

**ÇOK GİRİŞLİ DOĞRUSAL
OLMAYAN SİSTEMLERİN
VOLTERRA
SERİSİ İLE ANALZİ
(DERS-NOTU)**

Prof.Dr. Remzi YILDIRIM

2016-AYBÜ-ANKARA

16 9 2007

***ÇOK GİRİŞLİ DOĞRUSAL
OLMAYAN SİSTEMLERİN
VOLTERRA
SERİSİYLE ANALİZİ***

DERS NOTU

Dr. Remzi YILDIRIM

ANKARA
2005

İÇİNDEKİLER

1. Giriş.....	
2. Sistem Çıkışının Volterra Açınımı.....	
3.Probing Metodu İle Doğrusal Olmayan Transfer Foksiyonun Elde Edilmesi.	
4. Doğrusal Olmayan Akım Metodundan Doğrusal Olmayan TepkininTanımlanması.	
5 Harmonik Girişler İçin Doğrusal Olmayan Akım Kaynakları.....	
6. Devre Analizi.....	
7. Doğrusal Olmayan Sistemlerin Ardışık (Kaskad) Bağlanması.....	
8. Elektronik Devre Modelleri.....	
9. Dar-Bant İşaretlerin Toplamının Doğrusal Olmayan Tepkisi.....	
10. Çoklu İşaretlerin Ölçümü.....	
11. Örnekler.....	
12. Ardışık Model Frekans Güç Serisi.....	
13.Tapped Gecikmeli Ardışık Bağlı Sistem Modeli.....	
14. Sıkıştırma, Desensitization, Çapraz Modülasyon.....	
Ek-A Doğrusal Olmayan Akımın Tekrarlaması.....	

ÖN SÖZ

Bu çalışma notları yüksek lisans “Volterra Kontrol Sistemleri” ders notlarının bir bölümüdür. Bu nedenle bir kitap hazırlamak maksadıyla hazırlanmış not değildir. Notun temel içeriği “Nonlineer Sistemlerin Modellenmesi ve Analizinde” son yıllarda özellikle mikro-elektronikte DC ve VLS devrelerinin gerçek modellenmesi ve analizinde kullanılan ileri derece matematik konusunu içerir. Bu notlardan faydalanacakların belli seviyede doğrusal ve doğrusal olmayan sistemler hakkında temel bilgiye sahip olduğu varsayılmıştır. Bu notların araştırmacılar, doktora ve yüksek lisans çalışması yapanlar için daha faydalı olacağını düşünmekteyim. Ayrıca konuyla ilgili daha ayrıntılı çalışmalar için MIT den üstat “N. WIENER” ve Hocam “Martin SCHETZEN” ve arkadaşlarının eserlerinden faydalanabilirler. Faydalı olması dileğimle.

1 Ağustos 2005

Dr. Remzi Yıldırım

“Baki Kalan Gök Kubbe de Hoş Bir Sedaymış”

*“Kainatın Bu Kadar Kararlı Olmasının Tek
Sebebi, Yüksek Dereceden Nonliner Olmasıdır”
Laplace*

1.GİRİŞ

Bu analiz tekniği doğrusal olmayan sistemlerin analitik analizinde kullanılır. Bunlar arasında daha çok haberleşme sistemlerinde kullanılan alıcı, verici, diğer araç ve gereçlerin tasarım analizinin yapılmasında sıkça kullanılır. Haberleşme sistemlerinde oluşan frekans karışımları, distorsiyon ve gürültü oluşturan kaynaklar sistemlere de uygulanabilir. Doğrusal olmayan sistemlerin veya devrelerin çıkış cevaplarının analizinde analitik yöntemler büyük zorluklar oluşturur. Bu durum sistem analizinde ciddi sorun yaratmaktadır. Ancak gerçek Dünyada çoğu sistemler insanoğlunun uğraştığı sistemlerden çok daha büyüktür veya daha küçük hacim ve alana sahip olabilen doğrusal olmayan sistemler de mevcuttur.

Bu çalışmada sunulan yaklaşım özellikle tabiatın insanoğluna sunduğu faydalı ve insan oğlunun kendi çapındaki sistemlere uygulanabilir olmasıdır. Çünkü evren bir makro sistemdir. Ancak bu büyük sistemi meydana getiren pek çok alt sistemde mevcuttur. Buna karşılık hücre ve DNA da kendi boyutunda karmaşık bir sistemdir. Burada Volterra fonksiyonlarını kullanarak detaylı bir frekans düzleminde analiz yapılmıştır [1]. Volterra fonksiyonlarının doğrusal olmayan sistemlere ve devreler için ilk uygulanmasını N.Wiener yapmıştır [2]. Wiener'in MIT' de öğrencileri olan Lee, Schetzen ve Sanberg tarafından Volterra serileri geliştirildi. 1950'lerin sonunda Volterra serileri geliştirilerek doğrusal olmayan sistemlere uygulanması için sürekli bir çaba vardır. Bu çalışmaların büyük çoğunluğu üniversitelerde yapılmıştır ve genellikle etkileşimli olmayan sistemlerin problemlerine odaklıdır [3]-[8]. Bu yaklaşımın uygulamaları vardır ancak sürpriz biçimde son zamanlarda sıkça kullanılmaktadır. Narayanan 1967'de bu tekniği bir doğrusal olmayan junction transistörünün T-modeli ve transistörlü yükselticilerin kayıplarını ve distortion analizinde kullandı [9]. Daha sonra Maurer'la birlikte Gauss girişleriyle doğrusal olmayan reaktif sistemlerin tepkimesinin analizini genişlettiler [10]. Narayanan transistörlü kaskat yükselteçlerin analizinde ve geri besleme yükselteçlerindeki kayıpları analiz etmiştir [11-12]. Poon üçüncü derece yükselteç distortion çalışmaları için şarj kontrol transistörlerinin Volterra analizlerini kullandı [13]. Kuo ve Witkowski, Volterra tekniklerini kullanarak üçüncü derece distortion hesaplamak için bir bilgisayar programı geliştirdi [14]. Meyer ve ekibi [15] yükselteçlerin deneysel çapraz-modülasyon tanımlamasının da Volterra analizleri kullanıldı. Bedrosian ve Rice tarafından yazılan, sinüs dalgalarının ve Gauss gürültüsünün ve sunulan çeşitli önemli örnekler tarafından işletilen sistemlere Volterra serilerinin bir uygulamasının tanımlandığı çok önemli bir raporu MIT de tamamladı. Sonra Schetzen doğrusal olmayan sistemlerin sorunları ile ilgili 1962 MIT bir rapor hazırladı.

Elektromanyetik girişimler ve uyumlu bağdaşabilirlik alanlarında Volterra analizinin birçok uygulaması vardır. Güç serilerinin analizinde vurgulanmak istenen, sanki alıcılar hafızasız doğrusal olmayan sistemlerdir. İlk analizde hafıza, davranışlarının doğrusal olmayan işlemlerle etkileşimli olmayan giriş, çıkış filtrelerini içerir[17].

Bu çalışma, Volterra fonksiyonlarının doğrusal olmayan devre analizi ve ilgili elektromanyetik etkisi üzerine odaklanmıştır. Bu çalışmanın sonuçları profesyonel toplantılarda rapor edilmiştir [18] – [22] ve hava kuvvetleri tarafından bir kitap olarak yayınlanmıştır[23]. Bu makale doğrusal olmayan devrelerin çok güçlü yanlarını kapsamaz, [21] de özetlenmiştir ve detaylı olarak [23] de tartışılmıştır.

Analizlerde metot olarak, tamamen doğrusal olmayan aletlerin modellenmesi ve doğrusal olmayan devrelerin frekans düzleminde analizi yapılmıştır. Volterra teorisinin genişlemesi, yüksek dereceden büyük boyutta doğrusal olmayan sistemler geliştirilmiş ve uygulanmıştır. Ayrıca iletişimde alıcı-verici modelindeki problemlere uygulanarak bir bütünleşik sistem elde edilmesi üzerine inşa edilmiştir.

Doğrusal olmayan devre elemanları direnç, kondüktör, bobin, transistör, vakum tüpleri ve diyotları içeren sistem tasarımı sıra devrelerin transfer fonksiyonlarının elde edilmesinde tüm sayısal sonuçların hesaplanmasında kullanılmaktadır. Son yıllarda ise tümleşik devre tasarımı sıkça kullanılmaktadır.

Bu çalışma doğrusal olmayan devrelerin Volterra-Wiener analizi ile başlar ve doğrusal olmayan devrelerin karşılıklarını doğrusal olmayan güç serisi ile hesaplayan geçerli olan metotları açıklar. Bu metot da bir doğrusal olmayan diferansiyel denklemin çözümünün probleminde aynı doğrusal denklemin tekrarlayan çözümünü fakat her seferinde farklı bir doğrusal olmayan etkiyle yaklaşmıştır. Karmaşık doğrusal olmayan sistemlerin doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının hesaplanması açıklanmıştır. Bu metotlarla bütün bir iletişim alıcı sistemi gibi büyük bir doğrusal olmayan sistemi analitik modellemek mümkün olabilmektedir. Aynı çözüm doğrusal olmayan aletlerin analitik modellenmesi de yapılmaktadır.

Sözü edilen genel metodun genel şekli verilerek sade bir uygulama ile örneklenmiştir. Analizde çoklu giriş işaretinin doğrusal olmayan bir sistemle nasıl etkileşim yaptığını göstermektedir. Analitik model temelli hesaplanabilir sonuçlar ölçülebilir fiziksek büyüklüklerle karşılaştırılır. Giriş işareti modüle edilmiş veya edilmemiş bileşenleri olabilir. Modüle edilmiş giriş bileşenleri için, doğrusal olmayan transfer fonksiyonları genişletilir ve kanonik model olarak isimlendirilirler, Bunlar sistemin bazı parametrelerle kullanışlı bir frekans aralığıyla tanımlanır.

II. SİSTEM ÇIKIŞININ VOLTEERRA AÇINIMI

Buradaki analitik yaklaşımın temeli olan fonksiyonel açınım Volterra serileri olarak bilinir. Bu bölüm ilgili olan matematiksel ilişkileri özetler.

Volterra açınımı, herhangi bir fonksiyonun operator fonksiyonel şekli $G[x]$, şeklinde temsil etmektedir ve fonksiyon alanı içerisinde sürekli ve açınımı

$$G[x] = \sum_{n=0}^{\infty} F_n[x] \quad (2.1)$$

şeklinde temsil ve ifade edilir. $F_n[x]$ düzenli homojen fonksiyonel formudur. Açınımı ise

$$F_n[x] = K_o + \int_a^b \dots \int_a^b h_n(\xi_1, \dots, \xi_n) x(\xi_1) x(\xi_2) \dots x(\xi_n) d\xi_1, \dots, d\xi_n \quad (2.2)$$

şeklinde olup K_o sabitleri ve n indisi fonksiyonun derecenini temsil eder.

Eşitlik (2.1)'de verilen seri "Volterra fonksiyonel serisi" olarak adlandırılır. Eğer fonksiyonun her $x(t)$ değerine karşılık gelen değer tanımlı ise seri "yakınsak" olarak adlandırılır.

Norbert Wiener fonksiyonel seri açılımı doğrusal olmayan sistem analizine uyguladı [2]. Wiener doğrusal olmayan sistemin çıkışını $y(t)$ girişini $x(t)$ olarak tanımlayarak, giriş-çıkış arasında fonksiyonel bir ilişkinin olduğunu göstermiş ve her ikisini de fonksiyonel seriyle ilişkilendirmiştir. Bu benzerlik, güç seri açılımına uygulandığında, serinin ilk birkaç fonksiyonel terimleri eşitlik (2.3) deki gibi elde edilir.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau) x(t-\tau) d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) x(t-\tau_1) x(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) x(t-\tau_1) x(t-\tau_2) x(t-\tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots \quad (2.3)$$

Bu gösterim $y(t)$ 'nin doğrusal olmayan çözümü için çok zor değildir. Daha ayrıntılı bir analiz için terim sayısı yeterli değildir. Eşitlik (2.3) seri açılımı küçük-ışaret doğrusal olmayan durumlar için yeterlidir. Ancak terim sayısı çok olduğu zaman pratik olarak uygulanabilirliği zorlaşır. Bu durumda büyük-ışaret doğrusal olmayan durumuna karşılık gelir. Bu durumda çözüm için daha değişik ve karmaşık metotlar aranmalıdır. Bu durumda çözümü zorlaştırır. Eşitlik (2.3) serisinin n . dereceden Volterra çekirdeği, $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$, n . dereceden doğrusal olmayan dürtü (impulse) cevabı (nonlinear impulse response) olarak adlandırılır. Bunun frekans düzlemindeki Fourier dönüşümü n . dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonu olarak adlandırılır. Bu fonksiyon

$$H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \exp[-j2\pi(f_1\tau_1 + f_2\tau_2 + \dots + f_n\tau_n)] d\tau_1 d\tau_2, \dots, d\tau_n \quad (2.4)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Bunun tersi ise, n . dereceden doğrusal olmayan dürtü transfer fonksiyonu verir ve ters Fourier dönüşümü uygulanır; Bu ise,

$$h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \exp[-j2\pi(f_1\tau_1 + f_2\tau_2 + \dots + f_n\tau_n)] df_1 df_2, \dots, df_n \quad (2.5)$$

tanımlıdır. Eşitlik (2.3) deki giriş-çıkış ilişkisi ise

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) \quad (2.6)$$

şeklinde tanımlanır. Aşağıdaki eşitlik de

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) x(t - \tau_1) \dots x(t - \tau_n) d\tau_1 \dots d\tau_n \quad (2.7)$$

çıkış bileşeni n . derecededir.

Eşitlik (2.6) eşitlik (2.7)'de yerine konduğunda ve integral $\tau_1, \dots, \tau_n$ üzerinden yapıldığında eşitlik (2.8) elde edilir..

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) \exp(j 2 \pi f_i t) df_i \quad (2.8)$$

$X(f)$ giriş tayfının (spectrum) bir fonksiyonu olarak çıkışın açılımı n .dereceden ifade edilmesidir. Bu çalışmada, alışlageldik zaman fonksiyonun Fourier dönüşümü büyük harflerle ve küçük harflerle de zaman fonksiyonunu temsil edecektir.

Burada “derece” terimini doğrusal olmayan çıkış bileşeni $y_n(t)$ ile kullanıyoruz. Giriş harmonik tonların toplamı olduğu zaman böyle bileşenlerin derecesi katkıda bulunan giriş işaretlerinin sayısı kadar olacaktır. Ayrıca bu derece kavramı ilerleyen bölümlerde daha açık olacaktır. Örneğin ikinci dereceden karşılık, bir frekans da iki ayrı frekans toplamı da olabilir, yada her giriş işaretinin bir ikinci harmoniği de olabilir. Doğrusal olmayan sistemlerin analizinde birçok durum vardır. Bu sistemlerde farklı derecelerdeki doğrusal olmama durumunda aynı frekans da karşılıklarında sonuçlanabilir. Bir karşılığın frekansı olmayabilir. Bundan dolayı karşılığın derecesi tamamıyla belirticidir.

Eşitlik (2.8)'in her iki yanını da Fourier dönüşümünü uygularsak kazanç n .dereceden çıkış tayfı,

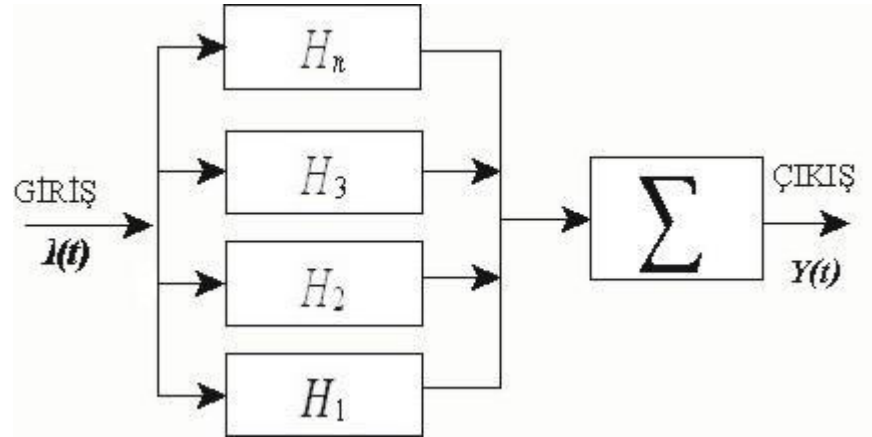
$$y_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \delta(f - f_1 - \dots - f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) df_i \quad (2.9)$$

burada $\delta(.)$ delta fonksiyonudur. Giriş-çıkış tayflarının ilişkisi eşitlik (2.6) da gösterilmiştir ve sonra da

$$Y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n(t) \quad (2.10)$$

şeklinde tanımlıdır. Eğer girişler eşit genlikli iki sinüs işareti f_a ve f_b nin toplamıysa ve $f_b > f_a$ ise

$$X(f) = \delta(f + f_a) + \delta(f - f_a) + \delta(f + f_b) + \delta(f - f_b) \quad (2.11)$$



Şekil 1. Doğrusal olmayan Volterra-Wiener sistem modeli

ikinci dereceden çıkış tayfı $Y_2(f)$, $f_a + f_b, f_b - f_a, 2f_a, 2f_b$ ve sıfır olmak üzere intermodülasyon frekans bileşenleri dikkate alındığında, beş tür frekans bileşenine sahiptir. Bunlar;

$Y_2(f)$, $f_a + f_b$ frekansın da şu formda gösterilir.

$$[H_2(f_b, f - f_a) + H_2(f_a, f - f_b)]\delta(f - f_a - f_b) \quad (2.12)$$

burada doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının bileşenleri simetrik fonksiyon olarak varsayılırlar. Değişkenlerin derecelerinin yerleri değiştirilebilir. $H_n(f_1, \dots, f_n)$. Impuls karşılığı $H_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ bileşenlerinin bir simetrik fonksiyonu olmadıkça bu genellikle doğru değildir. Şimdi $H_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ ve bundan dolayı $H_n(f_1, \dots, f_n)$ değildir. Aslında simetrik olabilirler. Aynı ise eşitlik (2.7) deki gibi olabilir. $y_n(t)$ çıkışı değişkenlerinin her durumu için aynı olabilir.

$$\frac{1}{n!} \sum_{l=1}^{n!} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(P_l(\tau)) \exp(-j2\pi P_l(\tau) \cdot f) d\tau_1 \dots d\tau_n = \frac{1}{n!} \sum_{l=1}^{n!} H_n(P_l(f)) \quad (2.13)$$

Burada f vektördür $[f_1, f_2, \dots, f_n]$ ve τ bir vektördür $[\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n]$. Her $P_l(\tau)$ ve $P_l(f)$, τ ve f vektörlerinin n bileşenlerinin $n!$ permütasyonu ile ilgili bir vektördür. $P_l(\tau) \cdot f$ çarpımı vektör çarpımıdır. Burada formülü biraz basitleştirmek için simetrik fonksiyonu argümanların permütasyonları ile S sembolü ile gösteriyoruz.

$$S[H_n(f_1, \dots, f_n)] \equiv \frac{1}{n!} \sum_{l=1}^{n!} H_n(P_l(f)). \quad (2.14)$$

eşitlik (2.4) den ,

$$H_n^*(f_1, \dots, f_n) = H_n(-f_1, \dots, -f_n) \quad (2.15)$$

burada fonksiyonun karmaşık eşleniğini (conjugate, *) gösterir.

Bu analizden sonuç olarak doğrusal olmayan sistemin modeli Şekil.1 de gösterilmiştir. Bu şekilde çıkış düşük dereceden paralel kolların toplamı olarak temsil edilir. Eşitlik (2.8)'i çok boyutlu zaman fonksiyonunun tanımından genelleştirilmiştir Çok tayflı yoğunluğu ise

$$y_n(t_1, \dots, t_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) \exp(j2\pi f_i t_i) df_i \quad (2.16)$$

şeklinde olup eşitliğin n-katlı Fourier dönüşümü, yada çok tayflı yoğunluğu

$$Y_n(f_1, \dots, f_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} y_n(t_1, \dots, t_n) \exp[-j2\pi(f_1 t_1 + \dots + f_n t_n)] dt_1 \dots dt_n \quad (2.17)$$

böylece

$$y_n(t_1, \dots, t_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} Y_n(f_1, \dots, f_n) \exp[j2\pi(f_1 t_1 + \dots + f_n t_n)] df_1 \dots df_n \quad (2.18)$$

Bunu eşitlik (2.6) ve eşitlik (2.11) in karşılaştırılması takip eder.

$$Y_n(f_1, \dots, f_n) = H_n(f_1, \dots, f_n) X(f_1) \dots X(f_n) \quad (2.19)$$

ve

$$Y_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} Y_n(f_1, \dots, f_n) \delta(f - f_1 - \dots - f_n) df_1 \dots df_n \quad (2.20)$$

şeklindedir. Bu durumda $Y_n(f)$ çok tayflı $Y_n(f_1, \dots, f_n)$ yoğunluğun integralidir.

III. PROBİNG METODU İLE DOĞRUSAL OLMAYAN TRANSFER FOKSİYONUN ELDE EDİLMESİ

Doğrusal olmayan transfer fonksiyonunu elde etmek için uygun analiz metotları “probing” yada “harmonik giriş” olarak adlandırılırlar. Harmonik giriş metodundan [16] bahsedilecektir. Bu metodu doğrusal olmayan transfer fonksiyonu elde ederek ve tek döngülü basit bir devrede örneklendirerek anlatacağız.

Varsayalım ki doğrusal olmayan bir sistemin girişi ve çıkışı R ilişkisi ile $y(t)$ nin tüm değerlerinde karakterize edilsin. Böylece

$$y(t) = R[x(t)] \quad (3.1)$$

$x(t)$ giriş ve $y(t)$ çıkışıdır. Biraz ayrıntılı düşünüldüğünde bu eşitliğin yalnızca bir sabit-durum çözümü vardır. Bu çözüm Volterra açılımı tarafından ifade edilebilir;

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n) \cdot \prod_{i=1}^n X(\xi_i) \exp(j 2 \pi \xi_i t) d\xi_1 \dots d\xi_n \quad (3.2)$$

Eşitlik (3.2) deki doğrusal olmayan sistemin çıktısı, doğrusal olmayan transfer fonksiyonu olarak adlandırılan Volterra çekirdeklerinin $H_n(f_1, \dots, f_n)$, bulunmasını gerektirir.

Şimdi sistemin girişi $x(t)$ üslerin toplamı olmalıdır.

$$x(t) = \exp(j\omega_1 t) + \exp(j\omega_2 t) + \dots + \exp(j\omega_n t) \quad (3.3)$$

$\omega_i = 2\pi f_i$ $i = 1, 2, \dots, n$ ve ω_i oranlı değildir. Eşitlik (3.3) deki girişin Fourier dönüşümü delta fonksiyonunun bir toplamıdır.

$$X(\xi) = \delta(\xi - f_1) + \delta(\xi - f_2) + \dots + \delta(\xi - f_n) \quad (3.4)$$

Bu tür girişler “gerçek girişi” (probing input) yada “harmonik girişli” olarak adlandırılır. Bu girişle çıktının Volterra açılımı eşitlik (2.3) ve (2.8) şu şekilde olur.

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \prod_{i=1}^n [\delta(\xi_i - f_1) + \dots + \delta(\xi_i - f_n)] \exp(j 2 \pi \xi_i t) d\xi_i \quad (3.5)$$

Delta fonksiyonlarının toplamının çarpımı, farklı tüm terimlerin toplamını genelleştirir. Formu :

$$\delta(\xi_1 - f_{k_1}) \delta(\xi_2 - f_{k_2}) \dots \delta(\xi_n - f_{k_n}) \quad (3.6)$$

tanımlıdır. Her bir k_i indisi birden n' e kadardır. Eğer her bir f_{k_i} bir çarpımda olursa eşitlik (3.6) gibi m_i kere , daha sonra

$$\frac{n!}{m_1! m_2! \dots m_n!} \equiv (n; m_1, \dots, m_n) \quad (3.7)$$

şeklinde. Benzer terimler vardır ama faktörlerin permütasyonu içindir. Eşitlik (3.7), çoklu katsayıları $(n; m_1, \dots, m_n)$ ile göstermiştir. Şimdi eşitlik (3.5) de benzer terimler toplanarak yeniden yazıldığında,

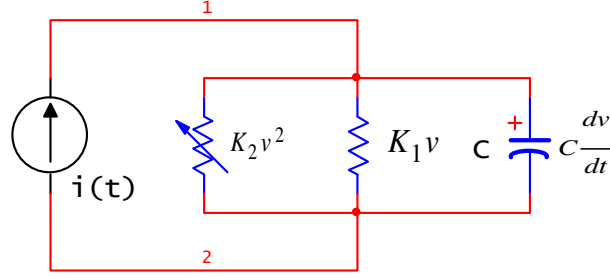
$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_m \frac{n!}{m_1! \dots m_n!} H_n(f_{k_1}, \dots, f_{k_n}) \cdot \exp(j 2 \pi (f_{k_1} + \dots + f_{k_n}) t) \quad (3.8)$$

Toplam işaretinin altındaki m ayrı $\{m_i\}$ kümelerinin tamamının toplama dahil edileceğini gösterir, yani: $m_i < m_{i+1}$ ve

$$\sum_{i=1}^n m_i = n. \quad (3.9)$$

burada $m_i < m_{i+1}$ eşitsizliği $\{f_{m_i}\}$ deki frekansları sıralar. Burada dikkat edilmesi gereken husus, eşitlik (3.4) den eşitlik (3.8) deki giriş ile, $y(t)$ 'nin n .derece bir terimi şöyle verilir:

$$n!S[H_n(f_1, \dots, f_n)]\exp[j2\pi(f_1 + \dots + f_n)t]. \quad (3.10)$$



Şekil.2. Basit bir doğrusal olmayan devre

Bunlar simetristirilmiş n . dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonu $S[H_n(f_1, \dots, f_n)]$ analitik olarak, sistem girişi eşitlik (3.3) de verilen n üslerinin toplamı olduğunda, sistem çıktısındaki $n!\exp[j2\pi(f_1 + \dots + f_n)t]$ in katsayısı olarak elde edilebilir. Bu bir analitik metodudur. Bundan dolayı eşitlik (3.3) deki orantısız üslerin toplamı gerçek değildir. Böyle bir toplam analitik bir araştırma işareti olarak kullanılabilir. Ama gerçek bir ölçümün temelleri olarak değil. Eşitlik (2.14) simetrik transfer fonksiyonu olduğu her zaman varsayılmıştır hatta harici olarak belirtilmiştir.

Bu gözlemden, giriş eşitlik (3.3) olduğunda sistemin davranışlarını tanımlayan eşitliklerden tüm doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının elde edilmesi için yinelemeli bir öneri ile $\exp[j2\pi(f_1 + \dots + f_n)t]$ 'in katsayısı $n![H_n(f_1, \dots, f_n)]$ lidir. Böyle bir eşitlikten verilen bir sistem tek bir üslü heyecan ile ilk araştırılmıştır. Bu $H_1(f)$ 'nin elde edilmesine izin verir. Daha sonra iki üssün toplamı uygulanır. Bu kazanç $H_2(f_1, f_2)$, $H_1(f)$ cinsindendir. Bu prosedür, n . adıma kadar her bir adımda girişe ek bir üs eklenmesi ile devam eder, giriş $(f_1, \dots, f_n)$ de n üslerinin toplamını içerir. Daha sonra daha düşük dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarından n . dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonunun elde edilmesi ile devam edilir.

Bunun gösterimi için, şekil 2 deki gibi bu metoda uygulanabilir basit bir devreyi düşünelim. Şekil 2 bir kondansatör, bir doğrusal direnç ve bir doğrusal olmayan direnç paralel olarak akım kaynağı $i(t)$ içermektedir. Doğrusal olmayan diferansiyel denklem kondansatör boyunca, akım $i(t)$ ve voltaj $v(t)$ ile ilgilidir. Bu şu şekilde verilir :

$$i(t) = C \frac{dv}{dt} + K_1 v(t) + K_2 v^2(t) \quad (3.11)$$

Burada $K_1 = 1/R$ 'dir. Biz $i(t)$ yi $x(t)$ ve $v(t)$ ile tanırız. Eşitlik (3.8) den $v(t)$ için yer değiştirirsek, başarılı bir giriş işareti kullanarak bu devrenin doğrusal olmayan transfer fonksiyonunu başarılı bir şekilde elde ederiz.

$$i(t) = \exp(j 2 \pi f t) \quad (3.12)$$

Bundan dolayı eşitlik (3.11) her t ve her f için memnun edici olmalıdır. Her bir harmonik bileşende ayrıca kişisel olarak eşitliği tatmin edici olmalıdır. Eşitlik (3.8)in yer değiştirmesinden sonra eşitlik (3.11)in her iki yanındaki $\exp(j 2 \pi f t)$ 'nin katsayılarını $v(t)$ için eşitleriz. Burada

$$1 = (j 2 \pi f C + K_1) H_1(f) \quad (3.13)$$

alırız. Bundan dolayı belirtilen devrenin birinci dereceden Volterra çekirdeği basitçe eşitlik (3.11) in çözümüdür.

$$H_1(f) = \frac{1}{(j 2 \pi f C + K_1)} \quad (3.14)$$

Benzer şekilde iki üssün toplamı ile

$$i(t) = \exp(j 2 \pi f_1 t) + \exp(j 2 \pi f_2 t) \quad (3.15)$$

Eşitlik (3.11) in her iki tarafındaki $2! \exp[j 2 \pi (f_1 + f_2) t]$ nin katsayıları, eşitlik (3.8) deki $v(t)$ nin değişimini uyguladıktan sonra, eşitlersek,

$$0 = [j 2 \pi (f_1 + f_2) C + K_1] H_2(f_1, f_2) + K_2 H_1(f_1) H_1(f_2) \quad (3.16)$$

$H_2(f_1, f_2)$ ve eşitlik (3.13) ü alırsak eşitlik (3.16) daki kazanç :

$$H_2(f_1, f_2) = -K_2 H_1(f_1) H_1(f_2) H_1(f_1 + f_2) \quad (3.17)$$

ve üç üssün toplamıyla devam eder.

$$i(t) = \exp(j 2 \pi f_1 t) + \exp(j 2 \pi f_2 t) + \exp(j 2 \pi f_3 t) \quad (3.18)$$

Eşitlik (3.11) in her iki tarafındaki $3! \exp[j 2 \pi (f_1 + f_2 + f_3) t]$ nin katsayıları, değiştirerek uyguladıktan sonra, eşitlersek,

$$H_3(f_1, f_2, f_3) = -\frac{1}{3} K_2 [H_1(f_1) H_2(f_2, f_3) + H_1(f_2) H_2(f_1, f_3) + H_1(f_3) H_2(f_1 + f_2)] H_1(f_1 + f_2 + f_3) \quad (3.19)$$

Daha sonra eşitlik (3.17) deki ikinci dereceden çekirdek için değiştirirsek,

$$H_3(f_1, f_2, f_3) = -\frac{1}{3} K_2^2 H_1(f_1) H_1(f_2) H_1(f_3) [H_1(f_1 + f_2) + H_1(f_2 + f_3) + H_1(f_3 + f_1)] H_1(f_1 + f_2 + f_3) \quad (3.20)$$

Bu kural her adımda daha yüksek derecede doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarını daha düşük derecedeki doğrusal olmayan transfer fonksiyonu cinsinden yazarak sonsuz sayıda eşitlik (3.19) da olduğu gibi bulabiliriz.

$$|H_n(f_1, \dots, f_n)| < \prod_{i=1}^n |H_1(f_i)| \quad (3.21)$$

Volterra çekirdeklerinin kesin değerlerinin ne olduğunda daha küçük dereceleri ile yakınsaması beklenebilir.

Eşitlik (3.11) in tek bir ikinci derece $v^2(t)$ terimi ile analizi, şu formda her doğrusal olmayan diferansiyel denkleme genelleştirebiliriz.

$$x(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} y(t) + \sum_{n=2}^{\infty} K_n y^n(t) \quad (3.22)$$

$y(t)$ deki doğrusal olmayan terimler bir güç serisidir. Tek üslü bir girişe uygularsak,

$$H_1(f) = \frac{1}{L(j2\pi f)} \quad (3.23)$$

burada $L(2\pi f)$ f 'de bir polinomdur.

$$L(2\pi f) = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r (j2\pi f)^r \quad (3.24)$$

Eşitlik (3.24) ve (3.22) ile belirtilen doğrusal bir devre gösterimidir ve bu birleştirilmiş doğrusal devre olarak adlandırılır.

IV. DOĞRUSAL OLMAYAN AKIM METODUNDAN DOĞRUSAL OLMAYAN TEPKİNİN TANIMLANMASI

Bu bölümde, doğrusal olmayan bir sistemin karşılığını, doğrusal olmayan bir güç serisi türü ile elde edilmesiyle “doğrusal olmayan akım” metodu sunulacaktır. Bu yaklaşım doğrusal olmayan karşılıkların, gözden geçirilmesinden türetilmiştir, burada eşitlik (3.22) deki doğrusal olmayan diferansiyel denkleme artan derecelerinin başarılı bir uygulamasıdır. Doğrusal olmayan akım kavramının derece ile tanınır.

Bu iddiayı göstermek için eşitlik (3.22) şu formda varsayılır.

$$x(t) = zi(t) \quad (4.1)$$

z değişkeni farklı terimlerin hangi derecesinin olduğunu saklamamızı sağlar, Volterra tanımından eşitlik (3.2) den

$$y_n(t) = z^n \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n I(f_i) \exp(j 2\pi f_i t) df_i \quad (4.2)$$

burada alışageldik simgesel gösterimde $I(f)$, $i(t)$ nin Fourier dönüşümüdür. Şimdi $v(t)$ 'yi girdi $i(t)$ devreye uygulandığında, çıktı olarak tanımlayalım.

$$i(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v(t) + \sum_{n=2}^{\infty} K_n v^n(t) \quad (4.3)$$

Daha sonra n -katlı integrale eşit olan $v_n(t)$ ye eşitlik (4.2) deki gibi aynı çekirdekle sahibiz.

$$v_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n I(f_i) \exp(j 2\pi f_i t) df_i \quad (4.4)$$

Böylece

$$y_n(t) = z^n v_n(t) \quad (4.5)$$

ve

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} z^n v_n(t) \quad (4.6)$$

Bu ön hazırlıkla, $i(t)$ ve $v(t)$ iki diferansiyel eşitlikle ilgilidir: eşitlik (4.3), yada eşitlik (4.1) ve (4.5) in eşitlik (3.22) de değişiminden elde edilir.

$$zi(t) = \sum_{n=1}^{\infty} z^n \left[\sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v_n(t) \right] + \sum_{n=2}^{\infty} K_n \left[\sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s(t) \right]^n \quad (4.7)$$

Bundan dolayı, eğer $v_n(t)$ olarak gösterilen $v(t)$ 'nin kişisel doğrusal olmayan bileşenleri için eşitlik (4.7) yi çözümlersek, eşitlik (4.3) ün çözümü aşağıdaki eşitlik olur.

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) \quad (4.8)$$

Rasgele bir değişken olan z nin tanımı, başarılı bir $v_n(t)$ nin çözümüne yardımcıdır. Bunu görmek için eşitlik (4.5)'i en düşük dereceden $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$ nin 3 doğrusal olmayan karşılıkları için çözeriz.

$v_1(t)$ yi çözmek için eşitlik (4.5) her iki tarafını z 'ye göre ayırırız ve cevapta $z = 0$ olarak düzenleriz. Bu prosedürün kazanımının diferansiyel denklemi, eşitlik (4.5) in doğrusal parçasını basitleştirmesi gereken $v_1(t)$ için, şu şekildedir :

$$i(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v_1(t) \quad (4.9)$$

Bundan dolayı birinci dereceden karşılık bileşeni olan $v_1(t)$ eşitlik (4.7) nin doğrusal kısmı için yeterlidir. Sanki $v^n(t)$ de güç serisi tarafından belirtilen doğrusal olmayan element devreden çıkartılmış ve akım kaynağı $i(t)$ sadece devrenin doğrusal kısmına uygulanmış gibidir.

İkinci dereceden doğrusal olmayan karşılık $v_2(t)$ yi çözmek için, eşitlik (4.5)'in her iki tarafını z ye göre ayırmak için işlemi tekrarlarız ve daha sonra $z = 0$ yaparız. Bu yapıldığı zaman, $v_2(t)$ tarafından yeterli olan diferansiyel denklemi alırız.

$$0 = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v_2(t) + K_2 v_1^2(t) \quad (4.10)$$

Bu eşitliği eşitlik (4.7) ile karşılaştırılması bize, $v_2(t)$, doğrusal olmayan terminallerine $K_2 v_1^2(t)$ olarak uygulanan akım tarafından yürütülen devrenin doğrusal parçasının karşılığı olarak elde edilebileceğini önermiştir. Biz bu akımı 2.derecenin doğrusal olmayan akımında çağırırız:

$$i_2(t) = K_2 v_1^2(t) \quad (4.11)$$

Eğer bu işlemi z 'ye göre üç defa tekrarlırsak, $v_3(t)$ tarafından diferansiyel denklem elde edilir.

$$0 = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v_3(t) + K_2 v_1(t) v_2(t) + K_3 v_1^3(t) \quad (4.12)$$

Burada tekrar doğrusal olmayan bileşen $v_3(t)$, devre aşağıdaki akım tarafından yürütüldüğü zaman doğrusal devrenin karşılığıdır.

$$i_3(t) = 2K_2 v_1(t) v_2(t) + K_3 v_1^3(t) \quad (4.13)$$

Bu akım doğrusal olmayan elementin terminallerindedir.

Bu prosedürün istenilen doğrusal olmayan karşılık derecesine ulaşınca kadar tekrarlandığında başarılı olduğu görülebilir.

Genel olarak n .derecenin akımını doğrusal olmayan element boyunca şöyle tanımlayabiliyoruz.

$$i_n(t) = \sum_{m=2}^{\infty} K_m \left[\frac{d}{dz^n} \left[\sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s(t) \right]^m \right]_{s=0} \quad (4.14)$$

$m > 1$ olduğunda, $i_n(t)$ n den daha yüksek olmayan derecelerin doğrusal olmayan karşılıklarına bağlı değildir, ve sadece ve sadece daha henüz hesaplanan $n-1$ $v_1(t)$,..., $v_{n-1}(t)$ karşılıklarına bağlıdır.

$$i_n(t) = \sum_{m=2}^n K_m \sum_p \frac{m!}{p_1! \dots p_m!} v_1^{p_1}(t) \dots v_n^{p_m}(t) \quad (4.15)$$

Toplam işaretinin altındaki p işareti, $p_1, \dots, p_m$ 'e kadar olan tüm kümelerin toplamını belirtir. Buda şu şekilde sağlanır

$$p_1 + 2p_2 + \dots + mp_m = n \quad m = 2, 3, \dots, n-1, \quad (4.16)$$

Burada üs p_i 0 dan n 'e kadar uzanır. Bundan dolayı, $v_1(t)$ ve $i(t)$ 'ye bağlıdır, $v_2(t)$ $v_1(t)$ 'ye, $v_3(t)$, $v_1(t)$ 'ye ve $v_2(t)$ 'ye vs. ama sonunda tüm doğrusal olmayan akımlar $i(t)$ 'ye bağlıdır. Örneğin, $v_k^{p_k} k p_k$ 'nın $i(t)$ 'de derecesidir. Bundan dolayı eşitlik (4.16) $i(t)$ üzerinde $i_n(t)$ 'nin derecesinin bağımlılığını verir.

Doğrusal olmayan bir devrenin karşılığının güç serisi ile elde edilmesinde kullanılan doğrusal olmayan akım metodunda, doğrusal olmamak şöyle özetlenebilir.

Adım 1 : $v_1(t)$ 'nin birince dereceden karşılığı çözmek için, sanki doğrusal olmayan elementler devreden silinmiş gibi $i(t)$, basitçe devrenin doğrusal olan parçalarının karşılıkları çözülür.

Adım 2 : Birinci derecen voltaj $v_1(t)$ hesaplandıktan sonra , doğrusal olmayan akım $i_2(t)$ hesaplanır. Genel olarak doğrusal olmayan $i_n(t)$ akımı hesaplanırken(bkz. Eşitlik (4.15)) $v_{n-1}(t)$ bulunur.

Adım 3 : Doğrusal diferansiyel denklemden 'yi çözmek için

$$L[v_n(t)] + i_n(t) = 0, \quad n=2,3,\dots \quad (4.17)$$

L sembolik olarak doğrusal diferansiyel denklem işlemlerini gösterir ve $i_n(t)$ 2. adımda hesaplanan doğrusal olmayan akım kaynağıdır.

Bu metot açıkça tekrarlamalıdır, sonraki daha yüksek dereceden bileşen bulunmadan önce daha düşük olan tüm derecelerin bileşenlerini gerektirir. Sonuç olarak toplam karşılık tüm bileşenlerin toplamıdır.

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) \quad (4.18)$$

Ama toplam sıklıkla uyumlu doğrusal olmayanlar için yuvarlanır.

Sonuç olarak, toplam karşılık için doğrusal olmayan diferansiyel denklemin yerinde, doğrusal olmayan karşılıkların bileşenleri için, belirtilen bir doğrusal diferansiyel denklem hızlıca çözülür, her seferinde de uygun bir eşitlik kullanılır. Uygun eşitlik bu işlemin n. aşamasında daha önceki aşamalarda elde edilmiş daha düşük dereceden bileşenlerin doğrusal olmayan karşılıkların çözümünün bir fonksiyonudur. Toplam karşılık için seri eşitliklerinde tüm bileşenlerinki toplanır.

V. HARMONİK GİRİŞLER İÇİN DOĞRUSAL OLMAYAN AKIM KAYNAKLARI

Bundan önceki bölümlerde, doğrusal olmayan bir diferansiyel denklemin çözümünde, paralel olarak bağlanmış doğrusal olan ve olmayan elementlerle bir akım kaynağı tarafından yürütülen terminallerdeki voltaj için alışageldik, azar azar ilerlemeli metot sunuldu. Doğrusal olmayan elementlerin tipi, voltajdaki güç serisine bağlıdır. n. derecen doğrusal olmayan karşılığı daha küçük dereceden doğrusal olmayan karşılıkların bulunarak bir sonraki seviyeye geçilerek gösterildi. Şimdi birinci adım, tekrarlamanın her bir alt seviyesinde n. derecenin akımı, doğrusal olmayan element sanki doğrusal bir devrenin kaynağı gibi davranır. Bu metot doğrusal olmama güç serisi tipini genelleştirir.

Bu bölümde, birçok örnekleri tarafından gösterilen doğrusal olmayan elementlerin genel girişler için ve özellikle doğrusal olmayan transfer fonksiyonunun elde edilmesinde ortaya çıkan harmonik girişler için n.dereceden akımları elde edeceğiz.

Bu metotta bahsedilen doğrusal olmayan elementler güç seri bağımlılığının aşağıdaki durumunu içerir.

Doğrusal olmayan kondüktans

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} K_n v^n(t) = k(v) \quad (5.1)$$

Doğrusal olmayan indüktans

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \Psi_n \int_{-\infty}^{\infty} v^n(t) dt = \Gamma(v) \quad (5.2)$$

Doğrusal olmayan kapasitans

$$i(t) = \frac{d}{dt} \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n v^n(t) = \frac{d}{dt} \gamma(v) \quad (5.3)$$

“Bağımlı doğrusal olmama” (genellikle aktif doğrusal olmayan elementlerde karşılaşılr).

$$i(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} c_{mn} u^m(t) v^n(t) = \Gamma(u, v) \quad (5.4)$$

Burada u ve v devredeki farklı noktalardaki voltajı gösterir ve toplam işareti doğrusal terim içermez. Genelleştirilmiş doğrusal olmayan kabul,

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n v(t - \tau_i) d\tau_i = H(v) \quad (5.5)$$

Bunların üçü anlaktır, Doğrusal olmayan hafızaya karşılaşılmaz, örneğin bir hafifçe doğrusal olmayan devre elemanı DC işletim noktası hakkında serinin ilk birkaç terimi tarafından belirtilebildiği zamandır. Hafifçe doğrusal olmama teriminin anlamı devreyi etkin bir şekilde karakterize etmek için güç serisinin sadece ilk bazı terimleridir. Doğrusal olmama d) bir bağımlı doğrusal olmama olarak adlandırılır. Bununla element aktif ve devrede başka bir yere kaynak olarak yerleştirildiğinde ve iki düğüm arasında yerleştirilmediğinde karşılaşılr. Akım ve gerilim aşağıdaki eşitlik ile ilgilidir,

$$v_{toplam}(t) = v_0 + v(t) \quad \text{ve} \quad i_{toplam}(t) = i_0 + i(t)$$

v_0 ve i_0 hareketsiz koşullarını yada doğrusal olmayan elementlerin işletim noktalarını göstermektedir.

İlk olarak, son iki bölümde belirtilen $v(t)$ de bir güç serisi olan $i_{NL}(t)$ akımını genelleştiren doğrusal olmamayı gözden geçirir.

$$i_{NL}(t) = \sum_{n=2}^{\infty} K_n v^n(t) \quad (5.6)$$

Toplam işareti ile çeyrek terimleri başlayalım. Burada doğrusal terimler doğrusal devreleri içerir. Gerilim $v(t)$ şu şekilde bir formülü vardır,

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) \quad (5.7)$$

$v_n(t)$ kendiside giriş akımı $i(t)$ boyunca bir fonksiyondur.

$$v_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) i(t - \tau_1), \dots, i(t - \tau_n) d\tau_1 \dots d\tau_n \quad (5.8)$$

Eşitlik (5.6)'nın toplamını, uygulanan $i(t)$ akımının gücüne bağımlılığına göre $i_{NL}(t)$ nin bileşenlerini gruplayarak yeniden düzenleme imkanımız var. Bu düzenleme sonuçta toplamı verir.

$$i_{NL}(t) = \sum_{n=2}^{\infty} i_n(t) \quad (5.9)$$

$i_n(t)$, $i(t)$ de n .derecen doğrusal olmayan bileşenin doğrusal olmayan akımıdır. Örneğin eşitlik (5.7) yi eşitlik (5.6) da yer değiştirirsek ve uygun terimleri toplarsak, şunu buluruz :

$$\begin{aligned}
i_2(t) &= K_2 v_1^2(t) \\
i_3(t) &= K_3 v_1^3(t) + 2K_2 v_1(t) v_2(t) \\
i_4(t) &= K_4 v_1^4(t) + 3K_3 v_1^2(t) v_2(t) + K_2 [v_2^2(t) + 2v_1(t) v_3(t)] \cdot V_s. \quad (5.10)
\end{aligned}$$

Bu usul aşağıdaki tekrarlamalı olacak şekilde simetrileştirebilir. İspatı EK-A'dadır.

$$i_n(t) = \sum_{m=2}^n K_m v_{m,n} \quad (5.11)$$

Burada,

$$v_{m,n} = \sum_{i=1}^{n-m+1} v_i(t) v_{m-i,n-1} \quad (5.12)$$

ve

$$v_{m,1} = v_m(t) \quad (5.13)$$

TABLO 1 $v_{m,n}$ in Tablosu

Doğrusal Olmayan Akım i_m		Bileşen $V_{m,n}$				
		$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$	$n = 5$	$n = 6$
		K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
i_2	$m = 2$	v_1^2				
i_3	$m = 3$	$2v_1 v_2$	v_1^3			
i_4	$m = 4$	$2v_1 v_3 + v_2^2$	$3v_1^2 v_2$	v_1^4		
i_5	$m = 5$	$2v_1 v_4$	$3v_2^2 v_3 + 3v_1 v_2^2$	$4v_1^3 v_2$	v_1^5	
i_6	$m = 6$	$2v_2 v_4 + v_3^2$	$3v_1^2 v_4 + v_2^3 - 6v_1 v_2 v_3$	$4v_1^2 v_3 + 6v_1^2 v_2^2$	$5v_1^4 v_2$	v_1^6
		$v_{m,m} = v_1^m(t)$				
		$v_{m,m-1} = (m-1)v_1^{m-2}(t)v_2(t)$				

Bazı tekrarlamalı terimler $v_{m,n}$, örnekli gösterim yoluyla hesaplanır, eşitlik (5.10) daki doğrudan hesaplamaları sağlar. Bunlar, tablo 1'de $n=6$ dereceleri boyunca i_n 'in bileşenleri olarak çizelge oluşturulmuştur.

Benzer bir yöntem, diğer doğrusal olmayan güç serileri ile ve Ek A'da tartışılan böyle örneklerle izlenebilir. Genelleştirilmiş doğrusal olmayan kabul eşitlik (5.5) tarafından belirtilir. Buradan şu denklem elde edilir.

$$i_n(t) = \sum_{m=1}^n \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_m(\tau_1, \dots, \tau_m) v_{m,n} d\tau_1 \dots d\tau_m \quad (5.14)$$

Burada,

$$v_{m,n} = \sum_{i=1}^{n-m+1} v_i(t - \tau_m) v_{m-i,n-1}, \quad n \geq m \quad (5.15)$$

$$v_{m,1} = v_m(t - \tau_1) \quad (5.16)$$

Önceki bölümlerde, devrede her bir doğrusal olmama durumu için $n-1$. derecenin doğrusal olmayan akımı gösterildi, peşinden doğrusal bir diferansiyel eşitlik den n . derecenin doğrusal olmayan karşılığı gösterildi. Özellikle eğer girişler orantısız olan üslerin toplamı ise, n . derecenin doğrusal olmayan karşılığı, tayf bileşeni olarak $f_1, \dots, f_n$ frekans toplamında doğrusal olmayan $H_n(f_1, \dots, f_n)$ transfer fonksiyonu içerir. Bu sebepten dolayı, doğrusal olmayan transfer fonksiyonunun elde edilmesinde kullanılan “araştırma” metodunda, eşitlik K 'nin toplamı olduğunda doğrusal olmayan akım kaynağının ne olduğunu düzenlemek faydalıdır.

$$i(t) = \sum_{k=1}^K \exp(j2\pi f_k t) \quad (5.17)$$

$i(t)$ nin Fourier dönüşümü K delta fonksiyonunun toplamıdır.

$$I(f) = \sum_{k=1}^K \delta(f - f_k) \quad (5.18)$$

$i(t)$ ye göre doğrusal olmayan akım kaynakları dereceleri tarafından, farklı derecelerin voltaj karşılıklarına bağlı olarak doğrusal olmayan akım bileşenlerini belirten önceki bölümlerde genişletildi. Bu bölümde, devre üst limitlerine ulaştığındaki voltaj karşılıklarının böyle ürünler için eşitliği türeteceğiz.

Şimdi n . dereceden voltaj karşılığına ait eşitliği yeniden gösterelim

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \prod_{i=1}^n I(\xi_i) \exp(j2\pi \xi_i t) d\xi \quad (5.19)$$

Böylece $v_n(t)$ nin Fourier dönüşümü :

$$v_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \delta(f - \xi_1 - \dots - \xi_n) \cdot \prod_{i=1}^n I(\xi_i) d\xi \quad (5.20)$$

K delta fonksiyonun toplamı olan giriş tayfı için, eşitlik (5.18) den eşitlik (5.20) yi değiştirirsek:

$$V_n(f) = \sum_k H_n(f_{k_1}, \dots, f_{k_n}) \delta(f - f_{k_1} - \dots - f_{k_n}) \quad (5.21)$$

Prosedüre açıklık getirmek için, öncelikle $v_1^2(t)$ gibi basit bir terimin Fourier dönüşümünü gözden geçiririz, akım üslü olduğu zaman birince dereceden karesidir. Önceden olduğu gibi $F[.]$, gösterimi basitleştirmek için Fourier dönüşümü olarak gösterilecek.

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_1^2(t) \exp(-j2\pi ft) dt \equiv F[v_1^2(t)]. \quad (5.22)$$

$v_1(t)$, eşitlik (5.22) nin integralinde $V_1(f)$ nin Fourier dönüşümünü ifade etmektedir, integrali t üzerinde dışarı çıkartırız, bu sayede şunu bulabiliriz:

$$F[v_1^2(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} V_1(\xi_1) V_1(\xi_2) \delta(f - \xi_1 - \xi_2) d\xi_1 d\xi_2. \quad (5.23)$$

Şimdi eşitlik (5.18)de verilen özel eşitlikle ve $K=2$ alırsak, eşitlik (5.21) den eşitlik (5.23)de yer değiştirirsek, şunu elde ederiz :

$$F[v_1^2(t)] = H_1^2(f_1) \delta(f - 2f_1) + 2H_1(f_1)H_1(f_2) \delta(f - f_1 - f_2) + H_1^2(f_2) \delta(f - 2f_2) \quad (5.24)$$

Bu tayf $f_1 + f_2$ bileşeninde $H_1(f_1)H_1(f_2)$ katsayısına sahiptir.

Daha genel olarak, n . dereceden doğrusal olmayan kaynakların tayfinin elde edilmesinde, sistemi $K=n$ üslerinin toplamı ve doğrusal olmayan akım bileşenleri her zaman $\delta(f - f_1 - \dots - f_n)$ de bileşenleri ile ilgilidir, $n!$ tarafından bölünen tayf katsayısı $F_n[v(t)]$ ile gösterilir. s içeren $v_i(t)$ den farklı bir terim için her biri m_i , $i=1,2,\dots$, böylece $m_1+m_2+\dots+m_s=M$ buradan,

$$F_n \left[v_{k_1}^{m_1}(t) \dots v_{k_s}^{m_s}(t) \right] = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \prod_{i=1}^{m_1 k_1} V_{k_1}(\xi_i) \prod_{j=m_1 k_1+1}^{m_1 k_1+m_2 k_2} V_{k_2}(\xi_j) \dots \prod_{l=n-k_s+1}^n V_{m_s}(\xi_l) \delta(f - \sum_{i=1}^n \xi_i) d\xi_1 \dots d\xi_n \quad (5.25)$$

Burada

$$\sum_{i=1}^s m_i k_i = n \quad (5.26)$$

$f_1, \dots, f_n$ frekansında doğrusal olmayan akımın $(1/n!)$. tayfinin katsayısı için kazançtır.

$$F_n \left[v_{k_1}^{m_1}(t) \dots v_{k_s}^{m_s}(t) \right] = N_0$$

$$\begin{aligned}
& \underbrace{\sum_{f_{k_i}} H_{k_1}(f_1, \dots, f_{k_i}) \dots H_{k_1}(f_{m_1 k_1 - k_1 + 1}, \dots, f_{m_1 k_1}) \dots}_{m_1 \text{ faktör}} \\
& \cdot \\
& \cdot \\
& \cdot \underbrace{H_{k_s}(f_{n-m_s k_s + 1}, \dots, f_{n-m_s k_s + k_s}) H_{k_s}(f_{n-m_s k_s + 1}, \dots, f_n)}_{m_s \text{ faktörleri}}
\end{aligned} \tag{5.27}$$

Burada

$$N_0 = (k_1!)^{m_1} (k_2!)^{m_2} \dots (k_s!)^{m_s} m_1! \dots m_s! / n! \tag{5.28}$$

Ve toplam, farklı argüman kümeleri üreten f_i üzerinde permütasyonlardan farklı terimlerin tamamının sonuçlarıdır. Böyle katsayılar her bir frekansa göre simetrik yapıldığı açıktır. Gösterimi kısaltmak için simetrileştirilmiş fonksiyonları kullanmak uygundur, bunları basitçe tüm permütasyonların toplamında ilk terimin önünde S sembolü ile gösteririz,

$$\begin{aligned}
& S[P_{k_1}(f_1, \dots, f_{k_1}) P_{k_2}(f_{k_1+1}, \dots, f_{k_1+k_2}) \dots P_{k_s}(f_{n-m_s k_s + 1}, \dots, f_n)] = \\
& = N_0 \sum_{f_{k_i}} P_{k_1}(f_1, \dots, f_{k_1}) P_{k_2}(f_{k_1+1}, \dots, f_{k_1+k_2}) \dots P_{k_s}(f_{n-m_s k_s + 1}, \dots, f_n) \tag{5.29}
\end{aligned}$$

Simetrileştirilmiş fonksiyon gösteriminin bir örneği olarak, eşitlik (5.14)ü kısaltarak yazabiliriz

$$F_4[v_1^2(t) v_2(t)] = S[H_1(f_1) H_1(f_2) H_2(f_3 + f_4)] \tag{5.30}$$

ve genel olarak,

$$\begin{aligned}
F_n \left[v_{k_1}^{m_1} v_{k_2}^{m_2} \dots v_{k_s}^{m_s}(t) \right] &= S[H_{k_1}(f_1, \dots, f_{k_1}) H_{k_1} \cdot \\
& (f_{k_1+1}, \dots, f_{2k_1}) \dots H_{k_1} \\
& (f_{m_1 k_1 - k_1 + 1}, \dots, f_{m_1 k_1}) H_{k_2} \\
& (f_{m_1 k_1 + 1}, \dots, f_{m_1 k_1 + k_2}) \dots \\
& H_{k_s}(f_{n-k_s + 1}, \dots, f_n)] \tag{5.31}
\end{aligned}$$

Burada $m_1 k_1 + m_2 k_2 + \dots + m_s k_s = n$ dir.

Ayrıca tanımdan her sabit için oldukça açıktır.

$$F_n[A v(t)] = A^n F_n[v(t)]. \tag{5.32}$$

Genel olarak,

$$F_n [u(t) + v(t)] \neq F_n [u(t)] + F_n [v(t)]. \quad (5.33)$$

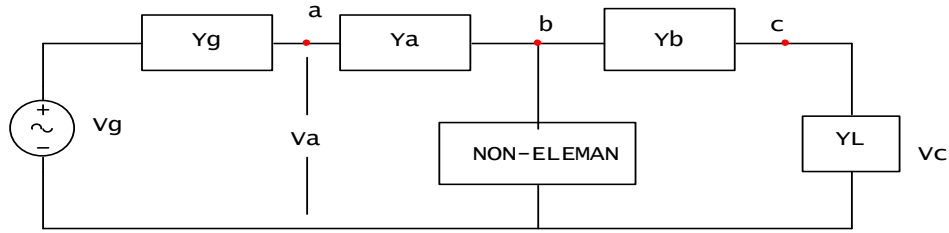
Eşitlik (5.31)'i eşitlik (5.10)'a uygularsak, şunu elde ederiz,

$$F_3 [i_3(t)] = K_3 H_1(f_1) H_1(f_2) H_1(f_3) + 2 K_2 S[H_1(f_1) H_2(f_2, f_3)] \quad (5.34)$$

Özetle, üslü sayılar tarafından yürütülen farklı derecelerin doğrusal olmayan akım kaynaklarının elde edilmesinde kullanılan metot şu şekildedir: ilk önce farklı doğrusal olmayan voltaj bileşenlerinin n . derecenin akımı bir fonksiyon olarak bulunur sonra $F[i_n]$ de $n! \delta(f - f_1 - \dots - f_n)$ nin katsayısını bulmak için eşitlik (5.31) uygulanır. Bu katsayı genellikle doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının düşük dereceden simetrik ürünleri cinsinden ifade edilebilir.

VI. DEVRE ANALİZİ

Basit tek düğümlü doğrusal olmayan devre (Şekil.2) bölüm III de her bir soyut bileşenin ağının birçok düğüm ve iki veya daha fazla doğrusal olmayan elementlerin tüm önemli özellikleri analiz edildi. Bu bölümde araştırma metodunu doğrusal olmayan transfer fonksiyonu için ve doğrusal olmayan akım metodunu doğrusal olmayan karşılıkları elde etmek için kullanacağız ve bu metotları birleştireceğiz. Bu metotların birleştirilmesi güç serisi tipinde doğrusal olmayan element içeren doğrusal olmayan ağların genel çözümüne liderlik eder.



Şekil 3. Basit bir üç düğümlü doğrusal olmayan devre

Bu metot bir örnekle açıklanacak. Şekil 3 deki üç düğümlü basit bir devre düşünelim. Düğümlerin voltajları v_a , v_b , v_c olur ve Fourier dönüşümleri $V_a = V_a(f)$, $V_b = V_b(f)$, $V_c = V_c(f)$ dir. Akım tek bir doğrusal olmayan eleman boyunca voltajının güç serisi olur.

$$i_b(t) = K[v_b(t)] = \sum_{n=1}^{\infty} K_n v_b^n(t) \quad (6.1)$$

Gösterimi basitleştirmek için $F[.]$ Fourier dönüşümü göstermektedir. Böylece

$$F[K[v_b(t)]] = \int_{-\infty}^{\infty} K[v_b(t)] \exp(-j2\pi ft) dt \quad (6.2)$$

Kaynak ve yük girişi $Y_g = Y_g(f)$ ve $Y_L = Y_L(f)$ dir. Frekans alanında devre düğüm eşitlikleri şu şekildedir.

$$\begin{aligned} Y_g(V_a - V_g) + Y_a(V_a - V_b) &= 0 \\ Y_a(V_b - V_a) + F[K[v_b(t)]] + Y_b(V_b - V_c) &= 0 \\ Y_b(V_c - V_b) + Y_L V_c &= 0 \end{aligned} \quad (6.3)$$

Burada $Y_a = Y_a(f)$, $Y_b = Y_b(f)$ ve $Y_c = Y_c(f)$ düğüm girişleridir ve $V_g = V_g(f)$ voltajın tayfıdır.

Şimdi $[Y(f)]$ doğrusal olmayan elementler çıkarıldığı zaman oluşan doğrusal ağın doğrusal kabul matrisi olsun. Daha sonra eşitlik (6.3) den

$$[Y(f)] = \begin{bmatrix} Y_g(f) + Y_a(f) & -Y_a(f) & 0 \\ -Y_a(f) & K + Y_a(f) + Y_b(f) & -Y_b(f) \\ 0 & -Y_b(f) & Y_b(f) + Y_L(f) \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

n .dereceden transfer fonksiyonu $v_a(t)$ ve $v_g(t)$ ile ilgilidir, $H_{an}(f_1, \dots, f_n)$ şu çıkarımda tanımlanmıştır.

$$v_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_{an}(f_1, \dots, f_n) \cdot \prod_{i=1}^n V_g(f_i) \exp(j2\pi f_i t) df_i \quad (6.5)$$

Benzer çıkarımlar $v_b(t)$ ve $v_c(t)$ için $H_{bn}(f_1, \dots, f_n)$ ve $H_{cn}(f_1, \dots, f_n)$ i tanımlar. Aslında devredeki ... noktalarındaki voltajlardır.

Doğrusal olmayan ağların analizinde birinci adım, voltaj $V_g(f) = \exp(j2\pi f t)$ olduğu zaman $V_a(f)$, $V_b(f)$ ve $V_c(f)$ de $\delta(f - f_1)$ in katsayılarını bulmaktır. Bu katsayılar $H_{a1}(f)$, $H_{b1}(f)$, $H_{c1}(f)$ ile gösterilir ve birinci dereceden transfer fonksiyonlarının zamanın $V_g(t)$ ye göre tanımlanmasıdır.

Birinci dereceden transfer fonksiyonları için matris eşitliği şu şekilde çözümlenmelidir.

$$[Y(f_1)] \begin{bmatrix} H_{a1}(f_1) \\ H_{b1}(f_1) \\ H_{c1}(f_1) \end{bmatrix} = Y_g(f_1) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Burada kolon vektöründe verilen birimler kaynakların düğümlerdeki yerini tanımlar. Matris eşitliği (6.6) nın çözümünden elde edilen kazanç,

$$\begin{bmatrix} H_{a1}(f_1) \\ H_{b1}(f_1) \\ H_{c1}(f_1) \end{bmatrix} = [Y(f_1)]^{-1} Y_g(f_1) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

Doğrusal olmayan analizin ikinci adımı ikinci dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonları $H_{a2}(f_1, f_2)$, $H_{b2}(f_1, f_2)$ ve $H_{c2}(f_1, f_2)$ için çözümleri sağlar. Bu transfer fonksiyonları $i_2(t)$ tarafından üretilen bir doğrusal akımın $2\delta(f - f_1 - f_2)$ nun katsayılarıdır. Doğrusal olmama boyunca akımın değeri, $V_g(f) = \delta(f - f_1) + \delta(f - f_2)$ çıkarımı tarafından sebep olunmuş olabilir. Önceki bölümlerin sonuçları ikinci dereceden transfer fonksiyonlarının çözülmüş olmasına bağlıdır.

$$[Y(f_1 + f_2)] \begin{bmatrix} H_{a2}(f_1, f_2) \\ H_{b2}(f_1, f_2) \\ H_{c2}(f_1, f_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -K_2 H_{b1}(f_1) H_{b1}(f_2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Kazancı ise

$$\begin{bmatrix} H_{a2}(f_1, f_2) \\ H_{b2}(f_1, f_2) \\ H_{c2}(f_1, f_2) \end{bmatrix} = [Y(f_1 + f_2)]^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ -K_2 H_{b1}(f_1) H_{b1}(f_2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

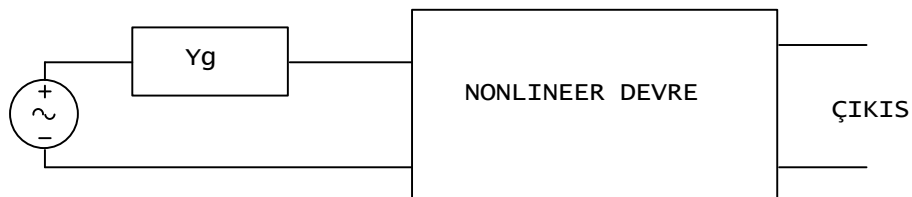
Üçüncü dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonları için, şuna sahibiz:

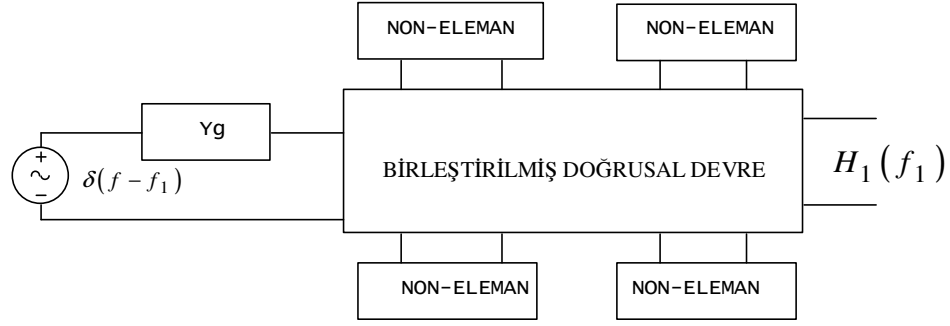
$$\begin{bmatrix} H_{a3}(f_1, f_2, f_3) \\ H_{b3}(f_1, f_2, f_3) \\ H_{c3}(f_1, f_2, f_3) \end{bmatrix} = [Y(f_1 + f_2 + f_3)]^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ -K_3 H_{b1}(f_1) H_{b1}(f_2) H_{b1}(f_3) \\ -2K_2 S[H_{b1}(f_1) H_{b2}(f_2, f_3)] \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

ve dahasıdır.

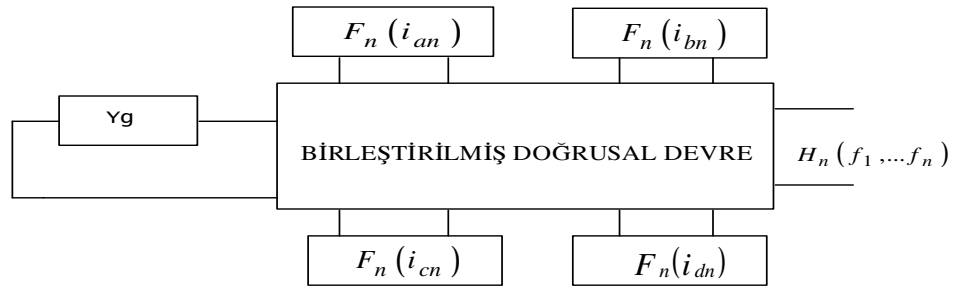
Eğer devre daha fazla güç serisi tipinde doğrusal olmayan element içeriyorsa, gerçek derece tüm doğrusal olmayan akımları eşitlik (6.2) deki gibi orijinal düğüm eşitliğinden türetilen matrislerin içinde görünür.

Genel prosedür Şekil 4. de gösterilmiştir.





B



C

Şekil 4. Doğrusal olmayan ağ analizinin çözümü için prosedür. (a) Doğrusal olmayan ağ. (b) Doğrusal ağın çözümü. (c) doğrusal ağın doğrusal olmayan akım kaynakları ile çözümü.

Adım 1 : Ağ içindeki doğrusal olmayan elementi tanıyın. Bu elementler kavramsal olarak yeniden düzenlenerek ağın doğrusal parçalarının tasarımının dışına çıkartılabilir. Daha sonra verilen doğrusal olmayan ağı doğrusal ağ olarak , doğrusal olmayan elemanların çeşitli çıkışlara bağlı olarak yeniden elden geçiririz. Bu doğrusal devre birleştirilmiş doğrusal devre olarak adlandırılır. Birleştirilmiş doğrusal ağ sadece ağın tüm doğrusal elemanlarını içermez ayrıca doğrusal olmayan devre elemanlarının tüm bileşenlerini de içerir. Her bir doğrusal olmayan elemente bağlanan uçlar, doğrusal olmayan uçlar olarak adlandırılır.

Adım 2 : Analizin ikinci adımı olarak, tüm doğrusal olmayan uçlar açık devre olsun. $[H_1(f)]$ doğrusal ağın birinci dereceden transfer fonksiyonu olsun.

$$[H_1(f)] = \begin{bmatrix} H_{a1}(f_1) \\ H_{b1}(f_1) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Düğümsel eşitlikler kümesinden, doğrusal ağ dışındaki tüm bağımsız elementlerdir. Örneğin, giriş çıkış uçları ile tüm doğrusal olmayan uçları şu şekilde alırız :

$$[H_1(f)] = [Y(f)]^{-1} Y_g(f) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Adım 3: Daha fazla analiz için giriş voltaj kaynağı kısa edilmiş ve sıfır-kabul (Norton) akım kaynakları tüm doğrusal olmayan uçlara bağlanmıştır. Her bir akım kaynağı çıkış ucu doğrusal olmayan element boyunca birinci dereceden akımdır.

Adım 4: ikinci dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyon vektörü için çözüm:

$$[H_2(f_1 + f_2)] = [Y(f_1 + f_2)]^{-1} \begin{bmatrix} -F_2(i_{a2}) \\ -F_2(i_{b2}) \\ -F_2(i_{c2}) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Burada $i_{an}, i_{bn}, i_{cn}, \dots, n = 1, 2, \dots$ doğrusal olmayan element boyunca a,b,c... düğümlerinde ve $F_n[i_{an}]$, $n! \delta(f - f_1 - \dots - f_n)$ in katsayısıdır. Burada i_{an} in kaynak gerilimi :

$$V_g(f) = \sum_{i=1}^n \delta(f - f_i)$$

Adım 5 : İstenilen n. dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonunun elde edilmesine devam edilir.

$$[H_n(f_1 + \dots + f_n)] = [Y(f_1 + \dots + f_n)]^{-1} \begin{bmatrix} -F_n(i_{an}) \\ -F_n(i_{bn}) \\ -F_n(i_{cn}) \\ . \\ . \\ . \\ . \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

Bölüm IV de tartışıldığı gibi, n . dereceden daha düşük olan transfer fonksiyonları doğrusal olmayan akımlar $i_{an}, i_{bn}, i_{cn}, \dots$ ile ilgilidir. $[H_n(f)]$ vektörü birleştirilmiş doğrusal ağda bulunan bağımsız çıkışlar kadar çok elemente sahiptir.

Tayf bileşenleri $F_n(i_n)$ in $f_1, \dots, f_n$ frekanslarında öneminden dolayı, bunların hesaplanma metodu bölüm III de tartışılmıştır.

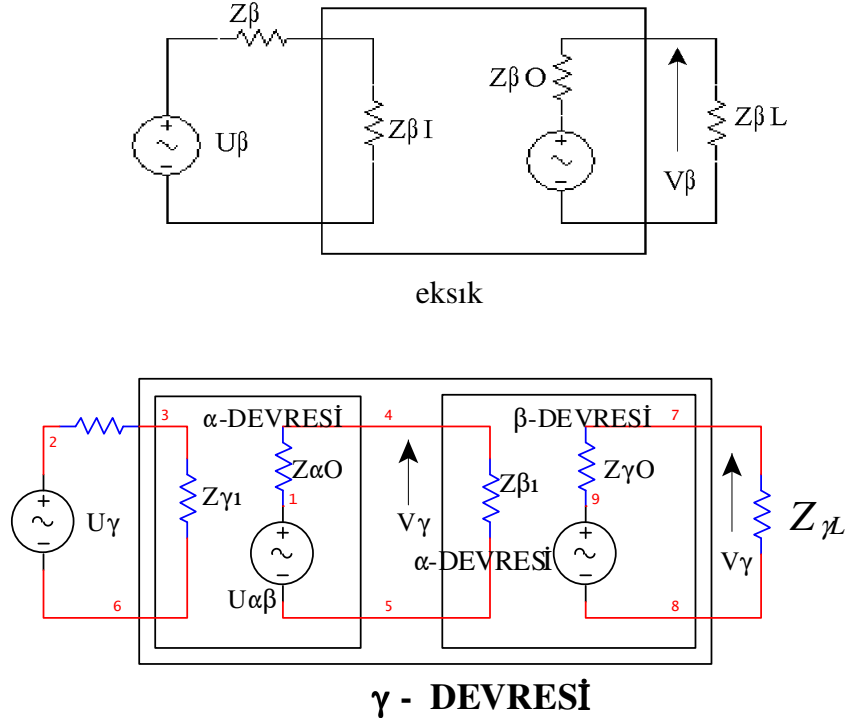
VII. DOĞRUSAL OLMAYAN SİSTEMLERİN ARDIŞIK (KASKAD) BAĞLANMASI

Doğrusal olmayan bir ağın analizi bir önceki bölümde anlatıldı ve kabul matrisi $[Y(f)]$ nin tersini gerektirmektedir. Ağ düğümlerinin sayısı N ise ve N genişse, hesaplamaların sayısı kabul matrisini ters çevirmek için N^3 'e aşağı yukarı orantılıdır. Bir merdiven ağda, sıklıkla ağı parçalara ayırarak her bir parçanın kendini ayrı analiz etme imkanı vardır. Her bir parçada daha az düğüm bulunur ve kabul matrisi tüm ağinkinden daha hızlı olarak ters çevrilmiş olabilir. Bundan sonra tartışılan önemli nokta her bir parçanın transfer fonksiyonlarının birleştirilmesinden dolayı, bu parçaların transfer fonksiyonlarının elde edilmesidir.

Burada sunulan sonuç, doğrusal olmayan transfer fonksiyonları için alışılmış çağlama sonuçlarını değiştirmektedir. Örneğin, [9] bölünmüş evreler arasındaki doğrusal birleşme bir hesaba alınır. Devrelerin, evrelere bölünmesi doğrusal olmayan iletişimin ihmal edildiği noktalarda yapılır.

Bu doğrusal birleşme varsayımı devre ölçüleri sunulan birleşmeler arası değişimde doğrusal olmayan devre evrelerinin kesinliğini anlamlı olarak geliştirildiği gösterilmiştir. Bu yaklaşım iki dört-terminal α ve β ağının, şekil 5 de gösterilmiştir, bölünmesinin referansı ile açıklanır.

Şekil 5 deki α devresini düşünelim. Thevenin gerilim üretici $u_\alpha(t)$, aa' çıkışındaki seri α devresinin giriş empedansı $Z_{\alpha l}$ ile kendi empedansı Z_a yı yürütür. Bu bb' çıkışındaki çıkış gerilimi $v_\alpha(t)$ üretir ve bir yandan bir yana $Z_{\alpha L}$ yükler. Şimdi α devresinin çıkış empedansına, çıkış ucu bb' den bakıldığında, $Z_{\alpha 0}$ eşit olur. $Z_\alpha, Z_{\alpha l}, Z_{\alpha L}$ empedansları doğrusal kabul edilir. Buradaki α devresi de doğrusal değildir. Aktif doğrusal olmayan elemanlara izin verilir, ağdaki tüm voltaj ve akımlarda sağlanır, giriş voltajı $u_\alpha(t)$ nin değişmeyen zamanlı fonksiyonudur.



Şekil 5. $\alpha - \beta$ bağlamasının gösterimi

α devresinin boyutsuz n . dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonu $A_n(f_1, \dots, f_n)$, $u_\alpha(t)$ çıkış geriliminin tayfının Volterra seri açımıyla tanımlanır.

$$V_\alpha(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} A_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \delta(f - \xi_1 - \dots - \xi_n) \prod_{i=1}^n U_\alpha(\xi_i) d\xi_i \quad (7.1)$$

Burada $U_\alpha(f)$, $u_\alpha(t)$ 'nin Fourier dönüşümüdür.

Benzer şekilde β ağının n . dereceden boyutsuz doğrusal olmayan transfer fonksiyonu $B_n(f_1, \dots, f_n)$, şekil 5 de şu çıkarım tarafından tanımlanmıştır.

$$V_\beta(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} B_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \delta(f - \xi_1 - \dots - \xi_n) \prod_{i=1}^n U_\beta(\xi_i) d\xi_i \quad (7.2)$$

Burada $V_\beta(t)$ ve $u_\beta(t)$, β ağının artan giriş ve çıkış voltajlarıdır. Kaynak empedansı Z_β , β ağının giriş empedansı $Z_{\beta I}$, ve yüklenen $Z_{\beta L}$ empedansı tamamen tekrar doğrusal kabul edilir.

Sonuç olarak γ devreyi $u_\gamma(t)$ giriş voltajı, çıkış voltajı $v_\gamma(t)$ ve n . dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonu $C_n(f_1, \dots, f_n)$ şu şekilde tanımlanır.

$$V_{\gamma}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} C_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \delta(f - \xi_1, \dots, \xi_n) \prod_{i=1}^n U_{\gamma}(\xi_i) df_i \quad (7.3)$$

Burada kaynak empedansı Z_{γ} , giriş empedansı $Z_{\mathcal{M}}$ ve yük empedansı $Z_{\mathcal{L}}$, hepsi yine doğrusal kabul edilir.

Varsayalım ki γ devresi, aslında $Z_{\gamma} = Z_{\alpha}$ ve $Z_{\mathcal{L}} = Z_{\beta I}$ ile α ve β ağının bir çağlaması olsun böylece α ve β geri dönüp α ile ilişki içinde olmaz. Şimdi $Z_{\beta} = Z_{\alpha 0}$ a sahibiz böylece β bölümünü yürüten Thevenin kaynak eşitliği böylece α bölümünün aşağıdaki empedans dönüşümü ile çıkışıyla ilişkilidir.

$$U_{\alpha\beta}(f) = \frac{Z_{\alpha 0}(f) + Z_{\beta I}(f)}{Z_{\beta I}(f)} V_{\alpha}(f) \quad (7.4)$$

Bu boyutsuz voltaj dönüşümü $T(f)$ tarafından tanımlanır.

$$T(f) = \frac{Z_{\alpha 0}(f) + Z_{\beta I}(f)}{Z_{\beta I}(f)} V_{\alpha}(f) \quad (7.5)$$

Şimdi γ nin çıktısını ifade edebiliriz hem de sadece β ya referansı ile ifade ederiz.

$$V_{\gamma}(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} B_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \delta(f - \xi_1 - \dots - \xi_n) \prod_{i=1}^n U_{\alpha\beta}(\xi_i) \quad (7.6)$$

Eşitlik (7.4) den eşitlik (7.6) ya değiştirdiğimizde,

$$V_{\gamma}(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} B_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \delta(f - \xi_1 - \dots - \xi_n) \prod_{i=1}^n T(\xi_i) V_{\alpha}(\xi_i) d\xi_i \quad (7.7)$$

Böylece eşitlik (7.1) den eşitlik (7.7) ye yer değiştirdiğimiz de, α ve β bölümlerinde çağlamış çıkış tayfını elde ederiz.

Dikkat edersek eşitlik (7.3) ve (7.7) eşit olmak zorundadır. Bundan dolayı doğrusal olmayan transfer fonksiyonu $C_n(f_1, \dots, f_n)$, ya eşitlik (7.3)ü yada eşitlik (7.8) i verilen $n! \delta(f - f_1 - \dots - f_n)$ katsayısı ile $V_{\gamma}(f)$ çıktısında sistemi n üslerinin toplamından çıkardığımızda kullanılır,

$$U_{\alpha}(\xi) = \sum_{k=1}^n \delta(\xi - f_k). \quad (7.8)$$

Eşitlik (7.3) ve eşitlik (7.8), eşitlik (7.7) de yer değiştirdiği zaman, belirtilen sınırlamalar kaldırılır ve bileşen $f_1 + f_2 + \dots + f_n$ de yerleştirilir. Buradan aşağıdaki sonucu buluruz :

$$C_1(f_1) = A_1(f_1)T(f_1)B_1(f_1) \quad (7.9)$$

$$C_2(f_1, f_2) = A_1(f_1)A_1(f_2)T(f_1)T(f_2)B_2(f_1, f_2) + A_2(f_1, f_2) + T(f_1 + f_2)B_1(f_1 + f_2) \quad (7.10)$$

$$C_3(f_1, f_2, f_3) = \left[\prod_{i=1}^3 A_1(f_i)T(f_i) \right] B_3(f_1, f_2, f_3) + S[A_1(f_1) \cdot A_2(f_2, f_3)T(f_1)T(f_2 + f_3) + B_2(f_1, f_2, f_3)] + A_1(f_1, f_2, f_3)T(f_1 + f_2 + f_3) \cdot B_1(f_1 + f_2 + f_3) \quad (7.11)$$

Bunların yorumları eşitlik (7.10) dan şu şekildedir; γ nın çıktısında $f_1 + f_2$ deki bileşen doğrusal iletişim boyunca α ve β daki ikinci derece boyunca doğrusal olmayan iletişimi etkiler ama β deki doğrusal iletişim boyunca etkiler.

Benzer argümanlar $C_3(f_1, f_2, f_3)$ deki birleşik terimleri yorumlamak içinde yapılabilir. Genel olarak,

$$C_n(f_1, \dots, f_n) = \sum_k S[A_{k_i}(f_1, \dots, f_{k_i}) \dots A_{kM} \cdot (f_{n-k_M+1}, \dots, f_n) T(\sum_{i=1}^{k_1} f_i) \dots T(\sum_{j=n-k_M+1}^{k_1} f_j) \cdot B_M(\sum_{i=1}^{k_1} f_i), \dots, \sum_{j=n-k_M+1}^n f_j)] \quad (7.12)$$

Burada toplam sembolünün altındaki k olası farklı $(k_1, \dots, k_M)$ in kümelerinin toplamını belirtir. Öyleki

$$\sum_{i=1}^M k_i = n \quad (7.13)$$

Yüksek dereceden doğrusal olmamanın karmaşık hesaplanabilir doğrusal olmayan transfer fonksiyonu olarak görülebilir. Her iki bölümünde hafifçe çıkarılan devrelerde, aralarında doğrusal bağlanma hem katsayı hem de birçok hesaplama için gereklidir.

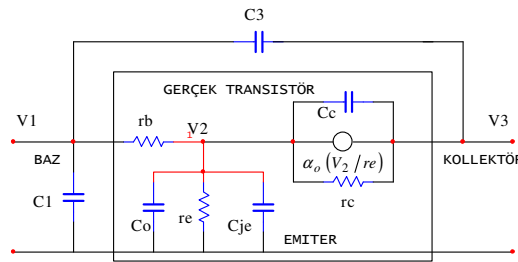
Son zamanlarda Penfield [38] tarafından yapılan çalışmalar, 2-uçlu devrelerin ayrılma metodu doğrusal matris kullanarak çok boyutlu matris ailesinin kullanılması boyunca

doğrusal olmayan ağlara genişletilebilir. Bu metot her bir başarılı doğrusal olmayan derecenin bir tam çözümünü sağlar.

VIII. ELEKTRONİK DEVRE MODELLERİ

Sadece doğrusal analizler kullanıldığı sürece doğrusal modeller uygundur. Doğrusal olmayan analizler başarılı bir şekilde uygulandığında, cihaz içerisindeki doğrusal olmayan mekanizmalara doğrusal modeller uygulandığından önemli olur. Cihazların modelleri genellikle artan modellerdir. Akım ve voltaj eğiliminden işletim noktası hakkında akım-voltaj ilişkisini tanımlar. Eğer doğrusal artan model Taylor serisinin bir modeli olarak ele alınırsa, ihtiyaç duyulan terimin modelleri hakkında Taylor serisinin ek terimlerine ihtiyaç duyulacaktır. İki terim ikinci dereceden bir model verir, üç terim üçüncü dereceden bir model verir vb. geniş işletim noktalarını barındırmak için genellikle matematiksel modelini çıkarmak akım veya voltajın doğrusal olmayan yapısını tanımlamak ve daha sonra ihtiyaç duyulan Taylor serisi katsayılarını türetmek için oldukça pratiktir.

Graham ve Ehrman [23] böyle aktif aletler için etkin bir doğrusal olmayan model geliştirdi, bu aletler yarı iletken diyotlar, iki kutuplu köşeli transistör ve vakum tüpleridir. Bu doğrusal olmayan alet modellerinin doğasını gösterebilmek için iki kutuplu köşeli transistörün bir kopyası çıkarıldı.



Şekil 6. Doğrusal artan T-transistör modeli

Çeşitli işletim şartlarına göre özelleştirilmiş birçok farklı transistör modeli vardır. Bunlardan en eskisi, Ebers-Moll (1954), iki diyot kümesi ve akım jeneratörü ile belirtmiştir. Bunlardan bir tanesi base-emitter yüzeyi, diğeri de base-collector yüzeyi dir. Diğer büyük işaret modelinde Linvill parça modelini [24] içeren Beaufoy-Sparkers şarj modelidir [25]. Bunların iyi bir tekrarını Hamilton et al [26] da bulabilirsiniz. Genel olarak, büyük işaret modelleri genellikle geçici yada anahtarlama problemlerinde kullanılır.

Küçük işaretli transistör modelleri, transistörlerin üzerindeki anlamlı frekans genişlikleri için geliştirilmiştir. En genel ve ortak modeller melez ve T-modelleridir. Bu modellerin tartışmalarını Searle et al [27] Thoraton et al [28] ve Gatner [29] de bulabilirsiniz. Her iki modelinde kullanan mikrodalga transistörlerin tekrarını Cooke[30] da bulabilirsiniz. Şarj kontrol modeli küçük sinyal modeline uygulandı ve iyi sonuçlar Gummel ve Poon [31] tarafından rapor edildi. Doğrusal olmayan T, doğrusal bir gönderici kapasitans değerlendiren, Narayanan [9] tarafından analiz edilen, yükseltici kayıp analizine uygulandı.

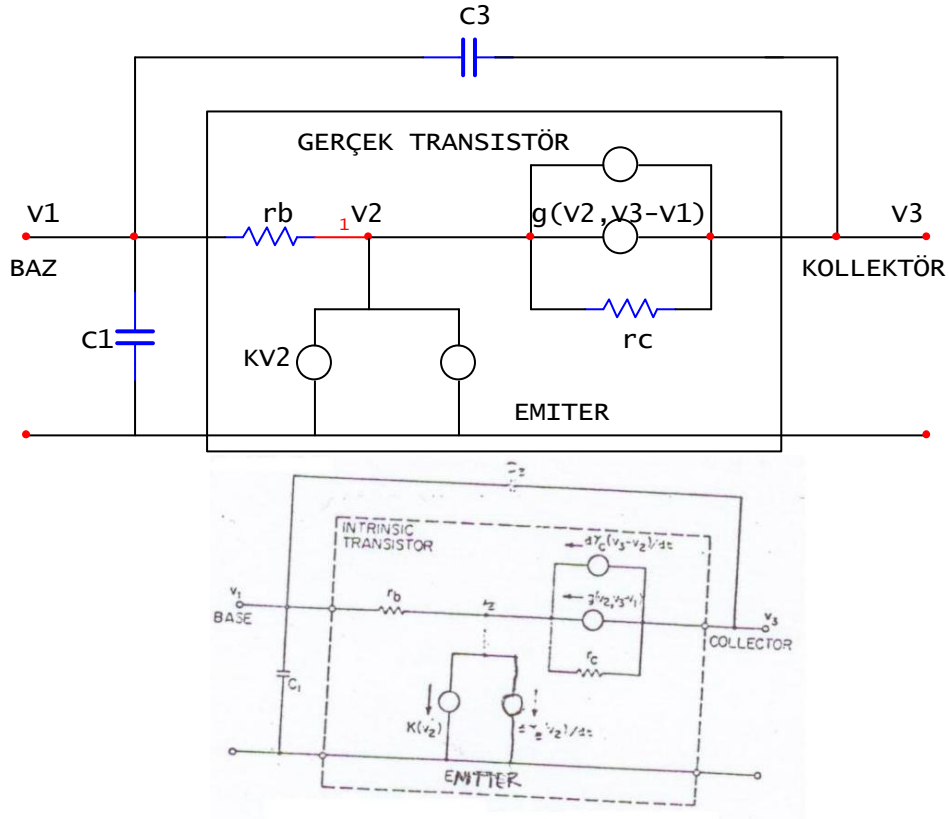
Graham Ehrman modeli, doğrusal olmayan gönderici kapasitansın etkisiyle doğrusal olmayan T modelini kullanır [23].

Doğrusal artan iki kutuplu i transistör T modeli şekil 6 da gösterilmiştir. Bu modelin 9 tane parametresi vardır.

Ana dağıtıcı direnç	r_e
Ana yayıcı direnç	r_b
Toplayıcı direnç	r_c
Ana ve gönderici terminaller arasındaki baş kapasitans	C_1
Diffüzyon kapasitansı	C_D
Boşluk şarj katman kapasitans	C_{je}
Kollektör-base kapasitans	C_c
Kollektör-base ve kısmi kapasitans	C_3
Doğru akım kaynağının kazancı	$\alpha_0 = hf_e / (1 + hf_e)$

hf_e parametresi düşük frekanslı küçük-ışaret ortak emiter akım kazancı ve emiter kapasitansı $C_2 = C_D + C_{je}$ dir.

Aynı transistörün doğrusal olmayan modelimiz, şekil 7 de gösterilmiştir. Yapısı aşağıdaki değişiklikler hariç doğrusal modele benzer :



Şekil 7. Doğrusal olmayan artan T-transistör modeli

1) ana- gönderici direnci r_e , gelişmiş doğrusal olmayan diyotla yer değiştirir, böylece v_2 / r_e akımının yerine, doğrusal olmayan v_2 de $K(v_2)$ akımına sahibiz. Bu diyot akımı şu şekilde modellenenir.

$$K(v_2) = I_{E0} \exp(qv_2 / nkT) \quad (8.1)$$

Burada I_{E0} , gönderici köşeli akımın dc işletim noktasıdır, q elektronik yük $= 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$, k Boltzman sabitidir $= 1.38 \times 10^{-21} \text{ J K}$. T Kelvin cinsinden sıcaklıktır. Ve n ideallik faktörüdür. (Not : oda sıcaklığında, $T=300 \text{ K}$, $kT/q \cong 25 \text{ mV}$.)

2) Difüzyon kapasitansı C_D doğrusal olmayan bir başka kapasitans ile değiştirilir. Böylece $d[(C_{je} + C_D)v_2] / dt$ akımının yerine, $d\gamma_e(v_2)dt$ kapasiteli akıma sahibiz. $\gamma_e(v_2)dt$, v_2 nin doğrusal olmayan bir fonksiyonudur.

$$\gamma_e(v_2) = C_{je}v_2 + C_{D0}v_2 + C'_D \left(\frac{K_1}{2}v_2^2 + \frac{K_2}{3}v_2^3 \dots \right) \quad (8.2)$$

Burada C_{D0} , C_D eğimli noktasıdır, ve C'_D de kendisinin türevidir. Burada gönderici şarj modelinin bir voltaj tarafından kontrol edilen doğrusal olmama olduğunu not edelim.

3) Toplayıcı köşeli kapasitans C_C doğrusal olmayan bir kapasitans ile yer değiştirilir, böylece artan akım $d[C_C(v_3 - v_2)] / dt$, $d\gamma_C(v_3 - v_2) / dt$ ile değiştirir. γ_e şarjı $(v_3 - v_2)$ de doğrusal değildir.

$$\gamma_C(v_3 - v_2) = k(v_3 - v_2)^{-\mu} \quad (8.3)$$

Burada k bir sabittir ve μ dada köşeli kirlilik derecesine bağlıdır.

4) α jeneratörü $\alpha v_2 / r_e$ doğrusal olmayan akım kaynağı olan ve hem h_{FE} hem de çıkış doğrusal olmamasını modelleyen $g(v_2, v_3 - v_1)$ le yer değiştirilir. Bu kaynak modellerde çok karmaşık bir nicelik olarak verilen kapalı fonksiyon eşitliği ile aşağıdaki gibidir.

$$I_C = -M\alpha I_E \quad (8.4)$$

Burada $g(v_2, v_3 - v_1)$, I_C nin artan değeridir. M ise katlamalı çarpım faktörüdür, $v_3 - v_1$ in bir fonksiyonudur, α , I_C ye bağlıdır ve I_E artan değeri $K(v_2)$ olan gönderici akımdır.

Aletlerin ölçümlerinden model parametrelerinin çıkarımı bölüm [23] de detaylı bir şekilde bulunmaktadır.

IX. DAR-BANT İŞARETLERİN TOPLAMININ DOĞRUSAL OLMAYAN TEPKİSİ

Tipik iletişim alıcılarının amacı verilen bant genişliğinde sinyalleri yükseltmek ve giriş- gürültü karışımını ayırmaktır. İstenen giriş sinyali ve istenmeyen girişler merkez frekanslarına göre tipik dar banttır. Alıcılar frekans seçen devrelere sahiptirler. Bunlar çıkışta görünen bölgesel bantların sayısı ile sınırlıdır. Bu nedenle birçok durumda alıcının karşılığı bilindik kesin giriş ve çıkış frekans bantları yöntemleriyle karakterize edilebilir. Bu bölümde doğrusal olmayan transfer fonksiyon yaklaşımını dar bant bölgesel sinyalin toplamının girişleri olduğu sistemlerin doğrusal olmayan karşılıklarının türetilmesi için uygulayacağız.

Doğrusal sistemlerde dar bant sinyalin analizinde, sinyallerin karmaşık gösterimlerini koyulması ispatta düşük karmaşık zarf ve merkezi yada “taşıyıcı” frekans bantta tüm pratik amaçlar için rasgele seçilen fazı için uygundur. $x(t)$ sistemine girişi kabul edilir, K dar bant sinyalinin toplamı olur.

$$x(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) \quad (9.1)$$

Özel olarak bu sinyallerden birisi istenilen sinyal olabilir ve diğerleri karışımdır.

Sinyallerin dar bant tipinde olması düşük kosinüs ve sinüs bileşenlerini $c_k(t)$ ve $s_k(t)$ kapsar. Bir taşıyıcıyı bandın ν_k ile gösterilen merkez frekansında modüle eder.

$$x_k(t) = c_k(t) \cos 2\pi\nu_k t - s_k(t) \sin 2\pi\nu_k t \quad (9.2)$$

$z_k(t)$ yi tanımlamak, $x_k(t)$ nin karmaşık zarfı yavaş bir değişim gösterdiğinden uygulanabilir, öyle ki

$$z_k(t) = c_k(t) + js_k(t) \quad (9.3)$$

Bu tanımlamalarla, $x_k(t)$ nin standart karmaşık gösterimi şu şekildedir.

$$x_k(t) = \text{Re}\{z_k(t) \exp(j2\pi\nu_k t)\} \quad (9.4)$$

Karmaşık değişkenin gerçek parçası ayrıca değişkenlerin ve karmaşık eşleniğinin toplamının yarısına eşittir. Bundan dolayı ayrıca şuna sahibiz :

$$x_k(t) = \frac{1}{2} [z_k(t) \exp(j2\pi\nu_k t) + z_k^*(t) \exp(-j2\pi\nu_k t)] \quad (9.5)$$

$x_k(t)$ nin tayfı

$$X_k(f) = \frac{1}{2} [Z_k(f - \nu_k) + Z_k^*(-f - \nu_k)] \quad (9.6)$$

Burada $z_k(t)$ ve $Z_k(f)$ Fourier dönüşüm çiftidir.

$$Z_k(f) = \int_{-\infty}^{\infty} z_k(t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (9.7)$$

ve

$$z_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z_k(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (9.8)$$

Şimdi $Z_0(f)=0$ olsun ve $z_k^*(t), Z_k^*(-f)$ ve $-v_k$, $z_{-k}(t), Z_{-k}(-f)$ ve v_{-k} verilen sıraya göre gösterelim. Bu gösterimde giriş tayfı şu şekilde olur :

$$X(f) = \frac{1}{2} \sum_{-K}^K Z_k(f - v_k) \quad (9.9)$$

Ve giriş kendiliğinden şu şekilde yazılır:

$$x(t) = \frac{1}{2} \sum_{-K}^K z_k(t) \exp(j2\pi v_k t) \quad (9.10)$$

Doğrusal olmayan sistemin çıktısı $y(t)$ yi yeniden bir Volterra serisine genişletilebilir.

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) \quad (9.11)$$

Burada $y_n(t)$ yi n . dereceden çıkış bileşeni yada n -derece çıktı olarak adlandırırız.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \cdot \prod_{i=1}^n X(f_i) \exp(j2\pi f_i t) df_i \quad (9.12)$$

Burada $H_n(f_1, \dots, f_n)$ n . derecen doğrusal olmayan transfer fonksiyonudur. Bu gösterimle n giriş tayfının ürünü eşitlik (9.12) de şu şekilde olur.

$$\prod_{i=1}^n X(f_i) = \frac{1}{2^n} \prod_{k=-K}^K \sum_{k=-K}^K Z_k(f_i - v_k) \quad (9.13)$$

Eşitliğin sağ tarafında formun farklı terimleri $(2K)^n$ in toplamını alırız.

$$Z_{k_1}(f_i - v_{k_1}) Z_{k_2}(f_i - v_{k_2}) \dots Z_{k_n}(f_n - v_{k_n}) \quad (9.14)$$

k_i , $-K$ dan K ya kadardır. Böylece

$$y_n(t) = \sum_{k_i=-K}^K \dots \sum_{k_n=-K}^K 2^{-n} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \prod_{i=1}^n Z_{k_i}(\xi_i - v_{k_i}) \exp(j 2 \pi \xi_i t) d\xi_i \quad (9.15)$$

Eşitlik (9.15) de bulunan aynı $\{k_i\}$ kümesine sahip integraller, aynı değere sahiptir. Çünkü $H_n(\xi_1, \dots, \xi_n)$ argümanların yerini değiştirmesi ile simetrik olarak belirtilirler. Şimdi m_i zamanın sayısı olsun, her bir $k_i, \{k_i\}$ kümesinde bulunur, $m_i = 0, 1, \dots, n$, böylece

$$\sum_{i=-K}^K m_i = n \quad (9.16)$$

Burada $n!/(m_{-K}! \dots m_K!)$ kimlikli integraller her bir ayrı $\{k_i\}$ kümesinin içindedir. Bu integralleri toparlarsak,

$$y_n(t) = \sum_k \frac{n! 2^{-n}}{m_{-K}! \dots m_K!} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \cdot \prod_{i=1}^n Z_{k_i}(\xi_i - v_{k_i}) \exp(j 2 \pi \xi_i t) d\xi_i \quad (9.17)$$

Buradaki toplam işareti altındaki k , toplam sadece tüm ayrı $\{k_i, \dots, k_n\}$ kümelerini gösterir. Şimdi eşitlik (9.17) de iki eşlenik bileşenin toplamını y_{nv} ile gösterelim.

$$y_{nv}(t) = R_e \left\{ \frac{n! 2^{-n}}{m_{-K}! \dots m_K!} e^{j 2 \pi \sum_1^n v_{k_i} t} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\xi_1 + v_{k_1}, \dots, \xi_m + v_{k_n}) \cdot \prod_{i=1}^n Z_i(\xi_i) \exp(j 2 \pi \xi_i t) d\xi_i \right] \right\} \quad (9.18)$$

Böylece

$$y_n(t) = \sum_k y_{nv}(t) \quad (9.19)$$

Eşitlik (9.18) deki integralin yorumu şu şekildedir. Sabit durumda bir, girişi gibi olan bölgesel bileşenler dar-bant frekansın toplamına sahip doğrusal olmayan sistem, çıkışta tüm taşıyıcı intermodülasyon frekanslarının merkezinde yeni bir dar bant bölgesel sinyal oluşturur. Dalga biçimi $y_{nv}(t)$ tanımlandığı gibidir ve frekans bölgesindeki dalga biçimini belirtir.

$$v = \sum_1^n v_{k_i}$$

$v_{k_1}, \dots, v_{k_n}$ de merkezli giriş bileşenlerinin intermodülasyona bağlanabilir. Eğer bu dalga şeklinin bir karmaşık zarfını $q_{nv}(t)$ ile gösterirsek, böylece

$$y_{nv}(t) = \text{Re} \left\{ q_{nv}(t) \exp \left(j 2 \pi \sum_{i=1}^n v_{k_i} t \right) \right\} \quad (9.20)$$

$$q_{nv}(t) = q_n(t; v_{k_1}, \dots, v_{k_n}) = \frac{n! 2^{-n+1}}{m_{-K}! \dots m_K!} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\xi_1 + v_{k_1}, \dots, \xi_n + v_{k_n}) \prod_{i=1}^n Z_i(\xi_i) \exp(j 2 \pi \xi_i t) d\xi_i \quad (9.21)$$

$v_{k_1}, \dots, v_{k_n}$ de merkezli giriş bölgelerine göre $y_{nv}(t)$ yi intermodülasyon bileşeni olarak adlandırırız. n çıktısının derecesi, intermodülasyon giriş bölgelerinin sayısına karşılık gelir, bu bileşeni üretebilir ve ayrıca n . dereceden intermodülasyon olarak da adlandırılabilir. Bölgelerin bazıları kendi kendilerine harmonikler olarak intermodüle olabilirler ve n, K dan büyük olabilir.

V 'nin $v_{k_1}, \dots, v_{k_n}$ bileşen frekansının permütasyonunun derecesi önemsidir taki intermodülasyon şekli olan $y_{nv}(t)$ yi etkilemediğinde. Eğer kümede bulunanlar sadece bileşenin derecesi ile ayrılırsa, her iki v kümesi ayırt edilemez. Eşitlik (9.18) ve (9.21) de bulunan integrallerin karşısında kombinasyonel katsayı, v 'nin tüm $(2K)^n$ kümeleri arasında böyle ayırt edilemez kümelerin sayısını alır. Her iki v kümesi ayırt edilemezdir eğer en az bir bileşende ayrılıyorlarsa. Ayırt edilebilir kümelerin sayısı n intermodülasyon bölgesi için her biri $2K$ giriş bileşeninden toplanabilir.

$$\binom{2K + n - 1}{n} \quad (9.22)$$

Şimdi $y_v(t)$, v frekans toplamında merkezli frekans bölgesinde $y(t)$ nin bileşenidir.

$$v = \sum_{i=1}^n v_{k_i} = \sum_{k=-K}^K m_k v_k \quad (9.23)$$

Ve şimdi $q_v(t)$, karmaşık zarfı olsun,

$$y_v(t) = \text{Re} \{ q_v(t) \exp(j 2 \pi v t) \} \quad (9.24)$$

İntermodülasyon ürünleri sınırsız çok dereceleri ve çok farklı bölgesel bileşen kümeleri ile yanındaki bir taşıyıcı frekansa katkıda bulunabilir. Bundan dolayı, $y_v(t)$, tüm $y_{nv}(t)$ ve $q_v(t)$ nin toplamıdır.

$$q_v(t) = \sum_{v,n=1}^{\infty} q_{nv}(t) \quad (9.25)$$

Pratikte sadece ilgili toplamın ilk bazı bileşenidir. Örneğin, v_1 ve v_2 de iki dar bant bileşenlerinin girişini içeren doğrusal olmayan bir sistem düşünelim ve $v = 2v_1 + v_2$ merkezli bölge içerisinde çıktının gözden geçirmesini düzelesin. Daha sonra şuna sahibiz :

$$y_v(t) = y_{3a}(t) + y_{5b}(t) + y_{5c}(t) + \dots \quad (9.26)$$

Burada $v = 2v_1 + v_2$, $a = (v_1, v_1, v_2)$, $b = (-v_1, v_1, v_1, v_1, v_2)$ ve $c = (-v_2, v_1, v_1, v_2, v_2)$. $y_{5b}(t)$ ve $y_{5c}(t)$ yi incelersek, beşinci dereceden aynı frekans bölgesine düşen iki farklı katkıyı

ifade eder. Bu örnek, çıktının sadece n ve v den çok $y_{nv}(t)$ bileşeninin indisinde bütün v vektörünü taşımanın önemi belirtilmiştir.

$v_1 = f_1$ ve $v_2 = f_2$ de iki tonlu girişi içeren açık örneklerle daha öğretici olacaktır.

$$x(t) = \frac{1}{2} (A_1 \exp(j 2 \pi f_1 t) + A_1^* \exp(-j 2 \pi f_1 t) + A_2 \exp(j 2 \pi f_2 t) + A_2^* \exp(-j 2 \pi f_2 t)) \quad (9.27)$$

Böylece giriş bileşenlerinin iki bölgesinin karmaşık zarflarının tayfı:

$$Z_1(f) = A_1 \delta(f) \quad \text{ve} \quad Z_2(f) = A_2 \delta(f) \quad (9.28)$$

İki- tonlu giriş genellikle doğrusal olmayan sistemleri test için kullanılır. n . dereceden intermodülasyon bileşeninin $f_{k_1}, \dots, f_{k_n}$ üstel girişlerinin karmaşık genliği $B(f_{k_1}, \dots, f_{k_n})$ tarafından gösterilir. bu genlik eşitlik (9.21) den bulunabilir.

$$B(f_{k_1}, \dots, f_{k_n}) = \frac{n! A_{k_1} A_{k_2} \dots A_{k_n}}{2^{n-1} m_{-2}! m_{-1}! m_{-1}! m_2!} H_n(f_{k_1}, \dots, f_{k_n}), \quad k_1, \dots, k_n = \mp 1, \pm 2 \quad (9.29)$$

TABLO II BİRİNCİ VE İKİNCİ DERECE DOĞRUSAL OLMAYAN KARŞILIKLAR

Kombinasyon No	Kombinasyon				Karşılık frekansı	Karşılık genliği	Karşılık tipi
	m_1	m_2	m_3	m_4			
<u>$n=1$</u>							
1	1	0	0	0	f_1	$A_1 H_1(f_1)$	doğrusal
2	0	1	0	0	f_2	$A_2 H_1(f_2)$	
3	0	0	1	0	$-f_1$	$A_1 H_1(-f_1)$	
4	0	0	0	1	$-f_2$	$A_2 H_1(-f_2)$	
<u>$n=2$</u>							
1	1	1	0	0	$f_1 + f_2$	$A_1 A_2 H_2(f_1, f_2)$	ikinci derece
2	0	1	1	0	$f_2 - f_1$	$A_2^* A_1^* H_2(f_2, -f_1)$	
3	0	0	1	1	$-f_2 - f_1$	$A_1 A_2 H_2(-f_1, -f_2)$	
4	1	0	0	1	$f_1 - f_2$	$A_1 A_2^* H_2(f_1, -f_2)$	
5	1	0	1	0	$f_1 - f_1 = 0$	$ A_1 ^2 H_2(f_1, -f_1)$	
6	0	1	0	1	$f_2 - f_2 = 0$	$ A_2 ^2 H_2(f_2, -f_2)$	
							intermodülasyon
7	2	0	0	0	$2 f_1$	$\frac{1}{2} A_1^2 H_2(f_1, f_1)$	ikinci harmonik
8	0	2	0	0	$2 f_2$	$\frac{1}{2} A_2^2 H_2(f_2, f_2)$	
9	0	0	2	0	$-2 f_1$	$\frac{1}{2} A_1^{*2} H_2(f_1, -f_1)$	
10	0	0	0	2	$-2 f_2$	$\frac{1}{2} A_2^{*2} H_2(-f_2, -f_2)$	

Birinci dereceden giriş ve çıkış bileşenleri harici olarak tablo II de listelenmiştir ve üçüncü dereceden bileşenlerde tablo III dedir. Bundan dolayı tüm olası kümelerin toplamı, her bir

$\{-f_{k_1}, -f_{k_2}, \dots, f_{k_n}\}$ kümesi, karmaşık eşlenik genliği ile kendi eşleniğine sahip olmak zorundadır ve listede sunulur, sadece aşağıdaki durum hariç:

$$\sum_1^n f_i = 0.$$

Bu $y_n(t)$ nin gerçek olmasıyla uyumludur. Doğrusal olmayan karşılıkların her bir tipinin ismi, karışım çalışmalarına etkisinden ötürü etiketlenir, son kolonda belirtilmiştir. $n=1$ terimi doğrusal karşılıklar oluşturur. $n=2$ teriminin dördü ikinci harmoniktir ve kalan altı terimde ikinci derece intermodülasyon terimleridir. f_1 ve f_2 de yirmi dördüncü derece terimleri vardır, bunlar sıkıştırma olarak yorumlanabilir, $3f_1$ ve $3f_2$ de üçüncü derece harmoniklerdir. Diğerleri uygun intermodülasyon ürünleridir.

$$q_{nf_1}(t) = A_1 H_1(f_1) + \frac{3}{2} A_1 |A_2|^2 H_3(-f_2, f_1, f_2) + \frac{3}{4} A_1 |A_1|^2 H_3(-f_1, f_1, f_1) + \dots \quad (9.30)$$

Birinci terim doğrusal karşılıktır. İkinci terim, f_2 nin sebep olduğu f_1 'de desensitization olarak adlandırılır. Üçüncü terim f_1 de doğrusal terimin compression olarak adlandırılır ve A_1 genliğinde ortaya çıkan etkiyi belirtir ve artır.

TABLE III
THIRD-ORDER NONLINEAR RESPONSES

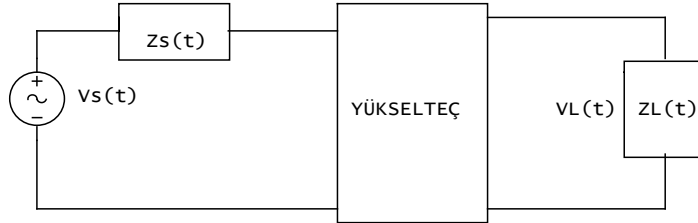
Combination No.	Combination				Frequency of Response	Amplitude of Response	Type of Response
	m_1	m_2	m_3	m_4			
1	1	1	1	0	$f_1 + f_2 - f_1 = f_2$	$\frac{3}{2} A_1 ^2 A_2 H_3(f_1, f_2, -f_1)$	Third-Order Desensitization
2	0	1	1	1	$f_2 - f_1 - f_2 = -f_1$	$\frac{3}{2} A_1^* A_2^2 H_3(f_2, -f_1, -f_2)$	
3	1	0	1	1	$f_1 - f_1 - f_2 = -f_2$	$\frac{3}{2} A_1^* A_2^2 H_3(f_1, -f_1, -f_2)$	
4	1	1	0	1	$f_1 + f_2 - f_2 = f_1$	$\frac{3}{2} A_1^* A_2^2 H_3(f_1, f_2, -f_2)$	
5	2	1	0	0	$2f_1 + f_2$	$\frac{3}{4} A_1^2 A_2 H_3(f_1, f_1, f_2)$	Third-Order Intermodulation
6	0	2	1	0	$2f_2 - f_1$	$\frac{3}{4} A_1^* A_2^2 H_3(f_2, f_2, -f_1)$	
7	0	0	2	1	$-2f_1 - f_2$	$\frac{3}{4} A_1^2 A_2^* H_3(-f_1, -f_1, -f_2)$	
8	1	0	0	2	$f_1 - 2f_2$	$\frac{3}{4} A_1 A_2^2 H_3(f_1, -f_2, -f_2)$	
9	2	0	1	0	$2f_1 - f_1 = f_1$	$\frac{3}{4} A_1^2 A_1^* H_3(f_1, f_1, -f_1)$	Third-Order Compression
10	0	2	0	1	$2f_2 - f_2 = f_2$	$\frac{3}{4} A_2^2 A_2^* H_3(f_2, f_2, -f_2)$	
11	1	0	2	0	$f_1 - 2f_1 = -f_1$	$\frac{3}{4} A_1^2 A_1^* H_3(f_1, -f_1, -f_1)$	
12	0	1	0	2	$f_2 - 2f_2 = -f_2$	$\frac{3}{4} A_2^2 A_2^* H_3(f_2, -f_2, -f_2)$	
13	2	0	0	1	$2f_1 - f_2$	$\frac{3}{4} A_1^2 A_2 H_3(f_1, f_1, -f_2)$	Third-Order Intermodulation
14	1	2	0	0	$f_1 + 2f_2$	$\frac{3}{4} A_1 A_2^2 H_3(f_1, f_2, f_2)$	
15	0	1	2	0	$f_2 - 2f_1$	$\frac{3}{4} A_2 A_1^2 H_3(f_2, -f_1, -f_1)$	
16	0	0	1	2	$-f_1 - 2f_2$	$\frac{3}{4} A_1^* A_2^2 H_3(-f_1, -f_2, -f_2)$	
17	3	0	0	0	$3f_1$	$\frac{1}{4} A_1^3 H_3(f_1, f_1, f_1)$	Third Harmonic
18	0	3	0	0	$3f_2$	$\frac{1}{4} A_2^3 H_3(f_2, f_2, f_2)$	
19	0	0	3	0	$-3f_1$	$\frac{1}{4} A_1^3 H_3(-f_1, -f_1, -f_1)$	
20	0	0	0	3	$-3f_2$	$\frac{1}{4} A_2^3 H_3(-f_2, -f_2, -f_2)$	

10. ÇOKLU İŞARETLERİN ÖLÇÜMÜ

Bu bölümde önceki bölümdeki analitik sunumu örnek devre ve alıcı safhalarındaki ölçümlerle ilişkilendireceğiz. Burada doğrusal olmayan devrelerin iki sinyalli test metodu üzerine yoğunlaşıyoruz. Bu sayede ölçülen doğrusal olmayan parametrelere bağlı doğrusal olmayan devre modellerinin hesaplanan analitik tahminleri ile karşılaştırabiliriz.

İlk olarak şekil 8 de kaynak önleyici z_s ve yük önleyici z_l ile yükselteç blok diyagramında belirtilen f_i frekansında güç ilişkilerini sorgulayacağız. Varsayalım ki f_i frekansında Thevenin kaynak voltajı $v_s(t)$ k tane sinüs dalgasının toplamı olsun ve karışık genişliği A_i olsun. Mevcut giren güç $P_A(f_i)$ ile belirtilir. Bu güç iç engelleyici z_s kaynak tarafından yükün terminallerinden geçerek yüke verilebilecek en yüksek güçtür. En fazla durum kaynak dış engelleyici ile yüklendiğinde olur.

$$P_A(f_i) = \frac{1}{8} \frac{|A_i|^2}{\text{Re}\{Z_s(f_i)\}}, \quad i=1,2,\dots \quad (10.1)$$



Şekil 8 yükseltici blok diyagramı

Çıkan voltaj $v_L(t)$ farklı iç hafiflemelerine bağlı sinüs dalga bileşenlerinin toplamıdır. Varsayalım ki iç hafiflemelere bağlı giren frekans $\{f_{k_l}\}$ setine bağlı $v_L(t)$ nin karışık genişlik bileşeni $B(f_{k_1}, \dots, f_{k_n})$ olsun f_i frekansında yük engelleyicisine verilen çıktı gücü.

$$P_1(f_i) = \frac{1}{2} \text{Re}\{Z_L(f_i)\} \frac{|B_1(f_i)|^2}{|Z_L(f_i)|^2} \quad (10.2)$$

f frekansındaki yükselteçlerin dönüşüm kazancını şöyle tanımlıyoruz.

$$g_T(f) = p_1(f) / p_A(f) \quad (10.3)$$

ama formül (9.29) dan

$$|B(f_i)|^2 = |A_i|^2 |H_1(f_i)|^2 \quad (10.4)$$

böylece formül (10.1) ve (10.2) yi formül (10.3) ün içine koyarsak

$$g_T(f) = \frac{4 \operatorname{Re}\{Z_s(f)\} \operatorname{Re}\{Z_L(f)\}}{|Z_L(f)|^2} |H_1(f)|^2 \quad (10.5)$$

i elde ederiz ki $H_n(f_1, \dots, f_n)$ yük z_L ve kaynak engelleyici z_s nin olduğu devre için tanımlanmıştır.

Yükseltecin doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyon analizinden kazancını doğru tahmin edebilmek için kayna ve yük engelleyicileri de uygun frekanslarda göz önüne alınmalıdır. Daha genel olarak $f_{k_1}, \dots, f_{k_n}$ deki giren işaretlerin iç hafiflemeden kaynaklı dönüşüm kazanımları $g_T(f_{k_1}, \dots, f_{k_n})$ ile tanımlanmıştır.

$$g_T(f_{k_1}, \dots, f_{k_n}) = p_n(f_{k_1}, \dots, f_{k_n}) / [p_A(f_{k_1}) \dots p_A(f_{k_n})] \quad (10.6)$$

Hhhhaçıklamayı yaz

$$P_T(f_{k_1}, \dots, f_{k_n}) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ Z_L \left(\sum_{i=1}^n f_{k_i} \right) \right\} \frac{|B(f_{k_1}, \dots, f_{k_n})|^2}{\left| Z_L \left(\sum_{i=1}^n f_{k_i} \right) \right|^2} \quad (10.7)$$

buna göre iki-ton işaret girişi için

$$g_T(f_{k_1}, \dots, f_{k_n}) = \frac{2^{n+1} (n!)^2 |H_n(f_{k_1}, \dots, f_{k_n})|^2}{(m_{-2}! m_{-1}! m_1! m_2!)^2} \frac{\operatorname{Re} \left\{ Z_L \left(\sum_{i=1}^n f_{k_i} \right) \right\} \prod_{i=1}^n \operatorname{Re} \{ Z_s(f_{k_i}) \}}{\left| Z_s \left(\sum_{i=1}^n f_{k_i} \right) \right|^2} \quad (10.8)$$

gücü büyük harfle 1 mW la ilişkili desibel biçiminde belirtiyoruz.

$$P_A(f) = 10 \log_{10} [P_A(f) / 1 \text{ mW}]$$

$$P_L(f) = 10 \log_{10} [P_L(f) / 1 \text{ mW}] \quad (10.9)$$

benzer olarak bu gösterimde de

$$P_1(f) = 10 \log_{10} [p_1(f) / 1 \text{ mW}] \quad (10.10)$$

genellikle kaynak ve yük engelleyicileri $50 \, \Omega$ olarak genellendirilebilir. Her işaret eşit mevcut güç $P_A(f) = P_A$ ve $Z_s(f) = Z_L(f) = 50 \, \Omega$ olarak varsayılırsa da son ilişki

$$P_1(f) = P_A + 20 \log_{10} |H_1(f)| + 6 \text{ dBm} \quad (10.11)$$

$$P_2(f_{k_1}, f_{k_2}) = 2 P_A + 20 \log_{10} |H_2(f_{k_1}, f_{k_2})| + 2.04 \text{ dBm} \quad (10.12)$$

$$P_3(f_{k_1}, f_{k_2}, f_{k_3}) = 3 P_A + 20 \log_{10} |H_2(f_{k_1}, f_{k_2}, f_{k_3})| - 4.44 \text{ dBm} \quad (10.13)$$

Eğer bu üç güç bileşeninden herhangi biri tek başına çıkarsa desibel ölçeğinde düz çizgiler halinde mevcut güç P_A ya karşı çizilir. Bu demektir ki doğrusal çıktı bileşeni birleşik bir eğime sahiptir. Gerçek devreler de yükten geçen güç $P_L(f)$ yi özel bir frekansta (f) ölçebiliriz. Bu güç o frekansta ki iç hafifleme ürünlerinin bütün bileşenlerine bağlıdır. Örneğin f frekansındaki bileşen

$$q_1(t;f)+q_3(t;f,f_1-f_1)+q_3(t;f,f_2-f_2)+...0(5). \quad (10.14)$$

Bununla beraber işaretler küçük olduğunda küçük bir doğrusal olmayan çarpıtma oluşur ve yüksek dereceli bileşenler önemsizleşir. Küçük işaretler için en küçük dereceli bileşen neredeyse bütün gücü içerir.

$$P_L(f_i) \cong P_1(f_i), \quad i=1,2.. \quad (10.15)$$

$$P_L(f_{k_1} + f_{k_2}) \cong P_2(f_{k_1}, f_{k_2}), \quad k_1, k_2, k_3 = \pm 1, \pm 2 \quad (10.16)$$

$$P_L(f_{k_1} + f_{k_2} + f_{k_3}) \cong P_3(f_{k_1}, f_{k_2}, f_{k_3}) \quad (10.17)$$

Parazit çalışmalarında $P_L(f_2 - f_1)$ P_A ya karşı çizilmesi ve bu eğrilerin eğimlerinin düşük küçük işaret bölgeleri içerisinde $P_L(f_1)$ nin eğimlerinin de kendi sinyal bölgeleri içerisinde ki kesişmelerinin denetlenmesi alışa gelmiştir. $P_L(f)$ nin eğiliminin $P_L(f_1)$ nin eğilimi ile her ikisi de düşük işaret bölgesinde çizilmiştir. Kesiştiği yerde çıkan gücü I_n in n. kesişmesi denir.

Tahmini olarak işaret bölgelerin de bulunan kesişmelerin yüksek işaret bölgesinde de bulanabileceği vurgulanmalıdır. Tahmin edilen bir kesişme ölçülen bir kesişme ile aynı sonucu vermeyebilir. Formül (10.11), (10.13), (10.15) ve formül (10.17) de açık bir şekilde bu tanımdan yola çıkarak kesişme noktalarını öngörebiliriz.

$$I_2 = 20 \log_{10} \left[\frac{|H_1(f_1)|^3}{|H_2(f_1 - f_2)|} \right] + 10 \text{ dBm} \quad (10.18)$$

ve

$$I_3 = 20 \log_{10} \left[\frac{|H_1(f_1)|^3}{|H_3(f_2, f_2 - f_1)|} \right] + 22.4 \text{ dBm} \quad (10.19)$$

Bu gösterimlerden n . kesişmenin $H_n(f_1, \dots, f_n)$ nin $|H_1(f_1)|^n$ le bağıntılı büyüklüğüne etkisini ölçtüğü sonucunu çıkarabiliriz. Kesişme üzerine bilgiler çoğunlukla geniş bantlı sistemlerde uygulanır.

$$|H_1(f_1)| = |H_1(f_2)| = |H_1(f)| \quad (10.20)$$

ve

$$|H_n(f_{k_1}, \dots, f_{k_n})| = \text{sabit}, \quad \text{bütün } \{k_i\} \text{ için} \quad (10.21)$$

İki yorumda sıralıdır. Birincisi n , dereceli kesişme noktasının değeri büyüdükçe özel devrenin n derecedeki yanıtı önemsizleşir. İkincisi eğer sistem formül (10.20) ve formül (10.21) dekilere dayalı olarak geniş bantlı değilse n derecesinde birçok kesişme noktası bulunur ve bu kesişme noktasının sonucu belirsiz olur.

11 ÖRNEKLER

Örnek1 : Tek sayfalı dönüştürücü yükselteç

Bu bölümde tek safhalı dönüşüm yükselticiler için önceki bölümlerde sunulmuş analizlere dayalı ölçüm ve öngörülerini karşılaştırıyoruz.

Şekil 9 devrenin şemasını göstermektedir. Dönüştürücü bir 2N2950 bipolar dönüştürücü olup bölüm 9 daki metotlara göre modellenmiştir. Yükseltecin düşük işaret ekleme kazanımları frekans bandına göre ölçülür ve formül (10.5) kullanılarak yapılan hesaplarla karşılaştırılır. Şekil 10 da verilen sonuçlar 100 kHz den 100 mHz kadar olan geniş frekans aralığında iyi bir uyuma göstermektedir.

Tekli işaret ölçümünü ikili işaret ölçümü izlemektedir. Birinci olarak işaretlerin ikisi de 2,5 ve 3 mHz frekansta uygulanmaktadır. Enerji çıktıları P_A nın fonksiyonları gibi ölçülür. Sonuçlar şekil 11 de $P_1(f_1)$, $P_2(f_2 - f_1)$ ve $P_3(f_2, f_2 - f_1)$ düzgün çizgilerin üst üste konulması ile çizilmiştir.

Yaklaşık giren güç seviyesi P_A nun -16 dBm veya en fazla büyüklüğü $|A_1| = |A_2| = 25 \text{ mV mV}$ a kadar çok iyi bir uyuma olduğu görülmektedir. Benzer sonuçlarda iki bant dışı sinyal ($f_1 = -30$, $f_2 = 51,4 \text{ Mhz}$) içinde belirtilmiştir. Şekil 12 de gösterildiği gibi iç hafifleme eğrileri tekrar 25 mv tepe büyüklüğünde düz çizgilerden sapmaktadır. 25 mV oluşum yaklaşık kT/q nun oda sıcaklığındaki değerine eşittir ki bu değer bizim modelimizdeki tabandan yayılımlı artık birleşme voltajının geçerlilik aralığını kısıtlamaktadır.

İkinci ve üçüncü dereceden iç hafifleme çarpıklığı düşük işaret seviyelerinde sabitlenmiş frekans denkleştirilmesi 0,5 Mhz 'e ölçülmüştür.

Sonuçlar bilgisayar analizlerinden elde edilen düzgün olmayan 2. ve 3. dereceden dönüşüm fonksiyonları ile karşılaştırılmıştır. Şekil 13 ve 14 te de gösterildiği gibi uyuma her iki durumda da oldukça iyidir. Bu bize düşük işaret seviyesinde dördüncü beşinci ve yüksek derecelilerin dikkate alınmasına gerek olmadığını ve 3. dereceden modelin o girdi aralığının da yeterli olduğunu göstermektedir.

Örnek 2: Bir VHF iletişim alıcısı

Diğer örneğe şekil 15 de çizilen bütün bir AM/FM alıcısıdır. Alıcı özel katı bileşenler kullanır. 30-100 Mhz RF akort edicisi RF yükselteci karıştırıcı ve yerel salınımıcı içerir. Alıcının diğer başlıca parçaları şekil 15 de gösterilen V_f ön yükselteci ve IF yükselteci söylendiği gibi RF/IF işaret işlemci yolu içinde 12 dönüştürücü bulunmaktadır. Alıcı RF den 21,4 Mhz IF e tek frekans dönüştürücüsüne sahiptir. Bu heterodyning nin etkisiyle istene tepki 2. dereceden olanlardır. Ve en büyük istenmeyen tepki ise 4. derecedendir.

Şekil 16 da istenen tepkilerin ölçülen değerleri düzgün olmayan devre analizleri ile hesaplanmış $|H_2(-f_1, f_{LO})|_a$ karşılaştırılmaktadır. Teori ile ölçme arasında gizli bir uyuma vardır. Her ne kadar ikisi de 65 dB lik bir farklılık yaşasa da işaret seviyelerinde istenen ve yansıma tepkilerinde eşit derecede iyi sonuçlar elde edilmiştir. Buna göre ölçüm ve analiz 120 dB büyüklük aralığında 3:1 frekans aralığı içermektedir. İki girdi yerel salınım işareti ile iç hafifleme için benzer sonuçlar elde edilmiştir. Örneğin 4. dereceden tepki şekil 17 de çizilmiştir. Analizlerde yer almış bir kişinin düşüncesini aktarırsak dağıtımının özellikleri içinde olmayan aktif alet değerleri doğrusal olmayan model alet değerleri gibi ölçülmelidir.

Safhalar arası engelleyici çiftleri de taşıma analizindeki sebepler nedeniyle dikkatlice ölçülmelidir.

Spina, Lexa ve Weiner in raporuna göre bilgisayar programı yalnızca önemsiz bileşenlerle devre değişken değerleri ve safhalar arası engelleyici çiftine ait ölçüm olmadığında doğrusal olmayan devre analizinin tipi bize kullanışlı sonuçlar verdiği olarak tanımlanmıştır.

12. ARDIŞIK MODEL FREKANS GÜÇ SERİSİ

Bu araştırma raporunun başında genel olarak iki işaret girdili ve çoklu işaret girdili iç hafiflemeleri tartıştık. Bu durumlar da doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyonlarının yalnızca özel frekanslarda noktasal değerlere göre sistem tepkisi karakterize edilir. Girdi bileşenleri ayarlandığında her işaret taşıyıcı frekansında belirli bir bant genişliği kapsar.

Doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyonları her iç hafifleme bileşenin bant genişliği boyunca sabit olana kadar alanların ortasındaki nokta değerleri doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyonların hareketini açıklamak için yetersizdir. Öyle bile olmasa bütün doğrusal olmayan dönüşümleri her durum için özelleştirmek gereksizdir. İletişim kanalları ve alıcılarının doğrusal analizlerinde ki duruma kıyasla kesin kanonik modellerinin kullanımıyla karakterizasyonunun etkisini artırır. Bir kanonik modeli bütün doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyonun özel girdiye uygunluğu ile yaklaşık olarak ortaya çıkmaktadır.

TABLE IV
SELECTED OUTPUT COMPONENTS FOR A MILDLY NONLINEAR SYSTEM HAVING THREE
NARROW-BAND INPUTS ($K = 3$)

Input Components	Frequency Zone	Volterra Analysis	Conventional Analysis
Desired	ν_1	$s_1 = s_1(t)$	A_1
Undesired	ν_2	$i_2 = i_2(t)$	A_2
Undesired	ν_3	$i_3 = i_3(t)$	A_3
Output Signal Component ^a	Frequency Zone	Complex Output Envelope $a_{ny}(t)$	Output Power Series Terms
<u>First-Order ($n=1$)</u>			
Desired	ν_1	$H_1(\nu_1)s_1$	$a_1 A_1$
Adjacent or Co-Channel	ν_2	$H_1(\nu_2)i_2$	$a_1 A_2$
Adjacent or Co-Channel	ν_3	$H_1(\nu_3)i_3$	$a_1 A_3$
<u>Second-Order ($n=2$)</u>			
Intermodulation	$\nu_2 + \nu_3$	$H_2(\nu_2, \nu_3)i_2 i_3$	$a_2^2 A_2^2 A_3$
Intermodulation	$\nu_2 - \nu_3$	$H_2(\nu_2, -\nu_3)i_2 i_3^*$	$a_2^2 A_2^2 A_3^*$
<u>Third-Order ($n=3$)</u>			
Gain "Compression" - Desired Signal	ν_1	$3/4 H_3(\nu_1, \nu_1, -\nu_1)s_1^2 s_1^*$	$3/4 a_3 A_1^2 A_1^*$
Gain "Compression" - Undesired Signal	ν_2	$3/4 H_3(\nu_2, \nu_2, -\nu_2)i_2^2 i_2^*$	$3/4 a_3 A_2^2 A_2^*$
Gain "Compression" - Undesired Signal	ν_3	$3/4 H_3(\nu_3, \nu_3, -\nu_3)i_3^2 i_3^*$	$3/4 a_3 A_3^2 A_3^*$
Cross-Modulation and Desensitization	ν_1	$3/2 H_3(\nu_1, \nu_2, -\nu_2)i_2 i_2^* s_1$	$3/2 a_3 A_2^2 A_2^* A_1$
Cross-Modulation and Desensitization	ν_1	$3/2 H_3(\nu_1, \nu_3, -\nu_3)i_3 i_3^* s_1$	$3/2 a_3 A_3^2 A_3^* A_1$
Intermodulation	$2\nu_2 + \nu_3$	$3/4 H_3(\nu_2, \nu_2, \nu_3)i_2^2 i_3$	$3/4 a_3 A_2^2 A_3$
Intermodulation	$2\nu_3 - \nu_2$	$3/4 H_3(-\nu_2, \nu_3, \nu_3)i_2^* i_3^2$	$3/4 a_3 A_2^* A_3^2$
Intermodulation	$\nu_1 + \nu_2 - \nu_3$	$3/2 H_3(\nu_1, \nu_2, -\nu_3)i_2 i_3 s_1$	$3/2 a_3 A_2 A_3 A_1$

^a Only a few representative components are listed in this table for purposes of illustration. In a complete listing of all the distinct permutations of positive and negative frequencies there would be $\binom{6}{1} = 6$ terms of order one, $\binom{7}{2} = 21$ terms of order two and $\binom{8}{3} = 56$ terms of order three.

$$q_{nv}(t) = \frac{n!2^{-n+1}}{m_{-K}! \dots m_K!} H_n(v) \prod_{i=1}^n z_{k_i}(t) \quad (12.1)$$

acıklamayı

$$\prod_{i=1}^n z_{k_i}(t) = \prod_{k=-K}^K z_{k_t}^{m_k}(t) \quad (12.2)$$

acıklama

$$y_{nv}(t) = \frac{n!2^{-n+1}}{m_{-K}! \dots m_K!} \operatorname{Re} \left\{ H_n(v) \prod_{i=-K}^K z_k^{m_k}(t) \exp(j2\pi m_k v_k t) \right\} \quad (12.3)$$

acıklama

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \operatorname{Re}\{s_1(t) \exp(j2\pi v_1 t)\} \\ x_2(t) &= \operatorname{Re}\{i_2(t) \exp(j2\pi v_2 t)\} \\ x_3(t) &= \operatorname{Re}\{i_3(t) \exp(j2\pi v_3 t)\} \end{aligned} \quad (12.4)$$

Bu örnek için bazı önemli bileşenler formül (12.1) ile özelleştirilmiştir ve tablo 4 de gösterilmektedir. Bu tablonun ilk üç kolonu parazit çalışmalarında da kendi frekans bölgesinde ve karışık örtüsünde kullanıldığı gibi bileşenlerin adını vermektedir. $H_n(v_{k_1}, \dots, v_{k_n})$ sabitleri her sonucun önündeki genellikle karışıktır ve farklı iletişimli frekans setleri içinde farklıdır. Bu geleneksel yaklaşımla üç işaretli girdi arasında bir zıtlık yaratır ki biri aynı derecenin gerçek sabitleri ile aynı dereceden çıktının bileşenleri için olan güç serisiyle doğrusal olmayan tepkiyi modeller.

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \left[\operatorname{Re} \{ A_1 \exp(j2\pi v_1 t) + A_2 \exp(j2\pi v_2 t) + A_3 \exp(j2\pi v_3 t) \} \right]^n \quad (12.5)$$

Üç işaretin büyüklüğü A_1, A_2 ve A_3 a_3 sabiti ise tipik olarak a_1 in ters işaretlisidir ki basınç terimi buradan gelir. Tablo 4 deki son kolon ise sabit doğrusal olamayan dönüşüm fonksiyonlu frekans güç serisini basit durumunun karşılaştırılmasını gösterir ve bu serilerdeki fark frekans bileşenlerinin genişliğini göstermektedir.

Daha genel olarak $f = (f_1, \dots, f_n)$ için $H_n(f)$ Taylor serisi içinde genişletilebilir.

$$H_n(f) = H_n(v) + \sum_{i=1}^n f_i \frac{\partial H_n(f)}{\partial f_i} \Big|_{f=v} + \dots \quad (12.6)$$

Çoklu değişimli Taylor serisi açılımında ki p ninci derecedeki terim $H_n(f)$ için kısaltılmış halde şöyle gösterilir.

$$\frac{1}{p!} \left[f_1 \frac{\partial}{\partial f_1} + f_2 \frac{\partial}{\partial f_2} + \dots + f_n \frac{\partial}{\partial f_n} \right]^p H_n(f) \Big|_{f=v} \quad (12.7)$$

bu operasyonlar yapıldığında yalnız terimler

$$\frac{1}{p_1! p_2! \dots p_n!} f_1^{p_1} f_2^{p_2} \dots f_n^{p_n} \frac{\partial^p H_n(f_1, \dots, f_n)}{\partial^{p_1} f_1 \partial^{p_2} f_2 \dots \partial^{p_n} f_n} \Big|_{f=v} \quad (12.8)$$

Pi bütün tamsayılarda 0 dan p ye aralıklı

$$p_1 + p_2 + \dots + p_n = p \quad (12.9)$$

$H_n(f)$ nin bütün çoklu değişimli Taylor seri açılımı çarpımlı toplamı

$$H_n(f) = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_p \frac{f_1^{p_1} f_2^{p_2} \dots f_n^{p_n}}{p_1! p_2! \dots p_n!} \frac{\partial^p H_n(f_1, \dots, f_n)}{\partial^{p_1} f_1 \partial^{p_2} f_2 \dots \partial^{p_n} f_n} \Big|_{f=v} \quad (12.10)$$

p bütün permutasyonların toplamını göstermektedir ki formül (12.9) u sağlasın. Bu permutasyonların toplam sayısı n tane hücrenin p tane maddeden ayrılmasının yolunun toplam sayısıdır. Ve $\binom{n+p-1}{n}$

Bu demektir ki üç tane doğrusal ve 4 tane de ikinci dereceden terimler üçüncü dereceden doğrusal olmayan tepkinin içinde bulunmaktadır. ($p=2, n=3$)

Eğer $H_n(f)$ formül (9.21) in içine koyarsak onun bütün çoklu değişimli Taylor seri açılımlı formül (12.10) özelleşmekte girdiye bağımlı iç hafifleme bileşenleri karışık örtüde V , $q_{nv}(t)$ de takip etmektedir. Eğer Fourier değişimi için bilinen bir ilişkiyi fark edersek terimi basitleştirmek mümkün olur.

$$\int_{-\infty}^{\infty} f^p Z(f) \exp(j2\pi f t) dt = \frac{d^p z(t)}{dt^p} / (2\pi j)^p = \frac{z^{(p)}(t)}{(2\pi j)^p} \quad (12.11)$$

$z^{(p)}(t)$ $z(t)$ nin p ninci türevi için kullanılır.

$$q_{nv}(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_p \frac{(n; m_{-K}, \dots, m_K)}{2^n p_1! \dots p_n!} \frac{\partial^p H_n(v)}{\partial^{p_1} f_1 \dots \partial^{p_n} f_n} \prod_{i=1}^n \frac{z^{(p_i)}(t)}{(2\pi j)^{p_i}} \quad (12.12)$$

acıklama

$$\frac{\partial^p H_n(v_n)}{\partial^{p_1} f_1 \dots \partial^{p_n} f_n} = \frac{\partial^p H_n(f_1, \dots, f_n)}{\partial^{p_1} f_1 \partial^{p_2} f_2 \dots \partial^{p_n} f_n} \Big|_{f=v} \quad (12.13)$$

çoklu bir integrasyon yerine formül (9.21) ile ilişkili büyük bir basitleşme oluşur. İç hafifleme dalga formunu $y_{nv}(t)$ karışık örtüsü $q_{nv}(t)$ girdi bileşenlerinin çeşitli türevlerinin ağırlıklı ürünlerinin toplamına neden olur. Ağırlıklar girdi alanlarının merkez frekanslarında değerlendirilen zamandan bağımsız sabitlerdir. $v_{k_1}, \dots, v_{k_n}$. Bu tipteki açılım yapıları toplamdaki her terim için seri diferansiyeli ve çarpıcısı olarak bir sistemdir.

Frekans güç seri açılımının faydası P nin içindeki terimlerin yakınsaklığını doğrulamak bu yüzden de açılımın ilk birkaç terimi yeterli bir yaklaşım oluşturmakta, yeterli gelmektedir. Örneğin iki işaretli üçüncü dereceden çıktı için frekans güç seri kanonik model yapısı ve $H_n(v)$ açılımını kullanarak iki terimli doğrusal olmayan tepki düşüünün. Daha da basitleştirmek için birinci türevi $dz(t)/dt = z(t)$ yle gösterilir.

Bu örnek için eğer her girdi frekans bölge yaklaşımı $H_3(v)$ doğrusal bağımlılığa yeterince sahipse girdi bileşenlerinin iç hafiflemesine bağlı çıktı bileşenlerinin üçüncü derece karışık örtüsünde v de

$$\begin{aligned}
q_{3v}(t) = & \frac{3}{4} \left[H_3(v_1, v_1, v_2) z_1^2(t) z_2(t) \right. \\
& + \frac{2}{2\pi j} \frac{\partial H_3(v_1, v_1, v_2)}{\partial f_1} z_1(t) \dot{z}_1(t) z_2(t) \\
& \left. + \frac{2}{2\pi j} \frac{\partial H_3(v_1, v_1, v_2)}{\partial f_3} z_1^2(t) \dot{z}_2(t) \right]
\end{aligned}
\tag{12.14}$$

acıklama

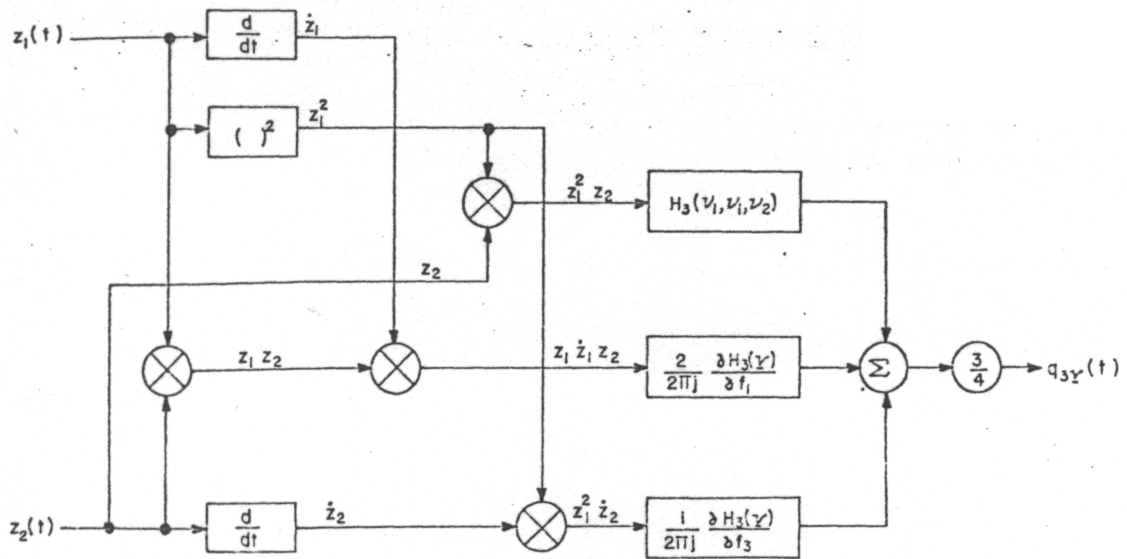


Fig. 18. Example of frequency power series canonic model: $n = 3, k_1 = 2, k_2 = 1, p = 0, l$.

Bu 3 ürün tasarlanmış $\frac{3}{4}$ ile çarpılmış $2v_1 + v_2$ intermodülasyon frekansı ile ötelenmiş ve gerçek parçası form oluşturmak için alınmıştır. Kanonik model işlemleri 9.21'deki 3'lü integral incelenirse doğru yönlü giden işlemlerde 12,14'ün canlandırılmasında karışık katsayılarıyla intermodülasyonu ilk terimi bozulan eklentisini gösterir. Bu bozulan terimler $z_1(t)$ ve $z_2(t)$ işaret cevaplarının sabit olmadığını çoklu değerler alabildiğini kabul eder. Kanonik uygulamanın özü, v de merkezlenmiş her bir intermodülasyon bölgenin uygulamasıdır. Bizim burada sadece ihtiyacımız olan doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyonu ve parçalı doğrusal olmayan devrenin etkisini modellemek için ilk türevinin devrenin kendi yapısını gösteren karışık katsayılar. İlk fizibilite doğrulamalarında genişleyen tip kanonik modelin aracı tabii ki tahmin edilmiş. Bundan daha fazla olarak kanonik model analitik

anlatımı diferansiyel edilebilen fonksiyon olduğu zaman ki fonksiyonun türevinin değeridir. Piers gerçek bilgisayar hesaplamaları nokta değerlerinin örgüsünün bu frekanstaki doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyonlarını gösterdiğini söylemiştir.

13.TAPPED GEÇİKMELİ ARDIŞIK BAĞLI SİSTEM MODELİ

Doğrusal olmayan fonksiyon kullanışlı bir yaklaşık değer elde etmek için Taylor serisi denklemlerinin ilk terimleri için sinyalin bant genişliğini gösteren bölge frekans ile birlikte çok fazla değişebilir. Bu koşullarda periyodik aralıklarla çoklu değerli örnek fonksiyonu kullanılarak doğrusal olmayan işaret cevabı uygulamasına dayanarak diğer kanonik modeli örnek gösterebiliriz. Bu model tavsiye edilmiştarafından ve buna aralıklı gecikmeli çizgi kanonim modeli denmiş ve bu bölümde açıklanmıştır. Bu modelin adı türevi alınan aşağıdaki matematiksel fonksiyonun sinyal işleme yapısında gösterilmiştir. Karmaşık zarfı tanımlamayla başlar $v = (v_{k_1}, \dots, v_{k_n})$

$$h_n(t) = \text{Re}\{g_{nv}(t) \exp[j2\pi(v_{k_1}t_1 + \dots + v_{k_n}t_n)]\} \quad (13.1)$$

eşitlik (13.1)'deki frekans setinin dar bantlı uygulaması bunun cevabı $g_{nv}(t)$ nin doğrusal olmayan işaret cevabı olduğu zaman $H_n(t)$ doğrusal olmayan işaret cevabıdır.

$(t_1, \dots, t_n)$ nin kısaltmasında T olarak alınmıştır. $g_{nv}(t)$ nin indeksini v olarak kullanırız bu uygulamanın merkez frekansını doğrulamak için. Doğrusal olmayan $H_n(f)$ transfer fonksiyonu v ve $-v$ de merkezlenmiş temel bant spektrumunun toplamı aşağıdaki formüldeki gibi belirtilebilir.

$$H_n(f) = \frac{1}{2} [G_{nv}(f-v) + G_{nv}^*(-f-v)] \quad (13.2)$$

Burada $G_{nv}(f)$ asıl bant spektrumudur ve $g_{nv}(t)$ nin çoklu değişkenli fourier fonksiyonudur. Ve $f-v = (f_1 - v_{k_1}, \dots, f_n - v_{k_n})$ düşünün ki her zkt bant limitli olsun böylelikle

karışık zarfın spektrumu giriş elemanın karışık zarfının spektrumu -2ν de merkezlenmen doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyonun asıl bant spektrumunun kuyruğu ile örtüşmez böylelikle;

$$G_{nv}^*(-f-2\nu)\prod_{i=1}^n z_{k_i}(f_i)=0 \quad (13.3)$$

intermodilasyonun elemanın karışık zarfı aşağıda 13.4 fonksiyonu gibi yazılır.

$$q_{nv}(t)=\frac{n!2^{-n}}{m_{-K}!...m_K!}\int_{-\infty}^{\infty}...\int G_{nv}(f) \cdot \prod_{i=1}^n Z_{k_i}(f_i)\exp(j2\pi f_i t)df_i. \quad (13.4)$$

Düşünün ki $|f|<B/2$ $[f]$ bölgesinde $g_{1\nu}(t)$ bant limitimiz var. Dalga formu ve karışık dalga formu $\tilde{g}_{1\nu}(t)$ ile sonuç veren sınırlı genişlikli dalga formu ayırık serilerle örnekleme teorimi kullanarak gösterilebilir

$$\tilde{g}_{1\nu}(t)=\sum_{-\infty}^{\infty}\tilde{g}_{1\nu}(rT)\frac{\sin \pi B(t-rT)}{\pi B(t-rT)} \quad (13.5)$$

$tr=t$ için $\tilde{g}_{1\nu}(rT)$ $\tilde{g}_{1\nu}(t)$ nin değeri olduğu zaman genelde bilinen örnekleme değeri $T=1/B$ dir. 13.5 deki Kesişim fonksiyonunu $\sin c B(t-rT)$ yani

$$\sin c y \equiv (\sin \pi y)/\pi y \quad (13.6)$$

Fourier fonksiyonu acıklama YAP

$$Rect x \equiv \begin{cases} 1, & |x| < \frac{1}{2} \\ 0, & |x| \geq \frac{1}{2} \end{cases} \quad (13.7)$$

Genellikle biz tilde işareti kullanırız fonksiyonun bant limitli versiyonu için

$$\tilde{G}_{nv}(f) = G_{nv}(f) \prod_{i=1}^n \text{Rect}(f_i / B_i) \quad (13.8)$$

Bu anlaşmayla çoklu değerli bant limitli fonksiyon her bir f_i ordinat frekansı B_i bant genişliği için bant limitlidir. Bant limitli karışık zarf $\tilde{g}_{nv}(t)$ ve $\tilde{G}_{nv}(f)$ Fourier dönüşümüdür.

$$\tilde{g}_{nv}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int \tilde{G}_{nv}(f) \exp[-i2\pi(f_1 t_1 + \dots + f_n t_n)] df. \quad (13.9)$$

Eşitlik (13.5) formülüne benzer olarak çoklu değişkenli bant genişliğinde sınırlı her koordinat boyunca n boyutlu örnekleme teoremini tartışabiliriz.

$$\begin{aligned} \tilde{g}_{nv}(t_1, \dots, t_2) = \sum_{r_1} \dots \sum_{r_n} \tilde{g}_{nv}(r_1 T_1, \dots, r_n T_n) \\ \cdot \prod_{i=1}^n \text{sinc}[B_i(t_i - r_i T_i)] \end{aligned} \quad (13.10)$$

Her T_i her tam sayı değeri ve r_i örnekleme aralığı için i . Koordinat daki B_i bant genişliğinin tersi olarak düşünülür. Örneğin $T_i = 1/B_i$ yi $\tilde{g}_{nv}(r_1 T_1, \dots, r_n T_n)$,

$t_1 = r_1 T_1, t_2 = r_2 T_2$ de n . dereceden işaret cevabının n boyutlu örnek değeridir. G_{nv} nin açılımın bütünlüğü bu durumda çekirdek olarak gözüken herhangi bir n katlı integrasyondur. Çekirdek bölünebilir ve n . İntegrasyonu ayrı ayrı taşınabilir. Eşitlik (13,10) daki denklemin her iki taraflı Çoklu boyutlu foruer fonksiyonunu almakla 13,11 deki denklemi elde ederiz

$$\tilde{G}_{nv}(f) = \sum_r \tilde{g}_{nv}(rT) \prod_{i=1}^n \frac{1}{B_i} \left(\text{Rect} \frac{f_i}{B_i} \right) \exp(j2\pi r_i T_i f_i) \quad (13.11)$$

$(f_1, \dots, f_n), (r_1 T_1, \dots, r_n T_n)$ f ve rT olarak yazıldığında.

r_i ler bütün tam sayıları kapsamastıyla toplamdan r tek parça olarak çıkarılırsa çoklu toplamı $r_1, r_2, \dots, r_n$ üzerinde tek bir değer oluşur. Çoklu değişkenli örnek değerler $g_{nv}(rT)$ t den bağımsız değerlerdir. Her giriş eleman zarfı $z_i(t)$ bir bant genişliği için bant sınırlı olduğu idea edildiğinde

$$G_{nv}(f) = \prod_{i=1}^n Z_{k_i}(f_i) = \tilde{G}_{nv}(f) \prod_{i=1}^n Z_{k_i}(f_i) \quad (13.12)$$

eşitlikler (13.12) den (13.11) i hesaba alarak (13.13) formülünü elde ederiz.

$$q_{nv}(t) = \frac{1}{2^n} \sum_r \tilde{g}_{nv}(rT) \prod_{B_i} \frac{1}{B_i} z_{k_i}(t - r_i T_i). \quad (13.13)$$

Belirli bir frekans için v yi öyle atayalım ki $v = m_{-K} v_{-K} + \dots + m_K v_K$ olsun.

İntermodüle edilmiş elemanın karışık zarfı v deki giriş bölgesine dayanarak 13,14 deki formül gibi yazılabilir.

$$q_{nv}(t) = \frac{n!}{2^n m_{-K}! \dots m_K!} \sum_r \frac{\tilde{g}_{nv}(rT)}{B_1 \dots B_n} \prod_{k=-K}^K \frac{1}{B_i} z_k^{m_k}(t - r_k T_k) \quad (13.14)$$

Tekrar büyük bir basitleştirmeye bir diğerine göre bir çok yer değiştirmeye intermodüle edilen giriş elemanın ağırlıklı toplamının formül 9,21 deki çoklu integralin yerine konulması ile basitleştirilebilir. Son denklem boşluklu gecikme çizgisinin kanonik modelinin çizgisine yayılır. Bu modelde n . Derecen cevap B_i i. Giriş elemanın bant genişliği olduğu yerde $1/B_i$ aralıklarında boşluklu gecikme çizgisinin tek düze sıralanmış boşluklar ile dar bant elemanlarının girişinin her karışık zarfı geçişiyle belirlemiştir. bu tip gecikmiş zarfların her çeşit ürünleri uygun karışık eşdeğeri ile şekillenmiş ve sonra v frekans setinin n . Sıralı çıkışının karışık zarf formuna eklenmiştir. Açıkça bu tip modellerin araçları 13.14 deki çoklu toplamın kovaryansına dayanır. Böylelikle sadece belirli sayıdaki boşluklar kullanılmalıdır.

Başka bir değişle $\tilde{g}_{nv}(r_1 T_1, \dots, r_n T_n)$ çabucak düşürülmeli her r_i değeri için r inin mutlak değerleri uzun gecikmelere sebep olacağından sistemi pratik yapmaz ihtiyaçları yükseltir. Bu eşdeğer frekans bağımsız ve sadece ayrıık örnek noktalarla hesaplanmıştır. Kanonik model boşluklu gecikme çizgisini gösteren en basit örnek tabii ki v frekans setindeki n . dereceden doğrusal olmayan işaret cevabı sadece tek boşluk ile etkili bir şekilde modellenebilir. Bu

sadece sistem dağınık olmadığında oluşur ki frekans cevabı sabittir. Bu durumda giriş bölgesinin n . Dereceden intermodülasyonunun karışık zarfı 13,15 verildiği gibi v de merkezlenmiştir. Şimdi n . Dereceden doğrusal olmayan işaret cevabının zarfı her boyutta sabit ve bant limitliyse çoklu boyutlu Fourier fonksiyonu aşağıdaki formüldeki gibi olur

$$q_{nv}(t) = \frac{n!}{2^n m_{-K}! \dots m_K!} \frac{q_{nv}(0)}{B_1 B_2 \dots B_n} \prod_{k=-K}^K \frac{1}{B_i} z_k^{m_k} (t - r_k T_k) \quad (13.15)$$

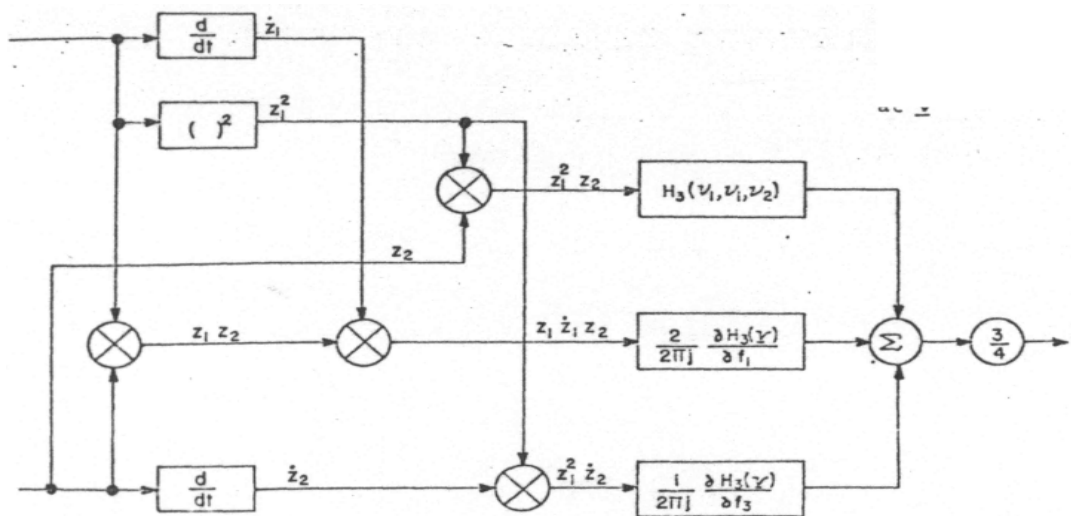
$$H_n(v) = G_{nv}(0)/2 \text{ olduğu yerde}$$

$$\begin{aligned} \tilde{g}_{nv}(0) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int \tilde{G}_{nv}(f) df = B_1 B_2 \dots B_n G_{nv}(0) \\ &= B_1 B_2 \dots B_n 2 H_n(v) \end{aligned} \quad (13.16)$$

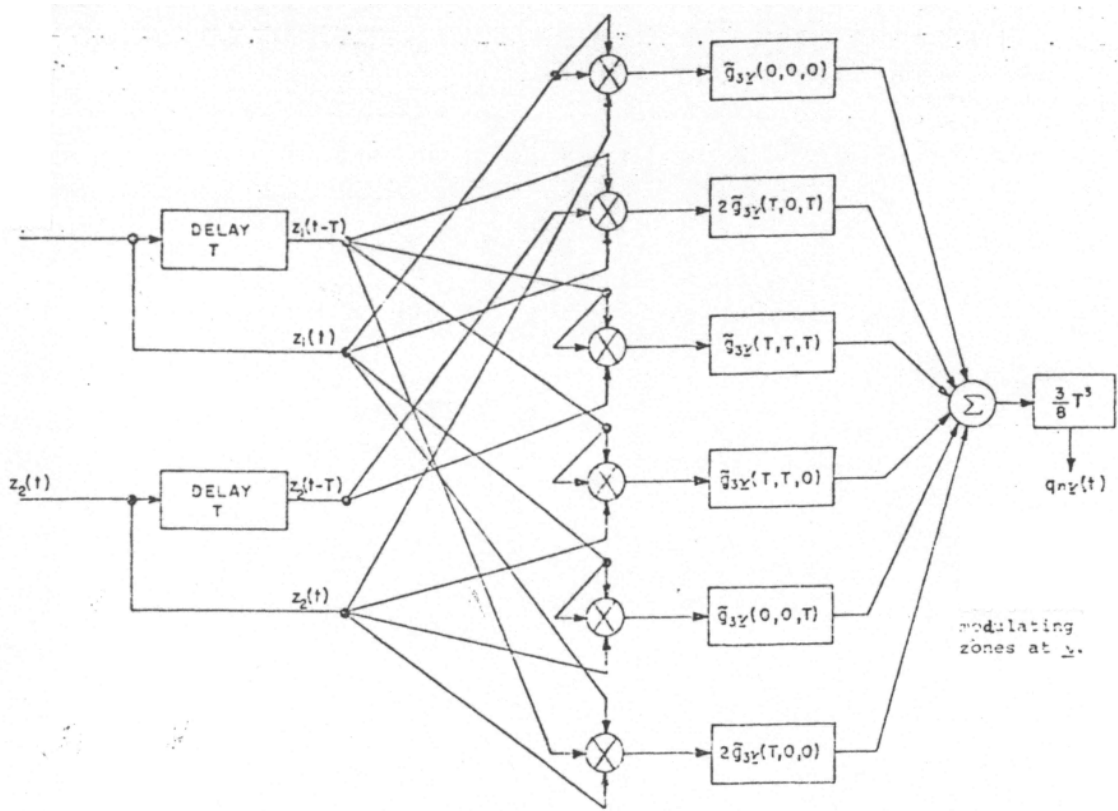
Spektrumun negatif tarafının kuyruğu $2v$ civarındaki frekans bölgesine uzamaz. böylelikle

$$H_{nv}(0) = \frac{1}{2} \tilde{g}_{nv}(0) / B_1 \dots B_n \text{ dir. Karşılaştırılan denklem formül 13,15 deki } n.$$

Dereceden çıkış için tek boşluklu formül 12,1 deki denklemden sabit dönüşüm fonksiyonu için tek boşluklu gecikmeli çizgi model devam eder. Frekans güç seviyesi modelindeki terimlere özdeşdir.



Bu 3 üriin tasarlanmış $\frac{3}{4}$ ile çarpılmış $2v_1 + v_2$ intermodölasyon frekansı ile ötelenmiş ve gerçek parçası form oluşturmak için alınmıştır. Kanonik model işlemleri 9.21 deki 3'lü integral incelenirse doğru yönlü giden işlemlerde 12,14 ün canlandırılmasında karışık katsayılarıyla intermodölasyonu ilk terimi bozulan eklentisini gösterir. Bu bozulan terimler $z_1(t)$ ve $z_2(t)$ işaret cevaplarının sabit olmadığını çoklu değerler alabildiğini kabul eder. Kanonik uygulamanın özü, v de merkezlenmiş her bir intermodölasyon bölgenin uygulamasıdır. Bizim burada sadece ihtiyacımız olan doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyonu ve parçalı doğrusal olmayan devrenin etkisini modellemek için ilk türevinin devrenin kendi yapısını gösteren karışık katsayılar. İlk fizibilite doğrulamalarında genişleyen tip kanonik modellenin aracı tabiî ki tahmin edilmiş. Bundan daha fazla olarak kanonik model analitik anlatımı difransiyelenebilen bir fonksiyon olduğu zaman ki fonksiyonun türevinin değeridir. Piers gerçek bilgisayar hesaplamaları nokta değerlerinin örgüsünün bu frekanstaki doğrusal olmayan dönüşüm fonksiyonlarını gösterdiğini söylemiştir.



şekil. 19 Gecikme sıralı kanonik modelin örneği:

15) tek musluklu modeldeki ifadeler (12.1) ve sabit transfer fonksiyon modeli bizi su sonuca götürür ki, tek musluklu gecikme sıralı model, e-term frekans güç serileri modeline benzer. Her ikisi de uygulanabilirdir ve lineer olmayan tepki girdi sinyallerinin bant aralıkları üzerinde frekans-bağımlı değildir. genelde, modeldeki her bir gecikme sırası 1 den fazlaya sahip olabilir. Musluk sayılarını z_k ve N_k ile gösterdik,

$v = (v_1, v_2, v_3)$; $v = (2v_1 + v_2)$ için üçüncü derece 2 musluklu bir kanonik model şekil 19 da gösterilmektedir. Eşit aralığı olduğunu farz ettik $B_1 = B_2$ ve kesme aralığı $T_1 = T_2 = T$ bu durum için üçüncü derece çıktı:

$$\begin{aligned}\tilde{g}_{3v}(t) &= \frac{3T^3}{8} \sum_{r_1=0}^1 \sum_{r_2=0}^1 \sum_{r_3=0}^1 \tilde{g}_{3v}(r_1T, r_2T, r_3T) \\ &\quad z_1(t-r_1T) z_1(t-r_2T) z_1(t-r_3T) \\ &= \frac{3T^3}{8} \left[\tilde{g}_{3v}(0,0,0) z_1^2(t) z_2(t) \right. \\ &\quad + 2\tilde{g}_{3v}(T,0,0) z_1(t-T) z_1(t) z_2(t) \\ &\quad + \tilde{g}_{3v}(T,T,0) z_1^2(t-T) z_2(t) \\ &\quad + \tilde{g}_{3v}(0,0,T) z_1^2(t) z_2(t-T) \\ &\quad + 2\tilde{g}_{3v}(T,0,T) z_1(t-T) z_1(t) z_2(t-T) \\ &\quad \left. + \tilde{g}_{3v}(T,T,T) z_1^2(t-T) z_2(t-T) \right] \quad (13.17)\end{aligned}$$

$n = 3$ ve $N_1 = N_2 = 2$, üçlü toplamda karşılanması gereken $2^3 = 8$ terim var fakat bazıları benzer. $Z_i(t)$ urunde iki defa olusuyor. ($k_1 = 2$). Bu durum suna benziyor: iki tane benzer ve bir tane farkli bozuk parayi havaya atiyor ve ayirt edilebilir duzenlemeleri sayiyoruz ve bu sayi 6 dir.

burada görülebilir ki bu modeller gerekli muslukların sayısı arttıkça hızlı bir şekilde daha karmaşık hale gelebilirler. Genelde, eğer z_k için gecikme sırası N_f kadar müşluğa sahipse, (13.14) deki her bir $/\bullet/$ 1 den N_f ye kadar değişir. Dahası, $g_{nv}(rT)$ kapsamındaki permütasyonlar değerini etkilemediğinden dolayı, (13.14) de bulunan çoklu toplamdaki bazı terimler aynı değere sahiptir. m_k yi ayırt edilemez faktörlerini $z_k(t)$ N_k musluk pozisyonlarından birine yerleştirmenin yollarından biri şöyledir:

$$\binom{N_k + m_k - 1}{N_k} \quad (13.18)$$

Dolayısıyla eğer $z_k(t)$ ötelenmiş üründe m_k kere olursa (13.14) deki ayırt edilebilir terimlerin sayısı:

$$\prod_{k=-K}^K \binom{N_k + m_k - 1}{N_k} \quad (13.19)$$

Bu örnek sayesinde, VHP alicisinin tuner bölümündeki geniş bant çapraz modülasyon durumunu inceledik. Laboratuvar ölçümleri yapıldı ve musluklu gecikme kanonik model ile yapılan tahminlerle karşılaştırıldı. Bu örnekteki seçilen sinyal FM modülasyonlu 50 MHz taşıyıcılı 5 KHz oranında ve 1 MHz lik zirve dağılımındaydı. Arzu edilen sinyal tunerin modellendiği nominal frekanstaydı ve 45 Mhz di. Şekil . 20. ilk çapraz modülasyon yan bantları için tahmin edilen ve ölçülen seviyeler. Lineer olmayan transfer fonksiyonu ile başlıyoruz.

$$H_4(-v_1, f_2, f_3, f_{LO}) \quad (13.20)$$

$f_1 = 1/1 = 45 \text{ MHz}$, $f_2 = 50 \text{ MHz} + k_1 f_m$ (kl integer), $f_3 = 50 \text{ MHz} + k_2 f_m$ (k2 integer), $f_3 = 5 \text{ kHz}$, ve $f_4 = v_4 = f_{LO} = 45 \text{ MHz} + f_{IF}$.

İncelenecek çapraz modülasyon ürünleri şu frekanslarda oluşur:

$$f_{1F} + k_1 f_m + k_2 f_m = f_{1F} \pm k_3 f, \text{ kHz} \quad k_3 = 1, 2, \dots \quad (13.21)$$

ilk yan bant çiftiyle birlikte $f_{1F} \pm 5 \text{ kHz}$.

Türevin dördüncü derece transfer fonksiyonu 64 puan da hesaplandı. Bu iki boyutlu frekans alanında ve 1.4 Mhz de frekansın her iki tarafında oldu. DFT dördüncü derece reaksiyonu yarattı ve buda dördüncü derece (sıralı) musluklu gecikme modelinde olduğu gibi kullanıldı. (13.17). bu modelden, ilk 4 çapraz modülasyon yan bant seviyeleri $k_3 = 1, 2, 3, 4$ olarak hesap edildi.

İlk 2 yan bant için ölçülen karışım giriş seviyelerinde sinyal -50 dBm de sabit tutuldu. Birinci derece yan bantlar için olan sonuçlar şekil 20 de karşılaştırılıyor. Mevcut karışım seviyeleri için -45 dBm den düşük durumda, ölçülen yan bant seviyeleri ikinci derece eğriye sahiptir.. bu da çapraz modülasyon için doğru eğridir. -45 dBm den büyük girdi sinyalleri için , eğriler değişir, düşük ve yüksek yan bantlarda büyük ayrımlar oluşur. -45 dBm girdi gücünün önemi şu değerler referans yapılarak açıklanabilir. -45 dBm, -40 dBm, ve -35 dBm, ölçülen ve istenen 45 MHz lik sinyal 50 MHz karışım 0.1 dB, 0.3 dB, ve 0.8 dB, kadardır.. dolayısıyla, çapraz Modülasyon büyük sinyal etkileriyle ilgilidir. Üçüncü ve daha yüksek

sıralı yan bantlar için musluklu gecikme sıralı kanonik model için yapılan yazılım hesaplaması yetersizdi. Yan bandın sırası arttıkça, hesaplama transfer fonksiyonu için daha iyi bir frekans girdi ister, daha iyi bir musluk aralığı ister daha fazla musluk sayısı ister. Örneklerin frekans girdi yeterince yoğun değilse, onu karşılamak için musluk sayısı artırılabilir. Bütün durumlarda, model sadece devreler küçük sinyal alanında çalıştırıldığı durumda çapraz modülasyon için doğru tahminler sağlar.

XIV. SIKIŞTIRMA, DESENSİTİZATİON, ÇAPRAZ MODÜLASYON

Bölgesel girdileri ortalama analizleri ve lineer olmayan transferin Taylor serisi genişletilmesi bize gerekli analitik araçları sağlar. Bu analitik araçlar lineer olmayan etkilerin değerlendirilmesi ve açığa kavuşturulması içindir. Bu etkiler iletişim alıcılarında sıkıştırma, ve çapraz modülasyondur. Bu analitik sonuçlar deneysel ölçümlerle yakın neticeler verdi ve küçük sinyal alanında teoremin pratik kullanımını gösterdi.

$z_1 = z_1(t)$ ve $z_2 = z_2(t)$, V_1 ve V_2 , de merkez lensin ve istenen frekansların zarfları olsun. (9.25) den hatırlayabileceğimiz gibi frekans alanındaki çıktı sinyalinin complex zarfı tüm complex zarfların toplamıyla verilmistir. Bu zarflar girdi alanında v_1 , ve v_2 da dir.

Intermodulasyonla azaldıkları için daha yüksek sıra terimleri küçük sinyaller için göz ardı edilebilir.

$$q(t; v_1) = q(t; v_1) + \frac{3}{4} q_3(t; v_1, v_1, -v_1) + \frac{3}{2} q_3(t; v_1, v_2, -v_2) \dots \quad (14.1)$$

deki her bir parça terimi uygun lineer olmayan transfer fonksiyonundaki bilinen bir yola bağlıdır. $z_1(t)$ ve $z_2(t)$ her bir lineer olmayan transfer fonksiyonunun merkezi frekansları hakkında Taylor serilerinin genişletilmişinin önde gelen terimlerini listeleyerek şunları elde ederiz;

$$q_1(t; v_1) = H_1(v_1) z_1 + \dots \quad (14.2)$$

$$q_3(t; v_1, v_1, -v_1) = H_1(v_1, v_1, -v_1) |z_1(t)|^2 z_1(t) + \dots \quad (14.3)$$

$$\begin{aligned}
q_3(t; v_1, v_2, -v_2) &= H_1(v_1, v_2, -v_2) z_1(t) |z_2(t)|^2 \\
&+ \frac{\partial H_3(v_1, v_2, -v_2)}{2\pi j \partial f_1} |\dot{z}_1(t) / z_2(t)|^2 \\
&\left[\frac{\partial H_3(v)}{2\pi j \partial f_2} z_1 \dot{z}_2 z_2^* + \frac{\partial H_3(v)}{2\pi j \partial f_3} z_1 \dot{z}_2 \dot{z}_2^* \right] + \dots
\end{aligned} \tag{14.4}$$

su durumda $v = (v_1, v_2 - v_2)$, ve $\partial H_3(v) / \partial f_i$ sunu belirtir: $\partial H(f) / \partial f_i$
 $f = (f_1, f_2, f_3) = (v_1, v_2 - v_2)$ de değerlendirilir.

Sıkıştırma girdinin arzu edilen $z_1(t)$ işaretin artırıldığı zaman gözlenen doğrusal olmayan etkidir. Eşitlik (14.2) de gösterilen şekilde lineer bir tarzda artırmanın yerine alıcı çıktısı girdi ile orantılı bir yol takip etmez. Bu etkinin başlamasından sorumlu olan terim $q_3(t; v_1, v_1 - v_1)$ dedir, eşitlik (14.1) dedir ve aynı zamanda V_i dedir.

doğrusallık oranı düşünerek incelenebilir.

$$\begin{aligned}
\left| \frac{q(t; v_1)}{q_1(t; v_1)} \right| &= \left| 1 + \frac{3}{4} |z_1|^2 \frac{H_3(v_1, v_1, -v_1)}{H_1(v_1)} \right| \\
&\approx 1 + \frac{3}{4} |z_1|^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(v_1, v_1, -v_1)}{H_1(v_1)} \right\}
\end{aligned} \tag{14.5}$$

$\operatorname{Re}\{H_3(v) / H_1(v_1)\}$ deki terim genellikle negatiftir.

Bu iyi bilinen bir gerçektir. Ancak girdi frekansı bantta supuruldukce sikistirma teriminin aşaması değişebilir. Bazı frekanslarda lineer kazançtan fazla olduğu gözlenebilir yani sıkıştırmadan ziyade küçük bir genişleme olur.

şekil 21 2N2950 transistor un 4 MHz de tek basamaklı sıkıştırma eğrisini göstermektedir. Burada görülebilir ki (14.5) deki teorik tahmin ölçümle uyushmaktadır bandın diğer noktaları için benzer sonuçlar elde edilmiştir. Su not edilmelidir ki $H_3(v_1, v_1, -v_1)$ parçası $H_1(v_1)$ ile surecin tamamen dışında kaldığında alıcının lineer menzili suni olarak belirecektir. İki tonlu intermodulasyon olcumu aynı girdi güç alanında alıcının zaten lineer olduğunu gösterebilir. Bu sunu gösterir, sıkıştırma olcumu güvenilir bir gösterge değildir.

Desensitization alıcıda gözlenen lineer olmayan bir etkidir. Gözlenen şey sudur: pifrekansında arzu edilen sinyalde alıcı çıktısında i de bir azalma. (14.3) de belirtilen etkinin sorumlusu çıktı zarfının terimi yine (14.2) de verilmiştir. Analizin tahmin ettiği gibi

lineerlikten uzaklaşma ortalama olarak takip edecektir, (tartışılan sıkıştırma terimi gözardı edilerek)

$$\left| \frac{q(t; v_1)}{q_1(t; v_1)} \right| \approx 1 + \frac{3}{4} |z_2|^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(v_1, v_2, -v_2)}{H_1(v_1)} \right\} \quad (14.6)$$

Sekil 16 da ki iki aşamalı yükselteç kullanılarak bir deney yapıldı. Arzu edilen işaret -55 dBm de ve 19.75 MHz de modüle olmayan bir tonda, ve karışım yapan sinyalde modüle değildi ve güç ve frekans olarak farklılık gösteriyordu. Sonuçlar sekil 22 de gösterilmektedir. Su not edilmelidir ki; model hangi sinyal seviyelerinde desensitization baslar onu tahmin ediyor ancak ne kadar desensitization oluyor onu tahminde muhafazakar ve temkinli davranıyor çünkü lineer olmayan etkiler, yüksek karışım girdisi seviyelerinde, daha yüksek sıralı terimlerin oyuna dahil olmasını sağlayacak kadar güçlü oluyor.

Çapraz modülasyon bir alıcıdaki daha ciddi lineer olmayan etkilerden biridir. Bu, v_2 taşıma frekansındaki arzu edilmeyen karışım sinyalinin modülasyonunun v_1 taşıma frekansındaki arzu edilen sinyale transfer edildiği durumlarda oluşur ve rahatsız edici çapraz konuşmaya neden olur. Çapraz modülasyon sadece $z_2(t)$ deki terimlerden ortaya çıkar. Mekanizması AM ve FM işaretleri için farklıdır. AM karışımı karışık bir zarfa sahip olsun:

$$z_2(t) = B(1 + m_2 \cos 2\pi\mu_2 t) \quad (14.7)$$

burada B , karışım taşıyıcısının karışık genliğidir, m_2 modülasyon indeksidir, ve μ_2 modülasyon frekansdır. Eşitlik (14.2) deki z_1 den sadece önde gelen terimi koruyarak sunu buluruz: z_2 deki çıktı sinyalinin karışık zarfı küçük B için ortalananabilir.

$$q(t; v_1) \cong H_1(v_1) z_1(t) \left[1 + \frac{3}{2} m_2 |B|^2 \frac{H_3(v_1, v_2, -v_2)}{H_1(v_1)} \cos 2\pi\mu_2 t \right] \quad (14.8)$$

eğer $z_1(t)$ sabitse, arzu edilen sinyalin modüle olmadığı durumda olduğu gibi, analiz, çapraz modülasyon yan bant taşıyıcı oranını şu şekilde modeller:

$$\frac{\text{cross modulation}}{\text{carrier amplitude}} \cong \frac{3}{2} m_2 |B|^2 \left| \frac{H_3(v_1, v_2, -v_2)}{H_1(v_1)} \right| \quad (14.9)$$

tipik bir olcum seti yaygın ton yükselteç için şunlarla yapıldı: $v_1 = 19.75 \text{ MHz}$, $v_2 = 25 \text{ MHz}$, $m_2 = 0.3$. üçüncü derece-sıralı lineer olmayan transfer fonksiyonun büyüklüğü $|H_3(v_1, v_2, -v_2)|$, (14.9) dan anlaşılacağı gibi, ölçülen çapraz modülasyon yan bant-taşıyıcı oranından, devre modelinden bu fonksiyonun değerleriyle karşılaştırıldı. şekil 23 de gösterilen sonuçlar sunu gösterir: bant arasında genel bir görüş birliği vardı, bu suna işaret ediyor; uygulanan düşük seviyelerde küçük sinyal teorisi geçerliydi, ve devre modelleri çalışıyordu. Eğer istenen sinyal sadece bir ton değil kendisi AM ise;

$$z_1(t) = A(1 + m_1 \cos 2\pi\mu_1 t) \quad (14.10)$$

öyleyse, AM den detektörünün çıktısı şöyle modellenenebilir: $|q(t; v_1)|$ dalgalar içerir $\mu_1 + \mu_2$ $|\mu_1 - \mu_2|$ (14.8) den görülür, küçük modülasyon için ve m_2 , iki parçanın genliği $|\mu_1 - \mu_2|$ ve onlar göz ardı edilebilir. Bir AM detektörünün bu yüzden yaklaşık olarak şuna orantılıdır:

$$|1 + m_1 \cos 2\pi\mu_1 t + \alpha s(t)| \quad (14.11)$$

şu durumda $s(t)$, $|s(t)|^2 = 1$, bu çapraz modülasyon dalga formudur, ve α komplekstir $|\alpha| < 1$ için, bu çıktı ortalama olarak taşıyıcı ile birlikte modülasyon parçasıdır.

$$m_1 \cos 2\pi\mu_1 t + \text{Re}\{\alpha s(t)\} \quad (14.12)$$

Şekil. 22. ölçülen ve tahmin edilen desensitization (14.8) ve (14.12) den, deteksiyon sonrası çapraz modülasyon istenen sinyal genlik oranı öyleyse yaklaşık;

$$3 \frac{m_2}{m_1} |B|^2 \text{Re} \left\{ \frac{H_3(v_1, v_2, -v_2)}{H_1(v_1)} \right\} \quad (14.13)$$

FM karışımı için, karışık zarfımız var;

$$z_2(t) = B \exp \left(j \frac{\Delta f_2}{\lambda_2} \sin 2\pi\lambda_2 t \right) \quad (14.14)$$

öyle ki; λ_2 en fazla frekans dağılımıdır, ve Δf_2 modülasyon frekansıdır. $|z_2|^2 = |B|^2$ şimdi modüle olmadığından dolayı, Taylor serileri genişlemesinden ilk modüle terimler kare parantez içindekilerdir (14.4). çıktı sinyalinin karışık zarfı şimdi küçük B için ortalananabilir:

$$q(t;v_1) \cong H_1(v_1)z_1(t) \left[1 + \frac{3\Delta f_2 |B|^2}{2H_1(v_1)} \left(\frac{\partial H_3(v_1, v_2, -v_2)}{\partial f_2} - \frac{\partial H_3(v_1, v_2, -v_2)}{\partial f_3} \right) \cos 2\pi \lambda_2 t \right] \quad (14.15)$$

eğer istenen karışık zarf FM ise;

$$z_1(t) = A \exp \left(j \frac{\Delta f_1}{\lambda_1} \sin 2\pi \lambda_2 t \right) \quad (14.16)$$

karışık bir zarfla çalışan FM deteksiyonunun çıktısını bulabiliriz;

$$z_1(t) = [1 + \alpha s(t)] \quad (14.17)$$

veya $|\alpha| \ll 1$, FM deteksiyonunun çıktısı yaklaşık olarak

$$\frac{d}{dt} \arg \{z_1(t)\} + \frac{d}{dt} \text{Im} \{\alpha s(t)\} \quad (14.18)$$

(14.2) ve (14.8) uygun olduğu yerde. Çapraz modülasyonda veya modülasyon transferinde küçük sinyal ortalamalarını özetleyebiliriz; bir AM veya J karışımı veya $z_2(t)$ karışım sinyali göreceli olarak istenen ya da FM sinyal $z_1(t)$ ine neden olur. Analizler sadece çapraz modülasyon –işaret oranını değil aynı zamanda çıktı dalga formlarının çapraz modülasyondan dolayı gerçek çarpıtılmasını da modeller.

Şekil. 23. hesaplanmış üçüncü derece transfer fonksiyonu ve ölçülmüş çapraz modülasyondan alınan değerler.

Farz edelim,

$$z_1(t) = 1 + m_1 s_1(t) \quad (14.19)$$

ve

$$z_2(t) = B[1 + m_2 s_2(t)] \quad (14.20)$$

şuna sahibiz;

$$q(v; t) \cong [1 + m_1 s_1(t)] \left\{ 1 + \frac{3}{2} |B|^2 [1 + m_2 s_2(t)]^2 \frac{H_3(v)}{H_1(v_1)} \right\} \quad (14.21)$$

farz edelim ki; $s_1(t)$ kare bir dalgadır ve $+1$ ve -1 arasında değişmektedir ve $s_2(t)$ birleşik sin dalgasının genliğidir. Çapraz modülasyon $s_2(t)$ yüzünden çapraz modüle çıktı formu hala bir kare dalga olacaktır. Çıktıdaki AM detektördeki zirve yükselteç seviyeleri şekil 24 dedir, öyle ki;

$$P = (1 + m_1) \left[1 + \frac{3}{2} |B|^2 (1 + m_2)^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(v)}{H_1(v_1)} \right\} \right] \quad (14.22)$$

$$Q = (1 + m_1) \left[1 + \frac{3}{2} |B|^2 (1 - m_2)^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(v)}{H_1(v_1)} \right\} \right] \quad (14.23)$$

TABLE V CROSS-MODULATION ANALYSIS			
DESIRED SIGNAL $z_1(t)$	UNDESIRE SIGNAL $z_2(t)$	DETECTOR INPUT $q(t; v)$	POST DETECTION OUTPUT signal-to-crossmodulation amplitude ratio
AM	AM	$1 + m_1 \cos 2\pi \mu_1 t + 3m_2 B ^2 \frac{H_3(v)}{H_1(v_1)} \cos 2\pi \mu_2 t$	$\frac{m_2}{m_1} B ^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(v_1, v_2, -v_2)}{H_1(v_1)} \right\}$
AM	FM	$z_1(t) \left[1 + \frac{3}{2} \frac{ B ^2}{H_1} \Delta f_2 \cos 2\pi \lambda_2 t \left(\frac{\partial H_3}{\partial f_2} - \frac{\partial H_3}{\partial f_3} \right) \right]$	$\frac{3}{2} \frac{\Delta f_2 B ^2}{m_1} \operatorname{Re} \left\{ \frac{\frac{\partial H_3(v)}{\partial f_2} - \frac{\partial H_3(v)}{\partial f_3}}{H_1(v_1)} \right\}$
FM	AM	$z_1(t) \left[1 + 3m_2 B ^2 \frac{H_3(v)}{H_1(v_1)} \cos 2\pi \mu_2 t \right]$	$\frac{3m_2 \mu_2}{\Delta f_1} B ^2 \operatorname{Im} \left\{ \frac{H_3(v)}{H_1(v_1)} \right\}$
FM	FM	$z_1(t) \left[1 + \frac{3\Delta f_2 B ^2}{2H_1(v_1)} \left(\frac{\partial H_3}{\partial f_2} - \frac{\partial H_3}{\partial f_3} \right) \cos 2\pi \lambda_2 t \right]$	$\frac{3}{2} \Delta f_2 B ^2 \operatorname{Im} \left\{ \frac{\frac{\partial H_3(v)}{\partial f_2} - \frac{\partial H_3(v)}{\partial f_3}}{H_1(v_1)} \right\}$

$$H_3 = H_3(v)$$

$$v = (v_1, v_2, -v_2)$$

25. Senkronize edilmemiş kros modülasyon çıkış dalga şekli görülmektedir.

$$R = (1 - m_1) \left[1 + \frac{3}{2} |B|^2 (1 + m_2)^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(v)}{H_1(v_1)} \right\} \right] \quad (14.24)$$

$$S = (1 - m_1) \left[1 + \frac{3}{2} |B|^2 (1 - m_2)^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(v)}{H_1(v_1)} \right\} \right] \quad (14.25)$$

görülebilir ki ,genlik oranları: $r_1 = (P - Q)/(R - S) = (1 + m_1)/(1 - m_1)$ karışım parametrelerinden bağımsızdır. Bu oran lineer olmayan modülasyon transferinin asimetrisinin bir ölçüsüdür. Benzer olarak, bu oran

$$S = (1 - m_1) \left[1 + \frac{3}{2} |B|^2 (1 - m_2)^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(v)}{H_1(v_1)} \right\} \right] \text{ düzelt(14.26)}$$

bilinen parametrelere bağlıdır $|B|^2$ ve m_2 , ve doğrusal olmayan transfer fonksiyon oranının gerçek bölümündedir. oran r_2 çapraz modülasyondan dolayı kare dalga formlarının modülasyon indeki olarak yorumlanabilir. IF genlikleri için, $m_L = -5$ ile bir deney, $r_1 = 2$ ve $r_2 = 0.18$, genlik için hesaplanmış değer $r_1 = 2.0$ ve $r_2 = 0.192$. şekil 24 ile kıyaslanmak üzere çıktı dalga formunun bir fotoğrafı şekil 25 de gösterilmiştir.

EK-A DOĞRUSAL OLMAYAN AKIMIN TEKRARLAMASI

Bu ekte, eşitlik (5.15) in bir ispatını veriyoruz.. Bu kabul $z^s v_s(t)$ toplamının n . gücü z nin gücüne $v_{m,n}$ ile z^m nin katsayısı olarak yeniden derecelenebilir.:

$$\sum_{m=n}^{\infty} z^m v_{m,n} = \left[\sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s(t) \right]^n \quad (A.1)$$

problem (A.1) ile tanımlanan $v_{m,n}$ için eşitliği bulmaktır

$$A(z) = \sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s(t) \quad (A.2)$$

ve

$$B(z) = \left[\sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s(t) \right]^{n-1} \quad (A.3)$$

(A.I) deki orijinal farz edişimizle şu da olmalı

$$B(z) = \sum_{m=n-1}^{\infty} z^m v_{m,n-1} \quad (A.4)$$

dolayısıyla (A.I) şu şekilde yazılabilir:

$$\sum_{m=n}^{\infty} z^m v_{m,n} = A(z)B(z) \quad (A.5)$$

iki fonksiyonun ürününün /n-katlı farklılaşması için

Leibnitz's teoremini hatırlayalım;

$$\frac{d^m}{dz^m} A(z)B(z) = \sum_{i=0}^{\infty} \binom{m}{i} \frac{d^i}{dz^i} A(z) \frac{d^{m-i}}{dz^{m-i}} B(z) \quad (A.6)$$

(A.5) in her iki tarafını m defa farklılaştırarak z ye göre (A.6) ve sonuçta $z = 0$ yaparak sunu elde ederiz;

$$m! v_{m,n} = \sum_{i=0}^{\infty} \binom{m}{i} i! v_i(t) (m-i)! v_{m-i,n-1} \quad (A.7)$$

bu durumda (5.15) şöyle kurulur

$$v_{m,n} = \sum_{i=1}^{m-n+1} v_i(t) v_{m-i,n-1} \quad (A.8)$$

alçak sinir $v_i(t)$ nin sıfır olmaması sadece $I > 1$ olmasının bir sonucudur. Aşağı limit takip eder çünkü (A.I) da $m > n$, dolayısıyla (A.8) da suna sahip olmalıyız

$$m-i \geq n-1 \quad (A.9)$$

s /, nin en büyük kabul edilebilir değeridir yani sunun üstündeki üst limit

$$i = m - n + 1 \quad (A.10)$$

tanım (A.I), $n = 1$ için;

$$v_{m,1} = v_m(t) \quad (A.11)$$

ispati tamamlar. (A.8), ve(A.11) ve doğrusal olmama durumunun bir güç serisi olduğu durumlarda (5.1) mevcut lineer olmama durumunu ölçmekte bir metottur.

,– 1 e kadar olan lineer olmayan reaksiyonlar açısından. Benzer bir işlem (5.4) de belirtilen bağımlı lineer olmama durumu ile takip edilebilir. Söyle ki;

$$i_{DNL}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} g_{m,n} u^m v^n \quad (A.12)$$

burada $u = u(t)$ ve $v = v(t)$ devredeki iki değişik noktadaki voltajlardır. Daha önce olduğu gibi,

$$i_{DNL}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} g_{m,n} u^m v^n \quad (A.12)$$

burada $u = u(t)$ ve $v = v(t)$ devredeki iki değişik noktadaki voltajlardır. Daha önce olduğu gibi

$$i_{DNL}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} g_{m,n} \sum_{s=m}^{\infty} z^s u_{m,s} \sum_{r=n}^{\infty} z^r v_{n,r} \quad (A.13)$$

$\Phi_{m,n,l}$ fonksiyonunu tanımlayalım, şunla ilgili olarak, $u^m v^n$

$$i_{DNL}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} g_{m,n} \sum_{l=m+n}^{\infty} z^l \Phi_{m,n,l} \quad (A.14)$$

Toplamların sırasını değiştirerek z^l nin katsayısını bulmak için, sunu elde ederiz

$$i_{DNL}(t) = \sum_{l=2}^{\infty} z^l \sum_{n=1}^{l-1} \sum_{m=1}^{l-n} g_{m,n} \Phi_{m,n,l} = \sum_{l=0}^{\infty} z^l i_l(t) \quad (A.15)$$

Formül (A.15) den mevcut terim sırası i in $i_{DNL}(t)$

$$i_i(t) = \sum_{n=1}^{l-1} \sum_{m=1}^{l-n} g_{m,n} \Phi_{m,n,l} \quad (A.16)$$

öyle ki

$$\Phi_{m,n,l} = \sum_{j=1}^{l-1} u_{j,m} v_{l-j,n}, \quad l \geq m+n \quad (A.17)$$

ve, (A.8) e benzer olarak, $u_{j,m}$ takip eder,

$$u_{j,m} = \sum_{i=1}^{j-m+1} u_i(t) \mu_{j-i,m-1}, \quad j \geq m \quad (A.18)$$

Öyle ki;

$$u_{j,1} = u_j(t) \quad (A.19)$$

doğrusal olmayan $i_{NCL}(t)$ (5.3) de belirtilen kapasitans hafıza bağımsız doğrusal olmama durumu ile üretilmiştir, şu formdadır,

$$i_{NCL}(t) = \frac{d}{dt} \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n v^n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n n v^{n-1}(t) \frac{dv(t)}{dt} \quad (A.20)$$

acık bir şekilde $u = dv(t)/dt$ ile (A. 12) nin özel bir durumudur, Doğrusal olmayan üretim de bu metoda düşer, Çünkü;

$$i_{LNL}(t) = \int_{-\infty}^t dt \sum_{n=1}^{\infty} \psi_n v^n(t) = \int_{-\infty}^t dt \sum_{m=1}^{\infty} i_m(t) \quad (A.21)$$

$$i_m(t) = \sum_{n=1}^m \psi_n v_{m,n} \quad (A.22)$$

son olarak, aynı metot genellenmiş lineer olmayan bir kabule uygulanabilir, öyle ki,

$$i_m(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n v(t - \tau_i) d\tau_i \quad (A.23)$$

bir genişletme $v(t - r)$ bir ikili değişken ile değişik voltajların toplamı, r nin izini sürmek için, sunu elde ederiz:

$$i_m(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n \left[\sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s(t - \tau_i) \right] d\tau_i \quad (A.24)$$

Leibnitz's farklılaşma formülünü uygulayarak, ispatlayabiliriz, m şöyle verilmiştir,

$$\prod_{i=1}^n \left[\sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s (t - \tau_i) \right] = \sum_{m=n}^{\infty} z^m v_{m,n} \quad (A.25)$$

$$v_{m,n} = \sum_{i=1}^{m-n+1} v_i (t - \tau_n) v_{m-1,n-1}, \quad m \geq n \quad (A.26)$$

$$v_{m,1} = v_m (t - \tau_1) \quad (A.27)$$

örneğin, eğer $n = 2$, kanutlayabiliriz,

$$\prod_{i=1}^2 \left[\sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s (t - \tau_i) \right] = z v_1 (t - \tau_1) + z^2 v_1 (t - \tau_1) v_1 (t - \tau_2) + z^3 [v_1 (t - \tau_1) v_2 (t - \tau_2) + v_1 (t - \tau_2) v_2 (t - \tau_1)] + \dots \quad (A.28)$$

$$i_m(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \sum_{m=n}^{\infty} z^m v_{m,n} d\tau_1 \dots d\tau_n \quad (A.29)$$

toplamların sırasını değiştirerek, (A.25)' i (A.24) de yerine koyarak

$$i_m(t) = \sum_{m=1}^{\infty} z^m \sum_{n=1}^m \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) v_{m,n} d\tau_1 \dots d\tau_n \quad (A.30)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^m \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) v_{m,n} d\tau_1 \dots d\tau_n \quad (A.31)$$

elde edilir,

<i>Kilo</i>	10^3	<i>Mili</i>	10^{-3}
<i>Mega</i>	10^6	<i>Mikro</i>	10^{-6}
<i>Giga</i>	10^9	<i>Nano</i>	10^{-9}
<i>Tera</i>	10^{12}	<i>Piko</i>	10^{-12}
<i>Peta</i>	10^{15}	<i>Femto</i>	10^{-15}
		<i>Atto</i>	10^{-18}

*.J.J.BUSSGANG, L.ENHRMAN and J.W.GRAHAM “Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs” IEEE Proc.1974.

KAYNAKLAR

[1]. V. Volterra, *Theory of Functionah and of Integral and Zntegro- Differential Equations*. New York: Dover, 1959, p. 4.

- [2]. N. Wiener, "Response of a nonlinear device to noise," M.I.T. Radiation Lab., Rep. V-16S, Apr. 6, 1942.
- [3]. N. Wiener, *Nonlinear Problems in Random Theory*. New York: Technology Press, 1958.
- [4]. M. B. Brilliant, "Theory of the analysis of nonlinear systems," M.I.T. Research Lab. Electron., Rep. 345, 1958.
- [5]. D. A. George, "Continuous nonlinear systems," M.I.T. Res. Lab. Electron., Tech. Rep. 355, July 24, 1959.
- [6]. G. D. Zames, "Nonlinear operators for system analysis," M.I.T. Res. Lab. Electron., Tech. Rep. 370, Aug. 25, 1960.
- [7]. R. B. Parente, "Functional analysis of systems characterized by nonlinear differential equations," M.I.T. Res. Lab. Electron., Tech. Rep. 444, July 15, 1966.
- [8]. A. G. Bose, "A theory of nonlinear systems," M.I.T. Res. Lab. Electron., Tech. Rep. 309, May 15, 1956.
- [9]. S. Narayanan, "Transistor distortion analysis using Volterra-series representation," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 46, p. 991, May-June 1967.
- [10]. R. E. Maurer and S. Narayanan, "Noise loading analysis of a Third-order nonlinear system with memory," *IEEE Trans. Com- Technol.*, vol. COM-16, pp. 701-712, Oct. 1968.
- [11]. S. Narayanan, "Intermodulation distortion of cascaded transistors," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC4, pp. 97-106, June 1969.
- [12]. "Application of Volterra series to intermodulation distortion analysis of transistor feedback amplifiers," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, pp. 518-527, Nov. 1970.
- [13]. H. C. Poon, "Modeling of bipolar transistor using integral charge- control model with application to third-order distortion studies," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-19, pp. 719-731, June 1972.
- [14]. Y. L. Kuo and J. D. Witkowski, "Computer-aided distortion analysis of bipolar transistor circuits," Bell Telephone Labs., Inc., North Andover, Mass., 1972.
- [15]. R. Meyer, M. J. Shensa, and R. Eschenbach, "Cross modulation and intermodulation in amplifiers at high frequencies," *IEEE J. Solid-state Circuits*, vol. SC-7, pp. 16-23, Feb. 1972.
- [16]. E. Bedrosian and S. O. Rice, "The output properties of Volterra systems (nonlinear systems with memory) driven by harmonic and Gaussian inputs," *Proc. IEEE*, vol. 59, pp. 1688-1707, Dec.
- [17]. B. Epstein et al., "Third-order intermodulation study," Rome 1971. Air Develop. Cen., Rome, N.Y., Tech. Rep. RADC-TR-67-344, July 1967, ASTIA Doc. AD819 607.

- [18]. Signatron, Inc., "Communication receiver interference modeling," *Quarterly Progress Rep. 3*, Contract No. **F30602-70C-0008**, Rome Air Develop. Cent., Rome, N.Y., Tech. Rep. RADC-TR-71-108, Mar. 31, 1971, ASTIA DOC. AD 885 798L.
- [19]. P. A. Bello, "Communication receivers interference modeling: Nonlinear canonic models of receivers," in *Roc. 1972 IEEE Conf. on Communications*, June 1972.
- [20]. L. Ehrman and S. A. Meer, "Nonlinear transfer function from circuit analysis: Mild excitation," in *Roc. 1972 IEEE Conf. on Communications*, June 1972.
- [21]. J. O'Donnell, "Communication receivers interference modeling: Nonlinear transfer functions from circuit analysis: Strong excitation," in *Proc. 1972 IEEE Conf. on Communications*, June 1972.
- [22]. J. W. Graham and L. Ehrman, "Communication receivers interference modeling: Experimental validation of the nonlinear transfer function approach to receiver modeling," in *Proc. 1972, IEEE Conf. on Communications*, June 1972.
- [23] ---, *Nonlinear System Modeling and Analysis with Applications to Communications Receivers*, Rome Air Develop. Cen., Rome, N.Y., Tech. Rep., RADC-TR-73-178, June 1973, ASTIA Doc. AD766 278
- [24] J. G. Linvill and J. F. Gibbons, *Tmluistors and Active Circuits*. New York: McGraw-Hill, 1961.
25. R. Beaufoy and J. J. Sparkes, "The junction transistor as a charge-controlled device," *ATE J.*, vol. 13, pp. 310-327, Oct. 1957.
- [26] D. J. Hamilton, F. A. Lindholm, and J. A. Narud, "Comparison of large signal models for junction transistors," *Proc. IEEE*, vol. 52, pp. 239-248, Mar. 1964.
- [27]. C. L. Searle *et al.*, *Elementary Circuit Properties of Transistors*, SEEC vol. 3. New York: Wiley, 1964.
- [28] R. D. Thornton *et al.*, *Characteristics of Limitations of Transistors*, SEEC vol. 4. New York: Wiley, 1966.
- [29]. W. W. Gartner, *Transistors: Principles, Design and Applications*. New York: D. Van Nostrand, 1960.
- [30]. H. F. Cooke, "Microwave transistors: Theory and design," *Proc.*
- [31]. H. K. Gummel and H. C. Poon, "An integral charge control model of bipolar transistors," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 49, pp. 29-30, May 1970.
- [32]. J. F. Spina, J. Lexa, and D. D. Weiner, "Computer modeling of a solid state VHF tuner using the nonlinear transfer function approach," in *Proc. 1972 Znt. Conf. on Communications*, June 1972, pp. 29-30
- [33]. L. A. Zadeh, "Frequency analysis of variable networks," *Proc. IRE*, vol. 38, pp. 291-299, Mar. 1950.

- [34] T. Kailath, "Sampling models for linear time-variant filters," *M.I.T. Res. Lab. Electron., Tech. Rep. 352*, Cambridge, Mass., May 25, 1959.
- [35]. A. J. Gersho, "Characterization of time-varying linear systems," *Proc. IEEE (Corresp.)*, vol. 51, p. 238, Jan. 1963.
- [36]. P. A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels," *IEEE Trans. Commun. Syst.*, vol. CS-11, pp. 360-393, Dec. 1963.
- [37]. D. P. Pederson and D. Middleton, "Sampling and reconstructing of wave-number-limited functions in N -dimensional Euclidean spaces," *Znformat. Conn.*, vol. 5, pp. 279-323, Dec. 1962.
- [38]. Signatron, Inc., *Tech. Rep. 3*, Contract F30602-73C-0193, Rome Air Develop. Cen., Rome, N.Y.
- [39]. Signatron, Inc., *Tech. Rep. 2*, Contract F30602-73-C-0206, Rome Air Develop. Cen., Rome, N.Y.