Prof.Dr. Remzi YILDIRIM

DERS-NOTU

KABLOSUZ HABERLEŞME

ANKARA.2016

Prof. Dr. Remzi YILDIRIM

Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi

(AYBÜ)

“Principles of Mobile Communication” 2.Ed

Ders Notu Olarak Hazırlanmıştır

Ticari Amacı Yoktur

Para ile Satılmaz

Esas Kaynağın Beraberinde Kullanılması Tavsiye Edilir

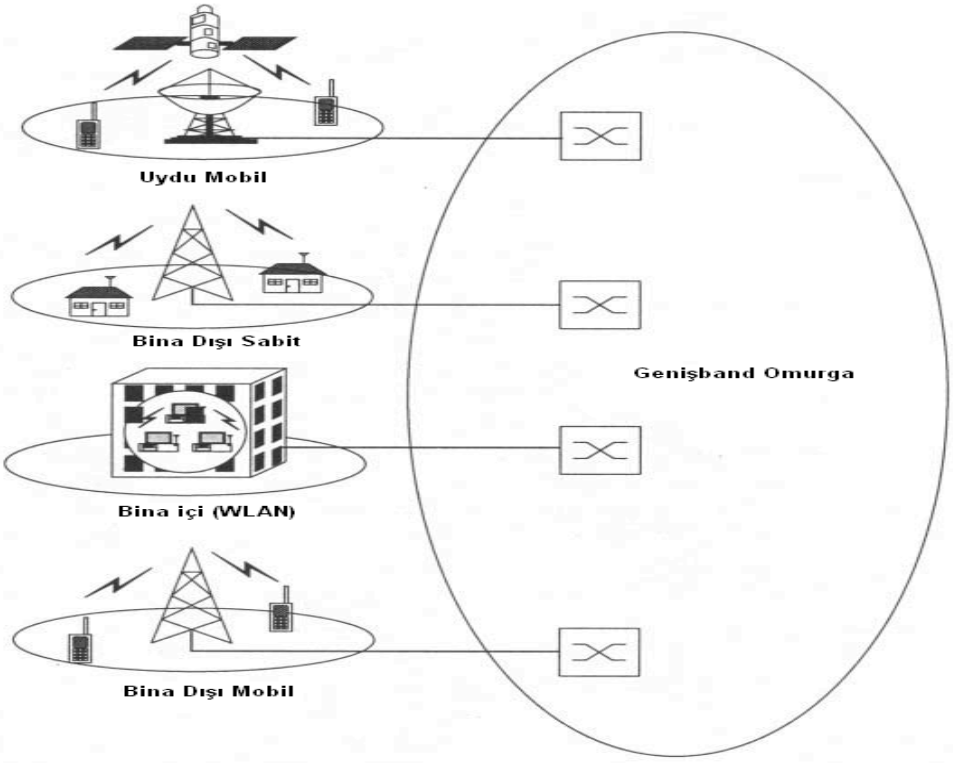
Kaynak Göstermek, Ticaretini Yapmamak Şartıyla Herkes Kullanabilir

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1980'lerin ilk yıllarında ilk hücresel ve kablosuz telefon sistemleri tanıtıldığından beri, kablosuz sistem ve servisleri dikkate değer bir gelişim geçirmişlerdir. İlk hücreli ve kablosuz telefon sistemleri kuşağı, analog FM teknolojisine dayanıyordu ve dar band devre anahtarlamalı ses hizmetlerini taşımak için dizayn edilmişti. Dijital modülasyonu kullanan ve gelişmiş hizmet spektrumu ve ses kalitesi sunan, ikinci kuşak hücreli ve kablosuz telefon sistemleri 1990'ların ilk yıllarında tanıtıldı. Bununla beraber, bu ikinci kuşak sistemler hala dar band ses ve veri servisleri için kullanılıyordu. Uydu kullanıcılar için 9,6 KB/s den yüksek bit hız mesafeleri, hareketli kullanıcılar için 144 KB/s, yaya kullanıcılar için 384 KB/s, ofis içi ortamları için 2,048 MB/s sunan, üçüncü kuşak kablosuz sistemler hala geliştirilmekte. Her çeşit ortamda daha şiddetli kullanılabilirlik ve hizmet kalitesi ihtiyaçları (Qos) yeterli olurken, bu sistemler ses, veri, daha fazla band genişliğinde kuvvetli multimedya servisleri sağlamak için tasarlanmıştır. Hatta daha ilerde dördüncü kuşak sistemler 1 GB/s e yaklaşan asimetrik bit hızları ile genişband kablosuz erişim sağlayacak.

Şekil 1.1 de gösterildiği gibi, radyo erişim sistemleri; kapsama alanlar ve bit hızları nedeniyle sıkça seçilirler. Mobil uydu sistemleri, mobil kullanıcılara global kapsama alanı sağlar fakat çok düşük bit hızları vardır. Yerleşik mobil radyo sistemleri, araçlı ve yaya kullanıcılara geniş kapsama alanı sağlamak için yerleşik hücresel ve mikrohücresel ağlar kullanır. Sabit kablosuz erişim sistemleri, hareketsiz kullanıcılara bir kampus veya komşu alan üzerinden radyo bağlantısı sağlar. Son olarak, kablosuz yerel alan ağları, sabit bina kullanıcılarına çok yüksek hız servisleri sağlar.



ŞEKİL 1.1 Kablosuz Servisler

1. KABLOSUZ SİSTEMLER VE STANDARTLAR

1.1 BİRİNCİ KUŞAK HÜCRESEL SİSTEMLER

1970 lerin başları radyo teknolojisinin aciliyetini gördü. Mobil radyo sistemlerinin 800/900 MHz bandında makul bir fiyatla yerleşmesi için bu gerekliydi. 1976 da Dünya Radyo Tahsisatı Toplantısı hücresel telefonlar için 800/900 MHz bandı frekans tahsisini onayladı, böylece hücresel sistemlerin ticari yerleşimleri için alan ayrıldı. 1980 lerin başlarında, birçok ülke frekans bölümü çoklu erişimi (FDMA) ve analog FM teknolojisine dayanan, birinci kuşak hücresel sistemleri yerleştirdi. FDMA ile her taşıyıcıda tek bir kanal vardı. Sisteme MS eriştiği zaman iki kanal gerçekten ayrılmıştı, bir doğru bağlantı (bazdan-mobile) ve biri de tes bağlantı (mobilden- baza). Doğru ve ters kanal frekansı ayrımı duplexer, filtrelerin – doğru ve ters kanalları izole eden böylece radyo vericisinin kendisini kilitlemesini önleyen- karmaşık düzenlemelerinin yürütme izinleri için önemlidir.

1979 da ilk analog hücresel sistem; Nippon Telefon ve Telgraf Sistemi (NTT) kullanılmaya hazır hale geldi. 1981 de Ericsson Radyo Sistemleri AB, Nordic Mobil Telefon 900 Sistemi (NMT) ni kurdu ve 1983 de AT&T, İleri Mobil Telefon Sistemi (AMPS) ni deneme olarak Şikago'da kurdu. Bir de bazı diğer ilk kuşak analog sistemler 1980'lerin başlarında

kuruldu: TACS, ETACS, NMT 450, C- 450, RTMS ve Avrupa'da Radiocom 2000 ve Japonya'da JTACS / NTACS. NTT, NMT ve AMPS'nin temel ölçütleri tablo 1.1 de gösterilmiştir. NMT 900 sistemi, üstüste binmiş kanallardan aynı baz istasyonu ile kullanılamadığından 12,5 kHz'in ayrımı ile frekans serpiştirme kanalını kullanır. NTT, NMT ve AMPS sistemlerinin içinde, 45 MHz'in ayrımı alıcı-vericiyi yürürlüğe koymak için, radyo dalgaları yaymak ve frekans almak arasında kullanıldı.

1.2 İKİNCİ KUŞAK HÜCRESEL SİSTEMLER

İkinci kuşak dijital hücresel sistemler dünyanın her yerinde geliştirilmiştir. Avrupa'da GSM/ DCS 1800 / PCS 1900 standartlarını, Japonya'da PDC standardını ve Birleşmiş Milletlerde IS 54-/136 VE IS 95 standardını içerir. Bu standartların hava arabirimlerinin standartları Tablo 1.2 ve 1.3 de özetlenmiştir ve her birinin kısa açıklamaları bulunmaktadır.

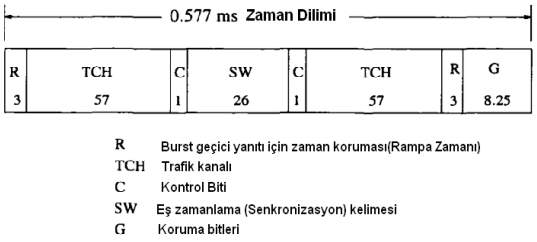
1.2.1 GSM /DCS 1800/ PCS 1900

Avrupa ülkeleri, Avrupa'da dolaşmayı engelleyen, uyumsuz ilk kuşak hücresel sistemlerin yerleşimlerini gördü. Sonuçta, Avrupa Posta ve Telekomünikasyon Yönetimi Toplantısı (CEPT), 1982'de Grup Özel Mobil (GSM) 'i gelecek Pan- Avrupa hücresel radyo sistemleri için standart tanımlamaları emri ile yayınladı.

Özellik	*NTT*	*NMT*	*AMPS*
Frekans Bandı RL/FL[a] (MHz)	925-940/870-885 915-918.5/860-863.5 922-925/867-870	890-915/917-950	824-849/869-894
Taşıyıcı Aralığı (kHz)	25/6.25 6.25 6.25	12.5[b]	30
Kanal Sayısı	600/2400 560 280	1999	832
Modülasyon	analog FM	analog FM	analog FM

[a] RL = ters bağlantı FL = düz bağlantı
[b] Frekans serpiştirme,kanal aralığının nominal kanal bandgenişliğinin yarısı olduğu yerde örtüşen kanallar kullanır.

TABLO 1.1 İlk kuşak hücresel standartlar



ŞEKİL 1.2 GSM için zaman dilimi formatı. Üniteler bitlerdedir.

GSM sistemleri (şuanda, Mobil İletişim için Global Sistem) yeni bir frekans ayrımı yönetimi ve gelişmiş kalite yapmak, Pan- Avrupa'da dolaşmak ve veri servislerini desteklemek birincil amaçları için geliştirildi.

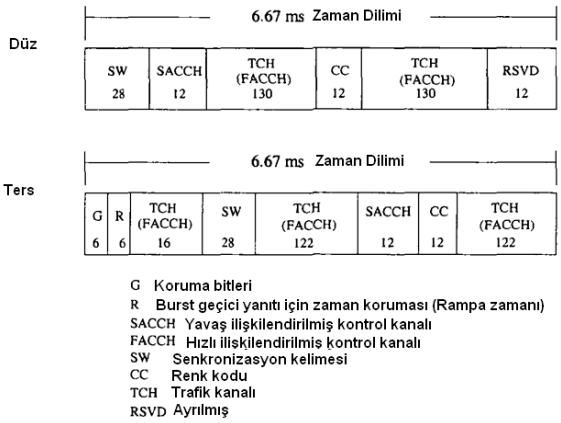
1992 sonlarında GSM dünyanın ilk dijital hücresel sistemi olarak yerleşti. Güncel versiyonunda, GSM tam-oran (8 slot / taşıyıcı) ve yarım oran (16 slot / taşıyıcı işleme ve çeşitli senkron ve asenkron 2.4, 4.8 ve 9.6 kb/s de modemlere (ÖR: V.22 bis veya V. 32) ve ISDN ye arabirim olan veri servislerini sağlar. GSM, 200 kHz taşıyıcı alanları, 1 taşıyıcıda 8 kanal, 0,577 ms zaman dilimi ve 270,8 kb/s ham bit oranı, Gaussian minimum anahtar kaydırma (GMSK) ile TDMA'ı kullanır. **Şekil** 1.2 de GSM trafik kanallarının zaman yuva biçimleri gösterilmiştir.

Yüksek frekans bandlarında yönetim için GSM çeşitleri de geliştirildi. Avrupa'da kişisel haberleşme ağları (PCNs) için bir standart olarak ETSI ile Dijital Hücresel Sistem 1800 (DCS 1800) geliştirildi. DCS 1800, GSM sisteminin bir türüdür fakat birkaç alanda farklılıkları vardır. İlk olarak, DCS 1800, 1710-1785 MHz (MS iletim) ve 1805-1880 MHz bandları (BS iletim) nı yönetir oysa ki GSM 900 MHz bandında yönetir. İkinci olarak DCS 1800, iki sınıf için optimize edilmiştir bunlar: 1W ve 200 mW ile el portatif ürünleri (mobil ünitelerden ziyade) dir. Bununla birlikte DCS 1800 standardında makrohücrelerin ve mikro hücrelerin yer paylaşımı için bazı değişiklikler vardır. GSM, Kuzey Amerika'da geliştirilmiştir. (PCS 1900) ve 1880- 1990 mHz PCS bandında işletilir. PCS 1900, DCS 1800'e benzer fakat ufak farklılıkları vardır. Biri, Kuzey Amerika marketleri için geliştirilmiş ACELPEFR (Tam Hız Geliştirme) kullanımıdır. GSM, olağanüstü başarı göstermiştir 1997 sonlarında, 110 ülkede, 256 ağ işletmecisi tarafından, 66 milyon GSM üyesine hizmet verildi.

1.2.2 IS-54/136 VE IS-95

Kuzey Amerika'da ikinci nesil sistemler için ilk sürücü büyük BM marketleri (ör; NewYork, Chicago, Los Angeles) deki bazı AMPS işletmelerinde kapasite sınırlarını hissettirdi. Hücresel Telefon Endüstrisi (CTIA) nın yayınladığı temel amaçlardan biri, her 2. Nesil hücresel sistemin AMPS'nin 10 kat üzerinde kapasite artışı sağlamak zorundadır ifadesiydi. Ayrıca, AMPS Kuzey Amerika da yerleştiğinden beri, her 2.nesil hücresel sistemin AMPS ile uyumsuz olması hoş değildi. Sonunda bu , iki modlu vericilerin gelişimine önderlik etti.

Avrupa'da GSM standardına yakınsama gösterirken, Kuzey Amerika 2. Nesil dijital hücresel standartların aciliyetini gördü. IS-54/136 VE IS-95 zaman bölümlü çoklu erişim (TDMA) ve kod bölümlü çoklu erişim (CDMA) teknolojisine dayanıyordu. IS-54 standardı 1990'da adapte edildi ve 30 kHz taşıyıcı alanları ve π/4 evre kaydırmalı tümleyici diferansiyel evre kaydırma anahtarlamalı (π/4 – DQPSK) modülasyonu - 48.6 kb/s ham bit oranlı – F/TDMA' ya dayanan yeni dijital sinyal şeması belirtildi. IS- 54 VE IS-136 kontrol kanalları açısından birbirinden farklıdır. IS- 54 analog kontrol kanalı kullanır buna karşın IS-136 dijital kontrol kanalı kullanır. IS-54/136 hava arabirimi 1 çerçeveye 6 slot (yuva, darbe) belirtir. Bir taşıyıcıya 3 tam kanal oranı veya 6 yarım kanal oranı uyumludur. IS- 54 / 136 trafik kanalları için yuva biçimleri **ŞEKİL** 1.3 de gösterilmiştir. IS- 54 / 136'nın doğrusal gelişimi, AMPS'nin tüm (yarım) oranlı sistemlerinin 3 (6) zaman hücre kapasitesini isteyecektir. Toplam kapasite kazancı da mümkündür. IS- 54 / 136 Kuzey Amerika ve Endonezya da yerleştirilmiştir.



ŞEKİL 1.3 IS-54/136 trafik kanalı için darbe formatı. Üniteler bitlerdedir.

CTIA, IS-54 ü 1990 da adapte ettikten hemen sonra, diğer CDMA teknolojisine dayanan ikinci nesil dijital hücresel sistem Qualcomm tarafından önerildi. Mart 1992 de CDMA, IS-95 [96] olarak adapte edildi. IS-95 ile 1.2288 Mchips/s oranında (128 işlem kazanımı) chip (saat) oranı ile PN sırasını kullanarak yayılan, temel kullanıcı veri oranı 9,6 dır. İleri kanal, kanal kestirimi için pilot kanal (kod) kullanan, evre uyumlu algılamayı destekler. İleri bağlantıda bilgi, ½ oranında evrişim (convolutional) kodunu , serpiştirilmiş (interleaved), 65 Walsh kodlarından birini kullanarak, 20ms darbelerde aktarılan yayılarak kullanır. Her hücredeki MS farklı bir Walsh kodu atar, buna karşılık ideal kanal koşullarında tamamen ortonormal (orthogonality) sağlamak 2^{15} uzunluğunda temel özel PN kodu ile son yayılım, diğer hücreleri ve onlardan çoklu erişim girişimi azaltmak için kullanıldı. IS 95 standardının büyük zorluklarından biri kodlanmış downlink geçişleri darbelerin üzerinden serpiştirilmiş (interleaved) değildir ve bu yüzden sinyal sönüme hassastır.

CDMA sistemleri, yakın-uzak etkilere hassastır, MSs'in BS'e yakın olduğu yerde sinyaller daha uzak MSs'lerden swamp out olacaktır. CDMA sistemlerinin iyi çalışması için, tüm

sinyaller, aynı güçte alınmalıdır. Bir durumda, hareketli yer mobil radyo yayılım çevrelerinde bu zordur. Yakın-uzak etkisini combat etmek için, IS-95 ters bağlantı hızlı kapalı loop güç kontrolünü radyo bağlarındaki çeşitlilikten dolayı alınan sinyal gücü alınımı için karşılamakta kullanır. Ters bağlantıdaki bilgi, 1/3 oranındaki evrişim (convolutional) kodunu interleaved (serpiştirilmiş) ve 65 Walsh kodlarından birinin üzerine eşlenmiş kullanarak kodlanmıştır. Yayılım için Walsh kodlarını kullanan ileri kanal, ters bağlantı 64- ary orthogenal modülasyon için Walsh kodlarını kullanır.

BS alıcısı, ters bağlantıya hiç pilot sinyali verilmediğinden beri evre uyumlu olmayan (non-coherent) algılama kullanır. Son yayılım 2^{42}-1 uzunluğunda kullanıcı özel PN sırası ile başarılmıştır. Hem BS ler hem de MS ler çok yollu çeşitleme sağlamakta RAKE alıcılarını kullanır. IS-95 sistemleri yumuşak handoffs (soft handoffs) -MS bakımı hücreler arası sınır alanlarında çoklu BS ler ile radyo bağlantısı yapabileceği yerde için- ihtiyaçtır. IS-95 in tanıtımından beri, IS54/136 ve IS-95 in göreceli kapasitesi üzerine tartışmalar devam etti. IS-95 için ilk kapasite isteği 40 kere AMPS di. Bununla birlikte güncel kararlar çok tutucu ve ticari yönetimlerin 6 ile 10 kere AMPS gösteriminden tecrübelidir.

1.2.3 PDC

1991 de Japonya Posta ve Telekomünikasyon Bakanlığı PDC'yi standartlaştırdı. PDC nin hava arayüzü bazı alanlarda IS-54 / 136 ya benzer. PDC bir taşıyıcıya 3 tam oran (6 yarım oran) kanal, 25 kHz taşıyıcı boşluğu ve 42 kb/s ham bit oranı ile π/4-DQPSK modülasyonu kullanır. PDC trafik kanalları için darbe biçimi **Şekil** 1.4 de gösterilmiştir. Senkronizasyon kelimesinin, PDC darbesinin merkezine yakın bir yerde yer aldığına bununla birlikte **Şekil** 1.3 de gösterildiği gibi IS-54 /136 darbenin başlangıcına yakın yer aldığına dikkat edin. Bu özellik, PDC alıcının zaman yuvası üzerinden kanal çeşitlerini geçmesini daha iyi sağlar.

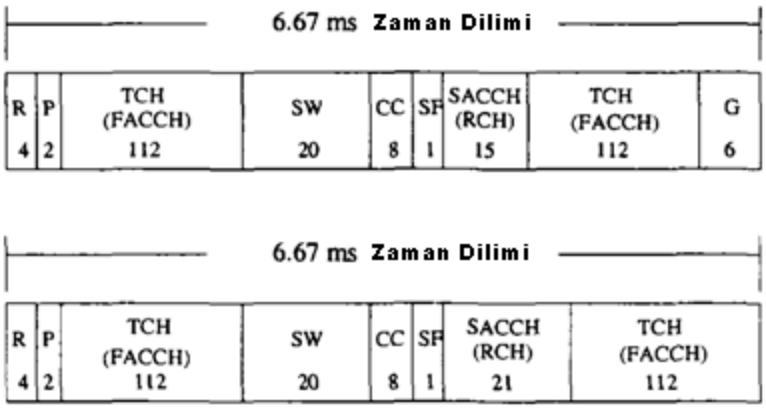
PDC standardının diğer bir temel özelliği, MS anten çeşitlemesini kapsamadır. IS-54 /136 daki gibi alçak performans alt seviyeleri düşük yayılım geciktirme çok yollu çeşitleme kayıplarından dolayı PDC katlanır. Bununla birlikte PDC MS vericisindeki anten çeşitlemesi bu koşullar altında uzamsal çeşitleme sağlar. PDC sistemlerdeki daha fazla detay tamamlanmış Standard [280] de bulunabilir.

1.3 KABLOSUZ TELEFON SİSTEMLERİ

Kablosuz telefon sistemleri ev telefonları, telepoint (kablosuz telefon kabini) kablosuz PABX (özel erişim iş değişimi) ve kablosuz yerel alanlar ve radyo alanlarında bazı uygulamalar buldu. Hücresel telefonlara benzer şekilde, ilk kuşak kablosuz telefonları analog FM teknolojisine

dayanıyordu. Tanıtımlarından beri kablosuz telefonlar yüksek popülarite kazandı. Bununla birlikte ilk kuşak kablosuz telefonlar kendilerinin başarısının kurbanı oldular; ses kalitesi, yüksek yoğunluklu alıcı (subscriber) alanlarında kabul edilemezdi/dir. Bu ikinci nesil dijital kablosuz telefonların gelişimine önderlik etti. Avrupa'da, iki dijital kablosuz telefon standardı geliştirildi, CT2 ve Dijital Avrupa Telsiz Telefonu (DECT) [325]. Kanada'da CT2 nin yenilenmişi (CT2 +) geliştirilmiştir. Bu iki-yollu arama, gezgin ve geliştirilmiş veri hizmet kapasitesi sağlar.

Japonya'da, kişisel el telefonu sistemi (PHS) geliştirilmiştir. Çeşitli kablosuz telefon standartlarının hava ara yüz parametreleri Tablo 1.4 de özetlenmiştir.



R Burst gecici yanıtı için zaman koruması(Rampa Zamanı)
P Başlangıç
TCH Trafik Kanalı
FACCH Hızlı İlişkilendirilmiş Kontrol Kanalı
SW Senkronizasyon Kelimesi
CC Renk kodu
SF Steal bayrağı
SACCH Yavaş ilişkilendirilmiş kontrol kanalı
RCH Housekeeping bitleri
G Koruma bitleri

ŞEKİL 1.4 Japon PDC için zaman dilimi formatı. Üniteler bitlerdedir.

1.4 ÜÇÜNCÜ NESİL HÜCRESEL SİSTEMLER

Mart 1992 de WARC, 1885- 2200 MHz bandındaki global spektral tahsisini IMT- 2000 (2000 yılındaki Uluslar arası Mobil Telefon) desteğinde onayladı. IMT-2000 standardı, Uluslararası Telekomünikasyon Radyo İletişimi Derneği (ITU-R) ve telekomünikasyon sektörleri (ITU-T) tarafından geliştirilmiştir. Dünyadaki çeşitli standartlar, IMT-2000 standart tanımına ilaveler sağlamıştır. IMT-2000 in vizyonu ses, multimedya(çoklumedya) ve yüksek hızda veri iletişimini her yerden kablosuz ağla sağlamaktır. IMT-2000 in ana özniteliklerinden biri 2 Mb/s a yükselen

kablosuz internet erişimi için kablosuz geniş band paket anahtarlamalı veri servislerinin tanıtımıdır. IMT-2000 in anahtar prensipleri şunlardır:

- Uluslar arası erişim ve portatif terminallerle dünyanın her yerinde gezinebilme ile Termal ve kişisel mobilite.
  Kişiselleştirilmiş telefon numaralarının kullanımı ile kişisel mobilite olanaklı olacak. Kablo hatlı telefonların başarısı arama ünitesinin nerede bulunduğu bilgisine dayanıyor. Sonuç olarak aramaların %80 i tasarlanan yere ulaşmıyor.
  Kişisel haberleşme servisleri ile (PCS) zeki ağlar (IN'ler) arama partilerini yönlendirme yükünü varsaymaya üyeleri dünyanın her yerinde gezinebilmek için özgür bırakmaya görevlendirilecek

Özellik	*GSM/DCS1800/PCS1900*	*IS-54/136*
Frekans Bandı RL/FL (MHz)[a]	GSM: 890-915/ 935-960 DCS1800: 1710-1785/ 1805-1880 PCS1900: 1930-1990/ 1850-1910	824-829/ 869/894 1930-1990/ 1850-1910
Çoklu Erişim	F/TDMA	F/TDMA
Taşıyıcı Aralık (kHz)	200	30
Modülasyon	GMSK	$\pi/4$-DQPSK
Baud oranı (kb/s)	270.833	48.6
Çerçeve büyüklüğü (ms)	4.615	40
Slotlar/Çerçeve	8/16	3/6
Ses kodlama (kb/s)	VSELP(HR 6.5) RPE-LTP (FR 13) ACELP (EFR 12.2)	VSELP (FR 7.95) ACELP (EFR 7.4) ACELP (12.2)
Kanal kodlama	oran -1/2 CC	oran -1/2 CC
Frekans Hopping	evet	hayır
Handoff	sert	sert

[a] RL = ters bağlantı FL = düz bağlantı

TABLO 1.2 İkinci nesil dijital hücresel standartlar

- İki aşamada gerçekleşen Genişletilmiş servis oranları. Birinci aşama, 2Mb/s e kadar asimetrik kullanıcı veri oranları ile devre ve paket anahtarlamalı multimedya yı destekleyecek, ikinci aşama 20 Mb/s e kadar kullanıcı verilerini sağlayacak.

Bu kapabiliteler, web arama dosya transferi, e-mail ve gezici bilgi servisleri video konferans gibi uygulamaları kullanılabilir yapacak. Kullanıcı veri oranlarında hem devre hem de paket anahtarlamalı veri için minimum ihtiyaçlar dört farklı çevrede aşağıdaki gibidir:

Araçlı : 144 kb/s

Yaya : 384 kb/s

Ofis içi: 2 Mb/s

Uydu : 9,6 kb/s

- Arama bekletme, arama kimlik numarası, depolama, ilerleme vs gibi tamamlayıcı hizmetler. Arama yönetimi, PCS'in sıkıntı verici bir hale gelmemesini temin etmek için gereklilik oldu.

Özellik	*PDC*	*IS-95*
Frekans Bandı RL/FL (MHz)[a]	810-826/ 940-956 1429-1453/ 1477-1501	824-829/ 869-894 1930-1990/ 1850-1910
Çoklu Erişim	F/TDMA	F/CDMA
Taşıyıcı Aralık (kHz)	25	1250
Modülasyon	$\pi/4$-DQPSK	QPSK
Baud oranı (kb/s)	42	1228.8 Mchips/s
Çerçeve büyüklüğü (ms)	20	20
Slotlar/Çerçeve	3/6	1
Ses kodlama (kb/s)	PSI-CELP (HR 3.45) VSELP (FR 6.7)	QCELP (8,4,2,1) RCELP (EVRC)
Kanal kodlama	oran-1/2 BCH	FL: oran -1/2 CC RL: oran -1/3 CC
Frekans Hopping	hayır	N/A
Handoff	sert	yumuşak

[a] RL = ters bağlantı FL = düz bağlantı

TABLO 1.3 İkinci nesil dijital hücresel standartlar

Bu demektir ki, üyeler aramaları kabul etmek için kendilerinin uygunluklarını kontrol edebilmelidirler.

- Sayfalama, hücresel ve uydu ağları gibi çeşitli altyapıları birleştirecek, birleştirilmiş ekyersiz (seamless) altyapı.

- Titiz Qos kontrolleri kablo hatlı ağları yapmak için mobil ve kablo hatlı ağları tümleştirme girişimi.

- Aynı hizmeti her yerde sağlamak için servis şeffaflığı fakat farklı veri oranlarıyla
- Tayfi verimlilik kalite esneklik ve kapsamlı fiyat iyileştirmesi (avantajlı teknolojilerin kullanılma sonucu olarak)

Üçüncü nesil kablosuz sistemlere geçiş kablosuz servis sağlayıcılar için aşağıdakileri içeren bazı zor meydan okumalar sunmaktadır.

Özellik	*CT2*	*CT2+*	*DECT*	*PHS*
Frekans Bandı (MHz)	864-868	944-948	1880-1900	1895-1918
Çoklu Erişim	FDMA	F/TDMA	F/TDMA	F/TDMA
Duplexing	TDD	TDD	TDD	TDD
Taşıyıcı Aralık (kHz)	100	100	1728	300
Modülasyon	GFSK	GSFK	GFSK	$\pi/4$-DQPSK
Taşıyıcı Sayısı	40	40	10	77
Kanallar/taşıyıcı	1	1	12	4
bit oranı (kb/s)	72	72	1152	384
Konuşma kodlama	ADPCM 32 kb/s	ADPCM 32 kb/s	ADPCM 32 kb/s	ADPCM 32 kb/s
Çerçeve büyüklüğü (ms)	2	2	10	5
Ortalama TX Gücü (mW)	5	5	10	10
En yüksek TX Gücü (mW)	10	10	250	80

TABLO 1.4 Kablosuz Telefon Standartları

- Evrime(evolution) karşın sistem devrimi(revolution). Devrimsel yaklaşım büyük bir esneklik sağlar. Bununla birlikte evrimsel yaklaşım daha beğenilirdir. Çünkü legal sistemlerde çok büyük altyapı yatırımları vardır ve büyük mevcut abone temel bakımları 3. Nesil sistemi gerektirir. (bunlar mevcut ikinci nesil sistemlerle uyumsuzdur.)
- Hızlı ve habersiz gelişim sistem planlamada zorluklara sebep olur. Büyük abone temellerini desteklemek için yüksek tayfi verimlilik esastır. Gelişmekte olan ülkeler kablolu altyapı olmadığından dolayı gelişim patlamasından tecrübeleniyorlar.
- Değişen müşteri ihtiyaçları esnek çözümler gerektirir.

- Sahtekarlık önlemesi, güvenlik, faturalandırmak, karışmış servisler ile etkili radyo kaynağı ve hareketlilik yönetimi için ağ yönetimi
- Mobil uydu sistemleri çok zor genel tayfi (spektral) koordinasyonu yapabilir.

Özellik	*UWC-136*	*UWC-136+*	*UWC-136HS vehicular GSM EDGE*	*UWC-136HS indoor*
Çoklu Erişim	TDMA	TDMA	TDMA	TDMA
Duplexing	FDD	FDD	FDD	FDD/TDD
Taşıyıcı Aralık (kHz)	30	30	200	1600
Modülasyon	$\pi/4$-DQPSK	CCH: $\pi/4$-DQPSK TXH: $\pi/4$-QPSK DTCH: 8-PSK	8-PSK GMSK	Q-O-QAM B-O-QAM
Çerçeve uzunluğu(ms)	40	40	4.615	4.615
Slotlar/Çerçeve	6	6	8	64@72μs 16@72μs
Bit oranı (kb/s)	48.6	72.9 (8-PSK) 48.6 (QPSK/ DQPSK)	812.5 (8-PSK) 270.8 (GMSK)	5200 (Q-O-QAM) 2600 (B-O-QAM) 2600 (B-O-QAM)

TABLO 1.5 UWC-136'nın parametreleri

Esasında on farklı çoklu erişim planı, IMT-2000 için teklif edildi. Bu planlardan ikisi yani DECT ve UWC-136, TDMA yaklaşımlarında kurulur. 8 öneride kalmak, 5 MHz ve daha fazla band genişliğine sahip olan bir CDMA sistemine değinen daha fazla geniş-band CDMA'ya dayanır. UWC-136 önerisi, IS-136 ailesi standartlarının 3G evrimidir. UWC-136 önerisinin bazı parametreleri tablo 1.5 de gösterilmektedir. Uwc-136, IMT-2000 ihtiyaçlarıyla geliştirilmiş modülasyon tekniklerini (IS-136+) kullanmak durumunda kalır ve servisler için bir daha geniş band 200 kHz taşıyıcısını (UWC- 136HS) kullanmak 30 kHz taşıyıcısında olası değildir. UWC-136HS önerisi, bir geliştirilmiş GSM hava arabirimi olan EDGE (Genel Evrim için Geliştirilmiş Veri) gibidir. EDGE, GSM ve IS-136 standartlar ailesinin yansıması bir sistemdir.

Tablo 1.6'ı, IMT-2000'e iki geri kalan geniş-band CDMA önerileri için parametreleri özetler, yani W-CDMA ve CDMA2000. Geniş-band CDMA sistemlerinin ortak özellikleri, aşağıdakileri içerir.

- Çoklu oran (multirate) hizmetlerinin hazırlılığı
- Paket veri hizmetleri

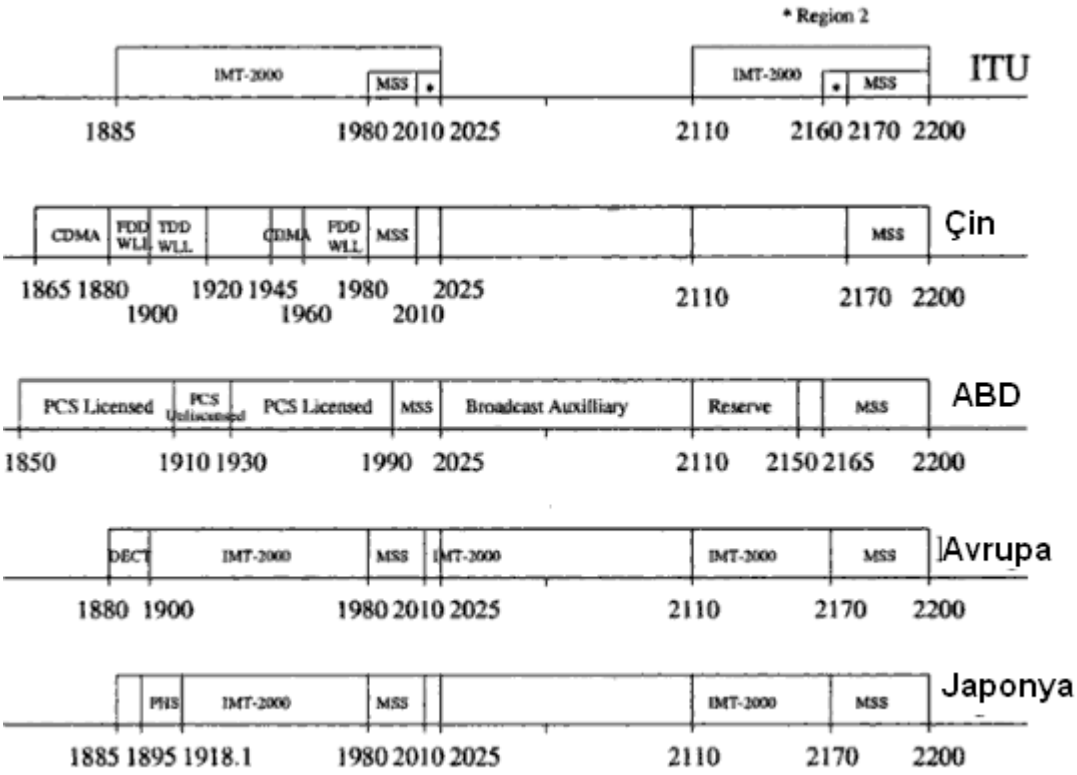
Özellik	*W-CDMA*	*cdma2000*
Çoklu Erişim	FDD: DS/CDMA TDD: T/CDMA	FDD: DS-CDMA TDD: T/CDMA
Çip oranı (Mcps)	FDD: 1.024/4.096 8.192/16.384 TDD: 4.096	1.2288/3.6864 7.3728/11.0593/ 14.7456
Taşıyıcı Aralık (kHz)	(1.25),5,10,20	1.25,5,10,15,20
Çerçeve uzunluğu (ms)	10	20
Modülasyon	FDD: FL: QPSK RL: dual-channel QPSK TDD: FL&RL: QPSK	FL: QPSK RL: BPSK
Kodlama	rate-1/2, 1/3 $K = 9$ CC optional RS outer code	rate-1/2, 1/3, 1/4 $K = 9$ CC rate-1/2, 1/3, 1/4, $K = 4$ TC
Gürültü	inter/intraframe	intraframe
Yayılım	FDD: FL: BPSK RL: QPSK TDD: FL,RL: QPSK	QPSK
Inter BS senkronizasyonu	asenkron	senkron

TABLO 1.6 W-CDMA ve cdma-2000 Parametreleri

- Kompleks yayılım
- Adanmış pilot bir kullanıcıyı kullanan bir tutarlı uplink(yer-uydu bağı).
- Işın biçimlendirme için downlinkte ilave deneme kanalı.
- Dikişsiz interfrequency handoffu.(seamless interfrequency handoff)
- İleri sarma bağlantı (fast forward link) güç kontrolü.
- İsteğe bağlı çoklu kullanıcı algılaması.

Farklı sistem önerileri arasında büyük farklılıklar, chip oranı merkezlidir.(senkron (cdma 2000) vs. asenkron (W-CDMA) ağ işlemleri kullanılır.)

Global tayfi co-ordinant, IMT-2000 kavramı için önemlidir. Büyük dünya pazar'larında düzenleyici acentelerin tayfi ayırmaları, **Şekil** 1.5 de gösterilmiştir. Birleşik Devletler' in , IMT-2000 için ayrılmış 1885-220 MHz bandı eskiden kullanılan destek PC servisleri 1850-1990 MHz bandı ile **Şekil** 1.6 gösterildiği gibi önemli şekilde örtüşür. Blok'lar A ve B, (C blokları F boyunca, temel ticaret alanlarına (BTAs) uyarken)ticaret alanlarında yoğunlaşmaya (MTAs) uyar.



ŞEKİL 1.5 Uluslararası frekans tahsisleri

Birleşik Milletlerde 51 MTAs ve 492 BTAs vardır. Ek olarak, 20 MHz spektrumu FCC Bölümü 15 kurallarına göre, lisanssız kullanım için ayrılmıştır. Bu 20 MHz'in, 10 MHz'i paket anahtarlamalı uygulamalar için, 10 MHz'i de devre anahtarlamalı uygulamalar içindir.,

.

1.5 KABLOSUZ LAN'LAR VE PAN'LAR

Yer	Frekans Aralığı *(GHz)*	Maksimum Çıkış Gücü (mW veya dBm)
Kuzey Amerika	2.400-2.4835	1000 mW
Avrupa	2.400-2.4835	100 mW EIRP
Japonya	2.471-2.497	10 mW
Birleşmiş Milletler (UNII düşük band)	5.150-5.250	en az 50 mW veya 4 dBm + $10\log_{10}B$
Birleşmiş Milletler (UNII orta band)	5.250-5.350	en az 250 mW veya 11 dBm + $10\log_{10}B$
Birleşmiş Milletler (UNII yüksek band)	5.725-5.825	en az 1000 mW veya 17 dBm + $10\log_{10}B$

TABLO 1.7 Lisans ayrım kullanımı için 2.4 ve 5 GHz bandları. B=-26 dB MHz'de yayılım bandgenişliği

Çeşitli kablosuz yerel alan ağları (WLAN) ve kişisel alan ağları (WPAN) sistemleri lisanssız bandları işletmek için geliştirilmişlerdir. Tablo 1.7 dünyanın çeşitli bölgelerinde kullanılmakta olan lisanssız bandları listelemektedir. Birkaç yıl öncesine kadar lisanssız bandlarda işletilen WLAN istemlerin çoğu açık standartsız hava arayüz ve MAC protokolleri markalarına dayanır.

1997 de IEEE 802.11 standardizasyon grubu 1 ve 2 Mv/s toplam oranları sağlamaya da dayanan ilk WLAN standardını yayınladı. IEEE 802.11 düz, sıra yayılım spektrum modülasyonunu kullanır. (Yayılım için 11 bit Barker sırası ve BPSK (1 Mb/s) veya QPSK (2 Mb/s)). Barker sıraları, bölüm 8 deki ileriki konularda tartışılmıştır. 1998 de IEEE 802.11b çalışma grubu 5.5 ve 11 Mv/s toplam veri oranlarını sağlamak için geliştirilmiş hava ara yüzünü tanımladı. IEEE hava arayüzü Bölüm 8 in ileriki bölümlerinde anlatılan tamamlayıcı kod anahtarlama (CCK) kullanır.

1998 de, IEEE 802.11a ortogonal frekans bölümlemesi (OFDM) i (onların yeni 5 GHz standardı, 6 dan 54 Mb/s'a dizilen verioranı dizileri hedefi için temel alarak) adapte etti. OFDM prensipleri, Bölüm 4 ve 5 de tartışılmıştır. İlerideki, IEEE 802.11a, Yüksek Performans LAN (Hiper LAN/2) (Avrupada) ve Multimedya Mobil Erişim Haverleşmesi (MMAC) (Japonya), fiziksel katman özelliklerine OFDM'yi adapte etmişleridir.

IEEE 802.11a OFDM standardı parametreleri Tablo 1.8 de özetlenmiştir. 1999'da, IEEE 802.15 çalışma grubu kablosuz kişisel alan ağları (WPAN) standartlarını geliştirmek için yaratıldı. Bluetooth özelliği WPAN standartlarından biri olarak [153] önerildi. Bluetooth bir ad

hoc ağıdır. Frekans Hop CDMA (FH-CDMA) yı ve 0.3 modülasyon indeksi ile Gaussian frekans anahtarlama kaydırma (GFSK) ya dayanır. Bluetooth 1 MHz aralık ve 625 μs hop yaşam zamanı ile 79 hop taşıyıcı setlerini kullanır. Tek FH kanalı 1 Mb/s veri oranını destekler. Bluetooth ya çok tek oranı -1/3 3- bit tekrarlama kodu ya da tek oran -2/3 kısaltılmış Hamming kod- kullanır.

Veri oranı	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mb/s
Modülasyon	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Kodlama	1/2, 2/3, 3/4 CC
Alt taşıyıcı sayısı	52
Pilot sayısı	4
OFDMsembol süresi	4 μs
Koruma aralığı	800 ns
Alt taşıyıcı aralığı	312.5 kHz
3 dB band genişliği	16.56 MHz
Kanal aralığı	20 MHz

TABLO 1.8 [333]'den, IEEE 802.11a OFDM standardının anahtar parametreleri

1. FREKANS TEKRAR KULLANIMI VE HÜCRESEL KAVRAM

Hücresel telefon sistemleri iki temel işleve sahiptir. Aktif ve pasif mobil istasyonların (MS ler) yerini belirlemek ve izlemek ve aktif MS leri en iyi uygun baz istasyonuna/larına (BS ler)bağlamaya girişmek zorundadır. Önceki görev kullanıcı konumunu güncelleme ve sayfalama konusudur. Sonraki görev, hizmet eden BS(ler) ve radyo link kalitesi(alternatif BSler le) ile radyo bağlantı kalitesinin devamlı evrimini ister. Bu gözlem (sistem topolojisine ve trafik akışına ek olarak, özel MS e hizmet etmek için en iyi BS lere karar vermekte) link kalite evrimleri bilgisini kullanan bir bilgisayar sistemi tarafından yapılır.

Hücresel telefon sistemi MS ve BS ızgarası arasında alçak güç (1 wattan düşük) radyo haberleşmesini kullanır. Ms in hareketi, bununla birlikte, yüksek düzensiz radyo bağlantı kalitesinde sebep olur ve dikkatli gözlem ve kontrol bunu kabul edilir kılmak için istenir. Radyo bağlantı kalitesi evrimi geniş sayıda kritere dayalıdır fakat özünde istatiksel ölçüm işlemi umulan radyo kanal özelliklerinin ön bilgisine dayanır. Radyo bağlantı kalitesini ölçmek için zaman istenir ve ölçümün doğruluğu yerel yayılım özelliklerine bağlıdır.

Zaman tüketim bağlantı kalitesi ölçümleri hücresel sistemin link kalitesinde bozulmaları etkileme yeteneğini sınırlayacaktır ve güç ve band genişliği kaynaklarının tahsisini değiştirerek dengeleyecektir. Diğer taraftan eğer bağlantı ölçüm kalitesi çabuk yapılabilirse, böylece hücresel sistem için zaman içerir, kaliteli bağlantı hücreleri için yöntem karar verme ve arzu edilen değişiklikler ve MS lerde kapsayan ağ varlıkları için hücresel sistem uyarlanabilirliği kısıtlanacaktır. Gerekli kontrol ve ölçüm hızındaki kısıtlamalar link kalitesi üzerinde ve hücrelerin modern sistemdeki farklılığı ve büyüklüklerinde karar verir. Hücre büyüklükleri karşı koyan girişim için radyo bağlantı yeteneği ve trafikteki çeşitlilik için ortaya çıkacak hücresel sistem yeteneği hücresel bir sistemin etkili tayfi ve karar veren 2 ana etkendir.

Hücresel sistemlerde, uygun spektrum BSs ve radyo bağlantılarının izin vereceği en olası yakın mesafeler verilen tekrar kullanılan bu frekans arasında paylaştırılır. Daha küçük hücreler daha kısa mesafedeki tekrar kullanılan frekanslar arasındadır ve bu da artmış spektral yeterlilik ve yoğun taşınan kapasite ile sonuçlanır. Spektral verimlilikteki dramatik gelişme mikrohücrelerin ilginin temel sebebidir. Buna rağmen mikro hücresel yayılma çevresi yüksek derecede değişkendir. Dağıtılmış tahsis edilen algoritmalar yüksek kaliteli link için kullanılmalıdır.

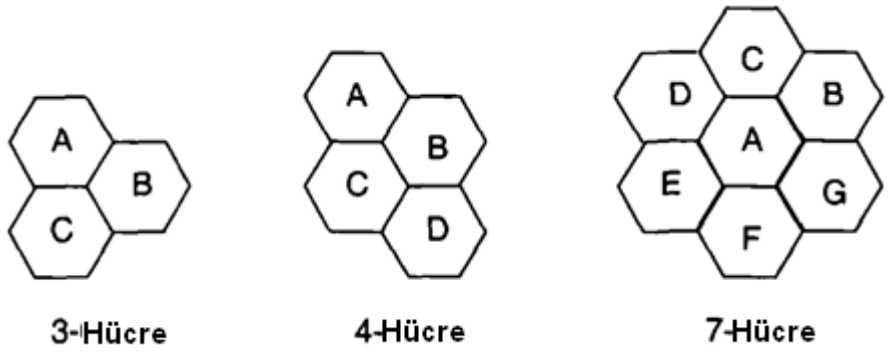
Hücresel sistemlere doğru olan güncel yönseme yüksek spektral yeterliliği ve her yerde bulunan servis kapsamlarını sunar. Bu sistemler i) etkili hücresel mimarlar ii) hızlı ve doğru bağlantı ölçüm niteliği iii) bütün çevre tiplerinde hızlı kontrol iv) her yerde sanal radyo sağlamak için BSler için yüklenmesi ve v) çevredeki yayılmanın set etkilerini azaltabilmek ve gürültü ve seslerin yüksek seviyede tolere edilen band genişliği ve verimli güç bağlantı programı içerecektir.

Hücresel taşınabilir radyo sistemleri ki TDMA ve FDMA tekrar kullanılan sıklık güven üzerine dayanır bunlar ayrı coğrafi bölgelerde eş zamanlı aynı taşıyıcı sıklığında kullanılırlar. Uygun makro hücresel sisteminin hücre düzeni altıgen ve radyo kapsamlı bölgelerde sıklıkla tanımlanır. Pratikte hücreler düzgün altıgenler değildir fakat onun yerine bozulmuş örtüşen alanlar şeklindedir. Makrohücresel kapsamlı yerlerin temsil edilmesi için altıgen ideal bir seçimdir. Çünkü yaklaşık bir çemberdir ve küme büyüklüğünde tekrar kullanılan geniş bir mozaik sağlar. Mozaik tekrar kullanılan küme büyüklüğü N tekrar yapılandırılabilir eğer; [258]

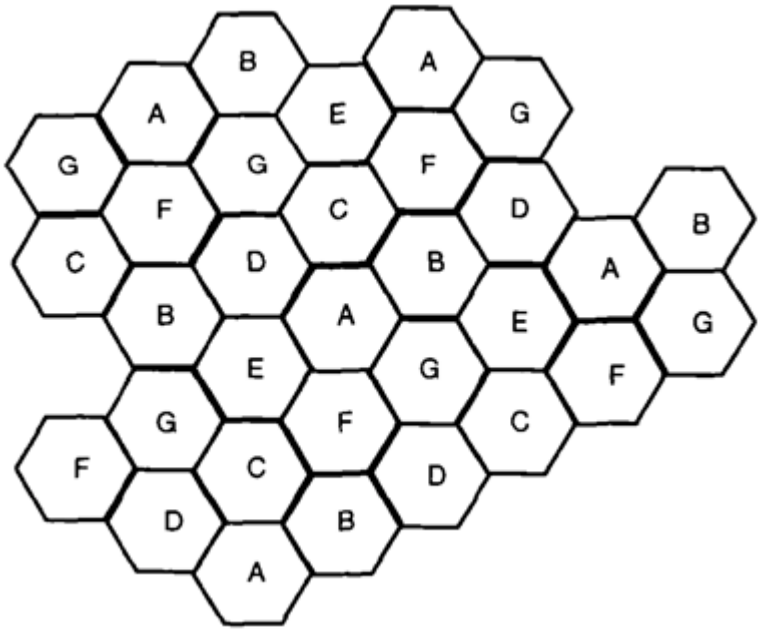
$$N = i^2 + ij + j^2 \qquad (1.1)$$

i ve j negatif olmayan tamsayılar ve i ≥ j. İzin verilmiş küme boyutları N= 1,3,4,7,9,12…

3-, 4- ve 7- hücre tekrar kullanım kümeleri örnekleri **Şekil** 1.7’ de gösterilmiştir. Tekrar kullanım kümeleri frekans planından mozaiklenmiştir. Basitleştirilmiş 7 hücre frekans tekrar kullanım planı **Şekil** 1.8 de gösterilmiştir (işaretlenmiş hücreler, taşıyıcı frekanslar özdeş takımların nereyi kullandıkları gibi).



ŞEKİL 1.7 Genellikle kullanılan hücresel tekrar kullanım kümeleri



ŞEKİL 1.8 7 hücre tekrar kullanım desenini kullanan makrohücresel yerleşim

Co-kanal tekrar kullanma faktörü D / R , co-kanalın oranı tekrar kullanımı uzaklığı D gibi tanımlanır.(aynı taşıyıcı frekansı ve R[1] hücrelerin yarıçapını kullanan hücreler arasında) Altıgen hücreler için , tekrar kullanma grup boyut N ve co-kanal tekrar kullanma faktörü D-R tarafından nakletilir. (Problem 1.2 ye bakınız.)

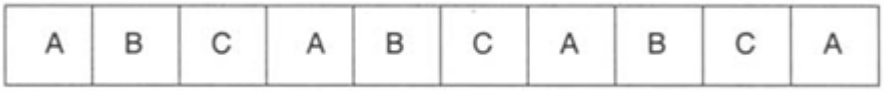
$$D/R = \sqrt{3N} \ . \qquad (1.2)$$

Daha alçak BS anten yükseklikleri ile microcellular sistemleri için düzenli altıgenler, radyo kapsam bölgelerine yaklaşmak için artık uygun değildir. Herhangi bir binanın ufuk

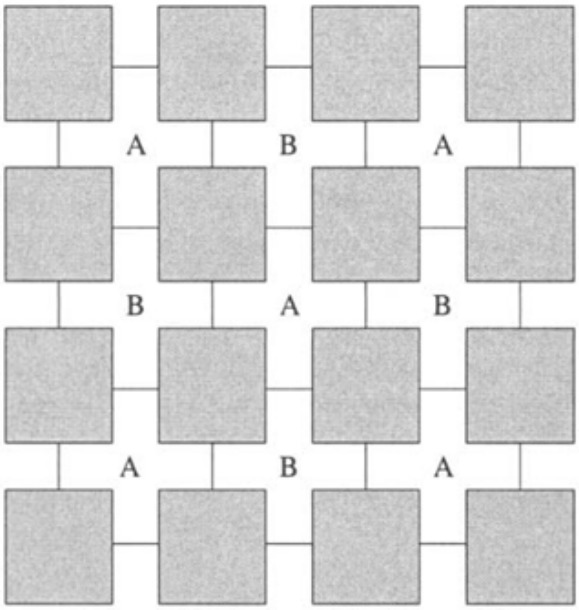
[1] Altıgen hücreler için R, bir hücrenin köşesinin merkeze uzaklığıdır.

çizgisinin altında , yaklaşık 15 m bir anten yüksekliğinde tipik microcell BSs kullanımı uygun olabilir , ve uygun bağlantı niteliği herhangi bir yerde BS 200-500 m'de sağlanabilir.

Mikro hücreler için hücre şeklinin seçimi büyük oranda özel yayılımlara dayanır.



ŞEKİL 1.9 3 hücre tekrar kullanım örneği ile bir anayol boyunca mikrohücresel yerleşim



ŞEKİL 1.10 Bir şehirsel kanyonda mikrohücresel yerleşim. Baz istasyonları, 2 hücre tekrar kullanım örneği ile yoğun hücresel alanlarda her kesişimde yerleştirilirler.

Örneğin; doğrusal hücreler şekilde gösterilmiştir. 1.9, yönlü antenler ile bir anayol boyunca yayılan anayol **mikro hücrelerinin (highway microcells)** daha kesin modelini sağlayabilir. Kentsel kanyonlu bir alanda, binalar sokak koridorları boyunca sinyal enerjisini yönlendirmekte dalga rehberleri gibi davranır. **Şekil** 1.10, şehir merkezlerinde yayılan mikrohücrelerin modellemesi için sıklıkla kullanılan tipik **Manhattan mikro hücrenin(Manhattan microcell)** yayılımını gösterir.

.

3. MOBİL RADYO YAYILIM ORTAMI

Radyo sinyalleri genellikle üç mekanizmaya göre yayılırlar; **yansıma, kırılım ve saçılım**. Yansımalar, boyutlarıyla yüzeye dayanan dalga uzunluğuna kıyasla çok uzun olan yüzey dalgaları olunca ortaya çıkarlar. Kırılım, Huygen in prensiplerine göre, verici ile alıcı antenler arasında bir engel olduğunda oluşur ve ikincil dalgalar engelleyen kısmın arkasında oluşurlar. Saçılım, yüzey dalgaları oluştuğu zaman meydana gelir. Boyutları bir dalga boyu veya daha az türünde olan nesnelere dayanır ve enerjinin farklı yönlerde yeniden yönlendirilmesine neden olur. Bu üç yayılım mekanizmasının göreli önemi belirli yayılım senaryolarına dayanır.

Yukarıdaki üç mekanizmanın sonucu olarak, makrohücresel radyo yayılımı, üç yakın bağımsız fenomenle kabaca karakterize edilebilir; uzaklıkla **yol kayıp** çeşitleri, yavaş uzun-normal **gölgeleme** ve **hızlı çoklu yol kaybı(multipathfading).** Bu fenomenler farklı fiziksel prensiplerde yerleşmelerinden kaynaklanır ve her biri ne zaman tasarımlandıklarına dair ve hücresel sistemin performansını değerlendirmek konusunda hesap vermelidirler.

Çoklu yol kaybı, alınan sinyal zarfında hızlı değişimlerde sonuçlanır ve yüzey dalgaları alıcı antene rasgele evreler ve birleştirilmiş vektörel ile çok farklı yönlerden ulaştığı zaman sevep olunur. Tipik olarak, alınan zarf en çok 30-40 dB üzerinde değişebilir.(bir dalga boyu bölümü yapıcı ve yıkıcı eklemelerden dolayı) Çoklu yol zaman ayrımına da sebep olur, çünkü iletilmiş sinyalin çoklu kopyaları, farklı iletim yolları üzerinde yayılır ve farklı zaman gecikmeleri ile alıcı antene varır. Zaman ayrımı TDMA sistemlerinde eşitleme ve CDMA sistemlerindeki RAKE alımında eşitleme gerektirebilir.

Elektromanyetik dalgaların yoğunluğunun boşlukta sönümü radyo yol uzunluğunun karesi ile,d, uzaktaki d alınmış gücü gibi çok iyi bilinir.

$$\Omega_p(d) = \Omega_t k \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^2 \qquad (1.3)$$

Ω_t nin iletim gücü olduğu yerde λ_c dalgaboyu ve k, oran sabitidir. Bununla birlikte, sayıcı-sezgi yol kaybı yüksek kapasite hücresel sistemlerde esastır, sinyal gücünün hızlı zayıflaması uzaklık izinleri sebebiyle küçük co-kanal tekrar kullanım uzaklığı ve bu nedenle, bir yüksek spektral verimlilik. 800-900 MHz UHF bandı ilk kuşak sistemler için seçilmiştir(onun göreli kısa erim radyo yayılım karakteristikleri nedeniyle). Tabiî ki eğer bir büyük radyo kapsama alanı istenirse (düşük kapasite aciliyeti ve haberleşme dağıtım sistemleri(polis, itfaiye vs…)) küçük yol kaybı tercih edilir. Bu nedenle, uzaklıkla küçük zayıflamalarla sonuçlanan,VHF bandı bu uygulamalar için seçilir.

Boşlukta yayılım, mobil radyo çevrelerinde kabul edilemez ve yayılım yol kaybı sadece uzaklık ve dalga boyuna dayanmaz bununla birlikte MS ler ve BS lerin anten yüksekliği ve yerel arazi özelliklerine (binalar, tepeler gibi (mikrohücrelerde)) de dayanır. Radyo yayılımının özel

doğası yol kaybı zorluğunun kuramsal öngörüsünü yapar ve kolay çözüm yoktur. En kolay yol kaybı modeli alınan gücün şöyle olduğunu varsayar:

$$\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}(d) = \mu_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}}(d_o) - 10\beta \log_{10}(d/d_o) + \epsilon_{(\mathrm{dB})} \ \ (\mathrm{dBm}) \qquad (1.4)$$

$\mu_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}}(d_o) = \mathrm{E}[\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}(d_o)]$ Bilinen referans uzaklığında alınan sinyal gücü ortalaması (dBm) iletim anteninin uzak alanındadır. Tipik olarak, d_o , makrohücreler için 1 km dış mikrohücreler için 100m, iç piko hücreler için 1 m dir. $\mu_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}}(d_o)$ değeri frekansa anten yüksekliği ve kazanç ve diğer faktörler dayanacaktır. β parametresi yol kaybı üssü olarak adlandırılır ve hücresel sistemlerin spektral(tayfi) verimliliğini etkileyen anahtar parametredir. Bu parametre hücre büyüklüğüne ve yerel alan özelliklerine bağımlıdır. Yol kaybı üssü, tipik şehirsel makrohücresel çevrelerde 3'den 8'e değişir.genellikle, yol kaybı üssü görsel ölçümlerle kararlaştırılır.

$\epsilon_{(\mathrm{dB})}$ parametresi sıfır ortalamalı Gaussian rasgele değişkenidir, (dB deki) gerçek ve kestirilen yol kaybı arasındaki hatayı temsil eder. $\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}(d)$ 'deki bu istatiksel değişim gölgelemeden dolayıdır. Gölgeler genellikle uzun –normal dağıtım olarak modellenir, $\Omega_{(\mathrm{dBm})}(d)$ yoğunluk işlev ihtimalinin söyle olduğu anlamındadır:

$$p_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}(d)}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega} \exp\left\{ -\frac{(x - \mu_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}}(d))^2}{2\sigma_\Omega^2} \right\} \qquad (1.5)$$

Olduğu yerde;

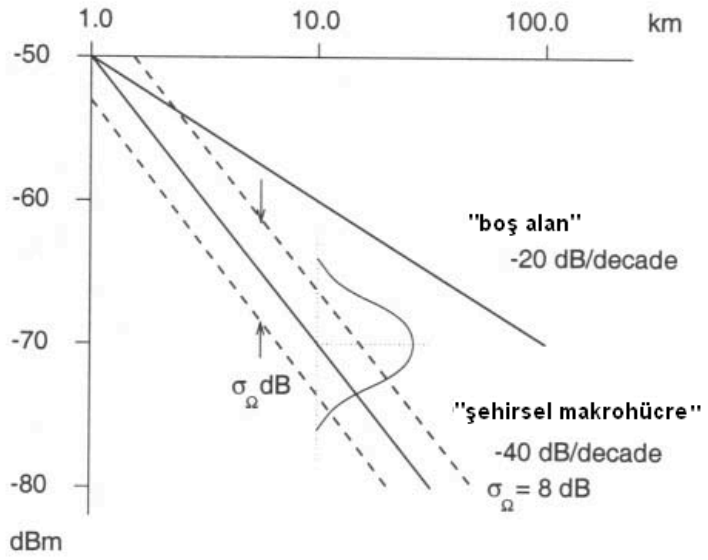
$$\mu_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}}(d) = \mu_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}}(d_o) - 10\beta \log_{10}(d/d_o) \ \ (\mathrm{dBm}) \ . \qquad (1.6)$$

σ_Ω parametresi gölge standart sapmasıdır. Daha çok kesin yol kayıp modeli daha küçük σ_Ω de sonuçlanır. Makrohücreler için σ_Ω, $\sigma_\Omega = 8\ \mathrm{dB}$ tipik değeri ile 5 den 12dB'e değişir. Ayrıca, σ_Ω radio yol uzunluğu d nin neredeyse bağımsız oluşunu gözlemektedir. Gölgeleme hazırlığında alınan sinyal gücü (1.4) de **yerel ortalama** olarak adlandırılırken, gölgeleme eksikliğinde (1.6) da tanımlandığı gibi alınan sinyal gücü **alan ortalaması** olarak adlandırılır. **Şekil** 1.11 hem boşluk hem de tipik şehirsel makrohücresel çevreler için alınan sinyal gücünün radio yol uzaklığının işlevi olarak çizerek, yukarıdaki kavramları tanımlamaktadır.

.

4. ORTAK-KANAL CIZIRTI VE GÜRÜLTÜ

FDMA/TDMA hücresel sistemlerinde frekans tekrar kullanımı tanıtılmaktadır(hücresel sistemlerin kapasitesini sınırlayan büyük faktörlerden biri). Ortak-kanal cızırtı farklı hücrelerde aynı taşıyıcı frekans kullanıldığında oluşur. Bu nedenle, istenen ve karışan sinyallerin güç yoğunluk spektrası tamamen örtüşür. Frekans tekrar kullanımı bitişik kanal cızırtısını da açıklar. Bu tür cızırtı komşu hücreler diğerlerine tayfsal yakın olan taşıyıcı frekanslarını kullandıkları zaman oluşur. Bu nedenle, istenen ve karışan sinyallerin güç yoğunluk spektrumu kısmen örtüşür.



ŞEKİL 1.11 Boş alan ve tipik şehirsel makrohücresel çevrel$\beta = 4,$ol kaybı; n $\sigma_\Omega = 8$ dB

σ_Ω^2 dB

Alınan sinyal gücü dBm'de 10 km uzaklıkta, -70dBm ortalama ve değişimi ile Gaussian yayılımlıdır.

Kablosuz radyo bağlantıları sıklıkla **eşik etkisi** gösterir(bağlantı kalitesi kabul edilebilir olduğu yerde hem taşıyıcıdan sese oran T hem de taşıyıcıdan cızırtıya oran Λ kesin eşiği aştığı zaman, T_{th} ve Λ_{th} ile gösterilir)[115][2]. Yoksa link kalitesi onaylanmaz ve kesinti meydana gelir.

Eşikler T_{th} ve Λ_{th} , çeşitli modülasyonları ve kod şeması içeren(kullanılan), alıcı yapısı, link kalitesi ölçümü, yayılım çevresi, MS hızı ve diğer faktörleri içeren bir çok radyo bağlantı parametresine dayanır. İlk olarak hava ara yüzü belirtilmiştir, yayılım çevresi kesinti olup olmayacağına karar verir. Hızlı hareket eden MS'ler için yol kaybı ve gölgeleme bağlantı

[2] Şimdilik, bitişik kanal cızırtısı etkisi ihmal edilecektir.

kalitesini belirler. İlk olarak T_{th} ve Λ_{th} belirtilmiştir. Diğer taraftan yavaş hareket eden MS'ler için alınan sinyal zarfı çoklu yol kaybından dolayı derin bir sönüm gösterdiği zaman link kalitesi onaylanmamış da olabilir. Burada, biz iki tür kesinti tanıtacağız. İlki **termal ses sevis kesilmesi**, söyle tanımlanır:

$$O_N = \mathrm{P}(\Gamma < \Gamma_{\mathrm{th}}) \qquad (1.7)$$

Ve ikinci olarak **ortak kanal cızırtı kesintisi**, şöyle tanımlanır:

$$O_I = \mathrm{P}(\Lambda < \Lambda_{\mathrm{th}}) \ . \qquad (1.8)$$

Hem termal ses hem de ortak kanal cızırtısından dolayı tamamen servis kesilmesi:

$$O = \mathrm{P}(\Gamma < \Gamma_{\mathrm{th}} \text{ or } \Lambda < \Lambda_{\mathrm{th}}) \ . \qquad (1.9)$$

Kolayca yüklenmiş hücresel sistemler için termal ses performansa hâkim olacaktır. Fakat zor yüklenmiş hücresel sistemler için termal ses ortak kanal cızırtısının tipik baskın etkisine farklılıkta ihmal edilebilir.

5. ALICI DUYARLILIĞI VE BAĞLANTI BÜTÇESİ

Alıcı duyarlılığı sesin hazır bulunuşluluğunda radyo sinyallerini bulmakta alıcı yeteneğine başvurur. Bu ses çeşitli kaynaklardan yükselebilir. Bunlar sistem dışı, atmosfer sesi (şimşek, galaktik ses gibi), insan yapımı sesler (otomobil kontak sesi gibi), termal ses (sistemin içinde olan)

Termal ses gücüne algılamadan önce istenen taşıyıcı gücü oranı genel olarak taşıyıcıdan sese oran, T olarak adlandırılır. T parametresi, haberleşme bağlantı parametrelerinin işlevidir. (iletilmiş güç (veya etkili eş yönlü ışıyan güç (EIRP)) yol kaybı, alıcı anten kazancı ve alıcı sistemin etkili giriş ses termali gibi). Link parametrelerine T'yi anlatan formül, bağlantı bütçesi (link budget) olarak adlandırılır. Bağlantı bütçesi aşağıdaki parametreleri ifade edebilir:

Ω_t = iletilmiş taşıyıcı gücü

G_T = verici anten kazancı

L_P = yol kaybı

G_R = alıcı anten kazancı

Ω_P = alınan sinyal gücü

E_C = modüle edilmiş sinyal başına alınan enerji

T_O = Kelvin derecesinde alınan sistem sesi

B_W = alıcı ses band genişliği

N_O = beyaz gürültü gücü spektral yoğunluğu

R_C = modüle edilmiş sinyal oranı

k = 1.38×10^{-23} Ws/K = Boltzmann sabiti

F = ses şekli, tipik olarak 5'den 6 dB'e

L_{RX} = alıcı gerçekleştirme kaybı

L_I = sistem yüklemesinden (cızırtı) kayıplar

M_{shad} = gölge sınırı

G_{HO} = handoff kazancı

S_{RX} = alıcı duyarlılığı

Etkili alınan taşıyıcı gücü:

$$\Omega_p = \frac{\Omega_t G_T G_R}{L_{RX} L_p} \quad . \qquad (1.10)$$

Alıcıya, toplam giriş ses gücü;

$$N = kT_o B_w F \quad . \qquad (1.11)$$

Oda sıcaklığında 17°C (290°K) kT_o değeri;

kT_o= -174 dBm/Hz Alınan taşıyıcı-ses oranı bağlantı bütçesini tanımlar.

$$\Gamma = \frac{\Omega_p}{N} = \frac{\Omega_t G_T G_R}{kT_o B_w F L_{RX} L_p} \quad . \qquad (1.12)$$

Taşıyıcı – ses oranı, T, ve modüle edilmiş sembol enerjisi-ses oranı, E_C/N_O söyle anlatılır:

$$\frac{E_c}{N_o} = \Gamma \times \frac{B_w}{R_c} \quad . \qquad (1.13)$$

Bu nedenle, bağlantı bütçesini şöyle tekrar yazabiliriz:

$$\frac{E_c}{N_o} = \frac{\Omega_t G_{\mathrm{T}} G_{\mathrm{R}}}{kT_o R_c F L_{\mathrm{R_X}} L_p} \quad . \qquad (1.14)$$

Desibel ünitelere çevrim sonucunda:

$$\begin{aligned} E_c/N_{o(\mathrm{dB})} \;=\; & \Omega_{t\ (\mathrm{dBm})} + G_{\mathrm{T}\ (\mathrm{dB})} + G_{\mathrm{R}\ (\mathrm{dB})} \\ & -kT_{o(\mathrm{dBm})/\mathrm{Hz}} - R_{c\ \mathrm{dBHz})} - F_{(\mathrm{dB})} - L_{\mathrm{R_X}\ (\mathrm{dB})} - L_{p\ (\mathrm{dB})} \quad . \end{aligned} \qquad (1.15)$$

Alıcı duyarlılığı şöyle tanımlanır:

$$S_{\mathrm{R_X}} = L_{\mathrm{R_X}} kT_o F (E_c/N_o) R_c \qquad (1.16)$$

Veya desibel ünitelere çevrim:

$$S_{\mathrm{R_X}\ (\mathrm{dBm})} = L_{\mathrm{R_X}\ (\mathrm{dB})} + kT_{o(\mathrm{dBm})/\mathrm{Hz}} + F_{(\mathrm{dB})} + E_c/N_{o(\mathrm{dB})} + R_{c\ (\mathrm{dBHz})} \quad . \qquad (1.17)$$

(1.17)'de E_C/N_O dışında tüm parametreler genellikle değişmez. Alıcı duyarlılığını bitirmek için ilk olarak minimum Ec/No (dB)'yi bulmalıyız. Bu kabul edilebilir link kalitesini verecektir ve devamında bu değer (1.17)'de yerine koyulur. Daha sonra sonuç değerini $S_{\mathrm{R_X}\ (\mathrm{dBm})}$ için (1.15)'de yerine koymakla ve $L_{p\ (\mathrm{dB})}$ 'yi çözmekle **maksimum kabul edilebilir yol kaybını** buluruz.

$$L_{\max\ (\mathrm{dB})} = \Omega_{t\ (\mathrm{dBm})} + G_{\mathrm{T}\ (\mathrm{dB})} + G_{\mathrm{R}\ (\mathrm{dB})} - S_{\mathrm{R_X}\ (\mathrm{dBm})} \quad . \qquad (1.18)$$

Çünkü biz hücresel radyo sistemleri için bağlantı bütçesi ile ilgileniyoruz, burada diğer üç çok önemli bağlantı bütçesi parametreleri vardır. (i) sistem yükleme için sınır veya **cızırtı yüklemesi** (ii) **gölge sınırı** ve (iii) **handoff kazancı**. Üçüncü arttırılırken ilk iki nicelik maksimum izin verilebilir yol kaybını küçültecektir. Belki başka faktörler de olabilir fakat onlar incelenmekte olan çeşitli sistemlere eşitçe kabul edilecektir, yani sistemler arası göreli karşılaştırma yaparken onlar yersizdir. Bununla birlikte, eğer kesin izin verilebilir yol kaybını belirlemek istersek onlar önemlidir.

Cızırtı Yükleme:

Sistem yükleme ortak kanal ve bitişik kanal cızırtısına sebep olur. Bu yüzden, herhangi bir hücresel sistemde hücre yarıçapı kısalacaktır ve trafik yüklemesi artarken ve azalırken

genişleyecektir. Bu fenomen bazen **hücre nefes alışı** olarak adlandırılır. Eğer, biz farklı hücresel sistemlerin abone yükleme artarken göreli kapsam kıyaslamayı umarsak, daha sonra biz bağlantı bütçesinde cızırtı bozulma sınırını içeren artmış trafik için hesap yapmak zorundayız; aksi takdirde orada planlanan gürce sınırları yakınında çok zayıf kapsam olacaktır. Eğer ortak kanal ve bitişik kanal cızırtısı ele alınırsa, (bir ilk ortalamaya beyaz gürültü olurken) daha sonra etki, L_I nın çok katmanlı faktörü ile alıcıya toplam giriş ses gücünü arttırmak zorundadır. Sistem yükleme cızırtı bozulmasını hesaplamak için $L_{I(dB)}$ ye bir miktar sınırı ile (1.18) deki maksimum izin verilebilir yol kaybını küçültürüz cızırtı sınırı. İstenen $L_{I(dB)}$, incelenmekte olan hücresel sistemin tipine ve hücre yüklemeye bağlıdır. Tipik olarak, CDMA sistemleri TDMA sistemlerinden daha yüksek cızırtı sınırı ister. Çünkü tüm kullanıcıların sinyalleri aynı band genişliğini işgal eder.

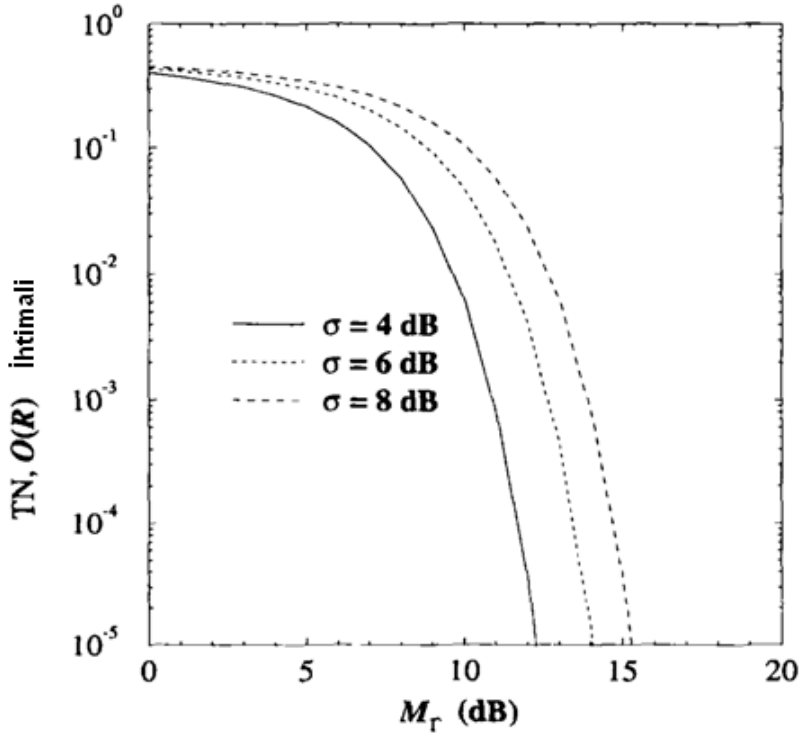
Gölge Sınırı ve Handoff Kazancı:

Gürültü kesintisinin alınmış taşıyıcı-gürültü oranı olduğu zaman oluştuğu farz edilir.

$T= \Omega_{p(dB)(d)}/N< T_{th}$ veya eşdeğer olarak, $\Omega_{p(dBm)}(d)<\Omega_{th(dBm)}$. Sınır gürültü kesinti ihtimali $\Omega_{p(dBm)}(R)<\Omega_{th(dBm)}$ olma ihtimaline dayalıdır(hücre sınırında MS yeri için d=R olduğu yerde). Alan gürültü kesinti ihtimali $\Omega_{p(dBm)}(d)<\Omega_{th(dBm)}$ ihtimaline dayalıdır.(tüm hücre alanında ortalama olduğu zaman). Verilen sınır veya alan kesinti ihtimalini sağlamak için gölge sınırını tanımlamak zorundayız, M_{shad}, (bağlantı bütçesinde)

Sınır gürültü kesinti ihtimali:

$$O_N(R) = \mathrm{P}(\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}(R) < \Omega_{\mathrm{th}\ (\mathrm{dBm})}) = \int_{-\infty}^{\Omega_{\mathrm{th(dBm)}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega} \exp\left\{-\frac{(x-\mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}}(R))^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} dx$$



ŞEKİL 1.12 Gölge sınırına karşılık sınır gürültü kesinti ihtimali

$$= Q\left(\frac{M_{\text{shad}}}{\sigma_\Omega}\right) \quad . \tag{1.19}$$

Olduğu yerde,

$$Q(x) = \int_{-\infty}^{x} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \quad . \tag{1.20}$$

Ve

$$M_{\text{shad}} = \mu_{\Omega_p\ (\text{dBm})}(R) - \Omega_{\text{th}\ (\text{dBm})} \quad . \tag{1.21}$$

Gölge sınırıdır. Sınır gürültü kesinti ihtimali, $O_N(R)$, **Şekil** 1.12'de M_{shad}'ın karşısına çizilmiştir. (çeşitli gölge standart sapmaları için).

Örnek 1.1

Bizim $O_N(R) = 0.1$ ' e sahip olduğumuz farz edilir. Gerekli olan gölge sınırına karar vermek için M_{shad} 'ı seçeriz.bu nedenle **Şekil** 1.13 deki Gaussian yoğunluk fonksiyonunda gölge alanı 0.1 e eşittir. Bu nedenle şöyle çözeriz:

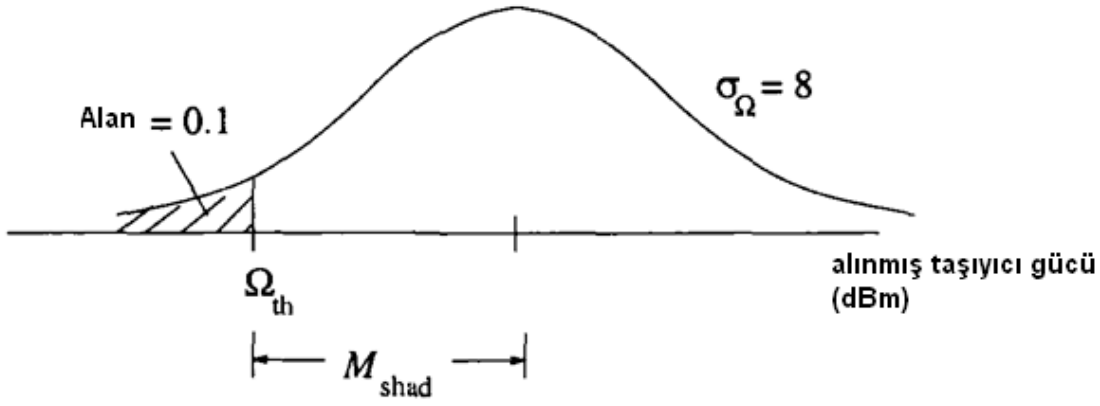
$$0.1 = Q\left(\frac{M_{\text{shad}}}{\sigma_\Omega}\right) \quad . \qquad (1.22)$$

Sahip olduğumuz

$$\frac{M_{\text{shad}}}{\sigma_\Omega} = Q^{-1}(0.1) = 1.28 \qquad (1.23)$$

σ_Ω= 8dB için gerekli olan gölge sınırı;

$$M_{\text{shad}} = 1.28 \times 8 = 10.24 \text{ dB} \quad . \qquad (1.24)$$



ŞEKİL 1.13 İstenen gölge sınırını sağlamak

Kenar ve gürültü kesinti ihtimalleri arasındaki ilişkiyi elde etmekte yayılma yol kaybı ve MS'lerin uzamsal yayılımı için modellere ihtiyacız vardır. Makro hücreler için MS'lerin hücre alanı içinden aynı dağıtılmış olduklarını farzetmek mümkündür. (1.6) daki yol kayıp modeli ile bu varsayım alan gürültü kesinti ihtimali: [115]

$$\begin{aligned} O_N &= \frac{1}{\pi R^2}\int_0^R O(r)2\pi r\, dr \\ &= Q(X) - \exp\left\{XY + Y^2/2\right\} Q(X+Y) \end{aligned} \qquad (1.25)$$

Olduğu yerde

$$X = \frac{M_{\text{shad}}}{\sigma_\Omega}, \qquad Y = \frac{2\sigma_\Omega}{\beta\xi} \qquad (1.26)$$

Olduğu yerde;

$\xi = 10/\ln 10.$ Bu anlatımın ilk terimi kenar gürültü kesinti ihtimaline eşittir, $O_N(R)$ (ikinci terim düzeltim faktörü olur). Yukarıdaki bağımsız değişken tek izole hücrenin durumunu kabul eder. Hücresel sistemleri için (coğrafi alan çoklu hücrelerle kaplanmış durum daha karmaşıktır). MS bir hücreden diğer handofflara geçerken çağrı sürekliliği bakımı için yürütülecektir. İki hücre arasındaki sınırda yer alan bir MS düşünün. Bununla birlikte hizmet eden BS in bağlantısı belki gölgelenmiştir ve başarılmıştır ve kesintiye uğramıştır, alternatif BS bağlantısı kabul edilebilir kaliteyi belki sağlayabilir. Bu nedenle iki hücre arası sınır alanlarda **makro çeşitleme** adıyla anılan çeşitleme etkisini buluruz. Handoff gain (G_{HO}) miktar eşitliği ile tek hücre üzerinden maksimum izin verilebilir yol kaybı yükselir. Hücresel sistemlerde kullanılan çeşitli handoff algoritimleri vardır. GSM ve DAMPS gibi TDMA hücresel sistemleri sert handoffu kullanırken CDMA hücresel sistemleri (IS-95 gibi) yumuşak handoffu kullanır. Handoff kazancının ilkelerini tanımlamak için, 7 hücreli bir küme düşünün, hedef hücre merkezde ve etrafı 6 başka hücre ile çevrili.

Monte Carlo simülasyonunu kullanarak hedef hücre için alan ortalama gürültü kesinti ihtimalini hesapladık mobil istasyonun hücre alanı üzerinde aynı dağıtılmış olduğunu varsayın. Bizim sonuçlarımız ilintili gölgelemeyi varsayar(bu altı tane BS in her birinin hedef BS'i çevrelediği yerde hedef BS ile 0.5 gölge ilintisine sahip olduğumuz) fakat bu gölgeler altı çevrelenmiş BS ler arasında bağımsızdır. $\Omega_{p,k\ (dBm)}$, k=0,…,6 nin almış olduğu sinyal gücünü göstermesine izin verin(hedef BS (k=0) ve altı çevre BS ler (k=1,…,6) için). 3 durum düşünülür, bir tek hücre yumuşak handofflar ve ser handofflar. Tek hücre performansı için hiçbir handoff kullanılmaz. Yumuşak handofflarla en iyi bağlantıyı sağlayan BS hizmet eden BS olarak daima seçilir. Alınmış sinyal gücünde alıcı eşiği üzerinde ($\Omega_{th(dBm)}$) geçerse bağlantı kalitesi kabul edilebilir olur. Yoksa altı çevre BS handoff adaylığı için test edilir. Bir BS in handoff adayı olabilmesi için $\Omega_{p,k\ (dBm)} - \Omega_{p,0\ (dBm)} \geq H_{(dB)}$ ye sahip olmalıyız. ($H_{(dB)}$ nin handoff histerezi olduğu yerde) Eğer herhangi bir BS –handoff adayları sonuçları dışında laınmış sinyal gücünde- alıcı eşiğinden ($\Omega_{th\ (dBm)}$) yukarda olursa, bağlantı kalitesi kabul edilebilir olur yoksa kesinti olur.

$H_{(dB)}$ = 6 dB için sonuçlar **Şekil** 1.14 de gösterilmiştir. %10 alan gürültü kesinti ihtimali (%90 kapsam), 5.6 dB gölge sınırı 1.8 dB'dir. 3.8 dB nin farkı yumuşak handoff kazancını temsil edir. İlişkin sert handoff kazancı 2.8 dB civarındadır. Yumuşak handoffun sert handoff kazancından daha büyük olacağına da dikkat edin.

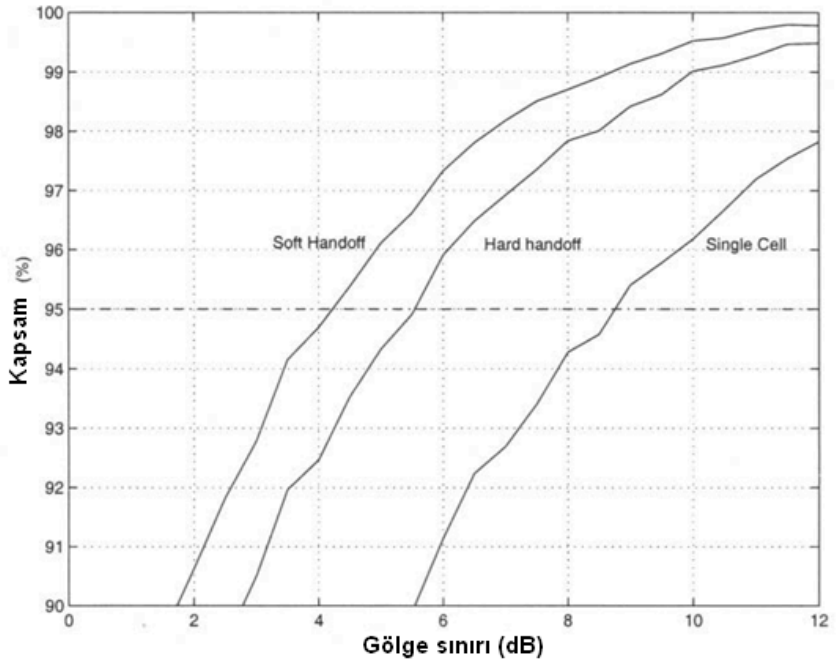
Özet olarak,gölgeleme ve cızırtı yüklemesi için sınır kapsamı ile maksimum izin verilen yol kaybı:

$$L_{\max\,(\mathrm{dB})} = \Omega_{t\,(\mathrm{dBm})} + G_{\mathrm{T}\,(\mathrm{dB})} + G_{\mathrm{R}\,(\mathrm{dB})} - S_{\mathrm{RX}\,(\mathrm{dBm})} - M_{\mathrm{shad}\,(\mathrm{dB})} - L_{I\,(\mathrm{dB})} + G_{\mathrm{HO}\,(\mathrm{dB})} \quad . \qquad (1.27)$$

6- KAPSAM

Kapsam, baz istasyonları sayılarına veya "kapak" gerektiren hücre siteleri veya kabul edilebilir servis türü ile verilen alana hizmet ağlamaya başvurur. Açık bir biçimde, hücresel sistem – verilen coğrafik alanı kaplamakta enaz sayıda hücre gerektiren- altyapı maliyet avantajına sahiptir.

Verilen alanı kaplamakta gerekli olan hücre siteleri sayısı maksimum izin verilebilir yol kaybı tarafından karar verilir ve yol kaybı özelliği. Farklı hücresel sistemlerin kapsamlarını kıyaslamakta ilk olarak ortak kalite ölçütünü kullanarak farklı sistemler için maksimum izinverilebilir yol kaybına karar vermeliyiz alan ortalama kesinti ihtimali örnekteki gibidir:



ŞEKİL 1.14 Sert yumuşak handofflarla ve %95 kapsamla istenen gölge sınırı; handoff histerezi $H_{(dB)}$=6 dB dir.

(1.11) den açık ki:

$$L_{\max\,(\mathrm{dB})} = C + 10\beta \log_{10} d_{\max} \qquad (1.28)$$

d_{max} 'ın radyo yol uzunluğu olduğu yerde (maksimum izin verilebilir yol kaybına uyan) ve C bir sabit, d_{max} 'ın değeri hücrenin yarıçapına eşittir. İyi kapsam sağlamakta, d_{max} 'ın mümkün olduğu kadar uzun olması istenir.

İlk olarak düşünülen çeşitli sistemler için L_{max} 'a karar verilir, farklı sistemlerin göreli kapsam avantajları kıyaslanabilir(diğer tüm faktörlerin eşit olduğu varsayılarak). Bunun nasıl olduğuna bir örnek olarak, Sistem 1 in $L_{max(dB)}=L_1$ 'e sahip olduğunu farz edelim ve Sistem 2 nin $L_{max(dB)}=L_2$ 'e sahip olduğunu (sırasıyla d_1 ve benzer radyo yol uzunlukları olarak). Maksimum izin verilebilir yol kaybı farklılığı takip eden ilişki içinden hücre yarıçapı ile ilişkilidir.

$$\begin{aligned} L_1 - L_2 &= 10\beta\,(\log_{10} d_1 - \log_{10} d_2) \\ &= 10\beta\left(\log_{10}\frac{d_1}{d_2}\right) \quad . \end{aligned} \qquad (1.29)$$

Başka bir yoldan,

$$\frac{d_1}{d_2} = 10^{(L_1 - L_2)/(10\beta)} \quad . \qquad (1.30)$$

Hücre alanı $A=\pi d^2$ ye eşit olduğu sürece (bir dairesel hücre varsayarak), hücre alanları oranı:

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{d_1^2}{d_2^2} = \left(\frac{d_1}{d_2}\right)^2 \qquad (1.31)$$

Ve bu yüzden,

$$\frac{A_1}{A_2} = 10^{2(L_1 - L_2)/(10\beta)} \quad . \qquad (1.32)$$

A_{tot} un toplam coğrafik alanının kapsandığını farz edin. Daha önce Sistem 1 ve 2 için gerekli olan gürce sayısının oranı:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{A_{tot}/A_1}{A_{tot}/A_2} = \frac{A_2}{A_1} = 10^{-2(L_1 - L_2)/(10\beta)} \quad . \qquad (1.33)$$

Örnek olarak, β=3,5 ve L_1-L_2=2dB olarak farz edin. Daha sonra, N_2/N_1 = 1,30. Bu yüzden, Sistem 2 aynı coğrafik alanı kaplamakta %30 daha fazla baz istasyonuna ihtiyaç duyar.

Sonuç olarak, bağlantı bütçesinde görülen ufak farklılıklar, altyapı maliyetinde büyük farklılıklara dönüşür.

7. SPEKTRAL VERİMLİLİK VE KAPASİTE

Spektral verimlilik, hücresel sistem işletmenleri için en önemli maddedir. Spektral verimliliğin çeşitli tanımları vardır, fakat en uygun tanım band genişliği ünitesi başına uzamsal trafik yoğunluğunun spektral verimliliğini ölçer. Aynı hücrelerin yerleşiminin oluştuğu hücresel sistem için spektral verimlilik aşağıdaki parametrelerle anlatılabilir:

G_C = kanal başına istenen trafik (Erlangs /kanal)

N_C = hücre başına kanal sayısı

W_{SYS} = toplam sistem bandgenişliği (Hz)

A = hücre başına alan (m^2)

Bir Erlang, devamlı meşgul edilen kanaldaki trafik yoğunluğudur. Bu nedenle zaman taşıyıcıları x/100 Erlangs'ın %x için bir kanal meşgul olur. Spektral verimlilik sçyle tanımlanır:

$$\eta_S = \frac{N_c \cdot G_c}{W_{sys} \cdot A} \text{ Erlangs/m}^2\text{/Hz} \quad . \qquad (1.34)$$

N hücre tekrar kullanım kümelerinin hücresel yerleşim varlığını varsayalım. Daha sonra, hücre başına kanal sayısı (FDMA ile):

$$N_c = \frac{W_{sys}}{W_c \cdot N} \qquad (1.35)$$

W_C nin kanal başına band genişliği olduğu yerde. Eğer TDMA kullanılırsa W_C , taşıyıcı başına kanal sayısı tarafından dağıtılan taşıyıcı başına band genişliğidir. Spektral vrimlilik üç verimlilik ürünü olarak yazılabilir,

$$\begin{aligned} \eta_S &= \frac{1}{W_c} \cdot \frac{1}{NA} \cdot G_c \\ &= \eta_B \cdot \eta_C \cdot \eta_T \ . \end{aligned} \qquad (1.36)$$

Olduğu yerde,

η_B =band genişliği verimliliği

η_C = uzamsal verimlilik

η_T = ana hat verimliliği

yüksek band genişliği verimliliği , düşük bir oranı ses kodlama ve band genişliği elverişli sinyalleme teknikleri ile başarılır.

Uzamsal verimlilik:

Yüksek uzamsal verimlilik şunlarla başarılır: (i) hücre başına alanı azaltmak (ii) ortak kanal tekrar kullanım uzaklığını azaltmak. Bu tanımlardan ilkinin mikrohücresel sistemlerle önemli ilgisi vardır. (hücre yarıçapının 200-500 m olarak kullanıldığı yerde). Ortak kanal tekrar kullanım uzaklığı D/R şöyle azaltılır:

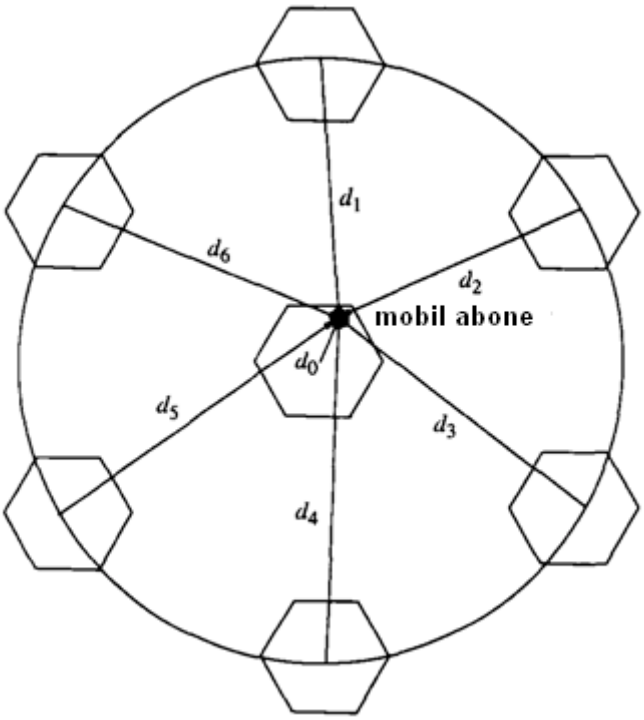
(i) ilk alanda hücresel sistemlerin içinde ortak kanal cızırtısının kuşağını kontrol etme

(ii) üretilmiş ortak kanal cızırtısının etkisini azaltma. Ortak kanal cızırtısının üretilmiş

seviyeleri hücre kesimlendirme smart antenler güç kontrolü devamsız iletim, etkili handoff algoritmaları, makroskopik BS çeşitleme ve diğer teknikler kullanılarak kontrol edilebilir. Radyo bağlantısında ortak kanal cızırtı darbesi, cızırtı iptali, hata kontrol kodlaması, anten çeşitliliği ve diğer teknikler kullanılarak yatıştırılmıştır.

Şekil 1.15 deki durumu düşünün, ileri kanal ortak kanal cızırtı çevresi betimlenmiştir. MS hizmet eden BS den d_0 uzakta ve ilk N_I =6 sırası cızırtı ortak kanal BS lerinden d_K, k=1,2,….N_I uzakta. Eğer d= (d_0, d_1 , … d_{NI}) nın uzaklık vektörünü belirtmesine izin verirsek (çeşitli MS yerlerinde) d fonksiyonu olarak:

$$\Lambda_{(\mathrm{dB})}(\mathbf{d}) = \Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}(d_0) - 10\log_{10}\left\{\sum_{k=1}^{N_I} 10^{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}(d_k)/10}\right\} \quad . \qquad (1.37)$$



ŞEKİL 1.15 Bir istenen MS'de ileri kanalda ortak-kanal gürüntü. Burada altı tane karışan BS vardır.

Bu noktada, handoffların etkisi için hesap yapmalıyız. Örneğin, yumuşak handoffları düşünün.

$\Lambda_{k\,(\mathrm{dB})}(\mathbf{d})$, k=0,…,M nin hizmet eden Bs ve M çevreleyen BS'leri için taşıyıcı-cızırtı oranını belirlemesine izin verin. d vektörünün her BS için farklı olduğunu not edin. Yumuşak handofflarla en çok sağlam bağlantı sağlayan BS daima kullanılır böylece sonuç taşıyıcı- cızırtı oranı:

$$\Lambda_{(\mathrm{dB})} = \max\{\Lambda_{0\,(\mathrm{dB})}(\mathbf{d}), \Lambda_{1\,(\mathrm{dB})}(\mathbf{d}), \ldots, \Lambda_{M\,(\mathrm{dB})}(\mathbf{d})\} \qquad (1.38)$$

Alan ortalama mümkün ortak kanal cızırtı kesilmesi:

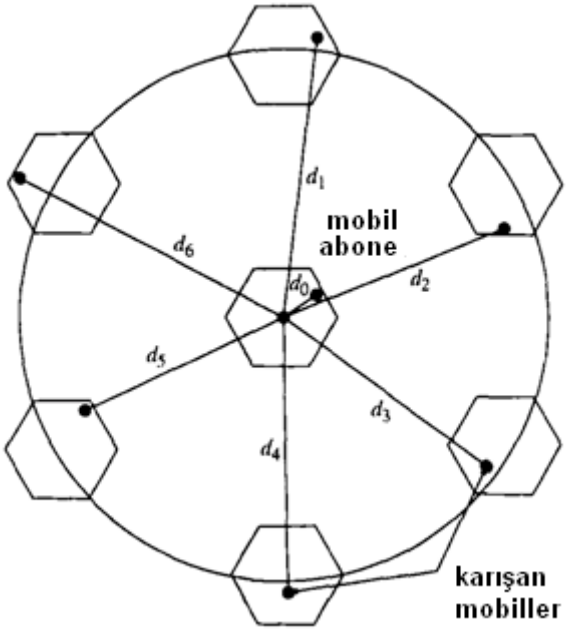
$$O_I = \mathrm{P}\left(\Lambda_{(\mathrm{dB})} < \Lambda_{\mathrm{th}(\mathrm{dB})}\right) \quad . \qquad (1.39)$$

Referans hücrede MS'in rasgele teri üzerinde ortak kanal cızırtı kesilmesinin ortalama ihtimali ile hesabın yapıldığı yerde.

Sonuç olarak; **Şekil** 1.16 hizmet eden BS'de ters kanalda ortak kanal cızırtısını betimler. Ortak kanal cızırtının ileri ve ters kanallarda tam olarak aynı olmayabileceğini not edin, çünkü d vektörü her yönde farklıdır. Bu fenomen **bağlantı orantısızlığı** olarak bilinir.

Ana Hat Verimliliği:

Yüksek anahat verimliliği, kanal atama şemaları kullanılarak başarılabilir. (kanal kullanımını maksimum yapan). Burada genellikle bir denge tween anahat verimliliği veya kanal başına istenen trafik ve yeni çağrı terimlerinde hizmet niteliği ve handoff engelleme ihtimalleri. Çeşitli temel formüller Erlang tarafından geliştirilmiştir (modern teletrafik teorisi kuruluşlarını yaratan kişi)



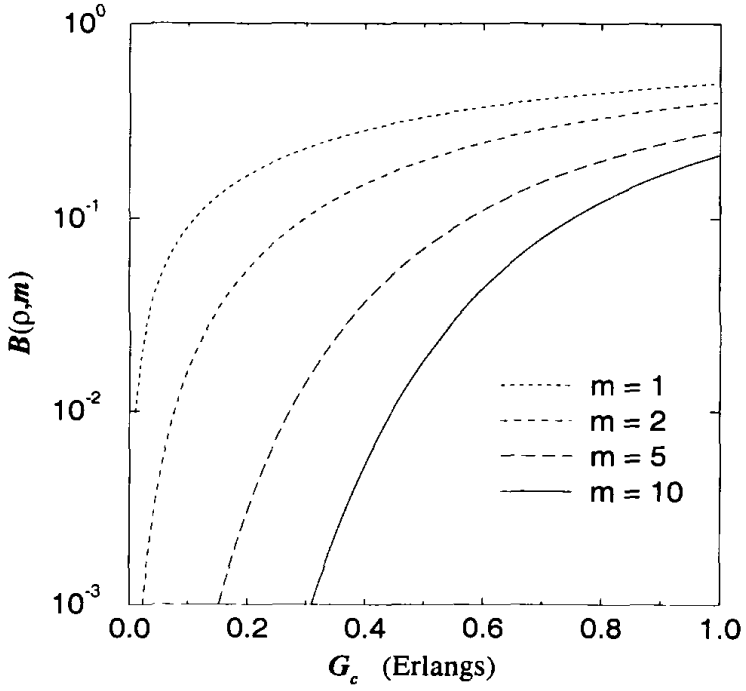
ŞEKİL 1.16 Bir istenen BS'de ters kanalda ortak-kanal gürültüsü. Burada altı tane karışan MS vardır.

Erlang-B formülü onun en ünlü sonuçlarından biridir (ilk çıktığı tarih 1917). Yeni arama girişimi kanal anahatında uygun kanalı bulayacaktır ve kaybolacaktır. Bazen bu kural **engellenmiş aramalar silindi** kuyruk disiplini olarak adlandırılır ve yaygın olarak kablolu telefon trafiği modelinde kullanılır. Erlang-B formülü hücresel sistemlere uygun değildir çünkü bu handoff trafiği için hesaplanmaz. Ayrıca, hücre başına toplam istenen trafik üyelerin uzamsal yer değiştirmelerinden dolayı zaman değişimlidir, Erlang-B formülündeki istenen trafiğin sabit olduğu varsayımındaki gibi. Bununla birlikte, bu kullanışlı kavrayış sağlar. Erlang-B formülü,

$$B(\rho, m) = \frac{\rho^m}{m! \sum_{k=0}^{m} \frac{\rho^k}{k!}} \qquad (1.40)$$

m'nin anahatta toplam kanal sayısı ve p=λμ nin toplam istenen trafik olduğu yerde. (λ arama varış oranıdır ve μ ortalama arama süresidir). Erlang-B formülü sonsuz üye popülasyonu varsayımı altında çıkarılmıştır. Poison arama, λ arama/s oranı ile ve ortalama arama süresi μs/arama ile hızlıca yayılmış arama süreleri varır.

Şekil 1.17 engelleme ihtimalini B(p,m) parseller (kanal başına istenen trafik fonkisyonu olarak G_C=p/m). Anahatın yararı aşikardır, kanal başına istenen trafik (G_C), ,herhangi bir engelleme ihtimali için, anahat kanallarının sayısını büyütür. Bununla birlikte, azalan dönüşler anahat kanallarının sayısı büyürken sağlanır.



ŞEKİL 1.17 Erlang-B engelleme ihtimali B(p,m) vs. Bir kanala verilen trafik $G_c = \rho/m$.

Anahat, spektral verimliliği geliştirmek için gösterilir.

KAPASİTE

Hücresel sistemlerin kapasiteleri sıklıkla iki niceliğin terimi ile ölçülür.

1- Hücre kapasitesi veya sektör kapasitesi, hücre veya hücre sektörü başına uygun ses kanalları sayısına eşittir.

2- Hücre Erlang kapasitesi özel arama engelleme ihtimalleri için hücrenin trafik taşıma kapasitesine (Erlang'da) eşittir.

Spektral verimlilik ve Erlang kapasitesi arasındaki farka dikkat edin (spektral verimlilik hücre başına alan için hesaplanır, A) Eğer hücre başı alan iki farklı sistemde aynıysa, onların göreli spektral verimliliği ve kapasiteleri aynı olacaktır.

Farklı hücresel sistemler arası kapasite karşılaştırması zor olabilir, çünkü sistemler evrimlerinin farklı seviyelerinde ve farklı yayılma kısıtlamalarında kıyaslanır. Bununla birlikte, yayılım kısıtlamaları olmadan uygun optimize edilmiş dijital hücresel sistemler arası haklı kıyaslama belki kabaca eşit kapasiteleri gösterebilir.

FDMA (AMPS) ve TDMA (PCS 1900, IS54) hücresel sistemlerin hücre kapasiteleri oldukça kolay bir şekilde hesaplanabilir, izin verilebilir tekrar kullanım kümesi belirlenmiştir.

AMPS KAPASİTESİ

Çok sıklıkla 2. ve 3. nesil dijital hücresel sistemlerin kapasiteleri (IS-54,IS-95, PCS 1900), Kuzey Amerika'da kullanılan analog AMPS sisteminin kapasitesi ile kıyaslanır. Analog AMPS, 30 kHz kanallar ile frekans bölüm çiftlemesi (FDD) kullanır. 1.25MHz (uplink veya downlink) band genişliğinde, 1250/30 ≈42 kanal vardır. Analog AMPS sitemleri tipik olarak 7/21 tekrar kullanım örneğine göre yayılır örneğin, bir tekrar kullanım kümesinde 21 sektör vardır. Bu yüzden analog AMPS'lerde sektör başına 2 kanal vardır. Uygun hücre kapasitesi 6.0 kanal/hücre 'dir. Aynı şekilde, 15 MHz band genişliğinde sektör kapasitesi 24 kanal/sektör dür.

PCS 1900 KAPASİTESİ

Avrupada'ki GSM sistemleri orijinal olarak frekans hopping olmadan yayılırlar. 4/12 tekrar kullanım örneği çok yaygındır. Frekans hopping'li PCS 1900 için 3/9 tekrar kullanım örneği mümkün olabilir. PCS 1900, 8 kanala sahiptir bunlar her taşıyıcıda zaman bölüm çoklamalı ve taşıyıcı boşlukları 200 kHz'dir. Bu yüzden kanal başına band genişliği 25 kHz dir. 1.25 MHz band genişliğinde (sadece uplink veya downlink) 1250/25=50 kanal vardır. Bu yüzden sektör başına 50/9 ≈5 kanal vardır veya 50/3=17 kanal/hücre. Bu nedenle, 3/9 tekrar kullanım örneği ile PCS 1900'ün hücre kapasitesi 17/6=2.8 kere AMPS hücre kapasitesidir.

.

IS-95 KAPASİTESİ

IS-95'in hücre kapasitesi birçok yıl tartışma konusu olmuştur çünkü düz bir yolla belirlenemez. Kapasite çeşitli karmaşık faktörlere bağlıdır. (i) yayılım yol kaybı üssü (ii) güç kontrol düğümünün kesinliği ve (iii) hücredeki mobillerin coğrafik yayılımı. Değerlendirilen IS-95 CDMA kapasitesinin zorluğunu örneklemekte aşağıdaki basit örneği düşünün. Bir hücrede N tane kullanıcı olduğunu farz edelim; bir istenen kullanıcı ve N-1 müdahale eden kullanıcı. Beyaz Gaussian gürültüsü gibi davranan ortak kanal sinyalleri taşıyıcı-gürültü oranı:

$$\Gamma = \frac{1}{N-1} \qquad (1.41)$$

Ve modüle edilmiş enerji-gürültü oranı:

$$\frac{E_c}{N_o} = \Gamma \times \frac{B_w}{R_c}$$
$$= \frac{G}{N-1} \approx \frac{G}{N}$$

$G = B_W/R_C$ olduğu yerde istenen $(E_C/N_O)_{req}$ için yerleştirilebilir kullanıcı sayısı:

$$N \approx \frac{G}{(E_c/N_o)_{\text{req}}}$$

Bu şekil sadece hücre kapasitesidir. Şimdi eğer $(E_C/N_O)_{req}$ sadece 1 dB ile küçültülürse, örnekteki gibi 1.25 faktörü N'de %30 değişim vardır,hücre kapasitesi. Bu yüzden, CDMA hücresel sistemlerinin kapasitesi alıcı hassasiyetine yüksek derecede duyarlıdır.

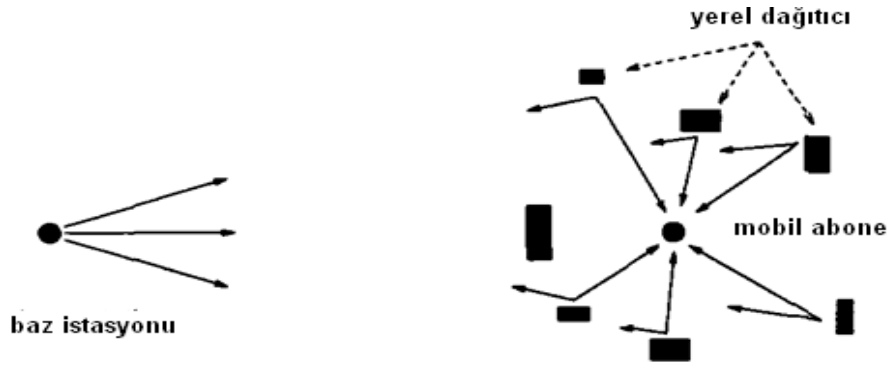
BÖLÜM 2

YAYILIM MODELLEME

Spektral verimli kablosuz haberleşme sistemleri dizaynı radyo yayılım çevresinin detaylı anlaşılmasını gerektirir. Radyo kanalının karakteristikleri işletim frekansı ve yayılım modu ile büyük oranda değişir. Örneğin, görünüm çizgisi (LoS) radyo bağlantıları, kırınım/dağıtım ve uydu bağlantıları. Bu kitapta burgu karasal hücresel mobil radyo sistemleri tipinde olan yer mobil radyo kanallarındadır. Bununla birlikte, birçok kavram diğer kanal tiplerini de kabul edecektir.

Tipik hücresel radyo sistemleri radyo kapsama alanı veya hücrelerine[1] dayanan sabit baz istasyonlarının (BS) toplamından oluşur. BS antenlerinin yükdekliği ve yeri BS'deki yerel dağıtımların yakınlığını etkiler. Makro hücresel çevrede BS antenleri genellikle lokal arazi üzerinde ve yerel dağıtımların göreli özgür iyi kaldırılmıştır. Tipik olarak, non-line-of-sight (NLoS) radyo yayılım yolu BS ve mobil istasyon arasında var olacaktır. (çünkü doğal ve insan yapımı nesneler BS ve MS arasında yerleştiğinden) Sonuç olarak radyo dalgaları yansıma, kırılım, ve dağıtım yolundan yayılmak zorundadır. MS'de, yüzey dalgaları çok farklı yönlerden varır ve farklı gecikmelerle varır. **Şekil** 2.1 de gösterdiği gibi. Bu özellik **çok yollu yayılım** olarak adlandırılır. çoklu yüzey dalgaları, birleşik alınan sinyali üretmekte alıcı antende yöneyselce birleşir.

UHF mobil radyo uygulamalarında kullanılan taşıyıcı dalga uzunluğu, tipik olarak 15'den 60 cm 'e dizilmiştir. Bu nedenle, farklı yayılım gecikmelerinde ufak değişiklikler MS mobilite yüzünden bireysel ulaşan yüzey dalgalarının aşamalarında büyük değişikliklere sebep olacaktır. Bu yüzden ulaşan yüzey dalgaları MS ve BS antenlerine ulaşması, MS'in yerine bağlı olarak yapıcı ve yıkıcı ilaveleri gerçekleştirecektir.



ŞEKİL 2.1 Tipik makrohücresel radyo yayılım çevresi

Eğer MS yer değiştiriyorsa veya dağıtım çevresinde değişmeler varsa uzamsal varyasyonlar genliktir ve birleşik alınmış sinyal aşaması zaman varyasyonlarında kendilerini manifesto edecektir

[1] Askeri uygulamalarda BS'ler yer değiştirebilir.

bu fenomen zarf sönümü olarak adlandırılır. daha sonra göreceğimiz gibi zarf sönümünün zaman oranı MS'in hızına bağlıdır.

Radyo kanalları karşılıklı duyudadır eğer yayımlama yolu mevcut olursa o tüm yönlerde enerjiyi aynı derecede taşır. Bununla birlikte varan yüzey dalgalarının uzamsal dağıtımı belki her yönde önemli şekilde farklıdır. Tipik olarak makro hücresel çevrede bir MS genellikle dağıtıcılarla kuşatılmıştır bu nedenle yüzey dalgaları direk LoS bileşeni olmadan birçok yönden ulaşacaktır. Eşitlik ihtimaliyle tüm yönlerde ulaşan yüzey dalgalarının olduğu yerde iki boyutlu eş yönlü dağıtım makro hücresel sistemlerde ileri kanal için çok sıkça kullanılan dağıtım modelidir. Bu tip dağıtım çevresi için alınmış zarf her zaman Rayleigh yayımlanır ve Rayleigh sönümün gösterimde olduğu söylenir.

Makro hücrelerde BS'ler, yerel dağıtıcılara göre özgürdür bu nedenle yüzey dalgaları bir yönden oldukça küçük açı varış yayılımı ile (AoA) varmaya yönelir.(**Şekil** 2.1 'de gösterildiği gibi). Daha sonra göreceğimiz gibi ileri ve ters kanallar için dağıtım çevresinde bu farklar onların ayrı ayrı sönüm zarflarının uzamsal bağıntı özelliklerinde farklılıklara neden olur.

Mikrohücresel çevrelerde, BS antenleri binaların ufuk çizgisi altında sıklıkla yer alır e yerel dağıtıcılarla çevrelenmiştir. Yüzey dalgalarının daha büyük AoA yayılımı ile BS'e varacağı gibi.

Ayrıca, LoS yolu, diğer zamanlar hiçbir LoS yolu olmazken ,bazen MS ve BS arasında var olur. Hatta LoS yayılım durumlarının yokluğunda burada sıklıkla MS ve BS arasında baskın yansıtma veya kırınım yolu bulunur. LoS veya baskın yansıtma veya kırınım yolu yansıtıcı bilecen üretir ve daha zayıf ikinci yolun birçoğu alınan zarfın dağıtım bileşenine katkıda bulunur. Bu tür yayılım çevrelerinde alınan sinyal zarfı hala sönümü başarır. Bununla birlikte yansıtıcı bileşen hazır bulunuşluluğu alınan zarf yayılımını değiştirir ve çok sıkça Ricean dağıtılmış zarf varsayılır. [148,369,359]. Bu durumda alınmış zarf Ricean sönümünün görünür olduğu söylenir.

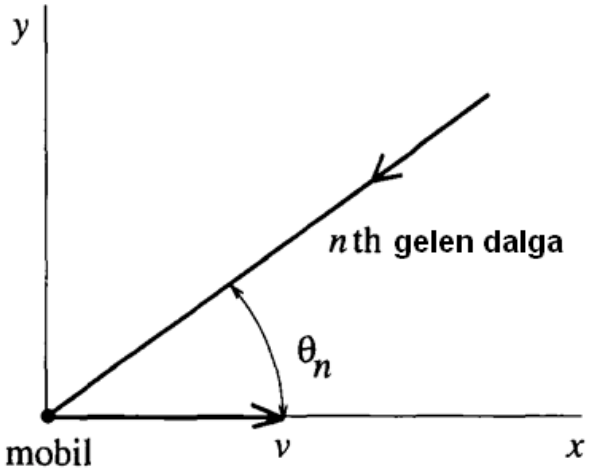
Zarf veya karesel zarf, 20'den 30ı'a dalga uzunluğunun uzamsal uzaklığı üzerinden ölçülür ve ortalanır. Amaç zarf veya amaç karesel zarf bulunabilir. Bazen, bu miktar yerel amaç olarak adlandırılır çünkü amaç değer bir özel yerelliğe uyar. Genellikle binalar ve tepeler gibi büyük arazi özelliklerinin varlığından dolayı yerel amaç varyasyonlar başaracaktır. Bu fenomen gölge sönümü veya gölgeleme olarak bilinir. Deneysel gözlemler, gölge sönümlerinin uzun-normal yayılımı takip ettiğini (**Şekil** 1.5'deki gibi) doğrulamıştır. Bu uzun-normal yayılım hem makro hücresel [188, 173] hem de mikro hücresel çevrelerde [224, 226, 149] uygulanır.

Eğer, yerel amaç yeterince büyük uzamsal uzaklıklar üzeride ortalanırsa (gölgeler üzerinde ortalama) **alan amacı** sağlanır. Alan amacı ortalama sinyal gücüdür. (büyük bir alan üzerinden MS'e /MS'den alınmış) ki o BS'den aynı uzaklıkta (tahminen) yer alır. Alan amacı, BS ve MS arasında uzaklıkla alan amaç değişmeleri ile alan amacın nasıl değiştiğini öngören, **yol kaybı** ile direk ilişkilidir. Okumura [253] ve Hata [162] ile ilk çalışmalar şehirsel, varoş ve kırsal alanlar için deneysel yol kaybını verir. (1 ile 20 km arasında değişen uzaklıklar için 1dB'de kesin olan). Bu çalışmalar makro hücresel sistemlerde yoğunlaşır. En son çalışmalar mikro hücrelerde yol kayıp tahminini düşünür. COST231 çalışması [69] şehirsel mikro hücresel yol kaybı tahmini için COST231-Hata ve COST231-Walfish-Ikegami modellerinde sonuçlanır.

Bu bölümün tekrarı radyo yayılım modelleme ve karakterize etmede mevcuttur. Bölüm 1 çoklu yol sönümü mekanizmasını anlatır. Sönüm zarfının çeşitli özellikleri Bölüm 1.1'den 1.5'e kadar türetilmiştir. Bölüm 2'de geniş band çoklu yol sönüm kanallarının istatiksel karakterizasyonunu ele alır. Bölüm 3'de sönüm kanallarının laboratuar simülasyonları mevcuttur. Bölüm 4'de gölgeleme modelleri ve simülasyon teknikleri tartışılır. Son olarak, Bölüm 5'de makro hücresel ve mikro hücresel sistemlerde yol kaybı için teorik ve deneysel modeller ele alınır.

1- FREKANS SEÇİMSİZ (DÜZ) ÇOKLU YOL SÖNÜMÜ

Karasal hücresel sistemlerde, radyo dalgaları üç boyutta yayılır. BS tarafından iletilen sinyaller genellikle dik kutuplaşmaya sahiptir. Araçlı uygulamalar için MS antenleri de dik kutuplaşmıştır. (portatif uygulamalar için eğilim verici (veya telefon ahizesi) anteni dik olmayan kutuplaşmaya sebep olurken) Bununla birlikte, kutuplaşma etkilerini hesaplamak önemlidir. İletilen sinyallerin dik kutuplaştığını varsayacağız. Ayrıca, BS ve MS arası uzaklığın radyo yayılım çevresinin iki boyutlu modellenebileceği kadar, yeterince büyük olduğunu varsayarız.



ŞEKİL 2.2 Bir MS alıcıda bir tipik yüzey dalga olayı

Şekil 2.2 yatay x-y düzlemini betimler (MS x ekseni boyunca hız v ile yer değiştirdiği yerde). Bundan dolayı dik kutuplaşma olduğu varsayılır bu nedenle elektrik alanı vektörü z ekseni ile sıralanmıştır. n'inci yüzey dalgası MS antene Θ_n geliş açısı ile varır. MS hareketi bir Doppler kaymasını veya frekans kaymasını (gelen yüzey dalgasında) tanımlar. Doppler kayması söyle verilir:

$$f_{D,n} = f_m \cos\theta_n \text{ Hz} \qquad (2.1)$$

(f_m=v /λ_C ve λ_C ulaşan yüzey dalgasının dalga boyu ve f_m , Θ_n =0 olduğu zaman maksimum Doppler frekans oluşumu olduğu yerde). Yüzey dalgaları hareket yönünden ulaşması pozitif Doppler kaymasını gerçekleştirecektir. Hareketin yönünün zıddında bu varışlar negatif Doppler kaymasını gerçekleştirecektir.

Band geçiş sinyalinin iletimini düşünün:

$$s(t) = \mathrm{Re}\left[\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}\right] \qquad (2.2)$$

$\tilde{s}(t)$ 'nin iletilmiş sinyalin karmaşık zarfı olduğu yerde, f_C taşıyıcı frekansı ve Re[z], z'nin gerçek bölümünü belirtir. Eğer kanal N yayılım yollarıyla kapsanırsa, gürültüsüz alınmış band-geçiş dalga biçimi söyle olur:

$$r(t) = \mathrm{Re}\left[\sum_{n=1}^{N} C_n e^{j2\pi\left[(f_c+f_{D,n})(t-\tau_n)\right]}\tilde{s}(t-\tau_n)\right] \qquad (2.3)$$

(C_n ve r_n 'in genlik olduğu yerde ve zaman gecikmesi sıra ile n'inci yayılım yolu ile ilişkili) C_n büyüklüğü n'inci yansıyan yüzeyin veya n'inci kırını sınırının uzunluğunun çapraz bölümsel alana dayalıdır.

(2.2)'ye benzer şekilde alınmış band-geçiş sinyali r(t) şu biçime sahiptir:

$$r(t) = \mathrm{Re}\left[\tilde{r}(t)e^{j2\pi f_c t}\right] \qquad (2.4)$$

Alınmış karmaşık zarfın şöyle olduğu yerde:

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=1}^{N} C_n e^{-j\phi_n(t)}\tilde{s}(t-\tau_n) \qquad (2.5)$$

ve

$$\phi_n(t) = 2\pi\left\{(f_c + f_{D,n})\tau_n - f_{D,n}t\right\} \qquad (2.6)$$

n'inci yol ile ilişkili evredir. (2.5) biçimi, kanal karmaşık düşük geçiş dürtü yanıtına sahip olan doğrusal zaman değişimli filtre ile modellenebilir.

$$g(t,\tau) = \sum_{n=1}^{N} C_n e^{-j\phi_n(t)}\delta(\tau-\tau_n) \qquad (2.7)$$

(g(r,t)'nin, t zamanındaki kanal yanıtı (t-r zamanındaki dürtü kabulünden dolayı) ve δ(.) dürtü işlevi olduğu yerde).

(2.5) ve (2.6)'dan birkaç ilginç gözlem yapılabilir. Taşıyıcı frekansı f_C çok büyük olduğu sürece, yol gecikmelerindeki çok küçük değişikliklerde r_n evrelerde büyük değişikliklere neden olur(Øn(t), f_C r_n teriminden dolayı). Örneğin, 900 MHz sinüzoidi yaklaşık 30cm dalga boyuna

sahiptir. Radyo dalgaları bir nanosaniyede (ns) yaklaşık 30 cm yayılır, sadece 1ns yol gecikme değişimi 900 MHz sinüzodde bir tam dalgaboyu(veya 2π radyan evre kayması)ile ilişkilidir.

Herhangi bir zaman t, rasgele evreler Øn(t) , N çoklu yol bileşenlerinin yapıcı veya yıkıcı ilaveleri ile sonuçlanabilir. Çoklu yol sönümü birincil olarak yol gecikmelerindeki küçük varyasyonlardan dolayıdır ve bu yüzde çoklu bileşenlerin alınmış evreleri küçük uzamsal uzaklıklarda oluşur.

Eğer diferansiyel yol gecikmeleri $r_i - r_j$, modüle edilmiş sembolün süresi ile küçük bir şekilde kıyaslanırsa, (2.7) deki r_n 'ye yaklaşık olarak eşit olur. Bu durumda, kanal dürtü yanıtı şöyle bir biçimde sahiptir:

$$g(t,\tau) \approx \sum_{n=1}^{N} C_n e^{-j\phi_n(t)} \delta(\tau - \hat{\tau}) = g(t)\delta(\tau - \hat{\tau}) \ . \qquad (2.8)$$

Bununla birlikte, taşıyıcı frekansı çok yüksek olduğu sürece, yol gecikmelerindeki ufak farklılıklar, alınmış evrelerde Øn(t) büyük değişmelerle ilişkili olacaktır. Bu nedenle, alınmış sinyaller hala sönümü başaracaktır. İlişkili kanal transfer fonksiyonu (2.8) deki Fourier dönüşümünü alarak bulunur.

$$T(t,f) = g(t)e^{-j2\pi f\hat{\tau}} \ . \qquad (2.9)$$

Bolluk yanıtı |T(t,f)|=g(t) olduğu sürece, alınmış sinyaldeki tüm frekans bileşenleri aynı karmaşık kazanç g(t)'e konudur. Bu durumda, alınmış sinyal **düz sönümü** sergilemek olarak söylenir.

1.1 ALINMIŞ SİNYAL BAĞINTISI VE SPEKTRUM

Düz sönüm kanalı modüle edilmemiş taşıyıcının iletiminin varsayımı ile karakterize edilebilir. (2.5) de $\tilde{s}(t)$ |duğu sürece, (2.4) deki alınmış band geçiş sinyali tümlev biçiminde ifade edilebilir.

$$r(t) = g_I(t)\cos 2\pi f_c t \ - \ g_Q(t)\sin 2\pi f_c t \qquad (2.10)$$

Olduğu yerde

$$g_I(t) \ = \ \sum_{n=1}^{N} C_n \cos\phi_n(t) \qquad (2.11)$$

$$g_Q(t) \ = \ \sum_{n=1}^{N} C_n \sin\phi_n(t) \qquad (2.12)$$

Alınmış band-geçişi sinyalinin eş fazlı ve tümlev bileşenleridir. Büyük N için, merkezi sınır teoremi çağırılmış olabilir ve $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$, Gaussian rasgele işlemleri olarak davranılabilir. Band-geçiş işlemi r(t) nin geniş algı sabiti olduğu varsayılarak, r(t) nin otokorelasyonu:

$$\begin{aligned}\phi_{rr}(\tau) &= \mathrm{E}[r(t)r(t+\tau)] \\ &= \mathrm{E}[g_I(t)g_I(t+\tau)]\cos 2\pi f_c\tau - \mathrm{E}[g_Q(t)g_I(t+\tau)]\sin 2\pi f_c\tau \\ &= \phi_{g_Ig_I}(\tau)\cos 2\pi f_c\tau - \phi_{g_Qg_I}(\tau)\sin 2\pi f_c\tau \qquad (2.13)\end{aligned}$$

Olduğu yerde;

$$\phi_{g_Ig_I}(\tau) = \phi_{g_Qg_Q}(\tau) \qquad (2.14)$$

$$\phi_{g_Ig_Q}(\tau) = \phi_{g_Qg_I}(-\tau)\ . \qquad (2.15)$$

Aşama Øn(t) ve Øm(t) nin n≠m için bağımsız olduğu varsayımı mümkündür(onların ilişkili gecikmeleri ve Doppler kaymaları bağımsız olduğu sürece). Bu nedenle, Øn(t) evreleri $f_C\ r_n$ »1 olduğu sürece [-π,π] üzerinden aynı yayılmış olduğu varsayılabilir. Bu özellikleri kullanarak, otokorelasyon $\phi_{g_Ig_I}(\tau)$ 'yi (2.1), (2.11) ve (2.6) dan sağlamak açıktır:

$$\begin{aligned}\phi_{g_Ig_I}(\tau) &= \mathrm{E}_{\boldsymbol{\tau},\boldsymbol{\theta}}[g_I(t)g_I(t+\tau)] \\ &= \frac{\Omega_p}{2}\mathrm{E}_{\theta_i}[\cos 2\pi f_{D,n}\tau] \\ &= \frac{\Omega_p}{2}\mathrm{E}_{\theta}[\cos(2\pi f_m\tau\cos\theta)] \qquad (2.16)\end{aligned}$$

Olduğu yerde

$$\boldsymbol{\tau} = (\tau_1, \tau_2, \ldots, \tau_N) \qquad (2.17)$$

$$\boldsymbol{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \ldots, \theta_N) \qquad (2.18)$$

$$\Omega_p = \mathrm{E}[g_I^2(t)] + \mathrm{E}[g_Q^2(t)] = \sum_{n=1}^{N} C_n^2 \qquad (2.19)$$

Ve Ω_P toplam alınmış zarf gücüdür. Band-geçiş dalga $\mathrm{E}[r^2(t)] = \Omega_p/2$ gücün olduğuna dikkat edin.

Benzer şekilde çapraz korelasyon $\phi_{g_Ig_Q}(\tau)$:

$$\begin{aligned}\phi_{g_Ig_Q}(\tau) &= \mathrm{E}_{\boldsymbol{\tau},\boldsymbol{\theta}}[g_I(t)g_Q(t+\tau)] \\ &= \frac{\Omega_p}{2}\mathrm{E}_{\theta}[\sin(2\pi f_m\tau\cos\theta)]\ . \qquad (2.20)\end{aligned}$$

(2.16) ve (2.20) deki beklenti evrimi,alıcı antendeki gelen gücün yayılımını gerektirir, p (Θ), ve alıcı anten kazancı G(Θ) , AoA nın fonksiyonu gibidir, Θ. Makro hücresel uygulamalar için radyo yol uzunluğunun anten yüksekliği uzun ilişkili olduğu yerde, bir tek model yüzey dalgalarının 2-B (x,y)'de yayıldığını ve eşit olasılıkla tüm yönlerden MS'e vardığını varsayar. Örnekteki gibi, p (Θ)=1/(2π) , Θ Є [-π,π] Bu model ilk kez Clarke [64] tarafından önerildi ve genellikle Clarke'nin 2-B yön bağımsız saçılım modeli olarak değinilir. 2-B eş yönlü saçılım ile ve eş yönlü alıcı anten (G(Θ)=1 kazancı ile), (2.16)daki beklenti söyle olur:

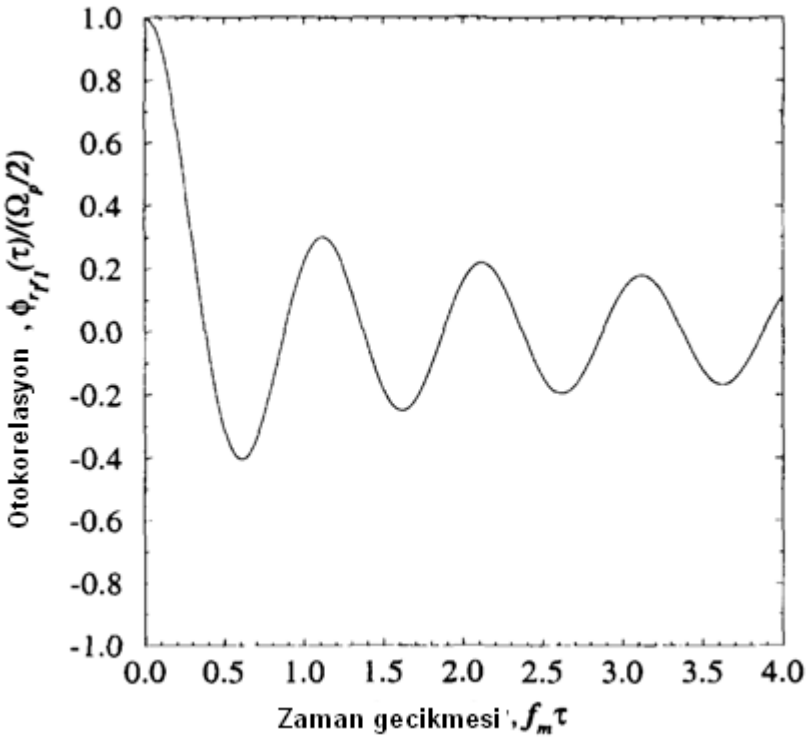
$$\begin{aligned}
\phi_{g_I g_I}(\tau) &= \frac{\Omega_p}{2}\int_{-\pi}^{\pi}\cos\left(2\pi f_m \tau\cos\theta\right)p(\theta)G(\theta)d\theta \\
&= \frac{\Omega_p}{2}\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\cos\left(2\pi f_m \tau\cos\theta\right)d\theta \\
&= \frac{\Omega_p}{2}\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi}\cos\left(2\pi f_m \tau\sin\theta\right)d\theta \\
&= \frac{\Omega_p}{2}J_0(2\pi f_m\tau) \qquad (2.21)
\end{aligned}$$

$J_0(x)$ 'in ilk çeşit sıfır-sıralı Bessel fonksiyonu olduğu yerde.

Normalize edilmiş otokorelasyon fonksiyonu (2.21)deki, $\phi_{g_I g_I}(\tau)/(\Omega_p/2)$ normalize edilmiş zaman gecikmesi f_mr (**şekil** 2.3)ün zıddına çizilir.

Benzer şekilde, 2-B eş yönlü saçılım ve eş yönlü anten için (2.20)'deki çapraz korelasyon şöyle olur:

$$\begin{aligned}
\phi_{g_I g_Q}(\tau) &= \frac{\Omega_p}{2}\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\sin\left(2\pi f_m \tau\cos\theta\right)d\theta \qquad (2.22) \\
&= 0\ .
\end{aligned}$$



ŞEKİL 2.3 Eşyönlü saçılımlı alınan karmaşık zarfın gerçek ve hayali bileşenlerinin otokorelasyonu.

$g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ nin anlamı ilintisiz olmaları ve Gaussian oldukları sürece bağımsız rasgele işlemler olmalıdır. $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ 'nin bağımsız olmaları gerçeği 2-B eş yönlü saçılım çevresinin ve eş yönlü anten kazanç örüntüsünün simetrisinin direk sonucudur. Bazı saçılım çevreleri ve anten kazanç örnekleri bağımsız $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ işlemlerine önderlik edecektir(diğerleri olmazken).

$g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ 'nin güç yoğunluk spektrumu (psd) $\phi_{g_I g_I}(\tau)$ vey $\phi_{g_Q g_Q}(\tau)$ 'nin Fourier dönüşümüdür. (2.21)'deki otokorelasyon için, ilişkin psd: [147,6.671.7]

$$S_{g_I g_I}(f) = \mathcal{F}[\phi_{g_I g_I}(\tau)] = \begin{cases} \frac{\Omega_p}{2\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} & |f| \le f_m \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} . \qquad (2.23)$$

Alınmış karmaşık zarfın otokorelasyonu $g(t) = g_I(t) + jg_Q(t)$

$$\phi_{gg}(\tau) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[g^*(t)g(t+\tau)] = \phi_{g_I g_I}(\tau) + j\phi_{g_I g_Q}(\tau) \qquad (2.24)$$

Ve onun güç spektral yoğunluğu:

$$S_{gg}(f) = S_{g_I g_I}(f) + jS_{g_I g_Q}(f) \ . \qquad (2.25)$$

Bazen $S_{gg}(f)$, Doppler güç spektrumu olarak adlandırılır. (2.13)'den şuna sahip oluruz:

$$\phi_{rr}(\tau) = \mathrm{Re}\left[\phi_{gg}(\tau)e^{j2\pi f_c \tau}\right] \ . \qquad (2.26)$$

Özdeşliği kullanarak:

$$\mathrm{Re}\,[z] = \frac{z + z^*}{2} \qquad (2.27)$$

Ve $\phi_{gg}(\tau) = \phi^*_{gg}(-\tau)$ özelliği, band geçiş Doppler güç spektrumu:

$$S_{rr}(f) = \frac{1}{2}\left[S_{gg}(f - f_c) + S_{gg}(-f - f_c)\right] \ . \qquad (2.28)$$

2-B eş yönlü saçılım ve eş yönlü anten $= \phi_{g_I g_Q}(\tau)$

$S_{gg}(f) = S_{g_I g_I}(f)$ ile (gerçek ve çift olan), bu nedenle

$$S_{rr}(f) = \frac{\Omega_p}{4\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}}, \qquad |f - f_c| \le f_m \ . \qquad (2.29)$$

(2.29) daki psd bazen çok gerekli olan farklı yaklaşımlar kullanılarak türetilir. N $\to\infty$ olurken, alıcı antendeki gelen güç – Θ nun açısının fonksiyonu olarak- p(Θ) ile belirtilmiş devamlı yayılıma yaklaşır. Toplam gelen gücün fraksiyonu Θ ile Θ td Θ arasında ulaşır. Eğer anten, G(Θ) nın kazancına Θ açısında sahipse, ilişkili gelen güç G(Θ) p(Θ) d(Θ) dir. Bu nedenle alınan sinyal in psd si şöyle anlatılabilir:

$$S_{rr}(f)|df| = \frac{\Omega_p}{4}\left\{G(\theta)p(\theta) + G(-\theta)p(-\theta)\right\}|d\theta| \ . \qquad (2.30)$$

Şekil (2.2) den Θ açısında gelen yüzey dalgası varışının frekansı:

$$f = f_m \cos\theta + f_c \ , \qquad (2.31)$$

$f_m = v/\lambda_c$ nin maksimum Doppler kayması olduğu yerde. Bu nedenle,

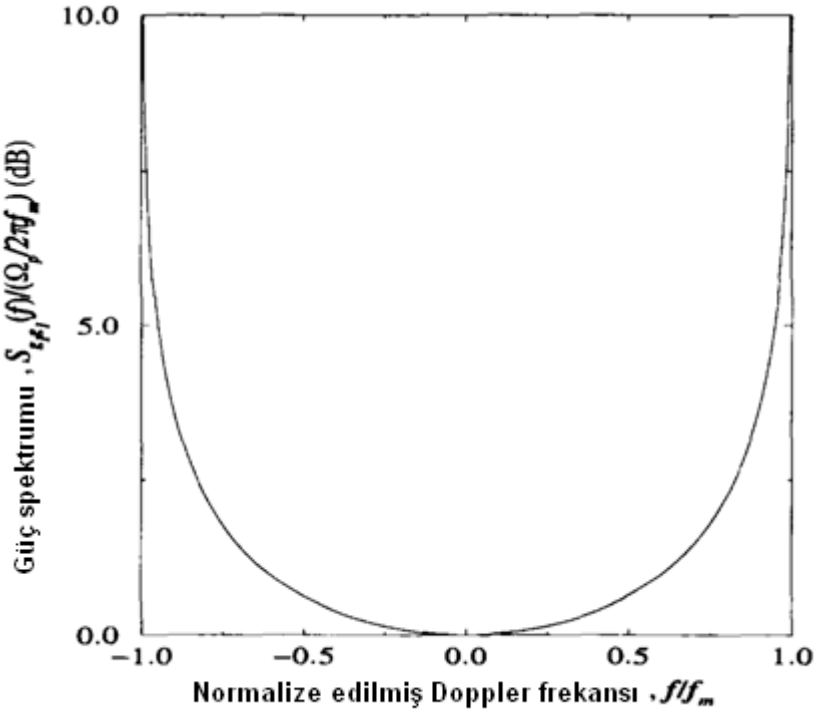
$$|df| = f_m|-\sin\theta d\theta| = \sqrt{f_m^2 - (f - f_c)^2}|d\theta| \ . \qquad (2.32)$$

Bu yüzden,

$$S_{rr}(f) = \frac{\Omega_p/4}{\sqrt{f_m^2 - (f - f_c)^2}}\left\{G(\theta)p(\theta) + G(-\theta)p(-\theta)\right\} \qquad (2.33)$$

Olduğu yerde,

$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{f - f_c}{f_m}\right) \quad . \qquad (2.34)$$



ŞEKİL 2.4 Bir eş yönlü anten ile bir 2-B eş yönlü saçılım kanalı için alınmış tümlev zarf bileşenlerinin Psd'si

Bir kere daha, 2-B eş yönlü saçılım ve eş yönlü anten G(Θ)p(Θ)=1/(2π) ile bu nedenle,

$$S_{rr}(f) = \begin{cases} \frac{\Omega_p}{4\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}} & |f - f_c| \le f_m \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad . \qquad (2.35)$$

Aynı sonuç (2.29) da ağlanmıştır.

(2.23) deki normalize edilmiş psd $S_{g_I g_I}(f)/(\Omega_p/2\pi f_m)$ **Şekil** (2.4) deki normalize edilmiş Doppler frekansı f/f_m in karşısına çi $S_{g_I g_I}(f)$ İn frekan $|f| \le f_m$ $f = \pm f_m$ ve de $S_{g_I g_I}(f) = \infty$ sınırlandırılmış olduklarına dikkat edin.

Gerçekte Doppler psd asla sonsuza gitmez ve bu davranışın nedeni yüzey dalgalarının 2-B düzleminde yayıldığı varsayılmıştır. Gerçekte yayılım 3 boyutludur. Aulin [16], Clarke'nin 2-B modelini 3-B yayılımını hesaplamak için modifiye etti. Aulin'in sağladığı psd **Şekil** 2.4'dekine çok benzer,($f = \pm f_m$ de sonlu kalması dışında)

Bazı durumlarda, yayılım çevresini güçlü yansıtıcı bileşen atı bir dağıtım bileşeninin varlığı gibi modellemek uygundur. Bu durumda, AoA yayılımı p(Θ) şöyle bir biçime sahip olabilir.

$$p(\theta) = \frac{1}{K+1}\hat{p}(\theta) + \frac{K}{K+1}\delta(\theta - \theta_0) \qquad (2.36)$$

$\hat{p}(\theta)$ dağıtım bileşeninin devamlı AoA dağıtımı olduğu ye θ_0 yansıtıcı bileşenin AoA'ı dır ve K ,dağıtılmış güce alınmış yansıtıcının oranıdır. **Şekil** 2.5 bir saçılım çe $p(\theta)$ için nın kutup çizimini gösterir.($\hat{p}(\theta) = 1/(2\pi), \theta \in [-\pi, \pi]$ olduğu yer $\phi_{g_I g_I}(\tau)$ ve $\phi_{g_I g_Q}(\tau)$, (2.36) ya ilişkin korelasyon işlemi, (2.16) ve (2.20) den isteyerek şöyle bulunabilir:

$$\phi_{g_I g_I}(\tau) = \frac{1}{K+1}\frac{\Omega_p}{2}J_0(2\pi f_m \tau) + \frac{K}{K+1}\frac{\Omega_p}{2}\cos(2\pi f_m \tau \cos\theta_0) \qquad (2.37)$$

$$\phi_{g_I g_Q}(\tau) = \frac{K}{K+1}\frac{\Omega_p}{2}\sin(2\pi f_m \tau \cos\theta_0) \ . \qquad (2.38)$$

(2.36) daki AoA yayılımı formun psd'ye sahip olan bir karmaşık zarfı kabul eder.

$$S_{gg}(f) = \frac{1}{K+1}S_{gg}^{c}(f) + \frac{K}{K+1}S_{gg}^{d}(f) \qquad (2.39)$$

Yansıtıcı bileşenden dolay $S_{gg}^{d}(f)$ nin ayrık par $S_{gg}^{c}(f)$, dağıtım bileşeninden dolayı devamlı parça olduğu yerde. (2.37)de sonuç korelasy $\hat{p}(\theta) = 1/(2\pi), \theta \in [-\pi, \pi]$ olduğu durumda,

$$S_{gg}(f) = \begin{cases} \frac{1}{K+1}\cdot\frac{\Omega_p}{2\pi f_m}\frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} \\ \quad + \frac{K}{K+1}\frac{\Omega_p}{2}\delta(f - f_m\cos\theta_0) & 0 \le |f| \le f_m \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \ . \qquad (2.40)$$

İlişkili band-geçiş $S_{rr}(f)$, **Şekil** $f_c + f_m\cos\theta_0$ çime sahiptir,(frekansında bir ayrık ton dışında)

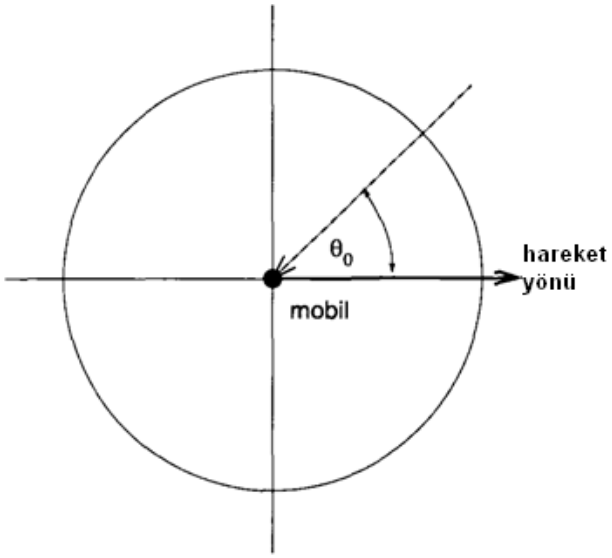
Yoğun şehirsel alanlarda yayılan mikro hücreler için, yüzey dalgaları boyunca bulunan binalar tarafından kanallanabilir ve **Şekil** 2.6 da görüldüğü gibi alıcı antene sadece bir yönden varabilir. Sonuç olarak saçılım eş yönlü değildir. Bu durumda ulaşan yüzey dalgalarının yayılımı için çeşitli modeller kullanılabilir. Bir akla yakın yayılım:

$$p(\theta) = \begin{cases} \frac{\pi}{4|\theta_m|}\cos\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{\theta}{\theta_m}\right) & , \ |\theta| \le |\theta_m| \le \frac{\pi}{2} \\ 0 & , \ \text{elsewhere} \end{cases} \ . \qquad (2.41)$$

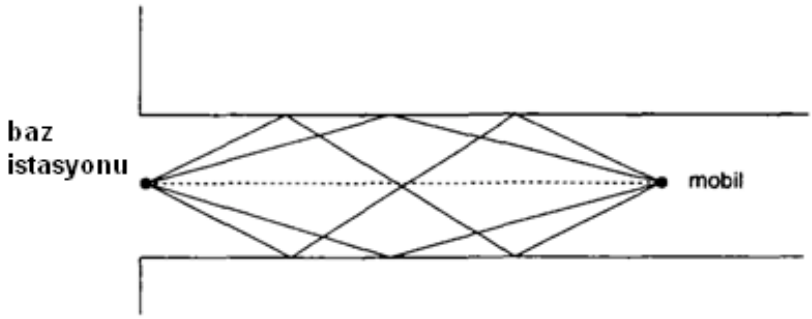
θ_m $\theta_m = 30^o, 60^o,$

parametresi gelen dalgaların yön seçiciliğini belirler. **Şekil** 2.7, ve 90^o için düzlemi gösterir. pdf 'in$\theta = 0$ civarında simetrik olduğuna dikkat edin.

Korelasyon fonksiyonlar$\phi_{g_I g_I}(\tau)$ $\phi_{g_I g_Q}(\tau)$ (2.16) ve (2.20 deki sırasıyla, (2.14) deki yoğunluk ile beklentilerin evrimi ile isteyerek sağlanabilir. Tekrar, $S_{rr}(f)$ alınmış band-geçiş sinyalinin psd'si (2.24) kullanılarak, Fourier geçişleri alarak ve (2.28)'de yerine geçirilerek sağlanabilir.

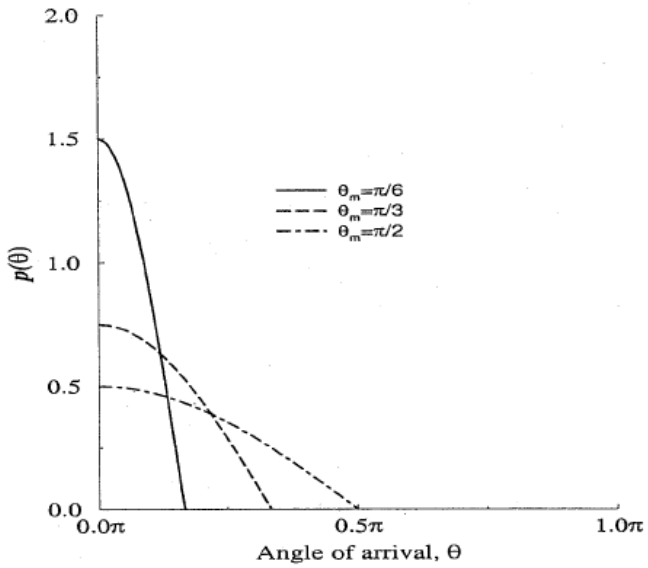


ŞEKİL 2.5 2-B eş yönlü saçılımı ile p(θ)'ın kutupsal plotu artı bir LoS veya θ_0 açısında varan speküler bileşen



ŞEKİL 2.6 Bir şehirsel mikrohücresel yayılım çevresi genellikle eş yönlü olmayan saçılım ile karakterize edilir.

hhkhkhk



Şekil 2.7 Denklem 2.41'de ulaşan düzlemlerin yoğunluk fonksiyun olasılığı dalgalanır. O pdf $\theta = 0$ ile simetriktir.

her t_1 zamanı, b_0 varyansı ile. Bu koşullar altında kabul edilen kompleks zarfın genliği $\alpha(t) = |g(t)|$, her t_1 zamanında denklem (A.26)'da gösterildiği gibi, mesela

$$p_\alpha(x) = \frac{x}{b_0} \exp\left\{-\frac{x^2}{2b_0}\right\} \tag{2.42}$$

bir Rayleigh dağılımına sahiptir. Ortalama zarf gücü $E[\alpha^2] = \Omega_p = 2b_0$'dür böylece

$$p_\alpha(x) = \frac{2x}{\Omega_p} \exp\left\{-\frac{x^2}{\Omega_p}\right\} \qquad x \geq 0 \tag{2.43}$$

Bu solma tipine Rayleigh solma denir. İlgili kare-zarf $\alpha^2(t) = |g(t)|^2$,

$$p_{\alpha^2}(x) = \frac{1}{\Omega_p} \exp\left\{-\frac{x}{\Omega_p}\right\} \tag{2.44}$$

yoğunluk ile her t_1 zamanında üssel dağıtıktır. t zamanında kare zarf, t zamanında ani alınan sinyal gücüne orantılı olduğu için, belirgindir.

1.2.2 RICEAN SOLMA

Saçılma ortamının bazı tipleri speküler veya LoS bileşenlerine sahiptir. Bu durumda, $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ sırasıyla sıfırdan farklı $m_I(t)$ ve $m_Q(t)$ ortalamalarla Gaussian rastgele işlemleridir. Eğer

biz tekrar bu işlemlerin ilintisiz olduğunu ve $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ b_0 ile aynı varyansa sahip olduğunu varsayarsak, o zaman t_1 zamanında kabul edilen kompleks zarfın genliğine denklem (A.26)'da gösterildiği gibi, mesela

$$p_\alpha(x) = \frac{x}{b_0} \exp\left\{-\frac{x^2+s^2}{2b_0}\right\} I_o\left(\frac{xs}{b_0}\right) \qquad x \geq 0\,, \tag{2.45}$$

$$s^2 = m_I^2(t) + m_Q^2(t) \tag{2.46}$$

'nın olduğu yerde, merkezi olmayan parametre denir. Solmanın bu tipine Ricean solma denir ve çoğunlukla microhücreli ve mobil uydu uygulamalarında gözlenir.

Bir çok basit Ricean solma modeli $m_I(t)$ ve $m_Q(t)$ ortalamaların sabitler olduğunu varsayar, mesela $m_I(t) = m_I$ ve $m_Q(t) = m_Q$. Böyle bir yaklaşım kesinlikle Ricean dağıtık zarf üretecektir, fakat gerçekçi olarak bir dikkate değer saçılmış ortam için daha yüksek düzey zarf modellemeyecektir. Aulin[16] tarafından daha iyi bir yaklaşım p_0'ın denklem (2.36)'da tanımlandığı ve şekil 2.5'de gösterildiği yerde önerilmiştir. Bu durumda, fazdaki ve LoS'un çeyrek evre farkı bileşenleriyle ilgili olarak $m_I(t)$ ve $m_Q(t)$ ortalamalar, sırasıyla denklemler $f_m \cos\theta_0$ ve ϕ_0 Doppler kaymasıdır ve LoS veya speküler bileşen ile birleşmiş rastgele faz baskısının olduğu yerde

$$m_I(t) = s \cdot \cos(2\pi f_m \cos\theta_0 t + \phi_0) \tag{2.47}$$

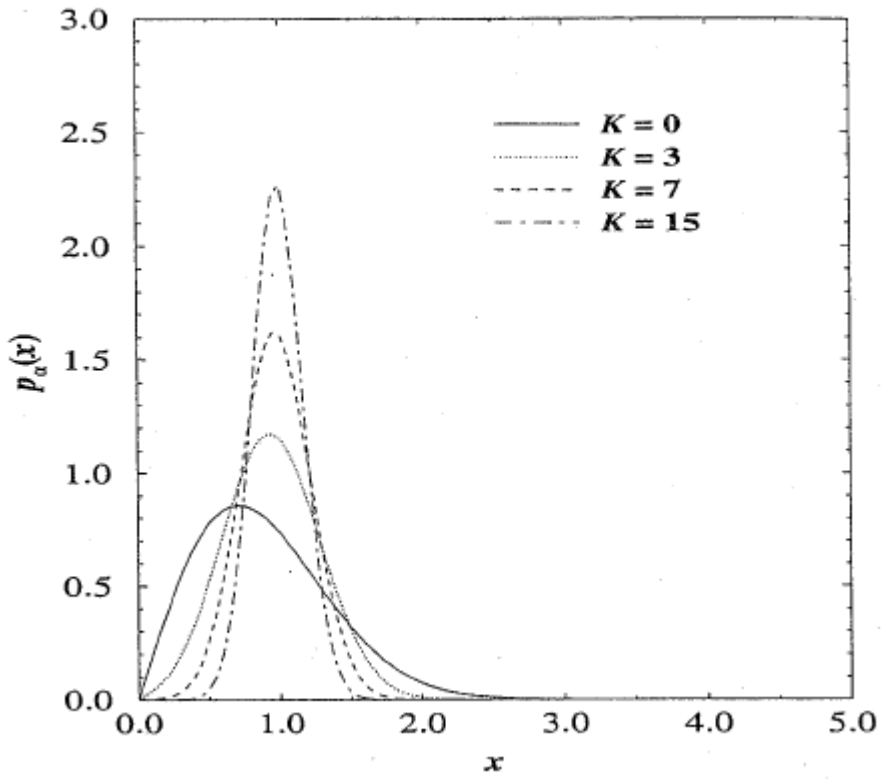
$$m_Q(t) = s \cdot \sin(2\pi f_m \sin\theta_0 t + \phi_0) \tag{2.48}$$

tarafından verilmiştir.

Rice faktörü K, speküler gücün s^2'nin dağılmış güç $2b_0$'a oranı olarak tanımlıdır, şöyle ki $K = s^2/2b_0$. $K = 0$ olduğunda kanal Rayleigh sönme sergiler, ve $K = \infty$ olduğu zaman kanal hiçbirinde hiç sönme sergilemez. Zarf dağılımı Rice faktörünün terimlerinde ve ortalama zarf gücü $E[\alpha^2] = \Omega_p = 2b_0$

$$s^2 = \frac{K\Omega_p}{K+1}, \qquad 2b_0 = \frac{\Omega_p}{K+1} \tag{2.49}$$

ilk not ederek tekrar yazılabilir. O sonra takip eder, şekil 2.8 K'nın çeşitli değerleri için Rice pdf'ini gösterir. $K = 0$ için eğri Rayleigh pdf dir.



Şekil 2.8. $\Omega_p = 1$ ile K'nın çeşitli değerleri için Rice pdf'i.

$$p_\alpha(x)=\frac{2x(K+1)}{\Omega_p}\exp\left\{-K-\frac{(K+1)x^2}{\Omega_p}\right\}I_o\left(2x\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega_p}}\right) \tag{2.50}$$

Kare zarf serbestliğin iki derecesi ile takip eden merkezi olmayan Ki-kare Dağılımına sahiptir

$$p_{\alpha^2}(x)=\frac{(K+1)}{\Omega_p}\exp\left\{-K-\frac{(K+1)x}{\Omega_p}\right\}I_o\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)x}{\Omega_p}}\right),\quad x\geq 0 \tag{2.51}$$

1.2.3 NAKAGAMI SÖNME

Nakagami dağılımı 1940 ların başında Nakagami tarafından uzun mesafe HF kanallarında [243] hızlı solmayı karakterize etmek için ortaya kondu. Nakagami dağılımı deneysel verileri uydurmak için seçilmiştir ve bazı deneysel veriler için Rayleigh, Ricean veya logaritmik normal dağılımdan daha uygun eşleşme sağladığı bilinmektedir.

Nakagami dağılımı, $\Omega_p = E[\alpha^2]$ olduğu yerde dağılı

$$p_\alpha(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega_p^m} \exp\left\{-\frac{mx^2}{\Omega_p}\right\} \qquad m \geq \frac{1}{2} \tag{2.52}$$

tarafından kabul edilen zarfın genliğini tanımlar. Şekil 2.9 m'in farklı değerleri için Nakagami dağılımını gösterir. Ayrıca onun deneysel gerekçesi, Nakagami dağılımı genelde takip eden sebepler için kullanılır. İlk olarak, Nakagami dağılımı Rayleigh sönmeden daha çok veya az şiddetli olan sönme şartlarını modelleyebilir. $m = 1$ olduğunda Nakagami dağılımı Rayleigh dağılımına dönüşür, $m = 1/2$ olduğunda tek taraflı Guassian dağılımına dönüşür, $m = \infty$ olduğunda dağılım dürtüye (sönmesiz) dönüşür. İkinci olarak, Rice dağılımı Rice faktör K ile Nakagami kalıp faktör m[243];

$$K = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \qquad m > 1 \tag{2.53}$$

$$m = \frac{(K+1)^2}{(2K+1)} \,. \tag{2.54}$$

arasındaki takip eden ilişkiyi kullanarak hemen hemen yaklaşabilir. Rice dağılımı Nakagami dağılımı yapmadığı halde bir Bessel fonksiyonu içerdiği için, Nakagami dağılımı uygun kapalı formda başka türlü elde edilemez çözümlemeli ibare devam eder.

Kare zarf Gamma yoğunluğa

$$p_{\alpha^2}(x) = \left(\frac{m}{\Omega_p}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left\{-\frac{mx}{\Omega_p}\right\} \tag{2.55}$$

sahiptir.

K faktör ile denklem (2.53)'deki kalıp faktör m arasındaki ilişkiyi kullanarak, kümilatif dağılım fonksiyonu (cdf), Nakagami ve Ricean solma ile kare zarfın $F_{\alpha^2} = P(\alpha^2 \leq \chi)$'sı Şekil 2.10'da çizilmiştir.

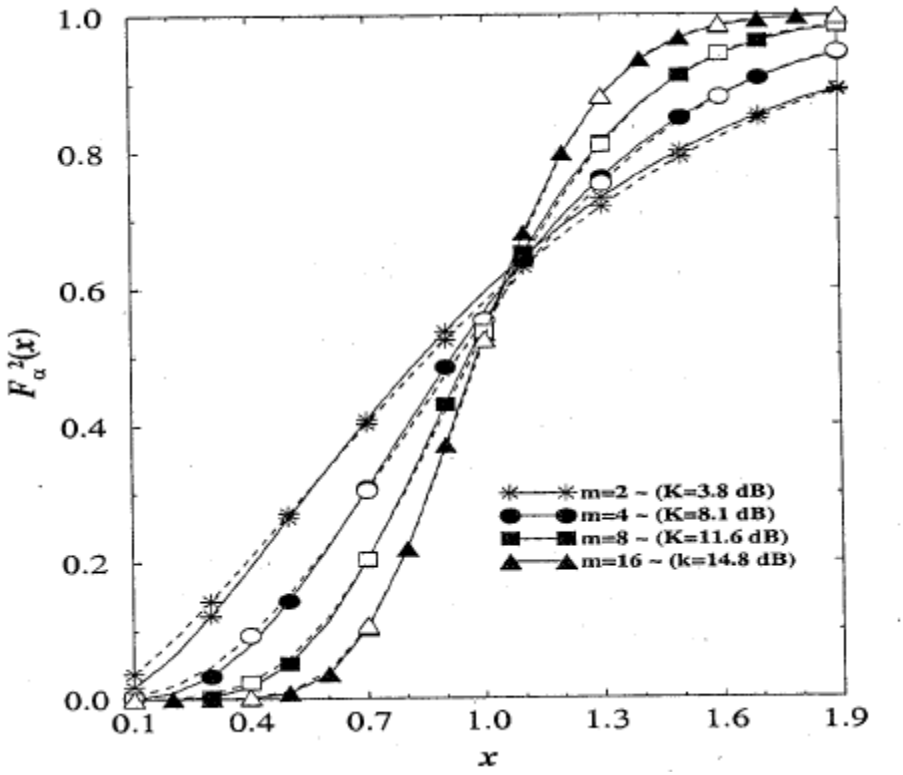
Gamma dağılımının merkezi olmayan ki-kare dağılımına makul derecede yaklaşabileceği Şekil 2.10'dan açıktır. Ama okuyucu pdf'in kuyruklarının çoğunlukla en önemli olduğu konusunda uyarılmıştır. Şekil 2.10 Ricean pdf'in kuyruklarının Nakagami pdf ile nasıl güzel yaklaştığını göstermez.

1.2.4 ZARF FAZI

Alinan kompleks zarf $g(t) = g_I(t) + jg_Q(t)$'nin fazı

$$\phi(t) = \mathrm{Tan}^{-1}\left(\frac{g_Q(t)}{g_I(t)}\right) \tag{2.56}$$

'dır. Rayleigh sönme $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ her t_1 zamanında aynen dağıtık sıfır ortalamalı Guassian



Şekil 2.10. Ricean ve Nakagami sönme ile kare zarf için cdf-lerin karşılaştırması.

rastgele değerleri gibi bağımsızdır. Fazın t_1 zamanında $[-\pi, \pi]$ aralığının üzerinde daima aynı tarzda dağıldığını takip eder, mesela

$$p_{\phi(t)}(x) = \frac{1}{2\pi} \qquad -\pi \leq x \leq \pi \tag{2.57}$$

Ricean sönme kanalları için, faz daima aynı tarzda dağılmaz ve daha fazla karmaşık bir form alır.

1.3ZARF KORELASYONU VE SPEKTRUM

Bir kompleks Guassian rastgele işleminin $\alpha(t) = |r(t)|$ zarfının kendi kendine korelasyonu yüksek-geometrik $F[\cdot,\cdot;\cdot,\cdot]$ fonksiyonunun terimlerinde denklem [78]'de olduğu gibi

$$\begin{aligned}\phi_{\alpha\alpha}(\tau) &= \mathrm{E}[\alpha(t)\,\alpha(t+\tau)] \\ &= \frac{\pi}{2}|\phi_{gg}(0)|F\left[-\frac{1}{2},-\frac{1}{2};1,\frac{|\phi_{gg}(\tau)|^2}{|\phi_{gg}(0)|^2}\right]\end{aligned} \tag{2.58}$$

$$|\phi_{gg}(\tau)|^2 = \phi^2_{g_I g_I}(\tau) + \phi^2_{g_I g_Q}(\tau) \tag{2.59}$$

olduğu yerde açıklanabilir. $\phi^2_{g_I g_Q}(0) = 0$ olduğu için $\left|\phi^2_{g_I g_Q}(0)\right|^2 = \phi^2_{g_I g_Q}(0)$ olduğunu not et.

Yukardaki açıklama analitik olarak hantaldır, fakat iyi ki bir kullanışlı yaklaşım takip eden sonsuz seride:

$$F\left[-\frac{1}{2},-\frac{1}{2};1,x\right] = 1 + \frac{1}{4}x + \frac{1}{64}x^2 + \cdots \tag{2.60}$$

yüksek-geometrik fonksiyonu genişleterek geçerli olabilir. İkinci sıradan öte terimleri ihmal etmek

$$\phi_{\alpha\alpha}(\tau) \doteq \frac{\pi}{2}|\phi_{gg}(0)|\left[1 + \frac{1}{4}\frac{|\phi_{gg}(\tau)|^2}{|\phi_{gg}(0)|^2}\right] \tag{2.61}$$

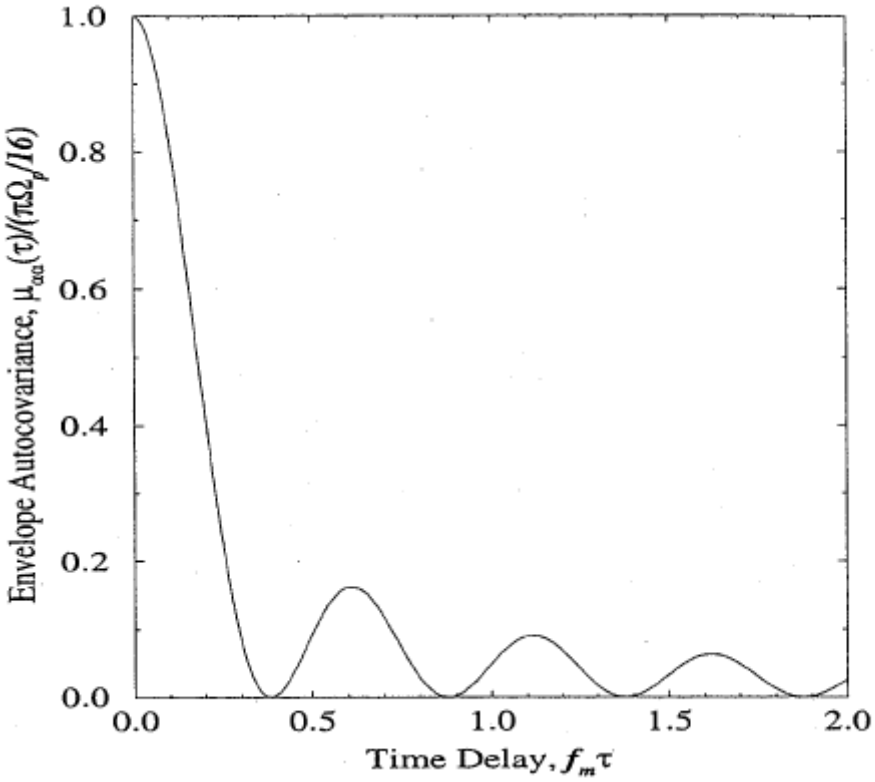
yaklaşımını verir. $\tau = 0$ da, yaklaşım $\phi_{\alpha\alpha}(0) = 5\pi\Omega_p/16$'ı verir, halbuki doğru değer $\phi_{\alpha\alpha}(0) = \Omega_p$'dir. Bundan dolayı, sinyal gücünde ilgili hata sadece %1.86'dır, yaklaşımın muhtemelen çok güzel olduğuna inanmaya bizi yönlendirir.

Kabul edilen zarfın psd'si $\phi_{\alpha\alpha}(\tau)$'nun Fourier dönüşümünü alarak elde edilebilir. Kabul edilen zarfın dc bileşeninden dolayı, psd $f = 0$'da bir ayrı spektral bileşen içerir. Psd'nin takip eden parçasıyla öncelikle ilgilendiğimiz için, özdeğişim fonksiyon $\mu_{\alpha\alpha}(\tau)$,

$$\begin{aligned}\mu_{\alpha\alpha}(\tau) &= \mathrm{E}[\alpha(t)\alpha(t+\tau)] - \mathrm{E}[\alpha(t)]\mathrm{E}[\alpha(t+\tau)] \\ &= \frac{\pi}{2}|\phi_{gg}(0)|\left[1+\frac{1}{4}\frac{|\phi_{gg}(\tau)|^2}{|\phi_{gg}(0)|^2}\right] - \frac{\pi}{2}|\phi_{gg}(0)| \\ &= \frac{\pi}{8|\phi_{gg}(0)|}|\phi_{gg}(\tau)|^2 \ .\end{aligned} \tag{2.62}$$

olduğu yerde, ilgilenilendir. 2-D izotropik dağılma $|\phi_{gg}(\tau)|^2 = \phi^2_{gIgI}(\tau)$ ile ve bu yüzden

$$\mu_{\alpha\alpha}(\tau) = \frac{\pi\Omega_p}{16}J_0^2(2\pi f_m\tau) \tag{2.63}$$



Şekil 2.11. 2-D izotropik dağılma kanalı için $f_m\tau$ gecikmeye karşı zarf öz değişim.

Şekil 2.11 2-D izotropik dağılmanın durumu için $f_m\tau$ normalleştirilmiş gecikmeye karşı $\mu_{\alpha\alpha}(\tau)/(\pi\Omega_p/16)$ normalleştirilmiş zarf öz değişim grafiğini çizer.

$\mu_{\alpha\alpha}(\tau)$'nun Fourier dönüşümü kimlikler $|\phi_{gg}(\tau)|^2 = \phi_{gg}(\tau)\phi^*_{gg}(-\tau)$ ve $\phi_{gg}(\tau) = (-\tau)$ kullanarak

$$
\begin{aligned}
S_{\alpha\alpha}(f) &= \frac{\pi}{8|\phi_{gg}(0)|} S_{gg}(f) * S_{gg}(f) \\
&= \frac{\pi}{8|\phi_{gg}(0)|} \int_{-\infty}^{\infty} S_{gg}(x) S_{gg}(x-f)\, dx \\
&= \frac{\pi}{8|\phi_{gg}(0)|} \int_{-f_m}^{f_m-|f|} S_{gg}(x) S_{gg}(x+|f|)\, dx \qquad 0 \le |f| \le 2f_m
\end{aligned}
\tag{2.64}
$$

yazmak için hesaplanabilir.

$S_{\alpha\alpha}(f)$'nin daima gerçek, pozitif ve çift olduğunu not et. O, $4f_m$'in spektral genişliği ile f_m'in maksimum Doppler kayma frekansı olduğu yerde $f = 0$ etrafında ortalanmıştır. Öteye ilerlemek için, $S_{gg}(f)$'i belirtmeye ihtiyaç duyarız. 2-D izotropik dağılma $\phi_{gg}(\tau) = \phi_{g_I g_I}(\tau)$ ile $S_{\alpha\alpha}(f) = S_{g_I g_I}(f)$ için, $S_{g_I g_I}(f)$'in denklem (2.23) tarafından verildiği yerde. Değerlendirme (2.64)'den sonuç

$$
S_{\alpha\alpha}(f) = \frac{\Omega_p}{16\pi} \frac{1}{f_m} K\left(\sqrt{1 - \left(\frac{f}{2f_m}\right)^2} \right) \qquad 0 \le |f| \le 2f_m \tag{2.65}
$$

'dir (Problem 2.4'ü gör), K( )'nın

$$
K(\gamma) = \int_0^1 \frac{dx}{\sqrt{(1-x^2)(1-\gamma^2 x^2)}} \tag{2.66}
$$

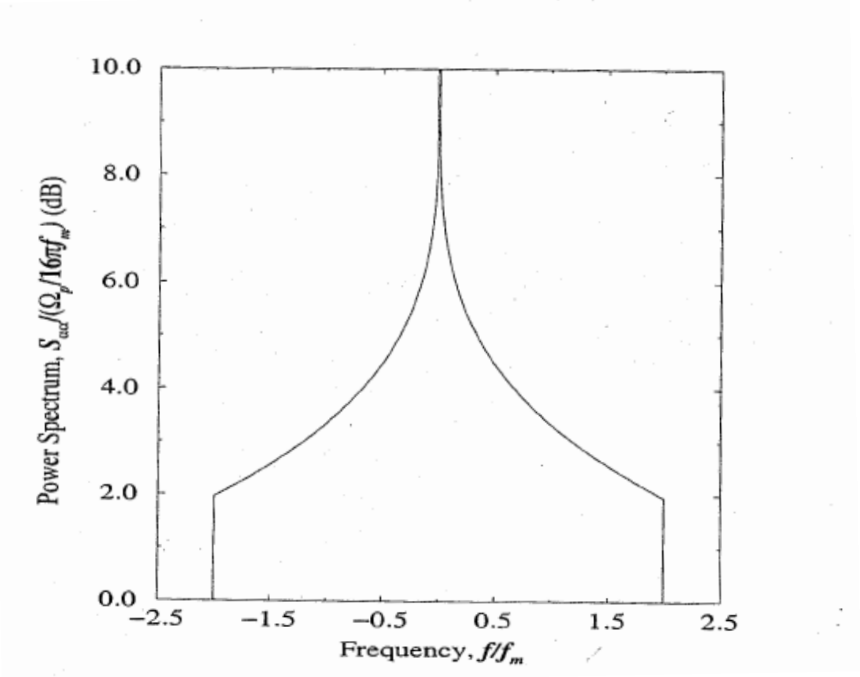
tarafından tanımlı, ilk çeşitin tamamen eliptik integral olduğu yerde.

Normalize psd $S_{\alpha\alpha}(f)/(\Omega_p/16\pi f_m)$ Şekil 2.12'de f/f_m frekansa karşı çizilmiştir. İzotropik olmayan dağılma kanalı için kompleks zarfın psd'si gelişmenin üzerindeki bazı ikinci modifikasyonlar ile elde edilebilir. Örneğin, şekil 2.5'de gösterilen kısmi dağılma ortamını dikkate al. Bu durumda $g(t)$'nin psd'si K'nın Rice faktör olduğu yerde denklem (2.24), (2.37) ve (2.38)'den şöyle(Problem 2.5'i gör)

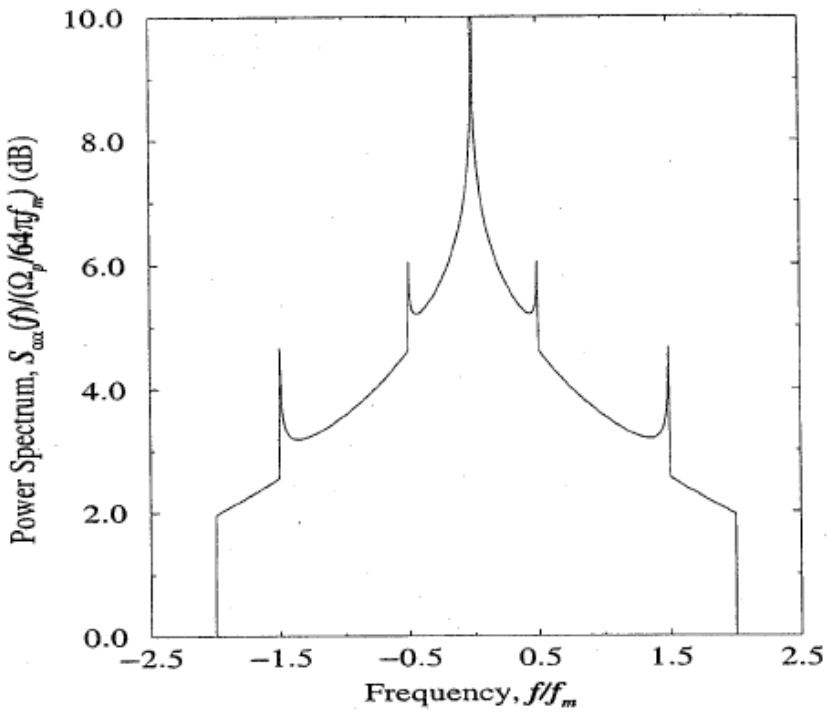
$$S_{gg}(f) = \frac{1}{K+1}\frac{\Omega_p}{2\pi f_m}\frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} + \frac{K}{K+1}\frac{\Omega_p}{2}\delta(f - f_m\cos\theta_0) \qquad |f| \le f_m \qquad (2.67)$$

elde edilebilir. Kabul edilen kompleks zarf $g(t)$'nin asimetrik olduğunu not et. Kabul edilen $\alpha(t)$'nin psd'sini elde etmek için,

$$\begin{aligned} S_{\alpha\alpha}(f) &= \left(\frac{1}{K+1}\right)^2 \frac{\Omega_p}{16\pi f_m}\left\{K\left(\sqrt{1-\left(\frac{f}{2f_m}\right)^2}\right)\right. \\ &+ \frac{K\pi}{\sqrt{1-(f/f_m+\cos\theta_0)^2}} \\ &+ \left.\frac{K\pi}{\sqrt{1-(f/f_m-\cos\theta_0)^2}} + K^2\pi^2 f_m\delta(f \right\} \end{aligned} \qquad (2.68)$$



Şekil 2.12. Bir 2-D izotropik dağılma fonksiyonu için normalize olmuş frekans f/f_m'e karşı zarf psd'nin devam eden kısmı.



Şekil 2.13. Şekil 2.5'de gösterilen dağılım ortamı için normalize olmuş frekans f/f_m'e karşı zarf psd'nin devam eden kısmı; $K = 10$ ve $\theta_0 = \pi/3$.

elde etmek için (Problem 2.5 bak), denklem (2.64) ile denklem (2.67)'yi yer değiştiririz. Şekil 2.13 normalize olmuş frekans f/f_m'e karşı normalize olmuş zarf psd $S_{\alpha\alpha}(f)/(\Omega_p/(K+1)^2 16\pi f_m)$'nin devam eden parçasını çizer.

1.3.1 KARE-ZARF KORELASYON VE SPEKTRUM

Kare-zarfın otomatik korelasyonu

$$\phi_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) = E[\alpha^2(t)\alpha^2(t+\tau)] \tag{2.69}$$

'dır. $\alpha^2(t) = g_I^2(t) + g_Q^2(t)$ olduğu için, o

$$\begin{aligned}\phi_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) &= E[g_I^2(t)g_I^2(t+\tau)] + E[g_Q^2(t)g_Q^2(t+\tau)] \\ &\quad + E[g_I^2(t)g_Q^2(t+\tau)] + E[g_Q^2(t)g_I^2(t+\tau)]\end{aligned} \tag{2.70}$$

bunu takip eder. İlk olarak saçılma ortamının böyle $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$'nin sıfır ortalamaya sahip olduğu yerde durumu dikkate al. Sonra kare-zarf otomatik korelasyon (Problem 2.6'yı gör)

$$\begin{aligned}\phi_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) &= 4\phi^2_{g_I g_I}(0) + 4\phi^2_{g_I g_I}(\tau) + 4\phi^2_{g_I g_Q}(\tau) \\ &= 4\phi^2_{g_I g_I}(0) + 4\left|\phi_{gg}(\tau)\right|^2 \end{aligned} \quad (2.71)$$

'dır. Sonuç olarak, kare-zarf otomatik korelasyon

$$\begin{aligned}\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) &= \phi_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) - \mathrm{E}^2[\alpha^2(t)] \\ &= 4\left|\phi_{gg}(\tau)\right|^2 \ . \end{aligned} \quad (2.72)$$

'dur. İzotropik dağılma ile üzerindeki ifade

$$\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) = \Omega_p^2 J_0^2(2\pi f_m \tau) \quad (2.73)$$

azaltır. Denklem (2.62) ve (2.72) karşılaştırarak, zarfın yaklaşık otomatik korelasyonunun ve kare-zarfın tam otomatik korelasyonunun özdeş olduğunu, bir çarpımsal sabitin haricinde

gözleriz. Eğer yayılma ortamı bir speküler veya LoS bileşen (örneğin Ricean sönme) tarafından karakterize edilirse, o zaman $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ sıfır ortalamalı değildir ve kare-zarfın öz değişimi daha karmaşık varsayar. $m_I(t)$ ve $m_Q(t)$'nun sırasıyla $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$'nin ortalamaları olduğu yerde denklem

$$g_I(t) = \hat{g}_I(t) + m_I(t) \quad (2.74)$$
$$g_Q(t) = \hat{g}_Q(t) + m_Q(t) \quad (2.75)$$

'e izin ver. Problem 2.7'den,

$$\begin{aligned}\phi_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) = 4|\phi_{\hat{g}\hat{g}}|^2(\tau) + 4\phi^2_{\hat{g}_I\hat{g}_I}(0) + 4\mathrm{Re}\left\{m(t)m^*(t+\tau)\phi_{\hat{g}\hat{g}}(\tau)\right\} \\ +2\left(|m(t)|^2 + |m(t+\tau)|^2\right)\phi_{\hat{g}_I\hat{g}_I}(0) + |m(t)|^2|m(t+\tau)|^2\end{aligned} \quad (2.76)$$

$$m(t) = m_I(t) + jm_Q(t) \quad (2.77)$$
$$m(t+\tau) = m_I(t+\tau) + jm_Q(t+\tau) \quad (2.78)$$

olduğu yerde. Kare-zarf özdeğişim

$$\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) = 4\left|\phi_{\hat{g}\hat{g}}(\tau)\right|^2 + 4\mathrm{Re}\left\{m(t)m^*(t+\tau)\phi_{\hat{g}\hat{g}}(\tau)\right\} \quad (2.79)$$

'dır. Şekil 2.5'de gösterilen saçılma ortamını dikkate al. İlgili korelasyon fonksiyonları $\phi_{g_I g_I}(\tau)$ ve $\phi_{g_I g_Q}(\tau)$ sırasıyla denklem (2.37) ve (2.38) tarafından verilmiştir ve $m_I(t)$ ve $m_Q(t)$ ortalamalar denklem (2.47) ve (2.48) denkleminde tanımlanmıştır. K'nın Rice faktör olduğu θ_0'ın spekuluma ait bileşenin hareketin MS direktifi ile yaptığı açı olduğu

$$\phi_{\hat{g}_I \hat{g}_I}(\tau) = \frac{1}{K+1}\frac{\Omega_p}{2} J_0(2\pi f_m \tau) \quad (2.80)$$

$$\phi_{\hat{g}_I \hat{g}_Q}(\tau) = 0 \quad (2.81)$$

ve

$$m_I^2 + m_Q^2 = s^2 \cos(2\pi f_m \cos\theta_0 \tau) = \frac{K\Omega_p}{K+1}\cos(2\pi f_m \cos\theta_0 \tau) \quad (2.82)$$

gösterilebilir. Denklem (2.79)'daki bu sonuçları kullanmak

$$\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) = \left(\frac{\Omega_p}{K+1}\right)^2 J_0(2\pi f_m \tau)\left(J_0(2\pi f_m \tau) + 2K\cos(2\pi f_m \tau \cos\theta_0)\right) \quad (2.83)$$

verir. İlgili normalize olmuş kare-zarf özdeğişim

$$\left(\frac{K+1}{\Omega_p}\right)^2 \frac{1}{1+2K} \cdot \mu_{\alpha^2\alpha^2}(\tau) \quad (2.84)$$

Şekil 2.14'de K ve θ_0'ın farklı değerleri için, $f_m\tau$ normalize olmuş zaman gecikmesinin bir fonksiyonu olarak çizilmiştir.

1.4 SEVİYE KESİŞME BEDELLERİ VE SOLMA SÜRECİ

Zarf solmasıyla ilgili iki önemli ikinci düzey istatistikler **alt geçit bedelidir** (ne sıklıkta zarf bir belirlenmiş seviyeyle kesişir) ve **ortalama solma sürecidir** (ne kadar süre zarf bir belirlenmiş seviyenin altında kalır). Bu miktarlar sadece saçılma ortamından değil hem de MS'in hızından etkilendiği için ikinci sıra istatistiklerdir. Ricean (ve Rayleigh) solma durumu için, kapalı form ifade bu parametreler için türetilebilir.

.

1.4.1 ZARF SEVİYE AŞMA ORANI

Zarf seviye aşma oranı spesifik seviye R, L_R de bedel pozitif (veya negatif) giden istikamette R seviye ile kesişen zarf gibi tanımlanmıştır. Seviye aşma oranı edinme zarf seviye $\alpha = |r|$ ve zarf eğim $\dot{\alpha} = |\dot{r}|$'nin müşterek pdf, $(\alpha, \dot{\alpha})$'e ihtiyaç duyar. Müşterek pdf, $(\alpha, \dot{\alpha})$'in terimlerinde, verilen zarf eğim $\dot{\alpha}$ ve zaman sürekliliği dt için aralık $R, R + d\alpha$ içinde harcanan zamanın miktarı

$$p(R, \dot{\alpha}) d\alpha d\dot{\alpha} dt \tag{2.85}$$

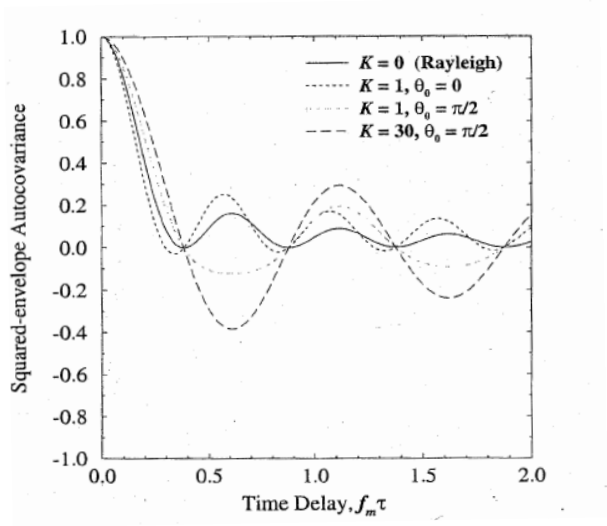
'dır. Verilmiş bir zarf eğim $\dot{\alpha}$ için aralık $R, R + d\alpha$ içinde bir kere α seviye kesişime gereken zaman

$$d\alpha / \dot{\alpha} \tag{2.86}$$

Bu iki miktarın oranı α zarfın aralık $R, R + d\alpha$ içinde verilmiş bir zarf eğim $\dot{\alpha}$ ve zaman sürekliliği dt için kesişiminin beklenen numarasıdır, mesela,

$$\dot{\alpha} p(R, \dot{\alpha}) d\dot{\alpha} dt \tag{2.87}$$

Verilmiş bir zarf eğim $\dot{\alpha}$ ve zaman sürekliliği T için R seviye zarfın kesişiminin beklenen numarası



Şekil 2.14. Şekil 2.5'de gösterilen saçılma çevresi için normalize olmuş frekans f/f_m'e karşı Kare-zarf öz değişim.

$$\int_0^T \dot{\alpha} p(R, \dot{\alpha}) d\dot{\alpha} dt = \dot{\alpha} p(R, \dot{\alpha}) d\dot{\alpha} T \quad (2.88)$$

Bir pozitif eğim ile R seviye zarfın kesişiminin beklenen numarası

$$N_R = T \int_0^\infty \dot{\alpha} p(R, \dot{\alpha}) d\dot{\alpha} \quad (2.89)$$

Sonunda, her ikinci için veya seviye aşma oranı için R seviye zarfın kesişiminin beklenen numarası

$$L_R = \int_0^\infty \dot{\alpha} p(R, \dot{\alpha}) d\dot{\alpha} \quad (2.90)$$

Bu bir genel her rastgele işlem için uygulanan sonuçtur. Rice bir sinüs dalga artı dar-bant Guassian gürültü için müşterek pdf, $(\alpha, \dot{\alpha})$ türetmiştir. s'in Rice dağılımında merkezi olmayan parametre olduğu yerde ve $B = b_0 b_2 - b_1^2$, b_0, b_1 ve b_2'nin dar bant gürültünün psd'sinden türetilmiş sabitler olduğu yerde bu [282] durum için

$$p(\alpha, \dot{\alpha}) = \frac{\alpha (2\pi)^{-3/2}}{\sqrt{B b_0}} \int_{-\pi}^{\pi} d\theta \times \exp\left\{ -\frac{1}{2 B b_0} \left[B\left(\alpha^2 - 2\alpha s \cos\theta + s^2\right) + \left(b_0 \dot{\alpha} + b_1 s \sin\theta\right)^2 \right] \right\} \quad (2.91)$$

Denklem (2.36) ve Şekil 2.5 tarafından tanımlanan saçılma çevresi için, sinüs dalgası θ_0 açısına ulaşan speküler bileşene uyar, oysa ki dar-bant gürültü AoA dağılım $\hat{p}(\theta) = 1/2(2\pi)$ ile saçılma bileşeninden dolayıdır. Denklem (2.91) de Rice'ın sonucunun üstelik diğer $\hat{p}(\theta)$ ile saçılma çevresine uygulamak için yeterince genel olduğunu not et.

$0 \leq |f_q| \leq f_m$ olduğu yerde speküler frekansın veya LoS bileşeninin $f_s = f_c + f_q$ olduğunu varsay. $\hat{p}(\theta)$'nun dağınık bileşenin devam eden AoA dağılımı olduğu ve $S_{gg}^c(f)$'in kabul edilen kompleks zarfın psd'sinin ilgili devam eden kısmı olduğu yerde, bu durumda denklem [173]

$$b_n = (2\pi)^n \int_{-f_m}^{f_m} S_{gg}^c(f)(f - f_q)^n df \quad (2.92)$$

$$= (2\pi)^n b_0 \int_0^{2\pi} \hat{p}(\theta)\,(f_m \cos\theta - f_q)^n\, d\theta \quad (2.93)$$

Denklem (2.92) ve (2.93) arasındaki eşitlik denklem (2.28) ve (2.33) kullanarak kurulabilir. $S_{gg}^c(f)$'nin denklem

$$\phi_{gg}^c(\tau) = \phi_{g_I g_I}^c(\tau) + j\phi_{g_I g_Q}^c(\tau) \quad (2.94)$$

'ün Fourier dönüşümü tarafından verildiğini,

$$\phi_{g_I g_I}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} \int_0^{2\pi} \cos(2\pi f_m \tau \cos\theta)\hat{p}(\theta)d\theta \quad (2.95)$$

$$\phi_{g_I g_Q}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} \int_0^{2\pi} \sin(2\pi f_m \tau \cos\theta)\hat{p}(\theta)d\theta \quad (2.96)$$

not et.

Bazı durumlarda, psd $S_{gg}^c(f)$ sinüs dalga f_s frekansı ile simetriktir. Bu koşul gerçekleşir, örneğin, $f_s = f_c$ olduğu ve 2-D izotropik saçılma olduğu zaman. Bu durumda, n'in bütün tek değerleri için $b_n = 0$ (ve özel olarak $b_1 = 0$) dır böylece denklem (2.91) uygun ürün formuna

$$p(\alpha, \dot{\alpha}) = \sqrt{\frac{1}{2\pi b_2}} \exp\left\{-\frac{\dot{\alpha}^2}{2b_2}\right\} \cdot \frac{\alpha}{b_0} \exp\left\{-\frac{(\alpha^2 + s^2)}{2b_0}\right\} I_0\left(\frac{\alpha s}{b_0}\right)$$

$$= p(\dot{\alpha}) \cdot p(\alpha) \quad . \quad (2.97)$$

indirgenir. Denklem (2.97) de $p(\alpha, \dot{\alpha}) = p(\dot{\alpha})\ .\ p(\alpha)$ olduğu için, α ve $\dot{\alpha}$'nın bağımsız olmasını takip eder.

$f_s = f_c$ ve $\hat{p}(\theta) = 1/2(2\pi)$ olduğu zaman, zarf seviye aşma oranı için bir kapalı form ifade elde edilebilir. Denklem (2.35)'i denklem (2.92)'nin yerine koymak

$$b_n = \begin{cases} b_0(2\pi f_m)^n \frac{1\cdot 3\cdot 5 \cdots (n-1)}{2\cdot 4\cdot 6 \cdots n} & n \text{ çift} \\ 0 & n \text{ tek} \end{cases} \quad (2.98)$$

verir. Bu yüzden, $2b_0$'ın denklem (2.49)'da verilen kabul edilmiş bant geçirimi sinyalinin saçılma bileşeninde güç olduğu yerde, $b_1 = 0$ ve $b_2 = b_0(2\pi f_m)^2/2$'dir. Denklem (2.97)'deki ortak yoğunluğu denklem (2.90)'ın yerine koymak zarf seviye aşma oranı

$$L_R = \sqrt{2\pi(K+1)} f_m \rho e^{-K-(K+1)\rho^2} I_0\left(2\rho\sqrt{K(K+1)}\right) \quad (2.99)$$

verir,

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{\Omega_p}} = \frac{R}{R_{\text{rms}}} \quad (2.100)$$

olduğu ve $R_{rms} \triangleq \sqrt{\Omega_p}$'nin rms zarf seviye olduğu yerde. Rayleigh solma ($K = 0$) ve izotropik saçılma için, üstteki ifade şöyle

$$L_R = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2} \quad (2.101)$$

basitleşir. Normalize olmuş zarf seviye aşma oranı L_R/f_m Şekil 2.15 de p ve K'nın bir fonksiyonu gibi çizilmiştir. Maksimum LCR p'ye saygı duyarak denklem (2.99)'un türevini alarak ve

$$I_0\left(2\rho\sqrt{K(K+1)}\right)\left(1-2(K+1)\rho^2\right) + 2\rho\sqrt{K(K+1)} I_1\left(2\rho\sqrt{K(K+1)}\right) = 0 \quad (2.102)$$

p için K'nın bir fonksiyonu gibi çözülerek bulunabilir. Şekil 2.16 K'nın bir fonksiyonu gibi maksimum zarf seviye aşma oranını çizer. Sonuç olarak, biz $p = 0$ etrafında zarf seviye aşma oranının neredeyse K'dan bağımsız olduğunu not ederiz. Bu çekici özellik Bölüm 10'da MS hızını hesaplamak için zarf seviye aşma oranını kullandığımız zaman yer alacaktır. Şekil 2.15'deki simülasyon sonuçları Bölüm 3'de tanımlanan bir solma simülatörü ile elde edilmiştir.

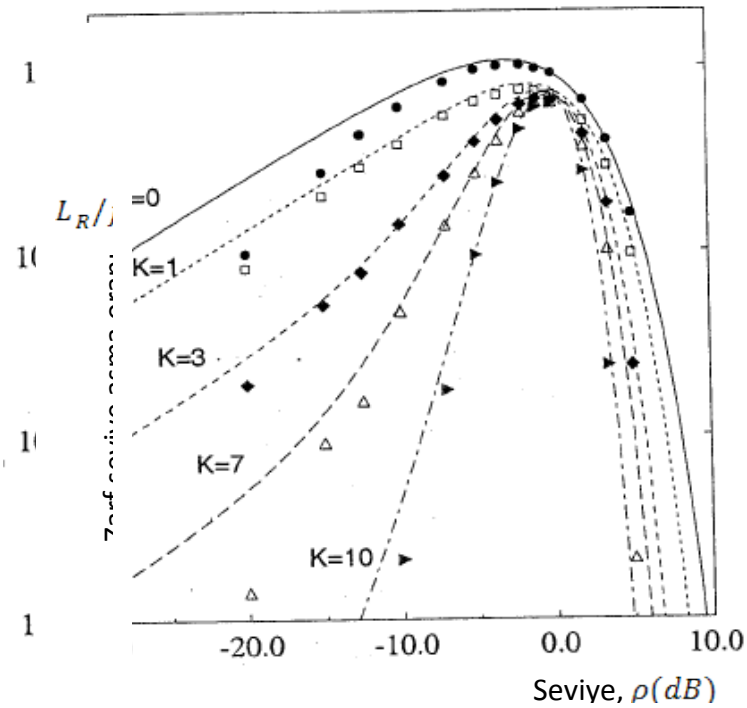
1.4.2 SIFIR KESİŞME BEDELİ

Kabul edilen kompleks zarf $g(t) = g_I(t) + g_Q(t)$'nin kompleks Guassian rastgele işlem olduğunu hatırla. Eğer kanal bir speküler bileşen tarafından karakterize edilirse o zaman $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ sırasıyla $m_I(t)$ ve $m_Q(t)$ ortalama değerlerine sahiptir. Burada biz sıfır ortalamalı Guassian rastgele işlemlerin $g_I(t) - m_I(t)$ ve $g_Q(t) - m_Q(t)$ **sıfır aşma oranıyla** ilgileniyoruz. Rice [282] bu sıfır aşma oranını denklem

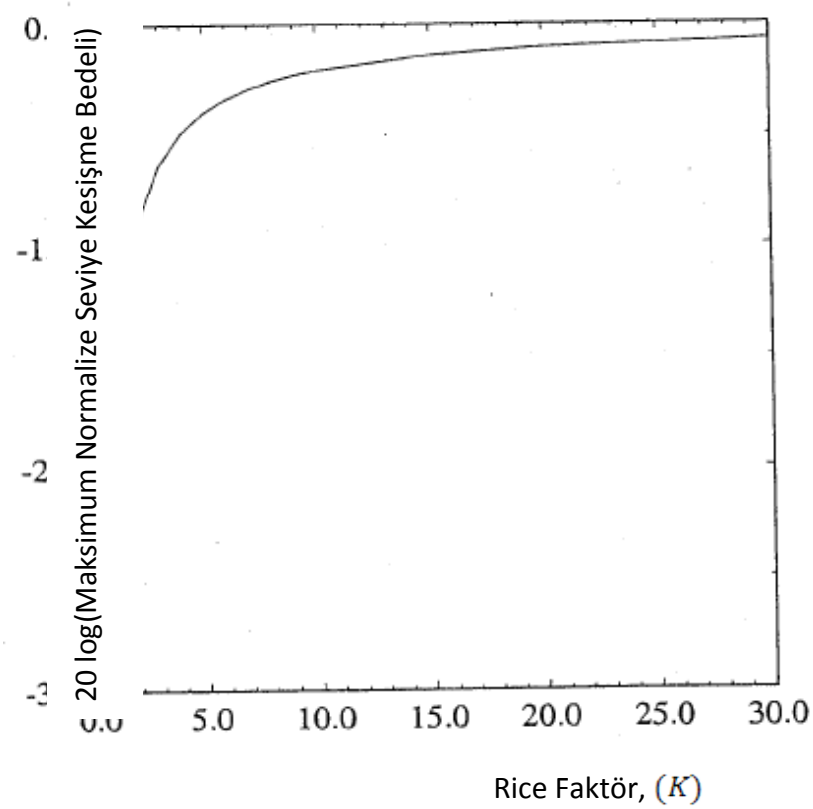
$$L_Z = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{b_2}{b_0}} = 2f_m\sqrt{\int_0^{2\pi}\hat{p}(\theta)\cos^2\theta d\theta} \qquad (2.103)$$

gibi türetmiştir. Saçılma bileşeni 2-D izotropik saçılmadan dolayı olduğu zaman, sıfır aşma oranı

$$L_Z = \sqrt{2}f_m \qquad (2.104)$$



Şekil 2.15. Şekil 2.5'de gösterilen saçılma çevresi için zarf seviye aşma oranı. Noktalar simülasyon sonuçlarını gösterirken, çizgiler teorik sonuçları gösterir.



Şekil 2.16. Şekil 2.5'de gösterilen saçılma çevresi için maksimum normalize zarf seviye aşma oranı L_R/f_m.

1.4.3 ORTALAMA ZARF SÖNME SÜRESİ

ilgilenilen diğer nicelik zarf seviyenin bir spesifik seviye R'nin altında kaldığı ortalama süredir. Zarf sönme süresinin pdf'i bilinmediği halde, ortalama sönme süresi hesaplanabilir. T uzunluğunun çok uzun zaman aralığını dikkate al ve t_i'ye ith seviye R altında solmanın süresi olmaya izin ver. Kabul edilen zarf seviyenin R'den düşük olma ihtimali

$$\mathrm{P}(\alpha \leq R) = \frac{1}{T}\sum_i t_i \tag{2.105}$$

Ortalama zarf solma

$$\bar{t} = \frac{1}{TL_R}\sum_i t_i = \frac{\mathrm{P}(\alpha \leq R)}{L_R} \tag{2.106}$$

denkleme eşittir. Eğer zarf denklem (2.45)'deki dağılıma sahipse o zaman $Q(a,b)$'nin Marcum Q fonksiyonu olduğu yerde

$$\mathrm{P}(\alpha \leq R) = \int_0^R p(\alpha)d\alpha \;=\; 1 - Q\left(\sqrt{2K}, \sqrt{2(K+1)\rho^2}\right) \tag{2.107}$$

Bu yüzden

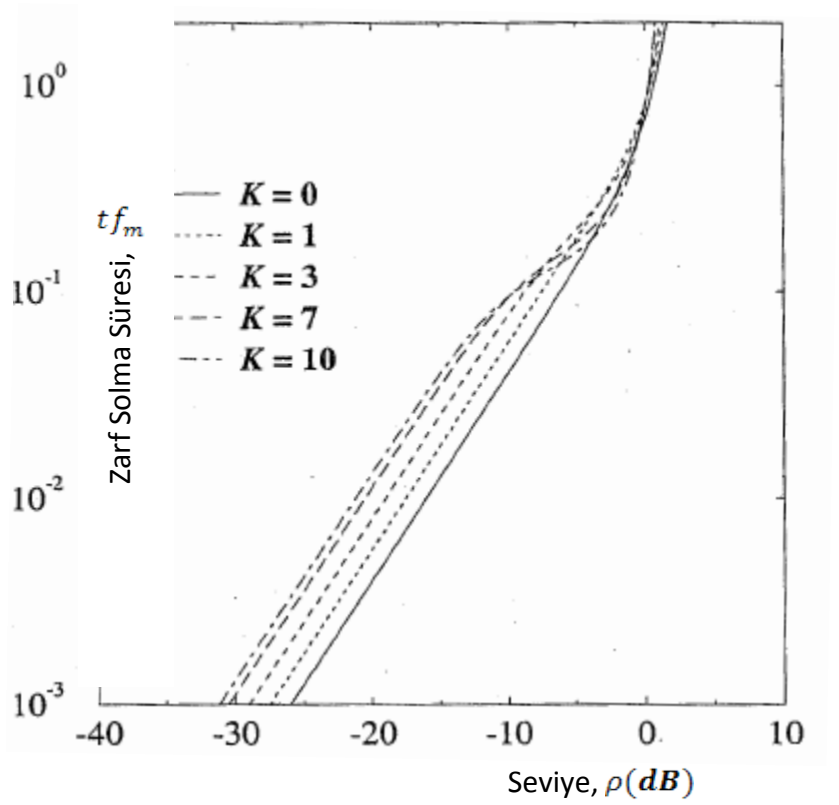
$$\bar{t} \;=\; \frac{1 - Q\left(\sqrt{2K}, \sqrt{2(K+1)\rho^2}\right)}{\sqrt{2\pi(K+1)}f_m\rho e^{-K-(K+1)\rho^2} I_0\left(2\rho\sqrt{K(K+1)}\right)} \tag{2.108}$$

Eğer zarf Rayleigh dağıtıksa o zaman

$$\mathrm{P}(\alpha \leq R) = \int_0^R p(\alpha)d\alpha \;=\; 1 - e^{-\rho^2} \tag{2.109}$$

ve bu yüzden

$$\bar{t} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} \quad (2.110)$$



Şekil 2.17. Şekil 2.5' de gösterilen saçılma çevresi için ortalama zarf solma süresi.

Normalize ortalama zarf solma süre $\bar{t}f_m$ Şekil 2.17'de ρ'nin bir fonksiyonu gibi çizilmiştir.

Seviye aşma oranı, sıfır aşma oranı ve ortalama sönme süresinin tamamı MS ($f_m = v/\lambda_c$)'nin hızına dayanır. Çok şiddetli solmalar seyrek gerçekleşme eylimindedir ve çok uzun sürmezler. Örneğin, 60 mil/saat ve 900 MHz-de, maksimum Doppler frekansı $f_m = 88$ Hz'dir. Bu yüzden, izotropic saçılmayla ve Rayleigh solmayla ($K = 0$) 7.8 milisaniyenin bir ortalama solma süresiyle $\rho = 0$ desibelde $L_R = 81$ solmalar/s vardır. Bununla birlikte, $\rho = -22$ desibelde 45 μs'nin bir ortalama solma süresiyle sadece 2.2 solmalar/s vardır. Rice faktör, K, daha geniş olduğu zaman solmaların sığ olduğunu Şekil 2.15'den gözle. Ayrıca, ortalama solma süresinin daha geniş faktörler ile daha genişleme eğiliminde olduğunu Şekil 2.17'den görürüz.

1.5 UZAYA AİT KORELASYONLAR

Uzaya ait saçılmış antenlerin bazı motor sinyal bilgisinin solmuş ikinci kopyasını sağlamak için kullanıldığı yerde birçok mobil radyo sistemi anten çeşitliliğini kullanır. Ortaya çıkan temel soru anten bölmenin ilişkisiz anten çeşitlilik dağılımını sağlamaya ihtiyaç duyduğudur. Bu soru, v'nin milisaniye hızı olduğu yerde, $\ell = v\tau$ mesafe-zaman dönüşümü boyunca önceden elde ettiğimiz sonuçları kullanarak cevaplandırılabilir. Bu dönüşüm $f_m\tau = \ell/\lambda_c$ yol açar. İzotropik saçılma (2.21) ve (2.63)'ün durumları için, sırasıyla dönüşür

$$\phi_{g_I g_I}(\ell) = \frac{\Omega_p}{2} J_o(2\pi\ell/\lambda_c) \quad (2.111)$$

$$\mu_{\alpha\alpha}(\ell) = \frac{\pi\Omega_p}{16} J_o^2(2\pi\ell/\lambda_c) \quad (2.112)$$

O Şekil 2.11'in mesafeye ℓ/λ_c karşı normalize zarf özdeğişim de gösterdiğini takip eder. $\ell = 0.38\lambda_c$ de özdeğişim sıfırdır ve $\ell > 0.38\lambda_c$ için 0.3'den azdır. Böylece pratikte, yeterli ilintisiz farklılık dallanması milisaniyede anten elementlerine bir farklı $\lambda_c/2$ mesafe aralık bırakarak elde edilebilir.

1.5.1 TEMEL İSTASYONDA ALINAN SİNYAL

Eğer bir yayıma yolu varsa o zaman o enerjiyi herhangi bir yönde eşitçe taşıyacak algılamada çok yollu sönümleme kanalları karşılıklıdır. Yani her bir yönde enerji saçıcının tamamen aynı kümesiyle üretir. MS hareket ettiği ve BS sabit olduğu için, geçici öz devinimli bağlantılar ve sinyal sipektrum MS ve BS'nin her ikisinde özdeş olacaktır. Ancak, BS antenleri genelde yükseltilmiş ve mümkün olan en iyi radyo kapsamını sağlamak için yerel engellemelerden bağımsızdır. Bu yüzden saçıcıların çoğu BS'den ziyade MS'nin etrafında ivedilikle bulunacaklardır. Sonuç olarak BS'de ulaşan düzlem dalgalarının olasılık yoğunluk fonksiyonu varışın dar açısında yoğunlaşma eğilimindedir. Bir BS'ye yerleştirilen iki anten sadece çok az farklı açıdan MS etrafına saçılmış hacim görecektir. Uzaya ait bağıntıyı belirlemek için BS'de ulaşan düzlem dalgalarının pdf'i için bir model gerekir. Jakes[173] ve Ganz[130] Şekil 2.18 de gösterilen geometri ile makrohücreli saçılma çevresini modellemişlerdir. MS r_s yarıçapının saçıcılarının birincil halkası tarafından çevrilmiştir ve BS MS'den d uzaklıkta halkanın dışına yerleştirilmiştir, öyle ki $d \gg r_s$. Çok yönlü anten kullanmak için MS varsayılır öyle ki iletilmiş gücün pdf'i θ_{MS} açısının bir fonksiyonu gibi

$$p(\theta_{\mathrm{MS}}) = \frac{1}{2\pi} \qquad 0 \le \theta_{\mathrm{MS}} \le 2\pi \tag{2.113}$$

tarafından verilmiştir. Bs'de varış açısı θ_{BS}'nin bir fonksiyonu gibi alınan gücün dağılımı

$$p(\theta_{\mathrm{BS}})d\theta_{\mathrm{BS}} = [p(\theta_{\mathrm{MS}}) + p(-\theta_{\mathrm{MS}})]\, d\theta_{\mathrm{MS}} \tag{2.114}$$

Şekil 2.18'deki geometriden, denklem [130]'a

$$d\theta_{\mathrm{BS}} = \left[\left(\frac{r_s}{d}\right)^2 - (\phi_{\mathrm{BS}} - \theta_{\mathrm{BS}})^2\right]^{1/2} d\theta_{\mathrm{MS}} \tag{2.115}$$

sahip oluruz. Bu yüzden

$$\begin{aligned} \phi_{\mathrm{MS}} &= \mathrm{Tan}^{-1}(r_s/d) \\ K_A &= \frac{1}{2\mathrm{Sin}^{-1}(\phi_{\mathrm{MS}}(d/r_s))} \\ \alpha &= \phi_{\mathrm{BS}} - \phi_{\mathrm{MS}} \\ \beta &= \phi_{\mathrm{BS}} + \phi_{\mathrm{BS}} \end{aligned}$$

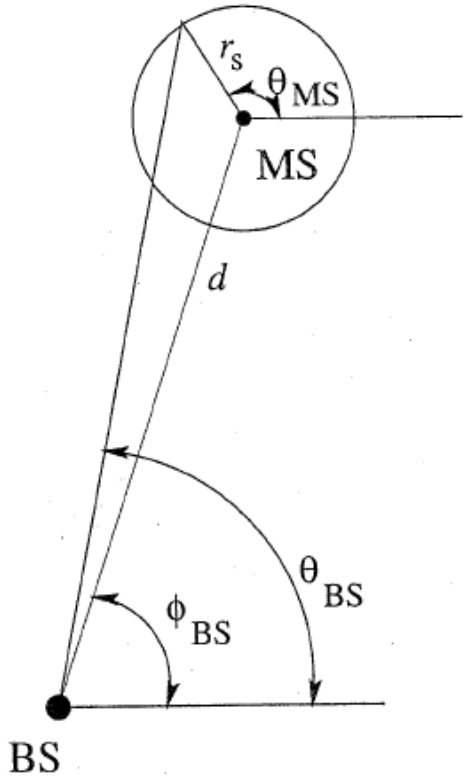
d uzaklık ve r_s saçılma yarıçapı için BS'de ϕ_{MS} maksimum AoA olduğu yerde

$$p(\theta_{\mathrm{BS}}) = \begin{cases} K_A\left[\left(\frac{r_s}{d}\right)^2 - (\phi_{\mathrm{BS}} - \theta_{\mathrm{BS}})^2\right]^{-1/2} & , \alpha \le \theta_{\mathrm{BS}} \le \beta \\ 0 & , \text{ otherwise} \end{cases} \tag{2.116}$$

$d \gg r_s$ için $\phi_{MS} \approx r_s/d$ ve $K_A = 1/\pi$ sonuçları ile bir küçük açı yaklaşımı çağırılabileceğini not et.

Daha ilerlemek için, yapay olarak MS'nin durağan olduğunu ve BS'nin v hızı ile Şekil 2.18'de x ekseni boyunca hareket ettiğini varsayarız. Zarfı ve BS'de kare-zarf uzaya ait çapraz kovaryans elde etmek için, ilk olarak denklem (2.16) ve (2.20) de sırasıyla $\phi_{g_1g_1}(\tau)$ ve $\phi_{g_1g_Q}(\tau)$'yu hesaplarız. Sonra denklem (2.59)'dan $\phi_{gg}(\tau)$'yu hesaplar, sonunda, denklem (2.62) ve (2.72)'yi zarf özdeğişimi, $\mu_{\alpha\alpha}(\tau)$ ve kare-zarf özdeğişim, $\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\tau)$, sırasıyla elde etmek için kullanır. Bu sayısal entegrasyon kullanarak başarılabilir. Şimdi bir hareketli BS ve sabit MS'nin yapay varsayımı ile dağıt ve MS $-v^2$ hızı ile x eksenine paralel hareket ederken BS'nin sabit olduğunu varsay. sonuçta,

zaman-mesafe dönüşümü $f_m\tau = \ell/\lambda_c$ yapılarak, uzaya ait çapraz kovaryans fonksiyonları $\mu_{\alpha\alpha}(\ell)$ ve $\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\ell)$ elde edilebilir. Şekil 2. 19 $a = 60$ m ve çeşitli varış açıları ϕ_{BS} için uzaya ait çapraz kovaryans zarf çizer. Aynı şekilde, Şekil 2.20 $\phi_{BS} = \pi/3$ ve çeşitli saçılma yarıçap için uzaya ait çapraz kovaryans zarf çizer.



Şekil 2.18. Makro-hücrelerde yayılma için saçılma modeli. MS; $-v$ hızı ile x eksenine paralel hareket etmekte, BS'den bir d uzaklıkta yerleşmiş, r_s yarıçapının bir saçılma halkası tarafından çevrilmiştir [173, 170].

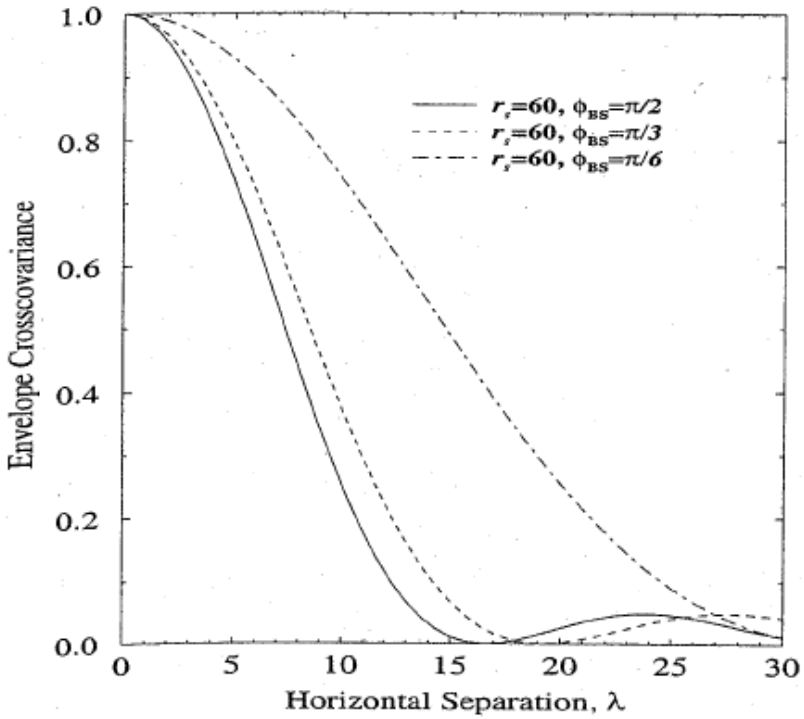
Genelde, daha büyük uzaya ait yayılmanın BS'de MS'nin karşılaştırıldığı gibi zarf decorelation-un verilen derecesinin elde edilmesi için gerektiğini gözlemleriz. Aynı zamanda korelasyon varış açısı olarak artar ve saçılma yarıçapı azalır.

.

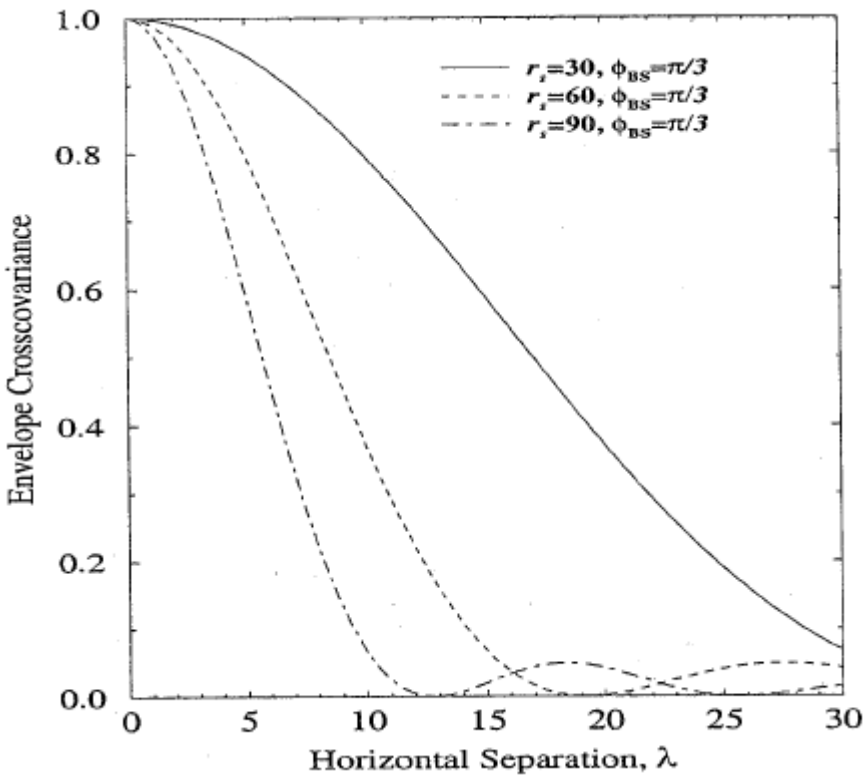
2. SEÇİCİ-FREKANS ÇOK YOLLU-SÖNME

bu noktada dar bant iletim için ters sinyal bant genişliğinin yayılma yol gecikmelerinin zaman yayılmasından daha büyük olduğu yerde uygun kanal modellerini dikkate aldık. Dijital iletişim

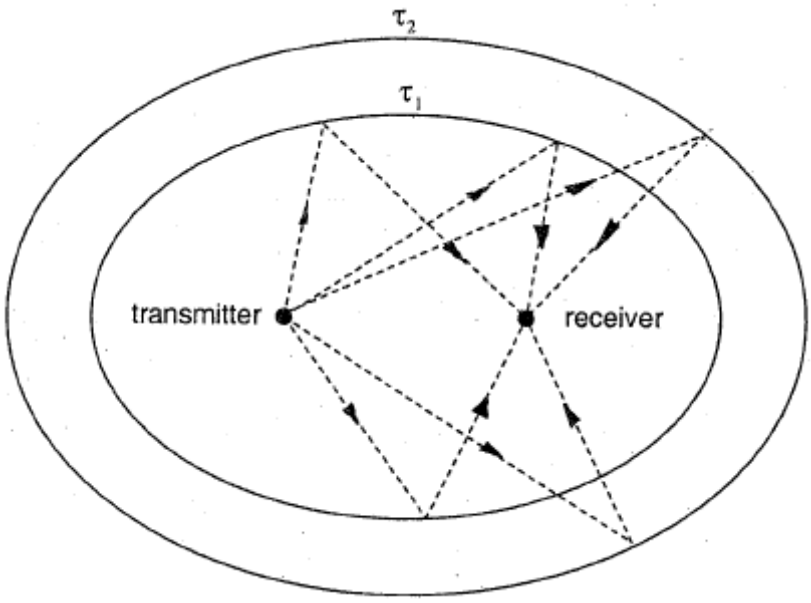
sistemler için bu ayarlanmış sembolün süresinin yayılma yol gecikmelerinin zaman yayılmasından daha büyük olduğu anlama gelir. Bu şartlar altında bütün frekanslar iletilen sinyalde bazı rastgele zayıflama ve çok yollu sönme için kaydırma faz deneyim olacak. Böyle bir kanal çok küçük veya alınan sinyalde hiç bozulma olmadan ortaya çıkar ve tamamıyla sönme göstermek için denir. Eğer yayılma yolu gecikmelerindeki aralık ters sinyal bant genişliğiyle geniş karşılaştırılırsa, o zaman iletilmiş sinyalde frekans bileşenleri farklı yollar boyunca farklı faz öteleme dener.



Şekil 2.19. $a = 60$ *m ve çeşitli varış açıları,* ϕ_{BS}*;* $d = 3000$ *m için temel durumda zarf çapraz kovaryans.*



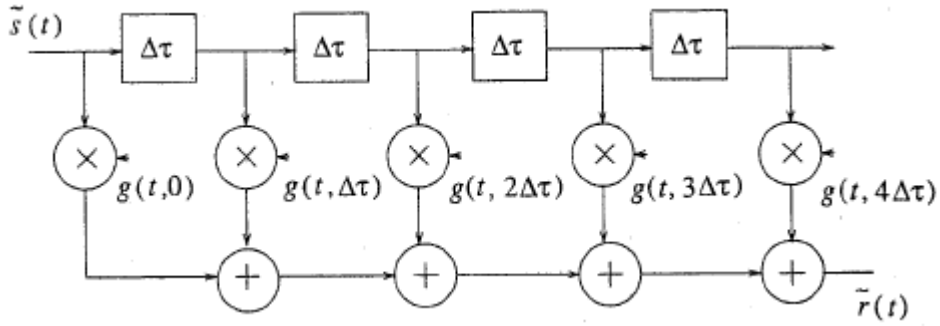
Şekil 2.20. ϕ_{BS} *ve çeşitli varış açıları,* α*;* $d = 3000$ *m için temel durumda zarf çapraz kovaryans.*



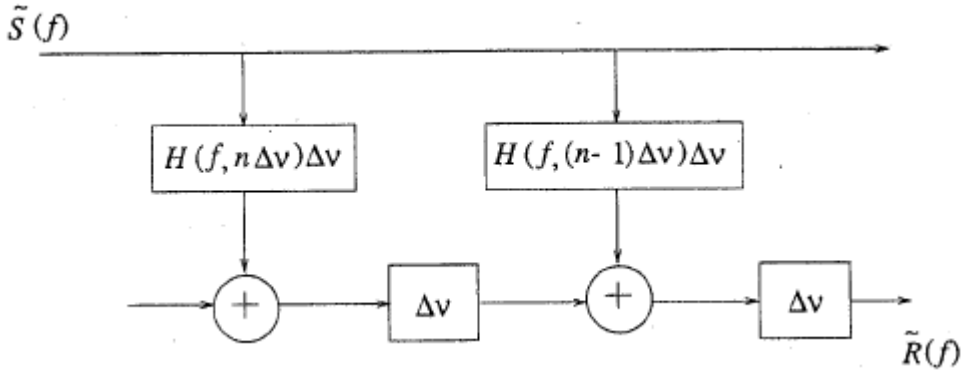
Şekil 2.21. Çok yollu sönme kanalları için yol geometrisi. Alıcı antenine sinyaller aynı zamanda ulaşacaklar eğer onlar aynı elipste yerleştirilmiş yansıtmacıları yansıtırlarsa.

Diferansiyel yol gecikmesi genişlediği için, iletilen sinyalde hatta sıkıca saçılan frekanslar önemli farklı faz ötelemeler deneyebilir. Bu şartlar altında mesaj dalga formunda genlik ve faz bozulma kanal ortaya çıkar. Böyle bir kanala seçici-frekans sönme göstermek için denir. Bir çok yollu sönme kanalı için yol geometrisi Şekil 2.21'de gösterilmiştir. Sadece tek yansımayı dikkate almak, bir özel yol uzunluğu ile ilişkilendirilmiş bütün saçılmacılar foci'de yerleştirilmiş verici ve alıcı ile elipslerin üzerine yerleştirilmiştir. Farklı gecikmeler farklı aynı odaklı elipslerle uyuşur. Tamamen sönme kanalları, ayarlanmış sembolün süresiyle küçük karşılaştırılmış diferansiyel gecikmelerle ilgili elipslerin üzerine yerleştirilmiş onların saçılmacılarına sahiptir. Seçici frekans kanalları; güçlü, bir sembol zamanıyla karşılaştırılmış önemli olan diferansiyel gecikmelerle ilgili farklı elipslerin üzerine yerleştirilmiş saçılmacılara sahiptir. Kentsel ve banliyöye ait makrohücreli sistemlerde, bu güçlü saçılmacılar genelde yükselen binalar veya dağlar gibi belki geniş mesafeli arazi özellikleri ile ilgilidir.

Çok-yollu sönme kanalları, girişleri ve çıkışları hem zaman hem de frekans etki alanında tanımlanabilen zaman-değişimli lineer filtreler gibi modellenebilir. Bu olası dört **iletim fonksiyonlarına** [30]; giriş gecikme-yayılma fonksiyona $g(t,\tau)$, çıkış Doppler-yayılma fonksiyona $H(f,\nu)$, zaman-değişmeli transfer fonksiyona $T(f,t)$ ve gecikme Doppler-yayılma fonksiyona $S(\tau,\nu)$ yol açar. Kompleks düşük-geçiş dürtü cevabı kompleks düşük-geçiş giriş ve çıkış zaman dalga form, sırasıyla $\tilde{s}(t)$ ve $\tilde{r}(t)$, ile ilişki kurar, katlama boyunca



Şekil 2.22. [257]'den, bir çok yollu sönme kanalı için ayrık-zaman kademeli gecikme çizgi modeli.



Şekil 2.23. [257]'den, bir çok yollu sönme kanalı için frekans dönüştürme modeli.

$$\tilde{r}(t) = \int_0^{\infty} \tilde{s}(t-\tau)g(t,\tau)d\tau \tag{2.117}$$

Bello düşük-geçiş dürtü cevabı $g(t,\tau)$'ye **giriş gecikme-yayıma fonksiyonu** [30] demiştir. Fiziksel terimlerde, $g(t,\tau)$, bir dürtü $t-\tau$ zamanda uygulandığı için t zamanda kanal cevabı gibi yorumlanabilir. Bir fiziksel kanal bir çıkışa bir giriş $\tau < 0$ için $g(t,\tau) = 0$ uygulanmadan sahip olamadığı için ve bu yüzden denklem (2.117)'deki entegrasyonunun alt limiti sıfırdır. Eğer denklem (2.117)'deki katlama ayrık bir toplama olarak yazılırsa, o zaman

$$\tilde{r}(t) = \sum_{m=0}^{n} \tilde{s}(t-m\Delta\tau)g(t,m\Delta\tau)\Delta\tau \tag{2.118}$$

Bu gösterim kanalı, kademe boşluğu $\Delta\tau$ ve zaman-değişken kademe kazancı $g(t,m\Delta\tau)$ Şekil 2.22'de gösterildiği gibi, transversal filitre olarak hayalimizde canlandırmamızı sağlar.

İkinci iletim fonksiyonu giriş ve çıkış spektrumlarını, sırasıyla $\tilde{S}(f)$ ve $\tilde{R}(f)$ ilişkilendirir, integral denklem boyunca

$$\tilde{R}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(f-\nu)H(f-\nu,\nu)d\nu \tag{2.119}$$

Bello fonksiyon $H(f,\nu)$'ye **çıkış Doppler-yayılma fonksiyonu** [30] demiştir. Bu fonksiyon açıkça Doppler ötelemesinin etkisinini veya çıkış spektrumunda izgesel genişleme gösterir. Fiziksel

terimlerde, frekans-öteleme değişkeni ν kanal tarafından tanıtılan Doppler ötelemesi gibi yorumlanabilir. Birkez daha, denklem (2.119)'da integral ayrık toplam

$$\tilde{R}(f) = \sum_{m=0}^{n} \tilde{S}(f - m\Delta\nu)H(f - m\Delta\nu, m\Delta\nu)\Delta\nu \qquad (2.120)$$

ile yaklaşabilir. Bu kanalın Doppler ötelemeleri üreten frekans dönüştürme zinciri tarafından takip edilen transfer fonksiyonları $H(f, m\Delta\nu)\Delta\nu$ ile filtre öbeği tarafından sunulmasına izin verir.

Üçüncü iletim fonksiyonu, çıkış zamanı dalga form ile giriş spektrum arasında integral denklem

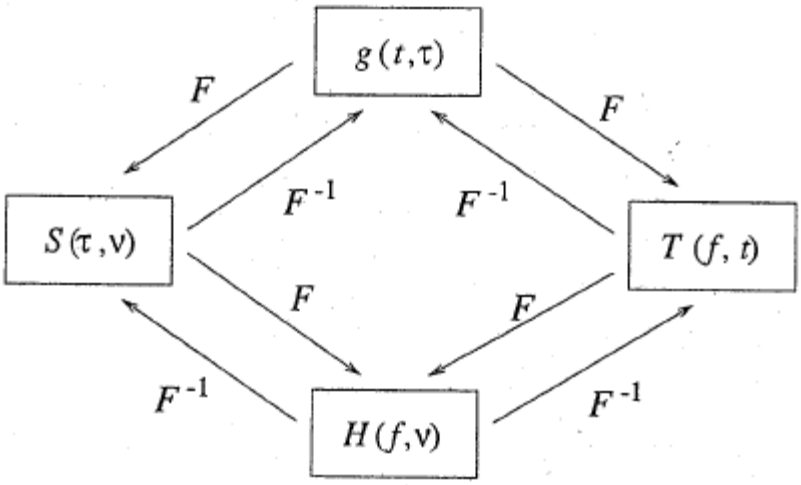
$$\tilde{r}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(f)T(f,t)e^{j2\pi ft}df \qquad (2.121)$$

boyunca bağ kurar. Zadeh $T(f,t)$ fonksiyonuna **zaman-değişimli transfer fonksiyonu** [377] demiştir.

Sonuç tanımlaması çift integral

$$\tilde{r}(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{s}(t - \tau)S(\tau,\nu)e^{-j2\pi f\tau}d\nu d\tau \qquad (2.122)$$

boyunca giriş ve çıkış zaman dalga formları arasında ilişki kurar. $S(\tau,\nu)$ fonksiyonu **gecikme Doppler-yayılma fonksiyonu** [30] olarak adlandırılır ve τ zaman gecikmenin ve ν Doppler frekansın terimlerinde kanalın saçılma genliğinin bir ölçümünü sağlar.

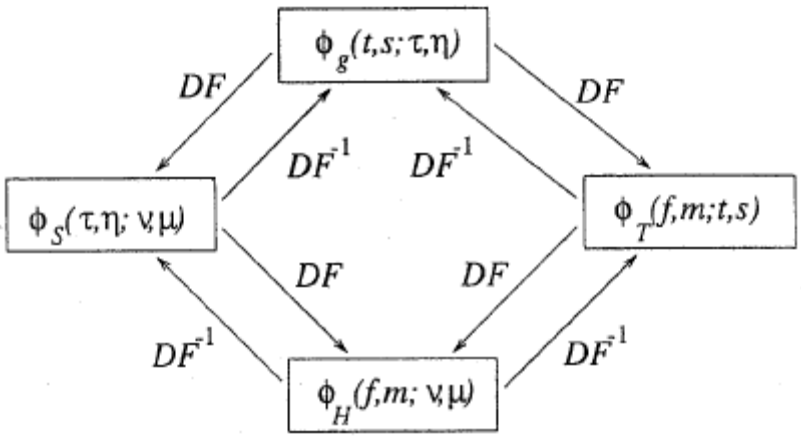


Şekil 2.24. [257]'den, iletim fonksiyonları arasında Fourier dönüşüm ilişkileri.

Dört iletim fonksiyonları Şekil 2.24'de gösterildiği gibi Fourier dönüşüm çiftleri boyunca birbirleriyle ilişkilidir. Her dönüşüm çiftinde bir sabit değişken vardır, böylece dönüşüm diğer iki değişkeni içerir.

2.1 İSTATİSTİKSEL KANAL KORELASYON FONKSİYONLARI

Kanal dürtü yanıtının $g(t,\tau) = g_I(t,\tau) + jg_Q(t,\tau)$ bir kompleks Guassian rastgele işlem gibi, çeyrek evre farkı bileşenlerinin $g_I(t,\tau)$ ve $g_Q(t,\tau)$ Guassian rastgele işlemler ile ilişkilendirildiği yerde, modellenebildiğini hatırla. Bundan dolayı, son bölümde tanımlanan iletim fonksiyonlarının hepsi rastgele işlemlerdir. Bir kanalının bir karakterizasyonunun tümü bütün iletim fonksiyonlarının ortak pdf'inin bilgisini gerektirir. Bu daha müşkül olduğu için, bir daha açıklanabilir yaklaşım kişisel iletim fonksiyonları için istatistiksel korelasyon fonksiyonları elde etmektir. Eğer temelde olan işlem Guassian ise, o zaman bir tamamen istatistiksel açıklama, yöntem ve oto korelasyon fonksiyonları tarafından sağlanır. Takip eden tartışmada, sıfır-ortalamalı Guassian rastgele işlemler varsayarız böylece sadece oto korelasyon fonksiyonları mevzu bahistir. Dört iletim fonksiyonu olduğu için, dört oto korelasyon fonksiyonları takip eden [257, 270] şekilde:



Şekil 2.25. [257]'den, kanal oto-korelasyon fonksiyonları arasında çift Fourier dönüşüm ilişkileri.

$$\phi_g(t,s;\tau,\eta) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[g(t,\tau)g^*(s,\eta)] \quad (2.123)$$

$$\phi_T(f,m;t,s) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[T(f,t)T^*(m,s)] \quad (2.124)$$

$$\phi_H(f,m;\nu,\mu) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[H(f,\nu)H^*(m,\mu)] \quad (2.125)$$

$$\phi_S(\tau,\eta;\nu,\mu) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[S(\tau,\nu)S^*(\eta,\mu)] \quad (2.126)$$

tanımlanabilir.

Bu oto korelasyon fonksiyonları çift Fourier dönüşüm çiftleri boyunca birbirleriyle ilişkilidirler. Örneğin,

$$\phi_S(\tau,\eta;\nu,\mu) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\phi_g(t,s;\tau,\eta)e^{j2\pi(\nu t-\mu s)}dtds \quad (2.127)$$

$$\phi_g(t,s;\tau,\eta) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\phi_S(\tau,\eta;\nu,\mu)e^{-j2\pi(\nu t-\mu s)}d\nu d\mu \quad (2.128)$$

Böyle ilişkilerin kümesinin tamamı Şekil 2.25'de özetlenmiştir.

2.2.KANALLARIN SINIFLANDIRILMASI

Geniş algı sabiti (WSS) kanalı zamanın kısa periyotlarının üzerinde kalan sabit solma istatistiklerine sahiptir. Bu, kanal korelasyon fonksiyonlarının t zaman ve sadece $\Delta t = s - t$ zaman farklılığı boyunca s değişkenlerine dayandığını ima eder. WSS kanallarının bağlantısız Doppler ötelemeleri ile saçılmaya artış verdiği gösterilebilir (Problem 2.13'e bak). Bu davranışlar zayıflamalar ve farklı Doppler ötelemelerine sahip sinyal bileşenleri ile ilişkilendirilmiş faz ötelemelerinin bağlantısız olduğunu önerir. Bu yüzden WSS kanalları için, korelasyon fonksiyonları

$$\phi_g(t,t+\Delta t;\tau,\eta) = \phi_g(\Delta t;\tau,\eta) \quad (2.129)$$

$$\phi_T(f,m;t,t+\Delta t) = \phi_T(f,m;\Delta t) \quad (2.130)$$

$$\phi_H(f,m;\nu,\mu) = \psi_H(f,m;\nu)\delta(\nu-\mu) \quad (2.131)$$

$$\phi_S(\tau,\eta;\nu,\mu) = \psi_S(\tau,\eta;\nu)\delta(\nu-\mu) \quad (2.132)$$

haline gelir,

$$\psi_H(f,m;\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_T(f,m;\Delta t)e^{-j2\pi\nu\Delta t}d\Delta t \quad (2.133)$$

$$\psi_S(\tau,\eta;\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta t;\tau,\eta)e^{-j2\pi\nu\Delta t}d\Delta t \quad (2.134)$$

Fourier dönüşüm çifti olduğu yerde. **İlintisiz saçılma** (US) kanalları, bir ilintisiz zayıflama ve farklı gecikmeklerin yolları ile faz öteleme tarafından karakterize edilmiştir. Bello US kanallarının frekans değişkeninde geniş algılama sabiti olduğunu böylece korelasyon fonksiyonları sadece frekans farklılığı $\Delta f = m - f$ [30] boyunca frekans değişkenleri f ve m'e dayandığını göstermiştir. Denklem (2.131) ve (2.132)'a benzer, kanal korelasyon fonksiyonları zaman-gecikme değişkeninde tekil olarak gösterilebilir (bak Problem 2.14). US kanalları için, kanal korelasyon fonksiyonları

$$\phi_g(t,t+\Delta t;\tau,\eta) = \phi_g(\Delta t;\tau,\eta) \quad (2.135)$$

$$\phi_T(f,m;t,t+\Delta t) = \phi_T(f,m;\Delta t) \quad (2.136)$$

$$\phi_H(f,m;\nu,\mu) = \psi_H(f,m;\nu)\delta(\nu-\mu) \quad (2.137)$$

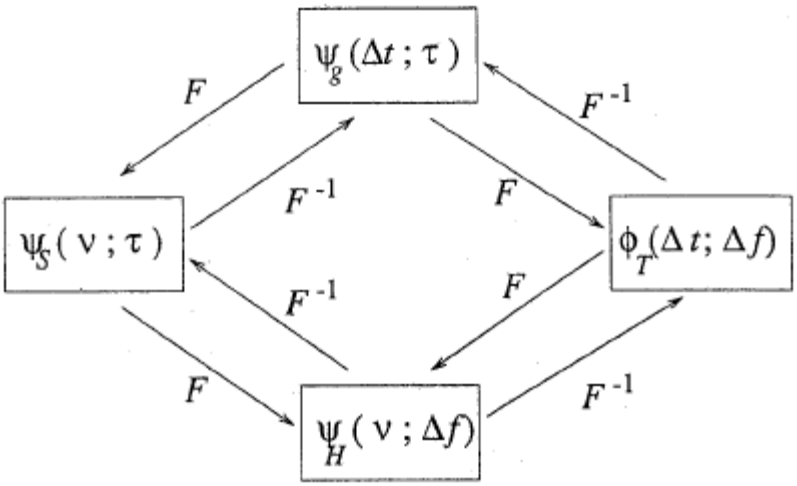
$$\phi_S(\tau,\eta;\nu,\mu) = \psi_S(\tau,\eta;\nu)\delta(\nu-\mu) \quad (2.138)$$

haline gelir

$$\psi_H(f,m;\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_T(f,m;\Delta t)e^{-j2\pi\nu\Delta t}d\Delta t \quad (2.139)$$

$$\psi_S(\tau,\eta;\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\Delta t;\tau,\eta)e^{-j2\pi\nu\Delta t}d\Delta t \quad (2.140)$$

olduğu yerde. **Geniş algılama sabiti ilintisiz saçılma** (WSSUS) kanalları çok yollu-sönme kanalının bir çok özel tipidir. Bu kanal hem zaman gecikme hem de Doppler ötelemesinde ilintisiz saçılma gösterir. İyi ki, çoğu radyo kanalları WSSUS kanalları gibi yeterince



Şekil 2.24. [257]'den, WSSUS kanalları için kanal korelasyon fonksiyonları arasında Fourier dönüşüm ilişkileri.

modellenebilir. WSSUS kanalları için, korelasyon fonksiyonları hem zaman gecikme hem de Doppler öteleme değişkenlerinde tekil davranışa sahiptir ve takip eden basit formları:

$$\phi_g(t, t+\Delta t; \tau, \eta) = \psi_g(\Delta t; \tau)\delta(\eta - \tau) \quad (2.141)$$

$$\phi_T(f, f+\Delta f; t, t+\Delta t) = \phi_T(\Delta f; \Delta t) \quad (2.142)$$

$$\phi_H(f, f+\Delta f; \nu, \mu) = \psi_H(\Delta f; \nu)\delta(\nu - \mu) \quad (2.143)$$

$$\phi_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \psi_S(\tau, \nu)\delta(\eta - \tau)\delta(\nu - \mu) \quad (2.144)$$

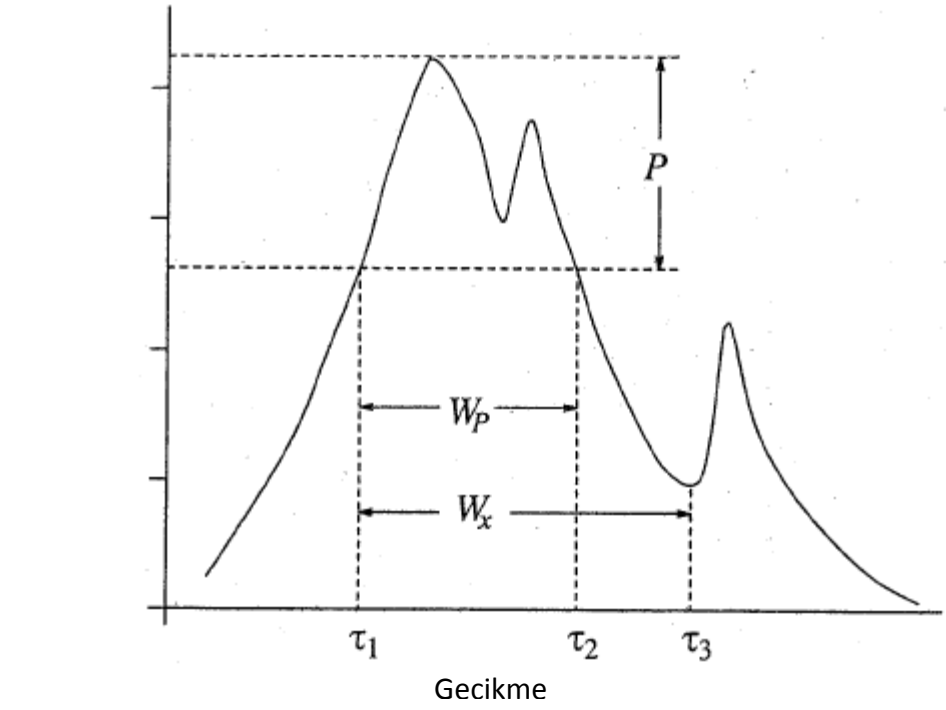
azaltır. Bu korelasyon fonksiyonları Şekil 2.26'da gösterilen Fourier dönüşüm çiftleri boyunca ilişkilendirilmiştir.

Fonksiyon $\phi_g(0;\tau) \equiv \phi_g(\tau)$'a çok yollu yoğunluk profili veya güç gecikme profili denmiştir ve τ zaman gecikmenin bir fonksiyonu gibi kanal çıkışında ortalama gücü verir. Bu bütün Doppler ötelemelerinin üzerinde saçılma fonksiyonlarının ortalaması gibi gösterilebilir. Bir tipik güç gecikme profili Şekil 2.27'de gösterilmiştir. İlgilenilen bir nicelik ortalama gecikmedir,

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^\infty \tau\phi_g(\tau)d\tau}{\int_0^\infty \phi_g(\tau)d\tau} \quad (2.145)$$

gibi tanımlanmıştır. $\phi_g(\tau)$ bir pdf olmadığı için $\int_0^\infty \phi_g(\tau)\, d\tau$ normalizasyon uygulandığını hatırla. Bir başka ilgilenilen nicelik rms gecikme yayılmadır,

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \mu_\tau)^2 \phi_g(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \phi_g(\tau) d\tau}} \quad (2.146)$$



Şekil 2.27. Bir tipik güç gecikme profili.

gibi tanımlanmıştır. Güç gecikme profili tanımlamak için kullanılabilen başka nicelikler vardır. Bir profilde toplam gücün $x\%$'ini içeren güç gecikme profilinin orta kısmının genişliğidir, W_x. Şekil 2.27'ye refere ederek

$$W_x = \tau_3 - \tau_1 \quad (2.147)$$

τ_1 ve τ_3'ün seçildiği yerde, böylece

$$\int_0^{\tau_1} \phi_g(\tau) d\tau = \int_{\tau_3}^{\infty} \phi_g(\tau) d\tau \quad (2.148)$$

ve

$$\int_{\tau_1}^{\tau_3} \phi_g(\tau) d\tau = x \int_0^{\infty} \phi_g(\tau) d\tau \quad (2.149)$$

Bir başka nicelik, gecikme profilinin onun maksimum değerinin altında bir P dB arttığı yerde ve gecikme profilinin son zaman için onun maksimum değerinin altında bir P dB arttığı yerde gecikmelerdeki farklılıktır. Bu nicelik, $W_p = \tau_2 - \tau_1$ olduğu yerde W_p ile gösterilmiştir ve ayrıca Şekil 2.27'de resimle gösterilmiştir. Güç gecikme profilleri bir uyarlamalı ekolayzerin alıcıda gerekli olup olmadığını tanımlamada bir anahtar rolü oynar. Eğer artık gecikme yayılma sembol süresinin %10 ile %20'sini geçerse, o zaman bir uyarlamalı ekolayzer gerektirebilir. Genelde, ortalama gecikme ve kanalın gecikme yayılması azalan hücre büyüklüğü ile azalır, radyo yol uzunluklarının daha kısa olması sebebiyle. Bir tipik makro hücreli uygulamalarda gecikme yayılması 1 ile 10 μs düzeninde olabildiği halde, bir tipik mikro hücreli uygulamalarda gecikme yayılmaları çok azdır. Bina menzili içinde geçikme yayılmaları iç duvarlar ve az metal ile binalarda 30'dan 60'a ns arasında, açık planlar ve metalin bir belirgin miktarı ile binalarda 300 ns'ye herhangi bir yerde olabilir. $\phi_T(\Delta t; \Delta f)$ fonksiyonuna ayrılmış-frekans ayrılmış-zaman korelasyon fonksiyonu denmiştir. $\phi_T(0; \Delta f) \equiv \phi_T(\Delta f)$ fonksiyonu kanalın frekans korelasyonunu ölçer. Kanalın **uyumluluk bant genişliği**, B_c, $\phi_T(\Delta f)$ 0.5 gibi bazı uygun korelasyon katsayıya eşit Δf'in en küçük değeri olarak tanımlanmıştır. $\phi_g(\tau)$ ve $\phi_T(\Delta f)$ arasında Fourier dönüşüm ilişkisinin bir sonucu olarak, ortalama gecikme veya gecikme yayılmasının tersi kanalın uyumluluk bant genişliğinin ölçümüdür, mesela,

$$B_c \propto \frac{1}{\mu_\tau} \quad \text{or} \quad B_c \propto \frac{1}{\sigma_\tau} \,. \tag{2.150}$$

$\phi_H(\nu; 0) \equiv \phi_H(\nu)$ fonksiyona Doppler psd denmiştir ve kanal çıkışında ν Doppler frekansının bir fonksiyonu gibi ortalama gücü verir. Aşırı değerlerin aralığına, belirgin olan $\phi_H(\nu)$'ye Doppler yayılma denmiştir ve B_d olarak gösterilmiştir. $\phi_H(\nu)$ ve $\phi_T(\Delta t)$, bir Fourier dönüşüm çifti olduğu için, Doppler yayılmanın tersinin kanalın **uyumluluk zamanının**, T_c, bir ölçümünü verdiğini takip eder, mesela,

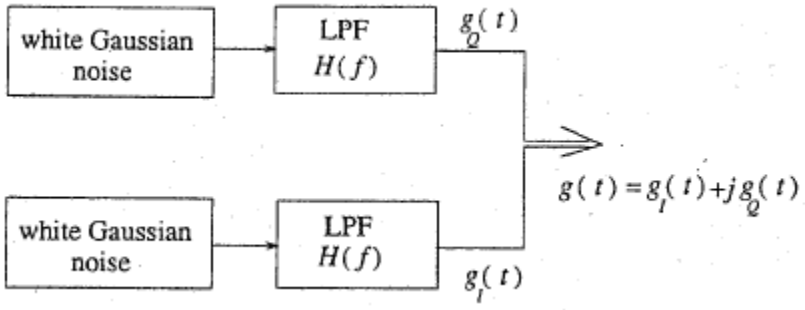
$$T_c \approx \frac{1}{B_d} \,. \tag{2.151}$$

Kanalın uyumluluk zamanı, kanalın içsel zaman farklılığını kullanmayı deneyen kodlama ve girişikleme tekniklerinin değerlendirme performansı için önemlidir. Doppler yayılmanın ve, bu yüzden, uyumluluk zamanın bir hareket eden MS'nin hızına doğrudan dayandığını not et. Bu

yüzden kanalın zaman farklılığını kullanan her şema beklenen MS hızlarının bütün aralığı üzerinde değerlendirilmelidir. $\psi_S(\tau, \nu)$ fonksiyonuna **saçılma fonksiyonu** denmiştir ve kanalın, τ zaman gecikmesinin bir fonksiyonu ve ν Doppler ötelemesi olarak ortalama güç çıkışını verir. Saçılma fonksiyonu çok yollu-sönme kanallarının bir kompakt karakterizasyonu olarak genişçe kullanılır.

2.3.KANAL ÇIKIŞ OTO KORELASYON

Kanal çıkışının oto korelasyonu iletim fonksiyonlarının terimlerinde ifade edilebilir. Örneğin, denklem (2.117)'den



Şekil 2.28. Alçak-geçişli filitrelenmiş beyaz Guassian gürültü kullanan sönme simülatörü.

$$\begin{aligned}\phi_{\tilde{r}\tilde{r}}(t,s) &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\tilde{s}(t-\tau)\tilde{s}^*(s-\eta)\frac{1}{2}\mathrm{E}[g(t,\tau)g^*(s,\eta)]d\tau d\eta \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\tilde{s}(t-\tau)\tilde{s}^*(s-\eta)\phi_g(t,s;\tau,\eta)d\tau d\eta \ . \end{aligned} \quad (2.152)$$

sahibiz. WSSUS kanalları için, yukardaki açıklama

$$\phi_{\tilde{r}\tilde{r}}(t,t+\Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\tilde{s}(t-\tau)\tilde{s}^*(t+\Delta t-\eta)\phi_g(\Delta t;\tau)\delta(\eta-\tau)d\tau d\eta$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty}\tilde{s}(t-\tau)\tilde{s}^*(t+\Delta t-\tau)\phi_g(\Delta t;\tau)d\tau \quad (2.153)$$

denkleme indirgenebilir.

Kanal çıkış oto korelasyonu saçılma fonksiyonlarının terimlerinde de denklem (2.128) deki çift ters Fourier dönüşümünü denklem (2.151) de yerine koyarak açıklanabilir. WSSUS kanalları için, denklem (2.144)ü

$$\phi_{\tilde{r}\tilde{r}}(t, t+\Delta t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{s}(t-\tau)\tilde{s}^*(t+\Delta t-\tau)\phi_S(\tau;\nu)e^{j2\pi\nu\Delta t}d\tau d\nu \quad (2.154)$$

yazmak için kullanabiliriz.

3. ÇOK YOLLU-SÖNME KANALLARININ LABORATUAR SİMÜLASYONU

3.1. FİLİTRELENMİŞ GUASSIAN GÜRÜLTÜ

Bir sönme simülatörü yapmanın bir doğru metodu iki bağımsız beyaz Guassian gürültü kaynakları alçak-geçişli filitreler ile Şekil 2.28'de gösterildiği gibi filtrelemektir. $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$'nin psd'si düşük-geçişli filtrelerin kare genlik yanıtı tarafından belirlenmiştir. Eğer gürültü kaynakları $\Omega_p/2$ watt/Hz'in izgesel güç yoğunluğuna sahipse ve düşük-geçişli filtreler $H(f)$ transfer fonksiyonuna sahipse, o zaman

$$\begin{aligned} S_{g_I g_I}(f) &= S_{g_Q g_Q}(f) = \frac{\Omega_p}{2}|H(f)|^2 \\ S_{g_I g_Q}(f) &= 0 \end{aligned} \quad (2.155)$$

İki farklı gürültü kaynakları aynı psd'ye bir Rayleigh sönmüş zarf üretmek için sahip olmalı. Bu yaklaşım ile ana sınırlama Doppler spektrumunun sadece rasyonel formunun üretilebileceğidir, Doppler spektrumu Şekil 2.4'de gösterildiği gibi tipik olarak rasyonel olmadığı halde. Şekil 2.4'deki rasyonel olmayan Doppler spektrumuna yaklaşmak için, bir yüksek düzey kutup-sıfır fitre gereklidir. Ne yazik ki, bir yüksek düzey filtre bir uzun dürtü yanıtına sahiptir, ve bu yazılım simülasyonu için çalışma zamanını belirgin olarak arttırır.

Ayrık-zaman simülasyonu için $h(t)$ düşük geçişli filtre bir dijital filtre olarak gerçekleştirilmiştir. En basit çözüm, sönme işlemini bir Markov işlemi olarak esasen modelleyen bir ilk-düzey alçak-geçişli dijital filtre kullanır. Bu ileri yaklaşımı tanımlamak için, k devirde, T simülasyon adım büyüklüğü olduğu yerde kompleks zarfın gerçek ve hayali kısımlarını gösteren $g_{I,k} \equiv g_I(kT)$ ve $g_{Q,k} \equiv g_Q(kT)$ izin ver. O zaman, $w_{1,k}$ ve $w_{2,k}$ her zaman korelasyon

$E[w_{i,k}w_{i,\ell}] = \sigma^2\delta_{k,\ell}, i = 1,2$'da bağımsız sıfır ortalamalı Guassian rastgele değişkenler olduğu yerde, $g_{I,k}$ ve $g_{Q,k}$ durum denklemi

$$(g_{I,k+1}, g_{Q,k+1}) = \zeta(g_{I,k}, g_{Q,k}) + (1-\zeta)(w_{1,k}, w_{2,k}) \tag{2.156}$$

ile rastgele Guassian değişkenlerdir. $g_k = g_{I,k} + jg_{Q,k}$ sıfır ortalamalı olduğu için, zarf $\alpha_k = |g_k|^2$ Rayleigh dağıtılmıştır ve faz $\phi_k = \tan^{-1}(g_{Q,k}/g_{I,k})$ daima $[-\pi, \pi]$ aralıkta dağıtılmıştır. $g_{I,k}$ ve $g_{Q,k}$'nın ayrık bağıntı fonksiyonları

$$\begin{aligned} \phi_{g_Q g_Q}(n) = \phi_{g_I g_I}(n) &= \mathrm{E}[g_{I,k}g_{I,k+n}] \\ &= \frac{1-\zeta}{1+\zeta}\sigma^2\zeta^{|n|} \qquad (2.157) \\ \phi_{g_I g_Q}(n) &= \phi_{g_Q g_I}(n) = 0 \qquad (2.158) \end{aligned}$$

gösterebilinir. 2-D izotropik dağlım ile istenen otokorelasyon, denklem (2.21)'den,

$$\phi_{g_I g_I}(n) = \frac{\Omega_p}{2} J_o(2\pi f_m nT) \tag{2.159}$$

Açıkça yukarıdaki yaklaşım değişik bir spektrum tayfı verir. Modelin tamamlanması σ^2 ve ζ nin belirtilmesini gerektirir. Denklem (2.157)'nin ayrık-zaman Fourier dönüşümünü almak psd

$$S_{g_I g_I}(f) = \frac{(1-\zeta)^2\sigma^2}{1+\zeta^2-2\zeta\cos 2\pi fT} \tag{2.160}$$

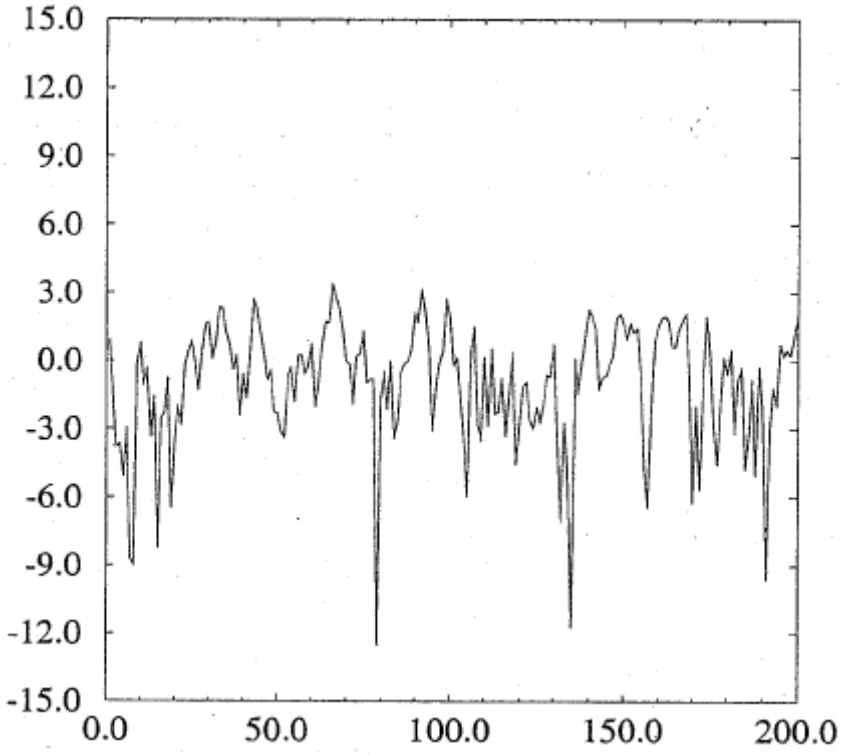
verir. Bir olasılık $S_{g_I g_I}(f)$'nin 3dB noktasını $f_m/4$'e keyfi ayarlamaktır. ζ için sonuçlanan dörtlüğü çözmek

$$\zeta = 2 - \cos(2\pi f_m T) - \sqrt{(2-\cos 2\pi f_m T)^2 - 1} \tag{2.161}$$

verir. Ω_p olarak kare ortalama zarfı normalize etmek için σ^2'nin değeri

$$\sigma^2 = \frac{1+\zeta}{(1-\zeta)}\frac{\Omega_p}{2} \tag{2.162}$$

olarak seçilmiştir. Şekil 2.29 alınan zarfın bir örneğini çizer. Sönmüş zarfta görülebilen Doppler spektrumunda ilk sıra alçak geçiren filtre bazı yüksek frekans bileşenleri bırakır. Bir yüksek sıra filtre kullanarak birkaç ilerleme elde edilebilir, fakat daha önce açıklandığı gibi, bu simülatörün karmaşıklığını artırır. Alçak geçiren filitrelenmiş beyaz Gaussion gürültü



Figür 2.29 Beyaz Gaussian ses filtre ederek birinci sipariş alçak geçitli süzgeç ile üretilen kısılmış zarf; $f_m T = 0.1$.

kullanmanın bir avantajı çoklu bağıntısız sönme dalga formu üretilebilen kolaylıktır. Biz sadece ilintisiz gürültü kaynakları kullanmaya ihtiyaç duyarız.

3.2.SİNÜSOİDLERİN TOPLAMI METODU

Başka bir etkili simülatör yolu, Jakes tarafından öne sürülmüştür, bu sinüzoidlerin toplamına dayanır. Bu metodun tanımlaması denklem (2.8) ve (2.6) ile başlar ve eşit gerilim çokyollu bileşenler ($C_n = 1$) varsayar. Alınan kompleks zarf

$$g(t) = \sum_{n=1}^{N} e^{j(2\pi f_m t \cos\theta_n + \hat{\phi}_n)} \qquad (2.163)$$

formuna sahiptir, N'in sinüzoidin numarası olduğu ve $\hat{\phi}_n$'in

$$\hat{\phi}_n = -2\pi(f_c + f_m)\tau_n \tag{2.164}$$

tarafından verilen rastgele faz olduğu yerde. Jakes 2-D izotropik saçılma çevresine daima aynı tarzda dağılan açıda

$$\theta_n = \frac{2\pi n}{N}, \quad n = 1, 2, \ldots, N \tag{2.165}$$

N bileşenlerini seçerek yaklaşır. N/2 tek tam sayı seçerek, faz indekslerini yeniden adlandırdığımız yerde denklem (2.163)'deki toplam şu formda

$$\begin{aligned} g(t) = \sum_{n=1}^{N/2-1} & \left[e^{-j(2\pi f_m t \cos\theta_n + \hat{\phi}_{-n})} + e^{j(2\pi f_m t \cos\theta_n + \hat{\phi}_n)} \right] \\ & + e^{-j(2\pi f_m t + \hat{\phi}_{-N})} + e^{j(2\pi f_m t + \hat{\phi}_N)} \end{aligned} \tag{2.166}$$

tekrar düzenlenebilir. Not alınız ki Doppler değişimi FORMÜL den gelişmekte, n $1'den$ $N/2-1$'e birinci toplamdan gelişmekte, bu zamanda ikinci toplamda bunlar $-2\pi f_m \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)' den + 2\pi f_m \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)' den$ den gelişmekte. Bu yüzden, bu sürede frekanslar örtüşmekte.

İlave olunanı basitleştirmek için Jake ortüşmeyen frekansları kullanır bunu da $g(t)$ yi

$$\begin{aligned} g(t) = \sqrt{2}\sum_{n=1}^{M} & \left[e^{-j(\hat{\phi}_{-n} + 2\pi f_m t \cos\theta_n)} + e^{j(\hat{\phi}_n + 2\pi f_m t \cos\theta_n)} \right] \\ & + e^{-j(\hat{\phi}_{-N} + 2\pi f_m t)} + e^{j(\hat{\phi}_N + 2\pi f_m t)} \end{aligned} \tag{2.167}$$

olarak yazarak burada

$$M = \frac{1}{2}\left(\frac{N}{2} - 1\right) \tag{2.168}$$

ve faktör $\sqrt{2}$ buna dahil bununla toplam güç değişmez kalır. Not et ki denklem (2.166) ve (2.167) eşit olmadıklarını. Denklem (2.166) da tüm dönemler bağımsızdır. Halbuki denklem (2.167) $-\hat{\phi}_i = \hat{\phi}_{N/2-1-i}$ ima eder, ve bu nedenle bağ dönemlere sokulmuştur. Bu bağ sabit olmayan bir

davranışa yönlendirir Pop ve Beaulieu tarafından anlatıldığı gibi denklem (263). Eğer ki biz baskıyı düzenlesek $\hat{\phi}_n = -\hat{\phi}_{-n}$ denklem (2.167)'de o zaman denklem (2.167) tekrar şu şekilde yazılabilinir

$$\begin{aligned} g(t) &= g_I(t) + jg_Q(t) \\ &= \sqrt{2}\left\{\left[2\sum_{n=1}^{M}\cos\beta_n\cos 2\pi f_n t + \sqrt{2}\cos\alpha\cos 2\pi f_m t\right]\right. \\ &\qquad \left. +j\left[2\sum_{n=1}^{M}\sin\beta_n\cos 2\pi f_n t + \sqrt{2}\sin\alpha\cos 2\pi f_m t\right]\right\} \end{aligned} \tag{2.169}$$

burada

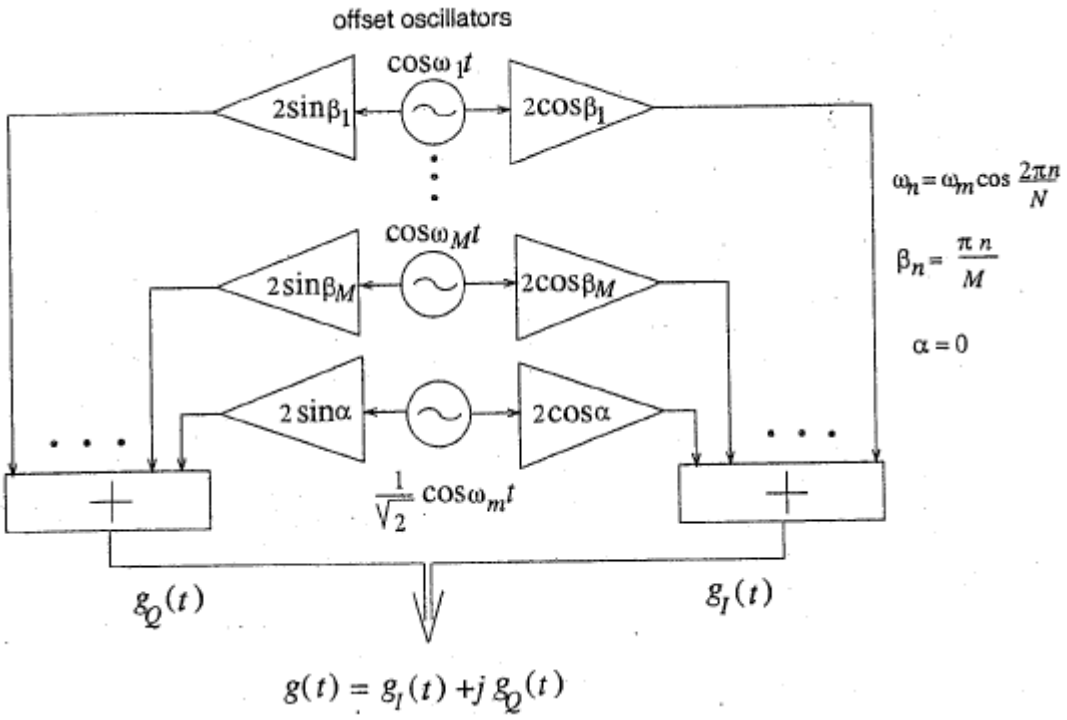
$$\alpha = \hat{\phi}_N = -\hat{\phi}_{-N} \tag{2.170}$$

$$\beta_n = \hat{\phi}_n = -\hat{\phi}_{-n} \tag{2.171}$$

Yukarıdaki gelişimden, kaybolan simülatör 2.30 daki figürde olduğu gibi yapılabilinir. M alçak frekans osilatörler var $f_m \cos(2\pi/N), n = 1,2,,\ldots,M$ ile, burada $M = \frac{1}{2}\left(\frac{N}{2} - 1\right)$ ve bir osilatör f_m frekans ile.

Osilatörlerin genişlikleri hepsi birlik dir, genişliği $1/\sqrt{2}$ olan frekansları fm olan osilatörler hariç. Not edin ki 2.30 figür deki yapı denklem (2.169) tamamlıyor, ölçekleme katsayı $\sqrt{2}$ hariç.

İstenebilinir ki $g(t) = g_I(t) + jg_Q(t)$ fazı düzgün şekilde yayılsın. Bu gerçekleşebilir α ve β_n fazları seçerek böylece $< g_I^2(t) >=< g_Q^2(t) >$ ve $g_I(t)g_Q(t) >= 0$, burada $< \cdot >$ zaman ortalama operatörü. Şekil (2.30)'dan.



Figür 2.30. Jake'in kısılmış simülatörü kısılmış zarf üreten birkaç alçak osilatör frekansları toplayarak. $\alpha = 0$ *ve* $B_n = \pi n/M$ *fazlarını seçerek* $< g_Q^2(t) >= M, < g_I^2(t) >= M + 1$ *ve* $g_I(t)\, g_Q(t) >= 0$ *sağlayabilir.*

$$< g_I^2(t) > = 2\sum_{n=1}^{M} \cos^2 \beta_n + \cos^2 \alpha$$

$$= M + \cos^2 \alpha + \sum_{n=1}^{M} \cos 2\beta_n \qquad (2.172)$$

$$< g_Q^2(t) > = 2\sum_{n=1}^{M} \sin^2 \beta_n + \sin^2 \alpha$$

$$= M + \sin^2 \alpha - \sum_{n=1}^{M} \cos 2\beta_n \qquad (2.173)$$

$$< g_I(t) g_Q(t) >= 2\sum_{n=1}^{M} \sin \beta_n \cos \beta_n + \sin \alpha \cos \alpha \ . \qquad (2.174)$$

$\alpha = 0$ ve $B_n = \pi n/M$ seçmek, $< g_Q^2(t) >= M, < g_I^2(t) >= M + 1$ *ve* $g_I(t) g_Q(t) >= 0$ verir. Ortalama kare değerleri $< g_I^2(t) >$ ve $< g_Q^2(t) >$ istenilen değere hesaplanabilinir. Tipik Rayleigh

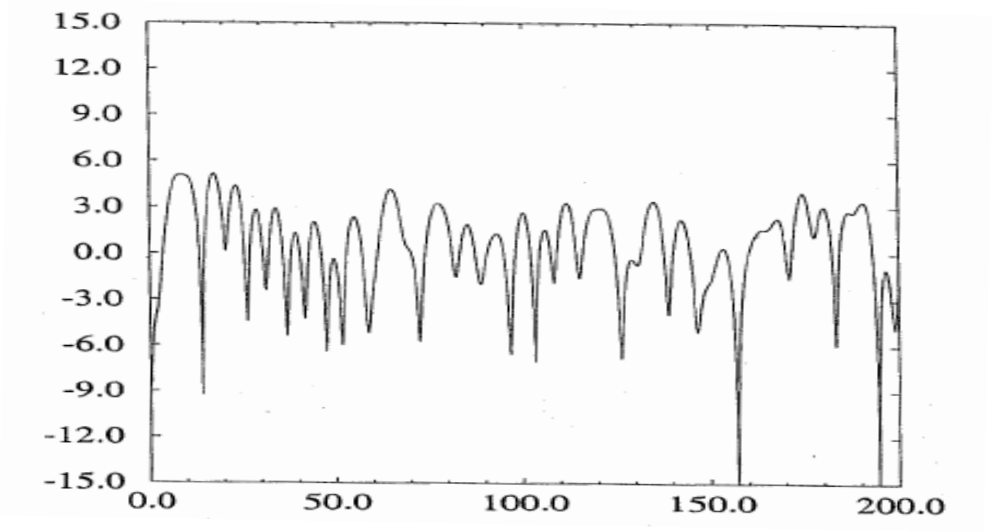
kısılmış zarf, $N = 34$ veya $(M = 8)$ kullanarak elde edilmiş Şekil 2.31'de gösterilmektedir. Düzeltilmiş otobağıntı fonksiyonu

$$\phi_{gg}(\tau) = \frac{\mathrm{E}[g^*(t)g(t+\tau)]}{\mathrm{E}[|g(t)|^2]} \qquad (2.175)$$

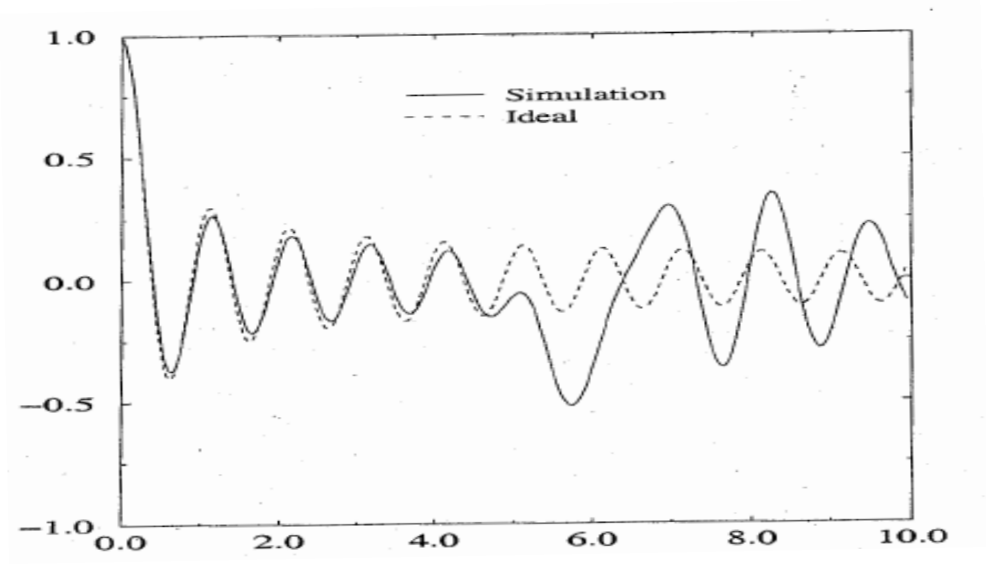
tertiplenmiştir Şekil 2.32'de düzenlenmiş zaman gecikmesine $f_m\tau$ karşın. Dikkat edin ki otobağıntı ayrılım sağlar, istenilen değerlerden büyük geçikmelerde. Bu artırabilinir simülatörde kullanılan osilatör sayısını artırarak. Mesela, Şekil 2.33 denkleştirilmiş otobağıntı işlevi gösterir ne zaman ki osilatör sayısı iki misli yapıldığında 8'den 16'ya. Jake'in metodunu kullanma avantajlarından birisi otobağıntı ve bundan böyle interfaz ın psd'si ve alınan sinyalerin kadrat bölmeleri üretilebilinir, açık tahminen 2-D izotropik dağılım çevresi gibi.

3.3.KISILMIŞ ZARFLARI ÇOĞULTMAK

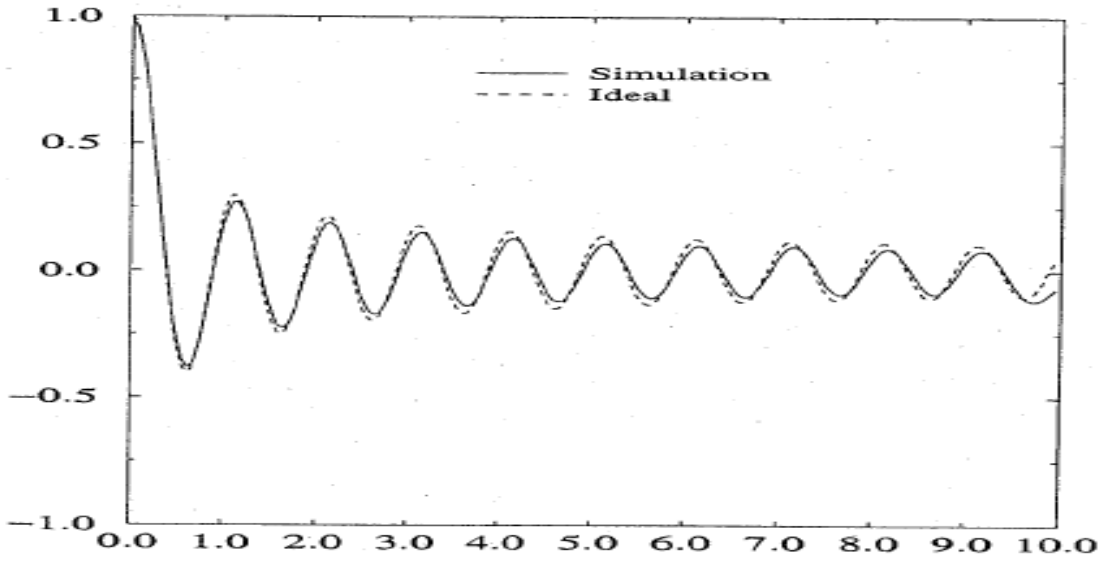
Birçok durumda zarfları çoğul olarak üretilmesi istenebilinir bağsız soldurmayla. Jake metodunu genişletti M kısılmış zarflara kadar aynı M düşük frekans osilatörler kullanarak. Bu gerçekleştirildi n'inci osilatörüne ek faz değişimini $\theta_{nk} = \gamma_{nk} + \beta_n, 1 \le k \le M$ vererek k'ıncı kısılmış zarf sağlayarak



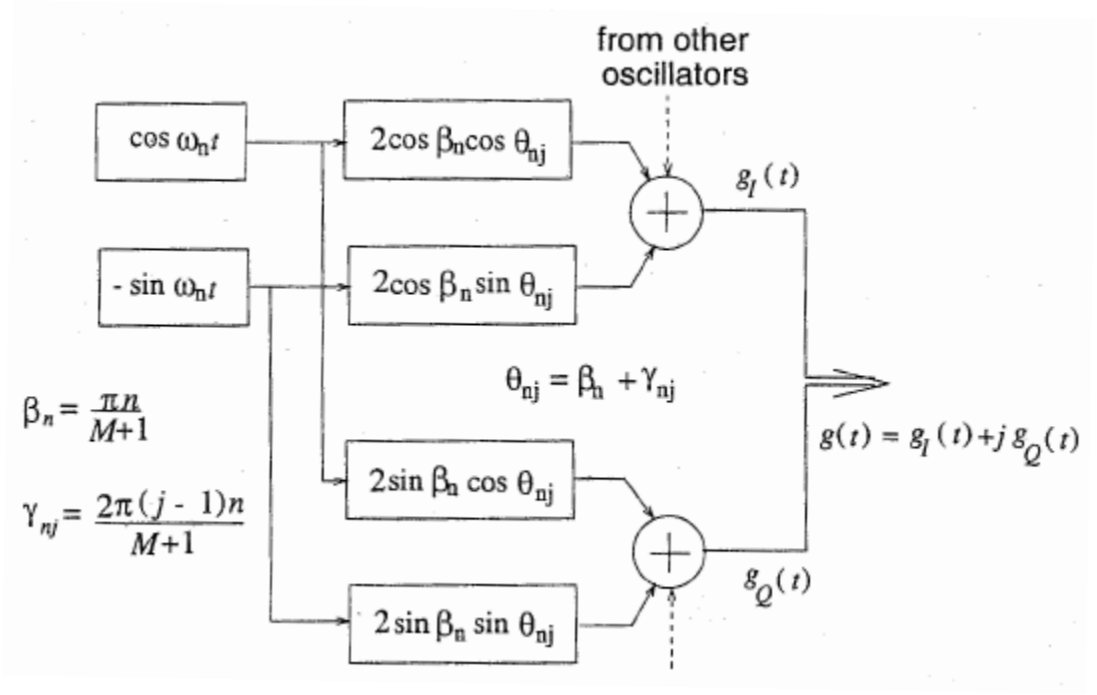
Şekil 2.31. Kısılmış zarf Jake'in kısılmış simülatör $M = 8$ osilatör ; $fmT = 0.1$ ile kullanarak üretilmiş.



Şekil 2.32. İnterfaz ın otobağıntısı ve kadrat bölmeler Jake'in kısılmış simülatör $M = 8$ osilatör ile kullanarak.



Figür 2.33 İnterfaz ın otobağıntısı ve kadrat bölmeler Jake'in kısılmış simülatör 16 osilatör ile kullanarak.



Figür 2.34. Jake'in metot u çift Rayleigh kısılmış zarf elde etmek için.

$$g_k(t) = \sum_{n=1}^{M} [\cos(\beta_n) + j\sin(\beta_n)] \cos(2\pi f_n t + \theta_{nk}) \qquad (2.176)$$

γ_{nk} ve β_n uygun değerleri bunlar belirlenmiştir ek baskı düzenleyerek ki çift kısılmış zarflar bağsız olsun diye. (veya neredeyse bağsız sayılana kadar). 2 kadrat alçak frekans osilatör kullanarak her bir ofset'den daha çok tek bir osilatör, faz sürgüsü kullanımı ortadan kaldırılır. Bu kısılmış jeneratöre Şekil 2.34 de gösterdiği gibiye yönlendirir.

Şu tercihi düşününm β_n ve γ_{nk} için objektif sağlanan bağsız dalga şekli ile

$$\beta_n = \frac{\pi n}{M+1} \qquad n = 1, 2, \ldots, M \qquad (2.177)$$

$$\gamma_{nk} = \frac{2\pi(k-1)n}{M+1} \qquad n = 1, 2, \ldots, M \qquad (2.178)$$

Bu değerleri kullanarak, çapraz bağıntılar iki farklı kısılmış zarflar arasında hesaplanabilinir. Şekil 2.35 tipik denkleştirilmiş çarpık bağıntıyı kurar

$$\phi_{g_i g_j}(\tau) = \frac{\mathrm{E}[g_i^*(t) g_j(t+\tau)]}{\sqrt{\mathrm{E}[|g_i(t)|^2]\mathrm{E}[|g_j(t)|^2]}} \qquad (2.179)$$

denkleştirilmiş zaman gecikmesine $f_m\tau$ karşın. Ancak $\tau = 0$ da $\phi_{g_i g_j}(\tau)$ yapmak mümkün, izliyoruz ki zarf'ın çarpık bağı $\tau \neq 0$ için bir hayli büyük olabilir. Bu büyüklük istenilmemekte.

Dent et. Al. (81) Jake'in yaklaşımına bir değişiklik önerdi bu Walsh-Hademard şifre kelimelerini düz açılı olarak kullanır bu kısılmamış zarfları bağsız yapar. Walsh-Hadamard şifre kelimeleri Hadamard dizey $\mathbf{H}_M$'den elde edilmiştir.

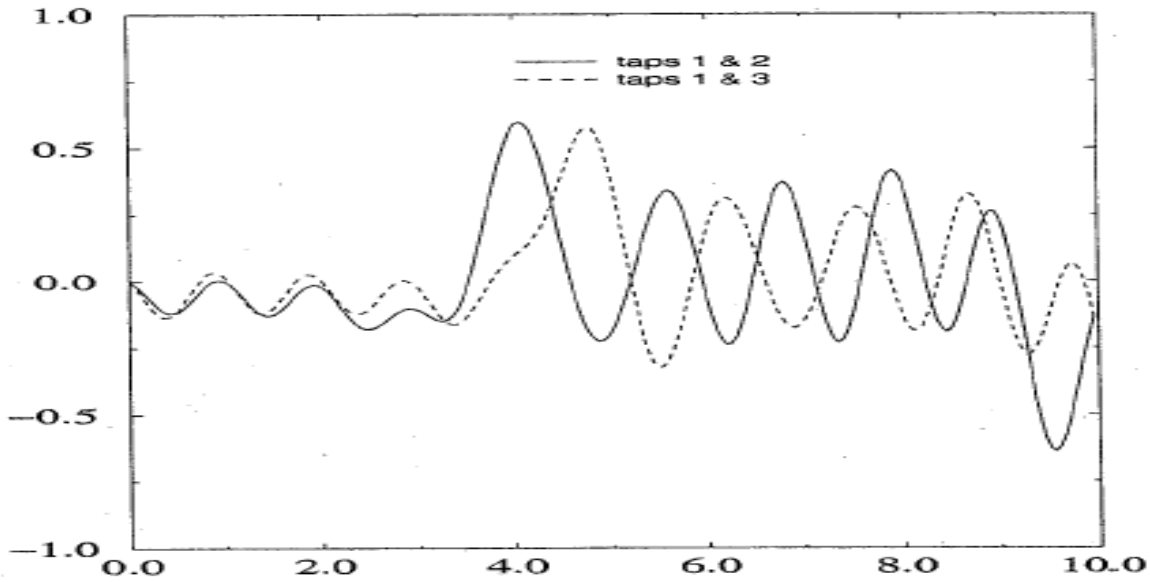
Dizey $\mathbf{H}_M$, $\mathbf{H}_1 = [1]$ olduğu yerde özyineleme

$$\mathbf{H}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{M/2} & \mathbf{H}_{M/2} \\ \mathbf{H}_{M/2} & -\mathbf{H}_{M/2} \end{bmatrix} \qquad (2.180)$$

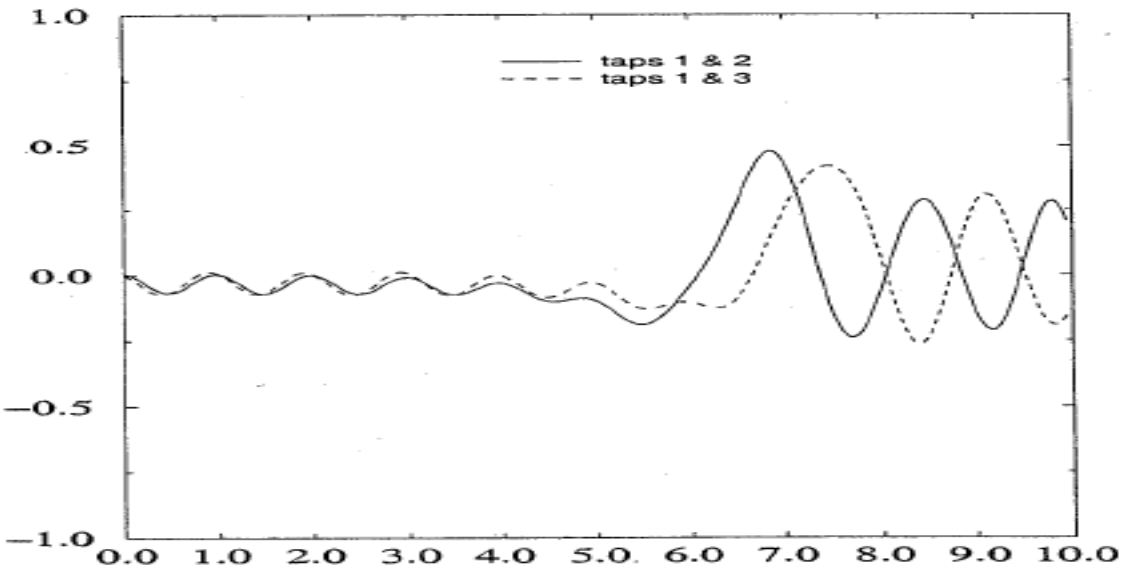
kullanarak sağlanmıştır. $\mathbf{H}_M$'in k'ıncı sırası şifre kelimesi $A_k\,(n)$ olsun. k'ıncı kısılmamış zarf oluşması, M alçak frekans osilatörerin çıkışları bastırıldı şifre kelime $A_k\,(n)$ koordinatları tarafından ve birleştirildi

$$g_k(t) = \sum_{n=1}^{M} A_k(n)\left[\cos(\beta_n) + j\sin(\beta_n)\right]\cos(2\pi f_n t + \theta_{nk}) \qquad (2.181)$$

elde etmek için burada $M = 2^k$ bazı tam k sayı için $\theta_{nk} = \gamma_{nk} + \beta_n$, β_n ile ve γ_{nk} denklem (2.177) ve (2.178) tanımlanmış, her biri ayrı ayrı olarak. Bu metot zarfların çarpık bağıntısını çoğaltır, Walsh-Hadamard şifre kelimelerin düz açılım sayesinde. Kısılmamış zarfların otobağıntısı Şekil 2.32 ve 2.33 gösterilen ile aynı olduğunu. Bu çarpık bağ sıfır dır sıfır mesafesinde. Sıfır olmayan zaman mesafesinde çarpık bağıntı tam olarak sıfır değildir ancak fiilen sıfır olacak kadar küçüktür. Osilatör sayısını artırarak, çarpık bağıntı sıfır a yakın kalmakta büyük zaman mesafesince.



Figür 2.36 Çarpık bağ iki kısılmış zarflar arasında Jake'nin kısılmış simülatörünü $M = 8$ *osilatör ile düzeltilmiş olarak kullanarak.*



Figür 2.37 Çarpık bağ kısılmış zarflar arasında Jake'nin kısılmış simülatörünü $M = 16$ *osilatör ile düzeltilmiş olarak kullanarak.*

Bazen istenebilinir kısılmamış zarfları çoğalması belirlenmiş çarpık bağ ile öğrenmek için, mesela, bölüm bağın etkileri alıcı içinde anten farklılığı kullanarak. Bir direkt ön yaklaşım çizgisel birleşim kullanır bağsız kısılmamış zarflardan. Farz et ki iki kompleks zarflar $g_i(t)$ ve $g_j(t)$ bağsız olduğunu ve üçüncü kompleks zarf $g_k(t) = ag_i(t) + (1-a)g_Q(t)$ ve bunlar ilk ikinin çizgisel birleşimi kullanarak oluştuğunu. O zaman $g_k(t)$ ve $g_i(t)$'nin normalize olmuş karşı bağlantısı

$$\phi_{g_i g_k}(\tau) = \left[1 + \frac{(1-a)^2 \mathrm{E}[|g_j(t)|^2]}{a^2 \mathrm{E}^2[|g_i(t)|^2]}\right]^{-1/2} \cdot \phi_{g_i g_i}(\tau) \qquad (2.182)$$

böyledir. Not edin ki $\phi_{g_i g_k}(\tau)$ farklı dır 0 dan $\phi_{g_i g_i}(\tau)$ kadar bununla a 0'dan 1'e kadar farklı dır.

3.4 GENİŞ BANT ÇİFT YOLU KISILMIŞ KANALLAR SİMÜLASYONU

τ-aralıklı model: τ-aralıklı modeli bir modeldir kılavuzlu gecikme hattın için bu hattın birkaç kılavuzlu var değişik gecikmelerde. Her kılavuz büyük bir sayıdaki çoklu yolun katsayıları sonucudur bu yüzden kılavuzlar çoklu yol kısılma deneyime varacak. $\tilde{s}(t)$'yi iletilmiş sinyal ın kompleksli zarfı oldurarak, alınan sinyalin kompleks zarfı

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^{\ell} g_i(t)\tilde{s}(t-\tau_i) \qquad (2.183)$$

şöyledir. Burada ℓ kılavuzların sayısıdır ve $g_i(t)$ ve τ_i kompleks kârlar ve yol gecikmeleri kılavuzlar ile birleştirilmiştir. Buna rağmen τ_i'ler rastgele olabilir, onlar çoğunlukla modelde belirlenmiştir. Bu takip eder ki τ-aralıklı kanal tesirli cevabı olduğunu

$$g(t,\tau) = \sum_{i=1}^{\ell} g_i(t)\delta(\tau-\tau_i) \qquad (2.184)$$

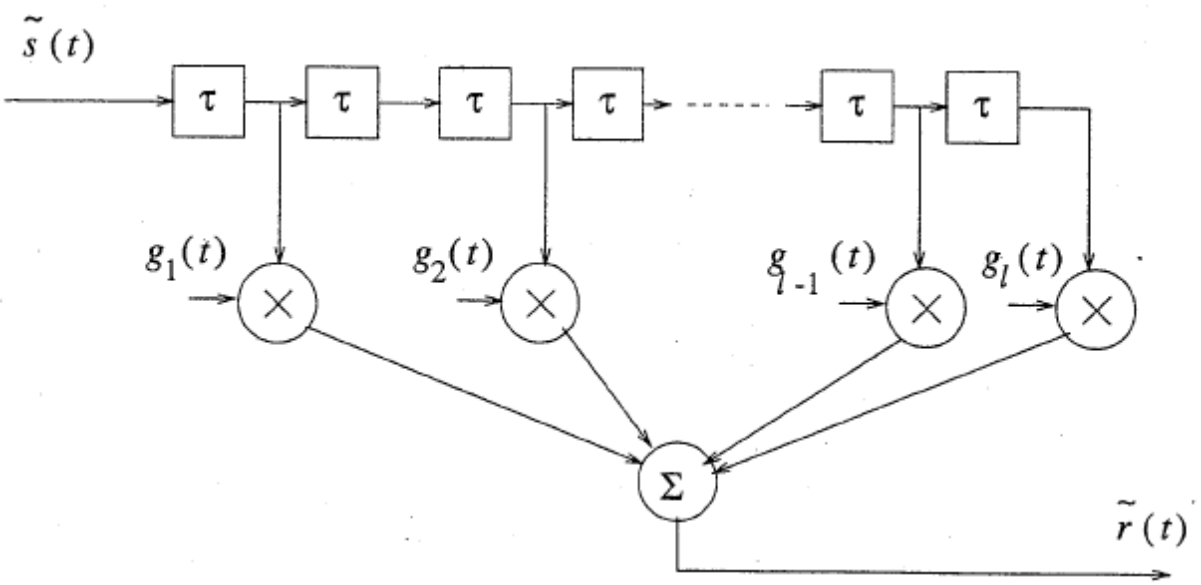
ve bu kılavuz kârlar yöneyle tanımlanabilinir FORMÜL

$$\mathbf{g}(t) = (g_1(t),\ g_2(t),\ \ldots,\ g_\ell(t)) \qquad (2.185)$$

ve kılavuz gecikme yöney FORMÜL

$$\tau = (\tau_1, \tau_2, \ \ldots, \tau_\ell) \qquad (2.186)$$

Bazen mümkün olabalir eğer ki gecikme kılavuzu bazı küçük τ numaraların çoğaltılmasıyla τ -aralıklı kılavuzlu gecikme hat modelini yönlendiren Şekil 2.38de gösterdiği gibi. Birçok kılavuz katsayıları, kılavuzlu gecikme hattında sıfırdır, bu şunu göstermekte bu gecikme



Şekil 2.38. Ayrık çok yollu bileşenler ile geniş bant çok yollu sönme kanal modeli .

süresinde enerji alınmadığını. Zaman farklılık kanal kılavuz katsayılar $\{g_k(t)\}$ oluşabilir 3üncü bölümde yazılı olan yaklaşımları kullanarak.

WSSUS kanalını farz edersek ve her kılavuz deneyim izotropik dağılım farz edersek o zaman her bir kılavuz bağsız kısılma denemesi lazım otobağ ile

$$\phi_{g_k g_k}(\tau) = \frac{\Omega_k}{2} J_0(2\pi f_m \tau) , \qquad 1 \le k \le \ell \tag{2.187}$$

burada Ω_k zarf gücü veya k'ıncı kılavuzu ile birleştirilmiştir ve $J_0(\cdot)$Jo (.) sıfır-düzen Bessel işlevi birinci çeşitinden ve f_m maksimum Doppler frekansı. Kılavuzlar bağsız olduğundan itibaren, toplam zarf gücü

$$\Omega_p = \sum_{k=1}^{\ell} \Omega_k \tag{2.188}$$

Bu takip eder ki kılavuz kârı yöney **g** co-değişme dizeyine sahiptir

$$\Phi_{\mathbf{g}}(\tau) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[\mathbf{g}^H(t)\mathbf{g}(t+\tau)] = \frac{1}{2} J_0(2\pi f_m \tau)\boldsymbol{\Omega} \tag{2.189}$$

burada $_H$ anlamı Hermitian aktarma ve

(2.190)

$$\mathbf{\Omega} \triangleq \text{diag}[\Omega_0,\ \Omega_1, \ldots,\ \Omega_\ell]$$

COST207modelleri: COST207 modelleri GSM sistemi için tasarlanmıştır ve standartlaştırılmıştır. Dört değişik Doppler spectra (=ışık tayfı ya da dalga bandı ile ilgili), $S_{gg}(f)$ COST207 modellerinde belirlenmiştir [67]. İlk tanımlama

$$G(f) = A \exp\left\{-\frac{(f-f_1)^2}{2f_2^2}\right\} \qquad (2.191)$$

Diğer tipler şöyle tanımlanmıştır;

a) CLASS=klasik Doppler spektrum, yol gecikmelerinde kullanmakta $500ns$ ($\tau_i \leq 500ns$) aşırmadan;

(CLASS) $$S_{gg}(f) = \frac{A}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} \qquad |f| \leq f_m \qquad (2.192)$$

b) GAUS1 iki Gaussian işlevlerin toplamı, bu $500ns$ den 2 μs ye; ($500ns \leq \tau_i \leq 2\mu s$) kadar giden yol gecikmeleri için kullanılır

(GAUS1) $$S_{gg}(f) = G(A, -0.8f_m, 0.05f_m) + G(A_1, 0.4f_m, 0.1f_m) \qquad (2.193)$$

burada A_1 10 dB A dan aşağıda.

c) GAUS2 iki Guassian işlevlerin toplamı bu 2us;FORMÜL aşan yol gecikmeleri için kullanılır

(GAUS2) $$S_{gg}(f) = G(B, 0.7f_m, 0.1f_m) + G(B_1, -0.4f_m, 0.15f_m) \qquad (2.194)$$

burada B_1 15 dB B den aşağıda.

d) RICE klasik Doppler spektrumun birleşimi ve bir speküler yol bu bazen en kısa yol için kullanılır;

(RICE) $$S_{gg}(f) = \frac{0.41}{2\pi f_m \sqrt{1-(f/f_m)^2}} + 0.91\delta(f-0.7f_m) \qquad |f| \leq f_m \qquad (2.195)$$

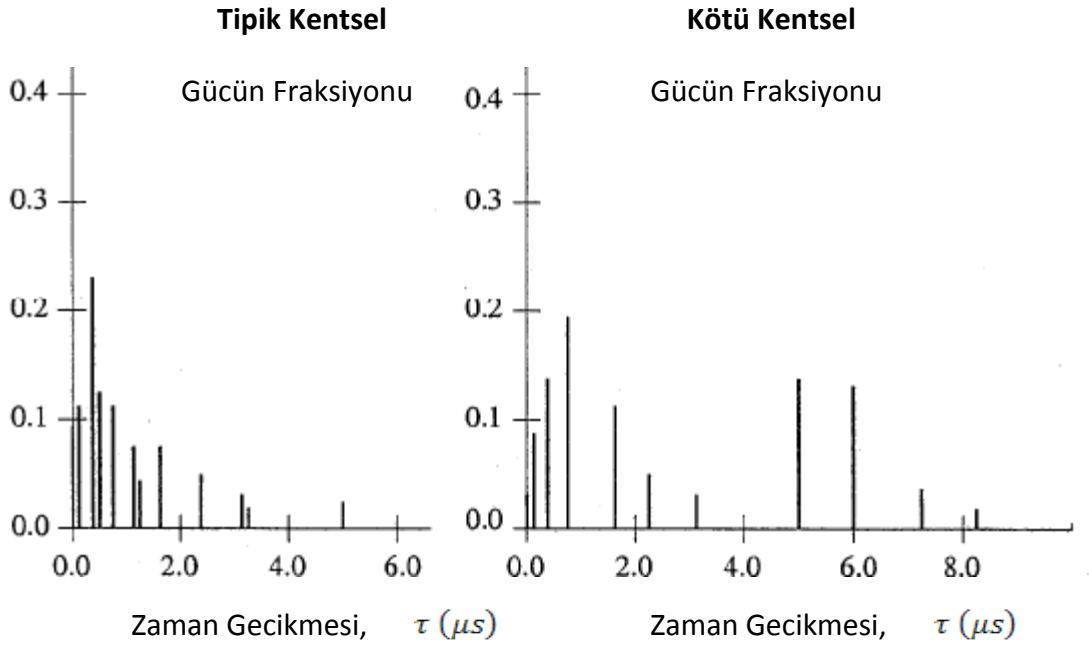
Birkaç spesifik modeller COST207 [67] incelemesinde tanımlanmıştır. Tipik kentsel (TU) (dağlık değil) ve kötü kentsel (BU) (dağlık) güç gecikme profilleri Tablo 2.1 de ve Şekil 2.39 da gösterilmekte. Bazen yol sayısını azalmasını istenilmekte böylelikle bilgisayar simülasyon'dan istenilen hesaplama talepleri azaltılması için. Tablo 2.2 ve Şekil 2.40 gösteriyor ki 6-hat azaltılmış tipik kentsel ve azaltılmış tipik kötü kentsel kanallarını, COST207 (67)'de tanımlandığı gibi. Ve bunun yanı sıra kırsal alan (RA) (dağlık değil) Tablo 2.3, tipik dağlık alan (HT) Tablo 2.4 ve azaltılmış dağlık alan (HT) Tablo 2.5'de, bunlar için de modeller temin edilmiştir.

T-aralıklı model: Tipik dijital iletişim sistemi şunlardan oluşmakta: verici filtresi, modülatör, dalga formu kanalı, demodülatör ve alıcı filtresi. Veri sembolleri verici filtresini koyulur her T saniye burada T -aralıklı örnekler alınmaktadır alıcı filtresi çıkışında, T baud süresidir.

Genel sistem girişten, verici filtresine kadar, model çıkışına kadar eşit genel T -aralıklı sınırlı tesir cevabı (FIR) kanalıyla biçimlendirilmiştir.

	Tipik Kentsel(TU)				*Kötü Kentsel (TU)*		
Gecikme μs	*Önemsiz Güç*	*Ölçüde*	*Doppler Kategorisi*	*Gecikme μs*	*Önemsiz Güç*	*Ölçüde*	*Doppler Kategorisi*
0.0	0.092		CLASS	0.0	0.033		CLASS
0.1	0.115		CLASS	0.1	0.089		CLASS
0.3	0.231		CLASS	0.3	0.141		CLASS
0.5	0.127		CLASS	0.7	0.194		GAUS1
0.8	0.115		GAUS1	1.6	0.114		GAUS1
1.1	0.074		GAUS1	2.2	0.052		GAUS2
1.3	0.046		GAUS1	3.1	0.035		GAUS2
1.7	0.074		GAUS1	5.0	0.140		GAUS2
2.3	0.046		GAUS2	6.0	0.136		GAUS2
3.1	0.074		GAUS2	7.2	0.041		GAUS2
3.2	0.051		GAUS2	8.1	0.019		GAUS2
5.0	0.032		GAUS2	10.0	0.006		GAUS2

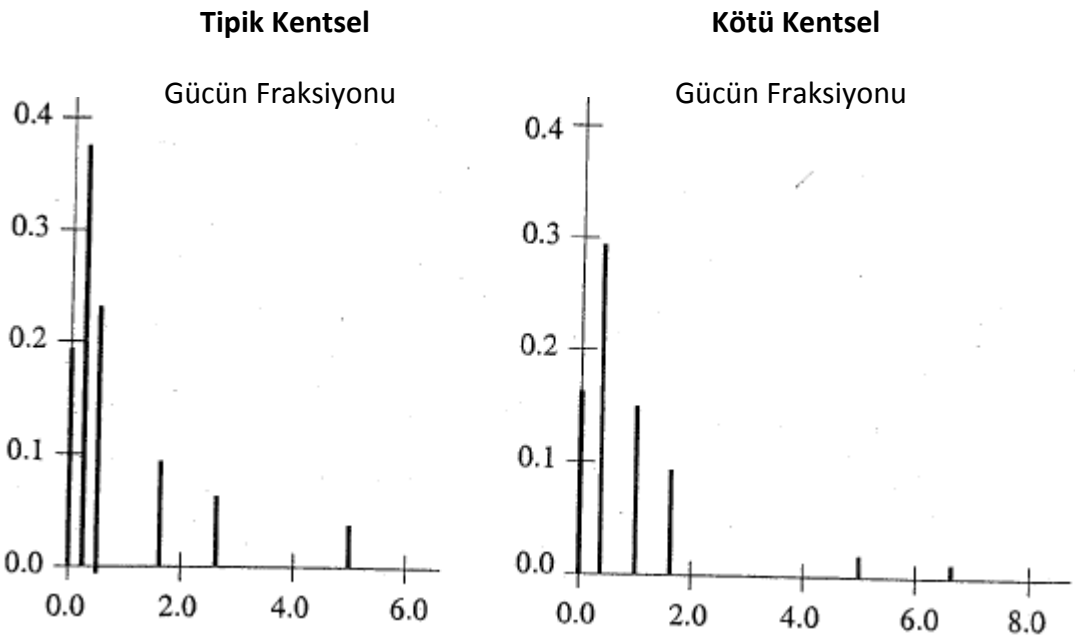
Tablo 2.1. Tipik kentsel (TU) ($\sigma_\tau = 1.0\ \mu s$) and bad kentsel (BU) ($\sigma_\tau = 2.5\ \mu s$), [67]'den güç gecikme profilleri.



Şekil 2.39. [67]'den Tipik kentsel (TU) ve kötü kentsel (BU) güç gecikme profilleri.

Tipik Kentsel(TU)			*Kötü Kentsel (TU)*		
Gecikme μs	*Önemsiz Güç*	*Ölçüde Doppler Kategorisi*	*Gecikme μs*	*Önemsiz Güç*	*Ölçüde Doppler Kategorisi*
0.0	0.189	CLASS	0.0	0.164	CLASS
0.2	0.379	CLASS	0.3	0.293	CLASS
0.5	0.239	CLASS	1.0	0.147	GAUS1
1.6	0.095	GAUS1	1.6	0.094	GAUS1
2.3	0.061	GAUS2	5.0	0.185	GAUS2
5.0	0.037	GAUS2	6.6	0.117	GAUS2

Tablo 2.2. Azaltılmış tipik kentsel (TU) ($\sigma_\tau = 1.0\ \mu s$) and bad kentsel (BU) ($\sigma_\tau = 2.5\ \mu s$), [67]'den güç gecikme profilleri.



Şekil 2.40. [67]'den azaltılmış tipik kentsel (TU) ve kötü kentsel (BU) güç gecikme profilleri.

T-aralıklı kanal modeli τ-aralıklı modelin benzeridir, kanal kılavuzları T-aralıklı olması hariç. Normalde, T-aralıklı modellerin kılavuzu hepsi non-sıfırdır ve bağlıdır. Kılavuz bağı sıkça zorlukları yönlendirir ne zaman ki bu kanallarda işlem gören dijital iletişim sistemlerin performans analizi yapıldığında. Bu çözümsel zorluklar sıkça oluşmakta, T-aralıklı kılavuzlar bağsız [79, 99, 137, 201, 321, 187] olduğunu farz etmekten kaynaklanan. Bilgisayar simülasyonu için, ne kadar, böyle basitleştirme gerekmez ve aslında istenilmemekte. Ancak, çalışma zamanını azaltmak için farklı zaman simülasyonlarında, bazen simülasyon adım büyüklüğünü baud zamanına T ye ayarlanması istenebilinir. Biz şimdi bir üretim metot tanımlamasını yapacağız T-aralıklı kılavuzu katsayısı ve bununla kendi çarpık bağı ile ne zaman ki çizgisel modülasyon planı kullanıldığında ve altındaki kanal modeli T-aralıklı olduğu takdirde için. Farz etki Şekil 2.41 deki düzenleme. Bölüm 4'de başlıkta konuşulduğu gibi, tipik dijital iletişim sistemi şunlardan oluşmakta: verici filtresi $h_a(t)$, kanal $g\ (t,\tau)$ ve alıcıya eşleştirilmiş filtre $h_a^*(-t)$. Genel vurum $p(t) = h_a(t) * h_a^*(-t)$'dir ve mesela yükselmiş kosinüs darbesi için seçilmiştir. T-aralıklı kanal kılavuz katsayısı elde etmek için, biz $p(t)$

Gecikme μs	*Önemsiz Ölçüde Güç*	*Doppler Kategorisi*
0.0	0.602	RICE
0.1	0.241	CLASS
0.2	0.096	CLASS
0.3	0.036	CLASS
0.4	0.018	CLASS
0.5	0.006	CLASS

Tablo 2.3. Tipik kırsal (dağlık değil) alan (RA) ($\sigma_\tau = 0.1\ \mu s$), [67]'den.

Gecikme μs	*Önemsiz Ölçüde Güç*	*Doppler Kategorisi*
0.0	0.026	CLASS
0.1	0.042	CLASS
0.3	0.066	CLASS
0.5	0.105	CLASS
0.7	0.263	GAUS1
1.0	0. 263	GAUS1
1.3	0.105	GAUS1
15.0	0.042	GAUS2
15.2	0.034	GAUS2
15.7	0.026	GAUS2
17.2	0.016	GAUS2
20.0	0.011	GAUS2

Tablo 2.4. Tipik dağlık bölge (HT) ($\sigma_\tau = 5.0\ \mu s$), [67]'den.

vurumu τ-aralıklı kanaldan geçiriyoruz ve T-aralıklı örnekleri çıkartıyoruz. T-aralıklı örnekler çizgisel birleşimdir τ-aralıklı modelin kılavuzundan. M'in bir vektörünün, T-aralıklı, kademe katsayıları bu şekilde

(2.196)

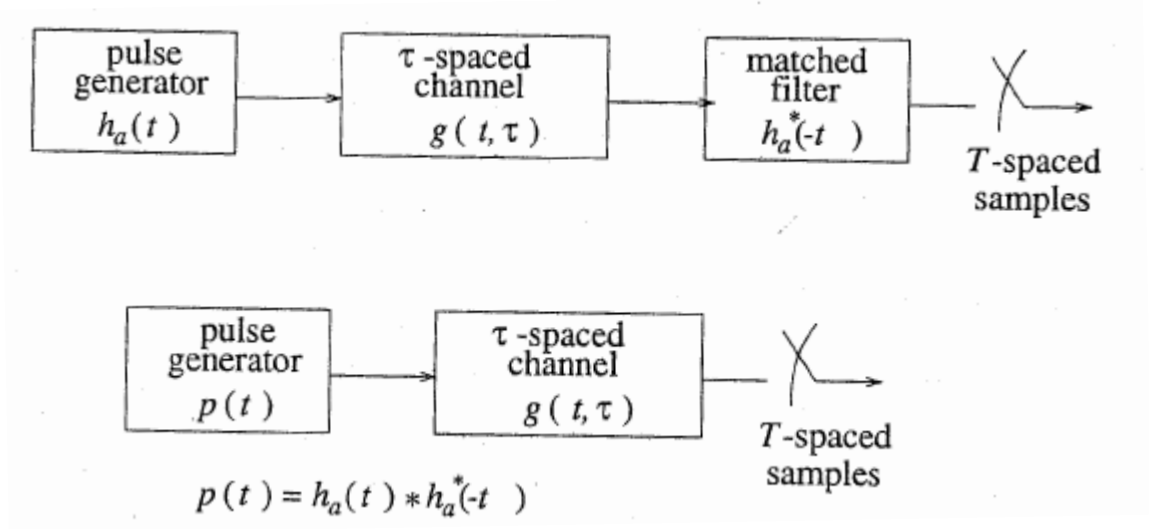
$$\mathbf{g}_T(t) = (g_{1T}(t),\ g_{2T}(t),\ \ldots,\ g_{MT}(t))$$

üretildiğini varsay. O zaman $g_T^T(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{g}^T(\boldsymbol{t})$, burada $\boldsymbol{g}(t)$ denklem (2.185)'de tanımlanmıştır ve $\boldsymbol{A}$ $M\ x\ \ell$ gerçek dizey. Parametre M bir tasarım parametresidir bu alıcıda işlemek istediğimiz T-aralıklı kılavuzun sayısıyla aynıdır. Aşağıda yazılı olan örnekte yazıldığı gibi, dizey $\boldsymbol{A}$ daki girişleri şunlar tarafından belirlenmekte: cevap vericisin ve alıcı filtresinin genel vurumu, bağlı güç ve τ-aralıklı modellerindeki hatlardaki gecikme ve T-aralıklı model faz değişimi. T-aralıklı kademe kâr vektörü $\boldsymbol{g}_T$'nin kovaryans matrisi

$$\begin{aligned}\Phi_{\mathbf{g}_T}(\tau) &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\mathbf{g}_T^H(t+\tau)\mathbf{g}_T(t)\right] \\ &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\mathbf{A}\mathbf{g}^H(t+\tau)\mathbf{g}(t)\mathbf{A}^T\right] \\ &= \mathbf{A}\Phi_{\mathbf{g}}(\tau)\mathbf{A}^T\ .\end{aligned}$$

Gecikme μs	*Önemsiz Ölçüde Güç*	*Doppler Kategorisi*
0.0	0.413	CLASS
0.1	0.293	CLASS
0.3	0.145	CLASS
0.5	0.074	CLASS
15.0	0.066	GAUS2
17.2	0.008	GAUS2

Tablo 2.4. Azaltılmış dağlık bölge (HT) (σ_τ = 5.0 μs), [67]'den.



Şekil 2.41. Bir T-aralıklı kanal modelinde bağlı kademe katsayıları üretmek için metot.

2-D izotropik saçılma ile bir WSSUS kanalı için

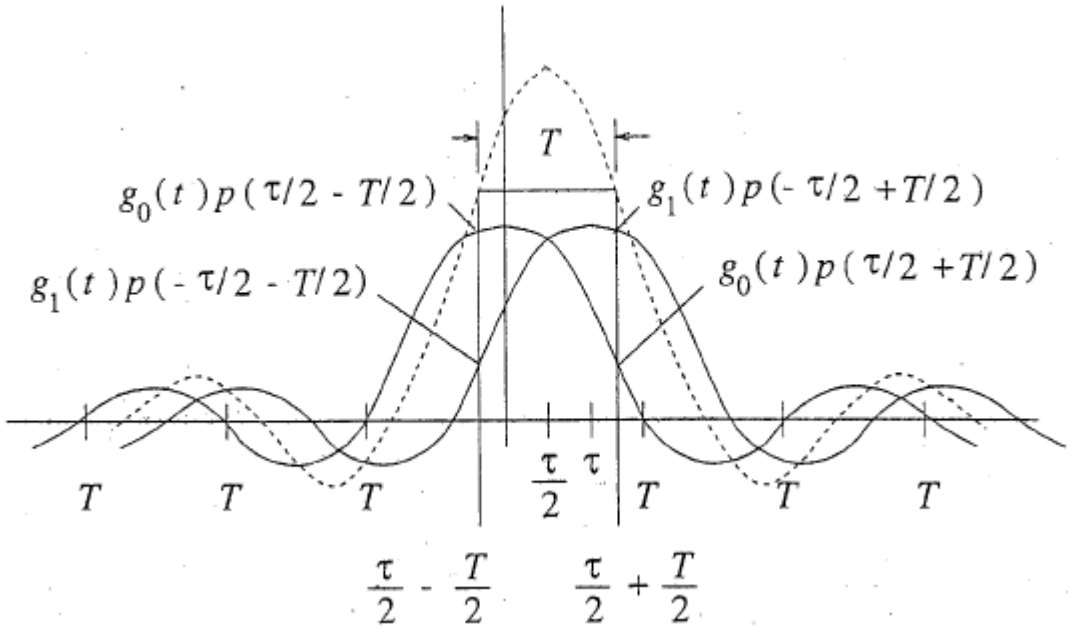
$$\Phi_{\mathbf{g}_T}(\tau) = \frac{1}{2}\mathbf{A}\boldsymbol{\Omega}\mathbf{A}^T J_0(2\pi f_m \tau) \tag{2.197}$$

Örnek 2.1 Farz etki verici ve alıcı filtrenin birleşimi yükselmiş kosinüs vurum olduğunu ve de çıkış faktör 0.35 [2] sahip

$$p(t) = \mathrm{Sa}(\pi t/T) \cdot \frac{\cos(\pi\beta t/T)}{1 - 4\beta^2 t^2/T^2} \tag{2.198}$$

burada B=0.35. τ-aralıklı dalga formu kanalı 2 eşit güç kademeyle $(\Omega_0 = \Omega_1)$ tanımlanmıştır $\tau = |\tau_1(t) - \tau_0(t)|$'ün bir değişik gecikmesi ile. Bu örnekte, biz T-aralıklı kanal modelinde iki önemli kılavuz elde etmek istiyoruz, $g_{0T}(t)$ ve $g_{1T}(t)$, $\tau = T/4$ olması şartıyla. İzin ver

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(t) &= (g_0(t), g_1(t)) \\ \mathbf{g}_T(t) &= (g_{0T}(t), g_{1T}(t)) \end{aligned}$$



Şekil 2.42. Bir τ-aralıklı modelden T-aralıklı kademe üretim.

[3] Yükseltilmiş kosinüs dürtü şekillendirmenin tartışması için Bölüm 4'ü gör.

ve

$$\mathbf{g}_T(t) = \mathbf{g}(t)\mathbf{A}^T$$

Dizey $\boldsymbol{A}$'nın girişleri, T-aralıklı örneklerin vurum jeneratörün çıkışından alınan örneklerin zamalama fazına bağlıdır. Pratik bir sistemde, model zamanlama fazı alıcının içindeki eşleme prosedürüne bağlı. Farz etki model zamanlama fazı öyle seçilmiş ki T-aralıklı kılavuzlar $g_{0T}(t)$ ve $g_{1T}(t)$ aynı ayrılıkları var. Şekil 2.42 farz et. $\Omega_0 = \Omega_1$ olduğundan itibaren τ-aralıklı kanal için bu örnekte, $\boldsymbol{A}$ dizeyin girişleri elde edilebilinir şöyle yazarak

$$\begin{aligned} g_{0T}(t) &= g_0(t)p(\tau/2 - T/2) + g_1(t)p(-\tau/2 - T/2) \\ g_{1T}(t) &= g_0(t)p(\tau/2 + T/2) + g_1(t)p(-tau/2 + T/2) \end{aligned}$$

bu nedenden,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} p(\tau/2 - T/2) & p(-\tau/2 - T/2) \\ p(\tau/2 + T/2) & p(-\tau/2 + T/2) \end{bmatrix}$$

Ve $\tau = T/4$ ve $\beta = 0.35$ için

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} p(-3T/8) & p(-5T/8) \\ p(5T/8) & p(3T/8) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.7717 & 0.4498 \\ 0.4498 & 0.7717 \end{bmatrix}$$

4. GÖLGELEME

Sırasıyla (2.43) ve (2.50)'de yer alan Rayleigh ve Rice dağılımları örneğindeki gibi alınan zarfın pdf'sinin kabul edildiği olasılığın olduğu yerdeki ortalana zarf düzeyini $\Omega_v = \mathrm{E}[\alpha(t)]$ olarak gösterelim. Bazen Ω_v yer ortalaması olarak adlandırılır çünkü belli bir yeri gösteren birkaç dalga boyu mesafesini gerçekleştiren ortalamanın olduğu yerdeki ortalama zarf düzeyini göstermektedir. Yer ortalamasının Ω_v kendisi, makro hücrelerdeki binalar ve tepeler gibi ve mikro hücrelerdeki daha küçük nesneler örneğin taşıtlar gibi BS ve MS arasındaki geniş arazi bölümleri vasıtasıyla ortaya çıkan gölge değişkenler nedeniyle rastgele bir değişkendir. Aynı ispat ortalama kare zarf düzeyi $\Omega_p = \mathrm{E}[\alpha^2(t)]$. için de geçerlidir. Deneye dayalı çalışmalar Ω_v ve Ω_p nin formül de olduğu gibi log-normal dağılımların

$$p_{\Omega_v}(x) = \frac{2}{x\sigma_\Omega \xi\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{\left(10\log_{10}x^2 - \mu_{\Omega_{v\ (\mathrm{dBm})}}\right)^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} \quad (2.199)$$

$$p_{\Omega_p}(x) = \frac{1}{x\sigma_\Omega \xi\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{\left(10\log_{10}x - \mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}}\right)^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} \quad (2.200)$$

ile

$$\mu_{\Omega_{v\ (\mathrm{dBm})}} = 30 + 10\mathrm{E}[\log_{10}\Omega_v^2] \quad (2.201)$$

$$\mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}} = 30 + 10\mathrm{E}[\log_{10}\Omega_p] \quad (2.202)$$

ve $\xi = \ln 10/10.$ olduğunu göstermiştir. $\mu_{\Omega_{v\ (\mathrm{dBm})}}$ ve $\mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}}$'nin ortalama değerleri bazen alan ortalaması olarak adlandırılır çünkü ortalama bir alan üzerinde hesaplanır yani gölgeler boyunca ortalamayı hesaplamak için yeterli büyüklük mevcuttur. Alan ortalaması BS ve MS arasındaki yayılma yolu kaybı tarafından belirlenmektedir. Rassal değişkenlerin dönüştürmesini kullanarak, $\Omega_{v\ (\mathrm{dBm})} = 30+10\log_{10}\Omega_v^2$ and $\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})} = 30+10\log_{10}\Omega_p$ Gaussian yoğunlukları elde edilir.

$$p_{\Omega_{v\ (\mathrm{dBm})}}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega} \exp\left\{-\frac{(x - \mu_{\Omega_{v\ (\mathrm{dBm})}})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} \quad (2.203)$$

$$p_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega} \exp\left\{-\frac{(x - \mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} . \quad (2.204)$$

Log-normal rastgele değişkenin sonuçta normal rastgele değişken olduğuna dikkat ediniz.

Log-normal gölge dağılımının tanımından kaynaklanan bazı karışıklıklar meydana gelebilir, çünkü bazı otoriteler (235, 122, 123) ortalama zarfı Ω_v standart sapmalı σ_Ω, log-normal dağılım olarak kabul ederken, diğerleri (203, 225, 268, 310) ortalama kare zarfını Ω_p ile aynı değeri değere sahip σ_Ω, log-normal dağılım olarak kabul ederler. Açıkçası bu iki miktar aynı değildir. Ek 2A göstermektedir ki standart sapma σ_Ω her bir durumda aynıdır. Ancak, Ricean azalması ile ortalamalar farklılaşır

$$\mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}} = \mu_{\Omega_{v\ (\mathrm{dBm})}} + 10\log_{10}C(K) \quad (2.205)$$

ile

$$C(K) = \frac{4e^{2K}(K+1)}{\pi_1 F_1^2(3/2, 1; K)} \qquad (2.206)$$

ve ${}_1F_1(\cdot,\cdot;\cdot)$ birleşen hipergeometrik fonksiyonu gösterir. Gölge standart sapması σ_Ω makro hücresel uygulamalar için tipik bir değer olarak 8 dBli 12 dB'den 5 dB'ye kadar dizilir. Gölge standart sapması frekans ile hafifçe artar (08 Db 1800 MHz'de 900 MHz'den daha yüksektir.) Vericilere çok yakın olan uzaklıklarda bile radyo dalgası boyunun hemen hemen bağımsız olduğu gözlenmiştir. Gölge standart sapmasını Mockford et.al. (225) değeri 4.5 dB olarak rapor ederken, Mogensen (226) kentsel alanlarda 900 MHz'de σ_Ω = 6.5'dan 8.2 dB'ye kadar oaln bir değer olduğunu rapor etmiştir. Berg (33), Goldsmith ve Greenstein (144) değeri 20 dalga boyunun uzaysal ortalama penceresinde 4 dB ve BS anteni yüksekliğini yaklaşık 10 m olarak rapor etmiştir. Pek çok çalışma göstermiştir ki σ_Ω dağılımın kentselleşmesi veya yoğunluk derecesindeki bir artış ile düşmektedir. Örneğin Mockford et.al. (225) tarafından sunulan sonuçlar σ_Ω değerinin kırsal alanda kentsel alandan 1,3'ten 1.8 arasında daha yüksektir.

4.1 GÖLGELEMENİN DENEYSEL SİMÜLASYONU

Gölge benzetimlik oluştururken karşılaşılan güçlüklerden birisi gölgelerin uzaysal korelâsyonu için bir hesaplama yapmaktır. Pek çok çalışma gölgelerin uzaysal korelâsyonunu (162, 151, 216, 172, 152) araştırmıştır. Basit modellerden biri Gudmundson (152) tarafından önerilmiştir, bu model log-normal modelin ilk-yol düşük geçiş filtresi tarafından süzülen Gaussian beyaz gürültü süreci olarak modellenen modeldir. Bu modelle

$$\Omega_{k+1\,(\mathrm{dBm})} = \zeta\Omega_{k\,(\mathrm{dBm})} + (1-\zeta)v_k \qquad (2.207)$$

$\Omega_{k\,(\mathrm{dBm})}$ ortalama zarf veya ortalama kare zarftır, desibel cinsinden ifade edilmektedir, ζ nın olduğu yer gölgelerin uzaysal korelasyonunu kontrol eden bir parametredir ve v_k, $\phi_{vv}(n) = \tilde{\sigma}^2\delta(n)$.'li sıfır ortalama Gaussian rastgele değişkenidir. Eşitlik (2.157)'den, $\Omega_{k\,(\mathrm{dBm})}$ nin uzaysal otokorelasyon fonksiyonunun formül hemen takip edilir.

$$\phi_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}\Omega_{(\mathrm{dBm})}}(n) = \frac{1-\zeta}{1+\zeta}\tilde{\sigma}^2\zeta^{|n|} \quad . \qquad (2.208)$$

Log-normal gölgelemenin değişkenliği formül gibi olduğu için,

$$\sigma_{\Omega}^2 = \phi_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}\Omega_{(\mathrm{dBm})}}(0) = \frac{1-\zeta}{1+\zeta}\tilde{\sigma}^2 \qquad (2.209)$$

.$\Omega_k$nin otokorelasyonunu formül olarak ifade edebiliriz.

$$\phi_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}\Omega_{(\mathrm{dBm})}}(n) = \sigma_{\Omega}^2 \zeta^{|n|} \quad . \qquad (2.210)$$

Bu yaklaşım, mesafeye bağlı olarak katlanarak ilintisizleştirilen gölgelerin oluşmasına yol açar. Ancak, Mandayam et. 'in log-normal gölgelerin mesafeye bağlı olarak katlanarak ilintisizleştirilemediğini, uç değer analiz yoluyla kanıtlamış olması dikkate değer bir durumdur. Bütün bunlara rağmen, daha iyi bir çözümün yokluğunda, Gudmudnson'un (2.207) deki modeli halen daha kullanışlı ve etkilidir. Simülatör'ün (benzeştirici) kullanımında (2.207) ilintisizleştirici parametre ζ ile benzetim (simülasyon) göstergesi *k* arasında bağıntı kurmamız gerekir. Diyelim ki, çok hızlı hareket eden MSce denenmiş gölgelerin kalıbını çıkartmak istiyoruz. Zarf (ya da kareli zarf) her T saniye için örnek alınmıştır. Her *kT saniyede,* MS bir vkT. mesafe yol alır, hareket eder. *D* m uzaysal mesafesince ayırılmış iki nokta arasındaki gölge korelâsyonunun ζ_D olduğunu kabul edelim. Bu durumda, gölgeleme otomatik bağıntısı (öz ilinti) aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\phi_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}\Omega_{(\mathrm{dBm})}}(k) \equiv \phi_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}\Omega_{(\mathrm{dBm})}}(kT) = \sigma_{\Omega}^2 \zeta_D^{(vT/D)|k|}, \qquad k \geq 0 \ . \qquad (2.211)$$

(2.210) ile (2.211) karşılaştırarak $\zeta = \zeta_D^{(vT/D)}$. sonucuna ulaşırız. 900 MHz'deki standart banliyö yayılımı için, 100m uzaklıkta yaklaşık 0.82 olan uzaysal korelâsyonun $\sigma_{\Omega} \approx 7.5\ \mathrm{dB}$ olduğu Gudmundson [150] tarafından deneme yapılarak doğruluğu tespit edilmiştir. Bunun yanı sıra Gudmundson, 1700 MHz deki bir standart mikro hücresel yayılım için, 10m mesafedeki uzaysal korelasyonu 0.3 olan σ_{Ω} = 4.3 dB'i sunmaktadır.

4.2 BİLEŞİK GÖLGELEME-SÖNÜMLEME DAĞILIMLARI

Bazen, gölgelemeye ve çoklu sönümlemeye yol açtığından dolayı bileşik dağılımı bilmek istenilir. Bu durum, özellikle MS'nin yavaş hareket ettiği ya da hareket etmediği, alıcının sönümleme etkilerini ve ilişim verimliliğinin ve diğer dağılımların değerlendirilmesi için gerekli olan bileşik dağılım etkilerini alamadığı durumlarda doğru kabul edilebilir. bu çalışmada, bileşik dağılımın elde edilmesi için iki farklı yaklaşım öne sürülmüştür. Bu yaklaşımlardan ilki; zarfın (ya da kareli zarf) Ω_v (or Ω_p), 'e bağlı koşullu bir yoğunluk olarak kabul edildiği ve sonrasında Ω_v (or Ω_p), yoğunluğu ile tamamlayarak bileşik dağılımın elde edilmesini anlatan yaklaşımdır. Bileşik zarf ile ilgilendiğimiz göz önüne alınacak olursa,

$$p_{\alpha_c}(x) = \int_0^{\infty} p_{\alpha|\,\Omega_v}(x|w)p_{\Omega_v}(w)dw \quad . \qquad (2.212)$$

Rayleigh sönümleme durumu için

$$\Omega_v = \mathrm{E}[\alpha(t)] = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma \qquad (2.213)$$

ve, bunun sonucu olarak

$$p_{\alpha|\,\Omega_v}(x|w) = \frac{\pi x}{2w^2}\exp\left\{-\frac{\pi x^2}{4w^2}\right\} \quad . \qquad (2.214)$$

Rayleigh sönümlemeli ve log-normal gölgelemeli bileşik zarf dağılımı aşağıda verildiği gibidir.

$$p_{\alpha_c}(x) = \int_0^{\infty} \frac{\pi x}{2w^2}\exp\left\{-\frac{\pi x^2}{4w^2}\right\} \times \frac{2}{w\sigma_\Omega \xi\sqrt{2\pi}}\exp\left\{-\frac{\left(10\log_{10}w^2 - \mu_{\Omega_v\,(\mathrm{dBm})}\right)^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} dw \quad . \qquad (2.215)$$

$\xi = (\ln 10)/10$ olduğu yerdedir. Susiki tarafından orijinal çalışma yapıldıktan sonra bazen bu dağılım Susiki dağılımı olarak adlandırılır[311]. Lee ve Yen tarafından önerilen ikinci yaklaşım ise, kısa dönem çok aşamalı yolda sinyalin güçsüzleşmesi ve uzun dönem gölge sinyalin güçsüzleşmesi sonucu olarak alınan sinyallerin bileşkesini açıklar. Bunun sonucu olarak, herhangi bir t zamanda, bileşik sinyalin zarfı şekline kavuşur

$$\hat{\alpha}_c(t) = \alpha(t)\cdot\Omega_v(t) \qquad (2.216)$$

ve bileşik sinyalin kareli zarfı şekline kavuşur

$$\hat{\alpha}_c^2(t) = \alpha^2(t)\cdot\Omega_p(t) \quad . \qquad (2.217)$$

Sinyalin güçsüzleşmesinin ve gölgelenmesinin bağımsız, tesadüfî süreçler olduğu varsayımıyla, her iki yaklaşımın da aynı tanımlı sonuçlara yönlendirdiğini göstermekteyiz. Formül 2.216'da zarfın yoğunluk fonsiyonu iki değişkenli dönüşüm kullanılarak elde edilebilir ve böylelikle son birim

yoğunluk elde etmek için bütünleşmiş edilir. Bu durum yoğunluğa yönlendirir

$$p_{\hat{\alpha}_c}(x) = \int_0^\infty \frac{1}{w} p_\alpha \left(\frac{x}{w}\right) p_{\Omega_v}(w) dw \ . \qquad (2.218)$$

Tekrar normal-log gölgelemesi ve Ragleigh sinyalin güçsüzleşmesi durumunu düşünün. Formül (2.43) ve (2.199) kullanarak verirlir

$$p_{\hat{\alpha}_c}(x) = \int_0^\infty \frac{x}{(w\sigma)^2} \exp\left\{-\frac{x^2}{2(w\sigma)^2}\right\} \qquad (2.219)$$
$$\times \frac{2}{w\sigma_\Omega \xi \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{\left(10\log_{10} w^2 - \mu_{\Omega_v\,(\mathrm{dBm})}\right)^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} dw \ .$$

Formül (2.215) ve (2.219)'un Formül 2.220 ile bağlantısını gözlemleyin:

$$p_{\alpha_c}(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma p_{\hat{\alpha}_c}\left(\sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma x\right) \qquad (2.220)$$

Basit olarak doğrusal dönüşümle ilgili olan tesadüfi değişkenleri $\hat{\alpha}_c$ ve α_c takip etmektedir:

$$\alpha_c = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{\sigma} \hat{\alpha}_c \ . \qquad (2.221)$$

. $\sqrt{\pi/2}\sigma$ 'ün sadece Ragleigh dağılımının ortalaması olduğuna dikkat ediniz. Böylece, eğer $a(t)$ birim ortalamaya sahip olmak için normalize edersek α_c ve $\hat{\alpha}_c$ aynı dağılıma sahip olacaktır.

4.2.1 BİLEŞİK GAMMA-LOG-NORMAL DAĞILIMI

Gölgelendirilmiş Nakagami sinyalin güçsüzleşmesi kanalını bazen radyo yayılma çevresi olarak modellemek çok yararlıdır, çünkü Nakagami dağılımı matematiksel olarak uygundur ve çok amaçlı sinyalin güçsüzleşmesi kanalı kullanan Ricean dağılımına yaklaşabilmektedir. Kareli zarfın Nakagami sinyalin güçsüzleşmesi ve normal-log gölgemesi yüzünden bileşik dağılımı Gamma-log-normal yoğunluk fonksiyonuna

$$p_{\alpha_c^2}(x) = \int_0^\infty \left(\frac{m}{w}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left\{-\frac{mx}{w}\right\} \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_\Omega w} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10} w - \mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} dw \quad (2.222)$$

. $\xi = (\ln 10)/10$ olduğu yerde sahiptir. Ek 2B'de gösterildiği üzere, 2.222'deki bileşik Gamma-log-normal dağılımı ortalama ve standart sapma ile normal-log dağılımı tarafından yaklaştırılabilir

$$\mu_{(\mathrm{dBm})} = \xi^{-1}[\psi(m) - \ln(m)] + \mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})}$$
$$\sigma^2 = \xi^{-2}\zeta(2, m) + \sigma_\Omega^2 \quad (2.223)$$

Ek 2B'de tanımlandığı üzere $\psi(\cdot)$: Euler psi fonksiyonu ve $\zeta(\cdot,\cdot)$: Riemann's zeta fonksiyonu. m=1 olduğunda yaklaşım $\sigma_\Omega > 6$ dB, ve m>2 yaklaşım [165] faizindeki σ_Ω'nın tüm aralıkları için geçerlidir. 2.222'deki Nakagami sinyalin güçsüzleşmesinin etkisi ortalamayı düşürmek ve varyansı artırmaktır. Buna rağmen, bu etki şekil faktörü m'nin yükselmesi sonucunda düşmektedir (daha az şiddetli sinyalin güçsüzleşmesine karşılık gelmekte). Örneğin, m = 8 ile $\mu_{(\mathrm{new})} = \mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})} - 0.277$ ve $\sigma^2_{(\mathrm{new})} = \sigma^2 + 2.50972.$ elde ederken, m = 1 (Ragleigh sinyalin güçsüzleşmesi) ile ve $\mu_{(\mathrm{new})} = \mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})} - 2.50675$ and $\sigma^2_{(\mathrm{new})} = \sigma^2 + 31.0215$, elde edilir. m=1'in şekil faktörü *m* ve gölge standart sapması σ küçük olduğu zaman, Nakagami sinyalin güçsüzleşmesinin etkilerinin kesin olduğu sonucuna varmaktayız.

5. YOL KAYBI MODELLERİ

Alınan sinyal gücünün boş yüzeydeki yol uzunluğunun karesi ile azaldığı iyi bilinmektedir. Böylece, alınan zarf gücü [257]

$$\mu_{\Omega_p} = \Omega_t G_T G_R \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^2 \quad (2.224)$$

. Ω_t iletilen güç, G_T ve G_R iletilen ve alınan anten kazançları, ve d de radyo yol uzunluğudur. Yerdeki mobil radyo uygulamalarındaki sinyallerin serbest yer yayılmasında tecrübesi yoktur. Daha çok uygun teorik model Şekil 2.43te gösterildiği üzere yayılmanın düz bir yüzey üzerinden (dünya) olduğunu varsaymaktadır. Bu durumda, alınan zarf gücü [257]

$$\mu_{\Omega_p} = 4\Omega_t \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^2 G_T G_R \sin^2\left(\frac{2\pi h_b h_m}{\lambda_c d}\right) \qquad (2.225)$$

burada yer alan sırasıyla BS ve MS antenlerinin yükseklikleridir. $d \gg h_b h_m$, koşulu altında, (2.225) azalmaktadır;

$$\mu_{\Omega_p} = \Omega_t G_T G_R \left(\frac{h_b h_m}{d^2}\right)^2 \qquad (2.226)$$

burada küçük x. için $\sin x \approx x$ yaklaşımı kullanılmaktadır. $d \gg h_b h_m$, olduğu durumunda, düz bir yüzey üzerinden yayılmanın serbest yüzeyden iki yoldan yayılmadan farklı olduğunu gözlemleyiniz. Birincisi, yol kaybı frekans serbestliği değildir, ikincisi zarf gücü mesafenin karesinden ziyade dördüncü güçle birlikte azalmaktadır. Şekil 2.44 mesafe d'deki yol kaybını çizmektedir:

$$\begin{aligned} L_{p\,(\mathrm{dB})} &= 10\log_{10}\left\{\frac{\Omega_t G_T G_R}{\mu_{\Omega_p}}\right\} \\ &= -10\log_{10}\left\{4\left(\frac{\lambda_c}{4\pi d}\right)^2 \sin^2\left(\frac{2\pi h_b h_m}{\lambda_c d}\right)\right\} \ \mathrm{dB} \quad (2.227) \end{aligned}$$

d yol uzunluğu küçük olduğunda, yol kaybının ve böylece alınan zarf gücünün minimum ve maksimum alternatifleri olduğuna dikkat ediniz. Bu özellik Mistein *et. al.* [223] tarafından yapılan deneylerde de görülmüştür. Yol kaybındaki son yerel maksimum formüldeki şekilde gerçekleşmektedir.

$$\frac{2\pi h_b h_m}{\lambda_c d} = \frac{\pi}{2} \ .$$

5.1 MAKRO HÜCRELERDEKİ YOL KAYBI

Makro hücresel sistemler için pek çok kullanışlı deneye dayalı model, deneysel eğri uydurma

verilerince elde edilmiştir. 900MHZ hücresel sistemler için, aşağıdaki iki modelden daha kullanışlı olan Hata'nın [253] modeli, Okumura'nın

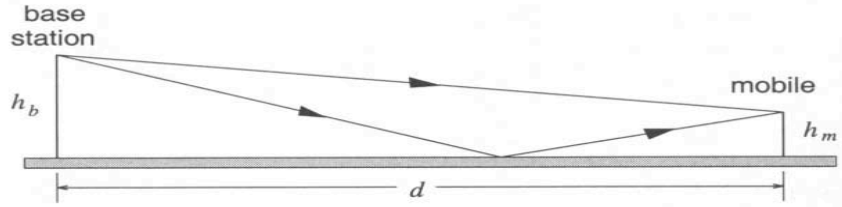


Figure 2.43. Radio propagation over a flat reflecting surface.

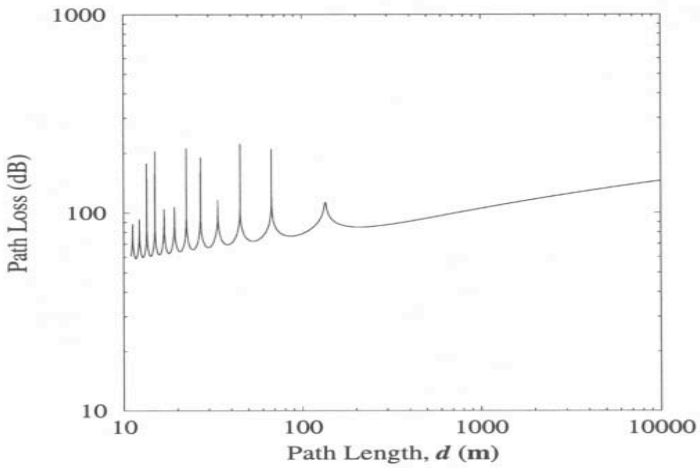


Figure 2.44. Propagation path loss with distance over a flat reflecting surface; $h_b = 7.5$ m, $h_m = 1.5$ m, $f_c = 1800$ MHz.

öngörü methodu 162] ve Lee'nin [190] modelilerine dayalıdır.

5.1.1 OKUMURA-HATA VE CCIR MODELLERİ

Hata'nın kurama dayanmayan (deneysel) modeli (162) büyük bir olasılıkla kullanımı en basit olan modeldir ve insan yapımı ile ortaya çıkmış olan yapılar içinde farklı olarak değerlendirilebilir. Bu model için deneye dayalı veri Okumura tarafından Tokyo şehrinde toplanmıştır. Dikkat edilmesi gereken husus, Japonların şehir dışındaki bölgelerindeki yol kayıplarının Kuzey Amerika'nın şehir dışındaki bölgelerindeki yol kayıpları ile çok iyi örtüşmediğidir. Geri kalan diğerleri Japonya'daki yarı yarıya açık alanlardır. Okumura ve Hata'nın modeli taşıyıcı frekans terimleri ile ifade edildiğinde; $150 \leq f_c \leq 1000$ (MHz), BS anten yüksekliği $30 \leq h_b \leq 200$ (m), MS anten yüksekliği $1 \leq h_m \leq 10$ (m), ve BS ile MS arasındaki ara mesafasi $1 \leq d \leq 20$ (km) olarak belirtilebilir. Bu model, 1 dB dâhilindeki 1 ve 20 km arasındaki uzaklık oranları için doru olarak kabul edilir. Okumura ve Hata'nın modeli ile iki izotropic / eşyönlü BS ve MS antenleri arasındaki yol kaybı;

$$L_{p\ (\mathrm{dB})} = \begin{cases} A + B\log_{10}(d) & \text{for urban area} \\ A + B\log_{10}(d) - C & \text{for suburban area} \\ A + B\log_{10}(d) - D & \text{for open area} \end{cases} \quad (2.228)$$

ile

$$\begin{aligned} A &= 69.55 + 26.16\log_{10}(f_c) - 13.82\log_{10}(h_b) - a(h_m) \quad (2.229) \\ B &= 44.9 - 6.55\log_{10}(h_b) \\ C &= 5.4 + 2\left[\log_{10}(f_c/28)\right]^2 \\ D &= 40.94 + 4.78\left[\log_{10}(f_c)\right]^2 - 18.33\log_{10}(f_c) \end{aligned}$$

ve

$$a(h_m) = \begin{cases} (1.1\log_{10}(f_c) - 0.7)\,h_m - (1.56\log_{10}(f_c) - 0.8) \\ \qquad \text{for medium or small city} \\ \begin{cases} 8.28\left[\log_{10}(1.54h_m)\right]^2 - 1.1 & \text{for } f_c \le 200 \text{ MHz} \\ 3.2\left[\log_{10}(11.75h_m)\right]^2 - 4.97 & \text{for } f_c \ge 400 \text{ MHz} \end{cases} \\ \qquad \text{for large city} \end{cases} \quad (2.230)$$

CCIR tarafından yayımlanmış deneye dayalı bir model yol kaybını şu şekilde verir:

$$L_{p\ (\mathrm{dB})} = A + B\log_{10}(d) - E \quad (2.231)$$

Burada *A* ve *B,* formül (2.229)da olduğu gibi; formül (2.230) da orta veya küçük şehir değeri olan $a(h_m)$ ile ifade edilir. *E* parametresi kentleşme oranını ölçer ve şu şekilde formüle edilir:

$$E = 30 - 25\log_{10}(\%\ \text{of area covered by buildings}) \quad (2.232)$$

Formülde olduğu gibi, bir alan %16 oaranında bina ile kaplı olduğunda E = 0 olarak adlandırılır. Okumura-Hata'nın "geniş şehir" modelindeki tipik değerler BS yüksekliği 70 m, MS anten yüksekliği 1,5 m ve taşıyıcı frekans 900MHz için şekil 2.45'te çizilmiştir. Birçok çalışma göstermiştir ki, daha az kentleşme oranına bağlı olarak, Kuzey amerika'daki şehirleşmiş bölgeler Japonya'nın şehir dışındaki bölgeleri ile benzer yol kayıplarına sahiptir.

5.1.2 LEE'NİN (AREA TO AREA) ALAN-ALANA MODELİ

Lee'nin alan alana modeli [190] düz araziler üzerindeki yol kayıplarını tahmin etmek için kullanılır. Eğer gerçek arazi düz değil ise, örneğin tepelik ise; burada büyük öngörü hataları olacaktır. Lee'nin alan alana modeli için gerekli olan iki parametre

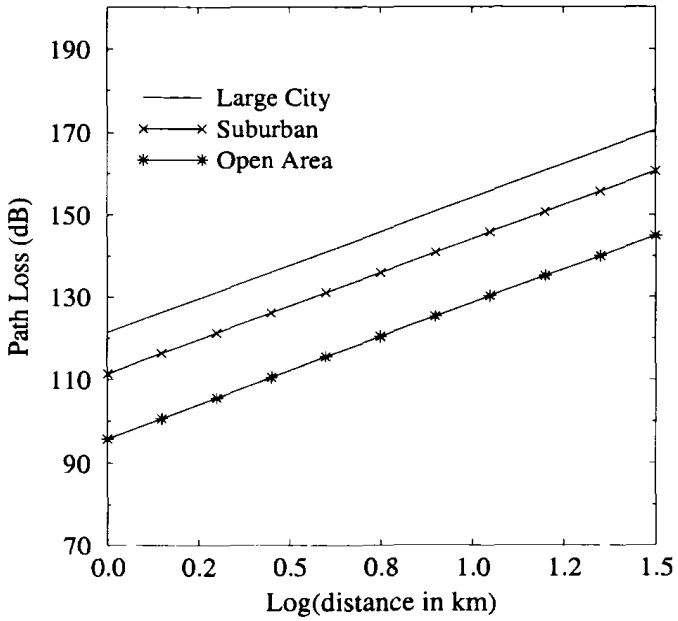


Figure 2.45. Path loss obtained by using Okumura and Hata's method; $h_b = 70$ m, $h_m = 1.5$ m, $f_c = 900$ Mhz.

. $\mu_{\Omega_p}(d_o)$, (1.6 km)'lik kesişim noktasındaki güç kaybını temsil ederken, β de (1.6 km)'lik kesişim noktasındaki yol kaybını temsil eder. Alınan sinyal gücü şu şekilde ifade edilebilir

$$\mu_{\Omega_p} = \mu_{\Omega_p}(d_o)\left(\frac{d_o}{d}\right)^{\beta}\left(\frac{f_c}{f}\right)^{n}\alpha_0 \qquad (2.233)$$

Burada, $d_o = 1.6$ km. formülde yer alan d kilometre cinsindendir. Bu α_0 parametre düzeltme faktörüdür ve farklı BS ve MS anten yüksekliklerini, iletme/çeviri güçlerini ve anten kazanımlarını hesaplamak için kullanılır. Lee'nin alan alana modelinde, aşağıda yer alan nominal koşullar setinin varolduğu kabul edilir:

- Frekans $f_c = 900$ MHz
- BS anten yüksekliği = 30,48 m
- BS çeviri gücü = 10 watts
- BS anten kazancı = 6 dB iki kutuplu kazancın üstünde
- MS anten yüksekliği = 3 m

- MS anten kazancı = 0 iki kutuplu kazancın üstünde

Eğer mevcut koşullar yukarıda listelenen koşullardan farklı ise; ozaman aşağıdaki parametreleri hesap ederiz:

errain	$\mu_{\Omega_p}(d_o)$ (dBm)	β
ree Space	-45	2
pen Area	-49	4.35
lorth American Suburban	-61.7	3.84
lorth American Urban (Philadelphia)	-70	3.68
lorth American Urban (Newark)	-64	4.31
apanese Urban (Tokyo)	-84	3.05

able 2.6. Parameters for Lee's area-to-area model in various propagation environments, from 190].

$$\begin{aligned}
\alpha_1 &= \left(\frac{\text{new BS antenna height (m)}}{30.48\ \text{m}}\right)^2 \\
\alpha_2 &= \left(\frac{\text{new MS antenna height (m)}}{3\ \text{m}}\right)^{\kappa} \\
\alpha_3 &= \left(\frac{\text{new transmitter power}}{10\ \text{watts}}\right)^2 \\
\alpha_4 &= \frac{\text{new BS antenna gain with respect to } \lambda_c/2 \text{ dipole}}{4} \\
\alpha_5 &= \text{different antenna-gain correction factor at the MS} \qquad (2.234)
\end{aligned}$$

Bu parapemtrelerden, düzeltme faktörü α_0

$$\alpha_0 = \alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot \alpha_3 \cdot \alpha_4 \cdot \alpha_5 \ . \qquad (2.235)$$

dir.

Tablo 2.6 da listelenen bu β ve $\mu_{\Omega_p}(d_o)$ parametreleri deneysel ölçümler sonucunda elde edilmektedir.

Deneysel veriler göstermektedir ki (2.223) te yer alan n değeri cografik alana ve taşıyıcı frekansa bağlı olan kesin değerlere dayanarak 2 ve 3 arasında değişmektedir. Açık bir alandaki veye şehir dışı bölgedeki $\boldsymbol{fc > 450MHz}$ değeri için, $\boldsymbol{n = 2}$ önerilmektedir. Kentleşmiş bir alanda $\boldsymbol{fc < 450MHz}$ değeri için, $\boldsymbol{n = 3}$ önerilmektedir. Formül (2.234) te yer alan k değeri ayrıca deneye dayalı verilerden de belirlenebilmektedir.

$$\kappa = \begin{cases} 2 & \text{for a new MS antenna height} > 10 \text{ m} \\ 3 & \text{for a new MS antenna height} < 3 \text{ m} \end{cases} . \qquad (2.236)$$

Yol kaybını ifade eden $L_{p\,(\mathrm{dB})}$, gönderilen ve alınan alan çekim kuvvetleri arasındaki farktır $L_{p\,(\mathrm{dB})} = \mu_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}}(d_o) - \mu_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}}$. Okumura-Hata modeli ile karşılaştırmak için izotroopic BS anteninin kazancının 0 dB olduğunu kabul etmemiz gerekir ki, böylece $\alpha_4 = -6$ dB. 'na ulaşılsın. Böylelikle, Tablo 2.6 da yer alan $\mu_{\Omega_{p\,(\mathrm{dBm})}}(d_o)$ ve β. parametreler doğrultusunda, 40 dBm (10 watts) nominal BS verici gücünü kullanarak, aşağıdaki tabloda verilen yol kayıpları elde edilebilir.

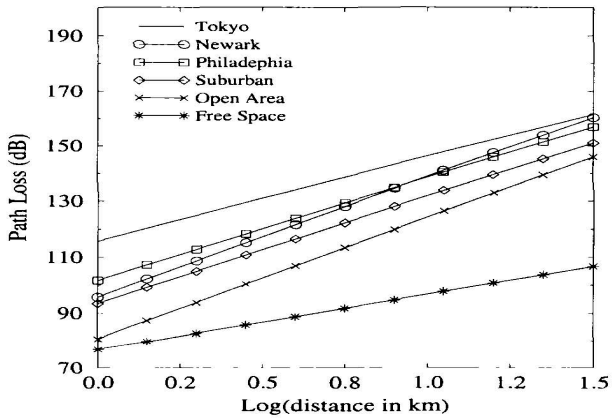


Figure 2.46. Path loss obtained by using Lee's method; $h_b = 70$ m, $h_m = 1.5$ m, $f_c = 900$ Mhz.

$$L_{p\,(\mathrm{dB})} = \begin{cases} 96.92 + 20.0 \log_{10} d + 10n \log_{10}(f/900) - \alpha_0 & \text{Free Space} \\ 86.12 + 43.5 \log_{10} d + 10n \log_{10}(f/900) - \alpha_0 & \text{Open Area} \\ 99.86 + 38.4 \log_{10} d + 10n \log_{10}(f/900) - \alpha_0 & \text{Suburban} \\ 108.49 + 36.8 \log_{10} d + 10n \log_{10}(f/900) - \alpha_0 & \text{Philadelphia} \\ 101.20 + 43.1 \log_{10} d + 10n \log_{10}(f/900) - \alpha_0 & \text{Newark} \\ 123.77 + 30.5 \log_{10} d + 10n \log_{10}(f/900) - \alpha_0 & \text{Tokyo} \end{cases} \qquad (2.237)$$

Lee'nin alan alana modelindeki bu tipik değerler 2.46 nolu grafiğe çizilerek gösterilir. Okumura-Hata modeliyle kullanılan aynı parametreler ise 2.45 nolu grafikte gösterilmektedir.

5.2 MICROCELL DIŞINDAKİ YOL KAYIPLARI

Gelecekteki PCS microcellular sistemlerin çoğu 1800-2000 MHz frekans bandında çalışması beklenmektedir. Bazı çalışmalar tüm diğer parametreler sabit olduğu durumda, 1845 Mhz de denenen yol kayıplarının 955 mhz de denenlerden 10 dB daha büyük olduğunu iddia etmektedir. Şehir microcellular yayılması üzerine yapılan COST231 çalışması; COST231-Hata ve COST231-

Walfish-Ikegami olmak üzere iki modelle sonuçlanmıştır.

5.2.1 COST231-HATA MODELİ

COST231-Hata modeli, Mogensen(226) et.al tarafından Okumara ve Hata'nın modellerini, yol kayıplarının beklenenden az olduğunun bilindiği 1500-2000 Mhz frekans seviyesinde kullanımının genişletilmesini amaçlayan temele dayanır. COST231-Hata modeli $1500 \leq fc < 2000$ MHz taşıyıcı dalga frekansı, $30 \leq hb < 200$ m BS anten yüksekliği, $1 \leq hm < 10$ m MS anten yüksekliği ve $1 \leq d < 20$ km uzaklık, ölçütleri cinsinden ifade edilir. Özellikle buradaki COST231-Hata modelinin yol kaybı

$$L_{p\,(\mathrm{dB})} = A + B\log_{10}(d) + C \qquad (2.238)$$

ile

$$L_{p\,(\mathrm{dB})} = A + B\log_{10}(d) + C \qquad (2.238)$$

where

$$A = 46.3 + 33.9\log_{10}(f_c) - 13.82\log_{10}(h_b) - a(h_m)$$

$$B = 44.9 - 6.55\log_{10}(h_b)$$

$$C = \begin{cases} 0 & \text{medium city and suburban areas} \\ & \text{with moderate tree density} \\ 3 & \text{for metropolitan centers} \end{cases}$$

Hem Okumara ve Hata hem de COST231-Hata modelleri, anten yüksekliği 30 metreden büyük olan BS antenleri için sınırlı olmalarına rağmen, çevrelendikleri binaların daha alçak olmaları şartıyla daha düşük yükseklikteki BS antenleri için de kullanılabilirler. Bunlar şehir kanyınlarında yol kayıplarını öğrenmek amacıyla kullanılmamalıdır. COST231-Hata modeli 1 km uzunluğundaki alt seviyelerde iyidir. COST231-Hata modeli yol kayıplarının büyük oranda yerel topografyaya bağlı olduğu daha düşük seviyelerde kullanılmamalıdır.

5.2.2 COST231-WALFISH-IKEGAMI MODELİ

COST231-Walfish-Ikegamı Modeli Los ve NLos yayılım olmak üzere ikiye ayrılır. Bu model; $800 \leq fc < 2000$ MHz aralığındaki taşıyıcı frekansları ve $0{,}02 \leq d < 5$ km aralığındaki yol mesafeleri için uygun bir modeldir.

LoS Yayılım: Sokak kanyonundaki LoS yayılım için yol kaybı formülü aşaıdaki gibidir.

$$L_{p\,(\mathrm{dB})} = 42.6 + 26\log_{10}(d) + 20\log_{10}(f_c), \quad d \geq 20\ \mathrm{m} \qquad (2.239)$$

burada L_p birinci sabit, Lp 20 m mesafedeki serbest bölge yol kaybına eşit olduğu için seçilir. Model parametreleri mesafe d (km) ve taşıma frekansı fc (MHz) dir.

NLoS Yayılım: 2,47. grafikte tanımlandığı gibi görüş yayılımı çizgisinin olmadığı yol kaybı (NLoS) aşağıda belirtilen parametreler cinsinden ifade edilir.

h_b = BS anten yüksekliği, $4 \leq h_b \leq 50$ (m)

h_m = MS anten yüksekliği, $1 \leq h_m \leq 3$ (m)

h_{Roof} = Mevcut binaların çatı yüksekliği (m)

$\Delta h_b = h_b - h_{\mathrm{Roof}}$ = BS yüksekliği, bina çatıları ile bağıntılıdır (m)

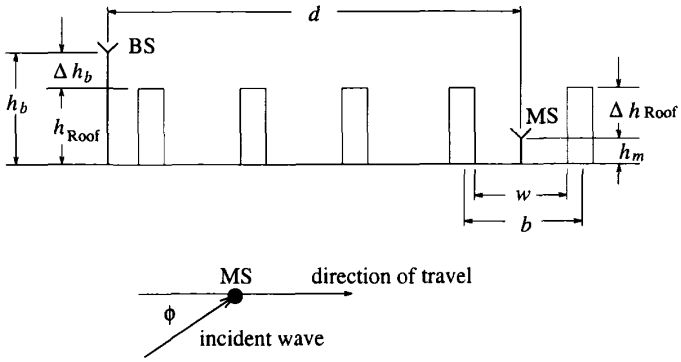


Figure 2.47. Definition of parameters used in the COST231-Walfish-Ikegami model.

$\Delta h_m = h_{\mathrm{Roof}} - h_m$ = height of MS relative to rooftops (m)

w = width of streets (m)

b = building separation (m)

ϕ = road orientation with respect to the direct radio path, degrees

Bina ve yol yapımında herhangi bir veri bulunmuyor ise; $b = 20 \ldots 50$ (m), $w = b/2$, $\phi = 90°$, ve $h_{\mathrm{Roof}} = 3 \times$ mevcut kat sayısı + çatı yüksekliği (m) (burada $^{\mathrm{roof}} = 3$ (m) lik eğim açısı vardır ve düzlük içinde d 0 (m) dir), hata değerlerinin kullanılması önerilir.

NLoS yol kaybı üç bölümden oluşur. Şöyleki,

$$L_p\,(\mathrm{dB}) = \begin{cases} L_o + L_{\mathrm{rts}} + L_{\mathrm{msd}} & \text{for } L_{\mathrm{rts}} + L_{\mathrm{msd}} \geq 0 \\ L_o & \text{for } L_{\mathrm{rts}} + L_{\mathrm{msd}} < 0 \end{cases} \qquad (2.240)$$

ile

L_o = serbest bölge kaybı $= 32.4 + 20\log_{10}(d) + 20\log_{10}(f_c)$

L_{rts} = çatıdan caddeye sapma ve dağılıma kayıpları

L_{msd} = çoklu görüntü kırılma kaybı

Çatıdan caddeye sapma ve dağılıma kaybı aşağıda formüle edildiği gibidir:

$$L_{\mathrm{rts}} = -16.9 - 10\log_{10}(w) + 10\log_{10}(f_c) + 20\log_{10}\Delta h_m + L_{\mathrm{ori}} \qquad (2.241)$$

ile

$$L_{\mathrm{ori}} = \begin{cases} -10 + 0.354(\phi)\,, & 0 \leq \phi \leq 35^{\circ} \\ 2.5 + 0.075(\phi - 35^{\circ})\,, & 35^{\circ} \leq \phi \leq 55^{\circ} \\ 4.0 - 0.114(\phi - 55^{\circ})\,, & 55^{\circ} \leq \phi \leq 90^{\circ} \end{cases} . \qquad (2.242)$$

yönlendirilmeli / konumlandırılmalı bir kayıptır.

Çoklu görüntü sapma kaybı,

$$L_{\mathrm{msd}} = L_{\mathrm{bsh}} + k_a + k_d\log_{10}(d) + k_f\log_{10}(f_c) - 9\log_{10}(b) \qquad (2.243)$$

ile

$$L_{\mathrm{bsh}} = \begin{cases} -18\log_{10}(1 + \Delta h_b) & h_b > h_{\mathrm{Roof}} \\ 0 & h_b \leq h_{\mathrm{Roof}} \end{cases} \qquad (2.244)$$

burada BS antenlerinin çatıların üzerinde olduğu durumlardaki gölgelendirme kazancı (eksi kayıp) ifade edilir. Parametrelerden k_a ve k_d yol uzunluğuna bağlı, d, Δh_b· çatı yüksekliğine bağlı olarak baz istasyonun yükseltilmesi değerini ifade eder. *ka*, yerleştirilen BS antenlerinin bitişik binanın çatı yüksekliğinden daha az olduğu zamanki yol kaybındaki yükselmesini ifade eder.

$$k_a = \begin{cases} 54\,, & h_b > h_{\text{Roof}} \\ 54 - 0.8\Delta h_b\,, & d \geq 0.5 \text{ km and } h_b \leq h_{\text{Roof}} \\ 54 - 0.8\Delta h_b d/0.5\,, & d < 0.5 \text{ km and } h_b \leq h_{\text{Roof}} \end{cases} \quad (2.245)$$

k_d ve k_f, mesafe ve frekanstaki çoklu görüntü sapmaları kayıplarına bağımlılığın koşullarını aşağıda verildiği gibi sırasıyla kontrol eder.

$$k_d = \begin{cases} 18\,, & h_b > h_{\text{Roof}} \\ 18 - 15\Delta h_b/h_{\text{Roof}}\,, & h_b \leq h_{\text{Roof}} \end{cases} \quad (2.246)$$

$$k_f = -4 + \begin{cases} 0.7(f_c/925 - 1)\,, & \text{medium city and suburban} \\ 1.5(f_c/925 - 1)\,, & \text{metropolitan area} \end{cases} \quad (2.247)$$

COST231-Walfısh-Ikegamı Modeli en iyi, $h_b \approx h_{\text{Roof}}$. durumunda çalışır. $h_b \ll h_{\text{Roof}}$ için büyük çapta öngörü hataları beklenebilir. (2.245) teki değerler sokak kanyonlarındaki dalga rehberliğini ve sokak köşelerindeki sapmaları içermediği için, COST231-Walfısh-Ikegamı Modeli, hb<roof durumu için zayıftır.

5.2.3 SOKAK MICRO HÜCRELERİ

500 m den daha az seviyeler ve 20 m' den daha az yükseklikteki antenler için bazı deneysel ölçümler, cadde boyunca LoS yayımı için elde edilen sinyal güçlerinin iki modelde tanımlanabileceğini göstermiştir (161, 149, 175, 360, 268, 345).

$$\mu_{\Omega_p} = \frac{k\Omega_t}{d^a(1 + d/g)^b} \quad (2.248)$$

.Ω_t iletilmiş güç, k sabit ve d (m) mesafeyi ifade eder. BS ye benzer olarak $a = 2$ olduğu için serbest

bölge yayımı daha iyi olacaktır. ***g*** kesme noktası ve 150 den 300 m ye [161, 149, 175, 360] seviye sınırı olarak adlandırılır. Daha geniş mesafelerde, ters dörtten sekize güç yasası 2 den 6 ya *b* seviyesi için denenmektedir. Bu byük bir olasılıkla, daha geniş alanlarda artan gölgelemeden kaynaklanmaktadır [161]. Harley tarafından belirlenen model parametreler, Tablo 2.7 de listelenmiştir. Xia [366], iki anten arasındaki Fresnel bölgesinde oluşan kesme noktasının varlığını kanıtlamaktadır.

Base Antenna Height (m)	*a*	*b*	*Break point g* (m)
5	2.30	-0.28	148.6
9	1.48	0.54	151.8
15	0.40	2.10	143.9
19	-0.96	4.72	158.3

Table 2.7. Two-slope path loss parameters obtained by Harley, from [161].

Tablo 2.7 Harley tarafından elde eilen 2 eğimli yol kayıp parametreleri [161].

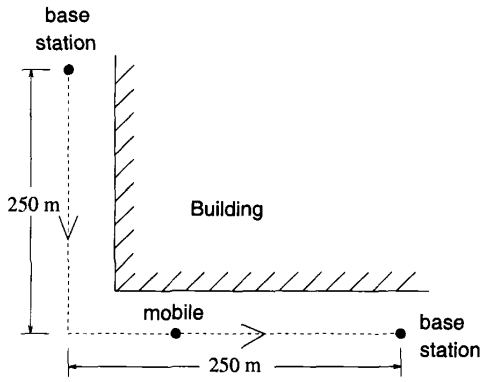


Figure 2.48. The corner effect in a street microcell environment.

Şekil 2.48. sokak mikrohücrelerindeki köşe etkisi

düz bir yüzeyin temas ettiği nokta olduğu varsayımıyal, bu uzunluk;

$$g = \frac{1}{\lambda_c}\sqrt{(\Sigma^2 - \Delta^2)^2 - 2(\Sigma^2 + \Delta^2)\left(\frac{\lambda_c}{2}\right)^2 + \left(\frac{\lambda_c}{2}\right)^4} \qquad (2.249)$$

Burada $\Sigma = h_b + h_m$ and $\Delta = h_b - h_m$. Yüksek frekanslarda bu uzunluk $g = 4h_b h_m/\lambda_c$. olarak kabul edilebilir. Kırılma noktasının frekansa bağlı olduğuna dikkat edilmelidir ve bu kırılma noktası 900MHz in iki katına yakın olan 1.9GHZ'tir.

Sokak hücreleri eğer şekil 2.48 deki gibi cadde köşesinde Hareketli kaynak (MS) var ise aynı zamanda NLoS yayılımı da sergileyebilir. Bu durumda, çok-katmanlı binalarda (51, 324, 207, 238, 286) alınan sinyal şiddetinde 10m den küçük anten yüksekliklerine göre 25-30dB lik; tek katmanlı ya da çift katmanlı binaların (286) 45-50m den büyük mesafelerinde de küçük antenler için 25-30dB bir azalma görülebilir. Bu durum **köşe etkisi** diye adlandırılır.

Grimlund ve Gudmundson [149] sokak köşesi kayıp yolu modelini deneye dayalı bir formülle ifade etmeyi önemişlerdir. Onların modeli Hareketli Kaynak (MS) sokak köşesine ulaşıncaya kadar LoS yayılımı yaptığını kabul eder. Köşeyi döndükten sonraki NLoS yayılımı,

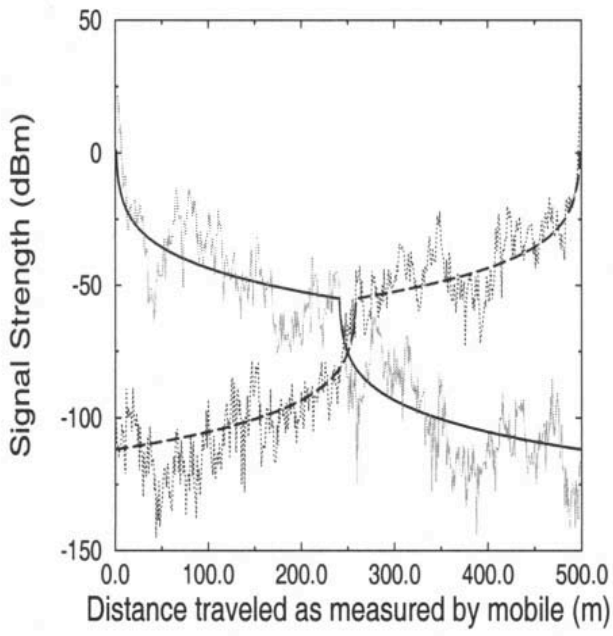


Figure 2.49. Average and instantaneous received signal strength for the street microcell environment in Fig. 2.48. For the instantaneous received signal strength, $\sigma_\Omega = 6$ dB and $\phi_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})\Omega_p\,(\mathrm{dBm})}(d) = 0.1\sigma_\Omega^2$ at $d = 30$ m.

iletim gücü Asıl Kaynak (BS- Basic Source) tan sokak köşesinde alınan güce eşit olan iletim gücüne sahip bir ve zahiri bir iletkende LoS yayılımı yaptığı kabul edilerek modellenir. Buna göre edinilen sinyal şiddeti (dB cinsinden) şu şekilde verilir:

$$\mu_{\Omega_p} = \begin{cases} \dfrac{k\Omega_t}{d^a(1+d/g)^b} & d \le d_c \\ \dfrac{k\Omega_t}{d_c^a(1+d_c/g)^b} \cdot \dfrac{1}{(d-d_c)^a(1+(d-d_c)/g)^b} & d > d_c \end{cases} \qquad (2.250)$$

Burada d_c (m) Asıl Kaynak (BS) ve köşe arasındaki mesafedir. 2.48 de irdelenen senaryoya göre bu modelle edinilen sinyal şiddeti şekil 2.49 da gösterilmiştir. Sert eğimler iki Asıl Kaynak (BS) tan ortalama edinilen sinyal şiddetini Hareketli Kaynak (Move Source) dönüşümü kesikli çizgileri olarak şekil 2.48 de göstermektedir. Bu eğriler, $a = 2, b = 2, g = 150$ m, ve formül 2.250 de verilen $d_c = 250$ m kullanılarak ve ayrıca, d = 1 metrede $\mu_{\Omega_p} = 1$ dBm şeklinde kabul edilerek elde edilebilir. Şekil 2.49da keskin çizgiler ile iç içe geçen noktalı eğriler yol kaybı, log-normal gölgeleme ve çok kanallı sönümlenme etkilerinin bileşkesi olarak elde edilen sinyalin şiddetini göstermektedir. Diğeri ise (4.1) ve (3.2) bölümlerinde tanımlanan simülatorler kullanılarak hesaplanmıştır.

Building	*Frequency* (MHz)	β	σ_Ω (dB)
Retail stores	914	2.2	8.7
Grocery stores	914	1.8	5.2
Office, hard partition	1500	3.0	7.0
Office, soft partition	900	2.4	9.6
Office, soft partition	1900	2.6	14.1

Table 2.8. Path loss exponents and shadow standard deviations for several different types of buildings, from [11].

5.3 İÇ ORTAM MİKRO HÜCRELERİNDE YOL KAYBI

İç ortam mikrohücre sistemleri ev ve iş ortamında kablosuz ses ya da veri iletişimi sağlanmasında oldukça önemli olmaya başlamıştır. İç ortam radyo yayılımının karakterizasyonu, bu sistemlerin efektif yerleştirilmesinde önemlidir. Genelde yol kaybı ve gölgeleme karakteristikleri bir binadan diğerine göre büyük bir oranda değişmektedir. Tipik yol kaybı üsselleri ve gölgeleme Standard sapma / deviasyonları tablo 2.8 de birçok farklı tipteki bina için verilmektedir.

Çok katmanlı binalar için katlardaki Radyo Frekansı zayıflaması aynı binanın farklı katlarındaki frekansın tekrar kullanımında önemlidir. Yapılan ölçümler göstermektedir ki, iletimci ve edinimci aynı katta ise en büyük oranlarda kat kaybı ortaya çıkmaktadır. Tipik olarak tek kattaki kat kaybı 15 ile 20 dB arasında ve 4 kata kadar da her ilave kat için 6 ila 10 dB dir. 5 ya da daha fazla ayrımlı katlarda toplam kat kaybı her ilave kat için yalnızca birkaç dB artacakır. Bu etki komşu binalara sinyal saçılımı ve binaların köşe sönümlemelerine neden olacağı şeklinde düşünülebilir. Ayrıca, binaya nüfuz etme/ penetrasyon kaybı da iç ortam kablosuz sistemleri için önemlidir. Bu penetrasyon kaybı frekansa ve binanın yüksekliğine bağlı olarak değişir. Turkmani *et. al.* [323] göstermiştir ki binaya nüfuz eden pentegrasyon kaybındaki artış, frekansın artmasıyla azalmaktadır. Bu durum özellikle 16.4 11.6 ve 7.6 dB 'lerde 441 MHZ 896,5 ve 1400MHz oranlarda sırasıyla gerçekleşmektedir. Genel olarak, bina pentegrasyon kaybının, sinyallerin bina içine yayılımına göre, yükseklikle birlikte azalmasına neden olmaktadır. Bu azalmanın oluşmasının daha muhtemel nedeni, LoS yolunun arttan yükseklikle tanımlanmış olmasıdır. Bina pentegrasyon kaybı yerden ortalama 9 ya da 15. kat kadar her katta ortalama 2 dB azalmaktadır ve daha sonra tekrar

artmaktadır [346]. Ayrıca pencereler de bina pentegrasyon kaybında önemli bir etkiye sahiptir. Çubuksal (kaplamalı) cam heryerde 3 ila 30db lik bir sönümlenmeye neden olurken, düz (aynalı) cam yaklaşık 6 dB kadar bir sönümlenme sağlar.

EK 2.A: Denklik Türevi (2.205)

Bu ek bir Ricean rastlantısal değişkenin ikinci aşamasının birinci aşaması ile iligli bir açıklamadan yola çıkar. Bir Ricean rastlantısal değişkeni X, yoğunluk fonksiyonu olasılığına

$$p_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{x^2+s^2}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\frac{xs}{\sigma^2}\right) \quad x > 0 \qquad \text{(2-2.A.1)}$$

ve momentlere [270] sahiptir.

$$\mathrm{E}[X^n] = (2\sigma^2)^{\frac{n}{2}} \exp\left\{-\frac{s^2}{2\sigma^2}\right\} \Gamma\left((2+n)/2\right) \; {}_1\mathrm{F}_1\left(\frac{n+2}{2}, 1; \frac{s^2}{2\sigma^2}\right) \qquad \text{(2-2.A.2)}$$

Burada $\Gamma(\cdot)$ ise gama fonksiyonu ve ${}_1\mathrm{F}_1(a,\ b;\ x)$ ise birbirine karışan hipergeometrik fonksiyon (aşırı eş çarpanlı) fonksiyonundadır.

$$\mathrm{E}[X] \equiv \Omega_v = (2\sigma^2)^{\frac{1}{2}} e^{-K} \frac{\sqrt{\pi}}{2} \, {}_1\mathrm{F}_1(3/2, 1; K)\ , \qquad \text{(2-2.A.3)}$$

. $K = s^2/2\sigma^2$ burada Rice faktöründedir. X için ikinci moment ise aşağıda verildiği gibidir,

$$\begin{aligned} \mathrm{E}[X^2] \equiv \Omega_p &= 2\sigma^2 e^{-K} \, {}_1\mathrm{F}_1(2, 1; K) \\ &= 2\sigma^2(K+1)\ . \end{aligned} \qquad \text{(2-2.A.4)}$$

. $2\sigma^2$ ise (2-2.A.3)'den (2-2.A.4)e yerine kullanıldığını gösterir

$$\Omega_p = \frac{4e^{2K}\,(K+1)}{\pi \, {}_1\mathrm{F}_1^2(3/2, 1; K)} \, \Omega_v^2 = C(K)\, \Omega_v^2\ . \qquad \text{(2-2.A.5)}$$

ve $C(0) = 4/\pi, C(\infty) = 1,$ dikkat ediniz

EK 2.B: Denklik Türevi (2.222)

(2.222) den kaynaklanan α_c^2 squared envelope için birleşik dağıtım

$$p_{\alpha_c^2}(x) = \int_0^\infty \left(\frac{m}{w}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left\{-\frac{mx}{w}\right\} \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_\Omega w} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10}w - \mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dB})})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} dw \ . \quad \text{(2-2.B.1)}$$

$\xi = (\ln 10)/10.$ burada, tahmini log-normal dağılımı ortalaması

$$\begin{aligned} \mu_{(\mathrm{dBm})} &= \mathrm{E}[10\log_{10}(\alpha_c^2)] \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty 10\log_{10}(x) \left(\frac{m}{w}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left\{-\frac{mx}{w}\right\} \\ &\quad \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_\Omega w} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10}w - \mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dB})})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} dwdx \\ &= \frac{10m^m}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_\Omega\Gamma(m)} \int_0^\infty \frac{1}{w^{m+1}} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10}w - \mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dB})})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} \\ &\quad \times \int_0^\infty \log_{10}(x)\, x^{m-1} e^{-\frac{mx}{w}} dxdw \ . \end{aligned} \quad \text{(2-2.B.2)}$$

m'nin bir tamsayı olduğu göz önünde tutulursa, iç tümlevsel (integral) meydana gelir [147, 4.352.2]

$$\int_0^\infty \log_{10}(x) x^{m-1} e^{-\frac{mx}{w}} dx = \frac{\Gamma(m) w^m}{m^m \ln 10} [\psi(m) - \ln(m/w)] \ . \quad \text{(2-2.B.3)}$$

O halde, değişken değiştirme kullanılarak $x = 10\log_{10}(w)$ 'i elde ederiz

$$\mu_{(\mathrm{dBm})} = \xi^{-1}[\psi(m) - \ln(m)] + \mu_{\Omega_p\ (\mathrm{dB})} \qquad \text{(2-2.B.4)}$$

$\psi(\cdot)$ burada Euler psi fonksiyonu (dalga fonksiyonu) dur ve

$$\psi(m) = -C + \sum_{k=1}^{m-1} \frac{1}{k} \qquad \text{(2-2.B.5)}$$

ve $C \simeq 0.5772$ Euler'in sabit katsayısıdır. Aynı şekilde, tahmini log-normal dağılımının ikinci momenti

$$\begin{aligned}
&\mathrm{E}[(10\log_{10}(\alpha_c^2))^2] \\
&= \int_0^\infty \int_0^\infty [10\log_{10}(x)]^2 \left(\frac{m}{w}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left\{-\frac{mx}{w}\right\} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_\Omega w} \\
&\quad \times \exp\left\{-\frac{(10\log_{10} w - \mu_{\Omega_{p(\mathrm{dB})}})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} dw dx \\
&= \frac{m^m}{\sqrt{2\pi}\xi\Gamma(m)} \int_0^\infty \frac{1}{w^{m+1}} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10} w - \mu_{\Omega_p\ (\mathrm{dB})})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} \\
&\quad \times \int_0^\infty [10\log_{10}(x)]^2 x^{m-1} e^{-\frac{mx}{w}} dx dw \ . \qquad \text{(2-2.B.6)}
\end{aligned}$$

Tekrar, *m*'nin tamsayı olduğunu göz önünde bulundurarak, iç integral (tümlevsel) [147, 4.358.2]

$$\begin{aligned}
\int_0^\infty [10\log_{10}(x)]^2 x^{m-1} e^{-\frac{mx}{w}} dx &= \frac{(m-1)! w^m}{m^m \ln 10} \qquad \text{(2-2.B.7)} \\
&\quad \times \Big([\psi(m) - \ln(m/w)]^2 + \zeta(2,m)\Big)
\end{aligned}$$

'e yol açan

$$\begin{aligned}
\mathrm{E}[(10\log_{10}(\alpha_c^2))^2] &= \zeta^2 \Big([\psi(m) - \ln(m)]^2 \mu_{\Omega_p\ (\mathrm{dB})}^2 + \zeta(2,m)\Big) \\
&+ 2\zeta[\psi(m) - \ln(m)]\mu_{\Omega_p\ (\mathrm{dB})} + \sigma^2 + \mu_{\Omega_p\ (\mathrm{dB})}^2 \ . \\
&\qquad \text{(2-2.B.8)}
\end{aligned}$$

ile

$$\zeta(2,m) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(m+k)^2} \qquad \text{(2-2.B.9)}$$

Reimann'ın zeta fonksiyonudur. Sonuç olarak, tahmini log-normal dağılım varyansı aşağıda verildiği gibidir.

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \mathrm{E}[(10\log_{10}(\alpha_c^2))^2] - \mathrm{E}^2[10\log_{10}(\alpha_c^2)] \\ &= \xi^{-2}\zeta(2,m) + \sigma_\Omega^2 \ . \end{aligned} \qquad \text{(2-2.B.10)}$$

Bölüm 3

ORTAK KANAL KARIŞMASI

Hücresel (Cellular) radyo sistemleri için radyo bağlantı verimliliği gürültüden daha çok karışım (parazit) (Dalga Boyu) dolayısıyla sınırlanmaktadır. Bu bakımdan, ortak kanal interferans outajı (devre dışı kalmaı) dolayısı ile meydana gelen O_I Outage (hizmet dışı kalma) olasılığı birincil (öncelikli) önem taşır. Bu bölüm ortak kanal interferansı ile ilgili olduğu için termal ısı ve ortak kanal interferans devre dışı kalmaı arasında bir ayrım yapmaya gerek yoktur. Bu bölümün geri kalan kısmında devre dışı kalma olasılığı ile ortak kanal interferans devre dışı kalmaına atıf yapılmaktadır. Devre dışı kalma olasılığı kavramı tarifi radyo alıcıları ve propogasyon çevresi ile yapılan varsayımlara bağımlı kalmaktadır. Daha yüksek hızlarda radyo alıcısı genellikle kodlama ve interleaving tekniklerini kullanarak, hızlı çevre değişkenlerini geçebilmektedir. Bu durumda, transmisyon kalitesi, taşıyıcı/interferans tarafından algılanan ortalama A'nın, bir alıcı eşiği Λ_{th}· yi geçtiği kabul edilebilir olacaktır. Alıcı eşiği Λ_{th}, bir dış çevre (zarf) azalması varlığındaki radyo bağlantısı performansı ile tayin edilir. Λ_{th} tayin edildikten sonra Λ değerindeki güzergah kaybı ve gölgeleme devre dışı kalma olasılığı miktarını tayin edecektir. Daha düşük hızlarda radyo alıcısı dış çevre değişikliklerine, gürültü trafiği ile oluşan geciktirici parametre oluşumları dolayısıyla ulaşamaz. Bu durumda transmisyon kalitesi, anlık algılanan taşıyıcı karışım oranı λ, bir başka alıcı eşiyi Λ_{th}'yi aşması halinde, kabul edilebilir olacaktır. λ, bir defa tayin edildikten sonra, güzergâh kaybı dolayısı ile Λ_{th} de meydana gelen değişiklikler, gölgeleme ve dış zarf (çevre azalımı) devre dışı kalmanın (Outage'nın) olasılığını tayin edecektir.

Ortak kanal dalga boyunun radyo bağlantısı performansına (verimliliğine) etkisi radyo alıcısının ortak kanal interferansını (dalga boyunu) reddetme kabiliyetine bağlıdır. Bazı daha gelişmiş alıcılar daha karmaşık (ileri tekniklerde) signyal oluşturma metodlarını ortak kanal interferansının reddi veya iptali için birleştirirler (birlikte kullanırlar). Sözgelimi, eşitleme ve interferans iptal teknikleri gibi. Bu durumda radyo alıcısı ortak kanal interferansına daha töleranslı (uyumlu) davranır ve alıcı eşiği Λ_{th} ve λ_{th} azalmamış olur. Bu durum, devre dışı kalma (outage) olasılığını azaltacaktır.

Belirli bir mesafe kat etmek, için devre dışı kalma olasılığının hesaplanması – normal olarak frekans tekrar kullanım sistemlerinde yer alan gölgelenen sinyaller, bazı log-normal sinyallerin toplanmasıyla oluşan, interferans kuvvetinin dağılım olasılığını gerektirirler. Her ne kadar log-normal rassal değişkenlerin toplamının olasılık dağılımını tanımlayan tam bir tarif yoksada muhtelif yazarlarca yaklaşık tanımlar yapılmıştır. Hepsinin de yaklaşımı log-normal rassal değişkenlerin bir başka log-normal rassal değişken ile benzer (yaklaşık) toplamını ifade etmektedir. Aproksimasyonun (yaklaşık değer alımının) ilk iki anına uygun olan bir metod Fenton [118] tarafından geliştirilmiştir. Bazan, [295] de olduğu gibi bu metodla Wilkinson kredilendirilmiştir, onun metodu kabul edilmiştir. Biz burada buna Fenton-Wilkinson metodu diyoruz. Schwarz ve Yeh log – iki log-normal rassal değişkeninin ilk iki anını kullanan başka bir log-normal aproximasyon metodu geliştirdiler [295]. Schwartz ve Yeh metodu genel olarak Fendon ve Wilkinson metodundan daha hassas approximasyon imkânı vermektedir. Ancak kullanımı daha zordur. Prasad, Schwardz ve Yeh bildirimindeki [264] bazı hataları düzeltmiştir. Diğer bir log-normal approximasyon Scheler [293] tarafından önerilen kümülantların (toplananların) çakıştırılması metodudur. Bu yaklaşımla farklı log-normal approximasyonlar kompozit dağılımın farklı bantlarına uyarlanmıştır. Fendon-Wilkinson, Schwarz ve Yeh, Parley ve Schleher metodlarının iyi bir mukayesesi Beaulieu, Abu-Dayya ve Mclane [28] tarafından yapılmıştır.

Hücresel sistemlerin hizmet dışı kalma olasılıklarının hesaplanmasında yukarıda verilen log-normal yakın benzerlikler yoğun olarak kullanılmıştır. Örneğin, Fenton'un yaklaşımı Nagata ve Akaiwa [240], Cox (74) Muammar ve Gupta [235], ve Daikoku ve Ohdate [75] tarafından uyarlanmıştır. Benzer olarak Schewarz-veYeg yaklaşımı da Schwart [372], ve Yeh, Prasad ve Arnbad [264], ve Prasad Kegel ve Arnbad [266] tarafından uyarlanmıştır.

Mevcut yazılımlar, sinyallerin sadece azalmadan (kademeli sönmeden) etkilendiği devre dışı kalma olasılığının ele alınışı konusunda, Yao ve Scheikh [369], Muammar [234], ve Prasad ve Kegel [265] çalışmaları da dâhil olmak üzere oldukça geniş, kapsamlı bilgi vermektedir. 3. Bölüm devre dışı kalma olasılığının istenen sinyalin Rice faktörüne hassas olduğunu fakat toplam mudahil kuvvetin sabit kalması halinde, birçok müdahile karşı hassas olmadığını belirtmektedir. Sinyallerin, kompozit log-normal gölgeleme ve etki azalımı (fading) ile devre dışı kalma olasılığının hesaplanması Linartzın [203], Rayleigh etki azalımı durumunu dikkate almasını Ho ve Stüberin [165], Nakagami etki azalımını dikkate almasını ve Austin ve Stiberin [24]. Rician etki azalımını dikkate almasının sağlamıştır. 4. ve 5. Bölüm gölgelemenin devre dışı kalma olasılığı üzerinde etki azalımından (fading) daha belirgin bir etkisi olduğunu göstermektedir. İlave olarak, çıkş olasılığı istenen sinyalin etki azalımından müdahil sinyallerin etki azalımının tesirinden daha fazla etkilendiğini gösterir. Örneğin, Rician etki azalmasında devre dışı kalma olasılığı istenilen sinyalin Rice faktörüne hassastır ancak müdahil sinyallerin Rice faktörüne hassas değildir. Sonuç olarak yukarıda belirtilen referansların tümü seçilemez (düz) etki azalımı (fading) ile karekrerize olan bir kanalın varlığını kabul eder. Eğer kanal frekans seçici etki azalımı sergilerse bu durumda aynı genel yöntembilim kullanılabilir fakat anlık taşıyıcı/interferans oranı λ, iyi bir şekilde tanımlanmalıdır. İyi bir tanım seçilen alıcının tipine bağlıdır. Örneğin, TMDA sistemleri için en fazla sekuans olasılık tahmini (MLSE) alıcıları gibi.

Devre dışı kalma olasılığı ile ilgili birçok yazılım, müdahil ortak kanal sinyallerinin düzensiz ilave edildiği hususnu belirtmektedir. Devre dışı kalma olasılığı, ortak kanal interferanslarında Rayleigh etki azalımının ilavesi ve arzu edilen sinyallerde Rician etki azalımı ile ile, aynı zamanda Prasad ve Kegel [267, 265] tarafından hesaplanmıştır. Birleşik ortak-kanal interferenslarının alıcının antenine aynı taşıyıcı faz ile aktarıldığı kabul edilmektedir. Ancak, Prasad ve Kegel [267] ve Linzar [203] tarafından da değinildiği gibi değişken cevre şartları dolayısı ile mobil radyo sistemlerine ortak kanal müdahillerinin uyumsuz ilavesini dikkate almak gerektir. Ortak kanal müdahillerinin ilavesi genel olarak Çıktı olasılıkları konusunda karamsar öngörülere yol acar.

Bu bölüm'un geri kalan kısmı, çoklu log-normal gölgelendirilmiş interferlerin aproximasyonlarının oluşturulduğu 1.Bölümden başlar. Bazı aproximasyonlar netliği açısından mukayese edilmektedir. İkinci bölüm çıktı olasılığını çoklu log-normal interfererlere dayandırır. Üçüncü bölüm Çıktı olasılığını gölgeli olmayan çoklu Rayleign veya Rician azalan müdahillerine dayandırır. Dördüncü ve beşinci bölüm aynı işlemi çoklu log-normal gölgelendirilmiş Nakagami azalan müdahillerine ve çoklu log-normal gölgelendirilmiş Rician tipi sönümlü müdahillerine dayandırır.

1. ÇOKLU LOG-NORMAL KARIŞTIRICILARI

N_I Log-normal rassal değişkenleri toplamını göz önündü bulundurunuz

$$I = \sum_{k=1}^{N_I} \Omega_k = \sum_{k=1}^{N_I} 10^{\Omega_{k(\mathrm{dBm})}/10} \qquad (3.1)$$

burada Gaussian rassal değişkenleri olan $\Omega_{k\,(\mathrm{dBm})}$ ifadesi, ayrıca, ortak log-normal rassal değişkenleri olan

$\mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dBm})}$ ve $\sigma^2_{\Omega_k}$, varyansları ve $\Omega_k = 10^{\Omega_{k(\mathrm{dBm})}/10}$ eşitliğinin ortak değeri olma anlamını taşır. Maalesef, olasılık yoğunluk işlevi (pdf) ile çoklu $(N_I \geq 2)$ log-normal rassal değişkenlerinin toplamı için bilinen tam bir açıklama türü yoktur. Tüm bunlara rağmen, bağımsız log-normal rassal değişken toplamlarının, uygun bir şekilde seçilmiş parametrelere olan başka bir log-normal rassal değişkeni vasıtasıyla tahmini olarak hesaplanabileceğine dair genel bir kanı vardır. Şöyle ki,

$$I = \sum_{k=1}^{N_I} 10^{\Omega_{k(\mathrm{dBm})}/10} \approx 10^{Z_{(\mathrm{dBm})}/10} = \hat{I} \qquad (3.2)$$

.yukarıdaki formülde ortalama ve varyans olan $Z_{(\mathrm{dBm})}$ Gaussian rassal değişkenidir. Probleme gelince, buradaki problem; $\mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dBm})}$ ve $\sigma^2_{\Omega_k}, k = 1, \ldots, N_I.$ eşitlikleri bakımından $\mu_{Z\,(\mathrm{dBm})}$ and σ^2_Z'yi saptamak, kararlaştırmaktır. Kitapta, bu problemi çözmek için, Fenton [118], Schwartz ve Yen [295], ve Farley [295].'in çalışmaları da dahil olmak üzere, muhtelif yöntemler ileri sürülmüştür. Bu yöntemlerin herbirisi, tanımlanmış oranların üzerinde bir değişen düzeylerde doğruluğu kanıtlamaktadır.
Gölge standart deviasyonu σ_Ω, I toplamı-değeri, ve N_I. parazitleri sayısı

1.1 FENTON-WILKINSON YÖNTEMİ

Fenton-Wilkinson yöntemi vasıtasıyla; ilk iki momentin I toplamı ile $\hat{I}$. yaklaşıklığının ilk iki momenti seçilerek, ortalama $\mu_{Z\,(\mathrm{dBm})}$ değeri ve $Z_{(\mathrm{dBm})}$'nin σ^2_Z varyansı elde edilir. Uygun momentler elde etmek için doğal logaritmaların kullanılması uygundur. Bu durumu aşağıda verildiği gibi yazarız;

$$\Omega_k = 10^{\Omega_k\,(\mathrm{dBm})/10} = e^{\xi\Omega_k\,(\mathrm{dBm})} = e^{\hat{\Omega}_k} \qquad (3.3)$$

$\xi = (\ln 10)/10 = 0.23026$ ve $\hat{\Omega}_k = \xi\Omega_{k\,(\mathrm{dBm})}$. (3.3) nolu formülünde yer alan varyansların eşitlikleridir. $\mu_{\hat{\Omega}_k} = \xi\mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dBm})}$ ve $\sigma^2_{\hat{\Omega}_k} = \xi^2\sigma^2_{\Omega_k}$. eşitliklerine dikkat ediniz. nth momenti ile Ω_k log-normal rassal değişkeni; $\hat{\Omega}_k$ Gaussian rassal değişkeninin moment oluşturma fonksiyonundan elde edilebilir, aşağıda verildiği gibi;

$$\mathrm{E}[\Omega_k^n] = \mathrm{E}[e^{n\hat{\Omega}_k}] = e^{n\mu_{\hat{\Omega}_k} + (1/2)n^2\sigma^2_{\hat{\Omega}_k}} \quad . \qquad (3.4)$$

Log-normal yaklaşımlığı için uygun bir moment bulmak için, (3.4) formülünü kullanabilir ve denklemin her iki tarafındaki ilk iki momenti denkleştirebiliriz.

$$I = \sum_{k=1}^{N_I} e^{\hat{\Omega}_k} \approx e^{\hat{Z}} = \hat{I} \qquad (3.5)$$

burada $\hat{Z} = \xi Z_{(\mathrm{dBm})}$. dir. Örneğin; $\mu_{\hat{\Omega}_k}, k = 1, \ldots, N_I$ eşitliğinin ortalama değerinin $\hat{\Omega}_k, k = 1, \ldots, N_I$ olduğunu ve $\sigma^2_{\hat{\Omega}}$.'nin de özdeş (benzer) varyanslar olduğunu farz edelim. Özdeş varyanslar çoğu zaman fazolunandır. Çünkü log-normal gölgelenme standart sapması, radio yol uzunluğundan [188, 190] büyük bir ölçüde bağımsızdır. Formül (3.5)'in her iki tarafındaki araçların eşitlenmesi

$$\mu_I = \mathrm{E}[I] = \sum_{k=1}^{N_I} \mathrm{E}[e^{\hat{\Omega}_k}] = \mathrm{E}[e^{\hat{Z}}] = \mathrm{E}[\hat{I}] = \mu_{\hat{I}} \qquad (3.6)$$

Aşağda olduğu gibi sonuçlanır.

$$\left(\sum_{k=1}^{N_I} e^{\mu_{\hat{\Omega}_k}} \right) e^{(1/2)\sigma^2_{\hat{\Omega}}} = e^{\mu_{\hat{Z}} + (1/2)\sigma^2_{\hat{Z}}} \ . \qquad (3.7)$$

Aynı şekilde, $\hat{\Omega}_k, k = 1, \ldots N_I$ denkliğinin bağımsız olduğu yarsayımıyla, (3.5) formülünün her iki tarafındaki varyansları eşitleyebiliriz.

$$\sigma^2_I = \mathrm{E}[I^2] - \mu^2_I = \mathrm{E}[\hat{I}^2] = \sigma^2_{\hat{I}} \qquad (3.8)$$

Aşağıda verildiği şekliyle sonuçlanır.

$$\left(\sum_{k=1}^{N_I} e^{2\mu_{\hat{\Omega}_k}} \right) e^{\sigma^2_{\hat{\Omega}}} (e^{\sigma^2_{\hat{\Omega}}} - 1) = e^{2\mu_{\hat{Z}}} e^{\sigma^2_{\hat{Z}}} (e^{\sigma^2_{\hat{Z}}} - 1) \ . \qquad (3.9)$$

Formül (3.9)'daki eşitliğin taraflarının her birinin ayrı ayrı olarak alınması ile formül (3.7)'nin her iki tarafının karesinin alınması ve ortaya çıkan eşitliğin her bir tarafının bölünmesi yoluyla $\sigma^2_{\hat{Z}}$'yi $\mu_{\hat{\Omega}_k}, k = 1, \ldots, N_I$ ve $\sigma^2_{\hat{\Omega}}$ bilinen değerler bakımın da çözebiliriz. Daha sonra, formül (3.7) den $\mu_{\hat{Z}}$'yi elde edebiliriz. Bu işlem yöntemi, aşağıdaki çözümü vermektedir.

$$\mu_{\hat{Z}} = \frac{\sigma^2_{\hat{\Omega}} - \sigma^2_{\hat{Z}}}{2} + \ln \left(\sum_{k=1}^{N_I} e^{\mu_{\hat{\Omega}_k}} \right) \qquad (3.10)$$

$$\sigma^2_{\hat{Z}} = \ln \left((e^{\sigma^2_{\hat{\Omega}}} - 1) \frac{\sum_{k=1}^{N_I} e^{2\mu_{\hat{\Omega}_k}}}{\left(\sum_{k=1}^{N_I} e^{\mu_{\hat{\Omega}_k}} \right)^2} + 1 \right) \ . \qquad (3.11)$$

Sonuç olarak, $\mu_{Z\,(\mathrm{dBm})} = \xi^{-1} \mu_{\hat{Z}}$ ve $\sigma^2_Z = \xi^{-2} \sigma^2_{\hat{Z}}$ dir.

Bir Gaussian cdf'si ile; bu log-normal yaklaşıklığın doğruluğu, $I_{(\mathrm{dB})} = 10\log_{10} I$'in ilk iki momentinin tam olarak hangi yolla tahmin edildiği ve $I_{(\mathrm{dB})}$'in kümülatif dağılım fonksiyonu (cdf)'nin hangi yolla daha iyi tanımlandığına dayanılarak ölçülebilir. Fenton-Wilkinson yönteminin $\sigma_\Omega > 4$ dB. durumu için işe yaramadığı [295] de anlatılmaktadır. Maalesef, hücresel radio uygulamaları için, log-normal gölgelenme standart dağılımı genellikle 6 dB ile 12 dB arasında değişir. Bununla birlikte, [28] de işaret edildiği gibi, Fenton-Wilkinson yöntemi sadece, $I_{(\mathrm{dB})}$ 'in ilk iki momentinin tahmini için Fenton-Wilkinson yöntem uygulamalarından birisinin değerlendirilmesi halinde işe yaramamaktadır. Ayrıca, hücresel radio sistemlerindeki ortak kanla karışım devre dışı kalma problemleri ile ilgili olarak, bizler genellikle hem tamamlayıcı dağılım fonksiyon (cdfc) $F_I^c(x) = \mathrm{P}(I \geq x)$'nin hem cdf $F_I(x) = 1 - F_I^c(x) = \mathrm{P}(I < x)$.'in son bölümleri ile ilgileniriz. Bu durumda, yaklaşıklığın doğruluğu ile ilgileniriz

$$F_I(x) \approx \mathrm{P}(e^{\hat{Z}} \geq x) = Q\left(\frac{\ln x - \mu_{\hat{Z}}}{\sigma_{\hat{Z}}}\right) \qquad (3.12)$$

x'in alabildiği büyük ve küçük değerleri için. Fenton-Wilkinson yönteminin cdf ve cdfc fonksiyonlarının son bölümlerinin isabetli tahmin edilebilirliliği daha sonra anlatılacaktır.

1.2 SCHWARTZ- ve YEH- YÖNTEMİ

Schwartz-and-Yeh yöntemi [295], iki log-normal rassal değişkeninin toplamı ile ilk iki momentinin toplamının tam olarak ifade edilmesinde kullanılır. Gömme ve yineleme teknikleri, N_I log-normal rassal değişkenlerinin toplamının ilk iki momentinin gerçek değerlerini bulmak için kullanılır. Örneğin, $I = \Omega_1 + \Omega_2 + \Omega_3$. denk olduğunu farz edelim. ln $(\Omega_1 + \Omega_2)$ 'in ilk iki momenti eksiksiz heap edildi. Böylelikle, $Z_2 = \ln(\Omega_1 + \Omega_2)$ 'yi yeni bir Gaussian rassal değişkeni olarak tanımlarız, $I = e^{Z_2} + \Omega_3$, eşitliğini sağlayalım ve tekrar ln I.'in ilk iki momentini eksiksiz hesaplayalım. İşlem süreci tekrarlamalı olduğu için, $N_I = 2$ denkliği söz konusu olduğunda, bizler sadece Schwartz-and-Yeh yönteminin detaylandırılmasına gerek görürüz. Yani;

$$I = e^{\hat{\Omega}_1} + e^{\hat{\Omega}_2} \approx e^{\hat{Z}} = \hat{I} \qquad (3.13)$$

ya da

$$\hat{Z} \approx \ln\left(e^{\hat{\Omega}_1} + e^{\hat{\Omega}_2}\right) \qquad (3.14)$$

Gaussian rassal değişkenleri $\hat{\Omega}_1$ ve $\hat{\Omega}_2$ burada; sırasıyla $\mu_{\hat{\Omega}_1}$ ile $\mu_{\hat{\Omega}_2}$' 'nin ve de $\sigma^2_{\hat{\Omega}_1}$ ve $\sigma^2_{\hat{\Omega}_2}$' varyanslarının ortalama değerleridir.

Gaussian rassal değişkeninin $\hat{\Omega}_d \triangleq \hat{\Omega}_2 - \hat{\Omega}_1$ şeklinde tanımlanması için

$$\mu_{\hat{\Omega}_d} = \mu_{\hat{\Omega}_2} - \mu_{\hat{\Omega}_1} \qquad (3.15)$$

$$\sigma^2_{\hat{\Omega}_d} = \sigma^2_{\hat{\Omega}_1} + \sigma^2_{\hat{\Omega}_2} \ . \qquad (3.16)$$

Formül (3.14) ün her iki tarafının olasılığını alarak ve eşitliğin elde edileceği yaklaşımının doğrulandığını farz ederek,

$$\begin{aligned} \mu_{\hat{Z}} &= \mathrm{E}\left[\ln\left(e^{\hat{\Omega}_2} + e^{\hat{\Omega}_1}\right)\right] \\ &= \mathrm{E}\left[\ln\left(e^{\hat{\Omega}_1}\left(1 + e^{\hat{\Omega}_2 - \hat{\Omega}_1}\right)\right)\right] \\ &= \mathrm{E}\left[\hat{\Omega}_1\right] + \mathrm{E}\left[\ln\left(1 + e^{\hat{\Omega}_d}\right)\right] \ . \end{aligned} \qquad (3.17)$$

(3.17) deki ikinci koşul ise,

$$\mathrm{E}\left[\ln\left(1 + e^{\hat{\Omega}_d}\right)\right] = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\ln\left(1 + e^{x}\right)\right] p_{\hat{\Omega}_d}(x)dx \ . \qquad (3.18)$$

Şuan, kuvvet serisi yayılımını kullanıyoruz

$$\ln(1+x) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k x^k, \qquad c_k = \frac{(-1)^{k+1}}{k} \qquad (3.19)$$

. $|x| < 1$. dür. Kuvvet serisi yakınlaşması ve ortaya çıkan integral serilerini sağlamak için, formül (3.18)'deki entegrasyon aşağıda verilmiş olan aralıklarda kırılır, dağılır. Şöyle ki;

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\ln\left(1 + e^{x}\right)\right] p_{\hat{\Omega}_d}(x)dx &= \int_{-\infty}^{0} \left[\ln\left(1 + e^{x}\right)\right] p_{\hat{\Omega}_d}(x)dx \\ &+ \int_{0}^{\infty} \left[\ln\left(1 + e^{-x}\right) + x\right] p_{\hat{\Omega}_d}(x)dx \end{aligned} \qquad (3.20)$$

Özdeşliği kullanarak ikinci integral elde edilir.

$$\begin{aligned}\ln(1+e^x) &= \ln[(e^{-x}+1)e^x] \\ &= \ln(1+e^{-x}) + \ln(e^x) \\ &= \ln(1+e^{-x}) + x \ . \end{aligned} \tag{3.21}$$

[295] de detaylandırılan çok uzun formül çıkarma sürecinden sonar,

$$\mu_{\hat{Z}} = \mu_{\hat{\Omega}_1} + G_1 \tag{3.22}$$

ile

$$\begin{aligned} G_1 &= \mu_{\hat{\Omega}_d}\Phi\left(\frac{\mu_{\hat{\Omega}_d}}{\sigma_{\hat{\Omega}_d}}\right) + \frac{\sigma_{\hat{\Omega}_d}}{\sqrt{2\pi}}e^{-\mu^2_{\hat{\Omega}_d}/2\sigma^2_{\hat{\Omega}_d}} \\ &\quad + \sum_{k=1}^{\infty} c_k e^{k^2\sigma^2_{\hat{\Omega}_d}/2}\left[e^{k\mu_{\hat{\Omega}_d}}\Phi\left(\frac{-\mu_{\hat{\Omega}_d} - k\sigma^2_{\hat{\Omega}_d}}{\sigma_{\hat{\Omega}_d}}\right) + T_1\right] \end{aligned} \tag{3.23}$$

ile

$$T_1 = e^{-k\mu_{\hat{\Omega}_d}}\Phi\left(\frac{\mu_{\hat{\Omega}_d} - k\sigma^2_{\hat{\Omega}_d}}{\sigma_{\hat{\Omega}_d}}\right) \ . \tag{3.24}$$

Varyans, benzer bir yöntemle hesaplanabilir ki bu benzer yöntemin sonucu [295] de anlatılmaktadır.

$$\sigma^2_{\hat{Z}} = \sigma^2_{\hat{\Omega}_1} - G_1^2 - 2\sigma^2_{\hat{\Omega}_1}G_3 + G_2 \tag{3.25}$$

ile

$$\begin{aligned} G_2 &= \sum_{k=1}^{\infty} b_k T_2 + \left[1 - \Phi\left(-\frac{\mu_{\hat{\Omega}_d}}{\sigma_{\hat{\Omega}_d}}\right)\right](\mu^2_{\hat{\Omega}_d} + \sigma^2_{\hat{\Omega}_d}) \\ &\quad + \frac{\mu_{\hat{\Omega}_d}\sigma_{\hat{\Omega}_d}}{\sqrt{2\pi}}e^{-\mu^2_{\hat{\Omega}_d}/(2\sigma^2_{\hat{\Omega}_d})} \\ &\quad + \sum_{k=1}^{\infty} b_k e^{-(k+1)\mu_{\hat{\Omega}_d} + (k+1)^2\sigma^2_{\hat{\Omega}_d}/2}\Phi\left(\frac{\mu_{\hat{\Omega}_d} - \sigma^2_{\hat{\Omega}_d}(k+1)}{\sigma_{\hat{\Omega}_d}}\right) \\ &\quad - 2\sum_{k=1}^{\infty} c_k e^{-\mu_{\hat{\Omega}_d}k + k^2\sigma^2_{\hat{\Omega}_d}/2}\left[\mu_{\hat{\Omega}_k}\Phi\left(-\frac{\mu_{\hat{\Omega}_k}}{\sigma_{\hat{\Omega}_d}}\right) - \frac{\sigma_{\hat{\Omega}_d}}{\sqrt{2\pi}}e^{-\mu^2_{\hat{\Omega}_k}/(2\sigma^2_{\hat{\Omega}_d})}\right] \end{aligned} \tag{3.26}$$

$$G_3 = \sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k e^{k^2\sigma^2_{\hat{\Omega}_d}/2} T_1 + \sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k T_2 \qquad (3.27)$$

İle

$$T_2 = e^{\mu_{\hat{\Omega}_d}(k+1)+(k+1)^2\sigma^2_{\hat{\Omega}_d}/2}\Phi\left(\frac{-\mu_{\hat{\Omega}_d} - (k+1)\sigma^2_{\hat{\Omega}_d}}{\sigma_{\hat{\Omega}_d}}\right) \qquad (3.28)$$

ve

$$b_k = \frac{2(-1)^{k+1}}{k+1}\sum_{j=1}^{k} j^{-1} \qquad (3.29)$$

$$\mu_{\hat{\Omega}_k} = -\mu_{\hat{\Omega}_d} + k\sigma^2_{\hat{\Omega}_d} \ . \qquad (3.30)$$

Momentlerdeki doğruluğun dört önemli basamağını bulmak, ulaşmak için, sonsuz sayıdaki toplamaların sonunda, [295]de anlatılmış, açıklanmış olan, yaklaşik olarak 40 koşula gerek duyulmaktadır. Tekrarlamanın bir sonraki aşaması önemlidir. Çünkü, $\sigma^2_{\hat{\Omega}_1} = \sigma^2_{\hat{Z}}$ ve $\mu_{\hat{\Omega}_1} = \mu_{\hat{Z}}$; değerlerini denkleştirdimiş bulunuyoruz. Aksi takdirde, birbirine doğru hareket eden yöntemler süreci başarısız olacaktır.

1.3 FARLEY'İN YÖNTEMİ

$\hat{\Omega}_k$ normal rassal değişkenlerinin herbirini $\mu_{\hat{\Omega}}$ ve $\sigma^2_{\hat{\Omega}}$ ortalama varyans değerindeki N_I olarak hesap edin. Farley cdfc toplamını aşağıda verildiği gibi yaklaşık olarak değerlendirmiştir.

$$I = \sum_{k=1}^{N_I} = e^{\hat{\Omega}_k} \qquad (3.31)$$

çünkü

$$\mathrm{P}(I > x) \approx 1 - \left[1 - Q\left(\frac{\ln x - \mu_{\hat{\Omega}}}{\sigma_{\hat{\Omega}}}\right)\right]^{N_I} \ . \qquad (3.32)$$

dir.

[28]'de açıklandığı gibi, aslına bakılırsa, Farley'in yaklaşımı cdfc'deki son derece alt sınırdır. Bu sonucu

elde etmek için aşağıdaki formül verilmiş olsun

$$F_I^c(x) = \mathrm{P}\,(\Omega_1 + \Omega_2 + \cdots + \Omega_{N_I} > x) \qquad (3.33)$$

ve aşağıdaki gibi iki durum tarif edilsin

A = *{en az bir kez* $\Omega_i > x$ *}*
B = A^c, A, durumun tümleyeni. (3.34)

A ve B durumları karşılıklı dışlamalı olaylardır ve are mutually exclusive and örneklem uzayı bölüntüsüdür. Buna bağlı olarak,

$$\begin{aligned} \mathrm{P}(I > x) &= \mathrm{P}(I > x,\ A) + \mathrm{P}(I > x,\ B) \\ &= \mathrm{P}(A) + \mathrm{P}(I > x,\ B)\ . \end{aligned} \qquad (3.35)$$

Formül (3.35)'de yer alan ikinci koşul devam eden dfs için, tıpkı log-normal pdfs de olduğu gibi, pozitiftir. Örneğin, aşağıda verilen durum

$$C = \{x/N_I < \Omega_i < x,\ \forall\, i\} \qquad (3.36)$$

is *B*.durumunun alt kümesidir. Ω_i'nin bağımsız özdeşçe dağılmış olduğu varsayımı koşulu ile *C* durumunun olasılığı aşağıda verildiği gibidir.

$$\mathrm{P}(C) = \left[Q\left(\frac{\ln(x/N_I) - \mu_{\hat{\Omega}}}{\sigma_{\hat{\Omega}}}\right) - Q\left(\frac{\ln x - \mu_{\hat{\Omega}}}{\sigma_{\hat{\Omega}}}\right)\right]^{N_I} > 0\ . \qquad (3.37)$$

Buna bağlı olarak, $\mathrm{P}(I > x) > \mathrm{P}(A)$. dir. Ω_i bağımsız özdeşçe dağılmış olduğu için,

$$\begin{aligned} \mathrm{P}(A) &= 1 - \prod_{i=1}^{N_I} \mathrm{P}(\Omega_i \le x) \\ &= 1 - \left[1 - Q\left(\frac{\ln x - \mu_{\hat{\Omega}}}{\sigma_{\hat{\Omega}}}\right)\right]^{N_I}\ . \end{aligned} \qquad (3.38)$$

Sonuç olarak, cdfc'deki alt sınıra ulaşırız

$$\mathrm{P}(I > x) > 1 - \left[1 - Q\left(\frac{\ln x - \mu_{\hat{\Omega}}}{\sigma_{\hat{\Omega}}}\right)\right]^{N_I} \qquad (3.39)$$

ya da, eşit bir biçimde, cdf'deki üst sınıra ulaşırız

$$\mathrm{P}(I \leq x) > \left[1 - Q\left(\frac{\ln x - \mu_{\hat{\Omega}}}{\sigma_{\hat{\Omega}}}\right)\right]^{N_I} \quad . \qquad (3.40)$$

1.4 SAYISAL KARŞILAŞTIRMALAR

Şekil 3.1, $N_I = 2$ ve $N_I = 6$ cdf denklikleri için, log-normal rassal değişkenleri ile çeşitli log-normal yaklaşımları arasında karşılaştırma yapar. Aynı şekilde, şekil 3.2 ve şekil 3.4 de, cdfc için, çeşitli log-normal yaklaşımlarını kıyaslama imkanı sağlar. Kesin sonuçların bilgisayar simülasyonları (benzeşimleri) ile elde edildiği de gösterilir. cdfc'nin tüm yöntemler için oldukça iyi uyarlandığı ancak, en iyi tahminin parazitlerin sayısına, gölge standart sapmasına, ve dağılım alanına, menziline bağlı olduğu gözlemlenmiştir. Özellikle $N_I = 6$ log-normal varyansları için, uyarlandırılan cdfc, kesinlik içermez.

2. HİZMET DIŞI KALMA OLASILIĞI

Bir mobil istasyonunun (MS), hedeflenen, istenen baz istasyonundan (BS) d_o mesafesinde olduğu d_k, $k = 1, 2, \ldots, N_I$, şekil 1.15 te gösterilen durumu göz önunde tutunuz,

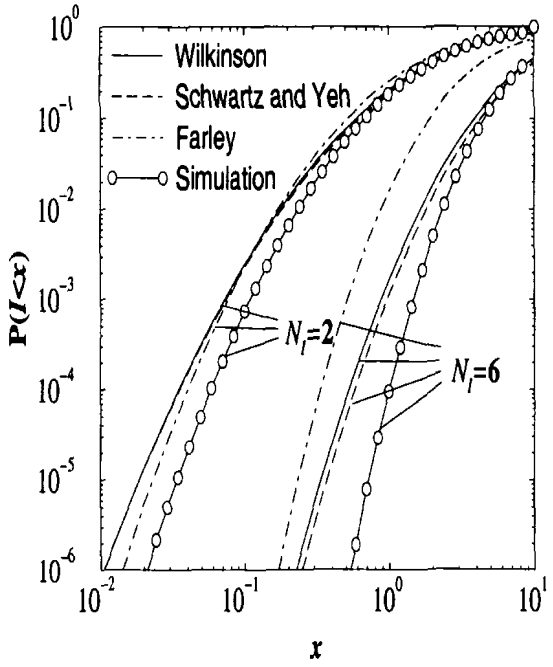


Figure 3.1. Comparison of the cdf for the sum of two and six log-normal random variables with various approximations; $\mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dB})} = 0, \sigma_\Omega = 6$ dB.

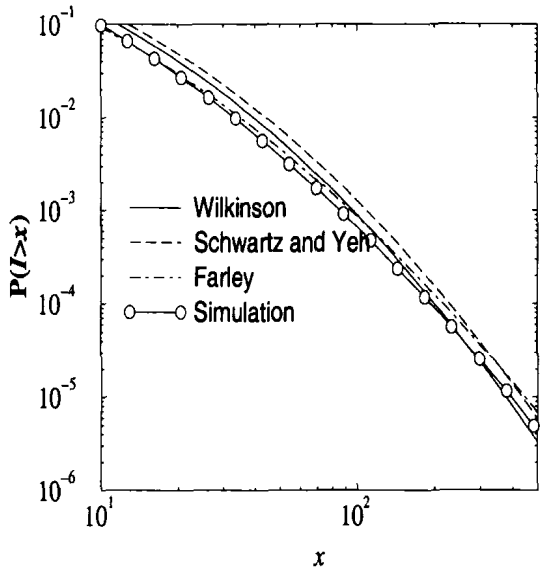


Figure 3.2. Comparison of the cdfc for the sum of two log-normal random variables with various approximations; $\mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dB})} = 0$, $\sigma_\Omega = 6$ dB.

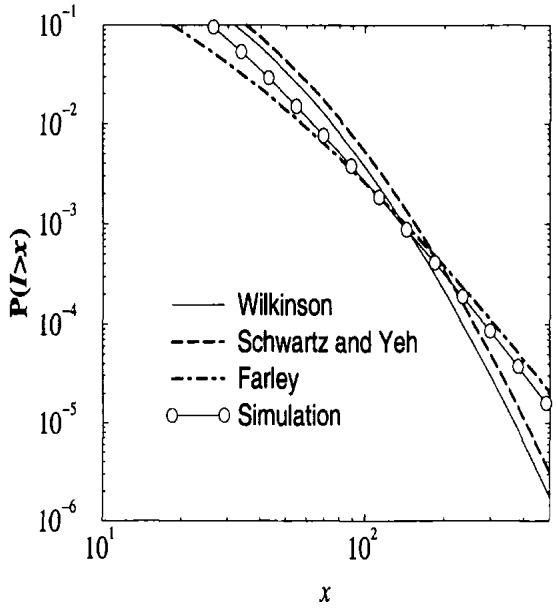


Figure 3.3. Comparison of the cdfc for the sum of six log-normal random variables with various approximations; $\mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dB})} = 0$, $\sigma_\Omega = 6$ dB.

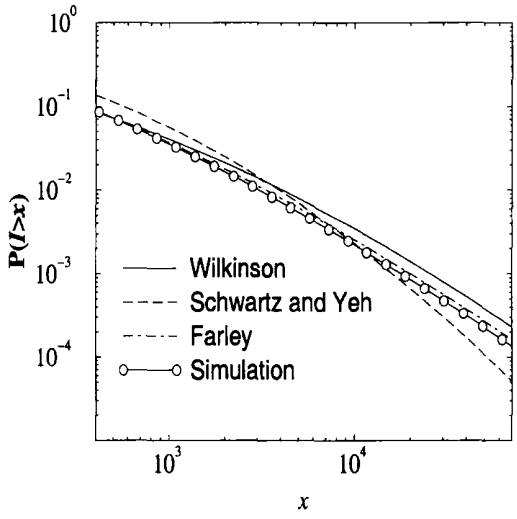


Figure 3.4. Comparison of the cdfc for the sum of six log-normal random variables with various approximations; $\mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dB})} = 0$, $\sigma_\Omega = 12$ dB.

N_I ortak kanal baz istasyonlarının (BSs) ilk dizisinden. Uygunluk için, belirli bir MS (MainStation olabilir bu kısaltma) bölgesinden uzaklıkları gösteren $\boldsymbol{d}$ vektörünü $(d_o, d_1, \ldots, d_{NI})$ tanımlayınız. Taşıyıcı gücünün parazit gücüne oranını gösteren $\boldsymbol{d}$ vektör fonksiyonu

$$\Lambda_{(\mathrm{dB})}(\mathbf{d}) = \Omega_{(\mathrm{dBm})}(d_0) - 10\log_{10}\sum_{k=1}^{N_I} 10^{\Omega_{(\mathrm{dBm})}(d_k)/10} \quad . \qquad (3.41)$$

dir.

Tekli karışım $(N_I = 1)$ durumu için, formül (3.41) in yalnızca sağ tarafının toplamı tek koşulludur. Bu duruma bağlı olarak, $\Lambda_{(\mathrm{dB})}(\mathbf{d})$, $\mu_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}(d_0)} - \mu_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}(d_1)}$ nin ortalama değerli Gaussian dur. Çoklu karıştırıcılar (parazitler) olması durumunda ise, ikinci koşul Gaussian rassal değişkeni olarak görülen, yaklaşık olarak değerlendirilir. Bölüm 1 de tartışılan tekniklerin kullanılmasıyla log-normal yaklaşımı için ilk olarak, ortalama değer anlamına gelen $\mu_{\hat{Z}}$ 'i ve varyans (değişken) $\sigma^2_{\hat{Z}}$ 'I elde ederiz. $Z_{(\mathrm{dBm})} = \hat{Z}/\xi$'in ortalam değeri ve varyansı için, sırasıyla aşağıda verilen formülleri ele alalım,

$$\mu_{Z\,(\mathrm{dBm})} = \xi^{-1}\mu_{\hat{Z}} \qquad (3.42)$$

$$\sigma_Z^2 = \xi^{-2}\sigma_{\hat{Z}}^2 \quad . \qquad (3.43)$$

böylelikle,

$$\Lambda_{(\mathrm{dB})}(\mathbf{d}) = \Omega_{(\mathrm{dBm})}(d_0) - Z_{(\mathrm{dBm})}(d_1, d_2, \ldots, d_{N_I}) \qquad (3.44)$$

Biz burada, tekrar, bir dizi mesafeye gore oluşan ortak kanal karışım bağımlılığını ortaya çıkarıyoruz. $\Lambda_{(\mathrm{dB})}(\mathbf{d})$'in ortalama değer ve varyans değer olduğuna dikkat ediniz.

$$\mu_{\Lambda_{(\mathrm{dB})}(\mathbf{d})} = \mu_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}(d_0)} - \mu_Z\ (\mathrm{dBm}) \qquad (3.45)$$

$$\sigma^2_{\Lambda(\mathbf{d})} = \sigma^2_\Omega + \sigma^2_Z\ . \qquad (3.46)$$

BS için sadece bir tek santral seçeneği olduğu durumların da, özel bir güzergahta olan devre dışı kalma olasılığı aşağıdaki formülde verildiği üzere oluşur.

$$O_I(\mathbf{d}) = Q\left(\frac{\mu_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}(d_0)} - \mu_Z\ (\mathrm{dBm}) - \Lambda_{\mathrm{th}(\mathrm{dB})}}{\sqrt{\sigma^2_\Omega + \sigma^2_Z}}\right)\ . \qquad (3.47)$$

Transferlere oany verildiğinde, durumun tahlili çok daha karmaşıklaşır. Bu durumda, devre dışı kalma olasılığı transfer algoritmasına bağlı olacaktır ve buna göre de devreye sokulur. Bu en basit sorunun ortaya çıktığı durumlarda, BS, en kuvvetli hattın temin edildiği, her zaman kullanıldığı, net olmayan hatlar üzerindeki transferleri dikkate alabiliriz. Bu durumda, yalnızca, BS'nin taşıyıcı gücünün parazit gücüne oranına sahip bir hattı, Λ_{th}· aşıldığından, temin edemediği durumlarında, devre dışı kalma meydana gelir. Bu durumda, özel bir güzergahtaki devre dışı kalma olasılığı için

$$O_I = \prod_{k=0}^{M} Q\left(\frac{\mu_{\Omega_k\ (\mathrm{dBm})}(d_0) - \mu_{Z_k}\ (\mathrm{dBm}) - \Lambda_{\mathrm{th}(\mathrm{dB})}}{\sqrt{\sigma^2_\Omega + (\sigma_{Z_k})^2}}\right)\ . \qquad (3.48$$

burada *M,* transfer aday numarasıdır. Böylelikle, hücre başvurusu dahilindeki bir MS'nin rassal güzergahının üzerindeki devre dışı kalma olasılığının ortalamasının alınması ile devre dışı kalma hesaplanabilir.

3. ÇOKLU RICEAN/RAYLEIGH TİPİ MÜDAHİLLER

Mikro hücresel çevrelerde, alınan sinyal genellikle doğrudan gelen sinyaller "direct line of sight" (LOS), bileşenini veya belki de, dağılmış bir bileşenle beraber aynavari (yansıtıcı) bir bileşeni içerir. Bu durumda, alınan sinyallerin kaplaması (zarfı) Ricean tipi sönümlenmeye maruz kalır. Aynı çevrede, ortak kanal sinyallerinin genellikle Rayleigh tipi sönümlemesine uğradığı kabul edilir, çünkü ortak kanal hücreleri arasındaki "direct light of sigt" büyük bir olasılıkla mevcut değildir ve yayılma yolu uzunluğu daha fazladır. Bu bölümde, sadece sönümlenme durumundaki devre dışı kalma olasılığını. Gölgeleme ve sönümlenmenin ortak etkisi gelecek bölüme kadar ertelenmiştir. İstenilen sinyaldeki ani güç ve N_I müdahil sinyallerini, s_o ve s_k, $k=1, \ldots N_I$ ile gösterelim. $s_i = \alpha_i^2$,denkliğindeki α_i^2 'in kareli zarf olduğuna dikkat ediniz. Belirlenen λ_{th}, alıcı eşiği için devre dışı kalma olasılığı aşağıda formüle edildiği gibidir.

$$O_I = \mathrm{P}\left(\lambda < \lambda_{\mathrm{th}}\right) \equiv \mathrm{P}\left(s_0 < \lambda_{\mathrm{th}} \sum_{k=1}^{N_I} s_k\right) \qquad (3.49)$$

$\lambda = s_0/\sum_{k=1}^{N_I} s_k$ dir. Her bir parazitin formül (2.39) de yer alan ani gücü s_k, (Rayleigh tipi sönümleme) üssel dağılımlı iken; formül (2.44) de gösterilen, alınan ani sinyal gücü, s_0, merkezi olmayan - ki kare (chi-square) (Ricean tipi sönümleme) dağılımlıdır.

Tekli müdahil durumu için, devre dışı kalma olasılığı daha basit kapalı formda [369] azalır.

$$O_I = \frac{\lambda_{\text{th}}}{\lambda_{\text{th}} + A_1} \exp\left\{-\frac{KA_1}{\lambda_{\text{th}} + A_1}\right\} \qquad (3.50)$$

K burada stenilen $A_1 = \Omega_0/(K+1)\Omega_1$, ve $A_1 = \Omega_0/(K+1)\Omega_1$, sinyali Rice faktörüdür. Şayet istenilen sinyal Rayleigh tipi sönümleme ise, bu durumda devre dışı kalma olasılığı, formül (3.50) de yer alan $K = 0$ denkliği ile elde edilebilir. Çoklu müdahiller durumu için, her biri ortalam değerde Ω_k, güçlü, devre dışı kalma olasılığı kapalı şekil oluşturur [369]

$$O_I = 1 - \sum_{k=1}^{N_I} \left[1 - \frac{\lambda_{\text{th}}}{\lambda_{\text{th}} + A_k} \exp\left\{-\frac{KA_k}{\lambda_{\text{th}} + A_k}\right\}\right] \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^{N_I} \frac{A_j}{A_j - A_k} \qquad (3.51)$$

A_k burada, $A_k = \Omega_0/(K+1)\Omega_k$ denkliğine eşittir. Bu formül, yalnızca $\Omega_i \neq \Omega_j$ denkliği meydana geldiğinde, yani farklı müdahiller farklı değerlerdeki güçte olduklarında, geçerlidir. Şayet müdahillerin bazıları aynı değer gücünde ise, bu durumda devre dışı kalma olasılığı için en uygun formül ancak ve ancak doğru yöntemden türetilebilir. Şayet bütün müdahiller aynı değer gücüne sahip ise, o zaman toplam müdahil gücü $s_M = \sum_{k=1}^{N_I} s_k$, Gamma pdf sahip olacaktır.

$$p_{s_M}(x) = \frac{x^{N_I - 1}}{\Omega_1^{N_I}(N_I - 1)!} \exp\left\{-\frac{x}{\Omega_1}\right\} \quad . \qquad (3.52)$$

Devre dışı kalma olasılığı [369] da olduğu gibi de türetilebilir

$$O_I = \frac{\lambda_{\text{th}}}{\lambda_{\text{th}} + A_1} \exp\left\{-\frac{KA_1}{\lambda_{\text{th}} + A_1}\right\} \times \sum_{k=0}^{N_I - 1} \left(\frac{A_1}{(\lambda_{\text{th}} + A_1)}\right)^k \sum_{m=0}^{k} \binom{k}{m} \frac{1}{m!} \left(\frac{K\lambda_{\text{th}}}{\lambda_{\text{th}} + A_1}\right)^m \quad . (3.53)$$

Tekrar, istenilen sinyalin Rayleigh tipi sönümleme olması koşulunda, o zaman çoklu Rayleigh tipi sönümlemeli müdahillerin devre dışı kalma olasılığı, ya formül (3.51) de ya da formül (3.53) de düzenlendiği gibi $K = 0$ denkliği ile elde edilebilir. Taşıyıcı gücünün parazit gücüne oranı fonksiyonu olarak Şekil 3.5 de çizilen devre dışı kalma olasılığı

$$\Lambda = \frac{\Omega_0}{N_I \Omega_1} \qquad (3.54)$$

Çeşitli Rice faktörleri ve tekli müdahil içindir. İstenilen sinyalin Rice faktörü devre dışı kalma olasılığı üzerinde önemli ve belirgin etkiye sahip olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 3.6, K'nın $K = 0$ ve 7'ye olan denkliği için devre dışı kalma olasılığını ve müdahillerin değişken sayılarını grafiğe dönüştürür. Müdahiller sayısının, Rice faktörü kadar çok fazla, devre dışı kalma olasılığı üzerinde etkili olmadığı, toplam karışma gücünün değişmez nicelik olarak kalması temin edildiğinden, gözlemlenmiştir.

4.ÇOKLU LOG-NORMAL NAKAGAMİ MÜDAHİLLERİ

Kitapta, devre dışı kalma olasılığı, gölgelemenin olmadığı durumlarda, tekli Nakagami Müdahilleri [364] ve çoklu Nakagami müdahilleri [5, 370] için değerlendirilmiştir. Burada biz çıktı olasılığını çoklu bir log-normal ile analitik olarak formüle etmekteyiz. Müdahil sinyallerin aynı gölgeleme ve etki azalımına sahip olduğu durumlar ve devre dışı kalma olasılığı için kesin bir matematiksel formüle ulaşmaktayız. Arzu edilen sinyalde anlık gücün ve N_I müdahil sinyalinin s_o ve s_k, $k=1, \ldots N_I$ olduğunu kabul edelim. Tekrar, tarif edilmiş (özel) bir alıcı eşiği λ_{th}, için, $\lambda = s_0 / \sum_{k=1}^{N_I} s_k$, olduğunda, devre dışı kalma olasılığı şöyledir.

$$O_I = \mathrm{P}(\lambda < \lambda_{\text{th}}) \equiv \mathrm{P}\left(s_0 < \lambda_{\text{th}} \sum_{k=1}^{N_I} s_k\right) \qquad (3.55)$$

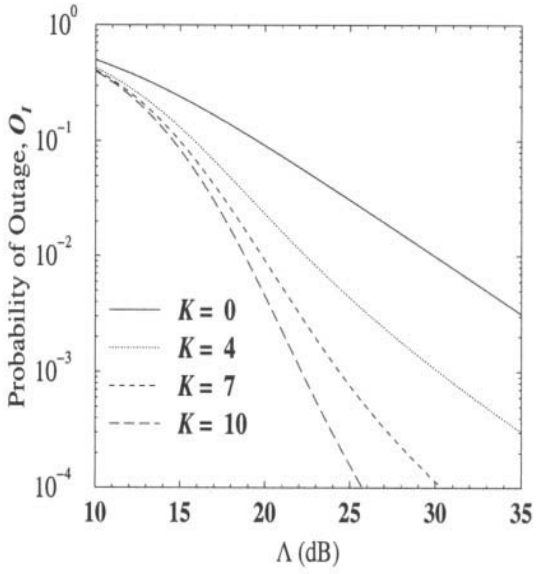


Figure 3.5. Probability of outage with a single interferer. The desired signal is Ricean faded with various Rice factors, while the interfering signal is Rayleigh faded; $\lambda_{\text{th}} = 10.0$ dB.

burada $\lambda = s_0 / \sum_{k=1}^{N_I} s_k$, dir. *k*th sinyali log-normal gölgeleme ve Nakagami tipi sönümleme (etki azalımı) ile

etkilendiği için s_k'nın kompozit (bileşik) pdf si olur.

$$p_{s_k}(x) = \int_0^\infty \left(\frac{m_k}{\Omega_k}\right)^{m_k} \frac{x^{m_k-1}}{\Gamma(m_k)} \exp\left\{-\frac{m_k x}{\Omega_k}\right\} \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_{\Omega_k}\Omega_k} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10}\Omega_k - \mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dB})})^2}{2\sigma^2_{\Omega_k}}\right\} d\Omega_k \quad . \tag{3.56}$$

N_I karışan sinyallerinden, $X = s_0/W$, ve $Y = W$.yi $W = \sum_{k=1}^{N_I} s_k$ denkliğinin toplam gücü olarak ele alalım. Böylelikle, *X ve Y* nin eklendiği *pdf,* $p_{XY}(xy) = yp_{s_0,W}(xy, y)$ denkliğini ifade eder, ve,

$$p_X(x) = \int_0^\infty yp_{s_0}(xy)p_W(y)dy \quad . \tag{3.57}$$

bu durumda devre dışı kalma olasılığı aşağıda verildiği gibi olur:

$$O_I = \mathrm{P}\left(\frac{s_0}{W} < \lambda_{\mathrm{th}}\right) = 1 - \int_{\lambda_{\mathrm{th}}}^\infty dx \int_0^\infty yp_{s_0}(xy)p_W(y)dy \tag{3.58}$$

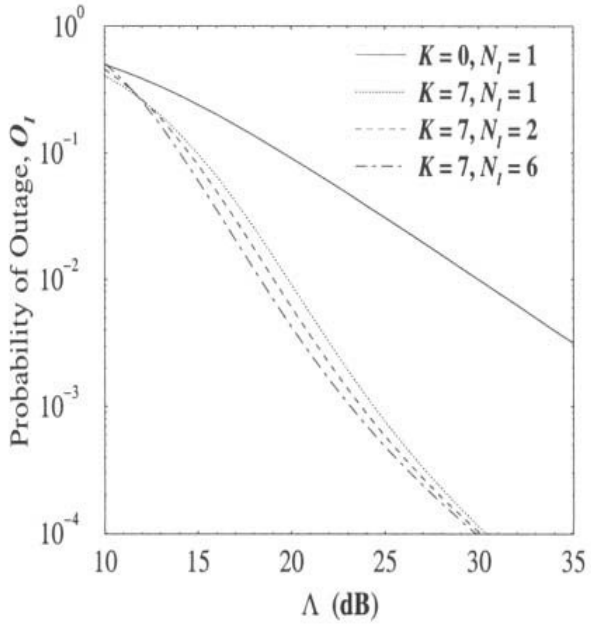


Figure 3.6. Probability of outage with multiple interferers. The desired signal is Ricean faded with various Rice factors, while the interfering signals are Rayleigh faded and of equal power; $\lambda_{\text{th}} = 10.0$ dB.

. s_0 'nun yerine Nakagami pdf si konur ise ve *x*'e göre integre edilirse şartlı olasılığı verir [147].

$$\mathrm{P}\left(\frac{s_0}{W} < \lambda_{\text{th}} \,|\Omega_0\right) = 1 - \sum_{h=0}^{m_0-1} \left(\frac{m_0\lambda_{\text{th}}}{\Omega_0}\right)^h \frac{1}{h!} \times \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{m_0\lambda_{\text{th}}y}{\Omega_0}\right\} y^h p_W(y)dy \quad (3.59)$$

4.1 İSTATİSTİKSEL OLARAK AYNI OLAN MÜDAHİLLER

Burada istatistiksel olarak tamamen aynı olan ortak kanal müdahillerini kabul etmekteyiz. Şöyleki $\sigma_{\Omega_k} = \sigma_\Omega$ ve $m_k = m_I,\ i = 1, \ldots, N_I$. Linnazzı takip edersek [203] (3.59) daki integral Laplas dönüşüm tekniklerini kullanılarak elde edilebilir. pdf *pw(y)*'nin Laplas transformu $\sigma_{\Omega_k} = \sigma_\Omega$ ve $m_k = m_I,\ i = 1, \ldots, N_I$.

$$\mathrm{L}_W(s) = \int_0^\infty e^{-sy} p_W(y)dy \qquad (3.60)$$

dir.

Formül (3.59) da yer alan integral, bu durumda, *s*'in $s = (m_0\lambda_{\text{th}})/\Omega_0$. 'e yükseltilmiş olduğu durumda *Lw(s)* in türevi olan *h*th ye eşittir. Şöyle ki;

$$\int_0^\infty e^{-sy} y^h p_W(y) dy = (-1)^h \mathbf{L}_W^{(h)}(s) \qquad (3.61)$$
$$= (-1)^h \frac{d^h}{ds^h} \left\{ \prod_{k=1}^{N_I} \int_0^\infty e^{-sy_k} p_{s_k}(y_k) dy_k \right\}$$

ki son satır istatistiksel olarak bağımsız müdahillerin kabulune (farz edilmesine) bağlıdır. Formül (3.56) da yer alan kompozit dağılımı, $m_k = m_I$ ile kullanarak:

$$\int_0^\infty e^{-sy_k} p_{s_k}(y_k) dy_k = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^\infty \frac{m_I^{m_I} e^{-x^2}}{(10^{(\mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dB})} + \sqrt{2}\sigma_\Omega x)/10} s + m_I)^{m_I}} dx \ . \qquad (3.62)$$

Arzu edilen sinyalin log-normal gölgeleme dağılımının üzerinde bir ortalamasının alınması bize, aşağıda gösterildiği üzere, nihai sonucu verir.

$$O_I = 1 - \int_0^\infty \left\{ \sum_{h=0}^{m_0-1} \left(-\frac{m_0 \lambda_{\mathrm{th}}}{\Omega_0} \right)^h \frac{1}{h!} \right. \qquad (3.63)$$
$$\times \left. \frac{d^h}{ds^h} \left\{ \prod_{k=1}^{N_I} \int_{-\infty}^\infty \frac{m_I^{m_I} e^{-x^2}\, dx}{\sqrt{\pi}(10^{(\mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dB})} + \sqrt{2}\sigma_\Omega)x/10} s + m_I)^{m_I}} \right\} \Big|_{s=\frac{m_0\lambda_{\mathrm{th}}}{\Omega_0}} \right\}$$
$$\times \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega \Omega_0} \exp\left\{ -\frac{(10\log_{10}\Omega_0 - \mu_{\Omega_0\,(\mathrm{dB})})^2}{2\sigma_\Omega^2} \right\} d\Omega_0 \ .$$

Formül (3.63) deki denklemi Nakagami tipi sönümlemeli kanallarda etkisi azalan oluşumu tam olarak formüle eder. $m_d = m_I = 1$ eşitliği sağlandığında, Linartz tarafından gölgelendirilmiş Rayleigh tipi sönümlemeli kanallar için elde edilen basit formülün etkisi de azaltılmış olur [203]. Eğer her müdahil ile ilgili güzergah kaybı eşit olursa, böylelikle, $\Omega_k = \Omega_I$ denkliği meydana gelir ve formül (3.63) deki ürün N_Ith kuvvetini alacak şekilde azalır. Aşağıda verilen formülü ele alalım

$$F(s) = \int_{-\infty}^\infty \frac{e^{-x^2}}{(10^{(\mu_{\Omega_I\,(\mathrm{dB})} + \sqrt{2}\sigma_\Omega x)/10} s + m_I)^{m_I}} dx \qquad (3.64)$$

ve özdeşlik [147]'yi kullanalım

$$G(s) = \frac{d^h}{ds^h}[F(s)]^{N_I}$$
$$= N_I \binom{h-N_I}{N_I} \sum_{i=1}^{h} (-1)^i \binom{h}{i} \frac{[F(s)]^{N_I-i}}{N_I-i} \frac{d^h}{ds^h}[F(s)]^i \quad .(3.65)$$

G(s)'nin *F(s)* nin türevlerinin bir fonksiyonu olduğunu lütfen görünüz ve

$$\frac{d^w}{dw}F(s) = \frac{d^w}{ds^w}\left\{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-x^2}}{(10^{(\mu_{\Omega_I\,(\mathrm{dB})}+\sqrt{2}\sigma_\Omega x)/10}s+m_I)^{m_I}}dx\right\}$$
$$= (-1)^w \frac{(m_I+w-1)!}{(m_I-1)!} \qquad (3.66)$$
$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(10^{(\mu_{\Omega_I\,(\mathrm{dB})}+\sqrt{2}\sigma_\Omega x)/10})^w e^{-x^2}}{(10^{(\mu_{\Omega_I\,(\mathrm{dB})}+\sqrt{2}\sigma_\Omega x)/10}s+m_I)^{m_I+w}}dx \quad .$$

G(s) yi formül (3.65) den ve formül (3.66) dan elde edebiliriz (3.&3) ün yerine koyabiliriz. Sonra değişkenlerin değişimini kullandığımızda formül (3.63) deki devre dışı kalma olasılığı aşağıda verildiği şekilde olur.

$$O_I = 1 - \sum_{h=0}^{m_0-1} \left(-m_0\lambda_{\mathrm{th}}10^{-\mu_{\Omega_0\,(\mathrm{dB})}/10}\right)^h \frac{m_I^{m_I}N_I}{\sqrt{\pi}^{N_I+1}h!} \qquad (3.67)$$
$$\times \int_{-\infty}^{\infty} 10^{-\sqrt{2}\sigma_\Omega xh/10}e^{-x^2}G\left(m_0\lambda_{\mathrm{th}}10^{-(\mu_{\Omega_0\,(\mathrm{dB})}+\sqrt{2}\sigma_\Omega xh)/10}\right)dx \quad .$$

Formül (3.66) daki ve formül (3.67) deki integraller Hermite–Gauss dörtlü entegrasyonunu kullanarak yeterli, verimli olacak şekilde hesaplanabilir.Hermite-Gauss dörtlü formülünün, formül (3.66) ya uyarlanması aşağıda verilen durumu verir.

$$F^{(w)}(s) = (-1)^w \frac{(m_I+w-1)!}{(m_I-1)!}$$
$$\times \sum_{t=1}^{N_p} H_{x_t} \frac{10^{(\mu_{\Omega_I\,(\mathrm{dB})}+\sqrt{2}\sigma_\Omega x_t)w/10}}{(10^{(\mu_{\Omega_I\,(\mathrm{dB})}+\sqrt{2}\sigma_\Omega x_t)/10}s+m_I)^{m_I+w}} \qquad (3.68)$$

yukarıdaki formülde yer alan H_{x_t} güç ağırlığı faktörüdür ve x_t ise, Hermite çokterimlileri sıfırları olan $H_p(x)$, ve N_p nin Hermite çokterimlileri sırasıdır. Bu sonucu ve Tablo 3.1 de (kolaylık olması için listelendi) yer alan değerleri kullanarak aşağıda verilen duruma ulaşırız.

$$O_I = 1 - \sum_{h=0}^{m_0-1} \left(-m_0 \lambda_{\text{th}} 10^{\mu_{\Omega_0\,(\text{dB})}/10}\right)^h \frac{m_I^{m_I N_I}}{\sqrt{\pi}^{N_I+1} h!} \qquad (3.69)$$

$$\times \sum_{\ell=1}^{N_p} H_{x_\ell} 10^{-\sqrt{2}\sigma_\Omega x_\ell h/10} G\left(m_0 \lambda_{\text{th}} 10^{-(\mu_{\Omega_0\,(\text{dB})} + \sqrt{2}\sigma_\Omega x h)/10}\right) dx \ .$$

Şekil 3.7 de, devre dışı kalma olasılığı, taşıyıcı gücünün parazit gücüne oranı fonksiyonu olarak gösterilmektedir.

$$\Lambda = \frac{\mu_{\Omega_0}}{N_I \mu_{\Omega_I}} \ . \qquad (3.70)$$

$N_I = 6$ denkliği karışan sinyalleri ve sönümleme değişken dereceleri için istenilen ve karışan sinyaller ile ilgili sonuçlar grafiğe dönüştürülmüştür.

Zeros x_i	*Weight Factors* H_{x_i}
±0.27348104613815	$5.079294790166 \times 10^{-1}$
±0.82295144914466	$2.806474585285 \times 10^{-1}$
±1.38025853919888	$8.381004139899 \times 10^{-2}$
±1.95178799091625	$1.288031153551 \times 10^{-2}$
±2.54620215784748	$9.322840086242 \times 10^{-4}$
±3.17699916197996	$2.711860092538 \times 10^{-5}$
±3.86944790486012	$2.320980844865 \times 10^{-7}$
±4.68873893930582	$2.654807474011 \times 10^{-10}$

Table 3.1. Zeros and weight factors of 16 order Hermite polynomials [1].

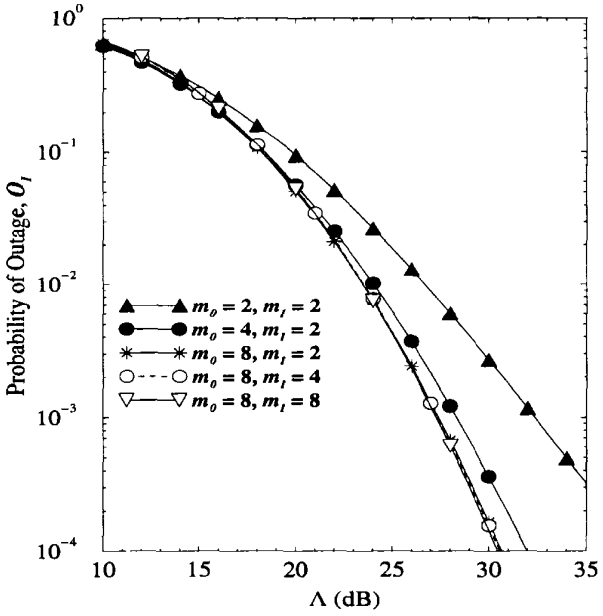


Figure 3.7. Probability of outage when the desired and interfering signals are Nakagami faded. Results are shown for various fading distribution parameters; $\sigma_\Omega = 6$ dB, $\lambda_{th} = 10.0$ dB.

karışan sinyallerden dolayı ***m*** değerlerindeki değişikliklere duyarsızdır. Bu olgu, ortak kanal karışımının, istenilen sinyal sönümlemesinden ziyade karışan sinyaller sönümlemesi tarafından tayin edildiğini göstermektedir. Şekil 3.8, farklı değerlerdeki gölge standart sapması ile ilgili devre dışı kalma olasılığın göstermektedir. Müdahiller sayısının ve gölge standart sapmasının devre dışı kalma olasılığı yönünden en önemli etkiye sahip olduğu sonucuna varabiliriz.

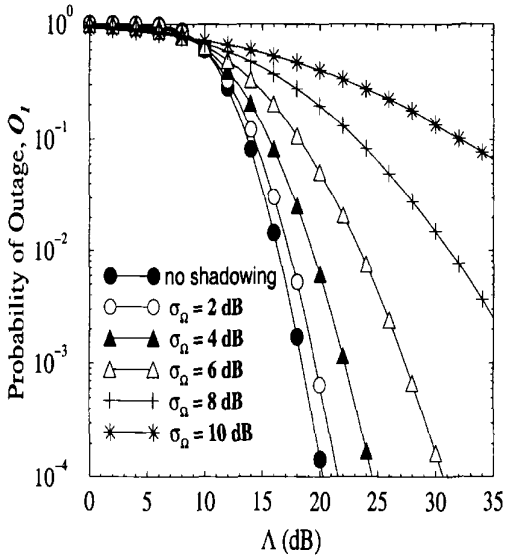


Figure 3.8. Probability of outage when the desired and interfering signals are Nakagami faded. Results are shown for various shadow standard deviations; $m_0 = 8$, $m_I = 2$, $\lambda_{th} = 10.0$ dB.

5. ÇOKLU LOG-NORMAL RICEAN/RAYLEIGH MÜDAHİLLERİ

Bu bölüm, log-normal gölgelemeli Ricean/Rayleigh zayıflamış kanalları ile ilgili, ortak kanal karışımı olasılığını değerlendirmek için kesin bir yöntem sunar. Sonuçlar, Ricean tipi zayıflamış istenilen sinyal ile tekli Rayleigh tipi zayıflamış müdahili veya karşılıklı olarak da uygulanabilir. Sonuçlar, ayrıca, Rayleigh tipi zayıflatılmış istenilen sinyal ile çoklu Ricean veya Rayleigh tipi zayıflatılmış karışan sinyaller içinde uygulanabilir. Bir kez daha, istenilen sinyal ve karışan sinyallerdeki ani gücü sırasıyla s_0 and $s_k, k = 1, \cdots, N_I$, ile ifade edelim. Belirlenmiş bir alıcı eşiği λ_{th}, için, devre dışı kalma olasılığı, tekrar, aşağıda verildiği gibi olur.

$$O_I = \mathrm{P}\left(\lambda < \lambda_{\text{th}}\right) \equiv \mathrm{P}\left(s_0 < \lambda_{\text{th}} \sum_{k=1}^{N_I} s_k\right) \qquad (3.71)$$

burada yer alan $\lambda = s_0 / \sum_{k=1}^{N_I} s_k$. ve her bir s_k için; ya bileşik log-normal üstel dağılımına (Rayleigh tipi sönümleme) sahiptir ya da merkezi olmayan - ki kare (chi-square) (Ricean tipi zayıflatılmış) dağılımına sahiptir. Formül (3.71) de verilen $s_k, k = 0, \ldots, N_I$ in (3.71) denkliği kaydedilebilir. Şöyleki; $(s_0 < \sum_{k=1}^{N_I} \lambda_{\text{th}} s_k) = (\tilde{s}_0 < \sum_{k=1}^{N_I} \delta_k \tilde{s}_k)$, denkliği de yer alan $\tilde{s}_0$ katlanarak dağılır, $\tilde{s}_k, k = 1, \ldots, N_I$ ya katlanarak ya da merkezi olmayan ki kare (chi-square) olarak dağılır. İstenilen sinyal, $\tilde{s}_0 = s_0$ ve $\tilde{s}_k = s_k$ ve $\delta_i = \lambda_{\text{th}}$. denkliklerinde olduğu gibi Rayleigh zayıflatılmış denkliklerdir. Aksinin olması koşulunda, istenilen sinyalin Ricean tipi zayıflatılmış ve tekli Rayleigh tipi müdahil sunduğunda, $\mathrm{P}(s_0 < \lambda_{\text{th}} s_1) = \mathrm{P}(s_1/(s_0/\lambda_{\text{th}}) > 1)$. denkliğini elde ederiz. Bu nedenlerden dolayı, $\tilde{s}_0 = s_1, \tilde{s}_1 = s_0$, ve $\delta_1 = 1/\lambda_{\text{th}}$, denkliklerini kullanarak, $1 - \mathrm{P}(s_1/(s_0/\lambda_{\text{th}}) < 1) = 1 - \mathrm{P}(\tilde{s}_0/\delta_1 \tilde{s}_1 < 1)$. denkliğini devre dışı kalma olasılığı için elde ederiz. Şöyle ki; W'nun $W = \sum_{k=1}^{N_I} \delta_k \tilde{s}_k$. denkliğine eşit olduğu $X = \tilde{s}_0/W$ and $Y = W$, denkliklerini ele alalım. *X ve Y nin pdf'si* $p_{XY}(x, y) = y\, p_{\tilde{s}_0, W}(xy, y)$ olur ve

$$p_X(x) = \int_0^\infty y p_{\tilde{s}_0}(xy) p_W(y) dy \quad . \qquad (3.72)$$

Bu durum üzeri,

$$O_I = \mathrm{P}\left(\frac{\tilde{s}_0^2}{W} < 1\right) = 1 - \int_1^\infty dx \int_0^\infty y p_{\tilde{s}_0}(xy) p_W(y) dy \quad . \qquad (3.73)$$

Üstel pdf'nin yedeği olarak $p_{\tilde{s}_0}(xy)$ yi koyalım ve x 'in koşullu olasılık olarak sunulduğu varsayımıyla x ile birleştirelim.

$$\mathrm{P}\left(\frac{\tilde{s}_0^2}{W} < 1 \,|\Omega_0\right) = 1 - \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{y}{\Omega_0}\right\} p_W(y) dy \qquad (3.74)$$

Burada verilen Ω_0, $\Omega_0 = \mathrm{E}[\tilde{s}_0]$. denkliğini sağlar. Linnazzı takip edersek [203], formül (3.74) deki integral Laplas dönüşüm tekniklerini kullanılarak sadeleştirilebilir. Şöyleki $\tilde{s}_k$, $k = 1, \ldots, N_I$ denklemlerinin tümü bağımsız rassal değişkenlerdir, ve *pw(y)*'nin Hence (3,74) deki $\delta_k \tilde{s}_k$. evrişim yoğunlukları halini alır.

$$\mathrm{P}\left(\frac{\tilde{s}_0^2}{W} < 1 \,|\Omega_0\right) = 1 - \prod_{k=1}^{N_I} F_{\tilde{s}_k}(s)\Big|_{s=\delta_k/\Omega_0} \qquad (3.75)$$

Burada, $F_{\tilde{s}_k}(s)$, pdf $p_{\tilde{s}_k}(x)$, nin Lapsal dönüşümü konumundadır ve aşağıda verilen formüle ulaştırır

$$\begin{aligned} F_{\tilde{s}_k}(s) &= \int_0^\infty e^{-sx} \int_0^\infty \frac{K_k+1}{\Omega_k} \exp\left\{-K_k - \frac{(K_k+1)x}{\Omega_k}\right\} \\ &\quad \times I_0\left(2\sqrt{\frac{K_k(K_k+1)x}{\Omega_k}}\right) p_{\Omega_k}(\Omega_k) d\Omega_k dx \\ &= \int_0^\infty \frac{K_k+1}{K_k+1+\delta_k s\Omega_k} \exp\left\{-\frac{\delta_k s\Omega_k K_k}{K_k+1+\delta_k v\Omega_k}\right\} \qquad (3.76) \\ &\quad \times \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Omega_k}\Omega_k} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10}\Omega_k - \mu_{\Omega_k\,(\mathrm{dB})})^2}{2\sigma_{\Omega_k}^2}\right\} d\Omega_k \end{aligned}$$

Burada, K_k, kth signal nin Rice tipi faktörüdür. İstenilen sinyal için gölge dağılımı ortalamsınının fazlasını alınması nihai sonucu verir.

$$\begin{aligned} O_I &= 1 - \int_0^\infty \left(\prod_{k=1}^{N_I} F_{\tilde{s}_k}(\delta_k/\Omega_k)\right) \qquad (3.77) \\ &\times \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Omega_0}\Omega_0} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10}\Omega_0 - \mu_{\Omega_0\,(\mathrm{dB})})^2}{2\sigma_{\Omega_0}^2}\right\} d\Omega_0 \end{aligned}$$

The integrals in (3.76) and (3.77) can be efficiently computed using Hermite-Gauss quadrature integration, as explained earlier. Corresponding expressions for Rayleigh fading can be obtained by setting the $K_k = 0$ in (3.76).

5.1 SINGLE INTERFERER

For a Rayleigh faded desired signal and a Ricean faded interferer, (3.77) can be used directly with $N_I = 1$ and $\delta_1 = \lambda_{\mathrm{th}}$. If we assume the simple path loss model in (1.6), and define the normalized reuse distance as d_1/d_0, where d_0 and are the radio path lengths of the desired and interfering signals, respectively, then the average carrier-to-interference ratio is

$$\Lambda = \mu_{\Omega_0\,(\mathrm{dB})} - \mu_{\Omega_1\,(\mathrm{dB})} = 10\beta \log_{10}(d_1/d_0) \ \ \mathrm{dB} \ . \qquad (3.78)$$

Devre dışı kalma olasılığı normallenmiş petek büyüklüğü (cep telefonu) ile karşılaştırılarak Şekil 3.9 da grafikleştirilmiştir. Bu durum Rice tipik faktörü mühailine duyarsız gösterilir. Aynı şekilde, tekli Ricean tipi zayıflatılmış istenilen sinyal ortaya çıktığında ve istenilen tekli Rayleigh zayıflatılmış müdahilli mevcut olduğunda, devre dışı kalma olasılığı normallenmiş petek büyüklüğü (cep telefonu) ile karşılaştırılarak Şekil 3.10 da grafikleştirilmiştir. Devre dışı kalma olasılığının, istenilen sinyal ile Rice faktörüne olan aşırı, canlı bağımlılığı gözlenmiştir.

5.2 ÇOKLU MÜDAHİLLER

Çoklu Ricean/Rayleigh müdahilleri ile Rayleigh zayıflatılmış istenilen sinyal için, müdahillerin Rice faktörüne duyarsız olduğu devre dışı kalma olasılığında, tekli müdahil durumu olarak, doğrudan aynı (görünmez) sonuçlara yol açan (3.77) formülü kullanılabir.

Çoklu Ricean/Rayleigh müdahilleri ile Rayleigh zayıflatılmış istenilen sinyal için, farklı bir yaklaşıma başvurulması zorunludur. Ricean zayıflatılmış istenilen sinyal durumu ile çoklu Rayleigh müdahilleri için kesin çözüm, Wang ve Lea tarafından [349]. Tüm bunlara rağmen, Ricean zayıflatılmış istenilen sinyal durumu ile çoklu Rayleigh müdahilleri hala açık bir sorundur. Rice dağılımı ile Sectionnaka da tartışıldığı gibi, bir Nakagami dağılımın yakınlaştırılması ve 4. Bölümdeki sonuçların kullanılması bir olasılıktır.

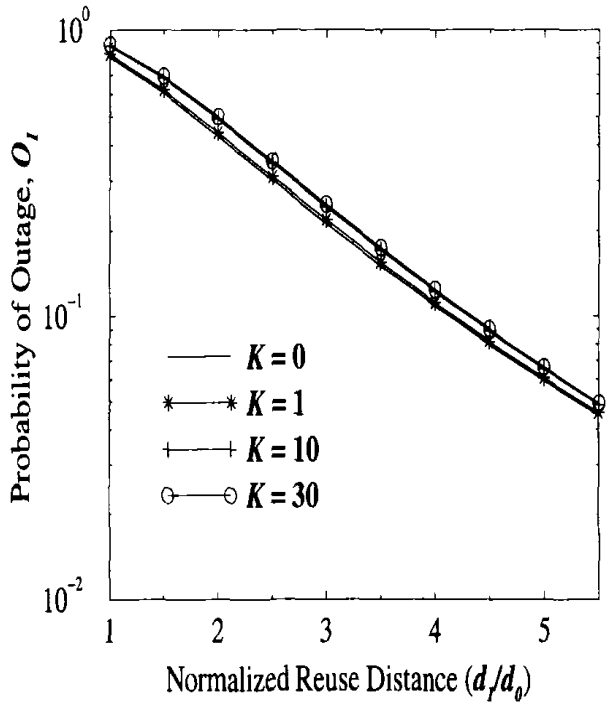


Figure 3.9. Probability of outage against the normalized reuse distance for a Rayleigh faded desired signal and one Ricean faded interferer. The Rice factors of the interfering signal varied; $\lambda_{\mathrm{th}} = 10$ dB, $\sigma_{\Omega_0} = \sigma_{\Omega_1} = 6$ dB, $\beta = 4$.

BÖLÜM 4

AYARLANAN SİNYALLER VE GÜÇ TAYFLARI

Ayarlama, mesaj bilgisinin, radyoya camer gömüldüğü süreçtir. Mesaj bilgisi, genlik, sıklıkta geçirilebilir, veya camerin evresi, veya bunlar, her iki benzer veya dijital formda bir birleşmesidir.. AMPS gibi ilk üretilen çoğu hücresel sistem, analog FM'i kullanır, çünkü bu sistem geliştirildiğinde analog teknolojisi anlaşılmıştı. Yine de, ikinci üretimde dijital ayarlama tekniklerinin kullanımına daha büyük hayali verimlilik liderliği için baskı yapan ihtiyaç, dijital hücresel sistemlerdir.
Yüksek hayali verimliliği başarmak, ayarlama, FDMA için planlar, ve TDMA sistemlerinin, yüksek bir Bana genişliği verimliliği var, saniye başına Bant genişliği Hertzi başına parçaların ünitelerinde ölçtü (bits/Hz'dir). Öyle bu kitapta daha önce tartıştı, birçok kablosuz sistemde bağlantı kalitesi, ortak-kanal karışması ile sınırlanır. Bu yüzden, ayarlama planları, onun, beraberce ortak-kanal karışmasının yüksek düzeylerini hoş görmekten verimli ve yetenekli olan bandwidth olduğu tanınmalıdır. Özellikle daha çok, dijital ayarlama teknikleri, takip eden üç malı tatmin eden FDMA ve TDMA radyo yayını sistemleri için seçilir:

- **Sıkı güç yoğunluk tayfı:**

Bitişik kanal karışmasının etkisini en aza indirmek, bitişik banda yayılan güç, arzulanan bantta onun aşağısında 80 dBe 0 olmalıdır.
Bu yüzden, dar ana bir ayarlama teknikleri, veya Iobes'ten hızla rull-0ff'la yapılır.

- **İyi bit hata oranı performansı:**

Alçak bir bit hata olasılığı, kurutmanın varlığında başarılmalıdır, Doppler, intersymbol karışması, bitişik, ve ortak-kanal karışması, ve termik gürültü.

- **Zarf özallikleri:**

Pil kanalını en aza indirmesi için tipik olarak çalışma-çizgisel olmayan (C'i sınıflandır) güç yükselteçlerinin olduğu portatif ve hareketli uygulamalar

Çizgisel olmayan yükseltme, taşıyıcının genliğinde bilgiyi geçiren ayarlama planlarının ısırılan hata oran performansını alçaltabilir. Aynı zamanda , hayali şekil verme, yukarıya dönüşme ve çizgisel olmayan yükseltmeye genellikle yapılan priOftir. Çizgisel olmayan yükseltme esnasında hayali yan Iobes'in büyümesini engellemek, göreli olarak sabit zarf ayarlama planları, tercih edilir.

Dijital ayarlama tekniklerinin bir çeşidi, kablosuz iletişim sistemlerinde güncel olarak kullanılmaktır. Hücresel hareketli radyo için daha geniş ölçüde alışık dijital ayarlama tekniklerinin ikisi, 4 DQPSK'in ve GMSK'in olduğu küçüktür. Önceki olan, kullanılır, Kuzey Amerikalı'da, 54 ve Japon PDC ve PHS sistemleridir, sonraki olan, Avrupalı GSM, DCS-1800, DECT'de kullanılırken, ve CT2 sistemleri.

Bu kitap, benzere ayrıntıda FM davranmaz ve biz, konuda diğer ders kitaplarına okuyucuyu başvururuz, [164] onların gibi Haykin tarafından, ve Stremler [308]. 1 bölüm bant geçiren modülasyonlu işaretin karakteristiği ile başlıyor. 2 bölüm ISI- free aktarması için şekil veriyor olan Nyquist nabzını tartış. Kısım 3ü. 8 boyunca. Sonra hareketli radyo uygulamaları için uygun olan çeşitli çizgisel ve çizgisel olmayan digİtal ayarlama tekniklerinin ayrıntılı bir davranışını sağla, 4 DQPSK'in, orthogonal ayarlamasının, OFDM'in, CPM'in, GMSK'in, ve diğerlerinin olduğu QAM, PSK, küçüğü kapsamak.
Bant genişliği verimliliğinin, hareketli radyo sistemlerinde büyük öneme sahip olduğundan beri, 9 böl. Dijital ayarlanan sinyallerin hayali karakteristiklerini tartış, özel olaylar ile izlenen genel bir yapısıyla başlar.

1. IJAND-GEÇİREN MODÜLASYONLU İŞARETLERİN GÖSTERİMİ

Bant geçiren modülasyon tasarımları taşıyıcı modülasyonlarını kullanarak bilgiyi iletir. Taşıyıcı modülasyonlu dalga formu aşağıdaki kompleks dalga formu şeklinde ifade edilebilir,

$$s(t) = \mathrm{Re}\left[\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}\right] \tag{4.1}$$

$$\tilde{s}(t) = \tilde{s}_I(t) + j\tilde{s}_Q(t) \tag{4.2}$$

İfade kompleks zarf ve fe, taşıyıcı frekansıdır.
Herhangi bir dijital modülasyon tasarımı için kompleks zarf, aşağıdaki standart formda yazılabilir.

$$\tilde{s}(t) = A\sum_n b(t - nT, \mathbf{x}_n) \tag{4.3}$$

$$\mathbf{x}_n = (x_n, x_{n-1}, \ldots, x_{n-K}) \tag{4.4}$$

Burada A genlik ve {Xn}, sınırlı alfabesinden seçilen karmaşık veri simgeler dizisidir.

Veri sembolü, her T saniyede iletilir, bundan dolayı baud rate, R= l/T ile gösterilir. Fonksiyon b(t,xi), doğru formu kullanılan modülasyon türüne bağlı olan eşdeğer düzenleme fonksiyonudur.

$$b(t, \mathbf{x}_n) = x_n u_T(t) \tag{4.5}$$

$x_n \in \{-1, +1\}$ =

$u_T(t) = u(t) - u(t - T)$ =

anında iletilen veri sembolü

T uzunluklu dikdörtgen darbe birim genlik

Burada U(t) birim adım fonksiyonudur. Bilginin, taşıyıcının frekansı, fazı, genliği formunda iletildiği diğer modülasyon tipleri bu bölümün sonunda tartışılacaktır. Her bir durumda, modülasyonlu sinyal, güç spektral yoğunluğunun bulunmasını kolaylaştırmak amacıyla 4.3 de belirtilen standart formda ifade edilecektir. (4.1) genişletilerek, band geçien dalga formu, ayrıca aşağıdaki dördül formda ifade edilebilir.

$$s(t) = \tilde{s}_I(t)\cos 2\pi f_c t - \tilde{s}_Q(t)\sin 2\pi f_c t \ . \qquad (4.6)$$

(T) waveforms sı, ve sQ (T), (T) s'in olduğu dörtleme bileşenleri olarak bilinendir, çünkü genliğin, evre dörtleme taşıyıcı bileşenleri cos $2\Pi f_c t$ ve sin $2\Pi f_c t$ tir.
Sonunda s (T), zarf-evre formunda ifade edilebilir

$$s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \qquad (4.7)$$

$$a(t) = \sqrt{\tilde{s}_I^2(t) + \tilde{s}_Q^2(t)} \qquad (4.8)$$

$$\phi(t) = \mathrm{Tan}^{-1}\left[\frac{\tilde{s}_Q(t)}{\tilde{s}_I(t)}\right] \ . \qquad (4.9)$$

(4.1), (4.6) üç temsil içeride, ve (4.7), eşittir, ve yer değiştirerek kullanılacak.

1.1 VEKTÖR UZAY İŞARETLERİ

Dijital modülasyon şemaları için, her bir boud intervalda iletilen bant geçiren işaret enerji dalga formu dizisine ait olacaktır.

N-boyutlu karmaşık bir vektör aralığı, { $\varphi_0(t)$, $\varphi_1(t)$,….., $\varphi_{N-1}(t)$ },. karmaşık orthonormal temel fonksiyonların grubu ile tanımlanır.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_i(t)\varphi_j^*(t)dt = \delta_{ij} \qquad \textbf{(4.10)}$$

Burada δ_{ij}=1 ve i=j=0 Her bir dalga şekli $\tilde{s}_i(t)$, temel fonksiyon grubuna bir sinyal vektörü oluşturmak için yansıtılabilir.

$$\tilde{\mathbf{s}}_m = \left(\tilde{s}_{m_0}, \tilde{s}_{m_1}, \ldots, \tilde{s}_{m_{N-1}}\right), \ m = 0, \ldots, M-1 \qquad \textbf{(4.11)}$$

$$\tilde{s}_{m_i} = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{s}_m(t)\varphi_i^*(t)dt \qquad \textbf{(4.12)}$$

Eğer temel fonksiyonlar, düzgünce seçilirse; $\tilde{s}_m(t)$, temel fonksiyonlara göre tam olarak açıklanabilir. Yani;

$$\tilde{s}_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{s}_{m_i}\varphi_i(t), \quad m = 0, \ldots, M-1 \tag{4.13}$$

Düzgün bir temel fonksiyon grubu oluşturmak için izlenecek sistematik prosedür şimdi açıklanmaktadır.

1.2 GRAM-SCHMIDT KURALI

İki dalga şekli olan u(t) ve v(t) arasındaki iç ürünü tanımlamak,

$$(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v^*(t)dt \tag{4.14}$$

Dalga formun normu,

$$\|u\| = \sqrt{(u, u)} \tag{4.15}$$

Kareli normda bakalım;

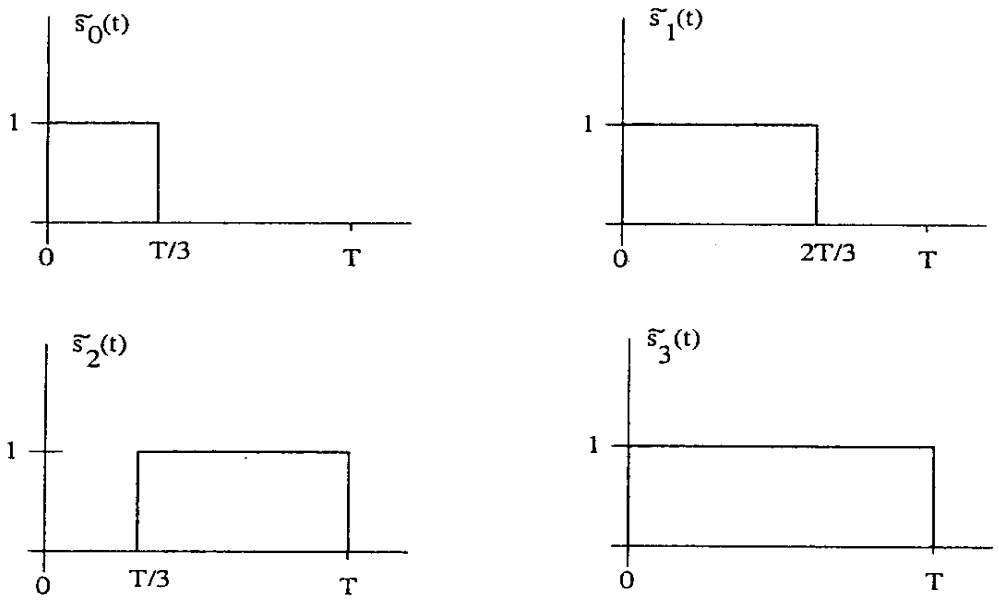
$$\|u\|^2 = (u, u) = \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 dt \tag{4.16}$$

u(t)de bulunan enerjidir.

Sınırlı enerji sinyallerinin $\{\tilde{s}_0(t), \tilde{s}_1(t), \ldots, \tilde{s}_{M-1}(t)\}$, { $\varphi_0(t)$, $\varphi_1(t)$,….., $\varphi_{N-1}(t)$ } bir temel fonksiyonların orthonormal grubu aşağıdaki izlenecek yollara göre oluşturulabilir.

1: $g_0(t) = \tilde{s}_0(t)$ ve tanımlanırsa;

$$\varphi_0(t) = \frac{g_0(t)}{\|g_0\|} \tag{4.17}$$



Şekil-4.1 Örnek 4.1 için { $S_i(t)$ } sinyalleri

2: $g_1(t) = \tilde{s}_1(t) - (\tilde{s}_0, \varphi_0)\varphi_0(t)$ ve

$$\varphi_1(t) = \frac{g_1(t)}{\|g_1\|} \qquad \textbf{(4.18)}$$

3: $g_i(t) = \tilde{s}_i(t) - \sum_{j=0}^{i-1}(\tilde{s}_j, \varphi_j) = \tilde{s}_i(t) - \sum_{j=0}^{i-i} \tilde{s}_{ij}\varphi_j(t)$ ve

$$\varphi_i(t) = \frac{g_i(t)}{\|g_i\|^2} \qquad \textbf{(4.19)}$$

Bütün $S_i(t)$'ler kullanılıncaya kadar 3. Adımı tekrarla. Eğer yukarıdaki adımların biri veya daha çoğu, $g_i(t)$ = O verirse,; hiç düşünmeden bunları atla. N< M karmaşık orthonormal temel fonksiyonların bir grubunun sonunda { $\varphi_0(t)$, $\varphi_1(t)$,….., $\varphi_{N-1}(t)$ } elde edilir. Eğer dalga şeklinin grubu $\{\tilde{s}_0(t), \tilde{s}_1(t), \ldots, \tilde{s}_{M-1}(t)\}$ doğrusal olarak bağımsız ise karmaşık vektörel alanın boyutluluğu N eşittir M olur. Dalga formlarının hiçbiri diğerlerine doğrusal olarak birleşmiş değildir.

Örnek 4.1

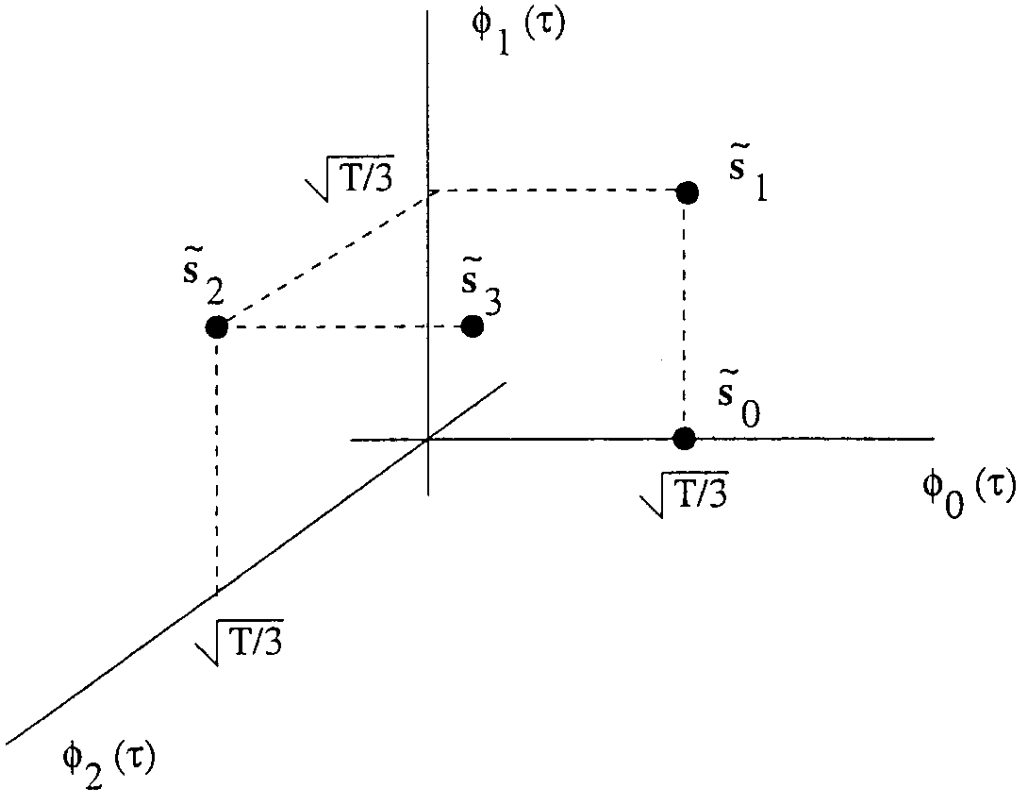
Tablo 4.1 de gösterilen dalga şekleri grubu için orthonormal bir temel oluştur.

1: $g_0(t) = \tilde{s}_0(t)$. ve

$$\varphi_0(t) = \frac{g_0(t)}{\|g_0\|} = \begin{cases} \sqrt{3/T}\ , & 0 \le t \le T/3 \\ 0\ , & \text{else} \end{cases}$$

2: $g_1(t) = \tilde{s}_1(t) - (\tilde{s}_1, \varphi_0)\varphi_0(t)$ burada

$$(\tilde{s}_1, \varphi_0) = \int_0^T \tilde{s}_1(t)\varphi_0^*(t)dt = \int_0^{T/3} \sqrt{3/T}dt = \sqrt{T/3}$$



Şekil 4.3. 3 boyutlu eksende 4 sinyal vektörü

$$\tilde{\mathbf{s}}_3 = (\sqrt{T/3}, \sqrt{T/3}, \sqrt{T/3})$$

Bu dört sinyal vektörleri,tablo 4.3 te gösterildiği gibi 3-d sinyal alanında çizilebilir.

.

1.3 SİNYAL ENERJİSİ VE KORELASYON

2 uzunluklu N vektörleri u ve v arasındaki iç çarpımı tanımlayalım.

$$(\mathbf{u},\mathbf{v}) = \mathbf{u}\cdot\mathbf{v}^* = \sum_{i=0}^{N-1} u_i v_i^* \qquad \textbf{(4.20)}$$

Ve u vektörünün normu

$$\|\mathbf{u}\| = \sqrt{(\mathbf{u},\mathbf{u})} = \sum_{i=0}^{N-1} |u_i|^2 \qquad \textbf{(4.21)}$$

Band-geçiren dalga formunun grubunu düşünelim

$$s_m(t) = \mathrm{Re}\left[\tilde{s}_m(t)e^{j2\pi f_c t}\right],\ \ m = 0,\ldots,M-1 \qquad \textbf{(4.22)}$$

Dalga $S_m(t)$ formundaki enerji

$$E_m = (s_m, s_m) = \int_{-\infty}^{\infty} s_m^2(t)dt \qquad \textbf{(4.23)}$$

Bu benzerlikle birlikte 4.22'deki bağlantıyı kullanarak Re(z)=(z+z*)/2 elde edebiliriz.

$$\begin{aligned} E_m &= \int_{-\infty}^{\infty}\left(\frac{\tilde{s}_m(t)+\tilde{s}^*(t)}{2}\right)^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}|\tilde{s}_m(t)|^2 dt \\ &\quad +\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}|\tilde{s}_m(t)|^2\cos(4\pi f_c t+2\phi(t))dt \\ &\approx \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}|\tilde{s}_m(t)|^2 dt \\ &= \frac{1}{2}(\tilde{s}_m,\tilde{s}_m)\ . \end{aligned} \qquad \textbf{(4.24)}$$

Burada $\phi(t) = \mathrm{Tan}^{-1}[\tilde{s}_Q(t)/\tilde{s}_I(t)]$Çift frekans terimi göz ardı edilebildiğinden karmaşık envelopenin band genişliği taşıyıcılı Frekanstan daha az olduğunda yukarıdaki tahmin doğrudur. Baud oranlı dijital band-geçiren kipli işaretler için R=1/T bu durum $f_cT >>1$ e eşdeğerdir.

Gram –Schmidt kuralını kullanarak ; $S_m(t)$, N(gerçek) temel fonksiyonlar { $\varphi_0(t)$, $\varphi_1(t)$,….., $\varphi_{N-1}(t)$ } grubuna göre açıklanabilir. Burada N'in gerçek vektörel alan boyutudur.

$$s_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_{m_i}\varphi_i(t), \quad m = 0, \ \ldots, \ M-1 \tag{4.25}$$

Karşı sinyal vektörlerini üretmek,

$$\mathbf{s}_m = \left(s_{m_0}, \ s_{m_1}, \ldots, \ s_{m_{N-1}}\right), \ m = 0, \ldots, M-1 \tag{4.26}$$

Sm(t)de enerji izler

$$E_m = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{i=0}^{N-1} s_{m_i}\varphi_i(t) \right)^2 dt = \sum_{i=0}^{N-1} s_{m_i}^2 = \|\mathbf{s}_m\|^2 \tag{4.27}$$

4.10da temel fonksiyonların orthonormal özelliklerini kullandık.$S_m(t)$de bulunan enerjinin karşılığı olan sinyal vektörünün $S_m(t)$ karesel durumuna denk olduğuna dikkat edelim.Buna ek olarak N'in karmaşık vektörel alan boyutunda olduğu { $\varphi_0(t)$, $\varphi_1(t)$,….., $\varphi_{N-1}(t)$ } N karmaşık temel fonksiyon grubuna göre $S_m(t)$ açıklanabilir.Vektörel alanın boyutluluğu ve S_m (t) için temel fonksiyon grubu farklıdır ancak birbirleriyle ilişkilidir.

$S_m(t)$ deki enerji,

$$E_m = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} \left| \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{s}_{m_i}\varphi_i(t) \right|^2 dt = \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{N-1} |\tilde{s}_{m_i}|^2 = \frac{1}{2}\|\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2 \tag{4.28}$$

Bundan dolayı

$$E_m = \|\mathbf{s}_m\|^2 = \frac{1}{2}\|\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2 \tag{4.29}$$

Sm(t) ve $S_k(t)$ dalga formları arasındaki korelasyon aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} \rho_{km} &= \frac{1}{\sqrt{E_k E_m}} \int_{-\infty}^{\infty} s_m(t) s_k(t) dt \\ &= \frac{(\mathbf{s}_m, \mathbf{s}_k)}{\|\mathbf{s}_m\| \|\mathbf{s}_k\|} \\ &= \mathrm{Re}\left\{ \frac{(\tilde{\mathbf{s}}_m, \tilde{\mathbf{s}}_k)}{\|\tilde{\mathbf{s}}_m\| \|\tilde{\mathbf{s}}_k\|} \right\} . \end{aligned} \tag{4.30}$$

Sonuçta,$S_k(t)$ ve $S_m(t)$ arasındaki karesel Enelidean mesafesi şöyledir;

$$\begin{aligned} d_{km}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} (s_m(t) - s_k(t))^2 \, dt \\ &= \|\mathbf{s}_m - \mathbf{s}_k\|^2 = \frac{1}{2}\|\tilde{\mathbf{s}}_m - \tilde{\mathbf{s}}_k\|^2 \quad . \end{aligned} \tag{4.31}$$

2. NYQUIST PULSE ŞEKLİ

p(t) 'nin vurum şekli olduğu ,(x_n) nin karmaşık veri sembol dizimi ve T baud periyodu olduğu forma sahip karmaşık enveleopenin bulunduğu bir modülasyon şeması düşünelim.

$$\tilde{s}(t) = A \sum_{n} x_n p(t - nT) \tag{4.32}$$

$$y_k = \tilde{s}(kT + t_0) = A \sum_{n} x_n p(kT + t_0 - nT) \tag{4.33}$$

Şimdi örnek dizi üretmek için her ı saniyede karmaşık envelopenin örneklendiğini düşünelim. t_o ,burada [0,T), yatay vaziyette olduğu varsayılan zamanlama ofsetidir. İlkin t_0=0 durumunu düşünelim.

$$\begin{aligned} y_k &= A \sum_{n} x_n p_{k-n} \\ &= A x_k p_0 + A \sum_{n \neq k} x_n p_{k-n} \end{aligned} \tag{4.34}$$

Burada P_m =p(mT) örnekleme pulse'ıdır. 4.34 teki ilk terim p_0 faktörü tarafından belirlenmiş kth baud zamanında iletilen veri işaretlerine eşittir.İkinci terim Yk örneğinde tüm diğer veri işaretlerinin katkısıdır.Bu terim intersembol interference diye adlandırılır

$$p_k = \delta_{k0} p_0 \tag{4.35}$$

Bu durumda ;

$$\delta_{jk} = \begin{cases} 0, & j \neq k \\ 1, & j = k \end{cases} \tag{4.36}$$

Bundan dolayı

$$y_k = x_k p_0 \tag{4.37}$$

Sonuç olarak ISI'dan uzak durmak için vurum p(t),T saniye arasında 0 karşılığa eşit olmalıdır. Bu gereksinim ilk nyquist ölçüsü olarak bilinir.P(t) vurumunun $p_k=\delta_{ko}p_{o\ b}$durumunu yerine getirdiğini göstererek eşdeğer bir frekans alanı çıkarırız.

$$P_\Sigma(f) \triangleq \frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty} P\left(f+\frac{n}{T}\right) = p_0 \qquad \textbf{(4.38)}$$

$P_\Sigma(f)$ terimine folded spectrum denilir. ISI'dan kaçınmak için folded spectrum değişmez değerde olmalıdır. Yada başka bir ifadeyle flat olmalıdır. Fourier dönüşümünü kullanarak yazabiliriz.

$$\begin{aligned} p_k &= \int_{-\infty}^{\infty} P(f)e^{j2\pi fkT}df \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty}\int_{(2n-1)/2T}^{(2n+1)/2T} P(f)e^{j2\pi kfT}df \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty}\int_{-1/2T}^{1/2T} P\left(f'+\frac{n}{T}\right)e^{j2\pi k\left(f'+\frac{n}{T}\right)T}df' \\ &= \int_{-1/2T}^{1/2T}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} P\left(f+\frac{n}{T}\right)\right]e^{j2\pi fkT}df \\ &= T\int_{-1/2T}^{1/2T} P_\Sigma(f)e^{j2\pi fkT}df \ . \end{aligned} \qquad \textbf{(4.39)}$$

Bu, Fourier serisi çifti olan p_k ve $P_\Sigma(f)$ i takip eder.

$$P_\Sigma(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} p_k e^{-j2\pi kfT} \ . \qquad \textbf{(4.40)}$$

Şimdi 4.38deki koşulların yerine getirdiği düşünelim.o halde $P_\Sigma(f) = p_oT$ ve 4.39 un son paragrafından

$$p_k = \int_{-1/2T}^{1/2T} e^{j2\pi fkT}p_0Tdf = \frac{\sin\pi k}{\pi k}p_0 = \delta_{k0}p_0 \ . \qquad \textbf{(4.41)}$$

Aksine, $P_\Sigma(f) = \delta_{ko}p_o$ şartının oluştuğunu düşünelim.O halde 4.40 dan;.

$$P_\Sigma(f) = p_0 \qquad \textbf{(4.42)}$$

4.38 deki folded spectrumdaki ihtiyaç sıfır ısı üreten frekans bölgesinde pulse oluşturmamıza izin vermesidir.

$$P(f) = T\,\mathrm{rect}(fT) \tag{4.43}$$

Burada

$$\mathrm{rect}(fT) = \begin{cases} 1, & |f| \le \frac{1}{2T} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \tag{4.44}$$

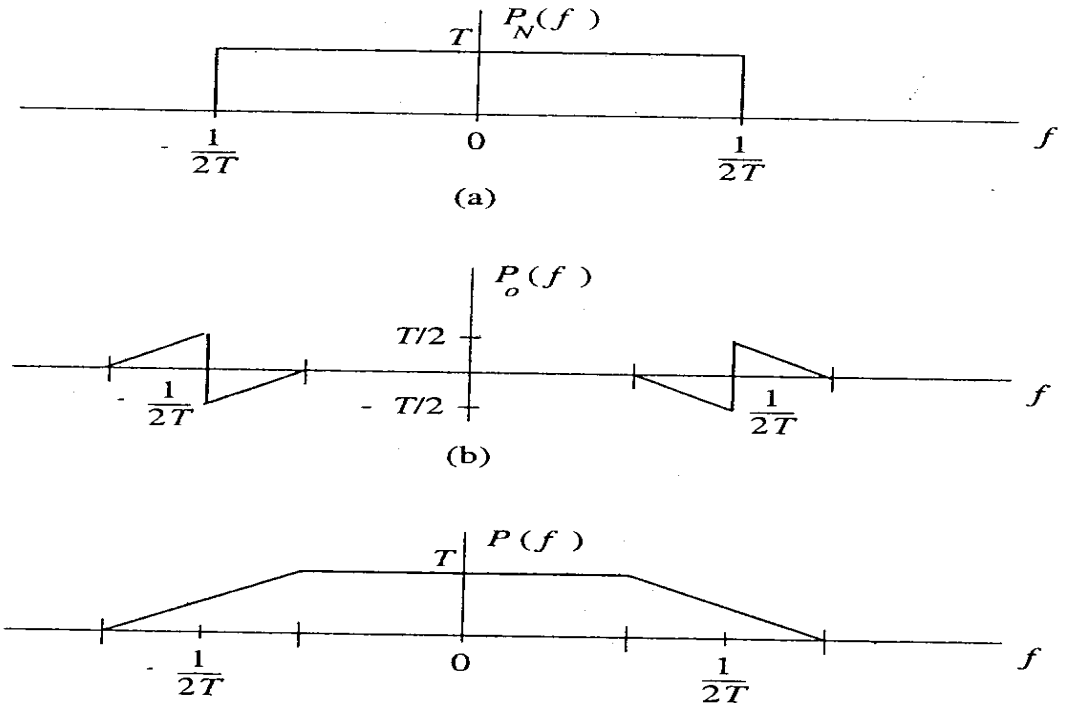
Bu pulse bir flat folded spectrum oluşturur.Zaman alanında;

$$p(t) = \mathrm{sinc}(t/T) \tag{4.45}$$

Bu vurum(pulse) ilk Nyquist ölçümünü gerçekleştirir.Çünkü T saniye aralarında 0 karşılığa alan vermiştir.Ayrıca flat folded spectrumun bir gereksiniminden en ufak olası band genişliğini doldurarak ISI yı 0 yapmıştır.Sonuçta buna ideal Nyquist vurumu denilir. Bazen ,f=1/2T'ye Nyquist frekansı denilir.

$$\begin{aligned} y_k &= A\sum_n x_n \mathrm{sinc}((kT + nT + t_o)/T) \\ &= Ax_k \mathrm{sinc}(t_o/T) + A\sum_{n\neq k} x_n \mathrm{sinc}((kT + nT + t_o)/T) \end{aligned} \tag{4.46}$$

Bu durumda ISI terimi 0 değildir.Ayrıca ,ideal Nyquist vurumu ile zamanlama etkisi kızışır,çünkü ISI terimi problem 4.1 de gösterildiği gibi tamamen toplanabilir değildir.İdeal Nyquist vurumunun az zamanda çökmesine neden olur.Bu durumda 1/t.Zamanlama hatalarını iletişim sistemlerimize uyarlamak için Nyquist ölçüsünü gerçekleştiren vurum oluşturabiliriz.Fakat çöküş zamanla hızlanır.Diğer Nyquist vurumuyla başlarız. Pulse $P_N(f)$ için tablo 4.4(a) da gösterildiği gibi gönderici fonksiyon ekleriz.



Önemli gereklilik iletim fonksiyonunu Nyquist frekansı 1/2T üzerinde simetri eğrisinin olmasıdır.Eğri simetri ile herhangi işlev yapılacaktır.

$$P(f) = \begin{cases} T & 0 \le |f| \le (1-\beta)/2T \\ \frac{T}{2}\left[1 - \sin\frac{\pi T}{\beta}\left(f - \frac{1}{2T}\right)\right] & (1-\beta)/2T \le |f| \le (1+\beta)/2T \\ 0 & |f| \ge (1-\beta)/2T \end{cases} \quad \textbf{(4.47)}$$

Nyquist vurumu sonucu tablo 4.4 c de gösterildi.Açıkça vurum bir flat folded spectrumdu.Karşı zaman vurum bölgesi P(j) nin Fourier iletimi olarak elde edilebilir.

$$p(t) = \frac{\sin \pi t/T}{\pi t/T} \frac{\cos \beta \pi t/T}{1 - 4\beta^2 t^2/T^2} \quad \textbf{(4.48)}$$

Bölüm 5 te tartışıldığı gibi vurum şekli alıcı ve gönderici filtresi arasında bölünür,sıklıkla alıcı filtresi h(t) gönderen filtresi ha(t) uyar,her durumda hr(t)=ha(t) frekans alnındaki eşit durum P(f=iHf)2.Bu durumda iletici filtre transfer fonksiyonuyla cosine vurum oluşturursa ,ha(t)vurumunun temel oluşmuş cosine vurumu olduğu söylenir.ha(f)ın ters Fourier iletimini almak karşıt zaman alanı verir.

$$h_a(t) = 4\beta \frac{\cos[(1+\beta)\pi t/T] + \sin[(1-\beta)\pi t/T](4\beta t/T)^{-1}}{\pi\sqrt{T}[1 - 16\beta^2 t^2/T^2]} \quad \textbf{(4.49)}$$

β= 0 için $h_a(t)$ sinc pulse fonksiyonu olarak,

$$h_a(t) = \sqrt{\frac{1}{T}}\,\mathrm{sinc}(t/T) \quad \textbf{(4.50)}$$

β =0,5 e karşılık gelen oluşan cosine ve temel oluşan cosine vurumları tablo 4.5 te gösterilmştir.4.49 ve 4.5 teki vurumlar nedensel değildir.Sonuçta uygulamada durdurulmuş zaman alanı vurumu kullanlımalıdır.Örneğin tablo 4.5 te;vurumlar 6 T ye durdurulur zaman 3 T ye kaydırılır.Bunlar nedensel vurum üretmek içindir.Dah sonra vurum durdurma uzunluğu etkisine bakacağız.

3. QUADRATURE(DÖRTLÜ) GENLİK MODÜLASYONU (QAM)

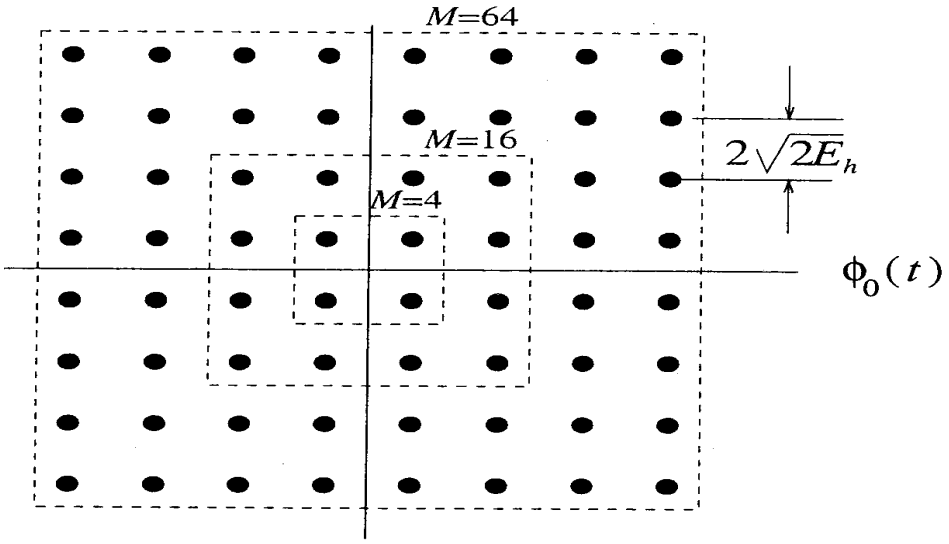
QAM likarmaşık envelope

$$\tilde{s}(t) = A\sum_n b(t - nT, \mathbf{x}_n) \quad \textbf{(4.51)}$$

Burada

$$b(t, \mathbf{x}_n) = x_n h_a(t) \quad \textbf{(4.52)}$$

$h_a(t)$ genlik pulse'ıdır . $x_n = x_{I,n}+jx_{Q,n}$ iletilen karmaşık veri sembolüdür. Her 2 genlik ve QAM sinyali aşaması karmaşık sembole bağlıdır.



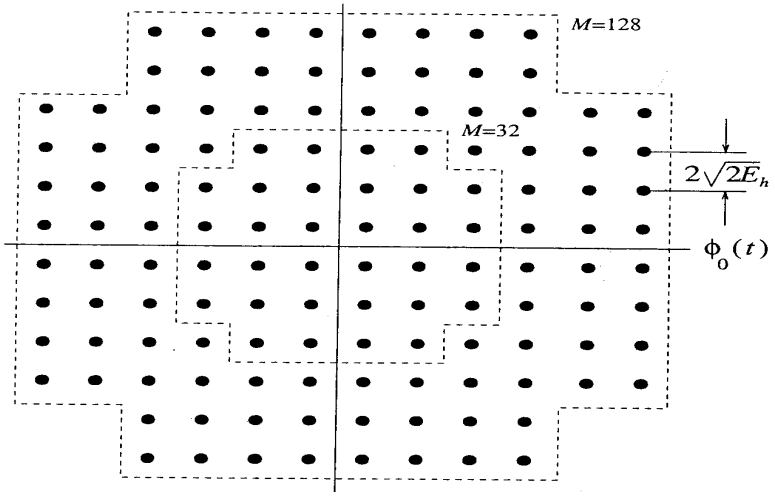
Şekil 4.6 kare QAM için kompleks space-sinyal diyagramı

QAM sinyali takım yıldızlarında birçoğu oluşturulabilir. Kare QAM takımyıldızları M nin 4 ün bir gücü olduğunda oluşturulabilir. Kare 4,16,64 için tablolar tablo 4.6 da gösterilir.2 sinyal vektörü arasındaki Euliden arası en az 2-karesi 32dir.M'nin 4 ün gücü olmadığında işaret takımyıldızları kare değildir.

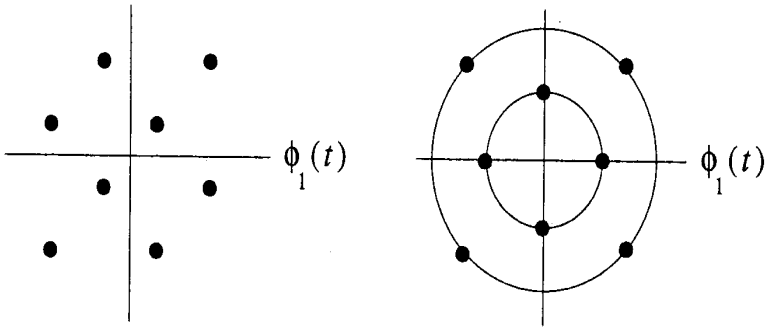
Genelde takım yıldızına sinyal vektörleri arasında verilen en az Eucliden arası için takımyıldızında ortalama enerjisi azaltmak için takımyıldızında ortalama enerjisi azaltmak için kaba bir şekil verilmiştir.Kaba takımyıldızları örneği tablo 4.7 de gösterilir.

$$\tilde{s}_m = \sqrt{2E_h}(2m-1-M)\,, \quad m=1,\ldots,M\ . \tag{4.58}$$

Tipik 4 ve 8 PAM sinyal takımyıldızları, tablo 4.9'da gösterilir



Şekil 4.7 Çapraz QAM için kompleks space-sinyal diyagramı



Şekil 4.8 8-QAM için kompleks space-sinyal diyagramı

4. FAZ KAYDIRMALI ANAHTARLAMA (PSK)

Bir PSK sinyalinin karmaşık envelopesi bu şekle sahiptir,;

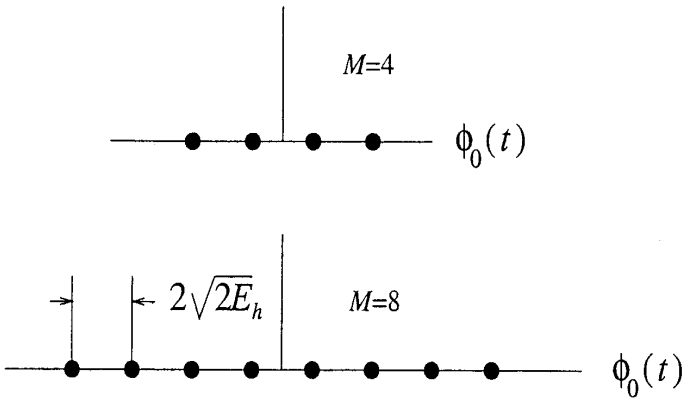
$$\tilde{s}(t) = A\sum_{n} b(t - nT, \mathbf{x}_n) \tag{4.59}$$

Burada

$$b(t, \mathbf{x}_n) = h_a(t)e^{j\theta_n} \tag{4.60}$$

$h_a(t)$ pulse'ın genliği. Taşıyıcı faz bir değer alır,

$$\theta_n = \frac{2\pi}{M}x_n + \theta_o \tag{4.61}$$



Şekil 4.9 4 ve 8'li QAM için kompleks space-sinyal diyagramı

Burada Θ_o 'nun, faz sabiti, yerdir ve alfabe boyutundaki M ile,veri simgeleri, x_n= n olarak tanımlanır, n Є {O, 1,... ,M-1 }
Her biri baud döneminde geçirilen PSK dalga formunun, karmaşık envelopeleri vardır.

$$\tilde{s}_m(t) = Ah_a(t)e^{j\theta_m} \ , \ \ m = 0, \ldots, M-1 \qquad \textbf{(4.62)}$$

4.54'te temel fonksiyon kullanarak;

$$\tilde{s}_m(t) = \sqrt{2E_h}e^{j\theta_m}\varphi_0(t) \ , \ \ m = 0, \ldots, M-1 \ . \qquad \textbf{(4.63)}$$

The PSK karmaşık sinyal vektörleri;

$$\tilde{s}_m = \sqrt{2E_h}e^{j\theta_m} \ , \ \ m = 0, \ldots, M-1 \qquad \textbf{(4.64)}$$

(Θ_0= 0 'lı) 8 PSK için karmaşık sinyal boşluk diyagramı, tablo 4.10, 'da gösterilir. Bütün PSK dalga şekillerinin aynı enerjiye sahip olduklarına dikkat edelim.

4.1 OFFSET QPSK (OQSPK)

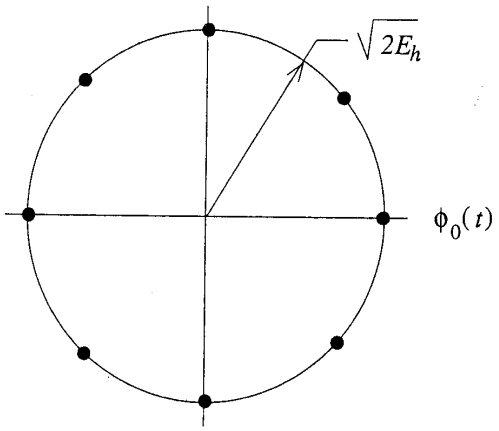
(OQSPK) 4.1 ofset QPSK, QPSK'dir, veya 4 PSK, $x_n = x_{I,n} + jx_{Q,n}$ ve $x_{I,n}$, $jx_{Q,n}$ Є $\{-1/\sqrt{2}, +1/\sqrt{2}\}$ olduğu 4 QAM'e eşittir. QPSK sinyali, ya $\pm 90^0$ yada $\pm 180^0$ 'ye sahip ol, ya da 180 ° evresi, sonra bir baud arasından kaydırır. (OQPSK) ofset QPSK'le, karmaşık zarftır n E

$$\tilde{s}(t) = A\sum_n b(t - nT, \mathbf{x}_n) \qquad \textbf{(4.65)}$$

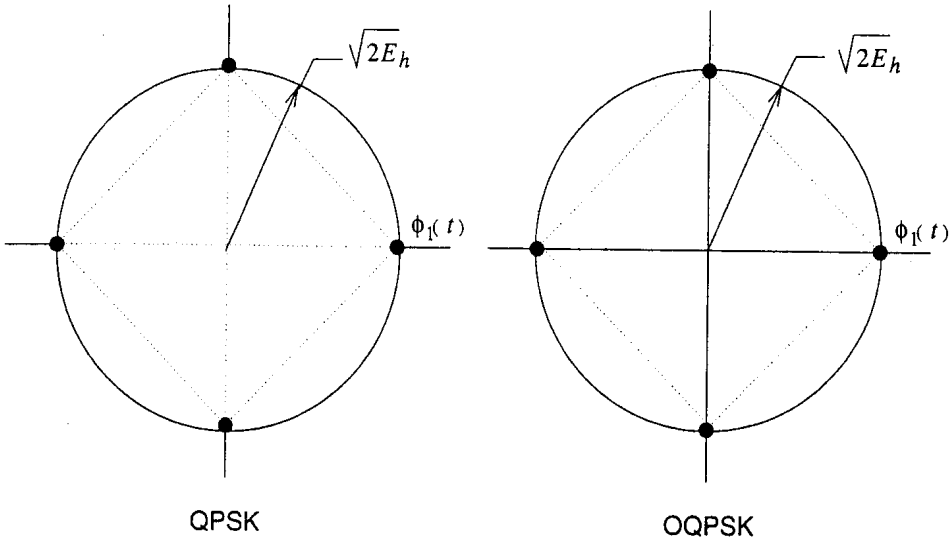
Burada

$$b(t, \mathbf{x}_n) = x_{I,n}h_a(t) + jx_{Q,n}h_a(t - T_b) \qquad \textbf{(4.66)}$$

Ve buarada T_b= T/2, OQPSK sinyalleriyle 180 ° evre kaymasının olanağı, çıkarılır. Aslında, evre, tek ±-90 ile °'i değiştirebilir, her T_b saniyeleridir.



Şekil 4.8 8- PSK sinyali için,Θ_o=0, kompleks space-sinyal diyagramı



Şekil 4.8 8- PSK sinyali için,Θ_o=0, kompleks space-sinyal diyagramı

OQPSK'le, genlik şekil vurumu (T), çoğunlukla kökün, kosinüs vurumunun içeride kalması (4.49) için seçilendir. QPSK için sinyal-boşluk diyagramları ve OQPSK, simge enerjisi tablo 4.11'de gösterilir.

Tablo 4.1'de noktalı çizgiler, izin verilebilir evre geçişleridir. Tam evre yörüngeleri, genlik şekil verme görevine güvenir. Evre yörüngelerinin, kaynak boyunca geçmediğine dikkat edelim . Bu özellik, karmaşık envelopenin zirve ortalama oranını azaltır, OQPSK'i QPSK sinyalinin olduğundan doğrusal olmayan durumda olduğu yükseltece sinyalsiz duyarlılığa uygun yapmak.Lt alsa, güç yükseltecinden gerektirilen dinamik sahayı azaltır

4.2 Π/4-DQPSK

QPSK, 4 mutlak taşıyıcı fazının birine sahip olması için sinusoidal vurumları 2 bits/boud hızında iletimin yapılması gerekir.

Ayrıca Π/4-DQPSK'in 2 bits/boud hızında iletim yapılır ama bilgi, farka bağlı taşıyıcı evresine kodlanır ve sinusoidal 8 mutlak taşıyıcı fazının her birinin iletimi baud epoch da yapılır.

N'inci veri simgesi için taşıyıcı fazı Θ_n ve difarensiyel taşıyıcı frekansı ise $\Delta\Theta_n=\Theta_n-\Theta_{n-1}$ Π/4-DQPSK'li diferansiyel farka bağlı evre, {Xn} quaternary veri sırasına anlatılır

$$\Delta\theta_n = x_n \frac{\pi}{4} \tag{4.67}$$

Faz farkları , ± Π/4 ve ± 3 Π / 4 olduğunu farz edelim Π/4 - DQPSK sinyalinin karmaşık envelopesi,

$$\tilde{s}(t) = A \sum_n b(t - nT, \mathbf{x}_n) \tag{4.68}$$

Burada

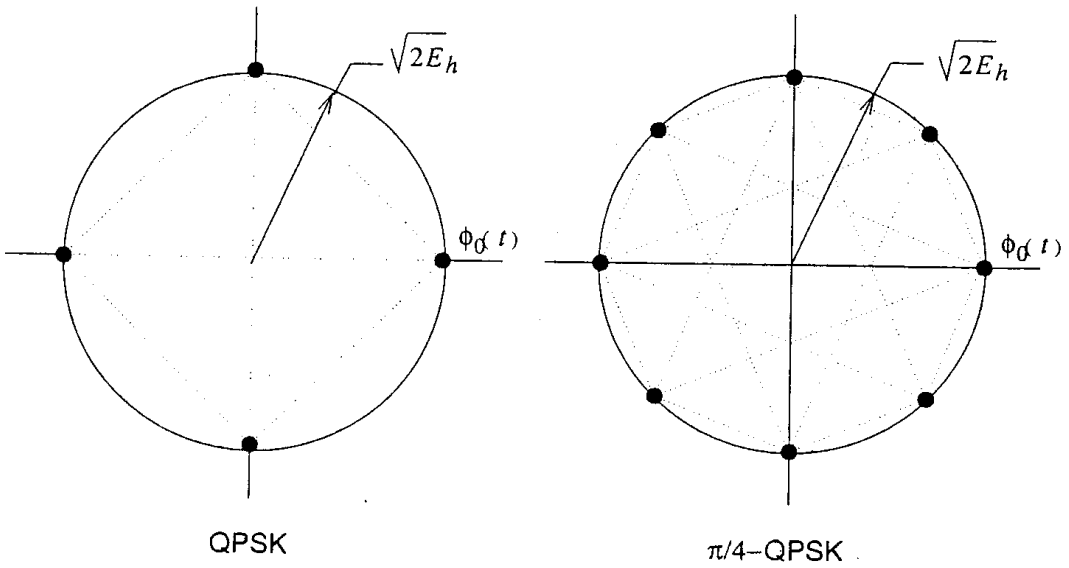
$$\begin{aligned} b(t, \mathbf{x}_n) &= h_a(t) \exp\left\{ j \left(\theta_{n-1} + x_n \frac{\pi}{4} + \theta_o \right) \right\} \\ &= h_a(t) \exp\left\{ j \frac{\pi}{4} \left(\sum_{k=-\infty}^{n-1} x_k + x_n \right) + j\theta_o \right\} \end{aligned} \tag{4.69}$$

Toplam, biriktirilen taşıyıcı fazını temsil eder, son terim n'inci bilgi simgesi yüzünden faz değişikliği olurken .O eo= O olduğunu farz edelim, düzenli ve garip baud araları esnasında mutlak taşıyıcı evresi, {0,7r 2,7r, 37r-2} ve {7r 4,37r 4,57r 4ü, 77r-4}, sırasıyla, veya tersine takımlara ait olur. 7r-4'le DQPSK, genlik şekil vermesidir.

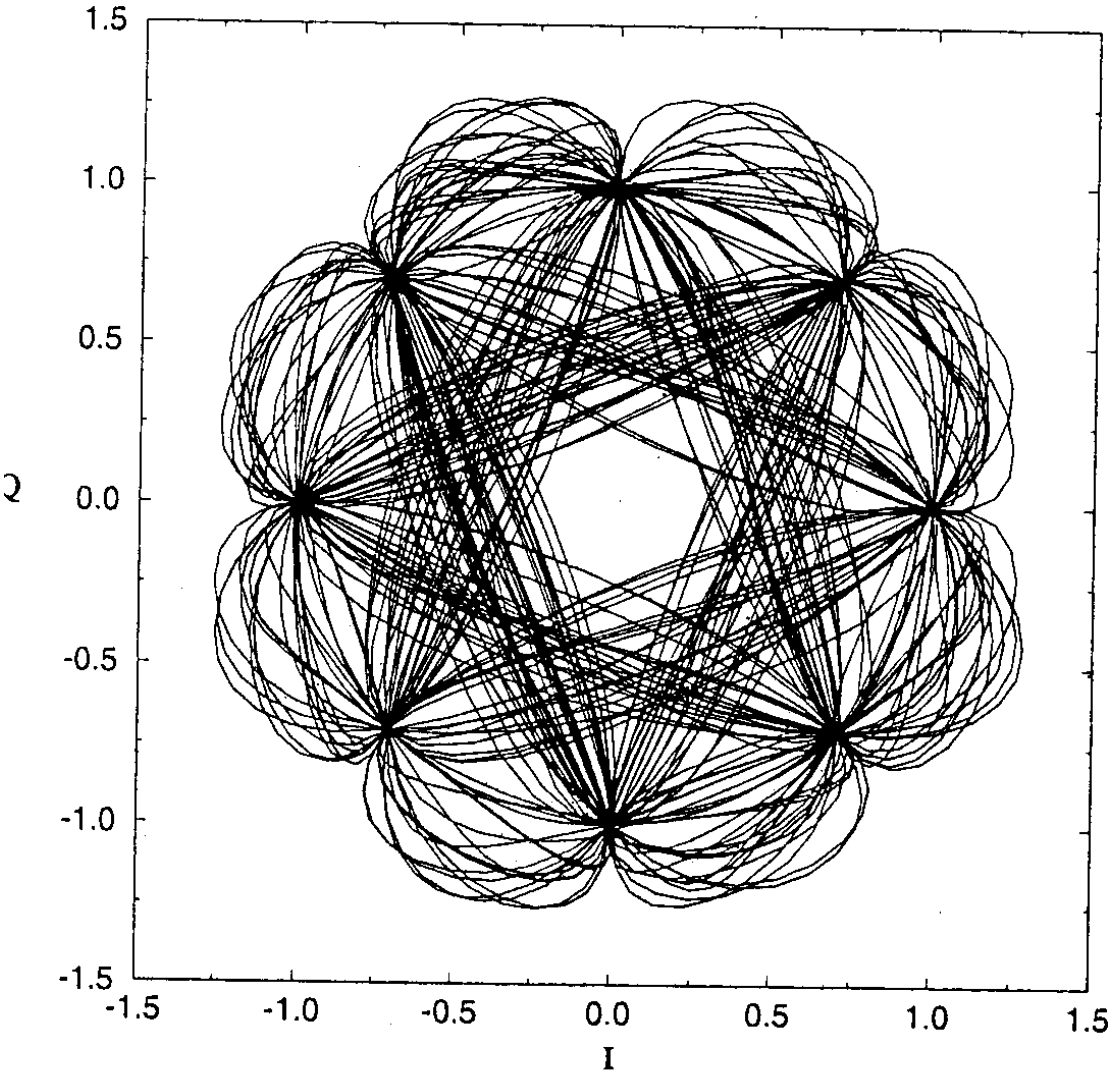
Çarp, ne (T), çoğunlukla kökün, kosinüs vurumu içeride kaldırdığı (4.49) olmak için seçilendir.
DQPSK'in, simge enerjisi tablo . 4.12'de gösterildiği QPSK ve 7r-4 için sinyal-boşluk diyagramları tablo. 4.12'de noktalı çizgiler, izin verilebilir evre geçişlerini gösterir.

Kökle DQPSK'in, kosinüs genlik vurum şekil vermesini kaldırdığı 7r-4 için evre planlayıcı diyagramı, tablo 4.13'te gösterilir.Evre yörüngelerinin, kaynak boyunca geçmediğini dikkat edelim.
OQPSK gibi, bu mal, karmaşık envelopenin zirve-ortalama oranını azaltır, 7r-4 DQPSK sinyalini yükseltince daha az duyarlı yapmak, nedensel değildir

Sonunda, biz, bağlantının olduğunu gözleriz, 7r-4'ün taşıyıcı evresinin olduğu QPSK, DQPSK, ± 7r 4ü veya ± 37r'e kadar her baud arası esnasında 4 radiansı değiştirir. Bu.
Mal, simge eşlemesinin, QPSK'e öyle kıyaslanan olan DQPSK'in olduğu 7r-4'le daha kolay olduğunu yapar.



Şekil 4.12 Kompleks uzay-sinyal QPSK ve Π/4-DQPSK diyagramları



Şekil 4.13 Π/4-DQPSK için fazör diyagramı

5. ORTHOGONAL AYARLANMASI VE DEĞİŞKENLER

Orthogonal modülasyon şemaları dalga formları grubu kullanarak bilgi aktarırlar. $\{\tilde{s}_m(t)\}_{m=0}^{M-1}$ orthogonaldir. Bir çok farklı tür dalga formu oluşturulabilir, biz burada birkaç metottan bahsedeceğiz:

Orthogonal FSK Modülasyonu:

(MFSK) modülasyonu farklı frekansa sahip M dalga formu kullanır.MPSK karmaşık envelopi,

$$\tilde{s}(t) = A \sum_n b(t - nT, \mathbf{x}_n) \tag{4.70}$$

$$b(t, \mathbf{x}_n) = e^{jx_n \pi \Delta_f t} u_T(t) \tag{4.71}$$

Ve {± ı, ±-3... ± M — ı} Xn E. Her baud epokta iletilen MPSK dalga formları karmaşık envelopelere sahiptir.

$$\tilde{s}_m(t) = Ae^{jx_m \pi \Delta_f t} u_T(t) , \quad m = 0, \ldots, M-1 . \tag{4.72}$$

Δ_f =1/2T frekans ayrımını seçerek LIf=Iı2T $S_m(t)$, m=0,…..,M-1 orthogonaldir. Sm (t) orthogonal olduğu için MFSK sinyalleri N=M boyutuna sahiptir.Temel fonksiyonların uygun grubu A_{UT} (t) cos $2\Pi f_c t$ deki enerjidir.MFSK karmaşık sinyal vektörü M uzunluğu vektörüdür.

$$\varphi_i(t) = \sqrt{\frac{A^2}{2E_h}} u_T(t) , \quad i = 0, \ldots, M-1 \tag{4.73}$$

$$E_h = \frac{A^2 T}{2} \tag{4.74}$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_m = \sqrt{2E_h}\mathbf{e}_m , \quad m = 0, \ldots, M-1 \tag{4.75}$$

Orthogonal modülasyonun bir diğer türü matrix RM ile başlar. Hadamard matrix yeniden oluşturulabilir.

$$\mathbf{H}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{M/2} & \mathbf{H}_{M/2} \\ \mathbf{H}_{M/2} & -\mathbf{H}_{M/2} \end{bmatrix} .$$

Burada H_1=1 dir. Örneğin

$$\mathbf{H}_8 = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.76)}$$

Hadamard matrisinin sırası ,karşılıklı olarak orthogonaldır.Eşit enerjide M orhtogonal dalga formu grubu oluşturulabilir.

$$\tilde{s}_m(t) = A \sum_{k=1}^{M} h_{m_k} h_c(t - kT_c) \ , \quad m = 0, \ldots, M-1 \quad \textbf{(4.77)}$$

Burada H_{mk} in Hadamard matrisinin mth sırasında kth ortak-ordinatı olduğu, T= MTc, sembol süresidir, ve o (T), süreye Tc saniyeleri aralıklarla eşit olarak boşluklu sıfır ilk kriterin olduğu Tc veya tatmin edici Nyquistin ilk ölçüsünü gerçekleştirmek içindir .

$$E_h = \frac{MA^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} h_c^2(t)dt \ . \quad \textbf{(4.78)}$$

Sinyal vektörlerini oluşturmak, esas görevinin uygun seçeneğidir

$$\varphi_i(t) = \frac{A}{E_h} \sum_{k=1}^{M} h_{i_k} h_c(t - kT_c) \ , \quad i = 0, \ldots, M-1 \quad \textbf{(4.79)}$$

Ve tekrar,

$$\tilde{\mathbf{s}}_m = \sqrt{2E_h}\mathbf{e}_m \ , \quad m = 0, \ldots, M-1 \ . \quad \textbf{(4.80)}$$

Biorthogonal Sinyaller:

M bi orhfogonal sinyalleri grubu ,M/2 orthogonal sinyallerini kolayca oluşturabilir.M biorthogonal dalga formları karmaşık sinyal vektörleridir.Temel fonksiyonların uygun grubunu kullanarak 4.73 ve 4.79 örneğindeki gibi sinyal dalga formlarının karmaşık envelopesiyle kolayca oluşturulabilir

$$\tilde{\mathbf{s}}_i = \begin{cases} \sqrt{2E_h}\mathbf{e}_i \ , & i = 0, \ldots, M/2-1 \\ -\tilde{\mathbf{s}}_{i-M/2} \ , & i = M/2, \ldots, M-1 \end{cases} \quad \textbf{(4.81)}$$

6. ORTOGONAL MULTİFREKANS BÖLME MODÜLASYONU (OFDM)

Binary orthogonal kodları her baud epokta iletilir. Daha çok band genişliği etkisi şeması Hadamard matrisinin sırasını kullanarak elde edilebilir,bu N orthogonal genlik şekilli vurumunu tanımlamak içindir.

$$h_i(t) = A \sum_{k=0}^{N-1} h_{ik} h_c(t - kT_c), \quad i = 0, \ldots, N-1 \tag{4.82}$$

Orthogonla çok vurumlu modülasyon N seri veri sembollerinin bir bloğu için ,ilkin N paralel veri sembolerinin bloğuna dönüştürür.N bilgi sembollerinin bloğu N orthogonal genlik vurum kullanarak paralel olarak iletilir.

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n} b(t - nT, \mathbf{x}_n) \tag{4.83}$$

$$b(t, \mathbf{x}_n) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n_k} h_k(t) \tag{4.84}$$

T= NTc, ve x_n= (x_{n0}, x_{n1},.. ,x_{N-1}) . geçirilen N veri simgelerinin bloğudur.

(OFDM) ORTHOGONAL FREKANS BÖLMELİ ÇOKLAMA

Orthogonal frekans bölmeli çoklama, hücresel radyo ,dijital ses yayını ,dijital video yayını,,kablosuz LAN sistemini kullanılmak için önerilen modülasyon tekniğidir. OFDM orthogonal alt taşıyıcılarının geniş sayısını kullanarak veri sembollerinin paralel olarak iletildiği bloğun modülasyon şemasıdır. T_s süresinin her birinde N seri bilgi sembollerinin bir bloğu, t=NT_s ile N paralel bilgi sembollerinin bloğuna dönüştürülür.

$$\tilde{s}(t) = A \sum_{n} b(t - nT, \mathbf{x}_n)$$

$$b(t, \mathbf{x}_n) = h_a(t) \sum_{k=0}^{N-1} x_{n_k} \exp\left\{ j \frac{2\pi \left(k - \frac{N-1}{2}\right) t}{T} \right\} \tag{4.85}$$

(4.86)

$$\exp\left\{ -j \frac{\pi(N-1)t}{T} \right\}$$

Herhangi 2-D sinyal takım yıldızları kullanabilmesine rağmen veri sembolleri QAM veya PSK takımyıldızından seçilir. Eğer dikdörtgen vurum seçilirse ara taşıyıcıların frekans ayırımının veri modülasyonu nedeniyle ayrılan rastgele aşamayla dikkat etmeksizin orthogonal olduğu sağlanır.Daha sonrada göreceğiz ki;ha(t)için diğer şıklar daha sık psd ye neden olabilir,ancak hata oranı düşecektir.çünkü ara kanal orthogonality kaybı olacaktır. OFDM sistemi transfer fonksiyonu ile ideal olmayan bir kanal üzerinden çalışır. Kapasite oluşturmak için bir metot,genişliğin ara N bantlarının içine W bant genişliklerini bölmektir. yeterince küçük seçilir ve TF22SMF yaklaşık ara her ara bantla sıkıdır.Her banttaki sinyaller an az güç harcanımına gönderilebilir.Eğer ara taşıyıcı sayıları ara bandlara sıkıca seçilmişse ,eşitlemeye gerek yoktur.Çünkü ISI önemsizdir.

$$\Omega_t(f) = \left\{ \begin{array}{ll} K - S_{nn}(f)/|T(f)|^2, & f \in W \\ 0, & f \notin W \end{array} \right\} \qquad \textbf{(4.87)}$$

K sabit,

$$\int_W \Omega_t(f)df \leq \Omega_{\text{av}} \qquad \textbf{(4.88)}$$

Burada Ω_{av} iletilen ortalama güçtür.

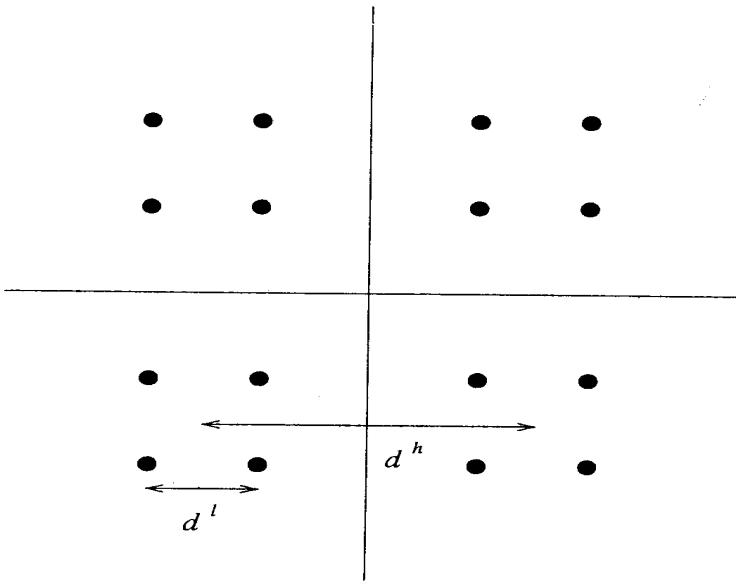
6.1 MULTIRESOLUTION MODÜLASYONU

MRM ,hata ihmallerine ve oranlarına ayrılan dalgaların çoklu sınıflarının aynı anda iletildiği modülasyon tekniği sınıfı demektir. Çok ekranlı,yerleşmiş sinyal takım yıldızları kullanarak OFDM şemalarında MRM yi uygulamak kolaydı, Multiplexed MRM ,ara taşıyıcıları yakın bloklara böler,,yerleşmiş MRM daha karışıktır ve asimetrik sinyal takım yıldızları kullanımına dayanır.tablo 4.14 16 QAM MRM sinyal takım yıldızı örneği vermiştir.Bu 2 farklı sınıf akış iletmek için kullanılabilir.Bunlar düşük öncelik LP ve yüksek öncelik HP dir.2 H iletilen sinyal noktasının kadranını seçmek için kullanılır.2 LP ise seçilmiş kadranda sinyal noktası seçmek için kullanılır.2 öncelik arasında olası hata ihtimalini kontrol etmek için bir parametre kullanılır.Genelde,MRM takım yıldızları a=0,5 16-QAM simetriktir.A küçülünce ,daha fazla güç kullanılır ve daha az hata olasılığı alınır.

6.2 FFT-TEMELLİ OFDM SİSTEMİ

OFDM kullanımının temel avantajı DTF kullanarak farklı bölgede modülasyon ve demodülasyonun gerçekleştirilebilmesidir. FFT algoritmik etkili olarak DFTye uygulanır.4.86daki n=0 ı düşünelim ve frekans ofsetini önemsemeyelim

$$\exp\left\{-j\frac{\pi(N-1)t}{T}\right\}$$



Şekil 4.14 16-QAM MRM gömülü sinyal konstelasyon

$h_a(t)= u_T(t)$ olduğunu düşünelim. Sonra karmaşık envelopenin formu

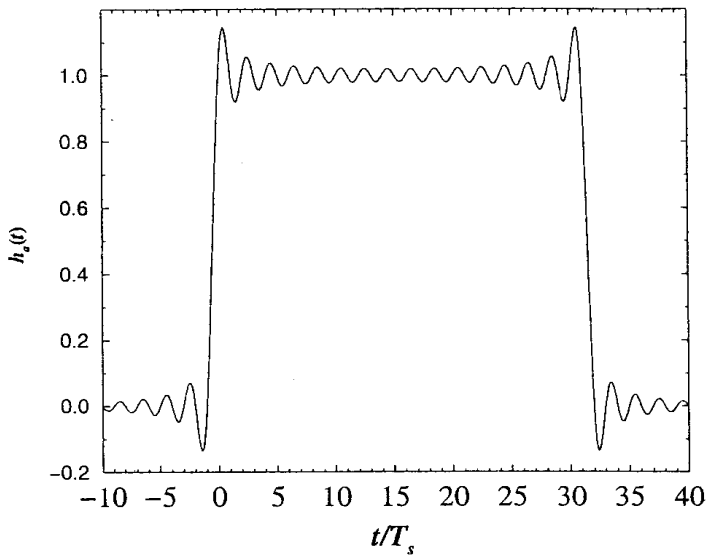
$$\tilde{s}(t) = A\sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp\left\{\frac{j2\pi kt}{NT_s}\right\} u_T(t) \quad . \tag{4.89}$$

Karmaşık envelopenin, denendiğini varsayarsak

$$X_n = \tilde{s}(nT_s) = A\sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp\left\{\frac{j2\pi kn}{N}\right\}, \quad n = 0, 1, \ldots, N-1 \quad . \tag{4.90}$$

X vektörü , $X= \{Xn\}^{N-1}_{k=0}$, Ax vektörünün, $Ax= A\{Xk\}^{N-1}_{k=0}$, DFT (IDFT) tersidir. Tersini aldıktan sonra $X= \{Xn\}^{N-1}_{k=0}$ basit dizisi , modülasyonlu taşıyıcıya ve D/A konvertöre doğru gönderilir.

$$\delta_T(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \delta(t - kT_s) \tag{4.91}$$



Şekil 4.15 zaman domaninde OFDM genlik dalga şekli

İmpals cevaplı bir alçak geçiren filitre

$$h(t) = \mathrm{sinc}(t/T_s) \tag{4.92}$$

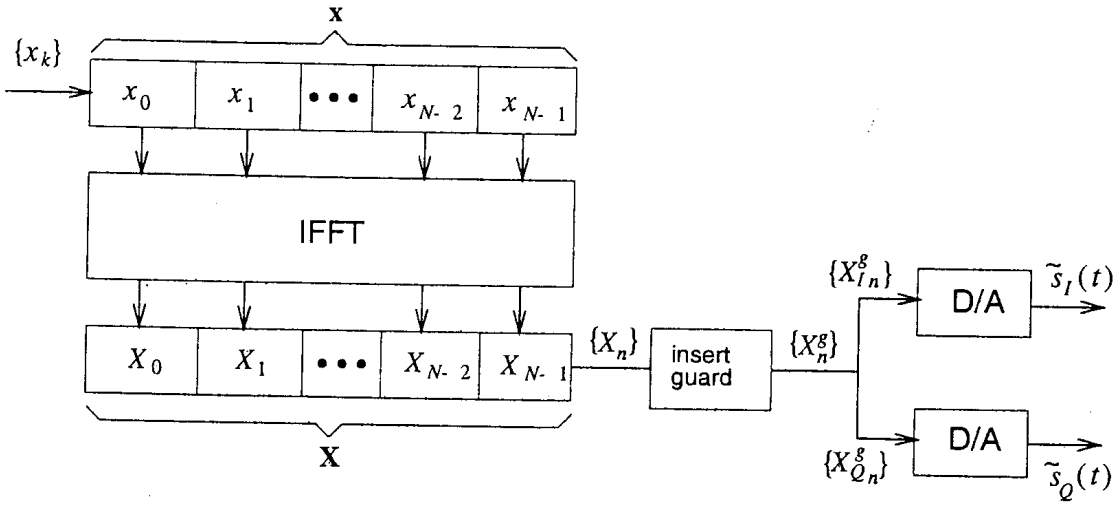
Tablo 4.15'te ki Genlik dalga şekli ,

$$h_a(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \mathrm{sinc}(t/T_s - k) \ . \tag{4.93}$$

Pals'ın nedensel olmadığına dikkat edelim . Bölüm 9.6'da belirtildiği gibi, geçirilen güç tayfı için aynı ilginç imaları var. OFDM'in diğer bir anahtar avantajı, ISI'in etkilerinin kolayca azaltılabilmesidir.

$$X_n^g = X_{(n)_N} \tag{4.94}$$

$$= A \sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp\left\{\frac{j2\pi kn}{N}\right\}, \quad n = 0,\ 1,\ \ldots,\ N + G - 1 \tag{4.95}$$



Şekil 4.16 OFDM'nin blok diagramı

Veri oranında bir azalmadan kaçınmak, baud süresi $T_s^g = T_s/(1+\frac{G}{N})$.

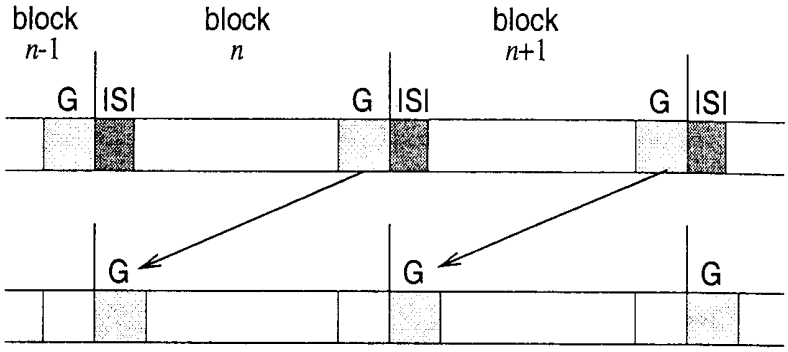
Toplam OFDM baseband modülatörü basitçe, bir IFFT devresinden bir D/A dönüştürücüsü tarafından izlenen IDFT'den oluşur, tablo 4.16 .
Dı/A dönüştürücüsü kombinasyonu , dalga form kanalı ve A/D dönüştürücü uyarı yanıtıyla eşit bir ayrı-zaman kanaldan oluşur.
{X } geçirilen sıranın ayrı-zaman kanallı iletilen $\{X^g_n\}_{n=0}^{G+N+1}$ dizisinin ayrık zamanlı konvolusyonu alınan $\{R^g_n\}$ dizisini üretir.
G'in uzunluğu, kanal uzunluğuna eşit veya daha büyük farz edilir.

İmpals cevaplı ideal alçak geçiren filitre,

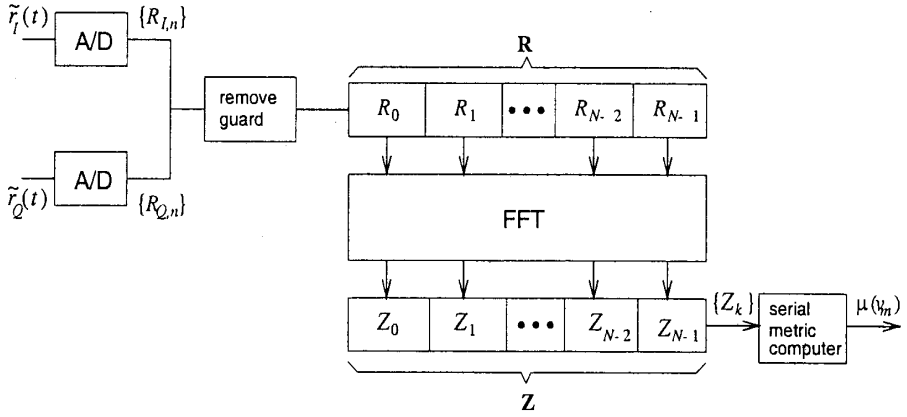
$$R_n = R^g_{G+(n-G)_N} \qquad \textbf{(4.96)}$$

Genlik pals'ı,

$$= \sum_{m=0}^{L} g_m X_{(n-m)_N} \ , \ 0 \le n \le N-1 \ . \qquad \textbf{(4.97)}$$



Şekil 4.17 ISI'nin yerdeğiştirmesi



Şekil 4.18 OFDM Alıcı blok diagramı

Öyle ki tablo 4'te gösterildi.

I8, OFDM demodulator sonra, vektörde bir FFT'i R= {Rn}'e yapar; : ı. demodulated sequence(dizi) ;

$$Z_i = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} R_n e^{-j\frac{2\pi ni}{N}} = \eta_i A x_i, \quad 0 \le i \le N-1 \tag{4.98}$$

$$\eta_i = \sum_{m=0}^{L} g_m e^{-j\frac{2\pi mi}{N}} \tag{4.99}$$

Zi'nin, AXi'ye eşit olduğuna önem verelim, 'F7i. kanal yüzünden ISI, tamamen çıkarılmış olur. Ne zaman, duyurur, mevcut mudur, sonra Zi, olmalıdır, veri simge kararlarını yapar. Bu, tablo. 4.18'de seri halinde metrik bilgisayarın maksadıdır. Metrik bilgisayar, bölüm 5i'nde daha fazla tartışılacak. eşit karmaşık kanal kazancı ile çoğaltır .

•

7. SÜREKLİ FAZ MODÜLASYONU (CMP)

Devamlı evre ayarlaması (CPM), taşıyıcı evresinin, devamlı bir biçimde değiştiği frekans ayarlama tekniklerinin geniş bir sınıfına başvurur. CPM'in etraflı bir davranışı, Anderson et ile sağlanır. Al. [12]. CPM planları, çekicidir çünkü onların, sabit envelope ve mükemmel hayali özellikleri var, yani, dar ana bir side lob ve sidelobesten hızla rulo-kötü.

Genel bir CPM cdalga formunun karmaşık envelopenin genlik formu vardır, eo, t= O'de ilk taşıyıcı evresidir, ve

$$\tilde{s}(t) = A\exp\{j(\phi(t)+\theta_o)\} \qquad (4.100)$$

$$\phi(t) = 2\pi\int_0^t \sum_{k=0}^{\infty} h_k x_k h_f(\tau - kT)d\tau \qquad (4.101)$$

CPin (T), fazla evre çağırıldığı terim.
(4.101)'de, simgeler, takip eden gibi tanımlanır:

• {X k}, veri simge sırasıdır, ve T, baud dönemidir.

Veri simgeleri, {± ı, ±-3... ± (M — ı)} alfabeden seçilir, M'in, nerede ayarlama alfabe boyutu olduğu.

• {Hk}, ayarlama indekslerinin sırasıdır.

Ayarlama indeksinin, bütün simgeler için ayarlandığı hk= h'in olduğu zaman.

Mülti h CPM'le, sıra {Hk}, {Hı, h2... HH} takımdan periyodik bir modada H ayarlama indekslerinden seçilir. Odur, merhaba+ H= merhaba.
•
Hf (T), göreve şekil veriyor olan sıklıktır, o, t< Oand t> LT için sıfırdır, ve 1 2'e bir alan eşine sahip olmayı normalleştirdi.

CPM'in, L= ısı olduğu dolu bir yanıt, CPM'in, bazı mümkün sıklık şekil verme nabızlarının, masa 4.1'de gösterildiği L> ı.ı olduğu beyaz kısmi yanıt.

Daha sıkı bir güç yoğunluk tayfı, devamlı daha yüksek-emir türevlerine sahip olmak için sıklık şekil verme görevlerini kullanarak elde edilir, kaldırılan kosinüs gibi masa 4ü'nde pul se.

CPM sinyallerinin sınırsız bir değişikliğinin, seçen farklı sıklık şekil verme nabızları, ayarlama indeksleri ile oluşturulabildiği, ve ayarlama alfabesinin, boyutlandırdığı ı..
3 (T), öyle göreve şekil veriyor olan evreyi tanımlamak için faydalıdır

$$\beta(t) = \begin{cases} 0 & , t < 0 \\ \int_0^t h_f(\tau)d\tau & , 0 \le t \le LT \\ 1/2 & , t \ge LT \end{cases} . \qquad (4.102)$$

pulse type	$h_f(t)$
L-rectangular (LREC)	$\frac{1}{2LT} u_{LT}(t)$
L-raised cosine (LRC)	$\frac{1}{2LT}\left[1 - \cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right)\right] u_{LT}(t)$
L-half sinusoid (LHS)	$\frac{\pi}{4LT} \sin(\pi t/T) u_{LT}(t)$
L-triangular (LTR)	$\frac{1}{LT}\left(1 - \frac{\lvert t - LT/2\rvert}{LT/2}\right)$

Tablo 4.1 CPM frekans durum fonksiyonları

7.1 TAM CMP CEVABI

$$\begin{aligned} \phi(t) &= 2\pi h \int_0^{nT} \sum_{k=0}^{n-1} x_k h_f(\tau - kT)d\tau + 2\pi h \int_{nT}^{t} x_n h_f(\tau - nT)d\tau \\ &= \pi h \sum_{k=0}^{n-1} x_k + 2\pi h x_n \beta(t - nT) \qquad (4.103) \end{aligned}$$

[nT, (n+ l) T] tek bir ayarlama indeksiyle dolu bir yanıt CPM sinyali, zaman arasının içinde merhaba= h.i düşün, fazla evre, cpin (T), ilk terimin içeride (4.103), nTi yukarıya ayarlaması için biriktirilen fazla evreyi temsil ettiği olduğudur, ikinci terim, fazla evreyi aranın içinde t için temsil ederken [nT, (N+ l) T].

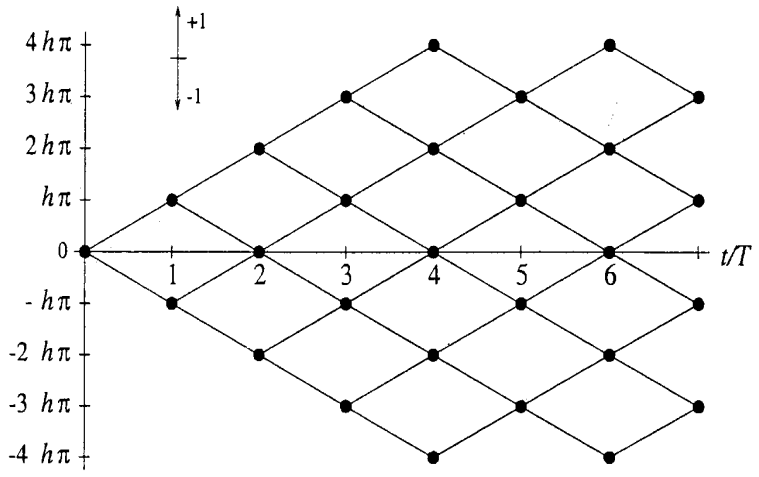
Evrenin, devamlı olduğunu not et, sadece ve sadece sıklık şekil verme göreviyse, hf (T), bütünüyle pratik olaylar için sayan uyarıları içermez.

O zamandan beri (4.103), [nT, (n+ l) T] aranın içinde evreyi temsil eder, bütünüyle böyle aralar boyunca uygun karmaşık envelopeler, kendisi olarak ilk bir evreyi eo= o.a farz ettiğimiz dolu yanıt CPM karmaşık envelopesini bir arada yazmak birleştirilebilir

$$\tilde{s}(t) = A \sum_n b(t - nT, \mathbf{x}_n) \qquad (4.104)$$

Burada

$$b(t,\mathbf{x}_n) = \exp\left\{ j\left(\pi h \sum_{k=0}^{n-1} x_k + 2\pi h x_n \beta(t) \right) \right\} u_T(t) \qquad (4.105)$$



Şekil 4.19 Keyfi modülasyon indeksli CPFSK nin 3 fazı

(CPFSK)(Frekans kayma anahtarlamalı devamlı faz)'ın dikdörtgensel(quadrature) frekans şekli L= 1 için LREC kullanarak elde edilen özel bir full CPM cevabıdır. CPFSK CPM sinyalleri, bütünüyle mümkün veri yapıları için (T) fazlı frekans oluşumu r*P(t) ile gerçekleştirilir.

Fig.4.19 da gösterilen ikili CPFSK için bu gösterim faz ağacı olarak isimlendirirlir.

CPFSK frekans şekli dikdörtgensel olduğundan beri, faz yörüngeleri çizgisel olarak düşünülmüştür (4.106).

Her bir fazda boud n(h) ile artmaktadır. Eğer simge +1 ise artmakta -1 ise azalmaktadır.

$$\beta(t) = \begin{cases} 0 & , t < 0 \\ t/2T & , 0 \le t \le T \\ 1/2 & , t \ge T \end{cases} . \qquad (4.106)$$

7.1.1 MİNUMUM KAYMA ANAHTARLAMASI (MSK)

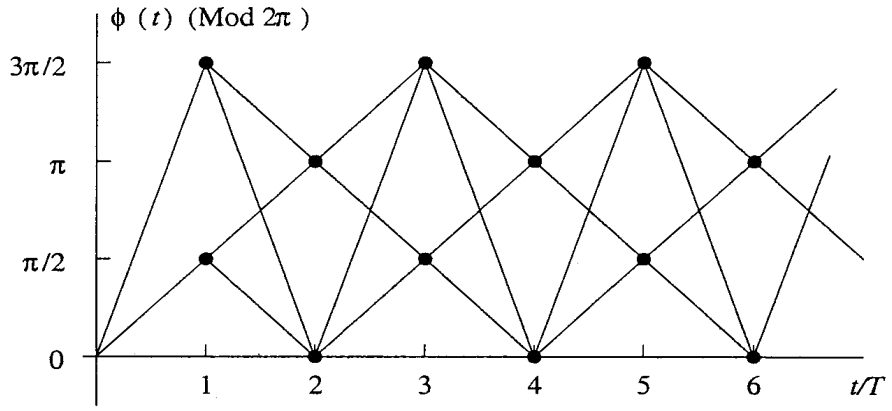
Minumum kayma MSK ile ayarlanarak belirlenmektedir. 7.1.1 de ikili CPFSK nın ayarlama indeksi olan h' ın 1/2 olması minimum kaymayı sağlamaktadır.

rP(e) = 2nfet+rP(t) +Eo olduğu zaman s(t) = A.cos r Pc(t) sinyali band geçiren bir MSK sinyaldir.

Eo= O da rP(t) fazı [NT, (N+ 1) T, Pc(t) aralığında aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$\phi_c(t) = 2\pi f_c t + \frac{\pi}{2}\sum_{k=0}^{n-1} x_k + \frac{\pi}{2}x_n\frac{t-nT}{T}$$

$$= \left(2\pi f_c + \frac{\pi x_n}{2T}\right)t + \frac{\pi}{2}\sum_{k=0}^{n-1} x_k - \frac{\pi n}{2}x_n \ . \qquad (4.107)$$



Şekil 4.20 MSK için faz-kafes diayagramı

Her simge arasının sonunda <f> (T) fazı , K/2 nin tam sayı katları olan değerleri alır.

<f> (T) , 2K tam sayı katından itibaren ayırt edilemez. Bu sebeple 2K sınırlı yapı da <f> (T) fazı {O, K/2, K, 3K/2} aralığına aittir olduğu söylenebilir..

Bu yapı yukarıda ki faz ağacı yapısıyla gösterilmektedir.

S(t) band geçiren MSK dalga formu [NT, (N+ 1) T] aralığın da aşağıdaki formül ile ifade edilir.

$$s(t) = A\cos\left(2\pi\left(f_c + \frac{x_n}{4T}\right)t + \frac{\pi}{2}\sum_{k=0}^{n-1} x_k - \frac{\pi n}{2}x_n\right) \ . \qquad (4.108)$$

MSK sinyali aşağıdaki iki farklı frekanstan birine sahiptir.

$$f_L = f_c - \frac{1}{4T} \qquad \text{ve} \qquad f_U = f_c + \frac{1}{4T} \ . \qquad (4.109)$$

Bu iki frekans arasındaki fark , tll = lu — iL= 1/ (2T) dir.
Bu aradaki fark **minimum frekans kayması** olarak isimlendirilir.

MSK sinyali için başka bir ifade şekli (4.105)ve (4.104) ile başlayarak elde edilir.
Uzun süren işlemlerden sonra MSK nın kapalı komplex yapısı aşağıdaki gibidir.

$$\tilde{s}(t) = A\sum_n \left(x_{I,n}h_a(t-2nT) + jx_{Q,n}h_a(t-2nT-T)\right) \qquad (4.110)$$

$$x_{I,n} = -x_{Q,n-1}x_{2n-1} \quad (4.111)$$

$$x_{Q,n} = x_{I,n}x_{2n} \quad (4.112)$$

ve

$$h_a(t) = \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) u_{2T}(t+T) \quad (4.113)$$

$$h_a(t-T) = \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) u_{2T}(t) \ . \quad (4.114)$$

{X/, n} ve {XQ, n},nin, T- 2T'e aralığın da sahip olduğu yarım sinizoidal dalga şekline dikkat edelim.T ofset anlarında x/,n ve xQ,n sinyallerine dikkat edersek quadratur bir yapıya sahiptir. Bunu takiben şunu söyleyebiliriz ki MSK, OQPSK nın yarım sinizoidal dalga genliğin de darbelerine eşittir.. Bu özellik sayesin de MSK sinyali oluşturulur ve belirlenir.

8. KISMİ CPM CEVABI

.

Kısmi CPM cevap sinyalleri L>1 durumun da LT süresince hj(t) darbe şeklndeki frekansa sahiptir. Kimsi CPM cevap sinyali full CPM cevap sinyalinden daha iyi bir spectral karakteristiğe sahiptir. Kısmi CPM cevap sinyali aşağıda yazıldığı şekilde ifade edilir.

$$h_f(t) = \sum_{k=0}^{L-1} h_f(t)u_T(t-kT)$$

$$= \sum_{k=0}^{L-1} h_{f,k}(t-kT) \quad (4.115)$$

$$h_{f,k}(t) = h_f(t+kT)u_T(t) \ . \quad (4.116)$$

$$\beta(t) = \sum_{k=0}^{L-1} \beta_k(t-kT) \quad (4.117)$$

$$\beta_k(t) = \beta(t+kT)u_T(t) \ . \quad (4.118)$$

Ve

$$\beta_k(t) = \begin{cases} 0 & , t < 0 \\ \int_0^t h_{f,k}(\tau) d\tau & , 0 \le t \le LT \\ \beta_k(T) & , t \ge T \end{cases} \qquad (4.119)$$

$$\sum_{k=0}^{L-1} \beta_k(T) = \frac{1}{2} . \qquad (4.120)$$

T süresince eşit frekans yapısına sahip modüle edilmiş sinyal aşağıdaki yapıya sahiptir.

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_n x_n h_f(t - nT) \\ &= \sum_n \sum_{k=0}^{L-1} x_n h_{f,k}(t - (n+k)T) \\ &= \sum_m \sum_{k=0}^{L-1} x_{m-k} h_{f,k}(t - mT) \quad . \end{aligned} \qquad (4.121)$$

$$x(t) = \sum_m h_f(t - mT, \mathbf{x}_m) \qquad (4.122)$$

$$h_f(t, \mathbf{x}_m) = \sum_{k=0}^{L-1} x_{m-k} h_{f,k}(t) \qquad (4.123)$$

$$\mathbf{x}_m = (x_m, \; x_{m-1}, \; \ldots, \; x_{m-L+1}) \quad . \qquad (4.124)$$

$$\beta(t, \mathbf{x}_m) = \sum_{k=0}^{L-1} x_{m-k} \beta_k(t) \quad . \qquad (4.125)$$

Böylece kısmi cevap fonksiyonları olan hf(t) ve 3{t) fonksiyonlarının şekli , şuan ki veri sembolü ve L-1 geçmiş veri sembolu ne bağlı olan T süresince eşit şekle sahip hf(tn xm) {3(tn xm) fonksiyonlar aracılığı ile değiştirilir.

$$h_f(t,\mathbf{x}_n) = (x_n + x_{n-1} + \cdots + x_{n-L+1})\frac{1}{2LT}u_T(t) \ .$$

Yukarıda yazılı formulasyonu takiben CPM sinyali aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$v(t) = A\sum_n b(t - nT, \mathbf{x}_n) \tag{4.126}$$

$$b(t,\mathbf{x}_n) = \exp\left\{j2\pi h\left(\sum_{i=0}^{n-1}\beta(T,\mathbf{x}_i) + \beta(t,\mathbf{x}_n)\right)\right\}u_T(t) \tag{4.127}$$

E0 = 0 olarak düşünüldüğün de [NT, (N+ ı) T] aralığında

$$\phi(t) = 2\pi h\int_0^t\sum_{k=0}^{n} x_k h_f(\tau - kT)d\tau \tag{4.128}$$

$$= \pi h\sum_{k=0}^{n-L} x_k + 2\pi h\sum_{k=n-L+1}^{n} x_k\beta(t - kT) \tag{4.129}$$

$$= \theta_n + 2\pi h\sum_{k=n-L+1}^{n-1} x_k\beta(t - kT) + 2\pi h x_n\beta(t - nT) \tag{4.130}$$

$$\theta_n = \pi h\sum_{k=0}^{n-L} x_k \qquad \text{modulo } 2\pi \tag{4.131}$$

[nT, (n+ 1) T] süresince , aşırı faz veri sembolu xn ,daha önceki veri sembolleri (xn-1,xn-2,xn-3,…….xn-L+1) ve toplamış faz durumu en e bağlıdır. T =Nt de CPM sinyalinin bu durumu L-tuple aracılığı ile tanımlanır.

Modülasyon indexi genellikle rasyonel sayı olması için sınırlandırılır, h = m/p de m ve p çok genel olmayan integer(sayısal) değerlerdir.

Bu kısıtlama aynı tip CPM cevaplarının gerçekleştirilmesi için sınırlı sayıda faz durumu sağlamaktadır.

$$S_n = (\theta_n, x_{n-1}, x_{n-2}, \ldots, x_{n-L+1}) \tag{4.132}$$

Eğer m çift ise

$$\theta_n \in \left\{0,\ \frac{\pi m}{p},\ \frac{2\pi m}{p},\ \cdots,\ \frac{(p-1)\pi m}{p}\right\} \qquad (4.133)$$

Eğer m tek ise

$$\theta_n \in \left\{0,\ \frac{\pi m}{p},\ \frac{2\pi m}{p},\ \cdots,\ \frac{(2p-1)\pi m}{p}\right\}\ . \qquad (4.134)$$

Bu nedenle tek m için p faz durumu,çift m için 2p faz durumu vardır. Sonuç olarak CPM durum sayısı

$$S = \begin{cases} pM^{L-1}, & m \text{ even} \\ 2pM^{L-1}, & m \text{ odd} \end{cases} \qquad (4.135)$$

İle bulunur.

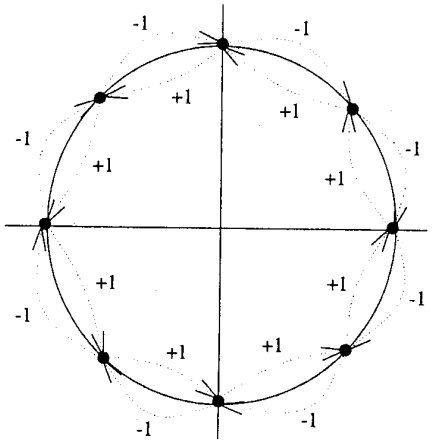
$$\theta_n \in \left\{0,\ \frac{\pi}{4},\ \frac{\pi}{2},\ \frac{3\pi}{4},\ \pi,\ \frac{5\pi}{4},\ \frac{3\pi}{2},\ \frac{7\pi}{4}\right\} \qquad (4.136)$$

CPM sinyalleri QAM ve PSK sinyalleri gibi işaret-uzay diyagramında gösterilemez. Ancak CPM sinyali bir fazdan diğerine geçişe göre tanımlanabilir.Tablo 4.22 ve 4.21 h=1/4 için ikili CPM ve MSK sinyallerinin faz durum diyagramını göstermektedir.

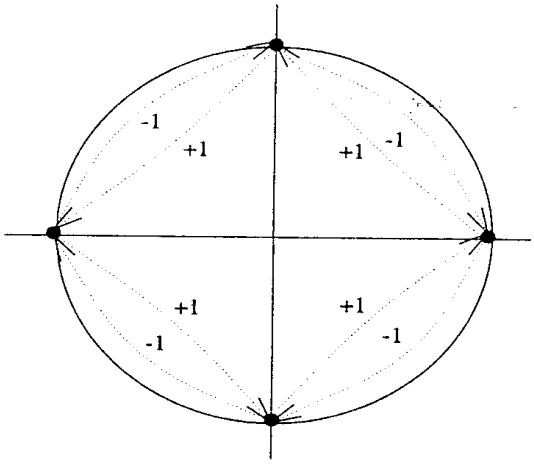
8.1 GAUSSIAN MINIMUM SHIFT KEYING (GMSK)

MSK kopmak psd hariç mobil radyo sistemleri için bütün istenilen özelliklere sahiptir.Bu durumda modülasyon sinyali alçak geçiren filtre aracılığı ile alçaltılır.

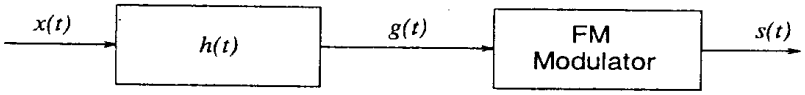
$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n h_f(t-nT) = \frac{1}{2T}\sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n u_T(t-nT) \qquad (4.137)$$



Şekil 4.21 h=1/4'lü CPM sinyal için faz durum diyagramı



Şekil 4.22 MSK için faz durum diyagramı



$$H(f) = \exp\left\{-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \frac{\ln 2}{2}\right\} \tag{4.138}$$

$$\frac{1}{2T}\text{rect}(t/T) = \frac{1}{2T}u_T(t + T/2)$$

$$\begin{aligned} h_f(t) &= \frac{1}{2T}\sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}}(BT)\int_{t/T-1/2}^{t/T+1/2} \exp\left\{-\frac{2\pi^2(BT)^2x^2}{\ln 2}\right\} dx \\ &= \frac{1}{2T}\left[Q\left(\frac{t/T+1/2}{\sigma}\right) - Q\left(\frac{t/T-1/2}{\sigma}\right)\right] \end{aligned} \tag{4.139}$$

Bu arada

$$Q(\alpha) = \int_\alpha^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2} dx \tag{4.140}$$

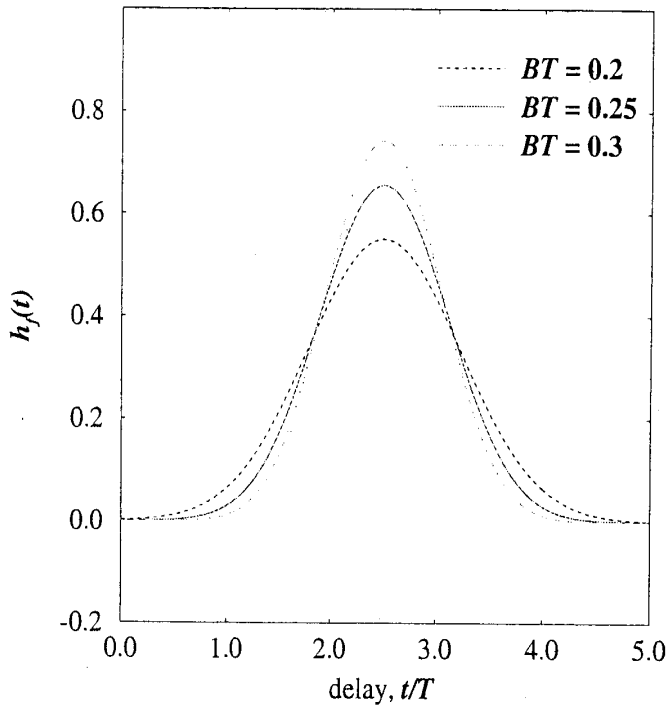
$$\sigma^2 = \frac{\ln 2}{4\pi^2(BT)^2} \tag{4.141}$$

Toplam vurum alanının J^^00hf(t)dt=1/2 olduğunu göstermek zor değildir .Son olarak her veri sembolü için aşırı faza toplam katkı +-1r/2dir.

$$\phi(T/2) - \phi(-T/2) = \pi x_0 \beta_0(T) + \pi \sum_{\substack{n=-\infty \\ n\neq 0}}^{\infty} x_n \beta_n(T) \qquad (4.142)$$

$$\beta_n(T) = \int_{-T/2-nT}^{T/2-nT} h_f(\tau)\, d\tau \ . \qquad (4.143)$$

4.142 deki ilk terim istenen ve ikinci terim ön modülasyon filtresi tarafından oluşturulan semboller arası etkileşimdir. Tablo 4.24 band geniliği BT olan normalize edilmiş çeşitli filtreler için GMSK frekans darbe şeklidir. Frekand dalga şeklinin T den fazla olması durumunda ISI oluşmaktadır. BT azaldıkça ISI artmaktadır.Sonuç olarka BT azaldıkça daha fazla güç yoğunluğuna sahip tayflar oluşmaktadır.Tablo 4.24,GMSK frekans şekilli atışı çizer.Frekans şekilli atış Tden daha fazla zamana sahip olduğundan ISI ortaya çıkmıştır.BT azalırken ,ISI artar.Sonuç olarak BTnin azalan değeri güç yoğunlu tayfının artmasına neden olur.Bazı araştırmalar gösterir ki BT=0,25 olması mobil radyo sistemleri için en iyi bir trade off (takas) sağlar.



Şekil 4.24 Normalize edilmiş BT band genişliği filtresi için GMSK frekans eğrisi

8.2 Doğrusallaştırılmış GMSK

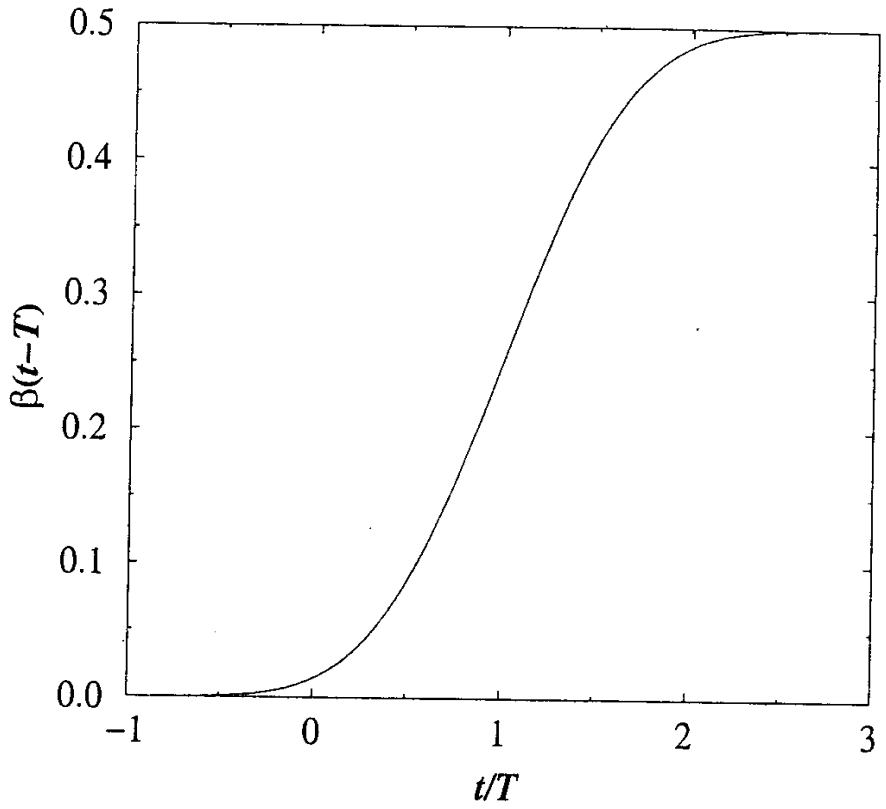
GMSK doğrusal olmayan modülasyon şemasıdır.Doğrusallaştırılmış GMSK sinyalli yararlıdır.Çünkü sinyal üretiminin ,alıcı algoritimlerini ve performans analizini kolaylaştırır.Burada GMSKye basit ve doğrusal yaklaşma oluşturmalıyız.GMSK faz şekilli fonksiyon 4.102 de tanımlanan frekans şekilli fonksiyonun tam sayısıdır.Parçalarının bütünleşmesini kullanarak gösterebilirizki;

$$\beta(t) = \frac{1}{2}\left(G\left(\frac{x}{T}+\frac{1}{2}\right) - G\left(\frac{x}{T}-\frac{1}{2}\right)\right) \qquad (4.144)$$

$$G(x) = Q\left(\frac{x}{\sigma^2}\right) + \frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \qquad (4.145)$$

Faz şekilli atış sıkıca nedensel olmadığından bir durdurma ve zaman koymalı versiyonunu kullanarak uygulamada yaklaştırılmalıdır.Burada zaman kaymalı vurumu düşünelim;

$$\hat{\beta}(t) = \beta(t-T) \ . \qquad (4.146)$$



Şekil 4.25 BT=0.3 için LGMSK faz palsı

Veri sembolleri dizisinin dizi oluşturmamak için farklı olarak kodlandığını düşünelim;

$$y_n = x_n x_{n-1} \quad x \in \{-1, +1\} \qquad (4.147)$$

{Yn}, dizisi GMSK modulatora karmaşık envelope üretmek için başvurur.

$$\tilde{s}(t) = \exp\left\{-j\pi \sum_{k=0}^{n} y_k \hat{\beta}(t - kT)\right\} \quad . \tag{4.148}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{s}(nT + mT/J) &\approx \exp\left\{j \sum_{k=0}^{n} y_k \hat{\beta}((n-k)T + mT/J)\right\} \\
&= \Pi_{k=0}^{n-2} j y_k \cdot \exp\left\{j \sum_{k=n-1}^{n} y_k \hat{\beta}((n-k)T + mT/J)\right\} \\
&= j^{n-1} y_0 y_{n-2} \cdot \exp\left\{j(y_{n-2}y_{n-1}\hat{\beta}(T + mT/J)\right. \\
&\quad \left. + y_{n-1}y_n \hat{\beta}(mT/J)\right\} \\
&= j^{n-1} y_0 y_{n-2} \left[\cos(y_{n-2}y_{n-1}\hat{\beta}(T + mT/J)) \text{ (cont'd)}\right.
\end{aligned}$$

Tablo 4.26 dan /3(t) ~ O,t ≦ O ve /3(t) ~ ~, t ≥ 2T ye bakalım.JLTörneğiyle karmaşık envelope zarfı örnek veriniz

$$\begin{aligned}
&+ j \sin(y_{n-2}y_{n-1}\hat{\beta}(T + mT/J))\Big] \\
&\times \Big[\cos(y_{n-1}y_n \hat{\beta}(mT/J)) \\
&+ j \sin(y_{n-1}y_n \hat{\beta}(mT/J))\Big]
\end{aligned} \tag{4.149}$$

Cos (x) düz bir fonksiyon sin(x)garip fonksiyon kullanarak Yn,YnE(-1+1)cosine ve sine terimlerişöyle yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned}
\tilde{s}(nT + mT/J) \approx\ & j^{n-1} y_0 y_{n-2} \left[\cos(\hat{\beta}(T + mT/J))\right. \\
& \left. + j s_{n-2} s_{n-1} \sin(\hat{\beta}(T + mT/J))\right] \\
& \times \left[\cos(\hat{\beta}(mT/J)) + j s_{n-1} s_n \sin(\hat{\beta}(mT/J))\right]
\end{aligned} \tag{4.150}$$

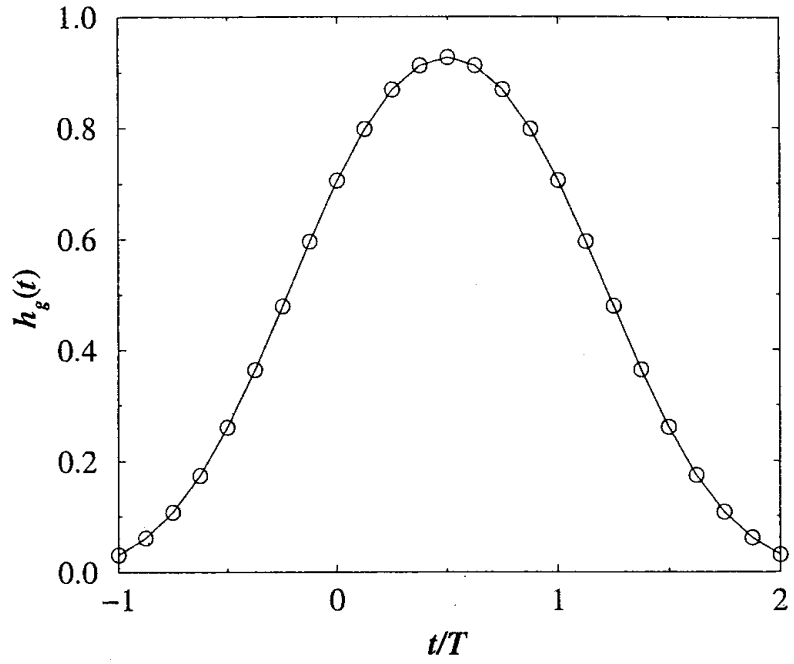
Y=1 olduğundan örneklenen sinyal azalır.

$$
\begin{aligned}
\tilde{s}(nT+mT/J) &\approx j^{n-1}y_0y_{n-2}\Big[\cos(\hat{\beta}(T+mT/J))\cos(\hat{\beta}(mT/J)) \\
&\quad +jy_{n-1}y_n\cos(\hat{\beta}(T+mT/J))\sin(\hat{\beta}(mT/J)) \\
&\quad +jy_{n-2}y_{n-1}\sin(\hat{\beta}(T+mT/J))\cos(\hat{\beta}(mT/J)) \\
&\quad +j^2s_{n-2}s_n\sin(\hat{\beta}(T+mT/J))\sin(\hat{\beta}(mT/J))\Big] \\
&= j^{n-1}\cos(\hat{\beta}(T+mT/J))\cos(\hat{\beta}(mT/J))y_{n-2} \\
&\quad +j^n\Big[\cos(\hat{\beta}(T+mT/J))\sin(\hat{\beta}(mT/J))y_{n-2}y_{n-1}y_n \\
&\quad +\sin(\hat{\beta}(T+mT/J))\cos(\hat{\beta}(mT/J))y_{n-1}\Big] \\
&\quad +j^{n+1}\sin(\hat{\beta}(T+mT/J))\sin(\hat{\beta}(mT/J))y_n
\end{aligned}
\tag{4.151}
$$

Sonunda onlar diğerlerinden daha küçük olduğundan doğrusal olmayan terimler çıkarabiliriz.Bu LGMSK karmaşık envelopeye neden olur.

$$
\begin{aligned}
\tilde{s}(nT+mT/J) &\approx j^{n-1}\cos(\hat{\beta}(T+mT/J))\cos(\hat{\beta}(mT/J))y_{n-2} \\
&\quad +j^n\sin(\hat{\beta}(T+mT/J))\cos(\hat{\beta}(mT/J))y_{n-1} \\
&\quad +j^{n+1}\sin(\hat{\beta}(T+mT/J))\sin(\hat{\beta}(mT/J))y_n
\end{aligned}
\tag{4.152}
$$

Örneklenen LGMSK vurumu şuan 4.152de yaklaşık örneklenen karmaşık envelopeden elde edilebilir.J=8e yi de varsayarak aşağıdakini yapabiliriz.



Şekil 4.26 BT=0.3 için LGMSK faz şekli

Tablo 4.26da hg(t)aslı bozulmuş LGMSK vurumunu çizer.MSK yarı sinusoid şeklinde vurumla OQPSKe eşdeğer olduğunda ,LGMSK hg(t) şeklinde vurumla OQPSKye eş değerdedir.

8.3 ZAMANLANMIŞ FREKANS MODÜLASYONU

TFm ‚Jager ve Dekker tarafından tanıtılan kısmi tepki binary CPMnin özel bir çeşididir.TFM sinyallerini tanımlamak için MSK için aşırı faz farklı eşitlemeye itaat eder.

$$\phi(nT+T)-\phi(nT)=x_n\frac{\pi}{2}\ . \qquad (4.154)$$

TFM için, fazla evre yörüngesi, kısmi tepki halini kullanarak düzeltilir

$$\phi(nT+T)-\phi(nT)=\frac{\pi}{2}\left(\frac{x_{n-1}}{4}+\frac{x_n}{2}+\frac{x_{n+1}}{4}\right)\ . \qquad (4.155)$$

Tfm için aşırı faz trajectory kısmi ıepki durumu kullanılarak düzeltilir.En fazla faz değişimi Jr /2ye eşittir.TFM sinyalinin tam tanımı için uygun ön modülasyon filtresi tanımlanmalıdır.Ön modülasyon filresi itici güç tepkisine hf(t) aşırı faz şöyle yazılabilir.

$$\phi(t)=\sum_{k=0}^{\infty}x_k\beta(t-kT) \qquad (4.156)$$

$$\beta(t)=2\pi h\int_{-\infty}^{t}h_f(t)dt\ . \qquad (4.157)$$

Aşırı faz zaman arasında değişir.

$$\begin{aligned}\phi(nT+T)-\phi(nT) &= 2\pi h\sum_{k=-\infty}^{\infty}x_k\left(\beta(nT+T-kT)-\beta(nT-kT)\right)\\ &= 2\pi h\sum_{\ell=-\infty}^{\infty}x_{n-\ell}\left(\beta(\ell T+T)-\beta(\ell T)\right)\ . \qquad (4.158)\end{aligned}$$

Daha detayla 4.115'i genişletmek verir;

$$\begin{aligned}\phi(nT+T)-\phi(nT) &= \frac{\pi}{2}\Big(\ldots+x_{n-2}\cdot 0+\frac{x_{n-1}}{4}\\ &\quad+\frac{x_n}{2}+\frac{x_{n+1}}{4}+x_{n+2}\cdot 0+\ldots\Big)\ . \qquad (4.159)\end{aligned}$$

(4.158) ve (4.159)u karşılaştırma bu duruma neden olur;

$$\beta(\ell T + T) - \beta(\ell T) = \begin{cases} \frac{1}{16h} & , \ |\ell| = 1 \\ \frac{1}{8h} & , \ \ell = 0 \\ 0 & , \ \text{otherwise} \end{cases} . \qquad (4.160)$$

4.157deki 3t'nin yukarıdaki tanımından eşitleme yol açar;

$$\int_{\ell T}^{(\ell+1)T} h_f(t)dt = \begin{cases} \frac{1}{16h} & , \ |\ell| = 1 \\ \frac{1}{8h} & , \ \ell = 0 \\ 0 & , \ \text{otherwise} \end{cases} . \qquad (4.161)$$

Hf(t)elde etmenin bir yolu ,Nyquist 'in 3 ölçüsünü tahmin eden hn(t)vurumu kullanmaktır.

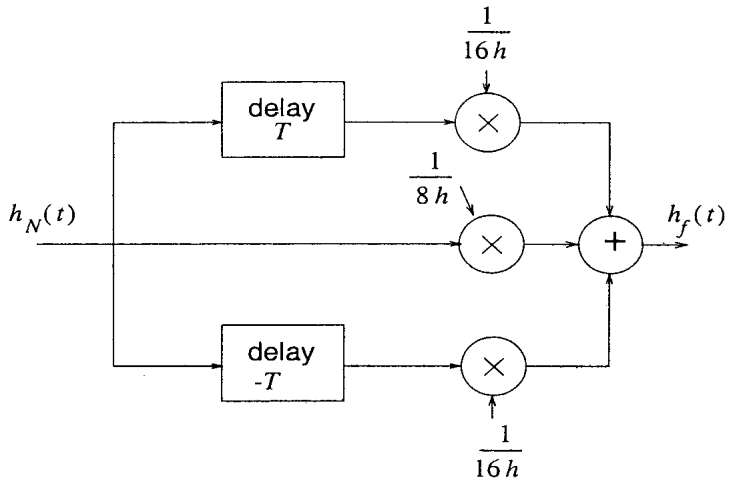
$$\int_{(2\ell-1)T/2}^{(2\ell+1)T/2} h_N(t)dt = \begin{cases} 1 & , \ \ell = 0 \\ 0 & , \ \ell \neq 0 \end{cases} \qquad (4.162)$$

$$\begin{aligned} S(f) &= \frac{1}{16h}e^{-j2\pi fT} + \frac{1}{8h} + \frac{1}{16h}e^{j2\pi fT} \\ &= \frac{1}{4h}\cos^2(\pi fT) \ . \end{aligned} \qquad (4.163)$$

Ve scalling kullanarak hf(t)oluşturmak ve tablo 4.27degösterilen filtre ile işlemi geciktirmek.Bu filrenin iletim fonksiyonu;

$$\begin{aligned} H_f(f) &= H_N(f)S(f) \\ &= H_N(f)\frac{1}{4h}\cos^2(\pi fT) \ . \end{aligned} \qquad (4.164)$$

Tüm vurum hf(t)forma sahiptir



Şekil 4.27 TFM frekans palsı üreten filtre

S(j) filtresi 4(155)de gerçekleştirilen faz baskılarını tahmin eder.Ancak hn(j) faz trajektörünün şekline karar verir.ve bundan dolayı,TFMgüç yoğunluğu tayfını etkileyebilir.Genel olarak hn(j)bir şekle sahiptir.N3 Nyquist in ilk ölçüsünü oluşturan vir vurumun Fourier dönüşümüdür.Bir örnek 4.47de tanımlanan cosine vurumudur.Düşünün,ideal Nyquist vurumu;

$$H_N(f) = \frac{\pi f T}{\sin(\pi f T)} N_1(f) \qquad (4.165)$$

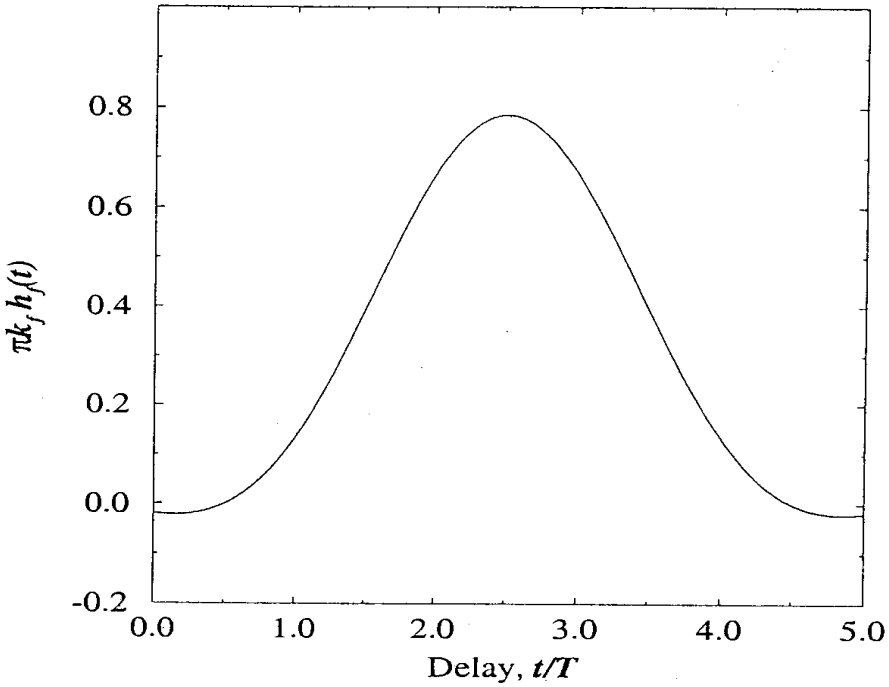
$$N_1(f) = \begin{cases} 1 & , \ 0 \le |f| \le 1/2T \\ 0 & , \ \text{otherwise} \end{cases} . \qquad (4.166)$$

(4.164) (4.166) kullanmak, verir;

$$H_f(f) = \frac{1}{4h} \frac{\pi f T}{\sin(\pi f T)} \cos^2(\pi f T) . \qquad (4.167)$$

$$\phi_i(nT + T) - \phi_i(nT) = \frac{\pi}{2}(a x_{n-1} + b x_n + a x_{n+1}) . \qquad (4.168)$$

Karşılıklı frekans şeklinde vurum tablo 4.28de çizilmiştir.Tablo4.24te GMSK vurumu için yakın benzerliktedir.Genelleştirilmiş normalleştirilmiş sıklık modülasyonu TFMnin genişliğindedir. Sinyalin geniş bir sınıfı bnin değerinden 3t tepki vurumuyla yapılandırılabilir.TFM ise GTFMnin özel durumudur.



Şekil 4.28 TFM frekans palsı şekli

9. DİJİTAL OLARAK DEĞİŞTİRİLMİŞ SİNYALLERİN GÜÇ SPEKTRAL YOĞUNLUKLARI

Dijital olarak değiştirilmiş band pass sinyali genel formda yazılabilir.

$$\begin{aligned} s(t) &= \mathrm{Re}\left\{\tilde{s}(t)e^{j(2\pi f_c t+\theta_o)}\right\} \\ &= \frac{1}{2}\left\{\tilde{s}(t)e^{j(2\pi f_c t+\theta_o)} + \tilde{s}^*(t)e^{-j(2\pi f_c t+\theta_o)}\right\} \end{aligned} \qquad (4.169)$$

Değiştirilmiş sinyaller geniş anlam sabitliğinde değildir.ancak şekil sabit olarak rastgele süreçler sınıfına aittir.s(t)nin otokorelasyon fonksiyonu;

$$\begin{aligned}\phi_{ss}(\tau) &= \mathrm{E}\left[s(t+\tau)s(t)\right] \\ &= \frac{1}{4}\mathrm{E}\left[\left(\tilde{s}(t+\tau)e^{j(2\pi f_c t+2\pi f_c\tau+\theta_o)}+\tilde{s}^*(t+\tau)e^{-j(2\pi f_c t+2\pi f_c\tau+\theta_o)}\right)\right. \\ &\quad \left.\times\left(\tilde{s}(t)e^{j(2\pi f_c t+\theta_o)}+\tilde{s}^*(t)e^{-j(2\pi f_c t+\theta_o)}\right)\right] \\ &= \frac{1}{4}\mathrm{E}\left[\tilde{s}(t+\tau)\tilde{s}(t)e^{j(4\pi f_c t+2\pi f_c\tau+2\theta_o)}+\tilde{s}^*(t+\tau)\tilde{s}(t)e^{-j2\pi f_c\tau}\right. \\ &\quad \left.+\tilde{s}(t+\tau)\tilde{s}^*(t)e^{j2\pi f_c\tau}+\tilde{s}^*(t+\tau)\tilde{s}^*(t)e^{-j(4\pi f_c t+2\pi f_c\tau+2\theta_o)}\right] .\end{aligned} \tag{4.170}$$

Daha fazla ilerlemek için;

$$\mathrm{E}_{\theta_o}\left[e^{\pm j(4\pi f_c t+2\pi f_c\tau+2\theta_o)}\right]=0 \tag{4.171}$$

Rastgele taşıma aşamasında ortalama sonucu gösterir. Bu sonucu kullanarak,

$$\phi_{ss}(\tau)=\frac{1}{2}\phi_{\tilde{s}\tilde{s}}(\tau)e^{j2\pi f_c\tau}+\frac{1}{2}\phi^*_{\tilde{s}\tilde{s}}(\tau)e^{-j2\pi f_c\tau} \ . \tag{4.172}$$

Sonuçta güç yoğunluk tayfı,epssTnin Fourier iletimidir..

$$S_{ss}(f)=\frac{1}{2}\left[S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f-f_c)+S^*_{\tilde{s}\tilde{s}}(-f-f_c)\right] \tag{4.173}$$

Sss(J),karmaşık envelope s(t)in güç yoğunluk tayfıdır.Sss(j)gerçektir,s(t) ve epsp(t)karmaşık olmasına rağmen.Bu özellik epsp (t)de gösterir. Appendiz A da gösterildiği gibi,

$$S_{ss}(f)=\frac{1}{2}\left[S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f-f_c)+S_{\tilde{s}\tilde{s}}(-f-f_c)\right] \ . \tag{4.174}$$

Yukarıdaki açıklamadan band pass dalga şeklinin psdsinin karmaşık envelope tarafından tamamen karar verildiği açıktır.

9.1 PDS'NİN KOPLEKS ZARFI

Herhangi dijital olarak değiştirilmiş sinyali karmaşık envelopesini standart formda açıklanabildiğini gördük.

$$\tilde{s}(t)=A\sum_n b(t-nT,\mathbf{x}_n) \ . \tag{4.175}$$

$$\phi_{\tilde{s}\tilde{s}}(t+\tau,t) = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\tilde{s}(t+\tau)\tilde{s}^*(t)\right] \qquad (4.176)$$
$$= \frac{A^2}{2}\sum_i\sum_k \mathrm{E}\left[b(t+\tau-iT,\mathbf{x}_i)b^*(t-kT,\mathbf{x}_k)\right] \ .$$

S(t);T periodu ile t deki otokorelasyon fonksiyon epsp(ttT,t)periodik anlamına geldiği cyclo sabit rastgele süreçtir.Bu özelliği görmek için ilkin;

$$\phi_{\tilde{s}\tilde{s}}(t+T+\tau,t+T)$$
$$= \frac{A^2}{2}\sum_i\sum_k \mathrm{E}\left[b(t+T+\tau-iT,\mathbf{x}_i)b^*(t+T-kT,\mathbf{x}_k)\right]$$
$$= \frac{A^2}{2}\sum_{i'}\sum_{k'} \mathrm{E}\left[b(t+\tau-i'T,\mathbf{x}_{i'+1})b^*(t-k'T,\mathbf{x}_{k'+1})\right] \ . \qquad (4.177)$$

Bu varsayımla;veri dizisi, sabit ve rastgele bir süreçtir.

$$\phi_{\tilde{s}\tilde{s}}(t+T+\tau,t+T) = \frac{A^2}{2}\sum_{i'}\sum_{k'} \mathrm{E}\left[b(t+\tau-i'T,\mathbf{x}_{i'})b^*(t-k'T,\mathbf{x}_{k'})\right]$$
$$= \phi_{\tilde{s}\tilde{s}}(t+\tau,t) \ . \qquad (4.178)$$

Bu yüzden s (T), cyc1o-sabittir.

S'(t)cyclo sabit olduğundan otokorelasyon CPssT,verilen CPss(ttT,t)nin zaman ortalamasını alarak elde edilebilir.

$$
\begin{aligned}
\phi_{\tilde{s}\tilde{s}}(\tau) &= <\phi_{\tilde{s}\tilde{s}}(t+\tau,t)> \\
&= \frac{A^2}{2}\sum_i\sum_k \frac{1}{T}\int_0^T \mathrm{E}\left[b(t+\tau-iT,\mathbf{x}_i)b^*(t-kT,\mathbf{x}_k)\right]dt \\
&= \frac{A^2}{2T}\sum_i\sum_k \int_{-kT}^{-kT+T} \mathrm{E}\left[b(z+\tau-(i-k)T,\mathbf{x}_i)b^*(z,\mathbf{x}_k)\right]dz \\
&= \frac{A^2}{2T}\sum_m\sum_k \int_{-kT}^{-kT+T} \mathrm{E}\left[b(z+\tau-mT,\mathbf{x}_{m+k})b^*(z,\mathbf{x}_k)\right]dz \\
&= \frac{A^2}{2T}\sum_m\sum_k \int_{-kT}^{-kT+T} \mathrm{E}\left[b(z+\tau-mT,\mathbf{x}_m)b^*(z,\mathbf{x}_0)\right]dz \\
&= \frac{A^2}{2T}\sum_m \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{E}\left[b(z+\tau-mT,\mathbf{x}_m)b^*(z,\mathbf{x}_0)\right]dz \ . \qquad (4.179)
\end{aligned}
$$

zaman ortalamasını gösterir. Ve 2 son eşitlik veri dizisi (x,k)nin sabit özelliğini kullanır.s(t)nin psdsi ,CPSS(T)3 ün Fourier iletimini alarak elde edilir.

$$
\begin{aligned}
S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) &= \mathrm{E}\left[\frac{A^2}{2T}\sum_m \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} b(z+\tau-mT,\mathbf{x}_m)b^*(z,\mathbf{x}_0)dze^{-j2\pi f\tau}d\tau\right] \\
&= \mathrm{E}\left[\frac{A^2}{2T}\sum_m \int_{-\infty}^{\infty} b(z+\tau-mT,\mathbf{x}_m)e^{-j2\pi f(z+\tau-mT)}d\tau\right. \\
&\qquad \left.\times\int_{-\infty}^{\infty} b^*(z,\mathbf{x}_0)e^{j2\pi fz}dze^{-j2\pi fmT}\right] \\
&= \mathrm{E}\left[\frac{A^2}{2T}\sum_m \int_{-\infty}^{\infty} b(\tau',\mathbf{x}_m)e^{-j2\pi f\tau'}d\tau'\right. \\
&\qquad \left.\times\int_{-\infty}^{\infty} b^*(z,\mathbf{x}_0)e^{j2\pi fz}dze^{-j2\pi fmT}\right] \text{(cont'd)}
\end{aligned}
$$

$$
= \frac{A^2}{2T}\sum_m \mathrm{E}\left[B(f,\mathbf{x}_m)B^*(f,\mathbf{x}_0)\right]e^{-j2\pi fmT} \qquad (4.180)
$$

Açıklamak için güç yoğunluğu tayfı daha uygun formdadır.

$$S_{b,m}(f) = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[B(f,\mathbf{x}_m)B^*(f,\mathbf{x}_0)\right] \quad . \tag{4.181}$$

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{T}\sum_m S_{b,m}(f)e^{-j2\pi fmT} \quad . \tag{4.182}$$

4..182 de psd ;b(t,xm)eşdeğer vurum fonksiyonun formu ve veri dizisi xm2in bağdaşan özelliklerine bağlıdır.Şimdi;veri özellikleri xm ve xo ;imi>-için bağımsızdır.O halde;

$$S_{b,m}(f) = S_{b,K}(f), \quad |m| \geq K \tag{4.183}$$

$$\begin{aligned} S_{b,K}(f) &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[B(f,\mathbf{x}_m)\right]\mathrm{E}\left[B^*(f,\mathbf{x}_0)\right] \qquad |m| > K \\ &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[B(f,\mathbf{x}_0)\right]\mathrm{E}\left[B^*(f,\mathbf{x}_0)\right] \qquad |m| > K \\ &= \frac{1}{2}\left|\mathrm{E}\left[B(f,\mathbf{x}_0)\right]\right|^2 \ , \ |m| \geq K \ . \end{aligned} \tag{4.184}$$

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = S^c_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) + S^d_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) \tag{4.185}$$

$$\begin{aligned} S^c_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) &= \frac{A^2}{T}\sum_{|m|<K}\left(S_{b,m}(f) - S_{b,K}(f)\right)e^{-j2\pi fmT} \\ S^d_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) &= \frac{A^2}{T}S_{b,K}(f)\sum_m e^{-j2\pi fmT} \quad . \end{aligned} \tag{4.186}$$

S-s(f) ve Sfs(f) terimleri psd nin devamlı ve farklı özelliklerini temsil eder.Sfs(f) farklı özelliği temsil eder ve benzerlik kullanarak açıkça görülebilir

$$T\sum_m e^{-j2\pi fmT} = \sum_n \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \tag{4.187}$$

Sonuç olarak Sb,-m(f)=S,m(f) özelliğini kullanarak psdnin devamlı durumu aşağıda yazılmıştır.

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}^{d}(f) = \left(\frac{A}{T}\right)^{2} S_{b,K}(f) \sum_{n} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) . \qquad (4.188)$$

$$\begin{aligned} S_{\tilde{s}\tilde{s}}^{c}(f) &= \frac{A^2}{T}\left(S_{b,0}(f) - S_{b,K}(f)\right) \\ &\quad + \frac{A^2}{T} \sum_{m=1}^{K} \left\{ \left(S_{b,m}(f) - S_{b,K}(f)\right) e^{-j2\pi fmT} \right. \\ &\qquad \left. + \left(S_{b,m}^{*}(f) - S_{b,K}(f)\right) e^{j2\pi fmT} \right\} \\ &= \frac{A^2}{T}\left(S_{b,0}(f) - S_{b,K}(f)\right) \\ &\quad + \frac{A^2}{T} 2\mathrm{Re}\left\{ \sum_{m=1}^{K} \left(S_{b,m}(f) - S_{b,K}(f)\right) e^{-j2\pi fmT} \right\} \end{aligned} \qquad (4.189)$$

Bütün ortalamasının ve Fourier'in, dönüştürülür, yer değiştirebilir çizgisel operatörlerdir. Bu yüzden, eğer karmaşık envelope ise, ssin (T), sıfır anlamı vardır , yani, [B (T, XO)]= O'in olduğu E, sonra E, bu durumda [B (F, XO)]= O.'dir

$$S_{b,K}(f) = \frac{1}{2} \left|\mathrm{E}[B(f, \mathbf{x}_0)]\right|^2 = 0 . \qquad (4.190)$$

Sonuçta,ifb(t,xo)sıfır anlamödaysa Sss (f)farklı bir bileşen içermez.Sss(f)=Sfs(f).Aksi takdirde ,b(t,xo)sıfır anlamındaysa ,Sss(f)farklı bileşnler içerecektirler. ALTERNATİF METOD:psd hesaplamanın alternatif metodu aşağıda verilmiştir.4.185deki ilk sıradan;

Alternatif Metot . psd'nin bir alternatif hesaplama medotodu, (4.180) den,

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \mathrm{E}\left[\frac{A^2}{2T}\sum_m \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} b(z+\tau-mT,\mathbf{x}_m)b^*(z,\mathbf{x}_0)dz e^{-j2\pi f\tau}d\tau\right]$$

$$= \frac{A^2}{2T}\sum_m \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{E}\left[b(\tau',\mathbf{x}_m)b^*(z,\mathbf{x}_0)\right] \times e^{-j2\pi f(\tau'-z)}dzd\tau' e^{-j2\pi fmT} \qquad (4.191)$$

Bu yüzden $S_{b,m}(f)$ çift fourier transformundan,

$$S_{b,m}(f) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \phi_{b,m}(\tau',z)e^{-j2\pi f(\tau'-z)}dzd\tau' \quad . \qquad (4.192)$$

burada

$$\phi_{b,m}(\tau',z) = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[b(\tau',\mathbf{x}_m)b^*(z,\mathbf{x}_0)\right] \quad . \qquad (4.193)$$

Uyumsuz kaynak simgeleri.

B'in (T, Xm), bir sembole bağlıdır.

$$b(t,\mathbf{x}_m) = b(t,x_m) \qquad (4.194)$$

Ve veri sembolleri x_m bağımsızdır.O halde

$$S_{b,0}(f) = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[|B(f,x_0)|^2\right] \qquad (4.195)$$

$$S_{b,m}(f) = \frac{1}{2}|\mathrm{E}[B(f,x_0)]|^2 \qquad |m| \geq 1 \quad . \qquad (4.196)$$

Bu yüzden, S_{ss} (f), olduğu (4.185) de verilir

$$S^d_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{T^2}S_{b,1}(f)\sum_n \delta\left(f-\frac{n}{T}\right) \qquad (4.197)$$

$$S^c_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{T}\left(S_{b,0}(f)-S_{b,1}(f)\right) \quad . \qquad (4.198)$$

Bir daha, eğer b (t, x_m), sıfır ortalaması varsa, sonra $S_{b,1}$ (f) ı — (Hiçbir ayrı hayali bileşen değil)

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{T} S_{b,0}(f) \quad . \tag{4.199}$$

Lineer Full Tepki Modülasyonu

Lineer full tepki modülasyon şemaları b (t, x_n)= x_n $h_a(t)$ ve B(f, x_n)= x_n $H_a(f)$ göz önünde bulundurulursa, (4.181) den.

$$S_{b,m}(f) = \phi_{xx}(m) \, |H_a(f)|^2 \tag{4.200}$$

$$\phi_{xx}(m) = \frac{1}{2} \mathrm{E}[x_{k+m} x_k^*] \quad . \tag{4.201}$$

Bu yüzden, (4.182)'den karmaşık envelopenın psd'si

$$S_{b,m}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{b,m}(\tau', z) e^{-j2\pi f(\tau' - z)} dz d\tau' \quad . \tag{4.192}$$

Burada

$$\phi_{b,m}(\tau', z) = \frac{1}{2} \mathrm{E}\left[b(\tau', \mathbf{x}_m) b^*(z, \mathbf{x}_0)\right] \quad . \tag{4.193}$$

Psd , iki bileşenin ürünüdür. Biri, genlik şekil fonksiyonuna bağımlılığı ve diğeri veri sırasının korelasyonuna bağımlılığıdır. Bağdaştırılmamış veri simgeleri,

$$S_{b,0}(f) = \frac{1}{2} \mathrm{E}[|x|^2] \, |H_a(f)|^2 \tag{4.204}$$

$$S_{b,m}(f) = \frac{1}{2} |\mu_x|^2 \, |H_a(f)|^2 \quad , \quad |m| \geq 1 \quad . \tag{4.205}$$

Burada μ_x= E[x_m] .

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{T} \sigma_x^2 \, |H_a(f)|^2 \tag{4.206}$$

Burada

$$\sigma_x^2 = \tfrac{1}{2} \mathrm{E}[|x_k|^2]$$

Lineer Kısmi Kepki Ayarlaması.

$H_a(t)$ LT zamanına sahip lineer tepki modülasyon şemalarını düşünelim.Bölüm 8 deki gelişme eşdeğer fonksiyon forma sahiptir

$$\begin{aligned} b(t,\mathbf{x}_m) &= h_a(t,\mathbf{x}_m) \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} x_{m-k} h_{a,k}(t) \end{aligned} \tag{4.207}$$

$$h_{a,k}(t) = h_a(t+kT)U_T(t) \tag{4.208}$$

Fourier iletimi aşağıdakini verir;

$$B(f,\mathbf{x}_m) = \sum_{k=0}^{L-1} x_{m-k} H_{a,k}(f) \ . \tag{4.209}$$

$$\begin{aligned} S_{b,m}(f) &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\sum_{k=0}^{L-1} x_{m-k} H_{a,k}(f) \sum_{\ell=0}^{L-1} x^*_{-\ell} H^*_{a,\ell}(f)\right] \\ &= \sum_{k=0}^{L-1}\sum_{\ell=0}^{L-1} \frac{1}{2}\phi_{xx}(m-k+\ell) H_{a,k}(f) H^*_{a,\ell}(f) \ . \end{aligned} \tag{4.210}$$

Uyumsuz sıfır veri sembollerinin özel durumu için $Ø_{xx}(M — k+ f)= \sigma^2{}_x\delta (M — k+ f)$. Bu yüzden

$$S_{b,m}(f) = \sigma_x^2 \sum_{\ell=0}^{L-1} H_{a,m+\ell}(f) H^*_{a,\ell}(f) \tag{4.211}$$

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[|x_0|^2\right] \ .$$

Örnek 4.4. Duobinary işareti

L= 2 için işaret ederken 4.4 Duobinary'ın olduğu örnek, ve ne, (T)= ne o, (7rt T) ve ne, o (J)= ne, (T)= Sa'nın olduğu ı (JT) (J)= Trect'in

$$\text{rect}(fT) = \begin{cases} T, & |f| \le 1/(2T) \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}$$

Bağdaştırılmamış sıfır-ortalama veri simgeleriyle

$$\begin{aligned} S_{b,m}(f) &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\left(x_0^* H_{a,0}^*(f) + x_{-1}^* H_{a,1}^*(f)\right)\left(x_m H_{a,0}(f) + x_{m-1} H_{a,1}(f)\right)\right] \\ &= \begin{cases} 2\sigma_x^2 T^2 \text{rect}(fT) & , \ m = 0 \\ \sigma_x^2 T^2 \text{rect}(fT) & , \ |m| = 1 \\ 0 & , \ \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned}$$

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = 4A^2 T \sigma_x^2 \cos^2(\pi f T)\text{rect}(fT) \ . \qquad (4.212)$$

Örnek 4.5, 'Değiştirilen duo binary sinyali için ;L=3 VE HA ,A(T)=Sa (KtLT)=0Olumsuz anlamsız veri sembolleriyle;

$$S_{b,m}(f) = \begin{cases} 2\sigma_x^2 T^2 \text{rect}(fT) & , \ m = 0 \\ -\sigma_x^2 T^2 \text{rect}(fT) & , \ |m| = 2 \\ 0 & , \ \text{otherwise} \end{cases}$$

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = 4A^2 T \sigma_x^2 \sin^2(2\pi f T)\text{rect}(fT) \ .$$

9.2 QAM'İN PSD'Sİ

Uyumsuz sıfır anlamlı veri semboleriyle QAM ın PSDsi 4.206 da verilir.Eğer ha8t) UT(t)O halde

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = A^2 T \sigma_x^2 \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}\right)^2 \ . \qquad (4.213)$$

Farklı M ile band genişliğinin etkinliğini karşılaştırmak için frekans değişkeni ara Tb tarafından normalleştirilmelidir.M için sonuç olarak

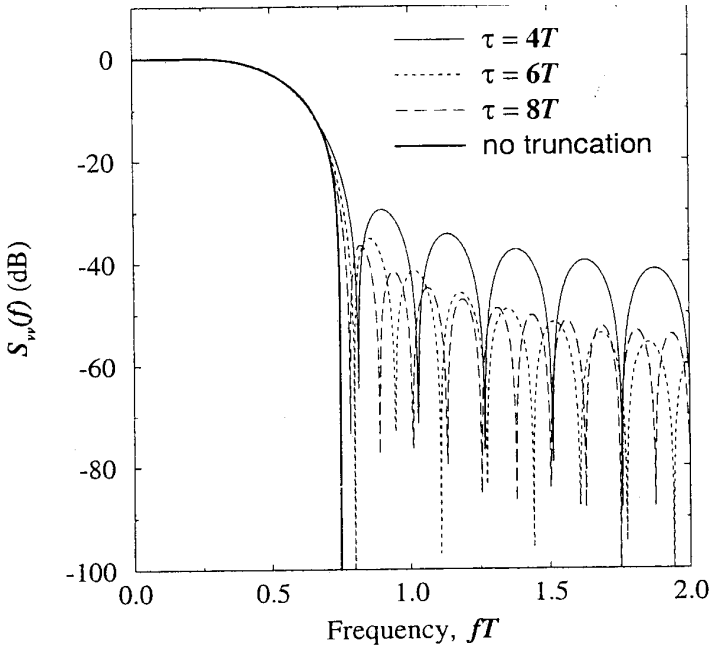
$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = A^2 T \sigma_x^2 \left(\frac{\sin \pi f T_b \log_2 M}{\pi f T_b \log_2 M}\right)^2 \ . \qquad (4.214)$$

Temel cosine vurumuyla ha(j)=p(j),4.47 de 4.49da tanımlanan şekle sahiptir.Temel cosine atışı nedensel değildir.Vurum dijital FIR filresi olarak uygulandığında sınırsız uzunluk tyi durdurmalıdır.Bu durdurma yeni atışlar oluşturur.

Ha(J) Tsa(JT)frekans değişken fi gösterir.ha(j)ile ha(j)yer değiştirerek 4.206dan tekrar elde edilebilir.Tablo 4.29da gösterildiği gibi ,atış kesimi önemli yan lob yeniden oluşumuna neden olabilir.Yine farklı m ile band genişliği etkisini karşılaştırmak için frekans değişkenindeki arlık Tb tarafından normalleşririlmelidir.

9.3.PSK'NIN PSD'Sİ

4.60 da eşdeğer şekilde fonksiyon ve uyumsuz veri semboleriyle PSK sinayleri için psd ,a=1/2 ile 4.206 da verilmiştir.Bundan dolayı PSK sinyalleri QAM sinyalleri gibi aynı psddedir.Dikdiörgen ve temel cosine vurum şeklinde psd 4.213 ve 214 te ardı ardına verilir.Yine farklı M ile band genişliği etkisini karşılaştırmak için frekans değişkeni aralık TB tarafından normalleştirilmelidir.



Şekil 4.29 β=0.5 QAM'in psd'si

Uyumsuz veri simgeleriyl((e

$$S_{b,0}(f) = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[|B(f,x_0)|^2\right] = \frac{1}{2}|H_a(f)|^2 \quad (4.217)$$

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{2T}|H_a(f)|^2 \quad (4.218)$$

Bu yüzden, OQPSK, QPSK gibi aynı güç yoğunluğu tayfına sahiptir.

9.4 OQPSK'IN PSD'Sİ

OQPSK için fonksiyon eşitliği;

$$b(t,\mathbf{x}_n) = b(t,x_n) = x_{I,n}h_a(t) + jx_{Q,n}h_a(t-T/2) \quad (4.215)$$

$x_{I,n}, x_{Q,n} \in \{-1/\sqrt{2}, +1/\sqrt{2}\}$

$$B(f,\mathbf{x}_n) = \left(x_{I,n} + jx_{Q,n}e^{-j2\pi fT/2}\right)H_a(f) \quad (4.216)$$

$$S_{b,0}(f) = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[|B(f,x_0)|^2\right] = \frac{1}{2}|H_a(f)|^2 \quad (4.217)$$

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{2T}|H_a(f)|^2 \quad (4.218)$$

9.5 PSD OF Π /4-DQPSK

Π / 4-DQPSK nin güç yoğunluğu tayfını bulmak için ilkin oto korelasyonun hesaplamalıyız.

$$\phi_{b,m}(\tau', z) = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[b(\tau', \mathbf{x}_m)b^*(z, \mathbf{x}_0)\right] \quad . \tag{4.219}$$

$m > 0$,

$$\begin{aligned}\phi_{b,m}(\tau', z) &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[h_a(\tau')\exp\left\{j\frac{\pi}{4}\sum_{n=1}^{m}x_n\right\}h_a(z)\right] \\ &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\exp\left\{j\frac{\pi}{4}\sum_{n=1}^{m}x_m\right\}\right]h_a(\tau')h_a(z) \\ &= 0 \quad .\end{aligned} \tag{4.220}$$

$m = 0$,

$$\begin{aligned}\phi_{b,m}(\tau', z) &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[h_a(\tau')\exp\left\{j\frac{\pi}{4}x_0\right\}h_a(z)\exp\left\{-j\frac{\pi}{4}x_0\right\}\right] \\ &= \frac{1}{2}h_a(\tau')h_a(z) \quad .\end{aligned} \tag{4.221}$$

Çift Fourier iletimi

$$\begin{aligned}S_{b,0}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\phi_{b,m}(\tau', z)e^{-j2\pi f(\tau'-z)}dzd\tau' \\ &= \frac{1}{2}\left|H_a(f)\right|^2 \quad .\end{aligned} \tag{4.222}$$

Son olarak pds

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{2T}\left|H_a(f)\right|^2 \quad . \tag{4.223}$$

OQPSK gibi Π /4d qpsk , qpsk gibi aynı güç yoğunluk tayfına sahiptir

9.6 OFDM'NİN PSD'Sİ

1/T tarafında frekansta ayrılan N ara taşıyıcısındaki bağımsız değişme olarak OFDM ye başvurularak bir OFDM sinyalinin psdsi elde edilebilir.Her ara taşıyıcıdaki bilgi sembolü periodundaki arayı önemsemek T=NTs,dir.Her alt taşıyıcıda değişen veri sembollerinin anlamsız ve değişkensiz olduğunu düşünelim. 1/T boşluklu ara taşıyıcıları zamanında orthogonal tutmak için genlik şekilli fonksiyon dikdörtgen vurum olmalıdır.Ancak eğer alt kanal ortagonaltyinin kaybı düzeltilebilirse diğer çeşit genlik vurumları kullanılabilir.

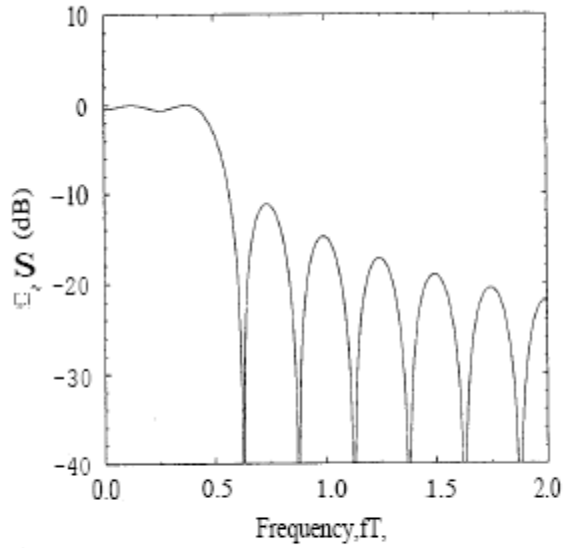
$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = A^2 T \sigma_x^2 \sum_{k=0}^{N-1} \left| H_a\left(f - \frac{1}{T}\left(k - \frac{N-1}{2}\right)\right)\right|^2 \qquad (4.224)$$

Fourier iletisi ha(f)=Sa(nft)ile ha(t)=Ur(t) genlik şekilli dikdörtgen vurumu düşünelim.KArşılıklı OFDM psd N=4 VE N=32nin blok boyutları için karşılıklı olarak tablo 4.30 ve 31 de gösterilir.N blok boyutu arttığında yan loblar azalır.Alında N genişlediğinde yan loblar sıfıra doğru azalır ve OFDM sinyali karmaşık zarfı şeridi işgal eder.

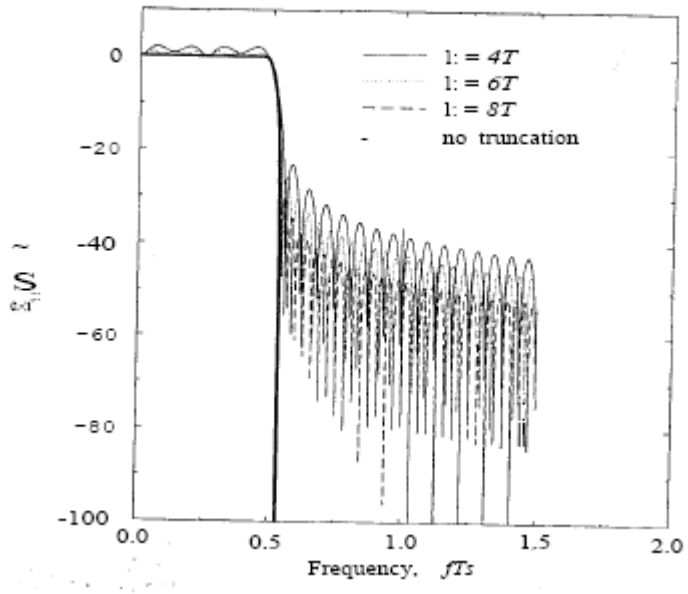
$$|f| \lesssim \frac{N}{(2T)} = \frac{1}{2T_s}$$

Nin daha küçük değerleri için ,psd deki gelişme her bir alt taşıyıcıdaki temel cosine vurumu kullanarak elde edilebilir.Tablo 4.32 4.30la doğrudan karşılaştırılabilen vurum şeklinin kullanımının etkisini gösterir.Ancak temel cosine vurum şeklinin kullsnımının slt tsşıyıcı orthogonslitye zarar vereceğini tekrar ederiz.Bölüm 5te gösteriliyorki ücret bit hata oranı performansında bir basamaktır.

Semboller arası müdahale olmadan saniye deı ı/Tnin sembolleri arasında veri sembolleri iletmek için gerekli olası bandgenişliğidir.ha(t)=Sa(nt/Ts)genlik şekilli vurumu ve tek taşıyıcı değişimi kullanarak seri kaynak veri sembollerini iletilerek başarılabilir.Ancak önceden bahsedildiği gibi yüksek baud oranı gibi veri sembollerinin iletimi alıcıda eşitleme gerektirir.



Şekil 4.30 N=4'lü OFDM'in PSD'si



Şekil 4.30 N=32'li OFDM'in PSD'si

Kth ara taşıyıcısında iletilen dalga şekli,

$$\tilde{s}_k(t) = Ax_k h_{ak}(t) \tag{4.225}$$

$$h_{ak}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi f_k n T_s} \mathrm{sinc}(t/T_s - n) \tag{4.226}$$

Ve kth ara taşıyıcı için psd aşağıdaki gibidir

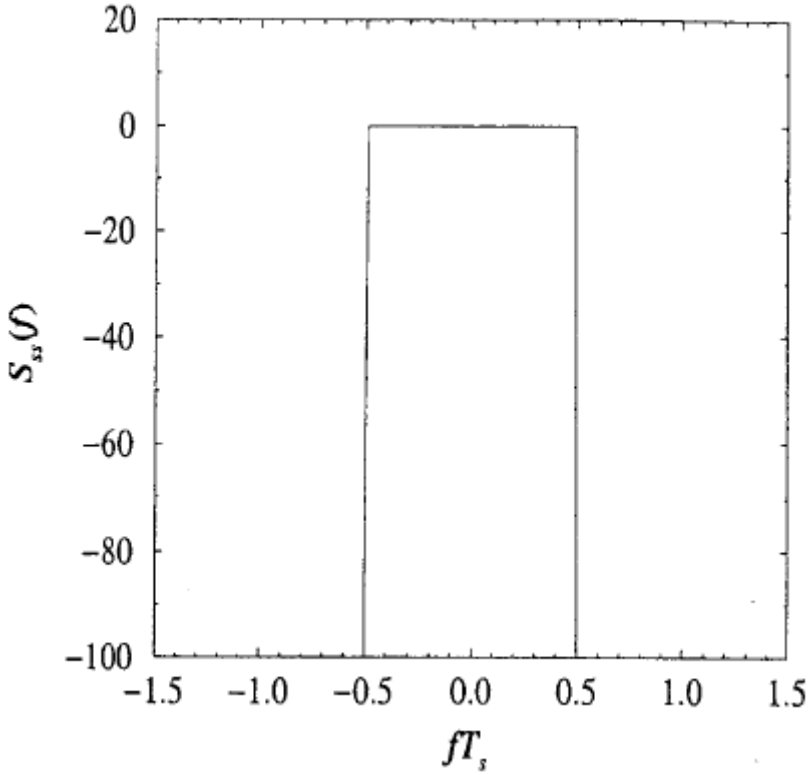
$$\tilde{S}_{kk}(f) = \frac{A^2}{T}\sigma_x^2 |H_{ak}(f)|^2 \quad . \tag{4.227}$$

Hak(t) Fourier iletimi

$$\begin{aligned} H_{ak}(f) &= T_s \mathrm{rect}\left(\frac{f}{T_s}\right) \frac{\sin(\pi(f-f_k)NT_s)}{\sin(\pi(f-f_k)T_s)} e^{-j\pi(f-f_k)(N-1)T_s} \\ &= T_s \mathrm{rect}\left(\frac{f}{T_s}\right) \frac{\sin(\pi(NfT_s-k))}{\sin(\pi(fT_s-k/N))} e^{-j\pi\left(f-\frac{k}{NT_s}\right)(N-1)T_s} \end{aligned} \tag{4.228}$$

$$S_{kk}(f) = A^2 T \sigma_x^2 \mathrm{rect}\left(\frac{f}{T_s}\right) \frac{1}{N^2} \left(\frac{\sin(\pi(NfT_s-k))}{\sin(\pi(fT_s-k/N))}\right)^2 \tag{4.229}$$

Kth ara taşıyıcısı için güç tayfı



Şekil 4.33 IFFT algoritmalı OFDM'in PSD'si

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = A^2 T \sigma_x^2 \text{rect}\left(\frac{f}{T_s}\right) \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\frac{\sin(\pi(NfT_s - k))}{\sin(\pi(fT_s - k/N))}\right)^2 \qquad (4.230)$$

Alt taşıyıcıdaki veri sembolleri bağımsız olduğundan tüm psd üretmek için tablo 4.33 te çizilen onların psdlerini ekleyebiliriz.Psdnin ideal dikdörtgen şeklinde olduğuna dikkat edelim.Sonuç olarak yukarıdaki sonuçlar DıA dönüştürücüsündeki ideal yönlendirme filtresini kullanarak elde edilir.Bu tablo 4.15 te gösterilen nedensel olmayan genlik vurumuna yol açar.Herhangi uygulamalı yerine getirme zaman için bu vurumu kesecektir.Bu ,bandın dışındaki ıii<-1Tsspectral yan loblarına neden olur.

9.7 TÜM TEPKİ CPM'NİN PSD'Sİ

CPM için eşdeğer işlevin hatırlatması4.105 tarafından verilir.Psdyi hesaplamak için yardımcı fonksiyonu tanımlarız.

$$r(t, x_k) \triangleq e^{jx_k\beta(t)} u_T(t) \qquad (4.231)$$

Ve onun anlamını ve otokorelasyon fonksiyonunu hesaplarız.Eğer M sinyali xk'nin değerleriyle kullanılırsa

$$x_k \in \{2m - 1 - M : m = 1,\ 2,\ \cdots,\ M\} \ . \qquad (4.232)$$

$$\begin{aligned} m_r(t) &= \mathrm{E}[r(t, x_k)] \\ &= \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} e^{j(2i-1-M)\beta(t)} u_T(t) \\ &= \mathrm{sinf}(\beta(t)) u_T(t) \ . \end{aligned} \qquad (4.233)$$

Sınf(x)tanımlanabilir;

$$\mathrm{sinf}(x) \triangleq \frac{\sin Mx}{M \sin x} \ . \qquad (4.234)$$

$$\phi_{r,m}(t, t') = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[r(t, x_m) r^*(t', x_0)\right] \ . \qquad (4.235)$$

M= O için yukarıdaki ifadeleri değerlendirmek ,daha sonra kullanılacak aşağıdaki sonucu verir.

$$\begin{aligned} \phi_{r,0}(t, t') &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[r(t, x_0) r^*(t', x_0)\right] \\ &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[e^{jx_0\beta(t)} e^{-jx_0\beta(t')}\right] u_T(t) u_T(t') \\ &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[e^{j(x_0\beta(t) - x_0\beta(t'))}\right] u_T(t) u_T(t') \\ &= \frac{1}{2}\mathrm{sinf}\left(\beta(t) - \beta(t')\right) u_T(t) u_T(t') \ . \end{aligned} \qquad (4.236)$$

Psdyi değerlendirmek için b(t,xm)nin oto korelasyonunu hesaplamak gereklidir.Bu aşağıdaki gibi yapılabilir

$$\begin{aligned}
\phi_{b,m}(t,t') &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[b(t,\mathbf{x}_m)b^*(t',\mathbf{x}_0)\right] \\
&= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\exp\left\{j\beta(T)\sum_{k=0}^{m-1}x_k\right\}\, r(t,x_m)r^*(t',x_0)\right] \\
&= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\left(\prod_{k=0}^{m-1}r(T,x_k)\right) r(t,x_m)r^*(t',x_0)\right] \\
&= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\left(\prod_{k=1}^{m-1}r(T,x_k)\right) r(t,x_m)r(T,x_0)r^*(t',x_0)\right] \quad .
\end{aligned} \tag{4.237}$$

Şimdi veri dizisinin bağlantısız olduğunu düşünelim.O halde;m>0

$$\begin{aligned}
\phi_{b,m}(t,t') &= \frac{1}{2}\left[m_r(T)\right]^{m-1} m_r(t)\phi_{r,0}(T,t') \\
&= \frac{1}{2}\left[\mathrm{sinf}\beta(T)\right]^{m-1}\left[\mathrm{sinf}\beta(t)\right]\left[\mathrm{sinf}\left(\beta(T)-\beta(t')\right)\right] u_T(t)u_T(t')
\end{aligned} \tag{4.238}$$

m=0 için,

$$\begin{aligned}
\phi_{b,0}(t,t') &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[b(t,\mathbf{x_0})b^*(t',\mathbf{x}_0)\right] \\
&= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[e^{j(x_0\beta(t)-jx_0\beta(t'))}\right] u_T(t)u_T(t') \\
&= \frac{1}{2}\mathrm{sinf}\left(\beta(t)-\beta(t')\right) u_T(t)u_T(t') \\
&= \phi_{r,0}(t,t') \quad .
\end{aligned} \tag{4.239}$$

Sonunda, psd, (4.238) ve (4.239) kullanarak (4.182)'le beraber elde edilir (4.192). **Alternatif metot.** Dah fazla sezgi sağlayan psd elde etmek için alternatif bir metod vardır.4.189da üretilene benzer olarak 4.182yi bu bu özellikle kullanırız.

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{T}\left(S_{b,0}(f) + 2\mathrm{Re}\left\{\sum_{m=1}^{\infty}S_{b,m}(f)e^{-j2\pi fmT}\right\}\right) \quad . \tag{4.240}$$

4.238 ve 4.239un çift Fourier göstergelerini almak verir;

$$S_{b,m}(f) = \begin{cases} S_{r,0}(f) & m = 0 \\ m_r^{m-1}(T) M_r(f) \hat{M}_r^*(f) & m > 0 \end{cases} \qquad (4.241)$$

Buruda

$$\begin{aligned} m_r^{m-1}(T) &= \text{sinf}^{m-1}\beta(T) \\ M_r(f) &= \mathcal{F}[m_r(t)] = \mathcal{F}[\text{sinf}\beta(t) u_T(t)] \\ \hat{M}_r^*(f) &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[r(T, x_0) R^*(f, x_0)\right] = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[e^{j2\pi\overline{k_f}Tx_0} R^*(f, x_0)\right] \end{aligned}$$

F [.] Fourier'in iletisini gösterir ve

$$R^*(f, x_0) = \mathcal{F}[r^*(t, x_0)] = \mathcal{F}\left[e^{-jx_0\beta(t)} u_T(t)\right] \quad . \qquad (4.242)$$

$$\begin{aligned} S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) &= \frac{A^2}{T}\left(S_{r,0}(f) + |M_r(f)|^2 2\mathrm{Re}\left\{\sum_{m=1}^{\infty} e^{j2\pi(f-\overline{k_f})mT}\right\}\right) \\ &= \frac{A^2}{T}\left(S_{r,0}(f) - |M_r(f)|^2 + |M_r(f)|^2 \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi(f-\overline{k_f})mT}\right) \\ &= \frac{A^2}{T}\left(S_{r,0}(f) - |M_r(f)|^2 + \frac{1}{T}|M_r(f)|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \overline{k_f} - \frac{n}{T}\right)\right) \\ &= \frac{A^2}{T}\left(S_{r,0}(f) - |M_r(f)|^2\right) \\ &\quad + \left(\frac{A}{T}\right)^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left|M_r(\overline{k_f} + n/T)\right|^2 \delta\left(f - \overline{k_f} - \frac{n}{T}\right) \quad . \end{aligned} \qquad (4.251)$$

Yukarıdaki ifadede ikinci terim ayrı spectral bileşendir. Sonuç olarak xk;4(232)de tanımlanan değeri gösterirse;

$$x_k 2\pi\overline{k_f}T = 2\pi\overline{k_f}T \qquad \mod(2\pi) \quad . \qquad (4.252)$$

Fakat

$$h = \beta(T)/\pi = 2\overline{k_f}T$$

Bu yüzden,

$$x_k h\pi = h\pi \qquad \mod(2\pi) \quad . \qquad (4.253)$$

Bu yüzden, farklı spectral bileşen olmak için h,orası için pozitif tam sayı olmalıdır

9.7.1 CPFSK'NIN PSD'Sİ

Psn'nin ayrı bileşeni olmadığından dolayı h'nin pozitif tam sayı olmadığını düşünelim .O halde,

$$\begin{aligned} R(f,x_0) &= \int_0^T e^{j2\pi k_f t x_0} \cdot e^{-j2\pi ft} dt \\ &= Te^{-j\pi(f-x_0k_f)T}\mathrm{Sa}\left(\pi(f-k_fx_0)T\right) \qquad (4.254) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M_r(f) &= \mathrm{E}\left[R(f,x_0)\right] \\ &= \frac{T}{M}\sum_{m=1}^{M} e^{-j\pi\left(f-(2m-1-M)k_f\right)T} \\ &\quad \times \mathrm{Sa}\left(\pi\left(f-(2m-1-M)k_f\right)T\right) \qquad (4.255) \\ S_{r,0}(f) &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[|R(f,x_0)|^2\right] \\ &= \frac{T^2}{M}\sum_{m=1}^{M}{}^2\left(\pi\left(f-(2m-1-M)k_f\right)T\right) \ . \qquad (4.256) \end{aligned}$$

Ayrıca

$$\begin{aligned} \hat{M}_r^*(f) &= \frac{T}{2M}\sum_{m=1}^{M} e^{j\pi(f+(2m-1-M)k_f)T} \\ &\quad \times \mathrm{Sa}\left(\pi\left(f-(2m-1-M)k_f\right)T\right) \qquad (4.257) \end{aligned}$$

Bu ifadeler, psdi (4.246) elde etmek için 4.246da kullanılır. Eğer h, pozitif bir tam sayıysa, sonra psd, ayrı bir bileşen alacaktır.

$$M_r(f) = \frac{T}{M}e^{-j2\pi fT}\sin(\pi fT)\sum_{m=1}^{M} e^{-j\pi\left(f-(2m-1-M)k_f\right)T} \ . \qquad (4.258)$$

Bu ifade, psd elde etmek için 4.250 de kullanılır. Eğer ikili bir ayarlama (M= 2), kullanılırsa, yukarıdaki ifadeler, daha da çok basitleştirir.h nin pozitif tam sayı olmadığı durum için;

$$\Phi_{r,0}(f) = \frac{T^2}{4}\left\{\mathrm{Sa}^2\left(\pi(f-k_f)T\right) + \mathrm{Sa}^2\left(\pi(f+k_f)T\right)\right\} \quad (4.259)$$

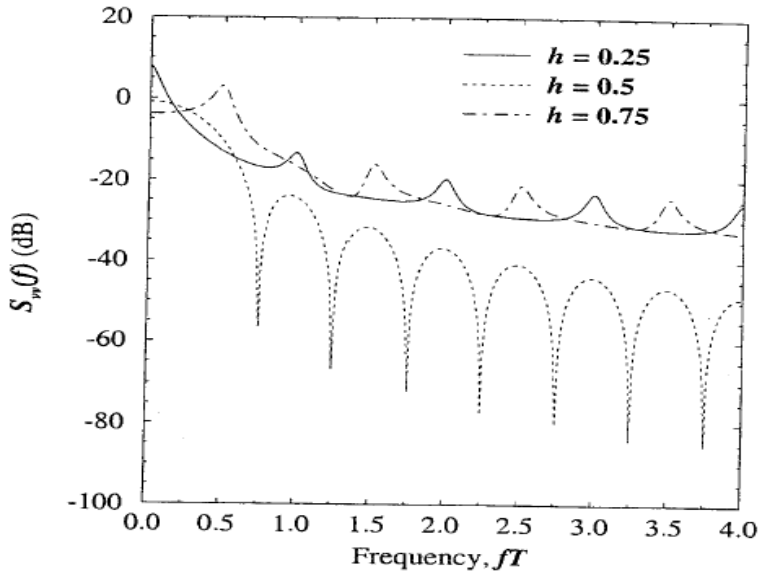
$$M_r(f) = \left\{\frac{T}{2}e^{-j\pi(f+k_f)T}\mathrm{Sa}\left(\pi(f+k_f)T\right)\right.$$
$$\left. e^{-j\pi(f-k_f)T}\mathrm{Sa}\left(\pi(f-k_f)T\right)\right\} \quad (4.260)$$

$$\hat{M}_r^*(f) = \frac{T}{4}\left\{ e^{j\pi(f-k_f)T}\mathrm{Sa}\left(\pi(f+k_f)T\right)\right.$$
$$\left. + e^{j\pi(f+k_f)T}\mathrm{Sa}\left(\pi(f-k_f)T\right)\right\} \quad (4.261)$$

$$m_r(T) = \mathrm{sinf}(2\pi k_f T) = \mathrm{sinf}(h\pi)\ . \quad (4.262)$$

h pozitif tam sayı olduğu zaman;

$$\Phi_{r,0}(f) = \frac{T^2\sin^2\pi fT}{2}\left\{\left(\frac{1}{\pi(f-k_f)T}\right)^2 + \left(\frac{1}{\pi(f+k_f)T}\right)^2\right\} \quad (4.263)$$



Şekil 4.34a CPSFK'nin psd'si

$$M_r(f) = \frac{Te^{-j\pi fT}\sin\pi fT}{2}\left\{\frac{1}{\pi(f-k_f)T} + \frac{1}{\pi(f+k_f)T}\right\} \quad (4.264)$$

Tablo 4.24a ve 4.34b jT frekansına karşı psd 4Ssss(J)/A2T haritası çizer.MSK'nin psd'si h=0,5 ten başka modülasyon işaretleri MSKden daha az ana lob ancak daha geniş yan loblarla sonuçlanır.Tablo 4.34b h -+1 gibi ayrı bileşenlerin varlığını gösterir.

•

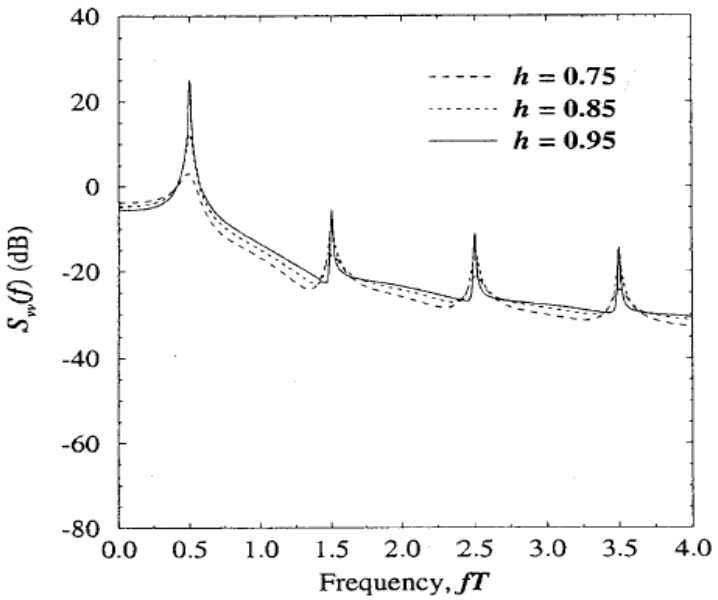
9.7.2.MSK'NIN PSK'SI

MSK'nın psd'sini hesaplamak için diğere bir metod yarım sunısoıd genlik şekilli vurumla MSK nın OQASK'a eşdeğer olduğunu tanımakla başlar.Bu,MSK baseband sinyalinin forma sahip olduğu 4.110'dan gelmektedir.

$$\tilde{s}(t) = A \sum_n b(t - 2nT, x_n) \tag{4.265}$$

$$b(t, x_n) = x_n^I h_a(t) + j x_n^Q h_a(t - T) \tag{4.266}$$

$$h_a(t) = \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \quad . \tag{4.267}$$



Şekil 4.34b. CPFSK'nın PDS'si

4.266'dan Fourier iletimi;

$$B(f, x_n) = \left(x_n^I + j x_n^Q \exp\{-j2\pi f T\}\right) H_a(f) \quad . \tag{4.268}$$

Bilgi dizimi bağlantısız olduğundan psk ,4.195 ve 4.196 dan hesaplanabilir.Bilgi diziminin anlamı 0 olduğunda Sb,ı(f)=0dır.Aynı zamanda

$$
\begin{aligned}
S_{b,0}(f) &= \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[(x_n^I)^2 + (x_n^Q)^2\right]|H_a(f)|^2 \\
&= \mathrm{E}[\,(x_n^I)^2\,]\,|H_a(f)|^2 \\
&= |H_a(f)|^2 \ . \qquad (4.269)
\end{aligned}
$$

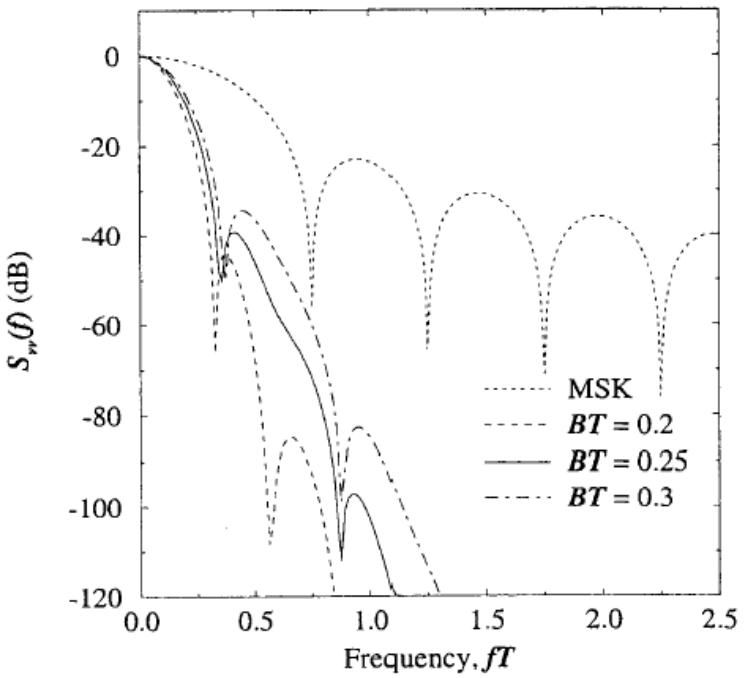
(4.199)'dan

$$
S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{32A^2T}{\pi^2}\left[\frac{\cos 2\pi fT}{1-16f^2T^2}\right]^2 \ . \qquad (4.270)
$$

Bir kez daha ,MSK2'nin psd'si tablo 4.34a da çizilmiştir.

9.8.GMSK VE TFM'NİN PSD'Sİ

GMSK VE TFM ,kısmi tepki CPM'nin özel durumlarıdır.Genellikle ,kısmi tepki CPMnin psdsinin dikdörtgen şekilli fonksiyon hariç elde edilmesi zordur.Bir çözüm Garrison tarafından öne sürülmüştür.Değişen vurumlar ,düzgün seçilmiş genliklerde dikdörtgen ara vurumlarının büyük miktarını kullanılarak yakınlaştırılır



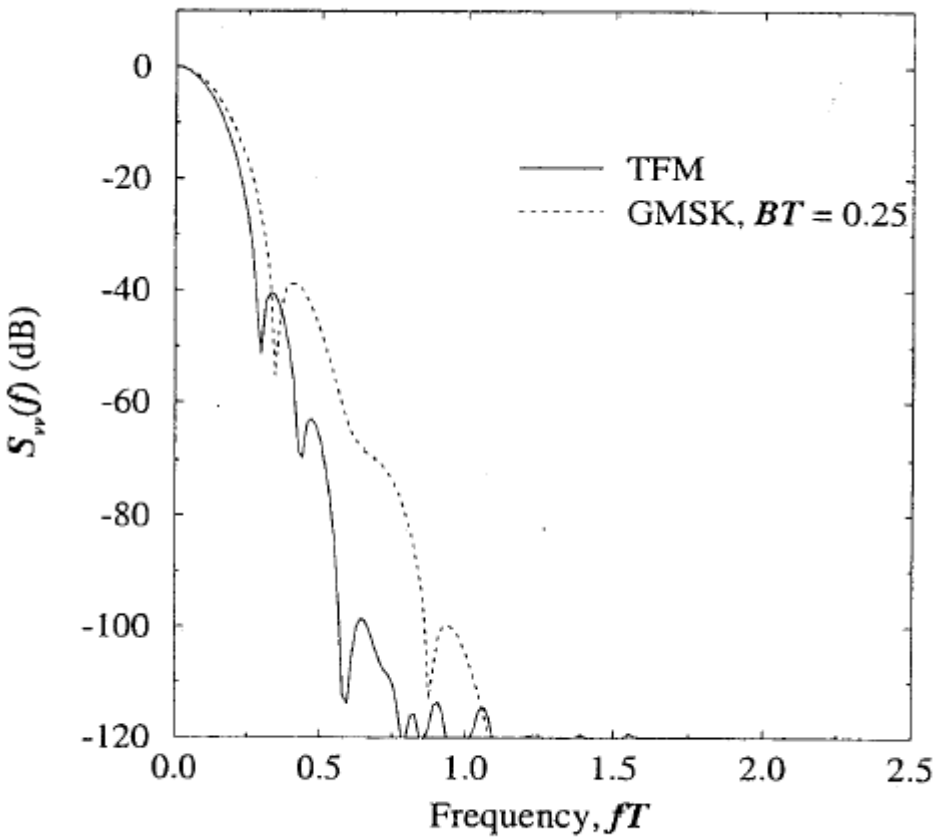
1

Şekil 4.35 Normalize edilmiş BT band genişlik filitreli GMSK'nın psd'si

Tablo 4.35,çeşitli normalleştirilmiş filtre band genişlikleriyle ,GMSK'nin psd'sinin haritasını çizer.BT daha yoğun psd ile sonuçlanır.Aynı zamanda tablo 4.36 ,BT=0,25 ile TFM ve GMSK nin psdsini çizer.TFM'nin psdsinin ,GMSKninki ile benzediğine bakalım.Bu şaşırtıcı değildir.Çünkü tablo 4.24 ve 4.28 karşılaştırıldığında karşılıklı frekans çekimlerinin oldukça benzer olduğu görülüyor.

Sonuç olarak ,2 metodta mobil iletişim sistemlerinde yoğun olarak kullanıldıkları için GMSK ve Jr/4-DQPSK 'nin spectral özelliklerini karşılaştırmak ilginçtir.Adil bir karşılaştırma yapmak için ;GMSK'nin 1 bit /baud iletirken Π/4-DQPSK'nin 2 bits /baud ilettiğini unutmamalıyız. Eğer Π/4-DQPSK temel cosine çekim şeklini kullanırsa ,spectral yer tutma ,2'nin 1 faktörüyle tablo 4.5in yatay ekseninde elementleri parçalara ayırarak elde edilir.Örneğin,1=ıj(2T)de (fT=1.0'a karşılık)yan loblar ana lobdan (1=0) T:=6Tolduğu zaman yaklaşık 44 db aşağıdadır.

Tablo 4.35ten f=1;(2T)ile neredeyse aynı durum elde edilir.Ancak 1'in en geniş değerleri için GMSK çekmesinin daha hızlı çöktüğü görülür.



Şekil 4.36 BT= 0.25'li TFM ve GMSK'ın psd'si

BÖLÜM 5

DÜZ SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA DİJİTAL SİNYALLEME

Bir dijital modülasyon şemasının performansı, sönümleme, erteleme yayılımı, Doppler yayılımı, eş-kanal ve uyarlanabilir kanal engeli, gürültü gibi birçok iletim zayıflamalarına bağlı olarak değişir. Erteleme-yayılımı, simgeler arası karışım (ISI) olarak bilinen bitişik semboller arasında engellemeye neden olur büyük bir Doppler yayılımı hızlı kanal varyasyonları gösterir ve bir uyarlanır alıcı çalıştırıldığı zaman bir hızlı yakınsak algoritmayı sevk eder, sönümleme çok düşük bir sinyalden-gürültüye veya sinyalden-engele oranını (kanal bir derin sönüm gösterdiği zaman) sonuçlar. Eş-kanal engeli, uyarlanabilir kanal engeli ve gürültü CNR(taşıyıcıdan-sese oranı) yada SNR (sinyalden-sese oranı) yi düşürerek bit hata oranı performansını alçaltan ilave bozulmalardır.

Bu bölüm AWGN'li frekans seçicisiz düz sönümleme kanalı üzerinde ki dijital sinyalin bit hata oranı olasılığını türevler. Düz sönümleme kanalı modelleri dar bant yer gezici radyo sistemleri için veya gezici uydu sistemleri için uygundur. Düz sönümleme kanalları tam olarak aynı yol içindeki bir dar bant sinyalin tüm bileşenlerine etki eder. Bu nedenle, faz bozulmasını alınan sinyale tanıtmaz. Frekans seçici kanallar iletilen sinyali bozar ve 6. Bölümün konusu olacak. Düz sönümleme kanalı, karşı tedbir alınmadıkça bit hatası oranı performansını önemli ölçüde düşürmek için gösterilecek. Çeşitleme ve kodlama teknikleri müdahale sönümlemesi için en iyi bilinen metotlardır. Çeşitleme sisteminin temel amacı aynı, kopyaların ilişiksiz sönümlemeden etkilendikleri, bilgi hal sinyalinin çoklu kopyalarını sağlamaktır. Kodlama teknikleri bir çeşit zaman çeşitlemesini sönümlemenin etkilerini hafifletmek de sömürülebilecek iletilen sinyale tanıtır. Bu bölümün kalanı takip eden şekilde düzenlenmiştir. 1. Kısım toplanır beyaz Gauss gürültülü (AWGN) düz kanal sönümlemesi üzerindeki dijital sinyalleme için bir vektör gösterimini tanıtır. 3. Kısım düz kanal sönümlemeli kanallar üzerinde ki dijital sinyallerin hata oranı olasılığının genellenmiş bir analizini sağlar. 2. Kısım AWGN içerisinde bilinen sinyallerin algılaması için uygun değer evre uyumlu alıcıların yapısını türetir. Çeşitli evre uyumlu olarak algılanmış dijital sinyalleme şemalarının hata olasılığı performansı PSK da dâhil 4. Kısımda hesaplanmıştır. QAM 5. Kısımda, dikgen sinyaller 6. Kısımda ve OFDM 7. kısımda .. 9. Kısım PSK ve π /4-QPSK 'nın farksal algılaması hesaplanır. 10. Kısım evre uyumsuz algılamayı ve son olarak da 11. Kısım evre uyumlu ve evre uyumsuz CPM sinyallerini işler.

1. ALINAN SİNYALLERİN VEKTÖR UZAY GÖSTERİMİ

M karmaşık alçak-geçiren dalga biçimlerinden biri $\{\tilde{s}_k(t)\}_{k=0}^{M-1}$, diyelim $\tilde{s}_i(t)$,toplanır beyaz Gauss gürültülü düz kanal sönümleme üzerinde iletilir. Bu gibi bir kanal için, alınan karmaşık zarf,

$$\tilde{r}(t) = g(t)\tilde{s}_i(t) + \tilde{n}(t) \qquad (5.1)$$

$g(t) = \alpha(t)e^{j\varnothing(t)}$kanal tarafından tanıtılan karmaşık sönümleme kazancı, $\tilde{n}(t)$ izgel güç yoğunluğu N_0 watts/Hz olan sıfır-ortalama karmaşık AWGN olmak üzere. Herhangi bir t zamanında, karmaşık sönümleme kazancı g(t) bir karmaşık Gaussal rasgele değişkenidir. Alıcının hangi mesaj dalga çeşidi $\tilde{s}_k(t)$ alınan $\tilde{r}(t)$ sinyalinin gözleminden iletildiğini tanımlaması gerek. Şu anki gelişime göre, $\tilde{s}_m(t)$ darbelerinin T süresine sahip oldukları varsayılıyor. Ancak, sonuçlarımız $T \neq T$ süreli kök Nyquist darbelerinin durumuna da uygulanacak, örneğin, kök yükseltilmiş kosinüs darbelerine. Tek fark gereken gözlem aralığının uzunluğudur.

Veri sembol süresine bağlı olarak kanal yavaşça değişirse, yani $f_m T << 1$ olursa, g(t) gözlem aralığı üzerinde etkin bir şekilde sabit kalacaktır[1]. Bu durumda, g(t) açık zaman bağımlılığı çıkartılabilir böylece alıcı sinyal,

$$\tilde{r}(t) = g\tilde{s}_i(t) + \tilde{n}(t) \tag{5.2}$$

olur.

$g = \alpha e^{j\phi}$ sönümleme kazancı olmak üzere. Eğer Gaussal sönümleme işlemi sıfır ortalamaysa, [-π, π] üzerinde α uzunluğu Rayleigh dağıtımlı ve faz φ düzgün dağıtımlıdır bölüm 2.1.2 de anlatıldığı gibi.

Uygun değerli alıcı ve onun analizinin türevini kolaylaştırmak için, alınan sinyaller için bir vektör uzay gösterimi tanıtmak kullanışlıdır. Eğer kanal AWGN tarafından etkilenirse, ihtiyaç duyulan temel fonksiyonlar bölüm 4.1.2 de özetlenen Gram-Schmidt dikey normalleme prosedürünü kullanarak elde edilen fonksiyonlardır. Bu temel fonksiyonları kullanarak, alınan sinyaller

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{r}n\varphi n(t) + \tilde{z}(t) \tag{5.3}$$

$$\tilde{r}_n = \int_0^T \tilde{r}(t)\varphi_n^*(t)dt \tag{5.4}$$

$$= g\int_0^T \tilde{s}_i(t)\varphi_n^*(t)dt + \int_0^T \tilde{n}(t)\varphi_n^*(t)dt \tag{5.5}$$

$$= g\tilde{s}_{i_n} + \tilde{n}_n \tag{5.6}$$

ve

$$\tilde{z}(t) = \tilde{n}(t) - \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{n}_n\varphi_n(t) \tag{5.7}$$

olmak üzere ifadelendirilebilir.

---

[1] Yer gezici radyo uygulamaları için $f_m T << 1$ bir olabilir varsayım

Yukarıdaki işlem şu vektörü verir;

$$\tilde{r} = g\tilde{s}_i + \tilde{n} \tag{5.8}$$

Şöyle ki;

$$\tilde{r} = (\tilde{r}_0, \tilde{r}_1, \ldots\ldots, \tilde{r}_{N-1})$$

$$\tilde{s}_i = (\tilde{s}_{i_0}, \tilde{s}_{i_1}, \ldots\ldots, \tilde{s}_{i_N-1})$$

$$\tilde{n} = (\tilde{n}_0, \tilde{n}_1, \ldots\ldots, \tilde{n}_{N-1})$$

Bir AWGN kanalı için $\tilde{n}_k, k = 0, \ldots, N-1$ tamamen kendi ortalama ve ortak değişintilerine göre belirlenmiş Gaussal rasgele değişkenleridir. Ortalamalar,

$$\mathrm{E}[\tilde{n}_k] = \int_0^T \mathrm{E}[\tilde{n}(t)]\varphi_k(t)dt = 0 \tag{5.9}$$

Ve ortak değişintiler ,

$$\begin{aligned}
\mu_{\tilde{n}_j\tilde{n}_k} = \frac{1}{2}\mathrm{E}[\tilde{n}_j\tilde{n}_k^*] &= \int_0^T\int_0^T \frac{1}{2}\mathrm{E}[\tilde{n}(t)\tilde{n}^*(s)]\varphi_j(t)\varphi_k^*(s)dtds \\
&= N_o\int_0^T\int_0^T \delta(t-s)\varphi_j(t)\varphi_k^*(s)dtds \\
&= N_o\int_0^T \varphi_j(t)\varphi_k^*(t)dt \\
&= N_o\delta_{jk}
\end{aligned}$$

Takip eder ki, n_k bağımsız karmaşık Gaussal rastgele değişkenler, sıfır ortalama ve N_0 varyantlı. Böylece, n vektörü çok-değişkenli Gaussal pdf (A.40)

$$\begin{aligned}
p(\tilde{\mathbf{n}}) &= \prod_{i=0}^{N-1} \frac{1}{2\pi N_o}\exp\left\{-\frac{1}{2N_o}|\tilde{n}_i|^2\right\} \\
&= \frac{1}{(2\pi N_o)^N}\exp\left\{-\frac{1}{2N_o}\|\tilde{\mathbf{n}}\|^2\right\}
\end{aligned} \tag{5.10}$$

Bu gibi ses dairesel simetrik diye adlandırılır, çünkü ortak pdf p(n), N-D vektör uzayının merkezine yerleştirilmiş aşırı küresel bulutlar gibi görünür.

Dalga çeşidi z(t) şu gerçekten dolayı bir "iadeci işlem" dir. n(t) $\{\varphi_n(t)\}_{n=0}^{N-1}$. temel fonksiyonuyla yayılan vektör uzayının dışında uzanır. Ancak,

$$
\begin{aligned}
\mathrm{E}[\tilde{z}(t)r_j^*] &= \mathrm{E}[\tilde{z}(t)]g\tilde{s}_{m_j}^* + \mathrm{E}[\tilde{z}(t)\tilde{n}_j^*] \\
&= \mathrm{E}[\tilde{z}(t)\tilde{n}_j^*] \\
&= \mathrm{E}\left[\left(\tilde{n}(t) - \sum_{n=0}^{N-1}\tilde{n}_n\varphi_n(t)\right)\tilde{n}_j^*\right] \\
&= \int_0^T \mathrm{E}[\tilde{n}(t)\tilde{n}^*(\tau)]\varphi_j(\tau)d\tau - \sum_{n=0}^{N-1}\mathrm{E}[\tilde{n}_n\tilde{n}_j^*]\varphi_n(t) \\
&= N_o\varphi_j(t) - N_o\varphi_j(t) = 0
\end{aligned}
$$

$\mathrm{E}[\tilde{z}(t)\tilde{r}_j^*] = 0\ ,\ \ j = 0,\ \ldots, N-1$ olduğundan, şöyle takip eder ki, z(t) alınan vektör r ile ilişiksizdir. Bu özellik şunu ima eder ki, iadeci işlemi z(t) hangi sinyal dalga çeşidine iletildiği - Wozencraft'in ilgisizlik teorisi [365]olarak biline bir sonuç - kararları verilirken ilgisizdir. Diğer bir deyişle, alınan vektör r karar işlemi için tek kullanışlı veridir ve böylece, eldeki problemler için "etkin istatistikler" i gösterir.

2. TOPLANIR BEYAZ GAUSS GÜRÜLTÜSÜ İÇİNDE Kİ BİLİNEN SİNYALLERİN ALGILANMASI

Maksimum bir arka olasılık (MAP) alıcısı r vektörü ve bir arka olasılık $P(g\tilde{s}_i \mathrm{I}\,\tilde{r})$ sini maksimize eden $\tilde{s}_i$ mesaj vektöründen yana verilen gözlem kararlarından üretir. Eğer r alındı ve karar vektör s_m den yana yapılmışsa, karar hatasının koşullu olasılığı

$$
\mathrm{P}_{e|\tilde{\mathbf{r}}} = 1 - \mathrm{P}(g\tilde{\mathbf{s}}_m|\tilde{\mathbf{r}})\ . \tag{5.11}
$$

Karar hatasını koşulsuz olasılığı,

$$
\mathrm{P}_e = \int_{-\infty}^{\infty}(1 - \mathrm{P}(g\tilde{\mathbf{s}}_m|\tilde{\mathbf{r}}))\,p(\tilde{\mathbf{r}})d\tilde{\mathbf{r}}\ . \tag{5.12}
$$

dir

MAP alıcısı karar hatası olasılığını açıkça indirir, integral bütün olası alınan r vekörleri için indirildiğinden.

Bayes teorisini kullanarak bir arka olasılığı $P(g\tilde{s}_i \mathrm{I}\,\tilde{r})$, şu şekilde ifadelendirilebilir,

$$
\mathrm{P}(g\tilde{\mathbf{s}}_m|\tilde{\mathbf{r}}) = \frac{p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m)\mathrm{P}_m}{p(\tilde{\mathbf{r}})}\ ,\ \ m = 0,\ \cdots,\ M-1 \tag{5.13}
$$

$p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m)$ iletilen mesaj vektörü s_m tarafından verilmiş alınan r vektörünün ortak koşullu olasılık yoğunluğu fonksiyonu (pdf) ve $P_{m,}$, s_m nin öncü iletim olasılığı olmaktadır. Alınan vectör $p(\tilde{r})$nin

pdf'si, iletilmiş vektörün bağımsızlığı olduğundan, MAP alıcısı $p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m)\mathrm{P}_m$ yi maksimize etmek için s_m vektörünü seçer. Diğer bir deyişle, MAP karar kuralı

Eğer $p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m)\mathrm{P}_m \geq p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_{\hat{m}})\mathrm{P}_{\hat{m}} \quad \forall\, \hat{m} \neq m$. (5.14) ise s_m yi seçer .

MAP alıcının karmaşık kanal kazancı *g* nin bilgisine ihtiyaç duyduğuna dikkat et, şunu ima ederek ki alıcı bir uyarlanabilir kanal kestiricisini çalıştırmak zorunda.

Öncü mesaj olasılıklarına aldırmayarak $p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m)$ yi maksimize etmek için vektör s_m yi seçen alıcı **maksimum olabilirlik (ML) alıcı** diye çağrılır.

ML karar kuralı,

Eğer $p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m) \geq p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_{\hat{m}}) \quad \forall\, \hat{m} \neq m$. ise s_m yi seçer (5.15)

Eğer öncü mesaj olasılıkları eşitse, yani P_m=1/M ise, $p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m)$ yi maksime eden seçme sinyal vektörü $p(g\tilde{\mathbf{s}}_m|\tilde{\mathbf{r}})$ yi de maksime eder. Bu koşullarda ML alıcısı, ayrıca karar hata olasılığını da düşürür. Kaynak kodlama iyi olduğu zaman, öncü mesaj olasılıkları da aynı olacaktır. Uygulamada, bir ML alıcısı öncü mesaj olasılıklarının yok sayımının gerçekleştirilişidir, çünkü onlar bilinmeyebilir. Şuna da dikkat et ki, ML alıcıları kanal kazancı g yede ihtiyaç duymak da.

İleriye gitmek için, ortak koşul pdf si $p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m)$ ye ihtiyacımız var. $\tilde{\mathbf{r}} = g\tilde{\mathbf{s}}_m + \tilde{\mathbf{n}}$; ve $\tilde{\mathbf{n}}$ (5.10) da ortak pdf ya sahip olduğundan,

$$p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m) = \frac{1}{(2\pi N_o)^N} \exp\left\{-\frac{1}{2N_o}\|\tilde{\mathbf{r}} - g\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2\right\} \quad . \qquad (5.16)$$

(5.15) de (5.16)'yı kullanarak, görünüyor ki, $p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m)$ yi maksimize eden $\tilde{\mathbf{s}}_m$ sinyal vektörü, ayrıca metriği (yada uzaklık ölçüsünü) de maksime eder.

$$\mu_1(\tilde{\mathbf{s}}_m) = -\|\tilde{\mathbf{r}} - g\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2 \qquad (5.17)$$

Başka bir deyişle, ML alıcı, alınan r vektörüne en yakın öklidsel mesafenin karesi olan $g\tilde{\mathbf{s}}_m$ ölçek mesaj vektöründen yana karar verir. Bu tür bir alıcı minimum uzaklık kararı yapma diye söylenir.

(5.17) genişletilerek ML alıcıların alternatif bir şekli türetilebilir,

$$\mu_1(\tilde{\mathbf{s}}_m) = -\|\tilde{\mathbf{r}}\|^2 + 2\mathrm{Re}\{(\tilde{\mathbf{r}}, g\tilde{\mathbf{s}}_m)\} - |g|^2\|\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2 \qquad (5.18)$$

Şunu fark edeceksiniz ki, $\|\tilde{\mathbf{r}}\|^2$, $\tilde{\mathbf{s}}_m$ ve $\|\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2 = 2E_m$ nin bağımsızıdır. Böylece, ML alıcı sadece metriği maksimize etmeye ihtiyaç duyar.

$$\mu_2(\tilde{\mathbf{s}}_m) = \mathrm{Re}\{(\tilde{\mathbf{r}}, g\tilde{\mathbf{s}}_m)\} - |g|^2 E_m \quad . \qquad (5.19)$$

İç çarpım tanımının kullanımıyla, yukarıdaki metrik alternatif bir şekilde yazılabilir,

$$\mu_2(\tilde{\mathbf{s}}_m) = \mathrm{Re}\left\{\int_0^T \tilde{r}(t)g^*\tilde{s}_m^*(t)dt\right\} - |g|^2 E_m$$
$$\equiv \mathrm{Re}\left\{\int_0^T \tilde{r}(t)e^{-j\phi}\tilde{s}_m^*(t)dt\right\} - \alpha E_m \ . \qquad (5.20)$$

Son satır (5.20) deki devam eder çünkü $\mu_2(\tilde{\mathbf{s}}_m)$, α tarafından bölünebilir.

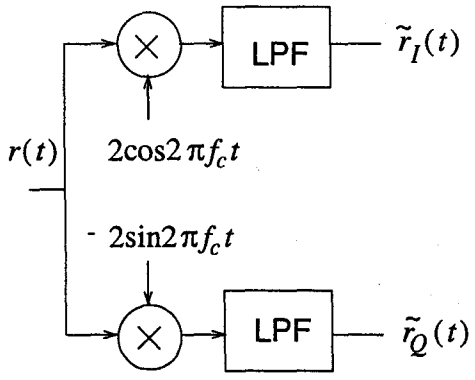
Yukarıdaki gelişmeden, ML alıcının yapısı açıktır. Alıcı $\tilde{r}(t) = \tilde{r}_I(t) + j\tilde{r}_Q(t)$.karmaşık zarfını özetlemek için, şkl.5.1 de gösterildiği gibi önce **dördün kip çözümünü** yapmalıdır. Alınan geçiş bandı dalga-çeşidi

$$r(t) = \tilde{r}_I(t)\cos 2\pi f_c t - \tilde{r}_Q(t)\sin 2\pi f_c t \ . \qquad (5.21)$$

Daha sonra,

$$[r(t)\cdot 2\cos 2\pi f_c t]_{\mathrm{LP}} = \tilde{r}_I(t) \qquad (5.22)$$
$$[-r(t)\cdot 2\sin 2\pi f_c t]_{\mathrm{LP}} = \tilde{r}_Q(t) \qquad (5.23)$$

$[\ .\ ]_{\mathrm{LP}}$ alçak geçiş filtresidir, kip çözümlemesinden sonra çift frekans terimini reddetmede kullanılan. Dördün kip çözümünden sonra, fonksiyonel olarak eşit olan, ama karmaşıklık ve gerçekleştirme metotlarında farklılık gösteren birçok alıcı çeşidi vardır. Şkl 5.2 de gösterildiği gibi,bir olasılık alınan karmaşık zarfı temel fonksiyonlarla ilişkilendirerek vektör r nin gözlemini üretmektir. Bu alıcı yapısı ilişikli algılama diye çağrılır. Bir fonksiyonel olarak denk yapı şkl.5.3'de- $\varphi_i^*(T-t)$ dürtü yanıtlarına sahip olan filtre yığınlarıyla karmaşık zarfların filtrelendiği ve T zamanında çıkışların örneklendiği - gösterilmiştir. Filitre $\varphi_i^*(T-t)$ karşılaştırılmış filtredir $\varphi_i(t)$ için. Bu alıcı yapısı uyumlu filtre algılaması olarak anılır. Uyumlu filtre giriş bir AWGN tarafından bozulmuş bir sinyal içerdiğinde örnekleme anı üzerinde, sinyalden –sese oranını maksimize eden filtre olarak gösterilebilir. Son olarak, 5.4 de ki metrik bilgisayar $\mu(\tilde{\mathbf{b}}_m),\ m = 0,\ldots,M-1$ metriklerini üretmek için vektör r gözlemini işler. Kararlar veri sembol ilişikliği şeklinde en büyük metriğe yapılır.



Uyumlu filtre algılamalarını ve ilişik denkliklerini göstermek için, $h_i(t) = \varphi_i^*(T-t)$, $\varphi_i(t)$ için filtre uyumunu göstersin. Daha sonra uyumlu filtrenin çıkışı evrişimdir

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_0^t \tilde{r}(\tau) h_i(t-\tau) d\tau \\ &= \int_0^t \tilde{r}(\tau) \varphi_i^*(T-t+\tau) d\tau \quad . \end{aligned} \tag{5.24}$$

T zamanında çıkışları örneklemek verir ki,

$$y(T) = \int_0^T \tilde{r}(\tau) \varphi_i^*(\tau) d\tau \tag{5.25}$$

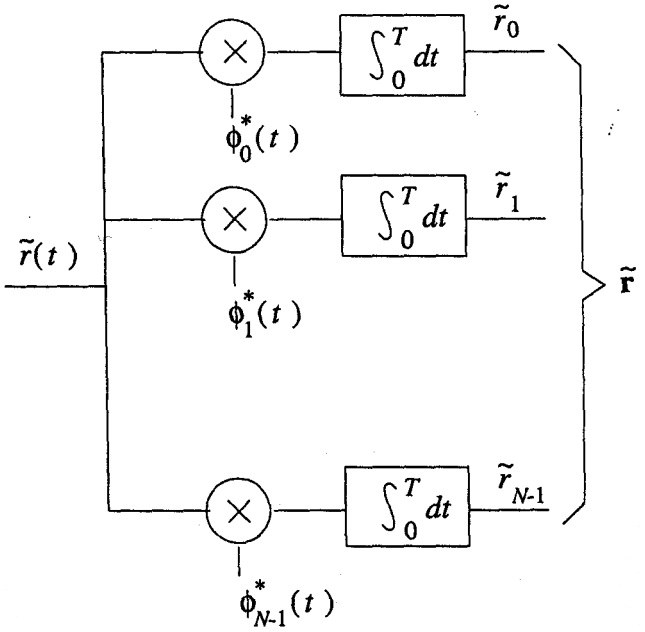
Buda 5.4 deki ile tamamen aynıdır. Bir M ilişkilendirici yığını yada M uyumlu filtre kullanarak, ML alıcının diğer varyasyonları (5.20) nin doğrudan gerçekleştirmeleri ile aynı biçimde elde edilebilir.

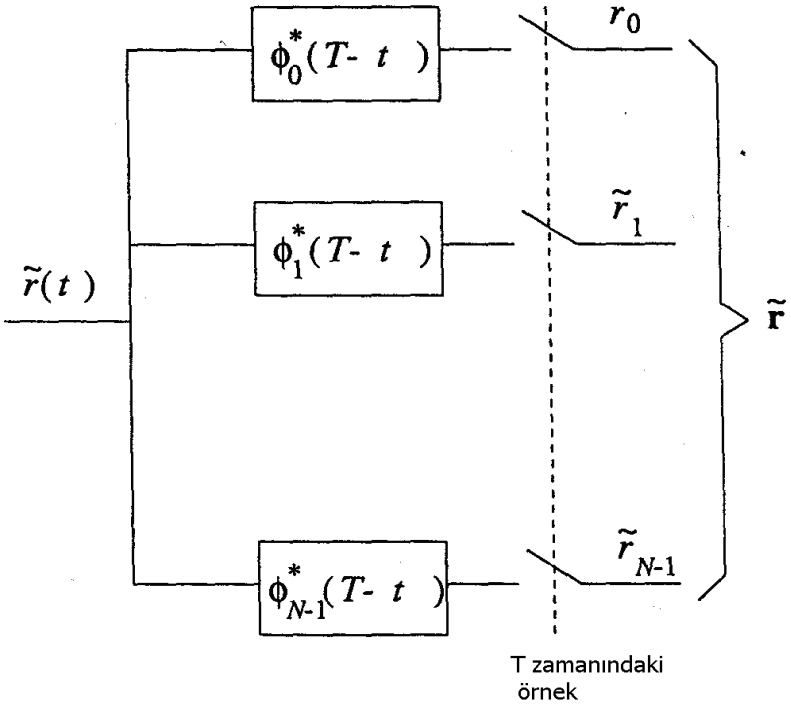
Bazı basitleştirmeler mevcut sinyal seti çeşitleri için de yapılabilir. Eğer mesaj dalga-çeşidi eşit enerjiye PSK sinyalleri gibi sahipse, bütün m ler için $E_m = E$. Böylece (5.20) deki ön terim αE_m yok sayılabilir, şunu oluşturarak,

$$\mu_3(\tilde{\mathbf{s}}_m) = \mathrm{Re}\left\{(\tilde{\mathbf{r}}, e^{j\phi}\tilde{\mathbf{s}}_m)\right\} \tag{5.26}$$

$$= \mathrm{Re}\left\{\int_0^T \tilde{r}(t) e^{-j\phi} \tilde{s}_m^*(t) dt\right\} \quad . \tag{5.27}$$

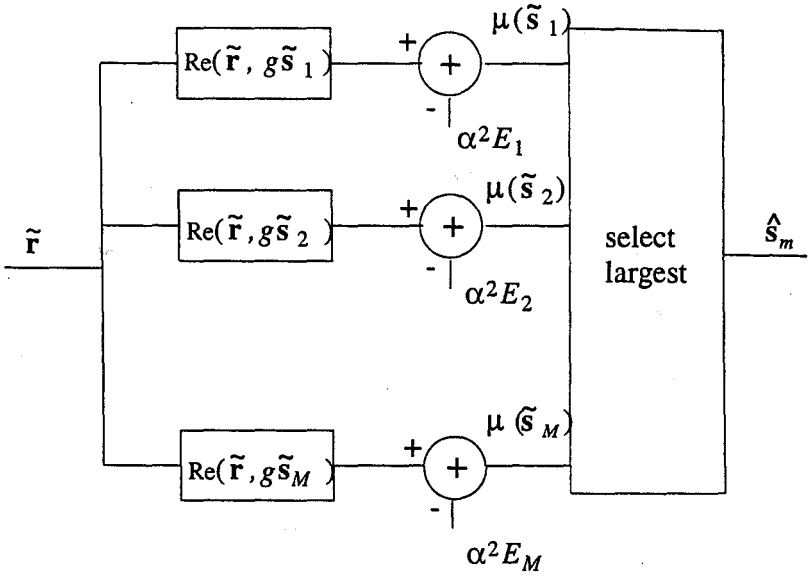
Bu durumda, alıcı tam karmaşık kanal kazancını bilemek zorunda değildir, ancak sadece rasgele taşıyıcı fazını bilmek zorundadır. Rasgele taşıyıcı fazı, bir faz kilitli döngü kullanılarak pratikte elde edilebilir.





3. HATA OLASILIĞI

M sinyal vektör seti $\{\tilde{\mathbf{s}}_m\}_{m=0}^{M-1}$ tarafından belirlenmiş bir sinyal takımı düşün. Bu kısım boyunca, denk olasılıklı mesajlar varsayacağız böylece $\mathrm{P}_m = 1/M$. Vektör r yi gözlemleyerek, ML alıcısı öklidsel uzaklığın karesi olan $\|\tilde{\mathbf{r}} - g\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2$ yi minimize eden mesaj vektörünü seçer. Sinyal seti için ML karar hatasının olasılığını hesaplamak için, öncelikle bir



dışbükey alan R_m tanımlamalıyız N-D sinyal uzayı içerisinde ki her sinyal noktası $g\tilde{\mathbf{s}}_m$ için. Şkl.5.5 bir karar bölgesinin örneğini göstermektedir. Biçimsel olarak, karar bölgeleri şu şekilde tanımlanmıştır,

$$R_m = \left\{ \tilde{\mathbf{r}} : \|\tilde{\mathbf{r}} - g\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2 \leq \|\tilde{\mathbf{r}} - g\tilde{\mathbf{s}}_{\hat{m}}\|^2 \,,\ \forall \hat{m} \neq m \right\} \quad . \tag{5.28}$$

Bütün $\tilde{\mathbf{r}} \in R_m$ ler $g\tilde{\mathbf{s}}_m$ ye diğer tüm $g\tilde{\mathbf{s}}_k, k \neq m$ sinyal noktalarından daha yakın olduğunu gözlemle. ML karar kuralı,

Eğer $\tilde{\mathbf{r}} \in R_m$ ise $\tilde{\mathbf{s}}_m$ yi seçer (5.29) olur.

Karar sınırları, iki komşu sinyal vektöründen eşit uzaklık da ki sinyal noktalarının yeri tarafından belirlenen yüksek düzlemlerdir.

$\tilde{\mathbf{s}}_m$ ile ilgili koşullu hata olasılığı,

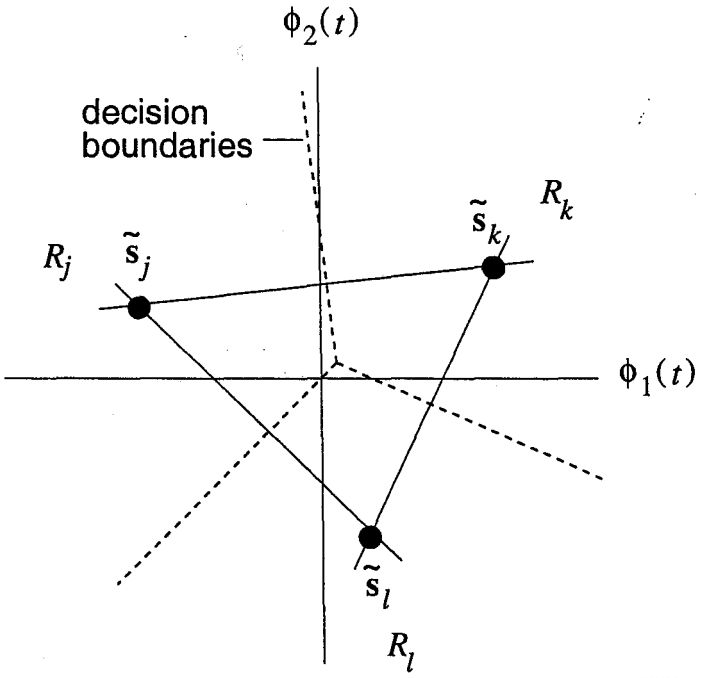
$$\begin{aligned} \mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_m) &= \mathrm{P}(\tilde{\mathbf{r}} \notin R_m) && (5.30) \\ &= 1 - \mathrm{P}(\tilde{\mathbf{r}} \in R_m) && (5.31) \\ &= 1 - \mathrm{P}(c|\tilde{\mathbf{s}}_m) && (5.32) \end{aligned}$$

$\mathrm{P}(c|\tilde{\mathbf{s}}_m)$ koşullu doğru kabul olasılığı olmak üzere. (5.16) deki ortak koşullu pdf yi kullanarak yazabiliriz ki,

$$\mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_m) = 1 - \int_{R_m} p(\tilde{\mathbf{r}}|g\tilde{\mathbf{s}}_m) d\tilde{\mathbf{r}} \tag{5.33}$$

Son olarak ortalama karar hata olasılığı,

$$\mathrm{P}(e) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_m) \quad . \tag{5.34}$$



Bazen, R_m karar bölgelerinin tanımlanma ve (5.33) deki integrali yapma zorluğundan dolayı karar hatasının tam olasılığı hesaplamak zor olabilir. Bu durumda, hata olasılığı üzerinde çeşitli alt ve üst sınırlamalar ve tahminler kullanışlıdır. Öncelikle, ikişerli hata olasılığını tanıtacağız.

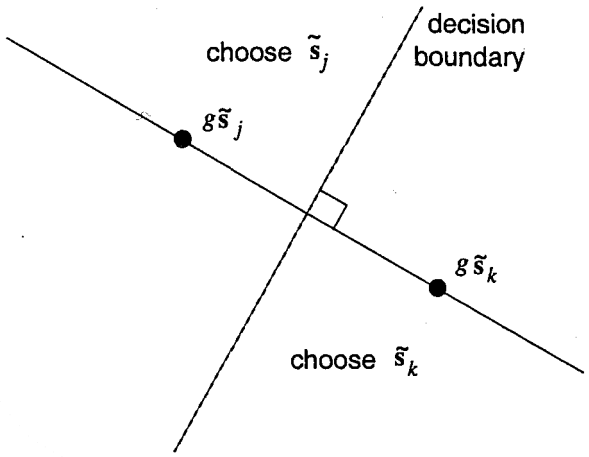
3.1. İKİŞERLİ HATA OLASILIĞI

s_j ve s_k olmak üzere iki tane M sinyal vektörü düşün. Alıcıda ki karar hata olasılığını belirlemeyi arzuluyoruz, bu iki sinyal noktası tek var olanlarmışçasına. Bu hata olasılığı, **ikişerli hata olasılığı** olarak adlandırılır çünkü sinyal takımındaki her sinyal ikilisi için tanımlanabilir. İki vektör sinyali s_j ve s_k alıcıda birbirinden öklid mesafesinin karesi $\|g\tilde{\mathbf{s}}_j - g\tilde{\mathbf{s}}_k\|^2 = \alpha^2\|\tilde{\mathbf{s}}_j - \tilde{\mathbf{s}}_k\|^2$ kadar ayrıdırlar. AWGN gürültüsünün dairesel simetri özelliğinden dolayı, gürültü vektörü n nin pdf si, vektör uzayındaki orijine göre dönüşünde değişmezdir. Böylece, $g\tilde{\mathbf{s}}_j - g\tilde{\mathbf{s}}_k$ vektörü doğrultusundaki iki sinyal vektörünü birleştiren gürültü bileşeni sıfır ortalama ve N_0 varyantına sahiptir.

Bir karar sınırı, şkl.5.6 da gösterilen iki sinyal vektörü arasındaki orta noktada kurulabilir. Vektör s_j nin gönderildiğini varsayalım, $P(e|\tilde{\mathbf{s}}_j)$ ML karar hata olasılığını göstersin. Hata olasılığı $g\tilde{\mathbf{s}}_j - g\tilde{\mathbf{s}}_k$ vektörü doğrultusunda ki gürültünün, alınan vektör $\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{s}}_j + \tilde{\mathbf{n}}$ yi karar sınırını geçmeye zorlaması olasılığıdır. Bu olasılık sadece şuna eşittir,

$$P(e|\tilde{\mathbf{s}}_j) = Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \tilde{d}_{jk}^2}{4N_o}}\right) \quad . \qquad (5.35)$$

$\tilde{d}_{jk}^2 = \|\tilde{\mathbf{s}}_j - \tilde{\mathbf{s}}_k\|^2$ s_j ve s_k arasındaki öklidsel mesafenin karesi olmak üzere. Son olarak, şunu



gördük ki $\mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_j) = \mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_k)$. Böylece, mesaj vektörleri s_j ve s_k arasında ki çift hata olasılığı;

$$\mathrm{P}(\tilde{\mathbf{s}}_j, \tilde{\mathbf{s}}_k) = \mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_j) = \mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_k) = Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \tilde{d}_{jk}^2}{4N_o}}\right) . \qquad (5.36)$$

'dır.

3.2. HATA OLASILIĞINDAKİ ÜST SINIRLAR

E_j, s_j yerine seçilen olayı göstersin ve s_k iletilen olsun. E_j olayının olasılığı ikişerli hata olasılığı $\mathrm{P}(\tilde{\mathbf{s}}_j, \tilde{\mathbf{s}}_k)$. olur. karar hatasının koşullu olasılığı

$$\mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_k) = \mathrm{P}\left(\bigcup_{j \neq k} E_j\right) \qquad (5.37)$$

Küme sınırlamasını kullanarak,

$$\mathrm{P}\left(\bigcup_{j \neq k} E_j\right) \leq \sum_{j \neq k} \mathrm{P}(E_j) \qquad (5.38)$$

Elimizde,

$$\mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_k) \leq \sum_{j \neq k} \mathrm{P}(\tilde{\mathbf{s}}_j, \tilde{\mathbf{s}}_k) \qquad (5.39)$$

vardır.

Yukarıdaki sonuçları (5.36) ile birleştirmek şunu verir,

$$\mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_k) \leq \sum_{j \neq k} Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \tilde{d}_{jk}^2}{4N_o}}\right) \qquad (5.40)$$

Ve (5.34) ü sinyal seti üzerine ilave ortalamaya kullanırsak,

$$\mathrm{P}(e) \leq \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{j \neq k} Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \tilde{d}_{jk}^2}{4N_o}}\right) . \qquad (5.41)$$

Bir ileri üst sınır herhangi iki sinyal noktası arasında ki minimum öklidsel uzaklığın karesi hesaplanarak elde edilebilir.

$$\tilde{d}_{\min}^2 = \min_{n,m} \|\tilde{\mathbf{s}}_n - \tilde{\mathbf{s}}_m\|^2 . \qquad (5.42)$$

Böylece, s_j ve s_k arası ikili hata olasılığı sınırlandırılmıştır,

$$\mathrm{P}(\tilde{\mathbf{s}}_j, \tilde{\mathbf{s}}_k) \leq Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \tilde{d}_{\min}^2}{4N_o}}\right) . \qquad (5.43)$$

tarafından.

Bundan dolayı, yazabiliriz ki

$$\mathrm{P}(e) \leq (M-1) Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \tilde{d}_{\min}^2}{4N_o}}\right) . \qquad (5.44)$$

Son olarak, bazı diğer üst sınırlar Q-fonksiyonu üzerindeki üst sınır kullanılarak elde edilebilir (problem 5.1'e bakınız).

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} e^{-x^2/2} \qquad x \geq 0 . \qquad (5.45)$$

(5.41) de sınır bileşimini birleştirmek,

$$\mathrm{P}(e) \leq \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{j \neq k} \exp\left\{ \frac{\alpha^2 \tilde{d}_{jk}^2}{8N_o} \right\} \qquad (5.46)$$

verir.

(5.44) de üst sınırla birleştirmek en basit ama en gevşek üst sınır olan

$$\mathrm{P}(e) \leq \frac{(M-1)}{2} \exp\left\{ \frac{\tilde{d}_{\min}^2}{8N_o} \right\} \quad . \qquad (5.47)$$

verir.

3.3 HATA OLASILIĞINDAKİ ALT SINIR

Karar hatasının olasılığı üzerinde ki kullanışlı alt sınırı hata olasılığını sınırlayarak elde edilebilir.

$$\mathrm{P}(e|\mathbf{b}_k) \geq \begin{cases} Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \tilde{d}_{\min}^2}{4N_o}}\right) & \text{, eğer } s_k \text{ ,} d_{\min} \text{ mesafesinde ki en az bir komşu,} \\ 0 & \text{, diğer durumlarda} \end{cases}$$

Daha sonra,

$$\mathrm{P}(e) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \mathrm{P}(e|\tilde{\mathbf{s}}_m) \qquad (5.49)$$

$$\geq \frac{w_{\min}}{M} Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \tilde{d}_{\min}^2}{4N_o}}\right) \qquad (5.50)$$

$w_{\min}$, en az bir mesafe komşusuna sahip sinyal vektörlerinin sayısı olmak üzere. Kesinlikle, $w_{\min} \geq 2$, böylece,

$$\mathrm{P}(e) \geq \frac{2}{M} Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 \tilde{d}_{\min}^2}{4N_o}}\right) \quad . \qquad (5.51)$$

3.4. BİT VERSUS SEMBOL HATA OLASILIKLARI

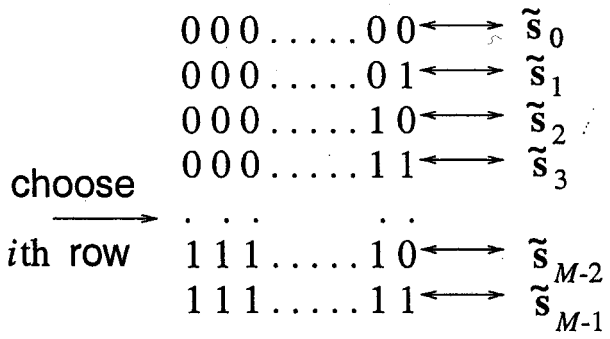
Buraya kadar başarı ölçümüz hata karar olasılığı veya sembol hata olasılığı P_M idi. Ancak, genellikle bit hata olasılığı P_s ile ilgiliyiz. Genel olarak, bu hata olasılığı veri sembolleri ve veri bitleri arasında ki özel haritalandırmaya dayanır. Her veri sembolü $\log_2 M$ veri bitleriyle ilişkili olduğundan, bit hata olasılığı şu şekilde sınırlandırılır,

$$\frac{P_M}{\log_2 M} \leq P_b \leq P_M \quad . \tag{5.52}$$

Gri kodlama: PSK ve QAM gibi sinyal takımları için, M-ary sembolleri üzerine binary veri bitlerini haritalamak şu şekilde mümkün olabilir, şöyle ki, en yakın komşu semboller (öklidsel mesafede) sadece bir bit pozisyonunda farklılaşır. Bu tür bir haritalandırma **gri kodlama** olarak anılır. Sinyalden- gürültüye oranı yüksek olduğu zaman, şunu gördük sembol hataları, yüksek olasılıklarla en yakın komşu sinyal üzerine yapılmaktadırlar. Bu durumda, sembol hataları tek bit hatalılarına uzlaşır. Böylece,

$$P_b \approx \frac{P_M}{k} \quad . \tag{5.53}$$

$k = \log_2 M$ olmak üzere.



Eşit olarak olası sembol hataları: bütün sembol hatalarının eşit olarak olası olduğu durumları düşünelim. Bit hata olasılığını hesaplamak için, ilk olarak $M = 2^k$ sembollerinin bütün olası 2^k binary "k- tuple"ları üzerine teke-tek haritalanmaya sahip olduğunu, şkl.5.7 deki gibi, kaydet. Şimdide şöyle varsayalım ki, tüm sıfır "k-tuple" larını yani ilk satırı, doğru sembollere uyarlar. Ancak, alıcı bir hata yapar ve " i " inci satırı seçer, i≠0. Her sütunda 2^{k-1} tane sıfırlar ve birler olduğundan ve sıfır bir doğru bite tekabül ettiğinden, hata içerisinde ki özel bit pozisyonu olasılığı,

$$P_b = \frac{2^{k-1}}{2^k - 1} P_M = \frac{M}{2(M-1)} P_M \quad . \quad . \tag{5.54}$$

4. PSK'NIN HATA OLASILIĞI

Binary PSK (BPSK) nın hata olasılığı: (4.64) ve (4.61) den θ_0=0 lı, BPSK sinyal vektörü are[2]

$$\tilde{s}_0 = -\tilde{s}_1 = \sqrt{2E_h} \ . \qquad (5.55)$$

Sadece iki sinyal vektörü olduğundan, hata olasılığı (5.36) tarafından verilir. BPSK sinyalleri için $\tilde{d}_{01} = 2\sqrt{2E_h}$. Ayrıca BPSK 1bit/sembolü iletir böylece sembol enerji $E_h = E_b$, E_b bit enerjisi olmak üzere. Bu nedenle, bit hata olasılığı,

$$P_b(\gamma_b) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \qquad (5.56)$$

γ_b , bit enerjiden-sese oranı olarak tanımlanmak üzere,

$$\gamma_b = \frac{\alpha^2 E_b}{N_o} \ . \qquad (5.57)$$

Dört düzeyli PSK hata olasılığı (QPSK): (4.64) ve (4.61) den θ_0=π/4 lü, QPSK (veya 4-PSK) sinyal vektörleri,

$$\tilde{s}_0 = -\tilde{s}_2 = \sqrt{E_h}(1+j) \qquad (5.58)$$
$$\tilde{s}_1 = -\tilde{s}_3 = \sqrt{E_h}(-1+j) \qquad (5.59)$$

QPSK sinyal takımı şkl.5.8 de gösterilmiştir. Karar sınırları karmaşık vektör uzayının gerçek ve sanal apsislerine tekabül eder. Gürültü bileşenleri n_I ve n_Q , N_0 varyantlı sıfır ortalama Gaussal rasgele değişkenlerinden bağımsızdır. Minimum uzaklık kararlı, sembol hata olasılığı

$$\begin{aligned} P_M &= P(e|\tilde{s}_0) \\ &= 1 - \mathrm{P}(c) \\ &= 1 - \mathrm{P}\left\{\tilde{n}_I > -\alpha\tilde{d}/2, \tilde{n}_Q > -\alpha\tilde{d}/2\right\} \\ &= 1 - \mathrm{P}\left\{\tilde{n}_I > -\alpha\tilde{d}/2\right\}\mathrm{P}\left\{\tilde{n}_Q > -\alpha\tilde{d}/2\right\} \\ &= 1 - \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2\tilde{d}^2}{4N_o}}\right)\right]^2 \end{aligned}$$

---

[2] Sinyal vektörü 1-D karmaşık vektör uzayda uzandığı zaman, s_i , n, r vektörleri yerine s_i , n, r, skalarlarını kullanarak ifadeyi daha da sadeleştirebiliriz.

tekrar, α , kanal zayıflaması olmak üzere. $d^2 = 4E_h$ olduğundan,

$$P_M = 1 - [1 - Q(\sqrt{\gamma_s})]^2 \qquad (5.60)$$

γ_b , sembol enerjiden-sese oranı olarak tanımlanmak üzere,

$$\gamma_s = \frac{\alpha^2 E_h}{N_o} \quad . \qquad (5.61)$$

Veri bitleri şkl.5.8. de gösterilen gri kodlamayı kullanarak , veri sembolleri üzerine haritalanır varsayalım. P_b bit hatasının olasılığını gösterirse, şu şekilde takip eder,

$$P(c) = (1 - P_b)^2$$

Ve

$$P_M = 1 - (1 - P_b)^2 \quad .$$

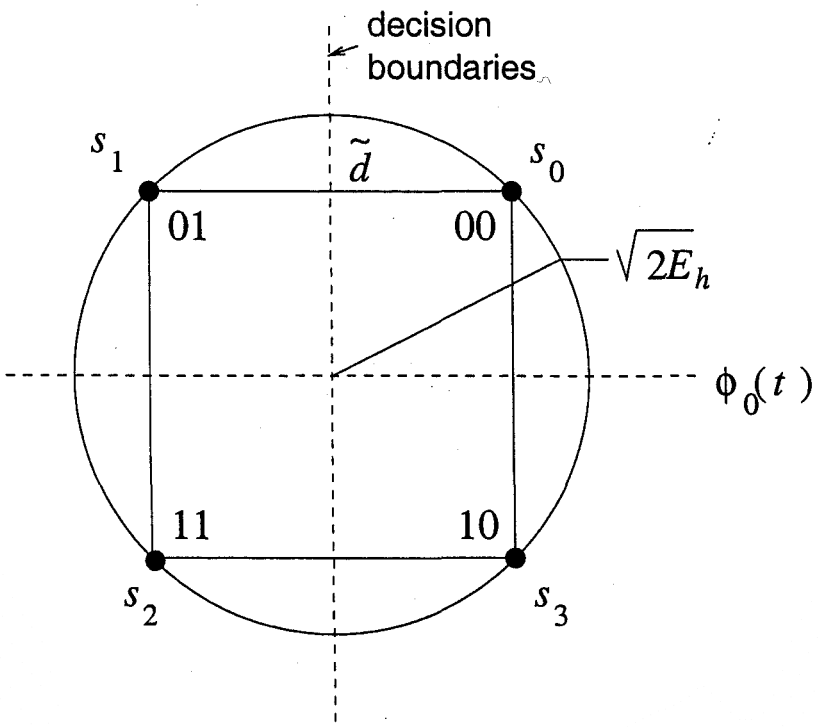
Yukarıdaki eşitliği (5.60) la birleştirerek,

$$P_b = Q(\sqrt{\gamma_s}) \quad .$$

QPSK 2 bit/sembol iletir böylece, sembol enerjisi $E_h = 2E_b$dir, E_b bit enerjisi olmak üzere. $\gamma_s = 2\gamma_b$ olduğundan,

$$P_b(\gamma_b) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \quad .$$

dir.



BPSK ve QPSK'nın bit hata olasılığının özdeş olduğuna dikkat et. Son olarak, OQPSK, QPSK ya özdeş olduğundan evreiçi istisnalarıyla ve tümlev dallar T_b = T/2 saniye kaydırmalı olduğundan, OQPSK ve QPSK hata performansları özdeşdir.

M-PSK hata olasılığı: M-PSK hata olasılığını türetmek için, düşünki, örneğin, 8-PSK sinyal takımları ve ilgili karar bölgeleri şkl.5.9 da gösterilmiştir. Bir daha, veri bitleri veri sembolleri üzerine gri kodlama kullanılarak haritalanır. (4.46) yı düşün ve farz ed ki mesaj vektörü $\tilde{s}_0 = \sqrt{2E_h}$ iletilmiş. Alınan sinyal vektörü,

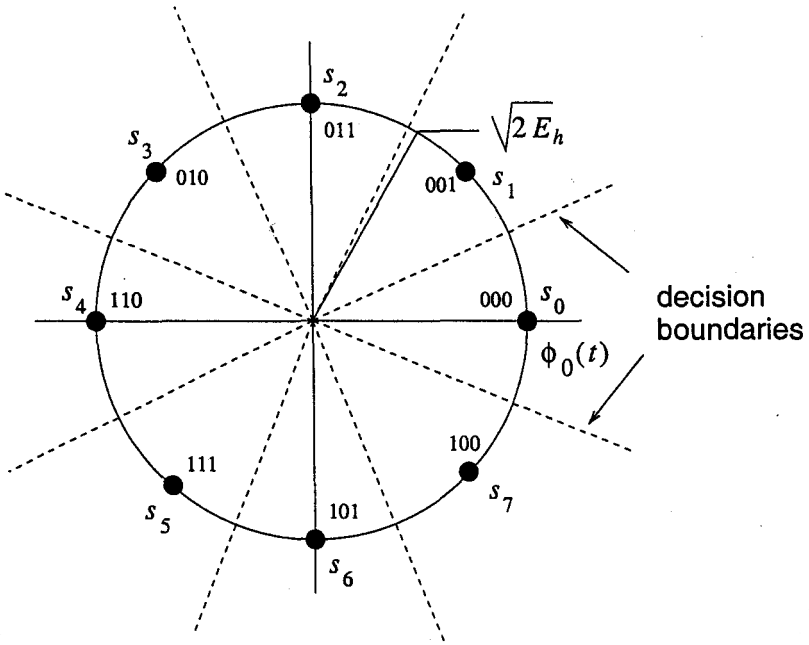
$$\tilde{r} = \alpha e^{j\phi}\tilde{s}_0 + \tilde{n} \ . \qquad (5.62)$$

Hata olasılığı açı dönüşüne bağlı olarak değişmediğinden $\phi = 0$ yazabiliriz,

$$\begin{aligned} \tilde{r} &= \alpha\tilde{s}_0 + \tilde{n} \\ &= \alpha\sqrt{2E_h} + \tilde{n} \end{aligned} \qquad (5.63)$$

Şöyle takip eder ki, $\tilde{r} = \tilde{r}_I + j\tilde{r}_Q$ bir karmaşık pdf li Gaussal rasgele değişkeni

$$p_{\tilde{r}}(\tilde{r}) = \frac{1}{\pi N_o}\exp\left\{-\frac{1}{N_o}\left|\tilde{r} - \alpha\sqrt{2E_h}\right|^2\right\} \ . \qquad (5.64)$$



s_0 iletildiğinden dolayı, minimum uzaklık kararlı doğru sembol kabul olasılığı, $[-\pi/8, \pi/8]$ aralığında uzanan $\Theta = \text{Tan}^{-1}[\tilde{r}_Q/\tilde{r}_I]$ alınan açı olasılığıdır.

Θ açısının pdf sini bulmak için, öncelikle yeni rasgele değişkenlerimizi tanımlarız,

$$R = \sqrt{\tilde{r}_I^2 + \tilde{r}_Q^2}\,, \qquad \Theta = \text{Tan}^{-1}\left[\tilde{r}_Q/\tilde{r}_I\right] \tag{5.65}$$

Şöyle ki,

$$\tilde{r}_I = R\cos\Theta\,, \qquad \tilde{r}_Q = R\sin\Theta\ . \tag{5.66}$$

Rasgele değişkenlerin iki değişkenli dönüşümleri kullanarak (Ek A), R ve θ ortak pdf si şu şekilde elde edilebilir,

$$p_{R,\Theta}(r,\theta) = \frac{r}{\pi N_o}\exp\left\{-\frac{1}{N_o}\left(r^2 - 2\alpha\sqrt{2E_h}r\cos\theta + 2\alpha^2E_h^2\right)\right\}\ . \tag{5.67}$$

Sadece faz θ ile ilgilendiğimizden, θ bileşen pdf sini elde edebiliriz,

$$p_\Theta(\theta) = \int_0^\infty p_{R,\Theta}(r,\theta)dr \tag{5.68}$$

$$= \frac{1}{\pi}e^{-2\gamma_s\sin^2\theta}\int_0^\infty x\exp\left\{\left(x - \sqrt{2\gamma_s}\cos\theta\right)^2\right\}dx \tag{5.69}$$

$\gamma_s = \alpha^2E_h/N_o$ alınan sembol enerjiden-gürültüye oranı olamk üzere. M-ary sembol hatasının olasılığı, P_M ,sadece, $[-\pi/M, \pi/M]$ bölgesi dışında uzanan θ'nın olasılığıdır. Böylelikle,

$$p_\Theta(\theta) = \int_0^\infty p_{R,\Theta}(r,\theta)dr \quad (5.68)$$

$$= \frac{1}{\pi}e^{-2\gamma_s \sin^2\theta}\int_0^\infty x\exp\left\{\left(x-\sqrt{2\gamma_s}\cos\theta\right)^2\right\}dx \quad (5.69)$$

$$\mathrm{P}_M(\gamma_s) = 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\theta)d\theta \ . \quad (5.70)$$

Bu integralin kapalı şekil ifadesi mevcut değil, daha önce hesaba katılan M= 2, 4 durumlarını kabul et.

Rayleigh sönümlemeli hata olasılığı: Kanal sönümlemeyi denediği zaman, hata olasılığı sönümleme istatistikleri üzerinden ortalanmak zorundadır. Eğer kanal Rayleigh sönümlü ise, α bir Rayleigh rastgele değişkenidir. Bir rastgele değişkenlerin dönüşümünü kullanarak, γ_b ve γ_s üssel pdf'lere sahiptir,

$$p_{\gamma_b}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b}e^{-x/\bar{\gamma}_b} \qquad p_{\gamma_s}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_x}e^{-x/\bar{\gamma}_x} \qquad x \geq 0 \quad (5.71)$$

γ_b ve γ_s sırasıyla, ortalama alınan bit ve sembol enerjiden-gürültüye oranı dır. Ve $\bar{\gamma}_s = \log_2 M\bar{\gamma}_b$

BPSK ve QPSK için ortalama hatanın olasılığı,

$$P_b = \int_0^\infty Q(\sqrt{2x})p_{\gamma_b}(x)dx$$

$$= \frac{1}{2}\left[1-\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1+\bar{\gamma}_b}}\right] \quad (5.72)$$

$$\approx \frac{1}{4\bar{\gamma}_b} \quad \text{for } \bar{\gamma}_b \gg 1.$$

dır.

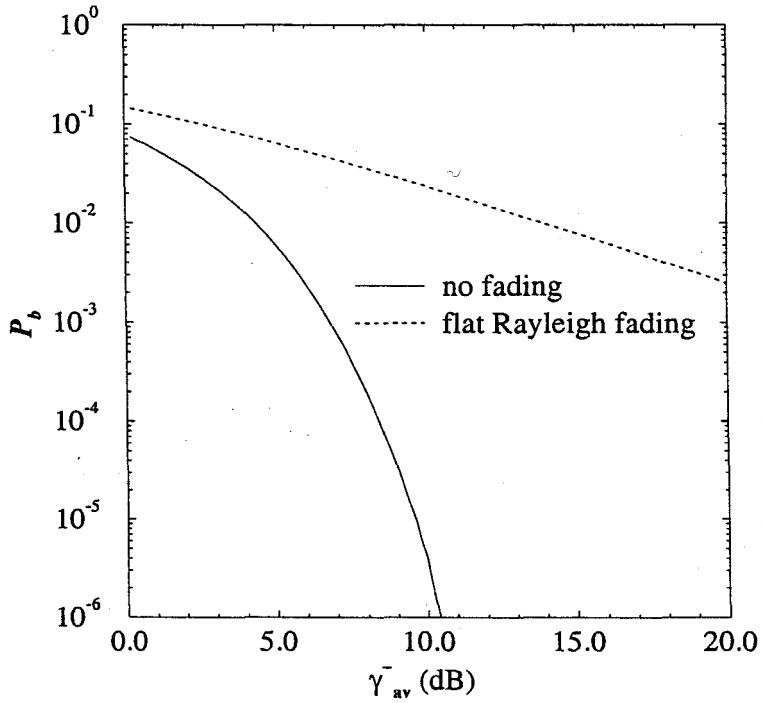
BPSK ve QPSK bit hata olasılığı şkl.5.10 da bir AWGN kanal ve AWGN'li düz Rayleigh sönümleme kanalı için çizilmiştir. Rayleigh sönümlemesi, bit enerjiden-gürültüye oranı üzerinde ki bit hata olasılığının bir üssel bağımlılığını bir ters doğrusal olana çevirdiği gözlemlenir. Bu davranış, Rayleigh sönümlemesindeki herhangi kodlanmamış modülasyon şeması için tipiktir ve uygun karşı tedbirler alınmadıkça performansta büyük kayıplara yol açar. M-PSK için, ortalama sembol olasılığı,

$$\mathrm{P}_M = \int_0^\infty P_M(x)p_{\gamma_s}(x)dx \quad (5.73)$$

$P_M(x)$ (5.70) de verilmek üzere. Ancak, kapalı şekil ifade mevcut değildir. Gri kodlama ile bit hata olasılığı yaklaşık olarak $P_b = P_M/\log_2 M$ dir.

Farksal PSK (DPSK): PSK sinyalleri için alınan taşıyıcı fazı

$$\theta_k = \frac{2\pi}{M} x_k + \theta_o + \phi \qquad (5.74)$$



kanaldan dolayı θ_0 , bir dilimsel sabit faz ve φ, rasgele faz. Alıcı, (5.27) de gösterildiği gibi $e^{-j\phi}$ tarafından alınan karmaşık zarfını çarparak fazı doğrultur. Ancak, pratikte bu işlem o kadarda basit değildir, çünkü sinyal takımındaki simetriler **faz belirsizliği** yaratır. Özellikle, $\phi + 2k\pi/M$ şeklinin herhangi bir kanal irkilmiş fazı, k bir tamsayı, aynı alınan taşıyıcı fazın kümesine yol açacaktır. Alıvı alınan taşıyıcı fazı kurtarmak için bir faz kilitli döngü kullanırken, $2\pi/M$ katlı bir faz belirsizliği oluşacaktır. Bu faz belirsizliği, eğer bilgi doğru kurtarılırsa tekrar çözülmelidir.

Bilginin, mutlak taşıyıcı faz yerine ardışıl sınır aralıkları arasında taşıyıcı faz farkları üzerinde iletildiği **farksal kodlama** faz belirsizliğini gidermek için kullanılan en popüler metotlardan bir tanesidir. PSK sinyallerinin farksal kodlaması takip eden şekilde yapılır. Bilgi dizisi $\{x_k\}, x_k \in \{0, 1, \ldots M-1\}$ farksal olarak başka bir $\{d_k\}$dizisine kodlanır şuna göre;

$$d_k = x_k \oplus x_{k-1} \qquad (5.75)$$

⊕ M-modülü toplamasını göstermek üzere. daha sonra $\{d_k\}$ dizisi mutlak taşıyıcı faz da taşınır şuna göre;

$$\theta_k = \frac{2\pi}{M} d_k + \theta_o \ . \qquad (5.76)$$

Taşıyıcı kurtarılmasından sonra alınan taşıyıcı faz,

$$\tilde{\theta}_k = \frac{2\pi}{M} d_k + \theta_o + \frac{2\pi\ell}{M} \qquad (5.77)$$

Eklenen $2\pi\ell/M$, ℓ bir tamsayı, faz belirsizliğini gösterir. Alıcı farksal fazı hesaplar,

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_k - \tilde{\theta}_{k-1} \bmod 2\pi &= \frac{2\pi}{M}(d_k - d_{k-1}) \bmod 2\pi \\ &= \frac{2\pi}{M}(d_k \ominus d_{k-1}) \\ &= \frac{2\pi}{M} x_k \end{aligned} \qquad (5.78)$$

$\ominus$ modül-M çıkarmasını gösterir. Böylece, veri dizisi $\{x_k\}$faz belirsizliğine bakmayarak kurtarılır.

AWGN gürültüsünün varlığında, alıcı, alınan taşıyıcı fazların $\tilde{\theta}_k$sının tahminlerini $\bar{\theta}_k$olarak oluşturmak zorundadır. Ancak, gürültü bu kestirimler üzerinde hatalara yol açacaktır ve zaman zaman $\tilde{\theta}_k \neq \bar{\theta}_k$.bir yanlış $\bar{\theta}_k$ faz tahmini hem x_k hem de x_{k-1} de kararların hatalı olmasına neden olacaktır. Böylece, yüksek hataların seyrekçe oluştuğu sinyalden-gürültüye oranlarında, DPSK nın bit hata olasılığı kabaca PSK nın iki katı kadardır.

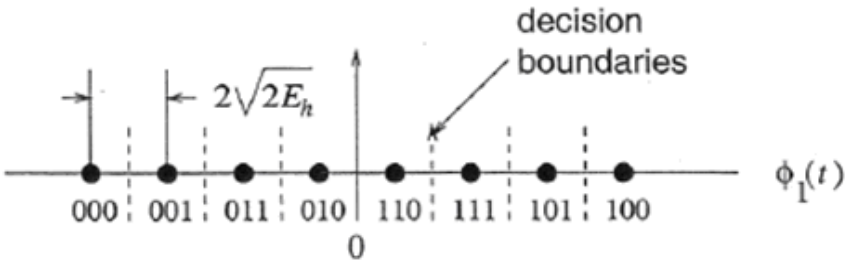
5. M-QAM 'IN KATA OLASILIĞI

M-PAM in hata olasılığı: şkl.5.11de gösterilen gri kodlanmış 8-PAM sistem sinyal takımını göz önüne alalım. M-2 sinyal takımı üzerindeki içsel noktalar için, sembol hatasının olasılığı,

$$P_i = 2Q\left(\frac{2\alpha^2 E_h}{N_o}\right) \qquad (5.79)$$

2,Q fonksiyonunun önündedir çünkü hatalar iki karar sınırını geçerek yapılabilirler. Aynı şekilde, sinyal takımı üzerinde 2 dışsal nokta için sembol hatasının olasılığı,

$$P_o = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha^2 E_h}{N_o}}\right) \tag{5.80}$$



Şekil 5.11 : 8 P-A-M için Karışık Sinyal – Uzay Diyagramı

Böylece, sembol hatasının olasılığı,

$$\begin{aligned} P_M &= \frac{M-2}{M}P_i + \frac{2}{M}P_o \\ &= 2\left(1-\frac{1}{M}\right)Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha^2 E_h}{N_o}}\right) . \end{aligned} \tag{5.81}$$

Daha sonra, E_h yi ortalama sembol enerjisine nakletmek zorundayız,

$$\tilde{s}_m = \sqrt{2E_h}(2m-1-M)\,, \quad m = 1,\ldots,M \tag{5.82}$$

$\tilde{s}_m$ deki enerji,

$$E_m = \frac{1}{2}\tilde{s}_m^2 = E_h(2m-1-M)^2 \tag{5.83}$$

Ortalama enerji,

$$\begin{aligned} E_{\text{av}} &= E_h\frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}(2m-1-M)^2 \\ &= E_h\frac{1}{M}\left(4\sum_{m=1}^{M}m^2 - 4(M+1)\sum_{m=1}^{M}m + M(M+1)^2\right) \end{aligned} \tag{5.84}$$

Özdeşlikleri kullanarak,

$$\sum_{k=1}^{n}k = \frac{n(n+1)}{2} \qquad \sum_{k=1}^{n}k^2 = \frac{n(n+1)(2n+1)}{6} \tag{5.85}$$

Ve basitleştirme verir ki,

$$E_{\text{av}} = E_h \frac{M^2 - 1}{3} \qquad (5.86)$$

Böylece, (5.81) den,

$$P_M(\gamma_s) = 2\left(1 - \frac{1}{M}\right) Q\left(\sqrt{\frac{6}{M^2 - 1}\gamma_s}\right) \qquad (5.87)$$

Şöyleki,

$$\gamma_s = \frac{\alpha^2 E_{\text{av}}}{N_o} \qquad (5.88)$$

Ortalama enerjiden-gürültüye oranı olmak üzere,

M-QAM ın hata olasılığı: Bazı tamsayı m için bir kare takımı büyüklüğü $M = 4^m$ olan bir M-QAM sistemini ele alalım. Böyle bir M-QAM sistemi dört evre içindeki her biri M-QAM sisteminin bir gücünü ayırmış olan iki $\sqrt{M}$-PAM sistemi gibi gösterilebilir. Örneğin, gri kodlanmış 16-QAM sistemi şkl.5.12 deki, her biri 16-QAM sistemin yarısı güçle işlenen iki bağımsız gri kodlu 4-PAM sistem gibi davranabilir. (5.87) den, sembol hata olasılığı her $\sqrt{M}$-PAM sistem için ,

$$P_{\sqrt{M}} = 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{6}{M - 1}\frac{\gamma_s}{2}}\right) \qquad (5.89)$$

γ_s M- QAM sisteminin ortalama sembol enerjiden-gürültüye oranı olmak üzere. son olarak M-QAM sisteminde ki doğru sembol kabulünün olasılığı.

$$\mathrm{P}_c(e) = (1 - P_{\sqrt{M}})^2 \qquad (5.90)$$

ve sembol hatasının olasılığı,

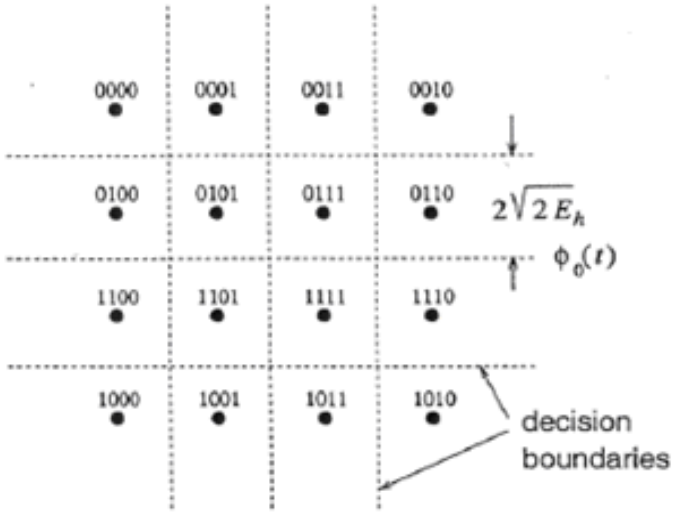
$$P_M(\gamma_s) = 1 - (1 - P_{\sqrt{M}})^2 \ . \qquad (5.91)$$

Diğer M-QAM takımı çeşitleri için, şkl 4.7 ve 4.8 deki gibi, kısım 3 deki yaklaşımı kullanarak ve dışbükey karar sınırlarını tanımlayarak hata olasılığı elde edilir.

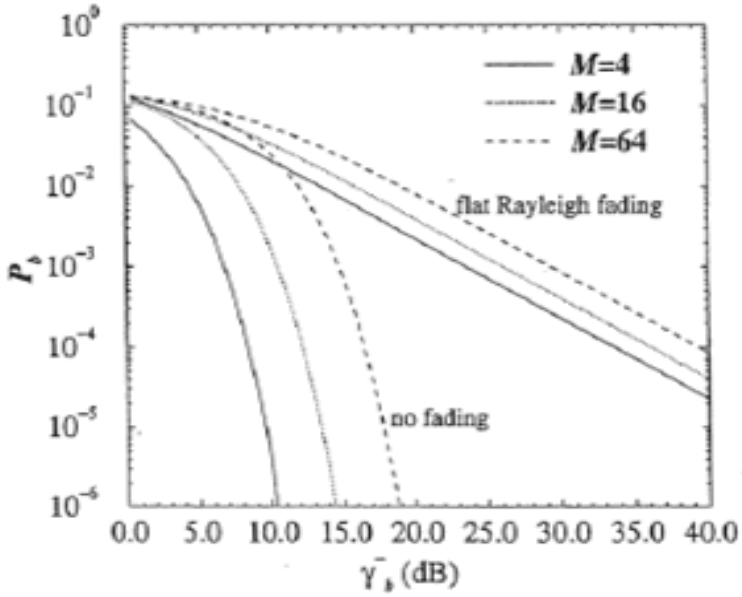
Rayleigh sönümlemeli hata olasılığı: eğer kanal Rayleigh sönümlü ise, γ_s , (5.71) deki üssel pdf ye sahiptir. Şöyle takip derki, ortalama hata olasılığı,

$$P_M = \int_0^{\infty} P_M(x) p_{\gamma_s}(x) dx \quad . \qquad (5.92)$$

Şkl.5.13 yaklaşık bit hata olasılığı $P_b \approx P_M / \log_2 M$yi ortalama alınan bit enerjiden-gürültüye oranı $\bar{\gamma}_b = \bar{\gamma}_s / \log_2 M$ ye karşı, M'nin birçok değeri için çizer. Verilen bit hata olasılığına ulaşmak için gerkli olan $\bar{\gamma}_b$'nin, alfabe büyüklüğü M ile arttığına dikkat et. Ancak, bant genişliği etkisi de ayrıca M ile artar, $\log_2$M bit/sembol olduğundan.



Şekil 5.12 : 16 QAM Topluluğu için Karışık Sinyal – Uzay Diyagramı.



Şekil 5.13 : AWGN Kanal Üzerindeki M-QAM ve AWGN ile Royleigh Sönümlemeli Kanal için Bit Hata Olasılığı

.

6. DİKSEL SİNYALLERİN HATA OLASILIĞI

Dikgen sinyaller: M-ary dikgen sinyal setini düşün,

$$\tilde{\mathbf{s}}_i = \sqrt{2E_h}\mathbf{e}_m, m = 0, \ldots, M-1 \ ,$$

$\mathbf{e}_m$, m inci koordinatta "1" li bir uzunluk-M vektörü olmak üzere. eğer sinyal $\tilde{\mathbf{s}}_0$ iletilirse, alınan sinyal vektörü,

$$\tilde{\mathbf{r}} = (g\sqrt{2E_h} + \tilde{n}_0, \tilde{n}_1, \ldots, \tilde{n}_{M-1}) \qquad (5.93)$$

n_i , bağımsız karmaşık sıfır ortalama ve N_0 varyantlı Gaussal rasgele değişkenler olmak üzere ML alıcı karar değişkenlerini hesaplar,
n_i

$$\mu_3(\tilde{\mathbf{s}}_m) = \mathrm{Re}(\tilde{\mathbf{r}}, g\mathbf{s}_m) \qquad (5.94)$$

ve en büyük $\mu(\mathbf{s}_m)$ li sinyali seçer. Sahibiz ki;

$$\mu(\mathbf{s}_0) = 2\alpha^2 E_h + \tilde{n}_{I,0}\alpha\sqrt{2E_h} \qquad (5.95)$$

$$\mu(\mathbf{s}_m) = \tilde{n}_{I,m}\alpha\sqrt{2E_h}, \ m = 2, \ldots, M-1 \qquad (5.96)$$

gürültü örnekleri üzerindeki faz rotasyonlarını yok saymak üzere. $\mu(\mathbf{s}_m)$, $2\alpha^2 EN_o$ varyantlı bağımsız Gaussal rasgele değişkenlerdir; $\mu(\mathbf{s}_m), m \neq 0$ iken$\mu(\mathbf{s}_0)$, $2\alpha_h^E$ dır ,sıfır ortalamalı manasında. Doğru karar olasılığı, $\mu(\mathbf{s}_1) = x$ üzerinde koşullanmış, bütün $\mu(\mathbf{s}_m), m \neq 0$ lerin x den daha küçük olduğu olasılıktır. Bu sadece,

$$P(c|\mu(\mathbf{s}_1) = x) = \left[\Phi\left(\frac{x}{\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}}\right)\right]^{M-1} \qquad (5.97)$$

Böylece,

$$P(c) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\Phi\left(\frac{x}{\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}}\right)\right]^{M-1} \times \frac{1}{\sqrt{4\pi\alpha^2 E_h N_o}} \exp\left\{-\frac{(x-2\alpha^2 E_h)^2}{4\alpha^2 E_h N_o}\right\} dx \qquad (5.98)$$

Şimdi $y = (x - 2\alpha^2 E_h)/\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}$ olsun. Daha sonra,

$$P(c) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\Phi\left(y + \sqrt{2\gamma_s}\right)\right]^{M-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dx \qquad (5.99)$$

Şöyle ki,

$$\gamma_s = \frac{\alpha^2 E_h}{N_o} \ . \qquad (5.100)$$

Son olarak, sembol hatasının olasılığı,

$$P_M = 1 - P(c) \ . \qquad (5.101)$$

Hata olasılığı için başka bir ifade olay üzerindeki ilk koşuldan türetilebilir. Şöyle ki, M-1 karar değişkenlerinden bir tanesi $\mu(\mathbf{s}_m), m \neq 0$ en geniş olmak üzere. Bu da verir ki,

$$P_M = (M-1) \int_{-\infty}^{\infty} \Phi\left(\frac{x - 2\alpha^2 E_h}{\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}}\right) \left[\Phi\left(\frac{x}{\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}}\right)\right]^{M-2} \times \frac{1}{\sqrt{4\pi\alpha^2 E_h N_o}} \exp\left\{-\frac{x^2}{4\alpha^2 E_h N_o}\right\} dx \ . \qquad (5.102)$$

$y = x/\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}$ olsun. Daha sonra,

$$P_M = (M-1) \int_{-\infty}^{\infty} \Phi\left(y - \sqrt{2\gamma_s}\right) [\Phi(y)]^{M-2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\} dx \ . \qquad (5.103)$$

Dikgen sinyaller $\gamma_s = \gamma_b \log_2 M$ ve bit hata olasılığı 5.54 de verilmiştir. Eğer kanal Rayleigh sönümlü ise , γ_b 5.71 deki üssel pdf ye sahiptir ve ortalama bit hata olasılığı,

$$P_b = \int_0^\infty P_b(x) p_{\gamma_b}(x)\, dx \ . \qquad (5.104)$$

Çiftdikgen sinyaller: çiftdikgen sinyal setini hesaba katalım,

$$\tilde{\mathbf{s}}_i = \begin{cases} \sqrt{2E_h}\mathbf{e}_i \ , & i = 0, \ldots, M/2-1 \\ -\tilde{\mathbf{s}}_{i-M/2} \ , & i = M/2, \ldots, M-1 \end{cases} \qquad (5.105)$$

Şimdi, $\mathbf{s}_0$ nin iletildiğini varsayalım. Alıcı $M/2$ karar değişkenlerini hesaplar

$$\mu(\mathbf{s}_m) = \mathrm{Re}(\tilde{\mathbf{r}}, g\mathbf{s}_m) \ , \quad m = 0, \ldots, M/2-1 \qquad (5.106)$$

ve en geniş büyüklüğe sahip olanı seçer. $\mu(\mathbf{s}_m)$ işareti, $\mathbf{s}_m$ veya $\mathbf{s}_{M/2+m} = -\mathbf{s}_m$ nin gönderilip gönderilmediğine karar verir. Önceki gibi, $\mu(\mathbf{s}_m)$, $2\alpha^2 E N_o$ varyantlı bağımsız Gaussal rasgele değişkenlerdir; $\mu(\mathbf{s}_m), m = 1, \ldots, M/2-1$ iken $\mu(\mathbf{s}_0)$, $2\alpha_h^E$ dır ,sıfır ortalamalı manasında. Doğru karar olasılığı, $\mu(\mathbf{s}_1) = x, x > 0$ üzerinde koşullanmış $\mu(\mathbf{s}_0) > 0$ ve $|p(\mathbf{s}_m)| < \mu(\mathbf{s}_0), m = 1, \ldots, M/2-1$ olasılığıdır. Sahibiz ki,

$$p(|\mu(\mathbf{s}_m)| < x) = \Phi\left(\frac{x}{\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}}\right) - \Phi\left(-\frac{x}{\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}}\right) \ . \qquad (5.107)$$

Böylece,

$$P(c) = \int_0^\infty \left[\Phi\left(\frac{x}{\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}}\right) - \Phi\left(-\frac{x}{\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}}\right)\right]^{M/2-1} \times \frac{1}{\sqrt{4\pi\alpha^2 E_h N_o}} \exp\left\{-\frac{(x-2\alpha^2 E_h)^2}{4\alpha^2 E_h N_o}\right\} dx \qquad (5.108)$$

Şimdi, $y = (x - 2\alpha^2 E_h)/\sqrt{2\alpha^2 E_h N_o}$ olsun. Daha sonra,

$$P(c) = \int_{-\sqrt{2\gamma_s}}^\infty \left[\Phi\left(y + \sqrt{2\gamma_s}\right) - \Phi\left(-y - \sqrt{2\gamma_s}\right)\right]^{M/2-1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2}\, dy \ . \qquad (5.109)$$

Son olarak, $P_M = 1 - P(c)$. Çiftdikgen sinyaller için $\gamma_s = \gamma_b \log_2 M$, ama bit hata olasılığı 5.54 tarafından verilmemiştir.

7. OFDM NİN HATA OLASILIĞI

Bir AWGN kanalı için, hata olasılığı OFDM alt-taşıyıcıların dikgen olduğu özelliklerin avantajını alarak hesaplanabilir. Bir AWGN kanal üzerinde ki OFDM için en ideal alıcı bir ilişkili algılayıcı kümesi içerir, her bir alt taşıyıcı için. Alt taşıyıcılar dikgen olduğundan dolayı, aralarında hiçbir çapraz-karışma yoktur ve her alt taşıyıcı için sembol hata olasılığı diğerlerinden bağımsız olarak elde edilebilir.

Bir OFDM nin kilit avantajı şudur, alıcı bir hızlı Fourier dönüşümü (FFT) algoritması -6. Bölümde tanıtılan- kullanarak uygulanabilir. Takip eden tartışmada, şunu varsaydık ki, koruma aralığı OFDM bloklarını izole etmek için yeterli uzunluktadır. Böylece blok indeksini bastırırız. Bölüm 4.6 da devam eden gelişmede, zamanda-ayrık dizisi $\mathbf{X}^g = \{X_n^g\}_{n=0}^{N+G-1}$ karmaşık kazanç *g* li bir düz sönümleme kanalı üzerinden iletiliyor. Alınan dizi $\mathbf{R}^g = \{R_n^g\}_{n=0}^{N+G-1}$, şöyle ki,

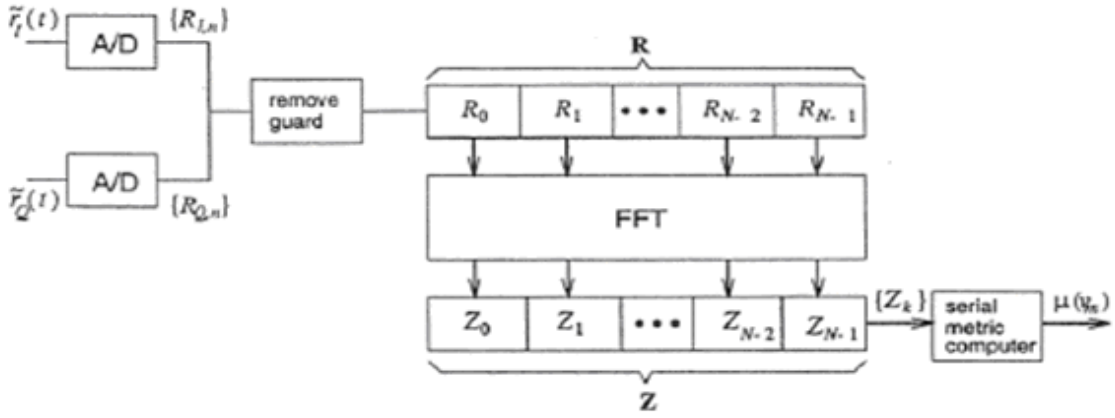
$$R_n^g = gX_n^g + \tilde{n}_n \qquad (5.110)$$

$g = \alpha^{j\phi}$ kanal kazancı, ve $\tilde{n}_n$ gürültü örnekleri. $\tilde{n}_n$, bir örnekleyici tarafından takip edilen $1/T_s$ bant genişliğine sahip bir ideal anti-örtüşme filtresi boyunca geçen alıcı gürültü dalga çeşidi tarafından elde edilir varsayalım. Bu durumda, $\tilde{n}_n$,, $\sigma^2 = \frac{1}{2}\mathrm{E}[|\tilde{n}_n|^2] = N_o/T_s$. varyantlı sıfır karmaşık bağımsız Gaussal rasgele değişkenlerdir.

Alıcı öncelikle koruma aralığını çıkartır şuna göre,

$$R_n = R_{G+(n-G)_N}^g,\ 0 \le n \le N-1 \qquad (5.111$$

$(n)_N$,N-ölçekli n'nin kalıntısıdır. Kip çözümleme, daha sonra, N nin $\mathbf{Z} = \{Z_i\}_{i=0}^{N-1}$ vektörünü veren R bloğu üzerinde ki FFT yi hesaplayarak çalıştırılır.



Şekil 5.14 : DFT ya da FFT Kullanılarak Gerçekleştirilmiş OFDM Alıcısı için Blok

Karar değişkenleri,

$$Z_i = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} R_n e^{-\frac{j2\pi in}{N}} = gAx_i + \nu_i\ ,\ \ i = 0, \ldots, N-1\ . \qquad (5.112)$$

$A = \sqrt{2E_h/T}$ ve gürültü terimleri verilir,

$$\nu_i = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} \tilde{n}_n e^{-\frac{j2\pi in}{N}}\ . \qquad (5.113)$$

tarafından. OFDM alıcının bir blok diyagramı şkl.5.14 degösterilmiştir.

Şöyle gösterilebilirki ν_i, sıfır ortalama karmaşık Gaussal rasgele dağişkeni ,

$$\mu_{n,m} = \frac{1}{2}\mathbf{E}[\nu_n \nu_m^*] = \frac{N_o}{NT_s}\delta_{nm}\ . \qquad (5.114)$$

kovaryansı olmak üzere.

Bu nedenle, Z_i, bağımsız Gaussal rasgele değişkenleridir $g\sqrt{2E_h/T}x_i$ ortalaması ve N_o/NT_s varyantına sahip olan. Daha önceki PSK ve QAM sonuçlarımızla tutarlı olması için, Z_i yi çarpabiliriz $\sqrt{NT_s} = \sqrt{T}$ ile uygunluk için, böylelikle N_o varyanta sahip olacaklar. Böyle bir skalleme verir ki,

$$\tilde{Z}_i = g\sqrt{2E_h}x_i + \tilde{\nu}_i \qquad (5.115)$$

$\tilde{\nu}_i$, N_o varyantlı olmak üzere. $\sqrt{2E_b}x_i = \tilde{s}_i$ nin "i" inci alt taşıyıcı üzerinde iletilen karmaşık sinyal vektörüne eşittir. $Z_i$nin her biri için, alıcı öklidsel uzaklığın karesini minimize eden the *signal vector* $\tilde{s}_{i,m}$ den yana karar verir.

Böylelikle, her OFDM blok N sembol kararı, her N alt-taşıyıcı için bir yapılmalıdır. Buda şkl.5.14 de ki bir seri tarzda yada paralel tarzda yapılabilir.

Son olarak, sembol hatalarının olasılığı her alt-taşıyıcı üzerinde alınan bağımsız kiplemelerle ulaşılanlarla özdeştir. Bu beklenir çünkü alt-taşıyıcılar zamanla dikgendir.

Kanallar arası engelleme(ICI): beklide en ilginç konu OFDM alıcı performansı üzerindeki Doppler etkisidir. Analizlerimiz yavaş düz sönümlemeli kanalları üstlenecek olmasına rağmen, benzer bir analiz koruyucu aralığın kanal darbesi cevabının uzunluğundan daha geniş olmasıyla sağlanan frekans seçici kanallara uygulanacaktır. Karmaşık kanal kazancı $\{g_k\}_{k=0}^{N-1}$ OFDM bloklarının süresi üzerinde ki değişimlerin bir kanal dikgeninin kaybıyla kanallar arası engellemeye neden olduğunu göstereceğiz. ICI, AWGN'ye benzer bir etkiye sahiptir.

Doppler etkisini iole etmek için, AWGN yok sayılır. Alınan zamanda ayrık dizisi, koruyucu aralığın çıkarılmasından sonra,

$$R_n = g_{G+(n-G)_N} X_n \quad . \qquad (5.117)$$

Z vektörü, FFT kip çözücü akımı çıkışında ki,

$$Z_i = \sqrt{2E_b/T} \sum_{n=0}^{N-1} x_n H(n-i) \qquad (5.118)$$

Şöyle ki,

$$H(n-i) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} g_{G+(k-G)_N} e^{\frac{i2\pi}{N}(n-i)k} \;,\; 0 \le i \le N-1 \;. \qquad (5.119)$$

Kanal zaman varyasyonlarının etkisini belirtmek için, 5.118 şöyle yazılabilir,

$$Z_i = \sqrt{2E_b/T} H(0) x_i + c_i \qquad (5.120)$$

Şöyle ki,

$$c_i = \sqrt{2E_b/T} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq i}}^{N-1} x_n H(n-i) \;. \qquad (5.121$$

$H(0)$ 'ın çarpımsal gürültü terimi, c_i toplanır gürültü terimi ICI nedeniyle. Eğer kanal zaman-değişimsiz ise, $g_k = g$ ve $Z_i = g\sqrt{2E_h/T}x$ önceki gibidir. Ama bir zaman-değişkenli kanal için Z_i blok içindeki tüm veri sembollerinin fonksiyonudur ve bu nedenle, ICI tanıtılır.

5.121 deki etkili şekilde büyük N için , merkezi sınır teorisi çağrılabilir ve ICI bir Gaussal rasgele değişkeni olarak davranabilir. x_n ve $H(n-i)$ bağımsız rasgele değişkenler ve $\mathrm{E}[x_n] = 0$ olduğundan, $\mathrm{E}[c_l] = 0$ şeklinde takip eder. c_i in varyantı sıfır gerisindeki özilinti fonksiyonu değerlendirilerek hesaplanır. $2E_h \cdot \frac{1}{2}\mathrm{E}[x_n x_m^*] = E_{\mathrm{av}}\delta_{nm}$, E_{av} ortalama enerji olduğundan, c_i in özilintisi

$$\phi_{cc}(r) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[c_i c_{i+r}^*] = \frac{E_{\mathrm{av}}}{T} \sum_{n \neq i, i+r} \mathrm{E}[H(n-i)H^*(n-i-r)] \ . \quad (5.122)$$

Eğer $\mathrm{E}[|g_k|^2] = 1$ normallemesi ve yönbağımsız antenle birlikte 2-D yönbağımsız saçılımını ilave edersek, özilinti şu hale gelir,

$$\begin{aligned} \phi_{cc}(r) \ &= \ \frac{E_{\mathrm{av}}}{T}\delta_r - \frac{E_{\mathrm{av}}}{TN^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k'=0}^{N-1} J_0(2\pi f_m T_s(k-k')) \\ &\quad \cdot \left[\exp\left(j\frac{2\pi k' r}{N}\right) + (1-\delta_r) \exp\left(j\frac{2\pi k r}{N}\right) \right] \end{aligned} \quad (5.123)$$

f_m maksimum Doppler frekansı olmak üzere. Özilintinin, toplamaların simetrisinden dolayı koruyucu aralığın yönlendirmesinden etkilenmediğine dikkat edin.

Sembol-sembole algılama için, ICI teriminin değişimini belirlemek önemlidir,

$$\phi_{cc}(0) = \frac{E_{\mathrm{av}}}{T} - \frac{E_{\mathrm{av}}}{TN^2} \left\{ N + 2 \sum_{i=1}^{N-1} (N-i) J_0(2\pi f_m T_s i) \right\}, \quad (5.124)$$

Şu gerçek olmak üzere, $J_0(\cdot)$ bir kullanılan bir düz fonksiyondur. ICI teriminin varyantları E_{av}, N, T_s, ve f_m nin bir fonksiyonu olduğunu, ama öte yandan sinyal takımından bağımsız olduğunu kaydet. Şkl.5.15 sinyalden-engele oranını çizer

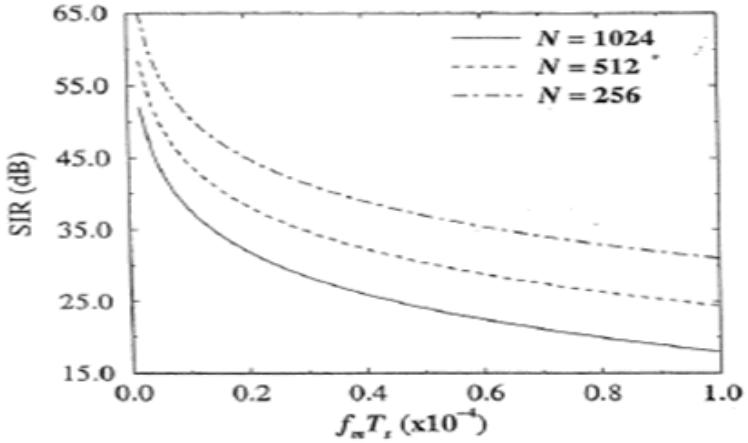
$$\mathrm{SIR} = \frac{E_{\mathrm{av}}/T}{\phi_{cc}(0)} \quad (5.125)$$

N 'nin birçok değeri için $f_m T_s$ fonksiyonu olarak.

Veri sembolleri $x_{k,n}$ nin 16-QAM alfabesinden seçildiğini varsayalım. 5. Kısımda, sembol hata olasılığı 16-QAM için,

$$P_M = 3Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}\gamma_s}\right)\left[1 - \frac{3}{4}Q\left(\sqrt{\frac{1}{5}\gamma_s}\right)\right] \qquad (5.126)$$

γ_s ortalama alınan sembol enerjiden-gürültüye oranı olmak üzere. Rayleigh sönümlemesiyle, sembol hata olasılığı 5.126 yı 5.71 de ki pdf üzerine ortalayarak elde edebiliriz. ICI için Gaussal yaklaşıklılığının geçerliliğini varsayarak, hata katı -ICI nedeniyle oluşan- 5.125 deki yerine SIR ı koyarak elde edilebilir, $\bar{\gamma}_s$ için. Şkl.5.16 da sonuçlar gösterilmiştir. Simülasyon sonuçları ayrıca 5.16 da gösterilmiştir.



Şekil 5.15 : ICI 'dan Dolayı Sinyal Karışım Oranı

Şkl.5.17 OFDM nin N =512 alt-taşıyıcılı bit hata oranı performansını, bir 16-QAM sinyal takımını ve 20 Mbps bit oranını birçok çeşit Doppler frekans için gösterir. Düşük $\bar{\gamma}_b$'de, toplanır gürültü performansı baskın yapar böylece ICI dan kaynaklanan ekstra gürültü küçük bir etkiye sahip olur. Ancak, yüksek $\bar{\gamma}_b$ de ICI performansı baskın yapar ve bir hata katına neden olur. İleri ölçümler performansı arttırmak için gerekir.

8. MSK'NIN HATA OLASILIĞI

MSK sinyalleri birçok teknik kullanılarak kurtarılabilir. De Buda tarafından önerilen bir metot, MSK nın yarım sinüzoidal şekilleme fonksiyonlu OQPSK ya eşit olduğu gerçeğini kullanır. 4.110 den, MSK karmaşık zarfı,

$$\tilde{s}(t) = A\sum_n \left(x_{I,n}h_a(t-2nT) + jx_{Q,n}h_a(t-2nT-T)\right) \qquad (5.127)$$

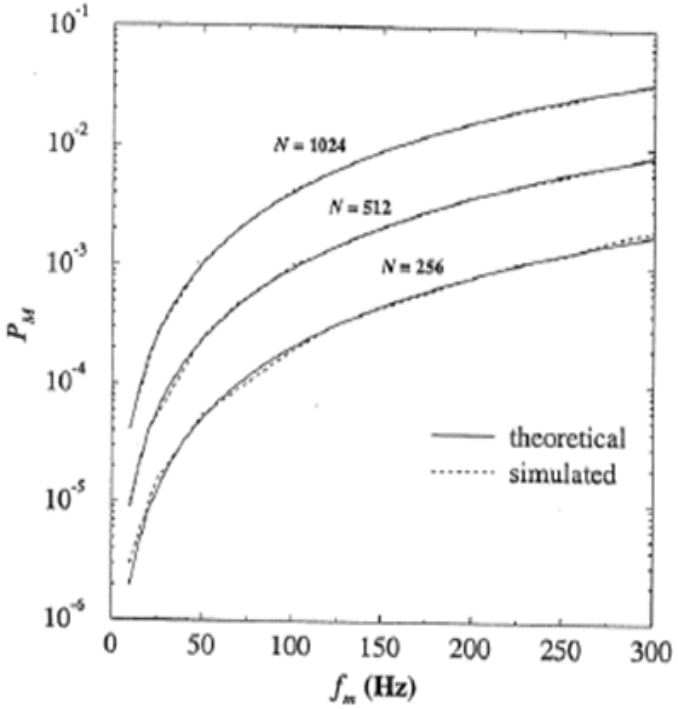
Şöyle ki,

$$h_a(t) = \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) u_{2T}(t+T) \ . \qquad (5.128)$$

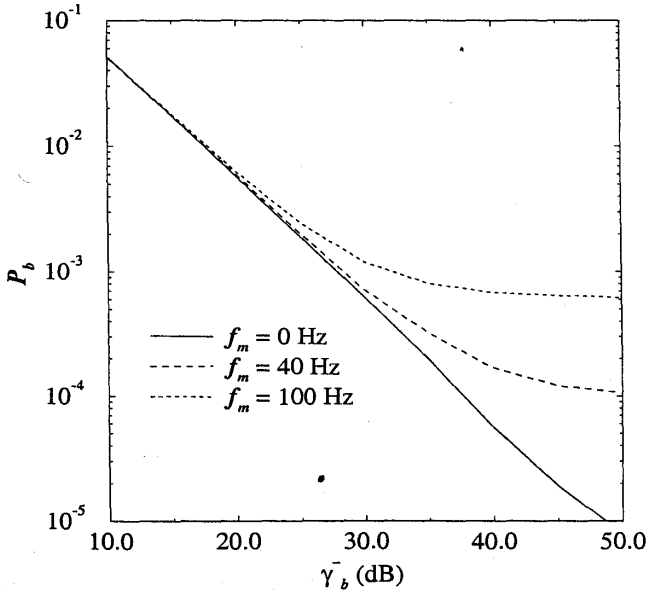
Alınan karmaşık zarf,

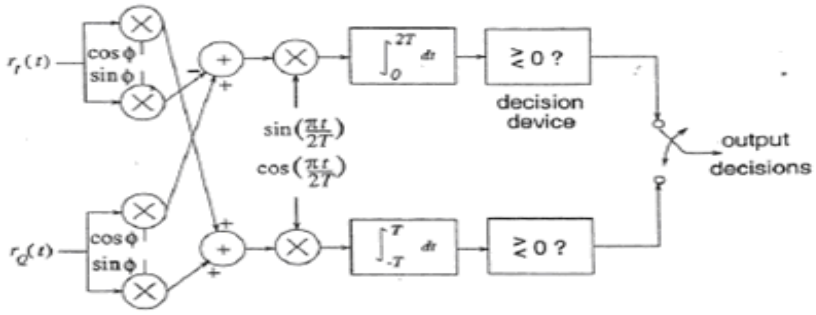
$$\tilde{r}(t) = g\tilde{s}(t) + \tilde{n}(t) \qquad (5.129)$$

$g = \alpha e^{j\phi}$ olmak üzere. Alıcı öncelikle faz rotasyonunun etkilerini kaldırır.



Şekil 5.16 : ICI 'dan Kaynaklanan Hata Düzeyi





Şekil 5.18 : MSK Sinyallerine Ait Evreuyumlu dedektör.

$$\begin{aligned} e^{-j\phi}\tilde{r}(t) &= \tilde{r}_I(t)\cos\phi + \tilde{r}_Q(t)\sin\phi + j\left[\tilde{r}_Q(t)\cos\phi - \tilde{r}_I(t)\sin\phi\right] \\ &= \alpha\tilde{s}_I(t) + \tilde{n}_I(t) + j\left[\alpha\tilde{s}_Q(t) + \tilde{n}_Q(t)\right] \end{aligned} \quad (5.130)$$

Gürültü $\tilde{n}(t)$ üzerindeki faz rotasyonunu dairesel simetrik olmasından dolayı yok saydık. Algılama, daha sonra ayrık binary PAM akımları olarak $e^{-j\phi}\tilde{r}(t)$ nin gerçek ve sanal kısımlarını işleyerek devam eder. Sonuçlanan MSK algılayıcı şkl.5.18 de gösterilmiştir. Eş-evre üzerinde ki kaynak semboller ve tümlev taşıyıcı bileşenleri 2t uzunluklu aralıklarda algılanmak zorunda, genlik şekilleme darbesinin süresi $h_a(t)$ ve bit kararlarının her saniye yapılması gerektiğini kaydedin. OQPSK ve QPSK nın bit hata performansı özdeş olduğundan, ve MSK, OQPSK nın bir çeşidi olarak gösterilebileceğinden , şöyle takip eder MSK, QPSK veya BPSK ile aynı bit hata performansına sahiptir.

9. FARKSAL ALGILAMA

Farksal kodlanmış PSK, ayrıca farksal evre uyumlu algılayıcı kullanılarak ta algılanabilir, alıcı iki başarılı sinyal aralığı arasında ki alınan taşıyıcı fazındaki değişimler tahmin edilerek. Sınırlanmış aralıklar arasındaki farksal taşıyıcı fazlar, veri ne içeriyorsa kesimlikle o olduğundan, temel mekanizma farksal algılayıcılar için açıktır. Eğer taşıyıcı faz sınır periyoduna göre yavaşça değişiyorsa, alınan iki başarılı sinyal aralıkları dalga çeşidi arasındaki faz farkı mutlak taşıyıcı fazdan bağımsız olacaktır. Ancak sönümlemeli kanallar için, taşıyıcı faz iki başarılı sinyal sınır aralıklarında değişebilir. Bu da Doppler frekansıyla yükselen bir hata katına yol açar.

Binary DPSK: binary DPSK yı ele alalım**.** θ_n mutlak taşıyıcı fazı n'inci sembol için göstersin, ve $\Delta\theta_n = \theta_n - \theta_{n-1}$ farksal taşıyıcı fazını göstersin, şöyle ki,

$$\Delta\theta_n = \begin{cases} 0 & , \quad x_n = +1 \\ \pi & , \quad x_n = -1 \end{cases} \quad (5.131)$$

İletilen sinyalin karmaşık zarfı,

$$\tilde{s}(t) = A \sum_n h_a(t - nT) e^{j\theta_n} \qquad (5.132)$$

Ve alınan sinyalin karmaşık zarfı,

$$\tilde{r}(t) = \alpha e^{j\phi} A \sum_n h_a(t - nT) e^{j\theta_n} + \tilde{n}(t) \qquad (5.133)$$

$g = \alpha e^{j\phi}$ karmaşık kanal kazancı olmak üzere. DPSK için farksal evreuyumlu alıcının bir blok diyagramı şkl.5.19 da gösterilmiştir. Zaman aralığı $[nT, (n+1)T]$ esnasında, şkl 5.19 daki X_n, X_{nd}, Y_n ve Y_{nd} değerleri,

$$\begin{aligned} X_n &= 2\alpha E_h \cos(\theta_n + \phi) + \tilde{n}_I \\ X_{nd} &= 2\alpha E_h \cos(\theta_{n-1} + \phi) + \tilde{n}_{I,d} \\ Y_n &= 2\alpha E_h \sin(\theta_n + \phi) + \tilde{n}_Q \\ Y_{nd} &= 2\alpha E_h \sin(\theta_{n-1} + \phi) + \tilde{n}_{Q,d} \end{aligned} \qquad (5.134)$$

Öyleki,

$$E_h = \frac{A^2}{2} \int_0^T h_a^2(t) dt \qquad (5.135)$$

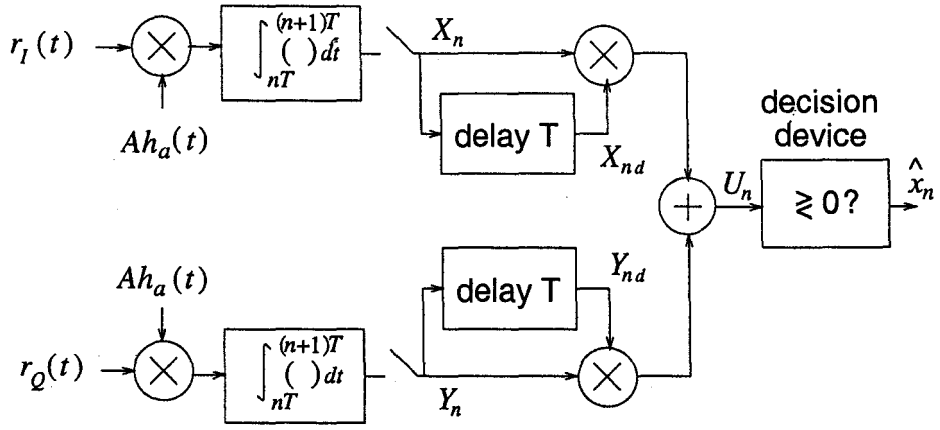
bit enerjisidir. Ve gürültü terimleri,

$$\begin{aligned} \tilde{n}_I &= A \int_{nT}^{(n+1)T} \tilde{n}_I(t) h_a(t) dt \\ \tilde{n}_{I,d} &= A \int_{(n-1)T}^{nT} \tilde{n}_I(t) h_a(t) dt \\ \tilde{n}_Q &= A \int_{nT}^{(n+1)T} \tilde{n}_Q(t) h_a(t) dt \\ \tilde{n}_{Q,d} &= A \int_{(n-1)T}^{nT} \tilde{n}_Q(t) h_a(t) dt \end{aligned} \qquad (5.136)$$

$\tilde{n}_I, \tilde{n}_{I,d}, \tilde{n}_Q,$ ve $\tilde{n}_{Q,d}$ bağımsız $2E_h N_o$ varyantlı Gaussal rasgele değişkenleri olduğunu kaydet.

Gürültü yokluğunda, $U_n = 4\alpha^2 E_h^2 x_n$ yi doğrulamak kolaydır. $\tilde{U}_n$ karar değişkeninin pdf sini belirlemek için , U_n yi şu şekilde ifadelendirmek uygundur,

$$U_n = \mathrm{Re}\left\{Z_n Z_{nd}^*\right\} = \frac{1}{2}\left(Z_n Z_{nd}^* + Z_n^* Z_{nd}\right) \qquad (5.137)$$



Şöyle ki,

$$Z_n = X_n + jY_n \qquad (5.138)$$

$$Z_{nd} = X_{nd} + jY_{nd} \ . \qquad (5.139)$$

$U_n = W_n - Y_n$ karakteristik fonksiyonlarını kullanarak gösterilebilir ki, W ve Y merkezi olmayan ve merkezi ki-kare rasgele değişkenleri yoğunlukları [309]

$$f_{W_n}(w) = \frac{1}{2E_hN_o} e^{-\frac{(wx_n+4\alpha^2E_h^2)}{2E_hN_o}} I_0\left(\frac{2\sqrt{wx_n\alpha^2E_h^2}}{E_hN_o}\right), \ wx_n \geq 0 \qquad (5.140)$$

$$f_{Y_n}(y) = \frac{1}{2E_hN_o} e^{-\frac{yx_n}{2E_hN_o}}, \ yx_n \geq 0 \ . \qquad (5.141)$$

olan.

$V_n = W_n$ tanımlayarak, U_n nin pdf si,

$$f_{U_n}(u) = \int_{R_{U_nV_n}} f_{W_n}(v) f_{Y_n}(v-u)dv$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{4E_hN_o} \exp\left\{\frac{x_nu-2\alpha^2E_h^2}{2E_hN_o}\right\}, & -\infty < x_nu < 0 \\ \frac{1}{4E_hN_o} \exp\left\{\frac{x_nu-2\alpha^2E_h^2}{2E_hN_o}\right\} Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha^2E_h}{N_o}}, \sqrt{\frac{2x_nu}{E_hN_o}}\right), & 0 < x_nu < \infty \end{cases} \qquad (5.142)$$

$Q(a,b)$ Marcum Q fonksiyonu olan şu şekilde tanımlanmış,

$$Q(a,b) = 1 - \int_0^b z e^{-\frac{z^2+a^2}{2}} I_0(za)\, dz \qquad (5.143)$$

5.142 den, farksal algılamalı DPSKnın bit hata olasılığı

$$P_b = \int_0^\infty \frac{1}{4E_h N_o} \exp\left\{-\frac{u + 2\alpha^2 E_h^2}{2E_h N_o}\right\} du = \frac{1}{2} e^{-\gamma_b} \qquad (5.144)$$

$\gamma_b = \alpha^2 E_h / N_o$ alınan enerjiden-gürültüye oranı olmak üzere. Yavaş Rayleigh sönümlemeli kanal için, α Rayleigh dağıtımlıdır böylelikle alınan bit enerjiden-gürültüye oranı 5.71 deki üssel fonksiyona sahiptir. Yavaş Rayleigh sönümlemeli bit hata olasılığı,

$$P_b = \frac{1}{2(1+\bar{\gamma}_b)} \qquad (5.145)$$

9.1. π/4-DQPSK'NIN FARKSAL ALGILAMASI

Yukarıdaki sonuçlar π/4-DQPSK nın farksal algılamasına genişletilebilir. Tekrardan, sırasıyla 5.132 ve 5.133 de iletilen ve alınan sinyallerin karmaş zarfı gösterilmiştir. Ancak, π/4-DQPSK lı, $x_n \in \{\pm 1, \pm 3\}$ olmak üzere $\Delta\theta_n = \pi x_n/4$ olan. π/4-DQPSK için farksal evreuyumlu alıcının bir blok diyagramı şkl.5.20 de gösterilmiştir. X_n, X_{nd}, Y_n ve Y_{nd} değerleri tekrar 5.134 de verilmektedir. Algılayıcı çıkışları,

$$U_n = \mathrm{Re}\{Z_n Z_{nd}^*\} = \frac{1}{2}(Z_n Z_{nd}^* + Z_n^* Z_{nd}) \qquad (5.146)$$

$$V_n = \mathrm{Im}\{Z_n Z_{nd}^*\} = \frac{1}{j2}(Z_n Z_{nd}^* - Z_n^* Z_{nd}) \qquad (5.147)$$

Z_n ve Z_{nd} 5.138 ve 5.139 da sırasıyla belirtilmek üzere. Gürültünün bulunmamasında, şu şekilde doğrulanır ki, algılayıcı çıkışları,

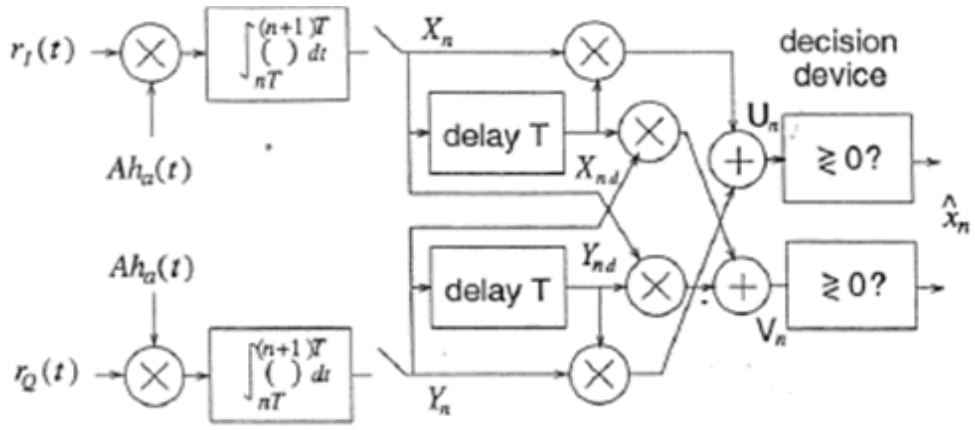
$$\begin{aligned} U_n &= -a,\ V_n = -a,\ x_n = -3 \\ U_n &= a,\ V_n = -a,\ x_n = -1 \\ U_n &= a,\ V_n = a,\ x_n = +1 \\ U_n &= -a,\ V_n = a,\ x_n = +3 \end{aligned} \qquad (5.148)$$

$a = 2\sqrt{2}\alpha^2 E_h^2$ olmak üzere. gri kodlamalı π/4-DQPSK için bit hata olasılığını türetmek biraz karmaşık, ama iyi bilinen fonksiyonlar cinsinden ifadelendirilebilir [270]

$$P_b = Q(a,b) - \frac{1}{2} I_0(ab) \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(a^2 + b^2\right)\right\} \qquad (5.149)$$

$I_o(x)$ sıfır-sıra değişmiş Bessel fonksiyonu ilk kes şu şekilde tanımlanmış,

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} e^{-x\cos\theta} d\theta \qquad (5.150)$$



Şekil 5.20 : Л/4 QPSK Sinyaline Ait Diferansiyel Olarak Evreuyumlu Alıcı.

$$a = \sqrt{2\gamma_b\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} \qquad (5.151)$$

$$b = \sqrt{2\gamma_b\left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}}\right)} \qquad (5.152)$$

Ve γ_b bit enerjiden-gürültüye oranı. Tekrardan, eğer kanal sönümlüyse, sönüm dağılımı ortalanarak bit hata olasılığı elde edilebilir.

10. EVREUYUMSUZ ALGILAMA

Bir dalga çeşidinin frekans yada genliği içerisindeki bilgiletildiyse, bir evreuyumsuz alıcılar kullanılabilir. Evreuyumsuz alıcılartaşıyıcı fazı belirlemek için hiçbir girişim yapmazlar. Evreuyumsuz alıcılar, evreuyumlu alıcılardan daha fazla gerçekleştirilebilirdir. Tipik olarak, alıcıyı daha az pahalı ve belki de daha az güç harcamasına bileşenlerle gerçekleştirilmesine izin verirler. Evreuyumsuz alıcılar, iletim gücü ve bant genişliği için gerçekleştirme karmaşasını takas eder. Evreuyumsuz alıcılar için tipik uygulamalar tek yön sayfalama içerir, alıcı ucuz olmalı ve düşük

güç bütçesinde işlenmeli. Tek yön sayfalamalı iletim fonksiyonları terminal malzemede ihtiyaç değildir.

M karmaşık alçak geçiren dalga çeşidinden biri $\tilde{s}_m(t), m = 0, \ldots, M-1$ iletilsin, diyelim ki $\tilde{s}_i(t)$ AWGN li düz sönümleme kanal üzerinde. Alınan karmaşık zarf,

$$\tilde{r}(t) = g\tilde{s}_i(t) + \tilde{n}(t) \qquad (5.153)$$

$g = \alpha e^{j\phi}$ rasgele faz ϕ yı içeren kanal kazancı ve $\tilde{n}(t)$ AWGN olmak üzere.

$\tilde{r}(t)$ yi sinyal seti $\{\tilde{s}_m(t)\}_{m=0}^{M-1}$ deki GramSchimdt birimdikleme prosedürü doğrultusunda elde edilen fonksiyonlara yansıtırsak, alınan vektörü elde ederiz

$$\tilde{\mathbf{r}} = g\tilde{\mathbf{s}}_i + \tilde{\mathbf{n}} \ . \qquad (5.154)$$

5.10 da n nin ortak pdf si verilmiştir. Maksimum olası evreuyumsuz algılayıcı rasgele fazı kullanmaz karar işleminde, ve ortak koşullu pdf si $\text{pdf}\, p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_m)$ yi maksimize etmek için mesaj vektörü $\tilde{\mathbf{s}}_m$yi seçer.

Seçer $\tilde{\mathbf{s}}_m$ yi eğer

$$p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_m) \geq p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_{\hat{m}}) \ \ \forall \hat{m} \neq m \ . \qquad (5.155)$$

ise. $p(\phi)$, ϕ nin pdf sini gösterirse,

$$p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_m) = \mathrm{E}_\phi[p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_m, \phi)] = \int_0^{2\pi} p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_m, \phi)p(\phi)d\phi \ . \qquad (5.156)$$

sahip oluruz.

5.10 daki n nin ortak pdf sini kullanarak,

$$\begin{aligned} p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_m, \phi) &= \frac{1}{(2\pi N_o)^N} \exp\left\{-\frac{1}{2N_o}\|\tilde{\mathbf{r}} - g\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2\right\} \\ &= \frac{1}{(2\pi N_o)^N} \exp\left\{-\frac{\|\tilde{\mathbf{r}}\|^2 + 2\alpha^2 E_m}{2N_o}\right\} \\ &\quad \times \exp\left\{\frac{1}{N_o}\mathrm{Re}(\tilde{\mathbf{r}}, g\tilde{\mathbf{s}}_m)\right\} \ . \end{aligned} \qquad (5.157)$$

Şimdi de,

$$(\tilde{\mathbf{r}}, g\tilde{\mathbf{s}}_m) = g^*(\tilde{\mathbf{r}}, \tilde{\mathbf{s}}_m) = g^* X_m^{j\theta_m} = \alpha X_m e^{j(\theta_m - \phi)} \quad . \tag{5.158}$$

olsun.

Böylece,

$$\begin{aligned} p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_m, \phi) &= \frac{1}{(2\pi N_o)^N} \exp\left\{-\frac{\|\tilde{\mathbf{r}} - \alpha^2 E_m\|^2}{2N_o}\right\} \\ &\quad \times \exp\left\{\frac{\alpha X_m}{N_o}\cos(\theta_m - \phi)\right\} \quad . \end{aligned} \tag{5.159}$$

Bir düzgün dağıtılmış rasgele faz ϕ varsayarak,

$$\begin{aligned} p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_m) &= \frac{1}{(2\pi N_o)^N} \exp\left\{-\frac{2\alpha^2 E_m + \|\tilde{\mathbf{r}}\|^2}{2N_\rho}\right\} \\ &\quad \times \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \exp\left\{\frac{\alpha X_m}{N_o}\cos(\theta_m - \phi)\right\} d\phi \\ &= \frac{1}{(2\pi N_o)^N} \exp\left\{-\frac{2\alpha^2 E_m + \|\tilde{\mathbf{r}}\|^2}{2N_o}\right\} I_0\left(\frac{\alpha X_m}{N_o}\right) \end{aligned} \tag{5.160}$$

$\|\tilde{\mathbf{r}}\|^2$ terimi, $\tilde{\mathbf{s}}_m$ hipotezinden bağımsız olduğundan $p(\tilde{\mathbf{r}}|\alpha\tilde{\mathbf{s}}_m)$ yi maksimize eden sinyal vektörü ayrıca metriği de maksimize eder

$$\mu_1(\mathbf{s}_m) = \frac{\exp\left\{-\frac{\alpha^2 E_m}{N_o}\right\}}{(2\pi N_o)^N} I_0\left(\frac{\alpha X_m}{N_o}\right) \quad . \tag{5.161}$$

Eğer tüm dalga çeşitleri eşit enerjiye sahipse, önemli basitleştirmeler sonuçlanır. ML alıcı $\tilde{\mathbf{s}}_m$ yi seçebilir maksimize etmek için

$$\mu_2(\tilde{\mathbf{s}}_m) = I_0\left(\frac{\alpha X_m}{N_o}\right) \quad . \tag{5.162}$$

Ancak $I_0(x)$, x ile birlikte tekdüzel bir şekilde yükselir. Bu nedenle, ML alıcı $\tilde{\mathbf{s}}_m$ yi seçebilir maksimize etmek için

$$\mu_3(\tilde{\mathbf{s}}_m) = X_m \tag{5.163}$$

Yukarıdaki gelişmeden, ML evreuyumsuz alıcının yapısı açıktır. Alıcı öncelikle 5.1 deki tümlev kip çözücüyü kullanır, $\mathbf{r}_I(t)$ve $\tilde{\mathbf{r}}_Q(t)$ karmaşık zarflarının gerçek ve sanal bileşenlerini çıkarmak için. Daha sonra hesaplar,

$$\begin{aligned} X_m &= |(\tilde{\mathbf{r}}, \tilde{\mathbf{s}}_m)| \\ &= \left| \int_0^T \tilde{r}(t)\tilde{\mathbf{s}}_m^*(t)dt \right| \end{aligned} \qquad (5.164)$$

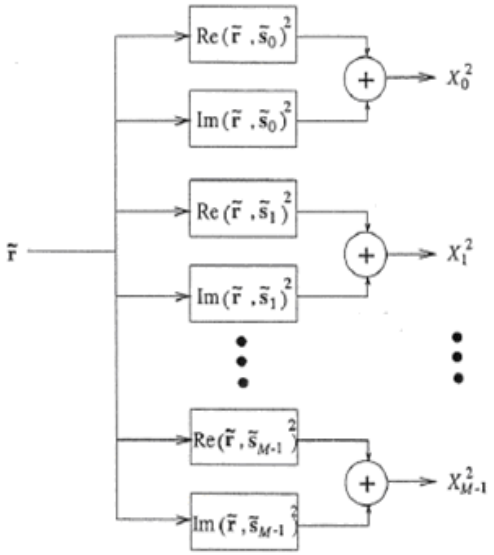
ve $\tilde{\mathbf{s}}_m$ seçeneği üzerinden maksimize eder. ileriye devamla, kaydet ki,

$$\begin{aligned} X_m &= \left[\mathrm{Re}(\tilde{\mathbf{r}}, \tilde{\mathbf{s}}_m)^2 + \mathrm{Im}(\tilde{\mathbf{r}}, \tilde{\mathbf{s}}_m)^2 \right]^{1/2} \\ &= \left[\left(\mathrm{Re} \int_0^T \tilde{r}(t)\tilde{s}_m(t)dt \right)^2 + \left(\mathrm{Im} \int_0^T \tilde{r}(t)\tilde{s}_m(t)dt \right)^2 \right]^{1/2} \end{aligned} \qquad (5.165)$$

Buda 5.21 de ki genellikle karesel algılayıcı olarak bilinen algılayıcı yapısına yol açar. Karesel algılayıcı X_m^2 üretir. Ancak, X_m^2 yi maksimize eden $\tilde{\mathbf{s}}_m$ seçeneği ayrıca X_m yi de maksimize eder. Eğer $\tilde{\mathbf{s}}_m$ eşit enerjiye sahip değilse 5.161 deki metrik kullanılmalı. Bu ML alıcıya önemli karmaşa ekler çünkü kanal kazancı α tanımlanmalı ve Bessel fonksiyonu $I_0(x)$ hesaplanmalı.

M-ary dikgen sinyallerin hata olasılığı: M-ary dikgen sinyallerin durumunu hesaba katalım. $\tilde{\mathbf{s}}_0$ in gönderimi hakkında kayıp olmadığını varsayalım. Daha sonra

$$\begin{aligned} \tilde{r}_0 &= g\sqrt{2E} + \tilde{n}_0 \\ \tilde{r}_i &= \tilde{n}_i\,, \quad i = 1, \ldots, M-1 \end{aligned} \qquad (5.166)$$



Şekil 5.21 : Evreuyumlu Olmayan Kare Kurallı Dedektör.

M-ary dikgen sinyalleri eşit enerjiye sahip olduğundan, 5.163 deki metriği kullanabiliriz. Daha sonra

$$X_m = |\sqrt{2E} r_m| = \sqrt{2E} \left(r_{I,m}^2 + r_{Q,m}^2 \right)^{1/2} \quad . \qquad (5.167)$$

Alıcı bir doğru karar yapacak eğer,

$$X_0 > X_i \ , \ \forall \, i \neq 0 \ . \qquad (5.168)$$

Ek-A dan, X_0 Rice dağılımına sahiptir

$$p_{X_0}(x_0) = \frac{x_0}{2EN_o} \exp\left\{ -\frac{x_0^2 + 4\alpha^2 E^2}{4EN_o} \right\} I_0\left(\frac{\alpha x_0}{N_o} \right) \qquad (5.169)$$

$X_i, i \neq 0$pdf li bağımsız Rayleigh rasgele değişkeni iken

$$p_{X_i}(x_i) = \frac{x_i}{2EN_o} \exp\left\{ -\frac{x_i^2}{4EN_o} \right\} \quad . \qquad (5.170)$$

Doğru sembol kabulu olasılığı

$$\begin{aligned} P(c) &= P\left(X_1 < X_0, X_2 < X_0, \ldots, X_{M-1} < X_0\right) \\ &= \int_0^\infty \left(\int_0^{x_0} \frac{x_i}{2EN_o} \exp\left\{ -\frac{x_i^2}{4EN_o} \right\} dx_i \right)^{M-1} p_{X_0}(x_0) dx_0 \\ &= \int_0^\infty \left(1 - \exp\left\{ -\frac{x_0^2}{4EN_o} \right\} \right)^{M-1} p(x_0) dx_0 \qquad (5.171) \end{aligned}$$

Binom açılımını kullanarak,

$$(1-x)^n = \sum_{k=0}^{n} \binom{n}{k} (-1)^k x^k$$

Verir ki,

$$P(c) = \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^k \binom{M-1}{k} \int_0^\infty \exp\left\{ -\frac{k x_0^2}{4EN_o} \right\} p_{X_0}(x_0) dx_0 \quad . \quad (5.172)$$

Ancak yukarıdaki integral

$$\begin{aligned}\mathcal{I} &= \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{kx_0^2}{4EN_o}\right\} p_{X_0}(x_0)dx_0 \\ &= \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{kx_0^2}{4EN_o}\right\} \frac{x_0}{2EN_o} e^{-\frac{x_0^2+4\alpha^2E^2}{4EN_o}} I_0\left(\frac{\alpha x_0}{N_o}\right) dx_0 \\ &= \int_0^\infty \frac{x_0}{2EN_o} \exp\left\{-\frac{(k+1)x_0^2+4\alpha^2E^2}{4EN_o}\right\} I_0\left(\frac{\alpha x_0}{N_o}\right) dx_0\end{aligned}$$

İşin sırrı integrali sanki Rice pdf siymiş gibi işlemekde. Bunu yapmak için,

$$N_o' = \frac{2EN_o}{k+1} \qquad\qquad E' = \frac{E}{(k+1)}$$

Olsun. Daha sonra

$$I = \frac{1}{k+1} \exp\left\{-\frac{2k\alpha^2E'^2}{N_o'}\right\} = \frac{1}{k+1} \exp\left\{-\frac{k\gamma_s}{(k+1)}\right\}$$

$\gamma_s = \alpha^2 E/N_o$ sembol enerjiden-gürültüye oranı olmak üzere. Böylece,

$$P(c) = \sum_{k=0}^{M-1} \frac{(-1)^k \binom{M-1}{k}}{k+1} \exp\left\{-\frac{k\gamma_s}{(k+1)}\right\} \qquad (5.173)$$

ve sembol hata olasılığı

$$P_M = 1 - P(c) = \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(-1)^{k+1} \binom{M-1}{k}}{k+1} \exp\left\{-\frac{k\gamma_s}{(k+1)}\right\} \qquad (5.174)$$

olur.

Dikgen modülasyon kullanıldığından, bit hata olasılığı :

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} P_M \quad .$$

BÖLÜM 6

MOBİL İLETİŞİMİN PRENSİPLERİ

ANTEN FARKLILIĞI

Rayleigh zayıflaması, tek bir ters doğrusal sinyalde işaret-gürültü oranındaki bit hata olasılığının bir üssel bağıntıya dönüştürülmesini kanıtlar, bu sebeple çok büyük işaret-gürültü oranı meydana gelir. Farklılık aynı bilgileri taşıyan sinyalin birçok soluk kopyası ve alıcı sağlama ilkesini kullanan çok etkili bir çözümdür. Mekanizmasını anlamak için p, anlık işaret-gürültü oranı her farklılık kanalında kritik bir eşiğin altında olma olasılığı sağlar. Sonra bağımsız zayıflamalı kanallar ile p^L, tüm L' nin farklılık dallarında aynı kritik eşik altında anlık işaret-gürültü oranı olasılığı oluşturur.

Metotlar elde edilebilir farklılık tarafından 7 kategoriye ayrılır: i) uzay, ii) açı, iii)polarizasyon, iv) alan, v) frekans, vi) multipath (çoklu yol) ve vii) zaman. Uzay farklılığı, birden fazla verici veya alıcı anten kullanılarak elde edilir. Uzaysal (mekânsal) boşluk, birden fazla anten arasında farklılık dallarındaki ilişkisiz zayıflama deneyimi için seçilir. Bölüm 2, yaklaşık bir buçuk dalga boyunun uzaysal boşluğu 2D izotropik saçılma ve izotropik anten ile yeterli olacağını gösterdi. Açı (veya yön) farklılığı, yönlü antenlerin bir kısmını gerektirir. Her anten, varışı yayılan dar bir açıdan gelen düzlem dalgaları seçer böylece ilişkisiz kanallar elde edilir. Polarizasyon farklılığı, depolarizasyon bir sinyal için saçılma ortam eğilimi özelliğini kullanır. Farklı polarizasyonlara (kutuplaşmalara) sahip alıcı antenler ilişkisiz kanallar elde etmek için kullanılır. Alan farklılığı, elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin herhangi bir noktada ilişkisiz olduğu gerçeğinden faydalanır. Frekans farklılığı, kanalın band genişliği ayrılmış en az tutarlılıkla birden fazla kanal kullanır. Birçok durumda bu birkaç yüz kilohertz olabilir. Ancak frekans farklılığı TDMA ve FDMA sistemleri için bir band genişliği verimli bir çözüm değildir. Frekans sıçramalı yayılma spektrumu CDMA sistemleri hızlı frekans ilkesi üzerinden sıçramalı olarak kullanılabilir, burada ilişkisiz zayıflama deneyimi olan birden fazla

sıçramada (veya taşıyıcıda) her işaret sırayla iletilir. Multipath farklılığı, DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum-Direkt Dizi Ayrık Spektrumu) bir RAKE alıcısı ile sinyal boyunca farklı gecikmelerde kullanılarak çoklu bileşenlerin çözülmesi ile elde edilir. Spread Spectrum (Ayrık Spektrum) kavramları ayrıntılı olarak Bölüm 8' de tartışılacaktır. Zaman farklılığı, kanalın tutarlılık zamanının en azı ile ayrılmış birden fazla zaman periyodunda aynı bilgi iletimi ile elde edilir. Hata düzeltme kodlama teknikleri zaman farklılığının etkili bir yöntemi olarak görülebilir. Ne yazık ki kanalın tutarlılık zamanı Doppler yayılmasına bağlıdır ve küçük bir Doppler yayılması büyük bir tutarlılık zamanı anlamına gelir. Bu şartlar altında kabul edilemez bir gecikmeye yol açmadan zaman farklılığı elde etmek mümkün olmayabilir. Son olarak, yukarıdaki teknikler birleştirilebilir. Örneğin; uzay ve zaman kodlama teknikleri kullanılarak birleştirilebilir.

Bu bölüm anten farklılığı teknikleri üzerinde yoğunlaşmaktadır. 1. Bölüm, tek bir verici anten ve birden fazla alıcı antenin bulunduğu alıcı anten farklılığı tekniklerini anlatıyor. 7. Bölüm birden fazla verici anten ve bir veya birden fazla alıcı antenin olduğu verici farklılık şemalarını anlatıyor.

1. FARKLILIK BİRLEŞİMİ

Farklı farklılık dallarına alınan sinyalleri birleştirmenin birçok farklı yöntemi ve onları kategorize etmenin birçok yolu vardır. Farklılık birleşiminde, temel band son ayırma birleşimi olarak yer alırken RF, ön ayırma birleşimi olarak yer alır. Birçok durumda; hiç olmazsa en ideal anlamda performansta fark yoktur. Biz burada son ayırma farklılığı kullanılan uygulamalar üzerinde yoğunlaşıyoruz.

Şekil 6.1.' de gösterilen alıcı farklılık sistemini göz önünde bulundurursak, Şekil 5.1.' de antenin farklı dallarından alınan bir dördül demodülatör ile temel band demodüle edilir. Şekil 6.1.' de korelatör veya eşlenmiş filtre detektörü ile işlenmiş ve sonra farklılık birleştirici uygulanması gösterilmiştir. Burada düşündüğümüz en yüksek oran, eşit kazanç, seçicilik ve anahtarlamalı birleşimdir. Eğer $\tilde{s}_m(t)$ işareti iletilirse farklı farklılık dallarında alınan zarf:

$$\tilde{r}_k(t) = g_k \tilde{s}_m(t) + \tilde{n}_k(t), \qquad k = 1, \ldots, L \tag{6.1}$$

Burada $g_k = \alpha_k e^{-j\Phi k}$ fading (sönme) kazancı k^{th} kanalı ile ilgilidir. AWGN süreçleri $\tilde{n}_k(t)$, koldan kola bağımsızdır. İlgili alınan sinyal vektörü:

$$\tilde{\mathbf{r}}_k = g_k \tilde{\mathbf{s}}_m + \tilde{\mathbf{n}}_k, \qquad k = 1, \ldots, L \tag{6.2}$$

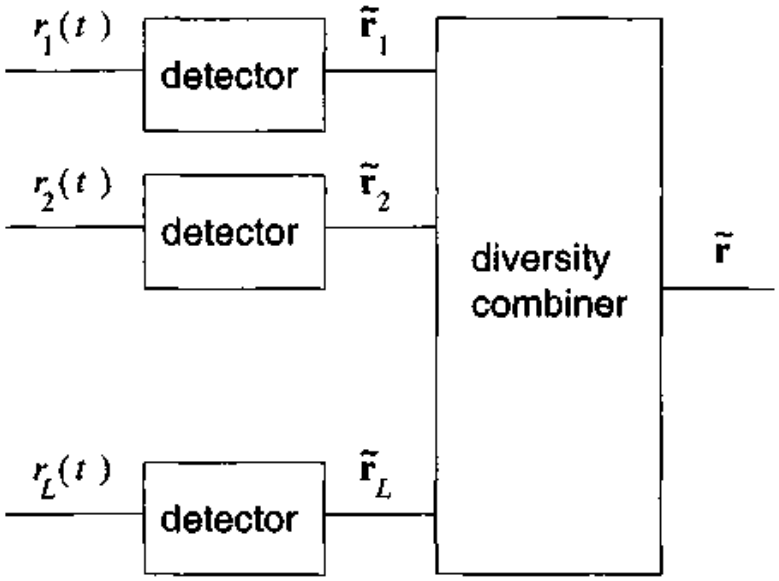


Figure 6.1. Postdetection diversity receiver.

Burada:

$$\tilde{r}_{k_i} = g_k \tilde{s}_{m_i} + \tilde{n}_{k_i} \ . \tag{6.3}$$

Çeşitli farklılık dallarının tipik zayıflama kazançları bazı ilişki derecesine sahiptir ve ilişki derecesi kullanılmakta olan farklılıknin türüne ve yayılma ortamına bağlıdır. Analizi basitleştirmek için farklılık dallarının genellikle ilişkisiz olduğu var sayılır. Ancak kanal ilişkiu ulaşılabilir farklılık kazancını azaltacaktır ve bu nedenle ilişkisiz kanal varsayımı iyimser sonuçlar verir. Biz yinede ilişkisiz kanal varsayımı altında çeşitli farklılık birleşim tekniklerinin performansını değerlendireceğiz.

Zayıflama dağıtımı farklılık kazancını etkileyecektir. Genel olarak farklılığın izafi avantajı Ricean zayıflaması, Rayleigh zayıflamasından daha iyidir çünkü Rice faktörü "K" arttıkça çeşitli farklılık dallarından alınan anlık işaret-gürültü oranları arasında daha az fark olur. Ancak performans her zaman ortalaması alınan işaret-gürültü oranı ve farklılık düzeni için Ricean zayıflaması ile yapılan

Rayleigh zayıflaması ile yapılandan daha iyi olacaktır. Biz amacımız için Rayleigh zayıflaması ile olan performansı dikkate alacağız.

2. SEÇİCİ BİRLEŞİM

Seçici Birleşim (SC-Selective Combining) ile her zaman en yüksek verimli kanalın işaret-gürültü oranı seçilir. Bu durumda Şekil 6.1.' de farklılık birleştirici işlemini gerçekleştirir.

$$\tilde{\mathbf{r}} = \max_{|g_k|} \tilde{\mathbf{r}}_k \quad . \tag{6.4}$$

Sürekli iletimi kullanan radyo sistemleri için SC (Selective Combining- Seçici Birleşim) zordur çünkü zamanla değişen karmaşık kazançlar g_k elde etmek için tüm farklılık dallarının sürekli izlenmesi gerekir. Böyle bir izleme yapılırsa bir sonraki bölümde ele alınacağı gibi çok daha karmaşık ve performansı çok daha iyi olduğundan bu bir uygulama değildir. O zaman muhtemelen en yüksek oranı birleştirerek kullanmak daha iyidir. Ancak TDMA (Time Division Multiple Access-Zaman Bölmeli Çoklu Erişim) kullanan sistemlerde farklılık kanalında önce bir TDMA patlamasının iletimi seçilir, SC (Selective Combining- Seçici Birleşim)' nin bir formu bazen uygulanabilir. Seçilen kanal daha sonra tüm patlama süresi için kullanılır. Açıkçası eğer kanal bir TDMA patlaması üzerinde değişmezse böyle bir yaklaşım yalnızca yararlıdır. Biz bu bölümde ancak, sürekli kanal seçiminin varsayımı altında seçim farklılığını değerlendiririz.

Rayleigh zayıflaması ile anlık alınan işaretin enerji-gürültü oranı kth farklılık kanalında üstel bir pdf (portable data file- hareketli veri dosyaları) ' ye sahiptir.

$$p_{\gamma_k}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \tag{6.5}$$

Burada $\bar{\gamma}_c$ ortalaması alınan kanal işaretinin enerji-gürültü oranıdır. İdeal bir SC (Selective Combining- Seçici Birleşim) ile kanal her zaman en büyük enerji-gürültü oranı ile seçilir. Böylece seçici birleştiricinin çıkışında anlık işaretin enerji-gürültü oranı:

$$\gamma_s^s = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \cdots, \gamma_L\} \tag{6.6}$$

Burada L dalların sayısıdır. Eğer kanallar bağımsız zayıflamalı ise diğer istatistikleri birikimli dağılım fonksiyonu (cdf- cumulative distribution function) verir:

$$F_{\gamma_s^s}(x) = \Pr[\gamma_1 \leq x, \gamma_2 \leq x, \cdots, \gamma_L \leq x] = \left[1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}\right]^L \quad . \qquad (6.7)$$

Farklılaşan yukarıdaki ifade pdf (portable data file- hareketli veri dosyaları)' yi verir:

$$p_{\gamma_s^s}(x) = \frac{L}{\bar{\gamma}_c}\left[1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}\right]^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \quad . \qquad (6.8)$$

SC (Selective Combining- Seçici Birleşim) ile ortalama işaretin enerji-gürültü oranı:

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_s^s &= \int_0^\infty x p_{\gamma_s^s}(x)dx \\ &= \int_0^\infty \frac{Lx}{\bar{\gamma}_c}\left[1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}\right]^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} dx \\ &= \bar{\gamma}_c \sum_{k=1}^{L} \frac{1}{k} \quad . \end{aligned} \qquad (6.9)$$

Şekil 6.2.' de cdf (cumulative distribution function- birikimli dağılım fonksiyonu) $F_{\gamma_s^s}(x)$ normale karşı işaretin enerji-gürültü oranı $x/\bar{\gamma}_c$ çizilmiştir. Not: Bu büyük farklılık kazancı L=1'den, L=2'ye giderken elde edilir ve geri azalanlar artan L ile elde edilmektedir. Bu tüm çeşitlilik teknikleri için aynıdır.

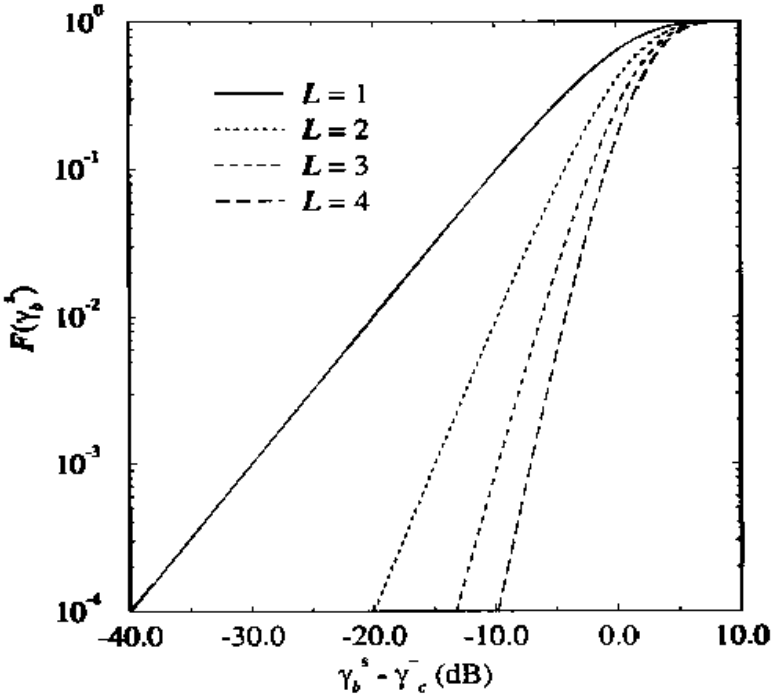


Figure 6.2. **Cdf of γ_b^s for selective combining; $\bar{\gamma}_c$ is the average branch bit energy-to-noise ratio.**

Yavaş zayıflama ile bit hata olasılığı γ_s^s 'nin pdf (portable data file- hareketli veri dosyaları) üzerindeki ortalamasıyla elde edilir. Örneğin; diferansiyel algılama hata bit olasılığı ile olan binary (ikili) DPSK (Differential Phase Shift Keying-Diferansiyel Faz Kaydırmalı Anahtarlama)' yı düşünün:

$$P_b(\gamma_s^s) = \frac{1}{2}e^{-\gamma_s^s} \quad . \qquad (6.10)$$

Buradan SC (Selective Combining- Seçici Birleşim) ile:

$$
\begin{aligned}
P_b &= \int_0^\infty P_b(x) p_{\gamma_s^s}(x) dx \\
&= \int_0^\infty \frac{L}{2\bar{\gamma}_c} e^{-(1+1/\bar{\gamma}_c)x} \left(1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c}\right)^{L-1} dx \\
&= \frac{L}{2\bar{\gamma}_c} \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1}{n} (-1)^n \int_0^\infty e^{-(1+(n+1)/\bar{\gamma}_c)x} dx \\
&= \frac{L}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{\binom{L-1}{n}(-1)^n}{1+n+\bar{\gamma}_c} \qquad (6.11)
\end{aligned}
$$

Binom açılımı kullandığımız yerde:

$$
(1-x)^{L-1} = \sum_{n=0}^{L-1} \binom{L-1}{n} (-1)^n x^n \quad . \qquad (6.12)
$$

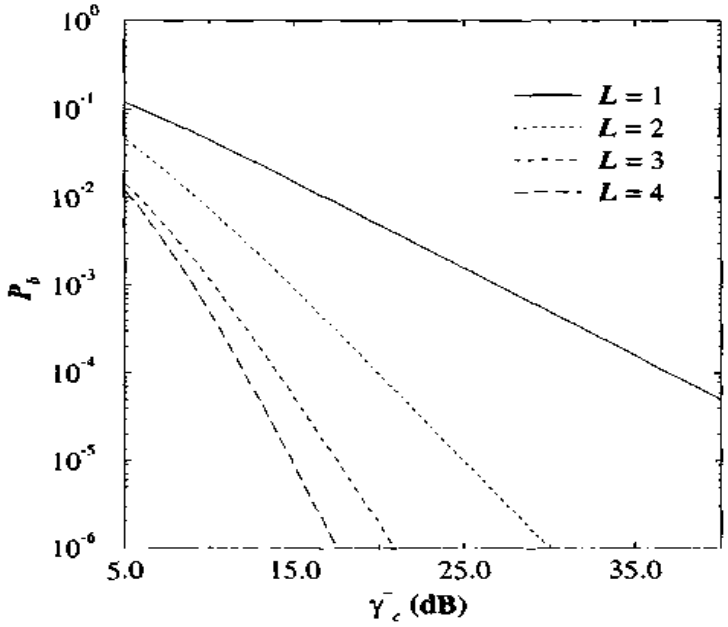


Figure 6.3. **Bit error probability for selective combining and binary DPSK with differential detection.**

Şekil 6.3.' de bit hata olasılığı çizilmiştir. Burada $\bar{\gamma}_c$ ikili modülasyon kullanıldığından kanallardaki bit enerji-gürültü oranına eşittir. SC (Selective Combining- Seçici Birleşim)' nin hata

performansında çok büyük bir gelişmeye neden olduğu görülmektedir. $\bar{\gamma}_c$ /gg1 (6.11)' de görülen bit hata olasılığı $1/\bar{\gamma}_c{}^{-L}$ ile orantılıdır. Yine en büyük farklılık kazancı 2-kanal farklılığı ve L' nin artması ile azalan döngülerin gerçekleştirilmesi ile sağlanır.

3. EN YÜKSEK ORAN BİRLEŞİMİ

En yüksek oran birleşimi (MRC-Maximal Ratio Combining) ile farklılık dalları kendi karmaşık zayıflama kazançları ve bileşimleri tarafından ağırlıklıdır. Bize şimdi MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi)' nin bir ML alıcısı gerçekleştirdiği gösteriliyor. (6.2)' ye yönlendiren vektör:

$$\tilde{\mathbf{r}} \triangleq (\tilde{\mathbf{r}}_1,\ \tilde{\mathbf{r}}_2,\ \cdots,\ \tilde{\mathbf{r}}_L) \qquad (6.13)$$

Değişkenli Gauss dağılımı:

$$\begin{aligned} p(\tilde{\mathbf{r}}|\mathbf{g},\tilde{\mathbf{s}}_m) &= \prod_{k=1}^{L}\prod_{i=1}^{N}\frac{1}{2\pi N_o}\exp\left\{-\frac{1}{2N_o}|\tilde{r}_{k,i}-g_k\tilde{s}_{m,i}|^2\right\} \\ &= \frac{1}{(2\pi N_o)^{LN}}\exp\left\{-\frac{1}{2N_o}\sum_{k=1}^{L}\|\tilde{\mathbf{r}}_k-g_k\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2\right\} \qquad (6.14) \end{aligned}$$

Burada g = (g_1,g_2,…..,g_L) kanal vektörüdür. Bu ifadeden ML alıcısı, maksimize metrik bir mesaj vektörü $\tilde{\mathbf{s}}_m$ seçer:

$$\begin{aligned} \mu(\tilde{\mathbf{s}}_m) &= -\sum_{k=1}^{L}\|\tilde{\mathbf{r}}_k-g_k\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2 \\ &= -\sum_{k=1}^{L}\left\{\|\tilde{\mathbf{r}}_k\|^2-2\mathrm{Re}\,(g_k^*\tilde{\mathbf{r}}_k,\tilde{\mathbf{s}}_m)+|g_k|^2\|\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2\right\} \quad . \quad (6.15) \end{aligned}$$

$\sum_{k=1}^{L} \|\tilde{\mathbf{r}}_k\|^2$, $\tilde{\mathbf{s}}_m$ gönderildiğinde hipotez bağımsızdır ve $\|\tilde{\mathbf{s}}_m\|^2 = 2E_m$, alıcı hala maksimize metriğe ihtiyaç duyar:

$$\begin{aligned} \mu_2(\tilde{\mathbf{s}}_m) &= \sum_{k=1}^{L} \mathrm{Re}\,(g_k^* \tilde{\mathbf{r}}_k, \tilde{\mathbf{s}}_m) - E_m \sum_{k=1}^{L} |g_k|^2 \\ &= \sum_{k=1}^{L} \mathrm{Re}\left\{ g_k^* \int_0^T \tilde{r}_k(t) \tilde{s}_m^*(t) dt \right\} - \sum_{k=1}^{L} |g_k|^2 E_m \end{aligned} \quad (6.16)$$

Eğer işaretler eşit enerjiye sahipse tüm mesaj vektörleri aynı olduğu için son terim ihmal edilebilir. Bu sonuçlarda:

$$\begin{aligned} \mu_3(\tilde{\mathbf{s}}_m) &= \sum_{k=1}^{L} \mathrm{Re}\,(g_k^* \tilde{\mathbf{r}}_k, \tilde{\mathbf{s}}_m) \\ &= \sum_{k=1}^{L} \mathrm{Re}\left\{ g_k^* \int_0^T \tilde{r}_k(t) \tilde{s}_m^*(t) dt \right\} \end{aligned} \quad (6.17)$$

ML alıcısı alternatif bir şekilde (6.16)' daki gibi metrik olarak yeniden yazılarak elde edilebilir:

$$\begin{aligned} \mu_4(\tilde{\mathbf{s}}_m) &= \mathrm{Re}\left(\sum_{k=1}^{L} g_k^* \tilde{\mathbf{r}}_k, \tilde{\mathbf{s}}_m \right) - E_m \sum_{k=1}^{L} |g_k|^2 \\ &= \int_0^T \mathrm{Re}\left\{ \left(\sum_{k=1}^{L} g_k^* \tilde{r}_k(t) \right) \tilde{s}_m^*(t) \right\} dt \sum_{k=1}^{L} |g_k|^2 E_m \end{aligned} \quad (6.18)$$

Yukarıdaki gelişmeden ML alıcısı yapılabilir. Şekil 6.1.' den farklılık birleşiminin genel toplamı:

$$\tilde{\mathbf{r}} = \sum_{k=1}^{L} g_k^* \tilde{\mathbf{r}}_k \quad (6.19)$$

Metrik bilgisayar uygulaması Şekil 6.4.' de gösterilmiştir.

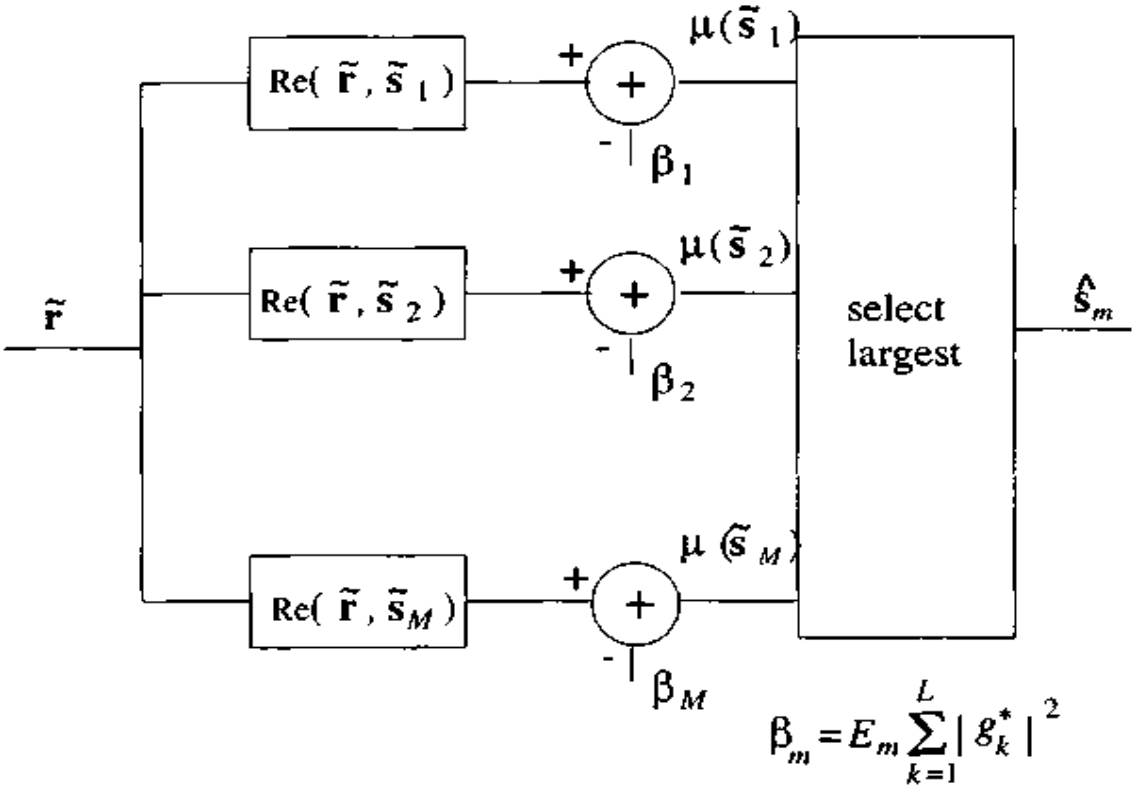


Figure 6.4. Metric computer for maximal ratio combining.

Hesaplamalardan sonra eş aşamalı ve birleşim kompozit işaret bileşeninin zarfı:

$$\alpha_M = \sum_{k=1}^{L} \alpha_k^2 \ . \qquad (6.20)$$

Kanal gürültü güçlerinin ağırlıklı toplamı:

$$\sigma_{\tilde{n},\text{tot}}^2 = N_o \sum_{k=1}^{L} \alpha_k^2 \ . \qquad (6.21)$$

Buradan işaretin enerji-gürültü oranı:

$$\gamma_s^{\mathrm{mr}} = \frac{\alpha_M^2 E_{\mathrm{av}}}{\sigma_{\tilde{n},\mathrm{tot}}^2} = \sum_{k=1}^{L} \frac{\alpha_k^2 E_{\mathrm{av}}}{N_o} = \sum_{k=1}^{L} \gamma_k \qquad (6.22)$$

Burada $\gamma_k = \frac{\alpha_k^2 E_{\mathrm{av}}}{N_o}$ ve E_{av} işaret takımyıldızında ortalama işaret enerjisidir.

Buradan γ_s^{mr} farklılık dallarının işaretin enerji-gürültü oranının toplamıdır.

Kanallar dengede ise (yani anten farklılığı ile makul bir varsayım) ve ilişkisizse, serbest 2L dereceleri ile ki-kare bir dağılım vardır. Bu:

$$p_{\gamma_s^{\mathrm{mr}}}(x) = \frac{1}{(L-1)!(\bar{\gamma}_c)^L} x^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \qquad (6.23)$$

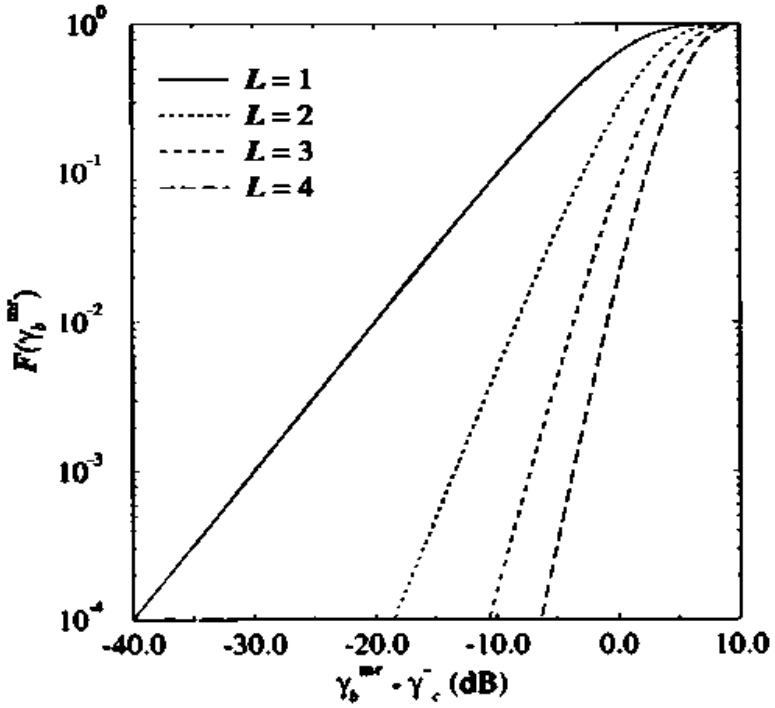


Figure 6.5. Cdf of γ_s^{mr} for maximal ratio combining; $\bar{\gamma}_c$ is the average branch symbol energy-to-noise ratio.

Burada:

$$\bar{\gamma}_c = \mathrm{E}[\gamma_k] \qquad k = 1, \ldots, L \ . \qquad (6.24)$$

γ_s^{mr}'nin cdf (cumulative distribution function- birikimli dağılım fonksiyonu)'si:

$$F_{\gamma_s^{\mathrm{mr}}}(x) = 1 - e^{-x/\bar{\gamma}_c} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}_c}\right)^k \ . \qquad (6.25)$$

Şekil 6.2.' de cdf (cumulative distribution function- birikimli dağılım fonksiyonu) $F_{\gamma_s^{\mathrm{mr}}}(x)$ çizilmiştir. Birikimli dağılım fonksiyonunun çizimleri özel modülasyon şemalarını dikkate almaksızın çeşitli birleşim şemalarının kolayca karşılaştırılmasına izin verir. Örneğin; Şekil 6.2.' de SC (Selective Combining- Seçici Birleşim) ile cdf (cumulative distribution function- birikimli dağılım fonksiyonu) $F_{\gamma_s^s} = 10^{-4}$ at $\gamma_s^s - \bar{\gamma}_c = 20$ dB. gösterilmiştir. Bununla birlikte Şekil 6.5.' de MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) için $F_{\gamma_s^{\mathrm{mr}}}(x) = 10^{-4}$ at $\gamma_s^{\mathrm{mr}} - \bar{\gamma}_c = 18$ dB. gösterilmiştir. MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) 2dB, SC (Selective Combining- Seçici Birleşim)' den daha etkilidir.

MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) tutarlı bir algılama tekniğidir. Bu yüzden biz BPSK ve M-QAM gibi tutarlı algılama tekniklerine dikkatimizi vermeliyiz.

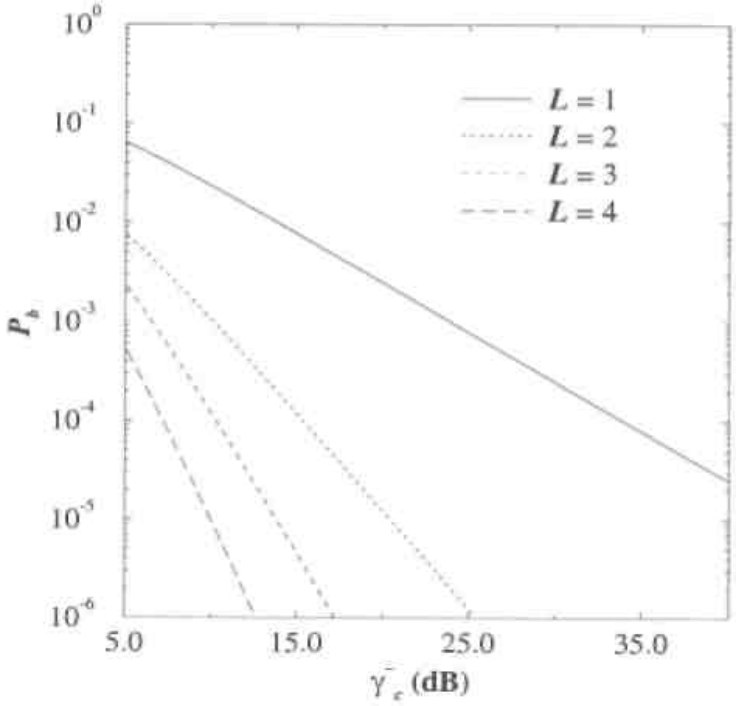


Figure 6.6. Bit error probability for predetection maximal ratio combining and coherent BPSK signaling.

Örneğin; eğer BPSK bit hata olasılığı için kullanılırsa:

$$\begin{aligned} P_b &= \int_0^\infty P_b(x) p_{\gamma_s^{\mathrm{mr}}}(x)\,dx \\ &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{2x}\right) \frac{1}{(L-1)!(\bar{\gamma}_c)^L} x^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_c}\,dx \\ &= \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^k \end{aligned} \tag{6.27}$$

$$\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}} \tag{6.28}$$

Son adım bazı cebirsel işlemlerden sonra gerçekleşir. (6.27)' deki ifade Şekil 6.6.'da çizilmiştir. Bir kez daha vurgulayalım, farklılık önemli ölçüde performansı arttırır.

4. EŞİT KAZANÇ BİRLEŞİMİ

Eşit kazanç birleşimi (EGC-Equal Gain Combining), MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi)' ye benzer çünkü farklılık dalları yardımcı fazdır ama MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi)' den farklıdır çünkü farklılık dalları ağırlıklı değildir. Pratikte böyle bir şema eşit enerji işaretleri olan M-PSK gibi modülasyon teknikleri için yararlıdır. Eşit olmayan enerjinin işaretleri ile kanal vektörü g = (g_1,g_2,…., g_L)' nin tamamı zaten gereklidir ve MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi)' de kullanılabilir. EGC (Equal Gain Combining- Eşit Kazanç Birleşimi) ile alıcı maksimize metrik:

$$\begin{aligned} \mu(\tilde{\mathbf{s}}_m) &= \sum_{k=1}^{L} \mathrm{Re}\left(\tilde{\mathbf{r}}_k e^{-j\phi_k}, \tilde{\mathbf{s}}_m\right) \\ &= \sum_{k=1}^{L} \mathrm{Re}\left\{e^{-j\phi_k} \int_0^T \tilde{r}_k(t)\tilde{s}_m^*(t)dt\right\} \quad . \end{aligned} \qquad (6.29)$$

Bu metrik farklı bir şekilde yeniden yazılabilir:

$$\begin{aligned} \mu(\tilde{\mathbf{s}}_m) &= \mathrm{Re}\left(\sum_{k=1}^{L} e^{-j\phi_k}\tilde{\mathbf{r}}_k, \tilde{\mathbf{s}}_m^*\right) \\ &= \int_0^T \mathrm{Re}\left\{\left(\sum_{k=1}^{L} e^{-j\phi_k}\tilde{r}_k(t)\right)\tilde{s}_m^*(t)\right\} dt \quad . \end{aligned} \qquad (6.30)$$

Şekil 6.1.' deki birleşimin genel toplamı:

$$\tilde{\mathbf{r}} = \sum_{k=1}^{L} e^{-\phi_k}\tilde{\mathbf{r}}_k \qquad (6.31)$$

Şekil 6.4.' de r vektörünün $\beta_m = 0, m = 1, \ldots, L.$ ile metrik bilgisayar uygulaması gösterilmiştir. $\beta_m = 0$ ayarı için gerekçe eşit enerji işaretlerinin varsayımından geliyor.

Yardımcı faz ve birleşimden sonra kompozit sinyalin zarfı:

$$\alpha_E = \sum_{k=1}^{L} \alpha_k \qquad (6.32)$$

Ve kanallardaki gürültü güçlerinin toplamı LNo' dur. Sonuçta işaretin enerji-gürültü oranı:

$$\gamma_s^{\text{eg}} = \frac{\alpha_E^2 E_{\text{av}}}{LN_o} \quad . \qquad (6.33)$$

γ_s^{eg} için cdf (cumulative distribution function- birikimli dağılım fonksiyonu) ve pdf (portable data file- hareketli veri dosyaları) kapalı formda L>2 için mevcut değildir. Bununla birlikte L=2 ve $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}_c$ için cdf (cumulative distribution function- birikimli dağılım fonksiyonu) eşittir:

$$F_{\gamma_s^{\text{eg}}}(x) = 1 - e^{-2x/\bar{\gamma}_c} - \sqrt{\pi \frac{x}{\bar{\gamma}_c}} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \left(1 - 2Q\left(\sqrt{2\frac{x}{\bar{\gamma}_c}} \right) \right) \quad . \qquad (6.34)$$

Farklılaşan yukarıdaki ifadenin sonucunda pdf (portable data file- hareketli veri dosyaları):

$$p_{\gamma_s^{\text{eg}}}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_c} e^{-2x/\bar{\gamma}_c} + \sqrt{\pi} e^{-x/\bar{\gamma}_c} \left(\frac{1}{2\sqrt{x\bar{\gamma}_c}} - \frac{1}{\bar{\gamma}_c} \sqrt{\frac{x}{\bar{\gamma}_c}} \right) \times \left(1 + 2Q\left(\sqrt{2\frac{x}{\bar{\gamma}_c}} \right) \right) \quad . \qquad (6.35)$$

EGC (Equal Gain Combining- Eşit Kazanç Birleşimi) ile ortalama işaret enerji-gürültü oranı:

$$\begin{aligned}\bar{\gamma}_s^{\text{eg}} &= \frac{E_{\text{av}}}{LN_o}\mathrm{E}\left[\left(\sum_{k=1}^{L}\alpha_k\right)^2\right] \\ &= \frac{E_{\text{av}}}{LN_o}\sum_{j=1}^{L}\sum_{\ell=1}^{L}\mathrm{E}\left[\alpha_k\alpha_\ell\right] \quad . \qquad (6.36)\end{aligned}$$

Rayleigh zayıflaması ile $\mathrm{E}[\alpha_k^2] = 2\sigma^2$ ve $\mathrm{E}[\alpha_k] = \sqrt{\pi/2}\,\sigma$ dir. Ayrıca eğer kanallar ilişkisiz zayıflamalı ise $k \neq \ell.$ için $\mathrm{E}[\alpha_k\alpha_\ell] = \mathrm{E}[\alpha_k]\mathrm{E}[\alpha_\ell]$ dir. Dolayısıyla:

$$\begin{aligned}\bar{\gamma}_s^{\text{eg}} &= \frac{E_{\text{av}}}{LN_o}\left(2L\sigma^2 + L(L-1)\frac{\pi\sigma}{2}\right) \\ &= \frac{2\sigma^2 E_{\text{av}}}{N_o}\left(1 + (L-1)\frac{\pi}{4}\right) \\ &= \bar{\gamma}_c\left(1 + (L-1)\frac{\pi}{4}\right) \quad . \qquad (6.37)\end{aligned}$$

2-kanal birleşimi ile hata olasılığı (6.35)' de pdf (portable data file- hareketli veri dosyaları) kullanılarak elde edilebilir. Örneğin; tutarlı BPSK işareti bit hata olasılığı ile (Problem 6.8' de görülüyor):

$$\begin{aligned}P_b &= \int_0^\infty P_b(x)p_{\gamma_s^{\text{eg}}}(x)dx \\ &= \frac{1}{2}\left(1 - \sqrt{1-\mu^2}\right) \qquad (6.38)\end{aligned}$$

Burada:

$$\mu = \frac{1}{1+\bar{\gamma}_c} \quad . \qquad (6.39)$$

5. ANAHTARLAMA BİRLEŞİMİ

Bir anahtarlama birleştirici, belirli bir eşik aşıldığında bir işaret-gürültü oranı vardır, bunlardan birini bulana kadar farklılık dallarını tarar. Bu farklılık dalı seçilir ve işaret-gürültü oranı tekrar eşiğin altına düşene kadar kullanılır. Bu eşiği aşan işaret gürültü oranı başka bir farklılık dalı olduğunda seçilmiş olur. Anahtarlama birleşimin en büyük avantajı sadece bir detektöre ihtiyacı olmasıdır. Anahtarlama farklılığının çeşitli varyasyonları vardır. Biz burada iki-dal anahtarlama ve durdurma birleşimi (SSC-Switch and Stay Combining)' ni analiz ediyoruz. SSC (Switch and Stay Combining-Anahtarlama ve Durdurma Birleşimi) ile işaret-gürültü oranı belli bir eşiğin altına düştüğünde diğer dal ile alıcı anahtarlanır ve durdurulur. Bu diğer dalın eşiğin üzerinde ya da altında olması işaret-gürültü oranının olup olmamasıyla ilgili değildir.

İşaret-gürültü oranları iki dal ile ilişkilidir, bunları γ_1 ve γ_2 olarak göstereceğiz ve anahtarlama eşiğini T ile göstereceğiz. Muhtemelen γ_i T' den daha küçüktür, (6.5)'i kullanarak:

$$\begin{aligned} q &= \Pr[\gamma_i < T] \\ &= 1 - e^{-T/\bar{\gamma}_c} \quad . \end{aligned} \qquad (6.40)$$

Aynı şekilde muhtemelen γ_i, S' den küçüktür:

$$p = 1 - e^{-S/\bar{\gamma}_c} \qquad (6.41)$$

Anahtarma birleştiricinin çıkışındaki işaretin enerji-gürültü oranını γ_s^{sw} olarak göstereceğiz. Sonra:

$$\Pr[\gamma_s^{\mathrm{sw}} \leq S] = \Pr\left[\{\gamma_s^{\mathrm{sw}} \leq S | \gamma_s^{\mathrm{sw}} = \gamma_1\} \bigcup \{\gamma_s^{\mathrm{sw}} \leq S | \gamma_s^{\mathrm{sw}} = \gamma_2\}\right] \quad (6.42)$$

Çünkü γ_1 istatiksel olarak γ_2' ye benzerdir, dal1' in şuanda kullanımda olduğunu varsayabiliriz. Buna göre aşağıda:

$$\Pr[\gamma_s^{\mathrm{sw}} \leq S] = \begin{cases} \Pr\left[\{\gamma_1 \leq T\} \bigcap \{\gamma_2 \leq S\}\right], & S < T \\ \Pr\left[\{T \leq \gamma_1 \leq S\} \bigcup \{\gamma_1 \leq T \bigcap \gamma_2 \leq S\}\right], & S \geq T \end{cases} \quad (6.43)$$

S < T bölgesi, γ_1 eşiği T' nin altına düştüğünde ve dal 2' ye bir anahtarlama başlaması durumuna karşılık gelir ama γ_2< T ise γ_s^{sw}, T' den büyükse anahtar sonuç vermez. Diğer taraftan S ≥ T bölgesi, ya γ_1, T ve S arasında ya da γ_1, T eşiğinin altına düşmüşse dal 2' de bir anahtarlama meydana gelir ve T ≤γ_2≤ S bu duruma karşılık gelir. Çünkü γ_1 ve γ_2 bağımsızdır, yukarıdaki olasılıklardan:

$$\Pr\left[\{\gamma_1 \leq T\} \bigcap \{\gamma_2 \leq S\}\right] = qp \quad (6.44)$$

$$\Pr\left[\{T \leq \gamma_1 \leq S\} \bigcup \left\{\gamma_1 \leq T \bigcap \gamma_2 \leq S\right\}\right] = p - q + qp \quad (6.45)$$

Bu nedenle:

$$\Pr[\gamma_b^{\mathrm{sw}} \leq S] = \begin{cases} qp & S < T \\ p - q + qp & S \geq T \end{cases} . \quad (6.46)$$

Şekil 6.7' de cdf (cumulative distribution function- birikimli dağılım fonksiyonu) $F_{\gamma_s^{\mathrm{sw}}}(x)$ normalize eşiğin $R = 10\log_{10}(T/\bar{\gamma}_c)$ (dB) çeşitli değerleri için çizilmiştir..

Performansın aynı olduğu yerde anahtarlama eşiği haricinde SSC (Switch and Stay

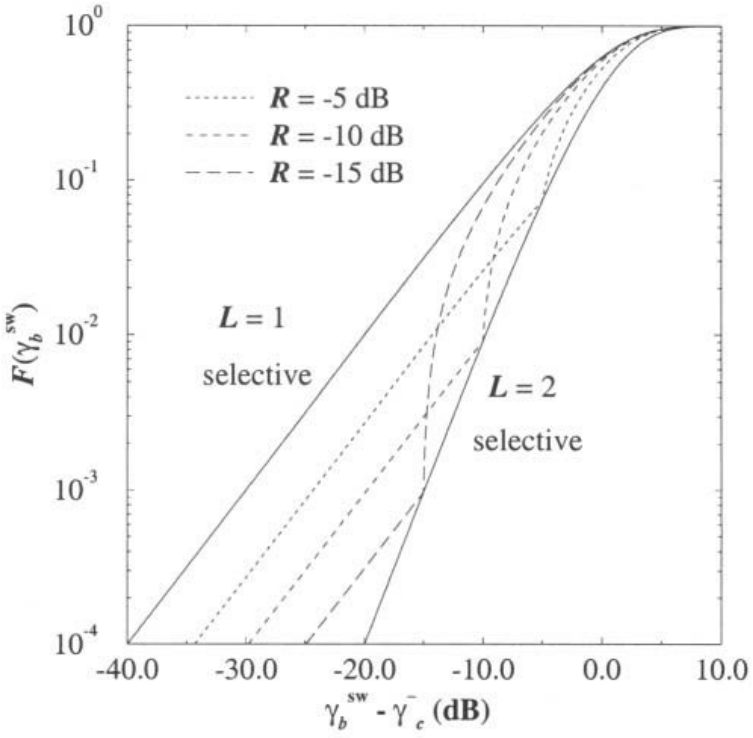


Figure 6.7. Cdf of γ_{sw} for 2-branch switched diversity for several values of the normalized threshold $R = 10\log_{10}(T/\bar{\gamma}_c)$; $\bar{\gamma}_c$ is the average branch symbol energy-to-noise ratio.

combining-Anahtarlama ve Durdurma Birleşimi) her zaman SC (Selective Combining- Seçici Birleşim)' den daha kötü performans sergilediği görülür. Çünkü SSC (Switch and Stay Combining-Anahtarlama ve Durdurma Birleşimi), eşik seviyesinin hemen üzerinde iyi bir düzelme sunuyor, anlık işaretin enerji-gürültü oranı γ_{th} seçildiğinde eşik seviyesi telsiz (radyo) sistemi tolere edilebilir ve hala kabul edilebilir, performansı sağlanan bir hata olasılığı minimum kabul edilebilir. Son oalarak en uygun eşik $\bar{\gamma}_c$' ye bağlı $T = R\bar{\gamma}_c$' dir. Çünkü $\bar{\gamma}_c$ gölgeleme ve yol kaybı nedeniyle değişir, eşik uyarlanabilir olmalıdır.

Bit hata olasılığı SSC (Switch and Stay Combining-Anahtarlama ve Durdurma Birleşimi) için hesaplanabilir. γ_s^{sw} için pdf (portable data file- hareketli veri dosyaları):

$$p_{\gamma_s^{sw}}(x) = \begin{cases} q\frac{1}{\bar{\gamma}_c}e^{-x/\bar{\gamma}_c} & , \quad x < T \\ (1+q)\frac{1}{\bar{\gamma}_c}e^{-x/\bar{\gamma}_c} & , \quad x \geq T \end{cases} \qquad (6.47)$$

Hata olasılığından sonra binary (ikili) DPSK (Differential Phase Shift Keying-Diferansiyel Faz Kaydırmalı Anahtarlama) kullanılırsa:

$$\begin{aligned} P_b &= \int_0^\infty P_b(x) p_{\gamma_s^{sw}}(x) dx \\ &= \frac{1}{2(1+\bar{\gamma}_c)} \left(q + (1-q)e^{-T} \right) \quad . \qquad (6.48) \end{aligned}$$

Burada $\bar{\gamma}_c$ dalın ortalama bit enerji-gürültü oranıdır. Yukarıdaki ifade T'nin çeşitli değerleri için Şekil 6.8' de çizilmiştir. T=0 ile performans tümünde hiç farklılık kullanılmamış gibidir, çünkü anahtarlama oluşmaz. Performans T > 6 için biraz değişir. Şekil 6.9' da görüldüğü gibi T artarsa q anahtarlama olasılığı da artar. Bazı sistemler için anahtarlamanın sayısını mümkün olduğunca en aza indirmek için de q'nun sabit kalması arzu edilir.

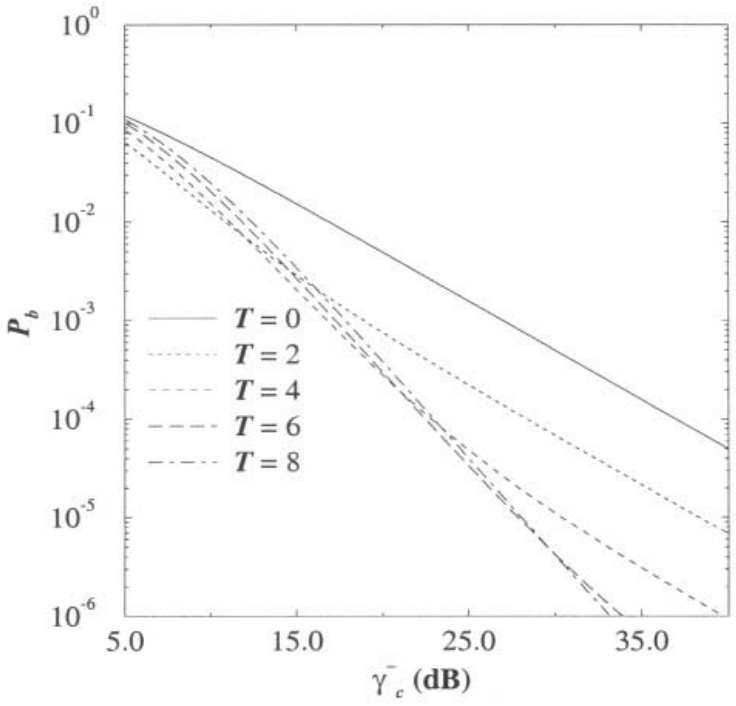


Figure 6.8. Bit error probability for 2-branch switched combining and differentially detected DPSK.

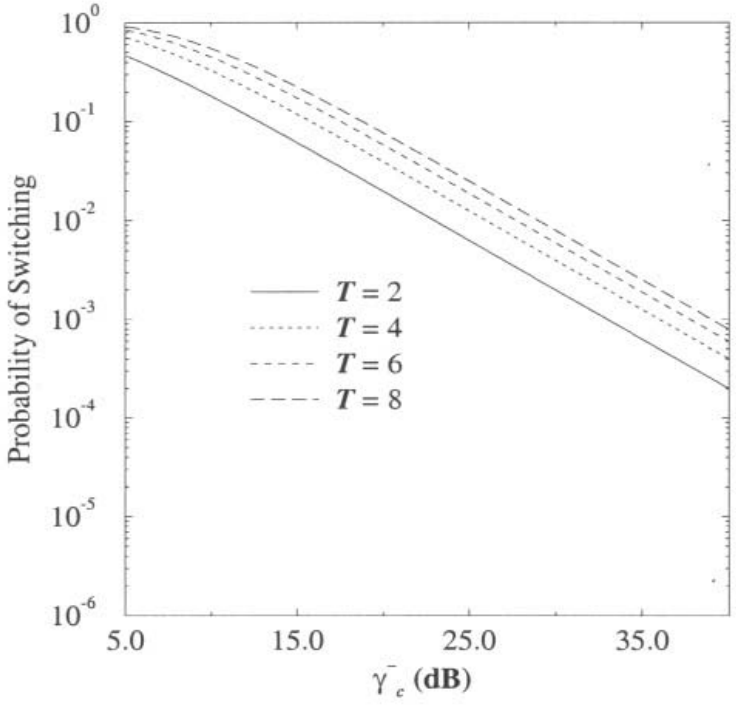


Figure 6.9. Probability of switching for two-branch switched combining.

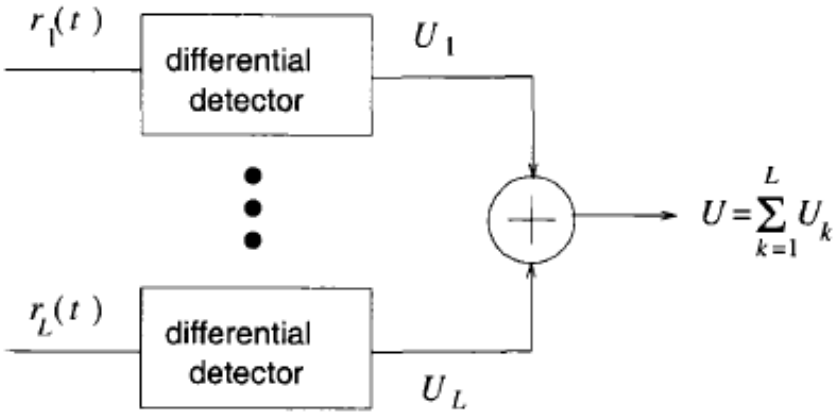


Figure 6.10. Differential detection with postdetection equal gain combining.

6. EŞİT KAZANÇ BİRLEŞİMİ İLE DİFERANSİYEL TESPİT

Eşit kazanç birleşimi diferansiyel tespit ile birlikte kullanıldığı zaman basit bir uygulama ve çok iyi performans sunuyor. Diferansiyel tespit yardımcı faza ve farklılık dallarının ağırlığına ihtiyacı engeller. Genel alıcı yapısı Şekil 6.10' da gösterilmiştir. Bireysel diferansiyel detektörlerin yapısı kullanılan modülasyonun türüne bağlıdır. π/4-QPSK (Quadrature Phase Shift Keying-Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama) detektör Şekil 5.20' de gösterilirken DPSK (Differential Phase Shift Keying-Diferansiyel Faz Kaydırmalı Anahtarlama) için bir detektör Şekil 5.19' da gösterilmiştir. Sonraki durumda U ve V dalları ayrı ayrı birleştirilir.

DPSK (Differential Phase Shift Keying-Diferansiyel Faz Kaydırmalı Anahtarlama) için n devirde birleştiricinin çıkışındaki karar değişken olabilir:

$$U_n = \sum_{k=1}^{L} U_{n,k} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{L} (Z_{n,k} Z^*_{nd,k} + Z^*_{n,k} Z_{nk,d}) \quad . \qquad (6.49)$$

Bir kez daha karakteristik fonksiyonları kullanarak $U_n = W_n - Y_n$ olduğu gösterilebilir. Burada W_n ve Y_n merkezi olmayan ve ki-kare merkezi serbest 2L derecesi söylenen sıra ve sahip yoğunlukları ile rastgele değişkenlerdir.

$$f_{W_n}(w) = \frac{1}{2E_hN_o}\left(\frac{w}{s^2}\right)^{\frac{L-1}{2}} \exp\left\{-\frac{(s^2+w)}{2E_hN_o}\right\} I_{L-1}\left(\sqrt{w}\frac{s}{E_hN_o}\right) \quad (6.50)$$

$$f_{Y_n}(y) = \left(\frac{1}{2E_hN_o}\right)^{L} \frac{1}{(L-1)!} y^{L-1} \exp\left\{-\frac{y}{2E_hN_o}\right\} \quad . \quad (6.51)$$

Burada:

$$s^2 = 4E_h \sum_{k=1}^{L} \alpha_k^2 \quad (6.52)$$

Merkezi olmayan bir parametredir ve $I_n(x)$ ilk türün Bessel fonksiyonu n. dereceden değiştirilirse tanımlama:

$$I_n(x) = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} e^{x\cos\theta}\cos(n\theta)d\theta \quad . \quad (6.53)$$

Sonra bazı cebirsel detay olarak hata olasılığı kapalı biçimde [270] ifade edilebilir:

$$P_b(\gamma_t) = \frac{1}{2^{2L-1}} e^{-\gamma_t} \sum_{k=0}^{L-1} b_k \gamma_t^k \quad (6.54)$$

Burada:

$$b_k = \frac{1}{k!} \sum_{n=0}^{L-1-k} \binom{2L-1}{n} \quad (6.55)$$

ve

$$\gamma_t = \sum_{k=1}^{L} \gamma_k \quad . \qquad (6.56)$$

Çünkü γ_t (6.23)' de merkezi ki-kare dağılımından ortalama $P_b(\gamma_t)$ sonucunu verir:

$$P_b = \frac{1}{2^{2L-1}(L-1)!(1+\bar{\gamma}_c)^L} \sum_{k=1}^{L-1} b_k (L-1+k)! \left(\frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c}\right)^k \quad . \qquad (6.57)$$

Bu (6.27) gibi aynı şekilde ele alınabilir:

$$\mu = \frac{\bar{\gamma}_c}{1+\bar{\gamma}_c} \quad . \qquad (6.58)$$

Çeşitli farklılık birleşim teknikleri, ikili (binary) DPSK (Differential Phase Shift Keying- Diferansiyel Faz Kaydırmalı Anahtarlama) işaretlerinin diferansiyel bir şekilde tespiti için Şekil 6.11' de karşılaştırıldı. Bu SC (Selective Combining- Seçici Birleşim)' nin sergilediği kötü performansta SSC (Switch and Stay Combining-Anahtarlama ve Durdurma Birleşimi) sonuçları belirgindir. Diferansiyel tespitin EGC (Equal Gain Combining- Eşit Kazanç Birleşimi) tarafından en iyi sonuç verdiği görüldü. Bir kez daha diferansiyel tespit ile MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) kullanımının mantıklı olmadığı üzerinde duruyoruz, çünkü MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) tutarlı bir birleştirme tekniğidir. Bu nedenle, Şekil 6 11' e MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) için bir eğri dahil değildir.

7. VERİCİ FARKLILIĞI

Verici farklılığında, aynı işaretin çoklu ilişkisiz kopyaları ile alıcı sağlamak için çoklu verici antenler kullanılır. Bariz avantaj birçok alıcı arasında paylaşılabilen vericide çoklu antene sahip olma

karmaşıklığının yerleştirilmiş olmasıdır. Örneğin; birçok kablosuz sistemde ileri (mobil tabanlı) bağlantı olmasıdır. Taşınabilir alıcılar sadece tek bir anten kullanabilirler ve bir farklılık kazancından yaralanabilirler.

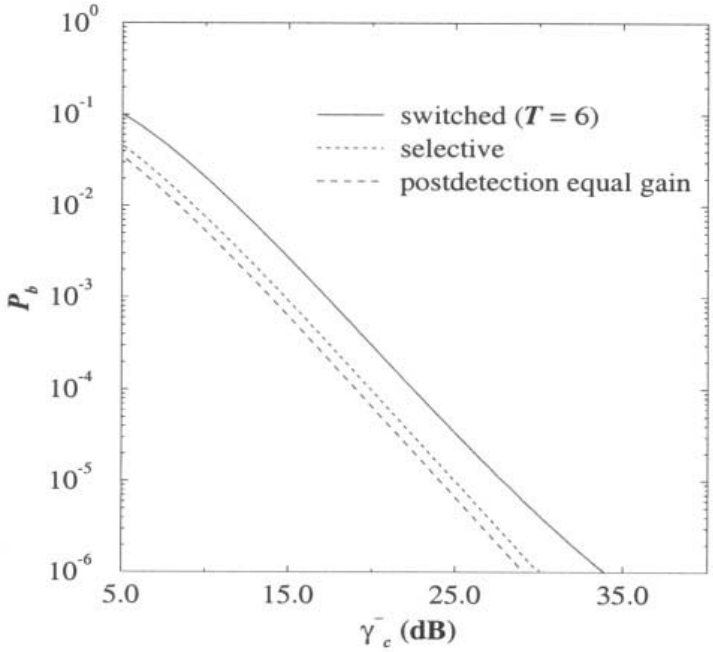


Figure 6.11. Comparison of 2-branch diversity combining techniques for differentially detected binary DPSK.

Verici farklılığı, çoklu verici anten kullanımı yöntemi ile tanınmış birçok şekil alabilir. Verici farklılığı kanal impuls (dürtü) yanıtının karşılıklılığı nedeniyle aynı taşıyıcıda farklı zaman dilimleri ileri ve geri bağlantıları zaman bölmeli çift yönlü (TDD-Time Division Duplexing) kullanılan sistemler için çok uygundur. Tüm antenlerden alınan işaretler baz istasyonunda her alınan patlama sırasında işlenebilir. Sonraki ileri patlama sırasında antende sağlanan en yüksek alınan işaretin enerji-gürültü oranı seçilir ve kullanılır. Bu seçici verici farklılığının (STD-Selective Transmit Diversity) bir çeşididir. Açıkçası kanalı yavaşça değiştiren bu plana ihtiyaç duyar.

Frekans bölmeli çift yönlü (FDD-Frequency Division Duplexed) sistemleri için verici farklılığı uygulamada daha karmaşıktır, çünkü ileri ve geri bağlantıları karşılıklı değildir. Zaman bölmeli verici farklılığı (TDTD-Time Division Transmit Diversity), FDD (Frequency Division Duplexed- Frekans Bölmeli Çift Yönlü) için iki veya daha fazla verici anten arasında anahtarlama ile iletilen işaret kullanılabilir. Alternatif patlamalar iki veya daha fazla ayrı anten üzerinden iletilir, bu teknik zaman anahtarlamalı verici farklılığı (TSTD- Time Switched Transmit Diversity) olarak da bilinir. Başka bir

yöntemde aynı işaretin kopyalarının farklı zamanlarda çoklu antenler aracılığıyla iletilen verici farklılığı gecikmesidir. Bu yayılma, yapay geciktirme oluşturma etkisine sahiptir böylece ortaya çıkan kanal bir ISI kanal zayıflaması gibi görünür. Daha sonra bir denkleştirici sinyal iyileştirmek ve bir farklılık kazancı sağlamak için kullanılabilir.

Verici farklılığının daha ayrıntılı şekilleri uzay-zaman ya da uzay-frekans da iletilen bilgilerin kodlanmasında kullanılır. Bu şema üç fonksiyon gerektirir: (1) vericide bilgi dizisinin kodlanması ve iletilmesi, (2) alıcıda birleştirici şema, (3) kararlar vermek için karar kuralları. Alamouti [10] alıcıda en çok olasılık birleşimi ile basit bir tekrar verici farklılık şeması tanıttı. İki verici anten ve bir alıcı anten kullanarak şemada bir verici anten ve iki alıcı anten ile en çok oranda alıcı birleşimi ile aynı farklılığı sağladı. Bu şema alıcıdan vericiye geri besleme gerektirmez ve band genişliği genişlemesi gerektirmez. Ancak kanalı tahmin etmek için şema verici farklılık antenlerinin her biri için ekleme çıkartmada ayrı örnek dizisi gerektirir.

Alamouti tarafından üretilen şema uzay-zaman kodlamasının bir biçimi kabul edilir. Verici farklılığının daha gelişmiş biçimleri özellikle tasarlanmış uzay-zaman hata düzeltme kodlarında [298] kullanılır. Veri, iletilen sinyalin işaret kümesi noktalarını seçen bir uzay-zaman kodlayıcı tarafından kodlanmıştır böylece kodlama ve farklılık kazançları maksimize edilir. Kodlanmış veri n anten kullanarak eş zamanlı iletilen n gidişe ayrılır. Band genişliği verimli uzay-zaman kafes kodları, PSK (Phase Shift Keying-Faz Kaydırmalı Anahtarlama) ve QAM (Quadrature Amplitude Modulation-Dördün Genlik Modülasyonu) işaret kümesi [298] için tasarlandı. Bu teknikler iyi sonuçlar [241,242] ile IS-136' ya uygulanmıştır. Dahası uzay-zaman kodları çok seviyeli yapılar ile tasarlanmış olabilir ve verici antenleri fazla sayıda olduğunda çok aşamalı kod çözme faydalı olabilir. Bu kolaylaştırmalar bizim için önemli ölçüde kod çözme karmaşıklığı azaltır.

7.1. UZAY-ZAMAN VERİCİ FARKLILIĞI

Burada verici farklılığının bir örneği olarak Alamouti [10] tarafından önerilen şemayı tanımlayacağız. Şemada, iki verici anten ve bir alıcı anten kullanılır, bu 2 x 1 farklılığı olarak alınır. Herhangi bir baud (zaman birimi başına gönderilen ayrık işaret sayısı ile belirtilen gönderme hızı) periyodunda iki veri işareti, iki verici antenden eş zamanlı olarak iletilir. Varsayalım anten 1 ve 2' den

iletilen işaretler sırasıyla $\tilde{\mathbf{s}}_{(1)}$ ve $\tilde{\mathbf{s}}_{(2)}$ olarak gösterilsin. Sonraki baud periyodu esnasında anten 1 ve 2'den iletilen işaretler sırasıyla $-\tilde{\mathbf{s}}^{*}_{(2)}$ ve $\tilde{\mathbf{s}}^{*}_{(1)}$' dir. İki anten için kanal kazançları $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ olarak gösterilir. Eğer kanal iki baud aralığı üzerinde sabit kalırsa aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$g_k(t) = g_k(t+T) = g_k = \alpha_k e^{j\phi_k} \qquad (6.59)$$

Burada T baud periyodudur. Alınan karmaşık vektörler:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_{(1)} &= g_1\tilde{\mathbf{s}}_{(1)} + g_2\tilde{\mathbf{s}}_{(2)} + \tilde{\mathbf{n}}_{(1)} \\ \tilde{\mathbf{r}}_{(2)} &= -g_1\tilde{\mathbf{s}}^{*}_{(2)} + g_2\tilde{\mathbf{s}}^{*}_{(1)} + \tilde{\mathbf{n}}_{(2)} \end{aligned} \qquad (6.60)$$

Burada $\tilde{\mathbf{r}}_{(1)}$ ve $\tilde{\mathbf{r}}_{(2)}$, t+T zamanda alınan vektörler olarak gösterilir ve sırasıyla $\tilde{\mathbf{n}}_{(1)}$ ve $\tilde{\mathbf{n}}_{(2)}$ gelen gürültü vektörleridir.

Bu şema için farklılık birleşimi Şekil 6.12' de gösterilmiştir.

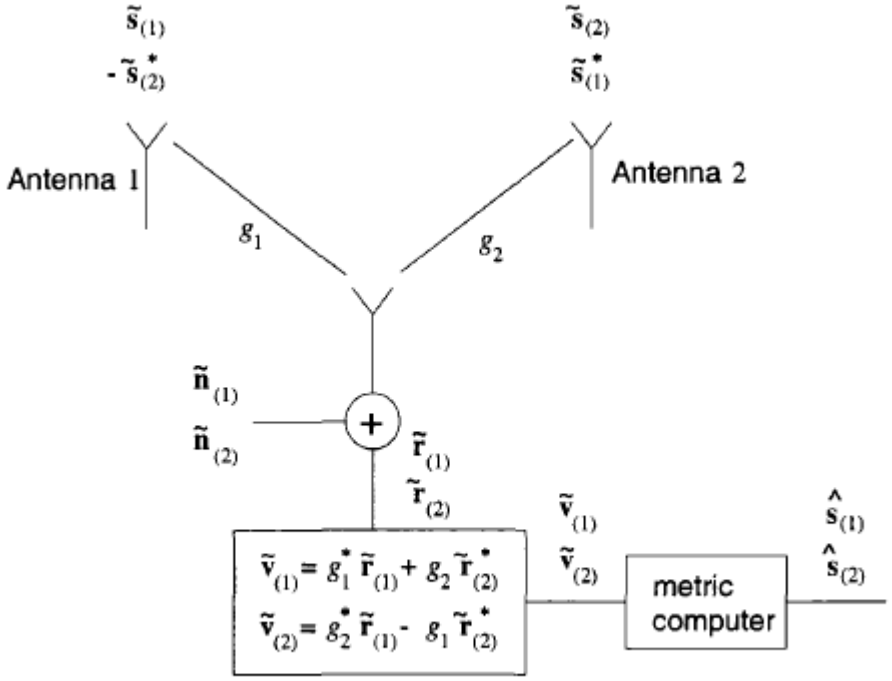


Figure 6.12. Space-time diversity receiver for 2 × 1 diversity.

Birleştirici aşağıdaki iki işaret vektörünü oluşturur:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{v}}_{(1)} &= g_1^* \tilde{\mathbf{r}}_{(1)} + g_2 \tilde{\mathbf{r}}_{(2)}^* \\ \tilde{\mathbf{v}}_{(2)} &= g_2^* \tilde{\mathbf{r}}_{(1)} - g_1 \tilde{\mathbf{r}}_{(2)}^* \end{aligned} \qquad (6.61)$$

Daha sonra alıcı maksimize metrik ile karar verdiği için metrik bilgisayara sıralı bir biçimde $\tilde{\mathbf{v}}_{(1)}$ ve $\tilde{\mathbf{v}}_{(2)}$ vektörleri uygulanır:

$$\begin{aligned} \mu(\tilde{\mathbf{s}}_{(1),m}) &= \mathrm{Re}\left(\tilde{\mathbf{v}}_{(1)}, \tilde{\mathbf{s}}_{(1),\mathrm{m}}\right) - E_m(|g_1|^2 + |g_2|^2) \\ \mu(\tilde{\mathbf{s}}_{(2),m}) &= \mathrm{Re}\left(\tilde{\mathbf{v}}_{(2)}, \tilde{\mathbf{s}}_{(2),\mathrm{m}}\right) - E_m(|g_1|^2 + |g_2|^2) \end{aligned} \qquad (6.62)$$

(6.59) ve (6.60) kullanılarak (6.61)' de verilen ifade:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{v}}_{(1)} &= (\alpha_1^2+\alpha_2^2)\tilde{\mathbf{s}}_{(1)} + g_1^*\tilde{\mathbf{n}}_{(0)} + g_2\tilde{\mathbf{n}}_{(1)}^* \\ \tilde{\mathbf{v}}_{(2)} &= (\alpha_1^2+\alpha_2^2)\tilde{\mathbf{s}}_{(2)} - g_1\tilde{\mathbf{n}}_{(2)}^* + g_2^*\tilde{\mathbf{n}}_{(1)} \qquad (6.63)\end{aligned}$$

Bu, Şekil 6.4' deki MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) metrik bilgisayar çıktısı ile karşılaştırılmaktadır. L=2 için:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{r}} &= g_1^*\tilde{\mathbf{r}}_1 + g_2^*\tilde{\mathbf{r}}_2 \\ &= (\alpha_1^2+\alpha_2^2)\tilde{\mathbf{s}}_m + g_1^*\tilde{\mathbf{n}}_1 + g_2^*\tilde{\mathbf{n}}_2 \qquad (6.64)\end{aligned}$$

(6.63) ve (6.64)' ün karşılaştırılmasında kombine işaretlerin her durumda aynı olduğu gösteriliyor. Tek fark dairesel simetri nedeniyle hata olasılığı değişmeyecek gürültü vektörlerinin faz rotasyonlarıdır.

2 x L farklılığı: Farz edelim ki, iki verici anten ve L alıcı antenin durumu, 2L dizisi için bir alıcı farklılığı performansın eşit olduğunu gösteriyor. 2 x 2 farklılığının durumu için ssonuçlar gösterilmiştir ve L x L farklılığının uazantısı açıkça gösterilecektir. Şemayı tanımlamak için aşağıdaki gösterimi bilmek gerekiyor:

$g_{j,i}$ = alıcı anten j ve verici anten i arasındaki kanal kazancı

$\tilde{\mathbf{r}}_{(1),j}$ = t anında anten j' deki alıcı sinyal

$\tilde{\mathbf{r}}_{(2),j}$ = t+T anında anten j' deki alıcı sinyal

Kodlama düzeni önce aynı kalır: işaretler $\tilde{\mathbf{s}}_{(1)}$ ve $\tilde{\mathbf{s}}_{(2)}$ t anında anten 1 ve 2' den gönderilmektedir ve işaretler $-\tilde{\mathbf{s}}_{(2)}^*$ ve $\tilde{\mathbf{s}}_{(1)}^*$ t+T anında anten 1 ve 2' den gönderilir. Alınan işaretler:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{r}}_{(1),1} &= g_{1,1}\tilde{\mathbf{s}}_{(1)} + g_{2,1}\tilde{\mathbf{s}}_{(2)} + \tilde{\mathbf{n}}_{(1),1} \\ \tilde{\mathbf{r}}_{(1),2} &= -g_{1,1}\tilde{\mathbf{s}}_{(2)}^* + g_{2,1}\tilde{\mathbf{s}}_{(1)}^* + \tilde{\mathbf{n}}_{(1),2} \\ \tilde{\mathbf{r}}_{(2),1} &= g_{1,2}\tilde{\mathbf{s}}_{(1)} + g_{2,2}\tilde{\mathbf{s}}_{(2)} + \tilde{\mathbf{n}}_{(2),1} \\ \tilde{\mathbf{r}}_{(2),2} &= -g_{1,2}\tilde{\mathbf{s}}_{(2)}^* + g_{2,2}\tilde{\mathbf{s}}_{(1)}^* + \tilde{\mathbf{n}}_{(2),2}\end{aligned}$$

Birleştirici, Şekil 6.13' de görüldüğü gibi aşağıdaki iki işaret vektörünü oluşturur:

$$\tilde{\mathbf{v}}_{(1)} = g^*_{1,1}\tilde{\mathbf{r}}_{(1),1} + g_{2,1}\tilde{\mathbf{r}}^*_{(1),2} + g^*_{1,2}\tilde{\mathbf{r}}_{(2),1} + g_{2,2}\tilde{\mathbf{r}}^*_{(1),1} \quad (6.65)$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{(2)} = g^*_{2,1}\tilde{\mathbf{r}}_{(1),1} - g_{1,1}\tilde{\mathbf{r}}^*_{(1),2} + g^*_{2,2}\tilde{\mathbf{r}}_{(2),1} - g_{2,1}\tilde{\mathbf{r}}^*_{(1),1} \quad (6.66)$$

Tekrar edecek olursak Şekil 6.4' de alıcı metrik bilgisayara $\tilde{\mathbf{v}}_{(1)}$ ve $\tilde{\mathbf{v}}_{(2)}$ vektörlerini uygular ve (6.62)' de maksimize metrik tarafından yapılmasına karar verir.

MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) ile karşılaştırmak için uygun denklemleri sağlayıp yerine koyarsak:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{v}}_{(1)} &= (\alpha^2_{1,1} + \alpha^2_{1,2} + \alpha^2_{2,1} + \alpha^2_{2,2})\tilde{\mathbf{s}}_{(1)} \\ &\quad + g^*_{1,1}\tilde{\mathbf{n}}_{(1),1} + g_{2,1}\tilde{\mathbf{n}}^*_{(1),2} + g^*_{1,2}\tilde{\mathbf{n}}_{(2),1} + g_{2,2}\tilde{\mathbf{n}}^*_{(1),1} \quad (6.67)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{v}}_{(2)} &= (\alpha^2_{1,1} + \alpha^2_{1,2} + \alpha^2_{2,1} + \alpha^2_{2,2})\tilde{\mathbf{s}}_{(2)} \\ &\quad + g^*_{2,1}\tilde{\mathbf{n}}_{(1),1} - g_{1,1}\tilde{\mathbf{n}}^*_{(1),2} + g^*_{2,2}\tilde{\mathbf{n}}_{(2),1} - g_{2,1}\tilde{\mathbf{n}}^*_{(1),1} \quad (6.68)\end{aligned}$$

Bu, Şekil 6.4' deki MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi)' nin çıkışı ile karşılaştırılır. L=4 için:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{r}} &= g^*_1\tilde{\mathbf{r}}_1 + g^*_2\tilde{\mathbf{r}}_2 + g^*_3\tilde{\mathbf{r}}_3 + g^*_4\tilde{\mathbf{r}}_4 \\ &= (\alpha^2_1 + \alpha^2_2 + \alpha^2_3 + \alpha^2_4)\tilde{\mathbf{s}}_m + g^*_1\tilde{\mathbf{n}}_1 + g^*_2\tilde{\mathbf{n}}_2 + g^*_3\tilde{\mathbf{n}}_3 + g^*_4\tilde{\mathbf{n}}_4 \quad (6.69)\end{aligned}$$

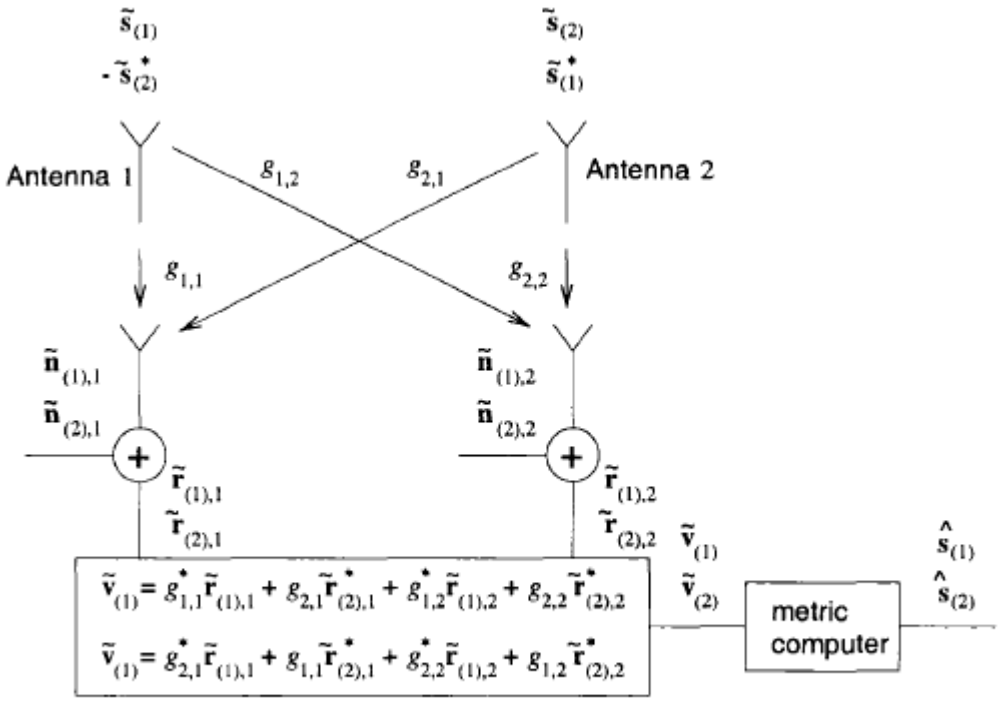


Figure 6.13. Space-time diversity receiver for 2 × 2 diversity.

Tekrar edecek olursak gördüğümüz 2 x 2 verici farklılık şeması MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) ile bir 4 x 1 farklılık şemasına eş değerdir. Uzantı bir 2 x L verici farklılık şeması açıkça ortada olan MRC (Maximal Ratio Combining- En Yüksek Oran Birleşimi) ile bir 2L farklılık şemasına eşdeğer olduğunu gösterir.

Uygulama Soruları: Yukarıdaki verici farklılık şeması ile birkaç önemli uygulama sorusu aşağıdaki gibidir:

- 2 verici anten olduğunda anten başına düşen güç, sabit bir vericiye güç beslemek için yarı yarıya olmalıdır. Bu tek bir verici antene nazaran performansta 3dB'lik bir kayıp ile sonuçlanır.
- 2 verici anten ile iki kat daha fazla örnek işaret bir verici antenin durumu için karşılaştırılmasına ihtiyaç vardır. Örnekler antenler arasında alternatif olmalıdır. Örnek olarak dikdörtgen örnek dizileri kullanılabilir.

- Farklılık dallarında yeterli zayıflama ilişkisizliğine uğramak için verici antenler eğer iki aynı anten alıcı farklılığı sağlarsa gerekli olacak aynı mesafede aralıklı olmalıdır. Gerekli ayırmanın dalga boyunun birkaç destesi olarak Bölüm 2.1.5.1.' de görüyoruz.

BÖLÜM 7

DENKLEŞTİRME VE GİRİŞİM İPTALLEME

Yeryüzü mobil radyo kanalları çokyollu yayılım ve rasgele değişen orta karakterlerden dolayı ayırgan kanallara zayıflatan olarak yapılmıştır.Bu kanallarda, çok yönlü yayılım(yada gecikmiş yayılım),zayıflama,doppler yayılım,doğrusal olmayan bozukluk,frekans baskı,aşama seğirmesi,ani gürültü,termel gürültü ve spektrum paylaşımından yükselen ortak kanal ve bitişik kanal karışması gibi birçok çeşit bozulmalar gözlemlenir.Bu bölüm, gecikmiş yayılım, zayıflama, Doppler yayılım, termal gürültü ve ortak kanal karışmasının etkileri üzerinde yoğunlaşmıştır. Gecikmiş yaılım sembooler arası karısıklık olarak bilinen bitişik semboller arasında karısıklıga sebep olur. Geniş bir Doppler yayılım hızlı kanal degişimleri gosterir ve uyumlu bir alıcı kullanıldıgında hızlı yakınsak bir algoritma gerektirir ve zayıflama kanalı derin bir zayıflama gosterdiginde cok dusuk sinyal gurultu oranı ya da sinyal karısıklık oranıyla sonuclanır.

Uyarlanabilir alıcı, amacı ISI ve gurultunun birleşmiş etkilerini azaltmak olan alıcıdaki ayarlanabilir alıcıların bir duzenlemesidir. Tarihte alıcıların iki ana kategorisi arsivlenmiştir, sembol-sembol alıcılar ve sıra tahminciler. Sıra tahminciler alınan sembollerin sırasına gore karar verirken sembol-sembol dengeeyicileri alınan sembol sıraları jhakkında sembol-sembol karar vermek icin bir karar aygıtı içerir. Bircok yapı ve uyarlanabilir algoritma farklı kanal karakterleri için farklı tipte dengeleyici sunar. Sıra tahmincileri sembol-sembol dengeleyicilerinden genellikle daha karmasıktır ama potansiyel olarak daha iyi performans gosterir.

Bu bolum ayarlanabilir dengeleme tekniklerinin geniş bir ozetiyle baslar. Bolum 2 de ISI kanal modelinin degerlendirilmesiyle devam eder. Bir ISI kanalındaki dijital sinyal için en iyi alıcı bolum 3 e sunulmustur. Bolum 4 sembol-sembol alıcılarının işleyişini sunar ve bolum 5 sıra tahmıncilerinin işleyişini sunar. Bolum 6 durgun ISI kanalları ve cok yonlu zayıf ISI kanallarındakı maksımum benzer sıra tahmınının parca hata orn performansının analizini gosterir. Son olarak bolum 7 ISI kanallarındki kesirli bosluklu MLSE alıcılarının performansını analiz eder.

1.GENEL BAKIŞ

1.1 SEMBOL-SEMBOL DENGELEYİCİLERİ

Lucky 1960ların ortalarında dijital haberleşme sistemleri için uyarlanabilir (doğrusal) dengeleyici geliştiren ilk kişidir.Bu dengeleyici, dengeleyicinin ISI yı sıfıra zorladığında zirve bozulma kriterlerine ve sıfır-zorlayan dengeleyici olarak adlandırıldı.Az zaman sonra Proakis ve Miller, Lucky ve Gersho en az ortalama karesel kriterlerine bağlı olan doğrusal LMS dengeleyicisini geliştirdi.LMS dengeleyicisi, ZF dengeleyicisinden daha üstündü çünkü ZF dengeleyicisi gürültünün etkilerini göz ardı ediyordu.Thaper ses bandı telefon kanallarında yüksek

hızda veri geçişi için kafes kodlu modun performansını araştırdı ve uyarlanabilir doğrusal dengeleyicide kullanılan basit alıcı yapısı önerdi.Performansın ideale yakın olduğunu söyledi ama çalışmaları çok daha şiddetli bozulmuş çok yönlü zayıflayan ISI kanalları içermiyordu.

Doğrusal dengeleyicilerin, gürültü yükselmesi olarak bilinen bir karakter olan ISI yı yok etmeye çalışırken kanalın gürültüsünün yükselmesi engeli vardı.Sonuçolarak şiddetli genlik bozuklukları olan kanallarda doğrusal dengeleyicilerle tatmin edici bir performansa ulaşmak mümkün değildir.1967 de Austin gürültü yükseltmesini azaltmak için doğrusal olmayan karar dönüt dengeleyicisini önerdi.DFE nin ileri beslemeli filtresiyle sadece öncü ISI yok edildiği için gürültü azalması büyük ölçüde düşmüştü.Fakat bu DFEnin performansını ciddi şekilde azaltan hata yayılımını getirdi ve performans analizini karıştırdı.Beltiore ve Park dönüt filtresi olarak doğrusal tahminciyi kullanarak öngörücü adı verilen eşit DFE yi önerdiler.Bu yapı ISI kanallarında kafes kodlu modulasyonların denkleştirme ve kod çözünümü için DFE sıra tahmincileri birleştirildiğinde faydalıdır.İlk uyatrlanabilen dengeleyiciler, sembol boşluklu dengeleyiciler olarak bilinen, T, bağlantı boşluklarının sinyal aralıklarına eşit olduğu çapraz filtre kullanılarak uygulandı.Sembol boşluklu dengeleyicinin performansı örnekleme anlara çok hassastır ve rasgele seçilen örneklerde çok verimsiz olabilir.Mükemmel zamanlama ve eşlenmiş filtre işlemiyle bile, sınırlı bağlantılı gecikme hat yapısından dolayı sembol boşluklu dengeleyici en iyi doğrusal alıcıyı farkedemez.Brady, Manson, Ungerboeck, Gitlin ve Weistein bu problemi, bağlantı boşluğunun T den az olduğu, kesirli boşluklu dengeleyici sunarak çözdü.Eğer bir sembol boşluklu dengeleyici eşlenmiş bir filtreyle öncülük edilirse, o zaman FSE ve sembol boşluklu dengeleyici eşittir.Fakat pratik uygulamalarda tam eşlenmiş filtreyi elde etmek zordur çünkü yapısı bilinmeyen kanal karakterlerine bağlıdır ve bu yüzden FSE oldukça çekicidir.FSe nin sınırlı uzunlukta kesirli boşluklu bağlantılı gecikmiş hat ile bir gelişigüzel doğrusal süzgece ulaşması tartışılabilir.Bundan dolayı FSE nin ideal eşlenmiş filtreyle ve örneklemeyle bile (sınırlı uzunlukta) sembol boşluklu dengeleyiciyi daha iyi yapması beklenir.

1980 lerde Gersho ve Lim, Mueller ve Saz ve Wesolowski ISI yok edici olarak bilinen, ilginç bir karar yardımlı dengeleyici önerdiler.Teorik olarak, ISI yok ediciler herhangi bir gürültü azalması olmaksızın ISI yı yok edebilirler.Fakat DFE ye benzer olarak hata yayılımından zarar görsün diye dengeleyicide karar yardımlı mekanizma uygulanır.Değişik uyarlama algoritmaları dengeleyici katsayılarını ayarlamak için önerilmiştir.Witrow'un önerdiği Gitlin, Mazo, Ungerboeck, Widrow'un analiz ettiği LMS algoritma, basitliği ve sayısal sabitliğinden dolayı en meşhur olanıdır.Fakat LMS algoritma şiddetli genlik bozulmalı kanallarda çok yavaş yakınsamaktadır.Bu yavaş yakınsama birçok pratik uygulama için tolere edilemez.Örneğin, HSU LMS algoritmasının bir HF kısa dalga iyonosferik kanal için uygun olmadığını söyler çünkü kanalın derin bir zayıflama olduğunda şiddetli gensel bozulmaları vardır ve kanal özellikleri çok hızlı değişir. Uyarlanabilen dengeleyiciler için hızlı yakınsama algoritmalarını bulmak amacıyla ciddi araştırma gücü sarfedilmiştir.1974 de,Gordard, sonradan özyineli enaz karesel algoritma olarak bilinen hızlı yakınsak algoritmayı tanımlamıştır.bu algoritma işlemin başlangıcından itibaren bütün bilgiden yararlanır ve LMS algoritmadan daha hızlı yakınsar.Ne yazık ki hesaplama karmaşıklığı, N nin dengeleyicinin sıarsı olduğunda , **N2** ile orantılıdır, bu da birçok pratik uygulama için çok yüksektir.Karmaşıklığı azaltmak için Falconer ve Ljung (113) ve Cioffi ve Kailath (58) 1978 ve 1984 de sırasıyla farklı hızlı RLS algoritmaları geliştirmişlerdir.Bu algoritmaları dengeleyici sırası N ile karmaşık orantısı

vardır.Fakat algoritmalar sınırlı kesinlik aritmetiğiyle uygulandığında kararsız olma eğiliminde bulunurlar.Bu sayısal kararsızlığı örnekleri Mueller tarafından verilmiştir (236).Özyineli enaz karesel kafes birbaşka RLS algoritması Morf(232), Satorius(291,292), Friedlander(124), Ling ve Proakis (200) tarfından bulundu.RLSL algoritması hızlı RLS algoritmalarından daha çok karmaşıktır ama daha iyi sayısal kararlığı vardır.Fakat Perl tarafından hala RLSLnin sayısal karasızlığı söylenmektedir.(260).

Çok yönlü zayıf kanallara sembol-sembol denkleştirme tekniklerinin bazı uygulamaları Monson(230,231) Hsu (171), Ling ve Proakis(201) ve Eleftheriou ve Falconer (97) tarafından yapılmıştır.Hızlı zaman değiştiren kanallar için sayısal kararsızlıktan kaçınmak amacıyla hızlı yakınsayan algoritmalarda kontrollü bir prosedür ihtiyacı olabilir(97).Sonuç olarak Wong ve McLane (363), frekans spektral boşlukları olan HF radyo kanalları için kafes kodlu modülasyonun performansını araştırmışlardır.Hem doğrusal hem doğrusal olmayan denkleştirmeyi düşünmüşler ve değişken MDFE yi önermişlerdir.

1.2 SIRA TAHMİNİ

Viterbi algoritma ilk olarak Viterbi tarafındadn kıvrımlı kodların maksimum benzer kod çözümlemeleri için tasarlanmıştır(341,342).Forney bir ISI kanalı ve kıvrımlı kodlaıcı arasındaki benzerliği farketmiş ve Viterbi algoritmayı, ISI ve ekolarak berrak Gaussian gürültüsü tarafından kesilen dijital sinyallerin algılanması için uygulamıştır(127).Viterbi algoritmanın etkinliğinden dolayı , ISIyla kesilen sinyallerin algılanması için eniyi maksimum benzer sıra tahmininin gerçekleşmesi uygulanabilirdir.

Formey'in ilk çalışmasından sonra (127), MLSE alıcısı değiştirildi ve genişletildi.Magee ve Proakis kanl ani cevaplarını tahmşn için uyarlanabilen kanal tahmincisi kullandıkları uyarlanabilen bir MLSE alıcısı önerdiler.Ungerboeck(328) ayrıca taşıyıcı aşama hatalarının ve örnekleme zaman hatalarının etkilerinden sorumlu olan daha basit bir MLSE geliştirmiştir.Acampora(6) kıvrımlı kodçözümü ve denkleştirmenin birleşimi için MLSE yi kullanmıştır ve dördün genlik kiplenimi sistemlerinin uygulanmasını geliştirmiştir.MLSEnin sinyal topluluğunun büyüklüğüyle ve kanla ani cevabının uzunluğuyla üstel olarak büyüyen bir karmaşıklığı vardır.MLSE geniş sinyal toplulukları olan ve/yada uzun kanal ani cevapları olan sistemler için pratik değildir.MLSEnin performansının çoğunu tutarken karmaşıklığını azaltmak için birçok araştırmalar yapılmıştır.İlk çalışmalar daha kısa uzunluğu olan orjinal kanal ani cevaplarını şekillendirme üzerinde toğunlaşmıştır.Daha sonra daha küçük sayılı durumlu sıra tahminleri uygulanabilmiştir.(275)de, Qureshi ve Newhall şekillendirici süzgeç olarak doğrusal dengeleyici kullandılar.Eğer orjinal kanalın ve hedeflenen kanalın benzer kanal spektrumu varsa bu metod oldukça başarılıdır.Falconer ve Magee(112), ve Beare(27) dengeleyicinin ürünü ve hedef kanal arasındaki ortalama karesel hatayı küçülterek doğrusal dengeyici ve hedef kanal cevabını uyumlu bir şekilde eniyihale getirdiler.Tasarı orjinal kanal hedeften çok farklı olduğunda performansı geliştirdi fakat yüksek bir karmaşıklığı oldu.Daha önce ifade edildiği gibi, doğrusal dengeleyiciler kanal gürültüsünü yükseltmektedir.Lee ve Hill (191), sistem karmaşıklığını azaltmak ve gürültü yükselmesini hafifletmek amacıyla kanal ani cevabını kırpmak için DFE kullanımı

nermişlerdir.MLSEnin karmaşıklığını azaltmak için bir başka yaklaşımda Viterbi algoritmanın kendisini sadeleştirmektir.Uygun karar çevrelerini kullanarak, Vermuelen ve Hellman(337) ve Foschini(120) yakın maksimum benzer performans elde etmek için sadece küçük sayıda benzer yolların geliştirilmeye ihtiyacı olduğunu gözlemlemişlerdir.Wesolowski (355) benzer sinyal topluluklarının küçük bir takımına karar vermek için DFE yi işleme koymuş ve sonra azaltılmış durum kafesiyle en çok benzeyen sıra yolunu bulmak için Viterbi algoritmayı kullanmıştır.Clark(60) ve Clark ve Clayden(61) ayrıca bazı benzer algılama metodları sunmuşlardır.Son zamanlarda iki acayip azaltılmış durum sıra tahmin tekniği sunuluyor.Eyboğlu ve Qureshi (109), özellikle geniş sinyal toplululuklu sistemler için yararlı bir teknik olan azaltılmış durum sıra tahminini öneriyorlar.Duel-Hallen ve Hegard (90,89), zun ani cevaplı kanallar için uygun teknik olan gecikmiş karar-dönüt sıra tahminini(DDFSE) öneriyorlar(DDFSE sınırlı ani cevaplı kanallar için uygulanabilir).Chevillat ve Eleftheriou (49) bağımsız olarak aynı olgaritmayı öneriyorlar fakat sınırlı uzunluktaki kanallar için.RSSE de DDFSE de en çok benzeyen yolu araştırmak için Viterbi algoritmayı kullanır ve iyi bir performans/karmaşıklık azlığı sağlar. Her iki şekilde de sistem durumlarının sayısındaki azalmadan dolayı bölüm metriklerini hesaplamak için dönüt mekanizması olmak zorundadır.Bu dönüt hata yayılımını gösterir.Fakat hata yayılımının etkisi DFE li olandan çok daha küçüktür.Eyuboğlu ve Qureshi sınırlı kanal ani cevaplı kanallarda , RSEnin özel bir durumu olarak DDFSEnin uygun bir şekilde modellenebildiğini de gözlemlemişlerdir.Eyuboğlu, Chevillat ve Elefthriou ayrıca kafes kodlu modulasyon kullanan sistemlerin kullanılmasını önermişlerdir.Sheen ve Stüber çözümlenmemiş ve kafes kodlu sistemlerde RSSE ve DDFSE için hata olabilirlik üst sınırını ve yaklaşıklıklarını bulmuşlardır.Eyuboğlu ve Forney biline kafes kodunun eniyi kodlama ürününe ulaşan birleşik ön kodlama ve kodlama modulasyon tekniğini önermişlerdir.Onların teknikleriyle, denkleştirmeye, kanal ani cevabının ileticide bilinmesini gerektiren Tomlinson-Harashima önkodlamasını kullanarak ulaşılır.

Sıralı kodları çözümlemek için, sıralı çözümleme algoritması Viterbi algoritmaya iyi bir alternatiftir, özellikle kodlayıcının uzun bir kısıtlı uzunluğu olduğunda ve sistem ortadan yükseğe SNRli olduğunda.sıralı sıra sistemin ISI yla bölünmüş sinyalleri için uygulanabileceği açıktır.Long, Bush ve Xiong bu uygulamada bazı sonuçlar söylemişlerdir.206 v e205 de Fano algoritma algılama algoritması olarak kullanılmıştır ve geliştirmek için DFE yola karar vermede kullanılmıştır.Eğer DFE çoğu zaman doğru kararlar verirse, Fano algoritma tarafından uğranan kutuplar azaltılabilir.Çoklu yığın algoritması, sıralı algılama algoritmalarında karşılaşılan silinti veya tampon problemlerinden kaçınmak için kullanılmıştır.Sınırlı ani cevaplı sistemler ayrıca düşünülmüştür.

Zayıflayan ISI kanallarını çok yönlü hale getirmek için sıra tahmin tekniklerinin uygulamaları D'aria, Zingarelli, D'avella, Eleftheriou ve Falcano tarafından araştırılmıştır.MLSE (76,77)deki UHF yerel mobil radyo kanallarını eşitlemek için ve HF kısa dalga iyonosferik kanallarını eşitlemek için kullanılmıştır.MLSEli zayıflayan ISI kanallrında dijital sinyallerin hata tahminindeki yakın üst sınır çözümlenmemiş ve kafes kodlu sistemler için Sheen ve Stüber tarafından sunulmuştur.Katz ve Stüber SSE yi çok yönlü zayıflayan ISI kanallarında kafes kodlu sinyallerin algılanmasında uygulamışlardır.

1.3 EŞ KANAL KESİŞME İPTALEDİLMESİ

IS-54/136 ve GSM gibi TDMA hücresel sistemlerin spektral etkisi, eş kanal kesişmesi tarafından önceden sınırlanır. CCI yle baş etmek için birçok yaklaşım kullanılabilir.Işın ve boşluk prensiplerini kullanan uyarlanabilir anten dizilimleri de bir çözümdür.Eş kanal kesişme iptal edilmesi, sinyal işleme tekniklerinin CCI yi iptal etmede kullandığı bir başka yaklaşımdır.CCIC alıcıları tek anten yada çoklu anten

kullanabilirler.Tek anten CCIC alıcıları, kanalı, çoklu girişi tekli çıkış (MISO) kanal olarak algılarlar.Bu durumda problem CDMA çoklu kullanım algılamasıyla çok benzerdir.Fakat IS 54/136 gibi dar frekans sistemleri için, CCIC alıcıları ek serbestlik derecesini elde etmek için genellikle çoklu alıcı antenlerini kullanır.Çoklu alıcı antenlerinin kullanımları, çoklu giriş çoklu çıkış kanalı (MIMO) oluşturur.

Winters, CCI li düzlemsel zayıflayan kanallar için en iyi doğrusal en az ortalama karesel hata birleştiren tekniğini (MMSE) sunmuştur.En iyi birleştirici, zayıflamanın etkileri ve CCI yle, M-element uzlamsal çeşitleme birleştiricisiyle dijital ışın oluşturarak birlikte baş eder.İki antenli elementler durumunda, anten kaldırma katsayılarını güncellemek için direk matriks azaltılması önerilir.En iyi doğrusal birleşimin dezavantajı ISI yla baş edememesidir.Eş kanal kesişmesi ve ISI, sembol-sembol denkleştirme teknikleri kullanılarak birlikte baş edilebilir.DFE temelli yaklaşımlar Duel Hallen, Tidestav ve Uesugi tarafından sunulmuştur.

Forney'in maksimum benzer alıcısını genişleterek, Van Etten, birleşmiş maksimum benzer sıra tahmini için MLSE yi önermiştir.MLSE yaklaşımının değişiklikleri Giridhar, Yoshino, Yokota ve Ranta nın da arasında olduğu birçok yazar tarafından sunulmuştur.Bottomley ve Jamal uyarlanabilir anten ışınlarını ve MLSE dengeleyicisni birleştiren bir şekil geliştirmişlerdir.CCIC, Viterbi metrikte oluşturulur ve alıcı, düzlemsel zayıflayan kanal şartları altında Winter'in en iyi doğrusal birleştiricisine eşittir.Bu çalışma Molnar ve Bottomley tarafından, yatay ve dikey kutuplaşmış anten ışınlarını kullanan bir alıcı olarak geliştirilmiştir.Kutuplaşma çeşitlemesi, CCIC nin amacı için Viterbi bölüm metriği değiştirildiğinde kaybolan zayıflamaya karşı çeşitleme kazanımını attırır.CCIC nin hem kanal hem data tahmini için kullanıldığında, son zamanlarda Bottomley ve Molnar tarafından, 41 deki alıcı için ilginç bir değişiklik önerilmiştir.

Sonuç olarak, CDMA çoklu kullanım algılama teknikleri, dar frekans TDMA sistemlerinde CCIC oluşturmak için dar frekansa hazır olarak geliştirilebilir.Birçok durumda, matematiksel sistem aynıdır veya çok benzerdir.Verdu tarafından eşzamansız CDMA sistemleri için en iyi çoklu kullanım detektörü geliştirilmiştir.Ayrıca içinde ilintisizleştiren detektör, doğrusal MMSE detektörleri, doğrusal olmayan karar dönüt detektörleri, ve çok aşamalı detektörlerin bulunduğu birçok daha az karmaşık daha az iyi CDMA çoklu kullanım detektörleri geliştirilmiştir.

2. ISI KANALLARINI MODELLEME

Bölüm 4 gösterdi ki herhangi bir module edilmiş sinyalin kompleks zarfı şöyle bir genel formda ifade edilebilir;

$$\tilde{s}(t) = A\sum_{n} b(t - nT, \mathbf{x}_n) \quad . \qquad (7.1)$$

Bu bölüm dikkatleri dogrusal modulasyon şemasına opluyor öyle ki;

$$b(t, \mathbf{x}_n) = x_n h_a(t) \qquad (7.2)$$

Genlik sekilli puls $h_a(t)$, ve $\{x_n\}$de kompleks sembol dizinidir. Genelde, ASK ve PSK dalga formlarını kapsar ama cogu FSK dalga formlarını kapsamaz. Farzedelim ki, 7.2 deki sinyal zamana

bagımsız kompleks alçak geciş impulse cevabı $g(t)$ olan bir kanal üzerinden iletilsin. Alınan kompleks zarfı,

$$\tilde{r}(t) = \sum_n x_n h(t - nT) + \tilde{n}(t) \qquad (7.3)$$

Ancak

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_a(\tau) g(t - \tau) d\tau \qquad (7.4)$$

İletilen puls $h_a(t)$nin kıvrımıdır ve kanal imuls cevabı $g(t)$ ve $\tilde{n}(t)$ sıfır manalı kompleks eklenmiş berrak Gauss gürültüsü (AWGN) güç spektral yogunlugu N_o watts/Hz olur. Fiziksel kanal nedenli oldugu için 7.4 deki integralin alt limiti sıfır olabilir ve sonucunda

$$h(t) = \int_0^{\infty} h_a(\tau) g(t - \tau) d\tau \qquad t \geq 0 \ . \qquad (7.5)$$

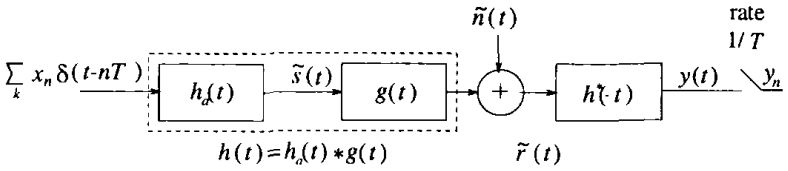


Figure 7.1. Digital signaling on an ISI channel. The receiver implements a filter that is matched to the received pulse followed by a symbol rate sampler.

Sonucta, toplam puls h (t) sonlu zamana sahip oldugu farzedilir ve boylece $h(t) = 0$ her $t < 0$ ve $t > (L + 1)T$, ancak L pozitif tamsayı olmak sartıyla. Bolüm 3 te gosterecegiz ki, maksıum benzerlikte analog filtreden h $(-t)$ olusan alıcı alınan puls h (t) le esleşmişrtir. Farzediyoruz ki, bir eşleşmiş filtre uygulanmıstır, eşleşmiş filtrenin çıkışındaki kompleks alçak geçişli sinyal ise,

$$y(t) = \sum_n x_n f(t - nT) + \nu(t) \qquad (7.6)$$

Ancak

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(\tau) h(\tau + t) d\tau \qquad (7.7)$$

Ve

$$\nu(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(\tau) z(t - \tau) d\tau \qquad (7.8)$$

İse filtrelenmiş gürültüdür. Dikkat edelim ki toplam puls cevabı $f(t)$ iletilen filtre, kanal ve alınan filtre için calişmaktadır. Toplam sistem fig 7.1 de gosterilmiştir.

Eşleşmiş filtrenin çıkışını her T saniyede örneklendirirsek örnek sıralaması şoyle olur;

$$\begin{aligned} y_k = y(kT) &= \sum_n x_n f(kT - nT) + \nu(kT) \\ &\equiv \sum_n x_n f_{k-n} + \nu_k \\ &= x_k f_0 + \sum_{n \neq k} x_n f_{k-n} + \nu_k \end{aligned} \qquad (7.9)$$

Ancak $f_n = f(nT)$ve $\nu_n = \nu(nT)$. 7.9 daki birinci terim istenen terimdir, ikinci terim ise ISI ve son terim eşleşmis filtrenin çıkışındaki gürültüdür. Bunu takiben 7.1 deki toplam farklı zamanlı sistem farklı zamanlı transversal filterlerle ifade edilir ki katsayıları;

$$\mathbf{f} = (f_{-L},\ f_{-L+1},\ \cdots,\ f_{-1},\ f_0,\ f_1,\ \cdots,\ f_{L-1},\ f_L)\ . \qquad (7.10)$$

Bu sekil 7.2 de acıklanmıstır,

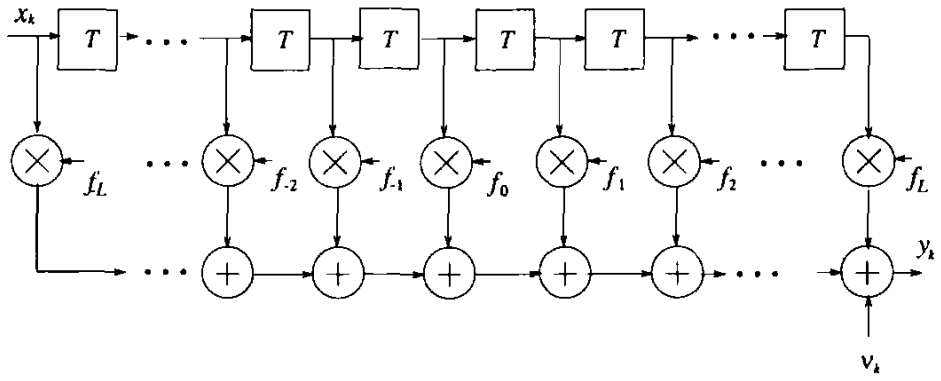


Figure 7.2. Discrete-time model for digital signaling on an ISI channel.

7.9 daki form ISI serbestli geçişin durumu,

$$f_n = \delta_{n0} f_0 \qquad (7.11)$$

Bu durumda

$$y_k = x_k f_0 + \nu_k\ . \qquad (7.12)$$

Bolum 4.2 gosterdi ki, f(t) pulsu $f_n = \delta_{n0} f_0$ esitligini saglar ama sadece ve sadece,

$$F_\Sigma(f) \triangleq \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F\left(f + \frac{n}{T}\right) = f_0\ . \qquad (7.13)$$

Bu sunu gostredi ki, yeterli ve gereklidir ki beslenmiş spektrum $F_\Sigma(f)$ duz olmalıdır. ISI serbestli geçiş için f(t) pulsueşit alanlı sıfır caprazlılarına sahip olan herhangi bir fonksiyon olabilir.

2.1 ALINAN SİNYALLERİN VEKTÖR GÖSTERİMLERİ

Bölüm 5.1 de tartısıldıgı gibi bir Gram-Schmidt ortonrmalizasyonu prosedürü alınan sinyali söyle ifade eddebikmeye yarar;

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{r}_n \varphi_n(t) + \tilde{z}(t) \qquad (7.14)$$

Ancak $\{\varphi_n(t)\}$ formu kompleks ortonormal temel fonksiyonunun bir total kumesi olur ve (0,T) aralıgında ifade edilir ve,

$$\tilde{z}(t) = \tilde{n}(t) - \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{n}_n \ . \qquad (7.15)$$

Daha sonra gosterilebilinir ki;

$$\tilde{r}_k = \sum_n x_n h_{k_n} + \tilde{n}_k \qquad (7.16)$$

Ancak

$$\begin{aligned} h_{k_n} &= \int_0^T h(t - nT)\varphi_k^*(t)dt \\ \tilde{n}_k &= \int_0^T \tilde{n}(t)\varphi_k^*(t)dt \ . \end{aligned} \qquad (7.17)$$

$\tilde{n}_n$ ler sıfır manalı kompleks Gauss rastgele degişkenleri oldugundan ve kovaryans $\frac{1}{2}\mathrm{E}[\tilde{n}_k^*\tilde{n}_m] = N_o\delta_{km}$, , vektör $\tilde{\mathbf{r}} = (\tilde{r}_1, \tilde{r}_2, \cdots, \tilde{r}_N)$ çok degişkenli Gaus dagılımı ise,

$$p(\tilde{\mathbf{r}}|\mathbf{x}, \mathbf{H}) = \prod_{k=0}^{N-1} \frac{1}{2\pi N_o} \exp\left\{ -\frac{1}{2N_o} \left| \tilde{r}_k - \sum_n x_n h_{k_n} \right|^2 \right\} \qquad (7.18)$$

Ancak

$$\mathbf{H} = (\mathbf{h}_0,\ \mathbf{h}_2,\ \ldots,\ \mathbf{h}_{N-1})^T \qquad (7.19)$$

Ve

$$\mathbf{h}_k = (h_{k_0}, h_{k_1}, \ldots, h_{k_L}) \ . \qquad (7.20)$$

3. AWGN İLE ISI KANLLARI İÇİN OPTİMUM ALICILAR

Maksimum benzerlikte olan alıcılar benzer $p(\mathbf{w}\,|\mathbf{x},\,\mathbf{H})$ fonksiyonunu veya log $p(\mathbf{w}|\mathbf{x},\mathbf{H})$ fonksiyonunu maksimize eden x sembol diziine karar verir. X i öyle sec ki;

$$\log p(\mathbf{w}|\mathbf{x},\mathbf{H}) > \log p(\mathbf{w}|\hat{\mathbf{x}},\mathbf{H}) \qquad \forall\, \hat{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x} \ . \qquad (7.21)$$

Bir AWGN kanalı için $p(\mathbf{w}\,|\mathbf{x},\,\mathbf{H})$ 7.18 deki formu alır ve 7.21 deki karar kuralı x i maksimize edecek sekild esecerek,

$$\begin{aligned}
\mu(\mathbf{x}) &= -\sum_{k=0}^{N-1} \left| \tilde{r}_k - \sum_n x_n h_{k_n} \right|^2 \\
&= -\sum_{k=0}^{N-1} |\tilde{r}_k|^2 + \sum_{k=0}^{N-1} \left(\tilde{r}_k^* \sum_n x_n h_{k_n} + \tilde{r}_k \sum_n x_n^* h_{k_n}^* \right) \\
&\quad - \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_n x_n h_{k_n} \right) \left(\sum_m x_m^* h_{m_n}^* \right) \ . \qquad (7.22)
\end{aligned}$$

$\sum_{k=0}^{N-1} |\tilde{r}_k|^2$terimi x den bagımsız oldugundan maksimum benzerlikteki alıcının x i maksimize etmesi icin bu terim yok sayılabilir,

$$\mu(\mathbf{x}) = 2\mathrm{Re}\left\{ \sum_n x_n^* \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{r}_k h_{k_n}^* \right\} - \sum_n \sum_m x_n x_m^* \sum_{k=0}^{N-1} h_{k_n} h_{m_n}^* \qquad (7.23)$$

Ancak Re{z} z nin gercek kısmıdır. Devam edilirse ;

$$\lim_{N\to\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{r}_k h_{k_n}^* = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{r}(\tau) h^*(\tau - nT)\, d\tau = y_n \qquad (7.24)$$

$$\lim_{N\to\infty} \sum_{k=0}^{N-1} h_{k_n} h_{m_n}^* = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau - nT) h^*(\tau - mT)\, d\tau = f_{m-n} \qquad (7.25)$$

Ancak y_n ve f_{m-n} önceden tanımlıdır. $\{y_n\}$ degişkenleri alınan alcak gecişli sinyalin $\tilde{r}(t)$ eşleşmiş filtre $h^*(-t)$ üzerinden gecmesiyle elde edilir. Eşleşmiş filtrenin cıkışındaki T-alanlı filtre dogru zamnlama fazı ve mukemmel sembol senkronizasyonu uyguylanarak elde edilir. $\{f_n\}$ ISI katsayıları diye adlandırılırve $f_n = f^*_{-n}$·özelligine sahiptir. 7.24 7.25 7.23 kullanılarak;

$$\mu(\mathbf{x}) = 2\mathrm{Re}\left\{\sum_n x_n^* y_n\right\} - \sum_n \sum_m x_n x_m^* f_{m-n} \quad . \qquad (7.26)$$

Eşleşmiş filtrenin çıkışındaki gürültü örnekleri 7.8 kullanılarak

$$\nu_n = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(\tau)\tilde{n}(nT+\tau)d\tau \qquad (7.27)$$

Ve onların farklı otokorelasyon fonksiyonu ise;

$$\phi_{\nu\nu}(n) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[\nu_{k+n}\nu_k^*] = N_o f_n \quad . \qquad (7.28)$$

3.1 FARKLI-ZAMANLI BERRAK GÜRÜLTÜ KANALI MODELİ

Gürültü örnekleri arasındaki korelasyon cesitli eşitlikler uygulanırken bazı komplikasyonlara sebep olur. Bu zorlugun üstesinden gelmek için örnek dizin $\{y_n\}$ işletecek gürültü berreklastırıcı filtre lullanılabilir, bunun sonucunda denk bir farlkı zamanlı berrak gürültü kanalı modeli olusur. Böylece f vektörün z-transformu ise;

$$F(z) = \sum_{n=-L}^{L} f_n z^{-n} \quad . \qquad (7.29)$$

$f_n = f^*_{-n}$· özelligi kullanılarak;

$$F^*(1/z^*) = F(z) \quad . \qquad (7.30)$$

Böylece F(z) nin 2L kökü vardır denir ve faktoriasyonu ise

$$F(z) = G(z)G^*(1/z^*) \qquad (7.31)$$

Ancak $G(z)$ ve $G^*(1/z^*)$ karsılıklı eslenik koku olan L derece polinomlarıdır. $G^*(1/z^*)$kokleri icin 2^L olası secenek vardır ve herbirisi gürültü berraklastırma filtresi için yeterlidir. Halbuki, RSSE ve DDFSE gibi bazı esitleme teknikleri minimum faza sahip bütün $G(z)$ cevaplarının polinomları için gereklidir. Bu defa, sadece minimum faza sahip tek $G(z)$ secebiliriz. $G(z)$ nin bu secimi ile gürültü

berraklastırma filtresi 1/G*(1/z*) duragan ve nedensiz bir filtre olur. Pratikte, sebepsiz gürültü berraklastırma filtresi uygun bir gecikme kullanılarak uygulanabilir. Eger toplam cevap $G(z)$mınımum faza ihtiyac duymuyorsa minimum faz elde edilmesi için $G^*(1/z^*)$ secilir. Bu secim gürültü berraklastırma filtresi 1/G*(1/z*) nin hem nedenli hem de duragan olmasını saglayacaktır.

Gürültü berraklastırma filtresinin herhangi secimi için filtre çıkışı

$$\begin{aligned} V(z) &= \left(X(z)F(z) + \nu(z) \right) \frac{1}{G^*(1/z^*)} \\ &= X(z)G(z) + \nu(z)\frac{1}{G^*(1/z^*)} \ . \end{aligned} \qquad (7.32)$$

7.28 kullanılarak, giriş gürültüsünün gürültü berraklastırma filtresi üzerindeki güç spektral yogunlugu ise

$$S_{\nu\nu}(f) = N_o F(e^{j2\pi fT}) \ , \qquad |f| \leq \frac{1}{2T} \ . \qquad (7.33)$$

Büylece, giriş gürültüsündeki gürültü berraklastırma filtresinin güç spektral yogunlugu ise

$$\begin{aligned} S_{\eta\eta}(f) &= N_o \frac{F(e^{j2\pi fT})}{|G^*(e^{j2\pi fT})|^2} \\ &= N_o \frac{G(e^{j2\pi fT})G^*(e^{j2\pi fT})}{G(e^{j2\pi fT})G^*(e^{j2\pi fT})} \\ &= N_o \ , \qquad |f| \leq \frac{1}{2T} \end{aligned} \qquad (7.34)$$

Bu daha berrak oldu. yukarıdaki gelişmeler fig 7.3 deki sistemin fig 7.4 de gösterilen eş farklı zamanlı berrak gürültü kanal modeli ile beraber geliştirildigini goslerir. Gürültü beraklastırma filtresinin cıkışındaki farklı zamanlı örnekler

$$v_k = \sum_{n=0}^{L} g_n x_{k-n} + \eta_k \ . \qquad (7.35)$$

ise; ,

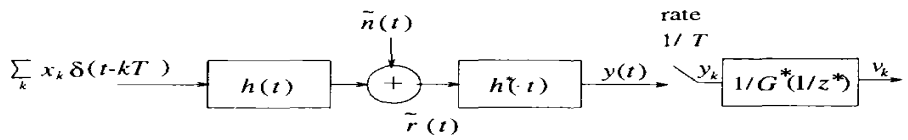


Figure 7.3. Block diagram of system that implements a filter matched to $h(t)$ followed by a discrete-time noise whitening filter.

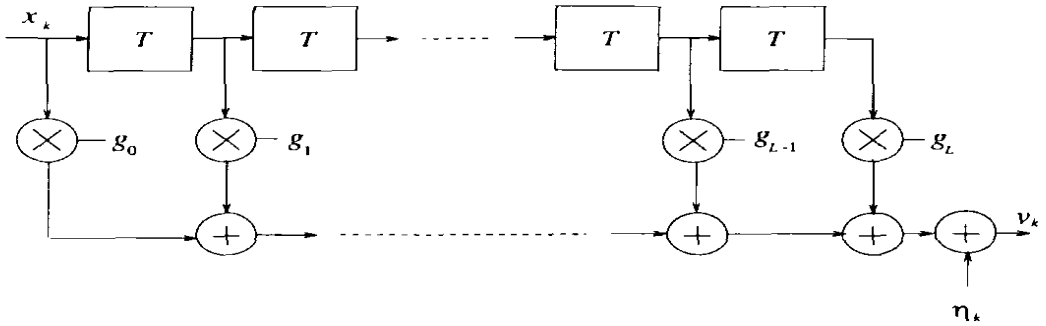


Figure 7.4. Discrete-time white noise channel model.

Bunu takiben efektif toplam kanal impuls cevabı, kanal vektör yardımı ile tanımlanabilir

$$\mathbf{g} = (g_0,\ g_1, \ldots,\ g_L)^T \quad . \tag{7.36}$$

Gurultunun enerjiye oranı sembolik olarak ise

$$\gamma_s = \frac{E}{N_o} = \frac{\mathrm{E}[|x_k|^2] \sum_{i=0}^{L} |g_i|^2}{2N_o} \tag{7.37}$$

Ve bitsel enerjinin gurultuye oranı ise $\gamma_b = \gamma_s / \log_2$ M ancak M ise modulasyon alfabesi ölçüsüdür.

3.1.1 ÇEŞİTLEME İLE ZAMANA BAGIMLI KANALLAR

D-kollu çesitleme ile zamana bagımılı kanallar için, buna baglı farklı zamanlı barrak gürültü kanal modeli fig 7.5 de gosterilmiştir. Tam k devrinde cesitleme kanalı d ile ilintili en iyi kazanım bir vektör ile tanımlanabilir;

$$\mathbf{g}_d(k) = (g_{0,d}(k),\ g_{1,d}(k),\ \ldots\ g_{L,d}(k))^T \tag{7.38}$$

$\{g_{i,d}(k)\}$ ise farklı zamanlı komleks Gauss rastgele işlemidir öyleki, bu genelliklekovaryans matriks ile ilişkilidir.

$$\Phi_{\mathbf{g}_d}(m) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[\mathbf{g}_d(k+m)\mathbf{g}_d^H(k)] \qquad (7.39)$$

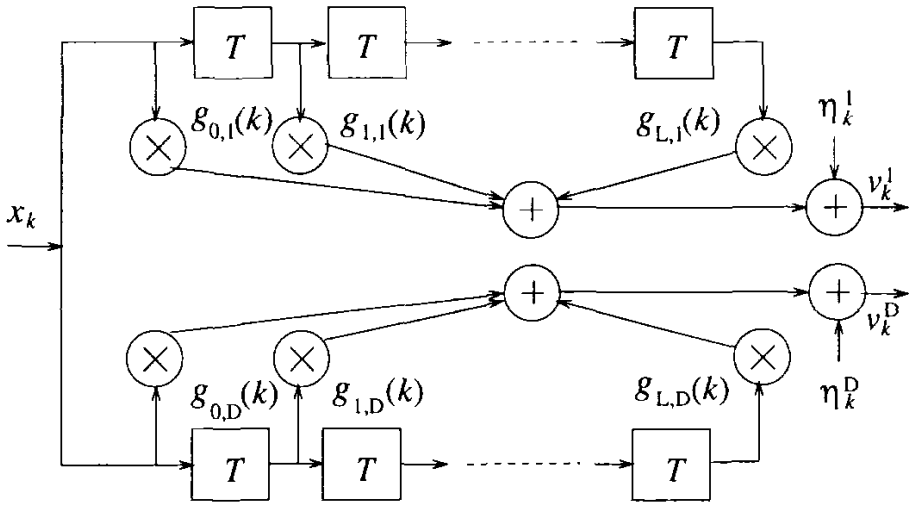


Figure 7.5. Discrete-time white noise channel model with D-branch diversity, from [300].

Ancak H Hermit gecişpozisyonunu gosterir. Tam k devirinde d kolundaki alınan örnek ise

$$v_{k,d} = \sum_{i=0}^{L} g_{i,d}(k)x_{k-i} + \eta_{k,d} \quad . \qquad (7.40)$$

$\eta_{k,d}$ varyansı $\frac{1}{2}\mathrm{E}[|\eta_{k,d}|^2] = N_o$. kompleks sıfır manalı Gauss gurultu orneklerinden bagımsızdır. Ortalama alınan enerjinin gurultuye oranı d kolunda;

$$\bar{\gamma}_s^d = \frac{\bar{E}}{N_o} = \frac{\mathrm{E}[|x_k|^2]\sum_{i=0}^{L}\mathrm{E}[|g_{i,d}|^2]}{2N_o} \quad . \qquad (7.41)$$

Cogu zaman, kollar oyle ayarlanır ki $\bar{\gamma}_s^d = \bar{\gamma}_s,\ d = 1, \ldots, D.$. Ortalama alınankolun bitsel enerj gürültü oranı ise $\bar{\gamma}_c = \bar{\gamma}_s/\log_2 M.$ olur.

3.1.2 T/2-ALANLI ALICI

Pratikte eşleşmiş filtre çıkışları genellikle zamanlama bilgisini olusturmak ve zamanlama hatalarını azaltmak amacı için cokca kullanılır. Bu bölümün degişik yerlerinde düşünülecek bir önemli örnek alıcı filtre cıkısı y(t)nin 2/T oranında örneklenmesi olacaktır. Bu sekilde total impuls kanal cevabı ve ornekleme bir T/2 alanlı farklı zamanlı transversal filtre ile gosterilebilir ve katsayıları ise

$$\mathbf{f}^{(2)} = (f_{-2L}^{(2)}, f_{-2L+1}^{(2)}, \cdots, f_{-1}^{(2)}, f_0^{(2)}, f_1^{(2)}, \cdots, f_{2L-1}^{(2)}, f_{2L}^{(2)}) \quad . \quad (7.42)$$

Ancak $(\cdot)^{(2)}$ 2/T oranını göstreir. Eger boyle olursa 7.42 deki orneklemedogru zamanlama fazı ile elde edilir. $f_n^{(2)} = f(nT/2)$, sonra,

$$\begin{aligned} \mathbf{f} &= (f_{-L}, f_{-L+1}, \cdots, f_{-1}, f_0, f_1, \cdots, f_{L-1}, f_L) \qquad (7.43) \\ &= (f_{-2L}^{(2)}, f_{-2L+2}^{(2)}, \cdots, f_{-2}^{(2)}, f_0^{(2)}, f_2^{(2)}, \cdots, f_{2L-2}^{(2)}, f_{2L}^{(2)}) \end{aligned}$$

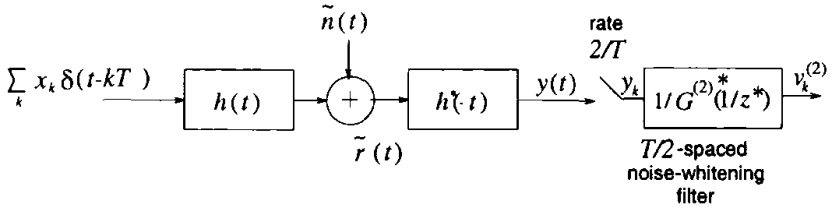


Figure 7.6. Block diagram of system that implements a filter matched to $h(t)$ followed by a $T/2$-spaced sampler and a $T/2$-spaced noise whitening filter.

Ancak $f_n^{(2)} = \left(f_{-n}^{(2)}\right)^*$ ve $f_n = f_{2n}^{(2)}$. Zamanlama faz duyarlılıgı için daha fazla bilgi 7.4 de verilecektir.

Eşleşmiş filtre cıkısındaki T/2 alanlı gürültü örneklerinin otokorelasyonları

$$\phi_{\nu\nu}(n) = N_o f_n^{(2)} \quad . \qquad (7.44)$$

Gösterilişi $F^{(2)}(z)$, şeklinde olan $\mathbf{f}^{(2)}$,nin z-transformunun 4L koku vardır ve faktorizasyonu ise

$$F^{(2)}(z) = G^{(2)}(z)(G^{(2)}(1/z^*))^* \qquad (7.45)$$

Ancak $G^{(2)}(z)$ve $(G^{(2)}(1/z^*))^*$ eşlenik karsılıklı kokleri olan 2L dereceli polinomlardır. T/2 alanlı coralasyonlu gürültü örnekleri transfer fonksiyonu $1/(G^{(2)}(1/z^*))^*$. olan filtre kullanılarak berraklastırılabilir. Bir kez daha soylemek gerekirse, $(G^{(2)}(1/z^*))^*$butun kokleri duragan ve nedenli gürültü berraklastırıcıfiltre olusturan cember içinde oldugundan iyi bir secim olur. Diger taraftan, total cevabı $G^{(2)}(z)$minimum faz olusturmak için gerektiginde secebiliriz. Gürültü berraklastırıcı filtrenin çıkışı ise

$$v_n^{(2)} = \sum_{k=0}^{2L} g_k^{(2)} x_{n-k}^{(2)} + \eta_n^{(2)} \qquad (7.46)$$

Ancak $\{\eta_n^{(2)}\}$ bir T/2 alanlı berrak Gauss gürültü dizinidir varyansu $\frac{1}{2}\mathrm{E}[|\eta_n^{(2)}|^2] = N_o$ ve $\{g_n^{(2)}\}$ T/2 alanlı farklı zamanlı transversal filtrenin katsayıları ve transfer fonksiyonu ise $G^{(2)}(z)$. dır. $\{x_n^{(2)}\}$ dizini baglı olan T/2 alanlı giris sembol dizinidir ve

$$x_n^{(2)} = \begin{cases} x_{n/2}\,, & n = 0, 2, 4, \ldots \\ 0\,, & n = 1, 3, 5, \ldots \end{cases} \tag{7.47}$$

Total sistem ve denk farklı zamanlı model sırasıyla 7.6 ve 7.7 de gosterilmiştir

Karsılastırmalı olarak 7.31 ve 7.45 e bakarsak,

$$\sum_{k=0}^{2L} |g_k^{(2)}|^2 = \sum_{k=0}^{L} |g_k|^2 = f_0^{(2)} = f_0 \ . \tag{7.48}$$

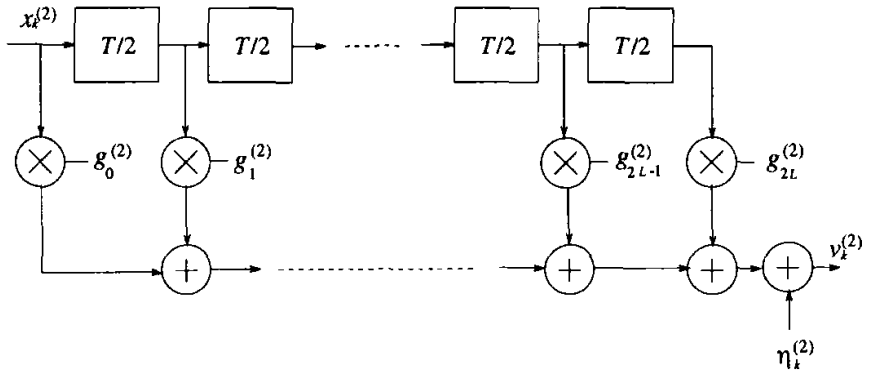


Figure 7.7. Discrete-time white noise channel model with rate $2/T$ sampling.

Dikat edilecek olursa $v_{2n}^{(2)}$ ve $v_{2n+1}^{(2)}$ nth alıcı bandına denk gelir öyleki

$$v_{2n}^{(2)} = \sum_{k=0}^{L} g_{2k}^{(2)} x_{n-k} + \eta_{2n}^{(2)} \tag{7.49}$$

$$v_{2n+1}^{(2)} = \sum_{i=0}^{L-1} g_{2k+1}^{(2)} x_{n-k} + \eta_{2n+1}^{(2)} \ . \tag{7.50}$$

Son olarak, 7.35 ve 7.50 karsılastırılırsa $v_{2n}^{(2)}$ nin v_n ye herzaman esit olmadıgını goruruz cunku T/2 alanlı örnekleri berraklastırmak için farklı gütrültü berraklastırıcı filtre kullanılmıştır.

4. SEMBOL – SEMBOL DENGELEYİCİLER (EKOLAYZER)

Sembol-sembol dengeleyicilerin iki geniş kategorisi var, cizgisel yonlendirilmiş dengeleyiciler ve cizgisel olmayan karar geri donusum mekanizmalı dengeleyiciler. Fig 7.8 de göstreildigi gibi cizgisel yonlendirilmiş dengeleyicileruyumlu baş katsayıları olan transversal filtrekeri içerir. Dengeleyicilerin baş katsayılar kolon vektorlerle gostreilir,

$$\mathbf{c} = (c_0,\ c_1,\ \cdots,\ c_{N-1})^T \qquad (7.51)$$

Ancak N dengeleyicilerin baş numaralarıdır. Dengeleyicilerin cıkış dizini $\{v_n\}$, olan berraklasmış eşleşmiş filtre yardımıyla duzenlenmiş ise dengeleyicinin cıkısı

$$\tilde{x}_n = \sum_{j=0}^{N-1} c_j v_{n-j} \qquad (7.52)$$

Ancak v_n 7.35 de gostreildigi gibidir. Dengeleyici cikisi $\tilde{x}_k$ en yakın öklit uzunlugu bilgisi sembolu olarak $\tilde{x}_k$ formunu olusturmak için kullanılır.

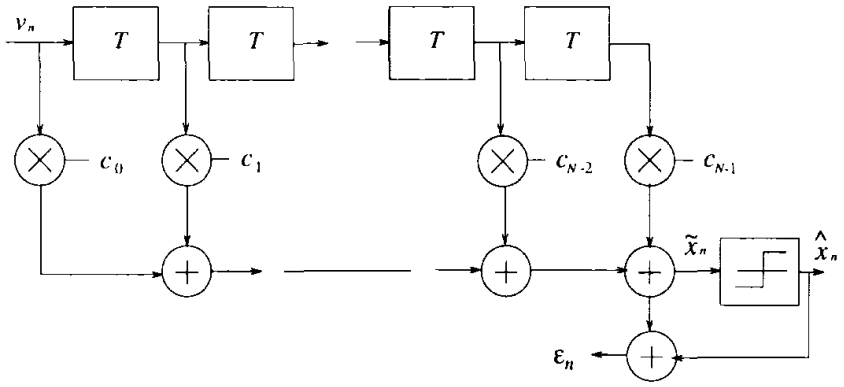


Figure 7.8. Linear transversal equalizer with adjustable T-spaced taps.

Total farklı zamanlı berrak gürültü kanallarının ve dengeleyicinin bir örnek impuls cevabı asagıdaki gibi olan tek filtre ile gosterilebilecegini gozlemleyelim;

$$\boldsymbol{q} = (q_0, q_1,\ \cdots,\ q_{N+L-1})^T \qquad (7.53)$$

Ancak

$$q_n = \sum_{j=0}^{N-1} c_j g_{n-j} = \mathbf{c}^T \mathbf{g}(n) \qquad (7.54)$$

Beraberinde,

$$\mathbf{g}(n) = (g_n, g_{n-1}, g_{n-2}, \ldots, g_{n-N+1})^T \qquad (7.55)$$

Ve $g_i = 0, i < 0, i > L.$. burda q, g ve c nin farklı kıvrımlarıdır.

En biyik genligin g elemanı g_{d_1} olsun. Gürültü berraklastırma filtresinin herhangi bir secimi mınımum fazı $d_1 \neq 0.$ olan total transfer fonksiyonu G(z) ile sonuclanmayacaktır. Aynı zamanda dengeleyicinin baş numaraları $N = 2d_2 + 1$ esitliyici ve d_2 bir tamsayıdır. mukemmel dengelemenin anlamı ise

$$\boldsymbol{q} = \mathbf{e}_d = (\underbrace{0,\ 0,\ \ldots,\ 0}_{d-1 \text{ zeroes}},\ 1,\ 0,\ \ldots,\ 0,\ 0)^T \qquad (7.56)$$

Ancak d-1 sıfırlar “1” i gosterir ve d toplam gecikmeyi gosteren tamsayıdır. Ne yazıkki mukemmel dengelemenin olusması zordur ve herzaman mukemmel performans gostermez.

4.1 ÇİZGİSEL DENGELEYİCİ

4.1.1 SIFIR-ZORLAMA(ZF)

Sıfır zorlama dengeleyici ile baş katsayılar c dengelenmiş kanalın uç bozukluklarını minimize etmek için secilir ve

$$D_{\mathrm{p}} = \frac{1}{|q_d|} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq d}}^{N+L-1} |q_n - \hat{q}_n| \qquad (7.57)$$

Ancak $\hat{\boldsymbol{q}} = (\hat{q}_0, \ldots, \hat{q}_{N+L-1})^T$ arzulanan dengelenmiş kanaldır ve gecikme d bir pozştşf tamsayı olur ki degeri $d = d_1 + d_2$ [59]. şanslı olarak dengeleme olmadan başlangıc bozuklugu birden az olur.

$$D = \frac{1}{|g_{d_1}|} \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq d_1}}^{L} |g_n| < 1 \,, \qquad (7.58)$$

Sonra D_p N bas degerleriyardımıyla minimize edilir ve hemen sonucunda ise $q_j = \hat{q}_j$ for $d - d_2 \leq j \leq d + d_2$·. Halbuki dengelemeden önceki baslangıc bozuklugu birden buyuk olur ve ZF kriteri uc bozuklugunu minimize etmeyi garantilemez. Bu durumda $\hat{\boldsymbol{q}} = \mathbf{e}_d$dengelenmiş kanalı ise

$$\boldsymbol{q} = (q_0, \ldots, q_{d_1-1}, 0, \ldots, 0, 1, 0, \ldots, 0, q_{d_1+N}, \ldots, q_{N+L-1})^T \,. \qquad (7.59)$$

Bu durumda dengeleyici sıfırlarıdengelenmiş kanalın içine dogru zorlar ve sonucta, sıfır zorlama dengeleyici ismini alır.

Dengeleyici Baş Çözümü. Bilinen bir kanal impuls cevabı için, ZF dengeleyicinin baş kazancı çizgisel denklemlerin basit ve direk çözünleri ile bulunabilir. Bunu yapabilmek için matriks su forma gelir,

$$\mathbf{G} = [\mathbf{g}(d_1), \ldots, \mathbf{g}(d), \ldots, \mathbf{g}(N + d_1 - 1)] \qquad (7.60)$$

ve vektör

$$\tilde{\boldsymbol{q}} = (\hat{q}_{d_1}, \ldots, \hat{q}_d, \ldots, \hat{q}_{N+d_1-1})^T \,. \qquad (7.61)$$

Sonra optimal baş kazancın vektörü $\mathbf{c}_{\text{op}}$, ise saglar ki,

$$\mathbf{c}_{\text{op}}^T \mathbf{G} = \tilde{\boldsymbol{q}}^T \longrightarrow \mathbf{c}_{\text{op}} = (\mathbf{G}^{-1})^T \tilde{\boldsymbol{q}} \,. \qquad (7.62)$$

4.1.2 MİNİMUM ORTALAMA HATA KARESİ

Minimum ortalama hata karesi (MMSE) ZF dengeleyicisine göre performans ve yakınsaklık özellikleri bakımından daha dirençli ve üstündür. Vektörü tanımlayacak olursak

$$\mathbf{v}_n = (v_n, \; v_{n-1}, \; \ldots, \; v_{n-N+1}) \qquad (7.75)$$

Dnegeleyicinin (7.52) verimi şöyle ifade edilebilir,

$$\tilde{x}_n = \mathbf{c}^T \mathbf{v}_n = \mathbf{v}_n^T \mathbf{c} \ . \qquad (7.76)$$

MMSE dengeleyicisi ortalama hata karesini azaltmak için baş katsayılarını ayarlar,

$$\begin{aligned} J &\triangleq \mathrm{E}[|x_{n-d} - \tilde{x}_n|^2] \\ &= \mathrm{E}\left[\mathbf{c}^T \mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^H \mathbf{c}^* - 2\mathrm{Re}\{\mathbf{v}_n^H \mathbf{c}^* x_{n-d}\} + |x_{n-d}|^2\right] \ . \end{aligned} \qquad (7.77)$$

Dengeleyici Baş Çözümü. Dengeleyici baş çözümü eger kanal impuls cevabı biliniyorsa,optimum dengeleyici katsayıları direk çözümle bulunabilir,

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_v &\triangleq \mathrm{E}[\mathbf{v}_n \mathbf{v}_n^H] \\ \mathbf{v}_x^H &\triangleq \mathrm{E}[\mathbf{v}_n^H x_{n-d}] \end{aligned} \qquad (7.78)$$

Ancak $\mathbf{M}_v$, $N \times N$ ninhermit matriksidirve $\mathbf{v}_x$ uzunlugu N olan bir kolon vektörüdür. Bu tanımları kullanarak ve $\mathrm{E}[|x_{n-d}|^2] = 1$, farzederek ortalama hata karesi,

$$J = \mathbf{c}^T \mathbf{M}_v \mathbf{c}^* - 2\mathrm{Re}\{\mathbf{v}_x^H \mathbf{c}^*\} + 1 \ . \qquad (7.79)$$

Ortalama hata karesini azaltan c baş vektörü $\nabla_{\mathbf{c}} J$gradyanını sıfıra eşitleyerekelde edilebilir.

$$\nabla_{\mathbf{c}} J = \left(\frac{\partial J}{\partial c_0}, \cdots, \frac{\partial J}{\partial c_{N-1}}\right) = 2\mathbf{c}^T \mathbf{M}_v - 2\mathbf{v}_x^H \ . \qquad (7.80)$$

$\nabla_{\mathbf{c}} J = 0$ ayarlaması sonucunda,

$$\mathbf{c}_{\mathrm{op}} = (\mathbf{M}_v^T)^{-1} \mathbf{v}_x^* \ . \qquad (7.81)$$

$(\mathbf{A}^{-1})^T = (\mathbf{A}^T)^{-1}$ özdesliğini kullanarak ve $\mathbf{M}_v$yi Hermit sayarak minimum ortalama hata karesi,

$$\begin{aligned} J_{\min} &= \mathbf{c}_{\mathrm{op}}^T \mathbf{M}_v \mathbf{c}_{\mathrm{op}}^* - 2\mathrm{Re}\{\mathbf{v}_x^H \mathbf{c}_{\mathrm{op}}^*\} + 1 \\ &= 1 - \mathbf{v}_x^H \mathbf{M}_v^{-1} \mathbf{v}_x \ . \end{aligned} \qquad (7.82$$

Bütün kanal ve dengeleyici(7.53) onu takipedenimpuls cevabı q ile tek bir filtre olarak gösterilebildiginden MMSE şöyle ifade edilebilir,

$$J_{\min} = \|\mathbf{q} - \hat{\mathbf{q}}\|^2 + N_o \|\mathbf{c}\|^2 \ . \qquad (7.83)$$

MSE Dengeleyicisinin Performansı. Sonsuz sayılar tasıyan başlara sahip olan bir MSE dengeleycisinin performansı bazı yararlı sezgiler saglar. Bu defa,

$$\begin{aligned} \mathbf{c} &= (c_{-\infty}, \ldots, c_0, \ldots, c_{\infty}) \\ \mathbf{v}_n &= (v_{n+\infty}, \ldots, v_n, \ldots, v_{n-\infty}) \ . \end{aligned}$$

Sonsuz sayı dengeleyici d gecikmesi olakalsız oldugundan d=0 secebiliriz

$$\mathrm{E}[x_n v_{n-j}^*] = \begin{cases} g_{-j}^* & , \ -L \le j \le 0 \\ 0 & , \ \text{otherwise} \end{cases} \qquad (7.87)$$

$\mathbf{c}^T \mathbf{M}_v = \mathbf{v}_x^H$ vektörünün en iyi baş kazancının dengesi şöyle yazılabilir,

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i \left(f_{j-i} + N_o \delta_{ij}\right) = g_{-j}^* \qquad -\infty < j < \infty \ . \qquad (7.88)$$

(7.88) in her iki tarafınn z-transformunu alırsak

$$C(z) \left(G(z) G^*(1/z^*) + N_o \right) = G^*(1/z^*) \qquad (7.89)$$

Ve bu yüzden,

$$C(z) = \frac{G^*(1/z^*)}{G(z) G^*(1/z^*) + N_o} \ . \qquad (7.90)$$

Gürültü berraklastırıcı filtre $1/G^*(1/z^*)$ içeren MSE dengeleyici eşitligi,

$$C'(z) = \frac{1}{G(z) G^*(1/z^*) + N_o} = \frac{1}{F(z) + N_o} \ . \qquad (7.91)$$

Paydadaki N_o gürültü terimi hariç $C'(z)$ ni ZF dengeleyicisi ile ayn sekilde sahip olduguna dikkat ediniz Açıkca ZF ve MSE kriterleri gürültünün yoklugunda aynı çözüme ulasırlar. Performansın en anlamlı çozumu bit hata olasılıgıdır. Ne varki bircok dengeleyici teknikleri için bit hata olasılıgı dengeleyici katsayılarının yuksek bir dogrusal olmayan fonksiyonudur Bir ihtimalde sonsuz uzunluk MMSE dengeleyicisinin MMSE sini degerlendirirç

$$\begin{aligned} J_{\min} &= 1 - \frac{1}{T} \int_{-1/2T}^{1/2T} \frac{F_\Sigma(f)}{F_\Sigma(f) + N_o} df \\ &= T \int_{-1/2T}^{1/2T} \frac{N_o}{F_\Sigma(f) + N_o} df \ . \qquad (7.92) \end{aligned}$$

Dikkat ediniz$0 \leq J_{\min} \leq 1,$ ve $J_{\min} = 0$ hiç ISI ve gürültü olmadıgından katlanmıs spektrum $F_{\Sigma}(f)$ spektral null olarak ortaya cıktıgında dogrusal dengeleme tekniklerinin verimlilik için bir başka yararlı ölçümü sinyal gürültü artı parazit dengesidir ve şöyle tanımlanır,

$$\text{SNIR} = \frac{|q_d|^2}{\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq d}}^{N+L-1} |q_j|^2 + N_o \sum_{j=0}^{N-1} |c_j|^2} \quad . \qquad (7.93)$$

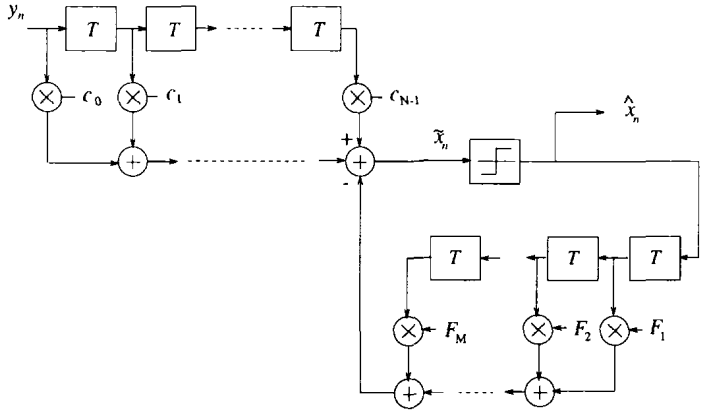


Figure 7.9. Decision feedback equalizer.

MSE dengeleyicisi gürültünün etkilerini karsılamasına ragmen dengeleyicini uretimindeki gürültü iyilestirmesi yuzunden keskin ISI yada spektral bosluklu kanllarda tatmin edici bir performans elde edilememektedir. Dogrusal dengeleyicide başkabir problemde data modu boyunca dengeleyicinin adaptasyonudur. Bu problem özellikle trellis kodlu modulleri kullanan sistemlerde ortaya cıkar. Çunku sinyal toplulugundaki kutuplararasındaki azaltılan ayrım yuzunden dngeleyici ve baglı kararlar bu kodsuz sistemlere karsı az guvenilirve daha dusuktur. Bu problem periyodik deneme modlarında dengeleyici çıkımların bir araya gelmesine izin verildigi yerlerde periyodik denem kullanılarak kısmen asılabilir. Dengeleyici biraraya geldiginde ses bandı data kanalları gibiayarlanmıs kanallar yda cok yavas degişimli kanallar için uygundur.

4.2 KARAR DÖNÜT DENGELEYİCİLERİ (DFE)

Dogrusal dengeleyicilerin performansını azlatan gürültü iyileştirmesinin zararlı etkileri dogrusal olmayan karar dönut dengeleyicisi kullanılarak azaltılabilir. DFE ileir beslemeli bolum ve donut bolumu olarak iki bolumden olusur. Tipik bir DFE şekil 7.9 da gosterilmiştir. DFE dogrusal degildir. Çunku donut yolu bir karar aygıtı içerir. İleri beslemeli bolum daha once bahsedilen ileri dogrusal dengeleyicinin yapısına benzer bir yapıya sahiptir ve amacı oncul ISI yı azaltmaktır. Sonra tartısılacak sebeblerden dolayı ileri beselemeli filtreye olan gurultu girişi eşlenen filtrenin örneklenen ürünüdür. Ayrı bir gürültü berraklastırma filtresi bu durumda kullanılmaz. Dengeleyici ürünler hakkında verilen kararlar bu sembollerin verilmesiyle ISI yı tahmın etmek için kullanılan donut filtresiyle yayılır. Donut filtresinin katsayıları DFE nin ileri bolumlerinide içeren sistem impuls cevap ucunun örneklenmiş impuls cevabıdır.

DFE nin çıkışı,

$$\tilde{x}_n = \sum_{i=0}^{N-1} c_{N-1-i} v_{n+i} - \sum_{i=1}^{M} F_i \hat{x}_{n-i} \qquad (7.94)$$

$\{c_i\}$Ve $\{F_i\}$ ileri beslemenin katsayıları oldugunda ve donut filtreleri ayrı ayrı ve $\{\hat{x}_i\}$ bir önceki algılanan sembollerin ardısımı oldugunda. Bütün kanal ve dengeleyicinin ileri besleme bölumunun 7.53 deki örneklenen impuls cevap ile gosterilebilecegini hatırlayın. 7.35 kullanlarak DFE çıkışı,

$$\begin{aligned}
\tilde{x}_n &= \sum_{i=-L}^{N-1} q_{N-1-i} x_{n+i} - \sum_{i=1}^{M} F_i \tilde{x}_{n-i} + n_n \\
&= x_n q_{N-1} + \sum_{i=1}^{M} (x_{n-i} - \tilde{x}_{n-i})\, q_{N-1+i} + \sum_{i=1}^{M} (q_{N-1+i} - F_i) \tilde{x}_{n-i} \\
&\quad + \sum_{i=1}^{N-1} q_{N-1+i} x_{n+i} + \sum_{i=M+1}^{L} q_{N-1+i} x_{n-i} + n_n \qquad (7.95)
\end{aligned}$$

Tercıhen secilecek,

$$F_i = q_{N-1+i} = \mathbf{c}^T \mathbf{g}_{N-1+i}, \quad i = 1, 2, \ldots, M \qquad (7.96)$$

Oyleyse ikinci toplamalı saglama sıfırdır ve dogru kararlar verilirse birinci toplamalı saglama sıfırdır. O zaman,

$$\tilde{x}_n = x_n q_{N-1} + \sum_{i=1}^{N-1} q_{N-1+i} x_{n+i} + \sum_{i=M+1}^{L} q_{N-1+i} x_{n-i} + n_n \ . \qquad (7.97)$$

Esitlik 7.97 deki 1. Ve 2. Toplamalı saglamalar ayrı ayrı ileri beslemeli ve donut filtreleriyle ilişkilendirilen artık ISI dır. Donut katsayıları $L \leq M.$ ise bir onceki algılanan sembollerden ISI nın tamamen yerdegstirmesiyle sonuclanır.

Dengeleyici Baç Çözümü. $\{c_i\}$Ve $\{F_i\}$ kaysayıları bazen MMSE-DFE olarak adlandırılan ortalama hata karesiniazaltmak için aynı anda ayarlanabilir. Tanım olarak,

$$\begin{aligned}
\mathbf{c} &= (c_0, c_1, \ldots, c_{N-1})^T && (7.98) \\
\mathbf{y}_n &= (y_{n+N-1}, y_{n+N-2}, \ldots, y_n)^T && (7.99) \\
\hat{\mathbf{x}}_n &= (\hat{x}_{n-1}, \hat{x}_{n-2}, \ldots, \hat{x}_{n-M})^T && (7.100) \\
\mathbf{F} &= (F_1, F_2, \ldots, F_M)^T && (7.101)
\end{aligned}$$

Ve

$$\tilde{\mathbf{c}} = (\mathbf{c}^T, \mathbf{F}^T)^T \qquad (7.102)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_n = (\mathbf{y}_n^T, \hat{\mathbf{x}}_n^T)^T \qquad (7.103)$$

Daha sonra MMSE için

$$\begin{aligned} J &= \mathrm{E}[|x_n - \tilde{x}_n|^2] \\ &= \mathrm{E}\left[\tilde{\mathbf{c}}^T \tilde{\mathbf{y}}_n \tilde{\mathbf{y}}_n^H \tilde{\mathbf{c}}^* - 2\mathrm{Re}\{\tilde{\mathbf{y}}_n^H \tilde{\mathbf{c}}^* x_n\} + |x_n|^2\right] . \end{aligned} \qquad (7.104)$$

Esitlikler 7.104 ve 7.77 aynı sekilde oldugu için bas cozumu elde etmek için tanım olarak,

$$\tilde{\mathbf{M}}_y \triangleq \mathrm{E}[\tilde{\mathbf{y}}_n \tilde{\mathbf{y}}_n^H] \qquad (7.105)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_x^H \triangleq \mathrm{E}[\tilde{\mathbf{y}}_n^H x_n] \qquad (7.106)$$

$$\tilde{\mathbf{c}}_{\mathrm{op}} = (\tilde{\mathbf{M}}_y^T)^{-1} \tilde{\mathbf{y}}_x^* . \qquad (7.107)$$

Uyarlanır Çözüm. DFE nin ileri besleme baslarını ayarlanabilmek için ,

$$c_j^{n+1} = c_j^n + \alpha \epsilon_n v_{n+j}^* \qquad j = 0, \ldots, N-1 \qquad (7.108)$$

Donut katsayılarını ayarlayabilmek için

$$F_j^{n+1} = F_j^n + \alpha \epsilon_n \hat{x}_{n-j}^* \qquad j = 1, \ldots, M . \qquad (7.109)$$

Bunun istenilen sonuca ulastırdıgını gorerek, $\nabla_{\mathbf{c}} J = 2\mathrm{E}[\epsilon_n \tilde{\mathbf{v}}_n^H] = \mathbf{0}$ gozlemlenmeli ve,

$$\mathrm{E}[\epsilon_n v_{n+j}^*] = 0, \quad j = 0, \ldots, N-1 \qquad (7.110)$$

$$\mathrm{E}[\epsilon_n x_{n-j}^*] = 0, \quad j = 1, \ldots, M . \qquad (7.111)$$

DFE nin Performansı. DFE nin donut bolumu ileri filtrenin çıkısındaki arka imlec kalan ISI yı bertaraf ettigi için bir sonsuz uzunluk DFE sindeki ileri filter için en iyi yerlesimin minimum fazlı cevaplı (274) butun kanalları sonuc veren sabit, nedenli olmayan gürültü berraklastırıcı filtre ile aynı oldugu acıktır. Sonsuz uzunluk DFE si için MMSE (289) daki,

$$J_{\min} = \exp\left\{T \int_{-1/2T}^{1/2T} \ln\left[\frac{N_o}{F(e^{j2\pi fT}) + N_o}\right] df\right\} \qquad (7.112)$$

Ancak $0 \leq J_{\min} \leq 1$.

4.3 SEMBOL-SEMBOL DENGELEYİCİLERİN KARSILASTIRILMASI

Çeşitli sembol-sembol dengeleyiciler için tipik kalıcı durum performansı simdilerde tanımlandı. Cizdigimiz Fig 7.10 da gostreilen durgun ISI uzerindeki 4-PSK modulasyonunu dikkate alın,

$$F(e^{j2\pi fT}) = G(e^{j2\pi fT})G^*(e^{j2\pi fT}) \quad .$$

Kanal A bir (363) lü bakır esli telefon kanalı sarılmıs 11-baslı tipik data kalitesidir.

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_A \;=\; & (0.0000 + j0.0000,\ 0.0485 + j0.0194, \qquad (7.113) \\ & 0.0573 + j0.0253,\ 0.0786 + j0.0282,\ 0.0874 + j0.0447, \\ & 0.9222 + j0.3031,\ 0.1427 + j0.0349,\ 0.0835 + j0.0157, \\ & 0.0621 + j0.0078,\ 0.0359 + j0.0049,\ 0.0214 + j0.0019) \ . \end{aligned}$$

Kanal B ve C ise,

$$\mathbf{g}_B \;=\; (0.407,\ 0.815,\ 0.407) \qquad (7.114)$$

$$\mathbf{g}_C \;=\; (0.227,\ 0.460,\ 0.688,\ 0.460,\ 0.227) \ . \qquad (7.115)$$

Kanal B ve C nin siddeti ISI ları vardır yayındaki spektral bosluk yuzunden kanal C ile beraber en kotu spektral karaktere sahiptir.

Sekil 7.11 kanal A için dogrusal ZF ve MMSE dengeleyicilerinin performansını gosterir. Dengeleyicilerin 21 başı vardır ve bu bas kazançları bir onceki bahsedilen tekrarlayıcı teknikleri kullanılarak elde edilir. Dogrusal ZF ve MMSE dengeliyicileri kanal A için hemen hemen aynı performanstadırlar.

Sekil 7.12 kanal B nin performansını gosteriyor. Dogrusal denklestirmeyle en iyi bas agırlıkları bilinen bir kanal cevabı sanan direkt cozumden elde edilir. Kesinlikle dogrusal ZF dengeleyicisi kanal B için uygun degildir ve dogrusal MMSE dengeleyicisi daha iyi performans gostermez. 11-başlı ileri bolumlu ve 10-baslı donut bolumlu dogrusal olmayan MMSE-DFEnin performansı ayrıca gostreilmiştir. Dogrusal omayan MMSE-DFE aynı karısklıkta dogrusal ZF yada MMSE dengeleicilerinden daha iyi performans sunar. Bunun gibi sekil sekil 7.13 de kanal C nin performansını gosterir. Yine, dogrusal ZF ve MMSE dengeleyicilerinin herikisi de dogrusal olmayan MMSE-DFE cok daha iyi performans gosterirken gayet zaayıf performans gosterir.

5. SIRA TAHMİNİ

5.1 MLSE VE VİTERBI ALGORİTMASI

Sekil 7.5 deki gibi butun çesitlemeli alışlıD bolumlu farklı zamanlı berrak gurultu kanalları T bosluklu ve L+1 baslı olan D transversal filtrelirinin toplanmasıyla gosterilebilir.

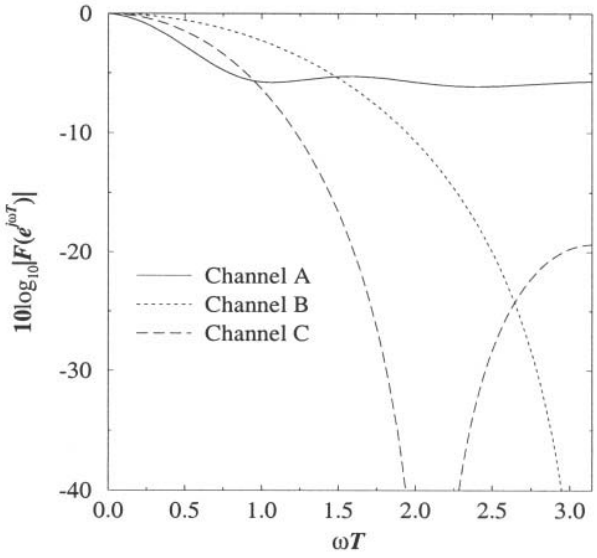


Figure 7.10. Amplitude spectrum for several static ISI channels.

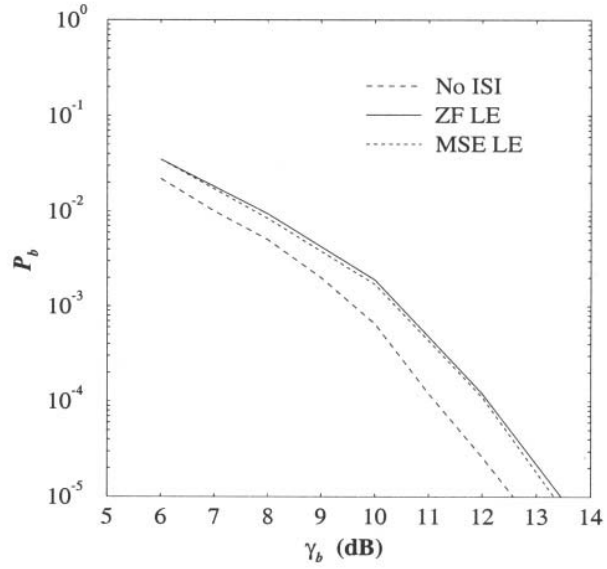


Figure 7.11. Performance of 21-tap ZF and MSE linear equalizers for 4-PSK signaling Channel A in Fig. 7.10.

Sekil 7.5 den kanalın sınırlı sayıda durumunun oldugu gorulebilir.

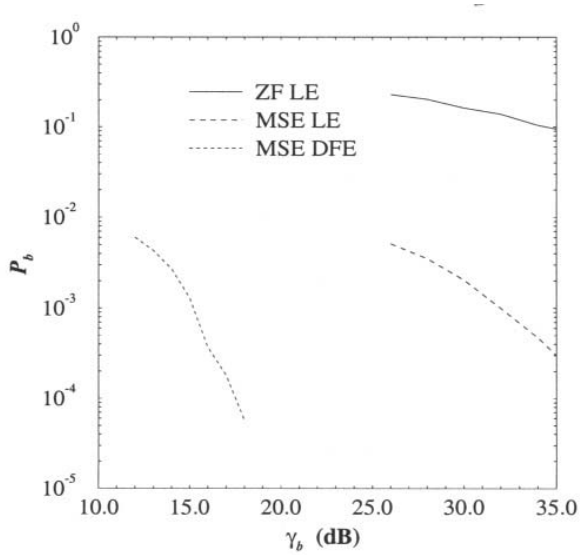


Figure 7.12. Performance of the 21-tap ZF and MSE linear equalizers and a 21-tap DFE equalizers for 4-PSK signaling on Channel B in Fig. 7.10.

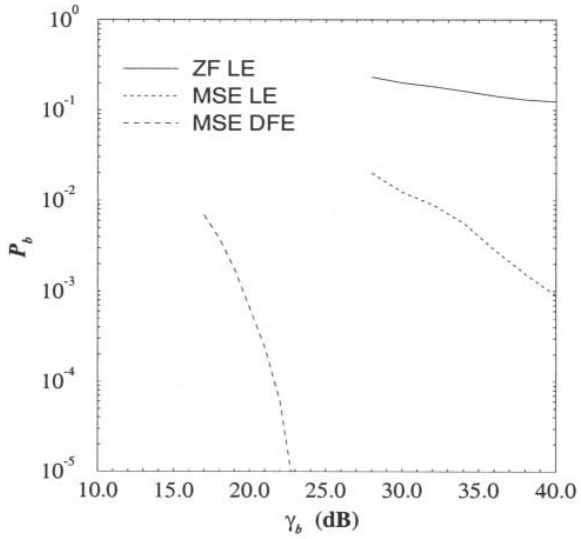


Figure 7.13. Performance of the 21-tap ZF and MSE linear equalizers and a 21-tap DFE equalizers for 4-PSK signaling on Channel C in Fig. 7.10.

Sinyal toplulugunun buyuklugu 2^n, ise $N_S = 2^{nL}$ durumlarının toplamı vardır. Donem k daki durum ise,

$$\varrho_k = (x_{k-1}, x_{k-2}, \cdots, x_{k-L}) \ . \qquad (7.116)$$

k sembollerinin kanal uzerinden iletildigini varsayalım. $\mathbf{V}_n = (v_{n,1}, v_{n,2}, \cdots, v_{n,D})$ donem n deki butun cesitli bolumlerden alınan vektor sinyallerini gostermesine izin verin. $\{\mathbf{V}_n\}_{n=1}^k$, sırasını alınca ML alıcısı benzer fonksiyonu buyulten $\{x_n\}_{n=1}^k$sırasının yararına karar verir.

$$p(\mathbf{V}_k, \cdots, \mathbf{V}_1 | \, x_k, \cdots, x_1) \qquad (7.117)$$

Ya da esdeger olarak benzer sistem fonksiyonu,

$$\log p(\mathbf{V}_k, \cdots, \mathbf{V}_1 | x_k, \cdots, x_1) \quad . \tag{7.118}$$

7.35 deki $\{\eta_{n,d}\}$ gurultu ornekleri bagımsız ve $\mathbf{V}_n$ L en son yayılan sembollere baglı oldugundan 7.118 deki benzer sistem fonksiyonu ise,

$$\log p(\mathbf{V}_k, \cdots, \mathbf{V}_1 | x_k, \cdots, x_1) =$$

$$\log p(\mathbf{V}_k | x_k, \cdots, x_{k-L}) + \log p(\mathbf{V}_{k-1}, \cdots, \mathbf{V}_1 | x_{k-1}, \cdots, x_{(}7.119)$$

Ancak $k - L \leq 0.$ için $x_{k-L} = 0$ oldugunda. 7.119 un k-1 de sag tarafındaki 2. terim son olarak hesaplanırsa o zaman sadece kol metrigi olarak adlandırılan 1. terim k donemde gelen sinyal vektoru için hesaplanmalıdır.

Sekil 7.5 deki model sartlı pdf yi vermektedir.

$$p(\mathbf{V}_k | x_k, \cdots, x_{k-L}) = \frac{1}{(\pi N_o)^D} \exp\left\{ -\frac{1}{N_o} \sum_{d=1}^{D} \left| v_{k,d} - \sum_{i=0}^{L} g_{i,d} x_{k-i} \right|^2 \right\} \tag{7.120}$$

O zaman $\log p(\mathbf{V}_k | x_k, \cdots, x_{k-L})$ sistemi kol metrigini sonuc verir

$$\mu_k = -\sum_{d=1}^{D} \left| v_{k,d} - \sum_{i=0}^{L} g_{i,d} x_{k-i} \right|^2 \quad . \tag{7.121}$$

Alınan kol metiriginin hesaplanması için $\{\mathbf{g}_d\}$ kanal vektorlerinin bilgisine ihtiyacı oldugunu unutmayınız.

7.119 daki ve 7.121 deki kol metrigindeki ozyinelemeye baglı olarak iyi bilinen Viterbi algorıtma (342) ML alıcısını en cok yayılabilen x sırası için N_S durum kafesiyle arastırarak gerceklestirmek için kullanılır. Bu arastırma islemi maksimum benzer sıra tahmini MLSE olarak adlandırılır. Burada bir ornegiyle beraber Viterbi Algoritmanın cok acık cercevesini veriyoruz, k donemde algoritmanın $\check{\mathbf{x}}(\varrho_k^{(i)})$ durumda sonlanan ilgili yol metrigiyle $\Gamma(\varrho_k^{(i)})$ alınan sıradan uzaklıklar $\varrho_k^{(i)}$, $i = 0, \cdots, N_S - 1.$ devam eden sıralarını kafese dogru olan yollar depoladıgını varsayalım. Yol metrigi

$$\Gamma(\varrho_k^{(i)}) = \sum_{\{k\}} \mu_k \tag{7.122}$$

ancak $\{\mu_k\}$devam eden $\check{\mathbf{x}}(\varrho_k^{(i)})$. yol boyunca kol metriginin sırasıdır. $\mathbf{V}_k$ vektoru alındıktan sonra Viterbi algoritma her $j = 0, \cdots, N_S - 1$: için, durum $\varrho_{k+1}^{(j)}$, asagıdaki basamakları yurutur

1. Yol metriginin tumunu hesapla $\Gamma(\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)}) = \Gamma(\varrho_k^{(i)}) + \mu(\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)})$, $\varrho_{k+1}^{(j)}$ durumda sonlanan kafesteki butun ihtimal yollar için.
2. Yine $\varrho_{k+1}^{(j)}$ durumda buyumenin sonlanan kafesteki butun ihtimal yolların ustunde oldugunda $\Gamma(\varrho_{k+1}^{(j)}) = \max_i \Gamma(\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)})$ yi bulun.
3. $\Gamma(\varrho_{k+1}^{(j)})$ yi saklayın ve onunla alakalı devameden sırayı $\check{\mathbf{x}}(\varrho_{k+1}^{(j)})$. Diger butun yolları bırakın.

Birinci adımda $\mu(\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)})$, $\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)}$ gecisiyle ilgili kol metrigidir ve hesaplanması ise,

$$\mu(\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)}) = -\sum_{d=1}^{D} \left| v_{k,d} - g_{0,d} x_k(\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)}) - \sum_{m=1}^{L} g_{m,d} x_{k-m}(\varrho_k^{(i)}) \right|^2 \tag{7.123}$$

$\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)}$ gecisiyle tek olarak karar verilen bir sembol oldugunda ve L en son semboller bir onceki durum $\varrho_k^{(i)}$ tek olarak belirtildiginde.

Butun bu durumlar işleme konuldugund zaman içerigi k artırılır ve butun algoritma tekrar eder. 7.119 da kastedilen ML alıcısı bir karar vermeden once tum sıra $\{\mathbf{v}_n\}_{n=1}^{\infty}$ alınana kadar bekler. Uygulamada bu karar uzun bir erteleme (belki sonsuz) dayanılmaz ve bu yuzden $\mathbf{V}_k$ alındıgında ve işleme konuldugunda genellikle x_{k-Q} hakkında bir karar verilir. Eger $Q > 5L$, ise kol metrigi kırpmasıyla sonucların performans azlıgının gozardı edilebilecegini herkes bilir. MLSE ve Viterbi algoritma ornekleri ve ondan sonrakiyle en iyi sekilde acıklanabilir.

5.1.1. UYARLANIR MLSE ALICISI

Viterbi algoritması 7.121 deki kol metriklerini hesaplaması için kanal vektorleri $\mathbf{g}_d$ nin bilgileri gerekir. Buyuzden uyarlanabilir kanal tahmıncısı gerekir. Literaturde [62, 215, 98].cesitli kanal tahmıncıleri sunulmustur. Bu amaç için iyi performans, sayısal kararlılık ve uygulamadaki basitlikten dolayı genellikle LMS algoritmalıcapraz dijital filtre kullanılır.

Birbaska olabilecek uyarlama algoritma ozyineli en az kareler RLS ya da Kalman algoritmadır.RLS algoritma MLS algoritma ile karsılastırıldıgında daha hızlı yakınsaklık oranına sahiptır. Fakat algoritmada sayısal kararsızlıklara sebep olabilecek ozyineli hesaplamalardan dolayı biriken gürültüü yuvarlamada cok hassastır ve gerceklestirilmesi cok karısıktır. Cok hızlı degisen ortamlarda kanal tahmini amacı için LMS algorritmasının izleme ozellikleri RLS algoritmasınınkine [98, 198, 304]. oldukca benzerdir. Bu sebeplerden dolayı LMS algoritması uyarlanabilir MLSE alıcılarından izleme modu boynca yaygın olarak kullanılır. Egitim modu suresince RLS

algoritmasına LMS algorıtmasından daha iyi bir performans sunması muhtemeldir. İzleme modu suresince kanal tahmın ediciyi guncellemek için Viterbi algoritmasının çıkşındaki son kararı kullanmak için MLSE alıcıları uyarlanabilir kanal tahmini için basıt bir metod vardır. LMS algorıtmasıyla baglantı katsayıları guncellemesi,

$$\hat{g}_{i,d}(k+1) = \hat{g}_{i,d}(k) + \alpha\epsilon_{k-Q,d}\hat{x}^*_{k-i-Q}\ , \quad \begin{matrix} i &=& 0,\ldots,L \\ d &=& 1,\ldots,D \end{matrix} \quad (7.124)$$

Ancak αuyarlanan basamak buyuklıugunde ve ,

$$\epsilon_{k-Q,d} = v_{k-Q,d} - \sum_{i=0}^{L} \hat{g}_{i,d}(k)\hat{x}_{k-i-Q} \qquad (7.125)$$

k donemde bolum d ile ilgili bir hata oldugunda. Bu kanal tahmın edici ile ilgili en buyuk problem Viterbi algorıtma kullanılan karar gecikmesi Q vasıtasıyla dogru kanal vektorunun arkasında draklar. Bunu gormek için ise,

$$v_{k-Q,d} = \sum_{i=0}^{L} g_{i,d}(k-Q)x_{k-i-Q} + \eta_{k-Q,d} \qquad (7.126)$$

Boylece,

$$\epsilon_{k-Q,d} = \sum_{i=0}^{L} \Big(g_{i,d}(k-Q) - \hat{g}_{i,d}(k) \Big) x_{k-i-Q} + \eta_{k-Q,d}\ . \qquad (7.127)$$

Bundan dolayı karar gecikmesi Q ustundeki kanal degisimleri $\{g_{i,d}(k-Q) - \hat{g}_{i,d}(k)\}_{k=1}^{L}$ terimlerinin sıfır toplamsız olmasına sebep olacak ve bu da performansını azaltacak. karar gecikmasi azaltılabilr fakat bu 7.124 deki kanal tahmınlerini guncellemek için kullanılan $\hat{x}_{k-i-Q}$ kararların guvenilirligini de azaltacaktır. Karar hataları tahmincilerinin de performansını azaltacagı için Q azaltarak elde edilen butun performans gelişimi genellikle en azdır.

Bu probleme bir cozumde herdurumun kanalı takipeden kendi kanal tahmin edicilerinin oldugu per-sutvivor işlemcisini kullanmaktır. Bu durumda, baglantı katsayıları guncellemesi,

$$\hat{g}_{i,d}(k+1) = \hat{g}_{i,d}(k) + \alpha\epsilon_{k,d}\check{x}^*_{k-i}\ , \quad \begin{matrix} i &=& 0,\ldots,L \\ d &=& 1,\ldots,D \end{matrix} \quad (7.128)$$

Ancak $\check{\mathbf{x}}$ her durumla ilgiliolan devmdan bir sıradır. Dikkat edin bireysel kanal tahmincileri uyum algorıtmalarında her durum için sıfır erteleme sembollerini kullanırlar ve bu yuzden iyi kanal takip

performansı beklenir. Bu sıfır erteleme sembolleri kafes diyagramındaki durum gecişleri tarafından tek olarak tanımlanırlar.

5.1.2 T/2-ALANLI MLSE ALICISI

Sekil 7.6 da gosterildigi gibi eslenmiş filtre cıkışlarının 2/T oranında orneklendigini ve T/2 alanlı orneklerin T/2 alanlı gurultu berraklastırıcı filtrelerle işleme konuldugunu farzedin. Bir kere daha kanal 7.16 da belişrtilen durumlarla sınırlı durumlu bir makine olarak gosterilebilir. Viterbi kod cozucu kafesteki T/2 alanlı alınan sırayla baglı en mumkun yolu arastırır. $\varrho_k^{(j)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(i)}$ k donemde her durum gecisi için $v_{2k}^{(2)}$ ve $v_{2k+1}^{(2)}$ornekleri kol metriklerini degerlendirmek için Viterbi algorıtma tarafından kullanılır.

$$\gamma_k(\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)}) = \left| v_{2k}^{(2)} - g_0^{(2)} x_k(\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)}) - \sum_{m=1}^{L} g_{2m}^{(2)} x_{k-m}(\varrho_k^{(i)}) \right|^2 + \left| v_{2k+1}^{(2)} - g_1^{(2)} x_k(\varrho_k^{(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{(j)}) - \sum_{m=1}^{L-1} g_{2m+1}^{(2)} x_{k-m}(\varrho_k^{(i)}) \right|^2 . \quad (7.129)$$

5.2 ERTELENMİŞ KARAR-DÖNÜT SIRALI TAHMİN

Ne yazıkki MLSE alıcısının karısıklıgı karar hafızasının uzunluguyla ustel olarak artar. Kanal hafıza zunlugu genişledikçe MLSE alıcısı daha az pratık hale gelir. Bir cozumu μ 0 dan L ya degiştirlebilen bir tamsayı oldugunda μ terimine etkili kanal hafızasını kırparak alıcı karısıklıgını azaltmaktır. Boylece parametre μ tarafından kontrol edilen karışıklık daha az iyi bir kod cozucu elde edilir. Bu ertelenmiş karar-donut sıralı tahmının temel kuralıdır DDFSE.

Butun farklı zamanlı berrak gurultu kanalının z transformasyonunun oransal fonksiyonu $\beta(z)/\Psi(z)$, olarak, $\beta(z)$ve $\Psi(z)$polinomlarındır. $\Psi(z)$, n_2 ve $\Psi_0 = 1$.derecesinde oldugu kabul edilir. Egr L sınırlıysa $\Psi(z) = 1$.dir. Polinom $G(z)$ ise ,

$$G(z) = G_\mu(z) + z^{-(\mu+1)} G^+(z) \quad (7.130)$$

Ancak

$$G_\mu(z) = \sum_{i=0}^{\mu} g_i z^{-i} \qquad (7.131)$$

$$G^+(z) = \sum_{i=0}^{L-\mu-1} g_{i+\mu+1} z^{-i} \ . \qquad (7.132)$$

7.130 dan $G^+(z)$, $\beta^+(z)$nin asagıdaki esitligi saglayan n_1 derecesinde bir polinom oldugunda $\beta^+(z)/\Psi(z)$olarak yazılabilen bir oransal fonksiyondur.

$$\beta^+(z) = [\beta(z) - G_\mu(z)\Psi(z)]z^{\mu+1} \ . \qquad (7.133)$$

$X(z)$ girdi sırasının z transformasyonu oldgunda $W(z) = G^+(z)X(z)$, olmasını saglayın,

$$w_k = \begin{cases} \sum_{i=0}^{n_1} \beta_i^+ x_{k-i} - \sum_{i=1}^{n_2} \Psi_i w_{k-i} & , L = \infty \\ \sum_{i=0}^{L-\mu-1} g_{i+\mu+1} x_{k-i} & , L < \infty \text{ or } n_2 = 0 \end{cases} \qquad (7.134)$$

Ve

$$v_k = \sum_{i=0}^{\mu} g_i x_{k-i} + w_{k-\mu-1} + \eta_k \ . \qquad (7.135)$$

Esitlikler 7.134 ve 7.135 den k dnemde sistem durumu ayrıstırması ise,

$$\varrho_k^\mu = (x_{k-1}, \ \ldots, \ x_{k-\mu}) \qquad (7.136)$$

Ve kısmi durumda ise

$$\kappa_k = \begin{cases} x_{k-\mu-1}, \ldots, x_{k-\mu-n_1-1}, w_{k-\mu-2}, \ \ldots, \ w_{k-\mu-n_2-2} & ; L = \infty \\ x_{k-\mu-1}, \ \ldots, \ x_{k-L} & , L < \infty \end{cases} \qquad (7.137)$$

7.136 da $N_\mu = 2^{n\mu}$ durum vardır.

DDFSE alıcıs viterbi algorıtmanın ve karar donut dedektorunun birleşmesi olarak da gorulebilir. Her bir durum geçişi $\varrho_k^{\mu(i)} \rightarrow \varrho_{k+1}^{\bar{\mu}(j)}$,için DDFSE alıcısı $\varrho_k^{\mu(i)}$ ile ilgili kısmi durum κ_k nin N_μ olcumlerini depolar. DDFSE alıcısı su kol metrigi için kullanılır.

$$\mu_k(\varrho_k^{\mu(i)} \to \varrho_{k+1}^{\mu(j)}) = -\left|y_k - g_0 x_k(\varrho_k^{\mu(i)} \to \varrho_{k+1}^{\mu(j)}) - \sum_{l=1}^{\mu} g_l x_{k-l}(\varrho_k^{\mu(i)}) - \hat{w}_{k-\mu-1}\right|^2 . \quad (7.138)$$

$w_{k-\mu-1}$ nin $\hat{w}_{k-\mu-1}$ tahmını kısmı durum kullanımının tahmınıde saglanır. Sınırlı uzunluklta kanllar için DDFSE kol metrigi,

$$\mu_k(\varrho_k^{\mu(i)} \to \varrho_{k+1}^{\mu(j)}) = -\left|y_k - g_0 x_k(\varrho_k^{\mu(i)} \to \varrho_{k+1}^{\mu(j)}) - \sum_{l=1}^{\mu} g_l x_{k-l}(\varrho_k^{\mu(i)}) - \sum_{l=\mu+1}^{L} g_l \check{x}_l(\varrho_k^{\mu(i)})\right|^2 (7.139)$$

Ancak $\check{x}_l(\varrho_k^{\mu(i)})$ devameden l^{th} sıra $\check{\mathbf{x}}(\varrho_k^{\mu(i)})$ birlesimi ise. Her yol kendi gecmişine ait karar donutu kullandıgı için DDFSE alıcısı donut için tek guvenişlir olmayan kararı kullanmaktan kacınır. Bundan dolayı DDFSE alıcısındaki hata yayılmı DFEalıcısındaki kadar keskin degildir. $\mu = 0$ oldugunda DDFSE alıcısı Drıscollun kod cozucusune esittir. $\mu = L$ oldugunda DDFSE alıcısı MLSE alıcısına esittir. Sonuc olarak sadece μ en son sembolleri 7.136 daki durumla gosterildiginden bu terimlerin içerdigi sinyal enerjilerinin bircoguna sahip olmak onemlidir.bundan dolayı butun kanalların en az asamasının olması için gurultu berraklastırıcı fltrenin filtrenin secilmesi cok onemlidir. Bu gereksinim bazı pratik problemler getirebilir. Ornegin sıfırlardan birisi birim daireye cok yakınsa sıradan olmayan gurultu berraklastırıcı filtrenini cok uzunimpuls cevabı olur ve yaklasımda zor olur. Ayrıca kanal zaman degişkenli veya bilinmiyorsa alıcının en az asamaya sahip olacagını garanti edemez. $G(z)$nen az asamaya sahip olmdan DDFSE iyi calısmaz.

5.3 AZALTILMIŞ-DURUM SIRA TAHMİNİ

Geniş sinyal toplulukları için DDFSE li durumların sayısı $2^{n\mu}$, kucuk μ. iin bile dayanıklıdır. Bir olabilecek cozum de ungerboeck benzeri takım katılım prensiplerini kullanarak durum sayılarını azaltmaktır. 109 da tanımlandıgı gibi her eleman t ϱ_k^{μ}, deki x_{k-n}nin ait oldugu $\Omega(n), 1 \le n \le \mu \le L$lar bolumundeki altkume $c_i(x_{k-i})$. tarafından bolunmus $\Omega(i)$, $\Omega(i+1)$, $1 \le i \le \mu - 1$ ve $J_1 \ge J_2 \cdots \ge J_\mu$ nin son katılımı olarak ,

$$t_k^{\mu} = (c_1(x_{k-1}),\ c_2(x_{k-2}),\ \ldots,\ c_\mu(x_{k-\mu})) . \quad (7.140)$$

RSSE altkume durumu μ en son sembollerini $\{x_{k-i}\}_{i=1}^{\mu}$ tamamen tanımlamayacagına dikkat edin. Daha cok altkume durumu bu sembollerin ait oldugu altkumeleri tanımlar.

Altkume bolumundeki sınırlamalar duzgun tanımlanan altkume kafeslerini saglar. Varolan altkume durumu t_k^{μ} ve $x_k$sembollerinin ait oldugu altkume $c_1(x_k)$ dusunulurse bir sonraki altkume durumu t_{k+1}^{μ}tek basına karar verilir. $c_i(x_{k-i})$ sadec ji muhtemel degerleri tahmın edecegi için 2^{nL}·den daha az alabilen $\prod_{i=1}^{\mu} J_i$ altkume durumları vardır. $J_1 < 2^n$, ise her altkume geciiyle ilgili paralel gecişler olduguna dikkat ediniz. Paralel gecişlerin sayısı uyan altkumelerdeki sembollerin sayısına esittir.

Altkume kafesini arastırmak için kullanlanViterbi algoritma farklı kol metrigi ve altkume gecişleriyle ilgili paralel gecişlerin ihtimali dısında MLSE için kullanılanla aynıdır. Paralel gecisler oldugunda Viterbi aloritma ilk once maksımum kol metrikli paralel gecişi secer ve sonra bolum 5.2 de tanımlandıgı gibi viterbi algoritma için olan adımları yurutur. RSSE yle 7.121 deki koo metrigi ilgili altkume durum ciftleriyle tek basına karar vermez. Bu kol metrigi hesaplaması için bir karar donut mekanizması olsturularak cozulebilir.

$(t_k^{\mu(i)} \to t_{k+1}^{\mu(j)})$ altkume gecisiyle ilgili belli bir paralel gecis için RSSE kol metrigi,

$$\gamma_k(t_k^{\mu(i)} \to t_{k+1}^{\mu(j)}) = -\left| y_k - g_0 x_k(t_k^{\mu(i)} \to t_{k+1}^{\mu(j)}) - \sum_{l=1}^{L} g_l \check{x}_l(t_k^{\mu,(i)}) \right|^2 \quad (7.141)$$

Ancak $x_k(t_k^{\mu(i)} \to x_k(t_{k+1}^{\mu(j)})$belli bir paralel gecişin karsılıgı olan kaynak sembol oldugunda $\check{\mathbf{x}}_l(t_k^{\mu,(i)})$ ın altkume durumu $t_k^{(i)}$·onculuk eden devam eden yola karsılık gelen kaynak sembol sırası $\check{\mathbf{x}}(t_k^{\mu,(i)})$ lth birlesimidir.

6. ISI KANALLARI ÜZERİNDE Kİ MLSE İÇİN HATA OLASILIĞI

$\mathbf{x}$ ve $\bar{\mathbf{x}}$ iletilen ve tahmin edilen sembol dizileri olsun. Her $\mathbf{x}$ ve $\bar{\mathbf{x}}$ çifti için, hata dizisi $\boldsymbol{\epsilon} = \{\epsilon_i\}$, $\epsilon_i = x_i - \hat{x}_i$yi belirleyerek elde edilebilir. Her hata dizisi $\boldsymbol{\epsilon}$ için, takip eden kullanışlı olayları belirle. $\mathbf{x}$

$\mathcal{E}'(\varepsilon)$: dizi $\mathbf{x} - \boldsymbol{\epsilon}$ maksimum olası dizi
$\mathcal{E}(\boldsymbol{\epsilon})$: dizi $\mathbf{x} - \boldsymbol{\epsilon}$ dizi x den daha geniş yol metriği.
Şu olayları da tanımlamak uygundur

$$\mathcal{E}'_G = \bigcup_{\boldsymbol{\epsilon} \in G} \mathcal{E}'(\boldsymbol{\epsilon}) \quad (7.142)$$

Ve

$$\mathcal{E}_F = \bigcup_{\boldsymbol{\epsilon} \in F} \mathcal{E}(\boldsymbol{\epsilon}) \quad (7.143)$$

G tüm olası hata dizilerinin kümesi olmak üzere.

$\varrho = \{\varrho_k\}$ ve $\hat{\varrho} = \{\hat{\varrho}_k\}$ sistem durum dizisi ,$\mathbf{x}$ ve $\hat{\mathbf{x}}$ le ilintili olan olsun. Bir hata olayı $k_2 - k_1$ uzunluğunun k_1 ve k_2 arasında oluşur, eğer

$$\varrho_{k_1} = \hat{\varrho}_{k_1},\ \varrho_{k_2} = \hat{\varrho}_{k_2},\ \text{and}\ \varrho_j \neq \hat{\varrho}_j\ \text{for}\ k_1 < j < k_2 \qquad (7.144)$$

$k_1 \leq j_1 \leq k_2$ olmak üzere. j_1 kısmında ki sembol hata olasılığı

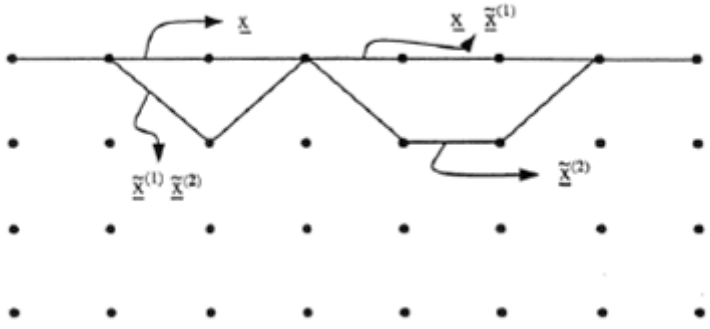
$$\begin{aligned} P_s(j_1) &\triangleq \mathrm{P}(x_{j_1} \neq \hat{x}_{j_1}) \\ &= \mathrm{P}(\mathcal{E}'_G) \\ &= \sum_{\boldsymbol{\epsilon} \in G} \sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}(\boldsymbol{\epsilon})} \mathrm{P}(\mathcal{E}'(\boldsymbol{\epsilon})|\mathbf{x})\mathrm{P}(\mathbf{x}) \qquad (7.145) \end{aligned}$$

Farklı $\boldsymbol{\epsilon}$ için, $\mathcal{X}(\boldsymbol{\epsilon})$ kümesi farklı olabilir. 7.145 de ki 3. eşitlik, $\mathcal{E}'(\boldsymbol{\epsilon})$ olaylarının $\boldsymbol{\epsilon} \in G$. için ortak olmaması özelliğinden elde edilebilir. Maalesef, 7.145 daha geniş bir ifadeyi yönetemiyor ve bu nedenle üst sınır teknikleri performans değerlendirmesi için gerekli. Bir birlik sınırı bizim analizimizde çalıştırılacak.

Bir dar birlik sınırı oluşturmak için, her j_1 kısmı hata sembol olasılığını ispatlayacağız

$$P_s(j_1) = \mathrm{P}(\mathcal{E}_F)\ . \qquad (7.146)$$

7.18 de gösterilen tipik kafes diyagramını düşün, $\tilde{\mathbf{x}}^{(1)}$ve $\tilde{\mathbf{x}}^{(2)}$farklı sembol dizilerini göstermek üzere. $\tilde{\mathbf{x}}^{(1)}$ ile ilgili hata dizisi $\boldsymbol{\epsilon}^{(1)}$ ve $\tilde{\mathbf{x}}^{(2)}$ ile ilgili hata dizisi $\boldsymbol{\epsilon}^{(2)}$ F ve $G \setminus F$setlerine aittirler. Her $\boldsymbol{\epsilon}^{(2)} \in G \setminus F$ için daima bir $\boldsymbol{\epsilon}^{(1)} \in F$ vardır. eğer dizi $\mathbf{x} - \boldsymbol{\epsilon}^{(2)}$ ML dizisi ise, yani, $\mathcal{E}'_G$ olayı gerçekleşmişse, $\mathbf{x} - \boldsymbol{\epsilon}^{(1)}$ dizisi x den daha geniş bir yol meriğine sahiptir. Öte yandan, $\boldsymbol{\epsilon}^{(1)} \in F$ ise ve $\mathbf{x} - \boldsymbol{\epsilon}^{(1)}$dizisi daha geniş yol metriğine sahipse, bir $\boldsymbol{\epsilon} \in G$dizisi vardır.



Şekil 7.18 Bir tipik hata durum kafesleri diyagramı

7.146 daki birlik sınırı verir ki

$$P_s(j_1) \leq \sum_{\epsilon \in F} \mathrm{P}(\mathcal{E}(\epsilon))$$

$$= \sum_{\epsilon \in F} \sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}(\epsilon)} \mathrm{P}(\mathcal{E}(\epsilon)|\mathbf{x})\mathrm{P}(\mathbf{x}) \qquad (7.147)$$

Veya, özdeş olarak,

$$P_s(j_1) \leq \sum_{\epsilon \in E} w_s(\epsilon) \sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}(\epsilon)} \mathrm{P}(\mathcal{E}(\epsilon)|\mathbf{x})\mathrm{P}(\mathbf{x}) \qquad (7.148)$$

dir. 7.148 i elde etmek için, takip eden gözlemleri kullandık, 1- hata dizisi ϵ için $w_s(\epsilon)$ yerleri vardır $\epsilon_{j_1} \neq 0,$ şeklinde başlayan, 2- hata olasılığı $\mathrm{P}\{\mathcal{E}(\epsilon)|\mathbf{x}\}$, j_1 hata dizisi ϵ nin başladığı yerden bağımsızdır. eğer iletilen sembol dizisi yeterince uzunsa, $P_s(j_1)$sembol hata olasılığı zaman indeksinden bağımsızdır, bu nedenle buradan sonra zaman indeksi atılacak. Son olarak, verilen bir sembol dizisi x için , $\{\mathcal{E}(\epsilon)\}$ olayları üst üste bindirilebilir. Sistem düşük SNR de çalışırken, daha çok üst üste bindirme işlemi gerçekleşir, böylece birlik sınırı 7.147 daha kayıp hale gelir.

$\mathcal{E}(\epsilon)$ olayı tanımından, birlik sınırı 7.148 şu hale gelir

$$P_s \leq \sum_{\epsilon \in E} w_s(\epsilon) \sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}(\epsilon)} \mathrm{P}(\Gamma(\mathbf{x}-\epsilon) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x})\mathrm{P}(\mathbf{x}) \qquad (7.149)$$

$\Gamma(\mathbf{x})$ giriş dizisi x le ilintili yol metriği olmak üzere. bit hata olasılığını elde etmek için, 7.149 kolayca yenilenebilir,

$\Gamma(\mathbf{x})$

$$P_b \leq \frac{1}{n} \sum_{\epsilon \in E} w_b(\epsilon) \sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}(\epsilon)} \mathrm{P}(\Gamma(\mathbf{x}-\epsilon) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x})\mathrm{P}(\mathbf{x}) \qquad (7.150)$$

n zaman başına iletilen bit sayısı ve $w_b(\epsilon)$ bit hatalarının sayısı olmak üzere. Olasılık,

$$\mathrm{P}(\Gamma(\mathbf{x}-\epsilon) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x}) \qquad (7.151)$$

ikişerli hata olasılığı olarak çağrılır. İkişeri hata olasılığı iletilen sembol dizisi x den bağımsızdır. Bu nedenle birlik sınırları 7.149 ve 7.150 basitleşitirir

$$\mathrm{P}_s \leq \sum_{\epsilon \in E} w_s(\epsilon) \mathrm{P}\left(\Gamma(\mathbf{x}-\epsilon) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathcal{X}(\epsilon)\right) \mathrm{P}\left(\mathcal{X}(\epsilon)\right) \qquad (7.152)$$

Ve

$$\mathrm{P}_b \leq \frac{1}{n} \sum_{\epsilon \in E} w_b(\epsilon) \mathrm{P}\left(\Gamma(\mathbf{x}-\epsilon) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathcal{X}(\epsilon)\right) \mathrm{P}\left(\mathcal{X}(\epsilon)\right) \qquad (7.153)$$

Sırasıyla.

6.1 KARARLI ISI KANALLARI

Hata olasılığı çifti hata olayıyla ilişkili

$$\mathrm{P}(\Gamma(\mathbf{x}-\boldsymbol{\epsilon}) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x}) = Q\left(\sqrt{\frac{\Delta^2}{4N_o}}\right) \qquad (7.154)$$

Şöyle ki,

$$\Delta^2 = \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \left| \sum_{i=0}^{L} g_i \epsilon_{k-i} \right|^2 \qquad (7.155)$$

Ve öklidsel yolun karesi. Yüksel sinyalden-gürültüye oranlarında hata olayı olasılığı yaklaşık olarak

$$P_e \approx N_{\min} Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2}{4N_o}}\right) \qquad (7.156)$$

$d_{\min}^2$, Δ^2 nin değerini ve $N_{\min}$ ortalama hata olayı sayısını göstermek üzere.
Öklidsel mesafenin karesi şu şekilde yeniden yazılabilir,

$$\Delta^2 = \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \Delta_k^2 \qquad (7.157)$$

Şöyle ki,

$$\Delta_k^2 = \mathbf{g}^H \mathbf{E}_k \mathbf{g} \qquad (7.158)$$

Dal mesafesinin karesi ve

$$\mathbf{E}_k = [(e_{mn})_k] \qquad (7.159)$$

$(L+1) \times (L+1)$ dal mesafe matrisi, $(e_{mn})_k = \epsilon_{k-m+1}^* \epsilon_{k-n+1}$ elementlerine sahip. Hata vektörünü $\varepsilon_k = (\epsilon_k^*, \epsilon_{k-1}^*, \ldots, \epsilon_{k-L}^*)^T$ tanımla. Şöyle takip eder. $\mathbf{E}_k = \varepsilon_k \varepsilon_k^H$ ve, böylece, $\mathbf{E}_k$ rütbelidir. $\mathbf{E}_k \varepsilon_k = (\varepsilon_k^H \varepsilon_k)\varepsilon_k$ ise bu nedenle, ε_k , $\mathbf{E}_k$ nın bir öz vektördür. $\mathbf{E}_k$ nın tek öz vektörü $\lambda(k) = \sum_{i=0}^{L} |\epsilon_{k-i}|^2$ dir. l uzunluğunun yol mesafesi matrisi 7.144 dde tanınlanan,

$$\mathbf{E} \triangleq \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \mathbf{E}_k \ . \qquad (7.160)$$

7.116 ve 7.144 ü kullanarak, E nin elementleri,

$$e_{mn} = r_\ell(n-m) \qquad (7.161)$$

Şöyle ki,

$$r_\ell(i) = \begin{cases} \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-(L+1)-i} \epsilon_k \epsilon_{k+i}^* & i \geq 0 \\ r_\ell^*(-i) & i < 0 \end{cases} \ . \qquad (7.162)$$

Şöyle takip eder ki, 7.157 Hermit formülü $\Delta^2 = \mathbf{g}^H \mathbf{E} \mathbf{g}$. ye sahiptir. $\Delta^2 > 0$. olduğundan, E pozitif tanımlı matristir. Matris E sinyal takımına ve kanal uzunluğu L+1 e bağlıdır.

7.37 yi ve $\mathrm{E}[|x_k|^2] = 1$ kullanarak öklidsel yol mesafesi nin karesi şu şekilde ifadelenebilir.

$$\Delta^2 = 2E \frac{\mathbf{g}^H \mathbf{E}\, \mathbf{g}}{\mathbf{g}^H \mathbf{g}} \ . \qquad (7.163)$$

Hermit formunun $\mathbf{g}^H \mathbf{E}\, \mathbf{g}$ nin içsel çarpıma $\mathbf{g}^H \mathbf{g}$ ye oranı Rayleigh kotasyonu olarak anılır. E nin öz değerleri Rayleigh kotasyonuna eşittir. Rayleigh kotasyonu $\lambda_{\min} \leq R(\mathbf{g}) \leq \lambda_{\max}$ yi sağlar. $R(\mathbf{g})$ nin minimum değeri, $\mathbf{g} = \mathbf{v}_{\min}$ iken ve masimum değeri $\mathbf{g} = \mathbf{v}_{\max}$ iken oluşur. E nin öz değerleri [163] şu şekilde sınırlandırılmış,

$$\lambda_{\max} \leq \sum_{i=0}^{L} |r_\ell(i)| \quad \text{ve} \quad \lambda_{\min} \geq r_\ell(0) - \sum_{i=1}^{L} |r_\ell(i)| \ . \qquad (7.164)$$

E nin koşul sayısı $c(\mathbf{E}) \triangleq \lambda_{\max}/\lambda_{\min}$. şeklinde tanımlanır.

6.2 SÖNÜMLÜLENEN ISI KANALLARI

Sönümlenen ISI kanalları için , hata çifti olasılıkları 7.154 den verilebilir ama hata olayı ile ilgili öklidsel mesafenin karesi

$$\Delta^2 = \sum_{d=1}^{D} \Delta_d^2 \qquad (7.165)$$

Şöyle ki,

$$\Delta_d^2 = \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \left| \sum_{i=0}^{L} g_{i,d}(k) \epsilon_{k-i} \right|^2 \ . \qquad (7.166)$$

Yukarıda ki ifade şu şekilde yazılabilir.

$$\Delta_d^2 = \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \mathbf{g}_d^H(k)\mathbf{E}_k\mathbf{g}_d(k) \quad . \qquad (7.167)$$

Genel olarak, eş varyantlı $\Phi_{\mathbf{g}_d}(0)$ matrisi 7.39 da tanımlanan köşegen değildir. Köşegen olmayan $\Phi_{\mathbf{g}_d}(0)$ matrisi önemli miktarda analitik zorluklara ve kayıplara yol açar. Ancak, $\Phi_{\mathbf{g}_d}(0)$ matrisi köşegense, normallenmiş bir $\mathbf{f}_d(k)$ kanal vektörü şu şekilde tanımlanabilir $\Phi_{\mathbf{f}_d}(0) = \mathbf{I}_{L+1}$. Sonuç olarak, şu şekilde yeniden yazabiliriz,

$$\Delta_d^2 = \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \mathbf{f}_d^H(k)\mathbf{A}_{k,d}\mathbf{f}_d(k) \qquad (7.168)$$

Şöyle ki,

$$\mathbf{A}_{k,d} = \mathbf{\Sigma}_d\mathbf{E}_k\mathbf{\Sigma}_d \qquad (7.169)$$

Ve

$$\mathbf{\Sigma}_d = \mathrm{diag}[\sigma_{0,d}, \sigma_{1,d}, \ldots, \sigma_{L,d}] \qquad (7.170)$$

ile birlikte $\sigma_d = \frac{1}{2}\mathrm{E}[|g_{i,d}|^2]$ olmak üzere.

$\mathbf{A}_{k,d} = \mathbf{u}_{k,d}\mathbf{u}_{k,d}^H$, $\mathbf{u}_{k,d} = \mathbf{\Sigma}_d\boldsymbol{\epsilon}_k$ olmak üzere ve böylece $\mathbf{A}_{k,d}$ bir metris sırası ve $\mathbf{u}_{k,d}$, $\mathbf{A}_{k,d}$nin öz vektörüdür. $\sigma_{i,d}^2 = \frac{1}{2}\mathrm{E}[|g_{i,d}|^2]$ olmak üzere $\mathbf{A}_{k,d}$nin tek sıfır olmayan öz vektörü $\lambda_d = \sum_{i=0}^{L}\sigma_{i,d}^2|\epsilon_{k-i}|^2$ dir

6.2 ISI KANALLARINI BESLEME

D-kollu farklı alış ve maksimum oran birleştirme ile ISI kanllarını zayıflatmak için çiftsel hata oranı (7.154) de verilmiştir. Fakat Öklit uzunluğunun karesiuzunluğun hata olayı ile birlikte şu hale gelir;

$$\Delta^2 = \sum_{d=1}^{D} \Delta_d^2 \qquad (7.165)$$

Ancak

$$\Delta_d^2 = \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \left| \sum_{i=0}^{L} g_{i,d}(k)\epsilon_{k-i} \right|^2 . \qquad (7.166)$$

Üstteki ifade şöyle de yazılabilir.

$$\Delta_d^2 = \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \mathbf{g}_d^H(k)\mathbf{E}_k\mathbf{g}_d(k) . \qquad (7.167)$$

Genelde, kovaryans matrix $\Phi_{\mathbf{g}_d}(0)$ diagonal değildir. Bir non-diagonal $\Phi_{\mathbf{g}_d}(0)$ matrix büyük analitik zorluklara ve bakiş açısı kaybına sebep olur.Halbuki, $\Phi_{\mathbf{g}_d}(0)$ diagonal olsa normalleşmiş kanal vektörü olan **f**d(k) şöyle ifade edilebilir. $\Phi_{\mathbf{f}_d}(0) = \mathbf{I}_{L+1}$. Sonuç olarak(7.167) şöyle ifade edilebilir.

$$\Delta_d^2 = \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \mathbf{f}_d^H(k)\mathbf{A}_{k,d}\mathbf{f}_d(k) \qquad (7.168)$$

Ancak

$$\mathbf{A}_{k,d} = \mathbf{\Sigma}_d\mathbf{E}_k\mathbf{\Sigma}_d \qquad (7.169)$$

Ve ancak

$$\mathbf{\Sigma}_d = \mathrm{diag}[\sigma_{0,d},\ \sigma_{1,d},\ \ldots,\ \sigma_{L,d}] \qquad (7.170)$$

Ve $\sigma_d = \frac{1}{2}\mathrm{E}[|g_{i,d}|^2]$.

İfade şöyle devam eder, $\mathbf{A}_{k,d} = \mathbf{u}_{k,d}\mathbf{u}_{k,d}^H$, $\mathbf{u}_{k,d} = \mathbf{\Sigma}_d\boldsymbol{\epsilon}_k$ ve böylece **A**kd bir dizili vektör ve **u**kd de **A**kd nin bir özvektörü olur. **A**kd nin 0 olmayan tek özvektörü ise $\mathbf{A}_{k,d}$ is $\lambda_d = \sum_{i=0}^{L} \sigma_{i,d}^2|\epsilon_{k-i}|^2$, where $\sigma_{i,d}^2 = \frac{1}{2}\mathrm{E}[|g_{i,d}|^2]$.

Yavaşça zamana bağlı kanllar için $\mathbf{g}_d(k)$ nin baskın hata olaylarının uzunluğuna karsı sabit kalmansını farz etmek mntıklı olacaktır. $\mathbf{g}_d(k) \equiv \mathbf{g}_d$. Bu varsayımgöreceli larak büyük olan Doppler frekansları ve hata olaylarında da geçerlidir. Mesela, eğer kanal 2-D izotropik saçılma gösterirse ve fmT=0.0025 ise 20 uzunluğun kadar olan hata olayları şöyle olur; $J_0(2\pi f_m|k|T) \geq J_0(2\pi f_m 10T) = 0.9984 \approx 1.$

Bu varsayımla (7.168) şöyle yazılabilir,

$$\Delta_d^2 = \mathbf{f}_d^H \mathbf{A}_d \mathbf{f}_d \qquad (7.171)$$

Ancak,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \mathbf{A}_{k,d} \\ &= \mathbf{\Sigma}_d \mathbf{E} \mathbf{\Sigma}_d \ . \end{aligned} \qquad (7.172)$$

$\mathbf{A}_d$ matrixi aynı zamanda pozitif ve kesindir zira bütün özvektörleri pozitif ve gerçektir. $\mathbf{A}_d$ nin elemanları ise $[(a_{mn})]_d = \sigma_{m-1.d}\, \sigma_{n-1.d}\, r_\ell(n-m)$ ancak re(i) ise (7.162)deki gibidir.
$\mathbf{A}_d$ matrixinin taradığı alan ise;

$$\mathrm{tr}(\mathbf{A}_d) = \sum_{i=1}^{L+1} \lambda_{i,d} = r_\ell(0) \sum_{i=0}^{L} \sigma_{i,d}^2 = \bar{E} r_\ell(0) \qquad (7.173)$$

Ancak $\lambda_{i,d},\ i = 1, \ldots, L+1$ $\mathbf{A}_d$ nin birer özvektörleridirler. Son eşitlik (7.41) ve $\mathrm{E}[|x_k|^2] = 1$. eşitliğinin normalleşmesi sonucu lde edilmiştir. $\mathbf{A}_d$ Hermitian olduğu için $\mathbf{A}_d = \mathbf{U}_d \mathbf{\Lambda}_d \mathbf{U}_d^H$ diagonalizasyonu oluşmuş öyleki Ud bir birim matrixve $\mathbf{A}_d$ özvektörlerinden oluşan bir diagonal matrixtir. $\mathbf{A}_d$. Let $\boldsymbol{\omega}_d = \mathbf{U}_d^H \mathbf{f}_d$ eşitliginin bahsedile diagonal transformasyon oldugunu varsayalım. Böylece,

$$\Delta_d^2 = \boldsymbol{\omega}_d^H \mathbf{\Lambda}_d \boldsymbol{\omega}_d = \sum_{i=1}^{L+1} \lambda_{i,d} |\omega_{i,d}|^2 \qquad (7.174)$$

Ancak $\alpha_{i,d} = \lambda_{i,d} |\omega_{i,d}|^2$ ve böylece (w*id*) Gaussun rastgele degişklenlerinden birer bağımsız sıfır manasına gelen birim varyans olurlar. (7.165) ve (7.174) kullanılarak;

$$\Delta^2 = \sum_{d=1}^{D} \sum_{i=1}^{L+1} \alpha_{i,d} \qquad (7.175)$$

ancak $\alpha_{i,d} = \lambda_{i,d} |\omega_{i,d}|^2$. Bunlar serbestlik derecesi 2 olan ki-kare dağılımıdır ve ki karenin karakteristik fonksiyonu ise;

$$\Psi_{\Delta^2}(z) = \prod_{i=1}^{D(L+1)} \frac{1}{1 - \bar{\alpha}_{i,d} z} \qquad (7.176)$$

ancak $\bar{\alpha}_{i,d} = 2\lambda_{i,d}$. Sonuç olarak Çiftsel hata olosılığı ise;

$$\mathrm{P}(\Gamma(\mathbf{x} - \boldsymbol{\epsilon}) \geq \Gamma(\mathbf{x}) | \mathbf{x}) = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{2x}\right) f_{\Delta^2}(x)\, dx \qquad (7.177)$$

Ancak $f_{\Delta^2}(x)$ ki-karenin yogunluk fonksiyonu olasılıgıdır.Eğer bazı özvektörler eşit olursa, karakteristik fonksiyonda eşlenmiş kutuplar oluşacaktır. Bu ayarlanmış farklı kollarda cıkabilir ve gd kanal vektörü eşit bağlantı uzunluklarına sahipse oluşabilir.D-kollu anten farklılıgının kullanıldıgı ve kanal bağlantılarının eşit uzunluklarda olmadığı durumları göz önüne alalım. Bu defa $\lambda_{i.d} \equiv \lambda_i,\ d = 1, \ldots,$ D ve karakteristik fonksiyon (7.176) ise

$$\Psi_{\Delta^2}(z) = \prod_{i=1}^{L+1} \frac{1}{(1-z\bar{\alpha}_i)^D} = \sum_{i=1}^{L+1} \sum_{d=1}^{D} \frac{A_{id}}{(1-z\bar{\alpha}_i)^d} \quad (7.178)$$

Ancak

$$A_{id} = \frac{1}{(D-d)!(-\bar{\alpha}_i)^{D-d}} \left\{ \frac{d^{D-d}}{dz^{D-d}} (1-z\bar{\alpha}_i)^D \Psi_{\Delta^2}(z) \right\}_{z=1/\bar{\alpha}_i} \quad (7.179)$$

Ve $\bar{\alpha}_i = 2\lambda_i$. Δ^2 pdf si ise

$$f_{\Delta^2}(x) = \sum_{i=1}^{L+1} \sum_{d=1}^{D} A_{id} \frac{1}{(d-1)!(\bar{\alpha}_i)^d} x^{d-1} e^{-x/\bar{\alpha}_i} . \quad (7.180)$$

(7.177) ve (7.180) kullanılarak, asıl çiftsel hata oranı ;

$$P(\Gamma(\mathbf{x}-\boldsymbol{\epsilon}) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{L+1} \sum_{d=1}^{D} A_{id} \left(\frac{1-\mu_i}{2}\right)^d \times \sum_{m=0}^{d-1} \binom{d-1+m}{m} \left(\frac{1+\mu_i}{2}\right)^m \quad (7.181)$$

Ancak

$$\mu_i = \sqrt{\frac{\bar{\alpha}_i}{1+\bar{\alpha}_i}} . \quad (7.182)$$

(7.173) kullanılarak $\overline{\alpha}_{i,d}$ toplam değer sınırı;

$$\sum_{i=1}^{L+1} \overline{\alpha}_{i,d} = 2 \sum_{i=1}^{L+1} \lambda_{i,d} = 2\bar{E}r_\ell(0) . \quad (7.183)$$

$S \subseteq R^{L+1}$ tüm $(L+1)$parça vektörlerin bulundugu bir küme olsun. $\{\gamma : \sum_{i=1}^{L+1} \gamma_i = 2Er_\ell(0)\}$. 5 küme olarak konveks çünkü bütün parça vektörleri γ_i birer konveks kombinasyonu olan $\theta\gamma_i + (1-\theta)\gamma_j$ S nin içinde vardır. $0 \leq \theta \leq 1$. Eğer çiftsel hata olasılıgı S den R ye kapsama gösterirse γ nin bir konveks fonksiyonudur demektir ve böylece ve bir eşsiz minimumdur.Mesela, Fig. 7.19 eşit bağ kuvveti olan $(\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3)$. üç bağlı kanal $(L=2, \quad D=1)$ için çiftsel hata oranını gösteriyor . γ_3 degerinin bir ve ikiinci bağlarını kuvvetlerinin yardımıyla heseplandıgına ve bu yüzden üç boyutlu grafik kullanıldıgına dikat

edilmelidir. Çeşitli hesaplamalar sonunda, Appendix 6 da gösterildigi üzere $\overline{\alpha}_{i,d}$ler eşit oldugunda çiftsel hata olasılıgı minimize olur, $\lambda_{i,d} = \lambda = r_\ell(0)E/(L+1)$,ve minimum çiftsel hata oranı ise

$$P_{\min} = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^{D(L+1)} \sum_{m=0}^{D(L+1)-1} \binom{D(L+1)-1+m}{m} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^m \tag{7.184}$$

ancak

$$\mu = \sqrt{\frac{\lambda/4N_o}{1+\lambda/4N_o}} \ . \tag{7.185}$$

Verilmiş bir hata layı için, Ad nin mükemmel koşullandırıldıgında çiftsel hata oranı minimize olur $c(\mathbf{A}_d) = 1$. Hatırlayınız ki, $c(\mathbf{A}_d) = c(\mathbf{\Sigma}_d \mathbf{E} \mathbf{\Sigma}_d) \le (c(\mathbf{\Sigma}_d))^2 c(\mathbf{E})$,ancak $(c(\mathbf{\Sigma}_d))^2$ maksimum ve minimum kanalların bağlantı değişkenlerinin oranını $(\sigma_d^2)_{\max}/(\sigma_d^2)_{\min}$ gösteriyor. Gelinen noktada E nin sadece kullanılan sinyal topluluguna ve kanla vektör uzunluguna $L+1$. baglıdır denilebilir. Halbuki, Ad de sinyal toplulugu hakkında ve ISI kanallarını beslemedeki güç dagılımı hakkında bilgi mevcuttur. Böylece $c(\mathbf{A}_d) \le c(\mathbf{E})$ eşitlik ile beraber sadece ve sadece eşit bağ gücü oldugunda geçerlidir. Sonuçta ISI kanal besleme eşit bağ gücüne sahip oldugunda her sistem mükemmel performans sağlar.

6.3 ORTAK BAND HESAPLAMALARI

Ortak band hesaplamalarındaki hata olasılıgını hesaolamak içan birçok algoritma tavsiye edilmiştir. Ortak- Chernoff bandı elde etmek bunlardan biridir ve hata durum diagraminin transfer fonksiyonunu bularak ve (7.177)de görünen tamamlayoco hata fonksiyonuna birChernoff üst bandı yükleyerek bulunur.Bu yaklaşımın üç sıkıntılı noktası vardır i) Chernoff bandı kanal derin bir besleyiciye denk geldiginde cok zayıflar, ii) büyük durumlu sistemlerde transfer fonksiyonunu hesaplamak zordur iii) eğer gerşek çiftsel hata olasılıgı varsa, transfer fonksiyonu yaklaşımı kullanılamaz. Bu zorlukları aşmak için, üst bandı hesaplayabilecek hata durumlugeçiş matrixine dayalı bir metod kullanılabilir., fakat bu da çok büyük bilgisayar hafızası gerektirmektedir. Burada tek yönlü yıgın algoritmalı hata durum diagramını kullanan bir alternatifi inceleyeceğiz.Bu hesaplamalar için farklı tipte algoritmalar da kullanılabilir.

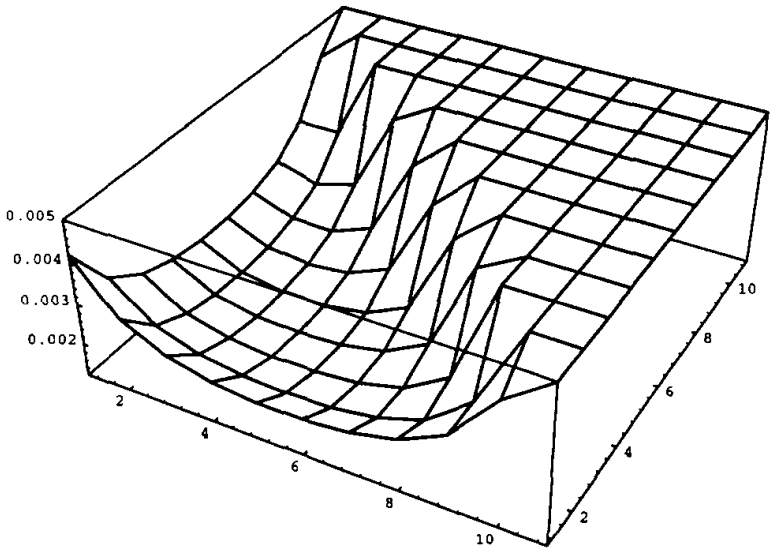


Figure 7.19. Pairwise error probability for a three-tap fading ISI channel, from [158].

6.3.1 HATA-DURUM DİYAGRAMI

Üst bandı hesaplamak için hata-durum diyagramı olusturulmalıdır.Nv hata durumlu bir sistem varsayalım, $V_0, V_1, \cdots, V_{N_V-1}$. Sıfır hatalı duruma geçince (Nv+1)-kutuplu hata-durum diyagramıbaşlangıç ve bitiş kutupları Vo ve V_{Nv} olacak şekildeve sıfır hata durumu ve orta kutuplar sıfır olayan hata durumlarında olacak şeklide olustururlur. t_{ij} de Vi ve Vj geçişlerine bağlı kol ağırlıgını göstersin;

$$t_{ij} = P_{ij} Z_1^{u_{ij}} Z_2^{\mathbf{A}_{ij}} \qquad (7.186)$$

Ancak

- Z1 ve Z2 orta (yapma) değişkenler,
- Pij Vi den Vj ye geçişin olabilmesi için dogru Xk semboller parçası
- Uij Viden Vj ye geçişteki hataların sayısı
- Aij (7.169) da verilen fakat Vi den Vj ye bir geçiş fonksiyonu

t_{ij} nin (7.186) açiklanışına göre hata durum diyagramındaki belirli yol agırlıgı;

$$\prod_{\{(i,j)\}} P_{ij} Z_1^{\sum_{\{(i,j)\}} u_{ij}} Z_2^{\sum_{\{(i,j)\}} \mathbf{A}_{ij}} \qquad (7.187)$$

Ancak $\{(i, j)\}$gösterilen yola bağlı geçiş durumlarının kümesi olur..Hata durum diyagramının başlangıç kutbundan başlayıp bitiş kutbunda sona eren her yol birer hata sıralaması ile gösterilir $\epsilon \in E$,;

$$\mathrm{P}\left(\mathcal{X}(\epsilon)\right) = \prod_{\{(i,j)\}} P_{ij} \qquad (7.188)$$

$$w(\epsilon) = \sum_{\{(i,j)\}} u_{ij} \qquad (7.189)$$

Ve

$$\mathbf{A} = \sum_{\{(i,j)\}} \mathbf{A}_{ij} \ . \qquad (7.190)$$

Bu degerler (7.152) veya (7.153) hesaplamalarında gereklidir.

6.3.2 YIĞIN ALGORİTMASI

Ortak band (7.152) (7.153) sonsuz serilerin hesaplanmasını gerektirir. Pratik olarak, uygun noktalardan kırparak matematiksel zorlukların üstesinden gelinmelidir.Yığın algoritmadakiana fikir (7.152) veya (7.153) taki büyük R terimlerine baglı olan R hata dizilerini$\epsilon \in E$ de içermesidir. R degeri öyle seçilmelidir kiortak banttaki geri kaln degerlerin önemi kalmamalıdır. Alternatif olarak, ortak band çiftsel hata olasılıgı eşik noktasından düşük olan yollar dışarda kalarak kırpılabilir.
Yığın algoritma her yolda aşagıdaki bilgileri bulabilecegimiz bir yıgın saglar; başlangıç kutbu,$\prod_{\{(i,j)\}} P_{ij}$, $\sum_{\{(i,j)\}} u_{ij}$, $\sum_{\{(i,j)\}} \mathbf{A}_{ij}$, ortalamabit hata oranı Pı ancak.

$$P_I = \prod_{\{(i,j)\}} P_{ij} \cdot \sum_{\{(i,j)\}} u_{ij} \cdot \check{\mathrm{P}}_{\mathrm{r}}\{\Gamma(\mathbf{x}-\epsilon) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x}\} \qquad (7.191)$$

Ancak $\check{\mathrm{P}}_{\mathrm{r}}\{\Gamma(\mathbf{x}-\epsilon) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x}\}$ (7.181) eşitliğinin $\sum_{\{(i,j)\}} \mathbf{A}_{ij}$. matrixi ile uyuşan özvektörleri üzerinden hesaplanır.
Yıgın yukarıdan aşagıya azalan ortalama bit hata olasılıgına gore sıralanır.Algoritma önce en üstteki yolun başlangıç kutbunda sona erip ermedigini kontrol eder.Eger öyleyse;; algoritmanın outputu bir R terimi olanPı olur ve (7.152) veya (7.153) da hesaplaanlara dahil olmuş olur, değilse; en üst yol genişletilir ve yıgın tekrar sıralnır.En üst yol en büyük Pı ya sahip oldugu içinbu yol genişletmenin bir veya daha fazla baskın R terimlerine uymasu beklenir.Aynı Pı ya sahip yollar gruplanarak daha kolay sıralanma sağlanır. Algorütmanın tamamı Fig.7.20 de verilmiş ve aşagıda açıklandıgı gibidir.

1. Yıgını başlangıç noktasından yükle, bütün parametreleri sıfırla, ve eşik noktasını Pt veya R yap.
2. En üst yolun bitiş noktasında bitip bitmedigini belirle. Öyleyse 3. Adıma değilse 4. Adıma geç.
3. Pı output olrak al ve algoritmanın bitip bitmemesini belirle. Bitecekse algoritmayı bitir degilse en üst yolu silip 2. Adıma dön.

4. En üst yolu genişlet ve $\prod_{\{(i,j)\}} P_{ij}$, $\sum_{\{(i,j)\}} u_{ij}$, $\sum_{\{(i,j)\}} \mathbf{A}_{ij}$, ve Pı her genişletilmiş yol için hesapla.
5. En üst yolu sil.
6. Yeni genisletilmiş yolu girve azalan ortalama bit hata olasılıgı Pı ya göre tekrar düzenle
7. Adım 2 ye dön.

7. T/2 ALANLI MLSE ALICISININ HATA OLASILIĞI

Figür 7.2 ye bakılarak, $X(z)$, $V(z)$ ve $V_{(2)}(z)$ sırasıyla x giriş sıralamasının z- transformu, T-alanlı alınan v sıralaması ve T/2- alanlı alınan $\mathbf{v}^{(2)}$, sıralaması olsun. $X(z)$ den $V(z)$ ye ve $X(z$ *den* $V_{(2)}(z)$ ye olan kapsananlar bire-birdir ve hem T-alanlı hemde T/2-alanlı MLSE alıcıları varyansı N_o olan gürültü örnekleriyle kesilen gürültü sıralaması üzerinde çalışır. Böylece, biz T- ve T/2- alanlı alıcıların oransal performansını bulabilmek için sadece izin verilen kanal sıralamasının öklit uzunlugunu ölçmeye ihtiyaç duyarız.

7.1 T-ALANLI MLSE ALICILARI

7.144 deki hata olayı açıklamasına bakılırsa hata sıralamasının z-transformu;

$$\mathcal{E}(z) = \epsilon_{k_1} + \epsilon_{k_1+1} z^{-1} + \ldots + \epsilon_{k_2-L-1} z^{L-\ell+1} \qquad (7.192)$$

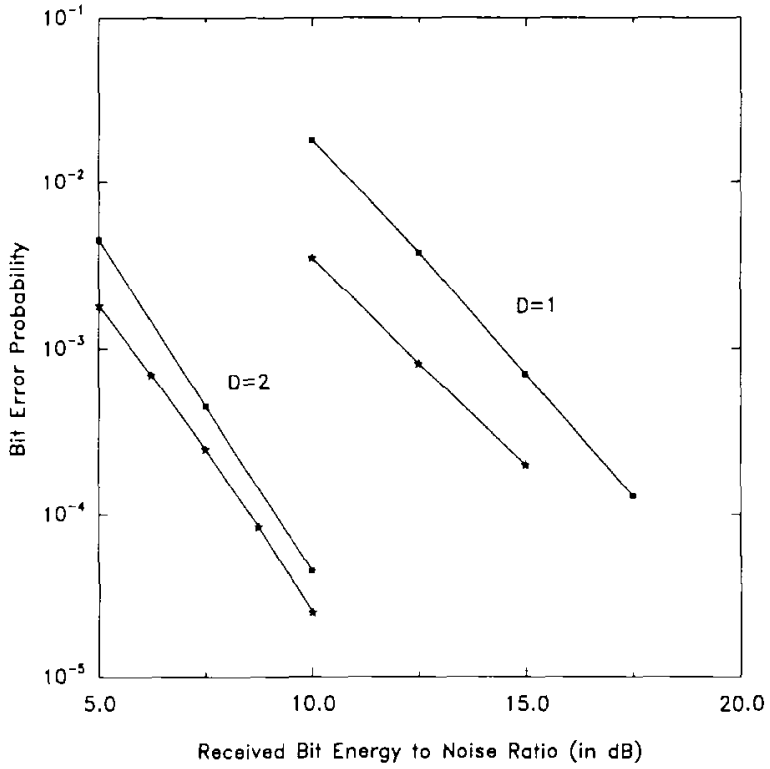


Figure 7.23. Comparison of union bounds with simulation results for BPSK on a three-equal-ray T-spaced fading ISI channel, [300].

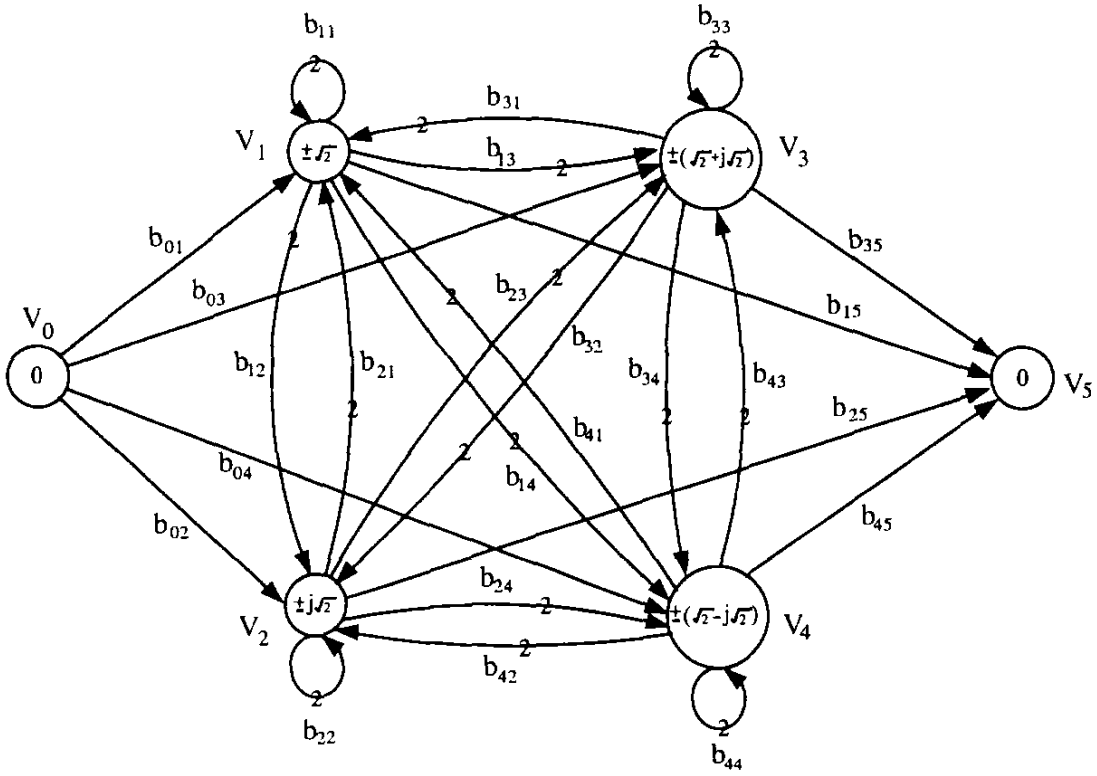


Figure 7.24. Simplified error-state diagram for QPSK system, from [300].

branch	P_{lm}	u_{lm}	e_{11}	e_{21}	e_{22}
b_{01}	1.0	1.0	$2.0 + j0.0$	$0.0 + j0.0$	$0.0 + j0.0$
b_{02}	1.0	1.0	$2.0 + j0.0$	$0.0 + j0.0$	$4.0 + j0.0$
$b_{11}^{(1)}$	0.5	1.0	$2.0 + j0.0$	$2.0 + j0.0$	$2.0 + j0.0$
$b_{11}^{(2)}$	0.5	1.0	$2.0 + j0.0$	$-2.0 + j0.0$	$2.0 + j0.0$
$b_{23}^{(1)}$	0.25	2.0	$4.0 + j0.0$	$2.0 - j2.0$	$2.0 + j0.0$
$b_{23}^{(2)}$	0.25	2.0	$4.0 + j0.0$	$-2.0 + j2.0$	$2.0 + j0.0$
$b_{34}^{(1)}$	0.25	2.0	$4.0 + j0.0$	$0.0 - j4.0$	$4.0 + j0.0$
$b_{34}^{(2)}$	0.25	2.0	$4.0 + j0.0$	$-4.0 + j0.0$	$4.0 + j0.0$
b_{35}	1.0	0.0	$0.0 + j0.0$	$0.0 + j0.0$	$4.0 + j0.0$
b_{45}	1.0	0.0	$0.0 + j0.0$	$0.0 + j0.0$	$4.0 + j0.0$

Table 7.2. Transition-gain examples of QPSK system, from [300]

$$\mathcal{E}_v(z) = (v_{k_1} - \hat{v}_{k_1}) + (v_{k_1+1} - \hat{v}_{k_1+1})z^{-1} + \ldots + (v_{k_1-\ell-1} - \hat{v}_{k_1+\ell-1})z^{-\ell+1} \tag{7.193}$$

Ve

$$\mathcal{E}_v(z) = \mathcal{E}(z)G(z) \ . \tag{7.194}$$

7.155 e bakarak 7.144 deki hata olayının öklit uzunluk karesi Δ^2 ise

$$\begin{aligned} \Delta^2 &= \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell-1} \left| \sum_{i=0}^{L} g_i \epsilon_{k-i} \right|^2 \\ &= [\, \mathcal{E}_v(z)\mathcal{E}_v^*(1/z^*) \,]_0 \\ &= [\, \mathcal{E}(z)F(z)\mathcal{E}^*(1/z^*) \,]_0 \end{aligned} \tag{7.195}$$

Ancak $[\,\cdot\,]_0$, z^0. ın katsayısıdır.

7.2 T/2-ALANLI MLSE ALICILARI

7.144 deki aynı hata olayı için bakıldığında, bu sefer T/2-alanlı hata sıralamasının z-transformu ise;

$$\mathcal{E}^{(2)}(z) = \epsilon_{k_1}^{(2)} + \epsilon_{k_1+1}^{(2)} z^{-2} + \ldots + \epsilon_{k_2-L-1}^{(2)} z^{2(L-\ell+1)} \ . \tag{7.196}$$

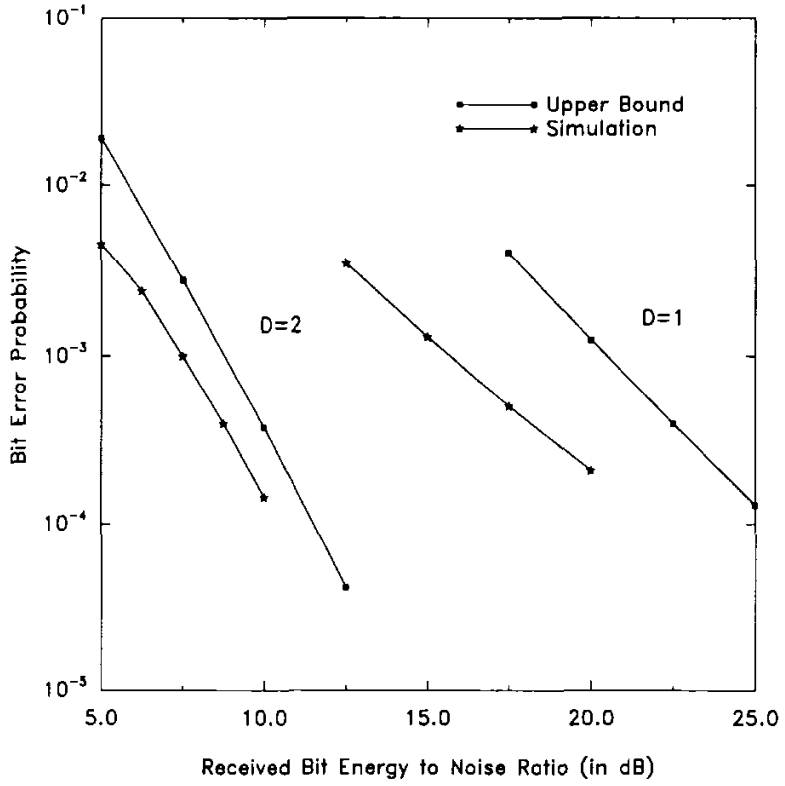


Figure 7.25. Comparison of union bound and simulation results for a QPSK on a two-equal-ray T-spaced channel, from [300].

Dikkat edilmelidir ki $\epsilon_k^{(2)} = x_k^{(2)} - \hat{x}_k^{(2)}$ her k için sıfırdır. Böylece, $\mathcal{E}^{(2)}(z) = \mathcal{E}(z^2)$. 7.144 deki hata olayına baglı T/2 alanlı sinyal hata sıralamasının z-transformu ise

$$\mathcal{E}_v^{(2)}(z) = \mathcal{E}^{(2)}(z)G^{(2)}(z) \ . \qquad (7.197)$$

7.155 e bakılarak,7.144 deki hata olayının öklşt uzunluk karesi ise;

$$\begin{aligned}(\Delta^{(2)})^2 &= \sum_{k=2k_1}^{2(k_1+\ell-1)} \left| \sum_{i=0}^{2L} g_i^{(2)} \epsilon_{k-i}^{(2)} \right|^2 \\ &= [\, \mathcal{E}_v^{(2)}(z)\mathcal{E}_v^{(2)*}(1/z^*) \,]_0 \\ &= [\, \mathcal{E}^{(2)}(z)F^{(2)}(z)\mathcal{E}^{(2)*}(1/z^*) \,]_0 \\ &= [\, \mathcal{E}(z^2)F^{(2)}(z)\mathcal{E}^*(1/z^{*2}) \,]_0 \ . \qquad (7.198)\end{aligned}$$

Dikkat ediniz, $\mathcal{E}(z^2)\ \mathcal{E}^*(1/z^{*2})$ polinomunun, z nin tek katlarının katsayılarının sıfır olma özelliği vardır. Böylece, $[\, \mathcal{E}(z^2)F^{(2)}(z)\mathcal{E}^*(1/z^{*2}) \,]_0$katsaıylarına katkısı sadece z nin çift katlarına baglı olan $F^{(2)}(z)$ katsayılarla artar. 7.42 ve 7.43 e bakıldıgında z nin çift katlarına baglı olan $F^{(2)}(z)$nin $f_{2k}^{(2)}$ katsayıları, f_k of $F(z)$, i.e., $f_{2k}^{(2)} = f_k$. katsayılarına eşittir. Böylece,

$$\left(\Delta^{(2)}\right)^2 = [\,\mathcal{E}(z^2)F^{(2)}(z)\mathcal{E}^*(1/z^{*2})\,]_0 = [\,\mathcal{E}(z)F(z)\mathcal{E}^*(1/z^*)\,]_0 = \Delta^2 \ . \tag{7.199}$$

Sonuç olarak, T- ve T/2-alanlı MLSE lerin hata olasılık performansları eşittir.

7.3 PRATİK T/2-ALANLI MLSE ALICILARI

Figür 7.3 ve 7.6 daki alıcılar alınmış atım $h^*(-t)$ ile eşleşen bir filtre kullanırlar. Bu filtre bilinmeyen kanal impals cevabının bilgisine sahip oldugu için daha pratiktir. Limit frekansı 1/T veörnek output oranı 2/T olan "ideal" bir low-pass filtre düşünmek icin bir çözümyoludur. Filternin çıkşındaki gürültü örnekleri bağlantısız olacak ve bunun sonucuda T/2-alanlı MLSE alıcısı oluşturulur. Vachula ve Hill (332) bu alıcını optimum oldugunu göstermiş olmasına rağmen eksik yönleri vardır. Birinci olarak, sıralı kanal birlikteliği nin ettkilediği band genişliği verimlilik sistemine uygun değildir, çünkü low-pass filtrenin limit frekansı sıradaki bandı etkileyecek büyüklükte genişleyecektir. İkinci olarak, ideal low-pass filtrerealize edilemez ve tahmin etmekte zordur.

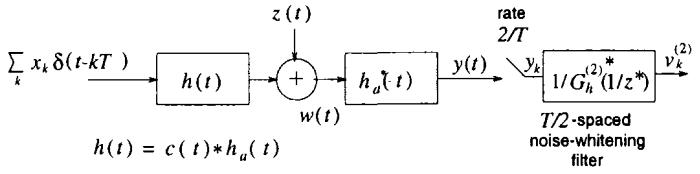


Figure 7.26. Block diagram of system that implements a filter matched to $h_a(t)$ followed by a $T/2$-spaced noise whitening filter. The structure of the noise whitening filter depends only on the pulse $h_a(t)$.

Bir çözüm iletilmiş atım $h_a(t)$ ile eşleşecek bir alıcı filtre kullanmaktır. Eğer alınan atım $h(t)$ sınırlı-zamanlı ise ileride biten işlem uygundur ancak kanal yolları T/2 alanlı olmalıdır. Eğer iletilen sinyallar en fazla % 100 band genişliği olacak sekilde sınırlandırlımış olmalarına rağmen 2/T örneklem oranı örnek teremi sağlar ve T/2 alanlı örnekler yeterli istatistik sağlarlar.
$H_a^{(2)}(z)$, $C^{(2)}(z)$,$H^{(2)}(z)$ sırasıyla farklı zamanlı T/2 alanlı sinyalların z-transformları $h_a(t)$,$c(t)$, ve $h(t)$, olsunlar. Alınan filtreni çıkışındaki gürültü örneklerinin fonksiyonunun z-transformu $h_a^*(-t)$ is $N_o F_h^{(2)}(z)$ ancak $F_h^{(2)}(z) = H_a^{(2)}(z)\left(H_a^{(2)}(1/z^*)\right)^*$ faktörizasyonu kullanarak;

$$F_h^{(2)}(z) = G_h^{(2)}(z)\left(G_h^{(2)}(1/z^*)\right)^* \tag{7.200}$$

T/2 alanlı gürültü sırası transfer fonksiyonu $1/\left(G_h^{(2)}(1/z^*)\right)^*$. olan bir filtre ile daha berraklaşır. (Fig 7.26) Şimdi ise 7.26 ve 7.6 daki alıcıların aynı performansı verdiklerini göstereceğiz.
Bütün T/2 alanlı farklı-zamanlı gürültü berraklaştran filtreli kanallaların z-transformu

$$\begin{aligned} G_{\text{eq}}^{(2)}(z) &= H_a^{(2)}(z)C^{(2)}(z)\left(H_a^{(2)}(1/z^*)\right)^* / \left(G_h^{(2)}(1/z^*)\right)^* \\ &= C^{(2)}(z)G_h^{(2)}(z) \ . \end{aligned} \tag{7.201}$$

Diğer taraftan, fig.7.6 daki konvensiyonel sisteme bakınca,

$$H^{(2)}(z) = H_a^{(2)}(z)\, C^{(2)}(z) \qquad (7.202)$$

ve

$$F^{(2)}(z) = H_a^{(2)}(z)\left(H_a^{(2)}(1/z^*)\right)^* C^{(2)}(z)\left(C^{(2)}(1/z^*)\right)^* . \qquad (7.203)$$

Varsayalım ki,

$$C^{(2)}(z)\left(C^{(2)}(1/z^*)\right)^* = G_c^{(2)}(z)\left(G_c^{(2)}(1/z^*)\right)^* \qquad (7.204)$$

$C^{(2)}(z)\left(C^{(2)}(1/z^*)\right)^*$ nin faktorizasyonu olsun öyle ki $\left(G_c^{(2)}(1/z^*)\right)^*$ minimum fazdır. (7.200), (7.203) ve (7.204) kullanılarak ise

$$F^{(2)}(z) = G_h^{(2)}(z)\left(G_h^{(2)}(1/z^*)\right)^* G_c^{(2)}(z)\left(G_c^{(2)}(1/z^*)\right)^* . \qquad (7.205)$$

Gürültü berraklastıran filtrenin transfer fonksiyonu ise

$$1/\left(\left(G_h^{(2)}(1/z^*)\right)^*\left(G_c^{(2)}(1/z^*)\right)^*\right) . \qquad (7.206)$$

Böylece gürültü berraklaştıran filtrenin çıkışındakitoplam transfer fonksiyonu

$$G^{(2)}(z) = G_h^{(2)}(z) G_c^{(2)}(z) . \qquad (7.207)$$

(7.201) deki eşit karşılık $G_{\text{eq}}^{(2)}(e^{j\omega})$, $G^{(2)}(e^{j\omega})$ ile aynı genlik ama farklı faza sahiptir. Aynı zamanda,

$$G_{\text{eq}}^{(2)}(z)\left(G_{\text{eq}}^{(2)}(1/z^*)\right)^* = F^{(2)}(z) . \qquad (7.208)$$

Böylece, T-alanlı ve T/2 alanlı sistemlerin kanal çıkışları ıralamasının öklit uzunlukları aynıdır.Bu fig-7.26 dakiş sistemin en güzel performansı verdiğini göatrerir. Fig 7.26 nın ana avantajı gürültü berraklaştıma filtresi bilinmeyen kanallara dayanmıyor ve biline bir yapısı var. Gürültü berraklaştırmafiltresinden sonra kanal tahmını yapılabilir ve Viterbi algoritması oluşturulabilir(7.129 kullanılarak). T/2 alanlı MLSE alıcısınınderekekn işlem sayısı T-alanlı alıcının iki katı olsa da ikincisi bilinmeyen kanllar için uygulanamıyor. Dahası, T-alanlı alıcının performansı bilinemeyen bir kanal tahmınında daha düşüktür.

.

7.4 FAZ ZAMANLAMA DUYARLILIĞI

Konvensiyonel MLSE alıcısı eşlenmiş filtrenin çıkışındaki T-alanlı örneğe dayanır ve örnek zamanlama fazından duyarlılık olarak etkikenir. T/2 – zamanlı MLSE alıcısınınörnek zamanlama fazından etkilenmediğini göstereceğiz.

Verilmiş bir zman ofseti t_0 eşlenmiş filtrenin çıkış impals cevabı vektör $\mathbf{f}_{t_0}^{(2)}$, ancak, $f_{t_0,k}^{(2)} = f(kT' \pm t_0)$ ve $T' = T/2$. $f_{t_0,n}^{(2)} \neq \left(f_{t_0,-n}^{(2)}\right)^*$. $\mathbf{f}_{t_0}^{(2)}$,nin DTFT si

$$F_{t_0}^{(2)}(e^{j\omega}) = F^{(2)}(e^{j\omega})e^{\pm j\omega\tau_0} \qquad (7.209)$$

Ancak $\tau_0 = t_0/T'$. eğer örnek faz biliniyorsa, cevabı $e^{\pm j\omega\tau_0}$ olan farklı-zamanlı filtre çıkışta simetrik sinyal olan $\mathbf{f}^{(2)}$ verecektir. Ama şimdi göreceğimiz gib fazı düzeltmeye gerek yoktur.

Eşlenmiş filtreni çıkış gürültüsünün güç spektrumu zaman ofsetinden bağımsızdır ve,

$$S_{\nu\nu}(f) = N_o F^{(2)}(e^{j\omega}) \ . \qquad (7.210)$$

Gürültü berraklaştırma filtresinin DTFT si

$$1/(G^{(2)}(1/z^*))^*|_{z=e^{j\omega}} = 1/(G^{(2)}(e^{j\omega}))^* \qquad (7.211)$$

Ve elimizde var olan

$$F^{(2)}(e^{j\omega}) = G^{(2)}(e^{j\omega})\,(G^{(2)}(e^{j\omega}))^* = |G^{(2)}(e^{j\omega})|^2 \qquad (7.212)$$

(7.210) u takip ederek, gürültü berraklaştırma filtrsinin çıkış gürültüsü berraktır. Gürültü berraklaştırma filtrsinin çıkış mesaj sinyalinin DTFT si

$$G_{t_0}^{(2)}(e^{j\omega}) = G^{(2)}(e^{j\omega})e^{\pm j\omega\tau_0} \qquad (7.213)$$

Ve

$$\sum_i |g_i^{(2)}|^2 = \sum_i |g_{t_0,i}^{(2)}|^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} |G^{(2)}(e^{j\omega})|^2 d\omega \ . \qquad (7.214)$$

Aynı zamanda

$$G_{t_0}^{(2)}(z)(G_{t_0}^{(2)})^*(1/z^*) = F^{(2)}(z) \ . \qquad (7.215)$$

Böylece , T/2 alanlı MLSE alıcısı ile izin verilen kanla çıkış sıralaması arasındaki uzunluk, $e^{\pm j\omega\tau_0}$. örnek fazına etkisizdir. Çünkü gürültü berrak olduğundan performansı etkilemez.

8. MIMO MLSE ALICILARI

Bu bölümde, semboller arasaı müdahale (ISI) ile kesilen dijital sinyallerin eşkanal demodulasyonu için optimum ve optimum olmayan MLSE alıcılarını oluşturacağız. Bütün sistemifarklı zamanlı coklu girişli coklu cıkışlıMIMO kanal olarak modellleme ile, MIMO MLSE alıcısı olusur. Böylece tek giriş tek cikişteki (SISO) aynı argumanları kullanarak, T/2 alanlı MIO MLSE alıcısı T-alanlı ile aynı performansa sahip mam zamanlama faz hatalarına karşı da duyarsız olur. Pratik T/2 alanlı alıcının optimali iletilen alımile eşleşen filtre içerirve 2/T örnek oranı ile T/2 alanlı gürültü berraklaştırma filtresi ve Viterbi algoritmasına uyar.Optimum MIMO MLSE alıcısı eşkanal sinuallerinin bütün bilgilerini gerektirir.Çoğu zaman bu pratik olmaz ve kulanışsızdır. Bu şartlarda birleşik kesme müdahaleli alıcıları MLSE(IRC-MLSE) konusuruz.

7.5 SİSTEM VE KANAL MODELİ

Öyle bir sistem düşünelim ki, K eşkanal sinyallerinden alınan sinyaller J anten elemanlarından alınmış olsun. Bu sistem kanal girişleri K eşkanal kullanıcılarının sembol sıralaması ve kanal çıkışları da her J anten alıcı elemanlarından kullanılmış eşkanal kullanıcılarının sinyal kombinasyonları olan MIMO kanal kullanılarak modellenebilir. Burda problem aynen CDMA multi kullanıcı tespitidir. CDMA sistemindeki her kullanıcı tek taraflı sıralama kullanmasına ragmen TDMA sistemindeki K eşkanal vericileriaynı alım şekilli filtreyi $h_a(t)$. kullanırlar. *K*th kullanıcı ve jth anten elemanı arasındaki kanalın impals cevabı $g^{(k,j)}(t)$, ile gösterilir, kanalı zamana bagımsız lineer filtre gibi düsünüyoruz. Zamana bağlı olanları daha sonra inceleyeceğiz. Kanal alınan sinyaller içine besleme ve zaman dagılımını sağladıgı için bu aynı etkiler eşkanllı sinyaller alıcıda ayırmayı sağlayabiliyor, çünkü alınan $h^{(k,j)}(t) = g^{(k,j)}(t) \otimes h_a(t)$ herbiri için farklıdır.
Jth anten elemanının alınan sinyali;

$$\tilde{r}^{(j)}(t) = \sum_{k=1}^{K} \sum_{\ell} x_{\ell}^{(k)} h^{(k,j)}(t - \ell T - \tau_k) + \tilde{n}^{(j)}(t) \qquad (7.216)$$

Ancak $\tau_k, (0 \leq \tau_k \leq T)$ rastgele geçiş gecikmesidir. $\tilde{n}^{(j)}(t)$ toplam berrak Gauss gürültüsü (AWGN) degişik anten kollarında bağımsız olması varsayılır. Burdaki amacımız için, $g^{(k,j)}(t)$ kanalı $\mathcal{L}^{(k,j)}$ tarafından modellenmeli böylece impals cevabı;

$$g^{(k,j)}(t) = \sum_{n=1}^{\mathcal{L}^{(k,j)}} \alpha_n^{(k,j)} e^{j\phi_n^{(k,j)}} \delta(t - \tau_n^{(k,j)}) \qquad (7.217)$$

Ancak, $\alpha_n^{(k,j)}, \phi_n^{(k,j)}$, ve $\tau_n^{(k,j)}$ sırasıyla genişlik, faz ve jth antenindeki kth vericisiden alınan nth gecikmesidir. $\alpha_n^{(k,j)}, \phi_n^{(k,j)}$, ve $\tau_n^{(k,j)}$ parametreleri zamana göre değişir ama az degiştigi için bağımlılık tam olarak burada gösterilmedi.
$g^{(k,j)}(t),\ k = 1, \ldots, K$ eşitliğinin belirli bir j de değişmeyeceği tahmini doğru ise, $g^{(k,j)}(t),\ j = 1, \ldots J$ belirli k için bağımlı olsa bile sinyallerin ana istasyondan geldiği ve dar açı ile vardığı durumlarda da geçerlidir.

7.6 BAĞLI MAKSİMUM BENZERLİKTE SIRALAMA TAHMİNİ (J-MLSE)

Bağlı maksimum benzerlikte sıralama tahmini alıcıları toplam alıcı vektörünü işler,

$$\tilde{\mathbf{r}}(t) = (\tilde{r}^{(1)}(t), \tilde{r}^{(2)}(t), \ldots, \tilde{r}^{(J)}(t))$$

Bilgi sıralamasının ML tahminini yapmak için,

$$\mathbf{x} = (\mathbf{x}^{(1)}, \mathbf{x}^{(2)}, \ldots, \mathbf{x}^{(K)})$$

Ancak $\mathbf{x}^{(k)} = \{x_n^{(k)}\}$. ML alıcısının baglantı yapısını elde etmek için2.1 Bölümdeki yaklaşıma bakıyoruz. $\{\varphi_n(t)\}$ ortonormal esas fonksiyon kümesinin (0,T) aralıgındaki çözümünün tamamı olsun.

$$\tilde{r}^{(j)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{r}_n^{(j)} \varphi_n(t) + \tilde{z}^{(j)}(t) \qquad (7.218)$$

Ancak

$$\tilde{r}_n^{(j)} = \sum_{k=1}^{K} \sum_{\ell} x_\ell^{(k)} h_{n_\ell}^{(k,j)} + \tilde{n}_n^{(j)} \qquad (7.219)$$

Ancak

$$h_{n_\ell}^{(k,j)} = \int_0^T h^{(k,j)}(t - \ell T - \tau_k) \varphi_n^*(t) dt \qquad (7.220)$$

$$\tilde{n}_n^{(j)} = \int_0^T \tilde{n}^{(j)}(t) \varphi_n^*(t) dt \ . \qquad (7.221)$$

Alınan vektör ise,

$$\tilde{\mathbf{r}} = (\tilde{\mathbf{r}}^{(1)}, \tilde{\mathbf{r}}^{(2)}, \ldots, \mathbf{r}^{(K)})$$

Ancak $\tilde{\mathbf{r}}^{(j)} = \{\tilde{r}_n^{(j)}\}$. J anten elemanına bağlı $\tilde{n}_n^{(j)}$ gürültü parçası, sıfır denilebilen komplex Gauss'un varyansı $\frac{1}{2}\mathrm{E}[|\tilde{n}_n^{(j)}|^2] = N_o$, olan rastgele degişkenlerine bağımsız oldugundan, alınan vektör $\tilde{\mathbf{r}}$nin çok degişkenli Gauss yogunlugu

$$p(\tilde{\mathbf{r}}|\mathbf{x},\mathbf{H}) = \prod_{n=0}^{N-1} \frac{1}{2\pi N_o} \exp\left\{-\frac{1}{2N_o}\sum_{j=1}^{J}\left|\tilde{r}_n^{(j)} - \sum_{k=1}^{K}\sum_{\ell} x_\ell^{(k)} h_{n_\ell}^{(k,j)}\right|^2\right\} . \tag{7.222}$$

Optimum alıcı öyle x seçer ki $p(\tilde{\mathbf{w}}|\mathbf{x},\mathbf{H})$ maksimum olsun veya ,

$$\mu(\mathbf{x}) = -\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{j=1}^{J}\left|\tilde{r}_n^{(j)} - \sum_{k=1}^{K}\sum_{\ell} x_\ell^{(k)} h_{n_\ell}^{(k,j)}\right|^2 . \tag{7.223}$$

$\sum_{n=0}^{n-1}\sum_{j=1}^{J}|\tilde{r}_n^{(j)}|^2$x den bagımsız oldugu için (7.223) ün maksimumu için maksimum olması gereken bir eşitlik de,

$$\begin{aligned}\mu(\mathbf{x}) &= \sum_{j=1}^{J}\left\{2\mathrm{Re}\left\{\sum_{k=1}^{K}\sum_{\ell} x_\ell^{(k)*}\sum_{n=0}^{N-1}\tilde{r}_n^{(j)} h_{n_\ell}^{(k,j)*}\right\}\right. \\ &\quad \left. -\sum_{k=1}^{K}\sum_{k'=1}^{K}\sum_{\ell}\sum_{\ell'} x_\ell^{(k)} x_{\ell'}^{(k')*}\sum_{n=0}^{N-1} h_{n_\ell}^{(k,j)} h_{n_{\ell'}}^{(k',j)*}\right\} . \end{aligned} \tag{7.224}$$

Devam edebilmek için,

$$\begin{aligned} y_\ell^{(k,j)} &\triangleq \lim_{N\to\infty}\sum_{n=0}^{N-1} w_n^{(j)} h_{n\ell}^{(k,j)*} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} w^{(j)}(t) h^{(k,j)*}(t - \ell T - \tau_k)dt \end{aligned} \tag{7.225}$$

$$\begin{aligned} f_{\ell'-\ell}^{(k,k',j)} &\triangleq \lim_{N\to\infty}\sum_{n=0}^{N-1} h_{n\ell}^{(k,j)} h_{n\ell'}^{(k',j)*} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} h^{(k,j)}(t - \ell T - \tau_k) h^{(k',j)*}(t - \ell' T - \tau_{k'})dt \end{aligned} \tag{7.226}$$

Eşitligi kurmalı ve

$$\begin{aligned}\mu(\mathbf{x}) &= \sum_{j=1}^{J}\left\{2\mathrm{Re}\left\{\sum_{k=1}^{K}\sum_{\ell} x_\ell^{(k)*} y_\ell^{(k,j)}\right\}\right. \\ &\quad \left. -\sum_{k=1}^{K}\sum_{k'=1}^{K}\sum_{\ell}\sum_{\ell'} x_\ell^{(k)} x_{\ell'}^{(k')*} f_{\ell'-\ell}^{(k,k',j)}\right\} . \end{aligned} \tag{7.227}$$

verilmelidir. Böylece ML alıcıları en yakın sıralamayı elde etmek için $\{y_\ell^{(k,j)}\}$ ve $\{f_\ell^{(k,k',j)}\}$ e bakmalıdır.(7.225) integrali jth anten elemanıfaki kth eşleşen filtrenin çıkışını ve $f_\ell^{(k,k',j)}$ jth anten elemanlarının ISI katsayılarını gösterir. (7225) ve (7.226) eşitliklerden, ML alıcılarının $\{h^{(k,j)}(t)\}$ve $\{\tau_k\}$. ilgilerine sahip olmaları gerekir.

$h^{(k,j)^*}$ (t) eşleşmiş filtre çıkışındakigürültü örnekleri ,

$h^{(k,j)^*}$

$$\nu_\ell^{(k,j)} = \nu^{(k,j)}(\ell T) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{n}^{(j)}(t) h^{(k,j)^*}(t - \ell T - \tau_k)dt \qquad (7.228)$$

(7.226) eşitliğindeki oto bagımlılama fonksiyonu,

$$\phi_{\nu\nu}^{(k,j)}(n) = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\nu_{\ell+n}^{(k,j)}\nu_\ell^{(k,j)^*}\right] = N_o f_n^{(k,k,j)} \quad . \qquad (7.229)$$

Böyece farklı zamanlı model toplamı

$$y_\ell^{(k,j)} = \sum_{k'=1}^{K}\sum_n x_n^{(k')} f_{\ell-n}^{(k',k,j)} + \nu_\ell^{(k,j)} \quad . \qquad (7.230)$$

Eğer söyle dersek ki;

$$\mathbf{y}_\ell^{(j)} = (y_\ell^{(1,j)}, \ldots, y_\ell^{(K,j)}) \qquad (7.231)$$

$$\mathbf{x}_\ell = (x_\ell^{(1)}, \ldots, x_\ell^{(K)}) \qquad (7.232)$$

$$\boldsymbol{\nu}_\ell^{(j)} = (\nu_\ell^{(1,j)}, \ldots, \nu_\ell^{(K,j)}) \qquad (7.233)$$

$$\mathbf{F}_m^{(j)} = \left[f_m^{(k',k,j)}\right]_{K\times K} \qquad (7.234)$$

Daha sonra (7.230) matrix formu

$$\mathbf{y}_\ell^{(j)} = \sum_n \mathbf{x}_{\ell-n}\mathbf{F}_n^{(j)} + \boldsymbol{\nu}_\ell^{(j)} \quad . \qquad (7.235)$$

Yukarıdaki gelişmeler ışığında, bütün sistem modeli fig 7.27 gibi olur.

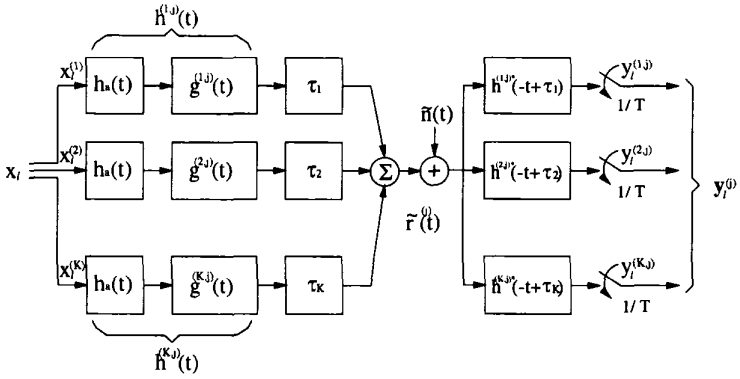


Figure 7.27. Overall MIMO system model.

7.7 FARKLI-ZAMANLI MIMO KANAL MODELİ

Tek giriş-tek çıkışlı (SISO) ISI kanalı için dijital sinyallemeye yarayan farklı zamanlı modeli oluşturmak için, MIMO ISI kanalı aynı zamanda J paralel farklı zamanlı berrak gürültü kanalı modelerinin toplanmış halidir denilebilir. Bir matrix gürültü berraklaştırma filtresiher anten elemanı için eşleşmiş filtre çıkışlarındaki gürültü örneklerini berraklaştırmak için kullanılır. Varsayalım ki kanal impals cevabı $h^{(k,j)}(t)$ uzunlugu $L^{(k,j)}T$, i.e., $h^{(k,j)}(t) = 0$ for $t < 0$ ve $t > L^{(k,j)}T$.
Jth anten elemanı için matrix kanal filtresi,

$$\mathbf{F}^{(j)}(z) = \sum_{n=-L_j}^{L_j} \mathbf{F}_n^{(j)} z^{-n} \qquad (7.236)$$

Ancak $L_j = \max_k L^{(k,j)}$.. Bu SISO ISI kanalının beklenen bir açıklamasıdır ancak $F(z) = \sum_{n=-L+1}^{L-1} f_n z^{-n}$. . Asenkrone MIMO kanalı bir matrix filtre ile açıklanır ve (7.236) daki toplam buyukluk rastgele kullanıcı hatalarını önlemek için $(-L_j + 1, L_j - 1)$ to $(-L_j, L_j)$ arasındadır. Bir ideal kanal için (ISI olmadan) matrix kanal filtresi,

$$\mathbf{F}^{(j)}(z) = \sum_{n=-N}^{N} \mathbf{F}_n^{(j)} z^{-n} \qquad (7.237)$$

Ancak NT iletilen alımın uzunlugudur $h_a(t) = 0$ for $t < 0$ ve $t > NT$.. Senkrone ideal MIMO kanalı için ise,

$$\mathbf{F}^{(j)}(z) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \mathbf{F}_n^{(j)} z^{-n} \qquad (7.238)$$

(7.226) kullanılarak ISI katsayılarının simetrik oldugu soylenebilir.

$$f_n^{(k,k',j)} = f_{-n}^{(k',k,j)^*} \qquad (7.239)$$

Ve böylece $\mathbf{F}_n^{(j)} = \mathbf{F}_{-n}^{(j)^H}$, ancak H Hermitian geçişidir.Bunun sonucunda $\mathbf{F}^{(j)}(z)$ simetrik formu

$$\mathbf{F}^{(j)}(z) = \mathbf{F}^{(j)^H}(1/z^*) \ . \qquad (7.240)$$

$\mathbf{F}^{(j)}(z)$ matrix kanal filtresi ise

$$\mathbf{F}^{(j)}(z) = \mathbf{G}^{(j)}(z)\mathbf{G}^{(j)^H}(1/z^*) \ . \qquad (7.241)$$

Eğer $\tilde{\mathbf{r}}^{(j)}(z)$ sıralaması matrix gürültü berraklaştırma filtresinin girişi ise çıkış;

$$\mathbf{v}^{(j)}(z) = \mathbf{G}^{(j)}(z)\mathbf{x}(z) + \boldsymbol{\eta}^{(j)}(z) \qquad (7.242)$$

ancak $\eta^{(j)}(z)$ berrak Gauss gürültüdü ve spektral yogunlugu ise,

$$S_{\boldsymbol{\eta}^{(j)}\boldsymbol{\eta}^{(j)}}(f) = N_o\mathbf{I} \ . \qquad (7.243)$$

Bu zaman aralıgında

$$\mathbf{v}_\ell^{(j)} = \sum_{n=0}^{L_j} \mathbf{x}_{\ell-n}\mathbf{G}_n^{(j)} + \boldsymbol{\eta}_\ell^{(j)} \qquad (7.244)$$

Ancak

$$\mathbf{v}_\ell^{(j)} = (v_\ell^{(1,j)}, \ldots, v_\ell^{(K,j)}) \qquad (7.245)$$

$$\boldsymbol{\eta}_\ell^{(j)} = (\eta_\ell^{(1,j)}, \ldots, \eta_\ell^{(K,j)}) \ . \qquad (7.246)$$

Optimum alıcı her anten elemanının çıkışındaki eşleşmiş K filtrelerini ve K*K gürültü berraklaştırma matrix filtresini içerir. J kollu ayrım girişi ile iletim filtresi, eşleşmiş filterler örneklerve gürültü berraklaştırma matrix filtreleri birer J nin paralel toplamları olatak modellenebilir. T-alanlı matrix filtresi bağımsız berrak gürültü sıralaması ile birlikte Fig. 7.28 deki gibidir. Butun kanal modelindeki durum sayısını belirlemek için öncelikle $L_k = \max_i L^{(k,j)}$ kth

girişinin kanal hafızasının uzunluğu olarak belirlemeliyiz. Sonra $2^n \sum_{k=1}^{K} L_k$ durum olusmus olur ancak 2^n seçilmiş sinyalların uzunlugu olmalıdır.

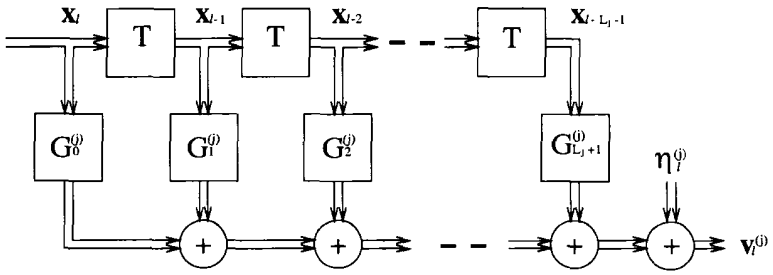


Figure 7.28. Discrete-time white noise MIMO channel model.

Ungerboeck (328) alıcısına benzer olarak, ML alıcısını $\{\mathbf{y}_\ell^{(j)}\}$ eşleşmiş filternin çıkışlarında direk olarak işleterek olusturabiliriz, böylece gürültü berraklastırma matrix filtrelerine olan ihtiyac bitmis olur.

7.8 VİTERBİ ALGORİTMASI

Varsayalım ki, her K iletileninin m sembolleri kanal üzerinden iletilmiş olsun. Ve $\mathbf{V}_n = (\mathbf{v}_n^{(1)}, \mathbf{v}_n^{(2)}, \ldots, \mathbf{v}_n^{(J)})$, ancak $\mathbf{v}_n^{(j)} = (v_n^{(1,j)}, \ldots, v_n^{(K,j)})$ her J anten kollarının n devirdeki gürültü berraklaştırma matrix filtreleriçıkışındaki vektörlerin toplamını göstersin. Çıkış sıralaması $\{\mathbf{V}_n\}_{n=1}^{m}$, alındıktan sonra, ML alıcısı giriş vektör sıralamasını esas alarak $\{\mathbf{x}_n\}_{n=1}^{m}$ log benzer fonksiyonu maksimumlaştırmaya karar verir.

$$\begin{aligned}&\log p(\mathbf{V}_m, \ldots, \mathbf{V}_1 | \mathbf{x}_m, \ldots, \mathbf{x}_1)\\ &= \log p(\mathbf{V}_m | x_m^{(1)}, \ldots, x_{m-L_1}^{(1)}; x_m^{(2)}, \ldots, x_{m-L_2}^{(2)}; \ldots; x_m^{(K)}, \ldots, x_{m-L_K}^{(K)})\\ &\quad + \log p(\mathbf{V}_{m-1}, \ldots, \mathbf{V}_1 | \mathbf{x}_{m-1}, \ldots, \mathbf{x}_1) \qquad (7.247)\end{aligned}$$

(7.247) deki sağdan birinci terime kol metrik denir ve Viterbi algoritmasında kullanılır. Farklı zamanlı gürültü berraklaştırmalı matrix fonksiyonu durumsal yogunluk fonksiyonunu gerektirir.

$$\begin{aligned}&\log p(\mathbf{V}_m | x_m^{(1)}, \ldots, x_{m-L_1}^{(1)}; x_m^{(2)}, \ldots, x_{m-L_2}^{(2)}; \ldots; x_m^{(K)}, \ldots, x_{m-L_K}^{(K)})\\ &= \frac{1}{(\pi N_o)^{KJ}} \exp\left\{ -\frac{1}{N_o} \sum_{j=1}^{J} \| \mathbf{v}_m^{(j)} - \sum_{n=0}^{L} \mathbf{x}_{m-n} \mathbf{G}_n^{(j)} \|^2 \right\} \qquad (7.248)\end{aligned}$$

Ancak $L = \max_k L_k$. eger $L_k \neq L,\ k = 1, \ldots, K$ ise $\mathbf{G}_n^{(j)}$ matriksindeki bazı elemanların sıfır olabileceği düğünülmeli, ve bu durumda kol metrik hesaplamaları daha kolaylasır.(7.248) deki yogunluk kol metriksi şu hale getirir;

$$\mu_m = -\sum_{j=1}^{J} \|\mathbf{v}_m^{(j)} - \sum_{n=0}^{L} \mathbf{x}_{m-n}\mathbf{G}_n^{(j)}\|^2 \quad . \qquad (7.249)$$

8.5 ÇİFT TARAFLI HATA OLASILIĞI

$\mathbf{x}$ ve $\hat{\mathbf{x}}$sırasıyla iletilen ve tahmin edilensembol sıralamaları olsun ve hata sıralamasını $\boldsymbol{\epsilon} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$. ile gösterelim. Çift taraflı hata olasılıgı alıcının x iletildigi andaki $\hat{\mathbf{x}}$ sıralamasına gore belirledigi olasılıktır ve şuna eşittir,

$$\mathrm{P}(\Gamma(\mathbf{x} - \boldsymbol{\epsilon}) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x}) = \mathrm{P}\left(\Gamma(\hat{\mathbf{x}}) > \Gamma(\mathbf{x})\right) \qquad (7.250)$$

Ancak $\Gamma(\mathbf{x}) = \sum_m \mu_m$, (7.249)daki μ_m kol metrik ile x giriş sıralamasına ait olan metrik yoldur. (7.249) dan

$$\begin{aligned}
\mathrm{P}(\Gamma(\mathbf{x} - \boldsymbol{\epsilon}) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x}) &= \mathrm{P}\left(\sum_m \sum_{j=1}^{J} \| \sum_{n=0}^{L} \boldsymbol{\epsilon}_{m-n}\mathbf{G}_n^{(j)} + \boldsymbol{\eta}_m^{(j)}\|^2 \right. \\
&\qquad \left. < \sum_m \sum_{j=1}^{J} \|\boldsymbol{\eta}_m^{(j)}\|^2 \right) \\
&= \mathrm{P}\left(\sum_m \sum_{j=1}^{J} 2\mathrm{R_e}\left\{\sum_{n=0}^{L} \boldsymbol{\epsilon}_{m-n}\mathbf{G}_n^{(j)}\boldsymbol{\eta}_m^{(j)H}\right\}\right. \\
&\qquad \left. < -\sum_m \sum_{j=1}^{J} \| \sum_{n=0}^{L} \boldsymbol{\epsilon}_{m-n}\mathbf{G}_n^{(j)}\|^2 \right) \quad . \quad (7.251)
\end{aligned}$$

Varsayalım ki,

$$\Delta^2 = \sum_m \sum_{j=1}^{J} \| \sum_{n=0}^{L} \boldsymbol{\epsilon}_{n-m}\mathbf{G}_n^{(j)}\|^2 \qquad (7.252)$$

$$\chi = \sum_m \sum_{j=1}^{J} 2\mathrm{R_e}\left\{\sum_{n=0}^{L} \boldsymbol{\epsilon}_{m-n}\mathbf{G}_n^{(j)}\boldsymbol{\eta}_m^{(j)H}\right\} \qquad (7.253)$$

χ in varyansı $4N_o\Delta^2$.olan sıfır-manalı Gauss rastgele degiskeni oldugu söylenebilir. Böylece çift taraflı hata olasılıgı ise şu hale gelir,

$$\mathrm{P}(\Gamma(\mathbf{x}-\boldsymbol{\epsilon}) \geq \Gamma(\mathbf{x})|\mathbf{x}) = Q\left(\sqrt{\frac{\Delta^2}{4N_o}}\right) \quad . \qquad (7.254)$$

8.6 T/2-ALANLI MIMO MLSE ALICILARI

Varsayalım ki, eşleşmiş filtre çıkışları $y^{(k,j)}(t)$ dogru zamanda fakat 2/T hızında örneklenmiş olsun. Bu defa, kth girişten jth çıkışa olan farklı-zamanlı kanal T/2 alanlı katsayıları $\tilde{f}_\ell^{(k,k',j)} = f(\ell T/2)$ ve $\tilde{f}_\ell^{(k,k',j)} = \tilde{f}_{-\ell}^{(k',k,j)^*}$, olan transversal filtredir, ancak şapkalı harfler 2/T oranını göstermektedir. Zamanalama fazı dogru oldugundan, $f_\ell^{(k,k',j)} = \tilde{f}_{2\ell}^{(k,k',j)}$ olur. Bunları takiben total farklı zamanlı matrix kanal filtresi $\mathbf{F}^{(j)}(z)$ faktorizasyonu ise

$$\tilde{\mathbf{F}}^{(j)}(z) = \tilde{\mathbf{G}}^{(j)}(z)\tilde{\mathbf{G}}^{(j)^H}(1/z^*) \quad . \qquad (7.255)$$

Baud hızı örnekleri ile T/2 alanlı baglantılı gürültü örnekleri transfer fonksiyonu $\left[\tilde{\mathbf{G}}^{(j)^H}(1/z^*)\right]^{-1}$. olan bir durgun matrix gürültü berraklastırma filtresi kullanılarak berraklastırılabilir. Matrix gürültü berrakşastırma filtresinin çıkışı ise,

$$\tilde{\mathbf{v}}^{(j)}(z) = \tilde{\mathbf{G}}^{(j)}(z)\tilde{\mathbf{x}}(z) + \tilde{\boldsymbol{\eta}}^{(j)}(z) \qquad (7.256)$$

Veya zaman aralıgında,

$$\tilde{\mathbf{v}}_\ell^{(j)} = \sum_{n=0}^{2L_j} \tilde{\mathbf{x}}_{\ell-n}\tilde{\mathbf{G}}_n^{(j)} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_\ell^{(j)} \qquad (7.257)$$

Ancak $\{\tilde{\boldsymbol{\eta}}_\ell^{(j)}\}$ güç spektrumu $S_{\tilde{\boldsymbol{\eta}}\tilde{\boldsymbol{\eta}}}(f) = N_o\mathbf{I}$ olan T/2 alanlı gürültü berraklastırma sıralamasıdır. $\{\tilde{\mathbf{x}}_n\}$ sıralaması bahsedilen T/2 alanlısembol giriş sıralamasıdır ve şu haldedir,

$$\tilde{\mathbf{x}}_n = \begin{cases} \mathbf{x}_{n/2} & , \ n \text{ even} \\ 0 & , \ n \text{ odd} \end{cases} \qquad (7.258)$$

Bütün sistem ve eş farklı zamanlı gürültü berraklastırma modelleri sırasıyla 7.29 ve 7.30 da verilmiştir.

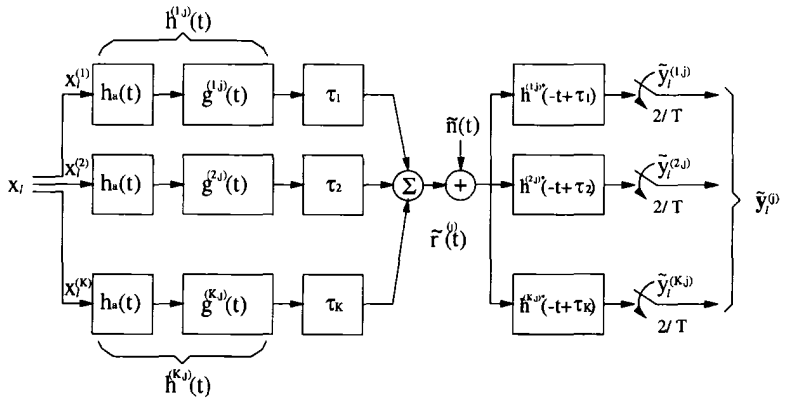


Figure 7.29. Overall MIMO system model with $T/2$-spaced sampling.

Vektör örnekleri $\tilde{\mathbf{v}}_{2\ell}^{(j)}$ ve $\tilde{\mathbf{v}}_{2\ell+1}^{(j)}$ lth alınan bauda aittir

$$\tilde{\mathbf{v}}_{2\ell}^{(j)} = \sum_{n=0}^{L_j} \mathbf{x}_{\ell-n} \tilde{\mathbf{G}}_{2n}^{(j)} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_{2\ell}^{(j)} \tag{7.259}$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{2\ell+1}^{(j)} = \sum_{n=0}^{L_j-1} \mathbf{x}_{\ell-n} \tilde{\mathbf{G}}_{2n+1}^{(j)} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_{2\ell+1}^{(j)} \ . \tag{7.260}$$

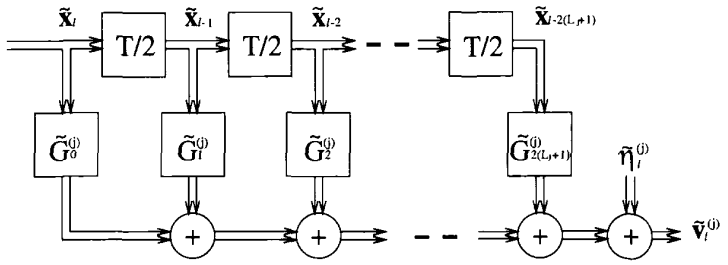


Figure 7.30. Overall discrete-time white noise MIMO channel model with $T/2$-spaced sampling.

T/2-alanalı parçalı örnekler ile baud ve kol metrik basına dusen ornekler ise

$$\mu_m = -\sum_{j=1}^{J} \left\{ \| \tilde{\mathbf{v}}_{2m}^{(j)} - \sum_{n=0}^{L} \mathbf{x}_{m-n} \tilde{\mathbf{G}}_{2n}^{(j)} \|^2 + \| \tilde{\mathbf{v}}_{2m+1}^{(j)} - \sum_{n=0}^{L-1} \mathbf{x}_{m-n} \tilde{\mathbf{G}}_{2n+1}^{(j)} \|^2 \right\} \ . \tag{7.261}$$

Bir defa daha, eger $L_k \neq L, k = 1, \ldots, K$ ise bazı $\tilde{\mathbf{G}}_{2n}^{(j)}$ sıfır olabilir. T/2-alanalı parçalı örneklerin T-alanlı orneklere kıyasla hesaplama sayısını iki katına cıkardıgına dikkat ediniz.

8.6.1 HATA OLASILIĞI

SISO kanalı için sonucu genellediğimizde, T-alanlı ve T/2-alanlı MIMO MLSE alıcılarının eşit performans gösterdigini gösterdik. T-alanlı örnekler icin, tanımla ki

$$\mathbf{E}(z) = \sum_n \boldsymbol{\epsilon}_n z^{-n} \tag{7.262}$$

$$\mathbf{E}_v^{(j)}(z) = \sum_n \mathbf{v}_n^{(j)} z^{-n} \tag{7.263}$$

Sonra

$$\mathbf{E}_v^{(j)}(z) = \mathbf{E}(z)\mathbf{G}^{(j)}(z) \tag{7.264}$$

ve

$$\Delta^2 = \sum_m \sum_{j=1}^{J} \| \sum_{n=0}^{L} \boldsymbol{\epsilon}_{n-m} \mathbf{G}_n^{(j)} \|^2 \tag{7.265}$$

$$= \sum_{j=1}^{J} \left[\mathbf{E}_v^{(j)}(z) \mathbf{E}_v^{(j)H}(1/z^*) \right]_0$$

$$= \sum_{j=1}^{J} \left[\mathbf{E}(z)\mathbf{G}^{(j)}(z)\mathbf{G}^{(j)H}(1/z^*)\mathbf{E}^*(1/z^*) \right]_0$$

$$= \sum_{j=1}^{J} \left[\mathbf{E}(z)\mathbf{F}^{(j)}(z)\mathbf{E}^*(1/z^*) \right]_0 \tag{7.266}$$

T/2-alanlı örnekler için, tanımla

$$\tilde{\mathbf{E}}(z) = \sum_n \tilde{\boldsymbol{\epsilon}}_n z^{-2n} \quad . \tag{7.267}$$

$\tilde{\boldsymbol{\epsilon}}_n = \mathbf{x}_n - \hat{\mathbf{x}}_n$ her k için sıfır oldugundan $\tilde{\mathbf{E}}(z) = \mathbf{E}(z^2)$. . Aynı zamanda

$$\tilde{\mathbf{E}}_v^{(j)}(z) = \tilde{\mathbf{E}}(z)\tilde{\mathbf{G}}^{(j)}(z) \tag{7.268}$$

Böylece

$$\tilde{\Delta}^2 = \sum_m \sum_{j=1}^{J} \| \sum_{n=0}^{L} \tilde{\epsilon}_{n-m} \tilde{\mathbf{G}}_n^{(j)} \|^2 \quad (7.269)$$

$$= \sum_{j=1}^{J} \left[\tilde{\mathbf{E}}_v^{(j)}(z) \tilde{\mathbf{E}}_v^{(j)H}(1/z^*) \right]_0$$

$$= \sum_{j=1}^{J} \left[\tilde{\mathbf{E}}(z) \mathbf{G}^{(j)}(z) \mathbf{G}^{(j)^H}(1/z^*) \tilde{\mathbf{E}}^*(1/z^*) \right]_0$$

$$= \sum_{j=1}^{J} \left[\tilde{\mathbf{E}}(z) \mathbf{F}^{(j)}(z) \tilde{\mathbf{E}}^*(1/z^*) \right]_0$$

$$= \sum_{j=1}^{J} \left[\mathbf{E}(z^2) \mathbf{F}^{(j)}(z) \mathbf{E}^*(1/z^{*^2}) \right]_0 \quad (7.270)$$

Ancak $[\cdot]_0$ z^0.ın katsayısıdır. $\mathbf{E}(z^2)\mathbf{E}^*(1/z^{*^2})$ ın tek katları sıfır oldugu ve $\mathbf{F}_\ell = \tilde{\mathbf{F}}_{2\ell}$ oldugu için $\tilde{\Delta}^2 = \Delta^2$. Böylece T ve T/2 alanlı alıcıların hata olsılıgı performansı aynıdır.

8.6.2 FAZ DUYARLILIĞI ZAMANLAMASI

T-alanlı MIMO MLSE alıcıları kol metrik üretmek için gecikme kümesi $\{\tau_k\}_{k=1}^{K}$hakkında bilgi sahibi olmalıdırlar.T/2-alanlı MIMO MLSE alıcılarının en büyük avantajlarında birisi zaman fazına karşı duyarsız olmasıdır. 7. Bölümde bu özellik SISO için gösterilmişti şimdi ise MIMO kanlaları için genelleyeceğiz.

Varsayalım ki, kth ve jth anten kolları için zaman faz ofseti $t^{(k,j)}$saniye olsun. Eşleşmiş filtre çıkışındaki T/2-alanlı örnek impals cevabı $h^{(k,j)^*}(-t)$ is $\tilde{f}_{\ell,t}^{(k,k',j)} = \tilde{f}^{(k,k',j)}(\ell T' \pm t^{(k,j)})$, ancak $T' = T/2$.. Zaman faz ofsetinden dolayı, ISI katsayıları simetrik degillerdir. $\tilde{f}_{\ell,t}^{(k,k',j)} \neq \tilde{f}_{-\ell,t}^{(k,k',j)^*}$. Aşagıdaki matriksleri tanımlayalım.

$$\tilde{\mathbf{F}}_n^{(j)} = \left[\tilde{f}_n^{(k,k',j)} \right]_{K \times K} \quad (7.271)$$

$$\tilde{\mathbf{F}}_{n,\mathbf{t}}^{(j)} = \left[\tilde{f}_{n,t}^{(k,k',j)} \right]_{K \times K} . \quad (7.272)$$

$\tilde{\mathbf{F}}_{n,\mathbf{t}}^{(j)}$nin farklı zamanlı Fourier transformu,

$$\tilde{\mathbf{F}}_{\mathbf{t}}^{(j)}(e^{j\omega}) = \sum_{n=-2L_j}^{2L_j} \tilde{\mathbf{F}}_{n,\mathbf{t}}^{(j)}(e^{j\omega})^{-n}$$

$$= e^{\pm j\omega \boldsymbol{\tau}^{(j)}} \tilde{\mathbf{F}}^{(j)}(e^{j\omega}) \quad (7.273)$$

Ancak $e^{\pm j\omega\boldsymbol{\tau}^{(j)}} = (e^{\pm j\omega\tau^{(1,j)}}, \ldots, e^{\pm j\omega\tau^{(K,j)}})$ and $\tau^{(k,j)} = t^{(k,j)}/T'$.
Gürültü dairesel olarak simetrik oldugundan, jth eşleşmiş filtreni çıkış gürültsünün psd si zaman ofseti t den bağımsızdır ve,

$$S_{\boldsymbol{\nu}^{(j)}\boldsymbol{\nu}^{(j)}}(f) = N_o\tilde{\mathbf{F}}^{(j)}(e^{j\omega}) \qquad (7.274)$$

Gürültü berraklaştırıcı matrix filtresinin DTFT si ise

$$\left[\tilde{\mathbf{G}}^{(j)^H}(1/z^*)\right]^{-1}_{z=e^{j\omega}} = \left[\tilde{\mathbf{G}}^{(j)^H}(e^{j\omega})\right]^{-1} \qquad (7.275)$$

Ve elimizde,

$$\tilde{\mathbf{F}}^{(j)}(e^{j\omega}) = \tilde{\mathbf{G}}^{(j)}(e^{j\omega})\tilde{\mathbf{G}}^{(j)^H}(e^{j\omega}) \ . \qquad (7.276)$$

Böylece, gürültü berraklaştırıcı matrix filtresinin çıkışındaki gürültü berraktır. Giriş data sıralaması berrak oldugundan, gürültü berraklaştırıcı filtrenin çıkışındaki mesaj vektörü DTFTsi ise,

$$\tilde{\mathbf{G}}_{\mathbf{t}}^{(j)}(e^{j\omega}) = e^{\pm j\omega\boldsymbol{\tau}^{(j)}}\tilde{\mathbf{G}}^{(j)}(e^{j\omega}) \qquad (7.277)$$

Ve ,

$$\sum_n \tilde{\mathbf{G}}_n^{(j)}\tilde{\mathbf{G}}_n^{(j)^H} = \sum_n \tilde{\mathbf{G}}_{n,\mathbf{t}}^{(j)}\tilde{\mathbf{G}}_{n,\mathbf{t}}^{(j)^H} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\tilde{\mathbf{G}}^{(j)}(e^{j\omega})\tilde{\mathbf{G}}^{(j)^H}(e^{j\omega})d\omega \ . \qquad (7.278)$$

Böylece şu sonuç ortaya cıkar,

$$\tilde{\mathbf{G}}_{\mathbf{t}}^{(j)}(z)\tilde{\mathbf{G}}_{\mathbf{t}}^{(j)^H}(1/z^*) = \tilde{\mathbf{F}}^{(j)}(z) \ . \qquad (7.279)$$

Sonuç olarak T/2-alanlı MLSE alıcısı ile kanal çıkışının izin verilen sıralaması arasındaki mesafe örnek faza $e^{\pm j\omega\boldsymbol{\tau}^{(j)}}$. duyarlı degildir. Gürültü hala berrak oldugundan hata hız performansı örnek faza duyarlı degildir. (7.278) deki eşitlik sinyal spektrumunu örtüşmesinden dolayı T-alanlı alıcılar için geçerli degildir.

8.6.3 PRATİK ALICI

7. Bölüm gösterdi ki, SISO ISI kanal için optimal önlü-bitiş işlemi, 2/T hızında iletilen alım $h_a(t)$ ile T/2-alanlı gürülü berraklaştırıcı filtre ile eşleşmis bir alıcı filtre kullanılarak gercekleştirilebilir. Biz bu konseptş MIMO ISI kanllarına genelleyecegiz. Bütün giriş sinyalleri aynı formda olan MIMO sitemi için bu alıcı kullanılarak önemli derecede komplekslik düşüşü sağlanabilir. Artık her anten elemanı için eşleşmiş filtre bankası kullanmaya gerek yoktur. Fig.7.31 de gösterildiği gibi, alıcı basitçe, hızı 2/T ve T/2-alanlı gürültü berraklaştırıcı filtreli her anten elemanı için tek eşli

filtreden oluşur. $h_a^*(-t$ filtre çıkışındaki T-alanlı örnek berrak olmasına ragmen T/2-alanlı örnek için degildirve boylece
gürültü berraklaştırıcı filtre gereklidir. gürültü berraklaştırıcı filtrenin yapısı tamamen bilinir ve o biline filtre $h_a^*(-t$ ye baglıdır.

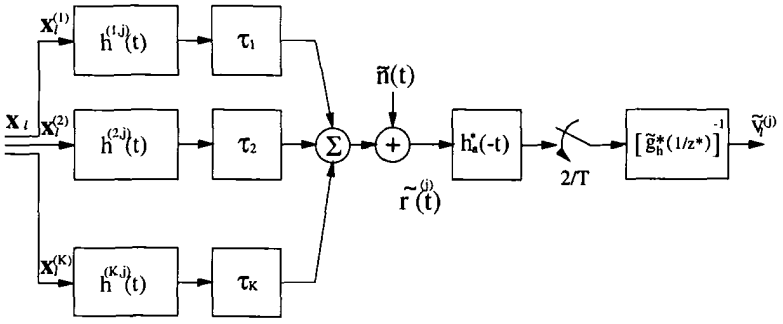


Figure 7.31. Practical MIMO system with $T/2$-spaced sampling.

Biz fig. 7.29 ve 7.31 de gösterilen sistemlerineşit performan sergilediklerini gösterecegiz. Varsayalım ki, 20T hızlı örnek teoremi sağlasın, iki sistem tamamen T/2 –alanlı faklı zamanlı sinyalleriyle anılacaktır. Bu %100 toplam dalga boyundan daha az olan yükselen kosinüs dalgası kullanılarak basarılabilir. Tanımla,

$$\mathbf{c}^{(j)}(t) = (c^{(1,j)}(t), \ldots, c^{(K,j)}(t))^T \qquad (7.280)$$

$$\mathbf{h}^{(j)}(t) = (h^{(1,j)}(t), \ldots, h^{(K,j)}(t))^T \qquad (7.281)$$

$\tilde{h}_a(z), \tilde{\mathbf{c}}(z),$ ve$\tilde{\mathbf{h}}(z)$sırasıyla T/2 alanlı örnek sinyalin$h_a(t)$,$\mathbf{c}(t)$ ve $\mathbf{h}(t)$ye ait z-transformları olsun. Alıcı filtre $h_a^*(-t)$nin çıkışındaki gürültü örneklerinin otokorelasyon fonksiyonunun z-transformu $N_o\tilde{F}_h(z)$ ancak$\tilde{F}_h(z) = \tilde{h}_a(z)\tilde{h}_a^*(1/z^*)$. faktorizasyon kullanılarak

$$\tilde{F}_h(z) = \tilde{g}_h(z)\tilde{g}_h^*(1/z^*) \qquad (7.282)$$

Eşleşmiş filtre $h_a^*(-t)$ çıkışındaki T/2-alanlı gürültü sırası, fig 7.31 deki gibi transfer fonksiyonu $[\tilde{g}_h^*(1/z^*)]^{-1}$ olan bir filtre kullanılarak berraklaştırılabilir. gürültü berreklaştırıcı filtre bir matrix filtre geğildir ancak bir skalar filtredir.
Fig. 7.31 deki gürültü berreklaştırıcı filtreiçeren toplam T/2-alanlı farklı-zamanlı kanalın z-transformu ise

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{g}}_{\mathrm{eq}}(z) &= \tilde{h}_a(z)\tilde{\mathbf{c}}(z)\tilde{h}_a^*(1/z^*)/\tilde{g}_h^*(1/z^*) \\ &= \tilde{\mathbf{c}}(z)\tilde{g}_h(z) \ . \end{aligned} \qquad (7.283)$$

Fig. 7.29 daki konvensiyonel sisteme bakılarak

$$\tilde{\mathbf{h}}(z) = \tilde{h}_a(z)\tilde{\mathbf{c}}(z) \qquad (7.284)$$

Ve

$$\tilde{\mathbf{F}}(z) = \tilde{h}_a(z)\tilde{\mathbf{c}}(z)(\tilde{h}_a(1/z^*)\mathbf{c}(1/z^*))^H = \tilde{h}_a(z)\tilde{\mathbf{c}}(z)\tilde{\mathbf{c}}^H(1/z^*)\tilde{h}_a^*(1/z^*) \ . \qquad (7.285)$$

Varsayalım ki,

$$\tilde{\mathbf{c}}(z)\tilde{\mathbf{c}}^H(1/z^*) = \tilde{\mathbf{G}}_c(z)\mathbf{G}_c^H(1/z^*) \qquad (7.286)$$

$\tilde{\mathbf{c}}(z)\tilde{\mathbf{c}}^H(1/z^*)$ matriksinin faktorizasyonu olsun öyle ki, $\tilde{\mathbf{G}}_c^H(1/z^*)$ minimum faza sahip olsun.(7.282), (7.285) ve (7.286) birleştirilerek,

$$\tilde{\mathbf{F}}(z) = \tilde{g}_h(z)\tilde{\mathbf{G}}_c^H(z)\tilde{\mathbf{G}}_c^H(1/z^*)\tilde{g}_h^*(1/z^*) \ . \qquad (7.287)$$

Gürültü berraklaştırıcı martix filtresinin transfer fonksiyonu ise şöyle seçilmelidir,

$$\left[\tilde{\mathbf{G}}_c^H(1/z^*)\tilde{g}_h^*(1/z^*)\right]^{-1} \ . \qquad (7.288)$$

Böylece, gürültü berraklaştırıcı martix filtresinin çıkışının toplam transfer fonksiyonu ise

$$\tilde{\mathbf{G}}(z) = \tilde{g}_h(z)\tilde{\mathbf{G}}_c(z) \ . \qquad (7.289)$$

Son olarak görüyoruz ki,

$$\tilde{\mathbf{g}}_{\text{eq}}(z)\tilde{\mathbf{g}}_{\text{eq}}^H(1/z^*) = \tilde{\mathbf{F}}(z) = \tilde{\mathbf{G}}(z)\tilde{\mathbf{G}}^H(1/z^*) \ . \qquad (7.290)$$

Böylece, fig.7.31 deki sistemin kanal çıkış sıralamalrı arasındaki Öklit uzunlugu fig 7.29 daki T/2-alanlı MLSE alıcılarınki ile aynıdır. Sonuç olarak fig 7.31 deki sistem ML performansına ulaşır. Fig 7.31 deki sistemin ana avantajı, gürültü berraklaştırıcı filtre bilinmeyen kanallara bağımlı değil ve sabit bir yapıya sahiptir. Tabi ki, gürültü berraklaştırıcı filtre uyuglaması hala önemli karmaşıklık gerektiriyor.

Fig. 7.31 de gösterilen alıcı sayısal bir çıkışa sahiptir, fig. 7.29 daki alıcı bir vektörel çıkışa sahip olmasına ragmen ve dahası $\tilde{\mathbf{g}}_{\text{eq},n}^{(j)}$bir vektördür $\tilde{\mathbf{G}}_n^{(j)}$ ise bir matrixdir. Sonuç olarak, Viterbi algoritmasındakullanılan kol metrik buna gore modifiye edilmelidir. (7.261) den

$$\mu_m = -\sum_{j=1}^{J}\left\{\left|\tilde{v}_{2m}^{(j)} - \sum_{n=0}^{L_j}\mathbf{x}_{m-n}\tilde{\mathbf{g}}_{\mathrm{eq},2n}^{(j)}\right|^2 + \left|\tilde{v}_{2m+1}^{(j)} - \sum_{n=0}^{L_j-1}\mathbf{x}_{m-n}\tilde{\mathbf{g}}_{\mathrm{eq},2n+1}^{(j')}\right|^2\right\} . \qquad (7.291)$$

T/2-alanlı alıcı optimum olmasına ragmen, uygulanabilmesi için bazı anahtar konuların çözüme kavuşması gerekiyor. Birinci olarak, alıcı şans eseri ola vektör $\{\tilde{\mathbf{g}}_{\mathrm{eq},n}^{(j)}\}$. tahminini yapabildiğiinin denenmesi gerekiyor. Bu senkronizasyon ve deneme problemi deneme sıralamaları tutmayan asenkrone TDMA hücresel sistemleri için ciddi zorluklar içermektedir. Bir asenkrone sistem ile kanal matriksin degişik elemanları değişik zamanalrda denenmektedir. İkinci olarak, alıcı data demodulasyonu esnasında kanal vektörleri $\{\tilde{\mathbf{g}}_{\mathrm{eq},n}^{(j)}\}$. izlemek zorundadır. Belkide, bölüm 5.1.1 deki her-kurtarıcı yaklaşımı kullanılabilir.

8.7 MÜDAHALE ETME VE REDDETME BİLEŞİK MLSE

Çoğu durumlarda, CCI yapısı bilinmezdir. Bu aynı band içindeki farklı ortak hava arayüzleri kullanan lisanslı hücresel sistem örnekleriiçin doğrudur. Mesela AMPS, IS-54/136 ve CDPD kullanıcıları hep aynı bandı paylaşırlar. Burda biz böyle durumlar için müdahale etme ve reddetme birleşik MLSE alıcısı diye adlandırılan yeni bir MIMO MLSE alıcısı oluşturuyoruz MLSE (IRC-MLSE).

Bir defa daha, varsayıyoruz ki her anten elemanı üzerindeki alıcı filtre iletilen alım ile eşleşiyor ve hızı da 2/T örnegindeki gibidir. CCI bilinmeyen bir formda oldugundan eşleşmiş filtre sadece istenen sinyal için gereklidir. İletilen filtre, kanal ve alıcı filtreden oluşan toplam alım cevabı ise $f^{(j)}(t) = c^{(1,j)}(t) * p(t)$, ancak $p(t) = h_a(t) * h_a^*(-t)$ iletilen ve alınan filtrenin toplam cevabıdır. J anten elemanlarındaki eşleşmiş filtre çıkış vektörü ise,

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{\ell=0}^{L} x_\ell \mathbf{f}(t - \ell T) + \mathbf{z}(t) \qquad (7.292)$$

Ancak

$$\begin{aligned}\mathbf{y}(t) &= (y^{(1)}(t), \ldots, y^{(J)}(t))^T \\ \mathbf{f}(t) &= (f^{(1)}(t), \ldots, f^{(J)}(t))^T \\ \mathbf{z}(t) &= (z^{(1)}(t), \ldots, z^{(J)}(t))^T \end{aligned} \qquad (7.293)$$

Ve LT $f^{(j)}(t)$. alımının uzunluğudur. Z(t) vektörü K eşkanal sinyalleri ve AWGN den kaynaklı eşleşmiş filternin çıkışındaki bozulmadır ve şu formdadır.

$$\mathbf{z}(t) = \sum_{k=1}^{K} \mathbf{i}_k(t) + \boldsymbol{\nu}(t) \qquad (7.294)$$

Ancak

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_k(t) &= (i_k^{(1)}(t), \ldots, i_k^{(J)}(t))^T \\ \boldsymbol{\nu}(t) &= (\eta^{(1)}(t), \ldots, \eta^{(J)}(t))^T \ . \end{aligned} \qquad (7.295)$$

Eşleşmiş filtre çıkışları 2/T hızındadır ve gürültü berraklaştırıcı filtreye geçer. Gürültü berraklaştırıcı filtre CCI nin varlığında optimumun altındadır, zira girişten alıcıya olan CCI renklendirilmiş gürültü olarak gösterilebilir. Halbuki gürültü berraklaştırıcı filtre CCI nin yoklugunda maksimum olasılıklı performansı sağlar. Gürültü berraklaştırıcı filtre (7.283) de gösterilen transfer fonksiyonlu total T/2-alanlı farklı zamanlı kanalı gerektiren prosedürün aynısını kullanarak oluşturulur. Devamında, ileten filtre, kanal, alıcı filtre ve T/2-alanlı örneklerden oluşan total kanal, bir T/2-alanlı dallı gecikme hattı olarak modellenebilir ve dal katsayıları ise,

$$\tilde{\mathbf{g}}^{(j)} = (\tilde{g}_0^{(j)}, \ldots, \tilde{g}_{2L_h}^{(j)})$$

Ancak $L_h T$, $h_a(t)\cdot$ alımının uzunlugudur. Tanımla,

$$\tilde{\mathbf{g}}_\ell = (\tilde{g}_\ell^{(1)}, \ldots \tilde{g}_\ell^{(J)})^T \ . \qquad (7.296)$$

Sonra, kth alıcı bauda eş gürültü berraklaştırıcı filtre çıkışındaki $\tilde{\mathbf{v}}_{2k}$ ve $\tilde{\mathbf{v}}_{2k+1}$ vektörleri ise,

$$\tilde{\mathbf{v}}_{2k} = \sum_{\ell=0}^{L_h} x(k-\ell)\tilde{\mathbf{g}}_{2\ell} + \tilde{\mathbf{n}}_{2k} \qquad (7.297)$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{2k+1} = \sum_{\ell=0}^{L_h-1} x(k-\ell)\tilde{\mathbf{g}}_{2\ell+1} + \tilde{\mathbf{n}}_{2k+1} \qquad (7.298)$$

Uygun bir alıcı yapısı oluşturmak için, farzediyoruz ki gürültü berraklaştırıcı filtre çıkışındaki örnek bozulmuş vektör $\tilde{\mathbf{n}}_k$ kompleks Gaus rastgeke değişkenleri ile ilişkili bir J vektörüdür ve baglantı pdf leri ise,

$$p(\tilde{\mathbf{n}}_k) = \frac{1}{(2\pi)^J |\mathbf{R}_k|} \exp\left\{-\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{n}}_k^H \mathbf{R}_k^{-1} \tilde{\mathbf{n}}_k\right\} \qquad (7.299)$$

Ancak $|\mathbf{R}_k|$, $\mathbf{R}_k$ nin bir determinantıdır ve,

$$\mathbf{R}_k = \frac{1}{2}\mathrm{E}\left[\tilde{\mathbf{n}}_k \tilde{\mathbf{n}}_k^H\right] \ . \qquad (7.300)$$

Kol metrigi MLSEye benzer bir algoritma varsayarsak, bozulan vektör olma olasılığı ile alakalı olmalıdır. Tam k devirde $\tilde{\mathbf{v}}_{2k}$ ve $\tilde{\mathbf{v}}_{2k+1}$ vektörleri aşagıdaki kol metrikleri hesaplamak için Viterbi algoritması tarafından kullanılır.

$$\begin{aligned}\mu_k &= [\tilde{\mathbf{v}}_{2k} - \hat{\mathbf{u}}_{2k}^1]^H \mathbf{R}_{2k}^{-1} [\tilde{\mathbf{v}}_{2k} - \hat{\mathbf{u}}_{2k}^1] \\ &\quad + [\tilde{\mathbf{v}}_{2k+1} - \hat{\mathbf{u}}_{2k+1}^2]^H \mathbf{R}_{2k+1}^{-1} [\tilde{\mathbf{v}}_{2k+1} - \hat{\mathbf{u}}_{2k+1}^2] \qquad (7.301)\end{aligned}$$

Ancak

$$\hat{\mathbf{u}}_{2k}^1 = \sum_{\ell=0}^{2L_h} \hat{x}(k-\ell)\tilde{\mathbf{g}}_{2\ell} \qquad \hat{\mathbf{u}}_{2k+1}^2 = \sum_{\ell=0}^{2L_h-1} \hat{x}(k-\ell)\tilde{\mathbf{g}}_{2\ell+1} \ .$$

Not edilmelidir ki, metrik hesaplama $\mathbf{R}_k$ korelasyon matriksini gerektirir ve onun tersi ve altkanal impals cevabı,

$$\tilde{\mathbf{g}}^1 = (\tilde{\mathbf{g}}_0, \tilde{\mathbf{g}}_2, \ldots, \tilde{\mathbf{g}}_{2L_h}) \qquad (7.302)$$

$$\tilde{\mathbf{g}}^2 = (\tilde{\mathbf{g}}_1, \tilde{\mathbf{g}}_3, \ldots, \tilde{\mathbf{g}}_{2L_h-1}) \ . \qquad (7.303)$$

$\mathbf{R}_k$ nin tersini hesaplamak büyük J ler için matematiksel olarak zor olabilir gereken hesaplama sayısı J^3 ile orantılıdır. Halbuki $J = 2$ (iki alıcı anten elemanı) oldugunda tersidirek matriks tersi (DTI) kullanılarak hesaplanır, mesela $\mathbf{R}_k$ nin tersi
$\mathbf{R}_k$

$$\mathbf{R}_k^{-1} = \frac{\text{adj}(\mathbf{R}_k)}{|\mathbf{R}_k|} = \frac{1}{r_{k_{11}} r_{k_{22}} - r_{k_{12}} r_{k_{21}}} \begin{bmatrix} r_{k_{22}} & -r_{k_{12}} \\ -r_{k_{21}} & r_{k_{11}} \end{bmatrix} \ . \qquad (7.304)$$

Determinant $|\mathbf{R}_k|$ nin bölünmesi gereksizdir ancak $\mathbf{R}_k$Viterbi algoritmasındaki gecikme kararı üzerinde sabit olmalıdır, zira determinant bütün metrik yollarda sadece sayar. Bu defa Viterbi algoritması aşağıdaki basitlestirilmiş kol metriğini kullanır,

$$\begin{aligned}\mu_k &= [\tilde{\mathbf{v}}_{2k} - \hat{\mathbf{u}}_{2k}^1]^H \text{adj}(\mathbf{R}_{2k}) [\tilde{\mathbf{v}}_{2k} - \hat{\mathbf{u}}_{2k}^1] \\ &\quad + [\tilde{\mathbf{v}}_{2k+1} - \hat{\mathbf{u}}_{2k+1}^2]^H \text{adj}\mathbf{R}_{2k+1}) [\mathbf{v}_{2k+1} - \hat{\mathbf{u}}_{2k+1}^2] \ . \qquad (7.305)\end{aligned}$$

Bu hesaplama işlemi sadece çarpma ve toplama işlemlerini içerir.

Sonuç olarak, bir metrik bileşik alıcı MLSE (MC-MLSE) $\mathbf{R}_k$ matiksinin diagonal elemanlarının sıfır oldugu halidir. Metrik bileşik alıcı kanal eklenmiş berrak Gauss gürültüsünde etkilendiğindeki maksimal oranlı bileşiğe eştir.

BÖLÜM 8

DENETİM KODU HATASI

Kanal kodlama ve dönüşümlü kanal teknikleri,parazit,frekans bozma, sönümleme ve diğer kanal bozulmaları gürültünün zararlı etkileri ile mücadelede etkili bir teknik olarak uzun zamandır kabul edilmiştir. Kanal kodlamada temel fikir iletilen sinyaller içine sunulan kontrollü fazlalıktan alıcının doğru kanala uyarılmış hataları doğru hata düzeltmesi aracılığla faydalanılır. Kanal kodlama konuları otomatik tekrar istem programları (ARQ) meşgul eden stratejilerin hata tespiti için de kullanılabilir. ARQ stratejileri bir geribildirim kanalının yeniden iletim talepleri aktarımı alıcı geri verici hatalar tespit edilir olmalıdır . ARQ düzenleri verici ve / veya alıcı ve bu nedenle uygun olarak tamponlama gerektirir ve veri uygulamaları ama gecikme için uygun hassas sesli uygulamalar değildir. Karma ARQ düzenleri hem de hata düzeltme ve hata tespit kullanmak; kodu büyük ihtimalle hata kalıplarını düzeltmek için kullanılır ve meydana gelen hata desenlerini daha seyrek olarak algılamak. Hataların tespiti üzerine tekrar iletim istendi.

Orada hata birçok farklı türde düzeltme kodları vardır, ama tarihsel açıdan onlar blok kodları ve katlamalı kodlar olarak ayrılmaktadır. Bir (n, k) blok kodunun kod kelimesini oluşturmak için, bir blok k veri bitleri n-k tarafından eklenir,cebirsel k veri biti, böylece ilgili gereksiz eşlik biti n şifreli bir kod kelimesi bitini oluşturur. Bu $R_c = k/n$ oranına, $0 < R_c \leq 1$. kod oranı denir katlamalı kodlarda.Diğer taraftan kod oranı ile girdi veri dizisi ayrık zamanlı kıvrım tarafından oluşturulan kodlayıcı etki yanıtıdır. Kodlayıcı bellek ile dürtü yanıtı süresi ölçülür.Blok kodlayıcı k-bit üzerinde işlem yaparken veri biti bloklarında, bir katlamalı kodlayıcı sürekli dizi giriş veri biti kabul eder.Blok kodları ve katlamalı kodlar mobil potansiyel mobil sistemleri uygulamaları bulabilirsiniz. Bazı ikinci nesil dijital hücresel standartları (örneğin, GSM, IS-54) katlamalı kodlar kullanmak, diğerleri (örneğin, PDC) blok kodları kullanırken zor karar blok kod çözücüleri

uygulamak çok kolay olmasına rağmen, bazı mevcut çok basit yumuşak karar çözme algoritmaları (Viterbi algoritması gibi) için katlamalı kodlar. Sonuç katlamalı kodlar genellikle tercih edilir blok kodlar yerine.

Dijital iletişimde ilk uygulamada , modülatör için kodlama ve kodlayıcı ayrı varlıklar olarak söz edildi. Bu nedenle, bir blok kodu veya katlamalı kod, bant genişliği maliyeti bir kodlama kazancı elde etmek için genişleme veya veri hızı olarak çalışmaya başladı. İstenmeyen ve hatta bazen öyle bant genişliği kısıtlı uygulamalar için mümkün değil hücresel radyo olarak buna rağmen bu güç sınırlamalı kanallar için bant genişliği kaynaklarının bol olduğu yer uygun bir yaklaşım olabilir .Eğer veri hızı veya bant genişliği hiçbir fedakarlık yapılamazsa, o zaman düzenleri kodlama ve modülasyon operasyonlarıyla ayırmak çok güçlü kod gerektirir sadece düz bir kodlanmamış sistemi ile kırmak için. 1974 yılında Massey [219] önerdi ki kodlama ve tek bir varlık gibi modülasyonu gibi davranarak bir kodlu dijital iletişim sistemi performansını geliştirebilir. Ungerboeck, daha sonra kafes-modülasyon kodlu temel ilkelerini geliştirdi (TCM) [330] ve önemli kodlama kazanç sağlamak üstünde kafes kodlarının tespit sınıfları kısıtlı bant genişliği beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanallarla toplanır .

TCM düzenleri kodlama ve modülasyon operasyonlarını birleştirmek ve katlamalı kodlarda bir genelleme olarak görülüyor. Katlamalı kodların girişimini izin kodu ile sembol dizileri arasında minimum Hamming mesafesini en üst düzeye çıkarırken, kafes kodları girişimini izin verilen kod sembolü diziler arasında öklid mesafesinde arttırmak. Ortaklaşa kodlayıcı tasarlayarak ve modülatör Ungerboeck, bir AWGN kanal için, kodlama kazançları ile 3-6 dB bir şifrelenmemiş sisteme göre kafes kodları kullanılarakbant genişliği ve veri hızı ödün vermeden 4-128 ile kodlanmış durumlar elde edilebilir olduğunu gösterdi . Yüksek spektral verimliliği sınırlı bant genişliği kaynakları ve iyi nedeniyle gerekli güç verimliliği taşınabilir radyolarda pil ömrünü uzatmak için gerekli olduğu yerlerde bu özellik TCM yi çok hücresel radyo uygulamalar için cazip kılıyor . TCM yüksek hızlı gücü etkin ve bant genişliğini verimli kılan dijital modemler olarak neredeyse hemen ve yaygın uygulamayla yaşatıyor. 1984 yılında,Ungerboeck varyantı 8-durum 2-D kafes kodu CCITT tarafından 14,4 kb / s kiralanmış hat modemler ve 9,6 kb / s anahtarlamalı ağ

modemleri [38] her ikisi için de kabul edilmiştir. 1985 yılında bir TCM tabanlı modem işletim 19,2 kb / s olarak Kodeks tarafından ortaya atılmıştır [331].

Ungerboeck çalışmaları [330] kodlama toplumu dikkatini çekti ve yoğun araştırmanın temelini attı. Kafes kodlarının analitik bir açıklama [43] ile Calderbank ve Mazo tanıttı.

Onlar Ungerboeck ‘ in kodları ile iki işlemin (kodlama ve haritalama) tek bir adımda nasıl gerçekleştirdiğini gösterdi. Calderbank ve Sloane [44] ve Wei [352] tarafından önerilen çok boyutlu kafes kodları. Aralıklar ile büyük boyutluluk çekicidir çünkü sinyaller daha geniş Öklid mesafelerde aralıklanır [38]. Calderbank ve Sloan [44] ve Forney [128], yaptığı gözlemde sinyal takımyıldızının sonsuz çaprazlamasından alınan puanların sonlu bir kümesi olarak kabul edilmelidir ve takımyıldızının bölümlemesine karşılık gelen alt kümelerden kafesin bölümlemesine bir alt kafes ve eşkümelerin girmesidir. Daha sonra yeni sınıf kodların gelişmiş hali eş küme kodları, bu ilkeye dayalıdır. Birçok çalışmada TCM 'nin performansını dönüşümlü çalışan düz sönümlü kanallarda inceledik [82, 83, 94, 45]. Divsalar ve Simon [83, 84] kafes kodlarını Ricean ve Rayleigh 'in düz dönüşümlü çalışan etkili sönümlü kanalları için inşa etti. Dönüşümlü çalışarak kanala ilişkili iletilen sembol diziyi rastgele seçer ve kanal belleği azaltma etkisi vardır. Sonuç olarak, dönüşümlü çalışma belleksiz kanallar için tasarlanmış kodlarının performansını artırır. Ayrıca dönüşümlü çalışma ile yeterli derinliklerin birleşmiş olan kafes kodları için tasarlanmış düz so kanalların zaman çeşitliliğini gösterir. O [45] makul dönüşümlü çalışmanın uzun serpiştirme derinliklerinin ideal sonsuz dönüşümlü çalışma kadar iyi olduğunu bildirilmiştir. Kafes kodlarının tasarım dönüşümlü çalışan düz sönümlü kanallar için minimum Öklid mesafesi tarafından yönlendirilen AWGN kanalları değil , ama minimum ürün oldukça tarafından kare Öklid mesafesi kullanılır ve minimum yerleşik herhangi iki zamanlı farklılık arasında izin verilen kodu sembolü diziler. Wei [353] bir ek tasarım parametresi tanıttı , bunu minimum çözme derinliği olarak adlandırılır ve bir dizi verimli kodlar için dönüşümlü çalışan düz Rayleigh sönümlü kanalları ortaya atıldı.

Birçok çalışmada AWGN kanalları için tasarlanmış kafes kodlarının performansının simgelerarası girişim (ISI) etkisini göz önüne aldık [319, 363, 88, 107]. Bu ISI-free kanallara kıyasla statik ISI kanalların kodlu performansı önemli ölçüde düşebilir. Alıcılar genellikle yumuşak bir karar Viterbi çözücü tarafından doğrusal ileri ekolayzer kullanan kafes kodlu

modülasyon üzerinde statik ISI kanalları izledi. Kanal için şiddetli ISI, daha uygun bir yaklaşım karar geribildirim ekolayzer kullanmaktır (DFE) TCM decoder önünde gürültü donanımın sorunlardan kaçınmak için. Ancak, DFE ve geribildirim bölümü sıfır gecikme ile kullanılabilir kararları gerektirir.

DFE kullanarak performans artışı marjinal [49] olduğunu için sıfır gecikme kararları güvenilmez . Mümkün olduğunca eğer performansı artırılabilirse maksimum olabilirlik dizisi tahmini (MLSE) veya ortak bir şekilde kullanarak dizi tahmincisi bazı diğer formlarla dengeleme ve kod çözme yapılır. Ancak, MLSE alıcısı karmaşıklığı gitgide artan kodlayıcı durumları ve kanal vektörünün uzunluğu sayısında meydana gelir .

1993 yılında Berrou ark. Paralel sıralı katlamalı kodları tanıttı (PCCCs), Turbo [36] kodlama denir. Bir yinelemeli çözümleme şeması ile birlikte kullanıldığında, her iki AWGN kanal ve dönüşümlü çalışan düz sönümlemeli kanalda PCCCs ' den Shannon 'un limit performansına yakın başarılı elde edilir. Simülasyonların oranı -1 / 2 Turbo kod bir 10^{-5} ' in $E_b/N_o = 0.5$ dB, de bir bit hata olasılığı göstermiştir ki Shannon limitinin sadece 0,5 dB olduğunu! Turbo kodlarının performansının yüksek E_b/N_o, etkileyici olduğunda olağanüstü düşük E_b/N_o, performansları da mevcuttur. Orada bit hata oranı (BER) eğrilerinin eğiminde hissedilir bir değişiklik gevşek "hata katı" adını almaktadır.1997, Benedetto ark. Seri Zincirleme bu iteratif çözümleme gösterdi katlamalı kodlar (SCCC' ler) dönüşümlü çalışma olmadan büyük kodlama kazançları sağlayabilir. Bir hata katının sorunu [288]. Genel olarak, SCCC'ler PCCC'lerden daha üstündü yüksek E_b/N_o, ' te, tam tersi düşük E_b/N_o, için doğrudur .

Bölümün kalanının gidişatı aşağıdaki gibidir. Bölüm 1. de bir giriş kodları engellemek için bilgi verir . Bölümler 2. ve 3. de katlanmalı kodları ve kafes kodları tanıtmak .Göz önünde bulundurulan bu tasarım ve performans analizi kafes kodlarının kanalların çeşitli türleri için bulunan mobil radyo uygulamaları tarafından izlenir. Bölüm 4 AWGN kanalları yer alıyor., Bölüm 5 de dönüşümlü çalışan düz sönümlü kanallar. Ve dönüşümlü olmayan sönümlü ISI kanalları, Bölüm 6 kanal .. hata değerlendirme olasılığının üst sınırlarının önemli olduğu performans tahmini ve Bölüm 6.4 bir yöntemin birleşimi için TCM hata sınırlayıcı olasılığının ISI kanalda sönümlemesini sunar ; düz sönümlü kanallar ve statik ISI kanalları olarak davranır özel durumlarda. Son olarak, Bölüm 7. Turbo kodlamaya giriş niteliğinde işleyişi sağlar.

1.ÖBEK KODLAR

1.1 İKİ TERİMLİ ÖBEK KODLAR

İkili blok kodlayıcı uzunluğu-k olan giriş vektörü $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \ldots, a_k)$, kabul edilir,burada $a_i \in \{0,1\}$ ve uzunluğu n olan şifre $\mathbf{c} = (c_1, c_2, \ldots, c_n)$, ,burada $c_i \in \{0,1\}$, doğrusal haritalama ile $\mathbf{c} = \mathbf{aG}$, burada $\mathbf{G} = [g_{ij}]_{k \times n}$ deki $k \times n$ matrisine **jeneratör matris** denir. Matris G tam satır var derecesi k, ve kod C ,matris G sıralarının tüm doğrusal kombinasyonlarını alarak oluşturulur. Burada saha operasyonları modulo-2 aritmetiği kullanılarak yapılır .Kod oranı $R_c = k/n$ ve 2^k tane şifre vardır. Bütün blok kod tasarlama görevi güçlü ve kolay şifresini çözmek için kodların verim jeneratör matrisleri bulmaktır.Herhangi bir blok kod ile jeneratör matris G için , orada bir $(n-k) \times n$ **parite kontrol matrisi** $\mathbf{H} = [h_{ij}]_{(n-k)\times n}$ öyle ki $\mathbf{GH}^T = \mathbf{0}_{k\times(n-k)}$. Matris H ' nin $n-k$ tam satır sırası vardır ve tüm şifrelere diktir, yani $\mathbf{cH}^T = \mathbf{0}_{n-k}$. Matris H jeneratör ikili kod C^T, matrisi 2^{n-k} şifreden oluşur. Parite kontrol C^T, matrisi G.

Sistematik bir blok kod tek bir parite kontrol formu matrisine sahip $\mathbf{G} = [\mathbf{I}_{k\times k}|\mathbf{P}]$,burada P, $k \times (n-k)$ matrisidir. Sistematik bir blok kodu için, ilk k koordinatlarındaki her şifre kodu k-bit giriş vektörüne eşittir bir, son n-k koordinatları ise parite kontrol parçalarıdır.elementer satır işlemlerini kullanarak , jeneratör matris sistematik forma konularak herhangi bir lineer blok kod matris olabilir.Bir sistematik blok kod $\mathbf{GH}^T = [\mathbf{P}|\mathbf{I}_{k\times k}][-\mathbf{P}^T|\mathbf{I}_{(n-k)\times(n-k)}]^T = -\mathbf{P} + \mathbf{P} = \mathbf{0}_{k\times(n-k)}$

ÖRNEK 8.1 :

Parite kontrol matrisinin bir (n, k) Hamming kodu tüm sıfırdan farklı (n-k) ikili demetleri içerir. Örneğin, (7,4) Hamming kodu sistematik parite kontrol matrisi

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} . \qquad (8.1)$$

sıfırdan farklı ikili 3-demet içerir. Jeneratör matrisi (7,4) sistematik Hamming kodu

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} . \qquad (8.2)$$

Alınan tüm G sıralarının doğrusal kombinasyonları modulo-2 aritmetik kullanarak oluşturulan 16 kod kelimeli (7,4) Hamming kodu .

1.1.1 MİNİMUM MESAFE :

d (c_1, c_2) , c_1 ve c_2 kod kelimeleri arasındaki Hamming uzaklığı ifade eder , bunların farklı koordinatlardaki sayısına eşittir.Lineer blok kodlar $d(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2) = w(\mathbf{c}_1 + \mathbf{c}_2)$, burada w($c_1$ + c_2) c_1 + c_2 değeri ,sıfırdan farklı koordinatların $w\mathbf{c}_1 + \mathbf{c}_2$· sayısına eşittir.Serbest Hamming mesafesi , d_{free} , doğrusal bir blok kod minimum sayısı koordinatları içinde herhangi iki kod kelimesi

farklıdır.Doğrusal bir kod için, herhangi iki kod kelimeleri $c_1 + c_2$ toplamındanbaşka kullanılan şifredir. Bu nedenle, serbest Hamming mesafesi

$$d_{\text{free}} = \min_{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2} d(\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2) \quad (8.3)$$

$$= \min_{\mathbf{c} \neq \mathbf{0}} d(\mathbf{c}, \mathbf{0}) \quad (8.4)$$

$$= \min_{\mathbf{c} \neq \mathbf{0}} w(\mathbf{c}) \ . \quad (8.5)$$

Bu yüzden , d_{free} değeri sıfırdan farklı minimum kod kelimelerinin değerine eşittir.d_{free} üzerinde bir üst sınıra türetmek için herhangi bir lineer blok kodu $\mathbf{G} = [\mathbf{P}|\mathbf{I}_{k \times k}]$

sistematik formu içine koyarak bulunabilir, burada P , $k \times (n - k)$ tipinde bir matristir. Bu kesinlikle böyledir, P her satırda sıfırdan farklı eleman sayısını n-k aşamaz. Bu nedenle, herhangi bir satır G sıfırdan farklı eleman sayısını n- k + 1 ' i aşamaz . G tüm satırlar geçerli kod kelimeler olduğundan ,

$$d_{\text{free}} \leq n - k + 1 \quad (8.6)$$

sonuç olarak **Singleton Sınırı** olarak bilinir.d_{free}= n- k + 1 sahip koda **maksimum ayrılabilir mesafe kodu (MDS)** denir. Singleton' un bağlı olduğunu basit blok kodun bir örneği olduğunu ikili tekrar kodu

$$0 \longrightarrow \mathbf{c}_0 = (0, 0, \ldots, 0)_n$$
$$1 \longrightarrow \mathbf{c}_1 = (1, 1, \ldots, 1)_n$$

Bu durumda, d_{free}= $d(c_0, c_1)$= n- k + 1 . Tekrarlama kodu sadece MDS ikili kodudur. İkili olmayan Reed-Solomon kodları da MDS kodlarıdır.

.

1.1.2 SENDROMLAR :

Varsayalım ki şifre c aktarılır ve vektör $\mathbf{y} = \mathbf{c} + \mathbf{e}$ kabul edilen ,burada e hata vektörü olarak tanımlanır. **y** alınan vektör sendromu olarak tanımlanır.

$$\mathbf{s} = \mathbf{y}\mathbf{H}^T \quad . \qquad (8.7)$$

Eğer s=0 ise , sonra y bir şifredir ; tersi eğer s≠ 0 ise , sonra bir hata oluşmuş olmalı. Unutmayın eğer y bir şifre ise, sonra s=0 .Bu yüzden s=0 ,hata meydana gelmedi anlamına gelmez. Sadece saptanamayan vardır. Çünkü doğrusal bir kod herhangi iki şifre toplamından başka bir şifredir, takip edilen saptanamaz hata model sayısı $2^k - 1,$ sıfırdan farklı sayıda şifreye eşittir. Sendrom sadece hata vektörüne bağlıdır çünkü

$$\mathbf{s} = \mathbf{y}\mathbf{H}^T = \mathbf{c}\mathbf{H}^T + \mathbf{e}\mathbf{H}^T = 0 + \mathbf{e}\mathbf{H}^T = \mathbf{e}\mathbf{H}^T \quad . \qquad (8.8)$$

Genel olarak, $\mathbf{s} = \mathbf{e}\mathbf{H}^T$, sisteminin n değişkenili n-k denklemi vardır.Bu nedenle,herhangi bir sendrom s, burda **e** için X çözüm vardır. Ancak, büyük olasılıkla hata model **e** minimum Hamming weig sahip olanıdır.

1.1.3 HATA TESPİTİ :

Bir lineer blok kodu $d_{\mathbf{free}} - 1$ veye daha az hata bütün hata modellerini denetleyebilir.Eğer e≠0 bir şifre ise , sonra hiç hata saptanmaz . $2^k - 1$ saptanamayan hata modeli ,fakat $2^n - 1$ mümkün sıfır olmayan hata modeli var. Bu yüzden tespit edilebilir hata modeli

$$2^n - 1 - (2^k - 1) = 2^n - 2^k$$

Genellikle , $2^k - 1$, $2^n - 2^k$. 'in küçük bir kesiridir. (7,4) için bahsedilen örnek 8.1 ' deki Hamming kodu ,$2^4 - 1 = 15$ tane tespit edilemeyen hata modeli ve $2^7 - 2^4 = 112$ tane tespit edilebilir hata modeli var.

1.1.4 AĞIRLIK DAĞITIMI:

Farz edelim ki C ve A_i , i ağırlık şifre sayısı olsun. $\{A_0, A_1, \ldots, A_n\}$ kümesine C 'nin **ağırlık dağıtımı** denir.Ağırlık dağıtımı ,ağırlık sayıcı polinom olarak ifade edilebilir

$$A(z) = A_0 z^0 + A_1 z^1 + \cdots + A_n z^n \quad . \qquad (8.9)$$

(7,4) için örnek 8.1 'de Hamming kodu

$$A_0 = 1, A_2 = 0, A_3 = 7, A_4 = 7, A_5 = 0, A_6 = 0, A_7 = 1 \quad .$$

Bu yüzden

$$A(z) = 1 + 7z^3 + 7z^4 + z^7 \quad .$$

1.1.5 TESPİT EDİLEMEYEN HATA OLASILIĞI :

Tespit edilemeyen hata olasılığı

$$\begin{aligned} \mathrm{P}_e(U) &= \mathrm{P}(\mathbf{e} \text{ is a nonzero codeword}) \\ &= \sum_{i=1}^{n} A_i \mathrm{P}(w(\mathbf{e}) = i) \qquad (8.10) \end{aligned}$$

Hata olasılığı $\mathrm{P}(w(\mathbf{e}) = i)$ kodlanan kanala bağlıdır,olarak tanımlanan iletişim sisteminin bu bölümü kodlama sistemi tarafından görülür. Basit kodlama kanal **ikili simetrik kanal** (BSC) olduğunu,burada

$$\mathrm{P}(y_i \neq c_i) = p = 1 - \mathrm{P}(y_i = c_i) \quad . \qquad (8.11)$$

BSC için $\mathrm{P}(w(\mathbf{e}) = i) = p^i (1-p)^{n-i}$ ve ,bu yüzden

$$\mathrm{P}_e(U) = \sum_{i=1}^{n} A_i p^i (1-p)^{n-i} \quad . \qquad (8.12)$$

(7,4) için Örnek 8.1 Hamming kodu tespit edilemeyen hata olasılığına sahip

$$\mathrm{P}_e(U) = 7p^3(1-p)^4 + 7p^4(1-p)^3 + p^7 \ . \qquad (8.13)$$

Bir sıra hata kanal oranı için $p = 10^{-2}$, we have $\mathrm{P}_e(U) = 7 \times 10^{-6}$ .Bu yüzden tespit edilemeyen hata oranı çok küçük olabilir oldukça basit bir blok kodu için bile.

1.1.6 HATA DÜZELTME :

Bir lineer kod t ' nin bütün hata modellerinin veya daha küçük hataların ,burada

$$t \leq \lfloor \frac{d_{\text{free}} - 1}{2} \rfloor \qquad (8.14)$$

Ve $\lfloor x \rfloor$ kapsanan x 'in en büyük tamsayısıdır. Bir kod genellikle t + 1 veya daha fazla hata, birçok hata modellinin düzeltme yeteneğine sahiptir . Aslında, sendromların sayısına eşit olduğunda yukarı 2^{n-k} hata modeli düzeltilebilir.

BSC için ,şifre hata olasılığı

$$\begin{aligned} \mathrm{P}(E) &\leq 1 - \mathrm{P}(t \text{ or fewer errors}) \\ &= 1 - \sum_{i=0}^{t} \binom{n}{i} p^i (1-p)^{n-i} \ . \qquad (8.15) \end{aligned}$$

1.1.7 STANDART DİZİN KODLAMA :

Herhangi bir doğrusal blok kodu çözmek için standart dizi kod çözme kavramsal olarak basit bir yöntemdir. (n, k) standart dizisinin doğrusal blok kodu olarak düzenlenmesi aşağıdaki gibidir:

1.Bir satırda c=0 ile başlayan 2^k şifreyi yazalım.

2. $2^n - 2^k$n- demetinden geriye kalan , e_2 ağırlığı 1 olan bir hata modeli seç ve c_0 altına yerleştir.Her şifrenin altına $\mathbf{c}_i + \mathbf{e}_2, i = 1, \ldots, 2^k - 1.$ yerleştir

3.Geriye kalan n-demetten minimum ağırlık hata modeli olarak e_3 seç ve c=0 ' ın altına yerleştir.Her şifrenin altına $\mathbf{c}_i + \mathbf{e}_3, i = 1, \ldots, 2^k - 1.$ yerleştir.

4. 3.adımı bütün n-demetler kullanılıncaya kadar tekrar et.

Her n-demet sadece ve sadece bir kez standart dizide görünür.

ÖRNEK 8.2 :

(4.2) kodu ile jeneratör matrisi farz edelim.

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} .$$

Standart dizin

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 & 0000 & 1100 & 0101 & 1001 \\ \mathbf{e}_2 & 0001 & 1101 & 0100 & 1000 \\ \mathbf{e}_3 & 0010 & 1110 & 0111 & 1011 \\ \mathbf{e}_4 & 0011 & 1111 & 0110 & 1010 \end{bmatrix}$$

Standart dizin 2^{n-k} ayrık satırın 2^k elemanı içerir. Bu satırlara eşküme denir ve i. satır elemanına

$$F_i = \{\mathbf{e}_i, \mathbf{e}_i + \mathbf{c}_1, \ldots, \mathbf{e}_i + \mathbf{c}_{2^k-1}\} .$$

Birinci elemanına, e_i ,eşküme lideri denir.Standart dizin ayrıca 2^k ayrık sütun içerir. j.sütun elemanları

$$D_j = \{\mathbf{c}_j, \mathbf{c}_j + \mathbf{e}_2, \ldots, \mathbf{c}_j + \mathbf{e}_{2^{n-k}}\} \ .$$

Hataları düzeltmek için ,asağıdaki prosedür izlenir. Y alınan ise , y ‘ yi standart dizinde buluruz.Eğer y, i.satır ve j.sütunda ise sonra eşküme liderinden i.satır , e_i en olası hata modeli oluşması gereken ve y $\mathbf{y} + \mathbf{e}_i = \mathbf{c}_j$. olarak deşifre edilir. Bir kod eşküme liderinin tüm hata model düzeltme yeteneğine sahiptir.Eğer hata modeli bir eşküme lideri değilse sonra hatalı çözümlemeye neden olacaktır.

1.1.8 ÇÖZÜMLEME SENDROMU :

Sendromu çözme aslında tüm 2^k n-demet aynı eşküme içinde standart dizinin aynı sendromunun var olduğuna dayanmaktadır.Bunun nedeni sendromu (8.8) görüldüğü gibi sadece eşküme liderine bağlıdır. Sendromu gerçekleştirmek için şifre çözme

1.Sendromu hesapla $\mathbf{s} = \mathbf{y}\mathbf{H}^T$.

2.Eşküme liderinin yerini belirle $\mathbf{e}_\ell$ where $\mathbf{e}_\ell\mathbf{H}^T = \mathbf{s}$.

3.y ‘ yi $\mathbf{y} + \mathbf{e}_\ell = \hat{\mathbf{c}}$.

olarak çözümle. Bu teknik bir lineer blok kodu için kullanılabilir. 2. adımda hesaplama basit bir bak tablosu kullanılarak yapılabilir. Ancak, daha büyük n - k için, pratik hale 2^{n-k} sendromlar ve 2^{n-k} hata modelleri olarak kayıtlanmalı.

2. KATLAMALI KODLAR

2.1 KODLAMA AÇIKLAMASI

Bir oran için çözümleyici l / n ikili katlamalı kod olarak görülebilir **sonlu durum makinesi** (FSM), bir v aşamalı ikili kayıt değiştirme ile oluşur n modül-2 toplayıcılar bağlantıları ve toplayıcı bir çoklayıcı seri şifre için çıktıları dönüştürür. Bir evrişimsel kod **kısıtlama uzunluğu** vardiya sayısı

olarak FSM üzerinden tanımlanmış olan tek bir veri biti girişi üzerinden çözümleyici çıkışı etkileyebilir. Bir çözümleyici bir v aşamalı değişitrmeli kayıt olan için,kısıt uzunluğu K=v+1 ' e eşittir. Çok basit bir oran -1 / 2, kısıt uzunluk-3, ikili katlamalı kodlayıcı Şekil 8.1 de gösterilir.

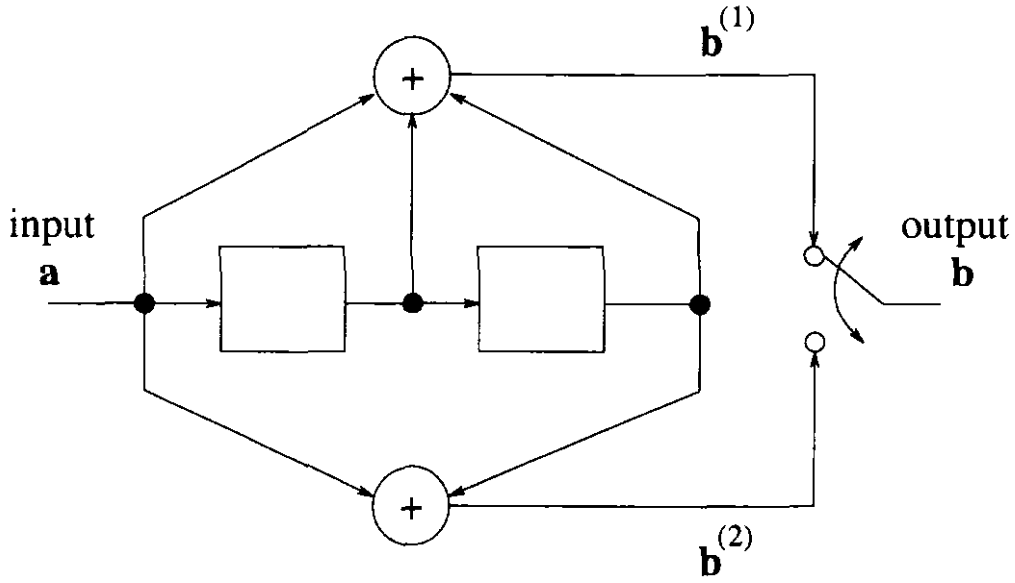


Figure 8.1. Binary convolutional encoder; $R_c = 1/2$, $K = 3$.

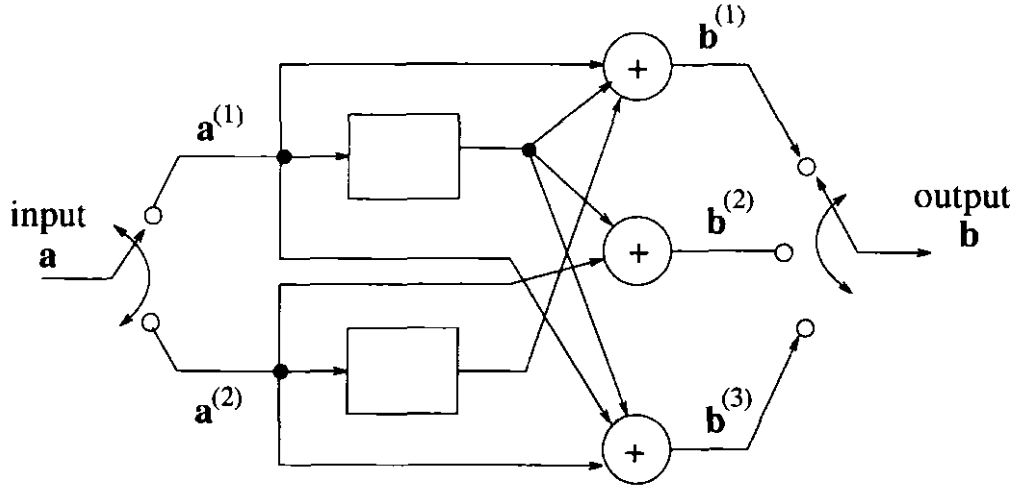


Figure 8.2. Binary convolutional encoder; $R_c = 2/3$, $K = 2$.

$\mathbf{g}_i^{(j)} = (g_{i,0}^{(j)}, g_{i,1}^{(j)}, \ldots, g_{i,K-1}^{(j)})$. Bazen $\{\mathbf{g}_i^{(j)}\}$ üretici dizini olarak adlandırılır.

Çözümleyici için Şek.8.1 ve Şek.8.2

$$\mathbf{g}^{(1)} = (1,\ 1,\ 1) \qquad \mathbf{g}^{(2)} = (1,\ 0,\ 1) \qquad (8.16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_1^{(1)} &= (1,\ 1),\ \mathbf{g}_1^{(2)} = (0,\ 1),\ \mathbf{g}_1^{(3)} = (1,\ 1) \\ \mathbf{g}_2^{(1)} &= (0,\ 1),\ \mathbf{g}_2^{(2)} = (1,\ 0),\ \mathbf{g}_2^{(3)} = (1,\ 0)\ . \end{aligned} \qquad (8.17)$$

Aşağıda j.çıkışı , $\mathbf{b}_i^{(j)}$,i. giriş sırasına karşılık gelen dizi $\mathbf{a}^{(i)}$ ayrık katlanma olur. $\mathbf{b}_i^{(j)} = \mathbf{a}^{(i)} \circledast \mathbf{g}_i^{(j)}$, ,burada $\circledast$ modül-2 katlanmasıdır. Zaman bölgesine katlanmalar D-etki dönüşümü de polinom çarpımı tarafından uygun bir şekilde değiştirilebilir.

$$\mathbf{b}_i^{(j)}(D) = \mathbf{a}^{(i)}(D)\mathbf{g}_i^{(j)}(D) \qquad (8.18)$$

Burada

$$\mathbf{a}^{(i)}(D) = \sum_{k=0}^{\infty} a_{i,k} D^k \qquad (8.19)$$

i.giriş veri polinomu

$$\mathbf{b}_i^{(j)}(D) = \sum_{k=0}^{\infty} b_{i,k}^{(j)} D^k \qquad (8.20)$$

j. çıkış polinomununun karşılığı olan i.giriş ve

$$\mathbf{g}_i^{(j)}(D) = \sum_{k=0}^{K-1} g_{i,k}^{(j)} D^k \qquad (8.21)$$

İlgili **üretici polimondur**.Aşağıda j.çıkış dizisi

$$\mathbf{b}^{(j)}(D) = \sum_{i=1}^{k} \mathbf{b}_i^{(j)}(D) = \sum_{i=1}^{k} \mathbf{a}^{(i)}(D)\mathbf{g}_i^{(j)}(D) \ . \qquad (8.22)$$

Yukarıdaki ifade matris formuna yol açar.

Burada

$$\left[\mathbf{b}^{(i)}(D), \ldots, \mathbf{b}^{(n)}(D)\right]$$
$$= \left[\mathbf{a}^{(1)}(D), \ldots, \mathbf{a}^{(k)}(D)\right] \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1^{(1)}(D), & \cdots, & \mathbf{g}_1^{(n)}(D) \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{g}_k^{(1)}(D), & \cdots, & \mathbf{g}_k^{(n)}(D) \end{bmatrix} \qquad (8.23)$$

$$\mathbf{G}(D) = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1^{(1)}(D), & \cdots, & \mathbf{g}_1^{(n)}(D) \\ \vdots & & \vdots \\ \mathbf{g}_k^{(1)}(D), & \cdots, & \mathbf{g}_k^{(n)}(D) \end{bmatrix} \qquad (8.24)$$

üretici matris kodudur. Şekil 8.1 ‘ e göre çözümleyici

$$\mathbf{G}(D) = \left[1 + D + D^2 \ \ 1 + D^2\right] \qquad (8.25)$$

olduğu halde Şekil 8.2 ‘ e göre çözümleyici

$$\mathbf{G}(D) = \begin{bmatrix} 1+D & D & 1+D \\ D & 1 & 1 \end{bmatrix} \ . \qquad (8.26)$$

çıkışları çokladıkran sonra en son şifre polinomun temsildir.

$$\mathbf{b}(D) = \sum_{j=1}^{n} D^{j-1} \mathbf{b}^{(j)}(D^n) \ . \qquad (8.27)$$

Sistematik katlamalı kodlar ilk çözümleyici çıkışı dizileridir, $b^{(1)}$,...., $b^{(j)}$ k.çıkış çözümleyicisi olan , $a^{(1)}$,...., $a^{(j)}$ ' ye eşittir.

2.2 DURUM VE KAFES ŞEMALARI VE AĞIRLIK DAĞITIMI:

Katlamalı kodlayıcı bir FSM olduğundan, onun işlemi durum şeması ve kafes diyagramına çok benzer uygulama olan bölüm 7 'deki ISI kanalları tarafından tanımlanabilir.Durum çözümleyicisi için değiştirme kayıt içeriği tarafından tanımlanır.k/n kodu oranına göre i.değiştirme kayıtları içeriği v_i önceki bilgi bitleridir. Devrede çözümleyici durumu olarak tanımlanmaktadır.

$$\sigma_\ell = \left(a_{\ell-1}^{(1)}, \cdots, a_{\ell-\nu_1}^{(1)} ; \cdots ; a_{\ell-1}^{(k)}, \cdots, a_{\ell-\nu_m}^{(k)}\right) \quad . \qquad (8.28)$$

Toplam $N^S = 2^{\nu_T}$ çözümleyici durum vardır. $\nu_T \triangleq \sum_{i=1}^{k} \nu_i$ **toplam çözümleyici hafıza** olarak tanımlanır.l/n kodunun oranına göre devre çözümleyici durumunda ℓ

$\sigma_\ell = (a_{\ell-1}, \cdots, a_{\ell-\nu})$ olarak bulunur.

Şekil 8.3 ve 8.4 'deki kodlar için durum diyagramlarını gösterir Şekil 8.1 ve 8.2 deki ,sırasıyla.Durumlar $\sigma^{(i)}, i = 0, \ldots, \nu_T - 1,$ kuralını kullanarak etiketlenir burada σ^i , çözümleyici durumunu temsil eden (C_0,...., $C_{\vartheta_T - 1}$) karşılık gelen tamsayı i = ……..

Genel olarak k/n kodunun oranına göre her durum için 2^k tane bölüm girişi ve çıkışı vardır.Bölümler durum diyagramı ile $\mathbf{a/b} = (a^{(1)}, a^{(2)}, \ldots, a^{(k)})/(b^{(1)}, b^{(2)}, \ldots, b^{(n)})$. kuralı ile etiketlenir.Örneğin geçiş durumu $\sigma^{(1)} \rightarrow \sigma^{(3)}$ Şekil 8.3 deki 1/01 etiketlenmesidir.Şekil 8.1 deki $\sigma^{(1)} = (01)$ durumu ile $\mathbf{a} = 1$ girişi için çözümleyici b= (01) çıkışını verir ve $\sigma^{(3)} = (11).$ çözümleyici durumu geçişi anlamına gelir.

Katlamalı kodlar öyle doğrusal kodlardır ki herhangi iki şifre toplamından başka bir şifre ve tüm sıfırlar dizisinden bir şifre anlamını veren.Şu şekilde devam eder, ağırlık dağıtımı ve diğer mesafe özelliklerinin bir katlamalı kodu durum diyagramından elde edilebilir.Örneğin

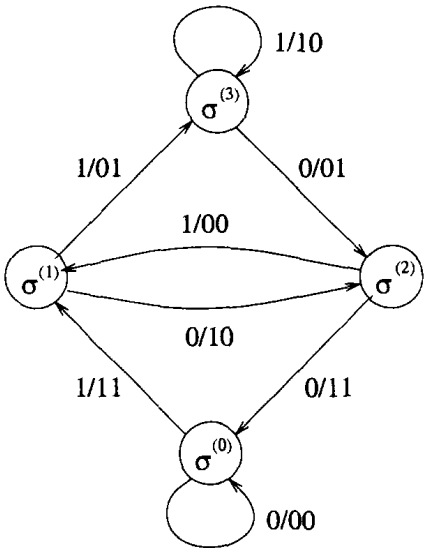


Figure 8.3. State diagram for the binary convolutional encoder in Fig. 8.1.

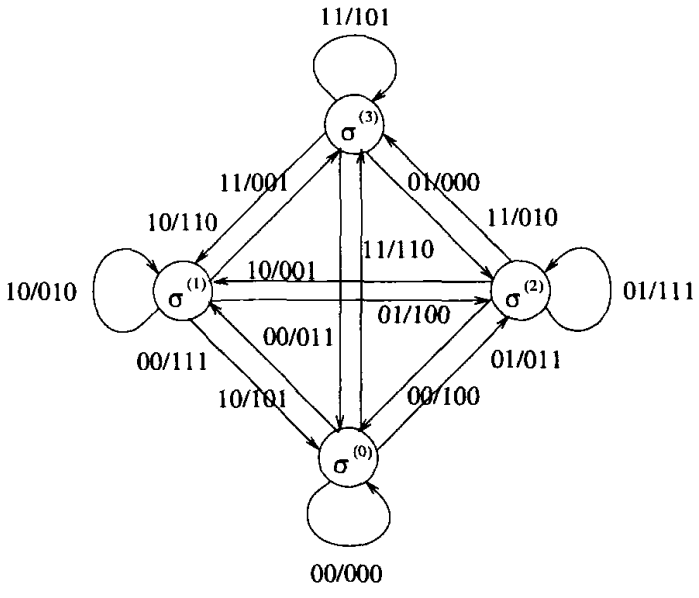


Figure 8.4. State diagram for the binary convolutional encoder in Fig. 8.2.

Şekil 8.1 ' deki çözümleyici Şekil 8.3 ' deki durum diyagramıyla birlikte ele alalım . $\sigma^{(0)}$ sıfır durumunda kendi döngüsü bütün sıfır durumlarındaki şifreye karşılıl gelir, $\sigma^{(0)}$ sıfır durumunu iki devreye ayırabiliriz, giriş ve çıkış durumlarını gösterecek şekilde . Bu **değiştirilmiş durum diyagramına** Şekil 8.5 ' e yol açar.Bölümleri değiştirilmiş durum diyaqgramı D^iN^jL, etiketlemesine sahiptir burada i özellikle 1.çözümleyici çıkış dizisi karşılık gelen geçiş durumu sayısı ve j 1.çözümleyiciye girişe göre geçiş sayısıdır.Her dal L harfi ile etiketlenir ve L üssü uyumu vardır çünkü her dal bir uzunluğa sahiptir.

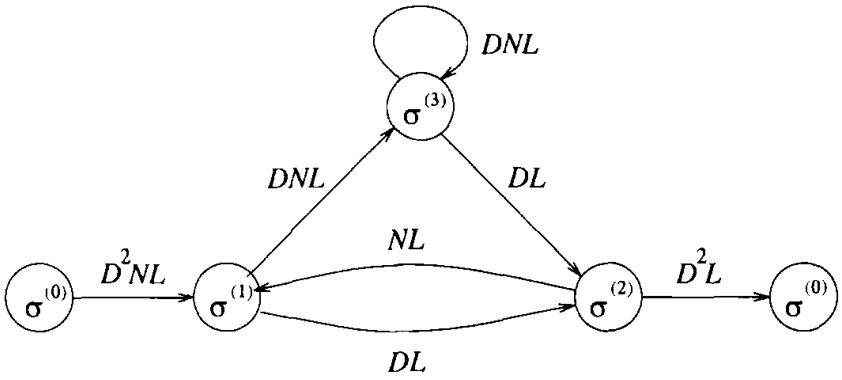


Figure 8.5. Modified state diagram for the binary convolutional encoder in Fig. 8.1.

Bir evrişimsel kodun mesafe özellikleri bilgisayar transfer fonksiyonu T (D, N, L) durum diyagramı olarak alınabilir.Herhangi uygun teknik transfer fonksiyonu elde etmek için kullanılabilir,Mason'u formülü gibi [218]. Örneğin Şekil 8.5 için , transfer fonksiyonu

$$\begin{aligned} T(D,N,L) &= \frac{D^5NL^3}{1-DNL(L+1)} \\ &= D^5L^3N + D^6N^2L^4(L+1) + D^7N^3L^5(L+1)^2 \\ &\quad + \cdots + D^{k+5}N^{k+1}L^{k+3}(L+1)^k + \cdots \end{aligned} \tag{8.29}$$

Geçiş fonksiyonunda görünen $D^{k+5}N^{k+1}L^{k+3}(L+1)^k$ teriminin anlamı, k+5 Hamming uzaklığından tüm sıfır dizilerine 2^k tane yol vardır,k+1 giriş nedeniyle. 2^k yol , $\binom{k}{n}$ k+n+3 uzunluğuna sahiptir.

Bazen transfer fonksiyonu basitleştirilebilir eğer sadece ilgilenen evrişimsel kodun belirli mesafe özellikleri çıkarma ise.Örneğin kodun ağırlık dağıtımını geçiş fonksiyonu tarafından düzeni N=1 ve L=1 olarak elde edilebilir.Özel geçiş fonksiyonuna göre (8.29) , 2^k tane şifre k+5 Hamming mesafesinden tüm sıfır dizi şifrelerine var.Sıfır olmayan şifreler ,Hamming uzaklığına göre 5 'den daha az olandan tüm sıfır olan şifrelere olduğuna dikkat edelim.Şekil 8.1 'deki koda göre (8.30)' dan $d_{\text{free}} = 5$ olduğunu biliyoruz.Serbest Hamming uzaklığı ayrıca Şekil 8.6 'daki kafes diyagramını inceleyerekte görülebilir.

$$T(D) = \frac{D^5}{1-2D} = D^5 + 2D^6 + 4D^7 + \cdots + 2^k D^{5+k} + \cdots \qquad (8.30)$$

Kafes diyagramındaki dallar çözümleyici çıkış veri bitleri tarafından değişik durum geçişlerine karşılık gelecek şekilde etiketlenir.

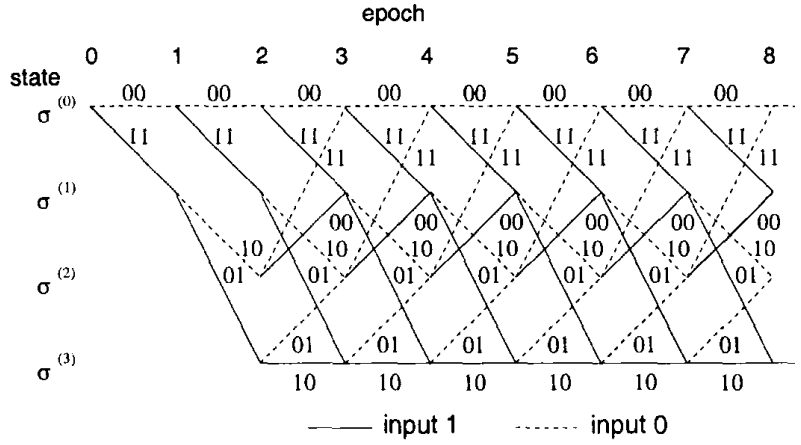


Figure 8.6. Trellis diagram for the binary convolutional encoder in Fig. 8.1.

Katlanmalı kodlar ,mümkün en büyük d_{free} için verilen kod oranı ve çözümleyici hafızaya sahip olmak için tasarlanmıştır. Katlamalı kodların çizelgesine optimal anlamda birçok referans bulabilirsiniz, örneğin Proakis[270], Lin and Costello [199], and Clark and Cain [63].

2.3 YİNELEMELİ KATLAMALI SİSTEMATİK KODLAR:

Forney [126] ve Costello [70] Bunun mümkün bir yapı olduğunu gösterdi yinelemeli sistematik evrişimsel (RSC) çözümleyiciden her oranda $R_c = 1/n$ ileri besleme sistematik olmayan katlamalı kodlayıcı, ağırlık dağıtımının kodlarıyla aynıdır. 1/n kodu oranında üretici polinomlar $g_1(D)$,…., $g_n(D)$ olduğunu düşünelim.Çıkış dizisi polinomlar tarafından tanımlanan

$$\mathbf{b}^{(j)}(D) = \mathbf{a}(D)\mathbf{g}^{(j)}(D), \qquad j = 1, \ldots, n \ . \qquad (8.31)$$

Elde edilen bir sistematik kod, $b^{(1)}(D) = a(D)$ olması gerekir. Bunu yapmak için, (8.31) ' in iki tarafınında $g_1(D)$ ' ye bölündüğünü varsayalım, böylece

$$\tilde{\mathbf{b}}^{(1)}(D) = \frac{\mathbf{b}^{(1)}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)} = \mathbf{a}(D) \qquad (8.32)$$

$$\tilde{\mathbf{b}}^{(j)}(D) = \frac{\mathbf{b}^{(j)}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)} = \mathbf{a}(D)\frac{\mathbf{g}^{(j)}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)}, \qquad j = 2, \ldots, n \ . \qquad (8.33)$$

Bazen $g^{(j)}(D)$ ileri besleme polinomları olarak adlandırılır, $g^{(1)}(D)$ iken geri besleme polinomu olarak adlandırılır.Yeni bir giriş dizisi tanımlayalım $\tilde{\mathbf{a}}(D)$ olarak tanımlayalım

$$\tilde{\mathbf{a}}(D) \triangleq \frac{\mathbf{a}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)} \qquad (8.34)$$

Böylece

$$\tilde{\mathbf{b}}^{(1)}(D) = \tilde{\mathbf{a}}(D)\mathbf{g}^{(1)}(D) \qquad (8.35)$$

$$\tilde{\mathbf{b}}^{(j)}(D) = \tilde{\mathbf{a}}(D)\mathbf{g}^{(j)}(D), \qquad j = 2, \ldots, n \ . \qquad (8.36)$$

(8.34)' de yinelemeli dijital filtreli modül-2 işlemleri ile a (D) ve $\tilde{\mathbf{a}}(D)$ arasındaki geçişi gözlemleyelim.Bu geçişme basitçe a(D) giriş dizilerini yeniden sıraya koyuyor.Çünkü giriş dizileri mümkün bütün ikili dizilerden oluşmaktadır. $\tilde{\mathbf{a}}(D)$ filtrenen dizileri de mümkün bütün ikili dizilerden oluşmaktadır.Bu yüzden kodlanmış dizilerin kümesi $\tilde{\mathbf{b}}(D)$ de aynı şekilde b(D) kodlanmış dizilerin kümesi şeklinde, ve böylece sistematik ve sistematik olmayan kodlarının aynı ağırlık dağıtım fonksiyonları vardır. Ancak,bu giriş ağırlığı dağıtımları için iki kod tamamen bizim gördüğümüzden farklıdır.

Örnek 8.3 :

Örneğin ,Şekil 8.1 ' de üreticide çözümleyici oranı 1/2 olduğunu ele alalım

$$\mathbf{g}^{(1)}(D) = 1 + D + D^2 \qquad (8.37)$$

$$\mathbf{g}^{(2)}(D) = 1 + D^2 \qquad (8.38)$$

Yukarıda tanımlanan prosedüre göre bir RSC kodu üreticiden elde edilir.

$$\hat{\mathbf{g}}^{(1)}(D) = 1$$

$$\hat{\mathbf{g}}^{(2)}(D) = \frac{\mathbf{g}^{(2)}(D)}{\mathbf{g}^{(1)}(D)} = \frac{1 + D^2}{1 + D + D^2}$$

RSC şekil 8.7 ' de gösterilmektedir.

Bu ileri besleme örneklerine benzer, ağırlık dağıtımı ve diğer RSC kodlarının diğer özellikleri buna karşılık gelen modifiye durum diyagramlarını oluşturulması ve geçiş fonksiyonunun hesaplanmasıyla T(D, N, L) sağlanır. Şekil 8.7 ' de RSC çözümleyici bir geçiş fonksiyonuna sahiptir.

$$T(D,N,L) = \frac{D^5N^3L^3 - D^6N^4L^4 + D^6N^2L^4}{1 - DNL - DNL^2 - D^2L^3 + D^2N^2L^3} \quad (8.39)$$

$$= D^5N^3L^3 + D^6N^2L^4 + D^6N^4L^5 + \cdots \quad (8.40)$$

N=1 ve L=1 alınarak ,ağırlık dağıtımının kodu T(D) ,(8.30) ' da ağırlık dağıtımına karşılık gelen sitematik olmayan ileri besleme çözümleyiciyle aynıdır.

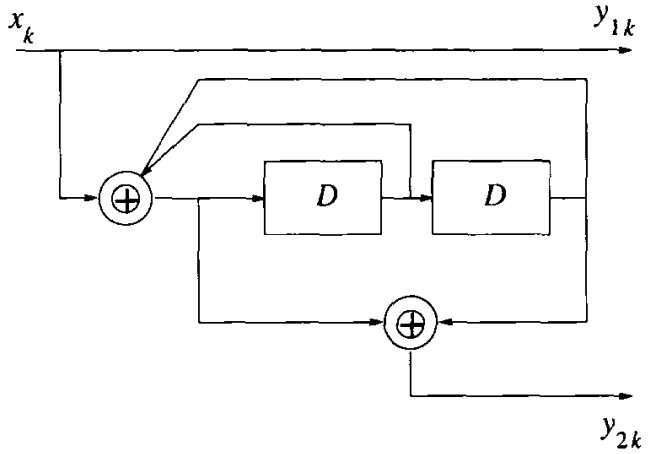


Figure 8.7. Recursive systematic convolutional (RSC) encoder derived from the feed-forward non-systematic encoder in Fig. 8.1.

Bununla birlikte (8.29) ve (8.40) geçiş fonksiyonuna bağlı bazı ilk terimlerine giriş ağırlık dağıtımları tamamen farklı gözlemlenir.Özellikle,ağırlık 1 giriş dizileri için ileri besleme sistematik olmayan çözümleyici tarafından üretilen şifreler, RSC giriş dizileri en azından ağırlık-2 ' den üretilen şifrelere sahip olduğu gözlemlenir.Aslına, herhangi sonlu ağırlık şifreleri için Şekil 8.7 de RSC kodu giriş polinomu tarafından üretilen a(D) , $1 + D + D^2$, ye bölünür.Daha sonra Turbo kodlar için can alıcı olan bu özellikleri inceleyeceğiz.

Sonuç olarak, ileri besleme sistematik olmayan ve RSC kodlarının zamanla değişmeyen yanları vardır.Eğer giriş dizisi *a*(*D*) ve *b*(*D*) şifresini üretiyorsa,sonra giriş dizini $D^i a(D)$ ve $D^i b(D)$, kodunu üretir, anlamına gelir. Unutmayalım ki, b(D) ve $D^i b(D)$ şifreleri aynı ağırlığa sahiptir.

3.KAFES KODLU MODÜLASYON

3.1 ÇÖZÜMLEYİCİ AÇIKLAMASI

Konvansiyonel katlamalı kodlar bir kodlama kazancı veri oranı pahasına veya bant genişliğine gerçekleştirilir. Bu kodlama güç sınırlı şemalar için çekici olmasına rağmen, uygulamalar, bant genişliği sınırlı uygulamalar için uygun değildir. Ungerboeck bir kodlama kazancını hızı veya bant genişliği oranında m / (m+r)kullanılarak katlamalı kodlayıcı veri ödün vermeden elde edilebilineceğini gösterdi ve bir teknikle $\{x_k\}$ sinyal noktaları üzerine kodlu bit haritalamaya **set bölümleme tarafından haritalama** denir.[330]Kod kombinasyonu ve modülasyon, kafes kod modülasyonu (TCM)denir , üç temel özelliğe sahiptir:

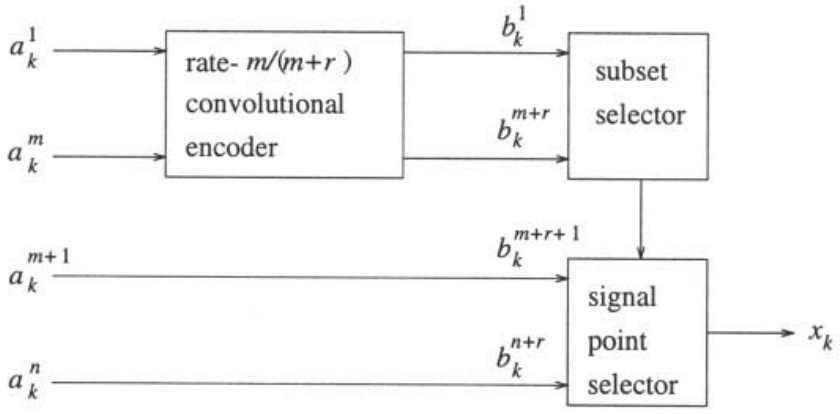


Figure 8.8. Ungerboeck trellis encoder.

1. Genişletilmiş bir sinyal takımyıldızı ki aynı veri hızı için şifrelenmemiş modülasyonda kullanılandan daha büyüktür. Ek sinyal noktalarında fazlalık veri hızından veya bant genişliğinden ödün vermeden izin verir.

2. Genişletilmiş sinyal takımyıldızı bölümlenmiştir öyle ki içi altkümesi minimum kare Öklid mesafesi her adımında bölme zinciri ekranı kaplamıştır.

3. Evrişimsel kodlama ve sinyal haritalama böylece kullanılır sadece belirli sinyal puan dizilerine izin verilir.

Şekil 8.8 Ungerboeck 'in kafes kodu için ana çözümleyici yapısını göstermektedir.n-bitlik bilgi vektörü $a_k = a_k^{(1)}, \ldots, a_k^{(n)}$ k.devreye iletilir.Her devre $m \leq n$ bilgi bitleri , m/ (m+r) oranı kullanılarak doğrusal evrişimsel çözümleyici tarafından m+r kod bitlerine dönüştürülür.m+r kod bitleri, 2^{m+r} altkümelerinin 2^{n+r} takımyıldızlarının sinyal noktasından biri seçilir.n-m çözümlenmeyen bilgi bitleri, seçilen altküme içinden 2^{n-m} sinyal noktasından biri seçilir.Bu prensip en iyi örnekle açıklanır, ve şekil 8.9 4-durum 8-PSK Ungerboeck kafes kodunu gösterir.Eş çözümlenemeyen sistem, 4-PSK 2 bit/sembol bit oranına sahiptir. 4-durum 8-PSK kodu , 1/2 oranlı evrişimsel kod bir kodlanmamış bit ile birlikte sinyal noktaları genişletilmiş bir 8-PSK sinyal takımyıldızını seçmek için kullanılır.Unutmayalım ki bütün oranlar hala 2 bit/sembol. Şekil 8.10, 8-durum 8-PSK Ungerboeck kafes kodunu gösterir. Eş kodlanmamış sistem tekrar 2 bit/sembol ile 4-PSK 'dır.8-durum 8-PSK kodu 2/3 oranlı evrişimsel kodu seçilen noktaların genişletilmişi 8-PSK sinyal takımyıldızını kullanır böylece bütün oran tekrar 2 bit/sembol 'dür.

3.2 SET BÖLÜMLEME TARAFINDAN HARİTALAMA

Underboeck kodunu tasarlarkenki önemli adım genişletilmiş sinyal takımyıldızının evrişimsel çözümleyici noktaları çıkışlarını haritalama metodudur.Şekil 8.11, 8-PSK nasıl sinyal takımyıldızının alt kümeler içine öyle ki içindeki altkümelere minimum Öklid kare bölmeli mesafede her adım için bölme zinciri ekranı kaplamış olduğunu gösterir.8-PSK
sinyal takımyıldızında eşit birim yarıçaplı bir daire etrafında aralıklı8 sinyal noktası vardır. 8-PSK sinyal takımyıldızındaki minimum Öklid mesafesi $\Delta_0 = 0.765$, birinci ve ikinci seviye sinyal

noktaları arasındaki minimum Öklid mesafesi $\Delta_1 = \sqrt{2}$ ve $\Delta_2 = 2$ 'dir, sırasıyla. Her seviyede minimum Öklid mesafesi artar.

TCM kullanmanın avantajları kafes diyagramlarını göz önüne alarak kolayca görülebilir. 4-durum ve 8-durum 8-PSK kafes kodları için eş kodlanmamış sistem 4-PSK' dır. Kodlanmamış 4-PSK kafes kodu için Şekil 8.12 'de gösterilmektedir. Kafeste sadece bir durum ve durumlar arası dört paralel geçiş vardır.

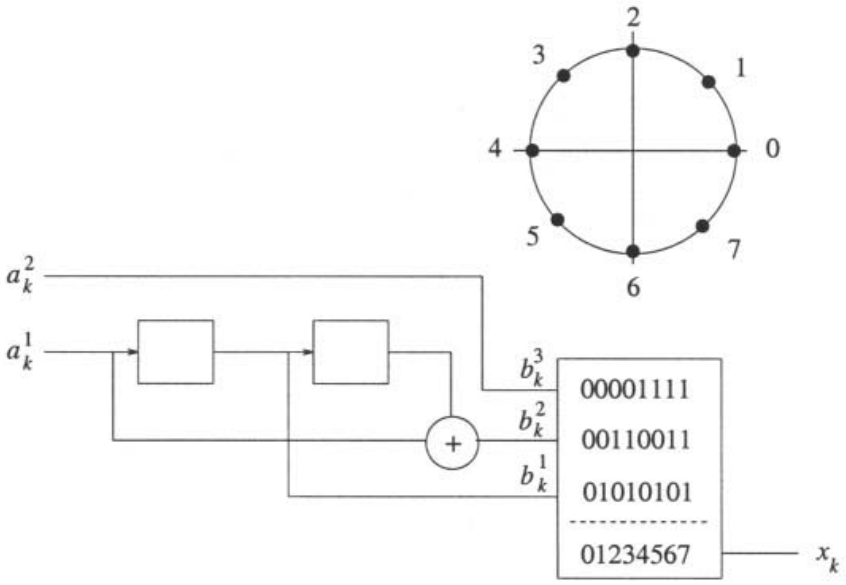


Figure 8.9. Encoder and signal mapping for the 4-state 8-PSK Ungerboeck trellis code.

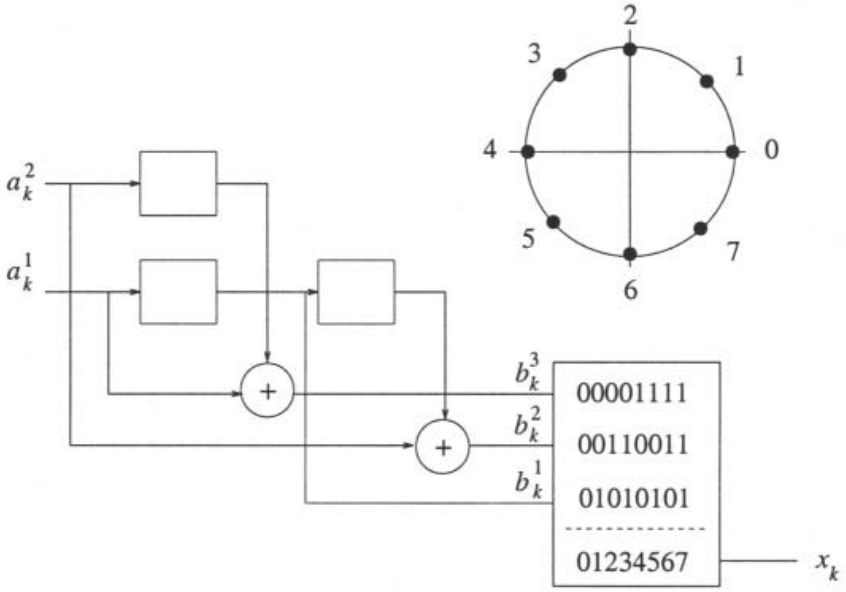


Figure 8.10. Encoder and signal mapping for the 8-state 8-PSK Ungerboeck trellis code.

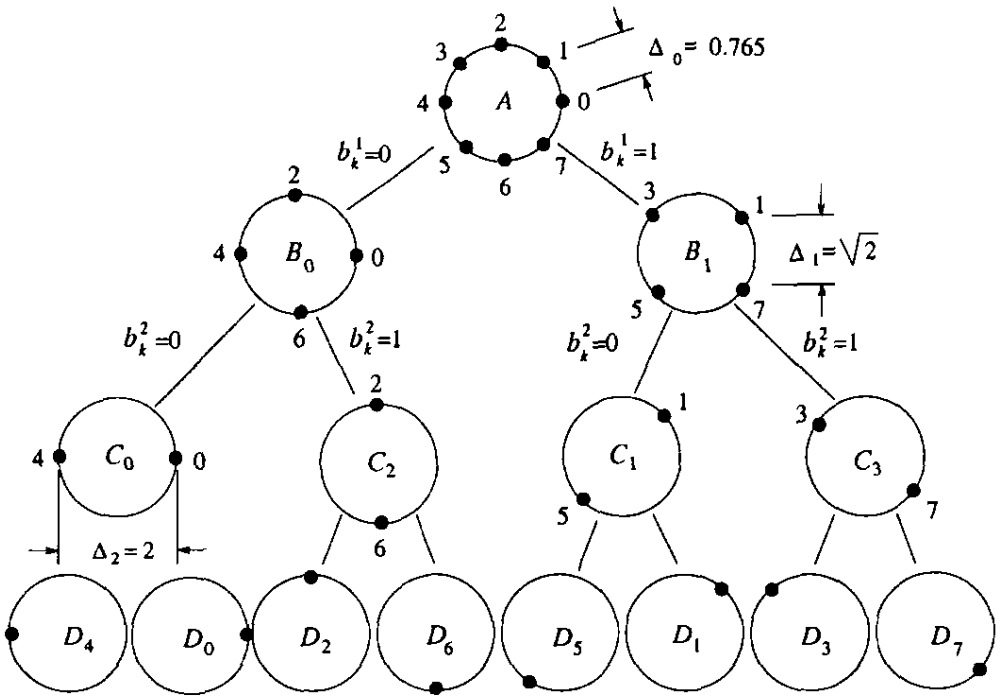


Figure 8.11. Set partitioning for an 8-PSK signal constellation.

D_0 , D_2 , D_4 ve D_6 altkümeleri sinyal noktası olarak kullanılır. D_0 , D_2 , D_4 ,D_6 etiketleri, kafes diyagramının dalları yukarıdan aşağıya doğru sinyal noktaları D_0 , D_2 , D_4 ve D_6 olarak alınan kümelerle etiketlenir anlamındadır.Kafesteki herhangi iki yol arasındaki minimum Öklid mesafesi $d_{\min} = \sqrt{2}.$'dir.

Kafes diyagramı için 4-durum ve 8-PSK kodu Şekil 8.13 'te gösterilmektedir.Her dal 4-durum kafesi C_0,C_1,C_2 ve C_3 altkümelerinden biriyle etiketlenir.Tekrar C_iC_j etiketi ile ilgili kafes diyagramı dallarının meydana gelen durumları C_i ve C_j alt kümeleri ile yukarıdan aşağıya etiketlenir.Şekil 8.11 'de gösterildiği gibi her altküme C_i ,iki sinyal noktası içerir.Bu nedenle, kafes diyagramının her dalı iki paralel geçiş içerir.Örneğin C_0 etiketli dalların, sinyal noktaları 0 ve 4 olan iki geçişi vardır. 4-durum 8-PSK kodu için, iki kodlu diziler sadece tek paralel kodlu geçiş tarafından ayrılır,bu yüzden onların minimum Öklid mesafesi $d = 2.$' dir. Ayrıca, her iki sinyal yolları, durumu farklılaştırmadan ve aynı durum ile tekrar birleştirmek daha sonra ki bir geçiş $d = \sqrt{\Delta_1^2 + \Delta_0^2 + \Delta_1^2} = 2.141.$ minimum Öklid uzaklığına sahip olur.Örneğin en yakın paralel olmayan kod dizisinden tüm sıfır dizilerine x=(0,0,0) 'dan x=(2,1,2) olan d=2.141

uzaklığındadır.Bu yüzden, minimum Öklid uzaklığında toplam paralel ve paralel olmayan çift dizileri için 4-durum 8-PSK kodu $d_{\min} = 2.$ ' dir.

Yüksek sinyal-gürültü oranı (SNR) olarak, AWGN kanalının bit hata oranı performansı minimum öklid mesafe hata olayları tarafından hakimiyet altındadır. İkili hata olasılığı, x ve x˜ arasında iki kodlu dizilere ayrılmıştır.

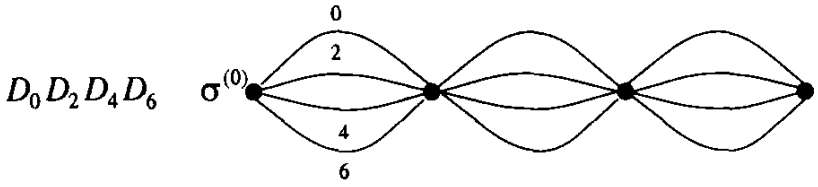


Figure 8.12. Trellis diagram for uncoded 4-PSK.

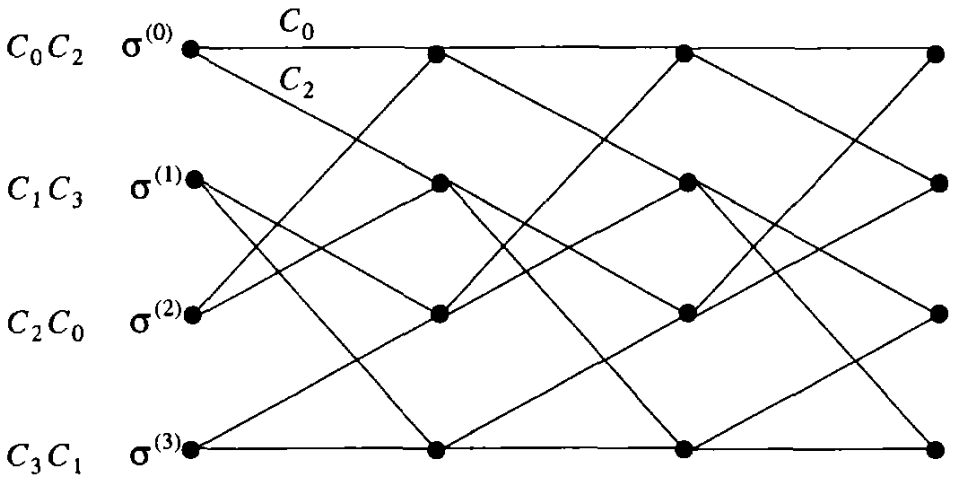


Figure 8.13. Trellis diagram for 4-state 8-PSK Ungerboeck trellis code.

Öklid uzaklığı tarafından $d_{\min}$

$$P(\mathbf{x} \to \hat{\mathbf{x}}) = Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2}{4N_o}}\right) \qquad (8.41)$$

Asimptotik kodlama kazancı ile tanımlanır [38]

$$G_a = 10 \log_{10} \frac{(d^2_{\text{min,coded}}/E_{\text{av,coded}})}{(d^2_{\text{min,uncoded}}/E_{\text{av,uncoded}})} \text{ dB} \qquad (8.42)$$

Burada E_{av} sinyal takımyıldızında sembol başına ortalama enerjidir.4-durum 8-PSK kodu, asimptotik kodlama kazancı $G_a = 3$ dB. 'dür.

Set bölümleme tarafından haritalama kavramı bir kodu minimum öklid mesafesini maksimize etmek için ve bir AWGN kanalda performansını optimize Ungerboeck tarafından bir yöntem olarak geliştirilmiştir. Optimum 4-durum 8-PSK kodunu Ungerboeck inşası aşağıdaki heuristic kurallara dayalıdır.

1. Paralel geçişler (meydana geldiğinde) sinyal noktası olarak aralarında maksimum öklid mesafe olan atanır.

2.Geçiş başlangıcı veya bitişi altkümenin (C_0,C_2) veya (C_1,C_3) arasında maksimum uzaklığa sahip olan herhangi bir duruma atanması ile olur.

3.Bütün sinyal noktaları kafes diyagramı ile eş frekansı kullanmaktadır.

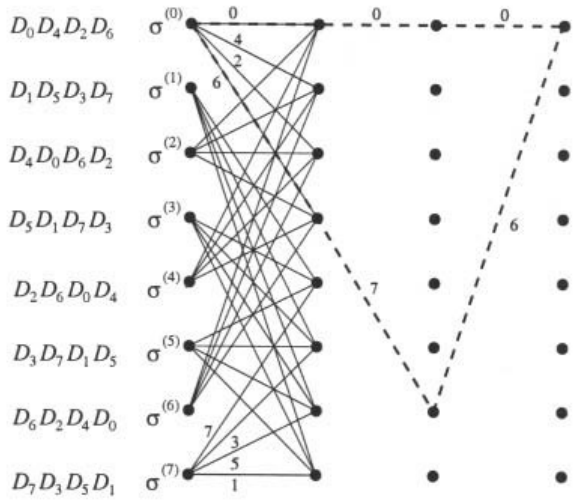


Figure 8.14. Trellis diagram for 8-state 8-PSK Ungerboeck trellis code. The dashed lines show two minimum distance paths.

4-durum 8-PSK kodunun paralel geçiş tarafından sınırlandığı açıktır.Geniş asimptotik kodlama kazancı daha çok kod durumu sunarak sağlanır böylece paralel geçiş ortadan kaldırılır.

Örneğin yukarıdaki model kuralları 8-durum 8-PSK kodundan sağlanan kafes koduna uygulanabilir Şekil 8.14 ' gösterilen.Bu durumda minimum Öklid uzaklığı $d_{\min} = \sqrt{\Delta_1^2 + \Delta_0^2 + \Delta_1^2} = 2.141.$ ' dır.Bu verimlilik asimptotik kodlama kazancı kodlanmamış 4-PSK üzerinden 3,6 dB 'dir.

4.AWGN KANALLARINDA KODLU PERFORMANS :

Viterbi orijinal kafes yapılı katlamalı kodları kötüye kullandı ve ML Viterbi algoritması için katlamalı kodları kodlamayı geliştirilmiştir [341].ISI kanal kafes yapısıyla verilen benzerlikler,katlamalı kodlar ve kafes kodlarıdır (örneğin,.Şekil 7.15, 8.6 ve 8.13 karşılaştır).Şaşırtıcı değil mi ,sınırlayıcı birleşim teknikleri dijital ISI kanallarda bir MLSE alıcısı ile sinyal hata olasılığı değerlendirmek için geliştirilmektedir.Birleşim sınırlamasını geliştirmek için, $\mathbf{a} = \{\mathbf{a}_k\}$ geçiş bilgi dizini belirtelim.Herhangi başka dizi için $\hat{\mathbf{a}} \neq \mathbf{a},$, ilgili hata dizisini $\mathbf{e} = \{e_k\} = \mathbf{a} \oplus \hat{\mathbf{a}},$ olarak tanımlayalım, burada $\oplus$ modül 2' ye göre toplamayı belirtir.Çünkü j_1 ilgi alanındaki devre bit hata olasılığı,$e_{i1} \neq 0$ bütün hata dizileri içindir.k_2- k_1 uzunluğunda, k_1 ve k_2 arasında bir olay meydana gelir eğer $\sigma_{k_1} = \hat{\sigma}_{k_1}$ ve $\sigma_{k_2} = \hat{\sigma}_{k_2}$,fakat $\sigma_j \neq \hat{\sigma}_j$ için $k_1 < j < k_2,$ burada $k_1 \leq j_1 < k_2,$ $\sigma = \{\sigma_k\}$ ve $\hat{\sigma} = \{\hat{\sigma}_k\}$ sistemleri durum dizisiyle ilgili $\mathbf{a}$ ve $\hat{\mathbf{a}},$ sırasıyla.E, bütün mümkün hata olayları devre j_1 ilgili hata dizisi kümesidir.Sonra ortalama bit hata olasılığı sınırlanır tarafından

$$P_b \leq \frac{1}{N} \sum_{\mathbf{e} \in \mathbf{E}} w(\mathbf{e}) \sum_{\mathbf{a}} P(\mathbf{a}) P\left(L(\mathbf{a} \oplus \mathbf{e}) \geq L(\mathbf{a}) \middle| \mathbf{a} \right) \qquad (8.43)$$

Burada Γ(a) yol ölçüsü a' nın , $w_b(\mathbf{e})$, e ile ilgili hata bit sayısı sayısıdır.1/n katsayısı birinci toplamın önündedir ; çünkü n-bilgi biti her devre için iletilmiştir(veya kafes diyagramındaki her dal için).İkinci toplam mümkün bütün bilgi dizileri üzerine ;çünkü her dizi a hata dizisi olarak e ' ye sahip olabilir.Bu kafes kodları için gerekli çünkü sinyal haritalama ve böylece kodlar doğrusal değildir.

Hata olasılık bitinde sınır yazmak için başka bir yol (8.43) 'de

$$P_b \leq \sum_{\mathbf{x}\in\mathbf{C}} \sum_{\hat{\mathbf{x}}\in\mathbf{C}} w_b(\mathbf{x},\hat{\mathbf{x}})\mathrm{P}(\mathbf{x})\mathrm{P}(\mathbf{x}\rightarrow\hat{\mathbf{x}}) \qquad (8.44)$$

Burada C bütün kodlanmış diziler kümesidir,$w_b(x,x^{\sim})$ hata bitleri sayısıdır ,x dizisi iletildiğinde oluşan ve kodlayıcı tarafından seçilen dizi $\hat{\mathbf{x}} \neq \mathbf{x}$' dir ,P(x) iletilen x' in muhtemel olasılığı, $\mathrm{P}(\mathbf{x}\rightarrow\hat{\mathbf{x}})$ ikili hata olasılığıdır.

Katlamalı kodlar için üst sınır içinde (8.43) kolaylaştırır; çünkü kodları doğrusaldır, herhangi iki şifre toplamı anlamına gelir başka bir şifre ve bütün sıfır olmayan diziler bir şifredir. [199].Bu özellik nedeniyle a=0 varsayalım, böylece birleşim sınırı haline gelir.

$$P_b \leq \frac{1}{k} \sum_{\mathbf{e}\in\mathbf{E}} w_b(\mathbf{e})\,\mathrm{P}\left(\Gamma(\mathbf{e}) \geq \Gamma(\mathbf{0})\right) \qquad (8.45)$$

Unutmayalım ki k yerine n ile bölüyoruz toplamda çünkü katlamalı kod her devre için k bitlik iletir, oysaki kafes kodu her devre için n-bitlik iletir.

4.1 KATLAMALI KODLAR İÇİN BİRLEŞİM SINIRI :

Değerlendirme üst sınır hata olasılığı kafes kodları için karmaşıktır,kafes kodları doğrusal olmamasından dolayı ve bu nedenle olası tüm doğru dizileri üst sınıra göre hesaplanarak düşünülmelidir . Biz kafes kodları için üst sınıra bağlı kodlu hata olasılığı uygulamasını erteleriz bölüm 6.4' de kadar ,burada biz TCM'nin ISI kanalının zayıflamasını daha genel durumda dikkate alacağız. Bu bölümde gösterecektir nasıl üst sınır hata olasılığına
bağlı olarak Viterbi kod çözme ile katlamalı kodlar için hesaplanabilir .

Katlamalı kodlar içinde E kümesi için (8,45) tüm diziler oluşur ki başlar ve durum şemasında sıfır-durumda sona erer. Bu dizileri (ya da şifreleri) birlikte bunlarla ilişkili Hamming mesafesi, ağırlıkları ve boyları bilgileri, daha önce transfer fonksiyon
hesaplamasıyla elde edildi, T (D, N, L) arttırılmış durum diyagramıdır. Belirli bir yanlış yolda kafes ile tüm sıfır dizileri yolu üzerinde seçilmiş belirli bir düğüm içinde kafes , ilgili sayı hataları biti $w_b(\mathbf{e})$, geçiş fonksiyonu N üssü olarak verilmiştir. $\mathrm{P}\left(\Gamma(\mathbf{e}) \geq \Gamma(\mathbf{0})\right)$ hata olasılığı çifti $w_b(\mathbf{e})$ ile çarpılarak, o yola ve sayısına bölünmesiyle dal başına girdi biti, k,bu yol için hata oranı bitini verir. Özetle olası tüm yanlış diziler kümesi E sınır birleşim bitine bağlı hata olasılığı üzerinden verimlerini verir.

Genelde, katlamalı kod için *T*(*D, N*) transfer fonksiyonu formu

$$T(D,N) = \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} a_d D^d N^{f(d)} \qquad (8.46)$$

Burada f(d), N üssü olarak d fonksiyonunda, Örneğin 8.29 'da ,

$a_d = 2^{d-5}$ ve $f(d) = d - 4$. *T*(*D, N*) ' yi farklılaştırarak N ilgili ve $N = 1$ alarak

$$\left.\frac{dT(D,N)}{dN}\right|_{N=1} = \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} a_d f(d) D^d \qquad (8.47)$$

Tekrar ,Örnek (8.29) öncülüğünde

$$\left.\frac{dT(D,N)}{dN}\right|_{N=1} = \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} 2^{d-5}(d-4)D^d \ . \qquad (8.48)$$

Modülasyon algılaması çeşidine bağlı olarak (8.45) 'teki hata olasılık çifti ve kodlama sağlanır. Şifre bitleri üzerine gelen sinyal takımyıldızı sembolleriyle eşlenir ve kanal üzerinden aktarılır. Alıcı devredeki k ,örneklenmiş çıktı filtreyle eşleştirilmiştir.

$$y_k = x_k + \eta_k \qquad (8.49)$$

Burada x_k ,sinyal takımyıldızındaki M kısa-geçiş noktalarından biridir,η_k , sıfır ortalamalı varyans N_o ile kompleks-değerli Gauss rastgele değişkenlisidir.Katlamalı kodlar için iki kod çeşidi kullanılabilir, sert karar kodlama ve yumuşak karar kodlama.Yumuşak karar kodlamalar,sembollerden alınan sembol kararları tarafından sembol yapmazlar,daha doğrusu, kodalama da, doğrudan y çıkış filtreleriyle eşlenen diziler kullanılır.Bir AWGN kanalı için MLSE alıcısı $\hat{\mathbf{x}}$, sembol dizileri için alınan y dizisine en yakın Öklid mesafesini araştırır.Aşağıda aynı konu bölüm 5.2 ' de kullanılmıştır, MLSE alıcısı tercih edilen $\hat{\mathbf{x}}$ dizisinin uzunluğunun büyütülmesine karar verir.

$$\mu(\mathbf{x}) = -\|\mathbf{y} - \mathbf{x}\|^2 \quad . \qquad (8.50)$$

a dizisine iletilen bilginin son tahmini olan $\hat{\mathbf{x}}$ dizisi, $\hat{\mathbf{a}}$ dizisine uygun olur.

Genelde, AWGN kanalı için hata olasılık çifti, k_1 devresinde başlangıç uzunluğu ℓ olan hata olayı ile ilgilidir.

$$P_2(\ell) = Q\left(\sqrt{\frac{\Delta^2}{4N_o}}\right) \qquad (8.51)$$

Burada

$$\Delta^2 = \sum_{k=k_1}^{k_1+\ell+1} \delta_k^2 \qquad (8.52)$$

$$\delta_k^2 = |x_k - \hat{x}_k|^2 \qquad (8.53)$$

Ve bilgi dizileri $\mathbf{a}$ ve $\hat{\mathbf{a}}$ ' ye uygun olarak $\mathbf{x} = \{x_k\}$ ve $\hat{\mathbf{x}} = \{\hat{x}_k\}$ sembol dizileridir,sırasıyla.

δ_k^2 parametresi, **Öklid uzaklığı sınıfının karesi**, ile ilgiki k sınıfıyla , **öklid uzaklığının karesini** Δ^2 ile ilgili hata olay parametresidir. Açıkçası, ikili hata olasılığı kodlaması özellikle haritalama arasında sinyal takımyıldızındaki puana ve bit çıktısına bağlıdır. Örneğin kod bitinin bir BPSK sinyal takımyıldızı üzerine eşlendiğini varsayalım. Sonra hata olasılığı çifti iki şifre $\hat{\mathbf{b}}$ ve **b** arasında d pozisyonlarında farklı olur.

$$P_2(d) = Q(\sqrt{2R_c d\gamma_b}) \qquad (8.54)$$

Burada γ_b alınan enerji bitinin gürültü oranıdır.Bu nedenle sınır birleşimi hata olasılığı bitinde halini alır ,

$$P_b \leq \frac{1}{k} \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} a_d f(d) P_2(d) \quad . \qquad (8.55)$$

Unutmayalım ki hata olasılığı fonksiyonu açıkca (8.54) 'de Hamming uzaklık fonksiyonunun şifreler arasında olduğu gösterilmektedir. Ancak, bu önemli özelliği gerçekleştirmek,

tüm evrişimsel kodlu sistemler için geçerli değildir. Örneğin, varsayalım ki Şekil 8.2 'deki evrişimsel kod çıkış oranı 2 / 3 olan 8-PSK sinyal takımyıldızı ile eşlenmiştir.Bu durumda, hata olasılığı çifti sadece Hamming uzaklığı arasındaki şifrelere bağlı değildir, fakat aynı zamanda üzerine belirli 8-PSK sembolleri ile kodlayıcı çıkışı arasında haritalamaktadır.

Zor karar kodlayıcıları, alınan semboller dizisi $\hat{\mathbf{x}}$ ' den sembol kararları üzerinde $\mathbf{y} = \{y_k\}$ eşlenmiş çıkış filtrelerinin verimi tarafından semboller yapmaktadır.

Bir **minimum uzaklık çözümleyicisi** tercih edilen sembol dizisi $\hat{\mathbf{x}}$ 'e en yakın Hamming uzaklığında alınan sembol dizisi $\hat{\mathbf{x}}$ 'e karar verir.Tekrar, hata olasılık çifti özellikle çözümleyici çıkışlar ve sinyal takımyıldızı noktaları arasında eşleştirilir.Eğer BPSK sinyali kullanıyorsa, örneğin, sonra hata olasılık çifti şifreleri **b ve** $\hat{\mathbf{b}}$ şifreleri arasında Hamming uzaklığı d olan

$$P_2(d) = \begin{cases} \sum_{k=(d+1)/2}^{d} \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k} , & d \text{ odd} \\ \sum_{k=d/2+1}^{d} \binom{d}{k} p^k (1-p)^{d-k} + \frac{1}{2}\binom{d}{d/2} p^{d/2}(1-p)^{d/2} , & d \text{ even} \end{cases} \quad (8.56)$$

Burada

$$p = Q(\sqrt{2R_c\gamma_b}) \quad (8.57)$$

Sembol hata olasılığıdır.Bir kez daha, hata olasılık çifti için BPSK Hamming uzaklık fonksiyonu arasındaki şifrelerdir.(8.55) ' deki birleşim sınırında bir Chernoff sınırı uygulayarak hata olasılık çifti sadeleştirilebilir(Bakınız Ek-A). İlk olarak yumuşak karar kodlayıcı dikkate alalım.Varsayalım ki x dizisi iletilen ve y dizisi alınan dizidir.Sonra hata olasılık çifti arasında **x** ve $\hat{\mathbf{x}}$ ile ML alıcısı tarafından Chernoff sınırlı olabilir

$$\begin{aligned} \mathrm{P}(\mathbf{x} \to \hat{\mathbf{x}}) &= \mathrm{P}\left(\|\mathbf{y}-\hat{\mathbf{x}}\|^2 < \|\mathbf{y}-\mathbf{x}\|^2\right) \\ &\leq \mathrm{E}\left[\exp\left\{\lambda\left(\|\mathbf{y}-\mathbf{x}\|^2 - \|\mathbf{y}-\hat{\mathbf{x}}\|^2\right)\right\}|\mathbf{x}\right] . \end{aligned} \quad (8.58)$$

$\mathbf{y} = \mathbf{x} + \boldsymbol{\eta}$, değiştirerek ,olasılık üzerine Gauss rastgele vektörünü $\boldsymbol{\eta}$,ve sadeleştirirsek

$$\mathrm{P}(\mathbf{x} \to \hat{\mathbf{x}}) \leq \exp\left\{-\lambda\|\mathbf{x}-\hat{\mathbf{x}}\|^2(1-\lambda 2N_o)\right\} . \quad (8.59)$$

En sıkı üst sınır $\lambda^* = 1/(4N_o)$ kazancı ile elde edilir.

$$\mathrm{P}(\mathbf{x} \to \hat{\mathbf{x}}) \leq \exp\left\{\frac{-\|\mathbf{x}-\hat{\mathbf{x}}\|^2}{8N_o}\right\} . \quad (8.60)$$

Son olarak ,eğer sinyal takımyıldızı normalleştirilmiş ise böylece $\mathrm{E}[|x_i|^2] = 1$,sonra Chernoff sınırı formdan yazılabilir.

$$\mathrm{P}(\mathbf{x} \to \hat{\mathbf{x}}) \leq \exp\left\{-\frac{\gamma_s}{4}\|\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}\|^2\right\} \qquad (8.61)$$

Burada γ_s alınan sembol enerjisinin gürültüye oranıdır. AWGN kanalındaki BPSK sinyali için Chernoff sınırı hata olasılık çifti meydana gelir

$$P_2(d) \leq e^{-R_c d \gamma_b} \quad . \qquad (8.62)$$

Benzer şekilde, eğer BPSK zor karar kodlama ile kullanılıyorsa,sonra hata olasılık çifti Chernoff sınırına sahiptir

$$P_2(d) \leq [4p(1-p)]^{d/2} \quad . \qquad (8.63)$$

Unutmayalım ki Hamming uzaklığı d ,hata olasılık çifti üssü olarak görünür.Sonuçta oluşan üst sınırda hata biti olasılığı **-Chernoff sınırı birleşimi** olarak adlandırılır ve basit formu

$$P_b \leq \frac{1}{k}\frac{dT(D,N)}{dN}\bigg|_{N=1,D=Z} \qquad (8.64)$$

Burada

$$Z = \begin{cases} \sqrt{4p(1-p)}\,, & \text{hard decision decoding} \\ e^{-R_c\gamma_b}\,, & \text{soft decision decoding} \end{cases} \quad . \qquad (8.65)$$

Yüksek SNR ‘de , hata olayları ile minimum Hamming uzaklığına performans hakim olur.Çünkü minimum uzaklık hata olayları mutlaka birbirini dışlayan değildir, yüksek SNR ‘de hata olaslık biti yaklaşık olarak

$$P_b \approx \frac{1}{k} a_{d_{\text{free}}} f(d_{\text{free}}) P_2(d_{\text{free}})$$
$$\leq \frac{1}{k} a_{d_{\text{free}}} f(d_{\text{free}}) Z^{d_{\text{free}}} \quad . \qquad (8.66)$$

Yukarıdaki prosedür için üst sınır hata olasılığı **transfer yaklaşım fonksiyonu** olarak adlandırılır, çünkü durum diyagramındaki transfer fonksiyonuna dayanmaktadır. Transfer yaklaşım fonksiyonuna rağmen sınırlaması vardır.ilk olarak eğer kodlayıcı durum sayısı büyük ise sonra elde edilen transfer fonksiyonu *T*(*D, N*) , çabucak kolay kontrol edilemeyen hale gelir.İkinci olarak hata olasılık çifti, Hamming uzaklığı arasında izin verilen kod dizisi fonksiyonu değilse sonra etiketlenen artırılan durum diyagramı farklı olmalı ve Chernoff sınırında yerleştirilmeyebilir.Üst sınır için farklı yaklaşım hesaplamaları kullanılarak bu problemlerin üstesinden gelinebilir.Mesela Bölüm 6.4' de yığın algoritması sunuldu.

5.DÖNÜŞÜMLÜ ÇALIŞAN DÜZ SÖNÜMLÜ KANALLAR ÜZERİNDE KOD PERFORMANSI :

Şekil 8.15 Blok diyagramı, kodlu haberleşme sitemlerini dönüşümlü çalışan düz sönümlü kanallar üzerinde çalışmaktadır.a bilgi dizisi kodlanmış ve sinyal dizisini meydana getiren sembol dizisi **x** dizisi tarafından kullanılan katlamalı kodlama veya kafes kodlama modülasyonuyla eşleştirilir.Sembol dizisi sonra dönüşümlü çalışan (veya karşılıklı) ve sonuç olarak $\hat{\mathbf{x}}$ dizisi hayali şekillenen ve iletilen kanallar için filtrelendi.

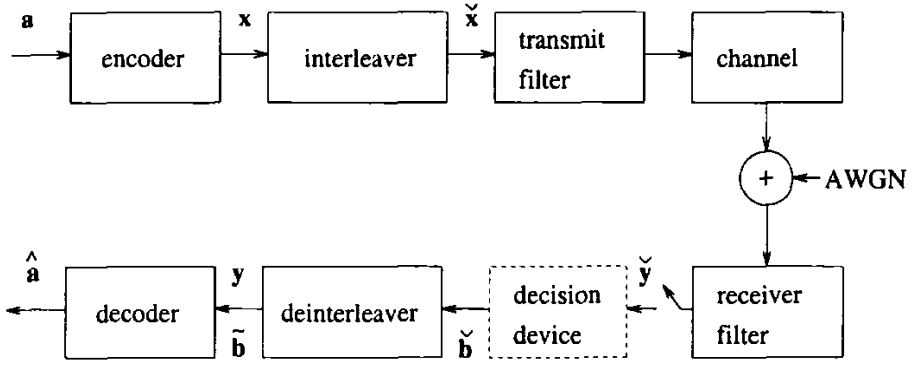


Figure 8.15. Digital communication on an interleaved flat fading channel.

Alıcı bir filtre yerleştirir, iletilen etki veya sembole ile eşleştirilen veya T-boşluk örneği eşlenen çıkış örneğinden alınan.Zor karar kodlaması ile bu çıkışlar karar işleyişine ve kazancı dönüşümlü çalışmayan alınan kod dizisi $\tilde{\mathbf{b}}.$ ' ye uygulanır.Yumuşak karar kodlayıcı ile alınan örnekler $\check{\mathbf{y}}$, dönüşümlü çalışmayan girişi Viterbi kodlayıcısı olan **y** dizisi oluşturmaktır.Kanal düz Ricean sönümlemesi tarafından karakterize edilir, böylece çıkış örneğiyle eşlenen filtre

$$\check{y}_k = \check{\alpha}_k \check{x}_k + \check{\eta}_k \qquad (8.67)$$

Burada $\check{\alpha}_k$ pdf 'si

$$p_{\check{\alpha}}(x) = \frac{2x(1+K)}{\Omega_p} \exp\left\{-K - \frac{(K+1)x^2}{\Omega_p}\right\} I_0\left(2x\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega_p}}\right) \qquad (8.68)$$

Burada $\Omega_p = \mathrm{E}[\check{\alpha}_k^2].$ ' dır. $\check{\eta}_k$ bağımsız sıfır ortalaması kompleks Gauss rastgele değişkeni ile varyans $N_o.$ ' dır. Dönüşümlü çalışan sistemler korelasyonu azaltarak sönümleme deneyimi ardışık sembol kaynakları tarafından kanallara iletilir.Dönüşümlü çalışan yapıların çeşitliliği vardır [63],dönüşümlü çalışanlardan **blok dönüşümlü çalışanları** dikkate alalım.Blok dönüşümlü çalışanlar J satır ,M sütunlu gibi kabul edilebilir, burada J dönüşümlü çalışma derinliğini temsil eder, M dönüşümlü çalışma genişliğini temsil eder.Dönüşümlü çalışma uzunluğu sembolü JM 'dir.Ardışık sıralarda kaynak sembolleri tampon içine beslend ve sütunlar tampon dışına

iletilendir.Dönüşümlü çalışmayanların performası ters işlemektedir.Pratikte dönüşümlü çalışma derinliğini J seçilmelidir böylece ardışık kaynak sembolleri,gerçekten ileten J sembol süresinden ayrı,bağımsızca sönümlemedir. 2-D izotropik saçılma çevresinde,iki ayrı yere ayrılarak , yarım dalga uzunluğu yaklaşık olarak bağlantısız olan tarafından yaşatılır. Eğer mobil istasyonu (MS) tarafından alınan sinyaller *v* km/h hızıyla ilgili baz istasyonuna(BS) ilerliyorsa uzamsal uzaklıkla ilgili bir sembol süresi T , $vT.$ ' ye eşittir.

Bu nendenle $JvT > 0.5\lambda,$ 'ye sahip olmalı.burada λ taşıyıcı dalga uzunluğudur.Örneğin taşıyıcı frekans 900 MHz miktarında

$$J > 0.6\frac{R}{v} \text{ (symbols)} \qquad (8.69)$$

Burada R (symbols/s) ,sinyal oranıdır, v araç hızı(km/h) ve J sembol birimidir.Gözlemleyelim ki istenilen dönüşümlü çalışma derinliği hız ile ters orantılı ve ,bu nedenle yavaş haraket eden MSs ihtiyacı büyük dönüşümlü çalışma derinliğindedir $R = 24\ \text{ks/s}$ ve $v = 30\ \text{km/h}, J = 478$ sembolleri için

Basit tarafsız herhangi bir dönüşümlü çalışma, $L_D + 1$ gibi mümkün olduğunca ayrı en az bir ardışık kaynak sembolüne ayrılmalıdır,burada L_D kodlayıcı derinliğindedir.Bu yüzden M en az $L_D + 1$ miktarına eşit dönüşümlü çalışma gecikmesi olmalı

$$t_d = 0.6\ \frac{(L_D + 1)}{v}\ \text{(seconds)}\ . \qquad (8.70)$$

Örneğin $L_D = 13$ sembolü ile ve MS hızı 30 km/h, dönüşümlü çalışma gecikmesi en az 280 ms. olmalı.Bu gecikme biraz fazla,özellikle ses uygulamaları için ve problem düşük MS hızılarıyla sinirlendirmektedir. Diğer mümkün çözüm ,model kodlama ile kodlama derinliği L_D ' yi en aza indirmektir. Diğer çözüm, daha iyi dönüşümlü çalışma teknikleri kullanarak geçerli dönüşümlü çalışma uzunluğunu gerçek dönüşümlü çalışma uzunluğu JM 'den daha uzun olmasını sağlamaktır.

Analitik amaçlar için ,sonsuz dönüşümlü çalışma derinliği varsayılmaktadır, böylece dönüşümlü çalışmayan dizi $\{\alpha_k\}$, bağımsız rastgele değişkenli dizidir.Bu durumda y 'nin şartlı derinlik çarpım formuna sahiptir.

$$p(\mathbf{y}|\boldsymbol{\alpha}\cdot\mathbf{x}) = \prod_k p(y_k|\alpha_k x_k) \ . \qquad (8.71)$$

Varsayalım x dizisi iletildi ve $\mathbf{y} = \boldsymbol{\alpha}\cdot\mathbf{x}+\boldsymbol{\eta}$ vektörü alındı.Mükemmel bilgi sahibi ML alıcısı ölçüsü genişletilecek $\hat{\mathbf{x}}$ dizisini seçer.

$$\mu(\hat{\mathbf{x}}) = -\|\mathbf{y} - \boldsymbol{\alpha}\cdot\hat{\mathbf{x}}\|^2 \ . \qquad (8.72)$$

X ve $\hat{\mathbf{x}}$ dizileri arasındaki hata olasılık çifti Chernoff sınırına sahiptir.

$$\mathrm{P}(\mathbf{x}\to\hat{\mathbf{x}}) \le \exp\left\{-\frac{\|\boldsymbol{\alpha}\cdot(\mathbf{x}-\hat{\mathbf{x}})\|^2}{4N_o}\right\} \ . \qquad (8.73)$$

$$\mathrm{E}[|x_k|^2] = 1$$

Bir kez daha, eğer normalizasyon olduğunu varsayarsak, sonra Chernoff sınırı oluşur

$$\mathrm{P}(\mathbf{x}\to\hat{\mathbf{x}}) \le \exp\left\{-\frac{E}{4N_o}\|\boldsymbol{\alpha}\cdot(\mathbf{x}-\hat{\mathbf{x}})\|^2\right\} \ . \qquad (8.74)$$

Olasılık derinlik fonksiyonu (8.74) üzerine ortalaması (8.68) ' i verir [82]

$$\mathrm{P}(\mathbf{x}\to\hat{\mathbf{x}}) \le \prod_{i\in A}\frac{1+K}{1+K+\frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i-\hat{x}_i|^2}\exp\left\{-\frac{K\frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i-\hat{x}_i|^2}{1+K+\frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i-\hat{x}_i|^2}\right\} \qquad (8.75)$$

Burada $\bar{\gamma}_s = \mathrm{E}[\alpha^2]E/N_o$ ortalama alınan sembol enerjisinin gürültüye oranıdır ve $A = \{i|x_i \neq \hat{x}_i\}$. Yeteri kadar yüksek $\bar{\gamma}_s$, (8.75) sadeleştirilirse

$$\mathrm{P}(\mathbf{x} \to \hat{\mathbf{x}}) \leq \prod_{i \in A} \frac{4(1+K)}{\bar{\gamma}_s |x_i - \hat{x}_i|^2} e^{-K} \quad . \qquad (8.76)$$

Aşağıda (8.43) 'teki sınır ,hata olay yolunun sahip olduğu A kümesinin en küçük eleman sayısına hakim olacaktır. Divsalar and Simon [82, 83] bu yola en kısa hata olay yolu diye adlandırır ve uzunluğu $L_{\min}$ olarak tanımlanır .Önceki argumanlara bağlı olarak hata olasılık biti yaklaşık olarak

$$P_b \simeq C\left(\frac{(1+K)e^{-K}}{\bar{\gamma}_s}\right)^{L_{\min}} \quad \bar{\gamma}_s \gg K \qquad (8.77)$$

Burada C sabiti, kodun uzaklık yapısına bağlıdır. P_b $(\bar{\gamma}_s)^{L_{\min}}$ ters olarak çeşitlilik gösterdiğini, $L_{\min}$ miktarında farklılık etkisi yöntemini inceleyelim. Wei [353] $L_{\min}$ ' a minimum yerleşik zaman çeşitliliği (MTD) olarak adlandırır.Dönüşümlü çalışan düz sönümlemeli kanal üzerine TCM performansı MTD ' ye hakim olur,ve MTD ' nin genişlemesi dönüşümlü çalışan düz sönümlemeli kanalları üzerine TCM için önemli model kriteridir.(8.75) hata olasılık çifti formu olarak yazılabilir.

$$\mathrm{P}(\mathbf{x} \to \hat{\mathbf{x}}) \leq e^{-\frac{\bar{\gamma}_s}{4} d^2} \qquad (8.78)$$

Burada

$$\begin{aligned} d^2 &= \sum_{i \in A} \frac{|x_i - \hat{x}_i|^2 K}{1 + K + \frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i - \hat{x}_i|^2} + \left(\frac{\bar{\gamma}_s}{4}\right)^{-1} \ln\left(\frac{1 + K + \frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i - \hat{x}_i|^2}{1+K}\right) \\ &= \sum_{i \in A} d_{1i}^2 + d_{2i}^2 \qquad (8.79) \end{aligned}$$

(8.79) ile ilgili iki özel durum $K = \infty$ ve $K = 0.$ 'dur. $K = \infty$ için (sönümleme yoktur.)

$$d_{1i}^2 = |x_i - \hat{x}_i|^2, \qquad d_{2i}^2 = 0 \qquad (8.80)$$

Ve bu nedenle d^2 ,hata olay yolu üzerine Öklid uzaklığının karesinin toplamı olarak meydan gelir.Bu durum altında d^2 genişleterek AWGN kanalları için TCM model kriteri olur.

$K = 0.$ için (Rayleigh sönümlemesi)

$$d_{1i}^2 = 0, \qquad d_{2i}^2 = \left(\frac{\bar{\gamma}_s}{4}\right)^{-1} \ln\left(1 + \frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i - \hat{x}_i|^2\right) \quad . \qquad (8.81)$$

Uygun büyükte SNR için, d^2 , Öklid uzaklığının karesinin logaritma toplamı, her ağırlık $\bar{\gamma}_s$ tarafından.Bu durumda verilen hata olasılık çifti

$$\mathrm{P}(\mathbf{x} \to \hat{\mathbf{x}}) \leq \left(\prod_{i \in A} \frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i - \hat{x}_i|^2\right)^{-1} \qquad (8.82)$$

Hata olay yolu boyunca Öklid uzaklığının karesinin çarpımı ters orantılıdır.**Minimum Öklid uzaklığının karesinin çarpımı** (MPSD) herhangi geçerli iki dizi arasında

$$\min_{\mathbf{x},\hat{\mathbf{x}}} \prod_{i \in A} |x_i - \hat{x}_i|^2 \qquad (8.83)$$

Rayleigh sönümlü kanalı için diğer model parametresidir.0 ile ∞ arasındaki K değerleri için (8.79) 'da Öklid uzaklığının karesine eşit ,iki limit durumunun karışımı olarak verilir yukarıda.

Eğer dönüşümlü çalışma kullanılmadığında, varsayım sönümleme sembolden sembole uzun süre geçerli değildir bağımsız olarak.Eğer sönümleme,ilgili sabitin minimum uzaklık hata yolu üzerine süresi yeterince yavaş ise, tutarlı belirleme ile Gauss uzaklığı ,yüksek SNR 'de hata olasılık biti ,yaklaşık olarak

$$P_b \simeq C_1 \mathrm{E}\left[\exp\left\{-\frac{\gamma_s}{4} d_{\min}^2\right\}\right] \qquad (8.84)$$

Burada C_1 sabiti, $\gamma_s = \alpha^2 E/N_o$ alınan sembol enerjisinin gürültüye oranı , $d_{\min}^2$ kodun minimum Öklid uzaklığı ,ve (8.68) derinliği üzerine ortalamadır. Alınan bu ortalama

$$P_b \simeq C_1 \frac{1+K}{1+K+d_{\min}^2 \frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i - \hat{x}_i|^2} \exp\left\{ -\frac{K d_{\min}^2 \frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i - \hat{x}_i|^2}{1+K+d_{\min}^2 \frac{\bar{\gamma}_s}{4}|x_i - \hat{x}_i|^2} \right\} \tag{8.85}$$

Geniş $\bar{\gamma}_s$ 'de yaklaşık olarak alınabilir

$$P_b \simeq 4C_1 \frac{1+K}{d_{\min}^2 \bar{\gamma}_s} e^{-K} \quad . \tag{8.86}$$

Dönüşümlü çalışma olmadan inceleyelim, P_b asimptotik ters doğrusal $\bar{\gamma}_s$ ile , kafes kodundan bağımsız.Aşağıda dönüşümlü çalışmada başarılı farklılık için istek TCM ile düz sönümlü kanal üzerindedir

5.1 TCM İÇİN DÜZ SÖNÜMLÜ KANALLAR İÇİN MODEL KURALLARI:

Önceki bölüme göre,TCM Ricean sönümlü kanalı kullanılarak dönüşümlü/dönüşümsüz çalışan, minimum yerleşik zaman çeşitliliği kodu tarafından kod modeli için optimum performans rehberliğindedir. Rayleigh sönümlü kanalları için,minimum uzaklığın kodunun karesi de model kodu rehberliğindedir. Minimum Öklid uzaklığı ,kafes kodu modeli AWGN kanalları için model kriter prensibi, Ricean sönümlü kanalları üzerinde az önemli rol oynar K çarpanı azalırsa, ve Rayleigh sönümlü kanalı için rolü yoktur $(K = 0)$.Üçüncü kodlama kriteri kodun kodlama derinliğini en aza indirir.

Kafes kodu modeli için dönüşümlü çalışan düz sönümlü kanalları, Ungerboeck ' in eşleme prensibi ile küme bölümlenmesi temeline dayanır.Fakat şimdi bölümlemeyi, MTD ve MPSD kodunu büyüterek yapacaz.İç altküme MTD ve MPSD büyüterek bunu sonuçlandıracağız,fakat bu gösterilme büyük MTD ve MPSD bazen başarılıdır eğer ki bölümleme , minimum Öklid uzaklığına göre Ungerboeck' in kodu AWGN kanalları için büyütülüyorsa.

Genelde, aşağıdaki esaslar izelenerek model kafes kodu için dönüşümlü çalışan düz sönümlü kanallarında ;

1.Bütün sinyaller eşit frekans ile meydana gelir ve düzenlilik ve simetriklik ile

2. tek ve çift numaralı durumlardan geçişler meydana gelir atanan sinyallerden birinci ve ikinci altkümelere,sırasıyla,birinci bölümleme seviyesi.

3.Mümkün olduğunda, geçişler aynı durumda alınan sinyallerden birinci bölümleme seviyesinde birinci veya ikinci altkümelere birleşir.

4.Paralel geçişlerde alınan sinyallerden en iyi bölümleme seviyesi olan aynı altkümelere.

5.Durum geçişlerinden meydana gelen her mevcut durum ve çift numaralardan diğer durumlara giden atanmış sinyallerden altkümelere, altkümeler arasında MTD ve MPSD ' yi büyüterek.Aynı uygulamalar geçişleri meydana getirmek için her mevcut durum ve tek numaralardan diğer durumlara giden.

İlk dört kural benzerdir Ungerboeck [330] tarafından önerilenlerle, fakat şimdi altkümelerin kullanımı farklı olabilir.Beşinci kural kodlama derinliğinin kodunu azaltmak için kullanılır. Wei [353] kodlama kodunun derinliğini en aza indirme temeline dayanan birçok kod geliştirdi.

O iki minimum kodlama derinliğinden (MDD1, MDD2) bir kod tanımladı.Sinyal noktasının en uzun geçerli dizisinin uzunluğu olarak(sembollerde) MDD1+1 ' i tanımladı, x_1 dersek ,aynı durumlardan meydana gelen diğer geçerli dizi olarak x ve aynı diğer durumları ve x 'den Hamming uzaklığı aynı olan MTD kodunu x olarak birleştirmek. Unutmayalım ki kod performansı ağırlıklı olarak MTD kodu belirleme dizilerinin çiftleri tarafından yönetilir. Her tür

dizilerin çiftine MDD1+1 ardışık semboller farklıdır. Öteki semboller, daha iyi kod performansına ayrılır. Bu nedenle, doğru MTD kodunun yararları, dönüşümlü çalışan sembollerin ayrımı her MDD1+1 girdi sembolleri mümkün olduğunca uzak olmalı.

MDD2 en uzun birleşmemiş geçerli dizisinin uzunluğu olarak tanımlanır.Sinyal noktaları, aynı durumda başka bir geçerli diziden meydana gelir, x_2 deyelim ve x' den Hamming mesafesine MTD kodu büyüktür. Bu durumda iki dizi arasında Hamming uzaklığı

MTD kodu eşittir, ürün mesafesinin karesi iki dizi arasındaki MPSD kodu daha az olmalıdır.Çünkü MDD2, MDD1 'den büyüktür, kodlama derinliği en az MDD2 ' ye eşit MTD ve MPSD kodunu anlamak için. Çözümleme sembollerinin derinliğinin MDD2 'den daha uzun olup olmadığı yeterlidir. Son olarak, hem MTD ve MPSD herbirinden yararlanmak
için dönüşümlü çalışan MDD2+1 kodunun her dizi sembolünü giriş sembollerine mümkün olduğunda uzak ayırmalı.

.

.

5.1.1 ÇOK BOYUTLU TCM

Hatırlayalım konveksiyonel kafes kodları ile en kısa hata olayı uzunluğu (kafes sınıflama başına bir sembol) hata yolu boyunca sınıf sayısına eşittir.Eğer kafes kodu paralel geçişlere sahipse,sonra MTD = 1. Ne yazık ki, paralel geçişler kaçınılmazdır,sinyal takımyıldızı boyutu durum sayısını aştığında. Bu durumda, olasılık hata biti Rayleigh sönümlü kanallar için ters lineer bir bağımlılığı vardır bit enerji-gürültü oranı üzerinde. Bu sorunu çok boyutlu TCM' de çözmek için teknikleri kullanılabilir.

Çok Boyutlu TCM sinyal alanlarda çok daha büyük bir boyut olan minimum öklid mesafe arttırmak için sinyal noktaları arasında kullanır. Başka çok boyutlu kafes kodlarının özelliği, bu kodların kodlamaların kazancı 1-D veya 2-D kodları karşılaştırarak fark edilir. takımyıldızının sinyal boyutu kodlanmamış modülasyona göre iki katna çıkar, ortalama sinyal enerji de artmış olabilir. Örneğin, 2-D M-QAM takımyıldızı boyutunu iki katına,ortalama sinyal enerjisinde 3 dB artış anlamına gelmektedir. Ancak, ortalama sinyal enerjisindeki bu artış, daha sonra TCM kodlama daha fazla kazanarak önlenebilir.

Dört boyut kullanılarak bu 3 dB maliyet 1,5 dB 'e düşer ve 0,75 dB' e, sekiz boyutları [38] kullanıldığında. Çok Boyutlu TCM aynı zamanda sönümlü kanallar için cazip. 4-D TCM düzenleri özeldir çünkü radyo iletişiminde herhangi bir artış olmadığından uygulanacak bant genişliği yoktur, aynı taşıyıcı frekans ile göndererek iki mekansal ortogonal elektrik alan kutuplaşmaları [38] tarafından.

A 2N-D takımyıldızı kurulur bir birleşen2-D takımyıldızı seçerek ve daha sonra birlikte zaman etki alanı içinde N gibi takımyıldızlar birleştirilmesi.2N-D takımyıldızı boyutundan daha büyük ihtiyaç olursa eğer, o zaman bazı daha az çekici noktalardan [353] silinir. Ortaya çıkan takımyıldızı olduğunu sonra alt kümeler artan sayıda bir zincir haline bölünmüştür.
Bölümleme ilk MTD altküme içini büyüterek yapılır ve sonra aynı içinde 2N-D sinyal noktalarının herhangi bir çifti arasında MPSD alt kümesi olan bu MTD büyütülür.

Ne zaman N > 1, MTD' nin en az ikisi ,her alt kümesi için kolayca elde edilen en iyi bölümlemedir. Şekil. 8.16 gösterir ki bir 32 puanlık 4-D 8-PSK takımyıldızı 8-alt kümeleye bölünmüştür. 4-D takımyıldızı birleştirilmesi ile oluşur,2-B etki alanındayken 8-PSK

takımyıldızları ve bu puan silme çifti (çift, tek), (tek, çift) forma sahiptir. her birinin içinde iç altkümesi MTD en iyi bölümleri 2 ile 4 MPSD iç-altkümesi vardır. Şekil. 8.17 gösterir ki

2 / 3 oranı , 4-D, 4-durum, 2 bit ile 8-PSK kafes kodu / sembol. b_1, b_2, b_3 bitleri 8 altkümeden birini seçmek için kullanılır. Şekil 8.16 ve b_4, b_5 bitleri için her alt içinde dört 4-D elemanları birini seçerek kullanılır. MTD ve MPSD kodunun içi alt kümesi aynı MTD ve MPSD, ve dolayısıyla bölümleme için büyütme Şekil 8.16 'da vardır.Şekil. 8.17 de kod kafes diyagramı birlikte örnekler ile gösterir

MDD1 değerleri belirleyen en uzun diziler ve MDD2. Dikkat edelim ki bu MDD1 ve MDD2 2-D sembolleri biriminde ölçülmektedir.Çünkü paralel geçişler uzunluğu 2 sembol olduğundan, MDD1 = 1. , MDD2 bulmak için varsayalım ki tüm sıfırlar dizisi referans dizisidir.Unutmayalım ki 2-D dizisi {1, 5, 0, 0, 0} 4-D dizisi {(1,5), (0,0), (0,2)} ile ilişkili zaman çeşitliliği 2 olduğu (MTD eşitti vardır) ve MPSD ' nin $d^2(0,1) \times d^2(0,5) = 0.5857 \times 3.414 < 4$ ve bu yüzden , MDD2 = 5. Wei [353] farklı çok boyutlu kodlar araştırıldı . Bulduğu bu çok boyutlu TCM uzun derinliklerin kodlarını çözmeyi gerektirir. 2-D TCM'den daha fazla olarak bu uzun kod çözme derinliği çok zararlı olduğu kanıtlanmıştır ve bu nedenle, Wei mutlaka dikkate almalı 4-D kodlarını.

5.1.2 ÇOKLU TCM (MTCM):

Çoklu TCM b/ s oranlı kodlayıcı,kullanılarak uygulanan çözümleyici çıkışları k M-ary sembolleri üzerine her iletim aralığında, eşlenir.Şekil olarak 8.18. s çözümleyici çıkışı sembolleri k gruba ayrılır $m = \log_2$ her M sembolleri, başka bir yöntem için semboller x k' lı gruplar halinde ikili semboller s bölünmesi, her bir grup şimdi farklı büyüklükte bir sinyal takımyıldızı karşılık M_i. If $m_i = \log_2 M_i$ i.grup için, sonra $s = \sum_{i=1}^{k} m_i$. Unutmayalım ki k = 1 konveksiyonel Ungerboeck kafes kodu ile ilgilidir.

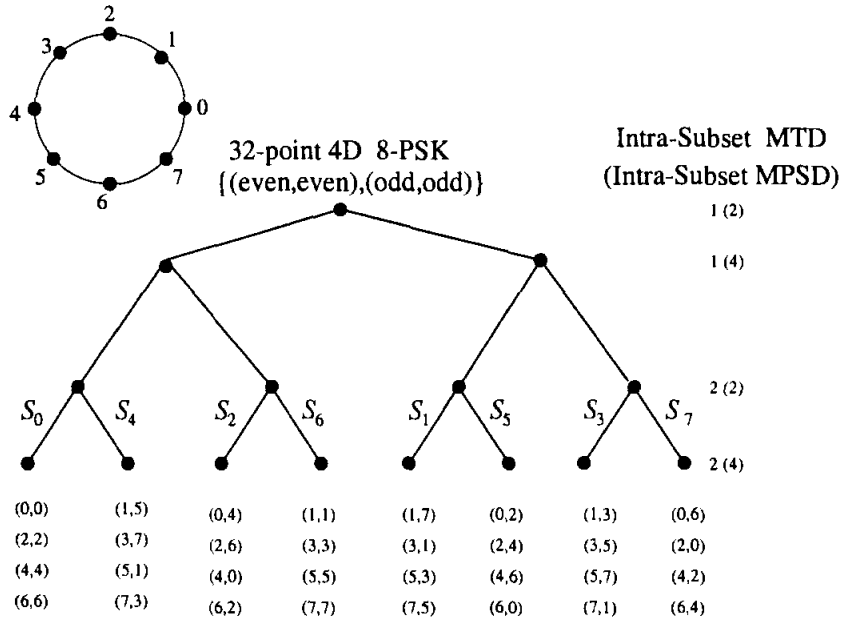


Figure 8.16. Partition of the 32-point 4-D 8-PSK constellation into 8 subsets.

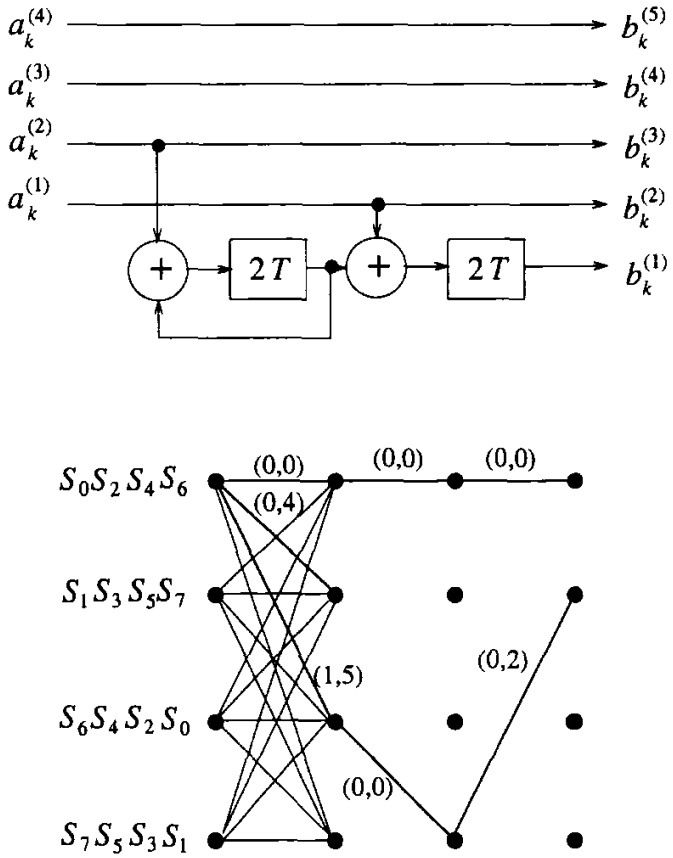


Figure 8.17. 4-D 4-state 8-PSK rate-2/3 trellis code with 2 bits/symbol.

MTCM kodları paralel geçişle ,sönmeli kanallarda bir asimptotik bit hata olasılığına ulaşırken daha hızlı ters doğrusal $\bar{\gamma}_s$, nın bozulma fonksiyonları ile dizayn edilebilir.

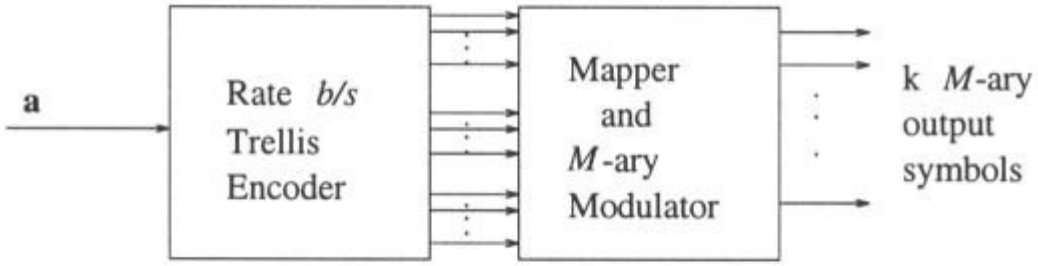


Figure 8.18. MTCM encoder.

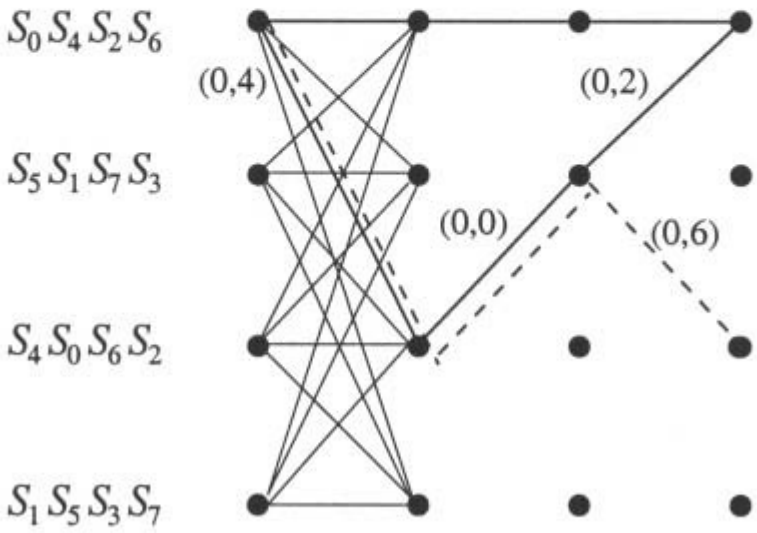


Figure 8.19. Code trellis for the rate-4/5 4-state 8-PSK MTCM trellis code.

Şekil. 8,19 gösterir ki kafes kodu için oran 4/6 , 4-durum, 8-MTCM PSK kodu[84] bildirilmiştir. Sinyal noktası kümeleri yukarıdaki yöntemi kullanarak elde edilen onlar bu 4-D kod kullanılanlarla aynıdır ve Şekil 8.16. 'de 16 yol her düğüm noktasından yayılan ve dolayısıyla, dört paralel yolu vardır düğümleri arasında. Bu kod önceki 4-D ile aynı MTD ve MPSD önceki 4-D ile aynıdır.Ancak, MDD1 = 5 ve MDD2 = 5 ve bu nedenle kodu daha iyi seçmeliyiz MDD1 daha küçük olduğundan beri.

5.1.3 2-D KAFES KODLARI :

Bu Ungerboeck' in 2-D 8-durum ve 16 durum 8- PSK kafes kodları şaşırtıcıdır aslında AWGN kanallar için tasarlanmış kodları, dönüşümlü çalışan düz sönümlü kanallar iyi şekilde kalır. Aslında, Ungerboeck' in 2-D, oran-2 / 3, 8-durum 8-PSK kafes kodu Şekil. 8.20 gösterilmektedir. (kalın çizgi)ikisi MTD' nin ve ilgili ürün Öklid mesafesinin karesi 8 daha iyi önceki kodlara göre. unutmayın ki en kısa hata olay mutlaka minimum mesafe hata olayı gerektirir. Şekil. 8.20, minimum Öklid mesafesinin karesi 4,585, bir hata olay uzunluğu 3 (karşılık gelen kesik yol). Ayrıca unutmayın ki MDD1 = 3 ve MDD2 = 3. Belli ki küme bu kod için bölümleme minimum Öklid mesafesinin karesini maksimize etmek için tasarlandı. Son olarak,unutmuyoruz ki dönüşümlü çalışan düz sönümlü kanallar için iyi 2-D TCM kodlarına paralel geçişler olmayacak ve durumlar arasında bağlantı mümkün olduğu kadar düşük olacaktır.

6. ISI KANALLARINDA KODLU PERFORMANS:

Şekil. 8.21 dijital sinyal için üzerinde bir model olmayan dönüşümlü çalışan sönümlü ISI kanallarını gösterir. Bölüm 7.3.1 göstermiştir ki D-şube ile toplam kanal çeşitlilik Şekil 7. 5 modeli ile değiştirilebilir. D oluşan (L + 1) enine filtrelerle bağlantı kurar, bunların çıktıları AWGN örnekleri tarafından bozuldu. $\{\eta_k^d\}$ with $\sigma_{\eta_k^d}^2 = N_o \,\forall\, k,\ d.$ TCM için , bu eşdeğer ayrık zaman yol açar modeli Şekil. 8.22' de gösterilmektedir. Bölüm 7.3.1.1 açıklandığı gibi,bağlantı kazancı vardır. İlintisiz karmaşık Gauss süreçleri olarak modellenmiştir ve 2-D izotrop bağlantı kazanç vektörü saçılmaktadır.

$\mathbf{g}_d(k) = (g_{0,d}(k), g_{1,d}(k), \ldots, g_{L,d}(k))^T$ 'nin kovaryans matrisi $\bar{\Phi}_{\mathbf{g}_d}(m) = J_0(2\pi f_m m T)\bar{\mathbf{\Sigma}}_d^2$, burada $J_0(\cdot)$ 1.çeşit sıfırıncı derece Bessel fonksiyonudur ve f_m maksimum Doppler frekansıdır ve $\mathbf{\Sigma}_d = \mathrm{diag}[\sigma_{0,d}, \sigma_{1,d}, \ldots, \sigma_{L,d}]$ ve $\sigma_{i,d}^2 = \frac{1}{2}\mathrm{E}[|g_{i,d}|^2]$ 'dir.

Burada varsayıyoruz ki $g_{i,d}(k)$ sıfır-ortalamasına sahip böylece büyüklüğü $|g_{i,d}(k)|$ Rayleigh dağıtımı varsayalım ki dallar dengede , ortalama alınan dal biti enerjisinin gürültüye oranı

$$\bar{\gamma}_c = \frac{\mathrm{E}[|x_k|^2] \sum_{i=0}^{L} \mathrm{E}[|g_{i,d}|^2]}{2nN_o} \qquad (8.87)$$

Burada n her sembol için bit sayısıdır.

Önceden bahsettiğimiz gibi, m/(m + r) oranı doğrusal konveksiyonel kodlayıcıları m değiştirici kayıtları içerir ve üretici polinom kümesi $\mathbf{g}_i^{(j)},\ 1 \le i \le m,\ 1 \le j \le m+r$ tarafından karakterize edilir.i.değiştirici kayıt uzunluğu ν_i ve kodlayıcıdaki hafıza elemanlarının toplam sayısı $\nu_T = \sum_{i=1}^{m} \nu_i$. .Çünkü kafes kodlayıcı ve ISI kanal sonlu durum makinalarının her ikisinde, bu birleşik kafes kodlayıcı ve ISI kanal da sonlu durum makinesi aşağıdaki **süper-durumlara** sahip

$$\mathbf{s}_k^{(i)} = (\boldsymbol{\sigma}_k; x_{k-1}, \ldots, x_{k-L}) \ . \qquad (8.88)$$

$N_S = 2^{\nu_T} 2^{nL} = 2^{\nu_S}$ süper durumları vardır ve $\boldsymbol{\sigma}_k$ kodlayıcı tanımlı durumdur (8.28).Süper durumlara eşit tanımlama [50]

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_k^{(i)} &= (\boldsymbol{\sigma}_{k-L}; \mathbf{a}_{k-1}, \ldots, \mathbf{a}_{k-L}) \\ &= \left(a_{k-1}^{(1)}, \cdots, a_{k-\nu_1-L}^{(1)}; \cdots; a_{k-1}^{(m)}, \cdots, a_{k-\nu_m-L}^{(m)}; \right. \\ &\qquad \left. a_{k-1}^{(m+1)}, \cdots, a_{k-L}^{(m+1)}; \cdots; a_{k-1}^{(n)}, \cdots, a_{k-L}^{(n)}\right) \ . \qquad (8.89) \end{aligned}$$

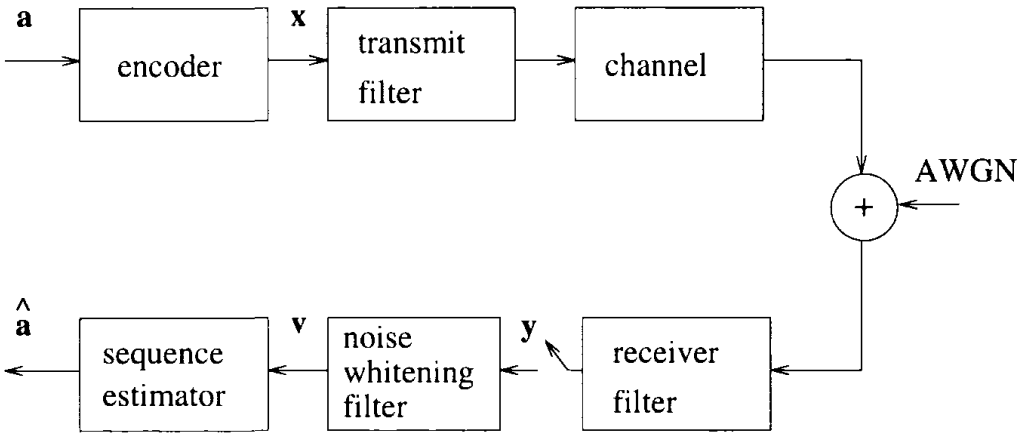


Figure 8.21. Digital communication on a non-interleaved fading ISI channel.

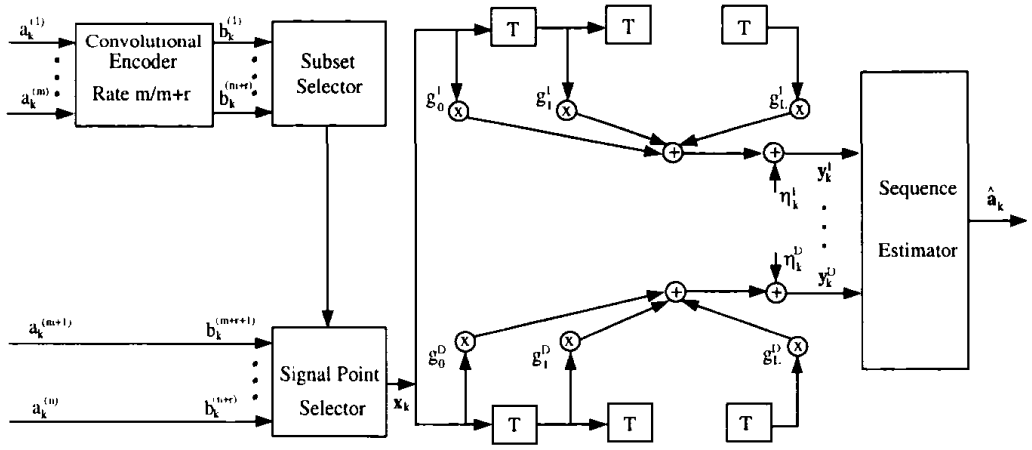


Figure 8.22. TCM-coded system with an equivalent discrete-time white noise channel model, from [303].

Bütün sistem durum ve kafes diyagramı tanımlamalarına sahiptir. MLSE ile en olası yol için Viterbi algoritması aramaktır,v çıkışında eşlenen filtrelerden alınan örneklerin dizisi,süper kafes dayalıdır.Bir hata olay uzunluğu $\ell = k_2 - k_1$, süper kafeste k_1 ve k_2 devreleri arasında meydana gelir eğer gerçek süper durum $\mathbf{s}_k$ ve beklenen süper durum $\hat{\mathbf{s}}_k$ ' yı sağlarsa

$$s_{k_1} = \hat{s}_{k_1},\ s_{k_2} = \hat{s}_{k_2} \text{ and } s_k \neq \hat{s}_k,\ k_1 < k < k_2 . \qquad (8.90)$$

Her hata yolu ile ilgili süper kafes hata olasılık çifti $P(\mathbf{x} \to \hat{\mathbf{x}})$, temsil edilen olasılık $\hat{\mathbf{x}}$ alıcı dizisini seçer, **x** iletilen iken.

.

6.1 STATİK ISI KANALLARINDA TCM

Bölüm 7.6.1 görüldüğü gibi, hata olasılık çifti yol mesafe matris E' de tanımlanan bir fonksiyonudur (7,160). Matris E sadece kafes kodu ve kanalın L + 1 uzunluğuna bağlıdır . Denklemler (7,163) ve (özsınır) statik ISI kanalı için kafes kodlarının tasarımının esaslarını sağlar.Model kriteri baskın hata olayı için $\lambda_{\min}$ maksimize etmeli.Eğer baskın hata olay uzunluğu ℓ,sonra bu kriter $\min\{r_\ell(0)\}$ 'i belirtir , burada $r_\ell(0)$, süper kafeste Öklid mesafesinin karesinin iki mümkün dizi uzunluğu ℓ, arasındadır. Öteki tasarım kriteri durum numarası c (E) en aza indirmek olmalıdır. Matris E mükemmel şartlı veya c (E) = 1, sadece $r_\ell(i) = 0, i \neq 0.$ Bu durumda E formu $r_\ell(0)\mathbf{I}_{L+1}$sahiptir, burada I özdeşlik matrisidir.AWGN kanallarının formu $\mathbf{g} = \mathbf{e}_i,\ i \in \{0, \ldots, L\}$bu matrisin özvektörleri tarafından temsil edilir.

Eğer bir kafes kodunda baskın hata olayı varsa mükemmel şartına yol mesafe matrisi E, o zaman kod asimptotik performans herhangi bir kanal vektör g olduğunu, AWGN kanalı da dahil olmak üzere aynı. İlginç bir fenomen oluşur baskın hata olayı ile ilişkili kafes kod mükemmel şartlı yol mesafe matrisi bulunmamıştır. Bu durumda kanal tarafından açıklanan üzerinde kafes kod asimptotik performans vektörü $\mathbf{g} = \mathbf{v}_{\max}$,AWGN üzerindeki asimptotik performans kanalından daha iyidir. Kod kanalı tarafından açıklanan en kötü performansı vektörü $\mathbf{g} = \mathbf{v}_{\min}$ 'dur

6.2 DÖNÜŞÜMLÜ ÇALIŞMAYAN SÖNÜMLÜ ISIKANALLARINDA TCM :

Daha önce bahsedildiği gibi, *c*(E) = 1 ancak ve ancak $r_\ell(i) = 0,\ i \neq 0.$ Bir kodun bütün hata olayları için *c*(E) = 1 ' i içermesi mümkün değildir.Çapraz terim $r_\ell(i), i \neq 0$ E matrisinin yol uzaklığında herhangi bir hata olayı perfomansını düşürecektir. Sonraki bölümde bir örnek göstermektedir çapraz terim nedeniyle nerede bakımından daha küçük bir hata olayı var bir alt çift hatadan. Başka bir hata durumunda olanlardan daha büyük bir olasılık çok zor baskın hata olayları

çapraz terimlerini kontrol etmek ve dolayısıyla daha az bağlayıcı kriter yararlı bir kafes kodu performansı olacağı tahmin ediliyor.

Şimdi biz eğer Öklid mesafesinin karesi $\min\{r_\ell(0)\}$, ℓ ile doğrusal olarak artmadığını, sonra bir kafes kodun iyi bir performansı olmadığı dönüşümlü olmayan sönümlü ISI kanalda göstereceğiz. Aşağıdaki tanım ve iki özellik bu kriteri geliştirmek için gereklidir.

Tanım: $\Omega(k_1, k_1+i)$ ' i dizilerin tüm tekil çiftlerinin kümesi gibi kod kafes içinde köken olarak aynı durum devresi $\mathbf{k_1}$ olarak tanımlayalım ve $k_1+i.$ devresindeki durumları birleştirelim.Her çift dizi $\Omega(k_1, k_1+i)$ kümesinde aynı durum arasındaki devreler $k_1+i.$ ve $\mathbf{k_1}$ olarak birleştirilebilir. Mümkün bütün birleşimler için kafes kodu içinde $L-1$ dalı ve sonra farklılaştırarak böylece kod kafes içinde hata olayları bir veya daha fazla şekillendirme olur.

ÖZELLİK 8.1 : Eğer hata olay uzunluğu i, Öklid uzaklığının karesi d^2 kafes kodunda meydana gelir,sonra hata olay uzunluğu $\ell = L+i$ Öklid uzaklığının karesi $r_{L+i}(0) = d^2$ meydana gelir süper kafeste. Tersine, bir hata olay dönemi arasında süper kafes içinde oluşması durumunda k_1 ve k_2 , $k_2 - k_1 = L+i$ uzunluğuna sahiptir ve ilgili yol uzunluğunun karesi $r_{L+i}(0)$, sonra bir çift dizi $(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) \in \Omega(k_1, k_1+i)$ içerir kafes kodunda Öklid uzaklığının karesine eşit $r_{L+i}(0)$ ' e vardır.

İSPAT : (8.90) ' da ve süper kafes içinde hata olayın tanımını kullanarak süper duruma iki eşdeğer form kullanarak (8.88) ve (8.89), bu takip doğrudan o kod kafesinde bir hata olayı $\sigma_{k_1} = \hat{\sigma}_{k_1}, \sigma_{k_1+i} = \hat{\sigma}_{k_1+i}$ ve $\sigma_k \neq \hat{\sigma}_k \text{ for } k_1 < k < k_1+i$ belirtir ki $s_{k_1} = \hat{s}_{k_1}, s_{k_1+i+L} = \hat{s}_{k_1+i+L}$ ve $s_k \neq \hat{s}_k$ için $k_1 < k < k_1+i+L$ ' dır. Devamında $k_1 < k < k_1+i+L$ ve böylece $r_{L+i}(0) = d^2$ ' dir.

Tersine, süper kafeste meydana gelen bir hata olay arasında devreler $\mathbf{k_1}$ ve $k_1+L+i.$ 'dir .Aşağıda (8.90) ' da ve olay $x_k = f_1(\sigma_k, \mathbf{a}_k)$ ve $\sigma_{k+1} = f_2(\sigma_k, \mathbf{a}_k)$ kod kafes içinde (x_1, x_2)

şeklinde bir çift dizi var , kökeni k_1 devresindeki aynı durumdan mesela, $\epsilon_{k_1} \neq 0$, $k_1 + i$, aynı durum devresine birleştirilir. Bu iki dizi $k_1 + i$, ve $\mathbf{k_1}$ devreleri arasındaki aynı durumla birleştirilir. $k_1 + m\ (m < i)$ devresine bakalım, mümkün L – 1 dal uygun bir şekilde yerleştirilir, yoksa $s_{k_1+L+m} = \hat{s}_{k_1+L+m}$ ve hata olay uzunluğu $L + i$ daha kısadır. (7.162)' den de izlenir ki x_1 ve x_2 arasındaki Öklid uzaklığının karesi $r_{L+i}(0)$ ' e eşittir.

ÖZELLİK 8.2 : $d^2_{\min}(i)$ i uzunluğundaki kafes kodundaki bütün hata olay için Öklid uzaklığının karesi olarak belirtelim. Sonra $\min\{r_{L+i}(0)\} \leq d^2_{\min}(i)$.

İSPAT: Süper kafes içinde bir hata olay arasında $k_1 + L + i$ ve k_1 devreleri ve $(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ ilgili dizi çiftleri kaynaklanabilir ya tek bir hata olayı içinde kafes kodu arasındaki $k_1 + L + i$ ve k_1 devreleri veya daha kısa uzunluk çoklu hata olayları, örneğin bir uzunluklu i hata olayı (paralel geçişli) veya genelde $j_1, \ldots, j_m$ uzunluklu m hata olayıdır.Unutmayalım ki m, i ile 1 arasında herhangi bir değer alır.Ayrıca herhangi m için $j_1, \ldots, j_m$ uzunluğunu farklı değerleri ile

$$\sum j_m \leq i \text{ and } (\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) \in \Omega(k_1, k_1 + i)$$

kısıtlama olduğunu varsayabiliriz. Akibinde

$$\min\{r_{L+i}(0)\} = \min\left\{ \sum d^2_{\min}(j_m) \right\} \leq d^2_{\min}(i) \qquad (8.91)$$

Burada minimasyon tamamen $m \leq i$ ' ye gider ve bütün $j_1, \ldots, j_m$ ile kısıtlanır. Kafes kodunda i uzunluğunda tek bir hata olay varsa sonra doğrudan teorem mevcuttur. Ayrıca, eğer i uzunluğunda hiç hata olayı yoksa kafes kodunda ardından, tanımdan $d_{\min}(i) = \infty$ ve yukarıdaki eşitsizlik oluşur.

Eğer tek durumu ile kodlanmamış sistemleri kafes kodlu sistem olarak işleme alırsak paralel geçişler, daha sonra, ikili bağlantı kurmak için kanallar $\min\{r_{i+L}(0)\} = id^2_{\min}(0)$, i =1 , 2 , . . . , burada $d^2_{\min}(0)$ kodlanmamış sistemlerin sinyal takımyıldızında minimum Öklid uzaklığının karesidir. Önemli bir nokta, $r_{L+i}(0)$ için kodlanmamış sistem doğrusal hata olayın uzunluğu ile gelişir.

Özellikleri 8.2 ve 8.2 bir kafes kod yoğun bir mesafe spektrumlu halde önermektedir. [284] ,sonra $\min\{r_\ell(0)\}$ kümesi $\ell \geq L$ 'de yoğunluk spekturumuna sahip olacaktır.Bu nedenle, Eğer bir kafes kodu minimum öklid mesafesinin karesinde doğrusal olmayan büyüme ile hata olayları uzunluğu varsa, daha sonra kodlanmamış sistemden, kafes kodlu sistemle birlikte daha iyi dönüşümlü çalışan sönümlemeli ISI kanal sistemi beklenmektedir.

6.3 ÖRNEKLER :

Bu bölümde 4-durum 8-PSK odaklanarak yukarıdaki kavramlar gösterilmektedir ve 8-durum 8-PSK Ungerboeck kodları [330]. İlgili kodlanmamış sistem 4-PSK olduğunu. Daha önce ki 8-durum kodunun dönüşümlü çalışan düz sönümlü kanallar için uygun olduğunu gördük , MTD = 2 ve MPSD = 8' dir. İki ISI kanalları i) ikili bağlantı kurmak, T-uzay, statik ISI kanal ve ii) ikili bağlantı kurmak, T-aralıklı, Rayleigh sönümlü ISI kanal olarak kabul edilir.

6.3.1 STATİK ISI KANALLARI:

İkili bağlantı kurmak için, yol uzaklığı matrisi

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} r_\ell(0) & r_\ell(1) \\ r_\ell^*(1) & r_\ell(0) \end{pmatrix} . \qquad (8.92)$$

8.1, 8.2, and 8.3 tabloların değerlerini bütün E matris ile uzunluğu 8'e kadar ilgiili hatası olayları kodlanmamış sistem ve iki kodlu sistemlerle tablolaştırıyoruz.Kodlanmamış sistem için minimum Öklid uzaklığının karesi $r_2(0) = 2.00$,4-durumlu kafes kodu için $r_2(0) = 4.00$ ve 8-durumlu kafes kodu için $r_4(0) = r_5(0) = 4.59$. Ayrıca, matris E ile ilgili minimum mesafe hata olay mükemmel şartlandırılmışı hem kodlanmamış sistem hem de 4-durum kafes kodu için , ancak 8-durum kafes kod için değil. Şimdi yedi farklı kanal için kodlu performans dikkate alalım, yanıtların etkileri Tablo 8.4 listelendi. Kanallar G, Al ve A2 keyfi ve en iyi spektral özelliklere sahip seçildi.

ℓ	$\min\{r_\ell(0)\}$	$\lvert r_\ell(1)\rvert$	λ_1	λ_2	$w(\mathbf{x},\hat{\mathbf{x}})$	$P(\mathbf{x}\rightarrow\hat{\mathbf{x}})$
2	2.00	0.00	2.00	2.00	1	0.1705E-01
3	4.00	2.00	6.00	2.00	2	0.6786E-02
4	6.00	4.00	10.00	2.00	3	0.4238E-02
5	8.00	6.00	14.00	2.00	4	0.3081E-02
6	10.00	8.00	18.00	2.00	5	0.2420E-02
7	12.00	10.00	22.00	2.00	6	0.1993E-02
8	14.00	12.00	26.00	2.00	7	0.1694E-02

Table 8.1. Error events in the super-trellis for uncoded 4-PSK system over a two-tap channel

ℓ	$\min\{r_\ell(0)\}$	$\lvert r_\ell(1)\rvert$	λ_1	λ_2	$w(\mathbf{x},\hat{\mathbf{x}})$	$P(\mathbf{x}\rightarrow\hat{\mathbf{x}})$
3	6.00	2.83	8.83	3.17	1	0.3301E-02
4	4.59	2.16	6.75	2.42	3	0.5106E-02
5	4.59	1.08	5.67	3.50	3	0.4556E-02
6	5.17	2.16	7.34	3.01	6	0.4094E-02
7	5.17	1.08	6.25	4.09	6	0.3654E-02
8	5.17	1.08	6.25	4.09	4	0.3654E-02

Table 8.3. Error events in the super-trellis for 8-state 8-PSK code over a two-tap channel

Bl ve B2 kanalları özvektörlerle ilgili minimum ve maksimum özdeğerler , sırasıyla bir uzunluk 3 ve 4 hata olayları için , kodlanmamış sistemi ve hata olaylarının uzunluğundan biri 4 olan 8-durum koduna eşittir. Kanallar Cl ve C2 özvektörlerle ilgili eşittir bazıları için maksimum ve minimum öz değerler, sırasıyla, en az 8-durum kafes kodu ile ilgili olan mesafe hata olaylarına eşittir.

Channel	g_0	g_1
G	0.9747	0.223
A1	0.866	0.500
A2	0.500	0.866
B1	-0.7071	0.7071
B2	0.7071	0.7071
C1	0.7071	-0.65333+j0.2705
C2	0.7071	0.65333-j0.2705

Table 8.4. Static ISI channels used to evaluate the performance of trellis codes.

Kodlanmamış 4-PSK sistemi için simülasyon sonuçları, 4-durum kafes kodu,ve 8-durum kafes kodu Şekil 8.23, 8.24 ve 8.25 ' te gösterilir,sırasıyla.Kanal C2, bir iç-bandın spektralı boş olmasına rağmen belki de en zor kanal, bu kanal üzerinde kodlanmamış 4-PSK performansını bundan daha iyi kanallar olan Bl ve B2' e eşitlemek için. 4-durum kafes kodu
Cl ve C2 kanallarından daha iyi kanallar olan Bl ve B2 gerçekleştirmesine rağmen kanal

B1 'in band kenarı boş olur, kanal B1' de değil iken. 8-durum kafes kodu kanal Cl 'de C2' den daha iyi gerçekleştir. Bu mantıklı, çünkü kanal Cl özvektör λ_{max} ile ilişkili biri baskın hata olayları için 8-durum kodu. Genel olarak, Tablo 8.1, 8.2 ve 8,3 göstermektedir kodlu sistemleri kodlanmamış sistemler daha büyük bir λ_{min} var. Dolayısıyla, makul olduğu
kodlu sistemleri, kodlanmamış sisteminden daha iyi performans almasına rağmen baskın hata olay c (E) 8-durum kodu büyüktür.

6.3.2 ÇOKYOLLU SÖNÜMLEMELİ ISI KANALLARI:

Matris ile ,iki bağlantılı sönümlemeli ISI kanallarını göz önüne alalım.

$$\mathbf{A} = \mathbf{\Sigma}_d \mathbf{E} \mathbf{\Sigma}_d = \begin{pmatrix} \sigma_0^2 r_\ell(0) & \sigma_0\sigma_1 r_\ell(1) \\ \sigma_0\sigma_1 r_\ell^*(1) & \sigma_1^2 r_\ell(0) \end{pmatrix} \qquad (8.93)$$

Ve ilgili özdeğerler

$$\lambda_{1,2} = r_\ell(0)\frac{\bar{E}}{2} \pm \frac{1}{2}\sqrt{r_\ell(0)^2\left(\sigma_0^2 - \sigma_1^2\right)^2 + 4\sigma_0^2\sigma_1^2|r_\ell(1)|^2} \qquad (8.94)$$

Burada $\bar{E} = \sum_{i=0}^{L} \sigma_i^2$ dir. Açıktır ki $\lambda_1 = \lambda_2$ belirtir ki $\sigma_0 = \sigma_1$ ve $r_\ell(1) = 0$ $\sigma_0 = \sigma_1$ durumu için , $\frac{\bar{E}}{2}[r_\ell(0) \pm |r_\ell(1)|]$ tarafından özdeğerleri verilmiştir.

Şekil 8,26 8-durum koduna karşı hata olasılığı çiftinin farklı değerleri $r_\ell(0)$ ve $|r_\ell(1)|$ olarak tanımlanan ilk bağlantı içinde normalleştirilmiş enerji olarak belirlenir Tablo 8.3 'de.Unutmayalım ki eşit enerji bağlantıları kurmak için hata olasılık çifti minimize edilir.Şekil 8.26 ayrıca hata olasılık çifti azalmasıyla $r_\ell(0)$. Öklid uzaklığının karesinin nasıl arttığı gösterir.Sonuç olarak Şekil 8.26 özdeğerin etkilerinin dağıtımını gösterir.Örneğin hata olasılık çifti ile ilgili hata olayı $r_6(0) = 5.76$ ve $|r_6(1)| = 1.08$ $(c = 1.46)$, $r_3(0) = 6.00$ ve

$|r_3(1)| = 2.83$ $(c = 2.79)$ 'den daha iyidir.Buna rağmen, Öklid uzaklığının karesi sonra gelen için daha büyüktür.

Şekil. 8,27 kodlanmamış 4-PSK sistemin hata olasılık biti ve iki bağlantılı , T-aralıklı, 4 - ve 8-durum 8-PSK kafes kodları sönümlemeli kanal ile $\sigma_0 = \sigma_1$. Performansı tam anlamı ile bir AWGN kanal üzerinde tersine döner . Kodlanmamış sistemi ya kafes sistemi kodlu ve daha iyi performansı ve dahası, 4-durum kafes kod 8-durum kafes kod geride bırakıyor. Bu işleyiş parametrelerini Tablolar 8,1, 8,2 ve 8,3 istenilen ile uyumludur. Kodlanmamış sistem daha küçük öklid mesafesinin karesi olmasına rağmen $r_\ell(0)$,kodlanmamış sistemin daha hızlı gelişmesi için hata olaylarının uzunluğunun 4- veya 8 –durum kafes kodu olmalı. Parametrelerini karşılaştırarak 4 - ve 8-durum kafes kodları olarak tablolar 8.2 ve 8.3 ' de , sırasıyla, şaşırtıcı olmayan 4-durum kafes kodu, 8-durum kafes kodunu geride bırakıyor olması.

Son bir örnek olarak, Şekil 8.28 gösterilen basit bir oran 1 / 2, 2-durum, 4-PSK kafes kodunu düşünelim . Eşdeğer kodlanmamış sistemine en az BPSK sahip oluyor, öklid mesafesinin karesine büyüyen değerler verdiğinde $\{d^2_{\min}(i)/\bar{E}\} = \{4.0,\ 8.0,\ 12.0,\ 16.0,\ 20.0,\ 24.0,\ 28.0,\ \ldots\}$ .Tablo 8.5 'te parametrelerin kodları listelidir.Unutmayalım ki kod, minimum Öklid uzaklığının karesi hata olayının uzunluğu ile doğrusal olarak gelişir fakat kodlanmamış sistemden daha yavaş bir hızda .Şekil. 8,29 kod performansını gösterir.Aksine Underboeck' in kodları, en azından biraz daha iyi performans sunar sadeliğine rağmen eşdeğer kodlanmamış sistemde.

6.4 TCM İÇİN SINIR BİRLEŞİMLERİNİN DEĞERLENDİRMESİ :

Durum çifti yaklaşımı hata olasılıkları değerlendirmek için bir yöntemdir.Üst TCM için simgelerarası girişim üzerinde bağlı (ISI) kanallarında [85, 37].Ne yazık ki, $(N_S)^2$ çifti durumları olan N_S süper durumları sayısıdır . Transfer işlevini kullanan sade bir yöntem. N-durum hatası diyagramı lineer filtre kanallar için ileri sürülmüştür [204]. Bunların her ikisini de teknikler

Chernoff hata olasılığı çiftine bağlı gerektirdiğinde gevşek,sönümlü kanallar. özellikle Burada sınır birleşimi için bir yöntem tarif edilebilir, bir hata-durum şeması kullanır ve değerlendirmek için bir tek yönlü algoritma yığını. Önerilen yöntem transferi fonksiyonu gerektirmez.ve bu nedenle i) hata olasılığı çifti için tam bir ifade bir sıkı üst sınır miktarında kullanılabilir ve ii) bu yöntem büyük N-durumu sistemleri için yararlı.

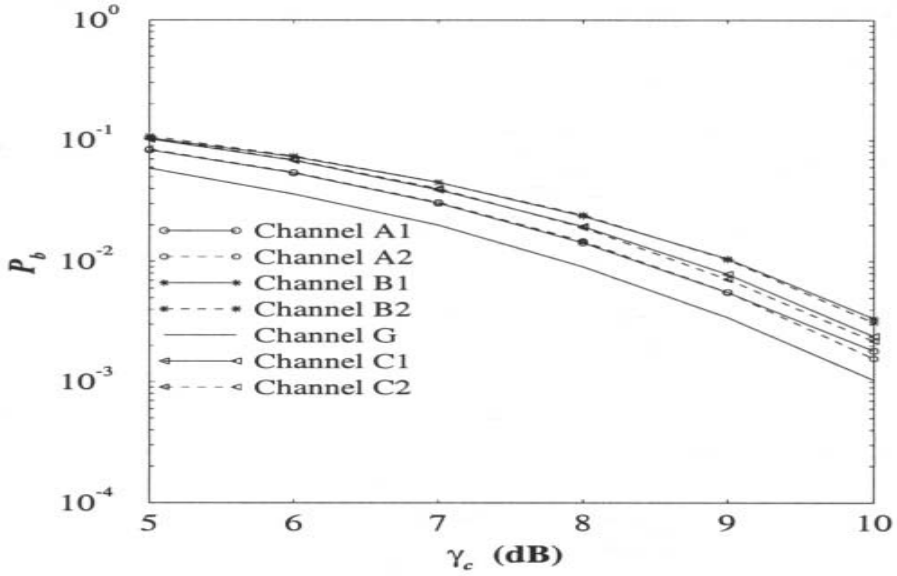


Figure 8.23. Performance of uncoded 4-PSK over static ISI channels.

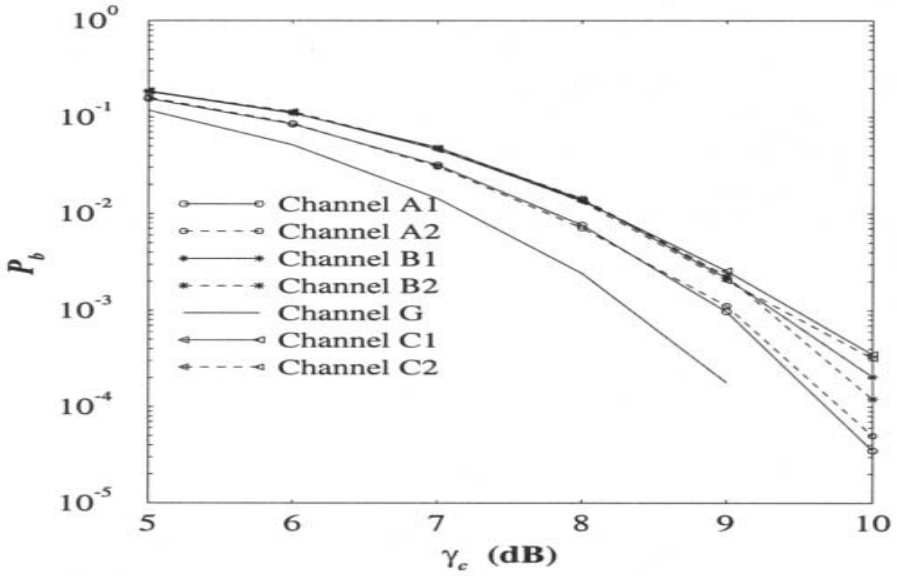


Figure 8.24. Performance of 4-state 8-PSK TCM over static ISI channels.

ISI kanalda TCM için hata olasılığı biti (8.43)' e bağlı olan E hata dizilerinin kümesini tüm hata olayları karşılık süper kafeste J1 devre olarak verilir. Statik ISI kanal için hata olasılığı çifti tarafından verilir (7.154) içinde öklid yol mesafesinin karesi ile (7.157).

Bölüm 7.6.3 de aynı yolu izleyerek, P{a} parametreleri için gerekli üst statik ISI kanal bağlı olasılık bit hata sayısı $w_b(\mathbf{e})$, değerlendirir.

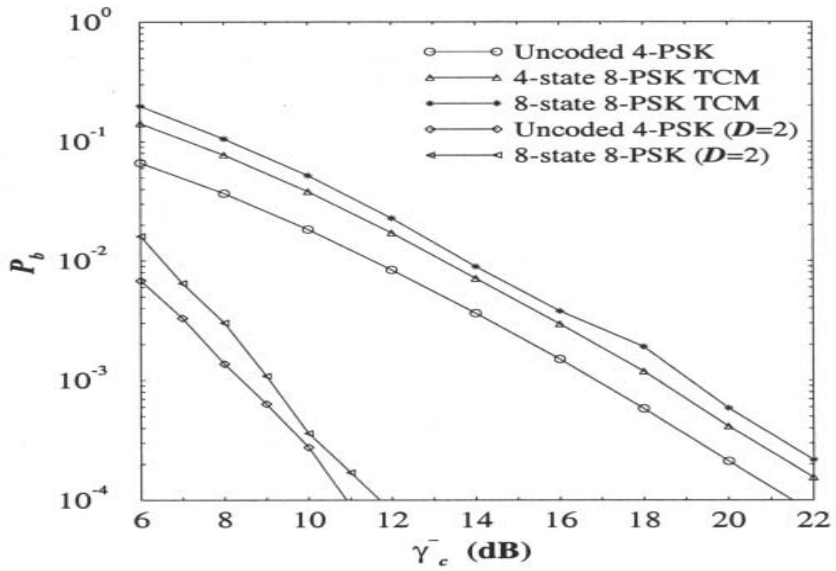


Figure 8.27. Performance over a two-tap, T-spaced, fading ISI channel; $\sigma_0 = \sigma_1$.

Ve matris $\mathbf{A} \equiv \mathbf{A}_d$, burada $\mathbf{A}_d$ (7.172) ' de tanımlandı.Bütün sistemler $\mathbf{s}_k^{(i)}$ for $i = 0, \cdots, N_S - 1$, süper durumlara sahiptir, burada $\mathbf{s}_k^{(i)}$ (8.89) ' da tanımlandı.Hata durumu tanımı olarak $\mathbf{v}_l = \mathbf{s}_k^{(i)} \oplus \mathbf{s}_k^{(j)}$ bazı i ve j ' ler için. Bir hata durumu diyagramı inşa edilebilir öyle ki içinde başlangıç ve bitiş düğümleri hata durum diyagramı sıfır-hata durumları ve her ara düğüm temsil edilir ayrı bir sıfır olamayan hata-durumunda.

V_l ' den V_m ' ye yönlenmiş hat,mümkün hata durum geçişlerini $(\mathbf{v}_l, \mathbf{v}_m)$' yi içerir. E kümesi arasında bire bir yazışma olduğunu 8.43 'den ve küme yollarından ilgili son düğüme kadar hata durum diyagramı.

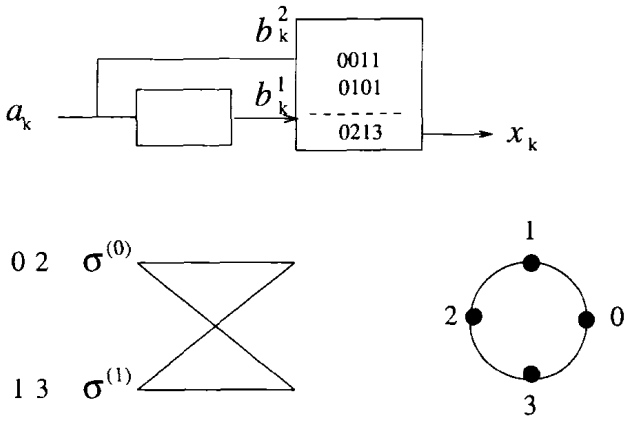


Figure 8.28. Simple rate-1/2, 2-state, 4-PSK trellis code.

i	$d^2_{\min}(i)/\bar{E}$	$w(\mathbf{x}, \hat{\mathbf{x}})$	N_{eq}
1	∞	0	0
2	6.0	1	1
3	8.0	2	1
4	10.0	3	1
5	12.0	4	1
6	14.0	5	1
7	16.0	6	1
8	18.0	7	1

Birleşim sınırını değerlendirmek (8.43) için, hata durum diyagramını takiben bir mümkün geçiş kazancı tanımlayalım.Hata durum geçişleri $(\mathbf{v}_l, \mathbf{v}_m)$, bütün kafes diyagramında $\mathbf{s}_k^{(i)}$ to $\mathbf{s}_{k+1}^{(j)}$ ' den her dala mümkün dal uzaklığı atamak(veya dal uzaklık matrisi) $\mathbf{C}_{lm}(i,j)$ ve hata biti sayısı $u_{lm}(i,j)$ olarak.

Bu atama $N_S \times N_S$ geçiş matrisi $\mathbf{B}_{lm} = [b_{lm}(i,j)]$ elemanları tarafından uygun olarak tanımlanabilir.

$$b_{lm}(i,j) \triangleq \begin{cases} Z_1^{u_{lm}} Z_2^{\mathbf{C}_{lm}(i,j)} & , \mathbf{s}_k^{(i)} \text{ to } \mathbf{s}_{k+1}^{(j)} \text{ transition possible} \\ 0 & , \text{otherwise} \end{cases} \qquad (8.95)$$

Unutmayalım ki u_{lm} (8.95) ' de $\mathbf{s}_k^{(i)}$ to $\mathbf{s}_{k+1}^{(j)}$, üzerinde dala bağımlı değildir, fakat sadece $(\mathbf{v}_l, \mathbf{v}_m)$ hata durum geçişi üzerinde.

Aşağıdaki basit örnekte, iki-durum 4-PAM ' dan oluşan düşünün kafes kodu ile ikili bağlantılı kanal (L = 1) . Kodlayıcı jeneratörler $\mathbf{g}^{(1)} = (1, 0)$ ve $\mathbf{g}^{(2)} = (0, 1)$ vardır ve sinyal eşlemesi $x_k = 4a_k + 2a_{k-1} - 3$ var.

Şekil 8.30 hata durum diyagramını gösterir.Örnek olarak $\mathbf{B}_{lm}$ nasıl elde edilir , hata dizisini düşünelim $\{e_k = 1,\ e_{k+1} = 1,\ e_{k+2} = 1,\ e_{k+3} = 0,\ e_{k+4} = 0\}$ Şekil 8.31 ' de.Hata dizisinden ilgili yola $\{\mathbf{v}_0,\ \mathbf{v}_2,\ \mathbf{v}_3,\ \mathbf{v}_3,\ \mathbf{v}_1,\ \mathbf{v}_4\}$ hata durum diyagramı vardır.Şekil 8.31 süper kafesleri gösterir , ε_k için $k_1 \le k \le k_1 + 4$ ile hata sembol boyunca.Unutmayalım ki Şekil 8.31 de aynı hata sembolleri bütün dallarda aynı düğümde birleşir.

Verilen $(\varepsilon_{k-1},\ \varepsilon_k)$ çifti , Δ_k^2 dal uzaklığın karesi (7.158) ve (7.159) kullanılarak hesaplanabilir ve matris $\mathbf{A}_k$ (7.169) 'dan , $\mathbf{E}_k$ (7.159) 'dan matris uzaklığının dalı hesaplanabilir.Örneğin bir statik ISI kanalı ile $g_0 = 1$ ve $g_1 = 1$, göz önüne alalım.Geçiş kazancı $\mathbf{B}_{02}$ ve $\mathbf{B}_{33}$ olur ,sırasıyla.

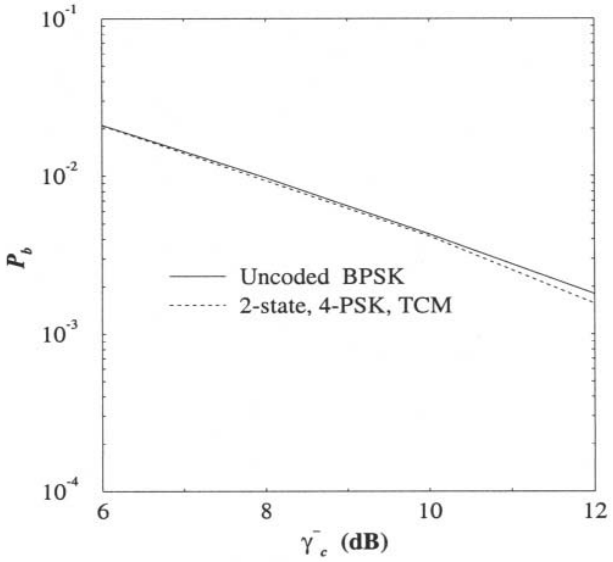


Figure 8.29. Performance of the rate-1/2, 2-state, 4-PSK trellis code on a two-equal-ray T-spaced fading ISI channel.

$$\mathbf{B}_{02} = Z_1 \cdot \begin{bmatrix} Z_2^{16} & 0 & Z_2^{16} & 0 \\ Z_2^{16} & 0 & Z_2^{16} & 0 \\ 0 & Z_2^{16} & 0 & Z_2^{16} \\ 0 & Z_2^{16} & 0 & Z_2^{16} \end{bmatrix}, \tag{8.96}$$

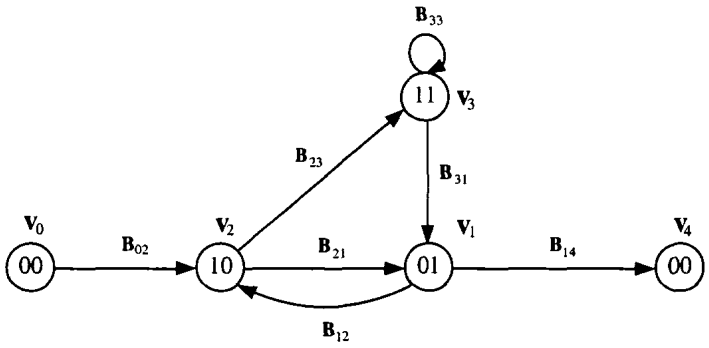


Figure 8.30. Error-state diagram for 2-state, 4-PAM, TCM on a two-tap ISI channel.

Ve

$$\mathbf{B}_{33} = Z_1 \cdot \begin{bmatrix} Z_2^{144} & 0 & Z_2^{16} & 0 \\ Z_2^{64} & 0 & Z_2^{0} & 0 \\ 0 & Z_2^{0} & 0 & Z_2^{64} \\ 0 & Z_2^{16} & 0 & Z_2^{144} \end{bmatrix}. \tag{8.97}$$

Aynı şekilde, ikili bağlantılı sönümlemeli ISI kanalları, geçiş kazancı $\mathbf{B}_{02}$ olur.

$$\mathbf{B}_{02} = Z_1 \cdot \begin{bmatrix} Z_2^{\mathbf{A}_{02}} & 0 & Z_2^{\mathbf{A}_{02}} & 0 \\ Z_2^{\mathbf{A}_{02}} & 0 & Z_2^{\mathbf{A}_{02}} & 0 \\ 0 & Z_2^{\mathbf{A}_{02}} & 0 & Z_2^{\mathbf{A}_{02}} \\ 0 & Z_2^{\mathbf{A}_{02}} & 0 & Z_2^{\mathbf{A}_{02}} \end{bmatrix} \qquad (8.98)$$

Burada

$$\mathbf{A}_{02} = \mathbf{\Sigma} \begin{bmatrix} 16 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{\Sigma} \ . \qquad (8.99)$$

Hata durum geçişi $(\mathbf{v}_l, \mathbf{v}_m)$ için , uzaklık polinomu [284] ile ilgili düğüm , $\mathbf{s}_k^{(i)}$ matrisin i.satır elemanlarının toplamı, $1/2^n \cdot \mathbf{B}_{lm}$, burada varsayalım ki bilgi vektörü $\mathbf{a}_k$, $1/2^n$ eşit olasılığı ile iletilir. satır elemanlarının toplamı aynıysa her satır için, daha sonra matris **aynı-sıra** [204] olduğunu. Matrisi $\mathbf{B}_{lm}$ ise tüm hata-durum geçişleri için aynı-sıra daha sonra kafes kod aynı özellik var. AWGN kanalları için Ungerboeck dahil birçok kafes kodları, bu hata olasılığı **aynı özelliğini** değerlendirilebilir anlamı var, sadece bilgi dizilerinin kümesi kökeni belirli bir durumda dikkate alınarak, $\mathbf{s}_{k_1}^{(0)}$ diyelim. Ancak, ISI kanalları aynı özellik için

ve kayıp olası tüm bilgilerin dizileri göz önünde bulundurulmalıdır. Örneğin, matris $\mathbf{B}_{33}$, bizim örneğimizde sisteminde aynı sıra özelliği yok kafes-kodu AWGN kanalları için eşit olmasına rağmen. Bununla birlikte,kafes kodu ve kafes yapısı bazı simetri özellikleri hala performans analizi basitleştirmek için kötüye kullanılabilir.Tekrar hata dizisini dikkate alalım $\{e_k = 1,\ e_{k+1} = 1,\ e_{k+2} = 1,\ e_{k+3} = 0,\ e_{k+4} = 0\}$ Şekil 8.31 'de.

Aşağıdaki gözlemler yapılabilir :

Gözlem 8,1:. Her durum dizisinin kökeninin yarısı $\mathbf{s}_{k_1}^{(i)}$ olarak dikkate almalı, çünkü her zaman bir çift doğru diziye sahiptir aynı olasılıkta $\mathrm{P}\{\mathbf{a}\}$, hata bitlerinin sayısı $w_b(\mathbf{e})$,yol uzaklığı (veya

matris yol uzaklığı).Örneğin bilgi dizisi $\mathbf{a}$ ve $\mathbf{a} \oplus \mathbf{e}$ .Bu simetri özelliği her TCM sistemi için mevcuttur.Sadece bilgi dizisi, $\mathbf{s}_{k_1}^{(0)}$ ve $\mathbf{s}_{k_1}^{(2)}$ durumlarından kökeni olanlar dikkate alınmalıdır.Çünkü her bilgi dizisi,kökeni $\mathbf{s}_{k_1}^{(1)}$ (veya $\mathbf{s}_{k_1}^{(3)}$) durumlarından olan için her zaman bilgi dizisi, $\mathbf{s}_{k_1}^{(0)}$ (veya $\mathbf{s}_{k_1}^{(2)}$) kökeninden aynı küme parametrelerini içerir. Bu tür simetri genelde var ama özellikle kafes koduna bağlıdır. Algoritma açıkları altında birleştirerek simetri bu tip tartışıldı birlikte tüm yollar parametrelerinin aynı ayarladığımızda aynı düğüme bağlı. Bir yerde her girişi temsil yığını birlikte tutar.

Algoritma yığını hata-durum şemasında bir veya daha fazla yolları ve aşağıdaki bilgileri içerir: bağlantı düğümü, bağlantı durumu $\mathbf{s}_k$, dal sayısı, $H, \sum_{(l,m)} u_{lm} \sum_{(l,m)} \Delta_{lm}^2 \text{ (or } \sum_{(l,m)} \mathbf{A}_{lm})$ ve orta seviyede hata olasılık biti P_I.{(L, m)} kümesi , hata-durum geçişleri ilgili yolun altında durumu göz önüne alır.

$$P_I = \frac{1}{n} \cdot \frac{1}{N_S \cdot 2^{nH}} \sum_{\{(l,m)\}} u_{lm} \cdot \hat{P}\left\{ \Gamma(\mathbf{a} \oplus \mathbf{e}) \geq \Gamma(\mathbf{a}_k) \,\middle|\, \mathbf{a} \right\} \qquad (8.100)$$

P_I yukarıdaki duruma göre hesaplanır.

Burada $\hat{P}\{ \Gamma(\mathbf{a} \oplus \mathbf{e}) \geq \Gamma(\mathbf{a}) \,|\, \mathbf{a} \}$ yol uzaklığının karesi kullanılarak hesaplanır. $\sum_{\{(l,m)\}} \Delta_{lm}^2$ için statik ISI kanalı ve matris $\sum_{\{(l,m)\}} \mathbf{A}_{lm}$ için sönümlemeli ISI kanalıdır. Yığın , P_I ' in değerinin azalmasına göre derecelendirilir.İlk yoldan son düğüme doğru $P\{\mathbf{a}\} = 1/(N_S \cdot 2^{nH})$, $w_b(\mathbf{e}) =$ $\sum_{\{(l,m)\}} u_{lm}$, ve $P\{ \Gamma(\mathbf{a} \oplus \mathbf{e}) \geq \Gamma(\mathbf{a}) \,|\, \mathbf{a} \} = \hat{P}\{ \Gamma(\mathbf{a} \oplus \mathbf{e}) \geq \Gamma(\mathbf{a}) \,|\, \mathbf{a} \}$ .Anahtar özellik yığın algoritmasında yollar aynı düğüm bağlantılarına, bağlantı durumlarına $\mathbf{s}_k$,dal sayılarına sahiptir. $H, \sum_{\{(l,m)\}} u_{lm}$ ve $\sum_{\{(l,m)\}} \Delta_{lm}^2$ (veya $\sum_{\{(l,m)\}} \mathbf{A}_{lm}$) birlikte birleştirilir. Çünkü bu noktadan itibaren tek yolu olarak kullanılmakta olabilir. Bu kombinasyon azaltmak

gerekli hesaplamayı değerlendirmek için üst Gözlem 8.2 tartışılan olarak bağladılar. Giriş yığını tarafından temsil edilen sayısı çoklu yolu M denir.

Detaylı yığın algoritması Şekil 8.32 ' de gösterilir.Tanımlanan bir çok aynı algoritma yığını çalışır Bölüm 6.6.3 'te.

Örnek 8.4 :

Ungerboeck kafes kodu 8-PSK 4-durum kullanan bir sistem düşünün Şekil. 8.33 ' te, ikili bağlantılı çoklu-sönümleme kanalı. Simülasyonlarda,bağlantılı katsayıları $\{g_{i,d}\}$ geçerek oluşturulan bağımsız karmaşık beyaz Gauss Dijital Butterworth filtre 3-dB kesme frekansına sahip olmak suretiyle gürültü için 0,4 Hz. eşittir . İletim hızı 2400 sembol / sn ve $\sigma^2 = \frac{1}{2}E[|g_{i,d}|^2] = 1$ olduğu varsayılır tüm i ve d için. Bir kez daha, analitik sonuçlar içerir eşik ayarlama tarafından $P_T = 10^{-3} \cdot P_{\max}$, burada üst sınırın en büyük terimidir. TCM çoklu-sönümlü kanallar için , ortalama şube tarafından verilir çeşitlilik başına bit enerji-gürültü oranı alınan (8,87).Şekil. 8.34 bu sistem ve simülasyon sonuçları analitik için karşılaştırır. Çeşitlilik olmadan(D = 1), farkı yaklaşık 2 dB için $P_b < 10^{-3}$, buna rağmen

iki şube çeşitliliği (D = 2), farkı 1 dB içinde.

7. TURBO KODLAR :

Turbo kodlama veya zincirleme kodlama ilkesi inşa etmek uzun [26] bir yapıya sahip rastgele-kodlar pratik kodlamaya izin verir.Turbo kodlar basit inşa edilir dönüşümlü çalışan zincirleme kodlar vardır bileşen kodlar ve sahte-rastgele dönüşümlü çalışanlar.Dönüşümlü çalışanlar kodu rasgele görünecek yapar. Çünkü bileşen kodları çözmek kolay olduğu için

genel kod tekrarlanarak bileşen kodları çözme tarafından deşifre edilebilir.Orada Turbo kodları birleştirme türüne bağlı olarak iki temel türü vardır yani paralel kodları ve seri sıralı kodlar. Bileşen kodları ya katlamalı kodlar veya blok kodlar olabilir. Burada sadece evrişimsel bileşen kodları düşünün. Paralel sıralı evrişimsel kodları (PCCCs) yinelemeli sistematik katlamalı (RSC) bileşeni kullanan kodları. Seri kodları. Seri Zincirleme katlamalı kodlar (SCCCs) kullanın yinelemeli veya yinelemeli olmayan katlamalı dış kodu ve ardışık bir evrişimsel iç kodu.

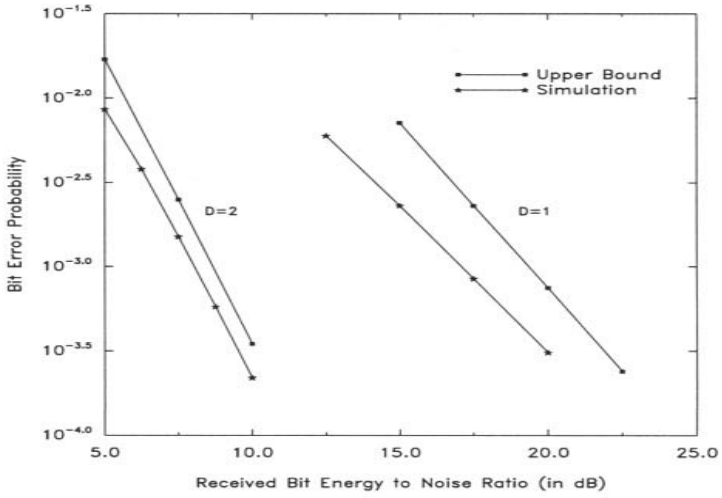


Figure 8.34. Comparison of analytical and simulation results for 4-state, 8-PSK, TCM on a two-equal-ray T-spaced fading ISI channel, from [303].

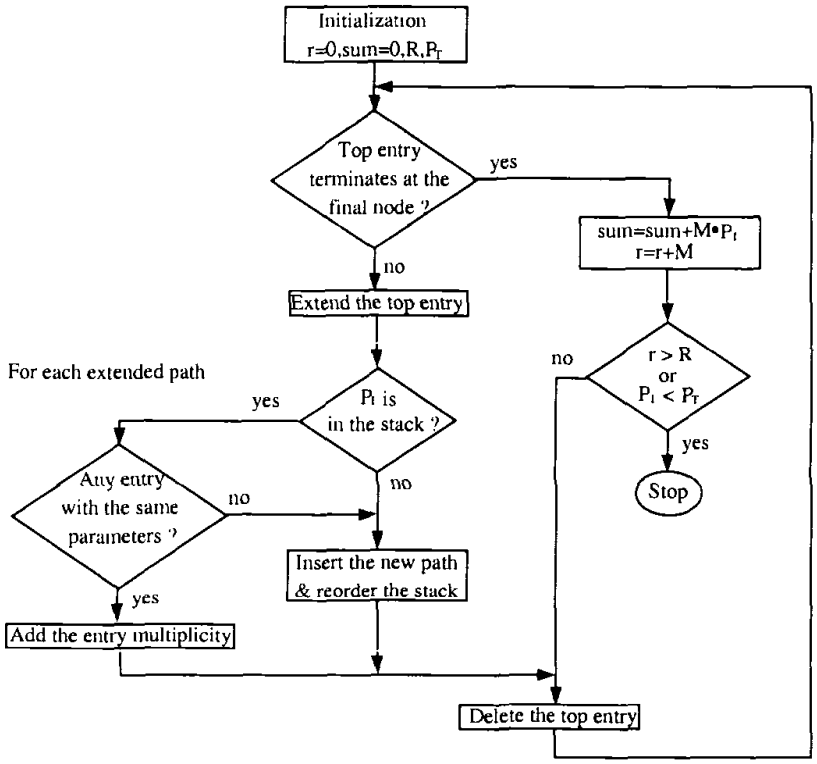


Figure 8.32. The stack algorithm.

7.1 PCCC KODLAYICI :

Şekil. 8,35 bir paralel birleştirme sırasında iki RSC bileşen kodunun, PCCC kodlayıcı yapısını gösterir . Bileşen kodları yinelemeli olmalıdır daha sonra göreceğiz sebepleri. bileşen kodları $R_c^{(1)} = k/n_1$ ve $R_c^{(2)} = k/n_2$ oranları varsa sonra PCCC sırasında kod oranına sahiptir.

$$R_T = \frac{R_c^{(1)} R_c^{(2)}}{R_c^{(1)} + R_c^{(2)}} = \frac{k}{n_1 + n_2} \quad . \qquad (8.101)$$

Veri girişi dizisi ilk RSC1 tarafından kodlanır. Ve ileri beslemeli RSC1 dönüt jeneratör polinomlardan $\mathbf{g}^{(2)}(D) = g_0^{(2)} + g_1^{(2)} D + \ldots + g_\nu^{(2)} D^\nu$ ve $\mathbf{g}^{(1)}(D) = g_0^{(1)} + g_1^{(1)} D + \ldots + g_\nu^{(1)} D^\nu$,sırasıyla,burada ν ,kodlayıcı hafızadır. RSC1 çıktıları sistematik bileşenlenleri $\mathbf{b}_s = \{b_{s_k}\}$ ve parite bileşeni $\mathbf{b}_p^{(1)} = \{b_{p_k}^{(1)}\}$ olarak tanımlanır.

$$\begin{aligned} b_{s_k} &= a_k \\ b_{p_k}^{(1)} &= \sum_{i=0}^{\nu} g_i^{(1)} d_{k-i} \end{aligned}$$

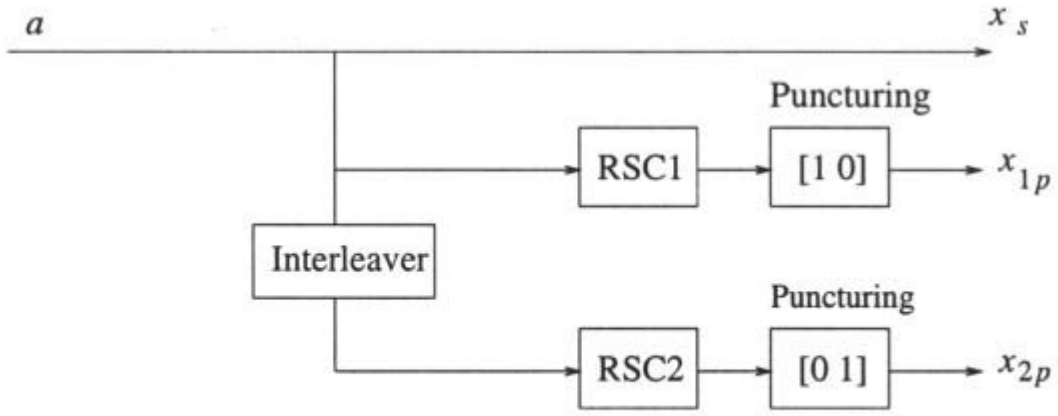


Figure 8.35. PCCC encoder.

Burada

$$d_k = a_k \oplus \sum_{i=1}^{\nu} g_i^{(2)} d_{k-i} \qquad (8.102)$$

Veri dizisi boyutu dönüşümlü çalışan tarafından dönüşümlü çalışır olduğunu Π boyutunda. $N = kN'$ içine dizi ve $\mathbf{b}_p^{(2)}$ parite dizisi üretmek için RSC2 kullanılarak kodlanır.Dönüşümlü çalışma işlemi $i \rightarrow \pi(i)$ giriş pozisyon bitinden çıkış pozisyon bitine $\pi(i)$ eşlenerek tanımlanabilir.Örneğin dönüşümlü çalışma eşlemesi uygulanabilir.

$$\{0, 1, 2, 3, \ldots, N-1\}_N \rightarrow \{23, 12, 6, 7, \ldots\}_N$$

Turbo kodları için dönüşümlü çalışma seçimi çok önemlidir. Birçok durumda, rastgele dönüşümlü çalışanlar, nereye dönüşümlü çalışma haritalaması yapılacağı tamamen rastgele istihdam edilmektedir. Diğer durumlarda, bir S-rastgele dönüşümlü çalışması kullanılır nerede dönüşümlü çalışma girişleri varsa o S pozisyonları daha az ayrılır, $|i-j| < S$ içine dönüşümlü çalışma olan dönüşümlü çalışma çıkışları $|\pi(i) - \pi(j)| \geq S.$ en azından S pozisyonlarına ayrılır.

Bir PCCC kod şifresi $\mathbf{b} = (\mathbf{b}_s, \mathbf{b}_p^{(1)}, \mathbf{b}_p^{(2)})$, paralel birleştirme oluşturduğu (Ya da dönüşümlü çalışma) sistematik bileşenin ve iki parite diziler. Yüksek kod oranları istenen varsa, RSC ve parite çıkışları bileşen kodlayıcıları delinmiş olabilir.Bir delikli Turbo kod,başlangıç 1 / n oranı Turbo kod ve silme veya delme belirtilen parite kontrol sembolleri elde edilir. Örneğin, Şekil 8.35 'de pattering delme üretir bir oran 1/2 kodundan bir oran 1 / 3 koduna. sistematik bileşenin RSC2' e iletilmediğine dikkat edelim. Kuyruk bitleri genellikle veri dizisine eklenir RSC2 bir kafes 'açık' kalırken bütün sıfır durumda RSC1 sona erdirir.

7.2 PCCC KOD ÇÖZÜCÜ:

Turbo kod çözücü tekrarlanan bir yapı oluşturan pek çok özdeş aşamadan, her iki yumuşak-giriş/yumuşak-çıkış SISO birimleri çözümlemesi oluşur. PCCC' ler için kod çözücü yapısı Şekil 8.36 ' da gösterilir.(SISO) modülleri tümevarımlı olasılıkları (APPS) oluşturmaktır.

$$P(a_k | \mathbf{y}_s, \mathbf{y}_p^{(1)}, \mathbf{y}_p^{(2)}) \qquad (8.103)$$

Veya, ikili kodlar , log-olasılıklı oranlar (LLRs)

$$L(a_k) = \log \frac{P(a_k = 1|\mathbf{y}_s, \mathbf{y}_p^{(1)}, \mathbf{y}_p^{(2)})}{P(a_k = 0|\mathbf{y}_s, \mathbf{y}_p^{(1)}, \mathbf{y}_p^{(2)})} \qquad (8.104)$$

Her bilgi biti için a_k, $\mathbf{y}_s, \mathbf{y}_p^{(1)}, \mathbf{y}_p^{(2)}$ alınan sinyal dizisine temeline dayanır ve ikincil bilgi iki SISO modüller arasında geçmiştir. Turbo paralel kodlarının tekrarlanan kod çözme işlemi aşağıdaki gibi bir örnek olarak kullanarak LLR' ler açıklanabilir.m.yinelemede, $m \geq 1$, LLR'ler, a_k veri biti için SISO kod çözücüleri tarafından üretilendir.

$$L_1^{(m)}(a_k) = L_{\text{sys}}(a_k) + L_{\text{ext2}}^{(m-1)}(a_k) + L_{\text{ext1}}^{(m)}(a_k) \qquad (8.105)$$
$$\tilde{L}_2^{(m)}(a_k) = \tilde{L}_{\text{sys}}(a_k) + \tilde{L}_{\text{ext1}}^{(m)}(a_k) + L_{\text{ext2}}^{(m)}(a_k) \qquad (8.106)$$

Burada $L_{\text{sys}}(a_k) = (2/\sigma^2) y_{s_k}$, LLR sistematik bileşeni nedeniyle ve $L_{\text{ext1}}^{(m)}(a_k)$ ve $L_{\text{ext2}}^{(m)}(a_k)$ her bit için ikincil bilgi,sırasıyla, SISO1 ve SISO2 tarafından her bit için ikincil bilgi m.kod çözücü bölümünden üretilmektedir ve şeklinde ifade edilir.

$$L_{\text{ext1}}^{(m)}(a_k) = f(L_{\text{sys}}, L_{\text{ext2}}^{(m-1)}(a_k)) \qquad (8.107)$$
$$L_{\text{ext2}}^{(m)}(a_k) = f(L_{\text{sys}}, L_{\text{ext1}}^{(m)}(a_k)) \qquad (8.108)$$

Burada $f(\cdot)$ SISO kod çözücü birimini belirtir.Tekrarlanan prosedür ilk şart $L_{\text{ext2}}^{(0)}(a_k) = 0$ ile başlamaktadır.Son bit kararı için a_k, $L_2^{(m)}(a_k)$ işareti tarafından belirtilir.

SISO algoritmalar çeşidi oluşturmak için ortaya atılmıştır ya da APP'lere veya LLR'lere yaklaşık olarak. Berrou ve ark. [36] ve Robertson [283] kullanılmıştır. Bahl, Cocke, Jelinek ve Raviv (BCJR) algoritmanın değiştirilmiş versiyonu [25] APP'leri üretirler. Hagenauer ve ark. [154], [156] yumuşak-çıkış tanıttı Viterbi algoritması (SOVA) [155] yumuşak çıkışları LLR dayalı oluşturmak için.

Daha önce belirtildiği gibi, Turbo kodları Shannon limit performans yakın sağlanabilir. Şekil. 8.37, 1 / 2 tipik performans oranı, 16-durum gösterir PCCC sırasında farklı rastgele dönüşümlü çalışan boyutları için bir AWGN kanalıdır. Ayrıca, 2^{16} - durum katlamalı kod karşılaştırma içindir.

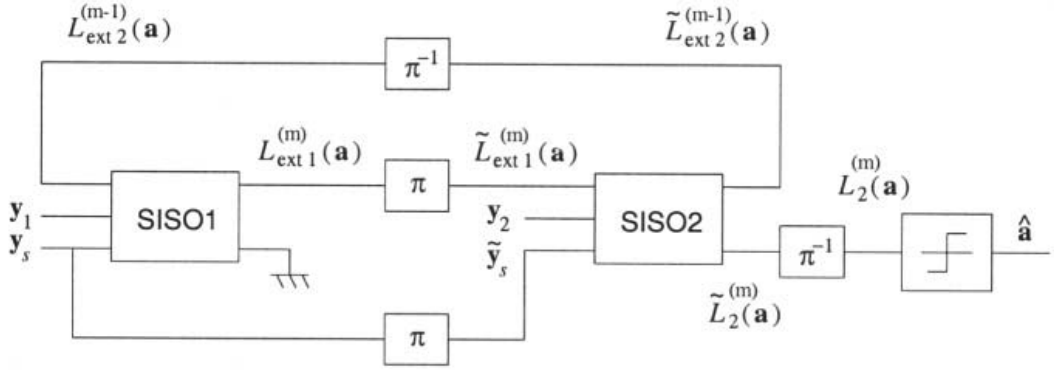


Figure 8.36. PCCC decoder.

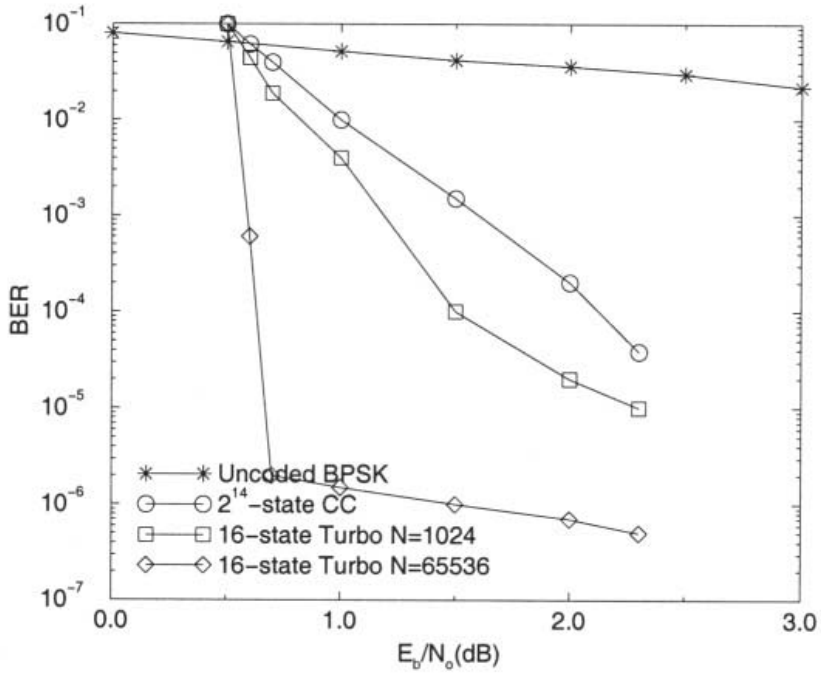


Figure 8.37. Typical PCCC performance on an AWGN channel.

Dikkat basit bir 16-durum PCCC sırasında kolayca çok karmaşık bir 2^{16} - durum katlamalı koddan daha fazlası olabilir,düşük E_b/N_o" de.Yüksek E_b/N_o 'de , gevşek "hata zemini" olarak adlandırılır. Hata zemini aslında bir hata zemin değil,fakat hata oranı eğrisi nedeniyle eğiminden ziyade bir değişim içinde nispeten küçük Turbo kodlarının serbest mesafesidir.

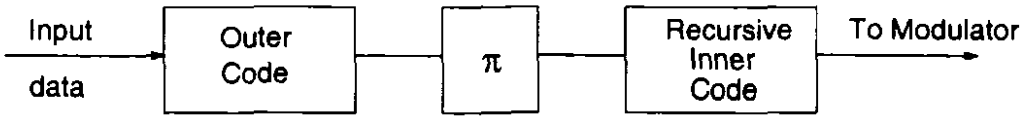


Figure 8.38. SCCC encoder.

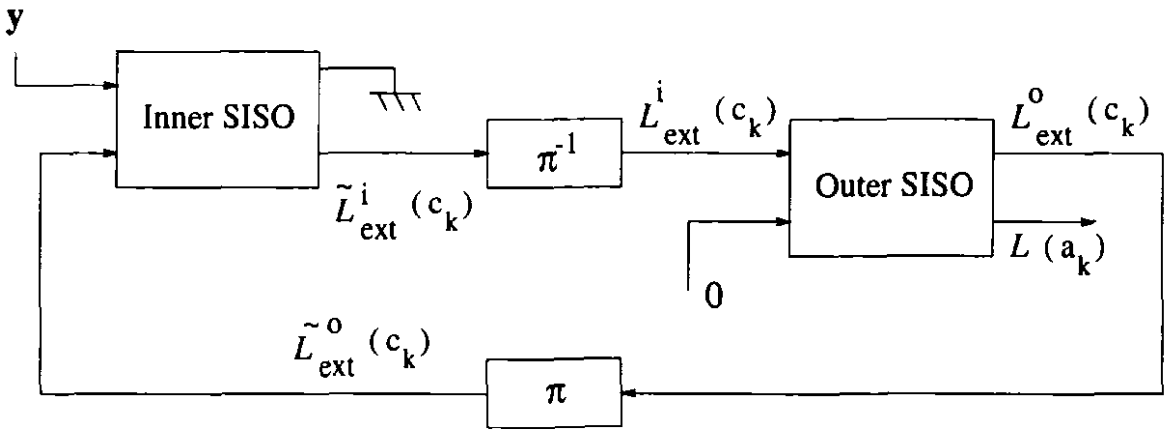


Figure 8.39. SCCC decoder.

7.3 SCCC KODLAYICI VE KOD ÇÖZÜCÜ :

Şekil. 8.38 iki seri birleşik SCCC kodlayıcı bileşen kodları bir dönüşümlü çalışandan ayrıldığını gösterir. Bir SCCC düzeninde, veri dizisinin girdi uzunluğu N', birinci dış katlamalı kodu C_o tarafından $R^o = k/p$, oranı ile olur. C_o çıkşı dönüşümlü çalışan kullanılarak sahte rastgele dönüşümlü çalışanın uzunluğu $N = N'/R^o$ ve sonra kodlayıcı kullanılarak giriş katlamalı kodu C_i ile $R^i = p/n$ oranı olur. SCCC kodu oranı

$$R_T = R_c^{(1)} R_c^{(2)} = (k/p)(p/n) = k/n \ . \qquad (8.109)$$

Dış ve iç kelime şifre kodları gibi dış ve iç olarak adlandırılan kelime şifreleri yararlanılır. Sonuç olarak, iç kelime şifreleri de vardır SCCC kod kelimelerinin. SCCC' ler ile iç kodlayıcılar yinelemeli olmalıdır nedenleri daha sonra görülecek. Dış kod yinelemeli olmak zorunda değildir.

SCCC kodlayıcı yapısı Şekil 8.39 gösterilir. Modaya benzer yinelemeli PCCC kodlayıcı çalışır. Ancak, şimdi SISO modülleri APP' ler veya LLR' ler için a_k bilgi biti üretir, ve c_k dış kodlayıcıdan kod biti.

7.4 AĞIRLIK DAĞITIMI:

Bazen PCCC' ler ile SCCC' leri dengi blok kodları giriş dizileri uzunluğu $N' = N/k$ ve $N' = Nk/p$,sırasıyla, görüntülemek için yararlıdır burada N dönüşümlü çalışma boyutudur.Blok kodlar gibi,Turbo kodlar uzaklık spektrumu (d, A_d) tarafından tanımlanabilir,burada A_d kod kelimesinin ağırlığı,d Hamming ağırlığıdır. Koşullu ağırlık fonksiyonu (CWEF) numaralandırma blok kodu olarak tanımlanmaktadır [32].

$$A_w(z) \triangleq \sum_d A_{w,d} z^d \qquad (8.110)$$

Burada $A_{w,d}$ ağırlık sayısı,d kelime şifresi, w bilgi ağırlığıdır.Dikkat edelim $A_d = \sum_w A_{w,d}$. En küçük sıfır olmayan değer d,serbest Hamming uzaklığı kodu d_{free} ile belirtilir.Sınır birleşimi hata olasılığı biti

$$P_b(e) \leq \frac{1}{N'} \sum_{w} \sum_{d=d_{\text{free}}} w A_{w,d} P_2(d) \qquad (8.111)$$

Burada $P_2(d)$, hata olasılık çifti arasında d Hamming uzaklığı tarafından ayrılan iki kodlu dizidir.Daha küçük $P_b(e)$ elde etmek için genellikle iki yaklaşım vardır; biz $A_{w,d}$ düşürebiliriz yada d_{free} ile arttırabiliriz.Katlamalı kodlar ile A_d, d^6 ile hızlıca artar. Sonuç olarak, katlamalı kodlar bir "yoğun mesafe spektrumu "olduğu söylenir .Ayrıca $A_d \propto N'$ ile katlamalı kodlar, nedeniyle değişmeyen zaman özelliğidir.Böylece,katlamalı kodlar için düşüş $P_b(e)$ ' de genellikle d_{free} ' de yükselme tarafından elde edilir, bu sonuç olarak toplam kodlayıcı bellek artırarak elde edilmektedir. Turbo kodları önemli ölçüde azaltarak, diğer yaklaşım x. Bu özelliğe "**spektral incelme**" denir.

Turbo kodlarının spektral incelme özelliği sezgisel olarak açıklanabilir aşağıdaki gibi. PCCC' ler düşünelim, PCCC şifresi toplam ağırlığa eşittir ve sistematik parite bileşenlerinin ağırlığıdır.

$$w(\mathbf{b}) = w(\mathbf{b}_s) + w(\mathbf{b}_p^{(1)}) + w(\mathbf{b}_p^{(2)}) \ . \qquad (8.112)$$

Örneğin düşünün bir RSC jeneratör ile matris $\left[1, \frac{1+D^2}{1+D+D^2}\right]$ ve rastgele dönüşümlü çalışan Şekil 8.40 ' da gösterilmektedir.Belirli giriş dizileri önderliğinde düşük ağırlık çıkışları $w(\mathbf{b}_p^{(1)})$ birinci kodlayıcıdan RSC1.Örneğin giriş dizisi $\mathrm{a}(D) = 1 + D^3$, $\mathbf{b}_p^{(1)}(D) = 1 + D + D^2 + D^3$ çıkışını üretir RSC1 birinci kodlayıcıdan.

Buna rağmen dönüşümlü çalışan $\tilde{\mathbf{a}}(D)$ dizisi önderliğinde genellikle bir yüksek çıkış ağırlığı $w(\mathbf{b}_p^{(2)})$ ikinci kodlayıcı RCS2 olacaktır. Sonuç olarak, en büyük ağırlığa sahip şifre kelimesidir. Ancak, bazı girdi diziler bir kodlayıcı olarak, dönüşümlü çalışandan sonra alçak ağırlık şife kelimeleri üretecektir. Ayrıca diğer kodlayıcı düşük ağırlık şifre kelimeleri üretir. Bu nedenle, küçük ağırlığında birkaç şife kelime vardır. En rastgele dönüşümlü çalışanlar için, bu gerçekleşir yüksek olasılık ile [87]. Hata olayları bu düşük ağırlık şife kelimelerine karşılık yüksek E_b/N_o

sonuç olarak BER performansına hakim PCCC' ler ve BER eğrileri yüksek E_b/N_o 'de dümdüzdür. Bu gevşek olduğunda bir "hata katı" [32, 71] olarak adlandırılmaktadır.

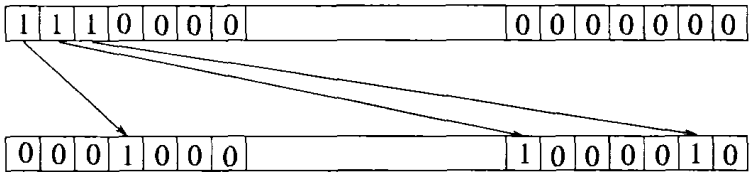


Figure 8.40. Random Turbo interleaver.

Devamı olarak, katlamalı kodlar, PCCC sırasında ve SCCC aynı anda tartışılmaktadır

ve karışıklığı önlemek amacıyla, miktarları onlarla ilişkili üst indisler c, T, ve S ' dir,sırasıyla.

Katlamalı kodlar için her sıfır olmayan şifre kelimesi bir hataya denk olay veya hata olayların birleştirmesidir. Bir şifre kelimesi ağırlığı hata olayları ağırlıklarının toplamına eşittir. Ağırlık d' nin $A^c_{w,d,i}$ ifade sayısı şifre kelime bilgisine sahip ağırlık w 'dir ve i hata olayları birleştirmesi tarafından kodlanır. Sonra ağırlık-d şifre kelimeleri ile ağırlık-w bilgisi $A^c_{w,d} = \sum_{i=1}^{n_{\max}} A^c_{w,d,i}$, ' dir. Burada $n_{\max}$,mümkün hata olaylarının maksimum sayısı için N' uzunluğunda giriş dizisidir.

Turbo kodların uzaklık spektrum için belirli bir Turbo dönüşümü çalışanı belirlemek zordur. Neyse ki, Benedetto ve Montorsi [32] tarafından çözülen bu sorun varsayımsal bir dönüşümlü çalışan denilen ile aynı dönüşümlü çalışandan, herhangi bir $\binom{N}{w}$ olası dönüşümlü çalışan üzerine belirli bir ağırlık-w dizisinin sırasını değiştirerek mümkün dönüşümlü çalışan eşit olasılık ile dizileri elde edilir. Bir Turbo kod uzaklığında spektrumlu ile aynı dönüşümlü çalışan üzerinde ortalama uzaklık spektrumu tarafından olası tüm dönüşümlü çalışan eşlemeleri alınabilir. En az yarısı rastgele dönüşümlü çalışanları vardır itibariyle ortalama ağırlığı kadar iyi bir ağırlık dağıtımı garanti miktarı dağıtımının. Ayrıca, rastgele oluşturulmuş dönüşümlü çalışanların pek çoğu ortalama ağırlık dağıtımı yakın ağırlık dağıtımı var. Bu nedenle, rastgele seçilen dönüşümlü çalışanlar bir Turbo kod tipik performans olabilir. Bir aynı dönüşümlü çalışan ile ortalama ağırlık dağıtımı elde edilebilir.

7.4.1 .PCCC' NİN AĞIRLIK DAĞITIMI :

Aynı dönüşümlü çalışan ağırlık-w ile ağırlık-d Turbo şifre kelimeleri sayısı ile giriş dizileri, büyük N [31] için

$$A_{w,d}^{T} \approx \sum_{l=0}^{d} \sum_{n_1=1}^{n_{\max}} \sum_{n_2=1}^{n_{\max}} \frac{\binom{N}{n_1}\binom{N}{n_2}}{\binom{N}{w}} A_{w,l,n_1}^{c} A_{w,d-l,n_2}^{c} \qquad (8.113)$$

$\binom{N}{n} \approx \frac{N^n}{n!}$ benzerliği kullanılarak

$$A_{w,d}^{T} \approx \sum_{l=0}^{d} \sum_{n_1=1}^{n_{\max}} \sum_{n_2=1}^{n_{\max}} \frac{w!}{n_1! \cdot n_2!} N^{n_1+n_2-w} A_{w,l,n_1}^{c} A_{w,d-l,n_2}^{c} \qquad (8.114)$$

Çeşitliliği gözlemleyelim, $A_{w.d}^{T}$, PCCC şifre kelimeleriyle ters orantılı dönüşümlü çalışan N uzaklığına. Sonuç olarak, artan N sonuçları çok küçük çokluğu, bir fenomen spektral incelmesi olarak adlandırılan ve bir Turbo kodlarının olağanüstü performansı için bir sebeptir. Aksine, dikkat etmeliyiz ki bu katlamalı kodlar ve zamanla değişmeyen özelliği belirtir ki $A_d^c \propto N.$.

Aynı dönüşümlü çalışan varsayımsal ve pratik değildir. Makul büyük dönüşümlü çalışan için boyutları N, rastgele dönüşümlü çalışan çok iyi [87] gerçekleştirir.Neden olduğunu görmek için, RSC bileşen kodlayıcı 8-durum düşünelim, PCCC sırasında kodu oranı 1/3 olan jeneratör matrisler var $\left[1, \frac{1+D^2}{1+D+D^2}\right]$.Çünkü bileşen kodları yinelemeli olduğundan,tüm ağırlık-1 girişi dizileri sonsuz ağırlık çıkış dizileri üretirler.Her RSC kodlayıcı çıkışında minimum mesafe hata olayı meydana gelir.Formun bir giriş hata dizisinde $D^i(1 + D + D^2)$.Ancak, rastgele dönüşümlü çalışan çok etkili bir biçimde bu tür dizilerin sırasını değiştirmektir böylece çıktı diğer kodlayıcı yüksek ağırlığa sahiptir [87]. Ağırlık-2 girişi hata dizileri için RSC1 form. $D^i(1 + D^3)$ sonlu ağırlık dizisi çıkışı üretecektir $D^i(1 + D + D^2 + D^3)$ formundan. Ancak, rastgele dönüşümlü çalışanların sırasını değiştirerek bu dizilerin içinde formun dizileri yok. $D^j(1 + D^3)$ ile yüksek olasılıkla [87]. Ancak, arada bir kötü haritalama, meydana gelir formun giriş dizilerinde. $D^i(1 + D^3)$ sırası değiştirilerek giriş dizisi formu $D^j(1 + D^3)$ bazı $i, j.$ için. Bu Şekil

8.41' de gösterilmektedir. . Böyle giriş diziler hem kodlayıcı ve tanımlaması düşük ağırlıklı çıktılar üreterek PCCC sırasında kod minimum Hamming uzaklığındadır. Olasılığı girdi ağırlık-w dizisi $D^i a$ bir dizi içine dönüşümlü çalışan olan $\tilde{\mathbf{a}}$, $D^j \mathbf{a}$ formu için en az bir çift i,j orantısal olarak N^{w-2} [87].Bu nedenle, kötü dönüşümler çok ağırlık-2 girişi dizileri ve çok oluşma olasılığı için söz konusu ağırlığı $w > 2$ girdi dizileri için. minimum mesafe hata olayı olur böylece çok yüksek olasılıklı bir ağırlık-2 giriş sırasına karşılık gelir. Eğer ağırlık RSC çıkış tüm ağırlık-2 girişi dizileri i karşılık gelen en küçük d_{ceff^c} ' dir.

Sonra PCCC sırasında kod serbest Hamming mesafesi $d_{\text{free}}^T = 2 + 2d_{\text{ceff}}$ .Bizim örneğimiz için PCCC kodu, serbest uzaklık $d_{\text{free}} = 2 + 4 + 4 = 10$, bu oldukça küçüktür. Bu küçük serbest Hamming mesafesi PCCC' leri tipik bir sözde BER ve PCCC' si ile FER kat için kesin nedenidir. Son olarak,bu S-rastgele dönüşümlü çalışan gibi diğer tür dönüşümlü çalışanlar, unutmalım ki genellikle analiz etmek çok zor, ama yukarıdaki argümanların çoğu geçerlidir.

PCCC'nin doğal, eşit olmayan hata koruma sağlar, çünkü kötü dönüşümlü çalışan

dönüşümler bazı bit pozisyonlarınca baskın hata olayları etkilenir. Bu tür kötü dönüşümler sadece çok az sayıda bit konumlarını etkileyebilir, ancak yine de bir BER zemin yoldur.

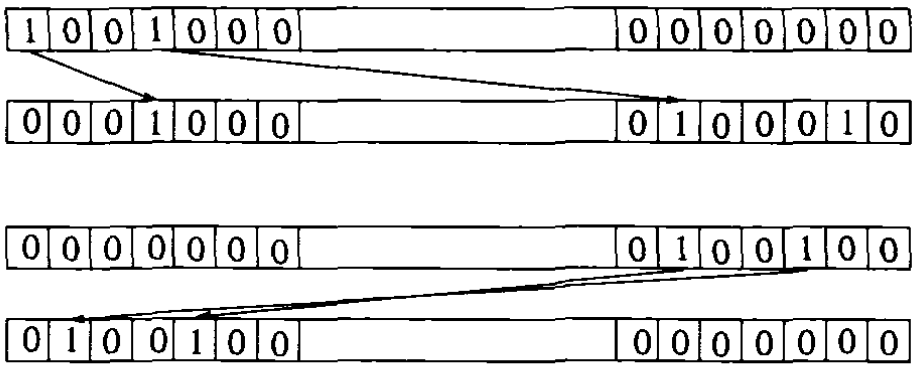


Figure 8.41. Bad random interleaver mappings.

Buna karşılık, katlamalı kodlar için tüm bit giriş sırayla pozisyonları aynı hata olaylardan etkilenir. Sonuç olarak, tüm bit konumları eşit hata olması muhtemeldir. Yani PCCC'nin doğal olarak eşitsiz hata (UEP) kodları koruması vardır.

Bunu anlamak için nasıl kötü eşlemeler ile dönüşümlü çalışan boyutu beklenen sayısı değişmesi mümkün dönüşümlü çalışandan, N. toplam sayısı N bitlik blok için eşlemelerini N! Kötü eşleme sayısı, şeklinde bir dizi formundan $D^i(1+D^3)$. $D^j(1+D^3)$ yaklaşık olarak $N \times 2 \times (N-2)!$ .Yaklaşım nedeniyle aslında kenar etkileri olan geçerli bir varsayım için gözardı edilmiş büyük N. Bu nedenle, olasılık, formun bir dizi $D^i(1+D^3)$

şeklinde bir dizi üzerine $D^j(1+D^3)$ eşleştirilir.

$$P(D^i(1+D^3) \to D^j(1+D^3)) = \frac{2N(N-2)!}{N!} = \frac{2}{N-1} \quad . \qquad (8.115)$$

Bu farklı bit pozisyonlar için eşlemelerini bağımsız varsayarsak ve kenar etkileri görmezden gelerek, toplam dağılımı sayısı gibi kötü eşlemeler k uzunluğundaki bir blok N tarafından yaklaşık değer verilebilir bir binom dağıtımı için küçük k, yani ,

P(kötü eşleme toplam sayısı =k)

$$= \binom{N}{k} \left(\frac{2}{N-1}\right)^k \left(1-\frac{2}{N-1}\right)^{N-k}$$

Kötü eşlemelerin sayısının ortalaması x hangi 2 büyük N için yakınsar olduğunu. Bu nedenle, veri bitleri kötü eşleşmeleri etkilenen sayısı ortalamasının yakınsar 4 büyük N için, kötü dönüşümler ağırlık-2 girişine karşılık gelen hata dizileri.

.

.

7.4.2 SCCC' NİN AĞIRLIK DAĞITIMI :

Şekil 8.38 seri birleştirme sistemi düşünelim. Girişi bloke edelim uzunluk N' bittir. dış şifre kelime uzunluğu ve dolayısıyla dönüşümlü çalışma boyutu ve uzunluğu girdi iç kodlayıcı için $N = N'/R^o = N'p/k$ bit. Aynı dönüşümlü çalışma olduğu varsayımı altında, ağırlık-h sayısı ağırlık-w giriş dizileri tarafından üretilen şifre kelimeleri [287]

$$A_{w,d}^{S} = \sum_{l=d_f^o}^{N} \sum_{n^o=1}^{n_M^o} \sum_{n^i=1}^{n_M^i} \frac{\binom{N'/p}{n^o}\binom{N/p}{n^i}}{\binom{N}{l}} A_{w,l,n^o}^{C_o} A_{l,d,n^i}^{C_i} \qquad (8.116)$$

Burada d_f^o , dış kod minimum serbest uzaklığı, n_M^o ve n_M^i dış ve iç kod için mümkün hata durumlarının maksimum sayısına dayanmaktadır, sırasıyla. $\binom{N}{n} \approx \frac{N^n}{n!}$ [287] yaklaşımı kullanılarak

$$A_{w,d}^{S} \approx \sum_{l=d_f^o}^{N} \sum_{n^o=1}^{n_M^o} \sum_{n^i=1}^{n_M^i} N^{n^o+n^i-l-1} \frac{l!}{p^{n^o+n^i} n^o! n^i!} \frac{1}{n} A_{w,l,n^o}^{o} A_{l,h,n^i}^{i} \qquad (8.117)$$

Burada w_m^o ,bütün giriş dizilerinin minimum ağırlığı dış kod için hata olay üretecektir.

Gözlemden (8,117) ,her BER şifre kelimesinin katkısını $N^{n^o+n^i-l-1}$ terimi ile çarpılır.Bu nedenle, $n^o + n^i - l - 1 < 0$ artan N katlanarak BER azalır. Bu etkiye dönüşümlü çalışma kazancı denir. Dış kod hata olayları sonucu n^o ' ı bir ağırlık-l dış şifre kelimesi olarak düşünelim iç kodlayıcı yinelemeli olmayan, sonra ise ağırlık-l dış şifre kelimesi l hata olayına (her '1 maksimum ' dış şifre kelimesine bir hata olaya neden olabilir) neden olabilir . Bu nedenle, n^i l. eşit olabilir. Bu durumda, N üs $n^o - 1$ olacak ve $n^o > 1$, N üssü pozitif olacaktır. Sonuç olarak, katkı artar N artan [287] son BER böyle şifre kelimeleri birine. Ne zaman $n^o = 1$, N üssü sıfır, bu dönüşümlü çalışan ima çokluğuna etki etmez. Böyle şifre kelimeleri veya eşdeğeri, dönüşümlü olmayan çalışma kazancı mümkündür.

İç kodlayıcı yinelemeliyken, sadece giriş ağırlık-2 olan diziler veya daha büyük hata olayları neden olabilir. Bu nedenle, ağırlık-l dış şifre kelimesi olur en büyük $\lfloor l/2 \rfloor$ iç kodu için hata olaylarına neden olur. Sonuç olarak, üs N $n^o - \lceil l/2 \rceil - 1$. olduğunu tüm dış kelime şifreleri bir hata olaya gelen varsa dış kod $(n^o = 1)$ veya $l > 2$ ağırlığa eşdeğer, serbest mesafe dış kod 2' den büyükse, N üssü hep negatif. Bu artan N daima BER azalma anlamına gelir.

BÖLÜM 9

YAYILI TAYF TEKNİKLERİ

Yayılı tayf sistemlerinin aslında askeriye için geliştirdiği uygulamalar, radyo sinyalini kesmeyi ve düşük bir olasılıkla büyük bir band frekansı üzerinden yayılı bir sinyal ile haberleşmeyi durdurmayı ve düşük bir güç birimi vasıtasıyla bandwidth göndermeyi sağlar[86], [262], [306]. Son zamanlarda temel yayılı tayf sistemi olarak tanınan kod bölüşümlü çoklu erişime(CDMA) başarılı olabilecek alternatif frekans bölüşümlü çoklu erişim(FDMA) ve zaman bölüşümlü çoklu erişim(TDMA) hücresel sistemleridir. 1980lerin sonu 1990ların başı sırasında, Qualcomm, Inc's efforts, bunlarla birlikte diğer örgütler, Motorola ve AT&T, Kuzey Amerika'ya kılavuzluk yapan hücresel standart IS-95[96]. IS-95 CDMA hücresel yaklaşımın ayrıntılı bir tanımı birkaç sayfa içinde bulunabilir, Lee[193] ve Gilhousen[136] kapsar. Bu kitap Viterbi[344] tarafından IS-95 CDMA hücresel sisteminin kuruluş biçimine yayılı tayf açısından iyi bir kapsam sağlar.

Yayılı tayf sinyalleri karakter ayrımı yaparken mesaj bandwidth den daha büyük bandwidth kullanırlar. Bu bant yayılması alıcıya bilinen ve mesajdan bağımsız sözde gürültü(PN) dizisi veya yayılı bir kod kullanma ile başarılır. Alıcı PN diziye bir eş zamanlı kopya kullanarak taşınan genişletilmiş sinyal mesajın düzeltilmesine izin verir. PN dizisi mesajdan bağımsız olduğunda, toplanır beyaz Gaussion gürültüsü(AWGN) bandwidth yayılması ile mücadele etmez, diğer modülasyon tekniklerinden geniş bant analog FM'den farklıdır. Bununla birlikte, yayılı tayf sinyalinden parazitin etkisi ve çokyollu sönümleme hafifleterek geniş bant özelliğinden yararlanılır.

Yayılı tayf sistemlerinin farklı tipleri var, iki üstün tipi; doğru dizili(DS) yayılı tayf ve frekans atlatmalı(FH) yayılı tayf. Doğru dizili yayılı tayfın başarısı, bant yayımını PN dizisini kullanarak hızlı aşama geçişini ortaya çıkartıp veriyi, taşıyıcıda tutar. Frekans atlatmalı yayılı tayfın başarısı, bant yayımını PN dizisini kullanarak sözde şifrelenmiş kod taşıyıcı frekanstan büyük bir banta atlatılır. Siman[306] tarafından yazılan bu kitapta, yayılı tayfı anlatan mükemmel bir öğreticidir. Ziemer ve Peterson[381]. Hücresel radiodan CDMA uygulamalı bazı erken öneriler, sistem gibi Cooper ve Nettleton[65] tarafından önerilen temel FH yayılı tayf üzerinden yeni standartlar, IS-95 ve DS yayılı tayf. Sonuç olarak bu bölümün odağı DS CDMA.

O, onda herhangi bir hücresel sisteme gözükürken tayfla ilgili verimlilik ne olursa olsun ürün rekabetinde çoklu erişim teknikleri kullanılır, CDMA'nın bazı avantajıyla birlikte dezavantajı sunulur. CDMA'nın hücresel uygulamalara kattığı avantajlar;

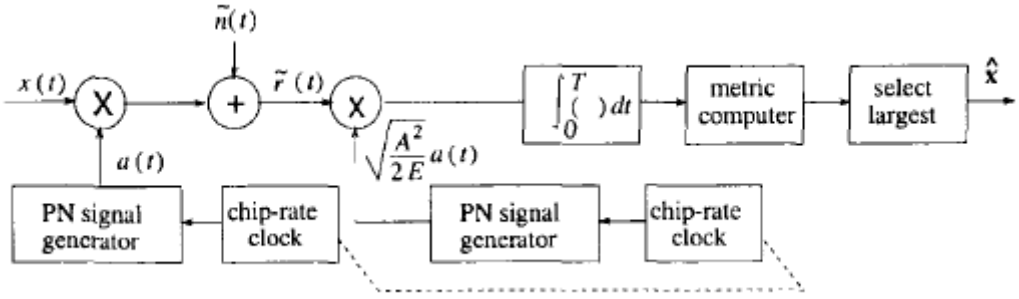
i) Evrensen hücre frekansı kullanır
ii) Dar bant karışma reddi

iii) DC CDMA doğal çoklu çeşitlilik
iv) Olağan üstü yeteneği konuşma ses faaliyeti içinde gürültüsüz devirler
v) Kolay yardım yeteneği
vi) Kolay kapasite sınırı
vii) Doğal mesaj gizliliği

CDMA'nın kattığı dezavantajlar;

i) DS CDMA'nın sıkı güç kontrol ihtiyacı
ii) Çift yol sistemi
iii) Üs istasyonu güç düzeyleri yayılma için hücreleri boyutlara ayırmada zorlukla karar verme
iv) Pilot zamanlama

Bu bölümün 1. kısmında DS ve FH yayılı tayflar ile birlikte yayılı tayf sistemlerin iki tipi arasındaki benzerliklerin tanıtımı ile başladı. Eğer en iyi CDMA yöntemini ortama yollamak için biz karar verirsek bu benzerlikler önemli. PN dizisi belli başlı yayılı tayf sistemlerin ve 2. kısımın konusu. Artık bu bölümde DS yayılı tayfa odaklanalım. 5. kısım, DS yayılı tayf frekans seçici sönümlü kanallar üzerinde noktadan noktaya performans tartışır ve bir tırmık alıcının nasıl gösterileceğini çoklu çeşitlilik kullanılarak yararlanır. Hata olasılığı üstteki ve alttaki sıçramalar ve CDMA sistemlerin performansını önceden belirlemek için tahminler şarttır. AWGN üzerinde DS CDMA'nın hata olasılığı için kesin çözüm dikkate alınır. Birkaç Gaussion tahmini hata olasığını ortadan kaldırır. Maalesef, DS CDMA hücresel sistemi çok karışık sistemler ile karma karışık etkileşim arasında sistem fonksiyonlarıdır. Bu yüzden, analitik değerlendirme sistem kapasitesi özel parametrelere veya sonuca odaklandığı süre tipik olarak frazları basitleştirmeyi gerektirir.



Şekil 1 Basitleştirilmiş DS/QPKS sistemi

1. YAYILI TAYFIN TEMEL PRENSİPLERİ

1.1. DOĞRU DİZİLİ (DS) YAYILI TAYF

Basit bir DS/QPSK yayılı tayf sistemi şekil-1 de gösterilmiştir. Gürültülü rasgele üreteci bir yayılı dizi $a = \{a_k\}$ üretir, aslında bir periyodik dizi ile kısım N kullanılır. Bu yayılı dizi yayılı dalga form oluşturur.

$$a(t) = A\sum_k a_k h_c(t - kT_c) \ , \qquad (1)$$

A = {a_k: a_k Є {$\pm$1 $\pm$j}} karmaşık yayılı dizi, T_c PN sembol veya chip periyod, ve hc(t) gerçek chip genlik fonksiyonu uç bir genlik birimi yapar.

$$E_c = A^2\sigma_a^2 \int_{-\infty}^{\infty} h_c^2(t)dt = A^2 \int_{-\infty}^{\infty} h_c^2(t)dt \qquad (2)$$

$\sigma_a^2 = \frac{1}{2}\mathrm{E}[|a_k|^2] = 1$, Uyarı, PN veri sembolünden daha çok geliştirilmesi DS yayılı tayfın, tayfla ilgili kontrol başarısıdır.

Veri sembol dizici {I_n} dalga formunu oluşturur,

$$x(t) = \sum_n x_n u_T(t - nT) \ , \qquad (3)$$

Bir genlik $\mathbf{x} = \{x_n : x_n \in \{\pm 1/\sqrt{2} \pm j/\sqrt{2}\}\}$ karışık veri sembol dizisi, T veri sembol devam süresi. Bu T'nin gerekliliği Tc tamsayı çeşitleri olur,ve G=T/Tc işlem kazanç oranı, birkaç PN chipleri birimi veri sembolü olarak tanımlanır. Bilinen iki tip yayılı kod vardır, N ve G bağlı değerler. Kısa bir kod G = N, böylece her veri sembolü yüksek bir periyot tarafından yayılı dizi yayılır. Uzun bir kod G << N, böylece her veri sembolü bir subsequence veya bölümlü periyot tarafından dizi yayılır.

DS/QPSK karışık zarf, a(t) ve x(t) çarpımıyla sağlanır.

$$\tilde{s}(t) = A\sum_n x_n h_n(t - nT) \qquad (4)$$

$$h_n(t) = \sum_{k=0}^{G-1} a_{nG+k} h_c(t - kT_c) \qquad (5)$$

Karışık yayılıların çalışma prensibi şekil 2 de gösterilmiştir. Uyarı; Bu DS/QPSK sinyalinin, OPSK sinyalinden olduğu düşünüldüğünde, $h_n(t)$ veri sembol biçimi ile genlik biçimi $h_n(t)$ ile çarpılır(5). Kısa kod $h_n(t)$, bütün veri sembolleri için aynıdır. Karmaşık zarf s(t) uygulamalı bir dördülleme ayarlayıcısı işlem bandpass dalga formu,

$$s(t) = A\sum_n \Big\{ (x_{I,n}h_{I,n}(t - nT) - x_{Q,n}h_{Q,n}(t - nT))\cos(2\pi f_c t)$$

$$- (x_{Q,n}h_{I,n}(t - nT) + x_{I,n}h_{Q,n}(t - nT))\sin(2\pi f_c t)\Big\} \qquad (6)$$

$$h_n(t) = h_{I,n}(t) + jh_{Q,n}(t) \qquad (7)$$

$$x_n = x_{I,n} + jx_{Q,n} \ . \qquad (8)$$

Zaman aralığında [nT,(n+1)T], DS/QPSK karmaşık zarf 4 olası değer alabilir;

$$\tilde{s}_i(t) = Ah_n(t)x_i, \quad i = 1, \ldots, 4 \tag{9}$$

Temel fonksiyon kullanımı

$$\phi_n(t) = \sqrt{\frac{A^2}{2E}} h_n(t) \tag{10}$$

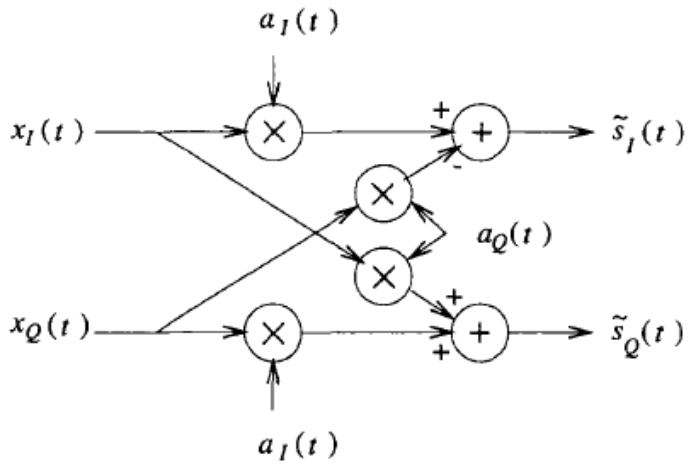
E = $GE_ç$ sembol gücü yazılır

$$\tilde{s}_i(t) = \sqrt{2E} x_i \phi_n(t), \quad i = 1, \ldots, 4 \tag{11}$$

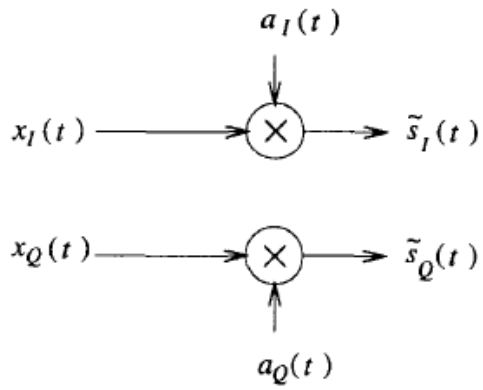
Ve bunu, karışık DS/QPSK sinyal vektörleri işler.

$$\tilde{s}_i = \sqrt{2E} x_i, \quad i = 1, \ldots, 4 \tag{12}$$

Temel fonksiyon $Ø_n(t)$ dizin ile baud terimi n. Bunun yanı sıra karışık yayılının diğer tipi PN yayılı olabilir. Çift kanal Quaternary yayılısı şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 2 Karışık yayılı



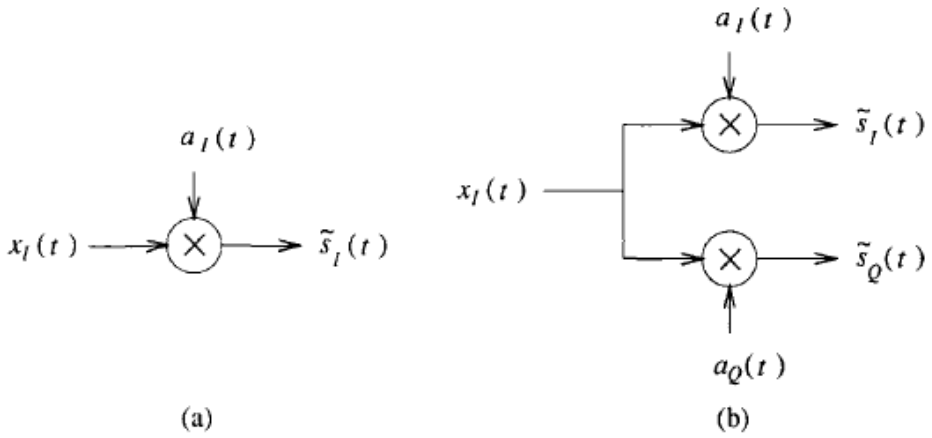
Şekil 3 Çift kanal Ouaternary yayılı

Eğer sadece bir veri dizisi gönderilecekse, o zaman biz, şekil 4'te gösterilen, basit ikili yayılı veya denge quaternary yayılısını kullanmalıyız. Denge quaternary yayılı, bilindiği gibi basit ikili yayılıdan sinyal karışmasına daha az duyarlıdır.

Şekil 1'de basitleştirilmiş bir DS/QPSK alıcısı gösterilmiştir. Genel olarak, DS yayılı tayf alıcı üç görevi yerine getirmeli; yayılı dizi ile gelen eşzamanlılık, despread sinyal ve veri bulucu. Hesaba katılması gereken şey, karışık zarf zaman içinde invertal [nT,(n+1)T] taşınır. Bu sinyal despread ve delected, şekil 5.3'deki carrelator detektör veya şekil 5.3'deki eş filtre detektör tarafından kullanılır. Şekil 10'daki $Ø_n(t)$ tanımlandığında carrelator veya eş filtre detektörün çıktısı

$$\tilde{r} = \tilde{s}_i + \tilde{n} \tag{13}$$

N bir düşük sıfır, Guassian rastgele değer ile $\frac{1}{2}\mathrm{E}[|\tilde{n}|^2] = N_o$ uyuşmaz.



Şekil 4 (a) tek ikili yayılı, (b) denge quaternary yayılı

ML alıcı r inceler ve sm vaktör sinyalinin favorisi, minimize tam Euclidean mesafesine karar verir

$$\mu(\tilde{s}_m) = \|\tilde{r} - \tilde{s}_m\|^2 \tag{14}$$

Dikkat edilen, DS/QPSK bit hata olasılığı ile Gray kodu benzer QPSK ya,

$$P_b = Q(\sqrt{2\gamma_b}) \tag{15}$$

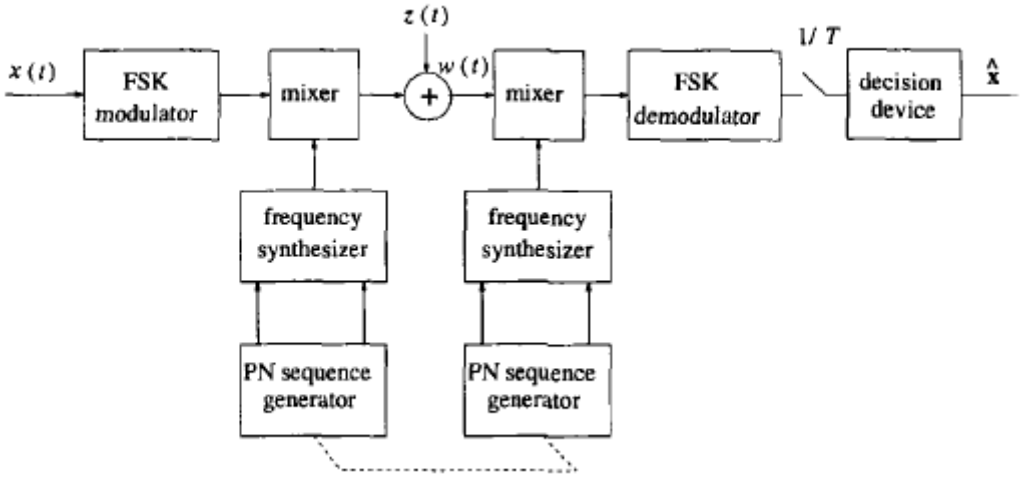
$\gamma_b = E_b/N_o$ güçlü gürültü oranı taşır. Yayılı tayf sinyalinin AWGN kanalına hatalı başarım yapmadığına dikkat edilmelidir. Bununla birlikte; sonuçta biz, yayılı tayf sinyali olarak performans hata oranına kazanç sağlayan parazit, çok yollu sönümleme ve diğer tip kanallar gösterilir.

1.2. FREKANS ATLATMALI (FH) YAYILI TAYF

Frekans atlatmalı yayılı tayf sistemler taşıyıcı frekans atlatmalı sözde rasgele bir sonlu sabit frekanslar atlatır. En çok bilinen modülasyon tipi frekans atlatmalı ile M-ary frekans kaçamak anahtar (MFSK). MFSK karışık zarf,

$$\tilde{s}(t) = A\sum_n e^{jx_n\pi\Delta_f t}u_T(t - nT) \tag{16}$$

Δ_f frekanstan ayrı ve $x_n \in \{\pm 1, \pm 3, \ldots, \pm M-1\}$. Bir FH/MFSK dalga formu sayısal frekans üretmek için sintisayzır veri dizisine girdi oluşturmak ve sözde gürültülü üreteç dizisini memnun etmek için kullanılır. Kavramsal bir FH/MFSK yayılı tayf sistemi şekil 5'te gösterilmiştir.



Şekil 5 AWGN kanalı üzerinden FH sistemler

İki temel tip FH yayılı tayf modülasyon var, hızlı frekans atlatmalı(FFH) ve yavaş frekans atlatmalı(SFH). SFH sistemler bir veya daha çok(genel L) veri sembolleri atlatma başına taşır. SFH/MFSK karışık zarf,

$$\tilde{s}(t) = A \sum_n \sum_{i=1}^{L} e^{jx_{nL+i}\pi\Delta_f t + 2\pi f_n t} u_T(t - (nL+i)T) \tag{17}$$

Birinci problem dizinde frekans atlatmalı dizi f_n, ve ikinci problem dizinde L veri sembollerinden vektör $\mathbf{x}_n = (x_{nL+1}, x_{nL+2}, \ldots, x_{(n+1)L})$, atlatmalı nth gönderir.

FFH sistemler bazı veri sembollerini çeşitli atlatmalı frekans üzerinden gönderir. Eğer bağımsız parazit olayı her bir frekans atlatmalı üzerinden değişim yapılıyorsa başarılır. FFH/MFSK karışık zarf,

$$\tilde{s}(t) = A \sum_n \sum_{i=1}^{L} e^{jx_n\pi\Delta_f t + 2\pi f_{nL+i} t} u_{T/L}(t - (nL+i)T/L) \tag{18}$$

Birinci problem dizinde, veri sembol dizisi I_n, ve ikinci problem dizinde frekans atlatmalı $\mathbf{f}_n = (f_{nL+1}, f_{nL+2}, \ldots, f_{(n+1)L})$ nth veri sembolü için kullanılır. Dikey MFSK'nın kullanacağı tipi bulmak için frekansın ayrılma isteği Δ_f bağlıdır. Tuatarlı olan, frekansın ayrılma isteğini bulma $\Delta_f = 1/T$ dır (Problem 4.5'e bakınız). Eğer tutarlı bul taşıyıcı ma işi, AWGN kanalı tarafından belirlenen, SFH/MFSK ve FFH/MFSK hata olasılığına göre kullanılmalıdır. Bunun yanı sıra, FH/MFSK bulma işi sık sık tutarsız olabilir. Çünkü, taşıyıcı frekans atlattığı zaman sintisayzır hızlı yapmakta zorlanır.

Hata olasılığı AWGN kanal üzerinden SFH/MFSK il birlikte tutarsız doğru-alçak bulma işi oluşturulur(5.174). Eğer AWGN kanal üzerinden FFH/MFSK kullanılacaksa, Hata olasılığını, bir karışık formdan daha gerçek saymak gerekir(bakınız [270]).

.

2. YAYILI DİZİLER

CDMA sistemlerin başarısı çoklu erişim yeteneğinden büyük sabit yayılı dizi, üç doğal özelliğe sahiptir.

i) Diziler dengelidir, böylece her element eş frekanslarla birlikte dizi alfabesinde bulunur.
ii) Otomatik kolerasyon küçük-kapalı uç değerlere sahiptir, alıcının hızlı dizi kazancı için bırakılır ve minimize kendi paraziti çift yolludur.
iii) Çapraz kolerasyon minimize çoklu erişim engellemeyi gerektirir.

Yayılı diziler sık sık ayrı zaman bakımından kolerasyon özellikleri tanımlanır. Kth karışık yayılı dizi olarak belirtilmeli. Yayılı tayf sistemleri için kısa kodlar kullanılır, her veri sembolü yayılı diziden tam bir periyot tarafından yayılır. Bu durum içinden tam devir kolerasyon özellikleri ilgi uyandırıcı. Tam devir otomatik kolerasyon dizisi $a^{(k)}$

$$\phi_{k,k}(n) = \frac{1}{2N} \sum_{i=0}^{N-1} a_i^{(k)} a_{i+n}^{(k)^*} \tag{19}$$

Ve tam devir çapraz kolerasyon arasındaki dizi $a^{(k)}$ ve $a^{(m)}$

$$\phi_{k,m}(n) = \frac{1}{2N} \sum_{i=0}^{N-1} a_i^{(k)} a_{i+n}^{(m)^*} \tag{20}$$

N uzunluk veya devir yayılı dizisi.
Devirsiz otomatik kolerasyon $a^{(k)}$ olarak tanımlanır,

$$\phi_{k,k}^{a}(n) = \begin{cases} \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^{N-n} a_{i+n}^{(k)} a_i^{(k)^*} & , \ 0 \le n \le N-1 \\ \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^{N+n} a_i^{(k)} a_{i-n}^{(k)^*} & , \ -N+1 \le n \le 0 \\ 0 & , \ |n| \ge N \end{cases} \tag{21}$$

Yayılı tayf sistemleri için uzun kodlar kullanılır, her bir veri sembolü yayılı diziden sadece bir bölüm tarafından yayınlanır. Bu durum içinde kısmi devir kolerasyonlar ilgi uyandırıcı. Kısmi devir otomatik kolerasyon ve çapraz kolerasyon,

$$\phi_{k,k}^{p}(n) = \frac{1}{2G} \sum_{i=0}^{G-1} a_i^{(k)} a_{i+n}^{(k)^*} \tag{22}$$

$$\phi_{k,m}^{p}(n) = \frac{1}{2G} \sum_{i=0}^{G-1} a_i^{(k)} a_{i+n}^{(m)^*} \tag{23}$$

Kısmi devir kolerasyon sadece bir fonksiyonu geciktirmez ama, durum diziye bağlı olduğunda gerçek toplama başlar. Kısmi devir kolerasyonlar, çözüm bulmakta ve dizilerin kesin tiplerini bulmakta zorlanır. Bu yüzden biz sık sık bir istatistikken sağaltım altında dizilerin rasgele oluşumları üzerine alırız, ie dizi elementleri bağımsız sabit $\{\pm 1, \pm j\}$ seçer. Rasgele diziler için,

$$\frac{1}{2}\mathrm{E}[a_n^{(k)}] = 0 \qquad \frac{1}{2}\mathrm{E}[|a_n^{(k)}|^2] = 1 \qquad \frac{1}{2}\mathrm{E}[a_n^{(k)} a_n^{(m)^*}] = 0 \tag{24}$$

Bu nedenle, kısmi devir otomatik kolerasyon değerinin anlamı,

$$\mu_{\phi^p_{k,k}(n)} = \mathrm{E}[\phi^p_{k,k}(n)] = \frac{1}{2G}\sum_{i=0}^{G-1}\mathrm{E}[a_i^{(k)}a_{i+n}^{(k)^*}] = \delta_{n,\ell N} \tag{25}$$

$$\delta_{n,\ell N} = \begin{cases} 1 & , \ n = \ell N \\ 0 & , \ n \neq \ell N \end{cases} \tag{26}$$

l bir tamsayı, kısmi devir otomatik kolerasyon karşıtı,

$$\begin{aligned} \sigma^2_{\phi^p_{k,k}(n)} &= \mathrm{E}[|\phi^p_{k,k}(n)|^2] - \mu^2_{\phi^p_{k,k}(n)} \\ &= \frac{1}{(2G)^2}\sum_{i=0}^{G-1}\sum_{j=0}^{G-1}\mathrm{E}[a_i^{(k)}a_{i+n}^{(k)^*}a_j^{(k)}a_{j+n}^{(k)^*}] - \mu^2_{\phi^p_{k,k}(n)} \\ &= (1-\delta_{n,\ell N})(1/G) \ . \end{aligned} \tag{27}$$

Aynı şekilde, kısmi devir çapraz kolerasyonun anlamı ve karşıtı,

$$\mu_{\phi^p_{k,m}(n)} = \mathrm{E}[\phi^p_{k,m}(n)] = 0 \ , \ \ \forall n \tag{28}$$

$$\sigma^2_{\phi^p_{k,m}(n)} = \mathrm{E}[|\phi^p_{k,m}(n)|^2] - \mu^2_{\phi^p_{k,m}(n)} = 1/G \ , \ \ \forall n \tag{29}$$

2.1. YAYILI DALGA FORMLARI

Tam devir çapraz kolerasyon arasındaki iki yayılı dalga formu $a^{(k)}(t)$ ve $a^{(m)}(t)$

$$\begin{aligned} R_{k,m}(\tau) &= \frac{1}{T}\int_0^T a^{(k)}(t)\, a^{(m)^*}(t+\tau)dt \\ &= \frac{1}{T}\sum_{i=-\infty}^{\infty}\sum_{j=-\infty}^{\infty} a_i^{(k)}a_j^{(m)^*}\int_0^T h_c(t-iT_c)h_c(t+\tau-jT_c)dt \end{aligned} \tag{30}$$

(30)'daki tamsayı sıfır olmayan sadece $h_c(t-iT_c)$ ve $h_c(t+\tau-jT_c)$ çarpılır. r ertelendiğinde, değerleri hiçbir değer varsaymaz, $\tau = \ell T_c + \delta,$ eğer çarpmave seçim süresine sahipse T_c ve $\tau = \ell T_c + \delta$, $i = \ell + j$ ve $i = \ell + j + 1$ çarpar ve toplanır. Böylece,

$$\begin{aligned} R_{k,m}(\tau) &= \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} a_i^{(k)}a_{\ell+i}^{(m)^*}\frac{1}{T_c}\int_0^{T_c-\delta} h_c(t')h_c(t'+\delta)dt' \\ &+ \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} a_i^{(k)}a_{\ell+i+1}^{(m)^*}\frac{1}{T_c}\int_{T_c-\delta}^{T_c} h_c(t')h_c(t'-T_c+\delta)dt' \end{aligned} \tag{31}$$

Sürekli kısmi otomatik kolerasyon fonksiyonları, hc(t) dalda formu olarak tanımlanır,

$$R_h(\delta) = \frac{1}{T_c}\int_0^{T_c-\delta} h_c(t')h_c(t'+\delta)dt' \tag{32}$$

$$\hat{R}_h(\delta) = \frac{1}{T_c}\int_{T_c-\delta}^{T_c} h_c(t')h_c(t'-T_c+\delta)dt' \tag{33}$$

Bunların ayrı bir yazılışıda,

$$R_{k,m}(\tau) = \phi_{k,m}(\ell)R_h(\delta) + \phi_{k,m}(\ell+1)\hat{R}_h(\delta) \tag{34}$$

$\phi_{k.m}(\ell)$ tam devir çapraz kolerasyon (20)'de tanımlanmıştır. Örneğin; $\text{if } h_c(t) = u_{T_c}(t)$

$$R_{k,m}(\tau) = \phi_{k,m}(\ell)\left(1-\frac{\delta}{T_c}\right) + \phi_{k,m}(\ell+1)\frac{\delta}{T_c} \ . \tag{35}$$

G<N olduğunda, kısmi kolerasyon (22) ve (23)'teki gibi kullanılmalı. Bu durum içinde çapraz kolerasyon (34) rasgele bir değer olur(rasgele yayılı diziler için) anlamı ve karşılığı,

$$\mu_{R_{k,m}(\tau)} = \mu_{\phi_{k,m}(\ell)}R_h(\delta) + \mu_{\phi_{k,m}(\ell+1)}\hat{R}_h(\delta) = 0 \tag{36}$$

$$\begin{aligned}\sigma^2_{R_{k,m}(\tau)} &= \sigma^2_{\phi_{k,m}(\ell)}R_h^2(\delta) + \sigma^2_{\phi_{k,m}(\ell+1)}\hat{R}_h^2(\delta) \\ &= \frac{1}{G}\left(R_h^2(\delta) + \hat{R}_h^2(\delta)\right) \ .\end{aligned} \tag{37}$$

Aynı şekilde, otomatik kolerasyonun rasgele bir değeri (rasgele yayılı diziler için) anlamı ve karşılığı

$$\begin{aligned}\mu_{R_{k,k}(\tau)} &= \mu_{\phi_{k,k}(\ell)}R_h(\delta) + \mu_{\phi_{k,k}(\ell+1)}\hat{R}_h(\delta) \\ &= \begin{cases} R_h(\delta)\,, & \ell = iG \\ \hat{R}_h(\delta)\,, & \ell+1 = iG \\ 0\,. & \text{elsewhere} \end{cases}\end{aligned} \tag{38}$$

$$\begin{aligned}\sigma^2_{R_{k,k}(\tau)} &= \sigma^2_{\phi_{k,k}(\ell)}R_h^2(\delta) + \sigma^2_{\phi_{k,k}(\ell+1)}\hat{R}_h^2(\delta) \\ &= \begin{cases} R_h^2(\delta)\,, & \ell = iG \\ \hat{R}_h^2(\delta)\,, & \ell+1 = iG \\ 1/G\,, & \text{elsewhere} \end{cases}\end{aligned} \tag{39}$$

i bir tamsayı.

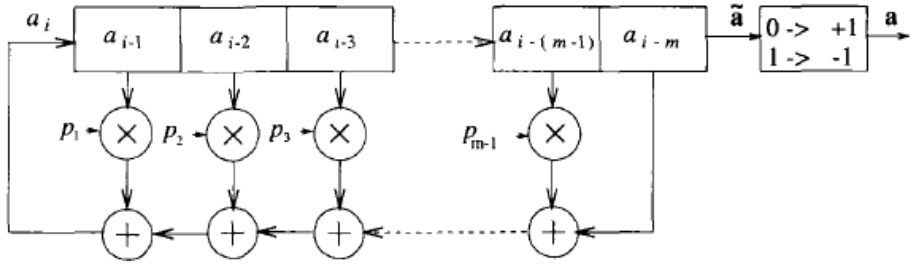
2.2. M-DİZİLER

Bir çok bilinen yayılı dizi sınıfı en uzun diziler olan m-dizilerdir. Şekil (6)'da gösterilen, m-dizisi $\tilde{\mathbf{a}} = \{\tilde{a}_k\}$, $a_k \in \{0,1\}$, doğrusal geri bildirim kayma kaydı kullanılarak oluşturulur. $\mathbf{a} = \{a_k\}$ dizisi seviye kayma $a_k = 2\tilde{a}_k - 1.$ kullanarak sağlanır. Geribildirim veya bağlantı parabolü ilkel parabol GF(2) üzerinde m,

$$p(x) = 1 \oplus p_1 x \oplus p_2 x^2 \oplus p_3 x^3 \oplus \cdots \oplus p_{m-1} x^{m-1} \oplus x^m \quad (40)$$

$p_i \in \{0,1\}$ ve $\oplus$ toplamı modül 2'de belirtildi. Tablo üzerinde paraboller, P(x) bu metinde cetvel halinde oluşturulmuştur[199]. $p_0 = 1,$ tablosu bağlantılı olarak geribildirim simgelenir. Yanı sıra, $p_m = 1$, eğer $p_m = 0$ ise etkili bir kayma kaydı m'den daha az uzundur.

Maksimal uzun diziler, en uzun dizi olarak LFSR tanınır. Bir kayma kaydı için m uzunluğu, dizinin uzunluğu için N = 2^{m-1} üretilir. Bir m-dizisinin ürettiği tam devirin uzunluğu N = 2^{m-1} olur, içerik m evresinde kayma kaydı bütün olanaklı 2^{m-1} ikilik olmayan m-tuples değeri olur. Bütün sıfır evreleri sadece m-tuple yasak, LFSI bu evrelerde kilitlenir. m-diziler olağanüstü özelliklere sahip, ve bütün tam devir ve m-diziler bu önemli özelliklere uyar. Birincisi,



Şekil 6 m-diziler

diziler 2^{m-1} , 1'ler ve $2^{m-1} - 1$ 0'lar ile dengelidir. 1'ler ve 0'lar ardışık diziler olarak tanınır. Ve bir dizi dönem içinde çeşitli uzunlukta karakter yayılması yapar. M-dizileri için, sayı çeşitleri, uzun P, np,

$$n_P = \begin{cases} 2^{m-P-1}, & P = 1, 2, \ldots, m-1 \\ 1, & P = m \end{cases} \quad (41)$$

Tam devir otomatik kolerasyon m – dizisinde,

$$\phi(n) = \begin{cases} 1 & , \ n = \ell N \\ -1/N & , \ n \neq \ell N \end{cases} \quad (42)$$

$N, \phi(n) \approx \delta(n)$ değeri büyüktür ve böylece m-diziler hemen hemen tam periyodik otomatik kolerasyon dönem içinde mükemmel görünür. Dikdörtgen biçiminde fonksiyon için $h_c(t) = u_{T_c}(t)$ uygun yayılı dalga formu a(t) otomatik kolerasyon fonksiyonu

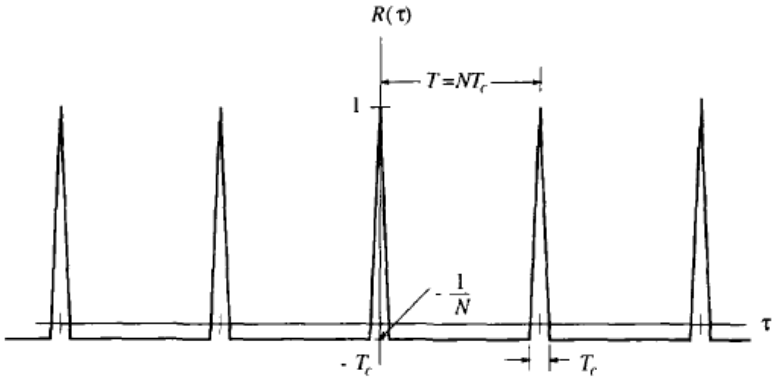
$$R(\tau) = \phi(\ell)\left(1 - \frac{\delta}{T_c}\right) + \phi(\ell+1)\frac{\delta}{T_c} \quad (43)$$

Bu fonksiyona (7)'de işaret edilmiştir. Kısmi devir otomatik kolerasyon için bir m-dizisini anlamı ve karşılığı,

$$\mu_{\phi(n)} = \begin{cases} 1 & , \ n = \ell N \\ -1/G & , \ n \neq \ell N \end{cases} \quad (44)$$

$$\sigma^2_{\phi(n)} = \begin{cases} 0 & , \ n = \ell N \\ \frac{1}{G}\left(1 + \frac{1}{N}\right)\left(1 - \frac{G}{N}\right) & , \ n \neq \ell N \end{cases} \quad (45)$$

Ne yazık ki, m-dizisinin istenmeyen özellikleri de vardır. Birincisi, m-dizisinin sayısı LFSR tarafından oluşturulur, uzun m



Şekil 7 tipik tam devir otomatik kolerasyonda m dizisi yayılı dalga formu

Denk sayı ilkel polinomların derecesi m üzerinden GF(2) ve $\Phi(2^m - 1)/m$ tarafından belirlenir. Eular Totient fonksiyonu,

$$\Phi(n) = n \prod_{p|n}^{n} \left(1 - \frac{1}{p}\right) \tag{46}$$

Sonuç olarak bütün p ve n'ler bölünür. Bundan dolayı, gerçek m-dizileri için belirli bir m uzunluğunda kayma kaydı vardır. İkincisi, sadece kesin değerler için m, birkaç m dizisi için var olmakla birlikte, yüksek tam devir çapraz kolerasyon içinde vardır. Genel olrak m-dizileri çapraz kolerasyon özelliklerine sahiptir değildir. Tam devir çapraz kolerasyon $\phi_{k,m}(n)$ arasında 2 m dizisi $a^{(k)}$ ve $a^{(m)}$ dikkat etmek gerekir. Belirtilen ortalama tam devir çapraz kolerasyon kullanılır,

$$\theta = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \phi_{k,m}(n) \tag{47}$$

Θ değeri, m dizileri seçilirken tam çifte bağlıdır. En iyi ve en kötü durum için Θ değeri tablo 1'de gösterilmiştir. En kötü durum tam devir çapraz kolerasyon çok büyük dizi uzunluğuna sahip olmasıdır.

2.3. ALTIN DİZİLER

Altın dizi sabiti [141] $2^m + 1$ dizisini oluşturur, bir devir $N = 2^m - 1$ oluşur, bir preferred çift m-dizisi sağlanır. GF(2^m) ek olan GF(2)'dir. Bir ilkel Nth kaynağı GF(2^m) ek alanının $N = 2^m - 1$ birleşmesiyle oluşur. P1(ı) ve P2(ı) çift ilkel polinomları GF(2) üzerinden her bir derecede m için $p_1(\alpha) = 0$ ve $p_2(\alpha^d) = 0$ yapılır, d integer için,

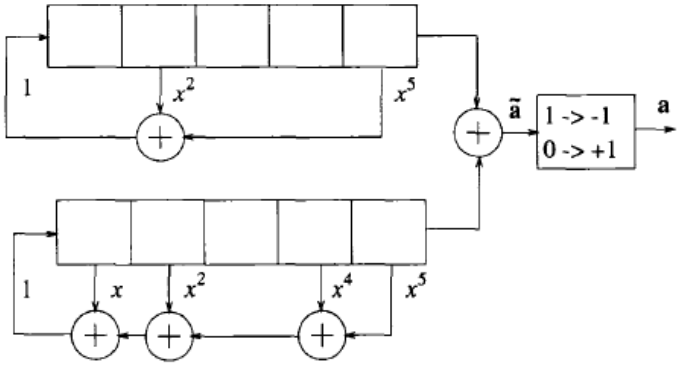
m	*N*	*Number of m-sequences*	*θ Worst*	*θ Best*
5	31	6	0.35	0.29
6	63	6	0.36	0.24
7	127	18	0.32	0.13
8	255	16	0.37	0.12
9	511	48	0.22	0.06
10	1023	60	0.37	0.06
11	2047	176	0.14	0.03
12	4095	144	0.34	0.03

Durum m=0 mod 4 olduğunda dikkat edilmelidir. Eğer $d = 2^h + 1$ veya $d = 2^{2h} - 2^h + 1$ ve eğer $e = \mathrm{GCD}(m, h)$, öyleki m/e tektir, P1(ı) ve P2(ı) çift polinomları tercih edilir.

P2(ı)' nin tek olmadığına dikkat edilmelidir. Örneğin; m=5, h=1, h=2 için $p_2(x^3) = 0 \text{ or } p_2(x^5) = 0.$
2 m-dizisi a(1) ve a(2), P1(ı) ve P2(ı) kullanımı tercih edilmelidir. Çapraz kolerasyon fonksiyonunun üç değeri vardır, $\{-1, -t(m), t(m) - 2\}$

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1 & , \ m \text{ odd} \\ 2^{(m+2)/2} + 1 & , \ m \text{ even} \end{cases} \tag{48}$$

Tipik bir altın dizi şekil 8'de gösterilmiştir. Tercih edilen çift polinomlar $p_1(x) = 1 + x^2 + x^5$ ve $p_2(x) = 1 + x + x^2 + x^4 + x^5$ dir



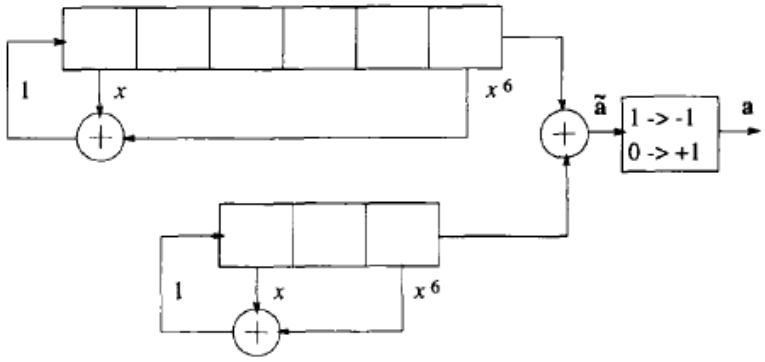
Şekil 8 Altın Diziler

m	*N*	*Number m sequences*	*Peak cross correlation*	*m-sequence* $\phi_{\max}/\phi(0)$	$t(m)$	*Gold sequence* $t(m)/\phi(0)$
3	7	2	5	0.71	5	0.71
4	15	2	9	0.60	9	0.60
5	31	6	11	0.35	9	0.29
6	63	6	23	0.36	17	0.27
7	127	18	41	0.32	17	0.13
8	255	16	95	0.37	33	0.13
9	511	48	113	0.22	33	0.06
10	1023	60	383	0.37	65	0.06
11	2047	176	287	0.14	65	0.03
12	4095	144	1407	0.34	129	0.03

2.4. KASAMI (BÖLÜMLERİ) ARDIŞIKLIĞI

Kasami bölümlerinin oluşumu şu şekilde gelişir(177)(178). m'yi çift alalım. P1(x)'i, GF(2) binary alanında m derecesiyle ve kök olarak ilkel bir polinom olarak alalım. P2(x)'de $d = 2^{m/2} + 1$ olan yerde α^d 'nin azalmayan minimal polinomu olsun. Bir kez daha bu polinomları Peterson'ın azalmayan polinomlar tablosu kullanılarak tanımlanabilir(261). $\mathbf{a}^{(1)}$ ve $\mathbf{a}^{(2)}$, P1(x) ve P(x)'le belirtilen $2^m - 1 \text{ and } 2^{m/2} - 1$ periyodlarının iki m sembolü olsun. Kazami ardışıklığının kurulumu, gold ardışıklığındaki gibi iki m-ardışıklığı

kullanılarak üretilir. Örneğin kasami bölümlerinin kurulumu uzun bölüm $\mathbf{a}^{(1)}$ ve $\mathbf{a}^{(2)}$ ile tüm $\mathbf{a}^{(2)}$ kısa bölümünün$2^{m/2}-1$ cyclic işlerini içerir. Kasami bölümlerinin kurulumdaki sayısı $2^{m/2}$, her biri $N=2^m-1$ periyoduna sahiptir.



Aslında bu kurulum, kasami bölümlerinin kısa kurulumu olarak bitirir. Şekil 9.9'da $p_1(x)=1+x+x^6$ ve $p_2(x)=1+x+x^3$ jeneratör polinomlarıyla tipik bir kasami bölüm jeneratörü gösterilmektedir.
Gold bölümleri gibi off-peak(kapalı tepe yada tepeden uzak) otomatik kolerasyon ve çapraz kolerasyon fonksiyonları kasami bölümleri de üç değerlidir. Buna karşı $\{-1, -s(m), s(m)-2\}$ olduğu yerde olağan değerler $\{-1, -s(m), s(m)-2\}$, dir.

$$s(m)=2^{m/2}+1 \tag{49}$$

2.5. BARKER(BÖLÜMLERİ) ARDIŞIKLIĞI

2,3,4,5,7,11 ve 13 uzunlukları için meydana gelen Barker bölümleri aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$\begin{aligned}
\mathbf{a} &= (+1-1)\\
\mathbf{a} &= (+1+1-1)\\
\mathbf{a} &= (+1+1-1+1)\\
\mathbf{a} &= (+1+1+1-1+1)\\
\mathbf{a} &= (+1+1+1-1-1+1-1)\\
\mathbf{a} &= (+1+1+1-1-1-1+1-1-1+1-1)\\
\mathbf{a} &= (+1+1+1+1+1-1-1+1+1-1+1-1+1)
\end{aligned}$$

Ayna görüntü(ya da zaman karşıtı) bölümler aynı zamanda Barker bölümleridir. Diğer uzunlukların Barker bölümleri yoktur.
Barker bölümleri, hemen hemen ideal periyodik otomatik kolerasyon fonksiyonlarına sahip olan özel düzenlenmiş bölümlerdir.

$$\phi_{k,k}^{a}(n)=\begin{cases}1 & , \quad n=0\\ 0, 1/N, \text{or} -1/N & , \quad 1\le|n|\le N-1\end{cases} \tag{50}$$

.

2.6. WALSH HADAMARD ARDIŞIKLIĞI

Walsh-Hadamard bölümlerine Hadamard Matrix Hm sıraları gibi bölümler seçilerek ulaşılır. M=2 için Hadamard Matrix

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix} \tag{51}$$

Daha geniş Hadamard matrislerine ulaşmak için:

$$\mathbf{H}_{2M} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_M & \mathbf{H}_M \\ \mathbf{H}_M & -\mathbf{H}_M \end{bmatrix} \tag{52}$$

$$\mathbf{H}_8 = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & +1 & -1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ +1 & -1 & +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 \\ +1 & +1 & -1 & -1 & -1 & -1 & +1 & +1 \\ +1 & -1 & -1 & +1 & -1 & +1 & +1 & -1 \end{bmatrix} \tag{53}$$

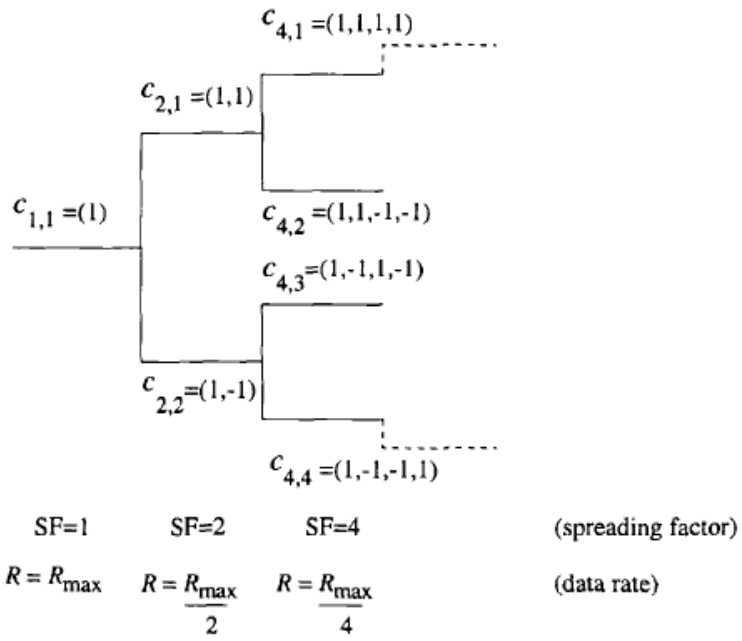
Hadamard matrissindeki sıralar, Walsh Hadamard bölümlerini tanımlar ve her birinin birbirine ortogonal olma özelliği vardır.

Walsh Hadamard ardışıklığı (Kullanıcıların farklı Walsh Hadamard ardışıklığı atanarak tanımlandığı ve data sembollerinin temel binary yayılma kullanılarak gönderildiği şekil 9.4) başka bir deyişle ortogonal CDMA için kullanılabilir.

Ortogonal CDMA ile farklı kullanıcıların data sembolleri çip döneminin küçük bir kesirnde senkronize edilmelidir. Bunun sebebi Walsh Hadamard ardışıklığının sıfır olmayan laglarda çok zayıf çapraz kolerasyona sahip olasıdır. Aslında Walsh Hadamard ardışıklıklarının bazıları sadece birbirlerinin çevrim vardiyalarıdır. Sonuç olarak çok yolluluk elde edilen dalga şekillerinin ortogonelliğine zarar verecektir. Çünkü Walsh Hadamard ardışıklıkları küçük değerlerde bile büyük off-peak otokolerasyonuna sahiptir.

2.6.1. ORTOGONAL VE Bİ-ORTOGONAL MODÜLASYON

Walsh Hadamard ardışıklığı yayılmadan daha çok modülasyon için kullanılır. Bir çok seçenek vardır. Biri, $k = \log_2 M$ parçalarının geçişi için m ortogonal dalga şekillerinin seçiminde kullanılan m-ary ortogonal modülasyonudur. İşaretler 4 ve 5. bölümlerde tartışıldığı gibidir. Başka bir seçenekte Hadamard Matrissin her sırasının bir parça bilgi göndermek için kullanıldığı bi-ortogonal modilasyonun varyasyonudur. Bu durumda m parçaları bir anda gönderilir. Bu tür modülasyon taramayı gerektirir.



2.7. DEĞİŞKEN UZUNLUK ORTOGONAL KODLARI

Mültimedya uygulamalarında alçaktan çok yükseğe doğru erişen parça oranlarının değişken data servislerini desteklemek önemlidir. Sıklıkla bu servisler akıcı bir şekilde kullanılır ve bunlar da aynı yaygın bant genişliğini kullanır. En yüksek parça oranı servisinin data sembolleri, $R = R_{\max}$, $N = 2^m$ uzunluğunda bir ortogonal ardışıklıkla yayıldığı bir sistem düşünün. Böylece $R = R_{\max}/2^k$ parça oranlı bir servisin data sembolleri, 2^{m+k} uzunluğunda bir ardışıkla yayılmak zorunda kalacaktır. Farklı yayılma faktörleriyle yayılan ardışıklıklar arasında ortogonaliteyi sağlamanın bir yolu üç yapılı ortogonal kodları kullanmaktır. Bu kodların oluşumu şekil 9.10'da örneklenmiştir. Üç yapılı ortogonal kodların aşağıda belirtilen şekildeki gibi,

$$\mathbf{c}_{2n} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{2n,1} \\ \mathbf{c}_{2n,2} \\ \vdots \\ \mathbf{c}_{2n,2n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{n,1} & \mathbf{c}_{n,1} \\ \mathbf{c}_{n,1} & -\mathbf{c}_{n,1} \end{bmatrix} \\ \vdots \\ \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{n,n} & \mathbf{c}_{n,n} \\ \mathbf{c}_{n,n} & -\mathbf{c}_{n,n} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \tag{54}$$

Ortogonalite özellikleri Walsh Hadaward ardışıklığındakine benzer. Aslında ardışıklıkların kurulumu aynıdır fakat sadece düzenleri farklıdır. Sadece belirlenen kaddan ağaç köküne giden yolda yada belirlenen kodun ürettiği ağacın altında başka herhangi bir kod kullanılmıyorsa, bir kod kullanımı için atanabilir. Bu yüzden uygun kodların sayısı sabit değildir, her bir fiziksel kanalın oranına yada yayılma faktörüne bağlıdır.

2.8. CCK

Tamamlayıcı kodlar sıfır gecikme haricindeki bütün gecikmeler için toplam periyodik otokolerasyon fonksiyonlarının sıfır olma özelliği vardır. Bu,

$$\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\phi_{k,k}^{a}(n)=\delta(n) \tag{55}$$

Tamamlayıcı kodlar için çeşitli yapılat vardır ve burada iki örnek verilmiştir. IEEE 802.11b standardı CCK'yı kullanır. 11mb/s geçişi için 8 uzunluğu ardışıklığı kullanılır.

$$\begin{aligned}\mathcal{C} &= \Big\{e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_3+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_4)},\\ &\quad -e^{j(\phi_1+\phi_4)}, e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3)}e^{j(\phi_1+\phi_3)} - e^{j(\phi_1+\phi_2)}e^{j(\phi_1)}\Big\}\end{aligned} \tag{56}$$

$\{\phi_1,\phi_2,\phi_3,\phi_4\}$ faz aralıklarının QPSK fazları olduğu yerde CCK kod kelimeleri için sekiz karışık çip değeri,

$$\mathcal{C} = \left\{e^{j(\phi_1+\phi_2+\phi_3)}, e^{j(\phi_1+\phi_3)}, e^{j(\phi_1+\phi_2)}, -e^{j(\phi_1)}\right\} \tag{57}$$

$\{\phi_1,\phi_2,\phi_3\}$ fazları 64'lü bir kod alfabesine ulaşan dört değişik değerde yer alır. ϕ_1 fazı farklı olarak başarılı kod kelimelerinde kullanılır. $\phi_1 - -\phi_4$ fazlarının her biri 2 parça bilgiyi temsil ettiğinden, her bir kod kelimesiyle 8 parça geçişi olur.

3. DS YAYGIN TAYF SİNYALLERİNİN GÜÇ TAYF YOĞUNLUĞU

(9.5)'te DS/QPSK sinyalinin nth data sembolünün şekilli durmasıyla QPSK sinyali olrak düşünülebileceğini görmüştük. $h_a(t)$'nın şekilli donma olduğu yerde kolerasyona uğramamış sıfır değeri data sembolü için, Bölüm 4'teki sonuçler gösterdi ki karmaşık zarfın $(\text{c.f. } 4.206)$ güç tayf yoğunluğu (psd):

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f)=\frac{A^2}{T}\sigma_x^2\,|H_a(f)|^2 \tag{58}$$

$$h_a(t)=\sum_{k=0}^{N-1}a_k h_c(t-kT_c) \tag{59}$$

$$H_a(f)=H_c(f)\sum_{k=0}^{N-1}a_k e^{-j2\pi fkT_c} \tag{60}$$

$$|H_a(f)|^2 = |H_c(f)|^2\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{\ell=0}^{N-1}a_k a_\ell^* e^{-j2\pi f(k-\ell)T_c} \tag{61}$$

Bu durumdan bir kısa kodun şekilli donması;

$$|H_a(f)|^2 = |H_c(f)|^2\,2N\Phi_{k,k}(f) \tag{62}$$

$$\Phi_{k,k}(f) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \phi_{k,k}^{a}(n) e^{-j2\pi f n T_c} \tag{63}$$

Yukarıdaki ifade (9.21)'de tanımlanan periyodik otokolerasyon kullanılarak daha tutucu bir şekle getirilebilir

$$T = NT_c \text{ and } \sigma_x^2 = \tfrac{1}{2}\mathrm{E}[|x_i|^2] = 1/2,$$

yi kullanarak

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{T_c} |H_c(f)|^2 \Phi_{k,k}(f) \tag{64}$$

yazabiliriz.

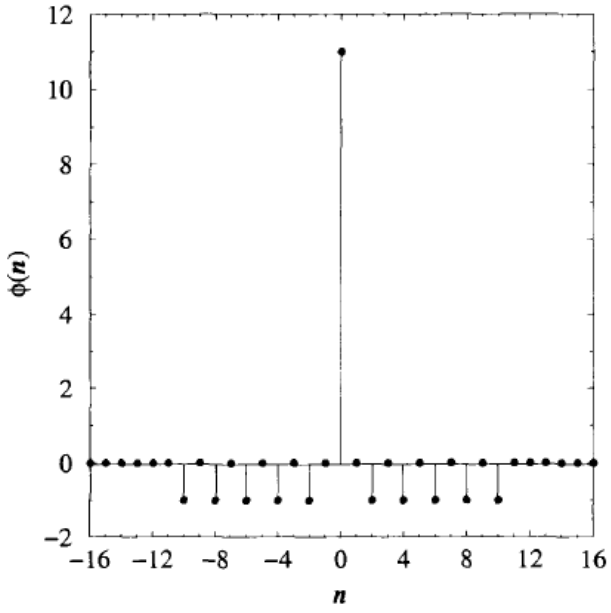
Psd 'nin $|H_c(f)|$ and $\Phi_{k,k}(f)$ bağlı olduğunu gözlemleyelim. Yayılan ardışıklığın ideal 'thumblack' periyodik otokolerasyon fonksiyonuna sahip olduğunu düşünelim.

$$\phi_{k,k}^{a}(n) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases} \tag{65}$$

$$\Phi_{k,k}(f) = 1$$

ve

$$S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = \frac{A^2}{T_c} |H_c(f)|^2 \tag{66}$$



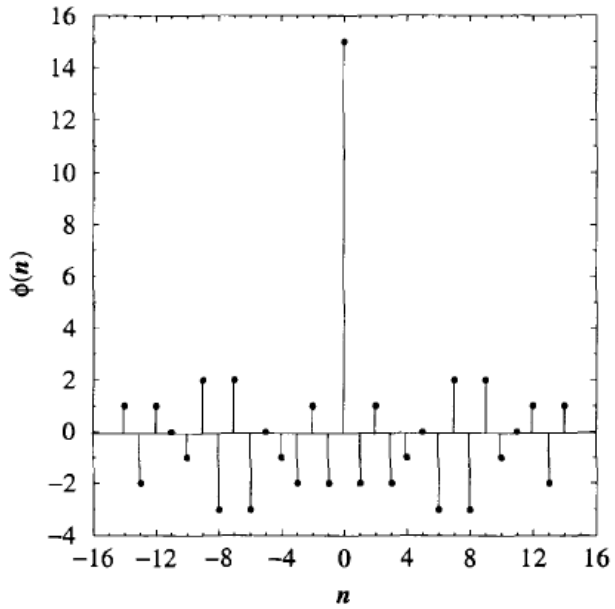
Bu durumda, psd sadece çip şekillendirici cevap $|H_c(f)|$. 'ye bağlıdır. Örneğin; $h_c(t) = u_{T_c}(t)$, then $H_c(f) = T_c \mathrm{sinc}(fT_c)$ and $S_{\tilde{s}\tilde{s}}(f) = A^2 T_c \mathrm{sinc}^2(fT_c)$ 'dir. Ne yazıkki (9.65)'teki ideal periyodik otokolerasyon fonksiyonuna sahip hiçbir yayılmayan ardışıklık. Trivial olmayan uzunlıkların hiçbirinde görülmez.

Aşağıdaki iki yayılan ardışıklığı düşünün:

$$\mathbf{a}^{(1)} = (-1+1-1-1+1-1-1-1+1+1+1) \tag{67}$$

$$\mathbf{a}^{(2)} = (+1-1-1+1-1-1-1+1+1+1+1-1+1-1+1)$$

Birincisi 11uzunluğu Barker ardışıklığı ve ikincisi 15 uzunluğu m-ardışıklığı. Bu ardışıklar için periyodik otokolerasyon fonksiyonları şekil 9.11 ve 9.12'de gösterilmiştir. Dikdörtgensel çip şekilli fonksiyon $h_c(t) = u_{T_c}(t)$ 'li güç faz yoğunlukları şekil 9.13 ve 9.14'te anlatılmıştır. M-ardışıklığının periyodik otokolerasyonunun 9.65'teki ideal fonksiyondan kaynaklandığını unutmayın. Bu Şekil 9.14'teki tayf tepelerine sebep verir. Lisanssız kablosuz çalışan şebekeleri için LAN bu tür tayf tepeleri hiç istenmez. 11 uzunluğundaki Barker ardışıklığının hiç büyük tepe olmadan daha yumuşak bir psd elde ettiği görülür. Bu nedenle, IEEE 802.11 kablosuz (LAN) özelliği için 11 uzunluğu Barker ardışıklığı seçilmiştir.



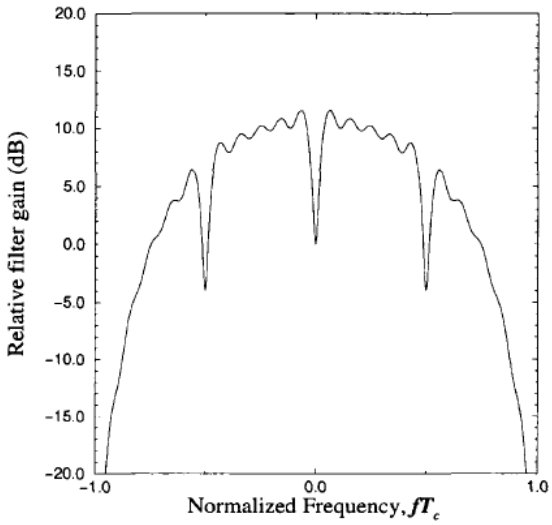
Tamamlayıcı kod anahtarı kullanıldığını belirtmek ilginçtir, bu yüzden (9.55)'te psd, ortalama otokolerasyon fonksiyonunun DTFT'sine bağlıdır. Bu durumda,

$$\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\Phi_{k,k}(f) = 1 \quad ,$$

dir ve psd (9.66)'daki ideal şeklini alır. Sonuç olarak, uzun bir kod kullanılırsa, güç tayfı, G uzunluğunun olabilecek tüm yaygın kod alt ardışıklarının ortalaması alınarak elde edilmelidir. Genellikle, bu daha yumuşak bir psd'ye sonuç verecektir.

4. DS/QPSK'nın TAN KARMAŞIKLIĞINDAKİ PERFORMANSI

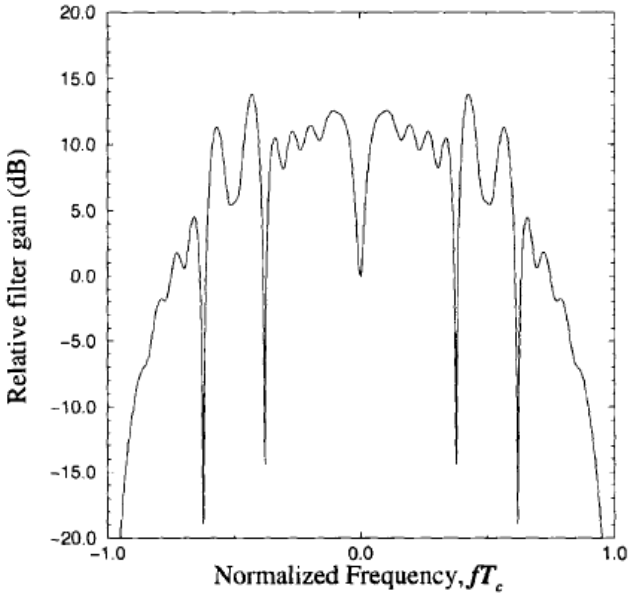
Yaygın tayf sistemleri dar bant karışık sinyallerin varlığında çalışmalıdır. USA'da Ticari yaygın tayf sistemleri, FCC Bölüm 15 tayf etiket yasalarına göre lisanssız(ISM)'lerde çalışır. ISM bantları dar bant karmaşıklığı kaynaklarıyla karakterize edilir. Askeri sistemler sıklıkla dar bant karmaşıklığıdır. Burada sürekli dalga form karmaşıklığının etkilerini DS/QPSK performansı üzerinde kabul ediyoruz.



$$s(t) = A\sum_n \{x_{I,n}h_{I,n}(t-nT)\cos(2\pi f_c t) - x_{Q,n}h_{Q,n}(t-nT)\sin(2\pi f_c t)\} \quad (68)$$

$$h_{I,n}(t) = \sum_{k=0}^{G-1} a_{I,nG+k}h_c(t-nT_c) \quad (69)$$

$$h_{Q,n}(t) = \sum_{k=0}^{G-1} a_{Q,nG+k}h_c(t-nT_c) \quad (70)$$



$$
\begin{aligned}
E &= \int_0^T s^2(t)dt \\
&= A^2 \int_0^T \left\{ x_{I,n}^2 h_{I,n}^2(t) \cos^2 2\pi f_c t + x_{Q,n}^2 h_{Q,n}^2(t) \sin^2 2\pi f_c t \right\} \\
&= \frac{A^2}{4} \int_0^T \left\{ h_{I,n}^2(t) + h_{Q,n}^2(t) \right\} \\
&= \frac{A^2}{4} \sum_{k=0}^{G-1} \left(a_{I,nG+k}^2 + a_{Q,nG+k}^2 \right) \int_0^{T_c} h_c^2(t)dt \\
&= G\frac{A^2}{2} \int_0^{T_c} h_c^2(t)dt \\
&= GE_c
\end{aligned}
\tag{71}
$$

$$
E_c = \frac{A^2}{2} \int_0^{T_c} h_c^2(t)dt \tag{72}
$$

$$
r(t) = s(t) + n(t) + J(t) \tag{73}
$$

$$
J(t) = A_J \cos(2\pi f_J t + \theta) \tag{74}
$$

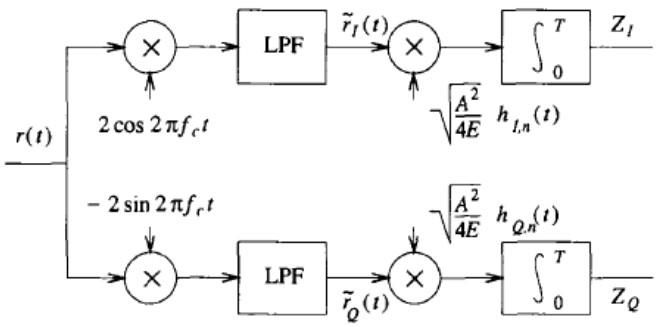
$$
E_J = \frac{A_J^2 T}{2} \tag{75}
$$

$$
\begin{aligned}
Z_I(s) &= \int_0^T \tilde{s}_I(t) \cdot \sqrt{\frac{A^2}{4E}} h_{I,n}(t)dt \\
&= \int_0^T A x_{I,n} h_{I,n}(t) \cdot \sqrt{\frac{A^2}{4E}} h_{I,n}(t)dt \\
&= x_{I,n} A \sqrt{\frac{A^2}{4E}} \int_0^T h_{I,n}^2(t)dt \\
&= x_{I,n}\sqrt{E}
\end{aligned}
\tag{76}
$$

$$
Z_Q(s) = x_{Q,n}\sqrt{E} \tag{77}
$$

$$
Z_I(n) = \int_0^T \tilde{n}_I(t) \sqrt{\frac{A^2}{4E}} h_{I,n}(t)dt \tag{78}
$$

$$
Z_Q(n) = \int_0^T \tilde{n}_Q(t) \sqrt{\frac{A^2}{4E}} h_{Q,n}(t)dt \tag{79}
$$



(80)

$$\begin{aligned} Z_I(J) &= \int_0^T J(t)\cdot 2\cos(2\pi f_c t)\cdot\sqrt{\frac{A^2}{4E}}h_{I,n}(t)dt \\ &= \int_0^T A_J\cos(2\pi f_J t)\cdot 2\cos(2\pi f_c t)\cdot\sqrt{\frac{A^2}{4E}}h_{I,n}(t)dt \\ &= A_J\sqrt{\frac{A^2}{4E}}\int_0^T 2h_{I,n}(t)\cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_J t+\theta)dt \\ &= A_J\sqrt{\frac{A^2}{4E}}\int_0^T h_{I,n}(t)\left\{\cos(2\pi\Sigma_f t+\theta)+\cos(2\pi\Delta_f t+\theta)\right\}dt \end{aligned}$$

$$\Sigma_f = f_c + f_J \tag{81}$$

$$\Delta_f = f_J - f_c \tag{82}$$

$$A_J = \sqrt{2E_J/T},$$

$$Z_I(J) = \sqrt{E_J}\sqrt{\frac{A^2T}{2E}}\frac{1}{T}\int_0^T h_{I,n}(t)\left\{\cos(2\pi\Sigma_f t+\theta)+\cos(2\pi\Delta_f t+\theta)\right\}dt \tag{83}$$

$$E = G\frac{A^2}{2}\int_0^{T_c} h_c^2(t)dt \tag{84}$$

$$Z_I(J) = \sqrt{E_J/\bar{h_c}}\frac{1}{T}\int_0^T h_{I,n}(t)\left\{\cos(2\pi\Sigma_f t+\theta)+\cos(2\pi\Delta_f t+\theta)\right\}dt \tag{85}$$

$$\begin{aligned} Z_I(J) &= \sqrt{E_J/\bar{h_c}}\left\{\cos\theta\frac{1}{T}\int_0^T h_{I,n}(t)\left(\cos(2\pi\Sigma_f t)+\cos(2\pi\Delta_f t)\right)dt\right. \\ &\left.-\sin\theta\frac{1}{T}\int_0^T h_{I,n}(t)\left(\sin(2\pi\Sigma_f t)+\sin(2\pi\Delta_f t)\right)dt\right\} \end{aligned} \tag{87}$$

Basit bir durumu

$$
\begin{aligned}
Z_I(J) &= \int_0^T J(t) \cdot 2\sin(2\pi f_c t) \cdot \sqrt{\frac{A^2}{4E}} h_{Q,n}(t) dt \\
&= \sqrt{E_J/\bar{h_c}} \left\{ \cos\theta \frac{1}{T} \int_0^T h_{Q,n}(t) \left(\sin(2\pi\Delta_f t) - \sin(2\pi\Sigma_f t)\right) dt \right. \\
&\left. + \sin\theta \frac{1}{T} \int_0^T h_{Q,n}(t) \left(\cos(2\pi\Delta_f t) - \sin(2\pi\Sigma_f t)\right) dt \right\}
\end{aligned}
\tag{88}
$$

Gürültülü sinyal döneminde;

$$
\begin{aligned}
Z_I &= Z_I(s) + Z_I(n) + Z_I(J) \\
Z_Q &= Z_Q(s) + Z_Q(n) + Z_Q(J)
\end{aligned}
\tag{89}
$$

$$
\begin{aligned}
\mathrm{E}[Z_I] &= x_{I,n}\sqrt{E} + I_I \sqrt{E_J/\bar{h_c}} \\
\mathrm{E}[Z_Q] &= x_{Q,n}\sqrt{E} + I_Q \sqrt{E_J/\bar{h_c}}
\end{aligned}
\tag{90}
$$

$$
\begin{aligned}
I_I &= \cos\theta \frac{1}{T} \int_0^T h_{I,n}(t) \left(\cos(2\pi\Sigma_f t) + \cos(2\pi\Delta_f t)\right) dt \\
&\quad - \sin\theta \frac{1}{T} \int_0^T h_{I,n}(t) \left(\sin(2\pi\Sigma_f t) + \sin(2\pi\Delta_f t)\right) dt
\end{aligned}
\tag{91}
$$

$$
\begin{aligned}
I_Q &= \cos\theta \frac{1}{T} \int_0^T h_{Q,n}(t) \left(\sin(2\pi\Delta_f t) - \sin(2\pi\Sigma_f t)\right) dt \\
&\quad + \sin\theta \frac{1}{T} \int_0^T h_{Q,n}(t) \left(\cos(2\pi\Delta_f t) - \sin(2\pi\Sigma_f t)\right) dt
\end{aligned}
\tag{92}
$$

Kısa bir kodla hata olasılığı:

Resimlemenin maksadı, dikdörtgensel bir kırıntı şekil verme nabzını farz ettiği için $\bar{h_c} = 1$ in (9.90),'in olduğu ve kısa bir kodu (G= N) öyle farz ettiği $h_c(t) = u_{T_c}(t)$ ki her veri simgesi, aynı sıra ile yayılır.
Üstelik, aynı yayan sıranın, inphase ve dördülleme kanallarında kullanıldığını farz eder, bundan dolayı o

$$
h(t) = h_{I,n}(t) = h_{Q,n}(t) = \sum_{k=0}^{G-1} a_k u_{T_c}(t - kT_c)
\tag{94}
$$

$$
\begin{aligned}
I_I &= \cos\theta \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} \sum_{k=0}^{N-1} a_k u_{T_c}(t - kT_c) \\
&\quad \times (\cos(2\pi\Sigma_f t) + \cos(2\pi\Delta_f t))\, dt \\
&\quad - \sin\theta \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} \sum_{k=0}^{N-1} a_k u_{T_c}(t - kT_c) \\
&\quad \times (\sin(2\pi\Sigma_f t) + \sin(2\pi\Delta_f t))\, dt \\
&= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k \left\{ \cos\theta \int_k^{k+1} (\cos(2\pi\Sigma_f T_c t) + \cos(2\pi\Delta_f T_c t))\, dt \right. \\
&\quad \left. - \sin\theta \int_k^{k+1} (\sin(2\pi\Sigma_f T_c t) + \sin(2\pi\Delta_f T_c t))\, dt \right\}
\end{aligned}
\tag{95}
$$

$$
\begin{aligned}
I_Q &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k \left\{ \cos\theta \int_k^{k+1} (\sin(2\pi\Delta_f T_c t) - \sin(2\pi\Sigma_f T_c t))\, dt \right. \\
&\quad \left. + \sin\theta \int_k^{k+1} (\cos(2\pi\Delta_f T_c t) - \sin(2\pi\Sigma_f T_c t))\, dt \right\}
\end{aligned}
\tag{96}
$$

Şans eseri, yukarıdaki bütünler, kapalı formda var olur. Tanımlama

$$\alpha = 2\pi\Sigma_f T_c \tag{97}$$

$$\beta = 2\pi\Delta_f T_c \tag{98}$$

$$
\begin{aligned}
I_I = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k \left\{ \cos\theta \left(\frac{\sin((k+1)\alpha) - \sin(k\alpha)}{\alpha} \right.\right. \\
\left. + \frac{\sin((k+1)\beta) - \sin(k\beta)}{\beta} \right) \\
- \sin\theta \left(\frac{\cos(k\alpha) - \cos((k+1)\alpha)}{\alpha} \right. \\
\left.\left. + \frac{\cos(k\beta) - \cos((k+1)\beta)}{\beta} \right) \right\}
\end{aligned}
\tag{99}
$$

$$
\begin{aligned}
I_Q = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k \left\{ \cos\theta \left(\frac{\cos(k\beta) - \cos((k+1)\beta)}{\beta} \right.\right. \\
\left. - \frac{\cos(k\alpha) - \cos((k+1)\alpha)}{\alpha} \right) \\
+ \sin\theta \left(\frac{\sin((k+1)\beta) - \sin(k\beta)}{\beta} \right. \\
\left.\left. - \frac{\cos(k\alpha) - \cos((k+1)\alpha)}{\alpha} \right) \right\} .
\end{aligned}
\tag{100}
$$

Ton karışıcısının rasgele evresi yüzünden, daireselce simetrik ton karışması, AWGN'e benzer.
Bu, ısırılan hata olasılığını hesaplamanın maksadı için sinyal takımyıldızını döndürmemiz için bize izin verir.
Döndürülen takımyıldız, fig. 9.16'da gösterilir.
Ton karışmasının yokluğunda, doğru simge karşılamasının olasılığıdır.

$$P(c) = (1 - P_b)^2 \tag{101}$$

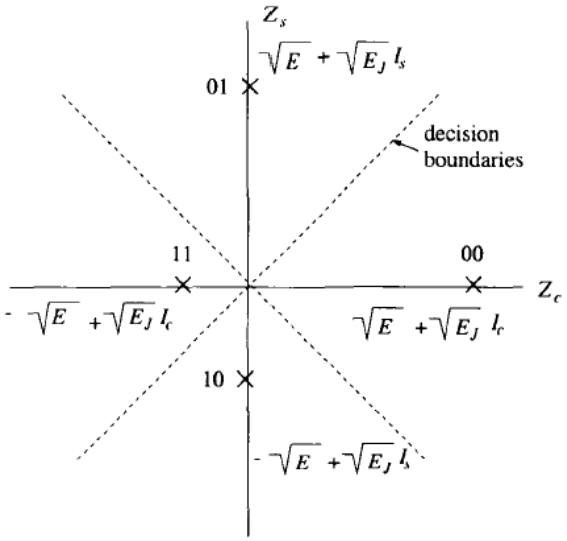
$$P_b = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \tag{102}$$

Isırılan hata olasılığı mıdır, ve $\gamma_b = E_b/N_o$, kabul edilen ısırılan enerji-gürültü oranıdır.
Doğru karşılamanın olasılığıdır

$$P_{C|b_0 b_1} = (1 - P_{b1})(1 - P_{b2}) \tag{103}$$

Ton karışmasının, mevcut olduğu zaman, hata olasılığı, geçirilen simge ve karışma bozmasına güvenir, fig. 9.16'a başvuruyor olan I_I ve $I_Q$dir.

$$P_{C|00} = (1 - P_{b1})(1 - P_{b2}) \tag{104}$$



$$P_{b1} = P_{b2} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}\left(1 + 2\sqrt{E_J/E}I_I + (E_J/E)^2 I_I^2\right)}\right) \tag{105}$$

Bu yüzden, şöyle yazabiliriz

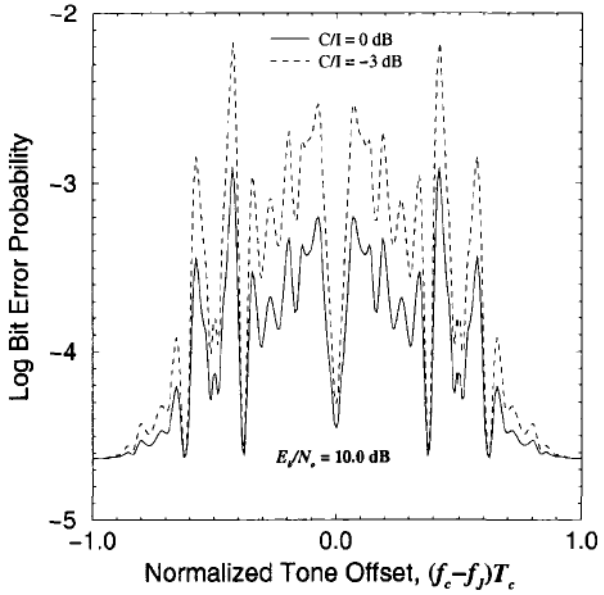
$$P_{b|00} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}\left(1 + 2\sqrt{E_J/E}I_I + (E_J/E)^2 I_I^2\right)}\right) \tag{106}$$

Benzer bir modada

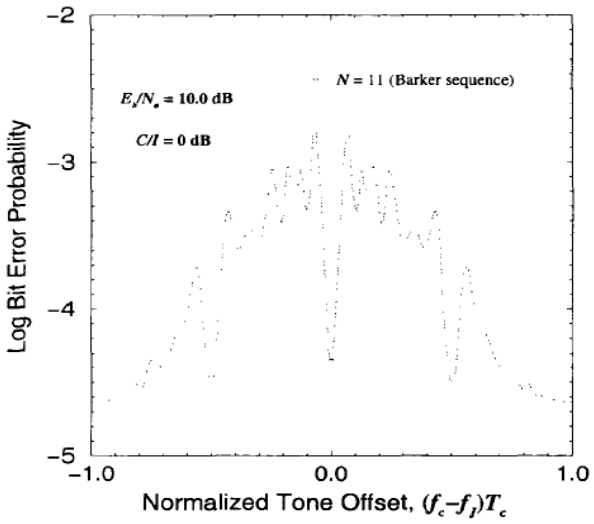
$$P_{b|01} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}\left(1+2\sqrt{E_J/E}I_Q+(E_J/E)^2 I_Q^2\right)}\right)$$
$$P_{b|11} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}\left(1-2\sqrt{E_J/E}I_I+(E_J/E)^2 I_I^2\right)}\right)$$
$$P_{b|10} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}\left(1-2\sqrt{E_J/E}I_Q+(E_J/E)^2 I_Q^2\right)}\right)$$ (107,108,109)

Bütün simgelerin, eşit olarak muhtemel olduğundan beri, ısırılan hata olasılığıdır

$$P_b = \frac{1}{4}(P_{b|00} + P_{b|11} + P_{b|10} + P_{b|01})$$ (110)



Bu yüzden, ısırılan hata olasılığı, ton karışıcısının rasgele evresinin (9.110) üzerinde alarak hesaplamalıdır. Isırılan hata olasılığının, çokça ton karışıcısının sıklığıyla değiştiğini gözle. Taşıyıcı sıklığında bir karışmanın, en kötü olay olmadığını not etmek için ilginçtir. Hem de, ısırılan hata olasılığı, AWGN yüzünden bir hata zeminini sergilemek için görülür. Kendisi hariç uzunluğun olduğunu gözle, 11 çığırtkan sırasının genellikle, uzunluktan aynen için daha kötü performans 15 m-sırası var, uzunluğun olduğu sıklıklarda 15 m-sıranın, ton karışmasına yüksek ölçüde hassas olduğu mudur. Budur çünkü 11 çığırtkan sırasının daha aşağı işleme tabi tutan bir kazanç, uzunluğa 15 m kıyasladığı uzunluk

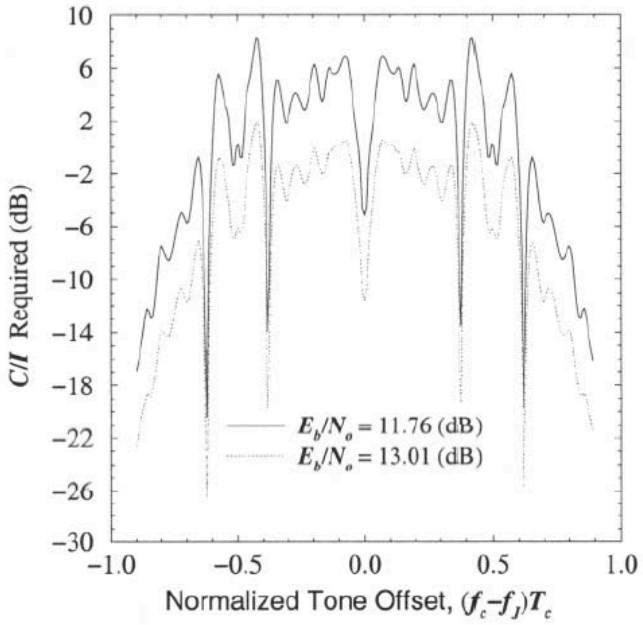


Gürültü sırası.
Ton karışmasına hassasiyetin, çığırtkan sırasıyla çok daha az olduğunu gözle.
Ton karışıcısının sıklığına hata olasılığının hassasiyeti, takip eden gibi açıklanabilir.
İnphasede veri simgeleri ve dördülleme kanalları, genlik şekil verme nabzını kullanarak yayılır.

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k h_c(t - kT_c) \tag{111}$$

$\{x_k\}_{k=0}^{N-1}$ nın, dördüllemeden sonra N.'in olduğu uzunluğun periyodik yayan sırası olduğu alıcının, uyarıyla bir correlator veya denk olmuş olan filtre dedektörünü response çalıştırdığı demodulation

$$\begin{aligned} h_r(t) &= h^*(NT_c - t) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} a_{N-k} h_c(t - kT_c) \end{aligned} \tag{112}$$



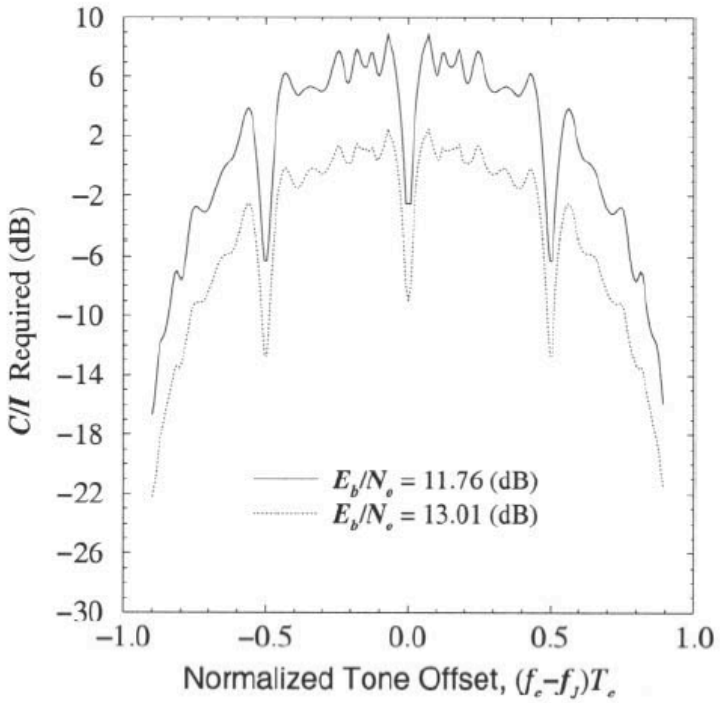
$h_r(t)$ in, transfer görevi olduğu filtre

$$\begin{aligned} H_r(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} h_r(t) e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} a_{N-k} h_c(t - kT_c) e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} a_{N-k} \int_{-\infty}^{\infty} h_c(t - kT_c) e^{-j2\pi ft} dt \\ &= H_c(f) \sum_{k=0}^{N-1} a_{N-k} e^{-j2\pi fkT_c} \\ &= H_c(f) A(f) \end{aligned} \tag{113}$$

$$A(f) = \sum_{k=0}^{N-1} a_{N-k} e^{-j2\pi fkT_c} \tag{114}$$

Dikdörtgensel bir kırıntı şekil verme görevi olduğu için $h_c(t) = u_{T_c}(t)$

$$H_c(f) = \mathrm{Sa}(\pi f T_c) e^{-j\pi fT_c} \tag{115}$$



Uzunluk için uygun genlik yanıtı, 15 m-sıra ve uzunluktur, 11 çığırtkan sırasının, fig. 9.14 ve 9.13'te gösterilen geçirilen psdsin olduğu uymaya formda aynı olduğudur, sırasıyla. Sıklıkların, en yüksek göreli kazanç ton karışıcısının, büyük bir hata olasılığına sebep olduğu tamamen aynı sıklıkları vardır. Eğer kısa kodun uzunluğu, artırılırsa, ton karışmasına hassasiyet muhakkak, azaltmayacak.

Alıcıyı ton karışmasına daha az hassas yapmak, biz, dönemin olduğunu garanti etmeliyiz, autocorrelation, (9.21)'in, ideale bir yakın öyle mümkün olduğu içeride iş görür.

Diğer sözcüklerde, güç tayfı, (9.63)'in, daire olarak öyle mümkün olduğunu içeride tanımladı. Sıraların, altın ve Kasami sıraları gibi bazı tiplerinin olmasına rağmen, mükemmel ters-korelasyon mallarına sahip ol, orada aperiodic autocorrelation görevleri, genellikle idealden uzaktadır. Onların uygun güç tayfı, zirveler ve nullsla tipik olarak doludur. Çığırtkan sıralarının, en iyi aperiodic autocorrelation malları var, ve ton karışmasına en az senstivityle sonuçlanacak.

Uzun bir kodla hata olasılığı

Uzun bir kodla her veri simgesi, uzun bir PN sırasının bir sonradan gelmesiyle yayılır.
Bu olayda, hata olasılığı, her veri simgesini yaymak için kullanılan PN sonradan gelmesinin başlayan evresinin üzerinde alınmalıdır.
Fig. 9.21, uzun bir PN sırasını kullanmanın etkisini gösterir. Üç olay, düşünülür;

Jeneratörle 31 m sırasının olduğu bir uzunluk, bir uzunluğun olduğu polynomial $1 + x^2 + x^5$, polynomialın ve bir uzunluğun olduğu jeneratörle 127 m-sıra, 9.22 jeneratör polynomial $1 + x + x^7$ 'inciriyle 2047 m-sıra, uzunluğu jeneratörle 63 m-sıraya gösterir, her olayda işleme tabi tutan kazancın, kırıntı simgesi olduğu polynomialdır. Uzunluk için 63 m-sıra, 15 ve 63'ün, 3'ün ortak bir faktörü var, ve, bu yüzden, düşünmesi için sonradan gelmelerin üç farklı takımı vardır.

Uzun bir kodla ısırılan hata olasılığının, ton sıklığına daha az hassas kısa bir koda öyle kıyaslanan olduğunu gözle. 127 ve 2047'in sıra uzunlukları için, ısırılan hata olasılığı, bütünüyle üç sıra uzunluğu için olduğu zaman azami dereceye çıkarılır, hala bazı hayali düzensizlikler vardır, çünkü (5,7, ve 11) PN sırasının, işleme tabi tutan kazancın olduğundan (15) daha az olduğunu oluşturmak için kullanılan kayma kaydının uzunluğu.
Bu yüzden, veri simgeleridir, yayılan bütünüyle mümkün ikili N tuples, yapmayacak, fig. 9.21'de gözlenen düzensizliklere böylece götürmek.

Uzunluğun olduğunu not etmek için ilginçtir, 2047 m-sıra, 127 m-sıranın olduğu bir üzerinde uzunluktan taşıyıcı tonuna daha hassas olmak görünür. Sebep, uzunluğun olduğudur, 127 m-sıranın, daha dengeli olmaya yöneldiği (-1'inki ve 1'inki) uzunluktan uzunluğun 15 sonradan gelmesi, 2047 m-dizisinin eşit sayısı uzunluğun 15 sonradan gelmesidir. Sonunda, incirlerin mukayesesi. Kısa uzunlukla ısırılan hata olasılığının olduğu gözleme 9.17 ve 9.21 kurşun tabaka 15 PN sırasının, ondan daha kötü olduğu, uzun bir PN sırasıyla ton sıklıklarının 4 dar sahasında (Mesela, uzunluk, 127 m-sıradır) sadece fark et.

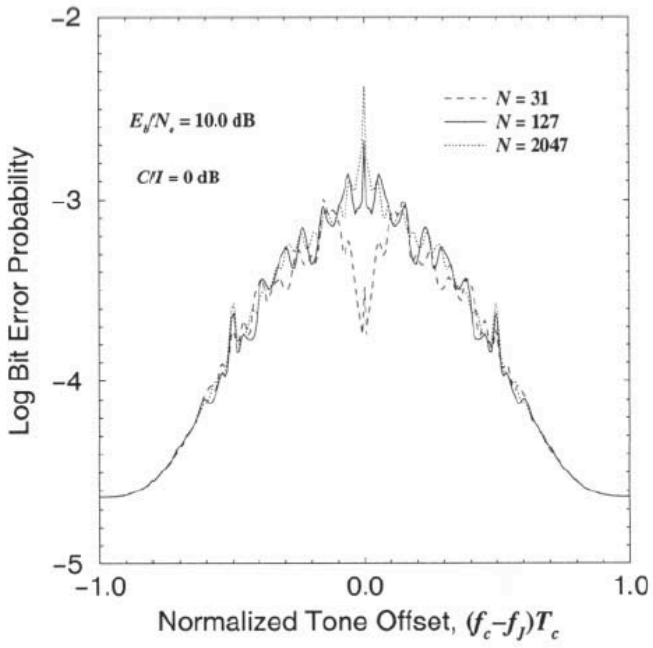
5. FREKANS SEÇİMİ YOK OLAN KANALLARDA DS YAYILI TAYFI

Ds karmaşık zarf $\tilde{s}(t)$'nin örneğin yayılı spektral atan cosine çarpma şekillendirici kullanarak, $W/2$ hz'lik bir bant genişliğine sınırlandırıldığını düşünün. Düşük-geçiş sinyali $|f| \leq W/2$ ye sınırlandırıldığı için örnek teorem çalıştırabilir ve $\tilde{s}(t)$, $\{\tilde{s}(n/W)\}_{n=-\infty}^{\infty}$. kompleks örnek setiyle tanımlanabilir. $\tilde{s}(t)$'nin örnek versiyonu;

$$\begin{aligned} \tilde{s}_\delta(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{s}\left(\frac{n}{W}\right) \delta\left(t - \frac{n}{W}\right) \\ &= \tilde{s}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(t - \frac{n}{W}\right) . \end{aligned} \qquad (116,117)$$

Fourier'i almak, dönüştürür (9.117)'in her iki kenarından, verir

$$\tilde{S}_\delta(f) = \tilde{S}(f) * W \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nW)$$



$$= W \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{S}(f) * \delta(f - nW)$$

$$= W \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{S}(f - nW) \ . \tag{118}$$

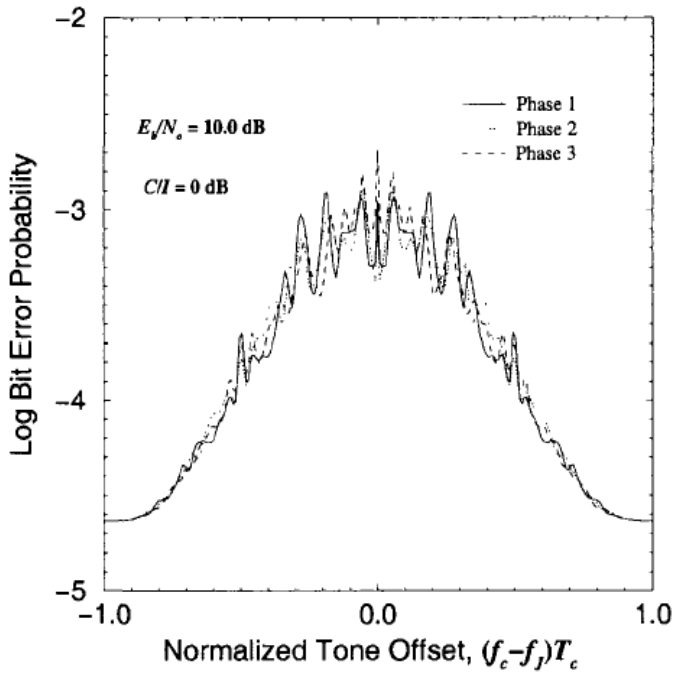
$$\tilde{S}(f) = \frac{1}{W}\tilde{S}_\delta(f) \qquad 0 \le |f| \le W/2 \ . \tag{119}$$

Başka bir faydalı ifade, Fourier'in, (9.116) vermesinin her iki kenarından dönüştürdüğünü alarak elde edilebilir.

$$\tilde{S}_\delta(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{s}\left(\frac{n}{W}\right) e^{-j2\pi nf/W} \tag{120}$$

(9.119) birleştirmek, ve (9.120), verir

$$\tilde{S}(f) = \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{s}\left(\frac{n}{W}\right) e^{-j\pi nf/W} \qquad 0 \le |f| \le W/2 \tag{121}$$



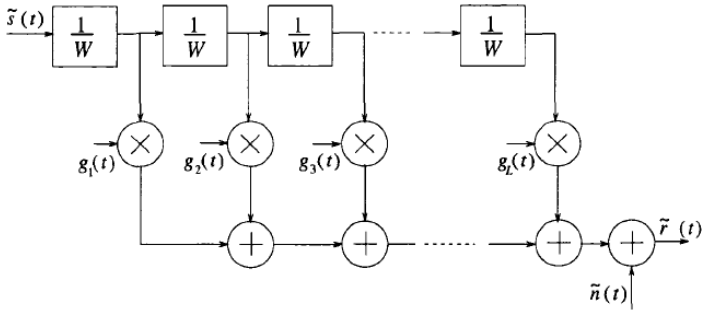
Eğer alçak-geçiş sinyali, (F, t) zaman-değişik transfer göreviyle bir multipath kurutma kanalının üzerinde T geçirilirse, kabul edilen (Gürültüsüz) kompleks zarfıdır.

$$\tilde{r}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}(f)T(f,t)e^{j2\pi ft}df \tag{122}$$

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= \frac{1}{W}\sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{s}\left(\frac{n}{W}\right)\int_{-\infty}^{\infty} T(f,t)e^{-j2\pi f(t-n/W)}df \\ &= \frac{1}{W}\sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{s}\left(\frac{n}{W}\right) g\left(t-\frac{n}{W},t\right) \\ &= \frac{1}{W}\sum_{n=-\infty}^{\infty} \tilde{s}\left(t-\frac{n}{W}\right) g\left(\frac{n}{W},t\right) \end{aligned} \tag{123}$$

Kanalın zaman-değişik uyarı yanıtı. Tanımlayarak

$$g_n(t) = \frac{1}{W} g\left(\frac{n}{W},t\right) \tag{124}$$



Gürültüsüz kabul edilen karmaşık zarf, öyle yazılabilir.

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n(t)\tilde{s}\left(t - \frac{n}{W}\right) \tag{125}$$

Ve o, onu izler, kanalın karmaşık alçak-geçiş uyarı yanıtının olduğudur.

$$g(t,\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n(t)\delta\left(\tau - \frac{n}{W}\right) \tag{126}$$

$$g(t,\tau) = \sum_{n=1}^{L} g_n(t)\delta\left(\tau - \frac{n}{W}\right) \quad . \tag{127}$$

5.1. TIRMIK ALICI

DS yayılı tayf sistemleri bir çeşit alıcı yapısı ortaya çıkarır . DS CDMA çok kullanıcılar. Aynı bandı paylaşırlar, iki genel tip detektör vardır.Birincisi geleneksel detektör ve temel olanak correlators veya eş filtreleme kullanılır.Bir geleneksel detektör, diğer kullanıcı karşısında veya çoklu erişim karışmasına ek olarak istenmeyen gürültü davranışı gösterir.İkincisi çok kullanıcılı detektör, kullanıcı kanalda modülasyon prensipleri,bütün sinyalleri eş zamanlı bir şekilde sunulur.Bu bölümde,geleneksel dedektor, DS yayılı tayf üzerinden çok yollu sönümleme kanalları üzerinde durulmuştur.

Basit bir tip olan geleneksel detektör,otomatik kolerasyonun özelliklerini kullanıp yayılı dizeler için çok yollu karışmayı reddeder.(133),(132).Bazı zamanlar bir çok yolu geri çevirme alıcı aranır.Diğer yaklaşım otomatik kolerasyon özelliklerinin olağanüstü başarısı yayılı diziler için çok yollu bileşenler ve oranları bir arada birleştirmeyi sağlayan farklı bir özellikleri çözer.Çok yollu kanal tarafından farklılık sağlandığında,bazı zamanlar çok yollu değişim aranır.Çok yollu değişim alıcı için geliştirilen,M için olanaklı dalga formlarının karışık zarfların 5m……. Her bir baud gönderir. Frekans seçmeli çözümleme kanalı şekil 9.23'te gösterilmiştir,benzer taşınan karışık zarf

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t) &= \sum_{\ell=1}^{L} g_\ell(t)\tilde{s}_m\left(t - \frac{\ell}{W}\right) + \tilde{n}(t) \\ &= \hat{s}_m(t) + \tilde{n}(t) \end{aligned} \tag{129}$$

$$\hat{s}_m(t) = \sum_{\ell=1}^{L} g_\ell(t)\tilde{s}_m\left(t - \frac{\ell}{W}\right) \tag{130}$$

Tutarlı alıcının,çalıştırıldığı maksimum olasılık mümkün olan çarpma bir correlator veya denk olmuş olan filtre 5m(+)hesaplanan matris.

$$\begin{aligned} \mu(m) &= \mathrm{Re}\left\{\int_0^T \tilde{r}(t)\tilde{s}_m^*(t)dt\right\} - E_{\hat{m}} \\ &= \mathrm{Re}\left\{\int_0^T \tilde{r}(t)\sum_{\ell=1}^{L} g_\ell^*(t)\tilde{s}_m^*(t-\ell/W)dt\right\} - E_{\hat{m}} \end{aligned} \tag{131}$$

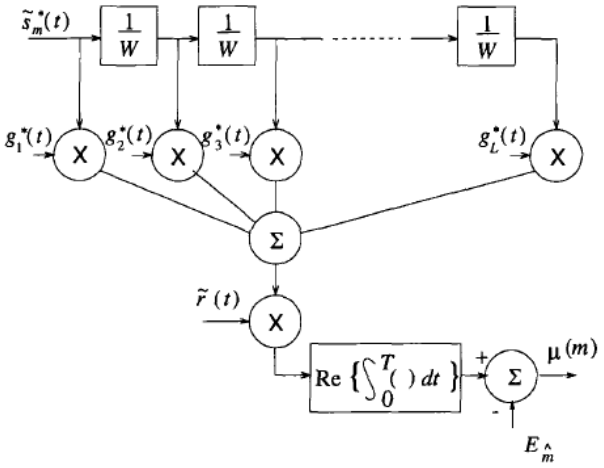
Em kabul edilen enerji çarpım Sm (+)seçilen index m azmi derceye çıkarılır. (m) Alıcı (9.131)tarafından tanımlanan bağda sık şeyler, kabul edilen karmaşık zarfın (t)mümkün dalga formun ertelenen uyarlamasıyla 5m(t) azami oran birleştirmesi ile izlenir. Şekil 9.24'de alıcının yapısı gösterilmiştir.(9.131)'de bütünleştirmenin değişkenini değiştirerek şekil (9.25) Gösterilen tırmık alıcısının değişmeli bir formu, elde edebilir.Bu durumda dalga formu 5m(t)kabul edilen karmaşık zarfın ertelenen uyarlamaları 5(t)ile bağdaştırılır Bu alıcılar şekil9.24 ve 9.25 ilk olarak Price ve Green tarafından üretildi (269) ve sıradan bahçe tırmığa benzerliği nedeniyle genellikle çağrılan tırmık alıcılardır.

Hata olasılığı DS/BPS ile bir tırmık alıcı .Düşünülen DS/BPSK sinyaller ile kısa bir PN kodu (6=N).2 mümkün DS/BPSK ,her biri baud çağında geçirilen dalga formun, karmaşık zarfları var.

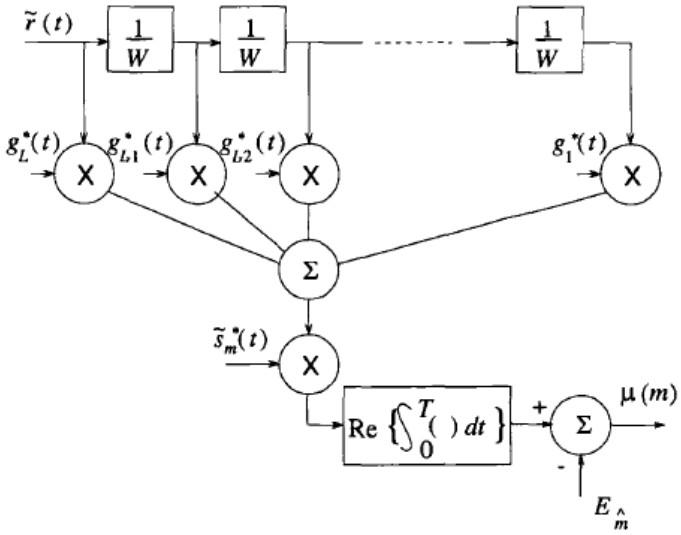
$$\tilde{s}_0(t) = -\tilde{s}_1(t) = Ah(t) \tag{132}$$

$$h(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k h_c(t - nT_c) \tag{133}$$

DS / BPSK ile alıcı dalga formları Sm (t) eşit enerjiye sahip böylece bu eğilim terimine (9.131) içinde ihtiyaç duyulmadan 50(t) geçirildiğini faz edilir;



Tırmık alıcı için DS/ QPSK sinyalleri



Alternatif tırmık alıcı için DS/QPSK sinyaller

$$\mu = \sum_{m=1}^{L}\sum_{\ell=1}^{L} \mathrm{Re}\left\{ g_m g_\ell^* \int_0^T \tilde{s}_0(t-m/W)\tilde{s}_0^*(t-\ell/W)dt \right\} + \tilde{n} \tag{134}$$

$$\tilde{n} = \sum_{m=1}^{L} \mathrm{Re}\left\{ g_m^* \int_0^T \tilde{n}(t)\tilde{s}_0^*(t-m/W)dt \right\} \tag{135}$$

Ve $g_m = \alpha_m e^{j\phi_m}$ m. Rasgele değişken n Gassian ile sıfır – ortalama ve uyuşmazlıkla

$$\sigma_{\tilde{n}}^2 = 2EN_o \sum_{m=1}^{L} \alpha_m^2 \tag{136}$$

Genelde,(9.134)'ün içinde, kullanılan çarpma şekil vererek yayan sına ve kırıntı genliğinin karışık bir görevidir.Yinede kesin olaylar faydalı anlayışa götürür. Örneği, ideal Nyquist Çarpımı varsayılır, $h_c(t) = S_a(\pi t/T_c)$ ile banduidt $W = 1/T_c$ kullanılır. Katıca bu çarpım konuşulurken İfade eden olmayanlardır,bundan dolayı bütünleştirmenin sınırları (9.134) içinde -∞ dan + ∞'a kadar gidilir.

$$\begin{aligned} I &\equiv \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{s}_0(t-m/W)\tilde{s}_0^*(t-\ell/W)dt \\ &= A^2 \sum_{k=0}^{N-1}\sum_{j=0}^{N-1} a_k a_j \int_{-\infty}^{\infty} h_c(t-(m+k)T_c)h_c(t-(\ell+j)T_c)dt \\ &= A^2 \sum_{k=0}^{N-1} a_k a_{m+k-\ell} \int_{-\infty}^{\infty} h_c^2(t)dt \\ &= 2E_c N\phi_{aa}(m-\ell) = 2E\phi_{aa}(m-\ell) \end{aligned} \tag{137}$$

İkinci son adımın izlediği kodun altındadır.Bu yüzden (9.138) olur.

$$\mu = 2E\sum_{m=1}^{L}\alpha_m^2 + 2E\sum_{m=1}^{L}\sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell\neq m}}^{L} \mathrm{Re}\{g_m g_\ell^*\}\phi_{aa}(m-\ell) + \tilde{n} \tag{138}$$

Yukarıdaki ifadede ikinci terim yayılan dizinin ideal olmayan otomatik kolerasyon özelliklerinden ortaya çıkan bir karışmadır.

Kendi etkisini karışmaya göstermek , bir WSSUS Rayleyah kurutma kanalını faz eder ve rasgele değişkeni oluşur.

$$\begin{aligned} Y_{m,\ell} &= \mathrm{Re}\{g_m g_\ell^*\} \\ &= (\alpha_m \cos\phi_m)(\alpha_\ell \cos\phi_\ell) + (\alpha_m \sin\phi_m)(\alpha_\ell \sin\phi_\ell) \end{aligned} \tag{139}$$

Yeni rasgele değişkenler tanımlanır

$$X_{I,k} = \alpha_k \cos\phi_k \qquad X_{Q,k} = \alpha_k \sin\phi_k \tag{140}$$

$$\alpha_k = \sqrt{X_{I,k}^2 + X_{Q,k}^2} \qquad \phi_k = \mathrm{Tan}^{-1} \frac{X_{I,k}}{X_{Q,k}} \tag{141}$$

$$Y_{m,\ell} = X_{I,m} X_{I,\ell} + X_{I,m} X_{I,\ell} \tag{142}$$

$X_{I,k}$ ve $X_{I,k}$ bağımsız sıfır – ortalaması Gassien rasgele değişkenlere uyuşmadığında G 2 $\sigma_k^2, Y_{m,\ell}$ Loplacian yoğunluğuna sahip olur.

$$p_{Y_{m,\ell}}(y) = \frac{1}{2\sigma_m \sigma_\ell} \exp\left\{ -\frac{|y|}{\sigma_m \sigma_\ell} \right\} \tag{143}$$

$Y_{m,\ell}$ için yer değiştirmeyi yapmak ve ikinci terimde toplamı içeride yeniden düzenlenir

$$\mu = 2E \sum_{m=1}^{L} \alpha_m^2 + 4E \sum_{k=1}^{L-1} \sum_{i=1}^{L-1-k} Y_{i,i+k} \phi_{aa}(k) + \tilde{n} \tag{144}$$

Tam olarak kendinden karışmanın etkisini değerlendirmek zordur, çünkü $Y_{m,\ell}$ Goossion olmayanlar ve bağdaştırır. Yinede, çok yollu karışma yüzünden önemli güçlü sinyalleri kendi esnasında kullanarak ertelenen zaman aralığında küçük otomatik kolerasyon srdebbese ye sahip olan kodları yayarken en aza indirileceği beklenir. Büyük gecikmeler gevşetilebilir. Asynchronous CDMA uygulamaları için sakın yayan kodlar küçük ters-kolerasyon bütün gecikmelerin üzerinde srdeleoleoegeye sahip olmalıdır. Bu özellikleri tatmin eden dizilerin büyük takımlarını bulmak kolaydır. Örneğin, $2^m + 1$ altın dizinin bir takımı, uzunluk $2^m - 1$ den oluşturulabilir. Bunlardan $2^m + 1$ dizi, $2^{m-n+1} + 1$ onların ilk otomatik kolerasyon durgun $(t_m - 2 \text{ or } t_m)$'ye sahip olacak, ana otomatik kolerasyon zirvesinden en az n kırıntı süresidir. Sonuç olarak $2^{m-n+1} + 1$, dizileri bir kanalda sahip olmak için kullanılırsa, bir uyarı olarak n. saniyeleri aşmaz.

Eğer yayan dizilerin, ideal bir otomatik kolerasyon görevi varsa $\phi_{aa}(n-m) = \delta_{nm}$ sonra karışmanın olduğu (144)'te kendini verir.

$$\mu = 2E \sum_{m=1}^{L} \alpha_m^2 + \tilde{n} \tag{145}$$

Hatanın olasılığı

$$P_b(\gamma_b) = Q\left(\sqrt{2\gamma_b}\right) \tag{146}$$

γ_b 'nin, kabul edilen enerji gürültü oranı olduğu,

γ_b

$$\gamma_b = \frac{1}{\sigma_{\tilde{n}}^2} \left(2E \sum_{m=1}^{L} \alpha_m^2 \right)^2 = \sum_{m=1}^{L} \gamma_m \tag{147}$$

$$\gamma_m = \frac{\alpha_m^2 E}{N_o} \tag{148}$$

Rayleigh kurutmasıyla, γ_m 'nin her biri, yoğunluk göreviyle üstelce dağıtılır,

$$p(\gamma_m) = \frac{1}{\bar{\gamma}_m} \exp\left\{-\frac{\gamma_m}{\bar{\gamma}_m}\right\} \tag{149}$$

kth kanal tıkacı olduğu için, $\bar{\gamma}_m$ ortalama taşınan enerji gürültü oranı alınır. İlk olarak γ_b 'nin yoğunluğunu hesaplamak için γ_m 'nin karakteristik görevinin olduğunu not eder.

$$\psi_{\gamma_m}(jv) = \frac{1}{1 - jv\bar{\gamma}_m} \tag{150}$$

Bundan dolayı γ_b 'nin karakteristik görevi

$$\psi_{\gamma_b}(jv) = \prod_{m=1}^{L} \frac{1}{1 - jv\bar{\gamma}_m} \tag{151}$$

Kısmi bir bölüm genişlemesini kullanarak, ve ters karakteristik görevini almak γ_b 'nin yoğunluğudur.

$$p_{\gamma_b}(x) = \sum_{m=1}^{L} \frac{A_m}{\bar{\gamma}_m} \exp\left\{-\frac{x}{\bar{\gamma}_k}\right\} \tag{152}$$

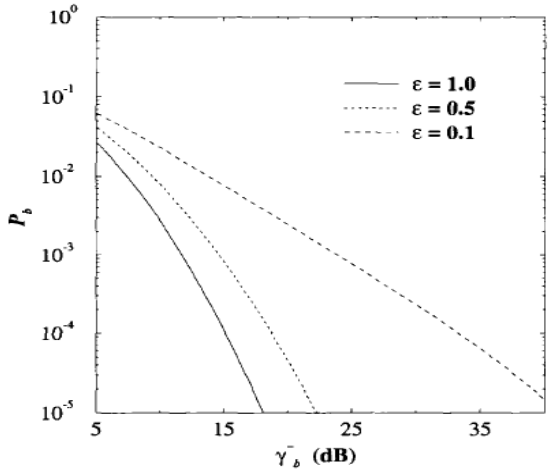
$$A_m = \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq m}}^{L} \frac{\bar{\gamma}_m}{\bar{\gamma}_m - \bar{\gamma}_i} \tag{153}$$

Bu yüzden, bit hatasının ortalama olasılığını Rayleigh kurutuyor,

$$\begin{aligned} P_b &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{2x}\right) p_{\gamma_b}(x) dx \\ &= \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{L} A_m \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_m}{1 + \bar{\gamma}_m}}\right] \end{aligned} \tag{154}$$

$\bar{\gamma}_m$ 'nin daha fazla devam etmesi için belirtilmelidir. Bir makul model, mesela üstelce yok edilen bir güç gecikme profili olarak farz edilir,

$$\bar{\gamma}_m = Ce^{-k/\varepsilon} \tag{155}$$



E'in gecikmenin yaydığı kontrol ve C2ye baskıyı $\sum_{m=1}^{L} \bar{\gamma}_m = \bar{\gamma}_b$ tatmin etmek için seçilir. C için çözüm;

$$\bar{\gamma}_m = \frac{(1-e^{-1/\epsilon})e^{-k/\epsilon}}{e^{-1/\epsilon}-e^{-(L+1)/\epsilon}}\,\bar{\gamma}_b \tag{156}$$

Bit hatasının olasılığı, L=4 için şekil 9.26'da çizilir, ve ϵ'nın çeşitli değerleri vardır. Küçük ϵ için kanal ayırıcı ve çok küçük çok yollu çeşitlilik elde edilmez. Yinede, kanalın daha ayırıcı ve daha büyük olduğu gibi, büyük bir çeşitlilik kazancı başarılır.

Sonunda biz, muslukların sayısının gerçekte kullanıldığını not ederiz, tırmık alıcısı da L kanal uzunluğundan daha azdır. Yinede bu kadar tırmık alıcısı, kabul edilen bütün sinyal enerjisini yakalayamayacak ve performansta oluşan kayıpları önleyemiyecektir.

6. AWGN KANALLAR ÜZERİNDEN DS CDMA İÇİN HATA OLASILIĞI

DS CDMA sistemleri, her kullanıcıyı benzersiz bir PN yayma sırasına tayin ederek çoklu erişim yeteneğini başarır. Genelde, farklı kullanıcılardan aktarmalar, senkronize edilmez ve farklı genliklerle tasarlanan alıcıda genlikler, gecikmeler ve evreler. Geleneksel bir kolerasyon detektörüyle tam hata olasılığı, ve hem de rasgele genliklerin bir görevi olacak olan, erteleyecek olan çalıştırılan özel yayan sıralara güvenecek ve tasarlanan alıcıda varacak olan sinyallerin evreleridir. Maalesef tam hata olasılığı türetmek ve değerlendirmek için zordur, ve bu yüzden türlü üst ve daha aşağı sınır ve hatanın olasılığa Gaussion tahminleri edebiyatta akla getirildi. K kullanıcılarının eş zamanlı bir şekilde kanal kullanmasına eriştiği varsayılır. DS BPSK geçirilen karmaşık zarfa işaret ediyor. İth kullanıcısı olduğu için,

$$\tilde{s}^{(i)}(t) = A\sum_n x_n^{(i)} h^{(i)}(t-nT) \tag{157}$$

$$h^{(i)}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k^{(i)} h_c(t-kT_c) \tag{158}$$

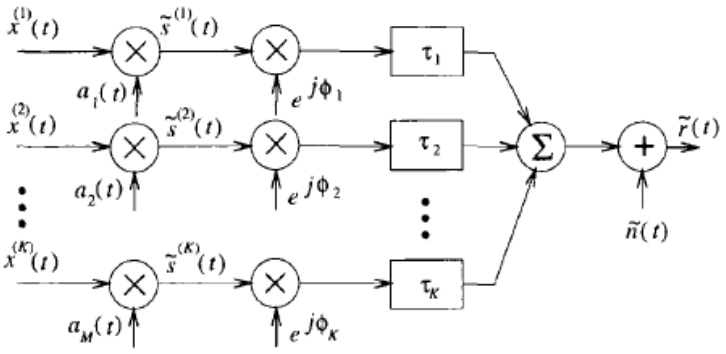
$\mathbf{a}^{(i)} = \{a_k^{(i)}\}$ ve $\mathbf{x}^{(i)} = \{x_n^{(i)}\}$ kullanıcı,sırasıyla, veri sıralarını yayıyor. Veri simgeleri, $x_n^{(i)}$ nın, bağımsız, rasgele değişkenler olduğu, {- 1,+ 1} takımdan eşit olasılıkla seçilir. Pratik, yayan sıralarda $\mathbf{a}^{(i)}$, iyi korelasyon mallarına sahip olmak için dikkatli şekilde seçilendir, mesela, altın sıralar veya Kasami sıraları.
Yine de, edebiyatta tahminsin, hata olasılığının, bütünüyle mümkün yayma sıralarının bütününün üzerinde almak için elde edildiği rasgele yayma sıralarını farz ettiği hata olasılığının birçoğu, çeşitli kullanıcıların, aynı yayan sıra tayin edildiği onlar dahil.

Genelde çeşitli vericilerden sinyaller, farklı güç düzeyleriyle tasarlanan alıcıda varacak.
Yine de, DS CDMA sistemleri, gücün, bütünüyle sinyallerin, aynı güç düzeyiyle tasarlanan alıcıda vardığı böyle kontrol ettiği olmalıdır.

Güç kontrolü, kuvvetli sinyallerin, alıcıyı yakalayacak olduğu ve daha zayıf sinyalleri dışarı maskeleyecek olduğu neredeyse-uzak etkiyle savaşmak için ihtiyaç duyulur.
Mükemmel güç kontrolü ve sıklık-seçici olmayan bir kanalın farzının altında, kabul edilen karmaşık zarf

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^{K} e^{j\phi_i}\tilde{s}^{(i)}(t-\tau_i) + \tilde{n}(t) \tag{159}$$

$\{\tau_i\}$ nın ve $\{\phi_i\}$ in, nerede rasgele gecikmeler ve kabul edilen sinyallerin taşıyıcı evreleri olduğu. Bu, götürür, modele, şekil 9.27'de gösterdi.
Bu kısımda, biz, bileşiğin, sinyali aldığı ideal bir korelasyon alıcısıyla performansı düşünürüz, bir senkronize edilen geçerek çoğaltılırız.



Tasarlanan aktarmanın yayan sırasının kopyası; İki sıranın, iptal ettiğinden beri, arzulanan veri sırası, correlatorun çıktısında elde edilebilir. Simetriden dolayı, biz sadece, ilk vericiye denk olmuş olan alıcıyı düşünmeye ihtiyaç duyarız.

Üstelik, o zamandan beri sadece göreli gecikmeler ve evreler, önemlidir, biz, $\tau_1 = 0$ ve $\phi_1 = 0$i koyabiliriz, ve soru kalmanın düzenlice, üzerinde dağıtıldığı $[0, 2\pi)$ve τ_i düzenlice, üzerinde dağıtılır [0, T). Şekil 9.1'de correlatorun çıktısında karar değişkeni, [195] Lehnert ve Pursley tarafından türetildi, ve geçerek veriliri farz edebiliriz.

$$\mu_n = \sqrt{2E}\left[x_n^{(1)} + \frac{1}{N}\sum_{k=2}^{K} B_{k,1}(x_n^{(k)}, x_{n-1}^{(k)}, \tau_k)\cos\phi_k\right] + \tilde{n}_I \tag{160}$$

$\tilde{n}_I$nin, sıfır-ortalama bir Gaussian nerede uyuşmazlıkla rasgele değişken olduğu N_o

$$B_{k,1}(x_n^{(k)}, x_{n-1}^{(k)}, \tau_k) = x_{n-1}^{(k)} R_{k,1}^{p}(\tau_k) + x_n^{(k)} \hat{R}_{k,1}^{p}(\tau_k) \tag{161}$$

$$R_{k,m}^{p}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^{\tau} a^{(k)}(t-\tau)a^{(m)^*}(t)dt \tag{162}$$

$$\hat{R}_{k,m}^{p}(\tau) = \frac{1}{T}\int_{\tau}^{T} a^{(k)}(t-\tau)a^{(m)^*}(t)dt \tag{163}$$

$R_{k,m}^{p}(\tau)$ nın ve $\hat{R}_{k,m}^{p}(\tau)$ in, ifade edilebildiği görevler ayrı aperiodic haç-korelasyonu bakımından, soru

iş görür, ve kısmi kırıntının olduğu devamlı-zaman, otomatik kolerasyon (9.33) öyle $R_h(\delta)$ ve $\hat{R}_h(\delta)$ içeride iş görür.

$$R_{k,m}^{p}(\tau) = \phi_{k,m}^{a}(\ell - N)\hat{R}_h(\delta) + \phi_{k,m}^{a}(\ell + 1 - N)R_h(\delta) \tag{164}$$

$$\hat{R}_{k,m}^{p}(\tau) = \phi_{k,m}^{a}(\ell)\hat{R}_h(\delta) + \phi_{k,m}^{a}(\ell + 1)R_h(\delta) \tag{165}$$

$$\begin{aligned} B_{k,1}(x_n^{(k)}, x_{n-1}^{(k)}, \tau_k) &= \left[x_{n-1}^{(k)}\phi_{k,1}^{a}(\ell_k - N) + x_n^{(k)}\phi_{k,1}^{a}(\ell_k)\right]\hat{R}_h(\delta_k) \\ &+ \left[x_{n-1}^{(k)}\phi_{k,1}^{a}(\ell_k + 1 - N) + x_n^{(k)}\phi_{k,1}^{a}(\ell_k + 1)\right]R_h(\delta_k) \end{aligned} \tag{166}$$

Herhangi şekilde daha fazla devam etmek, kullanılıyor olan yayan sıraların aperiodic çapraz kolerasyon görevlerinin hakkında bilgiyi gerektirir, kırıntı genlik şekil verme görevine ek olarak.

Rasgele yayma sıraları ve dikdörtgensel bir kırıntı şekil verme görev $h_c(t) = u_{T_c}(t)$ yarınının özel olayı için, ve Lehnert [233], ona gösterdi.

$$B_{k,1}(x_n^{(k)}, x_{n-1}^{(k)}, \tau_k) = P_k\delta_k + Q_k(1-\delta_k) + X_k + Y_k(1-2\zeta_k) \tag{167}$$

$$p_{X_k}(i) = \frac{1}{2^{-A}}\binom{A}{\frac{i+A}{2}}, \quad i \in \{-A, -A+2, \ldots, A-2, A\} \tag{168}$$

$$p_{Y_k}(i) = \frac{1}{2^{-B}}\binom{B}{\frac{j+B}{2}}, \quad i \in \{-B, -B+2, \ldots, B-2, B\} \tag{169}$$

$$C \triangleq N\phi_{1,1}^a(1) = \sum_{j=0}^{N-2} a_j^{(1)} a_{j+1}^{(1)} \tag{170}$$

$$A = \frac{N-1+C}{2} \tag{171}$$

$$B = \frac{N-1-C}{2} \tag{172}$$

İlk kullanıcının yayan sırasının aperiodic haç-korelasyonu öyle, nerede içeride tanımlanır (9.21).
Parametre, B'in, kendisinde farklı bir değere bir geçişin, meydana geldiği sıranın bir döneminde kırıntı sınırlarının sayısı olduğudur. Rasgele yayma sıraları için, C'in, olasılık dağıtması var.

$$p_C(i) = \frac{1}{2^{N-1}}\binom{N-1}{\frac{i+N-1}{2}}, \quad i \in \{-N+1, -N+3, \ldots, N-3, N-1\} \tag{173}$$

6.1. STANDART GAUSSIAN TAHMİNİ

Standart Gaussian tahmin, onu çeşitli erişim karışmasına farz eder.

$$I = \frac{1}{N}\sum_{k=2}^{K} W_k \cos\phi_k \tag{174}$$

$$W_k = B_{k,1}(x_n^{(k)}, x_{n-1}^{(k)}, \tau_k) \tag{175}$$

Bir Gaussian olarak tamamen onun ortalaması ve uyuşmazlığı ile belirtilen bir dağıtmayla rasgele değişken yapılabilir.

Tahmin, bütün alması ile izlenen $\{\zeta_k, \phi_k, B\}$nın olduğu parametrelerin rasgele takımında çeşitli erişim karışmasını düzenleyerek elde edilir. Ona göstermek için zor değildir.

$$\mathrm{E}[Z_k|C] = 0 \tag{176}$$

$Z_k \in \{P_k, Q_k, X_k, Y_k\}$ duruma bağlı yoğunluğun, iş gördüğünden beri P_k, Q_k, X_k, and Y_k sıfırın hakkında simetriktir. Çeşitli erişim karışmasının uyuşmazlığını hesaplamak, $\boldsymbol{\delta} = (\delta_1, \delta_2, \ldots, \delta_K)$ and $\boldsymbol{\phi} = (\phi_1, \phi_2, \ldots, \phi_K)$ vektörleri tanımlamak için rahattır. Çeşitli erişim karışmasının uyuşmazlığıdır.

$$\begin{aligned}
\sigma_I^2 &= \mathrm{E}\left[I^2 \,|\boldsymbol{\delta}, \boldsymbol{\phi}, B\right] \\
&= \frac{1}{N^2}\sum_{k=2}^{K} \mathrm{E}\left[W_k^2 \,|\delta_k, B\right] \mathrm{E}\left[\cos^2\phi_k \,|\phi_k\right] \\
&= \frac{1}{2N^2}\sum_{k=2}^{K} (1+\cos(2\phi_k))\mathrm{E}\left[W_k^2 \,|\delta_k, B\right]
\end{aligned} \tag{177}$$

Bütün Z_k in, onu izlediği bağımsız olduğundan beri

$$\mathrm{E}\left[W_k^2 \,|\delta_k, B\right] = 2(2B+1)(\delta_k^2 - \delta_k) + N \tag{178}$$

$$\sigma_I^2 = \frac{1}{2N^2}\sum_{k=2}^{K} (1+\cos(2\phi_k))2(2B+1)(\delta_k^2 - \delta_k) + \frac{1}{N} \tag{179}$$

Eğer tasarlanan sıra, bilinirse, sonra B, bilinir. Rasgele sıralar için $\mathrm{E[B]} = (N-1)/2$

$$\sigma_I^2 = \frac{1}{N}\sum_{k=2}^{K} (1+\cos(2\phi_k))(\delta_k^2 - \delta_k + 1/2) \tag{180}$$

Birkaç olanak, buradan sınanabilir, önemli olayın olduğu takip eden iki dahil.
Chip ve Asynchronous'un, işaret ettiği evre:.

Karışan sinyaller, üzerinde üniforma ile tanımlanır [0,1) ϕ ve $[0, 2\pi)$ üniforma, bundan dolayı b u olayda o $\mathrm{E}[\delta_k^2 - \delta_k] = -1/6$ ve $\mathrm{E}[\cos(2\phi)] = 0$ bu yüzden $\sigma_I^2 = (K-1)/3N$. karar değişkeni içeride (9.160), Gaussian olarak ortalama $x_n^{(1)} \in \{-1, +1\}$ rasgele değişken yorumlanabilir. Ve (K — 1) ısırılan hatanın olasılığına götürürken 3N'in olduğu uyuşmazlıktır.

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{3N}{K-1}}\right) \tag{181}$$

C'in olduğu karışma oranına taşıyıcı, taşıyıcı gücünün, toplam gürültü gücü ile böldüğü gibi tanımlanabilir.

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{K-1} \tag{182}$$

Isırılan hatanın olasılığıyla (9.181) kıyaslayarak, bir AWGN kanalında ikili işaret etme olduğu için, bizim onu etkili ısırılan enerji-gürültü oranının olduğu C'e gördüğümüz $P_b = Q(\sqrt{2\gamma_b})$, γ_b, geçerek anlatılır.

$$\gamma_b = \frac{2N}{3}\frac{C}{I} \tag{183}$$

Chip ve evre, eşzamanlı sinyallerdir: Karışan sinyallerin sahip olduğu $\delta_k = 0$ ve $\phi_k = 0$ nin sonucunda $\sigma_I^2 = (K-1)/N$

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{N}{K-1}}\right) \tag{184}$$

C'in olduğu kırıntı ve evre için eşzamanlı sinyaller, ben ve etkili γ_b, geçerek anlatılırız

$$\gamma_b = 2N\frac{C}{I} \tag{185}$$

Sinyaller karışmanın tutarlı toplaması, rasgele yayma sıralarıyla en kötü olay karışmasını verir.
Orthogonal Walsh Hadamard sıraları, (Emniyete al) daha az rasgeledir, ama bu halin (Daha iyi performans) altında sıfır korelasyonu verir. Standart Gaussian tahmin, eşzamanlı kullanıcılar K'in sayısının, küçük olduğu zaman tamamen yanlış olabilir, veya işleme tabi tutan kazanç, N'in, büyük olduğudur. Birkaç geliştirilen tahminsin, geliştirildiği bu eksikliği saf dışı etmek.

.

6.2. GELİŞTİRİLEN GAUSSIAN TAHMİNİ

Geliştirilen bir Gaussian tahmin, çeşitli erişim karışmasının uyuşmazlığının üzerinde hatanın duruma bağlı olasılığı alarak elde edilebilir. Odur

$$P_b = \int_0^\infty Q\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma_I^2}}\right) p_{\sigma_I^2}(\psi)d\psi \tag{186}$$

$$\sigma_I^2 = \frac{1}{N^2}\sum_{k=2}^{K} L_k \tag{187}$$

$$L_k = U_k V_k$$

ve

$$U_k = (1+\cos(2\phi_k)) \tag{188}$$

$$V_k = (2B+1)(\delta_k^2 - \delta_k) + N/2 \tag{189}$$

Kendisi $\{U_k\}$'in, bağımsız olduğunu not et, ve $\{V_k\}$, sonuçları içeride kullanarak [186] ve [117, pp. 79-82], [186, pg. 123,244] koşullara bağlı olarak bağımsız verilmiş B.'dir, duruma bağlı pdf L_k 'in olduğudur.

$$p_{L|B}(\ell) = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tilde{B}}z}\log\left|\frac{\sqrt{N-\ell}+\sqrt{\tilde{B}}}{\sqrt{N-\ell}-\sqrt{\tilde{B}}}\right| \tag{190}$$

$\tilde{B} = B + 1/2$in $L_k$ten beri, nere bağımsız ve aynen dağıtılan olduğu, σ_I^2 in yoğunluğu, (K — 2)-kat kıvrımı alarak elde edilir, ve, yani, B'de hali çıkarmak,

$$p_{\sigma_I^2}(\psi) = \frac{1}{N^2}\mathrm{E}_B\left[p_{L|B}(\ell) * \cdots * p_{L|B}(\ell)\right] \tag{191}$$

Bu geliştirilen Gaussian tahminin, standart Gaussian tahminin olduğu [233] çok daha fazla doğru olduğu gösterildi. Yine de, (K — 2)-kat kıvrım içeride (9.191), hatanın olasılığını hesaplamak için ekstra sayısal bir bütünleştirme ile sayıca izlenen elde edilmelidir. Bu yüzden, bu geliştirilen Gaussian tahminin faydası, sınırlanır.

6.3. BASİTLEŞTİRİLEN GAUSSIAN TAHMİNİ

Daha basit başka bir tane, ama hala doğru Gaussian tahmin, Holtzman tarafından türetildi [168].
Bu metodu tanımlamak, rasgele bir değişkenin herhangi bir görevi olması için ortalama μ ve uyuşmazlığa sahip olmak için $P(\theta)$'e izin verir, σ^2dir. Ortalamanın hakkında bir Taylor dizi genişlemesinin, verdiği kullanma

$$P(\theta) = P(\mu) + (\theta-\mu)P'(\mu) + \frac{1}{2}(\theta-\mu)^2P''(\mu) + \cdots \tag{192}$$

Beklentileri almak

$$\mathrm{E}[P(\theta)] \approx P(\mu) + \frac{1}{2}P''(\mu)\sigma^2 \tag{193}$$

Taylor dizi genişlemesini kullanmanın yerine, biz, (Stirling'in formülü) farklarla başlayabiliriz, ve yazabiliriz.

$$\begin{aligned} P(\theta) &= P(\mu) + (\theta-\mu)\frac{P(\mu+h)-P(\mu-h)}{2h} \\ &\quad + \frac{1}{2}(\theta-\mu)^2\frac{P(\mu+h)-2P(\mu)+P(\mu-h)}{h^2} + \cdot\cdot \end{aligned} \tag{194}$$

Beklentileri almak

$$\mathrm{E}[P(\theta)] \approx P(\mu) + \frac{1}{2}\frac{P(\mu+h)-2P(\mu)+P(\mu-h)}{h^2}\sigma^2 \tag{195}$$

Holtzman [168], $h = \sqrt{3}\sigma$in, iyi sonuçları verdiğini gösterdi, bundan dolayı o

$$\mathrm{E}[P(\theta)] \approx \frac{2}{3}P(\mu) + \frac{1}{6}P(\mu+\sqrt{3}\sigma) + \frac{1}{6}P(\mu-\sqrt{3}\sigma) \tag{196}$$

$$\begin{aligned}\mu &= \frac{K-1}{N^2}\mathrm{E}[L_k] \\ &= \frac{K-1}{N^2}\left(\frac{N}{2} - \frac{\mathrm{E}[B]}{3} - \frac{1}{6}\right) \\ &= (K-1)/3N\end{aligned} \tag{197}$$

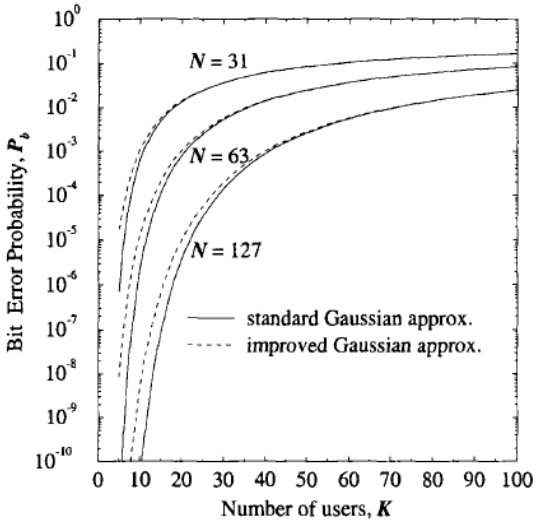
Son çizginin, rasgele yayma sıralarıyla alıyor olan bütünü nerede farz ettiği. Uyuşmazlıktır,

$$\begin{aligned}\sigma^2 &= \frac{K-1}{N^4}\left(\mathrm{E}[L_k^2] - \mathrm{E}^2[L_k] + (K-2)\mathrm{cov}(L_j, L_k)\right) \quad \text{for any } j \neq k. \\ &= \frac{K-1}{N^4}\left(\frac{23}{360}N^2 + \left(\frac{1}{20} + \frac{K-2}{36}\right)N - \frac{1}{20} - \frac{K-2}{36}\right)\end{aligned} \tag{198}$$

Bu, verir

$$\begin{aligned}P_b \approx\ & \frac{2}{3}Q\left(\sqrt{\frac{3N}{K-1}}\right) + \frac{1}{6}Q\left(\frac{1}{\sqrt{(K-1)/3N + \sqrt{3}\sigma}}\right) \\ & + \frac{1}{6}Q\left(\frac{1}{\sqrt{(K-1)/3N - \sqrt{3}\sigma}}\right) .\end{aligned} \tag{199}$$

Yukarıdaki hesaplar, çok basittir, ve tamamen doğru sonuçlara götürür, fig. 9.28 K ve N.'in bütün değerleri, standardı kıyasladığı için ve geliştirilen basitleştirdiği için



Çeşitli işleme tabi tutma için Gaussian tahmins, kazanır, ve eşzamanlı kullanıcılardan sayar. Onu tahminlerin altında standart Gaussian tahmine not et, küçük birçok kullanıcı için hata olasılığı mıdır. Bu olayda, geliştirilen Gaussian tahmin, kullanılmalıydı. Yine de, standart Gaussian tahminin kesinliği, eşzamanlı kullanıcıların sayısının, artırdığı zaman geliştirir. Yukarıdaki tahminsin, bir AWGN kanalını farz ettiğini not et.

Sıklık için seçici kurutma, yönlendirir, tahminler, karışmalar, çok yollu karışması, ve zarf kurutmasını kendi etkileri için saymak değiştirilmelidir. Bu olayda karmaşık alçak-geçiş, sinyalin olduğunu aldı.

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^{K} \sum_{k=l}^{L_i} g_{i,k} \tilde{s}^{(i)}(t - \tau_i - k/W) + \tilde{n}(t)$$

(200)

$g_{i,k}$ in, nerede karmaşık kazanç olduğu, ith kullanıcısıyla benzetti, ve kth, yolu yönlendirir. Türlü geleneksel tırmık demodulator yapıları, bir çeşitlilik avantajını kazanmak çalıştırılabilir, planın, kısım 5.1'de tartıştığı azami oran dahil.

BÖLÜM 10

TDMA HÜCRESEL MİMARİLERİ:

Bu bölümde TDMA dijital hücresel sistemlerinin mimari görünüşlerini inceleyeceğiz.Seçilen erişim yöntemine bakılmaksızın esas amaç ise beklentileri tatmin edici yüksek kapasiteye ulaşmaktır.Bir mimari,büyümeyi karşılamak için sistemi esnek olarak tanımlaması gerekir.Bazı düzenleri yeterince yüksek bir hava arayüzü uygulamak için esnektir.Ama ne olursa olsun hedef seçilen arayüzüne kolay kurulum ve büyümeye izin veren bir sistem uygulamaktır.

Mikrohücereler yüksek kapasiteye ulaşmak için düz ileri bir çözümdür.Mikrohücreler,karışık hücre mimarilerinin doğal gelişmeleri olarak tanıtılmaktadır ancak kaplı makrohücrelerden ve alt alta yerleştirilen mikrohücrelerden oluşmaktadır.Böyle bir düzenlemeye hiyerarşik mimari denir.Hiyerarşik mimariler hem TDMA hemde CDMA sistemleri için uygulanabilir.Hiyerarşik katmanlar arasında frekans kaynaklarında bölünme olduğu ,mikrohücrelerde önemli bir konu olarak anlatılmaktadır.En çekici hiyerarşik sistemler, hiyerarşik katmanlar arasında sistem kaynaklarının bölünlenmediğidir.Eğer tüm spektral dağılımı her hiyerarşik katman kullanılırsa,sonra yüksek kapasite ve esneklik elde edilebilir.CDMA sistemler evrensel frekansı yeniden istihdam eder fakat gelişmiş güç kontrol algoritmalarıyla gerekirse eğer spektrum,hiyerarşik katmanlar arasında paylaşılır.TDMA sistemleri dikkatli frekans planlamasından kaçınabilir böylece mikrohücreleri frekansı yeniden kısıtlamasını ihlal etmeden uygular.

Makro farklılıklar mimarilerde yüksek kapasiteye ulaşmak için diğer bir metod , aynı sinyalin alındığı ve belki de iletildiği çoklu BSs'tir.Makro farklılıklar gölge ve zarf solmayla mücadele için etkili bir yöntemdir.Aslında hücresel transfer algoritmaları makro farklılık uygulamasıdır.Yumuşak transfer teknikleri CDMA sistemlerinde kullanılan makro farklılıkların farkına varmak için iyi bilinen bir yöntemdir.TDMA sistemlerde kullanılan sabit transfer algoritmaları makro farklılık kazancına göre gecikme süresi sabit transfer algoritmalarında birkaç saniyedir.Sabit transfer gereksinimi TDMA sistemlerdeki evrensel olmayan frekansların kullanımıyla ortaya çıkmaktadır.Ancak ,eğer dinamik kanal atama(DCA) teknikleri kullanıldıysa ,sonra TDMA sistemleri makro farklılıklara benzer CDMA sistemlerinin faydalarını elde edebilir.DCA teknikleri ayrıntılı olarak Ünite 13 böiüm 1.1 de incelenir,kontrol için çift kanatlı yönlü antenlerin kullanılacağını açıklar.

1.HÜCRELERİ BÖLÜMLERE AYIRMA

1.1 HÜCRELERİ YÖNLENDİRİLMİŞ GENİŞ IŞINLARLA BÖLÜMLERE AYIRMA

CCI 'ı kontrol için en kolay yöntem yönlendirilmiş antenleri BSs olarak kullanmaktır.İleri kanalda,yönlü antenleri MSs için dar bir varış açısıyla yayılan sinyalleri,veri yönlü antenlerle CCI tarafından bir nesil azaltılır.Ters kanalda,yönlü antenler CCI 'ın etkilerini azaltır çünkü onlar CCI' ın MS hakkında dar bir varış açısıyla yayılmasıyla oluşturulan yanıttır.Burada iki tip yönlü anteni inceliyoruz; geleneksel ışın yönlü antenler ve anahtarlamalı ışın antenler.

BSs yönlü antenlerin istihdam edildiği altıgen hücrelerde,tek tip bir dağıtım düşünün.Gölgeleme ve çoklu solma etkilerini yok sayalım ve varsayalım ki basit yol kaybı modelinin (2.226) içinde sinyal gücünü istenilen gibi alınan mesafede

$$\mu_{\Omega_p} = \Omega_t G_T G_R \left(\frac{h_b h_m}{d^2}\right)^2 \qquad (10.1)$$

Ω_t 'nin iletim gücü G_t ve G_R alıcı ve verici anteni kazanımları yazılış sırasıyla h_b ve h_m yükseklikleri olan yazılış sırasıyla BS ve MS antenleri vardır.

Şekil 10.1 'de MS gelen hücreye kendi hizmeti BS'den uzak olunca en kötü durumda ileri kanal CCI durumu oluştuğu gösterilmektedir.İlk altı katmanlı çiftkanallı BSs,ikişer(yaklaşık) D-R ,D ve D+R mesafelerdedir.Eğer Ω_t, G_t ve h_b değerleri bütün BS antenleri için aynı varsayılırsa,sonra şöyle bir kötü durumda C/I

$$\begin{aligned}\Lambda &= \frac{1}{2}\frac{R^{-\alpha}}{(D-R)^{-\alpha} + D^{-\alpha} + (D+R)^{-\alpha}} \\ &= \frac{1}{2}\frac{1}{\left(\frac{D}{R}-1\right)^{-\alpha} + \left(\frac{D}{R}\right)^{-\alpha} + \left(\frac{D}{R}+1\right)^{-\alpha}} \quad . \qquad (10.2)\end{aligned}$$

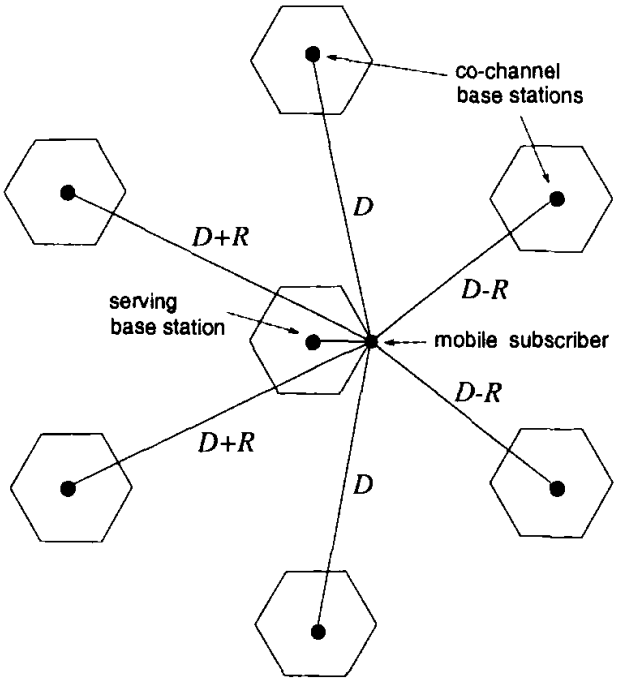


Figure 10.1. Worst case CCI situation on the forward channel.

Bir yol kaybı üs β =3.5 ile, en kötü durumda C/I

$$(\Lambda)_{\text{dB}} = \begin{cases} 14.3 \text{ dB} & \text{for } N = 7 \\ 9.2 \text{ dB} & \text{for } N = 4 \\ 6.3 \text{ dB} & \text{for } N = 3 \end{cases}$$

İzin verilen minimum küme boyutu radyo alıcısı tarafından ihtiyaç olan en az C/I olarak belirlenir.Ne yazık ki,C/I değerleri en kötü durumda kabul edilebilir performans yukarıda yüksek verim için küçük olabilir,özellikle gölgeleme ve çoklu sönmede .

Bölümleme çalışan hücresel sistemlerin C / I performansını geliştirmek için çok yaygın bir yöntemdir , geniş ışın yönlü BS antenler ile hücreler radyal bölümlere ayrılmıştır.Hücresel sistemler oldukça sık 120 ° lik ve bazen 60 ° lik hücre bölümlerine dağıtılır.Bir N-hücre , 120 ° lik bölümler sağlayan N/3N yeniden kullanım planıdır.(N hücre ve 3N hücre bölümleri) Şekil 10.2 'de ,120 °lik hücre bölümleri ilk kez çift kanallı ve iç içe girende altıdan ikiye azalır.İlk iki katmanlı iç içe girişlerde D ve D+ 0.7 R yaklaşık mesafededir.Kötü sonuç durumunda C/ I

$$\Lambda = \frac{R^{-\alpha}}{D^{-\alpha} + (D + 0.7R)^{-\alpha}} = \frac{1}{\left(\frac{D}{R}\right)^{-\alpha} + \left(\frac{D}{R} + 0.7\right)^{-\alpha}} . \qquad (10.3)$$

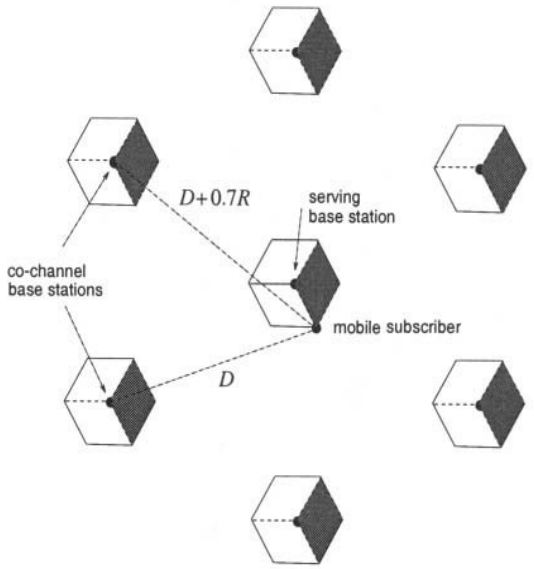


Figure 10.2. Worst case CCI situation on the forward channel with 120° cell sectoring.

Bu yüzden

$$(\Lambda)_{\text{dB}} = \begin{cases} 21.1 \text{ dB} & \text{for } N = 7 \\ 17.1 \text{ dB} & \text{for } N = 4 \\ 15.0 \text{ dB} & \text{for } N = 3 \end{cases} \qquad (10.4)$$

N=7 için, 120 °lik sektörlerin verimlerini 6,8 dB elde etmek C/ I durumu için çok yönlü anten kullanılarak olmaktadır.

Sektörden bir yarar elde etmek için,her bir hücreye atanan taşıyıcıları ayrık kümeler içine bölümlenmiş olmalı, her sektör taşıyıcıları ayrık seti kullanır gibi.Biz sonraki bölümde veriminde kayba neden olan bu ince bölünmelerin miktarını belirleyeceğiz.Bu yüzden gövde verimininde hücreleri bölümlere ayırma C/I performansını geliştirir.

1.2 ANAHTARLAMALI IŞIN ANTENİ İLE BÖLÜMLERE AYIRMA

Anahtarlamalı ışın antenler hem kapsamı hem de sistem kapasitesini artırmak için geleneksel ışın yönlü antenlerin olduğu yerde kullanabilir.Anahtarlamalı ışın antenleri akıllı antenin basit bir türü olarak,çoklu ışın anteninin her hücre bölümünde kullanılır ve ışın yönlendirmesi basit bir ışın seçim mekanizmasıyla sağlanır.Anahtarlamalı ışın antenler faz sıralı antenler gibi akıllı antenler diğer kategorilere göre daha pratik,çünkü hiçbir karmaşık çoklu ışın beamforming ve önemli olmayan değişiklikler mevcut hücre sistemleri tarafından kullanılan konveksiyonel geniş ışın yöneltici antenlere gereklidir.

Anahtarlamalı ışın akıllı antenler geçmiş-hedefli konsepte dayanmaktadır.Aktif ışın alıcı seçimi,basit alınan sinyal gücü göstergesi (RSSI) ve SAT sesi üzerine dayanır.İleri kanal iletimler iyi gelen ışın,yani,aynı ışın hem karşılama hemde iletimi için kullanılır.Fiziksel direktif anten elemanları kullanılarak oluşturulan diyafram beam-forming ile sonuçlandırılır ve bu yüzden kazançtır.Eğer alınan C/I önceden belirlenmiş seviyenin altına düştüğünde,sonra BS,sonra anahtarlar en uygun ışın için hem kabul hemde iletimdir.Dar ışının direktif niteliği CCI 'ın ortalama düzeyde herhangi bir bağlantı tarafından sağlanan tecrübeden daha azı konveksiyonel dar-ışın direktif antenlerinin kullanımında sağlanır,bu nedenle önemli performans avantajları sunuyor.

Mekansal çeşitlilik, bir akıllı anten sistemi BS üzerine yayıldığında genellikle kullanılmaz,çünkü mevcut fiziksel kule yapılarını önlemek için.Açısal çeşitlilik bir olasılıktır,fakat makrohücrelerin uygulamalarıyla onların karakteristik küçük AOA yayılmaları için etkili değildir.Bizim analizlerimiz anahtarlamalı ışın akıllı antenleri ile veya yavaş hareketli varsayımı sabit MSs ile başlar.Burada radyo bağlantı kalitesi anlık alınan zarf nedeniyle Rayleigh sönümlemesine bağlıdır.Pdf'lerde alınan sinyal güçlerinden dolayı log-normal 'in birleşik etkileri Rayleigh sönümlemesi ve gölgeleme normal kompozit log-normal Gamma dağılımı tarafından modellenmiş olabilir.(2.222) Biz zaten kompozit log-normal Gamma dağılımı bir günlük ortalama ve varyans tarafından verilen normal dağılımı yaklaşık olarak olabilir gördük.(2.223) Karşılaştırmalar kullanımı bir AMPS referans sistemiyle,nerede BSs 120 °lik bölümlerle iki dal-mekansal çeşitlilik ve seçici birleştiricilik kullanılarak yapılacaktır.Alınan sinyal en kaliteli olan (RSSI tarafından) çıkış için seçilmiş olduğunu belirlemiştir.Varsayalım ki bu şubeler bağımsız Rayleigh sönümleme deneyimidir.Ayrıca,varsayalım ki gölgeleme deneyimli bütün anten dallarında aynı BS'lerde mükemmel korelasyon var.Sonra pdf duruma alınan kareli zarf ile iki dallı mikroskobik seçiminde çeşitlilik olduğunu

$$p_{\alpha^2|\Omega_p}(x) = \frac{2}{\Omega_p} e^{-x/\Omega_p}(1 - e^{-x/\Omega_p}) \quad . \qquad (10.5)$$

Üzerinden günlük ortalama gölgelemeyle normal kompozit pdf zarf kare alındıysa

$$p_{\alpha_c^2}(x) = \int_0^\infty \frac{2}{\Omega_p} e^{-x/\Omega_p}(1 - e^{-x/\Omega_p}) \times \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega \Omega_p} \exp\left\{-\frac{(10\log_{10}\Omega_p - \mu_{\Omega_p})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} d\Omega_p \quad (10.6)$$

Nerede $\xi = 10/\ln 10$ .Bölüm 10 A göstermektedir ki pdf p $\alpha_C^2(x)$ tarafında yaklaşık olarak tamamen log-normal dağılımı ile ortalaması ve varyansı verilen tarafından

$$\mu_{(\mathrm{dBm})} = \xi^{-1}[\ln 2 - C] + \mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})}$$
$$\sigma^2 = \xi^{-2}[\zeta(2,1) - 2(\ln 2)^2] + \sigma_\Omega^2 \ . \qquad (10.7)$$

Nerede $\xi = 10/\ln 10$ ve $\varphi(.)$Euler Psi fonksiyonu ve $\xi(\cdot,\cdot)$ Ek 10 A 'da tanımlanan zeta fonksiyonudur.

MS antenleri yönlü olduğu varsayılır.Çok yönlü BS antenler ile ,ilk altı çift kanallar için hem ileri hemde geri kanallar iç içe girer.İlk katmanlı iç içe girenlerin sayısı 120° lik bölünmelerle ikiye iner.Anahtarlamalı ışın akıllı anten ile ,ilk altı katmanlı çift kanallı iç içe girişlerin ileri kanalda rastgele değişken aralığı 0-6' dır,dar ışın yönlü antenlere ve aktif ışının MS yerindeki bağımlılığına eşittir.Eğer N_1 çift kanallı iç içe girişlerin her biriyle μ_i ve varyans σ_i^2 (doğal birimler içinde) sonra toplam müdahale gücü yaklaşık olarak günlük varyans –normal dağılım Fenton-Wilkinson - Wilkinson yöntemiyle bölüm 3.1.1de açıklandığı gibi elde edilir.Son olarak,eğer CCI antenin kenar lobundan itibaren yok sayılırsa, orada en fazla bir ters kanalda iç içe girişi olduğunda akıllı anten ışın genişliği 40 ° den az olur.

1.3 TRUNKPOOL(GÖVDE HAVUZU) TEKNİKLERİ

Anahtarlamalı ışın akıllı anten sistemlerinde,dar-ışın yönlü antenler hücre bölünmeleriyle karşılaştırılan gereksiz radyasyon dökülmesiyle azaltılabilir[217] ve dağılımın kanal zaman etkilerini azaltmak [227] .Yüksek anten kazancı da dar anten ışın genişliği nedeniyle elde edilebilir.Ancak anahtarlamalı ışın akıllı antenler daha sık transfer olacaktır(sektör arası transfer nedeniyle) gövdelendirme verimliliği nedeniyle.Dar ışın bölünmeleri tarafından gövdelendirme verimliliğinin neden olduğu bozulmanın üstesinden gelmek **için bölümlenmiş-özel alan** ve **tüm özel alan** yük paylaşımı programları önerilmektedir.

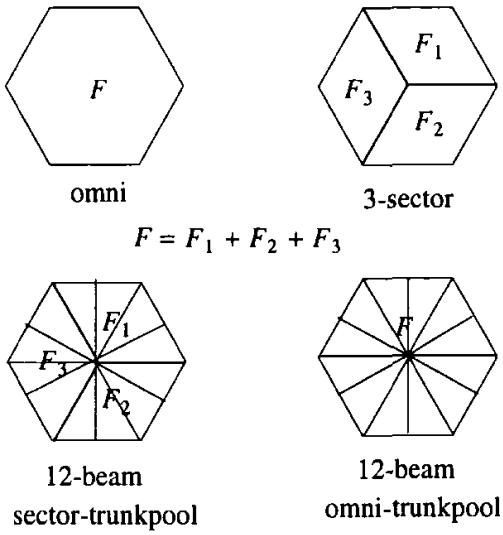


Figure 10.3. Trunkpool schemes for switched-beam antennas.

Şekil 10.3 , 4 azimutkal elemanlarıyla anahtarlamalı ışın anten(ışınları) her 120 ° lik sektör atanan dört tarafından paylaşılan bu sektör içindedir. 4 ışın için ortak bir diyafram olarak her sektör anteni hareket eder.Transfer geçikmedikçe hücre veya sektör sınırları MS ile çarpılmaz.

Bu durumda,nereye her geniş-ışın sektöründe benzersiz kanal atama olursa, oradaki gövde verimliliği referans sistemi aynı kalır.Bu kavram tüm özel alan tekniği,aktif ışınları herhangi bir kanala bir hücre atanan birine atanabilecek kadar uzatılabilir.Bu durumda MS hücre sınırını geçerse,herhangi bir transfere ihtiyaç vardır.

Genellikle gövde verimliliği kanal kullanım verimliliği (ya da yükleme faktörü) ile ölçülür[313].

$$\eta_T = \rho(1 - P_B)/m \qquad \text{Erlangs/channel} \qquad (10.8)$$

Burada ρ sunulan trafik , P_B bir engelleme olasılık, m kanal sayısıdır.Earling B formülündeki bloke-callscleared varsayımdan ,P_B , be[3] olarak gösterilebilir

$$P_B = \frac{\rho^m/m!}{\sum_{k=0}^{m} \rho^k/k!} \quad . \qquad (10.9)$$

AMPS ile, her servis sağlayıcı 416 çift katlı kanal, 395 trafik kanalları ve 21 kontrol kanalları oluşmaktadır. Şek. 10,4 farklı özel alan teknikleri için kanal kullanım verimliliği gösterir.

P_B =0,01 olduğunda tüm özel alan tekniği ile 7-hücre yeniden referans sistemi ile karşılaştırıldığında kanal kullanım verimliliği % 31.2 artar.Bunun aksine frekans yeniden küme boyutu 7 den -4 hücreye azalınca kanal kullanım verimliliği sadece % 17.4 artar. Bu nedenle, tüm-özel alan tekniği gövdelendirme verimliliği için akıllı anten sistemlerinin istihdam edilmesi yararlıdır.

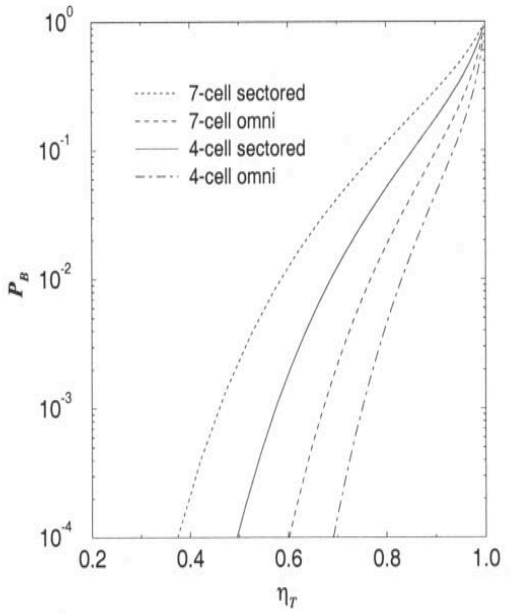


Figure 10.4. Channel usage efficiency with various trunkpool schemes.

1.4 ANAHTARLAMALI IŞIN ANTENLER İLE HÜCRESEL PERFORMANS

Performans değerlendirme aşağıdaki varsayımlar ile başlar:

1.Her hücre şeklinde bir altıgen hücre düzeni altında daireseldir. MSs düzgün bir hücre içinde dağıtılır.
2. Işbirliği sadece birinci kademede çift kanallın iç içe girmesi olarak kabul edilir.
3. Sistem kullanımını % 100 (en kötü durumda) olduğu varsayılır.
4. 120 ° yönlü anten referans sisteminde mükemmel yönlülük varsa, yani , kenar lobu yoktur. Ancak, ana kiriş bitişik kenar lobu anahtarlamalı ışın akıllı anten sistemi için kabul edilir. Akıllı anten önden arkaya oranı 30 dB, ve komşu kenar lobu zayıflama 12 dB olduğunu.

Çünkü güç kontrol mevcut AMPS sisteminde çalışan, iki farklı olgu olarak kabul edilir: güç kontrolü ve güç kontrolü olmayan. Pratik güç kontrol genellikle toplam sinyal gücü alınan (C + I). Ancak, kolaylık için, düşündüğümüz güç kontrol algoritması için istenen alınan sinyal gücü sadece C ise tepki gösterir. Aşağıdaki ifadeyi farklı frekans yeniden kullanım ile özel alan teknikleri ve anten ışın-genişlikleri arasındaki faktörleri ayırt etmek için kullanılır, ne zaman anahtarlamalı ışın akıllı antenler kullanılır:

sma - [yeniden kullanım kümesi boyutu] - [özel alan tipi] - [genişbant anteni]

burada

- tekrar kullanım küme boyutu: 7-hücreli veya 4-hücreli
- özel alan tipi: bütün veya bölümlenmiş
- genişbant anteni: 30° (12 elemanlı) veya 15° (24 elemanlı).

1.4.1 TERS KANAL

Güç kontrol istihdamında değilken, tüm MSs aynı güç iletimi için olduğu varsayılır. Hizmet BS de CIR olduğunu

$$\Lambda = \frac{10^{\frac{\varsigma_d}{10}}}{\sum_i 10^{\frac{\varsigma_i}{10}}} \qquad (10.10)$$

Burada altindis d ve i 'nin içeriği istenen sinyaller ve müdahale sinyalleri, sırasıyla.Rastgele değişkenler ς_d ve ς_i ,Gauss dağıtımındadır,onların ortalama ve varyansları (10.7) ve (2.223) için akıllı anten sistemleri ve referans sistemleri için sırasıyla türetilmiş olabilir. Bu referans sistemi ters kanalda iki dal seçimi çeşitliliğe sahip olduğunu kaydetti. Yardımcı kanal sayısı iç yardımcı-kanal ve istenen MSs 'in içe geçiş konumuna bağlıdır. Aktive kirişler yardımcı-kanal hücrelerinde CIR bir fonksiyonu olarak değişir. Güç kontrol istihdamı olduğunda, bu alınan güç her MS için BS hizmeti bir sabit kabul C seviyede korunur. Güç i.mobil tarafından iletilen j.hücre MS_{ij} ,d_{ij} uzaklığında servisi BS ye P_{ij}

$$C = P_{ij} 10^{\frac{\varsigma_{ij}}{10}} \quad . \qquad (10.11)$$

MS_{ij} , ayrıca d_{i0} uzaklığından BS ye referans olarak,BS_0, CCI ile eşit güç üretecek

$$I_{i0} = P_{ij}10^{\frac{\varsigma_{i0}}{10}} = C10^{\frac{\varsigma_{i0}-\varsigma_{ij}}{10}} = C10^{\frac{\varsigma_i}{10}} \quad . \qquad (10.12)$$

Sonra C/ I , BS_0 'da

$$\Lambda = \frac{C}{C\sum_i 10^{\frac{\varsigma_i}{10}}} = \frac{1}{\sum_i 10^{\frac{\varsigma_i}{10}}} \quad . \qquad (10.13)$$

Bu yol kaybı mesafe ile dördüncü bir yasa takip varsayarsak, ortalama ve varyans σ_i

$$\begin{aligned} \mu_i &= \mu_{i0} - \mu_{ij} = 10\log_{10}\left(\frac{d_{i0}}{d_{ij}}\right)^4 \\ \sigma_i^2 &= \sigma_{i0}^2 + \sigma_{ij}^2 \quad . \end{aligned} \qquad (10.14)$$

1.4.2 İLERİ KANAL

İleri ve geri kanallar arasında büyük fark eş sayıda kanal iç içe geçişlerinin olduğudur.Hesaplaması C/I benzerdir, ancak anten çeşitliliği referans sistemi için eklenmiştir. Log- normal değişkenlerin varyans ve ortalamaları (2,223) den hesaplanır.

1.4.3 PERFORMANS KRİTERLERİ VE SONUÇLARI

Iki kriter anahtarlamalı ışın akıllı anten sisteminin performansını değerlendirmek için kullanılacak.

Kriter 1: alınan bir C/I hedef değeri Λ_{th} aştığında , ortalama alan olasılığı P_1

Kriter 2: Alınan C /I bir hedef değeri Λ_{th}, % 75 aştığında hücre alanın yüzdesi P_2

Kriter 1 küresel bir performans ölçüsü olarak kullanılabilir. Ancak, kötü yerler alanından maskelenecek performansı ortalaması iyi yerlerde olana . Bu, özellikle hücre alanı homojen olmadığında kısmen doğrudur. Bu durumda, Kriter 2 yararlıdır. Kriter 1 ile performans Şekil 10.5 ve 10.6 olarak çizilmiştir. Önemli bir performans artışı ile görülmektedir anahtarlamalı ışın akıllı anten sistemleri, ileri kanal özellikle. Örneğin, sma-7-Omni-30 ° sistemiyle, Kriter referans sistemi ile karşılaştırıldığında 1 verimleri en az 5 dB bir iyileşme vardır. Ortalama alanı etkileyen önemli faktörler C / I anahtarlamalı akıllı antenler ,açılı anten ve frekans yeniden kullanımıdır. Özel alan tekniklerinin önemli bir rolü yoktur.

Şek. 10.7 ve 10.8 Kriter 2 ile performans gösterir. Bu durumda sadece referans sistemi ile ilgili sadece 2 dB gelişmedir. Özel alan teknikleri , Kriter 2 ile önemli performans etkisi gösterilir. Sektörlü özel alan ile performansı ,tüm özel alandan daha iyidir. sma-4-san-30 ° sistemi referans sistemiden daha kötüdür.

Daha net olarak, performans kriteri 1 ve 2 arasındaki farkı anlatmak için.Şekil 10.9 ve 10.10 Monte Carlo simülasyonu sırasındaki ana noktaları, C / I 17 dB az,fazla % 25 olduğu zamanı. Bu noktalara kötü puanlar denir.

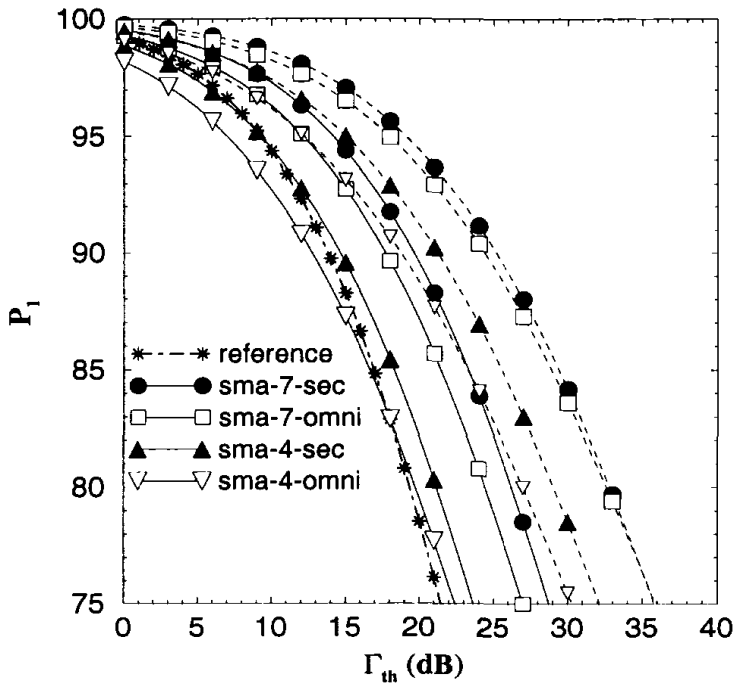


Figure 10.5. Area-averaged probability, P_1, for the reverse channel, with 30° antenna beamwidths (solid), and 15° antenna beamwidths (dashed); $\sigma = 8$ dB.

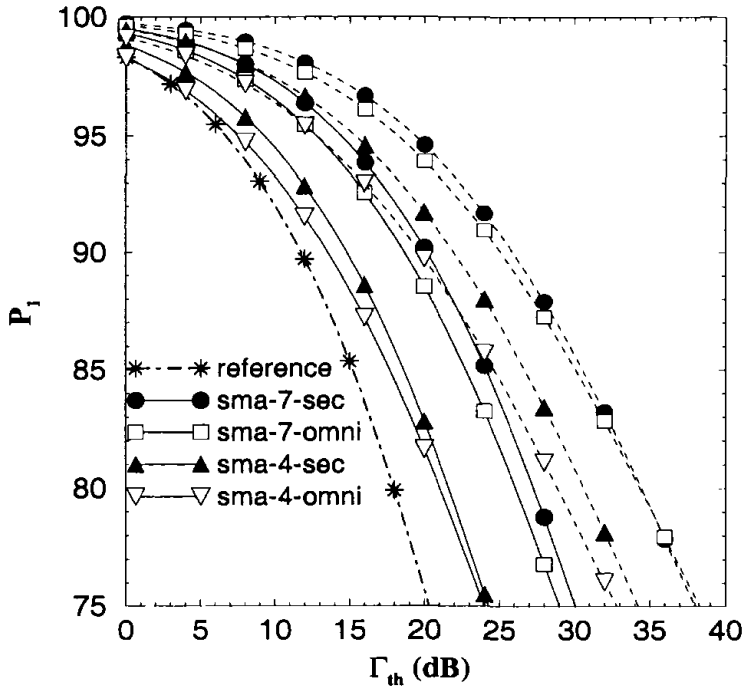


Figure 10.6. Area-averaged probability, P_1, for the forward channel, with 30° antenna beamwidths (solid), and 15° antenna beamwidths (dashed); $\sigma = 8$ dB.

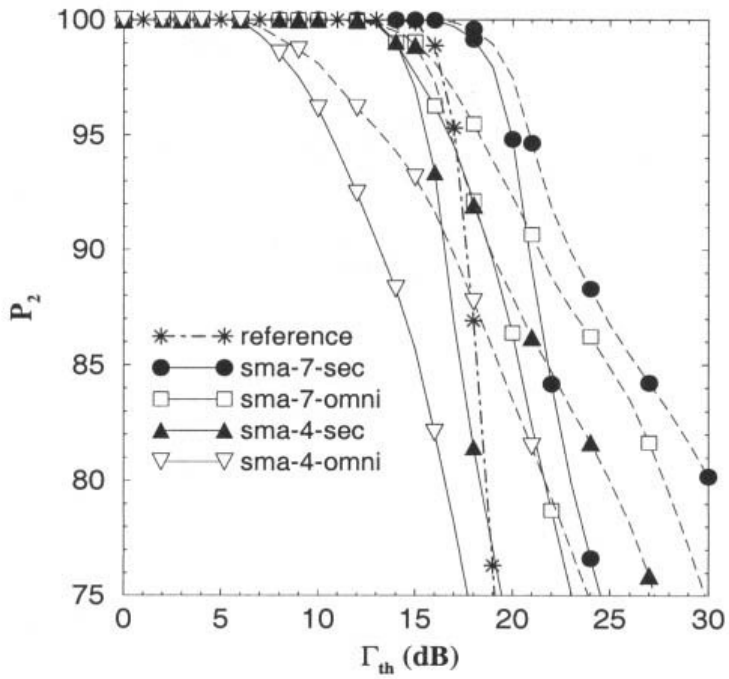


Figure 10.7. Percentage of the cell area, P_2, for the reverse channel, where the C/I exceeds the target value, Ath, 75% of the time with 30° antenna beamwidths (solid), and 15° antenna beamwidths (dashed); $\sigma = 8$ dB.

Güç kontrolü ile, kötü puan hücre içinde ve hücre sınırında olmayan herhangi bir yerde olabilir.Çünkü güç kontrol algoritması sadece istenen sinyalin gücünün kontrolü olmasıdır. Bir MS kendine servis yapan BS e yakın olunca güç seviyeleri azaltılır. Bu nedenle, kendi hizmet BSs kanalları bu BS yakınında yardımcı-kanal hem ileri hemde ters kanallın daha çok iç içe girişiyle karşılaşacaktır.Anahtarlamalı ışın akıllı antenler istihdam edilince , Kriter 1 ile performansı geliştirilebilir ve sonunda Kriter 2 ile performansı çok az değişebilir.

Bir başka ilginç olay Şekil 10.9 gösterilmektedir.Ters kanal kötü puanları ile anahtarlamalı ışın akıllı antenler radyal sektörlerde yoğunlaştırıldığında kötü alanlar denir, yani C / I iyileştirmesi tüm hücre alanında homojen değildir. Buna araba tekerleği etkisi diyoruz. Ancak, ileri kanalı mevcut değildir. Şekil 10.11 i Şekil 10.7 olarak çizelim.Kötü alanlara sadece dayalı. Şekil 10.11, hatta sma-4-san.-15 ° sistemi referans sisteminden daha kötüdür. Kötü alanlarda her zaman sistemlerinde anahtarlamalı ışın akıllı antenler kullanarak olmayacaktır ne kadar dar açılı antene varlığına bakılmaksızın veya güç kontrolü kullanılarak olur. Elbette, ne zaman kötü puanların sayısı azalırsa antenin ışın açısı azalır. Araba tekerleği etkisini azaltmak için, bir olasılık kötü puanları dağıtmak için diğerlerine göre bazı açık ışını hücreleri döndürmektir. Ancak, bu sadece rotasyon derecesi sinyallerinin AOA yayılması daha geniş etkili olabilir. Başka bir yaklaşım aynı kanal bir potansiyel ortak-kanal civarında iç içe girişleri kullanarak önlemek için dinamik kanal atama kullanmaktır.

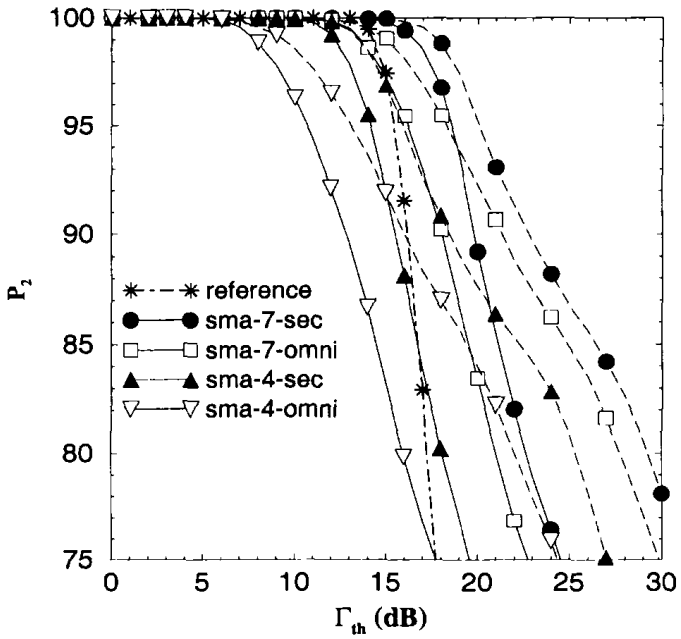


Figure 10.8. Percentage of the cell area, P_2, for the forward channel, where the C/I exceed the target value, Λ_{th}, 75% of the time with 30° antenna beamwidths (solid), and 15° antenna beamwidths (dashed); $\sigma = 8$ dB.

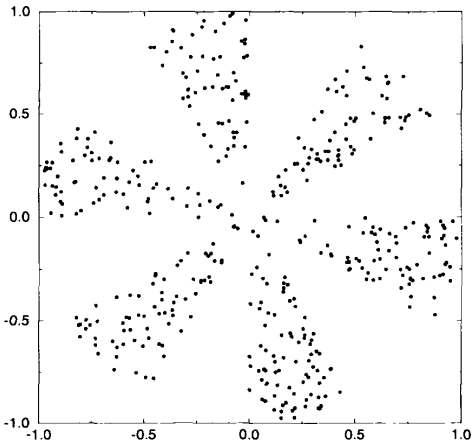


Figure 10.9. Reverse channel bad points for a 'sma-7-omni-30°' system with power control.

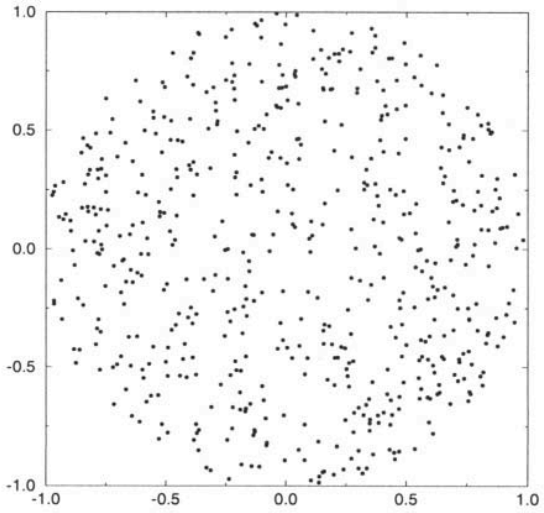


Figure 10.10. Forward channel bad points for a 'sma-7-omni-30°' system with power control.

2. KONVANSİYONEL HÜCRE BÖLME :

Konvansiyonel hücre bölme apaçık işlemin tanıtımının yeni, daha küçük , mevcut hücrelerin hücresel dağıtımıdır. Böyle yaparak, hücresel sistemin trafik artışını karşılamak uygun olabilir. Konvansiyonel hücre bölünmesi göstermek için, altıgen hücreler Şekil 10.12 de gösterilen düzgün ızgarayı düşünelim. Yoğun trafik yükleme iki hücre arasındaki orta az 1 etiketli, sonra bölünmüş bir hücre olduğu yerde tanıtıldı 1 'etiketli karşılaşırsa. Bölünen hücrenin alanı ana hücrelerin alanın dörtte biridir. Ek bölünmüş hücre sistemi alanı boyunca başka yerlerde trafik yükleme karşılamak tanıtılıyor olabilir. Örneğin, bölünen hücre 2' hücreleri arasındaki orta noktasında 2 hücreleri olabilir.

Çünkü bölünmüş hücreler küçük olduğundan, iletim gücü azaltılabilir.Not olarak bölünen hücrelerde enerji gereksinimleri tahmini aktarmak için,alınan güç için köşede yer alan bir MS ana hücrede

$$\Omega(R_o) = A\Omega_o R_o^{-\beta} \qquad (10.15)$$

bölünmüş bir hücrenin sınır olarak alınan gücü

$$\Omega(R_s) = A\Omega_s R_s^{-\beta} \ . \qquad (10.16)$$

Burada $\Omega_0$ve Ω_S, R_0 ve R_s güç ve hücre yarıçapı ana hücreleri ve split hücreleri sırasıyla ilişkili iletimi vardır. Alınan güç MS hücre sınır sabit bulunan ilişkili tutmak için gerekli enerji verici yol kaybı modeline göre ayarlanmalıdır. (1.7) olarak modeli varsayarsak, yeni olarak temin edilebilir güç iletimi şu şekildedir:

$$\Omega_s = \Omega_0 \, (R_s \ / \ R_o)^{-\beta} \qquad (10.17)$$

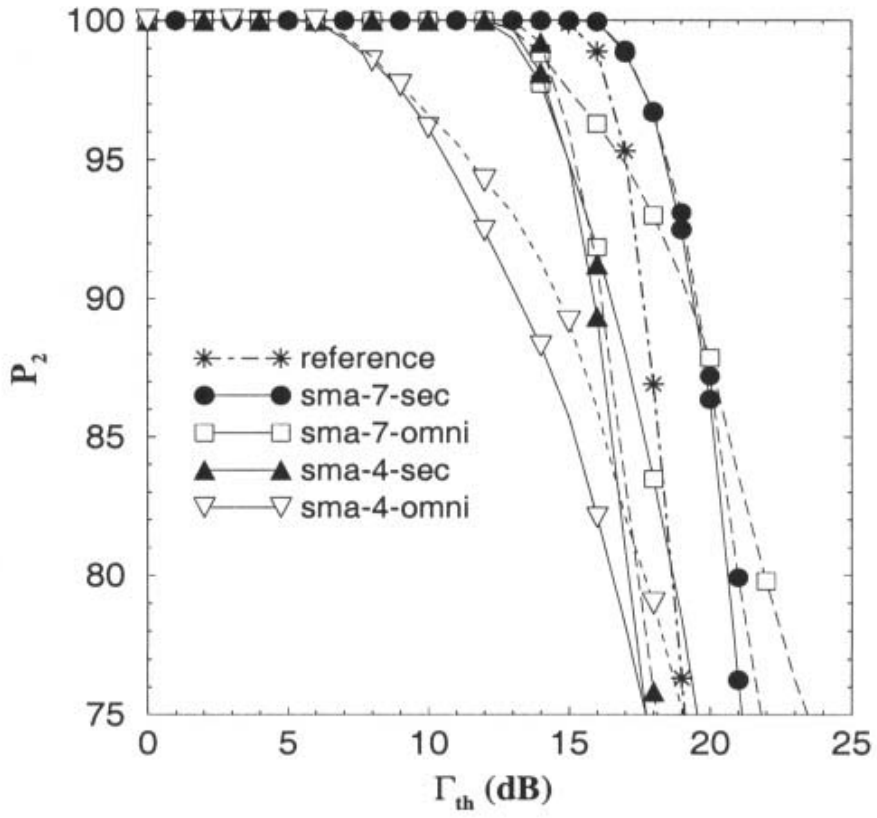


Figure 10.11. Percentage of the cell area, P_2, for the reverse channel, where the C/I exceeds the target value, Λ_{th}, 75% of the time with 30° antenna beamwidths (solid), and 15° antenna beamwidths (dashed); $\sigma = 8$ dB.

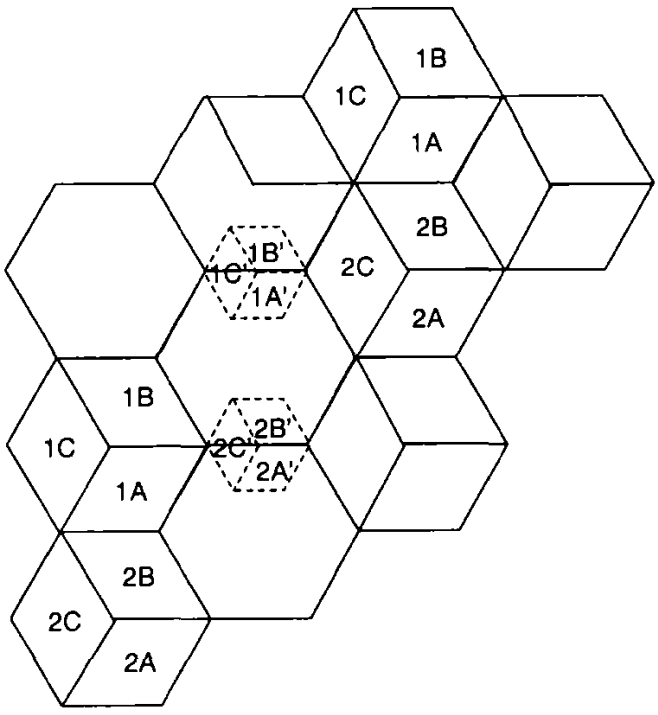


Figure 10.12. Conventional cell splitting is used to accommodate an increased traffic load by introducing smaller cells.

Eğer β=4,sonra Ω_s= Ω_0 /16 , madem R_s= R_0 / 2.Dolayısıyla, split hücreleri 12 dB güç seviyeleri iletimi onların azaltabilir.

Bölünen hücreleri tanıtan sonra, frekans planı değişiklikleri yeniden kısıtlama ihlallerini önlemek için gereklidir. Çok açık bir yaklaşımla kanal bölümlemelerde, burada kanal ayarları yardımcı-kanal hücreleri tarafından iki gruba ayrılırsa ana kanal hücreleri diğer gruba atanır,bölünmüş hücreler kanalların bir gruba atanmış olmasıdır. Ne yazık ki, bu düzenlemeyi gövde verimliliğinin kazanç kaybıdır.Çünkü ana kanal hücreleri olarak bölünen hücrelere atananları kullanamazsınız. Ayrıca, eğer ana hücreleri zaten yakın olanların kapasitesiyse, sonra bu hücrelerde kanalların bölümlemesi daha bölünmüş hücrelerin girişini gerektirir. Bu nedenle, bölme bir yayılma sistemi alanı boyunca, ek hücre sitelerinin bir çok sayıda kurulum gerektirmesiyle oluşur. Bu nedenle, kanalları bölmek iyi bir seçenek değildir. Başka bir çözüm Şekil 10.13 gösterilir, burada iç hücreleri kaplı ana hücreler eklenir. Bir kez daha, kanal ayarlar iki gruba ayrılır. MSs kaplı iç hücre içinde ve bölünmüş hücrelerde grup kanallarından birini kullanın, MSs dış hücre içinde bulunanda diğer grup kanalları kullanın. Ne zaman MS iç hücre ve dış hücre alanı arasındaysa bir transfer uygulanmalı, ihlalden kaçınarak ortak kanalın tekrar kullanımı kısıtlanır.

2.1 YENİDEN BÖLÜMLEME:

Halpern [157] bir bindirme / altına koymak düzeni yeniden bölümleme, birden çok eş-kanal yeniden faktörler aynı dağıtım kullanılan kavrama dayalı önerdi. Bir iç hücre her olarak mevcut hücrelerin içinde oluşturulan Şekil 10.14 gösterilmektedir. Örneğin Şekil 10.14 ancak diğer planları yeniden kullanılabilir, kanalları 3-hücre ve 7-hücre tekrar kullanım planı, sırasıyla göre iç ve dış hücrelere atanır. Bu iç ve dış hücrelere sadece MSs iç ve dış hücre içinde bulunur, sırasıyla kullanılabilir kanallara atanır. Transferler,bir MS bir iç ve dış hücre sınırı arasındaki çaprazlama olunca yükümlüdür. Iç hücresi azaltılmış yarıçapı hücre artışında yol kapasitesidir.Bu artışın ölçmek için

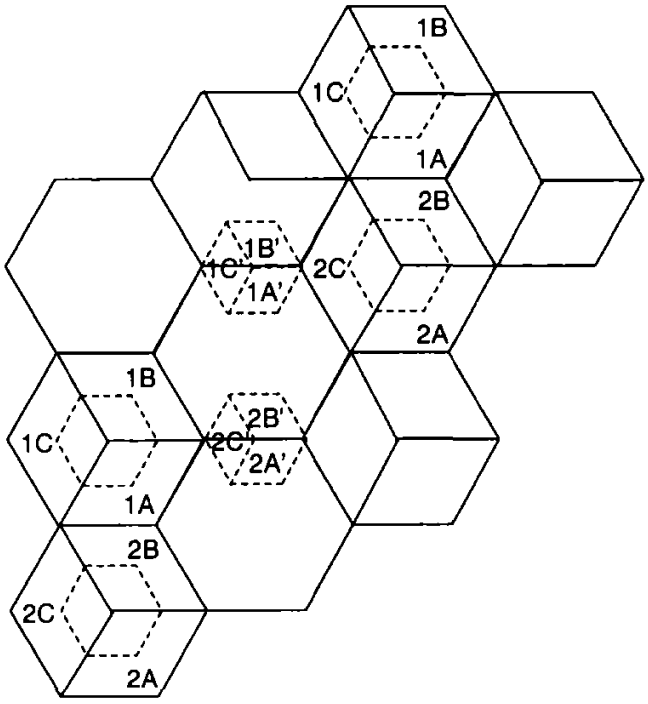


Figure 10.13. Overlaid inner cells can be used to maintain the frequency reuse constraint when cell splitting is used.

R_i= iç hücrenin yarıçapı

R_0 =dış hücrenin yarıçapı

Di = iç hücre için yeniden kullanım mesafesi

D_0 = dış hücre için yeniden kullanım mesafesi

Varsayalım ki kabul edilebilir bir bağlantı kalitesi yardımcı kanalın yeniden kullanımını gerektirsin

$D_i / R_i = D_o / Ro = 4{,}6$. Eğer 7-hücreli ve 3-hücreli yeniden kullanım kümesi dış hücreler ve iç hücreler için kullanıldıysa , sırasıyla, sonra $D_i / R_i = 3$ ve

$$\frac{D_i/R_i}{D_i/R_o} = \frac{4.6}{3} \quad . \qquad (10.18)$$

Dolayısıyla, iç ve dış hücre yarıçapı ile ilgili $R_i = 0{,}65\ R_o$ ve dolayısıyla, iç ve dış hücre alanları ile ilgili $A_i = (0{,}65)^2\ A_0 = 0{,}43A_0$. Eğer toplam N_T kanalları kullanılabilirse, sonra $0{,}43\ N_T$ iç hücrelerin kanallarına verilmelidir ve $0.57\ N_T$ dış hücrelerin alanındaki kanallara verilmelidir (Sistem alanı boyunca homojen bir trafik dağılımı varsayarak) .Sonuç olarak hücre kapasitesi

$$N_\mu = 0.57N_T/7 + 0.43N_T/3 = 0.225N_T \text{ channels/cell} . \qquad (10.19)$$

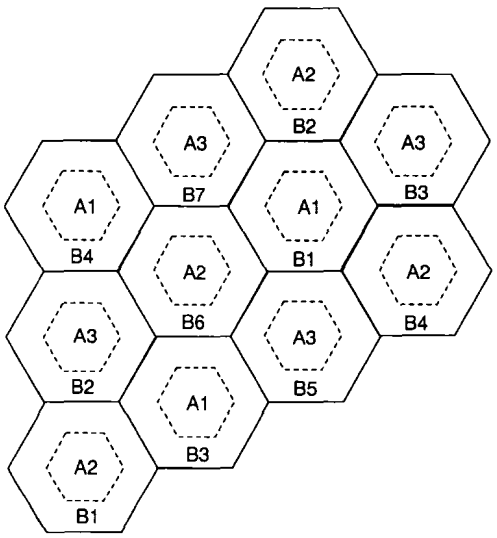


Figure 10.14. Reuse partitioning can be used to increase the channel reuse efficiency, from [157].

Diğer taraftan, geleneksel 7-hücrenin yeniden kullanım planı

$$N_\mu = N_T/7 \text{ channels/cell} . \qquad (10.20)$$

Bu nedenle, hücre kapasitesi 1,575 bir iyileşme gerçekleşir.

2.1.1 YENİDEN BÖLÜMLEME İLE HÜCRE AYIRMA

Hücre bölme de yeniden bölümleme ile kullanılabilir. Örnek olarak gösterilen Şekil. 10.15 bölünmüş bir hücrenin üst B2 hücreleri arasında eklenir. Split hücre de yeniden bölümleme de kullanır. Kabul edilebilir düzeyde C / I sürdürmek için, bazı B2 hücrelerinde kanalların iç hücrelere taşınır ve B2' tarafından ifade edilir. Ayrıca,en yakın yardımcı kanalın iç hücreleri A1 ' in kanalarını benzer biçimde bölümlemelidir. Böylece MS halkaları arasındaki sınırda iki halkanın arasından geçtiğinde yeniden bölümleme şeması ile hücre bölmede bir engelleme gördüğümüzde hücreler ayrık kanal setleri kullanarak çok sayıda konsantrik halkalara bölünmüş olmalı ve transfer oluşmalıdır.

3. KÜME PLANLI HİYERARŞİK MİMARLIK :

Bir dezavantajı olduğunu konvansiyonel hücre bölme ve yeniden bölümlendirme split hücreleri ve üst üste örtüşen hücrelerde yalnızca belirli yerlerde hücresel konuşlandırmasında tanıtılan olabilir. Ne yazık ki, bu yerlerde gerekli olmayabilir en yüksek trafik büyüme yaşandığı sıcak yer alanlara karşılık gelir.

Şimdi bir TDMA hiyerarşik mimarisini makrohücreleri ve mikrohücreleri aynı frekansları yeniden küme planlama kavramına dayanarak tanımlayalım. Ayrıca,mikrohücreler yavaş yavaş olabilir ve kapsamlı bir şekilde konuşlanarak konumu tüm servis alanı boyunca kapasitesini artırmaktır. Bu esnekliklerle, küme planlama mevcut makrohücreli sistemleri hiyerarşik bir karma hücre mimarisi içine pürüzsüz evrim yaklaşımı sağlar.

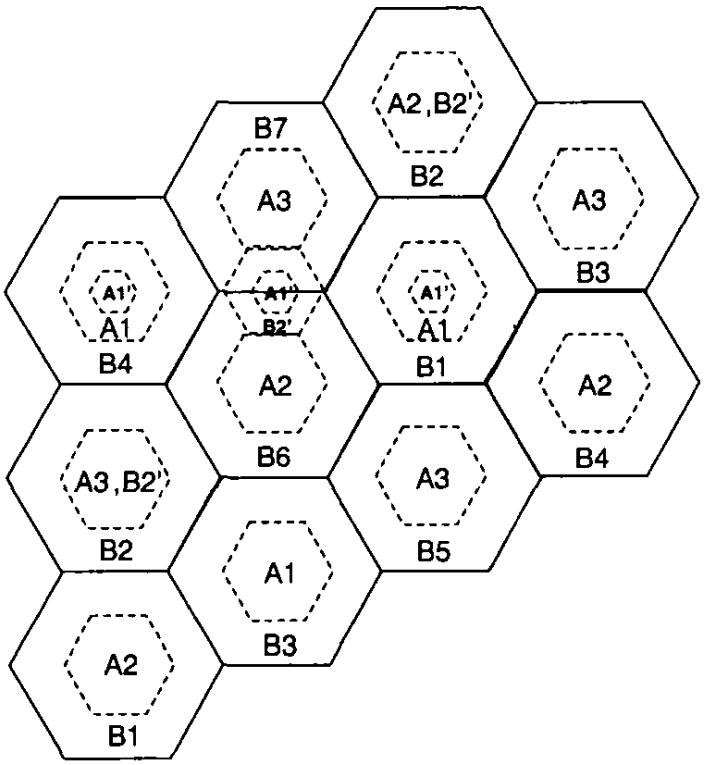


Figure 10.15. Cell splitting can be used in combination with reuse partitioning.

3.1 SİSTEM MİMARİSİ :

Geleneksel 7 / 21 frekansın yeniden kullanım sistemi Şek. 10.16 gösterilmektedir. Kanallar 21 küme halinde böümlendi ve her setin yeniden kullanarak baklava şeklinde bölümlere ayrılması yeterli mesafede bölümlemedir. Ne yazık ki, Her kanal için bölge müdahalesi tüm servis alanı kapsamaktadır. Bu geniş dağıtılmış CCI dan makrohücrelere kadar,aynı mikrohücrelerde kanal frekanslarının yeniden kullanımını imkansızlaştırır.

Küme planlama geleneksel sektörel düzenleme değiştirmek için kullanılanbiri belirli bir kümesi çok düşük girişim için özel alanlarda sahip olan taşıyıcılardır. Temel küme planlama yöntemi aşağıdaki gibidir:

Küme planlama prosedürü:

1) 7 / 21 geleneksel frekans olarak aynı kanallardan her hücre konumuna yeniden kullanımın planı Şekil. 10.16 gösterilmektedir.

2) Makrohücrelerin yeniden kullanım kümelerini üç gruba bölün Şekil 10.17 de gösterilmektedir.

3) Birinci grup referans grubu olsun.

4) Birinci gruba göre ikinci gruptaki her hücrenin kanal setlerini 120 ° açıyla saat yönünde döndür.

5) Birinci gruba göre kanal setlerinin üçüncü gruptaki her hücresini 120 ° lik açıyla saat yönünün tersine döndür.

Küme planlama prosedürü dışında her kanal için belirlenen makrohücrelerin sektör alanları düşük girişim bölgeleri oluşturur .Bu düşük girişimlere mikro-bölgeler denir. Şekil. 10.18 sektörlerde dönenlerin sonuçlarını gösterir . $A \sim F$ bölgeleri çok düşük girişim için kanal kümesi 4_β onlar makro-hücrelerin arka-lob alanlarında bulunan makro-hücreler sektörleri kullanılarak kanal kümesi 4_β olduğunu görüyoruz. 4_β kanal kümelerini kullanarak bu mikro-hücreleri bu alanlarda tanıtılabilir.

3.2. ALTTA KALAN MİKROHÜCRELERİ PLANLAMA ALGORİTMASI:

Küme planlanlı hiyerarşik mimaride, mikrohücrelerin bulduğu mikro alanlarda belirli makrohücre kanal setleri tekrar kullanılabilir . Mikrohücreler BS yer seçiminde büyük esnekliğe sahip olmalı ,bu alanlarda yerleştirilmiş mikrohücreler tarafından kullanılan bütün kullanılabilir mikro alanları ve ilişkili kanal ayarlarını tanımlamak önemlidir. küme planlı mimaride,mikrohücreler tarafından yönlü antenlerin arka lob alanlarında kullanıldığında makrohücreler yönlü antenlerin ön lob alanları tarafından kullanılır. Bir klasik frekans yeniden kullanım sisteminde

(Mesela bakın Şekil. 10.16) her kanal set arka lob alanında hala bazı ilk halka girişimcileriyle karşılaşacak. İlk katman girişimciden arka lob alanlarının korunması için, biz küme planlama prosedürü aracılığıyla sektörler döndürürüz. Küme planlama ilk kademe girişimci arka lob alanlarda yer alan düşük parazit mikro alanlar Şekil 10.18 de gösterilmektedir. İndeksleme kolaylığı için, bir mikro-bölge her biri farklı BS 'e ait bir bölgede üç komşu makro-hücre sektörleri Şekil. 10.19 da bir mikro alana örnek gösterir.

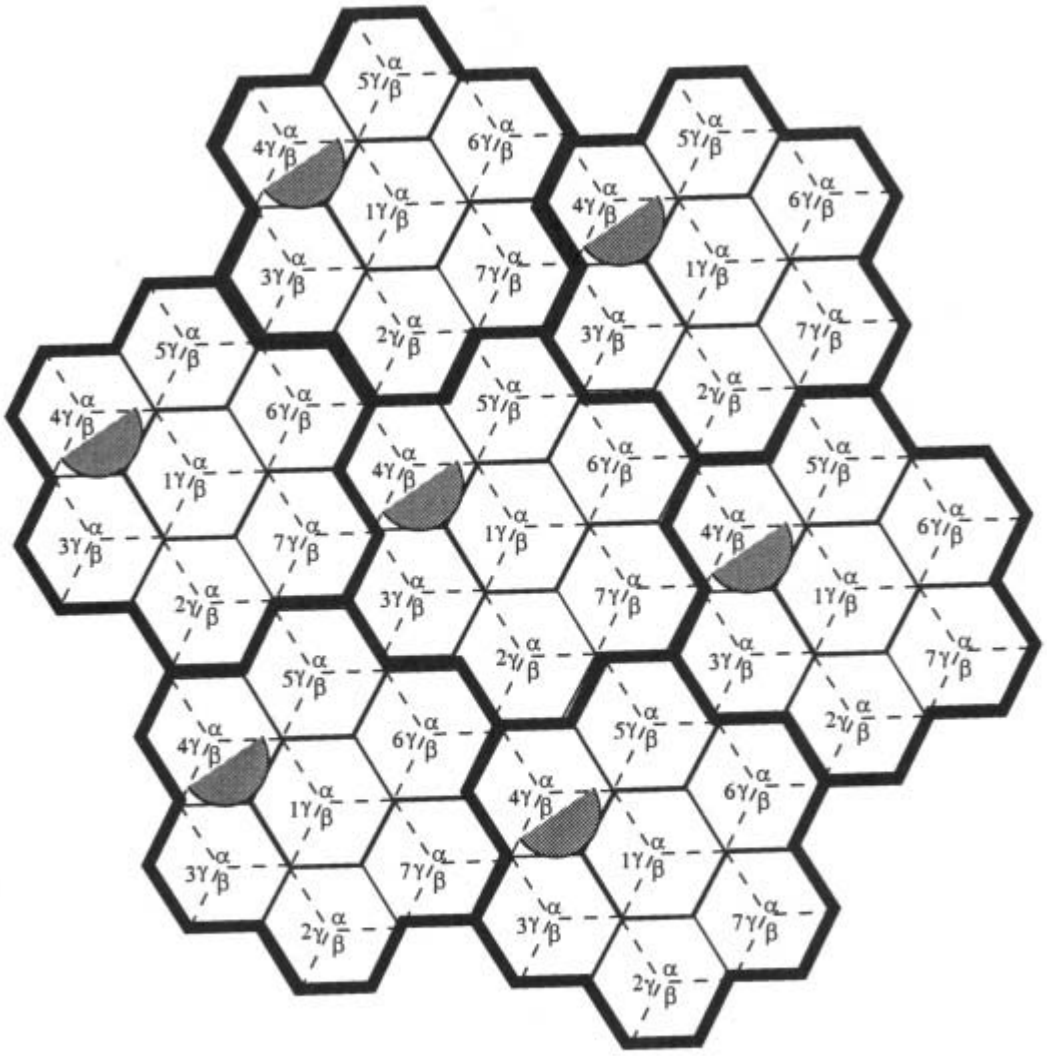


Figure 10.16. Traditional 7/21 frequency reuse plan, from [350].

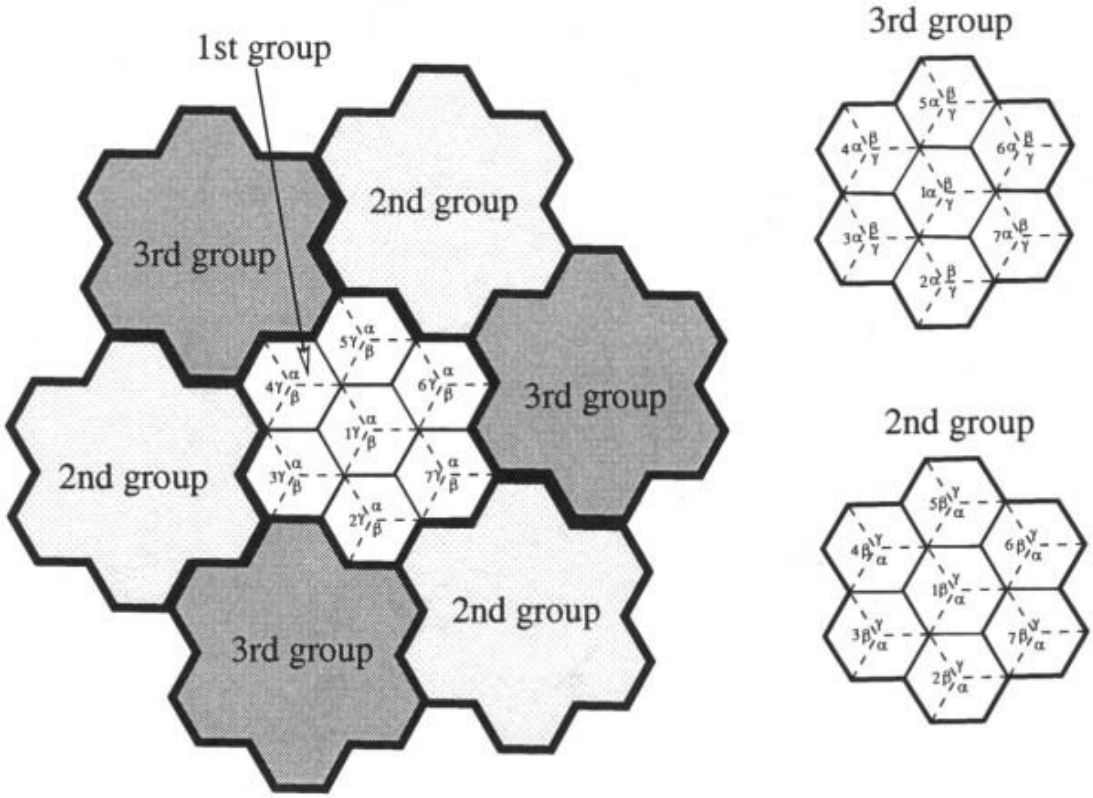


Figure 10.17. Proposed 7/21 frequency reuse plan with cluster planning, from [350].

Her mikro alan bir girişim komşuluğuna sahiptir, M, mikro alan çevresindeki 18 makrohücre bölgesinin yakınlaşması olarak tanımlanır. Aşağıdaki algoritma sistematik olarak her mikro alanda kullanılan kanalları belirler. c_i^j ,kanal seti temsil eder sektör i=α,β,γ ,hücre sitenin c 'si, burada c = 1 ,..., 7. Üst j = 1,2,3 endeksler üç grupta küme döndürülebilir.

İstenen bir mikro alan ve buna karşılık gelen bir girişim mahalle göz önüne alındığında, M, kanal set birliği ifadesini M 'nin girişim komşuluğunda belirtelim.

$$\Theta = \{c_i^j \in M\}$$

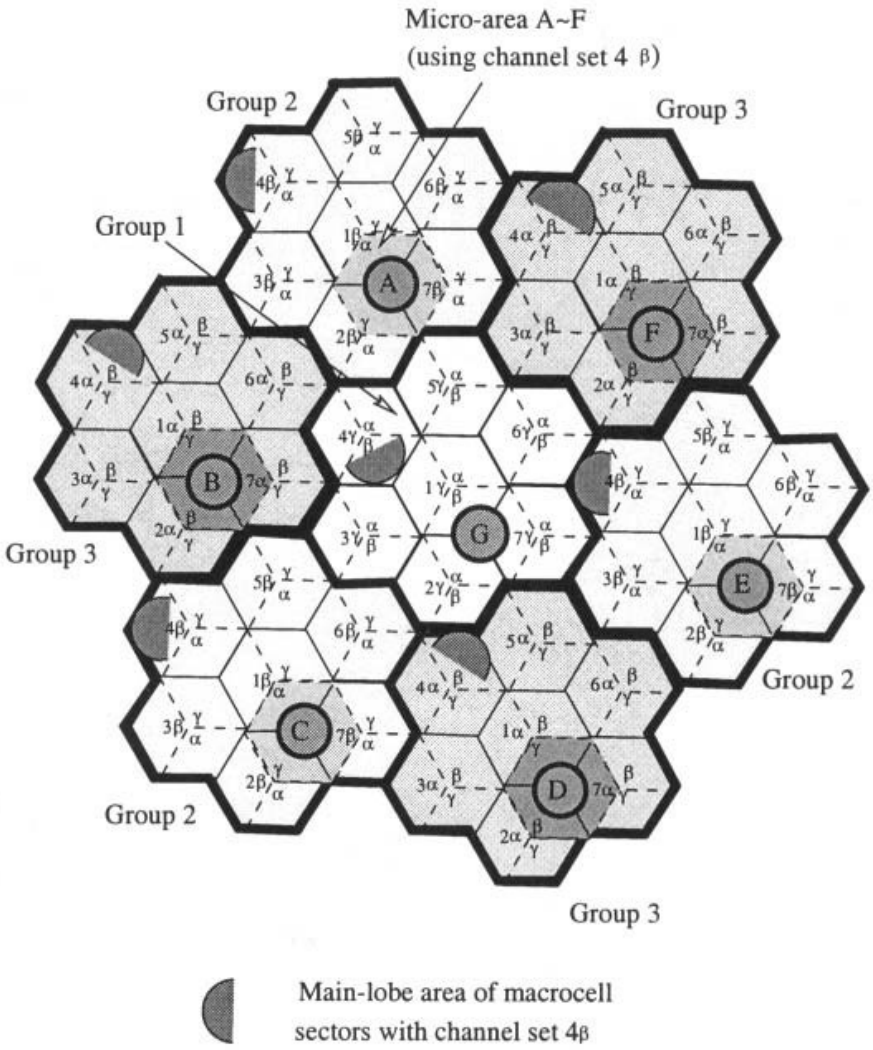


Figure 10.18. Microcells can reuse low-interference macrocell channels in the proposed hierarchical architecture. The macrocell channel set 4_β can be reused in the micro-area A ~ F, from [350].

- Θ'dan , 3 x 3 gösterge matris yapı $B_c = [\, b_{ij} \,]$ için BSs c=1,..,7 ,burada

$$b_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{Eğer kanal kümesi } C_i^J \in M \\ 0 & \text{Aksi halde} \end{cases}$$

- Eğer matris işareti B_c de bazı hücre konumu c için iki satır ve bir satırı sıfır olanların, sonra B_c nin sıfır sırası düşük girişim makrohücre kanal için mikro bölgeye yerleştiğini gösterir.

ÖRNEK 9.1 : Şekil göre 10.19, girişim komşuluğu için mikro alanın A olduğu

$$\Theta = \left\{1_\alpha^2, 1_\beta^2, 1_\gamma^2, 2_\alpha^2, 2_\beta^2, 2_\gamma^2, 3_\alpha^2, 3_\alpha^3, 3_\gamma^2, 4_\alpha^1, 4_\alpha^2, 4_\alpha^3, 5_\alpha^1, 5_\alpha^2, 5_\gamma^1, 6_\alpha^2, 6_\beta^2, 6_\beta^3, 7_\alpha^2, 7_\beta^2, 7_\gamma^2\right\}$$

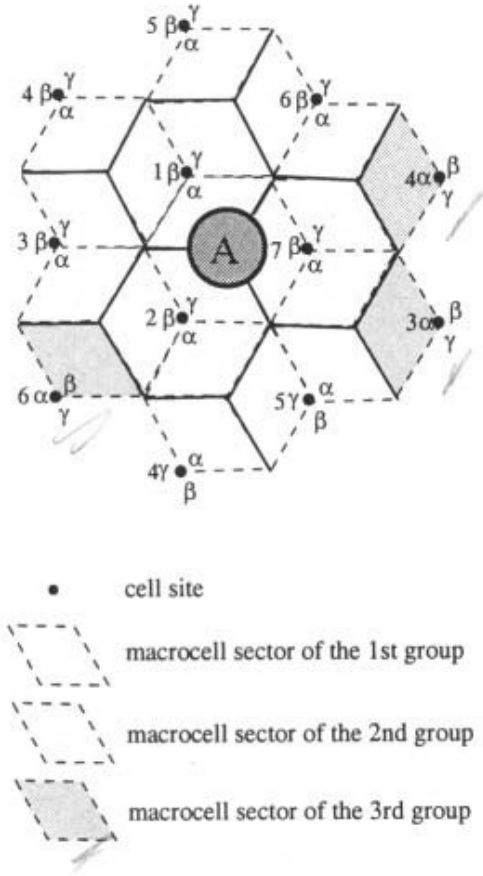


Figure 10.19. Interference neighborhood for micro-area A in Fig. 10.18, from [350].

Sonra belirten matrisler vardır.

$$\mathbf{B}_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{B}_3 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B}_4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{B}_5 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{B}_6 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B}_7 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} .$$

Belirtilen matrisin incelenmesi B_c , $c = 1, \ldots, 7$, bulduğumuz bu B_4 matrisi olduğunu sadece olanların bir satır ile iki sıra sıfıra sahip; ikinci ve üçüncü sıraları B_4 'ün sıfır sıralarıdır. Yukarıdaki algoritma, geçerli düşük parazit makrohücre kanal kümeleri mikro bölge A için 4_β ve 4_γ ' dır.

Diğer mikro alanlarda tanımlanabilir önerilen sistem mimarisi görmek için, Şekil 10.20 deki sistemi düşünün 100 mikro alan üzerinde tanımlı olan servis alanı. Yukarıdaki algoritma uygulayarak, mevcut makrohücreli kanal her mikro alan için kümeleri Tablo 10.1 'de listelenir. Bu mikro alanların iki makrohücreli kanal kümelerin ve mikrohücrelerin yeniden kullanımı yapılabilir tüm servis alanı boyunca olduğunu unutmayın.

Çünkü bir mikro alanda 3 makrohücreden oluşan sektörlerde, her makrohücre alanı 5 mevcut kanal kümesinden oluşur - 3 atanan makrohücre ve 2 atanan mikrohücreden. Her mikro alanı içerisinde mikro hücreler geleneksel frekansın yeniden kullanım planına göre yayılır. Mikrohücreler yönlü antenler veya sektörel antenlerde kullanılabilir. Mikrohücreleri yönlü antenler veya sektörel antenlerde kullanabilirsiniz. C_μ , bir mikro alanda konuşlandırıldığı mikrohücre kümelerin sayısını ifade eder . Çünkü her mikrohücre kümesini düşük parazit makrohücre kanallarının iki kümesi olarak yukarıdaki örnekte görüldüğü gibi tekrar kullanabilirsiniz, hücrenin kapasitesi $1+\frac{2}{3}C_\mu$ kez arttırılabilir.

Sonra göstereceğiz ki $C_\mu = 6$ mümkün ve dolayısıyla, verilen kapasitesini 7 kez arttırır.

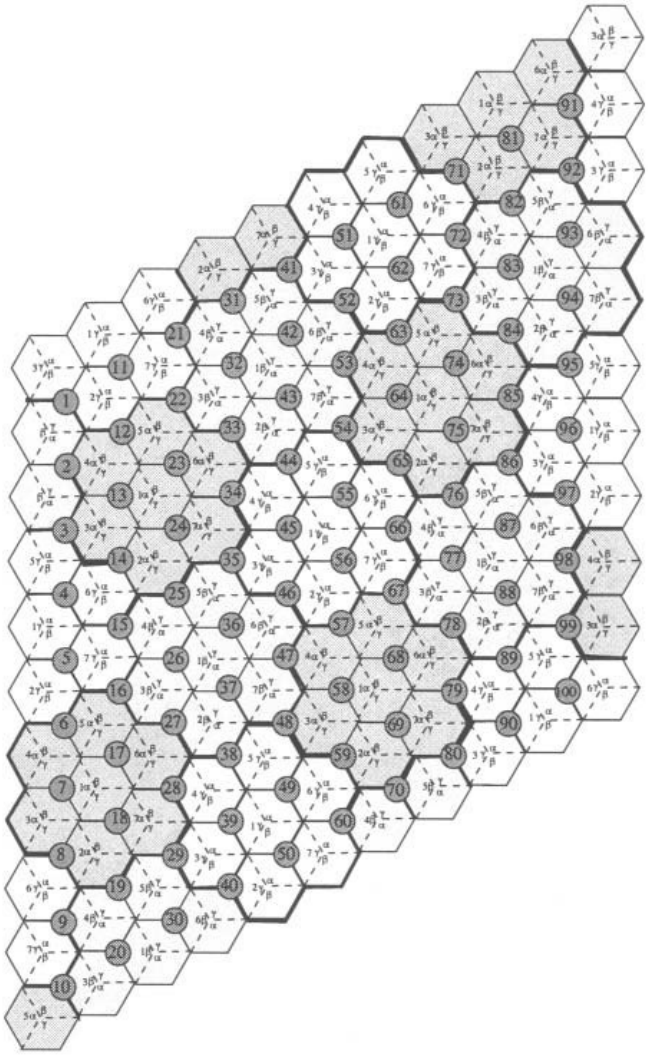


Figure 10.20. Channel reuse in the proposed 3-sector cellular system, where each micro-area consists of three sectors that belong to three different macrocells, from [350].

Zone	Channel Set	Zone	Channel Set	Zone	Channel Set	Zone	Channel Set
1	$7_\alpha, 7_\beta$	26	$6_\alpha, 6_\gamma$	51	$6_\alpha, 6_\beta$	76	$3_\alpha, 3_\beta$
2	$5_\beta, 5_\gamma$	27	$7_\alpha, 7_\gamma$	52	$7_\alpha, 7_\beta$	77	$6_\alpha, 6_\gamma$
3	$1_\beta, 1_\gamma$	28	$5_\alpha, 5_\beta$	53	$5_\beta, 5_\gamma$	78	$7_\alpha, 7_\gamma$
4	$2_\beta, 2_\gamma$	29	$1_\alpha, 1_\beta$	54	$1_\beta, 1_\gamma$	79	$5_\alpha, 5_\beta$
5	$4_\alpha, 4_\gamma$	30	$2_\alpha, 2_\beta$	55	$2_\beta, 2_\gamma$	80	$1_\alpha, 1_\beta$
6	$3_\alpha, 3_\gamma$	31	$3_\alpha, 3_\beta$	56	$4_\alpha, 4_\gamma$	81	$4_\alpha, 4_\beta$
7	$6_\beta, 6_\gamma$	32	$6_\alpha, 6_\gamma$	57	$3_\alpha, 3_\gamma$	82	$3_\alpha, 3_\beta$
8	$7_\beta, 7_\gamma$	33	$7_\alpha, 7_\gamma$	58	$6_\beta, 6_\gamma$	83	$6_\alpha, 6_\gamma$
9	$5_\alpha, 5_\gamma$	34	$5_\alpha, 5_\beta$	59	$7_\beta, 7_\gamma$	84	$7_\alpha, 7_\gamma$
10	$1_\alpha, 1_\gamma$	35	$1_\alpha, 1_\beta$	60	$5_\alpha, 5_\gamma$	85	$5_\alpha, 5_\beta$
11	$4_\alpha, 4_\gamma$	36	$2_\alpha, 2_\beta$	61	$2_\beta, 2_\gamma$	86	$1_\alpha, 1_\beta$
12	$3_\alpha, 3_\gamma$	37	$4_\beta, 4_\gamma$	62	$4_\alpha, 4_\gamma$	87	$2_\alpha, 2_\beta$
13	$6_\beta, 6_\gamma$	38	$3_\beta, 3_\gamma$	63	$3_\alpha, 3_\gamma$	88	$4_\beta, 4_\gamma$
14	$7_\beta, 7_\gamma$	39	$6_\alpha, 6_\beta$	64	$6_\beta, 6_\gamma$	89	$3_\beta, 3_\gamma$
15	$5_\alpha, 5_\gamma$	40	$7_\alpha, 7_\beta$	65	$7_\beta, 7_\gamma$	90	$6_\alpha, 6_\beta$
16	$1_\alpha, 1_\gamma$	41	$1_\alpha, 1_\beta$	66	$5_\alpha, 5_\gamma$	91	$5_\alpha, 5_\beta$
17	$2_\alpha, 2_\gamma$	42	$2_\alpha, 2_\beta$	67	$1_\alpha, 1_\gamma$	92	$1_\alpha, 1_\beta$
18	$4_\alpha, 4_\beta$	43	$4_\beta, 4_\gamma$	68	$2_\alpha, 2_\gamma$	93	$2_\alpha, 2_\beta$
19	$3_\alpha, 3_\beta$	44	$3_\beta, 3_\gamma$	69	$4_\alpha, 4_\beta$	94	$4_\beta, 4_\gamma$
20	$6_\alpha, 6_\gamma$	45	$6_\alpha, 6_\beta$	70	$3_\alpha, 3_\beta$	95	$3_\beta, 3_\gamma$
21	$5_\alpha, 5_\gamma$	46	$7_\alpha, 7_\beta$	71	$7_\beta, 7_\gamma$	96	$6_\alpha, 6_\beta$
22	$1_\alpha, 1_\gamma$	47	$5_\beta, 5_\gamma$	72	$5_\alpha, 5_\beta$	97	$7_\alpha, 7_\beta$
23	$2_\alpha, 2_\gamma$	48	$1_\beta, 1_\gamma$	73	$1_\alpha, 1_\gamma$	98	$5_\beta, 5_\gamma$
24	$4_\alpha, 4_\beta$	49	$2_\beta, 2_\gamma$	74	$2_\alpha, 2_\gamma$	99	$1_\beta, 1_\gamma$
25	$3_\alpha, 3_\beta$	50	$4_\alpha, 4_\gamma$	75	$4_\alpha, 4_\beta$	100	$2_\beta, 2_\gamma$

Table 10.1. The macrocell channel sets that can be used in the underlaid microcells, from [350].

3.3 KÜME PLANLI MİMARLIK İÇİN PERFORMANS ANALİZİ

Yayılım Model ve Sistem Varsayımlar :. Bizim analiz kullanan basit bir modifikasyon içinde yol kaybı modelinin değiştirilmesi (10,1)[6]

$$\mu_{\Omega_p} = \frac{\Omega_t (h_b h_m)^2}{d^\beta} \quad , \qquad (10.21)$$

Burada $\mu_{\Omega p}$ ve Ω_t alınan ve gönderilen güçleri, h_b ve h_m BS ve MS antenlerinin yükseklikleri , d yol uzunluğu ve β kayıp yolun kuvvetidir. Makrohücre çevresi için (10.21) mikrohücre çevresinden daha uygun olmasına rağmen , hala yerleşimleri kaynağı mikrohücreler tarafından bağlantı kurulan

mikrohücreler dışında olan yolun kaybı deneyimli özelliğindedir. Başka bir deyişle, model uygulanabilir,CCI dikkate alınarak uzak mikrohücreler tarafından oluşturulursa.

CCI : Bizim iki katmanlı hiyerarşik mimarimizde, dört çeşit CCI düşünülmeli; makrohücrelerden makrohücrelere, mikrohücrelerden mikrohücrelere, makrohücrelerden mikrohücrelere ve mikrohücreleden makrohücrelere CCI. Komşu kanal paraziti de ayrıca dikkate alınmalıdır.

Antenler : Mikrohücreler BSs yönlü antenler kullanırken, makrohücre BSs ' i 120 ° 'lik geniş ışın yönlü antenleri kullanıdığı varsayılır. C / I ' ın performasını mikrohücreleri bölümleyerek de geliştirmek mümkündür, ama biz burada onu düşünmüyoruz. MSs yönlü antenleri kullanır.

Uydu-yer bağı güç kontrolü : Bu güç kontrol şeması IS-54/136 kullanılanı benimser ve AMPS [95]. Sınıf IV IS-54/136 taşınabilir ahizeyle iletilen güç altı düzeyde -22 dBW 'dan -2 dBW 'a 4 dB lik adımlarla ayarlatılır. Downlink güç kontrol önerilen mimaride gerekli değildir . Önceki faaliyetlerden, öncelikle bizim gösterimi açıklayalım. M ve μ alt indislerini kullanıldığında , onlar makrohücreler ve mikrohücreler olarak belirtillir ; sırasıyla; m ve b kullanılmışsa, onlar MS ve BS olarak belirtilir, sırasıyla ; d ve u kullanılamaz, bunlar uydu-yer bağı ve yer-uydu bağı olarak belirtilir,sırasıyla.

3.3.1 MAKROHÜCRE PERFORMANSI :

Bölüm 3.2 deki küme planlama tekniği düşük girişim bölgeleri oluşturduğunu gösterdi , böylece mikrohücrelerden makrohücrelere frekansları yeniden sağlar. Ancak, bazı makrohücreler döndükten sonra sektörlere daha yüksek etkileşim deneyimi verecektir. Bu küme planlama maliyetidir.

Sektör rotasyonlarının makrohücre performansını etkisini değerlendirmek , hem konvansiyonel makrohücreler sistemini şekil 10.16 'i ve önerilen hiyerarşik hücresel sistemi olmadan altta kalan mikrohücreleri şekil 10.18 'i değerlendirelim. Şekil 10.21 gösterir ki her iki sistem için yer-uydu bağı C/I performansı simülasyon sonuçları, varsayaralım ki bu MSs her sektörde düzgün dağıtılır ve onlar maksimum güç ile iletilir. Biz yer-uydu bağı durumunu göz önünde bulundururuz çünkü uydu-yer bagı performansı genellikle yer-uydu bağı performansından daha iyidir. % 90 ile ilgili olarak kapsama olasılığı, bir sektör rotasyon tekniği, yaklaşık 3,1 dB, 3,3 dB pahasına düşük girişim bölgeler oluşturduğunu izleyebilirsiniz ve 3,5 dB yol kaybı üs için C/I bozunması β=3.6 , 3.8 ve 4.0,sırasıyla. sektör rotasyonları sonrası bile makrohücreleri % 90 kapsama alanı üzerinde C/I 'ı 20 dB den fazla koruyabilirsiniz. Aşağıda, önerilen hiyerarşik hücresel sistemin performansı analiz edildiğinde altta kalan mikrohücrelerin etkisi daha fazla yer alacak. Analiz kolaylığı açısından, MS bir hücre sınırı üzerinde yer aldığında bundan sonra kötü durum senaryosunu benimseyelim.

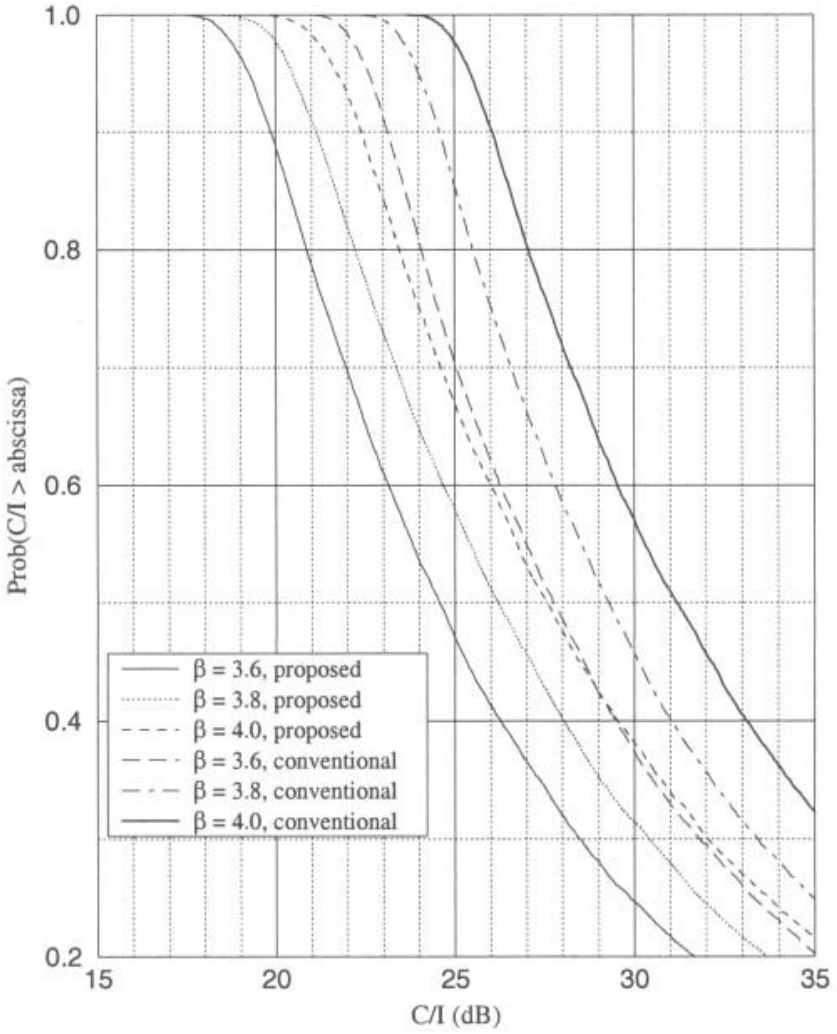


Figure 10.21. Comparison of the uplink C/I performance of conventional macrocells and the proposed hierarchical cellular system without the underlaid microcells for different path loss exponent β, .

Uydu-Yer Bağı C / I analizi : (10.21) β =4 ile uygulayarak, biz MS tarafından C / I alınan makrohücre sınırı olarak ifade ederiz.

$$\frac{C_M^d}{I_M^d + J_{\mu M}^d} = \frac{\Omega_{t,b}^M \frac{(h_b^M h_m)^2}{R_M^4}}{\sum_{i=1}^{N_M} \frac{\Omega_{t,b}^M (h_b^M h_m)^2}{D_i^4} + \sum_{j=1}^{Z_\mu} \sum_{k=1}^{C_\mu} \frac{\Omega_{t,b}^\mu (h_b^\mu h_m)^2}{{d_{jk}}^4}} \qquad (10.22)$$

Burada

C_M^d= Güç alınan MS ' ten istenen BS makrohücresine

I_M^d =uydu yer bağı makrohücreden makrohücreye CCI

$J_{\mu M}^{d}$ =uydu yer bağı mikrohücreden makrohücreye CCI

$\Omega_{t,b}^{M}$ = Makrohücre BS aktarılan güç

$\Omega_{t,b}^{\mu}$ =Mikrohücre BS aktarılan güç

N_M = Yardımcı kanal girişiminin makrohücre sayısı

Z_u =Mikro- alanların engelleme sayısı

C_μ = Mikro-alandaki mikrohücre kümelerinin sayısı

D_i = MS uzaklığının i.makrohücre BS engellemesi

$d_{J,k}$ = MS uzaklığının j.mikro-alandaki k.mikrohücre BS engellemesi

h_b^M =Makrohücre BS anten yüksekliği

h_b^μ = Mikrohücre BS anten yüksekliği

h_m = MS anten yüksekliği

R_M = Makrohücre yarıçapı

Şekil 10.20 'e istinaden ve Tablo 10.1,uydu yer bağını incelediğimizde bir makrohücre MS kanal seti kullanılarak 1_β mikro alan 56 yakınında sınırı bulunmaktadır. Bir makrohücreden makrohücreye uydu yer bağı girişimi I_M^d özellikle ilk iki katmanlı makrohücrenin BSs 'den geliyor mikro alanlarda 77 ve 68 mesafeleriyle yakın bulunan $[D_1,D_2]=[4,3.61]$ R_M bulabilirsiniz, sırasıyla. Ancak, çünkü küme planlamanın amacı dikkatle C/I yönetmek, performans C/I 'e duyarlı olabilir.Dolasıyla , biz de üç ikinci katmanlı BSs engelleme mikro alanları 11, 17 ve 62 yakınında $[D_3,D_4,D_5]=[8.89,8.89,8.72]$ R_M 'de yer aldığını göz önünde bulundururuz, sırasıyla. Mikrohücreden makrohücreye uydu yer bağı girişimi $J_{\mu M}^{d}$ için,biri altı mikro alanda 35, 48, 54, 80, 86 ve 99 ilk katman ile mesafeleri $[d_1,d_2,d_3,d_4,d_5,d_6]=[3,4.58,3.46,6,5.2,6.25]$ R_M olan engelleme bulabilirsiniz,sırasıyla.İkinci kademe müdahale mikro alanlarda $[d_7,d_8,d_9,d_{10}]=[7.55,9,7.94,12]$ R_M , sırasıyla. Kabul ediyoruz ki her mikro alanda, C_μ tekrar kullanım mikrohücresi kümeleri vardır ve her bir K_μ mikrohücre kümesi vardır. Bölüm 3.2 'de kanal seçme algoritması sayesinde, her mikro alanda iki makrohücre kanal kümesi atanır.Daha sonraki bölümlememizde kanalların bu iki takımı K_μ gruba ve daha sonra her grubu her kümenin K_μ mikrohücresine atarız. Bu anlamda, bir makrohücre kanal kümesi mikro alanda K_μ kez kullanılır. Analiz kolaylığı açısından, biz varsayıyoruz ki d_j' nin uzaklığı yaklasik olarak $d_{j,k}$,d_j 'nin uzaklığı makrohücre MS merkezine $d_{j,k}$ j-inci müdahalesi mikro alanda ve aşağıda tanımlanır (10.22). Örneğimizde , mikrohücrenin BS anten yüksekliği bir makrohücrenin BS anten yüksekliğinin üçte biri, yani $h_b^\mu / h_b^M = 1/3$,ancak bu oran kolayca değiştirilebilir. Yukarıdaki varsayımlar ile (10.22) ,

$$\frac{C_M^d}{I_M^d + J_{\mu M}^d} = \frac{1}{1.02875 \times 10^{-2} + C_\mu \left(\frac{\Omega_{t,b}^\mu}{\Omega_{t,b}^M} \right) \times 2.79449 \times 10^{-3}} \quad . \quad (10.23)$$

Şekil 10.22 ile sadece ilk kademe müdahale BSs 'i C_μ ve $\Omega_{t,b}^\mu / \Omega_{t,b}^M$ terimlerini uydu yer bağını C/ I performansını ve tablo 10.2 ile BSs dikkate alınarak hem birinci ve ikinci kademe müdahalesini gösteririz. C / I ≥ 18 dB için C_μ =6 ve $\Omega_{t,b}^\mu / \Omega_{t,b}^M \leq 0.3$ olduğunu gözlemleyelim.

Başka bir deyişle, kötü durumda makrohücre uydu-yer bağını tutan C / I 18 dB ' den fazlayken kanal kümesi 4_β altı kez daha mikro alanda tekrar kullanılabilir.

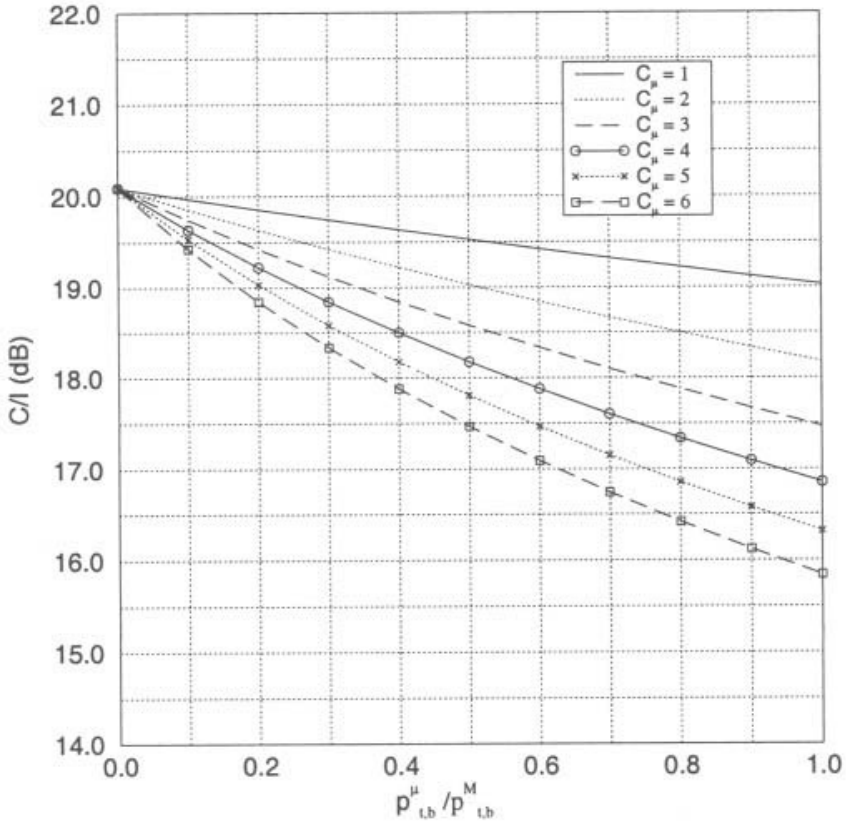


Figure 10.22. Macrocell downlink C/I performance against $\Omega_{t,b}^\mu / \Omega_{t,b}^M$ for different values of C_μ, where $\Omega_{t,b}^\mu / \Omega_{t,b}^M$ is the microcell to microcell BS transmit power, and C_μ is the number of microcell clusters in a micro-area, from [350].

	$C_M^d/(I_M^d + J_{\mu M}^d)$ (dB)			
$\frac{\Omega_{t,b}^{\mu}}{\Omega_{t,b}^{M}}$	$C_\mu = 1$	$C_\mu = 2$	$C_\mu = 4$	$C_\mu = 6$
0	19.88	19.88	19.88	19.84
0.1	19.76	19.64	19.42	19.22
0.2	19.65	19.42	19.02	18.65
0.3	19.53	19.22	18.65	18.15
0.4	19.43	19.02	18.31	17.70
0.5	19.32	18.83	17.99	17.29
0.6	19.22	18.65	17.69	16.91
0.7	19.12	18.48	17.42	16.57
0.8	19.02	18.30	17.16	16.25
0.9	18.93	18.14	16.91	15.96
1.0	18.83	17.99	16.68	15.68

Table 10.2. Downlink C/I performance for overlaying macrocells, where $h_b^{\mu}/h_b^{M} = 1/3$.

Eğer gerekli C / I 18 dB 'den daha küçük değilse yeniden kullanım daha da artar. Ayrıca, Tablo 10.2 sonuçlarını karşılaştırarak Şekil 10.22 ile , tek katmanlı müdahale için BSs üzerinde ek olarak 0,5 dB 'den fazla C / I tarafından ikinci katmanlı müdahale BSs 'i sadece alçaltmak için bulabilirsiniz.

	$C_M^d/(I_M^d + J_{\mu M}^d)$ (dB)			
$\frac{\Omega_{t,b}^{\mu}}{\Omega_{t,b}^{M}}$	$C_\mu = 1$	$C_\mu = 2$	$C_\mu = 4$	$C_\mu = 6$
0	19.88	19.88	19.88	19.84
0.1	19.76	19.64	19.42	19.22
0.2	19.65	19.42	19.02	18.65
0.3	19.53	19.22	18.65	18.15
0.4	19.43	19.02	18.31	17.70
0.5	19.32	18.83	17.99	17.29
0.6	19.22	18.65	17.69	16.91
0.7	19.12	18.48	17.42	16.57
0.8	19.02	18.30	17.16	16.25
0.9	18.93	18.14	16.91	15.96
1.0	18.83	17.99	16.68	15.68

Table 10.2. Downlink C/I performance for overlaying macrocells, where $h_b^{\mu}/h_b^{M} = 1/3$.

Yer-Uydu Bağının CCI analizi :. (10.22) ' i değiştirerek biraz, yer-uydu bağını C / I olarak biz formüle edebiliriz.

$$\frac{C_M^u}{I_M^u + J_{\mu M}^u} = \frac{\Omega_{t,m}^M \frac{(h_b^M h_m)^2}{R_M^4}}{\sum_{i=1}^{N_M} \frac{\Omega_{t,m}^M (h_b^M h_m)^2}{D_i^4} + \sum_{j=1}^{Z_\mu} \sum_{k=1}^{C_\mu} \frac{\Omega_{t,m}^\mu (h_b^M h_m)^2}{{d_{jk}}^4}} \quad (10.24)$$

Burada

C_M^u =Makrohücre BS alınan güçten istenen MS ' e

I_M^u =yer uydu bağı makrohicreden makrohücreye parazit

$j_{\mu M}^u$ = yer-uydu bağı mikrohücreden makrohücreye parazit

$\Omega_{t,m}^M$ =makrohücre MS aktarılan güç

$\Omega_{t,m}^\mu$=mikrohücre MS aktarılan güç

ve burada geri kalan parametreleri zaten tanımlanmıştır aşağıda (10.22)de . Yönlü antenler ile makrohücre BSs müdahalesi yönü mikro alanlarda uydu-yer bağı ile karşılaştırıldığında daha az deneyimli yer-uydu bağı yönünde, kanal kümesi 2_γ ile atanır ve makrohücre sektörü mikro alanda 37 yakınlarındadır düşünelim. Bu makrohücer sektörünün karşılaştığı ilk iki katmanlı ve dört ikinci kademe makrohücre müdahalesi MSs uzaklığında

$[D_1,D_2,D_3,D_4,D_5,D_6] = [3.61,3.61,8.54,8.19,8.19,7.81] R_M$

ve mikro alanlarda müdahale 23, 55, 61, 68, 74, 100, (yani z_μ=6) uzaklıklarında

$$[d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6] = [7.0, 7.0, 14.7, 5.3, 11.5, 9.53] R_m \ .$$

Diğer üç müdahale 4, 17, 49 mikro alanlarında etkisini göz ardı edebilirsiniz çünkü onlar sektör kanalının 2γ kümesini kullanarak arka lob bölgesinde bulunması nedeniyle. Yukarıdaki değerlerin konulmasının (10.24), Bu örneğin yer-uydu bağı C / I performansı ile olur.

$$\frac{C_M^u}{I_M^u + J_{\mu M}^u} = \frac{1}{1.2677 \times 10^{-2} + C_\mu \left(\frac{\Omega_{t,m}^\mu}{\Omega_{t,m}^M} \right) \times 2.11 \times 10^{-3}} \ . \quad (10.25)$$

Şekil. 10.23 gösteren sonuçlar. Varsayalım bir kötü durumda hedef C / I 18 dB seçilmiştir. O zaman C / I C_μ= 1 ~ 6 için 18 dB den fazla olduğu görülmektedir eğer

$$\frac{\Omega_{t,m}^{\mu}}{\Omega_{t,m}^{M}} \leq 0.2 \ . \qquad (10.26)$$

Dikkate almalıyız (10.26) varsayımı altında engellenen makrohücre MSs 'i hücre sınırında ve azami güçle ileteceğiz. Böylece (10.26) MS 'nin maksimum mikrohücresine gönderilen gücü belirlemek için kullanılabilir. Örneğin , bir IS-54/136 4.Sınıf taşınabilir ahize düşünelim (Gönderilen güç ayarları altı seviyede -22 dBW dan -2 dBW a). Sonra (10.26) olduğu maksimum mikrohücre MS gönderilen gücün -9 dBW olduğunu ifade eder, hala 4.Sınıf terminalinin işletme aralığında olduğundan. MS 'i değiştirmeden IS-54/136 sistemindeki yer-uydu bağı güç kontrol şeması gönderilen güç özellikleri gerektirme (10.26) tarafından yerine getirilebilir olarak gereksinim geçerlidir.

3.3.2 MİKROHÜCRE PERFORMANSI :

Şimdi gerekli C / I performansını için nasıl mikrohücre boyutu seçilmelidir onu göstereceğiz.

Uydu yer bağı mikrohücre boyutu :. Bir uygulanabilir mikrohücre boyutu iki koşulu karşılamalıdır :

(I) C-kriteri: MS daha güçlü güç alacak, C ,mikrohücre sınırında makrohücre sınırdan,

(II) C / I-kriteri: makrohücre sınırında C / I mikrohücre sınırına eşit veya aşan

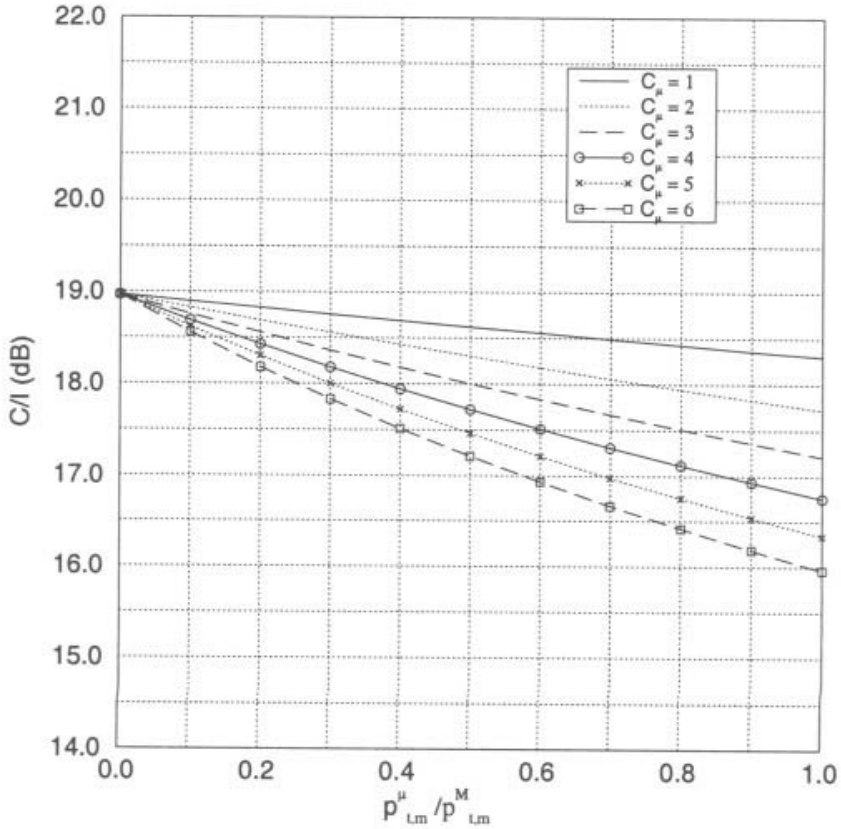


Figure 10.23. Macrocell uplink C/I performance against $\Omega^{\mu}_{t,m}/\Omega^{M}_{t,m}$ for different values of C_μ, where $\Omega^{\mu}_{t,m}/\Omega^{M}_{t,m}$ is the ratio of the transmitted power of the microcell MS to that of the macrocell MS, and C_μ is the number of microcell clusters in a micro-area, from [350].

C-kriteri : yol kaybı modelinde (10.21), mikrohücre yarıçapı R_μ olarak hesaplanabilir.

$$R_\mu \leq \left[\left(\frac{\Omega^{\mu}_{t,b}}{\Omega^{M}_{t,b}}\right)\left(\frac{h^{\mu}_{b}}{h^{M}_{b}}\right)^2\right]^{1/4} R_M \ , \qquad (10.27)$$

Burada R_M, h^{μ}_{b} ,h^{M}_{b}, $\Omega^{\mu}_{t,b}$ ve $\Omega^{M}_{t,b}$ olarak tanımlanır (10.22)

S / I-kriteri: S / I alınan MS tarafından mikrohücre sınırı olarak yazılıbilir

$$\frac{C_{\mu}^{d}}{I_{\mu}^{d}+J_{M\mu}^{d}} = \frac{\Omega_{t,b}^{\mu}\frac{(h_{\mu,b}h_m)^2}{R_{\mu}^{4}}}{\sum_{i=1}^{C_{\mu}-1}\frac{\Omega_{t,b}^{\mu}(h_{\mu,b}h_m)^2}{D_{\mu_i}^{4}}+\sum_{i=1}^{N_{Mf}}\frac{\Omega_{t,b}^{M}(h_{M,b}h_m)^2}{D_{M_{f,i}}^{4}}+\frac{1}{\eta}\left(\sum_{i=1}^{N_{Mb}}\frac{\Omega_{t,b}^{M}(h_{M,b}h_m)^2}{D_{M_{b,i}}^{4}}\right)} \quad (10.28)$$

Burada parametreler $\Omega_{t,b}^{\mu}$, $\Omega_{t,b}^{M}$, h_b^M, h_b^{μ}, C_{μ} ve h_m olarak önceden tanımlanır (10.22) de ve

C_{μ}^{d} = İstenen mikrohücre BS 'sinden MS alınan gücü

I_{μ}^{d} =uydu yer bağı mikrohücreden mikrohücreye girişim

$j_{M\mu}^{d}$ = uydu yer bağı makrohücreden mikrohücreye girişim

N_{Mf} =ana lob makrohücre girişimi sayısı

N_{Mb} = arka lob makrohücre girişimi sayısı

$D_{Mf,I}$ = i.ana lob BS girişiminin MS 'e uzaklığı

$D_{Mb,J}$ =j.arka lob BS girişiminin MS ' e uzaklığı

$D\mu,i$ =i.mikro hücre BS girişiminin MS ' e uzaklığı

R_M =makro hücre yarıçapı

R_{μ} = mikro hücre yarıçapı

η =Makro hücrelerdeki yönlü antenlerde önden arkaya oranı

Let $_{(req)}$ C / I gerekli C / I gösterelim. Sonra (10.28) haline gelir.

$$\frac{R_{\mu}}{R_M} \le \left[\frac{(C/I)_{req}^{-1}}{\sum_{i=1}^{C_{\mu}-1}\left(\frac{1}{\widehat{D_{\mu_i}}}\right)^4+\left(\sum_{i=1}^{N_{Mf}}\left(\frac{1}{\widehat{D_{M_{f,i}}}}\right)^4+\frac{1}{\eta}\sum_{j=1}^{N_{Mb}}\left(\frac{1}{\widehat{D_{M_{b,j}}}}\right)^4\right)\left(\frac{\Omega_{t,b}^{M}}{\Omega_{t,b}^{\mu}}\right)\left(\frac{h_{M,b}}{h_{\mu,b}}\right)^2}\right]^{\frac{1}{4}} \quad (10.29)$$

Burada $D_{Mf,I} = D_{Mf,I}$ / R_M , $D_{Mb,J} = D_{Mb,J}$ / R_M ve $D\mu_i = D\mu_i$ / R_M makrohücre yarıçapına nazaran girişimcilerin normalleştirilmiş uzaklıklarıdır. Çalışmalarımız mikrohücreler ve makrohücrelerin benzer şekillerinin olduğunu varsayar, ve mikrohücre kümeleri birbirine bitişik verilen mikro alanda

bulunmaktadır. Varsayalım ki mesafeleri bir mikrohücreden MS ' in engellediği mikrohücre BSs için eşit ve yakın mikrohücre yardımcı kanalının yeniden kullanım mesafesi D_μ 'dür (yani $D_{\mu,i} = D_\mu$, için $i=1,\ldots,C_\mu$) . Sonra

$$\frac{D_\mu}{R_\mu} = \sqrt{3K_\mu} \ , \qquad (10.30)$$

Burada K_μ mikrohücre küme boyutunu gösterir. Her küme içinde, C_μ mikrohücre kümeleriyle ve K_μ mikrohücre kümeleri , bir mikro-alanda toplam C_μ K_μ mikrohücrelerine sahiptir.Varsayalım ki alınanların hepsi bir makrohücre alanından daha küçüktür.Sonra

$$\frac{R_M}{R_\mu} \geq \sqrt{C_\mu K_\mu} \ . \qquad (10.31)$$

(10.29) ' un yerine (10.30) ve (10.31) ' i koyarak elde ederiz.

$$\frac{R_\mu}{R_M} \leq \left[\frac{(C/I)_{\text{req}}^{-1}}{\frac{(C_\mu - 1)\, C_\mu^2}{9} + \left(\sum_{i=1}^{N_{M_f}} \left(\frac{1}{\widehat{D_{M_{f,i}}}} \right)^4 + \frac{1}{\eta} \sum_{j=1}^{N_{M_b}} \left(\frac{1}{\widehat{D_{M_{b,j}}}} \right)^4 \right) \left(\frac{\Omega_{t,b}^M}{\Omega_{t,b}^\mu} \right) \left(\frac{h_b^M}{h_b^\mu} \right)^2} \right]^{\frac{1}{4}} \qquad (10.32)$$

Dikkat ederseniz (10.32) arka lobu makrohücre girişimcisi N_{M_b} olarak düşünüyoruz. Makrohücre BSs arka lob etkileşimi için MS makrohücresi ihmal edilebilir , ama mikrohücre MS için bu tür etkileşim nispeten güçlü olabilir düşük güçlü mikrohücre BS den alınan sinyal gücüyle karşılaştırıldığında. Aynı nedenle, ikinci halkadaki makrohücre etkileşimi olarak değerlendirilir burada.

Örnek 9.2 : Şekile istinaden 10.20 ve Tablo 10.1, mikro alanda 56 'ya kanal kümeleri [4_α, 4_γ] atanabilir .Örnek olarak 4_γ kanal kümesini alalım. Mikro alan 56 üç ilk katmanlı arka lob etkileşimiyle karşılaşacaksın (N_{M_b}= 3), her birinin mikro alan 56 merkezine aşağıdaki mesafe vardır.

$$[\widehat{D_{M_{b,1}}}, \widehat{D_{M_{b,2}}}, \widehat{D_{M_{b,3}}}] = [2.65, 2.65, 2.65] \qquad (10.33)$$

Üç ana lob engellemesi makrohücrelerinin ikinci kademe mikro alanlarda 25, 79, 64 mesafeleri ile yakınında

$$\left[\widehat{D_{M_{f,1}}}, \widehat{D_{M_{f,2}}}, \widehat{D_{M_{f,3}}}\right] = [5.29, 5.29, 5.29] \ . \qquad (10.34)$$

Ayrıca, üç ana-lob üçüncü katman olarak makrohücre BSs 'e müdahale edilir.

Mikro alanlarda 13, 70 ve 85 mesafeleri ile yakınında bulunan

$$\left[\widehat{D_{M_{f,4}}}, \widehat{D_{M_{f,5}}}, \widehat{D_{M_{f,6}}}\right] = [7.0, 7.0, 7.0] \quad . \qquad (10.35)$$

Aynı zamanda önemli olan mikrohücre BSs 'ten komşu mikro alanlarıa engel varsa tespit etmektir. Şekil. 10.20 ve Tablo 10.1 önerilen sistem mimarisinde bir özellik gösterir ; bitişik mikro alanlarda makrohücre kanal kümeleri farklı atanır. Örneğin, Şekil 10.20 de mikro alan 56 atanır kanal kümeleri $[4_\alpha, 4_\gamma]$ ise komşu mikro alanlarda 45, 46, 55, 57, 66 ve 67 kanal kümeleri $[6_\alpha,6_\beta]$,$[7_\alpha,7_\beta]$,$[2_\beta,2]$,$[3_\alpha,3_\gamma]$,$[5_\alpha,5_\gamma]$,$[1_\alpha,1_\gamma]$. Açıkçası, ne zaman müdahale mikrohücre BSs, bir mikrohücre MS dikkate alınıyor sadece aynı mikro alan içinde engellenen mikrohücre BSs 'i etkilenecektir. Varsayalım ki her mikro alan C_μ mikrohücre kümelerinden oluşur. O zaman MS kalan C_μ -1 mikrohücre BSs 'ten gelen etkileşimi karşılayacaktır, istediğimiz biri hariç.(10,32) yerine (10,33), (10,34) ve (10,35) koyarak elde edebiliriz.

$$\frac{R_\mu}{R_M} \leq \left[\frac{(C/I)_{\text{req}}^{-1}}{\frac{(C_\mu - 1)C_\mu^2}{9} + \left(5.0803 \times 10^{-3} + 0.0608 \times \frac{1}{\eta}\right)\left(\frac{\Omega_{t,b}^M}{\Omega_{t,b}^\mu}\right)\left(\frac{h_b^M}{h_b^\mu}\right)^2} \right]^{\frac{1}{4}} \qquad (10.36)$$

a) $C_\mu = 1$: İlk, her mikro alanda kurulu tek mikrohücre olduğu özel durumu değerlendiririz. Bu durumda ilk dağıtım mikrohücresi oluşabilir. Mademki $(C/I)_{req}$ =18 dB ve h_b^μ / h_b^M = 1/3 Şekil 10.24 mikrohücre yarıçapında önden arkaya olan oranın etkisini η gösterir. Eğer C / I ve farklı mikrohücre yarıçapları C-kriter sonucuysa, sonra daha küçük seçilmelidir. Şekil 10.24 'ten gözlemleyebilirsiniz eğer önden arkaya olan oranı $\eta \geq 10$ dB ise, mikrohücre yarıçapı C-Kriteriyle belirlenir, fakat $\eta \leq 5$ dB ise

C / I kriteri, C-Kriterine hakim olur. Örneğin η =10 dB ve $\Omega_{t,b}^\mu / \Omega_{t,b}^M$ = 0.4 , $R_\mu \leq 0.5\ R_M$ C/ I Kriteri tarafından ve $R_\mu \leq 0.46\ R_M$ C-Kriteri tarafından elde edilir, sırasıyla. Gereksinimi daha sıkı sağlamaya zorunluyuz ve , bu nedenle , mikrohücre yarıçapı 0.46 R_M.

Bu örnekte, önden arkaya oranı daha büyük mikrohücre büyüklüğü anlamına gelmez görebilirsiniz, çünkü C-Kriteri , bağımsız η , C / I-kriterine hakim olacaktır büyük olunca.

b) $C_\mu \geq 2$: Sonra, her mikro alanda birçok mikrohücre konuşlandırılmış durumda da ele alalım. Şekil 10.25 gösterir uydu-yer bağı mikrohücre boyutuna karşı C_μ ' nun

farklı değerleri için $\Omega_{t,b}^\mu / \Omega_{t,b}^M$ gönderilen güç oranı burada makrohücre BS 'den mikrohücre BS ' e, ve C_μ bir mikro alanda mikrohücre kümeleri sayısıdır. Bu görülmektedir ki $C_\mu \geq 3$, $\Omega_{t,b}^\mu / \Omega_{t,b}^M$ varsa uydu yer bağı mikrohücre boyutu üzerinde çok az etkisi vardır. Bunun nedeni etkileşim mikrohücrelerindendir. I_μ^d makrohücre etkileşimine hakim olacaktır, I_μ^d ,yardımcı kanal mikrohücre sayısı (C_μ -1) verilen mikro alanda büyüdüğünde. Başka bir deyişle, mikrohücreler çok sayıda yüklüyse, C / I-kriteri mikrohücre boyutu belirlenmesinde hakim unsur haline gelecektir. C_μ=6 durumunda, örneğin Şekil 10.25 'ten , bir $R_\mu \leq 0.165\ R_M$ almak için C / I-kriteri takip etmeli.

Yer uydu bağı mikrohücre boyutu: Uydu yer bağı için önceki analize benzeri

mikrohücre boyutu, yer uydu bağı mikrohücre boyutu C / I analizinden türetilmiştir. Daha ayrıntılı olarak,

$$\frac{C_{\mu}^{u}}{I_{\mu}^{u}+J_{M\mu}^{u}} = \frac{\Omega_{t,m}^{\mu}\dfrac{(h_b^{\mu}h_m)^2}{R_{\mu,up}^4}}{\displaystyle\sum_{i=1}^{C_{\mu}-1}\frac{\Omega_{t,m}^{\mu}(h_b^{\mu}h_m)^2}{D_{\mu_i}^4}+\sum_{i=1}^{N_{M_{f,i}}}\frac{\Omega_{t,m}^{M}(h_M^{b}h_m)^2}{D_{M_i}^4}} \tag{10.37}$$

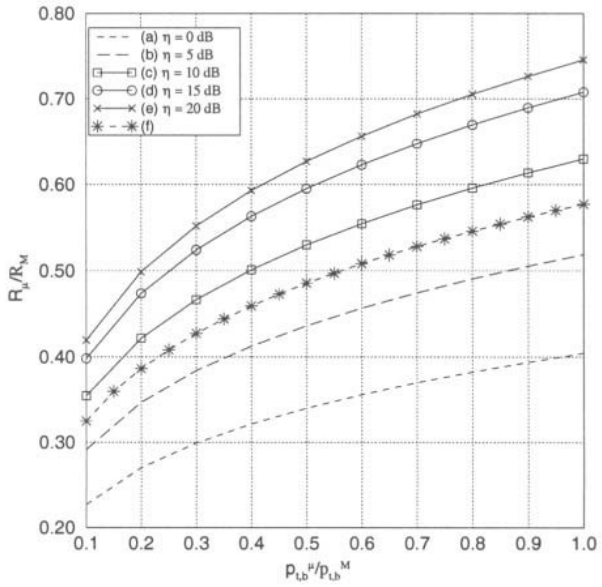


Figure 10.24. Effect of front-to-back ratio η on the microcell radius based on downlink microcell C/I performance analysis, where R_{μ}/R_M and $\Omega_{t,b}^{\mu}/\Omega_{t,b}^{M}$ are the cell radius ratio and transmitted power ratio of microcells over macrocells, respectively. With $(\mathrm{C/I})_{\mathrm{req}} = 18$ dB and $h_b^{\mu}/h_b^{M} = 1/3$, curves (a) ~ (e) are obtained by C/I-criterion for $\eta = 0, 5, 10, 15, 20$ dB, respectively, while curve (f) is obtained by C-criterion, from [350].

Burada parametreler $\Omega_{t,b}^{\mu}$, $\Omega_{t,b}^{M}$, $C\mu$, h_b^M , $D\mu, i$, R_M , h_b^{μ} ve h_m (10.22) ve (10.26) da tanımlanmıştır ve

C_{μ}^{u} = mikrohücre BS den alınan güçten mikrohücre MS istenen

$I_{\mu M}^{u}$ = yer-uydu bağı mikrohücreden makrohücreye parazit

$J_{M\mu}^{u}$ = yer-uydu bağı makrohücreden mikrohücreye parazit

$N_{M,f}$ =MSs makrohücre engelleme sayısı

$DM,\imath$ = BS 'nin makrohücre MS 'i i.engelleme uzaklığı

$R_{\mu,up}$ =yer-uydu bağı mikrohücre yarıçapı

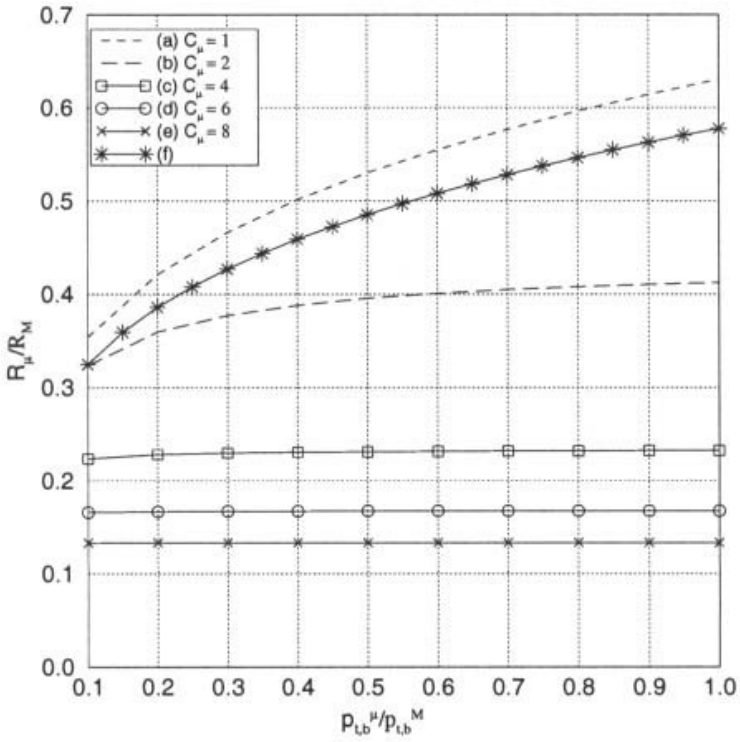


Figure 10.25. Downlink microcell radius R_μ against $\Omega_{t,b}^{\mu}/p_{t,b}^{M}$ for different values of C_μ in the case $\eta = 10$ dB, $(\mathrm{C/I})_{\mathrm{req}} = 18$ dB, and $h_b^{\mu}/h_b^{M} = 1/3$, whereby the microcell radius is normalized with respect to the macrocell radius R_M; $\Omega_{t,b}^{\mu}/\Omega_{t,b}^{M}$ represents the ratio of the transmitted power of microcell BS to that of macrocell BS; and C_μ is the number of clusters in a micro-area; η is the front-to-back ratio of the directional antenna; $h_b^{\mu}/h_{t,b}^{M}$ is the ratio of the microcell BS antenna to the macrocell BS antenna. Curves (a) $\sim$ (e) are obtained by C/I-criterion for $C_\mu = 1, 2, 4, 6, 8$, while curve (f) is obtained by C-criterion, from [350].

$D_{M,i} = D_{M,i}\, R_M$ alalım ve gerekli C/ I için mikrohücre BS 'i belirtelim. (10.29) elde etmek için benzer varsayımları kullarız , (10.37) olarak basitleştirebiliriz.

$$\frac{R_{\mu,up}}{R_M} \leq \left[\frac{(\mathrm{C/I})_{\mathrm{req}}^{-1}}{\dfrac{(C_\mu - 1)\, C_\mu^2}{9} + \left(\displaystyle\sum_{i=1}^{N_{M_f}} \left(\frac{1}{\widehat{D_{M_{f,i}}}} \right)^4 \right) \left(\dfrac{\Omega_{t,m}^{M}}{\Omega_{t,m}^{\mu}} \right)} \right]^{\frac{1}{4}} \tag{10.38}$$

Göstermiştik ki mikrohücre kümeleri sayısı C_μ olduğunda büyür, makrohücrelerden uydu yer bağı mikrohücre boyutu girişime duyarsızdır . Bu da gerçek yer-uydu bağı mikrohücre boyutunu belirlemek içindir. Bu daha sonraki örnekte gösterilecektir. Mikrohücre etkileşimi performansa hakim olduğunda, (10.38) olarak yaklaşık değer verilebilir

$$\frac{R_{\mu,up}}{R_M} \leq \left[\frac{1}{(C/I)_{\text{req}} \dfrac{(C_\mu - 1)\, C_\mu^2}{9}} \right]^{\frac{1}{4}} . \qquad (10.39)$$

(10.30) ,(10.31) ve (10.39) 'i birleştirerek , K_μ ' nün üst ve alt sınırlarını elde ederiz

$$\mathbf{1/3}\ \sqrt{(C/I)_{req}\,(C_\mu - 1)} \ \leq\ K_\mu \ \leq\ 1 / C_\mu\,(R_M / R_\mu)^2 \qquad \mathbf{(10.40)}$$

Kμ ve C_μ ile R_μ / R_M arasındaki ilişki parametre olarak Şekil 10.26 da gösterilmektedir.

Örnek 9.3 : Şekil 10.20 deki mikro alan 56 'yı tekrar değerlendirelim. Tablo 10.1, mikro alan 56 'da değinen $[4_\alpha,4_\gamma]$ kanal kümeleri atanabilir. Örneğin kanal kümesini 4_α alın. En kötü durumda, müdahale oluşur , makrohücre MSs maksimum güç aktarır , yani ,makrohücre sınırında.Verilen örnek için düşünelim, üç ilk katmanlı müdahale makro hücre MSs yakın mikro alanlarda 45, 47, 77 $[D_{M,1},D_{M,2},D_{M,3}]=[2.0,2.0,2.0]$ mesafeleriyle yerleştirilmişlerdir, sırasıyla; üç ikinci katmanlı müdahale makrohücre MSs 26,53,89 mikro alanlarına yakın $[D_{M,4},D_{M,5},D_{M,6}]= [4.36, 4.36, 4.36]$ mesafeleriyle yerleştirilmişlerdir,sırasıyla ; üç üçüncü katmanlı müdahale makrohücre 32, 38 ve 98 mikro alanlarına yakın $[D_{M,7},D_{M,8},D_{M,9}]= [6.0, 6.0, 6.0]$,yerleştirlmişlerdir ,sıarasıyla .Bu değerleri (10.38) de yerine koyarak ve $(S / I)_{req} = 18$ dB izin vererek. Mikrohücre yarıçapının makrohücre yarıçapına oranını R_μ / R_M karşı $\Omega_{t,b}^{\mu} / \Omega_{t,b}^{M}$ için C_μ 'nün farlı değerleri Şekil 10.27 de gösterelim,burada $\Omega_{t,b}^{\mu} / \Omega_{t,b}^{M}$ oranı mikrohücre MS 'nin iletilen gücü makrohücre MS ' e, C_μ mikro alandaki mikrohücre kümelerinin sayısıdır .Gösterilmiştir ki C_μ artışları, mikrohücre boyutunu $\Omega_{t,b}^{\mu} / \Omega_{t,b}^{M}$ duyarsız hale getirir.

Varsayalım ki amacımız her makro alanda altı mikrohücre kümesi uygulamaktır (yani $C_\mu = 6$) ve hala devam ettirmek $(C / I)_{req} = 18$ dB. İlk bilmeniz gereken uygulanabilir. Küme boyutu K_μ ve mikrohücre yarıçapıdır. Şekil 10.26 dan, $K_\mu = 7$ ve $R_\mu = 0.15 \times R_M$ elde edilir. Sonra Şekil 10.27, bulduğumuz iletilen güç için bir mikrohücre MS en az 0,017 kez bir macrocell için MS olmalı . Düşünelim bir müdahale makrohücre MS bir IS-54/136 Sınıf IV taşınabilir cihaz vericisi -2 dBW. Mikrohücre MS iletilen gücü -20 dBW 'dan daha büyük olmalıdır bu durumda. Geri çağrılan gönderilen güç bir IS-54/136 Sınıf IV taşınabilir cihaz yayılması -22 dBW 'dan -2 dBW 'adır. Sonuç olarak, mevcut IS-54/136 Sınıf IV taşınabilir cihazı hem makrohücreler ve hemde mikrohücreler kümesi planlanan mimari olmadan değişen cihaz güç iletim özellikleri olarak kullanılabilir.

3.3.3 BİTİŞİK KANAL GİRİŞİM ANALİZİ :

Aşırı komşu kanal girişimini engellemek için, beğenilen aynı kanal ayarları komşu sektörlerde kullanılamaz. Geleneksel makrohücresel sistemde komşu kanal girişimini engellemek için, ilk olarak tasarlanmış frekans planını gözden geçireceğiz. Sonra aynı plan için küme planlı hiyerarşik mimariyi çalışıyor göstereceğiz. Şekil 10.16 da, geleneksel bir 7 / 21 makrohücresel sistemin 21 sektörü vardır. Eğer ileri ve her ters bağlantının uygun spektrumu 10 MHz ve kanal bant genişliği 30 KHz ise, o zaman toplam 333 taşıyıcı 21 sektöre atanabilir. Kaçınan bir frekans planı komşu kanal girişimi Tablo 10.3 [190] ile gösterilir. Her satır tablo bir sektör için belirlenmiş bir frekans kümesini temsil eder. Bu düzen herhangi iki taşıyıcı atanan komşu sektöre yedi taşıyıcı tarafından ayrılır.

Tablo 10.3 olarak frekans planı küme planlı mimariye uygulanmış ise Şekil. 10.20 de, makrohücre sektörleri arasında komşu kanal girişimi yoktur.Ek alt alta mikrohücrelere rağmen, 2-taşıyıcı ayırma taşıyıcılar arasında mikrohücreler ve bir mikro alanda makrohücre yardımcı mevki atananlar devam ettirilir. Örneğin, Şekil 10.20 ve

Tablo 10.1 'e dayanarak, kanal kümesi [4_α,4_γ] 'ı mikro alan 56 'a atayın. Yardımcı konum kanal makrohücre sektörleri 1β,2α ve 7γ kümelerini kullanmakta en az 2-taşıyıcı ayırma. Bu özellik Tablo 10.1 'in kanal ataması ile tüm mikro alanlar için geçerlidir.

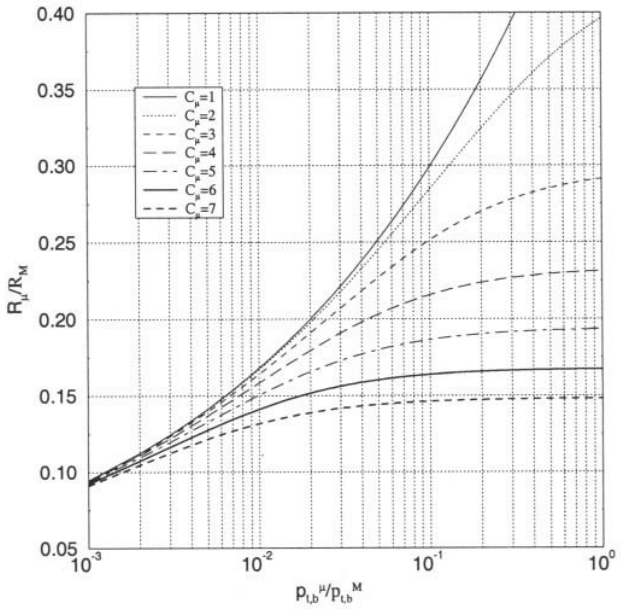


Figure 10.27. Uplink microcell radius R_μ against $\Omega^{\mu}_{t,m}/\Omega^{M}_{t,m}$ for different values of C_μ, where the microcell radius is normalized by the macrocell radius R_M, $\Omega^{\mu}_{t,m}/\Omega^{M}_{t,m}$ is the ratio of the transmitted power of the microcell MS to that of the macrocell MS, C_μ is the number of microcell clusters in a micro-area, and $(C/I)_{\text{req}} = 18$ dB, from [350].

4.EN BÜYÜK FARLILIKLAR MİMARİSİ :

Mikroskopik çeşitlilik teknikleri zarf solması etkileriyle mücadele için kullandırılır. En büyük farklılıklar veya büyük ölçekli uzay çeşitlilik, etkin bir araç olarak, karışımın tonu için tanınandan uzun oldu[173,190], her şeye rağmen zarf solmasına karşı etkili de olabilir.Bir en büyük farklılıklar sistemi sunar birkaç baz istasyonu (BSs) tarafından bir mobil istasyon (MS) aynı anda. Herhangi bir zamanda, BS ile en iyi kalite ölçeği MS 'e servis seçilmiştir. Dal (veya BS) seçimi için kriter önemli bir konu, en büyük farklılıklar sistemi tasarlarken. Genellikle, dal seçimi yerel ortalama güç yerine daha çok anlık güç [173, 376, 322, 3, 4, 350] dayanmaktadır, çünkü şube seçimi algoritması hızla değişen anlık sinyal tepki gücü olamaz. Burada yerel ortalama tabanlı dal seçimi şemalarına odaklanıyoruz.

1α	1	22	43	64	85	106	127	148	169	190	211	232	253	274	295	316
2α	2	23	44	65	86	107	128	149	170	191	212	233	254	275	296	317
3α	3	24	45	66	87	108	129	150	171	192	213	234	255	276	297	318
4α	4	25	46	67	88	109	130	151	172	193	214	235	256	277	298	319
5α	5	26	47	68	89	110	131	152	173	194	215	236	257	278	299	320
6α	6	27	48	69	90	111	132	153	174	195	216	237	258	279	300	321
7α	7	28	49	70	91	112	133	154	175	196	217	238	259	280	301	322
1β	8	29	50	71	92	113	134	155	176	197	218	239	260	281	302	323
2β	9	30	51	72	93	114	135	156	177	198	219	249	261	282	303	324
3β	10	31	52	73	94	115	136	157	178	199	220	250	262	283	304	325
4β	11	32	53	74	95	116	137	158	179	200	221	251	263	284	305	326
5β	12	33	54	75	96	117	138	159	180	201	222	252	264	285	306	327
6β	13	34	55	76	97	118	139	160	181	202	223	253	265	286	307	328
7β	14	35	56	77	98	119	140	161	182	203	224	254	266	287	308	329
1γ	15	36	57	78	99	120	141	162	183	204	225	255	267	288	309	330
2γ	16	37	58	79	100	121	142	163	184	205	226	256	268	289	310	331
3γ	17	38	59	80	101	122	143	164	185	206	227	257	269	290	311	332
4γ	18	39	60	81	102	123	144	165	186	207	228	258	270	291	312	333
5γ	19	40	61	82	103	124	145	166	187	208	221	251	271	292	313	
6γ	20	41	62	83	104	125	146	167	188	209	222	252	272	293	314	
7γ	21	42	63	84	105	126	147	168	189	210	223	253	273	294	315	

Table 10.3. Frequency management plan for avoiding adjacent channel interference.

En büyük farklılıklar sistemlerinde önceki çalışmalarda yardımcı kanal gölgelemesiyle müdahale performansı sadece [371], [34], [347] ve gölgeli Rayleigh sönümlü kanalları [348] değerlendirilmiştir. Yardımcı kanal girişimi performans da tartışılmıştır [202], ama kabul edilmiştir ki şube seçimi anlık sinyal gücüne dayanıyordu. Hata oranı performansı en büyük farklılıklar sistemlerinin Gauss gürültü içinde her ikisi ile analiz edilmiştir gölgeleme ve Rayleigh (veya Nakagami) solmasıyla [376], [322], [3] [4], [323]. Ancak, bu kağıtları yardımcı kanal girişimi kabul etmedi. Analizi [351] bir Ricean solan etkisi dikkate alınarak yerel-ortalama tabanlı en büyük farklılıklar sistemi ve korelasyon dikkate alınarak bir en büyük farklılıklar sistemin farklı şubelerinde istediği sinyal etkisini taşır.

4.1 YARDIMCI KANAL GİRİŞİM KESİNTİSİ OLASILIĞI :

Şimdi analitik bir modelin olasılığını hesaplamak için ortak kanal girişimi kesintisi düşünelim,O_I , L-şube için yerel-ortalama tabanlı en büyük farklılıar sistemi ile log-normal gölge sistemi. Bizim modelimiz varsayalım ki yerel ortalama zarf gücü istediğimiz sinyalin,$\Omega_{d,k}$,her dal k için uygunsa burada $k = 1, \ldots, L$. Uygulamada, istenen sinyal gücü ile her şube için toplam girişim gücü $\Omega_{I,k}$ karıştırılır,bu nedenle $\Omega_{d,k}+ \Omega_{I,k}$ gerçekten ölçülür.Ancak uzun $\Omega_{d,k}/ \Omega_{I,k}$ için farklılık küçüktür. Eğer şube en büyük $\Omega_{d,k}$ ise , sonra seçilen şube yerel-ortalama zarf gücü olan

$$\Omega_d = \max\left(\Omega_{d,1}, \Omega_{d,2}, \cdots, \Omega_{d,L}\right) \quad . \qquad (10.41)$$

$F_k(x)$ ve $p_k(x)$ kümülatif dağılım fonksiyonu (cdf) ifade eder ve $\Omega_{d,k}$ ' nın pdf 'si ,sırasıyla.Eğer $\Omega_{d,k}$ pdf ile bağımsız rastgele değişkenleri ise (2.200), sonra Ω_d ,

$p_{\Omega_d(y)}$=$L[F_k(y)]^{L-1}$ $p_k(y)$ pdf 'sine sahiptir.Yardımcı kanal girişiminin kesintisi olasılığı

$$\begin{aligned} O_I &= \mathrm{P_r}\left[\Omega_d/\Omega_I < \Lambda_{\mathrm{th}}\right] \\ &= 1 - \int_0^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{x/\Lambda_{\mathrm{th}}} \Omega_I(y)dy\right] \Omega_d(x)dx \ , \qquad (10.42) \end{aligned}$$

Burada Ω_d ve Ω_I , istenen ve müdahale edilen sinyaller için seçilen şube ile pdf ' si $p\Omega_d(x)$ ve $p\Omega_I(y)$ ' nin toplam gücü olurlar ve Λ.eşik değeri C/I 'dır.

Parazit sinyalleri uyumsuzca eklenince toplam girişim gücü k.dalında $\Omega_{I,k} = \sum_{i=1}^{N_1} \Omega_{I,k,i}$, N_1 girişimci sayısı olduğu ve $\Omega_{I,k,i}$ k.dalında i.girişimci gücüdür .Genellikle kabul edilen $\Omega_{I,k}$ log-normal rastgele değişkeni ile ortalama güç alanı $\mu\Omega_{I,k}$ ' a benzeyebilir ve standart sapma $\sigma\Omega_{I,k}$ 'dır. Bölüm 3.1 de ele alınan $\mu\Omega_{I,k}$ ve $\sigma\Omega_{I,k}$ parametreleri değişik metotlar kullanılarak hesaplatılabilir, Fenton-Wilkinson, Schwartz ve Yeh metotları dahil.Eğer $\{\Omega_{I,k}\}_{k=1}^{n}$ bağımsız ve aynı şekilde dağıtılacak (iid) ise , $\{\Omega_{d,k}\}_{k=1}^{L}$ ayrıca iid ve bağımsız $\{\Omega_{I,k}\}_{k=1}^{n}$ 'dır , sonra [371, 347]

$$\begin{aligned} O_I = 1 - L\int_0^{\infty} \Bigg[& \int_0^{x/\Lambda_{\mathrm{th}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Omega_I}\xi y} \\ & \times \exp\left[\frac{-\left(10\log_{10}y - \mu_{\Omega_I\,(\mathrm{dB})}\right)^2}{2\sigma^2_{\Omega_I}}\right] dy \Bigg] \\ & \times \left[1 - Q\left(\frac{10\log_{10}x - \mu_{\Omega_d\,(\mathrm{dB})}}{\sigma_{\Omega_d}}\right)\right]^{L-1} \\ & \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\Omega_d}\xi x} \exp\left[\frac{-\left(10\log_{10}x - \mu_{\Omega_d\,(\mathrm{dB})}\right)^2}{2\sigma^2_{\Omega_d}}\right] dx \quad (10.43) \end{aligned}$$

Burada σ Ω_d ve μ Ω_d (dB) standart sapmayı gölgeleyen k.farklılık şubesinin istenen sinyalinin ortalama alan gücüdür , sırasıyla.

Değerlendirme kolaylığı için w = $(10\log_{10} x - \ln \mu\Omega_{d\ (\mathrm{dB})}) / \sqrt{2}\sigma\Omega_d$ alalım ve (10.43) bir Hermit integral formulü haline dönüştürülür. Bu

$$O_I = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} g(w)\exp(-w^2)dw \simeq 1 - \sum_{i=1}^{n} g(w_i)h_i \ , \qquad (10.44)$$

Burada

$$g(w) = \frac{L}{\sqrt{\pi}}\left[1 - Q\left(\frac{\sqrt{2}\sigma_{\Omega_d} w + \xi[\mu_{\Omega_d\ (\mathrm{dB})} - \mu_{\Omega_I\ (\mathrm{dB})} - \Lambda_{\mathrm{th(dB)}}]}{\sigma_{\Omega_I}}\right)\right] \times \left[1 - Q\left(\sqrt{2}w\right)\right]^{L-1} \ , \qquad (10.45)$$

V*e* w_i ve h_i n.derece Hermit polinomunun kökleri ve ağırlık faktörü haline gelir ,sırasıyla [1].

4.2 GÖLGELEME KORELASYONU

Şimdiye kadar, bağımsız gölgeleme üzerinde en büyük farklılıkların dalları varsaydık. Ancak, birçok durumda en büyük farklılık dallarıyla ilişkili olacaktır.
Tanımlayalım

$$\mathbf{\Omega}_d = (\Omega_{d,1}, \Omega_{d,2}, \cdots, \Omega_{d,L}) \ . \qquad (10.46)$$

İlişkili L-dallı makro farklılıklar sistemi için, Ω_d 'nin birleşme yeri pdf [78]

$$p_{\mathbf{\Omega}_d}(\mathbf{z}) = \frac{\exp\left[-\frac{1}{2}\mathbf{Y}^T\mathbf{M}^{-1}\mathbf{Y}\right]}{\sqrt{(2\pi)^L \det(\mathbf{M})}\xi^L z_1 \cdots z_L} \qquad (10.47)$$

Burada z=(z_1,…,z_L), Y^T =[y_1,….,y_L] sütun vektörünün transpozu olarak belirtelim

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} 10\log_{10}(z_1) - \mu_{\Omega_{d,1}\ (\mathrm{dB})} \\ \vdots \\ 10\log_{10}(z_L) - \mu_{\Omega_{d,L}\ (\mathrm{dB})} \end{bmatrix} \qquad (10.48)$$

Ve $\mu_{\Omega d,1}$(dB),…, $\mu_{\Omega d,L}$(dB) her farklı dalın ortalama alanıdır.Kovaryans matrisi M şeklinde gösterilmektedir.

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \sigma^2_{\Omega_1} & \cdots & \nu_{1L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \nu_{L1} & \cdots & \sigma^2_{\Omega_L} \end{bmatrix} \qquad (10.49)$$

Burada σΩ standart sapma gölgelemesi ve v_{ij} , $\Omega_{d,i\,(dB)}$ ve $\Omega_{d,j(dB)}$ 'nin kovaryansıdır.

$$\nu_{ij} = \mathrm{E}\left[\left(\Omega_{d,i\,(\mathrm{dB})} - \mu_{\Omega_{d,i}\,(\mathrm{dB})}\right)\left(\Omega_{d,j\,(\mathrm{dB})} - \mu_{\Omega_{d,j}\,(\mathrm{dB})}\right)\right] \quad . \qquad (10.50)$$

Bunu N = M $^{-1}$ olarak tanımlamak daha uygun olur ve formda (10.47) deki matris çarpımını göstermek için

$$\mathbf{Y^T N Y} = \sum_{i=1}^{L} N_{ii} y_i^2 + 2 \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{j=i+1}^{L} N_{ij} y_i y_j \qquad (10.51)$$

Burada N_{ij} , İ.satır ve j.sütun elemanıdır.
(10.41), (10.47) ve (10.51) göre , $\Omega_d < y$ olasılığı

$$\Pr(\Omega_d < y) = \int_0^y \cdots \int_0^y \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^L \det(\mathbf{M}) \xi^L z_1 \cdots z_L}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\sum_{i=1}^{L} N_{ii} y_i^2 + 2 \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{j=i+1}^{L} N_{ij} y_i y_j\right)\right] d\mathbf{z} \qquad (10.52)$$

Burada N_{ij} ve y_i (10.51) ve (10.48) de tanımlanmıştırlar,sırasıyla.

Yerel-ortalama tabanlı makro farklılıklar sisteminin yardımcı kanal girişimi kesintisi olasılığını elde etmek için anahtar birleştirici bir pdf çıkış gücü bulmak,p $\Omega_d(y)$. Aksine orada ilintisiz durumda kapalı bir form ifadesi var X için basit bir kapalı formülü kolayca alınamayan ortak dağıtım ikiden fazla karşılıklı ilişkili log-normal rastgele değişkenleri vardır.Aslında L=2 için ve
$\mu_{\Omega d,j}\,(\mathrm{dB}) = \mu_{\Omega d}\,(\mathrm{dB})$

$$p_{\Omega_d}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \det(\mathbf{M})\xi^2}} \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_{22}}} \exp\left[-\frac{z^2}{2}\left(N_{11} - \frac{N_{12}}{N_{22}} \right) \right] \left[1 - Q\left(\left(\sqrt{N_{22}} + \frac{N_{12}}{\sqrt{N_{22}}} \right) z \right) \right] + \frac{1}{\sqrt{N_{11}}} \exp\left[-\frac{z^2}{2}\left(N_{22} - \frac{N_{12}}{N_{11}} \right) \right] \left[1 - Q\left(\left(\sqrt{N_{11}} + \frac{N_{12}}{\sqrt{N_{11}}} \right) z \right) \right] \right\} \quad (10.53)$$

Burada z =($10 \log_{10} y$ -ln $\mu\Omega_{d\ (\mathrm{dB})}$) ,aşağıdaki kovaryans matrisi M 'yi dikkate alalım

$$M = \begin{bmatrix} \sigma^2 & v \\ v & \sigma^2 \end{bmatrix} \quad (10.54)$$

$$N = M^{-1} = \frac{1}{\sigma^4 - v^2} \begin{bmatrix} \sigma^2 & -v \\ -v & \sigma^2 \end{bmatrix} \quad (10.55)$$

(10.55) yerine (10.53) ' ü koyarak, ikili makro farklılık sisteminin pdf ' sinin yerel ortalama çıkış gücü olarak gösreririz.

$$p_{\Omega_d}(y) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}\sigma\xi^2 y} \left\{ 1 - Q\left[\left(\frac{1-r}{\sqrt{1-r^2}} \right) \left(\frac{10\log_{10} y - \mu_{\Omega_d\ (\mathrm{dB})}}{\sigma} \right) \right] \exp\left[-\frac{(10\log_{10} y - \mu_{\Omega_d\ (\mathrm{dB})})^2}{2\sigma^2} \right] \right\} \quad (10.56)$$

Burada korelasyon katsayısı r , r = v /σ^2 olarak tanımlanır. (10.42) ve (10.56) 'yı birleştirmek,

$$O_I = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} g(w) \exp(-w^2) dw \simeq 1 - \sum_{i=1}^{n} g(w_i) h_i \ , \quad (10.57)$$

verir, burada

$$g(w) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - Q\left(\frac{\sqrt{2}\sigma_d w + [\mu_{\Omega_d\,(\mathrm{dB})} - \mu_{\Omega_I\,(\mathrm{dB})} - \Lambda_{\mathrm{th}\,(\mathrm{dB})}]}{\sigma_{\Omega_I}} \right) \right] \times \left[1 - Q\left(\frac{1-r}{\sqrt{1-r^2}} \sqrt{2} w \right) \right] \quad . \tag{10.58}$$

4.3 SAYISAL ÖRNEKLER :

Küme başına dokuz hücreli ile birhücresel sistemi düşünelim. Bu durumda, iki yardımcı kanal girişimci 5.2R de , burada R hücre yarıçapıdır. mobil birim hücrenin sınırında R den BS kadar mesafededir. Düşünün ki bir a = b = 2 olan çift eğimli yol kaybı modeli ve g = 0,15 R (2.248).

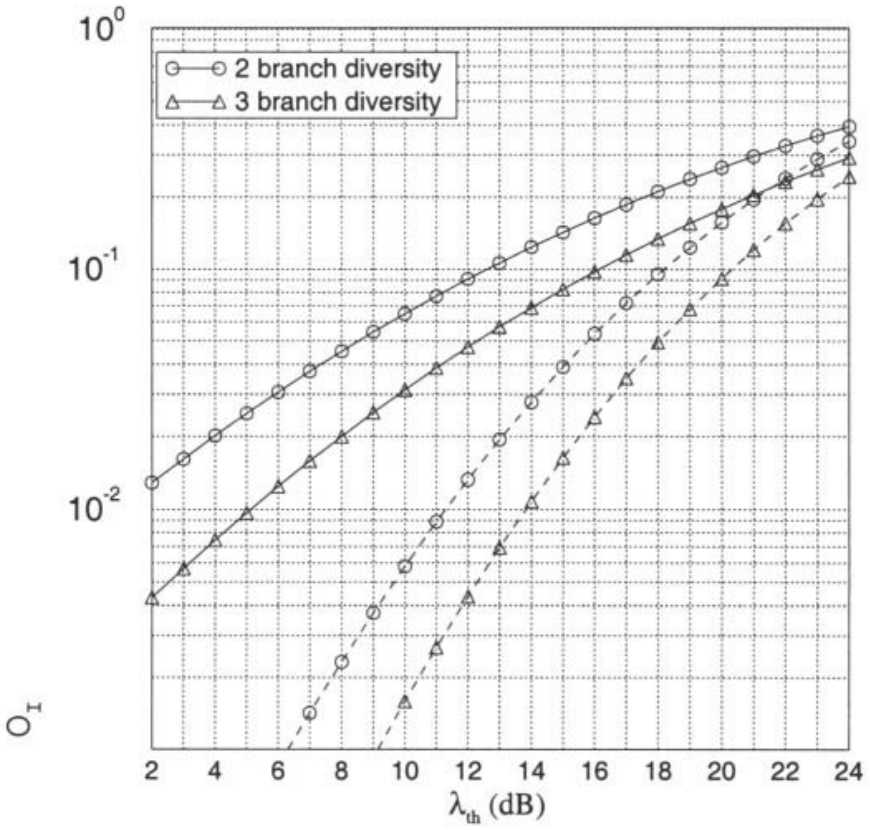


Figure 10.28. Probability of co-channel interference outage, O_I, against the required threshold, Λ_{th}, at the receiver for the local-mean-based macrodiversity system, where the solid lines (——) denote the case for shadowing standard deviation $\sigma = 10$ dB and the dashed lines (– – –) for $\sigma = 6$ dB; $a = b = 2$, $g = 0.15$R; two interferers are located at a distance of 5.2R.

Tablo 10.4 Λ.eşik ve farklılık kazancı (D.G.) açısından % 5 ve %10 yardımcı kanal girişimi kesintisi olasılıkları listelenirken Şekil 10.28 yardımcı kanal girişimi kesintisinin performansının olasılığını gösterir. Farklılık kazancı burada tanımlanan C / I (dB) ek olarak bir sistem tarafından farklılık olmadan ortak kanal girişimi kesintisi aynı olasılığı üretmektedir. Bazı genel gözlemler yapılabilir :

1) Daha yüksek bir gölgelemeyle yayılmış olur daha yüksek bir çeşitlilik kazancı ve düşük gereken Λ.eşik

2) Çeşitlilik şube başına kazancı azalır, çeşitlilik şube sayısı olarak artar

3) Sistemin ihtiyacı olan çeşitlilik kazancı artar, örneğin % 5 kesintisinin olasılığı çeşitlilik kazançta % 10 kesintisi için olan olasılıktan daha yüksektir.

σ = 6 Şekil 10.29 ' da ve σ =10 dB Şekil 10.30 'da, σ Varyans ile 2-dallı makro farklılık sisteminin r korelasyon katsayısının etkilerini hesapladık. % 10 kesintisi, Tablo 10.5 ile ilgili olarak. Λ. ile farklı r 'leri listeleriz. Gözlemledik ki r yaklaşımları birlik, çeşitlilik kazancı sıfır olur. Ayrıca, r = 0,7 için , çeşitlilik kazancı kazancın yaklaşık % 50 'si düşecektir r = 0 olduğunda .

	$O_I = 5\ \%$		$O_I = 10\ \%$	
L	λ_{th}	D. G.	λ_{th}	D. G.
1	10.96	-	13.69	-
2	15.78	4.82	18.12	4.43
3	17.97	7.01	20.46	11.78
4	19.41	8.45	21.80	13.13

Table 10.4. Macrodiversity gain (D. G.) and the threshold λ_{th} of C/I set at the receiver in terms of 5 % and 10 % probability of co-channel interference outage, O_I, over a pure shadowing channel; $\sigma = 6$ dB.

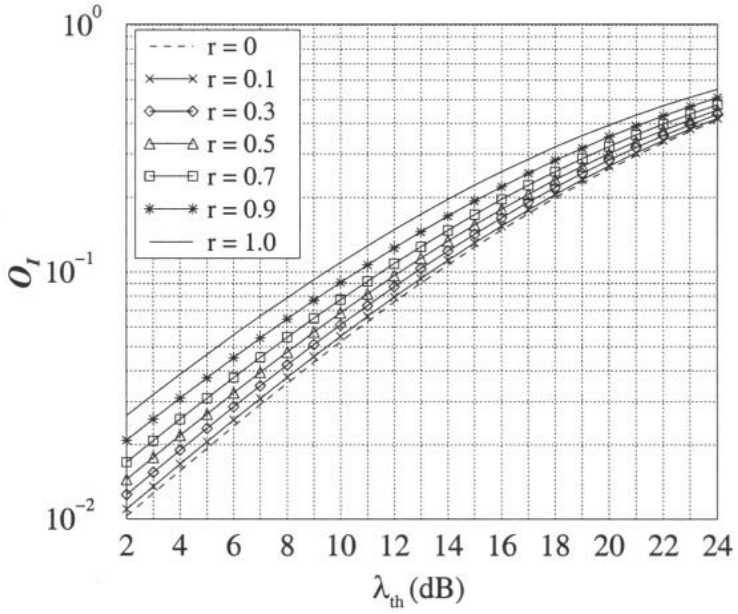


Figure 10.29. Effect of branch correlation coefficient r on the local-mean-based macrodiversity system with $\sigma = 6$ dB; $a = b = 2$, $g = 0.15$R; two interferers are located at a distance of 5.2R.

EK 10.A: DENKLEM TÜRETİLMESİ :

Alınan kare zarfın koşullu pdf 'si , α^2 ,

$$p_{\alpha^2|\Omega_p}(x) = \frac{2}{\Omega_p} e^{-x/\Omega_p}(1 - e^{-x/\Omega_p}) \ . \qquad \text{(10-10.A.1)}$$

	$\sigma = 6$ dB		$\sigma = 10$ dB	
r	λ_{th}	D. G.	λ_{th}	D. G.
0	13.54	3.99	9.24	6.96
0.1	13.39	3.84	8.93	6.65
0.3	12.78	3.23	7.94	5.66
0.5	12.23	2.68	7.00	4.72
0.7	11.46	1.91	5.67	3.39
0.9	10.51	1.02	4.12	1.84
1.0	9.55	–	2.28	–

Table 10.5. Effects of branch correlation on a 2-branch macrodiversity.

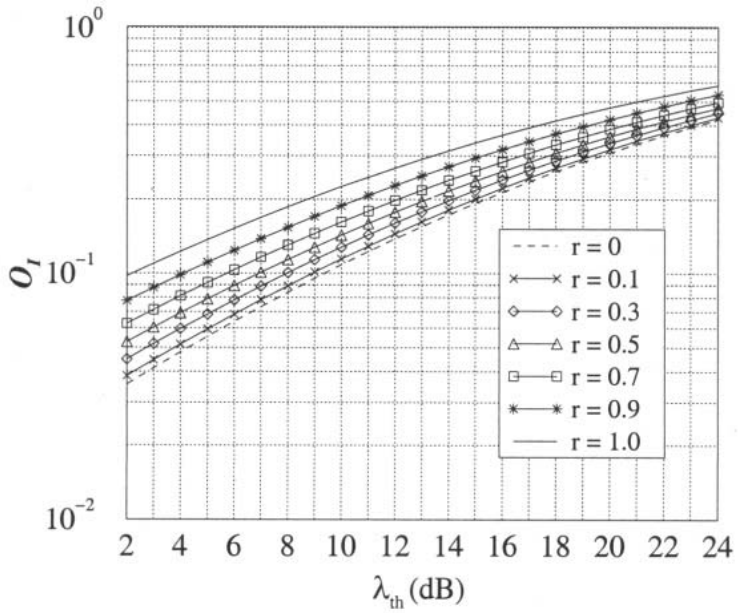


Figure 10.30. Effect of branch correlation coefficient r on the local-mean-based macrodiversity system with $\sigma = 10$ dB; $a = b = 2$, $g = 0.15$R; two interferers are located at a distance of 5.2R.

Log-normal gölgeleme verimleri dağıtımı ile kompozit pdf ortalamasının kare zarfı

$$p_{\alpha_c^2}(x) = \int_0^\infty \frac{2}{w} e^{-x/w}(1 - e^{-x/w}) \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_\Omega w} \exp\left\{ -\frac{(10\log_{10} w - \mu_{\Omega_p\,(\text{dBm})})^2}{2\sigma_\Omega^2} \right\} dw \qquad \text{(10-10.A.2)}$$

Log-normal dağılımının yaklaşık ortalaması

$$
\begin{aligned}
\mu_{(\mathrm{dBm})} &= \mathrm{E}[10\log_{10}\alpha_c^2] \\
&= \int_0^\infty \int_0^\infty (10\log_{10}x)\frac{2}{w}e^{-x/w}(1-e^{-x/w}) \\
&\quad \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\xi\sigma_\Omega w}\exp\left\{-\frac{(10\log_{10}w-\mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\}dxdw \\
&= \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega\xi^2 w^2}\exp\left\{-\frac{(10\log_{10}w-\mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} \\
&\quad \times \int_0^\infty 2\ln(x)e^{-x/w}\left(1-e^{-x/w}\right)dxdw \ . \qquad \text{(10-10.A.3)}
\end{aligned}
$$

[147, 4.352.1] dan , içteki integral

$$
\int_0^\infty 2\ln(x)e^{-x/w}(1-e^{-x/w})dx = w[\ln(2)+\ln(w)-C] \qquad \text{(10-10.A.4)}
$$

olur. Burada C≅ 0.5772 Euler sabitidir. Bu yüzden

$$
\mu_{(\mathrm{dBm})} = \xi^{-1}[\ln(2)-C]+\mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})} \qquad \text{(10-10.A.5)}
$$

Benzer şekilde, ortalamanın karesinin değeri

$$
\begin{aligned}
\mathrm{E}[(10\log_{10}(\alpha_c^2))^2] &= \int_0^\infty \int_0^\infty (10\log_{10}x)^2\frac{2}{w}e^{-x/w}(1-e^{-x/w}) \\
&\quad \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega\xi w}\exp\left\{-\frac{(10\log_{10}w-\mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\}dxdw \\
&= \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Omega\xi^3 w^2}\exp\left\{-\frac{(10\log_{10}w-\mu_{\Omega_p\,(\mathrm{dBm})})^2}{2\sigma_\Omega^2}\right\} \\
&\quad \times \int_0^\infty 2(\ln x)^2 e^{-x/w}(1-e^{-x/w})dxdw \ . \qquad \text{(10-10.A.6)}
\end{aligned}
$$

[147, 4.358.2] 'den içteki integral

$$
\begin{aligned}
\int_0^\infty 2(\ln x)^2 e^{-x/w}dx &= 2w([\ln w - C]+\zeta(2,1)) \\
\int_0^\infty (\ln x)^2 e^{-2x/w}dx &= w([\ln w-\ln(2)-C]^2+\zeta(2,1)) \qquad \text{(10-10.A.7)}
\end{aligned}
$$

olur . Burada

$$\zeta(2,m) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(m+k)^2} \qquad \text{(10-10.A.8)}$$

Riemann 'ın Zeta Fonksiyonudur. Sonuç olarak, varyans

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \mathrm{E}[(10\log_{10}\alpha_c^2)^2] - \mathrm{E}^2[10\log_{10}\alpha_c^2] \\ &= \xi^{-2}[\zeta(2,1) - 2(\ln 2)^2] + \sigma_\Omega^2 \ . \end{aligned} \qquad \text{(10-10.A.9)}$$

BÖLÜM 11

CDMA CEP TELEFONU YAPILANDIRILMASI

CDMA (*code division multiple access),* çok – yollu sonumlenme ve parazit oranlarını azaltabilmesi, evrensel frekansı yeniden kullanabilmesi, bir hücreden çıkıp diğerine geçen cep telefonunun konuşma sırasında diğer baz istasyon tarafından iletişimini sağlayabilmesi ve ses aktiviteleri algılarını maksimum oranda kullanabilmesi gibi kendine has faydalı özellikleri nedeniyle, yoğun kent alanlarında artan cep telefonu kapasitesi için önemli bir girişimdir. Gilhousen – ve çalışma arkadaşları (136) -, Kudoh ile Matsumoto (183) ve Newson ile Heath (247) gibi çok sayıda kaynak kişi, frekansların atmosferdeyken güç kaybetmeleri ve yansımaları ile tanımlanan yayılım ortamı için, CDMA cep telefonu sistemlerinin kapasite ve performanslarını incelemektedirler. Mokhtar ve Gupta (228), meyilli ve birbirleri üzerine tesir eden sinyallerin – aynı oranda zayıflayan istatiki özelliklere sahip olduğu, yayılan Nagakami düşüş kanalları üzerindeki ters kanal kapasitesini dikkate almışlardır.

CDMA sistemleri ters kanal gücü kontrolü kullanmalıdırlar; aksi takdirde, bağlantı performanı **yakın – mesafe tesiri**nden olumsuz etkilenecektir. Yakın mesafe tesiri; uzak mesafedeki MSs den alınan iletimin yakında bulunan MSs de yoğun olarak parazit hissetmesi durumudur.Yansımaların, frekans gücü kaybının ve yoğun zarf zayıflamasının (dopler frekans sıklığının alçalması) etkisiyle alınan sinyal gücünde meydana gelen farklılıkları ortadan kaldırmak için, IS – 95 ters bağlantısı, hızlı bir kapalı – döngü güç kontrolü algoritması kullanır. Çok sayıda güç kontrolü algoritması broşürde yer almaktadır. Ariyavistitakul ve Chang (15), iki yönlü sinyal zayflaması ve yansımaları azaltan, hızlı sinyal iletim oranı (SIR – Sıgnal – to Interference ratıo) bazlı bir geribeslemeli güç kontrolü algoritması kurmuşlardır. Bizler amacımıza yönelik olarak, aynı BS hücre sektörü tarafından sağlanan tüm MSs'lerden alınan *C* gücünü eşitleyen bir kapalı - döngü ters kanal gücü kobtrol şeması kurmuş bulunmaktayız.

Güç kontrölü ayrıca, **köşe etkileri**ni altetmek adına, CDMA sisteminin iletilen kanalları üzerinde de fayda sağlamaktadır. Köşe etkisi; MS'in bir hücre köşesinden çıkışı esnasında hissettiği - alınan sinyal gücündeki düşüş ve çoklu erişim parazitindeki artış durumudur. Çok sayıda 'güç dengeleyici'

şema, her bir MS F1361. 1461 için Dower'a BS ile geçen iletimleri dengelemek adına öngörülmüşlerdir. Chang ve Ren (46), güç dengeleyici ve devingen yapılı – SIR bazlı iletilen kanal gücü kontrol algoritmalarını karşılaştırmışlardır ve daha önceki sistemin bi sonrakine nazaran daha iyi oduğunu göstermişlerdir. Zorzi (382), yansımanın olmadığı durumlarda, sadeleştirilmiş bazı güç kontrol algoritmalarını analiz etmiştir. Bizler amacımıza yönelik olarak, yavaş bir açık - döngü güç dengeleyicisi algoritmasını elealacağız.

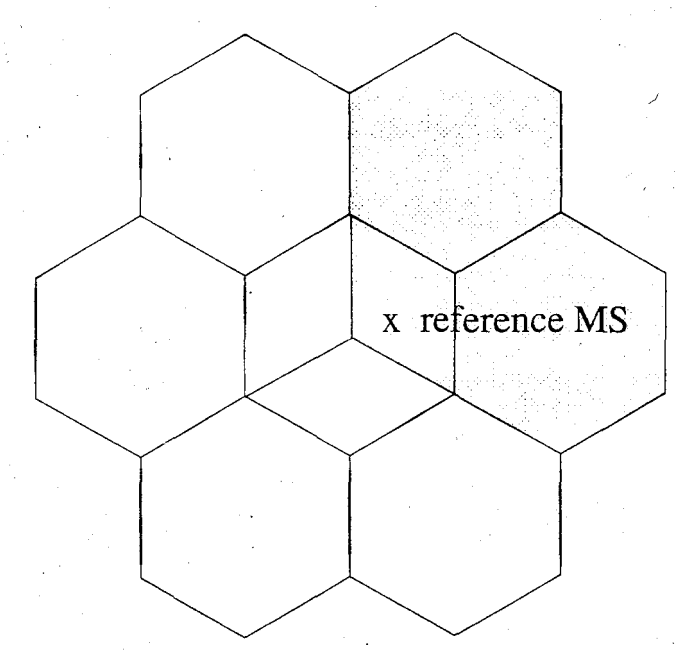
1. CEP TELEFONU CDMA'SININ KAPASİTESİ

CDMA Cep telefonu sistemleri tipik olarak, bant genişliğinin tüm hücreler tarafından paylaşıldığı ve tek yönlü yayılan dizinin devinimi ile birbirlerinden ayrılan iletimlerin bulunduğu – **evrensel frekansın yeniden kullanılması** sistemi ile çalışmaktadır. Bu şekilde çalışan sistemlerde, yakınlarda bulunan hücrelerin sebebiyet verdikleri çoklu - erişim paraziti dikkatlice üzerinde durulması gereken bir durumdur. Bu sinyal parazitlerine bağlı olarak yayılımda frekansların güç kayıpları, yeniden kullanma planlı frekans sistemini kullanan dar – bant ve orta genişlikteki – bant TDMA sistemleri ile karşılaştırıldıklarında, daha küçük çaptadırlar.

Cep telefonları CDMA sistemleri açısından, çoklu – erişimdeki paraziti azaltan her teknik bir kapasite kazancı ifade etmektedir. Cep telefonu CDMA sistemleri söz kodlaması tekniğini kullandıkları için, çoklu erişim parazitini – deiğişik hızlardaki konuşma iletimi ile beraber, ses aktivitesi algılayıcısı kullanarak – azaltabilirler. Bu teknikte, sessizlik sürelerinin konuşma dalga şekilleri içerisinde algılanmalarıyla, söz kodlayıcısının hızı düşmektedir. Ses aktivitesi algısı, her zaman için TDMA sistemleri üzerindeki CMDA için bir avantaj olarak değerlendirilir. Bununla beraber, TDMA sistemleri, ses aktivitesi algısından olduğu gibi, birden fazla kanal paraziti seviyesindeki düşüşle sağlanan – süreksiz iletimden de faydalanmaktadır.

Her bir hücrenin, sinyal gönderen antenler tarafından ayırıldığı *hücre* ayırıcısı yöntemi de, çoklu – erişim parazitini azaltan çok etkili bir yoldur. 120 derecelik bir hücre bölümü ile, ters kanaldaki çoklu – erişim paraziti yalnızca MSs'den artmaktadır (sadece bitişik hücrelerin gösterildiği figür 11. 1'in gölgelenmiş olan kısmında yer almaktadır). Ayrıca, iletilen kanallar üzerindeki çoklu – erişim paraziti de MSs'ye iletilen BSs'ler tarafından meydana gelir – bu MSs'ler de yine sadece bitişik hücrelerin gösterildiği figür 11. 2'nin gölgelenmiş kısmında yer almaktadır. Her iki olayda da, 120 dereceli hücre bölümü çoklu – erişim parazitini ortalama üç etken sayesinde azaltmaktadır.

Ortalama üç etken dedik çünkü; MSs'ler düzlem boyunca rasgele dağılmışlardır. İlave gelişmeler, 30 ya da 15 derecelik bölünmeler ile oluşacak olan



Şekil 11.1. Gölgelenmiş kısımda yer alan MSs'leri oluşturan ters kanal iletileri, MS gönderen ters kanal iletimleri ile, çoklu – erişim parazitlerine sebep olmaktaırlar.

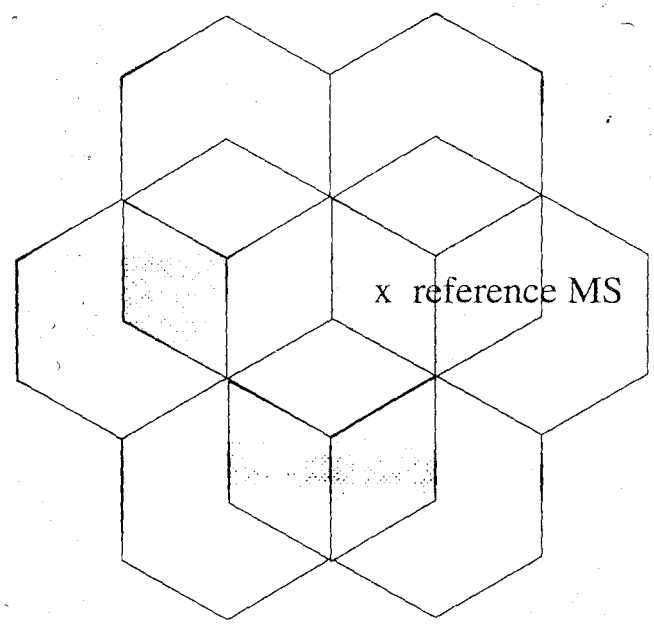
basit anahtarlama ışınının ve akıllı anten sisteminin kullanımlarıyla kazanılacaklardır. Bu anten sistemlerinin doğru uygulaması, çoklu- erişimdeki paraziti 12 ve 24 faktör ile – sırasıyla sinyallenen tüm antenlerin kullanımları ile - azaltmaktadır.

Yaptığımız bu cep telefonu CDMA'sı analizi, altıgen hücrelerin yarıçaplarının (*R)* tek düze bir düzlem tarafından şekillenen hücresel düzeni ile başlar. Her bir hücre, 120 derecelik hücre bölünümleri ie merkezi bir yerleşimi olan BS'leri içerir. Ayrıca, MSs'lerin – her bir hücre bölümündeki *K* MSs yoğunluğu ile – sistem boyunca tekdüze bir şekide dağıtıldıkları varsayılmaktadır. Altıgen hücrelerin yarıçapları,

$$\rho = \frac{2K}{3\sqrt{3}R^2} \qquad (11.1)$$

her bir birim alanın önemli bir yoğunluğunu sağlarlar. Ses aktivitesi algılarının etkileri - her ileticinin olasılık (*P)* dahilinde bağımsız olarak aktif olduğu varsayılarak ve buna paralel olarak her hücredeki aktif ileticilerin sayısı iki terimli (*K, p)* dağılım göstererek –örneklendirilirler. Hücre bölüşümündeki aktif ileticilerin ortalama sayısı *Kp'*dir.

9.6.1 Bölümündeki standart Gaussian yaklaşımı, cep telefou CDMA sistemlerinin performans tahminleri için, broşürde fazlaca kullanılmışlardır. Rasgele dağılan sıra için,



Şekil 11. 2 . İletim kanalının MSs'ye iletimi gölgeli olan kısımda gösterilmektedir ve bu durum MS'ye gönderilen iletim kanalları ile çoklu erişimde parazite neden olmaktadır.

standart Gaussian yaklaşımının CDMA sistemlerinin güç kontrollü küçük aşamalı ve eşzamanlı olmayan ters kanalları için, $\gamma_b = 3G/(2(K - 1))$ şeklinde gürültü sinyali oranı tahmin ettiğini görmüş bulunmaktayız; *G* işlem kazancı ve *K* simultane alınan sinyallerin sayısı anlamına gelmektedir. Bu durum, az sayıda hükümler ile tutarlı ve uyumlu alıcının kullanımını varsaymaktadır. Eğer sinyaller – CDMA cep telefonu sisteminin iletim kanalındaki durumda olduğu gibi – küçük aşamalı ve eşzamanlı iseler, bu durumda standart Gussian yaklaşımı γ_b = *G/(2(K* — 1)) bu durumu küçük oranda gürültü ve sinyal ilişkisi şeklinde kabul eder. Bununla beraber, bu ifadenin rasgele dağılım serisi göz önünde bulundurularak kullanıldığının farkında olmak önemlidir. Eğer Walsh – Hadamard kodlarında kullanıldığı gibi kodlar, iletilen kanallar üzerinden kullanılırsa – örneğin IS – 95 sistemi (96) gibi – bu durumda, sunucu Bs'den kaynaklanan çoklu – erişim paraziti riski (kanallardaki geciken dağılım alınan hücrelerdeki dikey açılara zarar vermedikçe) sıfırdır. Bu durumda, hücre dışı parazit, performansa hakimdir.

1.1. TERS BAĞLANTI KAPASİTESİ

Kusursuz ters kanal gücü kontrolü, Bs tarafından sağlanan ve bütün MSs'ler için olan ve Bs üzeriden sürekli alınan gücü (*C)* sağlamaktadır. *jth* MS *i* hücresi içine konuçlanmıştır ve MS_{ij} tarafından belirlenmiştir. MS_{ij} tarafından iletilen güç, P olarak adlandırılan Bs, BS^ sunucularından d_{ij} mesafesinde bulunur. BS_i'de alınan güç

$$C = P_{ij} 10^{\frac{\varsigma_{ij}}{10}} \tag{11.2}$$

ς_{ij} yansıma ve sönme sebebiyle bir rastgele değişken olduğu yerde. Ms gönderilen Bs'ye ve BS_0'ya belirli bir mesafededir (d_{i0}) ve aşağıda verilen eşitliğe uygun bir hücre dışı parazit üretir;

$$\begin{aligned} \frac{I_o(ij)}{C} &= 10^{\varsigma_{i0}/10} \cdot \left(\frac{1}{10^{\varsigma_{ij}/10}} \right) \\ &= 10^{(\varsigma_{i0} - \varsigma_{ij})/10} \leq 1 \ . \end{aligned} \tag{11.3}$$

İlk devrein sebebi frekans kaybı ve BS_0'daki yansıma iken, ikinci devre Bsj'yi etkileyen karşılıklı kayıpların telafisi için kurulan güç kontrolünün etkisidir. $I_0(ij)\ /\ C$ daima bütünlükten daha küçük olmalıdır; aksi halde, bu oranı sağlayan Bs'ye yönelen hatlar arası geçişi MS gerçekleştiriyor olurdu.

Biz kendi amacımıza yönelik, alınan sinyal gücünün (2. 187)'deki gibi bileşik Gama log – normal pdf'ye sahip olduğu, yansımalı Nagakami zayıflama kanalını ele almaktayız. Bileşik pdf'nin ortalaması, (2. 188)'ce sağlanan araç ve standart sapma ile, tamamen log – normal pdf tarafından alınmaktadır. Bu nedenle, rastgeşe değişiklikler ve qo – araçlar ve değişkenlikler ile aşağıdaki durumda gösterildiği üzere – Guassian seçkisiz değişkenleri uygulamalarına tabi olurlar;

$$\begin{aligned} \mu_{ij\ (\mathrm{dBm})} &= \xi^{-1}[\psi(m_{ij}) - \ln(m_{ij})] + \mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}}(ij) \\ \mu_{i0\ (\mathrm{dBm})} &= \xi^{-1}[\psi(m_{i0}) - \ln(m_{i0})] + \mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}}(i0) \\ \sigma_{ij}^2 &= \xi^{-2}\zeta(2, m_{ij}) + \sigma_\Omega^2 \\ \sigma_{i0}^2 &= \xi^{-2}\zeta(2, m_{i0}) + \sigma_\Omega^2 \end{aligned} \tag{11.4}$$

$\xi = (ln10)/10$, m_{ij} ve m_{i0}'nın Nakagami şekli faktörler haline geldiği ve σ_Ω yansıma standart sapma olduğu durumdur. $\mu\Omega_{\mathrm{p(dBm)}}(\mathrm{ij})$ ve $\mu\Omega_{\mathrm{p(dBm)}}(\mathrm{i0})$ parametreleri frekans kaybı tarafından belirlenirler. (1.7)'deki basit frekans kaybı modelini kullandıkları takdirde, farkları şöyledir;

$$\mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}}(ij) - \mu_{\Omega_{p\ (\mathrm{dBm})}}(i0) = 10\beta \log_{10}(d_{ij}/d_{i0}) \tag{11.5}$$

Sinyal oranına giden toplam hücre dışı parazit aşağıdaki gibidir;

$$\frac{I_o}{C} = \int\int \chi I_o(ij)\Phi_{0j}\rho dA \tag{11.6}$$

iken,

$$\Phi_{0j} = \begin{cases} 1, & \text{if } 10^{(\varsigma_{i0}-\varsigma_{ij})/10} < 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \tag{11.7}$$

yoğunluk sarfiyatıdır, ve x ise ses aktivitesi değişkenidir

$$\chi = \begin{cases} 1\,, & \text{with probability } \; p \\ 0\,, & \text{with probability } \; 1-p \end{cases} \tag{11.8}$$

Toplam hücre dışı parazit Io, merkezi sınır teoremi desteği ile, Gaussian seçkisiz değişkeni gibi örneklendirilebilir. Taşıyıcı orana sağlanan topman hücre dışı parazit aşagıdaki anlama gelmektedir;

$$\begin{aligned} \mathrm{E}[I_o/C] &= \int\int \mathrm{E}[\chi 10^{(\varsigma_{i0}-\varsigma_{ij})/10}\Phi_{0j}]\rho dA \\ &= \int\int p\mathrm{E}[10^{(\varsigma_{i0}-\varsigma_{ij})/10}\Phi_{0j}]\rho dA \end{aligned} \tag{11.9}$$

ve belirlediği değer;

$$\begin{aligned} \mu_{x\,(\mathrm{dB})} &= \mu_{i0\,(\mathrm{dBm})} - \mu_{ij\,(\mathrm{dBm})} \\ \sigma_x^2 &= \sigma_{i0}^2 + \sigma_{ij}^2 \; . \end{aligned} \tag{11.10}$$

(11.9) 'daki dahili olasılık;

$$\begin{aligned} \mathrm{E}[10^{(\varsigma_{i0}-\varsigma_{ij})/10}\Phi_{0j}] &= \int_{-\infty}^{0} e^{\xi x}\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x}\exp\left\{-\frac{(x-\mu_{x\,(\mathrm{dB})})^2}{2\sigma_x^2}\right\}dx \\ &= \exp\left\{\frac{\xi^2\sigma_x^2}{2}+\xi\mu_{x\,(\mathrm{dB})}\right\}\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} \\ &\quad\times\int_{-\infty}^{0}\exp\left\{-\left(\frac{x}{\sqrt{2}\sigma_x}-\frac{\xi\sigma_x}{\sqrt{2}}-\frac{\mu_{x\,(\mathrm{dB})}}{\sqrt{2}\sigma_x}\right)^2\right\}dx \\ &= \exp\left\{\frac{\xi^2\sigma_x^2}{2}+\xi\mu_{x\,(\mathrm{dB})}\right\} \\ &\quad\times\left[1-Q\left(-\xi\sigma_x-\frac{\mu_{x\,(\mathrm{dB})}}{\sigma_x}\right)\right] \; . \end{aligned} \tag{11.11}$$

Sonuç olarak,

$$\mathrm{E}[I_o/C] = p \int\int \exp\left\{\frac{\xi^2\sigma_x^2}{2} + \xi\mu_{x\,(\mathrm{dB})}\right\} \times \left[1 - Q\left(-\xi\sigma_x - \frac{\mu_{x\,(\mathrm{dB})}}{\sigma_x}\right)\right] \rho dA \qquad (11.12)$$

Benzer şekilde,

$$\begin{aligned}\mathrm{E}[(I_o/C)^2] &= \int\int \mathrm{E}[\chi^2 10^{(\varsigma_{i0}-\varsigma_{ij})/5}\Phi_{0j}^2]\rho dA \\ &= p\int\int\int_{-\infty}^{0} e^{2\xi x}\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x}\exp\left\{-\frac{(x-\mu_{x\,(\mathrm{dB})})^2}{2\sigma_x^2}\right\}dx\rho dA \\ &= p\int\int \exp\left\{2\xi^2\sigma_x^2 + 2\xi\mu_{x\,(\mathrm{dB})}\right\} \\ &\quad \left[1 - Q\left(-2\xi\sigma_x - \frac{\mu_{x\,(\mathrm{dB})}}{\sigma_x}\right)\right]\rho dA \end{aligned} \qquad (11.13)$$

Son olarak, $I_0/\ C$ 'nin değişkeni;

$$\begin{aligned}\mathrm{Var}[I_o/C] = p\int\int &\exp\left\{2\xi^2\sigma_x^2 + 2\xi\mu_{x\,(\mathrm{dB})}\right\} \\ &\left[1 - Q\left(-2\xi\sigma_x - \frac{\mu_{x\,(\mathrm{dB})}}{\sigma_x}\right)\right]\rho dA \\ &-\mathrm{E}^2[I_o/C]\ .\end{aligned} \qquad (11.14)$$

Denklem (11. 12) ve (11. 14)'deki parçalar, A alanındaki rasgele devingen bölgeler üzerinden sayısal olarak değerlendirilmelidirler – 11. 1 Şekilündeki gölgelenmiş kısımlarda belirtildiği gibi.

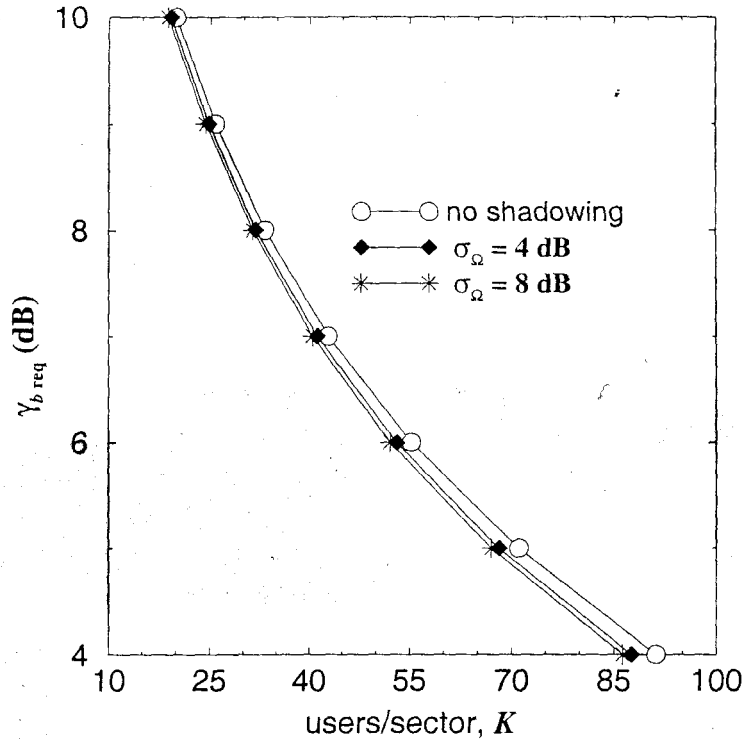
Kusursuz güç kontrolü ile, hücre içi parazit I_{in};

$$I_{\mathrm{in}} = C\sum_{i=1}^{K-1}\chi_i \qquad (11.15)$$

Xi, olasılık dahilinde 1 p ve 0 / olasılık dahilinde $1-p$ eşitliğini veren Bernoulli seçkisiz değişkenidir. Toplam parazitin $I = I_o + I_{in}$ olmasını sağlar. Ve BS'de γ_b değerini alan olasılık ise gereken değerin $\gamma_{b\,req}$ altındadır,

$$
\begin{aligned}
P_{\text{out}} &= \mathrm{P}(\gamma_b < \gamma_{b\ \text{req}}) \\
&= \mathrm{P}((I/C)_{\gamma_b} > (I/C)_{\gamma_{b\ \text{req}}}) \\
&= \mathrm{P}\left(\sum_{i=1}^{K-1} \chi_i + I_o/C > (I/C)_{\gamma_{b\ \text{req}}}\right) \\
&= \mathrm{P}\left(I_o/C > (I/C)_{\gamma_{b\ \text{req}}} - \sum_{i=1}^{K-1} \chi_i\right) \\
&= \sum_{k=0}^{K-1} \mathrm{P}\left(I_o/C > (I/C)_{\gamma_{b\ \text{req}}} - k \,\middle|\, \sum_{i=1}^{K-1} \chi_i = k\right) \mathrm{P}\left(\sum_{i=1}^{K-1} \chi_i = k\right) \\
&= \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} p^k (1-p)^{K-1-k} Q\left(\frac{(I/C)_{\gamma_{b\ \text{req}}} - k - \mathrm{E}[I_o/C]}{\sqrt{\mathrm{Var}[I_o/C]}}\right)
\end{aligned}
\tag{11.16}
$$

Bütün sayısal sonuçlarımızda, R = 1. 25 Mchips/s yonga oranına ve 8 kb/s oranında bir kaynak sembolüne ve G = 156. 25 değerini sağlayan varsayımlara dayanmaktayız. Buna ilaveten, p = 3/8 değerini sağlayan ses aktivitesi faktörünü ele aldık. Şekil 11. 3, farklı $\gamma_{b\ req}$ için ters kanal kapasitesini ve yansımalı standart sapmaları göstermektedir.



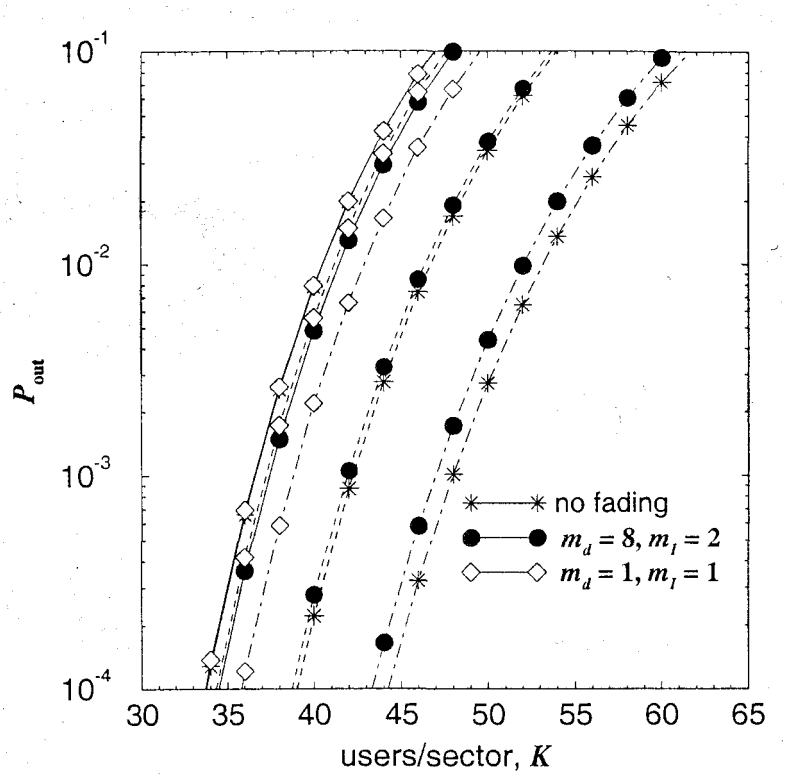
Şekil 11. 3. farklı 7^ req; the için $P_{out} = 10^{2}$ ile ters kanal kapasitesi – Nakagan yöntemi faktörler m_d = 1 ve m/ = 1 (Rayleıgh zayıflaması) ve crn' de yansımalı standart sapmadır.

Ortalama hücre - dışı parazitin, ortalama hücre - içi parazite oranı;

$$\theta = \frac{\mathrm{E}[I_{\mathrm{o}}]}{\mathrm{E}[I_{\mathrm{in}}]} = \frac{\mathrm{E}[I_{\mathrm{o}}/C]}{\mathrm{E}[I_{\mathrm{in}}/C]} = \frac{\mathrm{E}[I_{\mathrm{o}}/C]}{pK} \qquad (11.17)$$

4. sıradaki frekans kaybı için Newson ve Heath (247), hiçbir şekilde zayıflama ve yansıma yoksa değerin 0. 5 olduğunu ve ayrıca 8 dB değerinde bir yansıma söz konusu ise bunun 9 << 0. 66 olduğunu belirtmektedirler. Bu durum frekans verimi ile alakalıdır ve hücre – içi ortalama parazit oranının, toplam parazit oranına nazaran 0. 66 ve 0. 38 değerinde olduğunu göstermektedir. 11. 1 Tablosu, farklı yayılım koşulları göz önünde bulundurularak değerlendirilen CDMA cep telefonu sistemi için bulunan *9* ve / = 1/(1 + *9)* değerini göstermektedir. Hesaplar, karışık hücrelerin ilk sıralarını değerlendirmektedirler. Frekans veriminin, yansımalı standart sapma ile düştüğü gözlenmektedir. <jo ve m yükseldiğinde ya da mj alçaldığında yavaşça düşmektedir.

Tablo 11. 1'deki 9'un değerleri, hücre kullanıcısı (K) sayısına bağlı değildir ve ters kanallar için dış - hücre parazitinin, iç - hücre parazitine oranı (I_o/L_{in}) aşağıdaki gibidir;

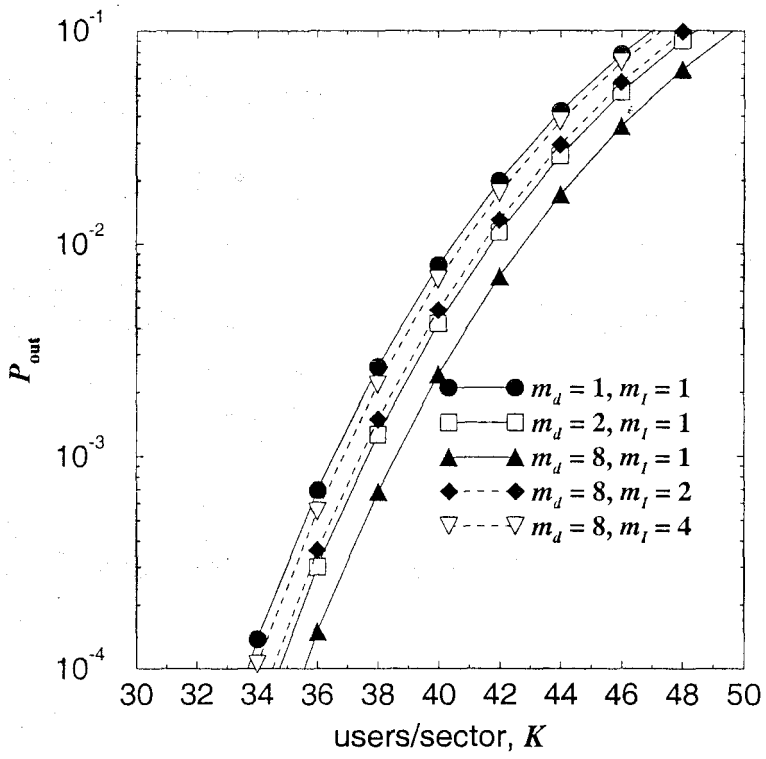


Şekil 11. 4. $\gamma_{b\ req}$ = 8.76 dB ile sağlanan farklı yayılım ortamları için, ters kanal kapasitesi. Sık hatlar an = 0 dB'yi ve aralıklı hatlar ise <m=4 dB' yi ve çizgi şeklinde olan kısımlar ise era = 8 Db'yi göstermektedirler.

$$
\begin{aligned}
\mathrm{P}(I_{\mathrm{o}}/I_{\mathrm{in}} < z) &= \mathrm{P}\left(\frac{I_{\mathrm{o}}/C}{I_{\mathrm{in}}/C} < z\right) \\
&= 1.0 - \mathrm{P}(I_{\mathrm{o}}/C > z\, I_{\mathrm{in}}/C) \\
&= 1.0 - \left\{\sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \eta^k (1-\eta)^{K-1-k} \right. \\
&\quad \left. \times\, Q\left(\frac{kz - \mathrm{E}[I_{\mathrm{o}}/C]}{\sqrt{\mathrm{Var}[I_o/C]}}\right)\right\} \qquad (11.18)
\end{aligned}
$$

Şekil 11. 6, farklı yansımalı standart sapmalar ile dB'deki I_0/I_m değerinin dağılımını göstermektedir. K ile sağlanan dağılım değişikliği sonucu, E[/$_0$//i$_n$]'nin ortalama değerinin aynı kaldığı gözlenmiştir; örneğin - %50 noktasındaki her bir büküm carprazı. Bu durum gösteriyor ki; 9 ve 11. 1 tablosundaki değerler, *K*'ya bağlı değillerdir.

Yukarıdaki sonuçların uzantıları, aynı anda iletişim kurabilmeyi sağlayan sistemin de dahil eilmesi ile, (343)'verilmiştir. Bağlantılar arası geçişsi sağlayan sistem, hücre alanında bulunan 2'den 2. 5'e kadar olan faktörce kapsamayı geliştirmek için gösterilmiştir; örneğin – BSs'lerin



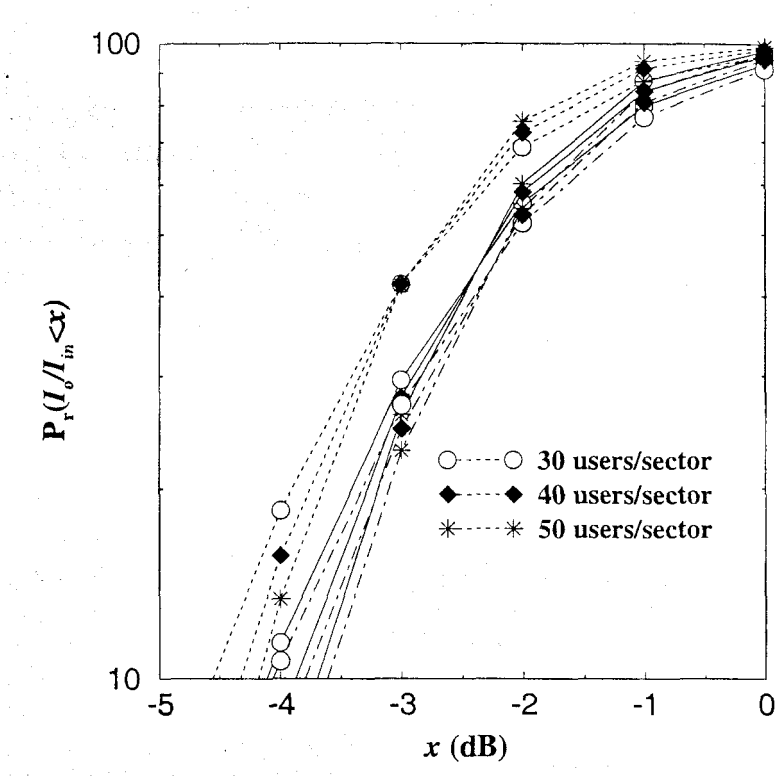
Şekil 11. 5. Farklı Nagakami şekli faktörleri ile 8.76 dB, an = 8 dB değeri için ters kanal kapasitesi.

ma	***mi***	<rn (dB)	*ℓ*	*f = 1/(1 + 9)*

8	8	8	60.14%	62.45%
8	4	8	58.83%	62.96%
8	2	8	56.20%	64.02%
8	1	8	51.11%	**66.118%**
4	1	8	52.36%	65.63%
2	1	8	54.90%	64.56%
1	1	8	59.73%	62.61%
1	1	10	57.34%	63.56%
1	1	6	60.16%	62.44%
1	1	4	57.82%	63.36%
1	1	yansıma yok	51.76%	65.89%
zayıflık yok	zayıflık yok	yansıma yok	21.81%	82.10%
zayıflık yok	zayıflık yok	4	39.42%	71.73%
zayıflık yok	zayıflık yok	8	60.02%	62.49%
zayıflık yok	zayıflık yok	10	61.65%	61.86%

Tablo 11. 1. Hücre dışı ortalama parazit oranının, hücre içi ortaama parazit oranıyla kıyaslanması – 9 ve frekansların yeniden kullanım verimlilikleri / farklı yayılma koşulları altınfda.

sayıları bu faktör tarafıdan düşürülebilir. Ayrıca, ters kanal kapasitesinin, 2'den daha iyi olan bir faktör tarafından arttırılabileceği de gösterilmiştir.



Şekil 11.6. Ters kanallar için - hücre dışı parazitin, hücre içi parazite dağılımı. Kesintisiz çizgiler: an = 0 dB / noktalı hatlar: an – 4dB / çizgi şeklindeki hatlar: an = 8Db; m^ = 1, mi — 1 (Rayleigh zayıflaması).

1.2. İLETİM BAĞLANTISI KAPASİTESİ

İletim kanalı için, her Bs'ye bir deneme sinyali gönderilir. Bu deneme sinyali, her hücrede parazite neden olan yayılmış izge sinyalidir; ve bu nedenle kapasite düşer. Ayrıca,, bu durum değişken olmayan modülasyondan doğan 75 $_{req}$ deki düşüş ile gerçekleşen bir denkleştirmedir. İletim kanalı dengeleyicisi güç kontrolü ile, devingen ölçümler ve alınan sinyaller belirli aralıklarla BS (136) sunucusuna ölçümler iletirler. Devingenlerin toplam güce ihtiyaç duymaları durumunda, aşağıda gösterildiği gibi maksimum iletim gücü sağlanır ve BS iletim gücünü ve buna paralel olarak paraziti azaltır; aksi halde, BS'nin, iyi nitelikteki iletim bağlantılarından – kötü nitelikteki iletim bağlantılarına, gücü yeniden dağıtması gerekir.

En kötü ihtimalle, BS'ler herzaman maksimum güçle iletim gerçekleştirirler. (11. 2)'de görüldüğü üzre, ith devingenindeki 7^ değeri – bu şartlar altında aşağıdaki gibidir;

$$\gamma_{b,i} = \frac{3G}{2(I/C)_i} = \frac{3G}{2(\sum_{j=0}^{M} C_{T_j} - \delta\phi_i C_{T_0})/\delta\phi_i C_{T_0}} \qquad (11.19)$$

$$C_{T_j} = P_{\max} 10^{\frac{\varsigma_j}{10}} \qquad (11.20)$$

M BSs'yi çevreleyenlerin sayısıdır ve hesaplamaya dahillerdir. BSj 1 – 6'dan alınan güç, deneme için ayrılan toplam güçteki bölünmelerdir; ve ek faktörler (cp) ise geriye kalan ve ith devingenine ayrılan kırılmalardır.

(1. 19) Yonga ve aşama ile zaman uyumu olmayan yaygın dizinlerin en kötü durumlarına örnek teşkil etmektedir. (136)'da gösterildiği gibi, sonuçlarımız, toplam BS iletim gücünün %20'sinin deneme sinyaline ayrildiğini ileri sürmektedir.

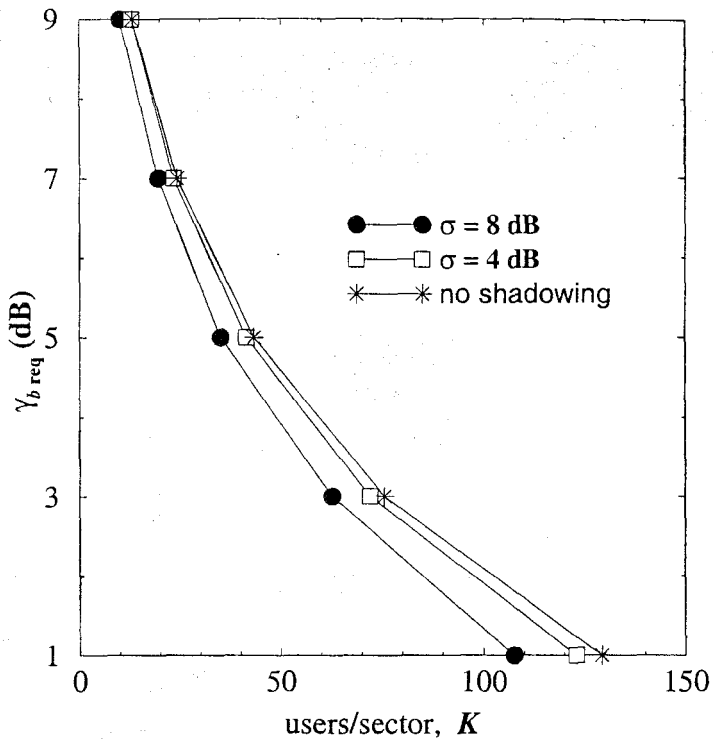
Q'lar – ortalamalarla ve değişkenlerle (2.188)'den elde edilen yansıma ve düşüş farklılıkları nedeniyle – Gaussian'ın seçkisiz değişkenleri olarak değerlendirilmektedirler. BS iletim gücünü, hücresindeki her bir devingenin ihtiyaçları doğrultusunda dağıtmaktadır. Bu durum için ilk koşul – her devingen için gerekli olan (f)'leri elde etmek ve (11. 19)'daki (0i)$_{re}$q> 75 = 75 $_{req}$ değerini sağlamaktır. Ayrıca, ses aktivitesi ile ilgili olarak, değişen ilave faktörleri göz önünde bulundurmamız gerekmektedir (183).

$$\overline{\phi_i} = \frac{(\phi_i)_{\text{req}}}{\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{K} \chi_j (\phi_j)_{\text{req}} + (\phi_i)_{\text{req}}} \qquad (11.21)$$

(46)'Daki güç dengeleme şeması – ses aktivitesi faktörlerinin (Xj>) göz öünde bulundurulmamaları dışında – aynı durumu izah etmektedir. Bu durumda servis dışı kalma ihtimali aşağıdaki gibidir;

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \mathrm{P}\left(\gamma_b < \gamma_{b\,\text{req}}\right) \\ &= \mathrm{P}\left(\overline{\phi_i} < (\phi_i)_{\text{req}}\right) \end{aligned} \qquad (11.22)$$

Sayısal sonuçlar, yansıma ve zayıflama değişkenlikleri ve rasgele kullanıcı lokasyonları için – Monte Carlo sümilasyon teknikleri kullanılarak – (11. 22)'deki eşitlikten elde edilebilirler. Her bir MS lokasyonu ve yayılım şartı için, öncelikle gerekli güç bölünmelerinin saptanması gereklidir; *(4>i)*$_{Teq}$, 7^ $_{req}$j- ekipmanını karşılamalıdır. Daha sonar, var olan güç dağılımının, her MS için yeterli olup olmadığını saptamak gerekmektedir.



Figür 11. 7, Farklı 75 $_{req}$; için $P_{out} = 10^{2}$ ile iletim kanalı kapasitesi / Nagakami şekli faktörleri; mj = 1 ve mi – 1 (Rayleıgh zayıflaması) , ve 'an' de yansımalı standart sapmadır - Q5'in güç kontrolü hatası olarak algılandığı durumlarda.

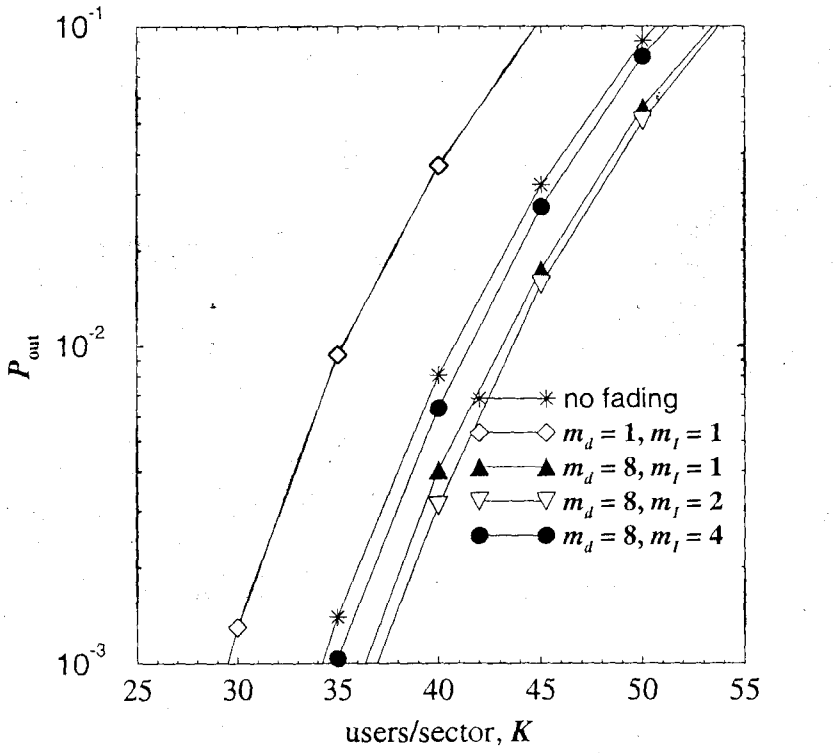
Figür 11. 7, iletim kapasitesi kanalının nasıl 7^ $_{req}$ a ve yansımalı standart sapmaya bağlı olduğunu göstermektedir. Yansımanın, iletim kanalı kapasitesindeki etkisi – ters kanal ile kıyaslandığında – kiçik farkla daha kuvvetlidir. 11. 8 Çeşitli Nagakami şekli faktörleri için, iletim kanalı kapasitesini

göstermektedir. Nagakami şekli faktörü, iletim kanalı kapasitesinde önemli rol oynamaktadır ve zayıflama ortadan kaldırılabilinirse, çok daha olumlu bir kapasite ihtimali söz konusudur.

1.3. TAMAMLANMAMIŞ GÜÇ KONTROLÜ

Herhangi bir güç kontrolü algoritması kaçınılmaz bir şekilde hataya maruz kalma durumunda olacaktır. Yapılan deneylerle kanıtlanmıştır ki; güç kontrolü hatası – (183) (247) ile beraber, sıfır ortalama Gaussian seçkisiz değişkeni olarak – örneklendirilebilmektedir. Ters kanal için, (11. 2) seçkisiz bir yapıya sahiptir.

$$C10^{\varsigma E_j/10} = P_{ij}10^{\varsigma_d/10} \tag{11.23}$$



Figür 11. 8. 7b $_{req}$ 6.76 dB, *on* = 8 dB ile farklı Nakagami şekli faktörleri için iletim kanalı kapasitesi.

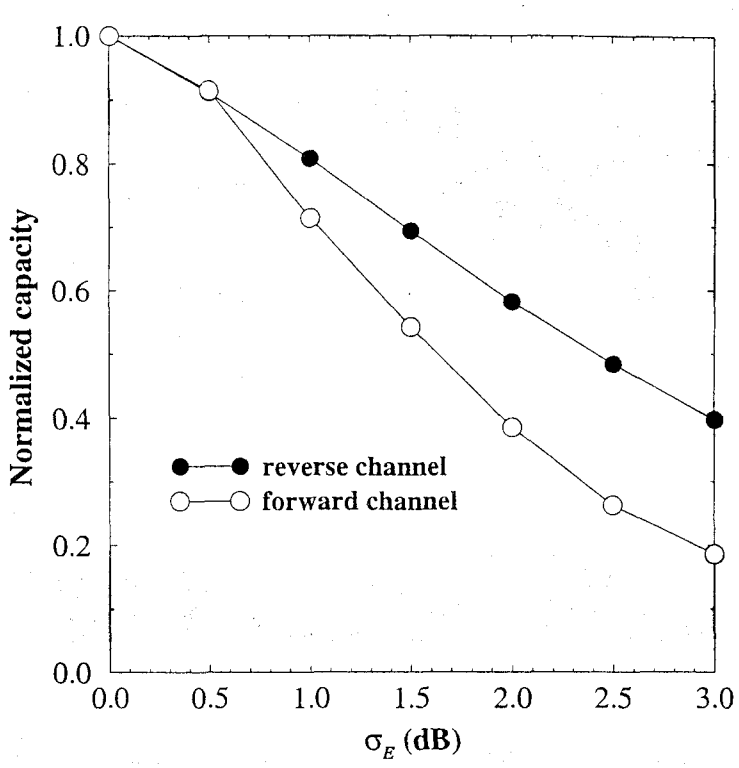
x — <^o — Qj' in ortalaması ve değişkeni, tamamlanmamış güç kontrolü ile beraber (11. 10) 'daki duruma eşittir. – ve fakat aşağıdaki değeri vermektedir;

$$\mu_{x\,(\mathrm{dB})} = \mu_{i0\,(\mathrm{dBm})} - \mu_{ij\,(\mathrm{dBm})} \qquad \sigma_x^2 = \sigma_{i0}^2 + \sigma_{ij}^2 + \sigma_I^2 \tag{11.24}$$

Tamamlanmamış güç kontrolü ile, BS ve Bso'lardan alınan verilerde (/i_n = *Ck*) Msoi'nin hücre içi parazit hissetmesi durumu söz konusudur.

$$\kappa = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{K} 10^{\varsigma_{E_j}/10} \chi_j \qquad (11.25)$$

Ondan sonra



Figür 11. 9. İletim kanalı kapasitesinin 31 %, 64% ve o_E = 1.0 dB, 2.0 dB, ve 3.0 için 83% ve dB oranlarında azaldığını göstermektedir.

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \mathrm{P}(\gamma_b < \gamma_{b\,\text{req}}) \\ &= \mathrm{P}(I_o/C + I_{\text{in}}/C > (I/C)_{\gamma_{b\,\text{req}}}) \\ &= \mathrm{P}(I_o/C > (I/C)_{\gamma_{b\,\text{req}}} - \kappa) \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} p^k (1-p)^{K-1-k} \\ &\quad \times \int_0^{\infty} \mathrm{P}\left(I_o/C > (I_o/C)_{\gamma_{b\,\text{req}}} - \kappa | \kappa\right) p(\kappa|k) d\kappa \end{aligned} \qquad (11.26)$$

fc,p(«|fc) değerini sağlayan K'nın, şartlı pdf'si ortalama normal mesafededir. Normal mesafelerin yaklaşık değerleri, 3. bölümde bahsigeçen Fenton-Wilkonson ve Schwartz-Yeh sistemleri ile

hesaplanabilir. Figür 11. 9'dan da anlaşılabileceği gibi, güç kontrolü hatası arttıkça, ters kanal kapasitesi dikkat çeken oranda düşmektedir. P_{out} = 0.01 için ve ag = 1 dB, 2 dB, and 3 dB'nin güç kontrol hataları bakımlarından, ters kanal kapasitesi 24%, 50%, ve 68% oranlarında düşmektedir.

İletim kanalındaki güç kontrolü hatasının etkisi açısından denklem (11. 21)

$$\overline{\phi_i} = \frac{\phi_i 10^{\varsigma E_i/10}}{\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{K} \chi_j \phi_j 10^{\varsigma E_j/10} + \phi_i 10^{\varsigma E_i/10}} \qquad (11.27)$$

değerini bulmaktadır.

Aynı yayılım şartları için, tamamlanmamış güç kontrolünün, iletim kanallarında – ters kanallardakinden daha keskin bir etkisi olduğunu unutmamak gerekmektedir.

2. EĞİLİMLİ ALICILARLA HATA OLASILIĞI

CDMA Cep telefonu sistemi, 120 derecelik hücre bölünmesi sistemini kullanmaktadır. MS ve MSj örnekleri, hücre bölümü içine yerlestirilmişlerdir. Yonga ve aşamalı farklı zaman sinyalleme sistemleri ve sayıları çokca olan simültane kullanıcılar – rasgele yayılma kodlarıyla – göz önünde bulundurulmalıdırlar.

Bu şartlar altında, 9. 6 bölümündei standart Gaussian yaklaşımı uygulanır ve (9. 174)'deki çok yönlüerişim parazitlerinin dağılımları değişkenlerle sağlanır; - <rf = *(K — 1)/3N* -. Bu durumda, K aktif iletken değerleridir ve TV ise işlem kazancıdır (kısa yayılımlı bir kod varsayılarak). Çoklu erişim parazitinden ve Gaussian parazitinden kaynaklanan (9. 160)' daki toplam zayıflama / = *V2EI + hi* değerine eşittir ve E'nin en küçük enerji birimi olduğu durumda, değişken değer cr| = *(K — 1)2E/ZN + N_o,* 'dir. Bu nedenle, hata olasılığı aşağıdaki gibidir;

$$P_b = \left(\sqrt{\frac{6NE}{2E(K-1) + 3NN_o}} \right) \qquad (11.28)$$

P& = *Q(y/2jb)i* [m]e Şeklinde bir değerin, hata olasılığı ifadesi – enerj, parazit oranına eşdeğerdir;

$$\gamma_b = \frac{3NE}{2E(K-1) + 3NN_o} \qquad (11.29)$$

Fakat, çok yönlü azalma ortamı için, yukarıdaki değer değişmek durumundadur; Enerj, paeazit oraının anlık eşitliği – Msj ve I ile alakalıdır;

$$R_{\hat{\jmath},\ell} = \frac{3N\lambda_{\ell}^{\hat{\jmath}(0)}}{2\sum_{c,i,n\in U}\lambda_{n}^{i(c)} + 3NN_o} \tag{11.30}$$

An == *gli* \^2E ve *g^* Değerleri C bölünen hücresindeki Msi ile beraber nth kanal kazancını sağlamaktadırar. Çoğunlukla, çoklu erişim parazitinin etkilerine uyum gösteren parazit ısısı gözden kaçabilmektedir;

$$U \triangleq \bigcup_{c\in A} U_c \tag{11.31}$$

İken,

$$U_c = \{(c,i,n) : \chi_{ci} = 1,\ 1 \le i \le K,\ 1 \le n \le L, \text{ and } (c,i,n) \ne (0,\hat{\jmath},n)\} \tag{11.32}$$

Ve

$$\chi_{ci} = \begin{cases} 1 & \text{if transmitter } i \text{ in Cell Sector } c \text{ is active} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \tag{11.33}$$

(11. 32)'de çok yönlülükten kaynaklanan parazitin azaltılabileceği gösterilmektedir. Çok yönlülük, çoklu erişim seviyesini arttırmaktadır – (11. 32)'deki U'nun seviyesindeki artışla beraber.

Tüm MSs hücre dışı değerlerden alınan BS sunucusu, ortalama parazit gücünü vermektedir ve bu devamlılık gösterir. Her hücre için toplam Ks MSs mevcut ise, hücre bölümü kullanımı ve ses aktivitesi değeri olan Ksp / 3MSs, her hücre bölümüne ortalama değerlerler iletilmektedir. Aktif MSs'ler gelişigüzel dağıtılmaktadırlar fakat, bizim sadeleştirilmiş analizimiz ortalama MSs değerleri kullanmaktadır. Güç kontrolü için, ortalama alınan güç ile ortalama alınan toplam parazit gücü yaklaşık olarak aşağıdaki gibidir;

$$\bar{\gamma}_{\ell} \approx \frac{3N\Gamma_{\ell}^{\hat{\jmath}(0)}}{2\,(K_{SP}/3 - 1)\sum_{n=1}^{L}\Gamma_{n}^{i(0)} + 2\sum_{c\ne 0,i,n\in U}\Gamma_{n}^{i(c)}} \tag{11.34}$$

Paydadaki ikinci terim, ortalama hücre dışı çoklu erişim paraziti değerlerinin toplamını vermektedir. CDMA planının teknikleri doğrultusunda dikkatlice incelenmelidir. Daha önce 11. 1 tablosunda da gördüğümüz gibi, bu değer altıgen hücreler iiçin paydadaki ilk terimin yaklaşık

olarak % 50'si kadardır. Fakat, mikrohücreler için bu değer %100'e kadar genişleyebilmektedir – hücre düzlemine ve frekans kaybı uzantısına ve dağılımına bağlı olarak. Yeniden kullanılabilir frekans değeri için, (11. 34) değeri aşağıdaki şekli almaktadır;

$$\bar{\gamma}_\ell \approx \frac{3fN\Gamma_\ell^{\hat{j}(0)}}{2\left(K_S p/3 - 1\right)\sum_{n=1}^{L}\Gamma_n^{i(c)}} \tag{11.35}$$

Bu değerler, kanal yayılımı açısından farklı etmenlere bağlıdır. Eğer bu yayılım çok fazla kayıba neden oluyor ise (9. 156)'dan yola çıka

$$\Gamma_n^{i(0)} = \frac{(1-e^{-1/\varepsilon})e^{-n/\varepsilon}}{e^{-1/\varepsilon} - e^{-(L+1)/\varepsilon}} \cdot \Gamma_t \tag{11.36}$$

İken

$$\Gamma_t = \sum_{n=1}^{L} \Gamma_n^{i(c)} \tag{11.37}$$

MS'den alınan toplam güçtür.

Zararlı kullanıcılardan alınan sinyaller Rayleigh zayıflaması oldukları için, sıfır ortalama karışık ve sabit olmayan Gaussian işlmemine tabi tutulabilirler. Bununla beraber, çoklu erişim parazitleri bağımsız parazitlerden oluştukları için, sabit Gaussian işlemine de tabi olabilirler. Yine de, tahmin edilen sinyal değerleri için zayıflama dalgalarını dikkate almamız gerekmektedir.

Hata olasılığı, birbirleriye ilişki halindeki farklılık çeşitlerine ve kullanılan algılamaya bağlıdır. M'nin bağlantı eğimi ile sağladığı alıcıyı en yüksek oranda bileşiklik olarak değerlendirdik. Genellikle *M ^ L* değerinde L hat kanalı modellerinin kademelerini göstermektedir. Alıcıların D uzantı çeşitlerini kullandıkları varsayılır ki; onlar işlem için uygun olan tahmini sinyal örnekleri olam DM'lerdir. Anlık alınan enerji oranı*, t* yönü ve *mj mi* antenlerinin yoğun dağılımlarıyla alakalıdır.

$$p_\gamma(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_\ell} e^{-x/\bar{\gamma}_\ell} \tag{11.38}$$

iken, aynı anten elementleri dikkate alınmaktadırlar ki; (11. 35)'de verilen Jl ile 7_m^ = *j£* değerleri sağlansın

.

2.1. MAKSİMUM ORAN BİLEŞİMLERİ

Bu bölümde, cep telefonu CDMA'larının sadeleştirilmiş performans analizleri sunulmaktadır. Çok sayıda performans açısı olmasına rağmen, bizler bu bölümde, eğilim algılarıyla beraber – cep telefonu CDMA'larının hata olasılıklarını ele alacağız. Çok yolluluk bşzlere eğim alıcısı kullanımı ile çok sayıda çeşitli avantaj sağlarken, cok yönlü erişim paraziti gibi üzerinde durulması gereken pürüzleri de beraberinde getirmektedir. Buradan yola çıkarak, bu durumun sağladığı kazançlar üzerinde olabildiğince durmaya çalışacağız.

Aşağıda, 6. 3 bölümünde bahsedilen – maksimum oran bileşimi ve anlık işlemin enerji – toplam parazit oranı verilmiştir;

$$\gamma_{\mathrm{p}} = \sum_{m=1}^{D} \sum_{k=1}^{M} \gamma_{m,k} \tag{11.39}$$

Değişmez BPSK ya da QPSK sinyalleri ile, 7p'deki hata olasılığı aşağıdaki şekildedir;

$$P_b(\gamma_{\mathrm{p}}) = Q(\sqrt{2\gamma_{\mathrm{p}}}) \tag{11.40}$$

M dizini ile *ymik* statik olarak aynı oldukları için, *jn* fonksiyonunun özelliklerini alırlar;

$$\begin{aligned} \psi_{\gamma_{\mathrm{p}}}(s) &= \prod_{k=1}^{M} \frac{1}{(1 - s\bar{\gamma}_k)^D} \\ &= \sum_{k=1}^{M} \sum_{j=1}^{D} \frac{A_{kj}}{(1 - s\bar{\gamma}_k)^j} \end{aligned} \tag{11.41}$$

İken

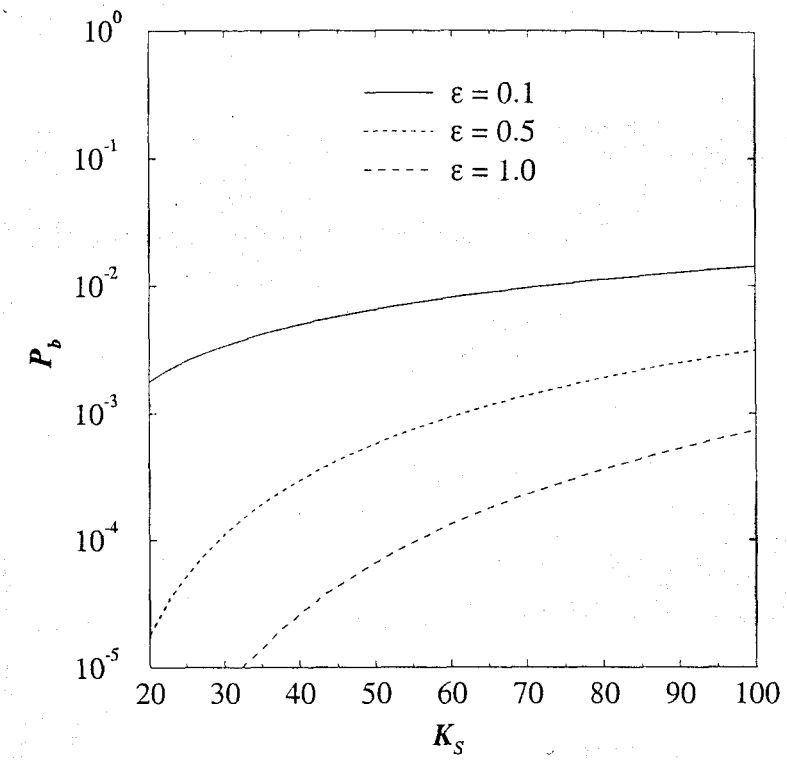
$$A_{kj} = \frac{1}{(D-j)!(-\bar{\gamma}_k)^{D-j}} \left\{ \frac{\mathrm{d}^{D-j}}{\mathrm{d}s^{D-j}} (1 - s\bar{\gamma}_k)^D \psi_{\gamma_{\mathrm{p}}}(s) \right\} \Bigg|_{s=1/\bar{\gamma}_k} \tag{11.42}$$

7p dizinini izleyerek,

MD değerini sağlamaktadır.

$$p_{\gamma_p}(x) = \sum_{k=1}^{M} \sum_{j=1}^{D} A_{kj} \frac{1}{(j-1)!(\bar{\gamma}_k)^j} x^{j-1} e^{-x/\bar{\gamma}_k} \qquad (11.43)$$

Sonuç olarak, ortalama en az seviyede hata olasılığı;



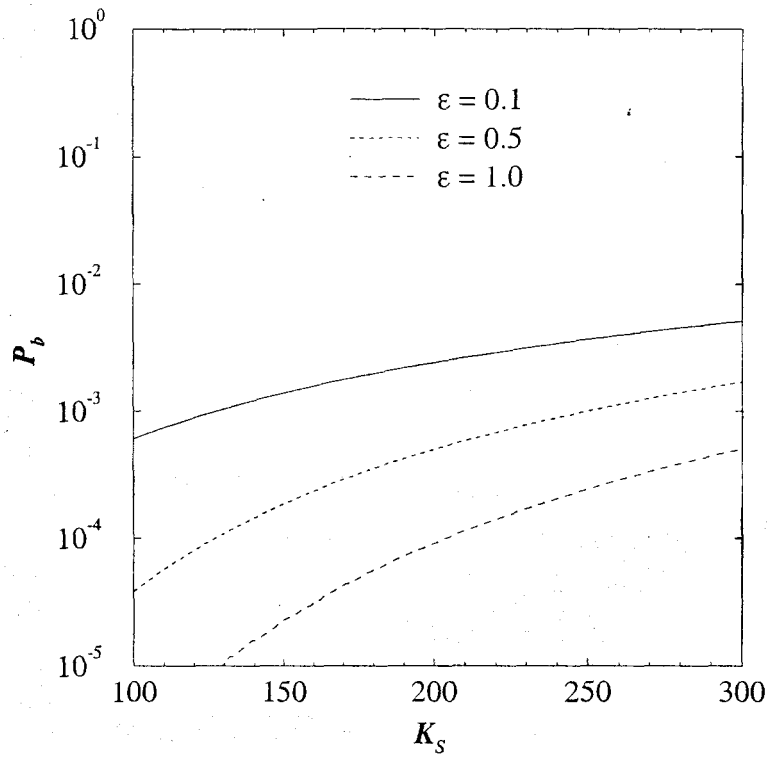
Figür 11. 10, hata olasılığına karşı, her bir hücre MS 'nin sayısı – KS – A4 kademesi eğimli alıcı, A4 kademesi kanalında antensiz olarak kullanılır. Ses aktivitesi faktörü p = 0. 5'dir ve yeniden kullanılabilinir frekans verimliliği / = 2/3 şeklindedir. E = 1. 5 , 0.5 ve 0. 1 gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} P_b &= \int_0^{\infty} P_b(x) p_{\gamma_p}(x) dx \\ &= \sum_{k=1}^{M} \sum_{j=1}^{D} A_{kj} \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2x}) \frac{1}{(j-1)!(\bar{\gamma}_k)^j} x^{j-1} e^{-x/\bar{\gamma}_k} dx \\ &= \sum_{k=1}^{M} \sum_{j=1}^{D} A_{kj} \left(\frac{1-\mu_k}{2}\right)^j \sum_{n=0}^{j-1} \binom{j-1+n}{n} \left(\frac{1+\mu_k}{2}\right)^n \end{aligned} \qquad (11.44)$$

İken

$$\mu_k = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k}{1+\bar{\gamma}_k}} \tag{11.45}$$

Performansı, her anten kolu için alınan - toplam ortalama alınan enerji paraziti oranı - şeklinde ifade etmek gerekmektedir.



Figür 11. 11, Hata olasılığına karşı her hücre için MS sayısı; KS = SK. A 4 Kademeli eğim alıcısı – 4 kademeli kanal çeşitliliği sunan – 2 anten koluyla kullanılır. Ses aktivitesi faktörü; p = 0. 5 şeklindedir ve frekansların yeniden kullanım verimlilikleri / = 2/3 şeklindedir. e = 0. 1 , 0. 5 ve 0. 1 değerleri gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_c &\triangleq \sum_{k=1}^{L} \bar{\gamma}_k \\ &= \frac{3Nf}{2(K_S p/3 - 1)} \end{aligned} \tag{11.46}$$

Son aşama (11. 35) ve (11. 37) kullanılarak elde edilmiştir. - $j_p/D < \%$.

Son olarak;

$$\bar{\gamma}_k = \frac{3Nf}{2(K_S p/3 - 1)} \cdot \frac{(1 - e^{-1/\varepsilon})e^{-k/\varepsilon}}{e^{-1/\varepsilon} - e^{-(L+1)/\varepsilon}} \qquad (11.47)$$

Figür 11. 10, *D* = 1, *L* = 4, *M* — 4,p = 0.5,/ = 2/3 değerleriyle ve çok farklı CDMA cep telefonu sistemleriyle beraber CDMA ters kanal performansı, $10^{\sim 2}$ to $10^{\sim 3}$ dizini şeklinde; hata olasılığı Kabul edilebilir. Kanal dağılımı azaldıkça, hata olasılığı artmaktadır çünkü, eğimli alıcı çeşitlilik avantajı sağlayamamaktadır. Ayırımcı olmayan kanal ortamındaki düşük performansı engellemek için, anten çeşitliliği yöntemi kullanılabilir.

Figür 11. 11'deki performans değerlendirilmesi figür 11. 10'daki değerlendirme ile aynıdır – iki kollu anten farklılığının, bağımsız zayıflama kollarıyla beraber kullanılmaları farkı dışında. 11. 10 ve 11. 11 Figürlerindeki ölçek farklılıkları göz önünde bulundurulmalıdır.

BÖLÜM 12

BAĞLANTI KALİTESİNİN ÖLÇÜMÜ VE EL DEĞİŞTİRME (HANDOFF) BAŞLATMA

Yeni bir arama geldiği zaman, mobil istasyon (MI) uygun baz istasyon(lar)una (BI) bağlanmak zorundadır. Ayrıca, bir Mİ bir hücre sınırından diğerine geçiyorken, bir hücrelerarası el değiştirme gerekir ki bağlantı kalitesi gereksiz ortak kanal ve bitişik kanal karışmasına neden olmadan sürdürülebilsin. Kurulan hücre sınırı üzerindeki bir MI'yi el değiştirmedeki başarısızlık ayrıca tıkanmayı artırma eğiliminde olur, çükü bazı hücreler planlanandan fazla trafik taşıyacaktır. Bazen BI sunucu ile kurulan bağlantı aşırı karışma tarafında etkilendiği zaman, aynı BI ile kurulan başka bir bağlantı daha iyi kalite sağlarken bir hücre-içi el değiştirme istenir. El değiştirme işlemi iki aşama içerir: 1-)bağlantı kalite değerlendirmesi ve el değiştirme başlatma, 2-)radyo ve ağ kaynaklarının atanması.

Genel olarak, küçük hücre büyüklüğüne sahip olan hücresel sistemler daha hızlı ve güvenilir bağlantı kalite değerlendirmesi ve el değiştirme algoritması sağlarlar. Labedz [185] gösterdi ki, hücre sınırlarının geçilme sayısı hücre büyüklüğüyle ters orantılıdır. Bundan başka, Nanda [245] gösterdi ki, el değiştirme oranı sadece makro-hücrelerdeki arama yoğunluğunun karekköküne ile birlikte artar, ancak mikro-hücrelerdeki arama yoğunluğuyla doğrusal olarak artar. Her el değiştirme çalıştırıldığı zaman MI kaçınılmaz bir el değiştirme hatası olasılığına sahip olduğundan, şu açıktır ki el değiştirme algoritmaları hücre büyüklüğü azaldıkça daha güvenilir ve sağlıklı olmalıdır.

Hücresel bir sistemdeki em önemli görevlerden biri bağlantı kalitesini gözetlemek ve el değiştirme gerektiği zaman belirlemektir. Eğer bir el değiştirme algoritması yeterince hızlı olarak zayıf sinyal kalitesini algılamazsa, yada çok fazla el değiştirme yaparsa, aşırı ortak kanal karışması ve/veya bir uygunsuz anahtarlama yüklemesinden dolayı kapasite azalır. Bir çok çeşit parametre, bit hata oranı (BER) [66], taşıyıcı-engelleme oranı (C/I) [121], mesafe [222], [102], trafik yüklemesi, sinyal güçlendirme [222], [149], [150], [238], [52], [340] ve bu temel şemaların çeşitli bileşimleri bağlantı kalitesini değerlendirmek ve el değiştirmenin ne zaman gerçekleştirileceğini belirlemek için önerilmiştir. Bunların, makro-hücresel sistemlerdeki iyi performans ve basitliklerinden dolayı, alınan taşıyıcı darbe karışım engel gücünü (C+I) ölçen el değiştirme algoritmalarına dayanan zamanlı ortalama sinyal güçlendirme en çok dikkati çekti. Ancak, spektral olarak verimli hücresel sistemler engel limitlidirler ve büyük C+I büyük C/I anlamına gelmez. Radyo bağlantı kalitesi C+I dan çok C/I ya bağlı olduğu için, şu açıktır ki C/I tabanlı el değiştirme algoritmaları karakteristik olarak düzensiz yayılım ortamlarıyla birlikte mikro-hücresel sistemler için yüksek oranda istenilendir. Bu bölüm C/I ölçüm tekniklerinin bir açıklamasını içermektedir.

BI'ların ve MI'ların bağlantı kalitesi değerlendirme ve el değiştirme başlatma işlemlerinde rol oynamasına dayanarak, el değiştirme algoritmaları üç kategoriye ayrılmıştır. İlki il nesil analog

hücresel sistemlerde yaygın olarak kullanılan ağ-kontrollü el değiştirme (**network-controlled handoff** -NCHO) algoritmasıdır, AMPS gibi. Bir NCHO algoritma ile bağlantı kalitesi ancak sunucu BI ve etraftaki BI'lar tarafından gözlemlenir. El değiştirme kararı, mobil telefon anahtarlama ofisinin(MTAO) merkezi kontrolü altında yapılır. Tipik olarak, NCHO algoritmaları sadece hücrelerarası el değiştirmeyi destekler, birkaç saniye el değiştirme ağ ertelemesine sahiptir ve öteki BI'lardan bağlantı kalite tahminlerinin göreceli seyrek güncellemelerine sahiptir.

İkinci çeşit el değiştirme algoritması, IS-54 ve GSM gibi birçok ikinci nesil dijital hücresel sistemlerde kullanılan mobil-yardımlı el değiştirme (**mobile-assisted handoff** MAHO) algoritmasıdır. MAHO algoritmaları hem sunucu BI hem de Mİ'lari, sunucu BI'nın bağlantı kalitesini ölçmek için kullanır, ancak diğer BI'ların bağlantı kaliteleri sadece Mİ tarafından elde edilir. MI periyodik olarak bağlantı kalite ölçümlerini sunucu BI ya geri bildirir ve el değiştirme kararları MTSO doğrultusunda sunucu BI tarafından yapılmaya devam eder. MAHO algoritmaları tipik olarak hem hücre-içi hem de hücrelerarası el değiştirmeleri destekler, birden iki saniyeye sıralı ağ gecikmelerine sahiptir ve bağlantı kalite ölçümlerinin göreceli sık tekrarlanan güncellemelerini kullanır.

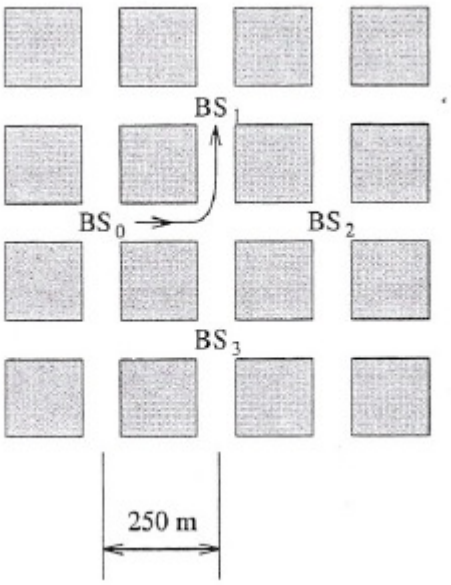
Üçüncü çeşit el değiştirme algoritması mobil-kontrollü el değiştirme (**mobile-controlled** handoff -MCHO), DECT gibi bazı en son dijital kordonsuz telefon sistemlerinde kullanılan bir dağıtılmış stratejidir. MCHO algoritmalarıyla, sunucu BI'lar ile bağlantı kalitesi hem sunucu BI hem de Mİ tarafından ölçülür. MAHO algoritmalar gibi, diğer BI'lar için bağlantı kalitesinin ölçümü MI'larda yapılır ve hem hücre-içi hem de hücrelerarası el değiştirme desteklenir. Ancak, MAHO algoritmalarından farklı olarak, sunucu BI daki bağlantı ölçümleri Mİ ya bildirilir ve el değiştirme kararları MI tarafından yapılır. MCHO algoritmaları tipik olarak en düşük el değiştirme ağ gecikmesine (genellikle yaklaşık 100ms) sahiptir ve en güvenilir olanlarıdır.

El değiştirme işlemi başlatıldıktan sonra, el değiştirme algoritmaları ayrıca aramayı yeni bağlantıya aktarma yolunda da farklılık gösterebilirler. El değiştirme algoritmaları ileri ve geri çeşidinde kategorilendirilebilirler. **Geriye el değiştirme** algoritmaları el değiştirme işlemini sunucu BI doğrultusunda başlatır ve yeni kanalın kontrol varlığı kaynakların atamasını doğrulayana kadar "yeni" kanala erişim yapılmaz. Geriye el değiştirme algoritmalarının avantajı sinyal bilgisi var olan bir bağlantı üzerinden iletilir ve dolayısıyla el değiştirme işleminin ilk durumu esnasında yeni bir sinyal kanalının kurulumuna gerek yoktur. Dezavantajı ise, sunucu BI ile kurulan bağlantı kalitesinin ani şekilde bozulduğu durumlarda algoritma başarısız olabilir. Bu çeşit el değiştirme GSM gibi birçok TDMA hücresel sistemlerde kullanılır. **İleriye el değiştirme** algoritmaları, el değiştirme işleminin ilk fazı esnasında hedef BI eski kanala güvenmeyerek bir kanal yolu ile el değiştirme işlemini başlatır. Avantajı hızlı bir el değiştirme işlemi olmasıdır ama dezavantajı el değiştirme güvenilirliğinde düşüş olmasıdır. Bu tip el değiştirme dijital kordonsuz telefon sistemlerinde, DECT gibi, kullanılır. El değiştirme **sert el değiştirme** ve **yumuşak el değiştirme** şeklinde de ayrılabilir.

Sert el değiştirme (Hard Handoff): sert el değiştirme ile, bir MI bir zamanda sadece bir BI ya bağlanabilir. Başlatma için bir tam (binary) karar yapılır ve aday BI'ları arasında eş zamanlı bağlantılar yapmadan bir el değiştirme işletilir. El değiştirme hali hazırdaki bağlantı üzerinde ki ardıl sıralanmış yüklemelere dayanarak başlatılır. Hedef BI bağlantı ölçümlerine dayanarak çoktan el değiştirmeyi çalıştırmak için öncü olarak seçilmiştir ve aktif bağlantı anında hedef BI'na iletilir. Gerçek iletim sırasında bağlantı kısa bir kesintiye uğrar çünkü bir zamanda MI sadece bir BI'na

bağlanabilir. Sert el değiştirme iki yada daha fazla BI dan benzer güçte sinyaller ulaştığı yerlerde el değiştirme esnasında çeşitleme kazancı fırsatının avantajlarını alamaz. Yine de el değiştirmeyi uygulamak için ucuz ve basit bir yoldur. Bu tip el değiştirme IS-54, PDC ve GSM gibi birçok TDMA hücresel sistemlerinde kullanılır.

Sinyal gücü temelli sert el değiştirme algoritmaları iki karmaşık tasarım kriteri minimize edilerek en iyi hale getirilmiştir; el değiştirme gecikmesi ve BI'ları arasında ki el değiştirmelerin ortalaması. El değiştirmesini küçük tutmak iptal edilen aramaları önlemek ve hücre sınırları nedeniyle ortak kanal engellemesinde ki artışı önlemek için önemlidir. Aynen, BI'ları arasında ki ortalama el değiştirme sayıların el değiştirme rotası boyunca makul derecede düşük bir değerde tutmak, aşırı yüklemeleri ve ağ üzerinde kaynak tüketimini önlemek için önemlidir. Birçok yazar [238], [340], [222], [150], iki önemli tasarım parametresini uyarlarken aynı veya benzer tasarım kriterini uygulamıştır; bir sert el değiştirme başlamadan önce BI'ları arasında gerekli duyulan ortalama sinyal gerilimi farkı, veya ardıl izlem (hysteresis) *H*, ve sinyal gerilim ölçümlerinin üzerinde ortalandığı zamansal pencere uzunluğu *T*. El değiştirme ardıl izlemi BI'ları arasındaki "pinpon" dan dolayı oluşan aşırı el değiştirmeleri önler. En iyi *T* ve *H* seçimi yayılım ortamına bağlıdır. Genel olarak, ortalama *T* aralığı 20 – 40 dalga boyuna olarak seçilmekte ve ardıl izlem *H* gölge sapma standart ayrılmasına göre seçilmekte.



Şekil 12.1 (BI, BI demek) tipik NLoS el değiştirme senaryosu. MI köşeyi döner, BI_0 dan gelen LoS yi kaybeder ve BI_1 den gelen LoS yi kazanır. Frekans petek planı [18]den farklı BI'larındaki farklı numaraları kullanarak belirlenir.

Murase [238], görüş hattı (line-of-sight - LoS) ve görüş hattı olmayan (non line-of-sight - NLoS) sert el değiştirmeleri için ardıl izlem ile pencere uzunluğu arasındaki ödünleşim üzerinde çalışmıştır. LoS el değiştirmesi için, MI sürekli olarak sunucu BI ve hedef BI ile birlikte bir LoS yi devam ettirir. Bu şu durumda olurdu, örneğin, bir Mİ, BI_0 dan BI_2 ye geçtiği zaman şekil 12.1 deki gibi, öte yandan MI sunucu BI ile olan LoS bileşeninin kaybedip hedef BI ile bir LoS bileşeni kazandığı zaman NLoS el değiştirmesi ortaya çıkar. Bu olay MI'nun BI_0 dan BI_1 e geçtiği rotada, şekil 12.1 de gösterildiği gibi, kentsel mikro-hücresel ayarlarda köşeleri dönerek oluştuğu için **köşe**

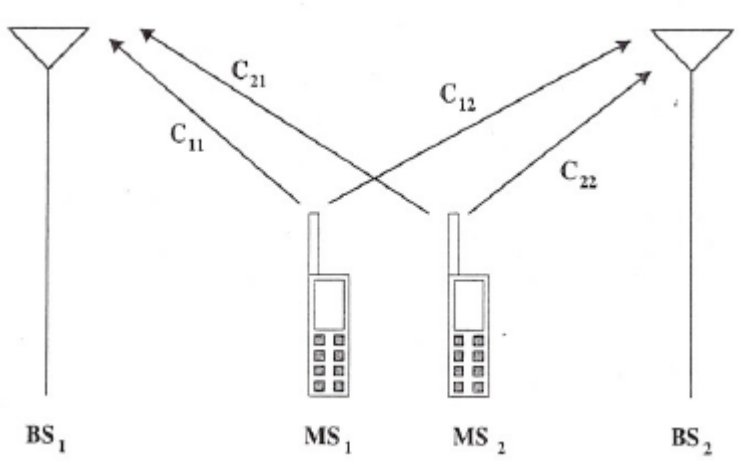
etkisi olarak adlandırılır. Bu durumda, sunucu BI ile ortalama alınan sinyal gerilimi 10 m kadar küçük mesafeler üzerinde 25-30 dB'e kadar düşebilir [238].

Köşe etkisi, takip eden mekanizma nedeniyle ileri ve ters kanallar üzerinde bağlantı kalite dengesizliklerine sebep olabilir. Genellikle ortak kanal engelleme bir NLoS yayılım yoluyla ulaşır. Bundan dolayı, MI bir köşeyi döndükçe, NLoS ortak kanal engellemesi aynen kalırken, sunucu BI üzerinde ki alınan sinyal gerilimi büyük bir düşüşe uğrar, yani köşe etkisi birçok kez ters kanal üzerindeki C/I yı alçaltır. Böylece, MI köşe döndükçe baskın hale gelen diğer ortak kanal engeli kaynakları olmadıkça, ileri kanal üzerindeki C/I aynı şekilde kalacaktır.

Eğer mikro-hücresel ağlarda ki süratle hareket eden MI'larından gelen el değiştirme istekleri hızlı bir şekilde işlenmese, aşırı kesilmiş aramalar oluşacaktır. Hızlı zaman temelli sert el değiştirme algoritmaları bu problemi kısmen çözebilirler, kısa zamanlı ortalama pencereleri, sinyal gerilimindeki büyük, ani, kesilmeleri algılamak için kullanılmak üzere [238]. Ancak, zamanlı pencerenin kısalığı MI'nun hızına bağlıdır ve ayrıca, bir sabit zaman ortalama aralığı sert el değiştirme performansını sadece özel bir hızda yakalanan en iyi performanstaki hıza duyarlı hale getirir. Hız uyarlamalı el değiştirme algoritmaları bu problemi aşabilir ve tipik kentsel mikro-hücresel ağlar gibi olan bir çok yayılım ortamlarına dirençli olarak bilinir [18].

Yumuşak el değiştirmeler: yumuşak el değiştirme ile bir Mİ el değiştirme esnasında birkaç aday BI ya bağlanabilir. MI, hedef olarak en iyi BI'nu seçtiği zaman el değiştirme tamamlanır. Yumuşak el değiştirme hedef BI'nu seçmede daha dikkatlidir, çünkü hedef BI ulaşılan BI'ları arasından en iyi aday(en güçlü sinyali sağlayan) olması gerekir. El değiştirme işlemi esnasında, yumuşak el değiştirme, ayrıca, çeşitleme kabulü doğrultusunda sistem performansını da arttırır. Sert el değiştirmenin aksine, el değiştirme için gerekli bağlantı kalitesi ölçümü, anlık olarak çevre BI'larından gelen öncü sinyalleri göstermek üzere Mİ tarafından yapılır. Yumuşak el değiştirme bir çeşit Mobil yardımcı el değiştirmedir. Ancak, bütün bu avantajlar yumuşak el değiştirmenin zaaflarının olmadığını ima etmez. Yumuşak el değiştirme, gerçekleştirmek için pahalı ve karmaşıktır. Ayrıca, , bir yerine birçok BI'ları aynı MI'a bağlanabildiğinden ileri engelleme yumuşak el değiştirme ile artar. Bu büyüme, eğer el değiştirme bölgesi geniş ise, çevrede yumuşak el değiştirme modunda birçok MI varsa problem haline gelebilir.

CDMA temelli sistemlerde yumuşak el değiştirmeler güç kontrolüyle yakından alakalı olmalarından dolayı özel bir öneme sahiptirler. CDMA sistemleri, kapasiteleri sistemin müsamaha edebileceği kadar engelleme ile ilişkili olan manasına gelen engel-limitlidir. Etkili frekans petek etkeninden dolayı bir CDMA sistem hücresi sadece kendi hücresi içerisinde engelden değil ayrıca komşu hücresi tarafında ki engelden de etkilenir. Engel seviyesini azaltmak ve böylece kalite ve kapasiteyi arttırmak için CDMA sistemleri güç kontrolünü çalıştırır. Güç kontrolü iletim gücünü ayarlayarak yakın/uzak problemini çözmeye çalışır, böylelikle hedef C/I sonunda tatmin edilmiş olur. Güç kontrolünün altındaki temel düşünce engeli sınırlamak için gerekli olandan fazla olan verici gücünü kısıtlamaktır. Güç kontrolüyle, her MI ve BI, C/I seviyesini karşılayacak miktardaki yeterli gücü iletmek üzere düzenlenir. Ama, güç kontrolünün etkili çalışabilmesi için sistem bütün zamanlarda her MI'nun en güçlü sinyalle BI'na bağlanmış olması lazım, yoksa bir pozitif güç geribildirim problemi bütün sistemi kararsızlaştırabilir. Örneğin, iki tane BI ve iki tane MI içeren bir sistem düşünelim şekil 12.2 deki gibi. Her MI' nun bir hedef C/I=1 tatmin etmek zorunda olduğunu varsayalım.



Şekil 12.2 [273] den yumuşak el değiştirme örneği

Sırasıyla, C_{11}, C_{12}, C_{21} ve C_{22} nin 5,6,7 ve 4'e eşit olduğunu varsayalım. Yumuşak el değiştirme ile, her MI, BI_1'e bağlanır. Daha sonra, $C/I_1 = C_{12} / C_{22} = 6/4$ ve $C/I_2 = C_{21} / C_{11} = 7/5$ ve C/I_1 ve C/I_2 her ikisi de hedef C/I tatmin eder. Ancak, yumuşak el değiştirme olmadan, sistem daha fazla şunu garanti edemez ki MI'lar en iyi BI'larına bağlanacak. MI_1 in BI_1 e ve MI_2 nin BI_2 ye bağlandığını varsayalım. Daha sonra, $C/I_1 = C_{11}/ C_{21} = 5/7$ ve $C/I_2 = C_{22} / C_{12} = 4/6$ dır. Hem C/I_1 hem de C/I_2, hedef C/I yı karşılamada yetersiz olduğundan, güç kontrolü MI iletim gücünü arttırarak C/I ları arttırmayı deneyecektir. Ancak verilen ayarlar için MI iletim gücünü artırmak ayrıca kendi engel seviyesini de arttırır ve C/I lar hedef C/I nın altında kalmaya, bir pozitif geribildirim etkisine sebep olarak, devam eder. Gerçekte yumuşak el değiştirme her MI nun çoğu zaman en iyi BI tarafından sunulduğunu temin eder. Bu nedenle CDMA gibi güç kontrollü sistemlerde gerekli bir özelliktir.

En iyi el değiştirme algoritma ağın kapasitesini maksimum yapan algoritma olmasına rağmen, bir el değiştirmenin performansını yargılamak için birçok kıstas vardır. Bunlar, el değiştirme başlama olasılığını, kesik arama olasılığını, el değiştirme rotası üzerinden bir MI geçerken ortalama el değiştirme isteklerinin sayısını ve bir MI, kurulan bir hücre sınırını geçtikten sonra bir el değiştirmenin başlamasından önceki gecikmeyi içerir. Bu nicelikler yayılım ortamına ve bağlantı kalitesinin ölçümüne dayanır. Son olarak, yeni arama kesme olasılığı, zorlanmış sonlandırmanın olasılığı ve el değiştirmeye girme zamanı gibi çeşitli ağ parametreleri de önemlidir. Şunu da ayrıca not etmek gerekir ki, el değiştirme mekanizmasının başarısızlığından dolayı oluşan kesik aramalar ile başarılı bir el değiştirme işleminden sonra hedef hücre içerisindeki ulaşılamaz kanalların eksikliğinden dolayı oluşan zorlanmış sonlanmaları ayırt etmek arzusunda olabiliriz.

Bu bölümün kalanı takip eden şekilde organize edilmiştir. 1. Kısım birçok farklı çeşit sinyal gerilimi temelli el değiştirme algoritmalarını sunar. Bu kısım 3 de uzaysal sinyal gerilimi ortalamasının detaylı bir ele alınışı tarafından takip ediliyor. Kısım 4 hız uyarlamalı el değiştirme algoritmalarının gereksinimlerini sevk eder ve üç hız tahmincisini anlatır. Hız kestiricileri, Rice etkeni, yönelme yeteneği ve toplam Gauss gürültüsüne duyarlılıkları yönünden karşılaştırılır. Kısım 5 de hız kestiricileri, bir hız uyarlamalı el değiştirme algoritmasına birleştirilirler. 6. Kısım sert el değiştirme algoritmalarına dayanan olağan sinyal gerilimine analitik çözümler sağlar, kısım 7 aynısını yumuşak el değiştirmeler için uygularken. 8. Kısımda TDMA hücresel sistemlerinde C/I ölçümleri için metotlar tartışılır. Son olarak 9. Kısım birkaç sonuç açıklamasın ile bitirir.

1. SİNYAL GERİLİMİ TEMELLİ SERT EL DEĞİŞTİRME ALGORİTMALARI

Geleneksel mobil yardımcı el değiştirme algoritmaları, N komşu BI, BI_i, i = 0, … , N – 1 den alınan zarfın karesi < $|\tilde{r}_i(t)|^2$ >' nin zaman ortalamaları hesaplanarak elde edilen sinyal gerilimi tahminlerini kullanır. Bir MI, alternatif bir BI'na her hedef BI'nun sinyal gerilimi tahminleri sunucu BI'nunu en az H dB kadar geçtiği zaman yeniden bağlanır. Örneğin, bir el değiştirme iki Baz istasyonu, BI_0 ve BI_1 arasında işletilir ne zaman ki

$Y_1(n) > Y_0(n) + H$ eğer sunucu Baz istasyonu BI_0 ise

$Y_0(n) > Y_1(n) + H$ eğer sunucu Baz istasyonu BI_1 ise (12.1)

H ardıl izlenimi (dB şeklinde) ve $Y_0(n)$ ile $Y_1(n)$, BI_0 ve BI_1 in tahmin edilen ortalama sinyal gerilimleri (dBm şeklinde) olmak üzere, şu şekilde verilen

$$Y_0(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=n-N+1}^{n} |r_0(k)|^2_{(\mathrm{dB})} \qquad (12.2)$$

$$Y_1(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=n-N+1}^{n} |r_1(k)|^2_{(\mathrm{dB})} \qquad (12.3)$$

Sırasıyla, $|\tilde{r}_i(kT_s)|^2_{(\mathrm{dB})}$ zarfın karesinin k. ıncı örneği (dBm şeklinde), T örnekleme periyodu ve N pencere uzunluğu olmak üzere.

Birçok diğer sinyal gerilimi el değiştirme çeşitleri literatürde önerilmiştir. Bir çeşidinde, el değiştirmeler ayrıca sunucu BI nun sinyal gerilimi belli bir eşik değerinin altına düştüğü zaman tetiklenmektedir. Örneğin, BI_0 ve BI_1 arasında bir el değiştirme

$Y_1(n) > Y_0(n) + H$ ve $Y_0(n) > \Omega_L$, eğer sunucu Baz istasyonu BI_0 ise

$Y_1(n) > Y_0(n)$ ve $Y_0(n) < \Omega_L$, eğer sunucu Baz istasyonu BI_0 ise

$Y_0(n) > Y_1(n) + H$ ve $Y_1(n) > \Omega_L$, eğer sunucu Baz istasyonu BI_1 ise

$Y_0(n) > Y_1(n)$ ve $Y_1(n) < \Omega_L$, eğer sunucu Baz istasyonu BI_1 ise (12.4) olduğu zaman çalıştırılabilir.

Bu şema her ne zaman sunucu BI nun alınan sinyal gerilimi bir eşik değeri Ω_L nin altına düştüğü zaman bir el değiştirmeyi çalıştırır, böylece kesik aramanın olasılığını düşürür.

Diğer bir çeşit ise alınan sinyal gerilimi başka bir eşik değeri Ω_U yu geçtiği zaman el değiştirmeyi durdurur. Örneğin, BI_0 ve BI_1 arasında bir el değiştirme

$Y_1(n) > Y_0(n) + H$ ve $\Omega_L < Y_0(n) < \Omega_U$, eğer sunucu Baz istasyonu BI_0 ise

$Y_1(n) > Y_0(n)$ ve $Y_0(n) < \Omega_L$, eğer sunucu Baz istasyonu BI_0 ise

$Y_0(n) > Y_1(n) + H$ ve $\Omega_L < Y_1(n) < \Omega_U$, eğer sunucu Baz istasyonu BI_1 ise

$Y_0(n) > Y_1(n)$ ve $Y_1(n) < \Omega_L$, eğer sunucu Baz istasyonu BI_1 ise (12.5) olduğu zaman çalıştırılabilir.

Bu şema gereksiz el değiştirmelerden kaçınır, böylelikle ağ gecikmesini ve ağ yüklemesini düşürür.

Kentsel mikro-hücrelerde ayrıca yön temelli el değiştirme algoritmaları el değiştirme performansını arttırmak için önerilmiştir. Bu algoritmalar, el değiştirme algoritması içerisine hareket eden yön bilgilerini MI'nun yaklaştığı BI'larında el değiştirmeleri çalıştırmayı ve MI'nun uzaklaştığı BI'larında el değiştirmeleri durdurmayı içerir. BI_s, sunucu BI'nu göstersin. Bir yön temelli el değiştirme algoritması bütün BI'ları el değiştirme adayları grubu olarak belirleyebiliriz. BI_s yi içeren yön bilgilerine göre iki set halinde gruplayalım.

A := MI'nun yaklaştığı BI'ları grubu (12.6)

R := MI'nun uzaklaştığı BI'ları grubu (12.7)

Bir başlatıcı ardıl izlem H_e ve durdurucu ardıl izlem H_d yi tanıtarak, bir ön temelli el değiştirme algoritması BI_J 'e bir el değiştirme ister eğer $BS_j \in \mathcal{R}$ ve

$Y_j(n) > X_s(n) + H$ eğer $BS_s \in \mathcal{R}$

$Y_j(n) > X_s(n) + H_d$ eğer $BS_s \in \mathcal{A}$ (12.8)

veya eğer $BS_j \in \mathcal{A}$ ve

$Y_j(n) > X_s(n) + H_e$, eğer $BS_s \in \mathcal{R}$

$Y_j(n) > X_s(n) + H$ eğer $BS_s \in \mathcal{A}$ (12.9)

A'daki BI'larına bir el değiştirme başlatmak ve R'deki BI'larına el değiştirme durdurmak için, ardıl izlem değerleri $H_e \leq H \leq H_d$ yi sağlamalıdır. Eşitlik tutulduğu zaman algoritma (12.1) de tanıtılan olağan metodu düşürür. H_e, H, ve H_d için iyi değerler yayılım ortamına ve BI yerleştirmesine bağlıdır. Genel olarak, yön temelli el değiştirme algoritması el değiştirme ve el değiştirme gecikmesinin düşük sayı ortalamasını devam ettirebilir ve daha iyi hücre üyelik özellikleri sağlayabilir.

.

.

2. ÖNCÜDEN-ENGELE ORANI TEMELLİ YUMUŞAK EL DEĞİŞTİRME ALGORİTMALARI

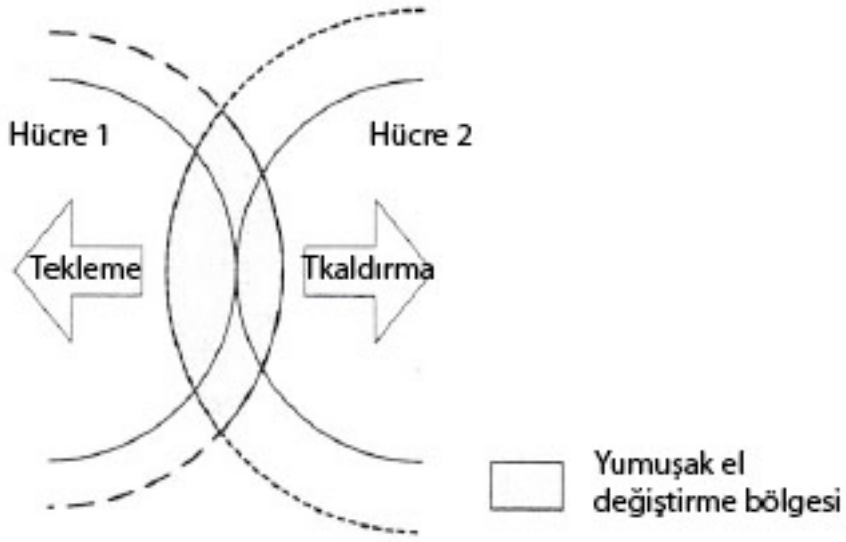
CDMA temelli sistemlerde her BI yumuşak el değiştirmeye yardımcı öncü sinyaller yayarlar [96]. Eş zamanlı CDMA sistemlerinde, bütün BI'ları aynı öncü kodu kullanır ve BI'ları aynı öncünün farklı faz kayması kullanılarak ayırt edilirler. Eş zamanlı olmayan CDMA sistemlerinde, her hücre bir belirgin çırpma koduna tahsis edilmiştir. Her durumda, MI'lar el değiştirmeyi başlatmak ve tamamlamak için öncü sinyalleri kullanır. Her öncü sinyal gerilimi, yonga başına düşen alınan öncü enerjinin toplam engel spektral yoğunluğuna oranı olan öncüden-engele oranı (pilot-to-interference ratio -PIR) tarafından ölçülür:

$$\mathrm{PIR} = \frac{E_c}{I_t} \qquad (12.10)$$

Bir aktif set, herhangi bir zamanda MI'un bağlandığı BI'ları seti manasına gelir. Çoğu zaman bir aktif set tek bir BI içerir, ancak yumuşak el değiştirme esnasında ek BI'ları sete eklenirler.

Yumuşak el değiştirmeler PIR'lara konulan ardıl izlemlere dayanarak başlatılırlar. Bir üst eşik değeri, T_{ekleme}, aktif sete eklenen BI'larını nitelendiren öncü sinyal seviyesini belirler, oysa bir düşük eşik değeri, $T_{\text{kaldırma}}$, zayıf öncü BI'larının aktif setten kaldırıldığı zamanı belirler. El değiştirme sınırı, T_{ekleme} ve $T_{\text{kaldırma}}$ arasındaki fark, bir yumuşak el değiştirmenin ortalama ne kadar süreceğini gösterir. Şekil 12.3 el değiştirme parametrelerindeki değişmenin el değiştirme bölgesini nasıl etkilediğini göstermektedir.

Yumuşak el değiştirme sınırı ve eşik değerleri sistem performansını belirlemede önemli parametrelerdir ve verilen durum için dikkatlice optimize edilmesi gerekir. Daha fazla MI'un yumuşak el değiştirme modunda olmasına izin vermek ters bağlantı engelini azaltır. Şöyle ki, el değiştirmede ki MI'lar en iyi ulaşılabilir bağlantıya bağlanırlar ve dolayısıyla, aşırı güç yaymazlar. Ancak, yumuşak el değiştirmedeki MI'ların sayısını ve ortalama el değiştirme süresini arttırmak, sistem karmaşasını arttırabilir ve zaten seyrek olan sistem kaynaklarını



Şekil 12.3 yumuşak el değiştirme sınırları ve bölgesi

aksatabilir. Ayrıca, daha önce belirtildiği gibi, yumuşak el değiştirme çoklu BI'larını bir bir MI'na aktaramaya izin vererek ileri bağlantı engelini arttırır. Mücadelemiz, el değiştirme parametrelerini optimize etmek ki bu sayede işlemsel maliyet ve karmaşıklık aşağı tutulurken servis gereklerinin kalitesi ve kapasitesi tatmin edilebilsin. Diğer önemli yumuşak el değiştirme parametreleri $T_{kaldırma}$ zamancısı ve toplam hücre alanı ile el değiştirme bölgesi arasında ki oranı içerir. $T_{kaldırma}$ zamancısı, aktif setten bir BI'nu kaldırmak için sinyal seviyesinin $T_{kaldırama}$ seviyesinin altına düşmesi zamanının uzunluğudur.

3. SİNYAL GERİLİMİ ORTALAMA

Alınan zarfların karesi Rice sönümlemesi, lognormal gölgeleme ve yol kaybı güçyitirimi tarafından etkilenir. Biz burada bir düz sönümlemeli dar-bant sistemi kabul edeceğiz, sonuçta tanımlanan teknikler bazı düzenlemelerle genişletilebilmesine rağmen. Orta-bant TDMA sistemleri için, gerekli sinyal gerilim bilgisinin uyarlanabilir denkleştirici veya kanal kestiricisinden elde edilebilmesi olasıdır. Bunun gibi geniş-bant CDMA sistemleri için, bir RAKE alıcıdaki kademe ağırlaştırmalar alınan sinyal gerilimini tahmin etmede kullanılabilir.

İki Rice sönümleme modeli düşünülür. Birinci model şunu kabul eder ki, alınan bant-geçişi sinyali

$$r(t) = g_I(t)\cos 2\pi f_c t - g_Q(t)\sin 2\pi f_c t \qquad (12.11)$$

f_c taşıyıcı frekansı, ve $g_I(t)$ ile $g_Q(t)$, b_0 varyanslı bağımsız Gauss rastgele işlemleridir ve sırasıyla $m_I(t) = m_I$, $m_Q(t) = m_Q$ anlamına gelir. Bölüm 2.1.2 de bahsedildiği gibi,

$\alpha(t) = |g_I(t) + jg_Q(t)|$ zarfı $s^2 = m_I^2 + m_Q^2$ olmak üzere $K = s^2/(2b_0)$ Rice etkenli Rice dağıtımıdır. Aulin [16] dan dolayı ikinci Rice sönümlemesi, şöyle varsayılır,

$$\begin{aligned} m_I(t) &= s \cdot \cos(2\pi f_m \cos\theta_0 t + \phi_0) \\ m_Q(t) &= s \cdot \sin(2\pi f_m \cos\theta_0 t + \phi_0) \end{aligned} \qquad (12.12)$$

$f_m \cos\theta_0$ ve ϕ_0, sırasıyla Doppler kayması ve LoS sinyalinin açı sapması olmak üzere. Tekrardan, $\alpha(t)$ zarfı $K = s^2/(2b_0)$ Rice etkenli Rice dağıtımıdır. her iki modelde Rayleigh sönümlemesi için eşittir (K = 0).

Bölüm 2.4.1 de önerildiği gibi, log-normal gölgelemenin uzamsal ilintisi negatif üssel modelle etkili bir şekilde tanımlanabilir

$$\phi_{\Omega_{(\mathrm{dBm})}\Omega_{(\mathrm{dBm})}}(kT) = \sigma_\Omega^2 \zeta_D^{(vT/D)|k|} \qquad (12.13)$$

σ_Ω , gölge standart sapması (tipik olarak 4 ve 12 dB arasında) ve ζ_D, D m ayrılmış iki nokta arasında ki uzamsal gölge ilintisi olmak üzere.

LoS yayılımı için (2.248) de verilen iki eğri yol kaybı modelini varsaydık. NLoS yayılımı için (2.50) de verilen modeli kullandık, örneğin, şekil 12.4 deki sinyal gerilim profili.

Zaman ortalama $< |\tilde{r}_i(t)|^2 >$ ve ardıl izlem *H* sönümleme ve gölgeleme varyasyonlarının etkisini azaltır, öteki türlü büyük miktarda gereksiz el değiştirmeye sebep olabilirdi. Kısa uzamsal pencereler sönümlemeleri ortalar, uzun uzamsal pencereler gölgeleri ortalarken. El değiştirmeler üzerinde uzamsal pencere uzunluğunun etkisi, [222], [150],[238], [340] literatüründe iyi belgelendirilmiştir. Ancak, hızlı mikro-hücresel el değiştirme algoritmalarının gelişimi için yeni ana hatlar geliştirilmeli böylelikle uzamsal ortalama etkili olarak mikro-hücrelerde sönümleme etkisini düşürmek için kullanılabilsin.

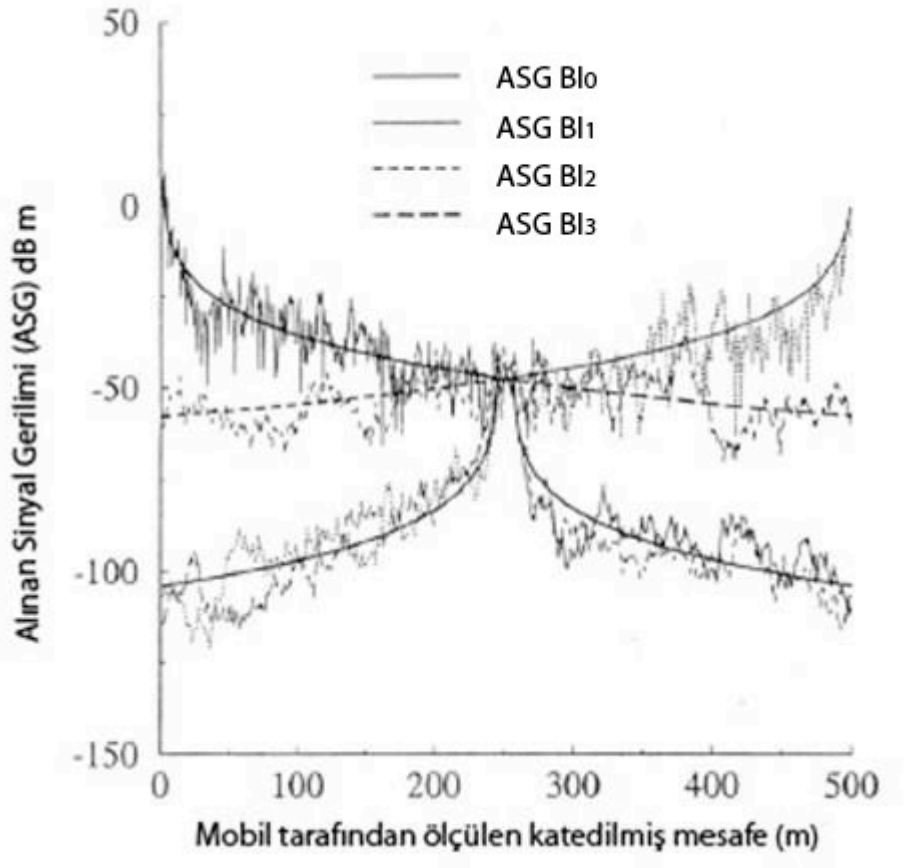
3.1.UYGUN PENCERE UZUNLUĞUNU SEÇMEK

Uygun pencere uzunluğunu belirlemek için bir yöntem analog ortalamayı kullanmaktır. Takip eden gelişme, Lee [194]' nin orijinal çalışması Aulin'in Rice sönümleme modeli birleştirilerek genişletilir. Lee'nin çarpımsal modeliyle, y pozisyonunda ki karma sinyal zarfının karesi

$$\hat{\alpha}_c^2(y)^2 = \alpha^2(y) \cdot \Omega_p(y) \qquad (12.14)$$

$\alpha^2(y)$, Rice sönümlemesinin merkezi olmayan 2 dereceli ki-kare rastgele değişkeni ve $\Omega_p(y)$, log-normal rastgele değişkeni olmak üzere. Eğer yerel ortalama mesafe ile sabit ise, daha sonra $\Omega_p(y) = \Omega_p$ dir. Ergodikliği varsayarak, $\hat{\alpha}_c^2(y)$'nin bir integral uzamsal ortalaması yerel ortalama Ω_p'yi tahmin etmede kullanılabilir, yani

$$\bar{\Omega}_p = \frac{1}{2L}\int_{x-L}^{x+L} \hat{\alpha}_c^2(y)dy = \frac{\Omega_p}{2L}\int_{x-L}^{x+L} \alpha^2(y)dy \qquad (12.15)$$



Şekil 12.4 bir NLoS el değiştirme senaryosu için tipik ortalama alınan sinyal gerilimi(ince çizgiler) ve anlık alınan sinyal gerilimi(kalın çizgiler). Her özel BI için, alınan sinyal gerilimi MI özel BI'na bağlandığı zaman ve MI şekil 12.1 deki rotada hareket ettiği zaman gösterilir.

ikinci kalite, $\Omega_v(y)$ uzamsal aralık $(x-L, x+L)$ üzerinde sabit olduğundan devam ettirilmek üzere. Tahminin doğruluğu (12.15)'in değişiminden belirlenebilir, şu şekilde hesaplandığı gibi [189]

$$\sigma^2_{\hat{\Omega}_p} = \frac{1}{L}\int_0^{2L}\left(1-\frac{\ell}{2L}\right)\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\ell)d\ell \qquad (12.16)$$

$\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\ell) = \mathrm{E}[\alpha^2(y)\alpha^2(y+\ell)] - \mathrm{E}[\alpha^2(y)]\mathrm{E}[\alpha^2(y+\ell)]$, zarfın karesinin uzamsal özdeğişimi ve $\mathrm{E}[x]$, x'in toplu ortalamasını göstermek üzere. Aulin [16], $\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\ell)$' yi şu şekilde türetti,

$$\mu_{\alpha^2\alpha^2}(\ell) = \left(\frac{\Omega_p}{K+1}\right)^2 J_0(2\pi\ell/\lambda_c)\left[J_0(2\pi\ell/\lambda_c) + 2K\cos\left(2\pi\ell\cos(\theta_0)/\lambda_c\right)\right] \qquad (12.17)$$

$J_0(\cdot)$ ilk çeşidin sıfır-sıralı Bessel fonksiyonu, K, Rice etkeni, λ_c taşıyıcı dalga boyu ve θ_0 MI'nın hareket yönü ile aynasal bileşenin yaptığı açı olmak üzere. Zarfın karesinin uzamsal özdeğişimi, zaman-mesafe dönüşümü $f_m\tau = \ell/\lambda_c$ kullanılarak şekil 2.14 ten doğrudan elde edilebilir.

(12.17) yi (12.16) daki yerine koymak verir ki

$$\sigma^2_{\bar{\Omega}_p} = \left(\frac{\Omega_p}{K+1}\right)^2 \frac{1}{L}\int_0^{2L}\left(1-\frac{\ell}{2L}\right) \times J_0(2\pi\ell/\lambda_c)\left[J_0(2\pi\ell/\lambda_c)+2K\cos\left(2\pi\ell\cos(\theta_0)/\lambda_c\right)\right]d\ell \ . \quad (12.18)$$

İstenildiği gibi, $L \to \infty$ iken $\sigma^2_{\bar{\Omega}_p} \to 0$. Eğer L büyükse, $\bar{\Omega}_p$, birçok bağımsız değişkenin toplamı olduğundan Gauss olarak düşünülebilir. Ancak, eğer $\sigma^2_{\bar{\Omega}_p}$, $\Omega_p$ile karşılaştırıldığında nispeten büyük ise (küçük L veya küçük Ω_p den dolayı), Ω_p'yi bir merkezi olmayan ki-kare rastgele değişken olarak düşünmek daha doğrudur. Bu durumda, Ω_p' yi log-normal rastgele değişken olarak hesaplamak daha doğru olacaktır.

Ω_p nin nerdeyse Gaussal olduğu varsayımı altında işlem yaparsak, 1σ yayılımı kestiricinin doğruluğunu ölçmek için hesaplanabilir, öyle kiΩ_p

$$1\sigma \text{ spread } = 10 \cdot \log_{10}\frac{\Omega_p + \sigma_{\bar{\Omega}_p}}{\Omega_p - \sigma_{\bar{\Omega}_p}} \quad (12.19)$$

$\text{Prob}(|\bar{\Omega}_{p\,(\text{dB})} - \Omega_{p\,(\text{dB})}| \le 1\,\sigma \text{ spread}) = 0.68$ yorumu ile birlikte.[1] (12.18) ve (12.19) dan gözlemle ki, yerel ortalama tahmininin doğruluğu K,L ve θ_0'ye dayanır. Şekil 12.5 de çeşitli K değerleri için $\theta_0 = 60^o$ iken 1σyayılımını gösterir. Genelde, $\bar{\Omega}_p$ artan K ile Ω_p 'ye yaklaşır. Anacak, ayrıca θ_0 açısı şekil 12.6 de gösterildiği gibi doğruluğu etkiler. $\theta_0 = 90^o$ iken en $1\,\sigma$ yerel ortalamanın en iyi tahminini sonuçlayarak yayılımı minimumdur. Tersine, en kötü tahmin küçük θ_0 için oluşur. Maksimumun oluştuğu gerçek açı L'nin fonksiyonudur ve kolaylıkla gösterilebilir ki $1\,\sigma$ yayılımı $\theta_0 = 0^o$da yerel minimuma ve $\theta_0 = 90^o$ de genel minimuma tümü için sahiptir. Her durumda, mikro-hücrelerdeki yerel ortalama tahmin için gereken uzamsal ortalama mesafesi K ve θ_0'ye bağlıdır.

3.1 ORTALAMAYA UYGUN ÖRNEK SAYISINI SEÇME

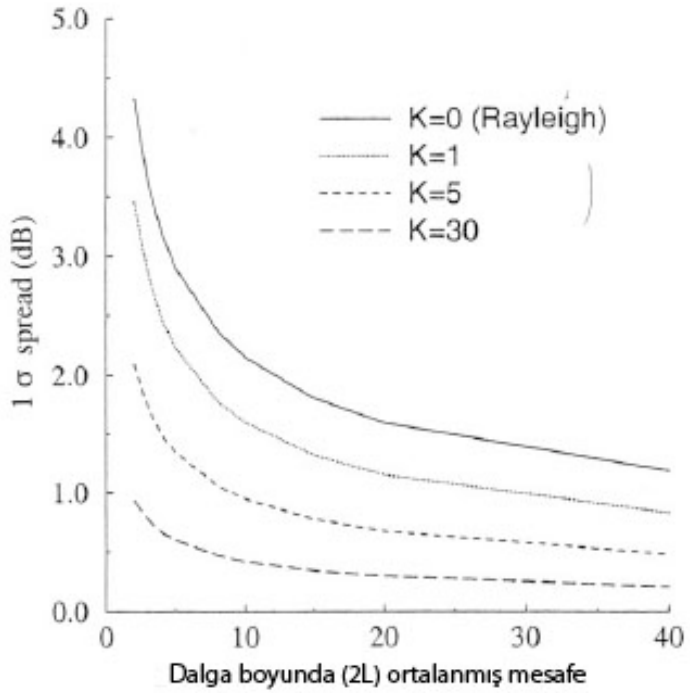
Birçok uygulamalı sinyal gerilimi kestiricileri analog ortalama yerine sinyal geriliminin örneklerini kullanır. Sönümlemenin etkilerini yaterli bir şekilde azaltmak için, gerekli sayıyı ve kullanılması gereken örneklerin aralık bırakılmalarını belirlemek zorundayız. Örneklenmiş karma zarfın karesini düşünelim

$$\alpha_c^2[i] \triangleq \alpha_c^2(iS) \quad (12.20)$$

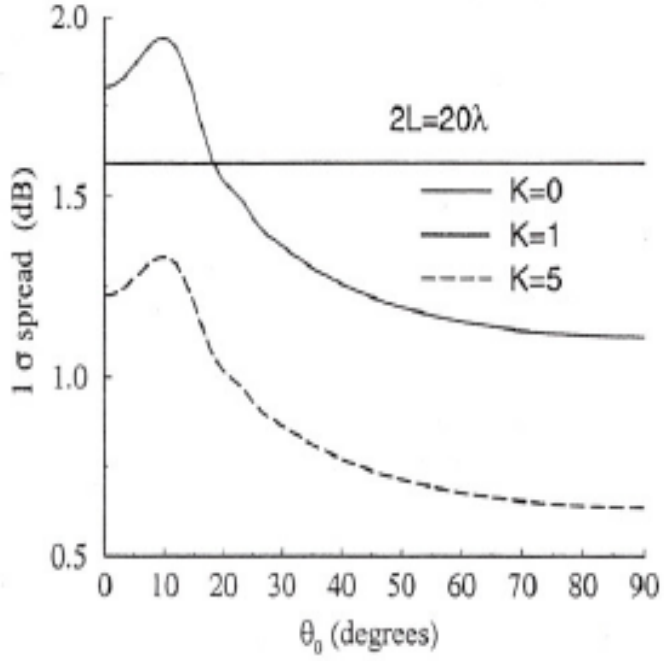
S, uzamsal örnekleme periyodu ve i, bir tamsayı olmak üzere. Daha sonra yansız tahmin

$$\bar{\Omega}_p = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}\alpha_c^2[i] \quad (12.21)$$

[1] Bir Gauss değişkeninin ortalama bir standart sapmasında uzanma olasılığı 0.68 dir.



Şekil 12.5 ortalama mesafe (2L) üzerinde ve Rice etkeni K $\theta_0 = 60^o$ iken, karesi alınan zarf örnekleri için 1σ yayılımının bağımlılığı



Şekil 12.6 aynasal açı θ_0 mod 90^o üzerindeki 1σ yayılımının bağımlılığı.

yerel ortalama zarfın Ω_p'nin karesinin bir tahminini belirlemek için kullanılabilir. Analog ortalama ile birlikte olduğu gibi, bu tahminin varyantı doğruluğunu ölçmek için kullanılabilir, şöyle ki,

$$\sigma^2_{\bar{\Omega}_p} = \frac{1}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \mathrm{E}\left[\alpha_c^2[i]\alpha_c^2[j]\right] - \left(\mathrm{E}\left[\bar{\Omega}_p\right]\right)^2 \quad . \qquad (12.22)$$

(12.17)'yi özdeğişimin simetrik özellikleri ile birlikte kullanarak, (12.22) şu hale gelir,

$$\sigma^2_{\hat{\Omega}_p} = \frac{\mu_{\alpha^2\alpha^2}(0)}{N} + 2\sum_{j=1}^{N-1}\left(\frac{N-j}{N^2}\right)\mu_{\alpha^2\alpha^2}(Sj)$$

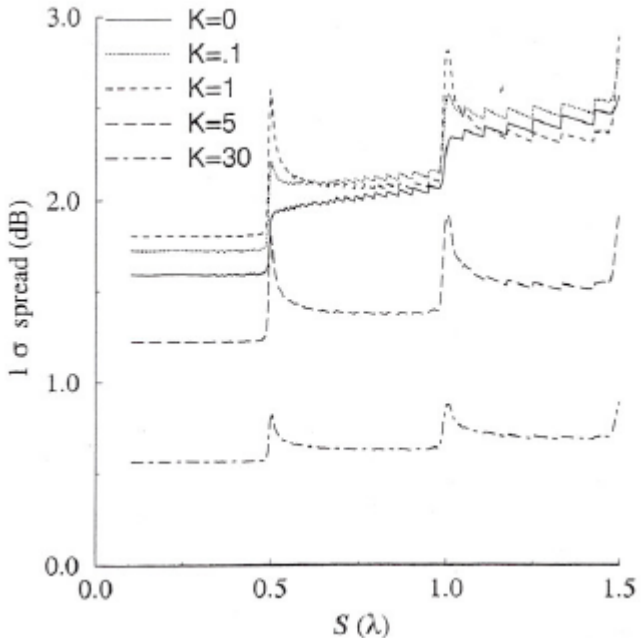
$$= \left(\frac{\Omega_p}{K+1}\right)^2\left[\frac{1+2K}{N} + 2\sum_{j=1}^{N-1}\left(\frac{N-j}{N^2}\right)J_0(2\pi Sj/\lambda_c)\right.$$

$$\left.\times\left[J_0(2\pi Sj/\lambda_c) + 2K\cos\left(2\pi Sj\cos(\theta_0)/\lambda_c\right)\right]\right] \qquad (12.23)$$

S, dalga boyu (λ_c) de ölçülmek üzere. Şunu not edelim ki, $\sigma_{\hat{\Omega}_n}$ terimi N, K, S ve θ_0 ye bağlıdır. Ancak, her parametrenin etkisi nerdeyse diğerlerinden bağımsızdır. Şekil 12.7 S ve K nın ilişkisini $N = \lceil 20\lambda_c/S \rceil$ ve böylelikle ortalamalar $20\lambda_c$ (ve [x], x'e eşit veya daha büyük olan en küçük tamsayıyı göstermek üzere) olmak üzere, $\theta_0 = 0^o$ için göstermektedir. S sabit olmak üzere artan N uzamsal ortalama mesafeyi arttıracaktır ve böylelikle, şekil 12.5 deki analog ortalamayla aynı tarzda $1\,\sigma$ yayılımı düşürülecektir. Şekil 12.7 deki devamsızlıklar [x] fonksiyonundan kaynaklanmakta. Eğer $S < 0.5\lambda_c$ ise, ayrık yaral ortalama tahmini nerdeyse aynı uzamsal mesafe üzerinde analog ortalamadan elde edilen tahminle eşittir. Şekil 12.7 ile benzer olarak, $\theta_0 = 0^o$ üzerinde küçük Rice etkenleri, K = 0.1, K = 1 gibi, $1\,\sigma$ yayılımını arttırır.

İşleyişimizde genellikle $\theta_0 = 0^o$ kabul etmemize rağmen, şekil 12.8, $1\,\sigma$ yayılımı ve S arasındaki ilişkiyi K = 1, N = $\lceil 20\lambda_c/S \rceil$ ve θ_0'nın birçok değeri için göstermektedir. Artan θ_0 genellikle $1\,\sigma$ yayılımını düşürür ancak şekil 12.6 da gösterildiği gibi küçük açılar hariç, ayrıca cayırtıyı $0.5\lambda_c$ 'da sağa kaydır çünkü (12.17)'nin ilk yan kulağı, θ_0 artıkça kayar.

Özetle, sönümlemenin etkilerini yeterli bir şekilde düşürmek için gerekli olan uzamsal ortalama mesafesi, K ve θ_0 ' ye bağlıdır. Eğer örnek ortalama kullanılırsa, örnek aralığı $0.5\lambda_c$'den az olmalı. Başparmağın bir kuralı olarak, 20 den 40 λ_c 'a bir uzamsal ortalama mesafesi birçok uygulama için yeterli olmalı.

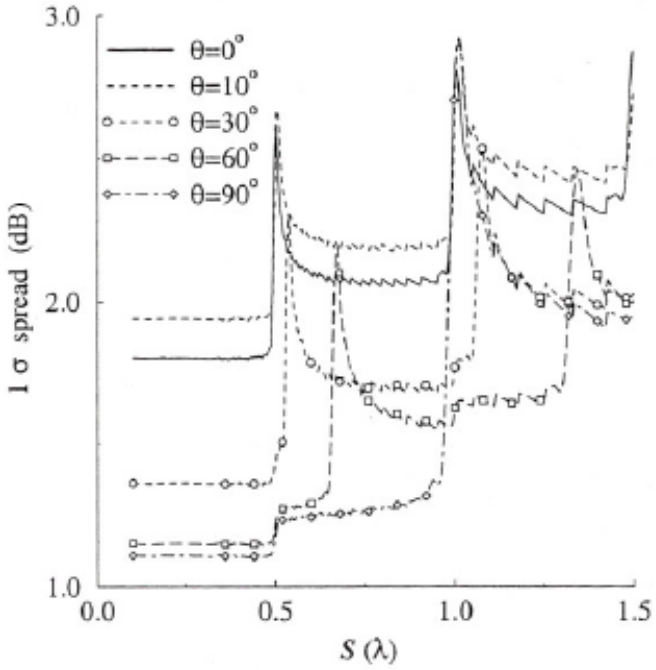


Şekil 12.7 θ_0 = 0, çeşitli K ve mesafelenmiş ortalama = $20\lambda_c$ için $1\,\sigma$ yayılımı - $S\,(\lambda_c)$ grafiği.

.

4. HÜCRESEL SİSTEMLERDE HIZ TAHMİNİ

Zaman temelli el değiştirme algoritmaları, çeşitli yayılım ortamları ve MI hızlarının geniş dağılımından dolayı mikro-hücrelerde zayıf el değiştirme performansına yol açar. Şekil 12.1 de ki NLoS senaryosunu düşünelim, durumun tersine döndüğü köşeyi dönene kadar BI_0 dan hareket eden bir MI, BI_0 dan gelen bir Racian sönümlemeli logaritmik normal gölgeli LoS sinyaline ve BI_1 den gelen bir Rayleigh sönümlemeli logaritmik normal gölgeli NLoS sinyaline sahiptir. LoS bileşenin kayıbı (kazanç) sinyal gücünde hızlı bir düşüşe (yükseliş) neden olur. Bu senaryo için etkili el değiştirme algoritmaları kısa zamanlı ortalama penceresi ve büyük ardıl izlemler kullanmalı ki ortalama sinyal gerilimindeki hızlı değişmeler algılansın ve gereksiz el değiştirmeler önlensin. Maalesef, bir kısa zamanlı sabit pencere genişlikli zamansal ortalaması sadece bir hız için en yüksek performansı verir. Örneğin, 12.1 deki el değiştirme senaryosunu 12.4 deki alınan sinyal gerilimi profili doğrultusunda tekrar düşünelim. σ_Ω=6 dB logaritmik normal gölgelemesi olsun ve D yi seçelim, böylelikle 12.13 de d=30m olmak üzere $\phi_{\Omega_{(\mathrm{dB})}\Omega_{(\mathrm{dB})}}(d) = 0.1\sigma_\Omega^2$ dir. 2.27 s simülasyonlu H=8 ardıl izlemli örtüşmesiz zamanlı güç ortalama el değiştirme algoritması şekil 12.14 de ki çizgiler tarafından gösterilen değiştirme performansına sahiptir. El değiştirme performansı el değiştirmenin ortalama sayısı ile değerlendirilir.



Şekil 12.8 Çeşitli K=1, ortalama mesafe= $20\lambda_c$ için $1\,\sigma$- $S(\lambda_c)$ grafiği.

Şekil 12.14 sadece el değiştirme isteği gecikmesini gösterir, gerçek sistemlerde ise ayrıca ağ gecikmesi de eklenmelidir. Ancak, hız uyarlamalı el değiştirme algoritmasının performansı hala ağ gecikmesi bilgisi olmadan da değerlendirilebilir. Örneğin, alınan eşik değeri -90 dBm olduğunu varsayalım. Ayrıca, iyi bir el değiştirme algoritmasının bir ortalama sinyal geriliminin -90 dBm nin $2\sigma_\Omega$ üzerinde olduğu bir yerde seçilmek üzere bir d_{cutoff} mesafesinden önce el değiştirilmiş MI'ların en az %90'nına sahip olması gerektiğini varsayalım. Eğer $\sigma_\Omega = 6$ dB ve şekil 12.4 deki veri kullanılırsa, BI_0 için 283m de bir -90 + 12 = -78 dBm bir sinyal gerilimi oluşur. Böylelikle, eğer hız

uyarlamalı el değiştirme algoritması şekil 12.4 de, 262m mesafede el değiştirme isteğine uyan 5 km/h üzerindeki noktaya uyarlanabilirse ve köşeyi dönen MI'nun maksimum hızı 40km/h ise,

Mak. Ağ gecikmesi= $\frac{3.6\ \text{s}}{40\ \text{m}}(283-262)\ \text{m} = 1.89\ \text{s}$ nin maksimum ağ gecikmesi göz

ardı edilebilir. Bazı yeni hücresel standartlar için, GSM gibi, bu ağ gecikmesi burada açıklanan hız uyarlamalı el değiştirme algoritmalarının kullanışlılığını ima ederek dar ama kabul edilebilirdir. Yukarıdaki örnekte şekil 12.14 deki eğri üzerinde bulunan 5 km/h noktası istenen çalışma noktası olarak seçilmiştir, çünkü en iyi el değiştirme performansı, el değiştirmelerin ortalama sayısının ve el değiştirme gecikmesinin ortak olarak minimize edildiği eğrinin kırılma noktası yakınlarında oluşur. Diğer ardıl izlemler ve pencere genişlikleri daha iyi performansı neden olabilirler. Ancak, burada kullanılan ayarlar (H = 8 dB ve $20\lambda_c$ uzamsal pencere) hız uyarlamalı el değiştirme algoritmalarının kullanılırlığını resmetmek için yeterlidirler.

Bazı hücresel sistem önerileri mikro-hücrelerin yüksek hızlı MI'lara uyum sağlamak için "şemsiye" makro-hücreleri doğrultusunda geliştirilmesi önerilmiştir. Hız tahmini makrodan-mikroya ve mikrodan-makroya el değiştirme şemaları doğrultusunda bu sistemler için gerekli olacaktır. Alternatif olarak, eğer düşük bir ağ el değiştirme gecikmesi ulaşılırsa, bir hız uyarlamalı el değiştirme algoritması iyi bağlantı kalitesini şemsiye makro-hücrelerine ihtiyaç duymadan sürdürebilir.

4.1 SEVİYE ÇAPRAZLAMA ORANI TAHMİNCİLERİ

Şu iyi bilinir ki, tümlev bileşenleri $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ nin sıfır çaprazlama oranları ile gürültüde alınan bir sinüzoit $|g(t)| = |g_I(t) + g_Q(t)|$ zarfının seviye çaprazlama oranları bölüm 2.1.4 de açıklanan MI hızlarının fonksiyonlarıdır. Zarf seviye çaprazlama oranı (LCR), saniyede bir önceden kararlaştırılmış R seviyesi yapan bir sinyal pozitif-giden çaprazlamanın ortalama sayısı olarak tanımlanır. Bunun gibi, sıfır çaprazlama oranı (ZCR) bir saniyede bir sinyalin yaptığı pozitif-giden sıfır çaprazlamanın ortalama sayısı olarak tanımlanır.

12.11 deki sönümleme modelini varsayarak, m_I ve m_Q ortalamaları, evreiçi ve dördül evre bileşenlerinden çıkarılabilir ve sonuçlanan sinyalin LCR su hu-ızı tahmin için kullanılır. Rice $g_I(t) - m_I$ nin veya $g_Q(t) - m_Q$ nin ZCR şu şekilde verir;

$$L_{2\text{CR}_1} = \frac{1}{\pi}\sqrt{\frac{b_2}{b_0}} \qquad (12.24)$$

ve R seviyesine göre LCR zarfı;

$$L_R = \int_0^\infty \dot{\alpha} p(R,\dot{\alpha})d\dot{\alpha} = \frac{R(2\pi)^{-3/2}}{\sqrt{Bb_0}}\int_{-\pi}^{\pi} d\theta \int_0^\infty \dot{\alpha} d\dot{\alpha} \qquad (12.25)$$
$$\exp\left\{-\frac{1}{2Bb_0}\left[B\left(R^2 - 2Rs\cos\theta + s^2\right) + (b_0\dot{\alpha} + b_1 s\sin\theta)^2\right]\right\}$$

$p(R,\dot{\alpha})$, zarfın eklem olasılık yoğunluğu fonksiyonu ($r = R$ üzerinde değerlendirilen) ve $\dot{\alpha}$ zarfının eğimi olmak üzere ve $B = b_0 b_2 - b_1^2$ olmak üzere. b_n şuna eşittir;

$$b_n = (2\pi)^n b_0 \int_0^{2\pi} \hat{p}(\theta)(f_m \cos\alpha - f_q)^n d\theta + (2\pi)^n \int_{-B_w/2}^{B_w/2} \frac{N_o}{2} f^n df \quad (12.26)$$

$2b_0$ dağıtım gücü, v hız, λ_c taşıyıcı dalga boyu $f_m = v/\lambda_c$ maksimum Doppler frekansı, $f_s = f_c + f_q$ aynasalın yada LoS bileşeninin frekansı ve $\hat{p}(\theta)$ ulaşan düzlem dalgalarının dağıtım bileşeninin sürekli AoA dağıtımı olmak üzere. 12.26 daki ikinci terim, f_c de merkezlenmiş iki kenarlı $N_0/2$ watt/Hz dağıtım güçlü ve toplam $N_o B_w$ watt güce neden olan B_w Hz gürültü genişlikli toplanır band-geçişi Gauss gürültüsünden dolayı kaynaklanmaktadır. $\theta_0 = 0^o$ olduğu zamanki özel durumlar için ve ortada 2-D yön bağımsız yayılım olduğu zaman, $\hat{p}(\theta) = 1/(2\pi),\ -\pi \le \theta \le \pi$ ve 12.26 şu şekilde yazılabilir;

$$b_n = (2\pi)^n \frac{b_0}{\pi} \int_{-f_m}^{f_m} \frac{f^n}{\sqrt{f_m^2 - f^2}} df + (2\pi)^n \int_{-B_w/2}^{B_w/2} \frac{N_0}{2} f^n df \ . \quad (12.27)$$

12.12 de tanımlanan $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ ortalamalı Aulin'in Racean sönümleme modeli ile birlikte, $g_I(t)$ yada $g_Q(t)$ nin ZCR'si;

$$L_{\mathrm{ZCR}_2} = L_{\mathrm{ZCR}_1} \left[e^{-\gamma} I_0(\beta) + \frac{b^2}{2\gamma} I_e\left(\frac{\beta}{\gamma}, \gamma\right) \right], \quad (12.28)$$

dir, $I_0(x)$, ilk çeşidin sıfır-sıra düzenlemeli Bessel fonksiyonu olmak üzere ve

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{a^2 + b^2}{4},\ \beta = \frac{a^2 - b^2}{4},\ a = \sqrt{2K} \\ I_e(k, x) &= \int_0^x e^{-u} I_0(ku) du,\ b = 2\pi f_m \cos(\theta_0) \sqrt{\frac{2Kb_0}{b_2}} \end{aligned} \quad .(12.29)$$

olmak üzere. İki-boyutlu yönbağımsız yayılma makro-hücreler için bir makul varsayımdır. Ancak, mikro-hücrelerde yayılım genellikle yönbağımsız değildir. Bununla birlikte, bir yaklaşımın amacı toplam gürültüsüz 2-D yönbağımsız yayılım varsayımı altında hız tahmincileri türetmek ve daha sonra yönbağımsız olmayan yayılım ve gürültüden kaynaklanan yanlış karşılaştırmanın etkilerini çalışmaktır. 12.27 deki b_n tanımı doğrultusunda $N_o = 0$ ile birlikte 12.24 dü kullanarak

$$L_{\mathrm{ZCR}_1} = \sqrt{2} v/\lambda_c \quad (12.30)$$

dir ve

$$L_R = (v/\lambda_c)\sqrt{2\pi(K+1)}\rho e^{-K-(K+1)\rho^2} I_0\left(2\rho\sqrt{K(K+1)}\right) \quad (12.31)$$

$R_{\mathrm{rms}} = \sqrt{\Omega_p}$ rms sinyal seviyesi olan $\rho = R/R_{\mathrm{rms}}$ olmak üzere. Bunun gibi, $\theta_0 = 0^o$ için ve 12.12 deki ortalamalarla Aulin'in Ricean sönümleme modeline göre;

$$\gamma = \frac{3K}{2},\ \beta = -\frac{K}{2},\ a = \sqrt{2K},\ b = 2\sqrt{K} \quad (12.32)$$

ve L_{ZCR2} düşürür ki;

$$L_{\mathrm{ZCR}_2} = (v/\lambda_c)\sqrt{2}\left[e^{-3K/2} I_0\left(-\frac{K}{2}\right) + \frac{4}{3} I_e\left(-\frac{1}{3}, \frac{3K}{2}\right)\right] \quad . \qquad (12.33)$$

Açıkça, yukarıdaki her seviye çaprazlama oranı tahmincileri v hızına orantılıdır ve bu nedenle hız tahmincisi olarak kullanılabilir. Ancak, eğer K, yön bağımsız olmayan yayılım, toplanabilir gürültü ve diğer faktörler sağlıklı ise olduğu gibi kalmaya devam eder. K ya bağımlı sağlıklılığı düşünelim ve daha sonra diğer faktörleri işleyelim.

L_{ZCR_1} , K dan etkilenmez. Bu çekici özellik şunu önerir ki; seviye çaprazlama oranı sağlıklı bir K için bir hız tahmini sağlamakta kullanılabilir. Sonuç olarak, hız tahmini için LCR yi kullanma adımları; R_{rms} yi tanımla, saniyede çaprazlama sayısı $\hat{L}_{R_{rms}}$ yi tahmin et, ve p=1,K=0 ile birlikte v'yi çözmek için 12.31'i kullan. Böylelikle, takip eden hız tahmincileri K ya göre 12.11 deki Racian sönümleme modelini varsayarak sağlıklıdır;

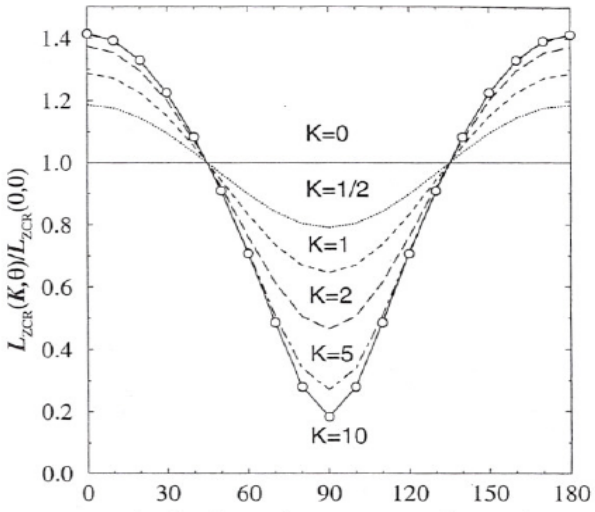
$$\hat{v}_{\mathrm{ZCR}_1} \approx \frac{\lambda_c \hat{L}_{\mathrm{ZCR}}}{\sqrt{2}}, \quad \hat{v}_{\mathrm{LCR}} \approx \frac{\lambda_c \hat{L}_{\mathrm{R_{rms}}}}{\sqrt{2\pi} e^{-1}} \quad . \qquad (12.34)$$

Şekil 12.9 K ve θ_0 nın L_{ZCR_2} üzerindeki etkisini gösterir. Eğer aynasal bileşenin açısı $\theta_0 = 0^o$ veya 180^o ise, L_{ZCR_2} %40 ın üzerinde göreceli hataya sahip olabilir. Sonuç olarak, K nın sıfır olmayan bir değeri varsayılan değer olarak K nın etkisini azaltmak için seçilmeli. $K \approx 0.61$ seçmek kentsel LoS hız uyarlamalı el değiştirme uygulamaları için kabul edilebilir olan en fazla %20 maksimum hataya neden olur. Bu durumda, hız tahmini 12.33 den şu hale gelir;

$$\hat{v}_{\mathrm{ZCR}_2} \approx \frac{\lambda_c \hat{L}_{\mathrm{ZCR}_2}}{1.2\sqrt{2}} \quad . \qquad (12.35)$$

4.2 ORTAK DEĞİŞİNTİ YAKLAŞIKLAMA METODLARI

Holtzman ve Sampath tarafından sönülmenmiş *r[i]* örnekleri, öyle ki *r[i]* zarf, zarfın karesi veya logaritmik zarf örnekleri olabilir, arasındaki özdeğişimin tahmini üzerine dayanan hız tahmincilerini öngörmüşlerdir.



Şekil 12.9 normallenmiş sıfır çaprazlama oranı- K ve Θ grafiği

Bu metod ile, burada öz değişinti olarak ima edilen (COV), istatistik

$$V = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}(r[k+\tau] - r[k])^2 \qquad (12.36)$$

hesaplanır. Eğer N daha büyükse olursa ve ergodiklik uygulanırsa, V topluluk ortalaması ile yer değiştirilebilir;

$$\mathrm{E}[V] = 2\mu_{rr}(0) - 2\mu_{rr}(\tau) \qquad (12.37)$$

$\mu_{rr}(\tau)$, $r[k]$ nin öz değişintisini göstermek üzere. $\mu_{rr}(\tau)$ için genel gösterim, zarfın karasi örneklerini varsayarak, [16] ve [290] dan türetilebilir

$$\begin{aligned}\mu_{rr}(\tau) &= 4a(\tau)\left[a(\tau) + s^2\cdot\cos(2\pi f_m\tau\cos\theta_0)\right] + 4c^2(\tau) \\ &\quad + \frac{2N_o a(\tau)\sin(B_w\pi\tau)}{\pi\tau} \\ &\quad + \frac{4KN_o b_0^2\cos(2\pi f_m\tau\cos\theta_0)\sin(B_w\pi\tau)}{\pi\tau} \\ &\quad + \frac{{N_o}^2\sin(B_w\pi\tau)^2}{\pi^2\tau^2} \qquad (12.38)\end{aligned}$$

şöyle ki [16],

$$a(\tau) = b_0\int_0^{2\pi}\hat{p}(\theta)\cos(2\pi f_m\tau\cos\theta)\,d\theta \qquad (12.39)$$

$$c(\tau) = b_0\int_0^{2\pi}\hat{p}(\theta)\sin(2\pi f_m\tau\cos\theta)\,d\theta\ . \qquad (12.40)$$

Tahminci $\hat{p}(\theta)$ye dayanır ve böylelikle, ayrıca yayılım ortamının da bir fonksiyonudur. LCR tahmincilerinde olduğu gibi, öncelikle bir hız tahmincisi geliştirmek için toplanabilir gürültüsüz yön bağımsız yayılım ortamlarını varsayacağız ve daha sonra gürültünün ve yön bağımsız olmayan yayılmanın etkilerini değerlendireceğiz. Eğer kanal yön bağımsız yayılmalar tarafından karakterize edilir ve zarfın karesi örnekleri kullanılırsa, 12.17 yi kullanmak K ve Θ'ya bağımlı şu eşitliği verir,

$$\mathrm{E}[V] = \overline{V} = 2\left(\frac{\Omega_p}{K+1}\right)^2 \Big[(1+2K) - J_0(2\pi f_m \tau)\left[J_0(2\pi f_m \tau) + 2K\cos(2\pi f_m \tau \cos\theta_0)\right]\Big] \quad (12.41)$$

Eğer $\mu_{rr}(0)$ tam olarak biliniyorsa, normalleme [290] tarafından küçük τ için K ya uyumlu sapmalar göz ardı edilebilir

$$\frac{\overline{V}}{\mu_{rr}(0)} \approx (2\pi v \tau_t/\lambda_c)^2 \frac{1+2K+K\cos(2\theta_0)}{(1+2K)} \quad (12.42)$$

böylelikle [290],

$$\hat{v}_{\mathrm{COV}} \approx \frac{\lambda_c}{2\pi\tau_t}\sqrt{\frac{\overline{V}}{\mu_{rr}(0)}} \quad (12.43)$$

τt , saniye/örnekleme içerisindeki örnekleme boşluğu olmak üzere.

Büyük ortak-kanal karışmaları durumların da yukarıdaki şemayı 12.36 ve özel $\mu_{rr}(0)$ da ki deneysel ortalama ortak kanal karışmasına duyarlı olduğundan dolayı düzenlemek tercih edilir. Sonuç olarak,

$$U(\tau) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} r[k+\tau]r[k] - \left(\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} r[k]\right)^2 \quad (12.44)$$

tanımlamak ve $V_2 = 2U(\tau_1) - 2U(\tau_2)$ verir ki,

$$\mathrm{E}[V_2] = 2\mu_{rr}(\tau_1) - 2\mu_{rr}(\tau_2) \quad (12.45)$$

böylelikle $\mathrm{E}[V_2]/\mu_{rr}(0)$, 12.42 ye $\tau_t = \tau_2^2 - \tau_1^2$ ile eşittir ve 12.43 de takip eden sonuçla aynı sonuca eşittir.

V yada V_2 kullanılsa da, $\mu_{rr}(0)$ asla tam olarak bilinmez ve $m_I, m_Q,$ ile aynı yoldan MI tarafından tahmin edilmek zorundadır ve R_{rms} sırasıyla ZCR ve LCR yöntemlerinde tahmin edilmelidir. Sonuç olarak, 12.43 ün gerçek kullanımı için şöyle gösterilmeli veya doğrulanmalıdır;

$$v \propto \mathrm{E}\left[\sqrt{\frac{\overline{V}}{\mu_{rr}(0)}}\right] . \quad (12.46)$$

Bu analitik olarak zordur, ama kısım 5 deki simülasyon sonuçları 12.46 için 12.43 iyi bir yaklaşıklama olarak önerilir.

Ayrıca ek 10A da gösterilmiştir ki,

$$\lim_{\tau\to 0}\hat{v}_{\mathrm{COV}} = \lim_{\tau\to 0}\frac{\lambda_c}{2\pi\tau}\sqrt{\frac{\overline{V}}{\mu_{rr}(0)}} = v\sqrt{\frac{1+2K+K\cos(2\theta_0)}{1+2K}} \quad . \qquad (12.47)$$

12.43 ve 12.47 den şöyle takip eder ki K ve θ_0 , v de genellikle %20 hataya neden olur [290], böylelikle K ya göre makul değerde sağlıklı bir hız tahmincisini sağlanır.

4.3 HIZ TAHMİNCİLERİ DUYARLILIĞI

Hız tahmincilerinin duyarlılığını göstermek için, çökmüş hız tahmincisinin oranı ideal hız tahminin için kullanılır. 12.11 deki sönümleme modelli LCR ve ZCR hız tahmincileri için şuna sahibiz

$$\frac{\tilde{v}}{v} = \frac{\tilde{L}_{R_{\mathrm{rms}}}(\tilde{b}_0,\tilde{b}_1,\tilde{b}_2)}{L_{R_{\mathrm{rms}}}(b_0,b_1,b_2)} \qquad (12.48)$$

ve

$$\frac{\tilde{v}}{v} = \frac{\tilde{L}_{\mathrm{ZCR}_1}}{L_{\mathrm{ZCR}_1}} = \sqrt{\frac{\tilde{b}_2}{\tilde{b}_0}\cdot\frac{b_0}{b_2}} \qquad (12.49)$$

$\tilde{v}$ çökmüş hız tahminini göstermek üzere, ve $\tilde{L}_{R_{\mathrm{rms}}}(\tilde{b}_0,\tilde{b}_1,\tilde{b}_2)$ ve $L_{R_{\mathrm{rms}}}(b_0,b_1,b_2)$, sırasıyla b_n ve b_n nin değerleriyle birlikte 12.25 de verilmiştir. Biraz sadeleştirme genelde LCR modeliyle sonuçlanır. Ancak, K=0 olduğu zaman 12.49, [173]'e sadeleşir.

$$\frac{\tilde{v}}{v} = \sqrt{\frac{\tilde{b}_2/\tilde{b}_0 - \tilde{b}_1^2/\tilde{b}_0^2}{b_2/b_0 - b_1^2/b_0^2}} \quad . \qquad (12.50)$$

12.12 deki Aulin'in sönümleme modeli için, ZCR nin duyarlılığı

$$\frac{\tilde{v}}{v} = \frac{\tilde{L}_{ZCR_2}}{L_{ZCR_2}} = \frac{\tilde{L}_{ZCR_1}}{L_{ZCR_1}} \frac{\left[e^{-\tilde{\gamma}} I_0(\tilde{\beta}) + \frac{\tilde{b}^2}{2\tilde{\gamma}} I_e\left(\frac{\tilde{\beta}}{\tilde{\gamma}}, \tilde{\gamma}\right)\right]}{\left[e^{-\gamma} I_0(\beta) + \frac{b^2}{2\gamma} I_e\left(\frac{\beta}{\gamma}, \gamma\right)\right]} \qquad (12.51)$$

$\tilde{\beta}, \tilde{\gamma},$ ve $\tilde{h}$ uygun olan 12.26 kullanılarak 12.29 tarafından verilmişlerdir. Bunun gibi, zarf karesi örnekleri kullanan ortak değişinti metotları için şuna sahipiz,

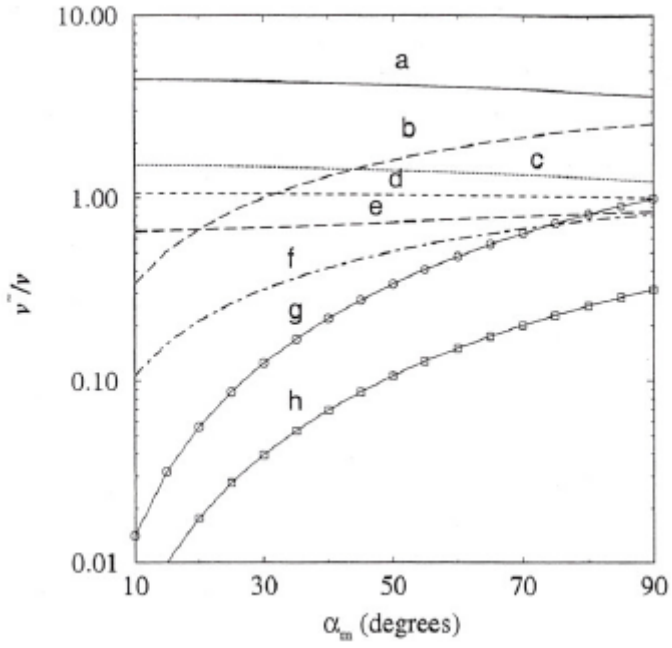
$$\frac{\tilde{v}}{v} = \frac{\frac{\lambda_c}{2\pi\tau}\sqrt{\frac{2\tilde{\mu}_{rr}(0) - 2\tilde{\mu}_{rr}(\tau)}{\tilde{\mu}_{rr}(0)}}}{\frac{\lambda_c}{2\pi\tau}\sqrt{\frac{2\mu_{rr}(0) - 2\mu_{rr}(\tau)}{\mu_{rr}(0)}}} \; . \qquad (12.52)$$

4.3.1 YAYILMA DAĞILIMININ ETKİSİ

Burada dört farklı çeşit yön bağımsız olmayan yayılma modellerini kullanarak hız tahmincilerinin yayılma dağılımına duyarlılığını çalışacağız. İlk model S1 için, düzlem dalgaları, sinyaller bir şehir caddesi boyunca kanallandığı zaman oluşabilecek yönelmenin değişen açısı ile birlikte sadece bir yönden varır. Varış açısının fonksiyonu olarak varan düzlem dalgalarının yayılım bileşeninin olasılık yoğunluğu, $\theta = 0^o$ yönündeki araç hareketinin olduğu yönerge şekline sahiptir ve θ_m gelen düzlem dalgalarının yönelme yeteneğini belirler. Şekil 2.7, $\theta_m = 30^o, 60^o$ ve 90^o için $\hat{p}(\theta)$ 'nin polar çizimini gösterir. İkinci model S2, düzlem dalgalarının, bir başka caddede ölü noktaya sahip olan şehir caddeleri için tipik olabilecek önden $(\theta = 0^o)$ veya arakadan $(\theta = 180^o)$ varabileceğini varsayar. Bu durumda, $\frac{\hat{p}(\theta)}{2}$ ve $\frac{\hat{p}(\theta-\pi)}{2}$ varışın dağılma-açı karşılaştırmasını oluşturmak için birleştirilirler. Sonuçlanan yoğunluk şekil 2.7 dekiyle aynıdır fakat loblar hem 0^o ve 180^o yönlerinde genişlerler. Üçüncü ve dördüncü model S3 ve S4, dağılımların 90^o dönmesiyle oluşan düzlem dalgalarının hareketin yönünün dikine varma eğiliminde olmaları hariç, sırasıyla, S1 ve S2 ile aynıdırlar. Buda MI bir cadde kesişiminden geçerken oluşabilir. Yayılma dağılımının etkisi; hız tahmincisi i)yön bağımsız yayılma ve ii) $\theta_m = 90^o$ li S1 yayılım modelleri için tasarlandığı durumlarda tanımlanır. Hız tahmincisinin tasarlandığı yayılma modeli, 12.48-12.51 in paydasında ki b_0, b_1 ve b_2 nin değerlerini tanımlayacaktır, b_0, b_1 ve b_2 nin değerleri gerçekte mevcut olan yayılma ortamına bağlı olurken. COV tahmini üzerindeki yön bağımsız olamayan yayılmanın etkisi $N_o = 0$ lı ek 10A sonuçlarından veya τ nin küçük değerlerini kullanarak bulunabilir. Burada $\tau = 1/50$ li harfi seçeceğiz.

Şekil 12.10 her hız tahmincisi üzerindeki yayılma dağılımının etkisini gösterir. Olası senaryoların sayısının çokluğu nedeniyle, şekil 12.10 da sadece en fazla etkili sonuçlar

çizilmiştir ve çizilen eğrilerle benzer (ama eşit değil) eğriler eşlik eden tabloda yıldızlanmışlardır. Şekil 12.10 daki "d" aboneli hız tahmincileri $\theta_m = 90^o$ açılı S1 modelleri için tasarlananlara uymaktadır.



	Yayılma modeli							
	1		2		3		4	
Method	$K=0$	$K=1$	$K=0$	$K=1$	$K=0$	$K=1$	$K=0$	$K=1$
LCR	h	—	c*	c*	f	f	f	f
LCR_d	g	—	a	c	b	f*	b	f*
ZCR_1	c*	c*	c*	c*	f	f	f	f
ZCR_{1d}	d*	d*	d*	d*	f*	f*	f*	f*
ZCR_2	c*	d*	c*	d*	f	d*	f	d*
ZCR_{2d}	d*	d	d*	d	f*	d*	f*	d*
COV	h	d*	c*	d*	f	e*	f	e*
COV_d	g	d*	a	d*	b	e	b	e

Şekil 12.10 yön bağımsız olmayan yayılma etkileri

Şekil 12.10' u kullanarak yayılma dağılımına birçok çeşit hız tahmincisinin göreceli sağlıklılığı tablo 12.1 deki sıralamayla ulaşılmıştır.

Curve	*Rank*	$\tilde{v}/v$ at $\theta_m = 10^o$	$\tilde{v}/v$ at $\theta_m = 90^o$
d	Mükemmel	1.06	1.0
e , c	Çok İyi	.66 , 1.52	.85 , 1.24
b , f	İyi	.34 , .107	2.6 , .82
a , g , h	Zayıf	4.5 , .014 , .004	3.6 , 1.0 , .32

Tablo 12.1 yayılma dağılımında sağlıklılık

Kentsel durumlarda, S1 ve S2 modeller için sağlıklılık önemlidir. LCR ve COV metotları "h" eğrisiyle gösterilen K=0 olduğu durumlarda S1 modeli yönelme yeteneği çok duyarlıdır. Bu duyarlılık, "g" eğrisiyle gösterilen $\theta_m = 90^o$ açılı S1 modelleri için tasarlanmış LCR_d ve COV_d hız tahminleri kullanılarak kısmi olarak hafifletilebilir. Ancak, S1 modeline yükseltilmiş sağlıklılığa karşılık, K=0 iken S2, S3 ve S4 yayılma modellerine LCR_d nin yükseltilmiş duyarlılığı olmasıdır. Aynasal bileşende ki en ufak bir varlık (K=1) COV ve LCR_d de görüldüğü gibi duyarlılığı düşürür. Buna karşın bir aynasal bileşen S2,S3 ve S4 modellerindeki LCR tahmincisinin duyarlılığında $b_1=0$ olmasından dolayı herhangi bir değişikliğe neden olmaz, bundan dolayı 12.50 deki çaprazlama oranlarının miktarı $\tilde{b}_2$ ve $b_2$ye bağlıdır ve K dan bağımsızdır. S1yayılıma modelinde ki θ_m için K=1 değerli LCR ve LCR_d için sonuçlar 12.25 deki hesaplama zorluklarından dolayı gösterilememiştir. Yüksek $\theta_m > 80^o$ için sonuçlar "d" eğrisine çok yakın elde edilir.

ZCR metodu genellikle LCR ve COV metotlarından daha sağlıklıdır. ZCR_2, $ZCR_{2,d}$ de görüldüğü gibi küçük bir aynasal bileşenin varlığı yayılma dağılımı için sağlıklılığı geliştirir. Ayrıca, $\theta_m = 90^o$ li S1 modelleri için tasarlanmış hız tahmincileri yön bağımlı olanlarda daha iyi işlerler. Ancak, bu hız tahmincileri kullanılarak elde edilen gelişmeler, yayılmanın da yön bağımlı olmasıyla tanımlanacak göreceli hatalara karşı ağırlaştırılmalıdır. LCR_d ve COV_d için $\tilde{v}/v = .316$ dir ve ZCR_d için $\tilde{v}/v = 1.15.$ dir. Tüm hız tahmincileri yayılma dağılımına kat-rşı belli bir duyarlılığa sahip olduğundan ve duyarlılık K>0 olduğu zaman büyük ölçüde düşürüldüğü için, şu sonuca varabiliriz ki yön bağımlı yayılma için bu tasarımlar yeterlidir.

Sonuç olarak, düzlem dalgalarının önden veya arkadan ama her iki taraftan olmamak şartıyla geldiği çok yönlü durumlar için, ZCR, COV_d veya LCR_d metotları en sağlıklı olanlarıdır. Eğer düzlem dalgaları hem önden hem arkadan varırsa, LCR_d hariç tüm hız tahmincileri makul derecede sağlıklıdır. Bir aynasal bileşen olduğunda yönelme yeteneğindeki duyarlılık düşer. Olasılığı olmayan K=0 ve düzlem dalgalarının yüksek yönelme yeteneğiyle dikey yönde varması olayında, tüm metotlar kayda değer bir sapmaya sahip olacaklardır.

.

4.3.2 TOPLANABİLİR GAUSS GÜRÜLTÜSÜNÜN ETKİLERİ

Yayılma dağılımının etkileri çoktan kurulduğu için, toplanabilir beyaz Gauss gürültüsünün (AWGN) duyarlılığı yön bağımlı yayılımlı 12.52 ye 12.48 kullanılarak tanımlanır. AWGN ile birlikte alınan sinyalin rms değeri $\tilde{R} = \sqrt{s^2 + 2b_0 + N_o B_w}$ dir ve 12.48 deki $\tilde{b}_n$ ve b_n değerleri

$$\begin{aligned} \tilde{b}_0 &= b_0 + \tfrac{N_o B_w}{2} \\ \tilde{b}_2 &= 2b_0 (\pi f_m)^2 + \tfrac{N_o B_w^3 \pi^2}{6} \quad b_2 = 2b_0 (\pi f_m)^2 \end{aligned} \qquad (12.53)$$

dir. 12.25 ile 12.48 LCR hız tahmincileri için önemli bir cebir haline gelir,

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{v}}{v} &= \left(1 + \frac{K+1}{6\gamma_S}\left(\frac{B_w}{f_m}\right)^2\right)^{\frac{1}{2}} \frac{\sqrt{\gamma_S(\gamma_S+1)}}{\gamma_S + K + 1} \\ &\quad \times \frac{I_0\left(\frac{2\sqrt{\gamma_S(\gamma_S+1)K(K+1)}}{\gamma_S+K+1}\right)}{I_0\left(2\sqrt{K(K+1)}\right)} \\ &\quad \times \exp\left\{2K + 1 - \frac{\gamma_S(2K+1) + K + 1}{\gamma_S + K + 1}\right\}, \end{aligned} \qquad (12.54)$$

Şöyle ki;

$$\gamma_S \triangleq \frac{s^2 + 2b_0}{N_o B_w} = \frac{2\sigma^2(K+1)}{N_o B_w} \qquad (12.55)$$

sinyalden-gürültüye oranı olarak tanımlanır. Aynen, ZCR için hız tahmincisi ZCR_1 (12.49) şu hale gelir,

$$\frac{\tilde{v}}{v} = \sqrt{\frac{\gamma_S + \left(\frac{B_w}{f_m}\right)^2 \frac{K+1}{6}}{\gamma_S + K + 1}}. \qquad (12.56)$$

12.12 de ki Aulin'nin sönümleme modeli için, ZCR_2 üzerindeki AWGN etkisi 12.56 da ki $\tilde{L}_{ZCR_1}/L_{ZCR_1}$ ile 12.51 den elde edilebilir

$$\tilde{\beta} = \frac{K}{2}\left(1 - 2\cos^2(\theta_0)\left[\frac{\gamma_S + K + 1}{\gamma_S + \frac{K+1}{6}\left(\frac{B_w}{f_m}\right)^2}\right]\right) \qquad (12.57)$$

$$\tilde{\gamma} = \frac{K}{2}\left(1 + 2\cos^2(\theta_0)\left[\frac{\gamma_S + K + 1}{\gamma_S + \frac{K+1}{6}\left(\frac{B_w}{f_m}\right)^2}\right]\right) \qquad (12.58)$$

$$\tilde{b} = 2\sqrt{K}\cos(\theta)\sqrt{\frac{\gamma_S + K + 1}{\gamma_S + \frac{K+1}{6}\left(\frac{B_w}{f_m}\right)^2}} \qquad (12.59)$$

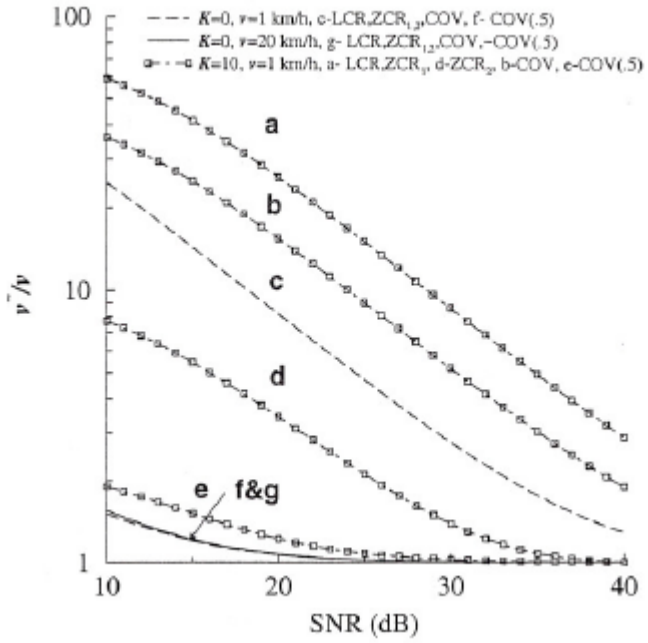
$a, b, \gamma,$ ve β, 12.32 tarafından verilmiştir.

[290]' da, COV üzerindeki AWGN etkisi $\tau > 0$ nin fonksiyonu olarak türetilir. Burada AWGN nin COV üzerindeki etkisi için $\tau \to 0$ limit durumunda bir kapalı şekil analitik sonuç sağlayacağız. Limit alma durunu seviye çaprazlama oranı tahmincisi üzerinde ki AWGN etkisini karşılaştırabilmemiz için ve 12.46 sadece küçük τ' de geçerli olduğundan önemlidir. Ek 10A da şöyle gösterilmiştir ki

$$\lim_{\tau \to 0} \bar{v}/v = \frac{\sqrt{\zeta}}{\sqrt{\frac{(1+2K+K\cos(2\theta_0))}{(1+2K)}}} \qquad (12.60)$$

ζ (12-12.A.4) tarafından $a(0) = b_0, a'(0) = c(0) = c'(0) = c''(0) = 0$ ve $a''(0) = 2b_0(\pi f_m)^2$ şeklinde verilmek üzere.

12.54 v3 12.56-12.60 dan anlaşılmaktadır ki AWGN in etkisi K, B_w, γ_S, v ve θ_0 ye bağlıdır. Kısmi bir sistem için bant genişliği B_w, hızların değeri üzerindeki beklenen maksimum Doppler frekansı olarak seçilebilir. Ancak, gerçek maksimum Doppler frekansı f_m ye gösterilen daha küçük bir B_w gürültüye daha az duyarlı hız tahminleri ile sonuçlanacaktır. Bundan dolayı, daha iyi bir yaklaşım sürekli olarak B_w yi maksimum Doppler frekansından daha büyük bir değere ayarlayacak, yani $B_w \gtrsim \hat{v}/\lambda_c$, hız tahmini v kullanmaktır. Şekil 12.11 AWGN nin her hız tahminin üzerindeki etkisini göstermektedir. $f_c = 1.9$ GHz değerinde hızı 100 km/h a kadar çıkarabilecek $B_w = 357$ değeri seçilir. K=0 için, tüm hız tahmincilerinde AWGN aynı etkiye sahiptir. Daha yüksek hızlar için, 20 km/h gibi, B_w/f_m küçük olduğu için sapma önemsiz hale gelir. Ancak küçük hızlar için, 1 km/h gibi, önemli bir gecikmeyle B_w/f_m sonuçlanır. Yukarıda bahsedildiği gibi, bu yavaş hız filtre bant genişliği B_w ayarlanarak düşürülebilir.



Şekil 12.11 AWGN nin hız tahmincileri üzerindeki etkisi

Ayrıca şuda hatırlanmalıdır ki 12.11 $\tau \to 0$ iken COV metodunun en kötü durum performansını gösterir. Herhangi $\tau > 0$, AWGN den dolayı COV metodunun sapması düşecektir. Örneğin eğer 12.52 de $2\pi v\tau/\lambda_c = 0.5$ ise şekil 12.11 de ki eğrilerde gösterildiği gibi AWGN nin etkisinde büyük bir düşüş gözlenir. Ancak, COV hız tahminin kendisinin doğruluğu küçük τ ile gelişir, böylece azalan gürültü duyarlılığı için artan τ, hız tahminin kendisinin azalmış doğruluğuna karşı ağırlaştırılmalıdır. Bu geniş olarak bir sonraki kısımda tartışılacaktır.

5. HIZ UYARLAMALI EL DEĞİŞTİRME ALGORİTMALARI

Diğer uyarlamalı el değiştirme konularını çalışmak için K=0, yön bağımsız yayılma ve AWGN yok varsayacağız.

Bir hız uyarlamalı el değiştirme algoritması, üzerinden örnekleme zamanını sabit tutarak ve her pencere için örnekleme sayılarını ayarlayarak ortalama sinyal gerilimlerinin alındığı zamansal pencereleri uyarlamalıdır. Burada, … Hız tahmincisinde ki varyantı düşürmek için, ağırlaştırılmış eski hız tahminlerinin toplamı geçmiş tahminlerin üssel ortalaması kullanılarak işlenir, yani

$$\check{v}(n) = a\check{v}(n-1) + (1-a)\hat{v}(n) \qquad (12.61)$$

α Ortalamada kullanılan geçmiş tahminlerin ağırlaştırılmasını kontrol etmek üzere ve $\hat{v}(n)$, mevcut hız tahmini olmak üzere. Hız tahminlerinin doğruluğu hız tahminlerini elde etmek için kullanılan pencere uzunluğu W_1 ve dalgaboyu N_λ başına düşen örneklerin sayısı tarafından etkilenir.

a, N_λ ve W_1 parametrelerinin etkisini göstermek için şekil 12.1 ve 12.4 deki NLoS simülasyonunun el değiştirme senaryoları gösterilmiştir. Yol kaybı a=2, b=2 ve g=150 metreli kısım 3 deki iki-yokuş modeliyle takip edilir. Köşede ki şiddetli yol kaybı köşeden 5m içerde etki etmesi varsayılır, böylelikle BI_0 dan BI_1 e hareket eden MI, BI_0 dan 255 metrede köşe etkisini çalıştırırdı. Köşe etkisi, daha önce olduğu gibi a=2, b=2 ve g= 150 m'li yeni bir LoS yol kaybı modelindeki başlangıç sinyal gerilimi için 255m deki ortalama alınan sinyal gerilimi seçilerek modellendi. $\sigma_\Omega = 6$ dB standart sapması ve 12.13 deki D setine sahip bağlantılı log-normal gölgeleri kullanıldı böylelikle gölgeler 30m de $0.1\sigma_\Omega^2$ ye ilintisizleştirildi. Anlık sinyal gerilimi örnekleri kısım 2.3.2 deki Jakes simülatörü kullanılarak Rayleigh sönümlemesi tarafından etkilendi. Örnekler logaritmik zarfın alıntısıydı ve uygun bir şekilde hız tahmincileri için çalışma altında zarfa yada zarf karesi örneklerine çevrildi. İki-dallı anten çeşitlemesi varsayıldı, böylelikle 12.61 deki $\hat{v}(n)$ n pozisyonunda çeşitleme dallarının dışındaki ortalama tahminin gösterir.

Daha önce bahsedildiği gibi, şekil12.14 H = 8 dB, sinyal gerilimi ortalaması 2.27 s ve biniştirme penceresi $2.27/2 = 1.135$ s olan zamansal el değiştirme algoritmalarının performansını gösterir. Daha iyi zamansal el değiştirme değerlere ince ayar yapılmasıyla sağlanabilir. Ancak, hız uyarlamalı algoritmaları çalışma amacından dolayı H=8 dB' li sürdürmek ve performans eğrisinin yakınlarında ki bir noktaya uyarlamak etkili olur. Sonuç olarak, hız tahmincileri, $\approx 20\lambda_c$ ortalamalı

sinyal gerilimini ve biniştirme penceresi $\approx 10\lambda_c$ yi karşılayan 5 km/h işleme noktasını uyarlamak için tasarlandı.

i)100m de ki hız ii)255m de köşe ve iii)255m de BI_0 'a atanma olasılığı için %95 güven aralığı hesaplandı ve BI_0 dan BI_1 'e toplam 1000 çalışma yapıldı. Buda $\hat{v} \pm .5$ km/h ve $\Pr(BS_0) \pm .025.$ nın %95 güvenli yayılma aralığıyla sonuçlandı. Bunun gibi, el değiştirme değerlerinin ortalama sayısı yaklaşık $.05$ in %95 güven aralıklı yayılmasına sahipti.

5.1 N_λ 'NİN ETKİSİ

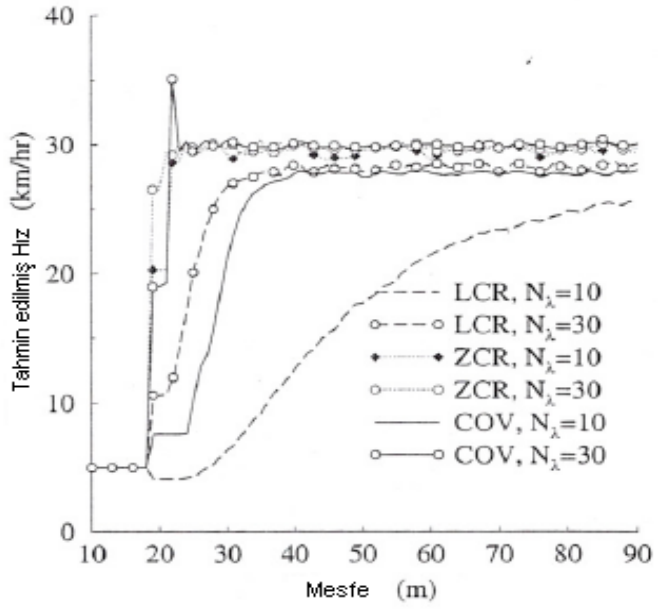
N_λ nin etkisini incelemek için, LCR, ZCR ve COV hız tahmincileri için a=.1 ve $W_l = 10\lambda_c$ varsayalım, ve MI, şekil 12.1 deki el değiştirme rotasından 30 km/h ile geçiyor varsayalım. Ayrıca, hız tahmincilerinin 5 km/h başlangıç durumuna getirildiğini ve MI sadece BI_0 ve BI_1 den gelen sinyalleri ölçüyor varsayalım. Şekil 12.12, MI, BI_0 dan BI_1 'e hareket ederken ki aramanın ilk 90 metresinde, final hız tahmini ve cevap zamanı şeklinden N_λ nın hız tahmincisi üzerinde ki etkisini gösterir. LCR hız tahmincisi COV veya ZCR metotlarından daha yüksek örnekleme yoğunluğuna ihtiyaç duyar ve son hız ve yanlış bir başlangıç değerine (5 km/h) cevap zamanı, N_λ nin 10 örnek/dalgaboyu'dan 30'a çıkmasıyla dramatik olarak gelişirler. $N_\lambda = 30$ için, COV metodu başlangıç yakınsamasında önemsiz bir hedef kayması gösterir. Şu ilginçtir ki $N_\lambda = 10$ örnek/dalgaboyu için $2\pi(v\tau)/\lambda_c = 2\pi 0.1\lambda_c/\lambda_c = .628$ ve COV hız tahmini makul bir cevap zamanıyla gerçek 30 km/h ye yakındır. Bu gerçek, $2\pi v\tau/\lambda_c = .5$ olan kısım 4.3.2 nin sonuçlarıyla birlikte hız tahminini etkilemeden daha büyük örnek boşluğu kullanarak AWGN nin etkilerinin hafifletilebileceğini gösterir.

5.2 KÖŞE ETKİSİ VE A İLE W_L YE DUYARLILIK

Şekil 12.13 de LCR hız tahmincisi için köşede aşağı düşen sivri uç hız tahmincileri üzerinde ki köşe etkisinin tipik özelliğidir. Etki, LCR metodunda ki yerel ortalama tahminini düşüren yol kaybında ki ani değişmenin sonucudur. Bu köşe etkisi, ZCR ve COV metotlarında onların basit uyarlanabilirliğinden dolayı keskin olmasa da görünürdür. ZCR ve LCR metotları tahmin edilen hızda, ortalama sinyal gerilimi ani olarak değiştiği zaman sergilenebilir. Burada gösterilmese de, COV metodu ortalama sinyal geriliminde ani yükselmeli yukarı sapmaya ve tersi oluşursa aşağı sapmaya sahiptir. Bu köşe etkileri özellikleri, bir birleşmiş köşe algılama hız uyarlamalı el değiştirme algoritması sağlamada kullanılabilir[17].

α nın daha büyük değerleri, hız tahmininin varyantını düşürür cevap zamanını feda ederek. α nın daha küçük değerleri daha hızlı başlangıç yakınsaması sağlar ve köşe etkisine daha duyarlıdır.

Bir hız pencere boyu W_l, $20\lambda_c$ den az olması hız tahminin varyantını yükseltecek olmasına rağmen, LCR metodunda gösterildiği gibi hız tahmini üzerinde ki köşe etkisini azaltmada yararlıdır.

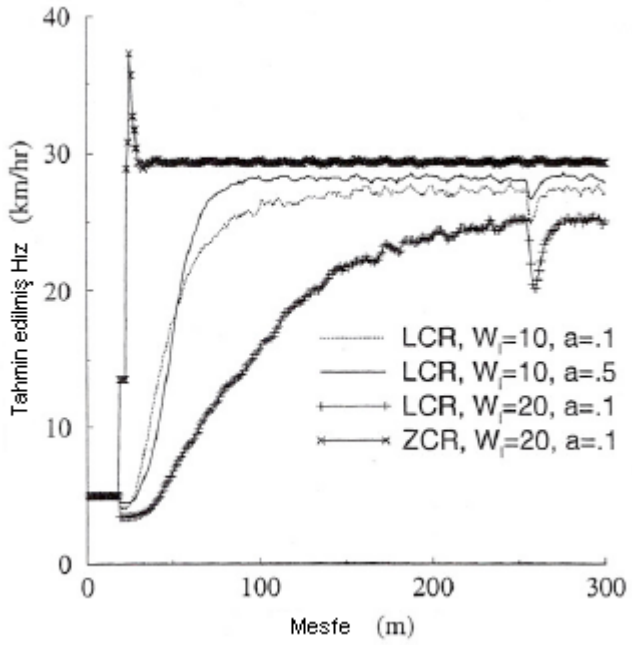


Şekil 12.12 N_λ nın ortalama bir hız değişimine cevap süresi üzerindeki etkisi.

Gösterilmemesine rağmen, ZCR ve COV metotları içinde aynısı doğrudur. $W_l = 20\lambda_c$ ve $a = 0.5$ olmak üzere ZCR eğrisi başlangıç yakınsamasında bir hedeften sapma gösterir. Bunun oluşma sebebi, hız tahminini elde etmek için kullanılan $W_l = 20\ \lambda_c$ pencereleri $10\lambda_c$ tarafından binişmesidir. Böylece, hız tahminin parçası, uyarlamadan dolayı farklı bir örnekleme zamanına sahip olabilecek daha önceki pencerelerden türetilir.

5.3 HIZ UYARLAMALI EL DEĞİŞTİRME PERFORMANSI

Madem ki her parametrenin etkileri tanımlandı, hız uyarlamalı el değiştirme algoritmalarının performansı, 30 km/h hızla hareket eden bir MI için şekil 12.14 de çeşitli sembollerle gösterilir. Tahminciler, 5 km/h işlem noktasını uyarlamaya seçildi, algoritma parametreleri 5 km/h başlangıç hızıyla $a = .1, W_l = 10\lambda_c$ olarak seçildi. El değiştirmelerin sayısı yaklaşık 0.05 süreli %95 güven aralığına sahip olarak bulundu. Hız uyarlamalı el değiştirme algoritmaları, gerekli işlem noktasını 5 km/h yakınlarında tutularak çok iyi şekilde çalışır.

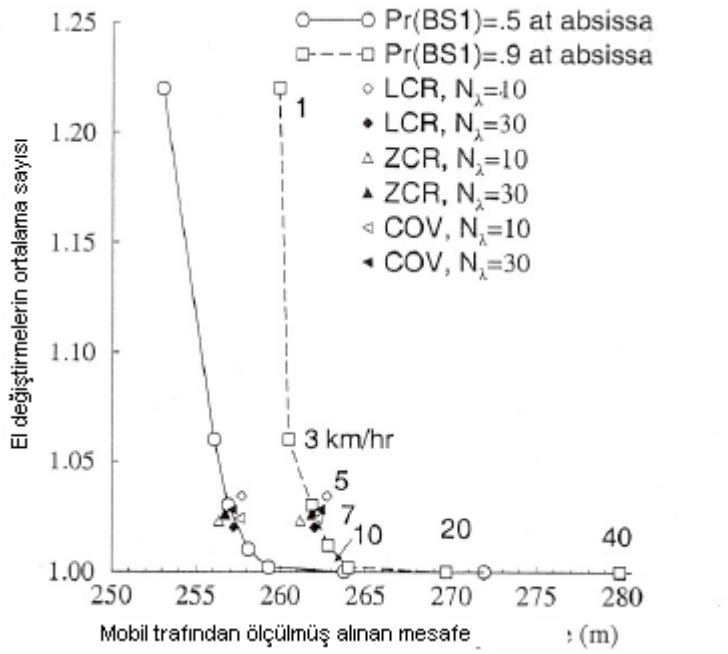


Şekil 12.13 Ortalama cevap ve köşe etkisi üzerindeki α ve W_l nin etkisi

6. SERT EL DEĞİŞTİRME ALGORİTMALARI

Sert el değiştirme temelli klasik sinyal gerilimi T (saniye) zaman aralıklı üzerinde ölçülmüş sinyal gerilimini karşılaştırır ve eğer hedef BI'nın sinyal gerilimi en az H (dB) sunucu BI'nın geriliminden fazla ise bir el değiştirme çalıştırır [150],[18],[339],[338]. Bu klasik sinyal gerilimi için el değiştirme karakteristiklerinin analitik hesaplaması genelde kolay elde edilemeyen bir durumdur. Ancak, ortalama sinyal gerilimin bir el değiştirme rotası doğrultusunda azaldığı zaman ve el değiştirme ardıl sırası H gölge standart sapmasıyla karşılaştırıldığında çok küçük olmadığı durumlar için, Vijayan ve Holtzman [339], [338] el değiştirme temelli klasik sinyal geriliminin performansını karakterize etmek için bir analitik metot geliştirdiler. Ayrıca, sonuçlarını kesin sonuçlar kullanan el değiştirme algoritmalarını içermesi için sonuçlarını genişlettiler [379], 12.4 ' e benzer şekilde.

Şu durumu düşünelim ki bir MI, D metre aralıklı iki BI, BI_0 ve BI_1 arasındaki düz bir çizgide sabit bir hızla hareket ediyor. Kısım 3 de açıklandığı gibi uygun boylu bir pencere genişliği kullanarak alınan sinyal gerilimi tahminlerinin ortalandığı varsayımını kabul ederek zarf sönümlemesini yok sayalım. Ancak, her durumda, sinyal gerilimi tahminleri gölgeleme varyasyonlarına ve yol kaybına cevap verecektir. Gölgeleme ve yol kaybının etkilerini düşünerek,



Şekil 12.14 bir 2.27 saniye ortalamalı el değiştirme algoritmasının el değiştirme performansı

BI_0 ve BI_1 den alınan sinyal seviyeleri $\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(d)$ ve $\Omega_{1\,(\mathrm{dB})}(d)$, sırasıyla,

$$\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(d) = \Omega_{(\mathrm{dB})}(d_0) - 10\beta\log_{10}(d/d_0) + \epsilon_{0\,(\mathrm{dB})} \qquad (12.62)$$

$$\Omega_{1\,(\mathrm{dB})}(d) = \Omega_{(\mathrm{dB})}(d_0) - 10\beta\log_{10}((D-d)/d_0) + \epsilon_{1\,(\mathrm{dB})} \qquad (12.63)$$

d, MI ve BI arasındaki mesafe olmak üzere. $\epsilon_{0\,(\mathrm{dB})}$ ve $\epsilon_{1\,(\mathrm{dB})}$parametreleri bir log-normal gölgeleme metodu yansıtan σ_{Ω}^2 varyanslı bağımsız sıfır-ortalama Gauss rastgele işlemleridir. Sinyal gerilimi ölçümleri, d_{av} parametreli bir üsse ortalama penceresi kullanılarak ortalanır varsayılır, böylece iki BI'dan ortalama sinyal seviyesi, sırasıyla,

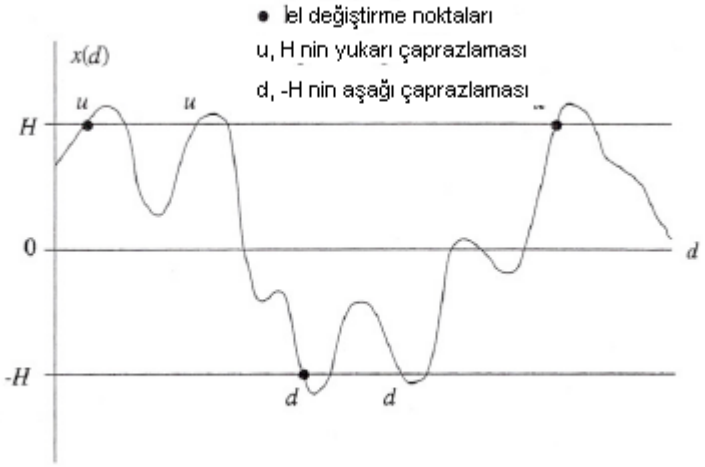
$$\overline{\Omega}_{0\,(\mathrm{dB})}(d) = \frac{1}{d_{\mathrm{av}}}\int_0^d \Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(d-x)\mathrm{e}^{-x/d_{\mathrm{av}}}dx \qquad (12.64)$$

$$\overline{\Omega}_{1\,(\mathrm{dB})}(d) = \frac{1}{d_{\mathrm{av}}}\int_0^d \Omega_{1\,(\mathrm{dB})}(d-x)\mathrm{e}^{-x/d_{\mathrm{av}}}dx\ . \qquad (12.65)$$

El değiştirme temelli sinyal gerilimini tanımlamak için,

$$x(d) = \overline{\Omega}_{0\,(\mathrm{dB})}(d) - \overline{\Omega}_{1\,(\mathrm{dB})}(d) \qquad (12.66)$$

BI_0 ve BI_1 için ortalama sinyal gerilimi tahminleri arasındaki farkı göstersin. $x(d)$nin çaprazlamasını düşünelim şekil 12.15 de



Şekil 12.15 el değiştirme başlama noktaları ilişkili ardıl sıralama seviye çaprazlamasıyla birlikte.

gösterildiği gibi ardıl izlem sırsı seviyesine bağlı olarak. Bir el değiştirme, $x(d)$ -H (dB) de aşağı çaprazlamaya sahipse veya $x(d)$ H (dB) de bir yukarı çaprazlamaya sahipse tetiklenir. Vijayan ve Holtzman şunu doğruladı ki, iki nokta işlemi, -H (dB) de aşağı çaprazlama ve H (dB) de bir yukarı çaprazlama , $x(d)$ sabit sıfır-ortalama Gauss rastgele işlemi, yani ortalamada ki değişmeler önemsiz ve MI iki hücre sınırı içerisinde hareket ediyor varsayımı üzerinden bağımsız Poisson işlemleri olarak modellenebilir [339]. Bu sonuç ayrıca $x(d)$ sıfır-ortalamaya sahip olduğu zaman uygulanabilir, ama bu durumda yukarı-çaprazlama ve aşağı-çaprazlama oranları eşit değildir. Poisson varsayımı asimtotik olarak büyük H değerleri için doğrudur, ama pratik ilgilerin H değerleri için doğru olarak tutulmuştur[339].

El değiştirme analizleri, her aralık içerisinde sadece bir seviye çaprazlaması oluşma olasılığı olacak şekilde el değiştirme rotasını küçük özel d_s uzunluklu aralıklara bölerek işlenir. $d = nd_s$ mesafesinde el değiştirmenin olasılığı

$$p_{ho}(n) = p_d(n)p_{lu}(n) + p_u(n)(1 - p_{lu}(n)) \qquad (12.67)$$

$p_u(n)$ ve $p_d(n)$ n. aralıktaki yukarı-çaprazlama veya aşağı-çaprazlama olasılığı olmak üzere ve $p_{lu}(n)$ son olayın yukarı-çaprazlama olma olasılığıdır. Diğer bir deyişle, n. aralığın başlangıcında MI, BI_0 'a atanmıştır. Bu karşılıklı dışarlayan yollardan birinde olur; i) (n-1). aralıkta yukarı-çaprazlama olup aşağı-çaprazlama olmadığı zaman ve ii) (n-1). aralıkta hiçbir çaprazlama olmadığı ve (n-1). olaydan önceki son olay yukarı-çaprazlama olduğu zaman. $p_{lu}(1) = 1$ varsayarak, takip eden eşitlik $p_u(n-1), p_d(n-1)$ ve $p_{lu}(n-1)$'nin fonksiyonu olarak türetilebilir[339].

$$p_{lu}(n) = p_u(n-1)(1-p_d(n-1)) + (1-p_u(n-1))(1-p_d(n-1))p_{lu}(n-1) \quad . \qquad (12.68)$$

3. bölümde bahsedildiği gibi, ortak-kanal karışması bir güç esası üzerine ilave etme olarak varsayılır [295],[264]. Bundan dolayı, N adet ortak-kanal karışmasının varlığında BI_0 ve BI_1 den alınan sinyaller, sırasıyla

$$\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(d) = 10\log_{10}\left(\sum_{k=0}^{N}\Omega_{0,k(\mathrm{dB})}(d)\right) \qquad (12.69)$$

$$\Omega_{1\,(\mathrm{dB})}(d) = 10\log_{10}\left(\sum_{k=0}^{N}\Omega_{1,k(\mathrm{dB})}(d)\right) \qquad (12.70)$$

$\Omega_{0,0(\mathrm{dB})}(d)$ ve $\Omega_{1,0(\mathrm{dB})}(d)$, BI_0 ve BI_1 den istenen sinyalin gücü ve $\Omega_{0.k(\mathrm{dB})}(d)$ ve $\Omega_{1.k(\mathrm{dB})}(d)$ $k = 1, \ldots, N_I$ aynı BI'larından alınan ortak-kanal karışmasının gücü olmak üzere. Tekrardan, $\Omega_{0.k(\mathrm{dB})}(d)$ ve $\Omega_{1.k(\mathrm{dB})}(d)$ log-normal olarak dağıtılmıştır.

Bölüm 3.1 de takip eden yazımda, $\xi = (\ln 10)/10 = 0.23026$. olmak üzere $\hat{\Omega} = \xi\Omega_{(\mathrm{dB})}$ tanımla. Eğer BI_0 için $\mathrm{N_I}$ karışıcı $\mu_{\hat{\Omega}_{0.k}}(d)$ ortalamasına sahipse ve varyant $\sigma^2_{\hat{\Omega}}$ ise, Fenton-Wilkinson yaklaşımını kullanarak $\hat{\Omega}_0(d)$ nin ortalaması ve varyantı

$$\mu_{\hat{\Omega}_0}(d) = \frac{\sigma^2_{\hat{\Omega}} - \sigma^2_{\hat{\Omega}_0}(d)}{2} + \ln\left(\sum_{k=0}^{N_I} e^{\mu_{\hat{\Omega}_{0,k}}(d)}\right) \qquad (12.71)$$

$$\sigma^2_{\hat{\Omega}_0}(d) = \ln\left((e^{\sigma^2_{\hat{\Omega}}} - 1)\frac{\sum_{k=0}^{N_I} e^{2\mu_{\hat{\Omega}_{0,k}}(d)}}{\left(\sum_{k=0}^{N_I} e^{\mu_{\hat{\Omega}_{0,k}}(d)}\right)^2} + 1\right) \qquad (12.72)$$

$\mu_{\hat{\Omega}_0}(d)$ ve $\sigma^2_{\hat{\Omega}_0}(d)$ nin çevrimleri desibel birimi şeklinde sırasıyla, $\mu_{\Omega_0}(d) = \xi^{-1}\mu_{\hat{\Omega}_0}(d)$ ve $\sigma^2_{\Omega_0}(d) = \xi^{-2}\sigma^2_{\hat{\Omega}_0}(d)$ olamk üzere. Schwartz ve Yeh'in yaklaşımı, bir zamanda sadece iki log-normal değişkenleri birleştiren özyine tekniğidir. Örneğin, $\hat{\Omega}_{0,0}(d)$ ve $\hat{\Omega}_{0,1}(d)$ ara bir sonuç verir

$$\mu_{\hat{\Omega}_0}(d) = \mu_{\hat{\Omega}_{0,0}}(d) + G_1 \qquad (12.73)$$

$$\sigma^2_{\hat{\Omega}_0}(d) = \sigma^2_{\hat{\Omega}} - G_1^2 - 2\sigma^2_{\hat{\Omega}}G_3 + G_2 \qquad (12.74)$$

G_1,G_2 ve G_3 sırasıyla (3.20), (3.23) ve (3.24) de tanımlanmak üzere. $\mu_{\hat{\Omega}_0}(d)$ ve $\sigma^2_{\hat{\Omega}_0}(d)$ nin son değerleri özyineleme sayesinde elde edilir.

Her iki yaklaşımı da kullanarak $\mu_x(d)$ tanımlanabilir. $x(d)$ Gauss rastgele işlemi olarak modellendiğinden, $p_d(n)$ ve $p_u(n)$ olasılıkları kısım 2.1.4 de zarf seviye çaprazlamasını tanımlamada kullanılan aynı prosedür kullanılarak hesaplanabilir. Özelde

$$p_u(n) = d_s\int_0^{\infty}\dot{x}p(H,\dot{x})d\dot{x}$$

$$p_d(n) = d_s\int_{-\infty}^{0}|\dot{x}|p(H,\dot{x})d\dot{x} \qquad (12.75)$$

$p(H,\dot{x})$, $x(kd_s)$ nin bağlantı yoğunluk fonksiyonu ve onun türevi $\dot{x}(kd_s)$ olmak üzere. $x(kd_s)$ ve $\dot{x}(kd_s)$ bağımsız Gauss rastgele değişkenleri olduğundan,

$$p_u(kd_s) = \frac{d_s}{\sqrt{2\pi b_0}} \exp\left\{-\frac{(H-\mu_x(kd_s))^2}{2b_0}\right\} \times \left[\mu_{\dot{x}}(kd_s)Q\left(-\frac{\mu_{\dot{x}}(kd_s)}{\sqrt{b_2}}\right) + \sqrt{\frac{b_2}{2\pi}} \exp\left\{-\frac{-\mu_{\dot{x}}^2(kd_s)}{2b_2}\right\}\right] \quad (12.76)$$

Şöyle ki, 2.79 dan

$$b_0 = \sigma_x^2(d) = 2\int_0^\infty \hat{S}_{xx}(f)df \quad (12.77)$$

$$b_2 = \sigma_{\dot{x}}^2(d) = 2(2\pi)^2 \int_0^\infty f^2 \hat{S}_{xx}(f)df \quad (12.78)$$

ve $\hat{S}_{xx}(f)$, $x(d)$nin ortak-kanal karışmasının etkisini içeren güç spektrumu olmak üzere. Bunun gibi,

$$p_d(kd_s) = \frac{d_s}{\sqrt{2\pi b_0}} \exp\left\{-\frac{(H+\mu_x(kd_s))^2}{2b_0}\right\} \times \left[-\mu_{\dot{x}}(kd_s)Q\left(\frac{\mu_{\dot{x}}(kd_s)}{\sqrt{b_2}}\right) + \sqrt{\frac{b_2}{2\pi}} \exp\left\{-\frac{-\mu_{\dot{x}}^2(kd_s)}{2b_2}\right\}\right] \quad (12.79)$$

$\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(d)$ veya $\Omega_{1\,(\mathrm{dB})}(d)$ nin ortak-kanal karışmasız özdeğişintisi şu şekilde modellenir,

$$\mu_{\Omega_{(\mathrm{dB})}\Omega_{(\mathrm{dB})}}(d) = \sigma_\Omega^2 \exp(-|d_1 - d_2|/d_0) \quad (12.80)$$

$d = d_1 - d_2$ ve d_0 mesafeyle birlikte ilintisizliği kontrol etmek üzere.

Yukarıda ki denklemi kullanırsak,

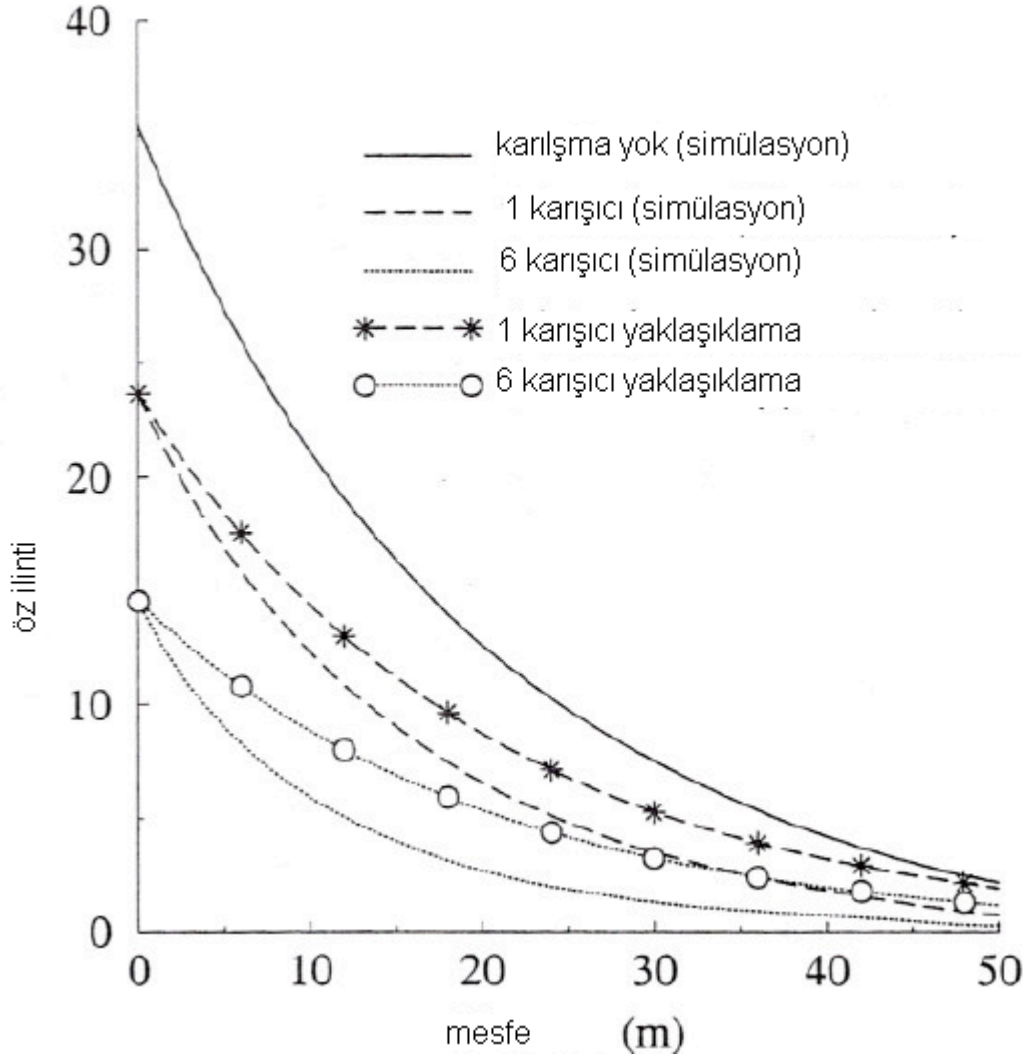
$$\hat{S}_{xx}(f) = \frac{2(\sigma_{\Omega_0}^2(d) + \sigma_{\Omega_1}^2(d))d_0}{(1 + d_0^2(2\pi f)^2)(1 + d_{\mathrm{av}}^2(2\pi f)^2)} \quad (12.81)$$

böylelikle

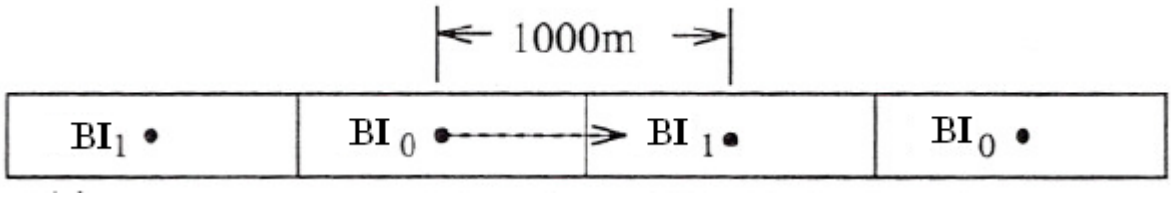
$$\sigma_x^2(d) = \frac{(\sigma_{\Omega_0}^2(d) + \sigma_{\Omega_1}^2(d))d_0}{d_0 + d_{\mathrm{av}}}, \quad \sigma_{\dot{x}}^2(d) = \frac{\sigma_x^2(d)}{d_{\mathrm{av}}\, d_0} \quad . \quad (12.82)$$

6.1 SİMÜLASYON SONUÇLARI

Şekil 12.17 de gösterildiği gibi bir MI nın iki-kanal karışmalı 1000m aralıklı BI_0 dan BI_1 e hareket ettiğini düşünelim. $d_{\mathrm{av}} = 10$ m, $d_0 = 20$ m mesafeli karesel bir yol kaybı varsayalım ve $\sigma_\Omega = 4$ dB seçelim, böylelikle Fenton ve Schwartz ve Yeh log-normal yaklaşıklamaları doğrudurlar. Şekil 12.18 ortak-kanal karışmasının olması ve olmaması durumlarındaki el değiştirme olasılıkları için analitik ve simülasyon sonuçlarını karşılaştırır. Ortak-kanal karışmasının varlığı el değiştirme olasılığını düşürür. Schwartz ve Yeh'in metodu el değiştirme



Şekil 12.16 ortak kanal karışmalı ve karışmasız gölge öz ilintisi



Şekil 12.17 bas istasyonu yerleşimi

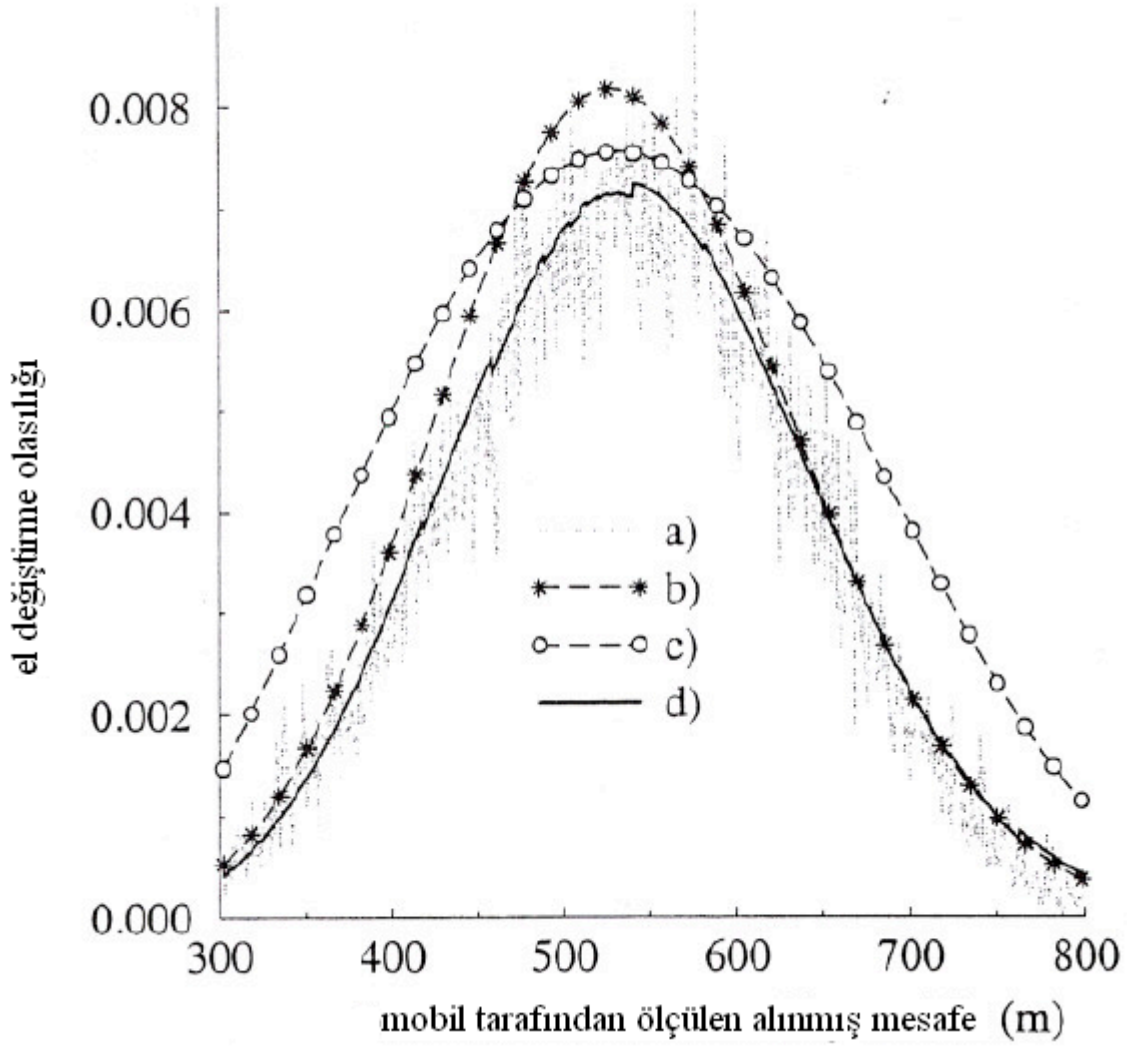
olasılıklarının doğru bir tahminin yaparken Fenton'un modeli bu kadar doğruluğa ulaşmaz. Son olarak, el değiştirme olasılıklarının doğruluğu bizi $\tilde{\phi}_{\Omega_{(\mathrm{dB})}\Omega_{(\mathrm{dB})}}(d)$ için yapılan varsayımların makul olduğu sonucuna ulaştırır.

7. YUMUŞAK EL DEĞİŞTİRME ANALİZLERİ

Zhang ve Holtzman CDMA sistemlerdeki yumuşak el değiştirmeyi analiz etmek için [339],[338] deki metotlarını genişletmişlerdir[380]. Bu kısım ufak bir düzeltmeyle [380] deki

yumuşak el değiştirme analizlerini sunar. Bazı sadeleştirme varsayımları yapılır ve değişik bir bakış açısından yumuşak el değiştirme analizini sunmak için varsayımlardan birinde değişiklik yapıyoruz.

Tekrar, sistem modeli BI_0 ve BI_1 olmak üzere birbirinden D m mesafeyle ayrılmış iki BI içerir. Gölgeleme ve yol kaybının etkilerini düşünerek, BI_0 ve BI_1 den alınan sinyal seviyeleri $\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(d)$ ve $\Omega_{1\,(\mathrm{dB})}(d)$ sırasıyla 12.62 ve 12.63 de verilmiştir. Gölge bağıntıları tekrar 12.80 de tanımlanmıştır.



Şekil 12.18 simülasyon-analitik model performansı. a) ortak kanal karışmalı LoS el değiştirmesinin simülasyonu b) ortak kanal karışması yokluğunda el değiştirme analiz modeli c)ortak kanal karışmasını içeren ve Fenton-Wilkinson log-normal yaklaşıklamasını kullanan el değiştirme analizi d) ortak kanal karışmasını içeren ve Schwartz-Yeh log-normal yaklaşıklamasını kullanan el değiştirme analizi

Zang ve Holtzman bazı sadeleştirme varsayımları yapmışlardır i)el değiştirme karalarında E_c/I_o yerine kılavuz gerilimlerini kullanmak ve ii) kesin eşik değerleri yerine göreceli eşik değerleri kullanmak. Burada analizleri, bize bir başka sonuç setini veren kesin eşik değerlerini kapsayarak düzelteceğiz. Daha gerçekçi bir analiz hem kesin hemde göreceli eşik değerlerini kapsayabilir.

MI sabit bir v hızıyla hareket eder, ve kılavuz gerilimleri her T saniyede örneklenir. MI'nın yeri her örnekleme aralığında $d_s = vT$ olarak değişir. $n = 1, 2, \cdots, D/d_s$ olmak üzere $\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(n) = \Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(nd_s)$ ve $\Omega_{1\,(\mathrm{dB})}(n) = \Omega_{1\,(\mathrm{dB})}(nd_s)$ olsun. Eğer BI_0 , $n-1$ devrinde aktif set içerisinde değilse, n devrinde aktif set içerisinde olacak olan BI_0 olasılığı,

$$\mathrm{P}_{N\to\mathrm{BS}_0}[n] = \mathrm{P}[\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(n) > T_{\mathrm{add}} | \Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(n-1) < T_{\mathrm{add}}] \ . \qquad (12.83)$$

Aynen, n-1 devrinde aktif sette olmayan BS_0 için, n devrinde aktif sete girmeyen BI_0 olasılığı,

$$\begin{aligned} \mathrm{P}_{N\to N}[n] &= \mathrm{P}[\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(n) < T_{\mathrm{add}} | \Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(n-1) < T_{\mathrm{add}}] \\ &= 1 - \mathrm{P}_{N\to\mathrm{BS}_0}[n]. \end{aligned} \qquad (12.84)$$

Bir BI, eğer kılavuz gerilimi ardışık M örnekleri için T_{drop} seviyesinin altına düşerse, aktif setten çıkarılacaktır. Bu nedenle, n-1 devrinde aktif set içerisindeyken verilen n devrinde BI_0 ın aktif setten çıkarılma olasılığı,

$$\begin{aligned} \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0\to N}[n] &= \mathrm{P}[\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(n-M) < T_{\mathrm{drop}} | \Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(n-M-1) > T_{\mathrm{drop}}] \\ &\quad \prod_{k=n-M+1}^{n} \mathrm{P}[\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(k) < T_{\mathrm{drop}} | \Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(k-1) < T_{\mathrm{drop}}] \\ \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0\to\mathrm{BS}_0}[n] &= 1 - \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0\to N}[n]. \end{aligned} \qquad (12.85)$$

BI_1 le ilişkili benzer olasılıklar $\Omega_{0\,(\mathrm{dB})}(n)$ yerine $\Omega_{1\,(\mathrm{dB})}(n)$ yerleştirilerek hesaplanabilir. Daha sonra,

$$\begin{aligned} \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0}[n] &= \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0}[n-1]\mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0\to\mathrm{BS}_0}[n] + (1 - \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0}[n-1])\mathrm{P}_{N\to\mathrm{BS}_0}[n] \\ \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_1}[n] &= \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_1}[n-1]\mathrm{P}_{\mathrm{BS}_1\to\mathrm{BS}_1}[n] + (1 - \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_1}[n-1])\mathrm{P}_{N\to\mathrm{BS}_1}[n] \end{aligned} \qquad (12.86)$$

MI BI_0 dan BI_1 e başladığından, takip eden başlangıç durumunu veririz:

$$\mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0}[0] = 1, \ ]\mathrm{P}_{\mathrm{BS}_1}[D/d_s] = 1 \ . \qquad (12.87)$$

MI nın aktif bağlantısı eğer aktif set herhangi bir BI içermezse kaldırılacaktır. Bu nedenle, çıkış olasılığı, kısaca,

$$\mathrm{P}_{\mathrm{out}}[n] = (1 - \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0}[n])(1 - \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_1}[n]) \ . \qquad (12.88)$$

Bir başka performans göstergesi aktif setteki BI nın beklenen sayısı N_{BS} dir:

$$N_{BS} = \frac{1}{D/d_s} \sum_{k=1}^{D/d_s} (\mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0}[k] + \mathrm{P}_{\mathrm{BS}_1}[k]) \quad . \qquad (12.89)$$

N_{BS} yükselirse, yumuşak el değiştirmeyi yönetmek için gerekli ek yük de yükselecektir.

7.1 SİMÜLASYON SONUÇLARI

Türetilen durumsal olasılıklar 12.80 deki gölgesel bağıntılı ortak Gauss pdf'si kullanılarak kolayca hesaplanabilir. Daha sonra, $\mathrm{P}_{\mathrm{BS}_0}[n]$ ve $\mathrm{P}_{\mathrm{BS}_1}[n]$ yinelemeli olarak hesaplanır. Simülasyonumuzda kullanılan parametreler şöyledir:

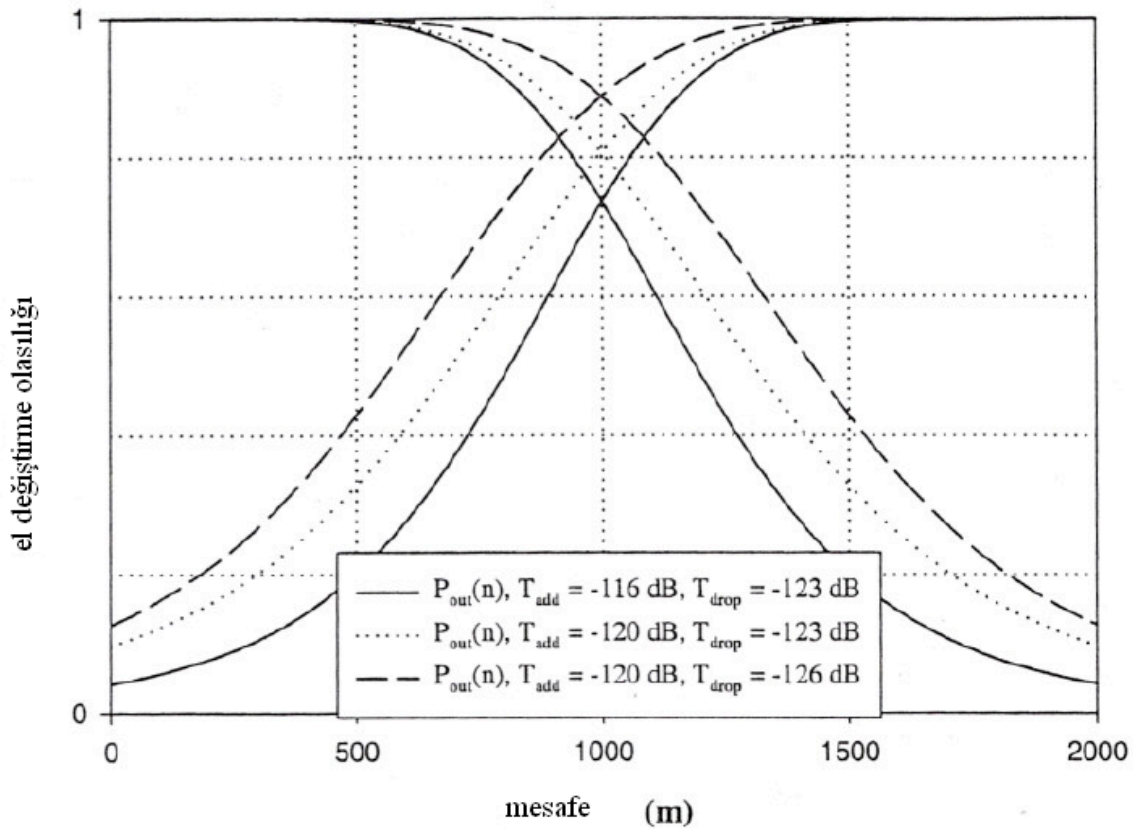
- Yol kaybı üssü $\beta = 4$
- Gölge standart ayırması $\sigma_\Omega = 8$ dB
- Gölge ilişiksiz mesafesi $d_0 = 20$ m
- Örnekleme mesafesi $d_s = 2$ m
- Kaldırma eşik değer zamanlayıcısı $M = 5.$

Şekil 12.19 MI nın fonksiyon olarak aktif setin sahip olduğu her BI nın olasılığı üzerinde ki farklı el değiştirme etkisini gösterir. El değiştirme parametrelerini gevşetmek (eşik değerlerini düşürmek) atama olasılıklarını arttırır. T_{drop} yi azaltmak BI nın aktif sette daha uzun kalmasına neden olurken, T_{add} yi azaltmak BI ları aktif sete daha kolay alma etkisine sahiptir. Bu nedenle, el değiştirme parametrelerini gevşetmek daha fazla MI yı yumuşak el değiştirme içerisinde kalmasına olanak sağlar.

Şekil 12.20 mesafe fonksiyonu olarak çıkış olasılığını göstermektedir. Şu varsayılır ki aktif set herhangi bir BI içermediği zaman bir çıkış oluşur. Çıkış olasılığının el değiştirme parametreleri gevşedikçe azaldığını gözlüyoruz. Bu sonucun C/I gereksinimini karşılamada ki başarısızlık gibi diğer çıkış olasılıkları için uygun olmadığını anlamak önemlidir. Ancak, el değiştirme parametrelerini gevşetmek optimize edilmemiş parametre ayarlarından dolayı gereksiz kaldırılmış aramaları engelleyerek sistem performansına yarar sağladığını önerirsek uygundur. Ama daha öncede bahsedildiği gibi, yumuşak el değiştirme sistem için pahalı bir öneridir. Tablo 12,2 de gösterildiği gibi, el değiştirme parametrelerini gevşetmek aktif setteki ortalama BI sayısını arttırır.

T_{add}	T_{drop}	N_{BS}
-116 dB	-123 dB	1.23
-120 dB	-123 dB	1.35
-120 dB	-126 dB	1.45

Tablo 12.2 aktif sette beklenen BI sayısı

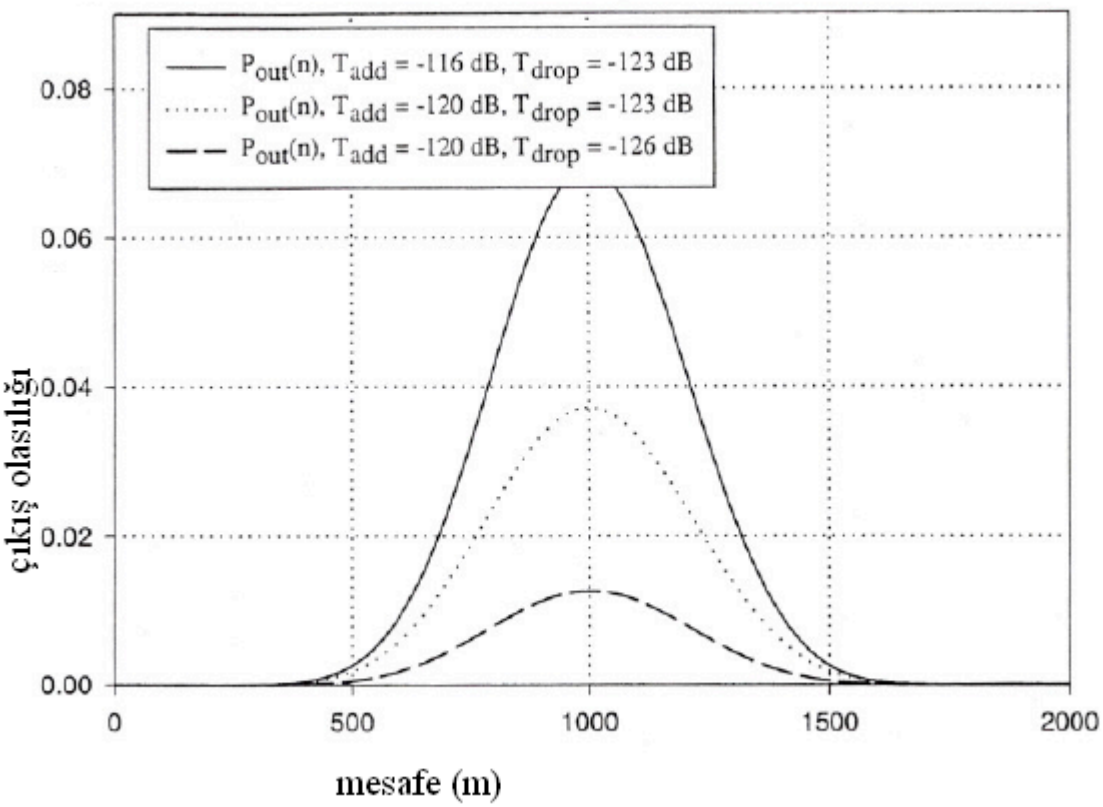


Şekil 12.19 MI nın yerine karşılık $P_{BS_0}(n)$ ve $P_{B_1}(n)$

Son olarak, CDMA sistemleri yumuşak el değiştirmeyi yönetmek için kesin ve göreceli her iki eşik değerini de kullanır. T_{add} kesin ölçekte T_{drop} göreceli ölçekte olmak üzere. Burada sunulan analizler her iki eşik değerinin de kesin kabul ederken, analiz [380] sadece göreceli eşik değerlerinin kullanır.

8. CIR-TEMALLİ BAĞLANTI KALİTE ÖLÇÜMLERİ

Hücresel radyo kaynağı atama algoritmaları el değiştirmeler[121], dinamik kanal atamaları [246],[145] ve güç kontrolü [14],[15] için, MI ve/veya BI alınan taşıyıcıdan-karışmaya artı gürültü oranı C/(I+N) ölçümlerine gerçek zamanlı ulaşımı varsayımı altında geliştirilmişlerdir. Ancak, C/(I+N) ölçmek için çok küçük bir literatür görüldü. Kozono [182], AMPS de ki ortak kanal karışması (CCI) ölçümleri için, iki terimi sinyal ve karışma fonksiyonu olarak bilinen iki farklı frekansa ayırarak bir metot önerir. Yoshida [315] çoklu-yol ertelemesinin servis içi görüntülemesi için bir metot önerdi. Sollenberg [307] sinyal kalitesinin bir ölçümü olarak göz-açımını kullandı.



Şekil 12.20 çıkış olasılığı- yer

Bu kısımda TDMA hücresel sistemlerinde ki sinyal kalitesi temelli kaynak atama algoritmalarında kullanılabilen (S+I+N) ve S/(I+N) tahminleri için bir teknik sunacağız. Kısım 8.1 ayrık kanal modelini sunacak.

8.1 SİNYAL KALİTESİ TAHMİNİ İÇİN AYRIK-ZAMAN MODELİ

Kısım 6.3.1 de gösterildiği gibi, iletim filtresi, kanal, karşılaştırılmış filtre, örnekleyici ve gürültü beyazlayıcı filtreyi içeren ayrıntılı kanal, T-zamanlı, L+1 sekme, ensel filtre tarafından modellenebilir. Ayrıntılı ayrık zaman, T çaprazlamayı göstermek üzere kanal vektörü $\mathbf{g} = [g_0, g_1, \cdots, g_L]^T$ tarafından tanımlanır. $y_k = \sum_{i=0}^{L} g_i x_{k-i}$ olmak üzere $\mathbf{y} = [y_0, \cdots, y_M]^T$, M adet örnek içeren alınan sinyal vektörü olsun. L+M+1 sembolünün bir bloğu üzerinde kanalın önemli bir değişiklik yapmadığını varsayarsak, alınan vektör v şu şekilde yazılabilir,

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{g} + \mathbf{w} \qquad (12.90)$$

Öyle ki X,

$$\mathbf{X} = [x_{i,j}] = \begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & \cdots & x_{-L} \\ x_1 & x_0 & \cdots & x_{1-L} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_M & x_{M-1} & \cdots & x_{M-L} \end{bmatrix} \qquad (12.91)$$

olmakve $\mathbf{w} = [w_0, \ldots, w_M]^T$ olmak üzere.

8.1.1 (I+N)'nin TAHMİNİ

Bir (I+N) veya C/(I+N) tahmincisi **g** ve **w**'yi **y**'nin gözleminden ayırmak için bir metoda ihtiyaç duyar. $L > M$ olduğu durumları düşünelim, A sütundan çok satıra sahiptir. Daha sonra X in boşluğunda bir $\mathbf{c} = [c_0, \ldots, c_M]^T$ vektörü oluşur öyle ki $\mathbf{c}^T\mathbf{X} = \mathbf{0}$. Eğer X bilinirse, daha sonra c kolayca tanımlanabilir. Daha sonra,

$$\mathbf{c}^T\mathbf{y} = \mathbf{0} + \mathbf{c}^T\mathbf{w} \qquad (12.92)$$

ve, böylelikle, **g** ve **w** tamamen gözlem **y** den ayrılır.

Bir c vektörü X in boş sayfasında bulunabilir böylelikle,

$$\hat{\mathbf{c}}^T\mathbf{y} = \hat{\mathbf{c}}^T\mathbf{X}\mathbf{g} + \hat{\mathbf{c}}^T\mathbf{w} \ . \qquad (12.93)$$

Böylelikle, bir (I+N) tahmini şuradan elde edilebilir,

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}^2_{I+N} &= \mathrm{E}\left[\frac{\mathbf{y}^H\hat{\mathbf{c}}^*\hat{\mathbf{c}}^T\mathbf{y}}{\|\hat{\mathbf{c}}\|^2}\right] \\ &= \mathrm{E}\left[\frac{\mathbf{g}^H\boldsymbol{\Delta}^H\hat{\mathbf{c}}^*\hat{\mathbf{c}}^T\boldsymbol{\Delta}\mathbf{g}}{\|\hat{\mathbf{c}}\|^2}\right] + \mathrm{E}\left[\frac{\mathbf{w}^H\hat{\mathbf{c}}^*\hat{\mathbf{c}}^T\mathbf{w}}{\|\hat{\mathbf{c}}\|^2}\right] \\ &= \left(\sum_{i=0}^{L}\sum_{j=0}^{M}\sum_{k=0}^{L}\sum_{\ell=0}^{M}\mathrm{E}\left[\frac{\delta^*_{i,j}f^*_j\hat{c}^*_i\delta_{k,\ell}f_\ell\hat{c}_k}{\|\hat{\mathbf{c}}\|^2}\right]\right. \\ &\quad \left. + \sum_{i=0}^{M}\sum_{j=0}^{M}\mathrm{E}\left[\frac{\hat{c}_i\hat{c}^*_j}{\|\hat{\mathbf{c}}\|^2}\right]\mathrm{E}[w_iw^*_j]\right) \end{aligned} \qquad (12.94)$$

H, Hermit devriğidir ve ikinci eşitlik $\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \boldsymbol{\Delta}$ kullanılarak eldilir. Ayrıca şunu varsaymakta makuldür ki, sabit bir varyantla bağımsızdır, yani

$$\mathrm{E}[|\delta_{j,i}|^2] = \sigma_\Delta^2 \ . \qquad (12.95)$$

Daha sonra sahibiz ki

$$\hat{\sigma}_{I+N}^2 = \sigma_F^2 \sigma_\Delta^2 + \sum_{i=0}^{M} \sum_{j=0}^{M} \mathrm{E}\left[\frac{\hat{c}_i \hat{c}_j^*}{\|\hat{\mathbf{c}}\|^2}\right] \mathrm{E}[w_i w_j^*] \qquad (12.96)$$

$\sigma_F^2 = \sum_{i=0}^{L} \sigma_f^2(i)$ ve $\sigma_f^2(i)$, i. Kanal sekmesinin varyantı olmak üzere.

$\mathrm{E}[w_i w_j^*]$, yi tanımlamak için, **w** vektörünü şu şekilde tanımlanır,

$$\mathbf{w} = \sum_{k=1}^{N_I} \mathbf{B}(k)\mathbf{g}(k) + \mathbf{n} \qquad (12.97)$$

w nin elementleri,

$$w_i = \sum_{k=1}^{N_I} \sum_{\ell=0}^{L} b(k)_{i,\ell}\, g(k)_\ell + n_i \ , \quad i = 0, \ldots, M \qquad (12.98)$$

$\mathbf{B}(k) = [b(k)_{i,\ell}]$ ve $\mathbf{g}(k) = [g(k)_\ell]$ olmak üzere. Şimdi varsayabiliriz ki veri sembolleri sıfır ortalamaya sahiptir, $\mathbf{B}(k)$ matrislerini içeren veri dizisi hem ilişkisiz hem de karşılıklı ilişkisizdir ve n_i, bağımsız σ_n^2 varyantlı sıfır ortalama Gauss rastgele değişkeni olmak üzere. Daha sonra,

$$\mathrm{E}[w_i w_j^*] = 0 \text{ for } i \neq j$$

ve

$$\begin{aligned} \sigma_w^2 = \mathrm{E}[|w_i|^2] &= \mathrm{E}\left[\sum_{k=1}^{N_I} \sum_{\ell=0}^{M} |b(k)_{i,\ell}|^2 \, |g(k)_\ell|^2 + |n_i|^2\right] \\ &= \sum_{k=1}^{N_I} \sigma_b^2 \sum_{\ell=0}^{L} \sigma_{g(k)_\ell}^2 + \sigma_n^2 \\ &= \sigma_I^2 + \sigma_n^2 \\ &= \sigma_{I+N}^2 \end{aligned} \qquad (12.99)$$

σ_b^2 karışıcıların sembol varyantını ve $\sigma_{g(k)_\ell}^2$, l inci kanal sekme kazancının varyantını ve σ_I^2, toplam karışma gücünü göstermek üzere. Bu sonucu kullanarak, 12.96 şu hale gelir,

$$\hat{\sigma}_{I+N}^2 = \sigma_F^2 \sigma_\Delta^2 + \sigma_w^2 = \sigma_F^2 \sigma_\Delta^2 + \sigma_{I+N}^2 \ . \qquad (12.100)$$

Pratikte, 12.94 de ki topluluk ortalaması bir görgül ortalama tarafından P bağımsız çıkış vektörü $\mathbf{y}_i$ üzerinden, böylelikle yansız tahmin

$$\hat{\sigma}^2_{I+N} = \frac{1}{P}\sum_{i=1}^{P} \frac{\mathbf{y}_i^H \hat{\mathbf{c}}_i^* \hat{\mathbf{c}}_i^T \mathbf{y}_i}{\|\hat{\mathbf{c}}_i\|^2} \quad . \qquad (12.101)$$

sağlanır.

8.1.2 C(I+N)'nin TAHMİNİ

Bir C/(I+N) tahmincisi $\hat{\sigma}^2_{I+N}$kullanılarak oluşturulabilir ve bir olasılık takip eden şekildedir. İstek sinyali, karışma sinyali ve gürültüden alınan toplam sinyal gücü

$$\begin{aligned}\sigma^2_{C+I+N} &= \frac{1}{L+1}\mathrm{E}\left[\mathbf{y}^H\mathbf{y}\right] \\ &= \frac{1}{L+1}\mathrm{E}\left[\mathbf{g}^H\mathbf{A}^H\mathbf{A}\mathbf{g} + \mathbf{w}^H\mathbf{w}\right] \\ &= \frac{1}{L+1}\left(\sum_{j=0}^{L}\sigma_f^2(j)\sum_{i=0}^{M}|a_{i,j}|^2 + (L+1)\sigma_w^2\right) \qquad (12.102)\end{aligned}$$

ikinci eşitlik w nin sıfır ortalamaya sahip olduğu varsayımıyla olmak üzere ve üçüncü eşitlik ya A matrisini kapsayan veri serisinin elementlerinin veya kanal sekmelerinin ilişkisiz olmasına ihtiyaç duyar. Tekrardan, $|a_{i,j}|^2 = \sigma_a^2$ olduğu zaman

$$\sigma^2_{C+I+N} = \sigma_a^2\sigma_F^2 + \sigma_w^2 = \sigma_C^2 + \sigma_w^2 \quad . \qquad (12.103)$$

dir. 12.100 ü kullanarak ve σ^2_{Δ} yi küçük varsayarsak, C/(I+N) tahmini

$$\widehat{\mathrm{CIR}} = \left(\frac{\sigma^2_{C+I+N}}{\hat{\sigma}^2_{I+N}} - 1\right) \approx \frac{\sigma_C^2}{\sigma^2_{I+N}} \quad . \qquad (12.104)$$

Yukarıdaki eşitlik A tam olarak bilindiği zaman tamamlanır. Son olarak, topluluk ortalamaları görgül ortalamalarla değiştirildiği zaman C/(I+N) tahminini elde ederiz

$$\widehat{\mathrm{CIR}} = \frac{\frac{1}{L+1}\sum_{i=1}^{P}\mathbf{y}_i^H\mathbf{y}_i}{\sum_{i=1}^{P}\frac{\mathbf{y}_i^H\mathbf{c}_i^*\mathbf{c}_i^T\mathbf{y}_i}{\|\hat{\mathbf{c}}_i\|^2}} - 1 \quad . \qquad (12.105)$$

.

8.2 EĞİTİCİ DİZİ TEMELLİ C/(I+N) TAHMİNİ

TDMA hücresel sistemlerindeki çoğuşmalar eğitici ve renk kodu olarak bilinen dizileri içerir. Bu diziler, BI ve sektör tanımı, örnek zamanlama, sembol senkronizasyonu ve kanal tahmininde kullanılırlar. Önce ki kısımda bahsedildiği gibi, (I+N) ve C/(I+N) tahmincileri en iyi sadece σ_{Δ}^{2} küçükken çalışırlar. İyi ki, eğer (I+N) ve C/(I+N) tahmincileri, eğitici ve renk kodu dizileri sırasında kullanılırsa, $\sigma_{\Delta}^{2} = 0$ olur.

Bir önce ki kısmın (I+N) ve C/(I+N) tahmincileri bir IS-54[95] sisteminin yazılım simülasyonu doğrultusunda değerlendirildi. Baud oranı 24.300 sembol/s dir ve her çerçeve 162 sembolün 6 çoğuşumu olarak birleştirilir, böylelikle çerçeve oranı 25 çerçeve/s dir. MI, sunucu BI yı doğru olarak tanımladı varsayılıyor, yani renk kodu biliniyor. Bu nedenle bilinen semboller, başlangıçta 14 sembol eğitici dizisi içerirler ve ortada ise 6 sembol renk kodu dizisi içerirler şekil 1.5 de olduğu gibi. Simülasyon öngörüleri için, iki-eşit-ışın T-zamanlı Rayleigh sönümleme kanalı seçildi. Kanal sekmeleri ilişkisiz olarak varsayıldı, sekme ilişkisi öngörülen algoritmayı etkilemese bile. Gölgeleme sabit kalacak şeklinde varsayılır ve bu nedenle önemsenmez. Son olarak, alıcı alınan her çoğuşumun üzerine doğru senkronize yapar varsayılır, yani mükemmel örnek zamanlaması varsayılır. Eğitici dizinin i.inci çerçevesine karşılık gelen $\{y_1(i), \ldots, y_{14}(i)\}$ 14alınan sembolü göstersin ve renk kodunda ki 6 alınan sembolü $\{y_{15}(i), \ldots, y_{21}(i)\}$ göstersin. Eğitici diziden (I+N) ve C/(I+N) nin dört tahmini bir sonra ki 4 set kullanılarak oluşturulmuştur

$$\{\{y_1(i), \ldots, y_4(i)\}, \{y_5(i), \ldots, y_8(i)\}, \{y_9(i), \ldots, y_{12}(i)\}, \{y_{11}(i), \ldots, y_{14}(i)\}\} \tag{12.106}$$

Aynı şekilde, I+N) ve C/(I+N) nin 2 tahmini 6 sembol renk kodu dizisinden 2 set kullanılarak oluşturuldu

$$\{\{y_{15}(i), \ldots, y_{18}(i)\}, \{y_{17}(i), \ldots, y_{21}(i)\}\} \tag{12.107}$$

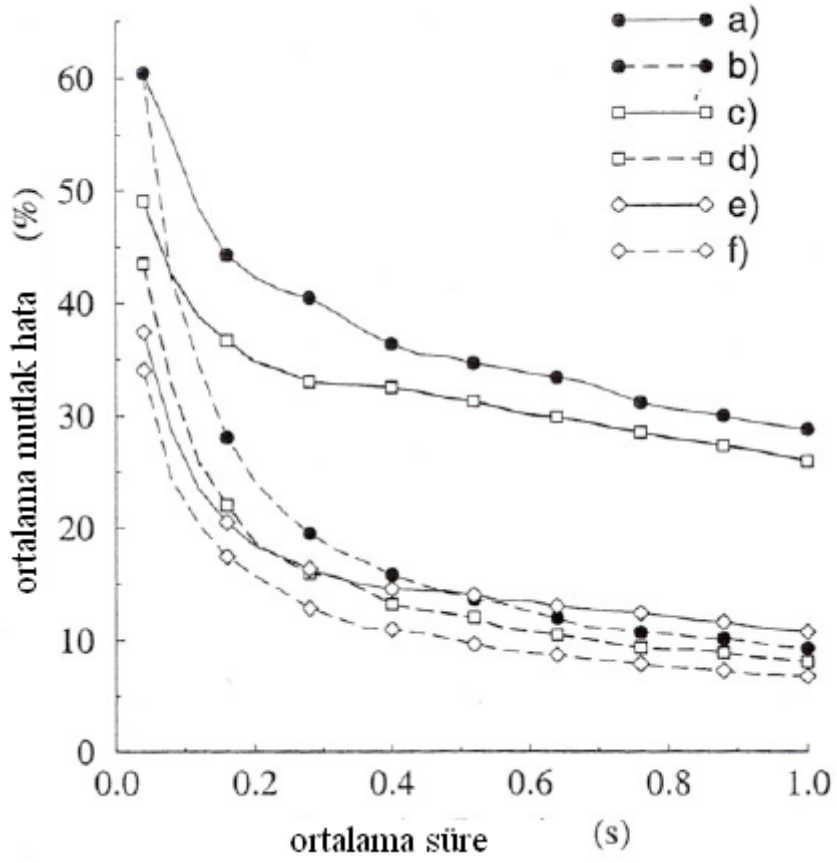
Karışıcılarla ilişkili kanal sekme kazancı bilinen semboller esnasında sabit olarak varsayıldı. Karışma gücünün 20 dB altında ki toplanabilir beyaz Gauss gürültüsü ayrıca eklendi.

(I+N) tahmincisinin performansını değerlendirmek için, (I+N) tahmincisi ve doğru karışma artı gürültü gücü arasındaki ortalama mutlak yüzdelik hesabını

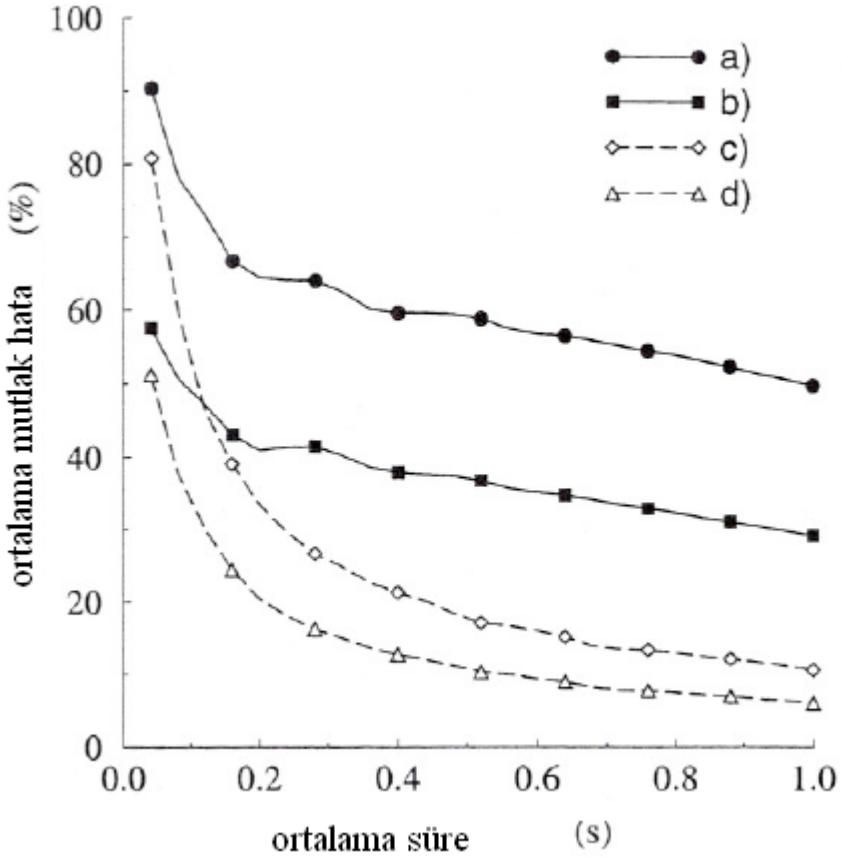
$$\frac{\left|\hat{\sigma}_{I+N}^{2} - \sigma_{I+N}^{2}\right|}{\sigma_{I+N}^{2}} \times 100 \ . \tag{12.108}$$

olarak tanımladık. Şekil 12.21 500 bağımsız ortalama üzerinde ki belirlenmiş ortalama zamanı (s), MI hızı (v), ve karışmaların sayısı (N_I) için ortalama mutlak yüzdelik hatasını gösterir. Aynen şekil

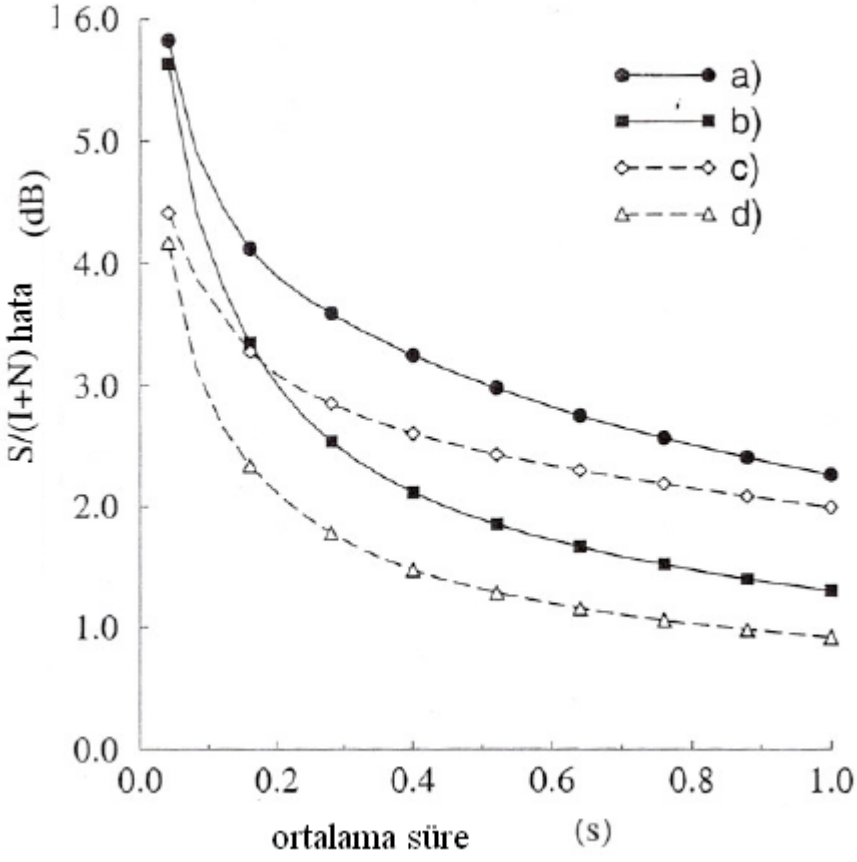
12.22, (C+I+N) tahmini, $\hat{\sigma}^2_{C+I+N}$ ve doğru alınan toplam güç, σ^2_{C+I+N} arasında ki ortalama mutlak yüzdelik hatayı gösterir. Şekil 12.23, C/(I+N) tahmincisinin bir gerçek 5 dB C/I için performansını gösterir.



Şekil 12.21 a) $N_I = 1$, $v = 5$ km/h, C/I = 5 dB, b) $N_I = 1$ $v = 100$ km/h, C/I = 5 dB, c) $N_I = 6$, $v = 5$ km/h, C/I = 5 dB, d) $N_I = 6$, $v = 100$ km/h, C/I = 5 dB.



Şekil 12.22 a) $N_I = 1$, $v = 5$ km/h, C/I = 5 dB. b) $N_I = 1$ $v = 100$ km/h, C/I = 5 dB, c) $N_I = 6$, $v = 5$ km/h, C/I = 5 dB, d) $N_I = 6$, $v = 100$ km/h, C/I = 5 dB.



Şekil 12.23 a) $N_I = 1$. $v = 5$ km/h. C/I = 5 dB. b) $N_I = 1 v = 100$ km/h, C/I = 5 dB, c) $N_I = 6$, $v = 5$ km/h, C/I = 5 dB, d) $N_I = 6$, $v = 100$ km/h, C/I = 5 dB.

EK 12.A: DENKLEMLER 12.47 VE 12.60 IN TÜREVİ

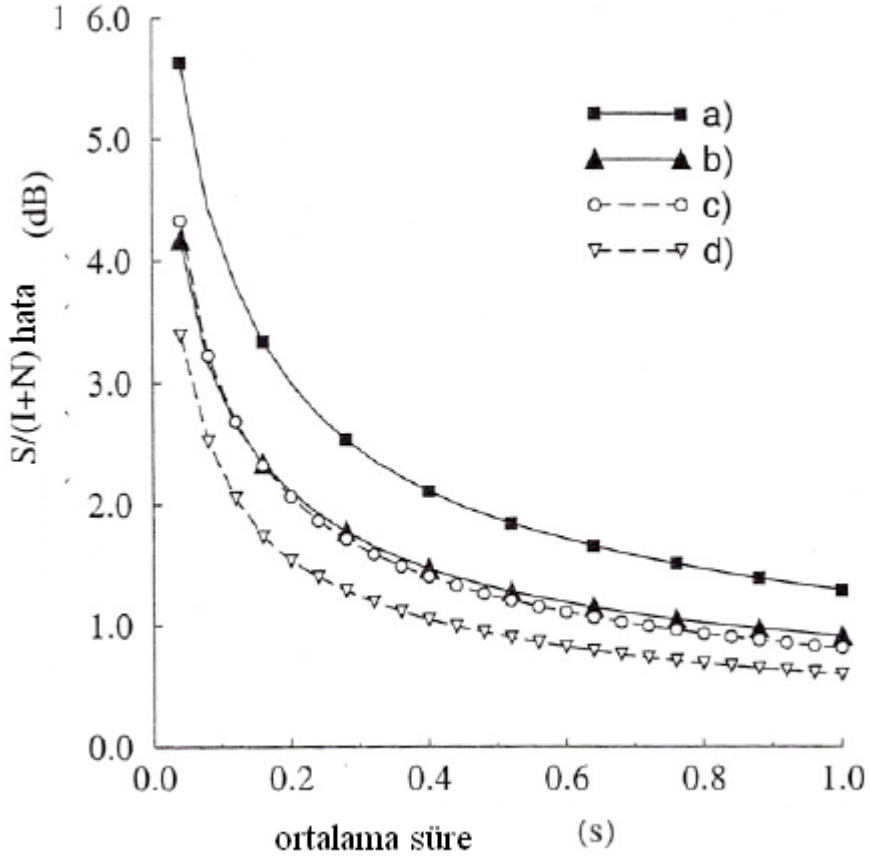
12.60 daki limit şu şekilde yazılabilir

$$\lim_{\tau \to 0} \frac{\frac{\lambda}{2\pi\tau}\sqrt{\frac{2\tilde{\mu}_{rr}(0)-2\tilde{\mu}_{rr}(\tau)}{\tilde{\mu}_{rr}(0)}}}{\frac{\lambda}{2\pi\tau}\sqrt{\frac{2\mu_{rr}(0)-2\mu_{rr}(\tau)}{\mu_{rr}(0)}}} = \frac{\lim_{\tau\to 0}\frac{\lambda}{2\pi\tau}\sqrt{\frac{2\tilde{\mu}_{rr}(0)-2\tilde{\mu}_{rr}(\tau)}{\tilde{\mu}_{rr}(0)}}}{\lim_{\tau\to 0}\frac{\lambda}{2\pi\tau}\sqrt{\frac{2\mu_{rr}(0)-2\mu_{rr}(\tau)}{\mu_{rr}(0)}}} . \quad (12\text{-}12.A.1)$$

Dikkat et ki paydanın limiti 12.47 yi verir ve N_0=0 lı payın bir özel durumudur. Payın limitini bulmak için şu özellik kullanılabilir[314]

Eğer bir $f(\tau)$ *fonksiyonu* τ *, a ya yaklaşırken bir limite sahipse*

$$\lim_{\tau \to a} \sqrt[n]{f(t)} = \sqrt[n]{\lim_{\tau \to a} f(t)} \qquad (12\text{-}12.A.2)$$



Şekil 12.24 a) $N_I = 1$, $v = 100$ km/h. C/I = 5 dB.yarı oran kanalı
b) $N_I = 6$, $v = 100$ km/h, C/I = 5 dB yarı oran kanalı c) $N_I = 1$, $v = 100$ km/h. C/I = 5 dB tam oran kanalı d) $N_I = 6$, $v = 100$ km/h, C/I = 5 dB tam kanal oranı

τ *bir tek pozitif tamsayı veya n bir çift pozitif tamsayı olsa bile ve*

$\lim_{\tau \to a} f(\tau) > 0.$

Bu nedenle, eğer limit

$$\zeta = \lim_{\tau \to 0} f^2(\tau) = \lim_{\tau \to 0} \frac{\lambda^2}{(2\pi\tau)^2} \frac{2\tilde{\mu}_{rr}(0) - 2\tilde{\mu}_{rr}(\tau)}{\tilde{\mu}_{rr}(0)} \qquad \text{(12-12.A.3)}$$

varsa ve pozitifse, 12-12.A.1 için çözüm kolaylıkla tanımlanır. Şu açıktır ki L'Hopital kuralı 12-12.A.3 de ki limiti tanımlamada kullanılmalıdır. 12.38 den $\tilde{\mu}_{rr}(\tau)$ yi ekledikten ve L'Hopital kuralını dört kere uyguladıktan sonra, limit şu şekilde bulunur,

$$\begin{aligned}
\zeta \;=\; & \lambda^2 \Big(B_w^4 N_o^2 \pi^2 + 3 B_w K N_o (2\pi f_m)^2 \sigma^2 \\
& + 2 B_w^3 K N_o \pi^2 \sigma^2 + 2 B_w^3 N_o \pi^2 a(0) \Big) \\
& \times \Big[6\pi^2 (B_w N_o + 2a(0)) \Big(B_w N_o + 4K\sigma^2 + 2a(0) \Big) \Big]^{-1} \\
& + \lambda^2 \Big(6K (2\pi f_m)^2 \sigma^2 a(0) + 3 B_w K N_o (2\pi f_m)^2 \sigma^2 \cos(2\theta_0) \\
& + 6K (2\pi f_m)^2 \sigma^2 a(0) \cos(2\theta_0) \Big) \\
& \times \Big[6\pi^2 (B_w N_o + 2a(0)) \Big(B_w N_o + 4K\sigma^2 + 2a(0) \Big) \Big]^{-1} \\
& + \frac{\lambda^2 \Big(-12 a'(0)^2 - 12 c'(0)^2 - 6 B_w N_o a''(0) - 12 K \sigma^2 a''(0) \Big)}{6\pi^2 (B_w N_o + 2a(0)) (B_w N_o + 4K\sigma^2 + 2a(0))} \\
& + \frac{\lambda^2 (-12 a(0) a''(0) - 12 c(0) c''(0))}{6\pi^2 (B_w N_o + 2a(0)) (B_w N_o + 4K\sigma^2 + 2a(0))}
\end{aligned} \qquad \text{(12-12.A.4)}$$

$a(\tau)$ ve $c(\tau)$, 12.40 da verilmek üzere ve $x'(0)$, $x(t)$ nin sıfırda tanımlanan türevi olmak üzere. sonuç olarak, $a(0) = b_0 = \sigma^2$, $a'(0) = c(0) = 0$ ve

$$a''(0) = b_0(2\pi f_m)^2 \int_0^{2\pi} \hat{p}(\theta)\cos^2\theta d\theta$$
$$c'(0) = b_0 2\pi f_m \int_0^{2\pi} \hat{p}(\theta)\cos\theta d\theta \ . \qquad \text{(12-12.A.5)}$$

Bunları kullanarak ve $(1+\cos(2\theta))/2 = \cos^2(\theta)$ gerçeğiyle birlikte, 12-12.A.4 burada belirtilen tüm yayılım senaryoları altında tüm θ için pozitiftir. Sonuç olarak, 12-12.A.2 teorisini uygulayarak, 12-12.A.1 in payının limiti 12-12.A.4 ün karekköküdür 12.55 den

$$\sigma = \sqrt{\frac{\gamma_S N_o B_w}{2(K+1)}} \qquad \text{(12-12.A.6)}$$

kullanarak.12-12.A.1 in paydası yö bağımsız yayılım ve gürültüsüz varsayılarak elde edilebilir., böylelikle $a(0) = \sigma^2$,

$a'(0) = c(0) = c'(0) = c''(0) = 0,\ a''(0) = 2b_0(\pi f_m)^2$

ve $N_o = 0$ .karekökünü aldıktan sonra sonuç,

$$\lim_{\tau\to 0} \frac{\lambda}{2\pi\tau}\sqrt{\frac{2\mu_{rr}(0) - 2\mu_{rr}(\tau)}{\mu_{rr}(0)}} = v\sqrt{\frac{(1+2K+K\cos(2\theta_0))}{(1+2K)}} \ . \qquad \text{(12-12.A.7)}$$

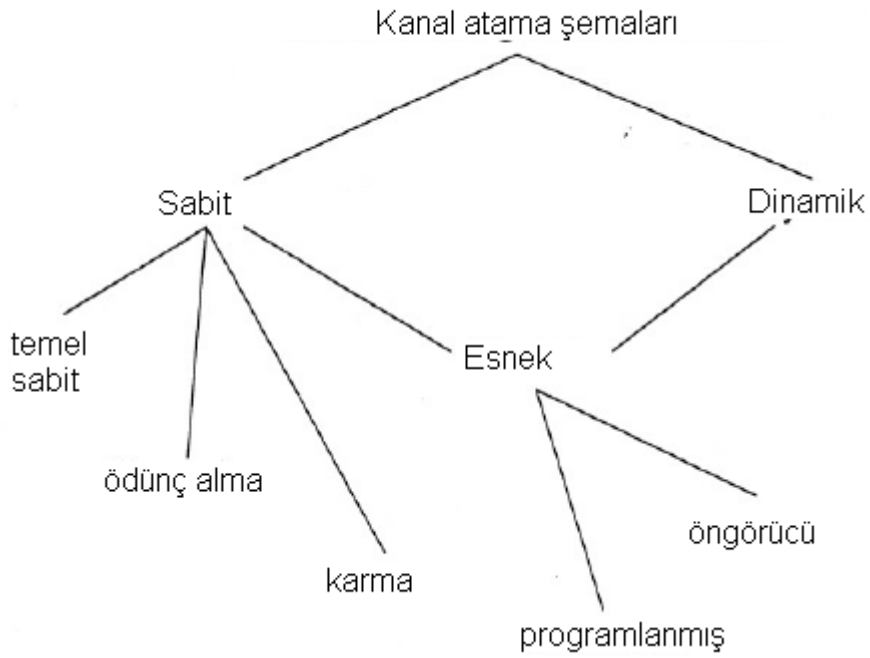
BÖLÜM 13

KANAL ATAMA TEKNİKLERİ

El değiştirme girişimi veya yeni bir arama varışı üzerine kanal atamak için birçok yol vardır. İyi bir kanal tahsis etme algoritması, özellenmiş bir servis sınıfı (link kalitesi, yeni arama bloklama olasılığı içeren) ve verilen hesaplamasal karmaşıklığın derecesi için yüksek spektral verim sağlayan algoritmadır. Ayrıca, planlanmış hücre sınırlarını sağlam tutar, MI ya hızlı bir şekilde bir kanal atar, en iyi konuşma kalitesini sürdürür ve istenilmeyen ağ tıkanıklıklarını engeller. Şekil 13.1 de gösterildiği gibi üç çeşit temel kanal atama algoritması vardır, sabit, esnek ve dinamik [318].

Sabit kanal atamaları (FCA) : tipik olarak ilk nesil makro-hücresel sistemler tarafından kullanılmışlardır. Hücreler, büyüklükleri ortak-kanal petek kısıtları tarafından belirlenen petek kümelerinde düzenlenirler. Örneğin, Kuzey Amerika AMPS sistemi 120^{o} bölümlemeli 7-hücre petek kümesi kullanır. AMPS için 12.5 MHz bant genişliği ataması, toplamda 21 tanesi kontrol kanalı olan 416 iki-yollu kanalı destekler. Buda tek şekilli FCA ile birlikte 56 kanal/hücre ataması verir.

FCA durağan ve homojen trafik tarafından karakterize edilmiş makro-hücresel sistemlerde yeterli kapasite performansı ve öngörülebilir yayılma ortamı sağlar. Bu durumda, arama bloklama olasılıkları makul kesinlilikte öngörüldüğünden, kanal kaynakları statiksel olarak atanabilir. Durağan ve homojen olmayan trafik durumları altında, FCA, kanallar gerçekte hücrelere sabitlenmiş oldukları için verimsizdir. Hücredeki bütün kanalları meşgul bulan yeni bir arama yada el değiştirme varışı, aramaya servis veren hücrede boş kanallar olsa bile bloklanacaktır.



Şekil 13.1 kanal atama şemalarının temel sınıflandırması

Bu bloklama olasılıkları komşu hücrelerden kanallar ödünç alan çeşitli şemalar kullanılarak düşürülebilir. En temel şema, bir MI nın aşırı ortak kanal karışması tanımlayarak diğer bağlantı kalitelerini düşürmemek şartıyla komşu hücreden bir kanal ataması yapabildiği basit ödünç almadır. Bir kere bir kanal ödünç alındığı zaman, ortak kanal petek mesafesinde olan diğer tüm hücreler kanalı kullanmaktan yasaklanırlar. Bu ödünç alma stratejisinin verimi ağır trafikte düşme eğilimindedir ve kanal kullanımı FCA dan daha kötüdür. Bu problem karma kanal atama şemaları kullanılarak kısmen çözülebilir.

Mikro-hücresel sistemlerde yayılım ortamları yüksek oranda kararsızdır ve trafik özel ve zamansal varyasyonlarla karakterize edilir. Ayrıca, bir arama doğal tamamlanmasından önce birçok kez el değiştirilebileceğinden azalan hücre büyüklüğü el değiştirme trafiğinde ki yükselmeyi ima eder. Bu özelliklerinden dolay, mikro-hücresel ve makro-hücresel ağlarda kanal atama problemi temel olarak farklıdır. Ayrıca, bir mikro-hücresel kanal atama stratejisi hızlı olmak zorundadır, çünkü el değiştirme cadde köşesi etkisi gibi yayılım anormallikleri ve küçük hücre büyüklükleri nedeniyle hızlı servis edilmelidirler.

Dinamik kanal ataması (DCA): mikro-hücresel kanal atama problemine iyi bilinen bir çözümdür, şöyle ki kontrol dağıtımı baz istasyonu üzerinden gerekli hesaplama ve iletişimi düşürürken özel ve zamansal trafik varyasyonlarına uyarlamaya izin verir. DCA şemaları kanallar ve hücreler arasında seçkin bir ilişkiye sahip değildir ve en genel şekillerinde herhangi bir hücrenin herhangi bir kanalı kullanmasına izin verir. DCA şemaları hafif durağan olmayan trafik koşulları altında FCA ile ayın olarak bilinir. Ancak, ağır trafik koşulları altında genellikle FCA dan daha iyi performans sağlar. Çünkü DCA şemaları kanalların verimsiz atamasını verir. DCA 'nın açık yararları olmasına rağmen, fiyatı biraz yüksek olabilir çünkü sadece BI lar arasında yükseltilmiş

hesaplama ve iletişim gerektirmez aynı zamanda BI'larda yükselmiş sayıda radyo kapısına ihtiyaç duyar; uç kısımda her BI bütün kanalları aynı anda kullanabilme yeteneğine sahip olmalıdır.

Uygulamalı DCA şemaları ağ derecesi planlaması ve BI lar arasında gerekli iletişim yönünden ayrılırları. Merkezleştirilmiş DCA şemaları sistem-genişliği kanal bilgisi ile merkezlenmiş kontrole gerek duyar. Yeni bir arama veya el değiştirmenin, ancak aramanın küresel bir yeniden ataması yoksa bloklandığı Maksimum paketleme (MP) mükemmel bir örnektir. Maalesef, hücreler üzerindeki yüksek miktarda bulunan hesaplama ve iletişim, DCA şemalarını uygulanamaz kılmaktadır. Gerçekte, MP'li iki-boyutsal ağda bulunan iki ardışık varış arasındaki gerekli yeniden kanal atamalarının sayısı, ağdaki hücrelerin sayısı ile sınır olmadan arttırılabilir[279].

Tamamen dağıtılmış DCA şemaları diğer mükemmel örnektir ve BI'lar arasında hiçbir ağ planlaması veya iletişim gerektirmez [111],[255],[8]. Bu şemalar, DECT gibi, MCHO' yu kullanan kablosuz telefon sistemleri için idealdir. Genellikle her BI daki boş kanalların pasif gösterilmesi yöntemine dayanırlar.

Dağıtılmış DCA şemaları BI'ların yerel kümeleri arasında sınırlı iletişim gerektirir. Bir DCA şeması dinamik kaynak yakalama(DRA) şemasıdır[244]. DRA ile, yeni arama veya el değiştirme varışı nedeniyle yakalanmış kanal (veya taşıyıcı) fiyat fonksiyonunu minimize etmek için seçilir ve bir arama veya el değiştirme tamamlanması nedeniyle bırakılan bir kanal (veya taşıyıcı) bedel fonksiyonunu maksimize etmek için seçilir. Fiyat ve bedel fonksiyonları özellenmiş bir servis seviyesi için hücresel ağların spektral veriminin maksimize etmek için seçilirler. Diğer bir DCA dağılmış DCA şeması basit dinamik kanal ataması (SDCA) şemasıdır [356]. SDCA, DCA dan biraz daha kötü çalışır, ama müdahale komşuluğu adı verilen hücrelerin daha küçük seti arasında iletişime ihtiyaç duyar [356].

Dağıtılmış ve tamamen dağıtılmış şemalar problemsiz değillerdir. Bu problemler servis kesintisi, kilitlenme ve istikrarsızlıktır. Bir servis kesintisi, bir kanal ataması var olan bir bağlantının eşik değeri C/I' nın altına düşmesine sebep olması nedeniyle oluşur. Kesilen mobil istasyon (MI) daha sonra bir alternatif bağlantı bulmaya çalışır ve eğer başarısız olursa servis sonlandırması oluşur. Buda kilitlenme olarak adlandırılır. Kanal atamalarından kaynaklanan ardışık kesilmeler dizisi veya kıpırtı etkisi, istikrarsızlık olarak adlandırılır.

DCA şemaları ayrıca, aynı kanalın komşu hücrelerde aynı kanal ulaşılabilir olmadığı için FCA kanal değişimiyle bir el değiştirme idare ederken ortak kanal karışma seviyesinin tolare edilebilir olması zorunluluğu koşuluyla bir hücreden diğerine hareket eden bir MI'na aynı kanalı atama avantajına sahiptir. Kanal değiştirmesiz el değiştirmeler çekicidir, çünkü kanal arama ihtiyacını eleyebilirler ve BI ları ekstra hesaplamadan kurtarırlar. Daha önemlisi, bu mekanizmalar, bir MI dan gelen sinyalin gölgeleme varyasyonlarına karşı bir çeşitleme gelişimi sağlayarak iki veya daha fazla BI tarafından eş zamanlı olarak alınabildiği makro-çeşitleme TDMA hücresel mimarilerini desteklemek için verimlidirler. Bu gibi mimariler CDMA sistemlerinde ki yumuşak el değiştirme ile aynı yararı sağlar.

Esnek kanal ataması: algoritmaları sabit ve dinamik kanal atamalarının özelliklerini birleştirirler. Her hücre sabit bir kanal seti olarak atanır, ama bir kanal havuzu esnek atamalar için saklı tutulur. Esnek kanalların ataması planlı veya öngörülüdür. Planlı atama şemaları trafik modellerinde bilinen değişikliklere dayanır. Esnek kanallar, trafik modellerindeki bu öngörülebilir değişikliklere hesap oluşturmak için bir planlanmış temel üzerinde hücrelere atanırlar. Öngörülebilir atamada, trafik yüklemesi sürekli olarak yada periyodik bir şekilde her BI da ölçülür, ve esnek kanallar bu ölçümlere göre kanallara atanırlar.

Bu bölüm hücresel kanal atamalarına çeşitli yaklaşımları tanıtmak için tasarlanmıştır. Maalesef, birçok kanal atama şemaları fazlaca detaylı olurlar ve palansız prensiplerine göre büyükçe bulunurlar. Dahası, kanal atama şemaları genellikle her zaman, mobil radyo çevresini ilgilendiren -hücresel topoloji ve tekrar kullanım faktörleri, trafik modeli, yayılım faktörleri, değişkenlik, vs gibi- varsayımların çeşitleriyle detaylı simülasyonlar kullanılarak değerlendirilirler. Bu faktörlerin birleşimi DCA şemalarının sistematik bir karşılaştırmasını yapar ve en iyi şemada fikir birliğine varılamaz. Bu nedenle, birçok farklı DCA şemalarından kısaca birkaçını özetleyeceğiz.

Bölüm boyunca çeşitli performans ölçümleri kanal ataması şemalarını değerlendirmek için kullanılacak, takip edeni de içererek

- Yeni arama engelleme olasılığı, P_b, şu şekilde tanımlanır

$$P_b = \frac{\text{engellenen yeni arama sayısı}}{\text{yeni arama varışlarının sayısı}} .$$

- Zorlanmış sonlandırmanın olasılığı, P_f, şu şekilde tanımlanır,

$$P_f = \frac{\text{engellenen el değiştirme sayısı}}{\text{el değiştirme atamalarının sayısı}} .$$

- Servis seviyesi, GOS, şu şekilde tanımlanmış

$$\text{GOS} = \frac{P_b R_N}{(R_N + R_H)} + \frac{P_f R_H}{(R_N + R_H)}$$

R_N ve R_H yeni arama ve el değiştirme oranları olmak üzere.

- Kanal değişme değeri, R_C, şu şekilde tanımlanır,

$$R_C = \frac{\text{kanal değişme sayısı}}{\text{el değiştirme sayısı}} .$$

Bu bölümün kalanı bazı önemli DCA şemalarına göz atmayla başlar. Bunlar, kısım birde tamamen merkezlenmiş maksimum paketleme (MP) ve MAXMİN DCA stratejilerini içerir. Dağıtılmış DCA stratejileri, ilk ulaşılabilir (FA), komşuya en yakın (NN), ve dinamik kaynak elde etme gibi, 2. Kısımda bahsedilecektir. Tamamen dağıtılmış DCA şemaları3. Kısımın konusudur. Karma FCA/DCA şemaları 4. Kısımın konusudur. Beşinci kısımın konusu şemaları ödünç almanın önemli sınıflarıdır.

Sonuçlarımızı takip ederek kısım 10 bazı ayrıntılı ve öğretici dağıtılmış şema örneklerini sağlar.

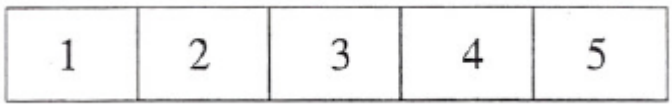
1. MERKEZLENMİŞ DCA

Merkezlenmiş DCA şemaları sistem-genişlik bilgisine ve kanal atamaları yapmak için kontrole ihtiyaç duyar. Beklendiği gibi, merkezlenmiş DCA şemaları teorik olarak en iyi performansı sağlar. Ancak, BI'lar arasındaki muazzam hesaplama ve iletişim miktarı aşırı sistem gecikmelerine neden olur ve merkezlenmiş DCA şemalarının uygulanamaz kılar. Bununla birlikte, merkezlenmiş DCA şemaları genellikle daha uygulanabilir olan dağıtılmış DCA şemalarını karşılaştırmak için kullanışlı bir karşılaştırmalı değer sağlar.

1.1 MAKSİMUM PAKETLEME (MP)

Maksimum paketleme (MP) algoritmaları orijinal olarak Everitt ve Macfadyen tarafından 1983 yılında sunulmuştur [106]. MP politikasıyla, aramayı gerçekleştirecek kanallara bir küresel yeniden atama olmadığı müddetçe bir arama engellenir. Bu görevi başarmak, arama yeniden atamalarını çalıştırma becerisi arasında sistem-genişlik bilgisiyle bir kontrolöre ihtiyaç duyar. MP politikası, bütün aramaları minimum kanal sayısıyla bir ağda sunma becerisine sahiptir. Kapasitesiyle donatılmış bir MP herhangi bir DCA'nın en düşük arama engellemesini ve zorlanmış sonlanma olasılıklarını her trafik durumu altında verebilir.

Kelly [180], MP politikasını bir akım-anahtarlı ağ gibi modelleyerek MP DCA ya ilginç bir analitik yaklaşım sunmuştur. Buda bazı güçlü ve iyi bilinen ağ analizi araçlarına izin verir. Analizler, MI'nın bir hücreden başkasına servis alanı dışarısına hareketini, yani el değiştirme ve gezinme problemi olan durumları yok sayar. Özel bir hücrede bir arama varışı üzerine, MP politikası bu hücreyi içeren bütün petek kümeleri en az bir kanala ulaşabilir durumda mı diye kontrol eder. Eğer öyleyse, daha sonra hücre, kanal ataması doğrultusunda kalabilir, diğer türlü arama engellenir. Örnek olarak, şekil 13.2 deki beş hücre içeren basit sistemi düşünelim.



Şekil 13.2 MP li beş hücre yerleşimi

Bu örnekte, ortak-kanal hücreleri en az iki hücre tarafından ayrılmalı ki üç adet petek kümesi olsun; $\mathrm{CL}_1 = (1,2,3)$, $\mathrm{CL}_2 = (2,3,4)$, ve $\mathrm{CL}_3 = (3,4,5)$. Hücre iki'ye bir arama vardığı zaman, CL_1 ve CL_2 kümelerinde en az iki kanalın ulaşılabilir olması lazım ki arama devam edebilsin.

MP için olasılıksal model takip eden tanımları kullanır;

$\mathcal{R}$ = sistemde ki hücrelerin sayısı
K = $|\mathcal{R}|$ = sistemde ki hücrelerin sayısı
N_T = ulaşılabilir kanalların toplam sayısı
n_i = i hücresinde işlem halindeki aramaların sayısı
$\mathbf{n}$ = $(n_i, i \in \mathcal{R})$ = durum vektörü
$\mathcal{S}$ = kabul edilebilir durumlar kümesi
ρ_i = i hücresinda ki trafik yüklemesi

Kabul edilebilir durumlar kümesi özel hücre yerleşimine dayanır. J tamamlanmış yada kısmi petek kümelerinin $\mathrm{CL}_i, i = 1, \ldots, J$ sayısı olsun, öyle ki i) her petek kümesi en az bir hücreden farklıdır ve ii) bütün hücreler en az böyle bir kümeye dahil edilir. şekil 13.2 deki örnek için, $J = 3$. Şimdi $\mathbf{A} = [a_{ij}]_{J \times K}$ değer matrisi olsun, öyle ki , eğer $i = j$, ve eğer j hücresi i hücresi gibi aynı kümedeyse $a_{ij} = 1$; yoksa $a_{ij} = 0$ dir. Şekil 13.2 deki örnek için

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} . \qquad (13.1)$$

A matrisi, her hücrede ki gelen aramaları sunarak kanal ihtiyaçlarını tablolar. Örneğin, hücre 2 deki bir arama varışı, CL_1 ve CL_2 de bir kanal ulaşılabilir olsun ama CL_3 deki olmasın ve, böylelikle $a_{1,2} = a_{2,2} = 1$ ve $a_{3,2} = 0$. Son olarak, $N_i, i = 1, \ldots, J$, CL_i, $N_i \leq N_T$ de ulaşılabilir kanalların sayısı ve $\mathbf{N} = (N_1, \ldots, N_J)$ olsun. Daha sonra kabul edilebilir durumlar kümesi şu şekilde verilir

$$\mathcal{S} = \{\mathbf{n} : \mathbf{A}\mathbf{n}^T \leq \mathbf{N}\} . \qquad (13.2)$$

Şu iyi bilinir ki n, sabit-durum dağılımına sahiptir

$$\pi(\mathbf{n}) = G(\mathbf{N}) \prod_{i \in \mathcal{R}} \frac{\rho_i^{n_i}}{n_i!}, \quad \mathbf{n} \in \mathcal{S} \qquad (13.3)$$

$G(\mathbf{N})$, normalleme sabiti olmak üzere

$$G(\mathbf{N}) = \left(\sum_{\mathbf{n} \in \mathcal{S}} \prod_{i \in \mathcal{R}} \frac{\rho_i^{n_i}}{n_i!} \right)^{-1} . \qquad (13.4)$$

Daha sonra durağan- durum olasılığı

$$B_i = 1 - \frac{G(\mathbf{N})}{G(\mathbf{N} - \mathbf{A}\mathbf{e}_i^T)} \qquad (13.5)$$

B_i, tek parçalı kapalı ifade gibi görünse de, $G(\mathbf{N})$ nin hesaplanması çok basit durumlar hariç çok zordur. Bu nedenle, yaklaşıklama metotları genellikle çalıştırılır. Bir yaklaşıklama CL_i kümeleri içerisinde ki kanalların ulaşılabilirliğini bağımsız olaylar olarak varsayar. Bu bağımsızlık varsayımı şunu verir

B_i

$$B_i \approx 1 - \prod_{j \in \mathrm{CL}_i} (1 - E_j) \qquad (13.6)$$

$E_j, j = 1, \ldots, J$ doğrusal olmayan denklemleri çözmek üzere,

$$E_j = E\left(\sum_{r \in \mathcal{R}} a_{jr}\rho_r \prod_{i \in r - \{j\}} (1 - E_i),\ N_j\right), \quad j = 1, \ldots, J \qquad (13.7)$$

İle

$$E(\rho, N) = \frac{\rho^N}{N!}\left(\sum_{n=0}^{N} \frac{\rho^n}{n!}\right)^{-1} \qquad (13.8)$$

Kelley [180] gösterdi ki yukarıda ki doğrusal olmayan denklemler için bir tek çözüm vardır.

1.2 MAXMİN ŞEMASI

MAXMİN şeması Goodman tarafından tanıtılmıştır [145]. MAXMİN şemasında, bir MI, atama zamanında sistemde ki herhangi bir MI nın yaşayacağı minimum C/I'yı maksimize eden bir kanala atanır. Bağlantı kalitesinin, ortalama alınan C/I ya bağlı olduğunu varsayarsak MI_i nin C/I oranı

$$\Lambda(\mathbf{d})_{(\mathrm{dB})} = \Omega(d_i)_{(\mathrm{dB})} - 10\log_{10}\sum_{k \in I} 10^{\Omega(d_k)_{(\mathrm{dB})}/10} \ . \qquad (13.9)$$

dir. I seti, MI_i den çok aynı kanalı kullanan bütün MI'ları içerir. Bir MI, aşağıdakini veren j kanalına atanır

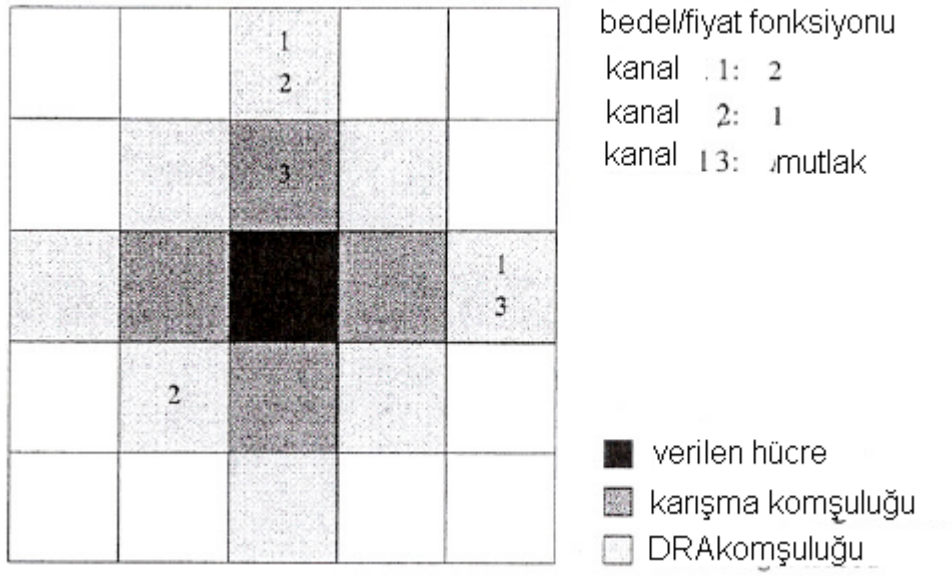
$$\max_{j \in C} \min_{i \in S} \{\Lambda_i\} \qquad (13.10)$$

i ve j MI ların ve kanalların seti olmak üzere. C servis ihtiyacı olan MI ya karşılık veren BI üzerinde ki ulaşılabilir kanalların setidir, Λ_i , MI_i 'nin C/I oranı ve S servis içerisindeki tüm MI ların setidir (servise ihtiyaç duyan MI da dahil).

2. DAĞITILMIŞ DCA

2.1 İLK UYGUN (FA) VE YAKIN KOMŞU (NN)

1972 de Cox ve Reudnik [72] tört temel dağıtılmış DCA algoritması modeli öngördüler ve onları FCA ile karşılaştırdılar: ilk uygun (FA), yakın komşu (NN), yakın komşu+1 (NN+1) ve ortalama karesel (MSQ). Tüm dört şema BI yı kullanılmamış boş bir kanala atamaya izin verir. Şemalar seçilmiş kanalın atanma için birden fazla uygun kanal olması gerekliliği yolundan farklılık gösterir. FA şeması aramada bulunan ilk kanalı atar. NN politikası en yakın BI tarafından D_N veya daha fazla mesafedeki kanalı atar. NN+1 politikası, D_N +1 veya daha fazla mesafedeki en yakın BI üzerinde kullanılan kanalı, daha fazla MI yı hücre sınırlarını geçerken aynı kanalda tutmak amacıyla birlikte atar. MSQ politikası aynı kanalı kullanarak bütün BI lar arasındaki ortalama karesel alanı minimize ederek uygun kanal atamasını arar. Bu dört DCA şemasından en iyi performansı NN politikası verir.



Şekil 13.3 bir hücrenin bedel üzerinde ki (siyah kısım) DRA (hafif gölgeli) ve karışma (koyu gölgeli) komşulukları. Hücreler içerisindeki numaralar aktif kanalları göstermekte.

2.3 DİNAMİK KAYNAK ATAMASI (DRA)

Nanda ve Goodman [244] Dinamik kaynak ataması (DRA) olarak adlandırılan bir dağılmış DCA stratejisi önerdiler. Bir kanal, bir BI tarafından bırakılacağı veya atama için seçilmek zorunda olduğu zaman, DRA her kanal için bir bedel/fiyat fonksiyonu hesaplar. Bir kanal bırakmasıyla ilişkili bedel, kanalın bırakılmasından sonra onu atayabilecek BI nın karışma komşusu içerisinde ki hücre sayısıdır. Bir kanal bırakıldığında, en büyük bedeli veren meşgul kanal seçilir. Kanal tekrar atamaları bunu

yapmak ihtiyacını duyarlar. Bir kanal ataması ilişkili fiyat, atanmış olan kanalı kullanmadan yoksun olan BI nın karışma komşusu içinde ki hücre sayısıdır. Bir kanal atandığı zaman, en küçük fiyata sahip uygun kanal seçilir.

Şekil 13.3 üç taşıyıcı ilişkilendirilmiş 2-D karesel hücrelerin ızgarasını bedel/fiyat fonksiyonunu gösterir. Etken hücre siyahla gölgelendirilmiştir. Taşıyıcı atama durumunda, kanal 2 en düşük fiyata sahip olduğundan verilen BI tarafından seçilirdi. Kanal 3 seçilemedi çünkü ortak-kanal petek kısıtını ihlal eder. Eğer kanallar verilen hücrede 1 ve 2 aktifse daha sonra kanal 1 en büyük bedelini verdiği için kanal 1 seçilirdi.

3. TAMAMEN DAĞITILMIŞ DCA

3.1 KANAL AYIRMA (CS)

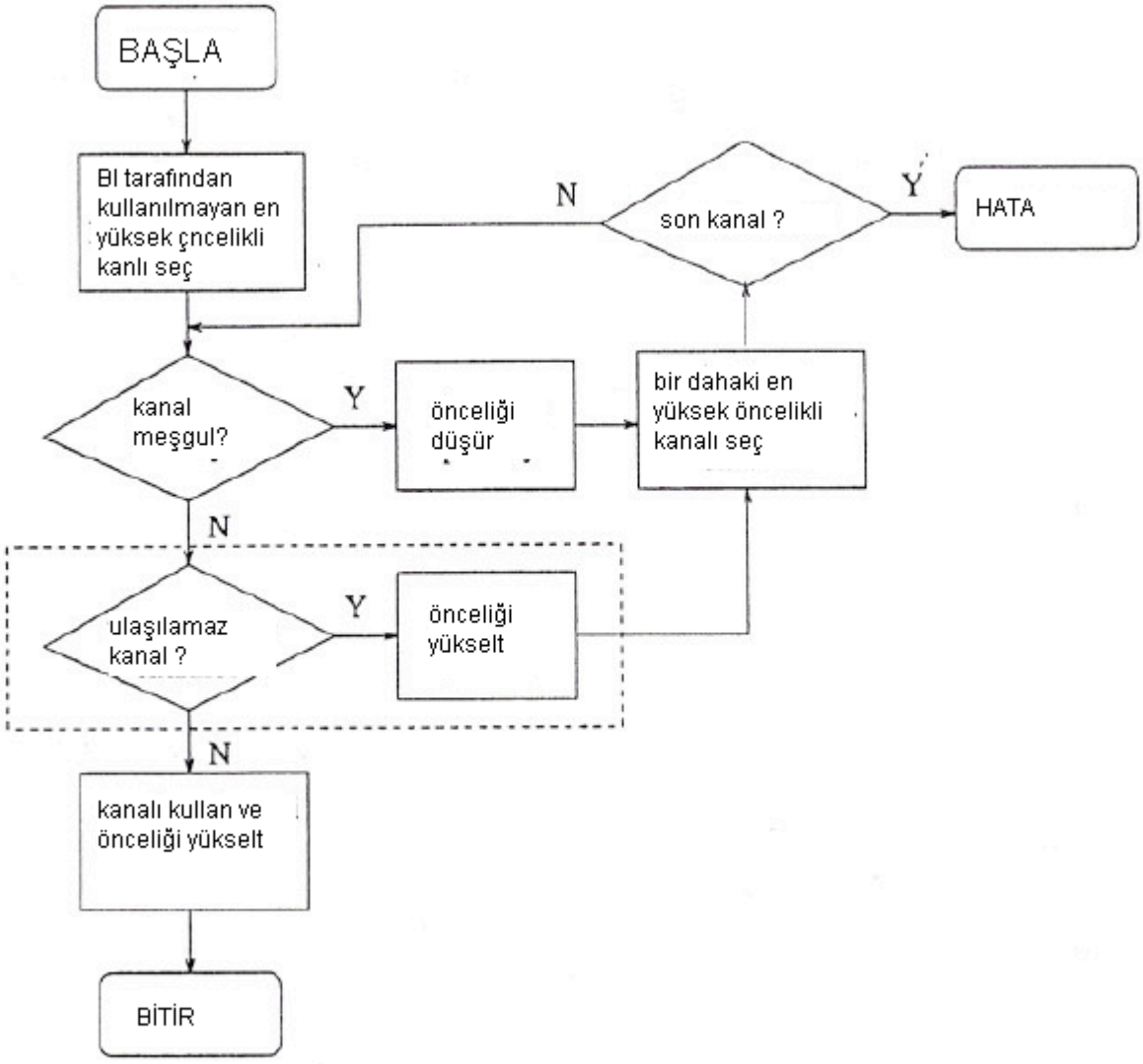
Akaiwa ve Andoh [9] gereksiz karışmaları eleme kriterine dayanan bir değerlendirme işlemi doğrultusunda favori kanalı geliştirmek için BI'ların kanal ayırmasını kullanması vasıtasıyla bir dağıtım uyarlamalı kendi-organize etmeli DCA stratejisi öngördüler. Şemaları TDMA sistemleri için şu varsayımla geliştirilmiştir ki, her BI bir taşıyıcı frekansını ayarlayarak ve bir zaman deliğini seçerek herhangi bir kanala ulaşabilir.

CS algoritmasının akış diyagramı şekil 13.4 de gösterilmektedir. Her BI, kanalları bir öncelik fonksiyonu $P(i)$ ye göre sıralar, büyük $P(i)$ yüksek önceliğe tekabül eder, yani N_S kanalların başarılı kullanımının sayısı artı kanal boş ama ulaşılamaz olduğu zaman ki kanala ulaşımın sayısı ve N_T kanallar için denemelerin toplam sayısı olmak üzere $P(i) = N_s/N_t$ dir. Bir arama vardığında, BI en yüksek öncelikli kanalı, kanal listesinden duyumsar. Eğer kanal boş duyumsanırsa, daha sonra kanal ulaşılabilirlik için kontrol edilir. Eğer ulaşılabilirse, atanır ve önceliği yükseltilir; öteki türlü, önceliği yükseltilir ve BI bir sonraki en yüksek öncelikli kanalı duyumsar. Eğer tüm kanallar meşgul duyumsanırsa, arama engellenir.

Şekil 13.4 deki kesikli kutuda ki adımlar bir düzenlemedir böylelikle orijinal CS algoritmaları Akaiwa tarafından TDMA sistemlerine uygulanabilir FDMA sistemleri için geliştirilmiştir. Simülasyon sonuçları, bu düzenlemenin, aynı taşıyıcı frekans üzerine en yüksek öncelikli kanal toplamalarının hedefine ulaştığını gösterir.

3.2 DEĞİŞKEN EŞİK DEĞERLİ KANAL AYIRMA (CS)

Bir diğer kanal ayırma şeması Hanabe tarafından öngörülmüştür [160]. Kanallar en yüksekten düşüğe doğru öncelik değerlerine göre sıralanırlar. Her BI, halen kullanılmayan kanallarının karışma seviyelerini ölçerler. Her kanal için, karışma seviyesi daha önce tanımlanmış bir eşik değerinden yüksekse, öncelik değeri düşürülür ve bu kanal için eşik değeri düşürülür. Bunun gibi, eğer karışma seviyesi daha önce tanımlanmış bir eşik değerinden



Şekil 13.4 kanal ayırma algoritması

düşükse, öncülük değeri yükseltilir ve bu kanal için eşik değeri yükseltilir. Hanabe bunların önceliklerini açıkça belirlememiştir. Ancak, şu olasıdır ki ,öncelik fonksiyonu kanalın duyumsadığı zaman toplam zaman sayısına eşik değerinden daha az olan bir kanal karışma seviyesinin olduğu zamanın sayısının oranı olarak tanımlanır. Karışma eşiği öncelik listesinde ki kanalın sıralamasına dayanarak değişir. Örneğin, Hanabe'nin öngördüğü özel eşik şu şekildedir,

$$T(k) = \begin{cases} T_o + 15 + S, & k = 1, 2, \ldots N_1 \\ T_o + 10 + S, & k = 9, 10, \ldots N_2 \\ T_o + 5 + S, & k = 17, 18, \ldots N_3 \end{cases} . \qquad (13.11)$$

13.11 de her kanal için bir değişken eşik $T(k)$ kullanmaktaki maksat eşik değerlerinin sabit olduğu durumları açıklamakla cevaplanabilir. Bir sabit eşik değeriyle yüksek öncelikli bir kanalın atanması, bütün kanallar için C/I eşik değerleri aynı olduğundan karışmaya neden olması büyük olasılıklıdır. Bunun nedeni eğer her iki kanal da C/I eşik değerini geçerse düşük öncelikli kanalın komşu hücrelere daha az

karışmaya neden olup olamayacağına bakmaksızın bir yüksek öncelikli kanal düşük öncelikli kanal üzerinden atanacaktır. Bu nedenle, yüksek öncelikli kanalların atanması servis kesintilerine, kilitlenmelere ve kararsızlıklara yol açabilir. Değişken eşik değeri durumları için, bir yüksek eşik değeri ortak kanal karışmasının olasılığını düşürmek için yüksek öncelikli kanallara atanırlar ve bir düşük eşik değeri düşük öncelikli kanallara engellemenin olasılığını düşürmek için atanırlar.

3.3 MİNİMUM KARIŞMA (MI) ŞEMALARI

Minimum karışmaya (MI) temelli şemalar Goodman [145] tarafından önerilmişlerdir. Basit MI şeması CT-2 ve DECT sistemleri içine kapsanmıştır. Bu şemalarla, gezici istasyon BI yı en güçlü bir kanal için sayfalama sinyaliyle sinyaller. BI henüz kullanımda olmayan tüm kanallar üzerindeki karışma seviyesini ölçer. Gezici istasyon daha sonra minimum karışmalı kanala atanır. Mobil kontrollü el değiştirme (MCHO) ile eşlenen bu politika iyi performansı garantiler. Gezici istasyonların kanallara atandığı sıraya göre değişkenlik gösteren bir çok çeşit MI şeması öngörülmüştür. Bunlar, rastgele minimum karışma (RMI), yeniden atamalı RMI (RMIR) ve dizisel minimum karışma (SMI) içerir. RMA şeması aramaları geldikleri sırayla servis eder. RMIR şeması arama isteklerini RMI şemasına göre ama her gezici istasyon MI politikasına göre tekrar atandıktan sonra servis eder. Tekrar atamaların sırası rastgeledir. SMI algoritmaları bir dizisel sırada MI şemalarına göre kanalları atar.

3.4 SALDIRGAN VE ÜRKEK DCA STRATEJİLERİ

Dağıtılmış kendinden organizeli saldırgan ve ürkek stratejileri kullanan DCA algoritmaları Cimini ve Foshini tarafından tanıtılmıştır [55]. Bu basit özerk DCA algoritmaları, en iyi küresel olarak koordine edilmiş kanal seçim algoritmalarıyla karşılaştırıldıklarında küçük kapasite kayıplarıyla kendinden organize olabilirler. İki çeşit algoritma çalışılmıştır; kanalın sadece karışmasız olduğu zaman atandığı ürkek ve karışmasız olmasa da bir kanalın atandığı saldırgan. [55] deki çalışmalar gösterdi ki bir doğrusal hücre dizileri bir tek kanalın yerini, diziliri rastgele başlangıçlı atamalardan doyurmak için kendini örgütleyebilirdi. Bir dizi hiçbir ekstra hücre ortak kanal petek kısıtlamasına yo açmadan bir kanalı kullanabildiği zaman doyurulabilir. Dizideki kanal kullanımı DCA politikasına göre kendini örgütler. Algoritmanın performansı doygunluk yoğunluğu biçiminde ölçülür.

Doygunluk yoğunlukları, R-hücre tamponlamalı doğrusal ve altıgensel düzlemlerin durumları için türetilebilir. Doğrusal hücreler için, minimum ve maksimum doygunluk yoğunlukları $C_{\max} = 1/(R+1)$ ve $C_{\min} = 1/(2R+1)$ dir. Doygunluk yoğunlukları ayrıca doğrusal düzlemde ki bir kanalın rastgele yerleştirmesi için elde edilebilir. Bu durumda, hücreler sırayla kanalı atarlar. Bu durumda ki doygunluk yoğunluğu türetimi biraz uzundur ama sonuca verir [57]

$$C_{\text{ran}} = \int_0^1 \exp\left\{2\sum_{i=0}^{R-1}\frac{(v^{i+1}-1)}{i+1}\right\}dv \ . \qquad (13.12)$$

Doygunluk yoğunluğu ayrıca trafik yükü ρ nin fonksiyonu olarak elde edilebilir

$$C(\rho)\left(1-C(\rho)R\right)^{R}=\rho\left(1-(R+1)C(\rho)\right)^{R+1} \qquad (13.13)$$

Altıgensel düzlemsel hücreler için minimum ve maksimum doyunluk yoğunlukları

$$C_{\min}=\frac{1}{1+3R(R+1)} \qquad (13.14)$$

$$C_{\max}=\begin{cases}\frac{4}{3(R+1)^2} & , \quad R \text{ even}\\ \frac{4}{1+3(R+1)^2} & , \quad R \text{ odd}\end{cases} . \qquad (13.15)$$

Ancak, C_{ran} ve $C(\rho)$ için ifadeler bilinmiyor.

R	Doğrusal	düzlemsel altıgensel
1	0.864	0.693
2	0.825	0.658
3	0.804	0.627

Tablo 13.1 normallenmiş kanal yararlanmaları $\delta = C_{\text{ran}}/C_{\max}$ ürkek DCA algoritmaları için

Tek kanal durumu için engelleme olasılığı kesin şekle sahiptir,

$$P_b = 1 - C(\rho)/\rho \ . \qquad (13.16)$$

Çoklu kanallar durumu için, Cimini ürkek algoritmaların arama engelleme performansı için çok doğru bir yaklaşıklama türetti. Ayrıca, Saldırgan algoritmaların arama engelleme performansları üzerinde ki düşük sınırlarıda türettiler. N_T kanallarının bir toplamı ulaşılabilirse, bir N büyüklüklü petek kümesin deki kullanma için ulaşılabilir kanal sayısının etkinliği, δ, maksimum olası doyulmama yoğunluğu $C_{\max}$ a ulaştırılan bir özel C algoritmalı doyum yoğunluğu tarafından tanımlanan normallenmiş kanal kullanımı olarak adlandırılmak üzere δN dir. δ nin değerleri tablo 13.1 de tablolaşmıştır. Eğer tüm kanallar karışma komşuluğunda kullanılırsa bir zaman algoritması durumu için arama engellenir. Ürkek algoritmada engelleme olasılığını bulmak için, ρ yi $N\rho$ ile ve m yi δN_T ile yer değiştiririz, yani $P_b = E(N\rho, \delta N_T)$. Bir saldırgan algoritmalı engelleme olasılığı sınırını düşürmek için, ρ yi $N\rho$ ile ve m yi N_T $(\delta = 1)$ ile değiştiririz. Böylelikle $P_b > E(N\rho, N_T)$.

4. KARMA FCA/DCA ŞEMALARI

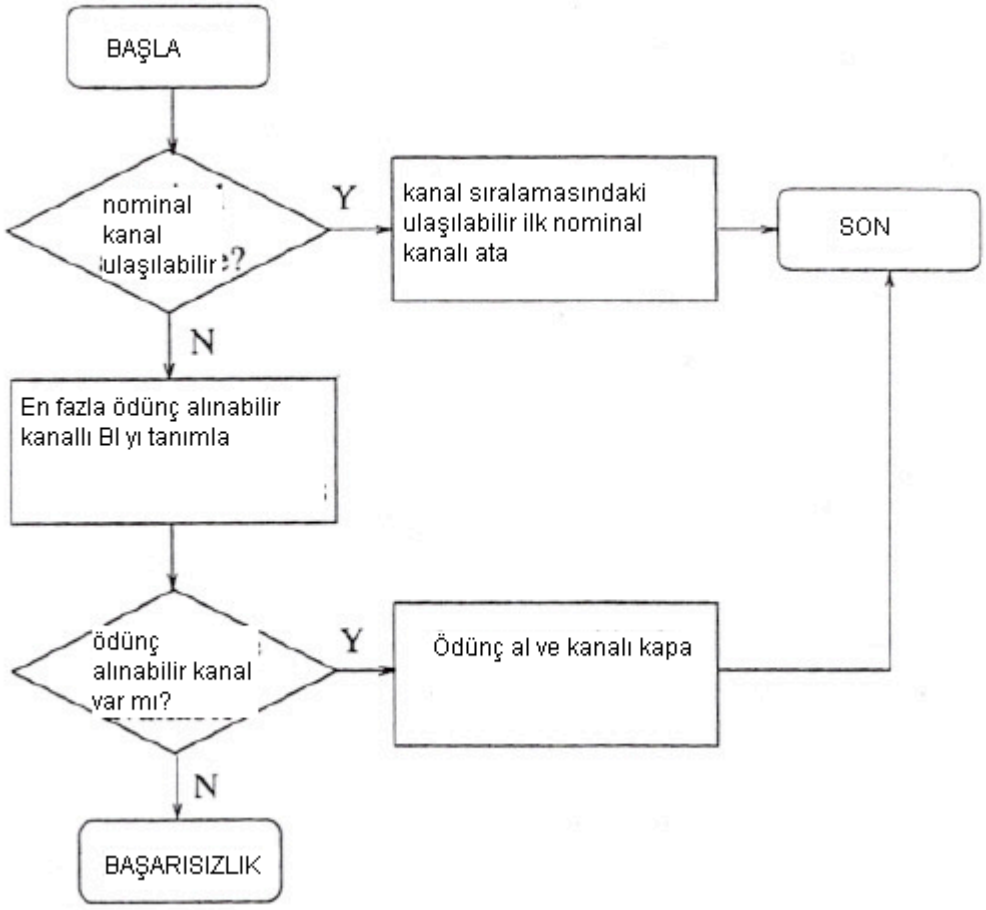
DCA şemaları hafif, durağan ve homojen olmayan trafik altında çok iyi çalışırlar. Ancak, ağır trafik koşulları altında FCA bir çok DCA şemasından daha iyi çalışır. Bu davranışın sonucundan dolayı FCA ve DCA arasında bir uyuşma sağlayacak bir karma DCA/FCA şemaları üzerinde çalışmalar yoğunlaştı. Cox ve Reudnik [73] dinamik kanal tekrar ataması (DCR) adı verilen, her hücre bir sabit kanala atanırken diğer kanallar DCA için ulaşılabilir olduğu bir karma şema tanıttılar. Sabit kanallar önce arama isteklerini barındırmada kullanıldılar. Sabit kanallar tarafından servis edilemeyen kanallar dinamik olarak atanmış kanallara gönderilirler. Sabit bir kanal üzerinde ki bir arama tamamlanmasında, DCR bir dinamik kanala normal olarak atanmış kanalları yeni boşalan sabit kanala atayabilmek için bir arama başlatır.

5. ÖDÜNÇ ALMA ŞEMALARI

Engel ve Peritsky [101] ödünç almalı bir FCA şeması olarak tanıtıldı. Kanallar iki gruba ayrılır, sabit ve ödünç alınabilir. Diğer kanallar gerekli olduğunda bir komşu BI tarafından ödünç alınırken, sabit kanallar sadece atandıkları BI lar tarafından kullanılırlar. Ne zaman mümkünse, aramalar sabit kanallar kullanılarak servis edilirler. Ödünç alınan kanalın kullanımı ortak kanal petek sınırını ihlal etmediği sürece, gerekirse bir kanal komşu hücreden ödünç alınır. Benzer bir düşünce Anderson [13] tarafından önerilmiştir. Programlanmış ve öngörücü atama şemaları da ayrıca önerilmiştir.

5.1 KANAL SIRALAMALI ÖDÜNÇ ALMA (BCO)

Elnoubi [100], kanal sıralamasıyla ödünç alma (BCO) şeklinde adlandırılan bir kanal ödünç alma stratejisi önermiştir. Bir grup kanal başlangıçta sabit kanal atamasına göre atanır; bu kanallar, nominal kanal olarak adlandırılırlar ve bir sıralanmış listeye düzenlenirler. Şekil 13.5 deki akış çizelgesiyle, BCO için arama varış politikası resmedilir. Hücrede bir arama varışı üzerine, BI, kanal sıralamasına başlamak için bir ulaşılabilir nominal kanal araması yapar. Eğer bir nominal kanal ulaşılabilirse aramaya atanır; diğer türlü BI ulaşılabilir en fazla kanala sahip hücreden bir kanal ödünç alır. Eğer B1 hücresi A1 hücresinden bir c kanalı ödünç alırsa, A1, A2 ve A3 hücreleri kanal c yi kullanmaktan men edilirler. Bloklandıktan sonra, c



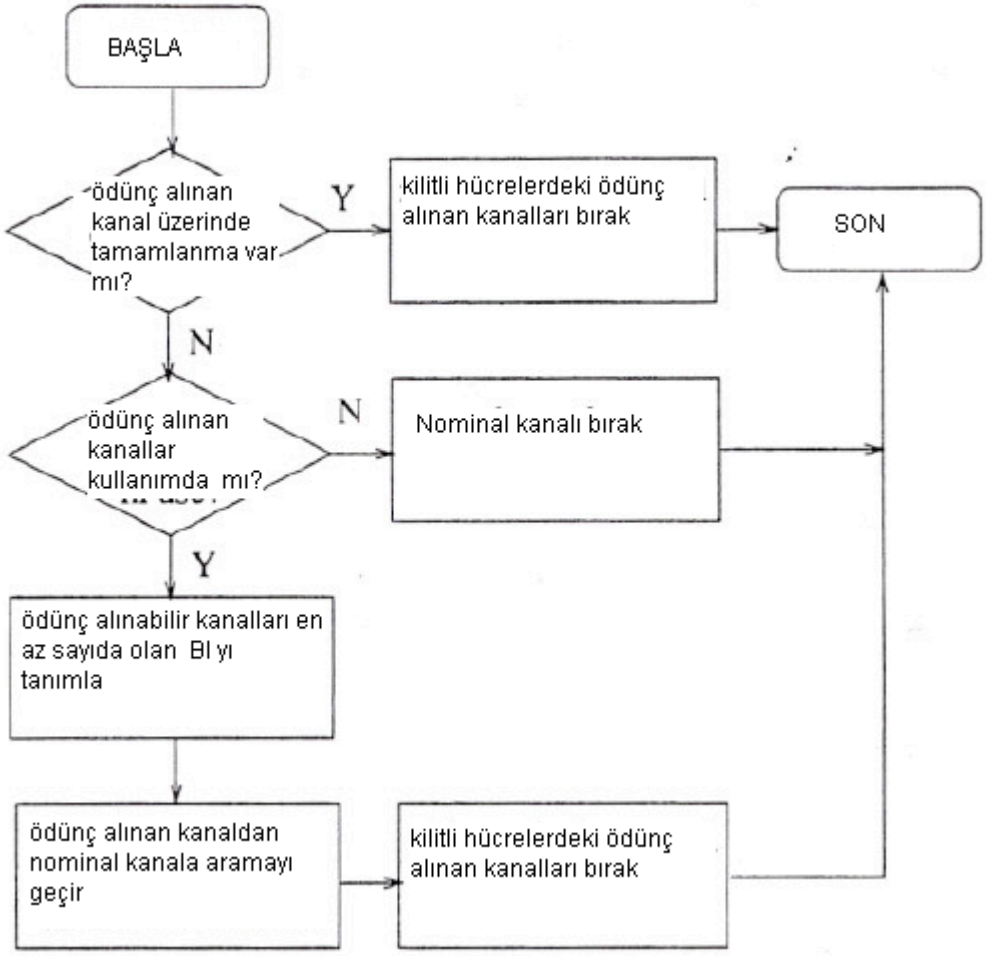
Şekil 13.5 BCO algoritmaları için arama gelişi politikası

kanalı bu hücrelerde ne bir arama servisinde kullanılırlar nede bu üç hücre tarafından ödünç alınabilirler. Son olarak, bir kanal komşu bir kanal tarafından ödünç alındığı zaman, komşu hücrenin kanal sırasının sonuna en yakın görünen kanal seçilir. Eğer ödünç almak için hiçbir kanal yoksa arama engellenir.

Şekil 13.6 da BCO için bir arama bırakma politikası gösterilmiştir. Bir arama ödünç alınan bir kanal üzerinde bittiği zaman, ödünç alınan kanal kilitlendiği üç hücre içerisine bırakılır. Bir arama nominal kanal üzerinde sonlandığı ve ödünç alınan kanal üzerinde aynı BI ile aramalar işlem halinde olduğu zaman, ödünç alınan kanal üç hücre için bırakılır ve ilgili arama hemen yeni açılan boş kanala tekrar atanır. Son olarak, eğer bir arama nominal kanallar üzerinde tamamlanırsa ve ödünç alınan kanal üzerinde aynı BI için bir arama işlem halinde değilse, nominal kanalı meşgul eden yeni boşalan nominal kanala tekrar atanır.

Kuek ve Wong [184] **sıralı dinamik kanal ataması (ODCAR)** adı verilen bir DCA şeması önermişlerdir. BCO ve ODCAR arasındaki fark çok küçüktür ve biraz hafiftir. BCO, ödünç alma için en yakındaki en fazla sayıda uygun kanala sahip olan hücreden bir kanal atarken, ODCAR en fazla kullanılabilir nominal kanala sahip olan en yakın hücreden bir kanal ödünç alır. Nominal bir kanal üzerinde ki bir arama tamamlandığı ve aynı BI ile ödünç alınan kanallar üzerinde bir arama işlem halinde

olduğu zaman, BCO, komşu hücreden ödünç alınan kanalı bırakırken ODCAR en az nominal kanala sahip olan komşu hücreden alınmış kanalı



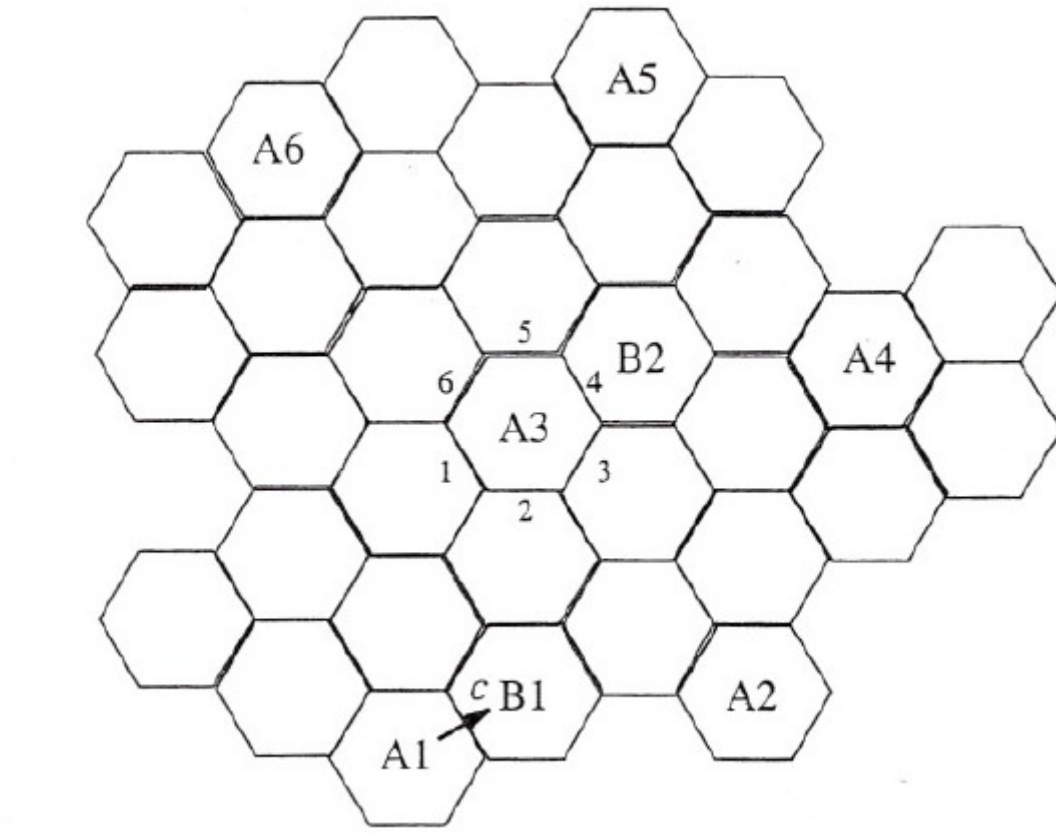
Şekil 13.6 BCO algoritmaları için arama sonlandırma politikası

serbest bırakır. Son olarak, ödünç alınan kanal üzerinde bir arama tamamlandığında BCO basitçe üç hücrede ki kanalı serbest bırakırken, ODCAR, en az nominal kanal sayısına sahip en yakın komşu hücreden ödünç alınan kanalı bırakır.

5.2 YÖNSEL KİLİTLEME İLE ÖDÜNÇ ALMA

Zang ve Yum [378], yönsel kilitleme ile ödünç alma(BDCL) adı verilen yeni bir şema tanıttılar ve onu BCO ile karşılaştırdılar. Şekil 13.7 deki N=7 hücre peteğini göstererek, BCO şeması takip eden şekilde çalışır. Eğer B1 hücresi A1 hücresinden bir c kanalı ödünç alırsa, daha sonra A1, A2 ve A3 hücreleri c kanalının kullanımına karşı kilitlenirler. BDCL şemasında, A3 hücresindeki c kanalını tüm yönlere kilitlemek yerine, kanal c sadece 1,2,3 yönlerinde kilitlenme ihtiyacı hisseder. A3 ün diğer üç yönünde yatan hücreler, B2 diyelim, özgürce ortak kanal petek sınırını aşmadan A3 den c kanalını ödünç alabilirler. Ancak, c kanalının ödünç alınıp alınmayacağı A4,A5 ve A6 daki kilit durumuna bağlıdır. Bu şema ödünç alma için uygun kanalların sayısını düz

BCO şeması üzerinden arttırır. Dahası, BDCL şema Elnobi tarafından önerilen kanal sıralama şemasıyla benzer şekilde kanal tekrar atamalarını kullanır.



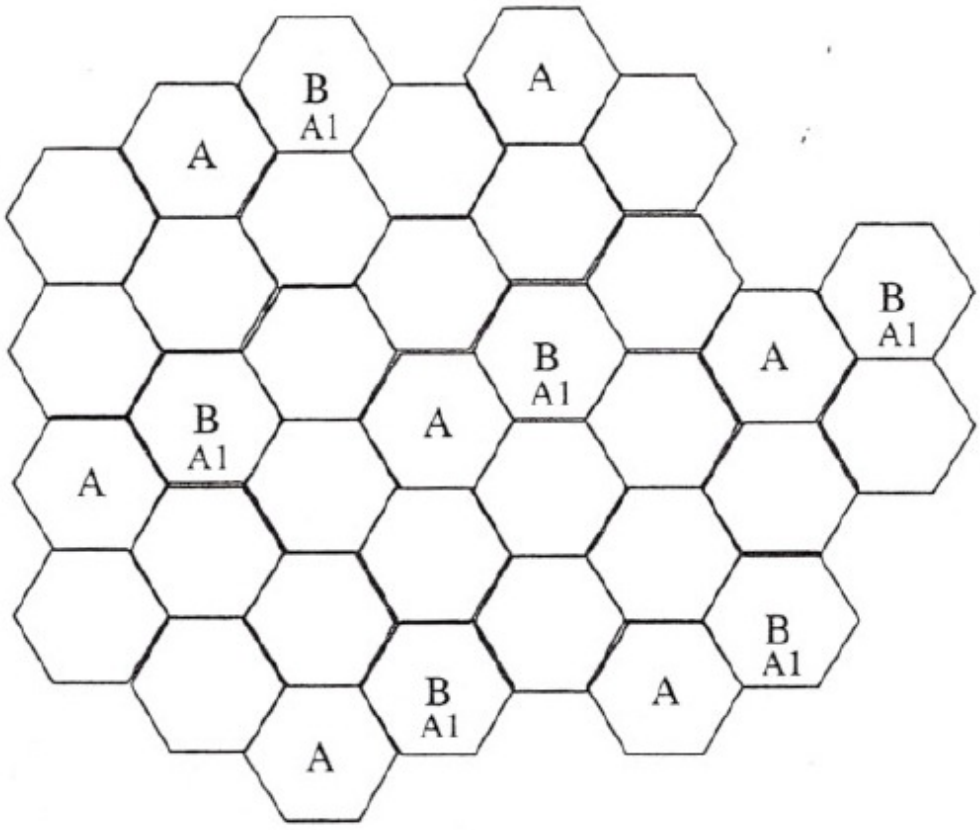
Şekil 13.7 yönsel kanal kilitlemeli ödünç alma prensipleri

5.3 KİLİTLEMESİZ ÖDÜNÇ ALMA

Bir ödünç alma şeması, kilitlemesiz kanal ödünç alma (CBWL), Jian ve Rappaport [174] tarafından önerilmiştir. Bu kanal ödünç alması ortak-kanal hücrelerle karışımı sınırlamak için düşürülmüş güç seviyeli ödünç alma kanalları kullanır. Buda ödünç alındığı hücre hariç kanalın tüm hücreler tarafından tekrar kullanılmasını sağlar. Bir kanalın ödünç alınabilir oldup olmadığını tanımlamak için, BI bir ödünç alınmış kanal duyma sinyali yayar.

CBWL şeması, kanalları komşu hücrelere gönderilebilecek altı parçaya böler, böylelikle i.inci gruptaki kanallar sadece i.inci komşu hücreye gönderilirler. A1 grubundaki tüm kanalların tüm B hücrelerindeki MI lar tarafından ödünç alınabileceğini göstermek üzere şekil 13.8 de yönsel ödünç vermenin prensipleri gösterilmiştir. Ödünç alınan kanalların düşük güç seviyeleri nedeniyle, B hücrelerindeki MI lar A-B hücre sınırları arasında yoğunlaştırılacaklardır. CBWL şeması BI karmaşıklığını düşürür ve ayrıca ödünç alınabilir kanalların 6 gruba bölünmesi ortak kanal karışmasını engeller böylelikle kilitlemeye ihtiyaç duyulmaz.

Kanal tekrar atamalarının çeşitli şekilleri şemayı yükseltmek için kullanılabilir. Örneğin, eğer B hücresi A hücresinden bir kanal ödünç almayı dilerse, A hücresinin A1 grubundaki kanallar meşgulse arama engellenir. Ancak, bir A hücresi için aramalardan bir tanesini bir başka gruba gönderme olasılığı vardır. Eğer bu mümkün değilse, A hücresinin kendisi bir kanal ödünç alabilir.



Şekil 13.8 kilitlemesiz ödünç alma prensipleri

5.4 YOĞUN MODEL TEMELLİ DCA

Yeung ve Yum [373], yoğun model temelli DCA (CPDCA) tanıttılar. CPDCA, bir yoğun modele herhangi bir kanalın ortak kanal hücrelerini dinamik olarak tutma girişiminde bulunur. Diğer bir deyişle, CPDCA, spektral etkinliği tüm kanalları minimum ortak-kanal petek mesafesinde tutarak arttırma girişiminde bulunur. CPDCA, bunu iki aşamada gerçekleştirir; i) bir optimal boş kanalın MI ya atanabileceği kanal kazanımları, ve ii) bir yoğun kanalın salınımı üzerine yoğun modellerin onarımı için kanal paketleme. Kanal paketleme, en fazla bir kanal salınımı için bir arama tekrar ataması tarafından elde edilir.

Kanallar, sistem-genişliği arama varışı oranı bilgisini kullanılarak atanırlar. Eğer bir yoğun model uygun değilse, en optimal yoğunsuz model seçilir. Bir arama tamamlandığında, CPDCA yoğunsuz model üzerindeki aramayı yeni boşalan yoğun modele atar. Eğer böyle bir arama mevcut değilse, CPDCA yoğun model üzerindeki

aramayı yeni boş kanala atar. İlk adım kullanılan yoğunsuz model sayısını azaltırken, ikinci adım devam eden aramaları tamamlanmış yoğun model üzerine denkleştirir.

6. YÖNLÜ TEKRAR DENEME VE YÖNLÜ EL DEĞİŞTİRME

Everitt [104] yönlü tekrar deneme (DR) ve yönlü el değiştirme (DH) kanal ataması algoritmalarını tanıtmıştır. Eğer bir BI, DR politikalı bir aramayı servis etmek için uygun bir boş kanala sahip değilse, MI, yeterli sinyal kalitesini sağlayabilecek başka boş kanallara elde etmeye çalışır. DS, bir özel hücresel sistem içerisinde ki hücrelerin birişme doğasından yararlanır. DH de hücrelerin birişme doğasından bazı devam eden aramaları bir komşu hücreye yönlendirmede yararlanır. DR ve DH şemalarının her ikisi de FCA veya DCA lı bağlamlarda kullanılabilir.

7. HARAKETLİ YÖN STRATEJİLERİ

Hareketli yön (MD) stratejisi, Okada ve Kubota tarafından önerilmiştir, zorunlu sonlandırma ve kanal değişimlerinin düşürmek için MI nın hareket bilgisinden yararlanır [250], [251]. Strateji, bir hesaplanan MI ile aynı yönde hareket eden aynı servis alanı içerisinde ki MI'lara atanmış kanallar arasından bir uygun kanala atamaya çalışır. Aynı yönde hareket eden MI lar kümesi oluşturulur. Bir MI bir hücreye girerse, aynı setten bir MI hücreyi terk ediyor olabilir. Bu her iki MI nın aynı kanalda kalmasını sağlar. Bu metot özellikle otoban mikro-hücre yayılımları için kullanışlıdır.

MD şemalarının bir çeşidi hem hız hem de hareket yönünü hesaplar (SDM). MI iki sınıfa bölünürler; yüksek hız MI (HSMI) lar -50 den 60 km/sa hıza kadar- ve düşük hız MI (LSMI)-0 dan 4- olmak üzere. zorunlu sonlandırmanın olasılığını düşürmek için SMD, MD politikasını HSMI arama isteği için kullanır. LSMI için, NN stratejisi çalıştırılır.

8. DÜŞÜRÜLMÜŞ ALCI-VERİCİ KAPSAMI

Takeo [317], bir biçimli olmayan trafiğin, her kontrol periyodu için trafik varyantına göre kontrol kanalının BI iletim gücü seviyesini ayarlayarak tanıtıldığı bir şema önermiştir. MI, kontrol kanalını hangi BI ya bağlayacağını tanımlamada kullandığından, etkili hücre büyüklüğü dinamik olarak değişir. Bu şema bazı istenmeyen kenar etkilerine neden olabilir, örneğin, el değiştirmeler durağan MI lar için dahi gerçekleşebilir. [317] de deneysel sonuçlar önerdi ki, arama engelleme olasılıkları kontrol periyodunda ki azalmaya ters orantılı olarak yükselir ve böylelikle, kontrol kanalı gücünün frekans yenilemesi yok sayılmalı.

.

8.1 PETEK BÖLÜMLEMESİ

Petek bölümleme, M büyüklüklü kümelerin N sayılı kümelerin üzerine örtüştürüldüğü N>M, bir iki-seviye hücre planı çalıştırır. Kısım 9.5.1 de bahsedildiği gibi, petek bölümleme uygun kanalları iki kümeye böler; bir küme iç hücreler tarafından kullanılırken, bir küme hem iç hem dış hücreler tarafından kullanılabilir.

Bir özerk petek bölümleme (ARP) şeması Kanai [176] tarafından önerilmiştir. Bu şemayla bir benzer kanal sıralaması tüm BI lara verilir. Bir arama gelmesi üzerine, kanallar sırayla kontrol edilir ve hem ileri hem ters bağlantı için bir C/I eşik değerini geçen ilki atanır. Eğer uygun kanal yoksa arama engellenir. Bir sabit sıralamayı kullanmanın avantajı sıralamadaki yüksek kanalların daha sıklıkla kullanılması ve böylelikle yüksek karışma seviyesine sahip olmasıdır. Bu her BI yı kanalların minimum C/I ile atanması konusunda yetkili kılar.

Diğer bir şema, **kendinden-organizeli petek bölümlemesi** (SORP) Furukawa ve Yoshihiko [125] tarafından önerilmiştir. BI lar kanalları MI lardan iletilen güç seviye ölçümlerine göre atar. Bir arama geldiği zaman, BI, arayan MI nın çıkış gücünü elde eder ve bu kanalı ortalama iletim gücü ile ilişkili kanalı atar. Eğer kanal uygunsa atanır; yoksa ikinci en yakın aday çalıştırılır ve bu şekilde devam eder. Bu prosedürün sonucu olarak, kanallar özerk olarak kendinden-organizeli petek bölümlemesi için gruplanırlar. SORP şeması ARP şemasıyla aynı engelleme olasılığı olarak gösterildi, ama SORP bir kanalı bulmak için daha az zamana ihtiyaç duyar ve genellikle daha yüksek C/I sağlar.

9. EL DEĞİŞTİRME ÖNCELİĞİ

İşlemde ki bir aramanın zorunlu sonlanması yeni bir aramanın engellemesinden daha kötü olduğundan, el değiştirme öncülüğünü bir kanal atama stratejisi tasarımında düşünmek önemlidir. Bu özellikle mikro-hücresel sistemlerde yükselmiş el değiştirme sayılarında önemlidir. Ulaşan el değiştirmenin olası metotları koruma kanalları ve el değiştirme kuyruğu kullanmaktır. İki metotta kaldırılan aramaların olasılığını düşürür diye bilinir.

El değiştirme kuyruklaması, MI'nın el değiştirme bölgesinde harcadığı zaman aralığını kullanır. En basit kuyruklama şeması ilk giriş ilk çıkış politikası kullanır. Daha ayrıntılı kuyruklama şemaları ölçüm temelli şemaları kullanır. En düşük bağlantı kaliteli MI lar en yüksek öncelikli sınıfa yerleştirilirler ve el değiştirme sırası öncelik sınıflarına göre sürekli olarak çalıştırılır.

10. TDMA SİSTEMLERİ İÇİN ÖRNEK DCA SİSTEMLERİ

Her hücre, aramaları taşımak için gerekli taşıyıcıların minimum sayısını elde etmek üzere aramaların TDMA taşıyıcılarına paketlendiği **taşıyıcı gruplamalı** bir TDMA

sistemi varsayalım. Bu paketleme kanal tekrar atamalarına kanallar bırakıldığı zaman ihtiyaç duyabilir. Taşıyıcı grupların bir avantajı hesaplamada düşüşün olması kazanımları göz ardı etmesidir. Karmaşıklıkta ki bu düşüş bir kanalı seçmek için gerekli olan zamanı düşürür. Buda arama kaldırmanın olasılığını düşürür.

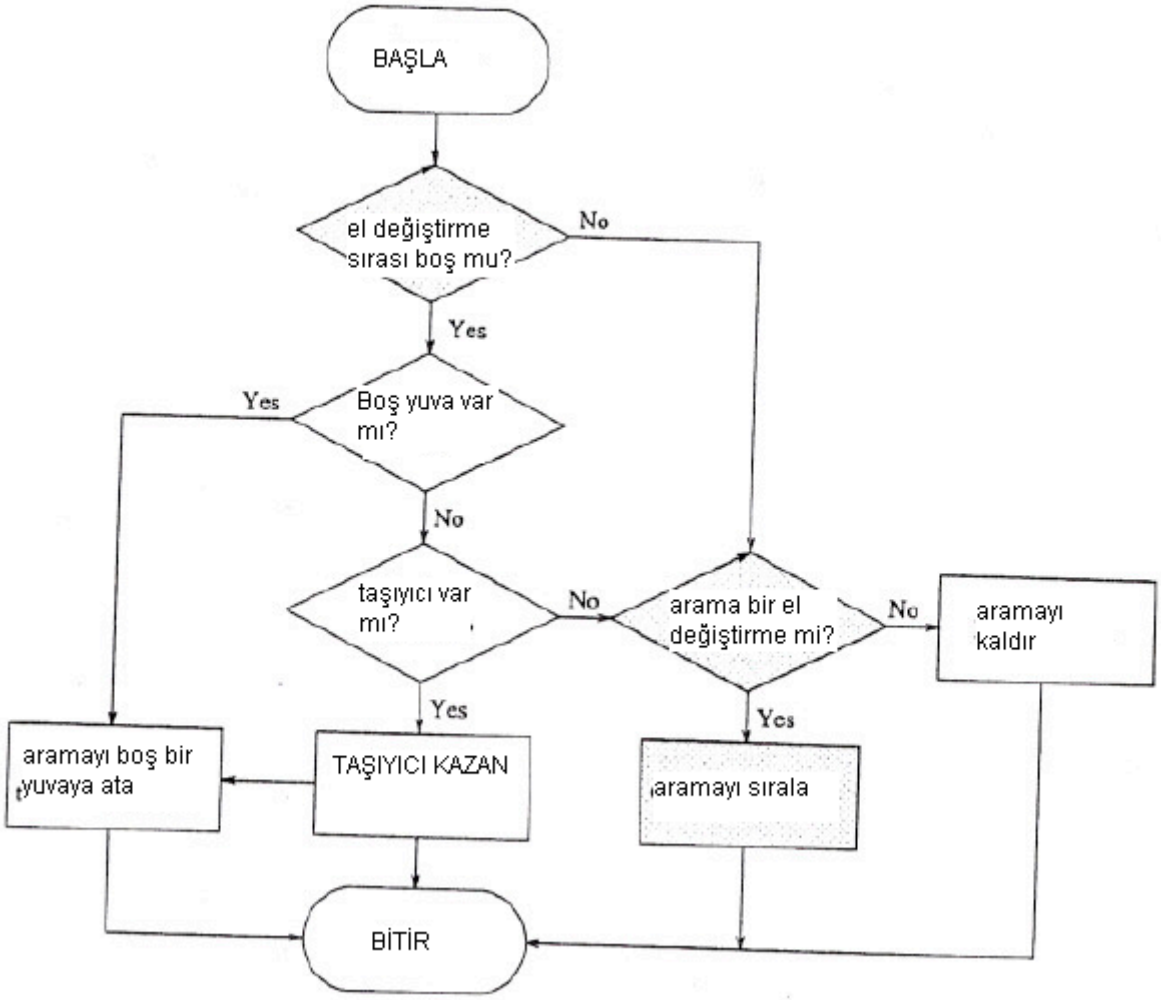
Her ne zaman bir kanala ihtiyaç duyulursa bir TDMA DCA şema eğer gerekliyse bir strateji takip eder ve bir taşıyıcı kazanım kriterine göre kazanım için bir taşıyıcı seçer. Bunun gibi, başka bir strateji kanal bırakıldığı zaman takip edilir, eğer gerekliyse, bir taşıyıcı bırakma kriterine göre bırakılmaya bir taşıyıcı seçer. Şekil 13.9 ve 13.10 daki akış şemaları kanal ve taşıyıcıların bırakılma ve atanmaları için genel bir prosedür gösterir.

TAŞIYICI KAZANMA politikası: şekil 13.9 da gösterildiği gibi, takip eden politika yeni bir arama üzerine veya el değiştirme varışı üzerine çalıştırılır:

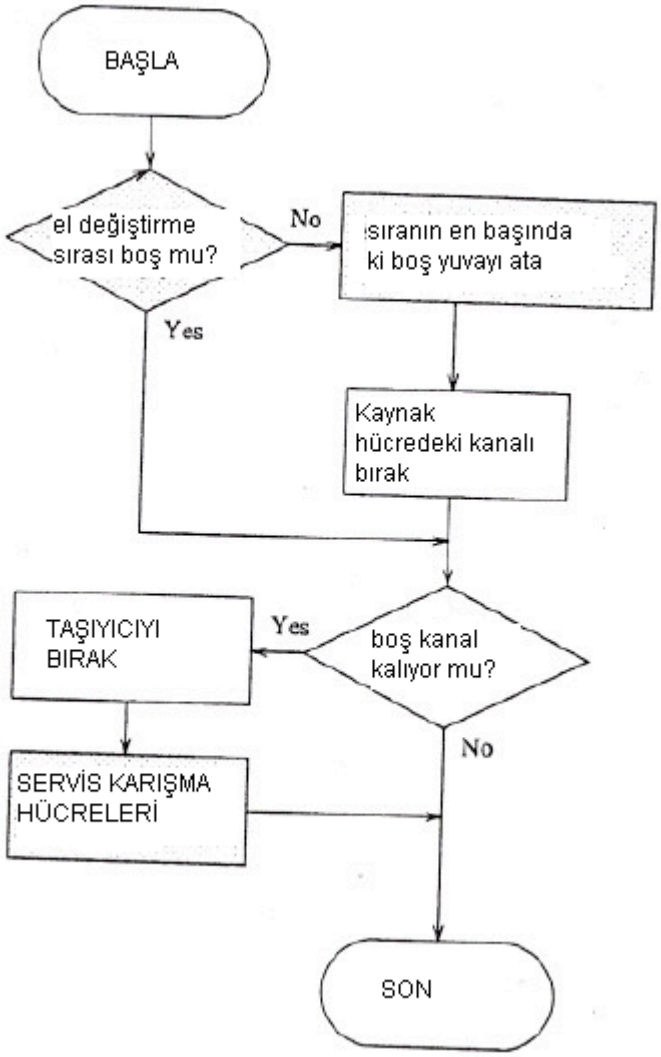
1. Eğer kazanılan taşıyıcılar arasında en az bir boş kanal varsa, aramaya bir boş kanal ata; yoksa yeni bir taşıyıcı girişiminde bulun.
    a. Eğer taşıyıcı kazanımı başarılıysa, aramaya yeni kazanılan taşıyıcının bir kanalını ata; yoksa aramayı engelle.

TAŞIYICI BIRAKMA politikası: şekil 13.10 da gösterildiği gibi, takip eden politika bir arama tamamlanması yada el değiştirme ayrılışı üzerine çalıştırılır:

1. Eğer kanal bırakımı bir boş kanal vermeyecekse, hiçbir taşıyıcı bırakılmaz; yoksa taşıyıcı bırakma kriterine göre bir taşıyıcı bırakma için seçilir.
    a. Bırakma için seçilen taşıyıcıyı sağlayan arama yeni boşalan kanala tekrar atanır, ve seçilen taşıyıcı bırakılır.



Şekil 13.9 taşıyıcı kazanma politikası



Şekil 13.10 TAŞIYICIYI BIRAKMA

10.1 BASİT DCA (SDCA) STRATEJİSİ

Elnoubi [100] her hücredeki farklı kanal sıralamalarının kullanımını yapan BCO stratejisini önerdi. Burada, kanal sıralamalarından çok taşıyıcı sıralamalarını kullanan bir kanal atama stratejisi düşüneceğiz. Ancak, BCO stratejisinin tersine, taşıyıcılar ödünç alma taşıyıcıları için özel bir kural ile birlikte nominal ve ödünç alınmış kümelere bölmeyeceğiz. Şemamızda, her hücre kendi taşıma sırasına sahiptir ve hiçbir iki hücre aynı taşıyıcı sırasına sahip frekans petek mesafesinden daha az ayrılmamıştır. Örneğin, 3 hücre için 9 ulaşılabilir taşıyıcının var olduğunu varsayalım. Takip eden taşıyıcı sıralamaları yapacaktır ki

$$\begin{aligned} A: &\quad \{1,4,7,8,9,5,6,2,3\} \\ B: &\quad \{2,5,8,9,7,6,4,3,1\} \\ C: &\quad \{3,6,9,7,8,4,5,1,2\} \end{aligned} \tag{13.17}$$

Bu taşıyıcı sıralamaları öncelikle 9 ulaşılabilir taşıyıcıyı tümü atanana kadar sütun-genişliği şeklinde listeleyerek elde edilir. daha sonra 4 ve 5 sütunları 3. Sütunun permütasyonları, 6 ve 7 sütunları 2. Sütunun permütasyonları ve 8 ve 9 sütunları 1. Sütunun permutasyonlarıdır.

Taşıyıcı seçme kriteri takip eden şekildedir. bir taşıyıcıya ihtiyaç duyulduğu zaman, hücrenin taşıyıcı sırasının başlangıcına en yakın oluşan taşıyıcı seçilir. Eğer uygun kanal yoksa, taşıyıcı kazanımı başarısız olur. Bir hücrede bir taşıyıcı bırakıldığı zaman, hücrenin taşıyıcı sıralamasının sonundaki en yakın oluşan meşgul taşıyıcı seçilir. Bu, hücrenin taşıyıcı sırasının başlangıcına yakın bir taşıyıcıya hücredeki aramanın tekrar atanmasını gerektirebilir. Yukarıda ki strateji **basit dinamik kanal ataması (SDCA)** stratejisi olarak adlandırılır.

10.2 BİR SIRALAMA DCA STRATEJİSİ

İşlem halindeki aramaların zorunlu sonlanmaları yeni aramayı engellemeden daha kötüdür. Zorunlu sonlanmalar veya el değiştirme engellemeleri, bir aktif arama bir hücre sınırından geçerken oluşur ve hedef hücre ek aramayı gerçekleştiremez. [170], [129] da bahsedildiği gibi, el değiştirme önceliğini kurmanın bir yolu el değiştirme girişimlerini sıralamaktır. Eğer hedef hücre ek aramayı anlık olarak kurmada başarısızsa, MI kaynak hücre ile bağlantısını devam ettirir ve hedef hücrede bir sıraya girer. Bir sıralama başarısızlığı sinyal seviyesi arama hedef hücre tarafından sunulabilinmeden önce bazı eşik değerlerinin altına düşerse, sıralama içinde ki zaman harcanması bir zaman dışı aralığı çalıştırırsa veya sıralama taşarsa oluşur. Bir sıralama başarısı bir kanal ulaşılabilir hale geldiği zaman ve sıralama boş değilse oluşur. Yeni ulaşılabilir kanal daha sonra sıralamanın başındaki aramaya atanır ve kaynak hücre içerisindeki kanal bırakılır. Burada el değiştirme sıralamasını DCA ile birleştireceğiz.

DCA stratejisinde, bir hücre içerisinde ki bir kanalı ulaşılabilir hale getirmek için iki yol vardır. Ya bir arama sonlandırılır veya bir taşıyıcı karışma komşusu içerisinde bir yere bırakılır, böylelikle hücre tarafından taşıyıcının kazanılmasına olanak sağlar. Bir hücre bir taşıyıcıyı bırakırsa, bırakılan taşıyıcıyı kendi sıralanmış aramalarında servis etmek için karışma komşuluklarında birçok hücre olabilir. Ancak, eğer tüm bu hücreler taşıyıcıyı kazanırsa frekans petek sınırlaması ihlal edilmiş olacak. Hangi hücrenin taşıyıcıyı kazanabileceğini belirlemek için, her hücrenin **sahipli taşıyıcılar** adı verilen taşıyıcıların altkümesine sahip olduğunu varsaymalıyız. Sahipli taşıyıcılar taşıyıcı sıralamasının başındaki bir alt kümedir. Sahipli taşıyıcılar dağıtılır. Diğer taşıyıcılar ödünç alınan taşıyıcılar olarak isimlendirilirler. Önceki örneği düşünerek, sahipli ve ödünç alınan taşıyıcı sıralamaları,

	Sahipli	Ödünç Alınan	
$A:$	$\{1,4,7\}$	$\{8,9,5,6,2,3\}$	
$B:$	$\{2,5,8\}$	$\{9,7,6,4,3,1\}$	(13.18)
$C:$	$\{3,6,9\}$	$\{7,8,4,5,1,2\}$	

DCA ve el değiştirme sıralamasını birleştiren bir strateji aşağıda akış şemaları şekil 13.9, 13.10, 13.11 ve 13.12 arasında gösterilmiştir.

TAŞIYICI KAZANMA politikası: şekil 13.9 a bakarak, takip eden politika yeni bir arama veya el değiştirme girişimi üzerine çalıştırılır:

1. Eğer el değiştirme sıralaması boş değilse, ya el değiştirmeyi sırala veya yeni aramayı kaldır; yoksa
    a. Eğer en az bir boş kanal varsa , boş kanalı aramaya ata; yoksa taşıyıcı kazanma kriterine göre bir tane kazanmayı dene.
        i. Eğer taşıyıcı kazanımı başarılıysa, yeni kazanılan taşıyıcının bir kanalını aramaya ata; yoksa ya el değiştirme aramasını sırala veya yeni aramayı kaldır.

TAŞIYICI BIRAKMA politikası: şekil 13.10 a bakarak, takip eden politika arama tamamlanması bir el değiştirme veya başarısızlık üzerine çalıştırılır:

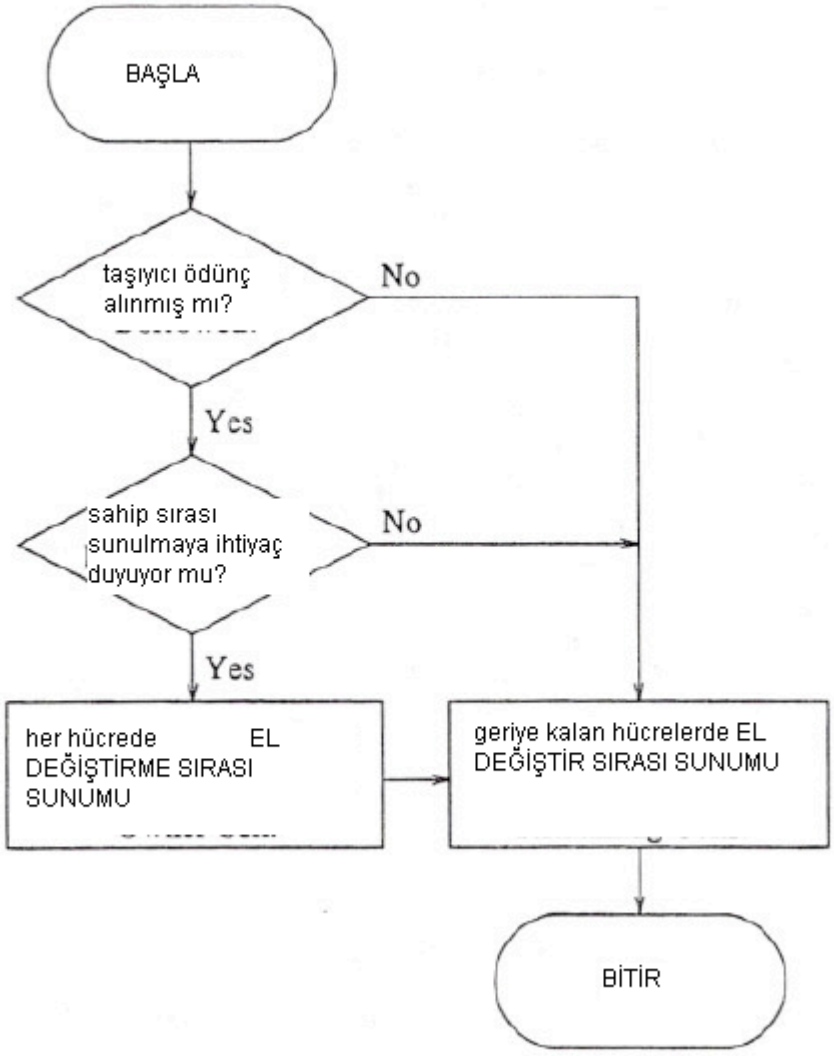
1. Eğer el değiştirme sıralaması boş değilse yeni ulaşılabilir kanalı el değiştirme sıralamasının başındaki aramaya ata. Aramaya servis veren kanal taşıyıcı bırakma politikasına göre bırakılır.
2. Eğer kanal bırakması boş bir taşıyıcıya neden olacaksa, bir taşıyıcı seçilir. Arama yeni boşalan kanala aktarılır, seçilen taşıyıcı bırakılır, ve SUNMA KARIŞIMI HÜCRELERİ politikası çalıştırılır.

SUNMA KARIŞIMI HÜCRELERİ politikası: şekil 13.11 a bakarak, takip eden politika taşıyıcı bırakıldığı zaman çalıştırılır:

1. Eğer ödünç alınan bir taşıyıcı bırakılırsa herhangi sahip hücre taşıyıcıyı kazanacak ve SERVİS EL DEĞİŞTİRMA SIRALAMASI politikasına göre el değiştirme sıralamasını sunacak.
2. Sahip hücreler sıralamalarını sunma özelliğini kazandıktan sonra diğer hücreler kendi el değiştirme sıralamalarını SERVİS EL DEĞİŞTİRMA SIRALAMASI politikasına göre sunma özelliklerini kazanırlar.

SERVİS EL DEĞİŞTİRMA SIRALAMASI politikasına: şekil 13.10 a bakarak, takip eden politika bir taşıyıcı boş olmayan el değiştirme sıralamasına sahip bir hücreye kazanıldığı zaman çalıştırılır:

1. Bir boş yuva el değiştirme sıralamasının başındaki aramaya atanır, ve kanal TAŞIYICI BIRAKMA politikasına göre bırakılır.



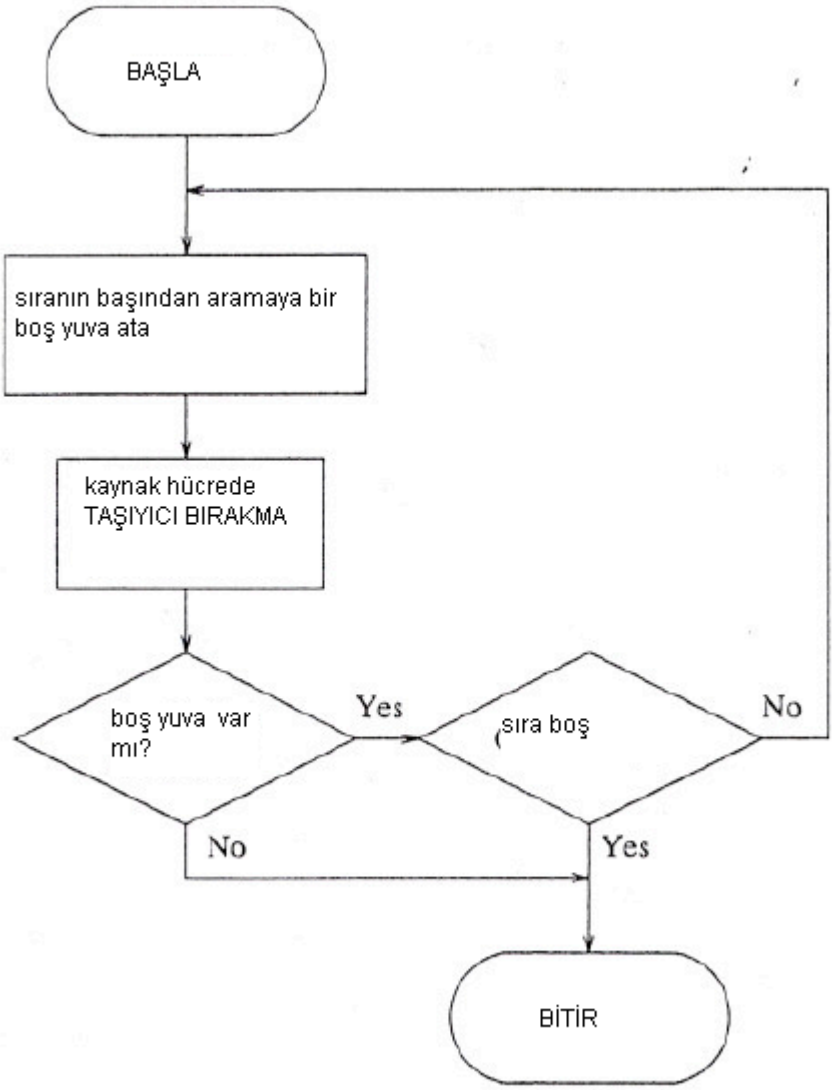
Şekil 13.11 SUNMA KARIŞIMI HÜCRELERİ politikası

10.3 BİR SALDIRGAN DCA STRATEJİSİ

DCA stratejileri kanalları hücrelere gerektiğinde atayarak gövde tol etkisini arttırır. Kanalların zayıf bir atamasını göz ardı etmek için düzeltme imi alınmalıdır, yoksa kapasite düşer. SDCA ile, taşıyıcılar bir taşıyıcı kazanma ve bırakma kriterine göre kazanılır ve bırakılır. Bu strateji [173] deki 2-D RING stratejisiyle aynıdır ve aynı problemlerden sorun çeker; bir taşıyıcı kazanım için seçildiğinde, çoklu taşıyıcılar taşıyıcı kazanma kriteri için ulaşılabilir olmalıdır. Daha fazla ulaşılabilir taşıyıcı olursa işlem daha iyi olur. Yüksek trafik yüklerinde çok az taşıyıcı kazanım için ulaşılabilir olabilir. Bu gibi durumlarda, taşıyıcılar atanmaları gerekli olan yerden çok, atanabilecekleri yerlere atanırlar. Bu gibi durumlarda DCA sistemleri her zaman FCA sistemlerinden daha kötüdür.

Kısım 3.4 de bahsedildiği gibi, yüksek trafik yüklerindeki performans bir saldırgan politika kullanılarak geliştirilebilir. Buna göre, bir taşıyıcı kazanamayan bir hücre çevredeki hücreyi bir taşıyıcı bırakmaya zorlayabilir ve böylelikle bir fazla servis

sağlayabilir. Bu nedenle, bir hücre bir taşıyıcıyı takip eden TAŞIYICI ALMA politikasına göre alabilir.



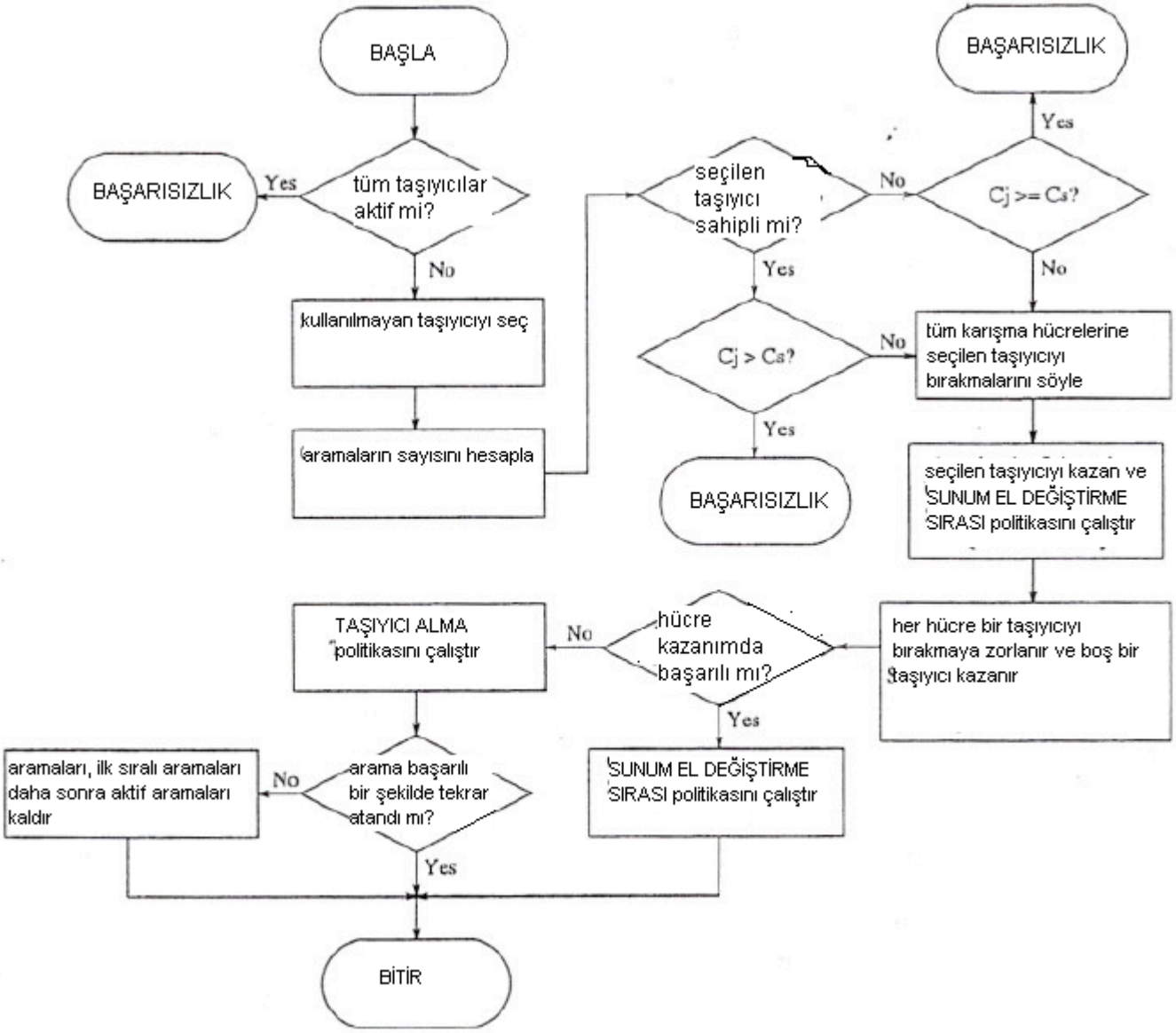
Şekil 13.12 SERVİS EL DEĞİŞTİRMA SIRALAMASI politikası

TAŞIYICI ALMA politikası: şekil 13.13 e göre, takip eden politika bir arama el değiştirme başarısızlığı, bir sıralama başarısızlığından veya bir başka hücrenin TAŞIYICI ALMA politikası çalıştırmasından dolayı nazik durmdayken çalıştırılır:

1) Taşıyıcıların tüm kümesi incelenir. Eğer tüm taşıyıcılar kullanılıyorsa, TAŞIYICI ALMA politikası başarısızdır; yoksa, tüm kullanılmayan taşıyıcılar incelenir, karışma komşulu içerisindeki aramaların sayısı hesaplanır. Her hücredeki naziklenmiş aramaların sayısı belirlenmeli. Naziklikteki aramaların en az sayısına yerleştirecek taşıyıcı seçilir. Bir bağlanma olayı durumunda, taşıyıcı sıralamasında en erken görülen taşıyıcı seçilir. C_j nazikliğe yerleştirilecek olan aramaların sayısı olsun.
2) Seçilen taşıyıcıyla servis edilecek olan aramaların sayısı, C_s hesaplanır. bir el değiştirme girişimi ve sıralaması için, $C_s = 1$, bir sıralama başarısızlığı,

C_s sıralanan aramalar C_q nin minimum sayısı ve her N_s için yuvaların sayısı olur; bir taşıyıcı için C_s 1 den N_s ye kadar değişir.

3) Eğer seçilen taşıyıcı sahipliyse ve $C_i > C_s$ ise veya seçilen taşıyıcı sahipsizse ve $C_j \geq C_s$ ise, TAŞIYICI ALMA politikası başarısızdır; yoksa karışıcı komşuluktaki o anda taşıyıcıyı kullanan tüm hücrelere taşıyıcıyı bırakması söylenir.
4) Karışıcı komşuluktaki her hücre seçilen kanalı bırakır.
5) Seçilen kanal alınır. Bir el değiştirme girişimi için, el değiştirme tamamlanır. Bir sıralama başarısızlığı için, SERVİS EL DEĞİŞTİRME SIRALAMASI politikası çalıştırılır. TAŞIYICI ALMA politikasını işleten bir başka hücreye kaybedilmiş bir taşıyıcı için, alınan taşıyıcının yuvaları naziklikteki aramalara atanırlar.
6) Seçilen taşıyıcıyı bırakmaya zorlanan her hücre SERVİS KARIŞMA HÜCRELERİ politikasını çalıştırır.
7) Seçilen kanalı bırakmaya zorlanan ve hala naziklikte aramalara sahip olan her hücre, KANAL KAZANMA politikasını çalıştırır.
   a) Eğer taşıyıcı kazanımı başarılıysa, hücre SERVİS EL DEĞİŞTİRME SIRALAMASI politikasını çalıştırır; yoksa TAŞIYICI ALMA politikasını çalıştırır.
   b) Eğer taşıyıcının alındığı hücre yeni bir taşıyıcı sağlayamazsa, bu aramalardan bazıları kaldırılmalıdır. Sıralanmış aramalar öncelikli kaldırılır. Eğer daha fazla arama kaldırılmalıysa, aktif aramalar da artık arama kalmayana kadar kaldırılır.



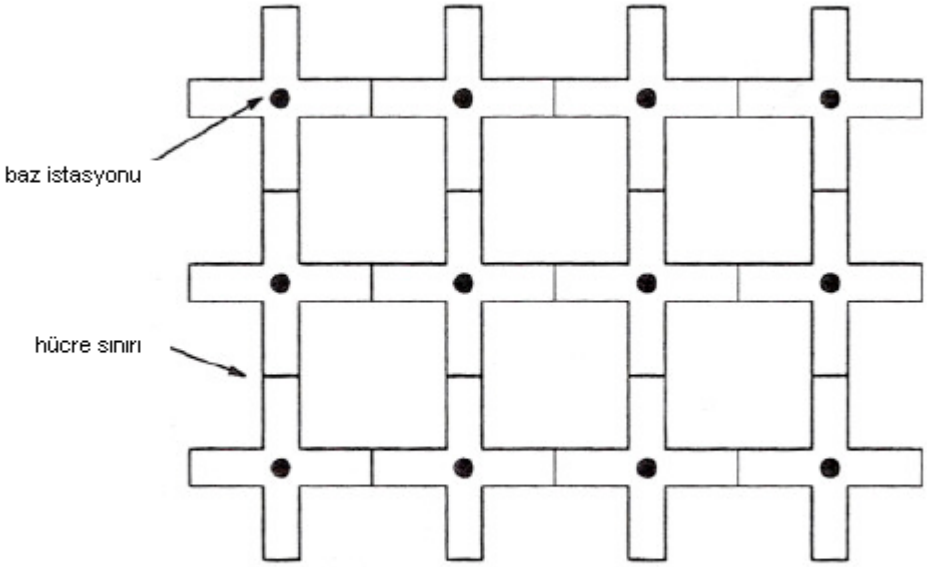
Şekil 13.13 TAŞIYICI ALMA politikası

10.4 SİMÜLASYON MODELİ, SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR

Şekil 13.14 de gösterildiği gibi, kesişen caddelerin dikdörtgensel bir ızgarasını içeren bir mikro-hücresel sistem düşün. Izgaranın bir köşesinden akan bir MI trafiği diğer kenardan döndüğünü varsayalım. Eğer iki hücre ızgaranın karşılıklı köşelerindeyse, MI bir hücreden ayrılıp diğerine giriyorsa, uzaysal olarak bitişik olmadıkları aynı anda aynı taşıyıcıyı kullanabilirler.

Görüş-hattı ortak kanal hücreleri en az 3 hücre tarafından ayrılmalı. Görüş-hatsız ortak kanal hücreleri üzerinde hiçbir petek kısıdı yoktur. FCA için taşıyıcıların kümesi 4 parçaya bölünecek ve SDCA için 4 farklı taşıyıcı olması gerektiği manasına gelen frekans petek faktörü 4 dür. Karışıcı komşuluk ve hücre petek modeli şekil 13.15 de gösterilmiştir.

Mikro-hücresel çevrelerdeki tele trafiğin düz olmayan yayılımını açıklamak için benzer aktif-hareketsiz Markov modeli kullanılır. Model Markovsal, bu nedenle tüm olaylar üssel olarak dağıtılmış varışlar arası zamanla oluşur. Ancak, dağıtımların parametreleri zamanla,



Şekil 13.14 bir kentsel çevredeki hücreler ve BI ları

1	2	3	4	1	2	3	4	1
4	1	2	3	4	1	2	3	4
3	4	1	2	3	4	1	2	3
2	3	4	1	2	3	4	1	2
1	2	3	4	1	2	3	4	1
4	1	2	3	4	1	2	3	4
3	4	1	2	3	4	1	2	3
2	3	4	1	2	3	4	1	2
1	2	3	4	1	2	3	4	1

Şekil 13.15 karışma komşuluğu ve hücre petek modeli

modelin zaman-değişimliliği doğasını yansıtarak değişir. Herhangi bir zamanda i hücresinin durumu şu parametrelerle tanımlanır,

yeni arama gelme oranı : λ_i

aktif aramaların sayısı: $N_{\text{active},i}$

sıralanmış aramaların sayısı: $N_{\text{queued},i}$

Yeni arama gelişi: i hücresindeki arama gelişi λ_i oranlı Poisson'dur. Bu parametre binary olarak $\lambda \in \{\lambda_{ACT}, \lambda_{DOR}\}$ olmak üzere değer alır. Bu iki yeni arama gelişi oranları iki farklı hücre modeliyle, aktif ve baskın, ilişkilidir. Farklı hücrelerdeki arama gelişi bağımsız olarak varsayılır, öylelikle küresel arama gelişi oranı

$$\Lambda = \sum_i \lambda_i \ . \qquad (13.19)$$

Arama tamamlanması: her aramanın süresi üssel olarak μ ortalamasıyla dağıtılmıştır. i hücresinde $N_{\text{active},i}$ aktif arama vardır ve $N_{\text{queued},i}$ sıralanmış arama vardır, herhangi biri herhangi bir zamanda tamamlanabilecek. Bu aramalar bağımsız olarak varsayılır, böylelikle i hücresinde ki arama tamamlanma oranı,

$$r_{c,i} = \frac{N_{\text{active},i} + N_{\text{queued},i}}{\mu} \ . \qquad (13.20)$$

Farklı hücrelerdeki arama tamamlanmaları bağımsız olarak varsayılır. Bu nedenle, küresel arama tamamlanma oranı,

$$r_c = \sum_i r_{c,i} \ . \qquad (13.21)$$

El değiştirme girişimleri: bir aktif arama hücre sınırını geçerken ve hedef hücre tarafından sunulma ihtiyacında olduğu zaman bir el değiştirme girişilir. El değiştirme oranını belirlemek için, her hücre h zamanlı süresi üzerinden bir ortalama kadar el değiştirir varsayılır. Izgara köşelerinde trafik dönerli aktığından, el değiştirme aramaları tekil olarak 4 hücreden birine dağıtılmıştır. sıralanmış aramalar asla bir hücre sınırını geçemeyecek şeklinde güvenle varsayılabilir. Çünkü bir hücreyi geçmek için gerekli zaman el değiştirme sırasında izin verilen en büyük zamandan çok daha büyük olacaktır. Bu nedenle, sıralanmış aramalar el değiştirme oranını etkilemezler. i hücresinde ki el değiştirme oranı,

$$r_{h,i} = \frac{hN_{\text{active},i}}{\mu} \ . \qquad (13.22)$$

Farklı hücrelerdeki arama el değiştirmeleri bağımsız olarak varsayılır, bundan dolayı küresel el değiştirme girişimi oranı,

$$r_h = \sum_i r_{h,i} \ . \qquad (13.23)$$

Durum geçişleri: her hücre yürürlükteki durumunu D süresi için devam ettirir, D $1/\overline{D}$ üsse olarak dağıtılmış olmak üzere. Eğer hücre aktif durumdaysa, $\overline{D} = \overline{D}_{ACT}$ ve hücre uyku durumundaysa $\overline{D} = \overline{D}_{DOR}$. Eğer N_{ACT} aktif hücre ve N_{DOR} uyuyan hücre varsa, küresel aktiften-uyuyana ve uyuyandan-aktife geçiş oranları, sırasıyla,

$$r_{ACT \to DOR} = \frac{N_{ACT}}{\overline{D}_{ACT}} \qquad (13.24)$$

$$r_{DOR \to ACT} = \frac{N_{DOR}}{\overline{D}_{DOR}} \qquad (13.25)$$

Hücrenin aktif durumda olma olasılığı,

$$P_{ACT} = \frac{\overline{D}_{ACT}}{\overline{D}_{ACT} + \overline{D}_{DOR}} \; . \qquad (13.26)$$

dir.

Simülasyon işlerken, beş çeşit olay üretilir: yeni arama gelişi, arama tamamlanması, el değiştirme girişimi, aktif-uyuyan durum geçişleri ve uyuyan-aktif durum geçişleri. Tüm olaylar bağımsız olarak oluşur. Bu nedenle, beş rastgele zaman üretilir ve bir sonraki olay diğeriyle en az zamanda diğerine ilişkilenir. Bir kere olay seçildiği zaman, olay rastgele olarak bir kanala atanmalıdır. Seçilen i hücresinin her çeşit durum için olasılığı

Yeni arama gelişi: λ_i/Λ

Arama tamamlanması: $r_{c,i}/r_c$

El değiştirme girişimi: $r_{h,i}/r_h$

$$\text{ACT} \to \text{DOR Geçişi}: \quad \begin{cases} 1/N_{ACT} & \text{, eğer i hücresi aktifse} \\ 0 & \text{, eğer i hücresi uykudaysa} \end{cases}$$

$$\text{DOR} \to \text{ACT Geçişi}: \quad \begin{cases} 1/N_{DOR} & \text{, eğer i hücresi uykudaysa} \\ 0 & \text{, eğer i hücresi aktifse} \end{cases}$$

Aktiften uyuyana trafik oranı $R_{ACT/DOR} = \lambda_{ACT}/\lambda_{DOR}$ yeni gelen arama oranlarının oranlarını belirler. Modeli tamamlamak için, hücre başı trafiği tanımladık, ρ. Daha sonra aktif ve uyuyan arama gelişi oranları

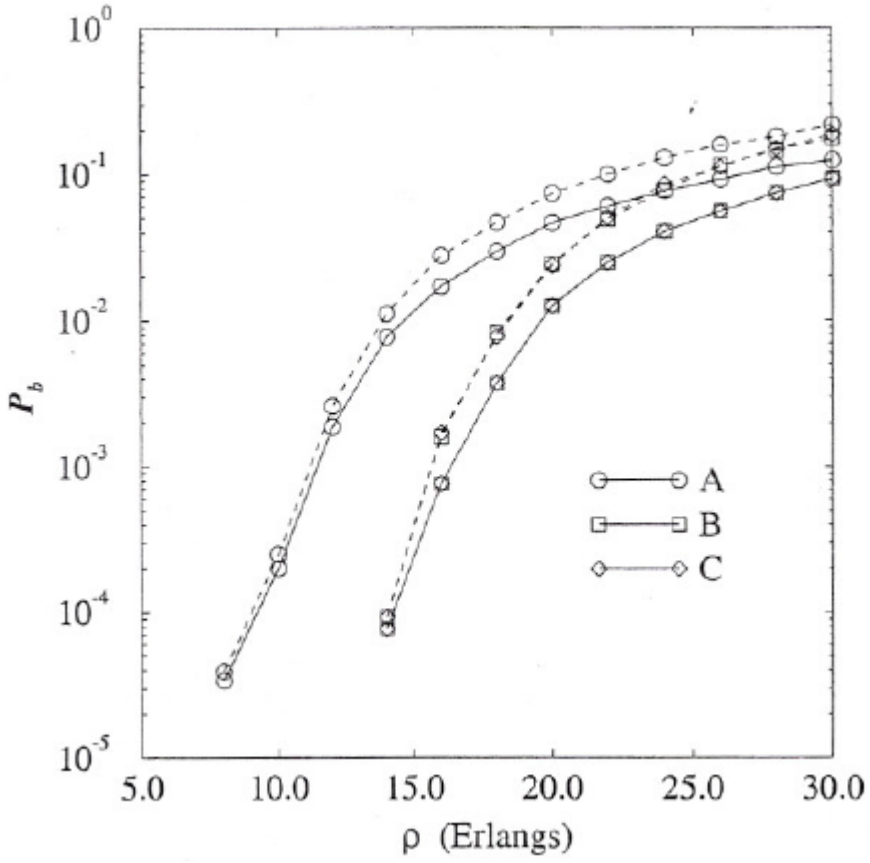
$$\lambda_{ACT} = \frac{\rho R_{ACT/DOR}}{\mu(1 + P_{ACT}(R_{ACT/DOR} - 1))} \qquad (13.27)$$

$$\lambda_{DOR} = \frac{\rho}{\mu(1 + P_{ACT}(R_{ACT/DOR} - 1))} \qquad (13.28)$$

Simülasyonda kullanılan parametreler şu şekildedir

Hücrelerin sayısı:	144 (12x12)
Toplam taşıyıcı sayısı:	40
Taşıyıcı başına yuva sayısı:	3
Hücre başına kanal sayısı (FCA):	30
Hücre başına sahipli taşıyıcı sayısı (DCA):	10
Ortalama arama süresi:	120s
Arama başına ortalama el değiştirme sayısı:	3

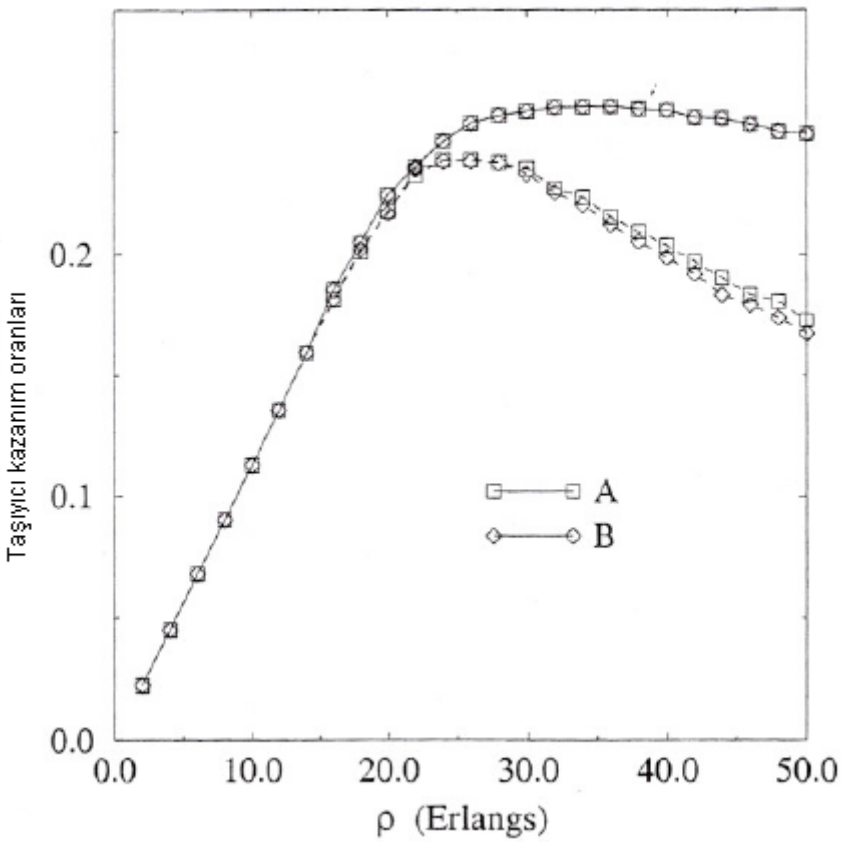
AKTİF durumun ortalama süresi: 60s
UYUMA durumunun ortalama süresi: 600s
AKTİFTEN UYUYANA trafik oranı: 5
Önerilen trafik: 0-50 Erlang
Sıralama büyüklüğü: 10



Şekil 13.16 yeni rama engellemesi-önerilen trafik grafiği. A= FCA, B=SDCA, C= saldırgan SDCA.

Şekil 13.6 doğrultusunda 13.17 ile, yeni arama engelleme olasılığını ve zorunlu sonlanma olasılığını FCA, SDCA, ve saldırgan SDCA stratejileri için karşılaştırabiliriz.

Taşıyıcı kazanımları: saldırgan SDCA kullanmakla sonuçlanan taşıyıcı kazanımlarının oranındaki artışı tanımlamak kullanışlı olur. Şekil 13.18, saldırgan ve saldırgan olmayan SDCA için hücre taşıyıcı kazanımı oranını çizmektedir. Düşük trafikteki taşıyıcı kazanım oranları neredeyse aynı. Yüksek trafik yüklemelerinde el değiştirme sıralamaları taşıyıcı kazanma oranlar üzerinde en büyük etkiye sahip. Ancak, saldırgan SDCA bir saldırgan olmayan SDCA ya göre taşıyıcı kazanım oranında çok az bir yükselmeye neden olur.



Şekil 13.18 saniyedeki taşıyıcı kazanımı oranı- önerilen trafik grafiği. A=SDCA, B=saldırgan SDCA