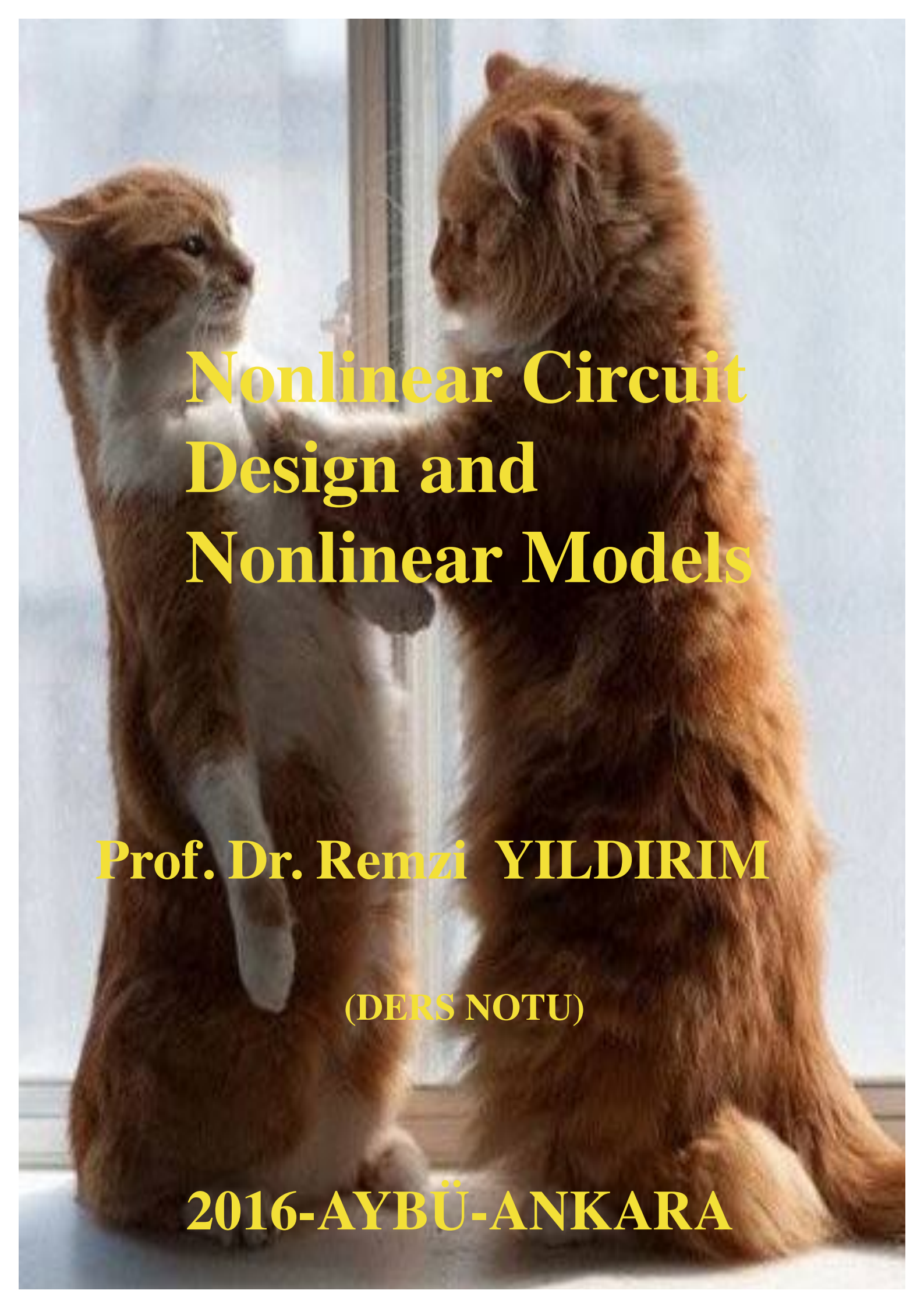


A photograph of two ginger cats standing on their hind legs in front of a window. The cat on the left is reaching up with its right front paw to touch the nose of the cat on the right. The cat on the right is standing upright, looking towards the other cat. The background is a bright, slightly out-of-focus window.

Nonlinear Circuit Design and Nonlinear Models

Prof. Dr. Remzi YILDIRIM

(DERS NOTU)

2016-AYBÜ-ANKARA

Nonlinear Circuit Design and Nonlinear Models

Prof. Dr. Remzi YILDIRIM

Ankara Yıldırım Beyazıt Üniversitesi-AYBÜ

2016. ANKARA AYBÜ

3.1 INTRODUCTION:

Bölüm 1 de bir doğrusal olmayan aktif cihazın doğrusal olmayan devre analizi için doğrusal olmayan bir model ile temsil edildiğini gördük. Model devre performanslarının doğru tahmin edilebilmesi için büyük sinyal çalışma koşullarında cihazın elektrik davranışlarını çoğaltmak gerekir. Genelde, hem aktif ve pasif elemanlar için teknoloji tekrarlanabilirliği altında simülasyon hatasını azaltmak anlamsızdır. Aslında, mevcut doğrusal olmayan analiz algoritmaları genellikle pratik amaçlar için yeterli seviyede kesme küçük sayısal hatalar yapmak sorun yaratmaz. Simülasyon doğruluğu için akım limiti, sınırlı kapasitesi açısından doğru devre elemanlarının elektrik davranış modelinde yatıyor. Pasif elemanlar için, bu tek öğeleri veya sınırlı yetenek üzerinde basitleştirilmiş elektromanyetik temsil, devre içinde farklı unsurları arasında elektromanyetik etkileşimleri almaya bağlı olabilir. Aktif cihazlar için, resim daha karmaşıktır. Bölümde, gerçek cihaza göre modelin bir oversimplified yapısı doğruluk kaybından sorumlu olabilir. Ancak, başka bir ciddi kusur genellikle uygun ölçümlerin eksikliği olmaktadır.

Genel olarak, etkin cihazlar için, model iki kategoriye aittir: fiziksel ve deneysel modeller. Fiziksel model, cihazı fiziksel yapısı açısından ve tarif yoluyla kendi performansları tahminsel elektromanyetik ve şarj transport denklemleri ile tanımlar. Prensip olarak, aslında cihazın kendi fabrikasyonuna ihtiyaç duymadan, davranışlarının tahmin edilebilirliğini beceremez. Uygulamada, bazı parametreler ayarlanabilir olmalıdır posteriori, çünkü gerçek olaylar cihazın içinde yer alır ve üretim sürecinin toleransları nedeniyle bilinir. Ayrıca; yönetilebilir bir düzeyin sayısal yükünü tutmak için, fiziksel denklemler genellikle basitleştirilir; sonuç olarak, bazı deneysel parametreler denklemlerde eksik terimler için yapması gerekir. Her nasılsa, fiziksel modeller hesaplamaları ağır olma eğilimindedir ve genellikle bunların doğruluğu devre tasarımı için kabul edilebilir düzeyleri genellikle altındadır. Ayrıca kendi hesaplamalı maliyeti yeterince düşük olduğu zaman verim optimizasyonu için yararlıdır.

Deneysel modeller fabrikasyon cihazda ölçülen veriyle ayıklanır. Bu cihazın fiziksel yapısının güçlü ve esnek olarak bilinmesini ya da interpolating gerektirir. Bunlara genellikle black-box modeller denir. Ampirik modeller büyük ölçüde ölçüm verileri, çıkarma işlemi, işletme rejimi gerekli miktarda değişir.

Ayrı bir kategori basit veya basitleştirilmiş olarak oluşturulur. Kendi yapısı yeterince hantal analizli algoritmalar Bölüm 1 de açıklanmıştır. Diğer taraftan, onların doğruluğunu ve ana tasarım konuları anlamak sınırlıdır. Tipik örnekler parçalı doğrusal veya basit polinom modellerdir. Açıkçası, böyle bir basitleştirme biçimde ana etkileri nonlinearities nedeniyle yapılır, korunur. Doğrusal olmayan modellerin üç ana türü aşağıdaki paragraflarda açıklanacaktır.

3.2 FİZİKSEL MODELLER:

3.2.1 Introduction

Fiziksel modeller aktif cihazlar geniş bir alan ve çok yaygın denklemlerin formülasyonu üzerine dayanır. Yüklü parçacıklar (elektronlar ve hareket denklemleri / veya delikler) mikroskopik olayların ölçeğine bağlı olarak quantistic schrodinger denklemleri veya semiclassical Boltzmann denklemleri, olabilir. Elektronik cihazlarda, elektrik alan her zaman yarı iletken içindeki parçacıkların hareket nedenleri arasında görünür. Çünkü, yarı iletken içinde yüklü parçacıklar elektrik alanında bağlantılar dolayısıyla, Poisson denklemleri de eklenmelidir. şimdiye kadar, elektromanyetik tam / taşıma modelleri geliştirilmiş olmasına rağmen hiçbir gerçekçi cihaz Maxwell denklemleri tarafından değiştirilmesi gereken Poisson denklemleri ile gösterilememiştir. Matematiksel tanımlamalar ağırlıklı olarak modelin formülasyonuna bağlıdır. Bazen, cihaz sadece Schrödinger ve Poisson denklemleri açısından açıklanmıştır. Semiclassical Boltzmann denklemleri çoğu anlarda, ivme alanı uygun entegrasyonu, genişletilmiş ve daha sonra sadece ilk olanlar için korunur. İlk

an parçacık koruma denklemi veya süreklilik denklemidir, ikinci, momentumun korunumu denklemi veya akım yoğunluğu denklemi; üçüncü enerji korunumu denklemi, ve böyle devam eder

Bir kez formülün türü tanımlanmıştır, ana kuvvetler yüklü parçacıkların hareket sürüşü bu şekilde denklemler sadece anlamlı fiziksel etkileri korunur, makul çözüm basit ve doğru kalacak şekilde içine yazılmalıdır. Yeterli detay ve doğruluğu ile güçleri tanımlamak, onların karmaşık matematiksel formülasyonu ve parametreleri üretim süreci ile ilgili belirsizlik nedeniyle genellikle kolay değildir. Bir uzlaşma, yarı-deneysel parametreler anlamına gelir ölçümleri veya pratik kanıt elde bazen tarafından alınması gerekir. Tüm denklemlerde mekan ve zaman açısından fark vardır. Kararlı durum modellerinin özel durumda, zamanında bağımlılığı, kaldırılır ve çok basit modellerinde, uzay bağımlılık yapılabılır olmayan diferansiyel; için her durumda, denklemler sınır koşulları gerektirir. Poisson denklemi için sınır koşulları uygulanan harici gerilim tarafından çoğu durumda verilir. Transport denklemi için, bir fiziksel anlamlı koşulu olmalıdır: örneğin, kavşaklar veya kanal tarafsızlık veya denge koşulları çok uzaktır. Diferansiyel denklemlerin çözümü genellikle bir sayısal çözme düzenini gerektirir ve modelin sayısal olduğu söylenir. Çözme düzenleri stokastik ya da deterministik, eden ya da birleştiren, bir yarı iletken partikül mikroskobik davranış istatistiksel özelliklerini birleştiren değildir. matematiksel formülasyonu bir analitik için yeterli basitliktedir, kesin çözüm için harici gerilim ve akımları açısından modelin analitik olduğu söylenir. Sadece çok basit modeller bu kategoriye ait olup kendi programının esas olarak sadelik ve açıklamalarında yatmaktadır; onların doğruluğu pratik devre simülasyonu için kabul edilebilir sınırlar altındadır. Fiziksel modeller normalde aktif bir cihazın iç kısmının davranışlarını tahmin için kullanılır; kendi performansları gerçekçi bir değerlendirme için, sık sık temas dirençleri, ped capacitances veya çizgi inductances olarak gereksiz unsurları eklemek gerekir; bu zor teorik olarak tahmin edilebilir ve genellikle ampirik veya yarı ampirik ifadeler yoluyla değerlendirilir. Cihazın etkilerini düzeni nedeniyle değerlendirme de zordur ve son kancası tarafından iç kısmının fiziksel çalışma cihazın bağlantı parçaları bir elektromanyetik analiz ile giderilmiştir. Bu yaklaşım ile milimetre olarak çalışma frekansı artar dalga bölgesi ve ötesinde olarak önem kazanır.

3.2.2 Temel Denklemler:

Biz burada basitlik için bir boyutta temel denklemleri yazıyoruz; Schrodinger zamana bağlı denklemi [2]

$$i \frac{\partial \varphi}{\partial t} = -\hbar^2 \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + q(V - V_0) \quad (3.1)$$

$\varphi(x, t)$ olasılık fonksiyonu veya dalga işlevidir. $\hbar = 2\pi \cdot 10^{-34}$ h Planck sabitidir. i sanal birim ve V elektrik potansiyelidir.

Eğer potansiyel, zaman değişmeyense, zamanla değişmeyen Schrödinger denklemi olarak elde edilir.

$$w = -\hbar^2 \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + q(V - V_0) \quad (3.2)$$

Burada w zamanla değişmeyen parçacığın enerjisidir. ve çözümü bir zamanla-değişmeyen quantistik durumdur. bir zamanla- değişmeyen Schrödinger denklemi (3,2) bağımlı çözüm bir zaman doğrusal süperpozisyon çözümler ya da durumlar olarak elde edilir.

Boltzmann semiclassical denklemi:

$$\frac{dF}{dt} = \frac{\partial k}{\partial t} \frac{\partial F}{\partial k} + \frac{\partial x}{\partial t} \frac{\partial F}{\partial x} + \frac{\partial F}{\partial t} \quad (3.3)$$

Burada F (x, k, t) zaman- bağımlı parçacık dağılımı fonksiyonudur. Momentum k süresi ile ilgili türev dışarıdan uygulanan kuvvettir.

Çarpma ve entegrasyon ivmesini K0, K1, K2, vesaire güçler tarafından k ile ilgili, bulunmakla, ivme alanı doygunluk tarafından ise, Boltzmann denkleminin durumu elde edilir. Momentum alan üzerinde entegrasyon olarak, dağılım fonksiyonu gerçek uzayda parçacık yoğunluğu sadece azaltır. Elektronlar, sıfırinci dereceden olduğu durum:

$$\frac{dn}{dt} = -v \cdot \frac{\partial n}{\partial x} + \left(\frac{\partial n}{\partial t} \right)_{coll.} \quad (3.4)$$

n elektron yoğunluğu ve v elektron hızı; Bu parçacık koruma denklemi veya süreklilik denklemdir. Son dönem olan rekombinasyon dönemi çarpışmalardan kaynaklanır. Hız ilk sırada andan itibaren şöyle elde edilir.

$$\frac{d(n \cdot w)}{dt} = n \cdot q E \cdot v - \frac{\partial(n \cdot (w + k_B T) \cdot v + n \cdot Q)}{\partial x} - \left(\frac{\partial(n \cdot w)}{\partial t} \right)_{coll.} \quad (3.6)$$

kB'dir Boltzmann sabitidir. S ısı akısı ve son terim çarpışma katkısıdır. Bir parçacığın eşitlik durumu harici bir güç enerjisi varsa değişir. Isı akı üçüncü sırada elde edilir, fakat genellikle veya yaklaşık olarak ihmal edilir. Bu şekilde, genişleme kesilir; Yine benzer bir şekilde elde edilecek üst düzey anlar olabilir.

Bir boyuttaki Poisson denklemi :

$$\frac{\partial E}{\partial x} = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.7)$$

Burada E elektrik alanı, ρ yük yoğunluğu ve ε dielektrik sabittir.

Boltzmann denklemi yarı iletken bir çarpışma terimleri ile parçacık hareket istatistiksel özellikleri alır. Öte yandan, Schrödinger denklemi istatistiki bilgi gerektirmez. Böylece, Boltzmann denkleminin kuantum eşdeğeri doğrudan Schrödinger denklemi değil ancak yoğunluk Matris Liouville denklemdir. Birçok durumda, ancak, istatistiksel bilgileri kolayca Schrödinger denklemi akuple olabilir ve bu sistemin doğru bir açıklaması için yeterli olacaktır.

3.2.3 Sayısal Modeller:

Sınır koşulları ile birlikte denklemler ve hiçbir analitik çözüm açıkça çözülmediğinde, sayısal çözme planı uygulanması gerekir. Şemaları çözmek için iki ana kategorileri vardır: deterministik ve stokastik. İlk yaklaşımda, yarı iletken içinde yüklü parçacıklar tek bir parçacık gaz, her bir parçacığın hareketi her parçacık için aynıdır. deterministik güçler tarafından tahrik edilmektedir; Bazı durumlarda, yüklü parçacıklar iki gazlar, bir yüksek-enerji için ve bir düşük enerjili parçacıklar tarafından yaklaşık olarak bulunmaktadır. Denklemler (sayısal anlamda) , kesin hesaplamalar tarafından çözülür ve ilgi makroskopik miktarda bütün gaz için hesaplanır. İkinci yaklaşımda, kuvvetler ve olaylar böylece her parçacığın yörüngesi herhangi bir gazın diğer farklı olanların istatistiksel doğasını korumak için parçacığın hareketini belirler. Bu ikinci yaklaşımda, gaz sıcaklığı mevcut gaz nüfusun davranış ortalaması olarak hesaplanır;

parçacıkların çok sayıda olması için taklit edilmelidir. Monte Carlo modelleri denilen istatistiksel olarak anlamlı sonuçlar alabilirsiniz.

İlk deterministik modeller açıklanmaktadır. Modeller denklem türüne göre (semiclassical, karışık quantistic; Poisson veya Maxwell denklemi) olarak sınıflandırılır; Fiziksel etkilerin ayrıntılı açıklamaları farklı formüllerde, ilgili doğruluğu birlikte gelen bu kitabın kapsamı dışındadır bu nedenle, tüm olası kombinasyonları sadece bir kaç örnek özellikle devre tasarımcısı için anlamlı şekilde aşağıda açıklanmıştır.

Yarı klasik modeller: -İlk üç moment Boltz -Mann denkleminin parçacıklarının sayısının korunması onların momentum, conser-vation ve enerjinin korunumu görelidir, her denklem zaman ve mekan açısından türevleri içerir. Eğer zaman ya da mikroskopik olayların yer ölçekli karakteristiki veya cihazın mesafeleri daha küçükse, ilgili terimlerin önemi çok küçüktür ve onlar ihmal edilebilir. Bu şekilde, basit ifadeler türetilmiştir. Ayrıca, olayların parçacıkların enerji ile ilgili, enerji tasarrufu denkleminin bastırılması ihmal edilir. Ancak ek bir basitleştirme elde edilir.

Denklemler alanı etki alanında discretised ve zaman etki alanında, eğer zamanında bağımlılık bulunursa, böylece kısmi diferansiyel denklemler sistemi sonlu-fark denklemi sisteminin yerini alır. Sistem genellikle zaman etki alanında, doğrusal olmayan devreler için açıklandığı gibi benzer düzenleri ile çözülmüştür. İlk üç moment dahil modeller genellikle hidrodinamik modeller olarak anılır. Çeşitli dinamik, 2D formülasyonlar literatürde çoğu çok güçlü [6-11]; sıcak elektron etkisi, aşırı hız, yüzey, kanal dinamiği ve diğer efektler içinde nüfuz oldukça doğru bir şekilde tahmin edilmektedir. Ne yazık ki, bu modelleri, her zaman kritik sayısal yakınsama özelliklerine sahip olma eğilimi denklemlerin çözümü değildir. Tipik uygulamalar, GaAs tabanlı malzemeler üzerinde Doğum MESFETs, HEMTs ve HBTs analizidir. Yüksek elektron hareketlilik transistör (HEMT) bir bölümünde elektron sıcaklık dağılımı için tipik bir sonucu Şekil 3.1 'de gösterilmiştir.

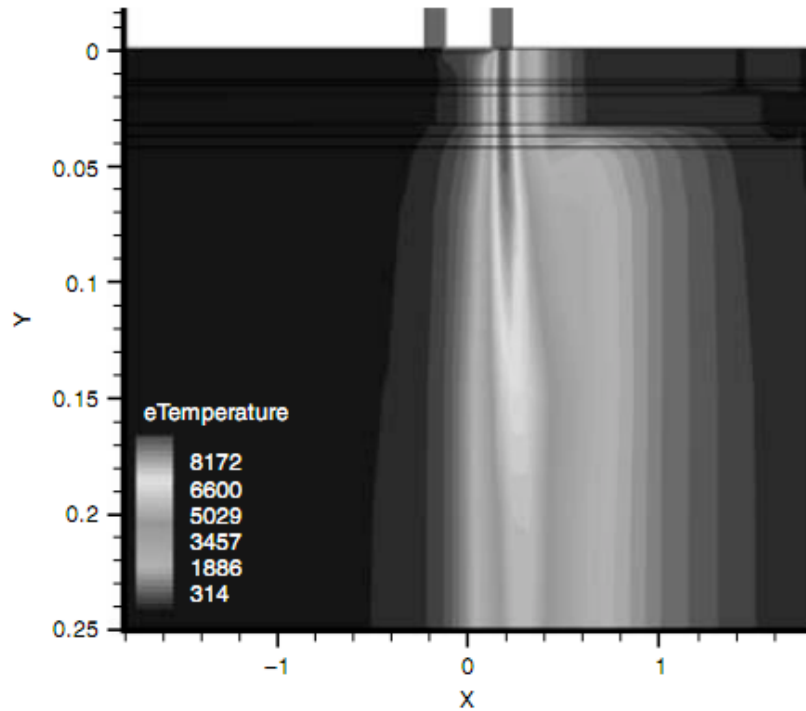


Figure 3.1 Electron temperature distribution in the section of an HEMT, computed with a 2D drift-diffusion model

Ve sürüklenme hidrodinamik-difüzyon yaklaşımlar, Şekil 3.2 'de, tahliye bir HEMT mevcut arasında bir karşılaştırma kapısı bir fonksiyonu-gerilim kaynağı olarak sürekli drenaj kaynak gerilimi için çizilmiştir.

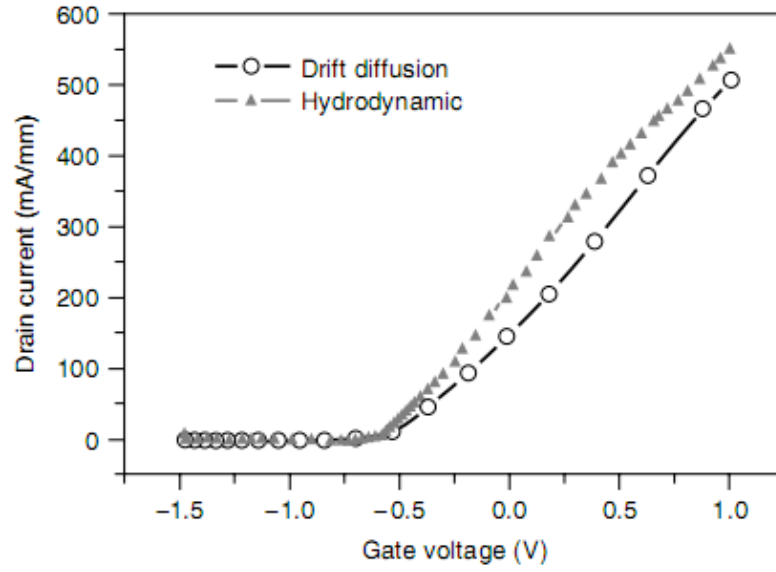


Figure 3.2 Drain current computed with a 2D drift-diffusion model and a hydrodynamic model

Stokastik modeller genellikle Monte Carlo modelleri olarak geçer. Bu yaklaşımda, yarıiletken malzemenin fiziği çok ayrıntılı bir şekilde kolayca hesaba alınır: Örneğin, grup yapısı veya saçılma olayların detaylı modeller doğru bir tanımı, denklemler eklenebilir.

Fiziksel modeller geleneksel cihaz optimizasyonu için kullanılır; Ancak, devre çözümleyici içinde pek çok uygulama önerilmiştir. İlk uygulamaların algoritmaları Kirchhoff denklemlerine dayalıdır [11, 22, 23, 28, 29]. Bu yaklaşımın amacı, bir istatistiksel analiz ve verim maksimizasyonu ile tasarım, doğru devre performansları hakkında üretim toleransları ve etkileri ile bir değerlendirme oluşturmaktır. Son zamanlarda, fiziksel modeller elektromanyetik alan çözümleyici dahil edilmiştir. Örneğin, dinamik, büyük sinyal benzeri bir HEMT milimetre olarak düzeninin etkilerinin tahmini için bir FDTD sayısal elektromanyetik alan çözücü akupule 2 boyutlu modeli dalga frekansları Şekil 3.4 'te gösterilir.

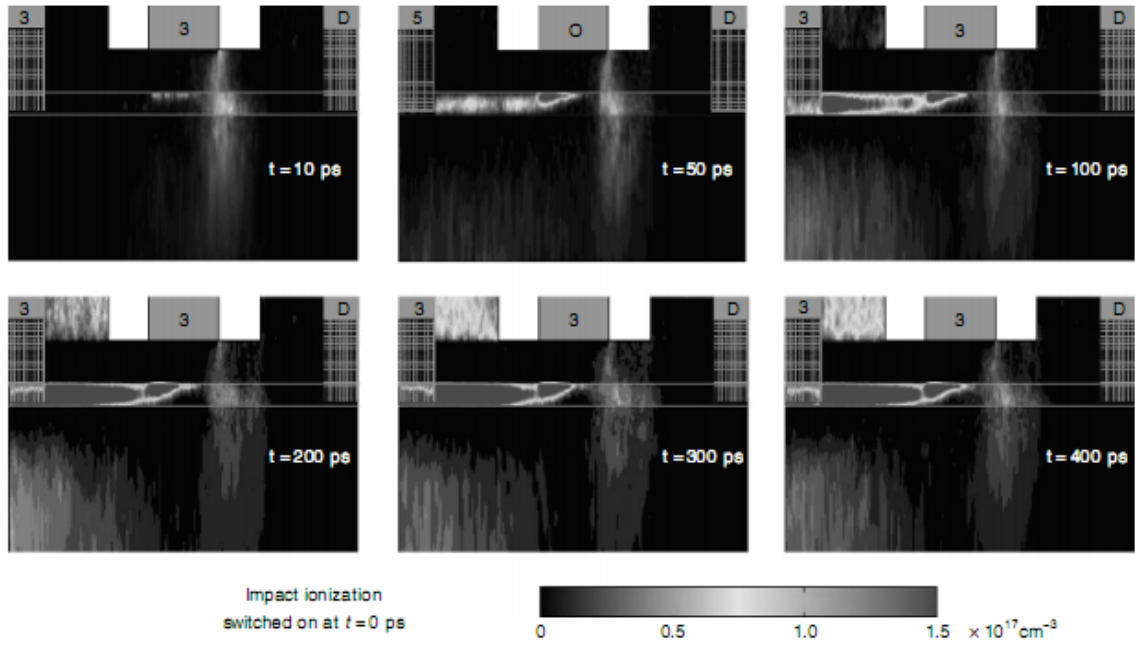


Figure 3.3 Evolution in time of impact ionisation in an HEMT computed with a Monte Carlo method

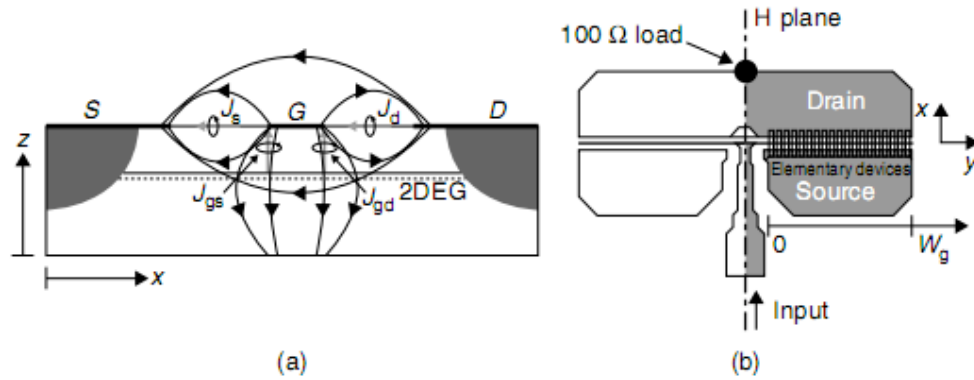


Figure 3.4 Cross section and top view of an HEMT showing the intrinsic and extrinsic regions

3.2.4 Analitik Modeller :

Bazı sadeleştirmeler yapılırsa, transport denklemleri analitik olarak çözülebilir. Bilinen bir yaklaşım Boltzmann denkleminin ilk iki momentlerini ve Poisson denklemini içerir. Bir boyutta ve kararlı durumda, enerji için basitleştirilmiş bir ifade ve türevleri alana göre ihmal edileceği benimsenmiştir. Elimizdeki elektronlar için (Ek A.9): j_n elektron akım yoğunluğu, τ_n nesil / rekombinasyon zamanı elektronlar için sabittir, D_n difüzyon sabittir, μ_n elektron hareketliliği, n_0 elektron denge yoğunluğu, E elektrik alan ve ϵ dielektrik sabittir.

$$\frac{dn}{dt} = 0 = \frac{\partial j_n}{\partial x} - \frac{(n - n_0)}{\tau_n} \quad (3.8)$$

$$j_n = q D_n \cdot \frac{\partial n}{\partial x} + q \mu_n \cdot E \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial E}{\partial x} = - \frac{q \cdot (n - n_0)}{\epsilon} \quad (3.10)$$

Bipolar junction transistör (BJT) için bu denklem çok basit analitik çözümü Ebers-Moll modelidir. Fiziksel veri malzeme açıklayan hareketlilik vardır, difüzyon sabitler, nesil / rekombinasyon zaman sabitleri ve dielektrik sabit; veri cihazın yapısını açıklayan kavşak alanı vardır, emetör, taban ve kollektör genişliği ve doping yoğunlukları. Sınır koşulları emetör de gerilimler dış terminallerinde uygulanan ve kavşak kanun / taban ve taban / kollektör eklemeler vardır. Ampirik parametre iki kavşak ve ideality faktördür. Analitik entegrasyon sonra, cihazın genel parametreleri bulunur: doygunluk ters akıntılar ve ulaşım faktörleri α_e ve α_c . Model, daha sonra şöyle olur.

$$\begin{aligned} I_c &= \alpha_e \cdot I_{0e} \cdot (e^{\frac{V_{be}}{n_e \cdot V_T}} - 1) + I_{0c} \cdot (e^{\frac{V_{bc}}{n_c \cdot V_T}} - 1) \\ I_e &= \alpha_c \cdot I_{0c} \cdot (e^{\frac{V_{bc}}{n_c \cdot V_T}} - 1) + I_{0e} \cdot (e^{\frac{V_{be}}{n_e \cdot V_T}} - 1) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Ebers-Moll modeli özellikle basit mikrodalga aygıtı birçok önemli etkilerini örneğin geçici veya eylemsiz (balistik) fenomenler olarak dikkate almaz.

Dikkat etmeliyiz ki; bu Ebers-Moll modeli burada fiziksel bir model olarak görülüyor, yine de parametreleri ölçümlerden ayıklanabilir bir deneysel model olarak görülebilir. Özellikle, basit bir eşdeğer devre (eşitlik 3.10) temsil edildiğinden, bir eşdeğer devre ampirik modeli (Şekil 3.5 te) görülebilir.

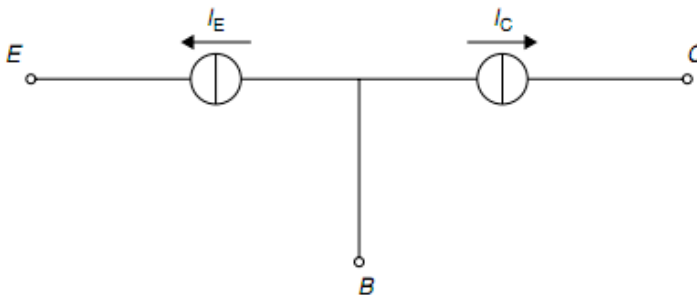


Figure 3.5 The equivalent circuit of the Ebers–Moll model

Daha karmaşık bir örnek metal yarıiletken alan için analitik modeli-etkili transistör (MESFET is) kademeli kanallı yaklaşımdır. Temel denklemleri yeniden Boltzmann denkleminin ilk iki momentler vardır, Bu, sürekliliği ve mevcut denklemleri ve Poisson denklemini (eqs. (3,8) olan - (3,10)), kararlı durum koşullarında veya geçici davranışta dahildir. Elektron hareket kaynaktan drain tek yönlü olduğu varsayılır; geçerli denkleminde zorlamadan terim sadece elektrik alanı-drift indüklenmektedir. Transport denklemleri nedenle bir boyutta çözülür; dahası, kanaldaki fiziksel miktarlar yavaş yavaş yüklü parçacıkların yayılma yönü boyunca değişebilir olduğu varsayılır. Kanal ya tamamen tükenmiş olması, yani sıfır elektron yoğunluğu veya sabit elektron yoğunluğu doping konsantrasyonu eşit olması ile kabul edilebilir. Poisson denklemini genellikle iki boyutta çözülür. Bazı modellerde ise, dikey ve yatay yönde çözümler yeniden ikilileştirilmişlerdir: tükenmiş bölge kapıdan aşağı dikey yönde kanalın yürütülmesi bölgeye entegre tarafından değerlendirilir; Mateyal veri dielektrik sabit, doping konsantrasyon ve yarı iletken içinde elektrik

alanı bir fonksiyonu olarak elektron hızıdır. Süre parçacık hız ve doymuş halde artan mobilité sıfır yüksek alanlar için; ara bölgede, eğri bir negatif eğimi negatif diferansiyel direnç karşılık düşük alanlar için, sürekli bir hareketlilik vardır. Geometrik veri uzunluk, derinlik ve kanal genişliği, ve kapı kaynak ve tüketen aralıklarıdır. Kanal basitleştirilmiş eşdeğer geometri ile birden fazla bölgeye, Şekil 3,7 gösterildiği gibi ayrılmıştır; transport denklemleri her bölgede çözülür. Poisson denklemi için sınır koşulları kaynak, kapısı ve drenaj elektrotlar ve kaynak ve ulaşım denklemler için kanalın drenaj ucunda tarafsızlık şart voltaj değerleridir. Çözüm genellikle sadece yarı-analitik olduğunu, çıkan mevcut ve şarj (veya kapasitans) denklemleri en modeller için gerekli bir sayısal çözümdür.

Kapı mevcut yerinden kapısının altında tükenmiş kapasitif bölgeye akım olarak hesaplanır. Bu maliyetten, tükenmesi [29, 42, 45] bölgesinde saklanan zamana göre türevi olarak ifade edilir . Bu alanda entegrasyonu ile elde edilen veya analitik formüller olarak basit bir geometri yoluyla yaklaşık olarak hesaplanması Şekil 3.7 gösterilmektedir.

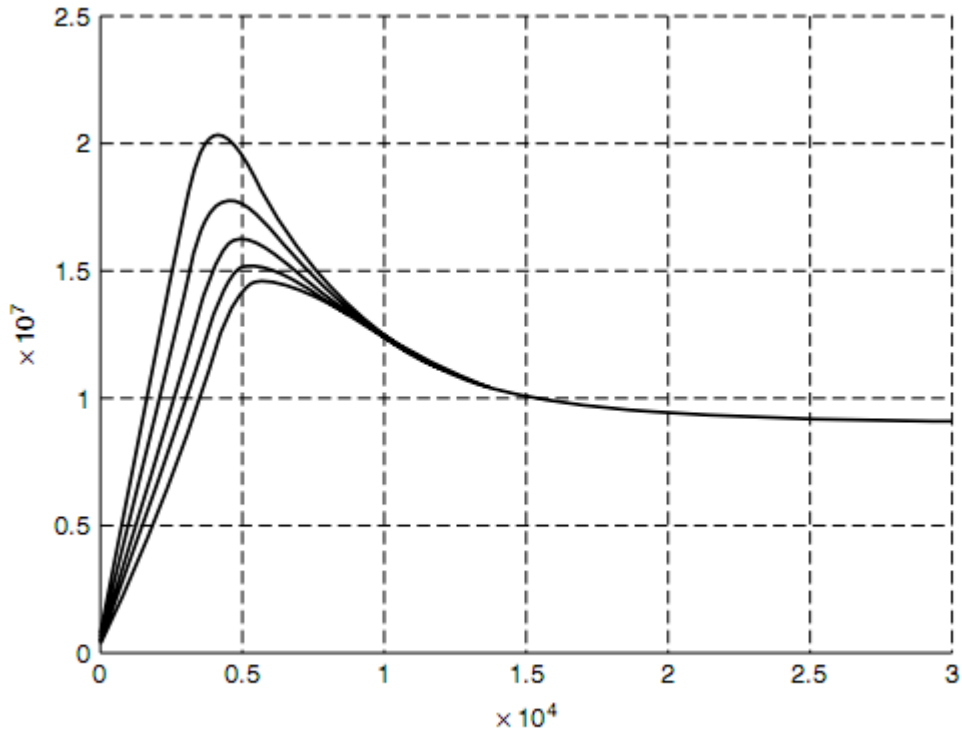


Figure 3.6 Velocity-field plot in GaAs for several doping concentrations

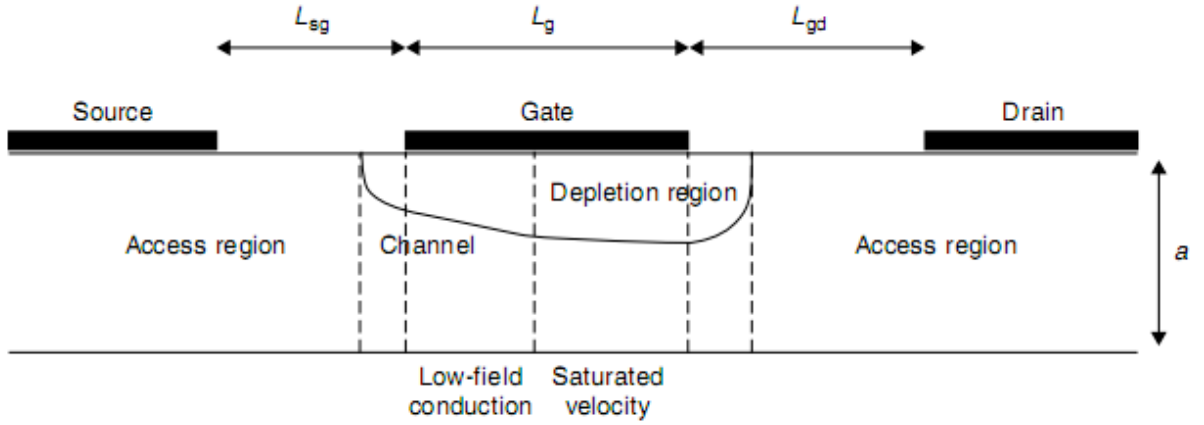


Figure 3.7 The MESFET channel in the gradual-channel approximation

MESFET e benzer şekilde, HEMT da Poisson-transport denklemleri [46-49 analitik çözümleri verilmiştir]. Bu durumda, kanal dikey kontrol kapısı bağımlılığı-eşdeğer sayfasının kanal gerilim-iki taşıyıcı yoğunluğu boyutlu elektron gaz heterointerface de (Şekil 3.8) ile örnek alınarak hazırlanmıştır. Birkaç basit formül, basit doğrusal yaklaşımlardan verilmiştir, [46, 47], genellikle düşük alan iletim bölgede sadece, doymuş hız bölgede daha sofistike olanlar kadar geçerlidir. [48, 49]. Akım-voltaj ve şarj türevleri, voltaj özellikleri MESFET aynı kurallara uygun ve iletim parazitler MESFET e genellikle dahildir.

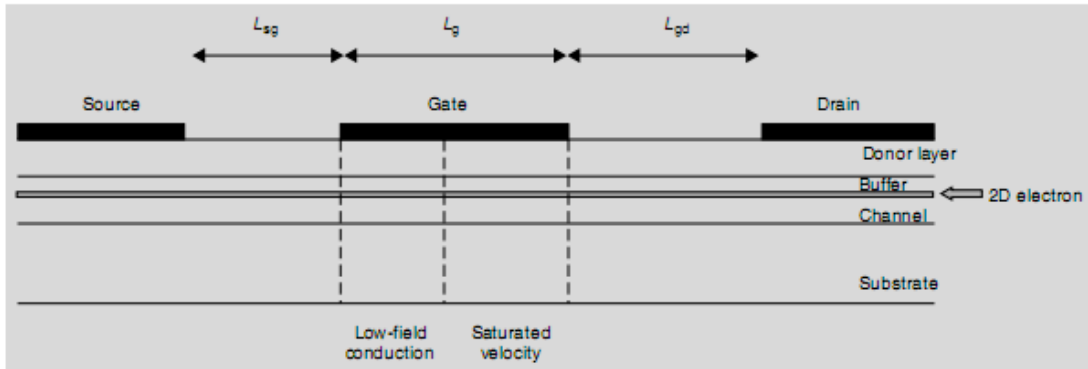


Figure 3.8 The simplified structure of an HEMT for analytical model calculation

Analitik modeller çok basit ve hızlı, ancak doğruluğu sınırlıdır; önce de belirttiğim gibi, bunların en faydalı özelliği ve tahmin olasılığıyla devre verimi optimize olasılığıdır. Aslında, analitik bir model de eşdeğer devre modeli olarak tedavi edilebilir olduğu parametreler elemanlarının doğrudan değerleri, daha ziyade analitik formülasyon hangi nedenle eşdeğer parametre olarak tasarlanmış oldukları vardır. [29, 52].

3.3 Eşdeğer Devre Modelleri :

Bu paragrafta, eşdeğeri ana türlerinin temel özelliklerini devre modelleri açıklanacaktır.

3.3.1 Giriş :

Ampirik modeller doğrusal olmayan devrelerin pratik ve doğru CAD seçim çözümüdür. Çaba uzun ölçümleri ve bazen zahmetli ekstraksiyon işlemleri için gerekli esnekliği ve bilgisayar için doğruluk açısından pays off-destekli tasarım uygulamaları ister. Eşdeğer devre modelleri CAD uygulamaları için en başarılı ampirik modellerdir. Aktif cihaz simülasyon programı içinde frekans elemanları genellikle lumped olan bir elektrik devresi, yöntemlerle bağımsız ama bağımlı gerilim değerleri tarafından örnek alındı. Dağıtık-elemanı eşdeğer devreler olarak doğrusal olmayan tasarımı için şimdiye kadar başarılı olmaması için iki önemli sebep: İlki, dağıtılmış doğrusal olmayan unsurları kolayca doğrusal olmayan CAD algoritmaları tarafından incelenememektedir; ikinci olarak, aktif cihazlar genellikle böyle bir biçimde iç cihaz içinde dağıtılan etkileri işletim frekans bandında önemsizdir fabrikasyon vardır. Tabii ki, dağıtılan erişim unsurları bir sorundur, frekans en azından-veya karma etki analizi yöntemleri; yine de, genellikle lumped elemanları tarafından doğruluğu önemli bir kaybı olmadan değiştirilir, cihazların küçük boyutları verilmemektedir. Sürece tamamen frekans alanı yaklaşım benimsenmesi Frekans bağımlı doğrusal olmayan elemanlar doğrusal olmayan analiz algoritmalar için sorunlar oluşturabilir; bu durumda, daha sonra bu modeller oldukça pratik olur. Şimdiye kadar , hiçbir ticari CAD programı frekans alanında mevcut değildir.

Tüm eşdeğer devre modelleri iki subnetworkte yapılmıştır: Bir dış, doğrusal bir temas dirençleri, ped capacitances veya satır veya tel inductances, doğrusal olmayan bir iç cihaza karşılık gelen gibi paraziter erişim öğelere karşılık gelende ikincidir.

Black-box modeli, prensipte cihazın fiziksel yapısı hiç bilgi gerektirmez; Ancak, çoğu ya dışsal öğeleri veya iç cihazın davranışı bazı hipotezlerin öne çıkarılması gerekir. Biz bu modelleri yarı-siyah-kutu modelleri olarak isimlendireceğiz. Doğrusal olmayan modelleri tartışmadan önce; aşağıda doğrusal modelleri kısa bir tekrarlama yapacağız. Sonra, prosedür ve kısıtlamalar bir doğrusal olmayan modele doğrusal gelen uzantısı için açıklanmıştır. Son olarak, birlikte ekstraksiyon prosedürü örneği ile bazı doğrusal olmayan modeller tanıtılmaktadır.

3.3.2 Lineer Modeller

Lineer analiz için bir frekans bağımlı modeli, bir sinyal her frekans bileşeni frekans alanında diğerleri bağımsız olarak kabul edilebilir. Bu nedenle, herhangi bir genel frekans bağımlı karmaşık dört bir iki parametre eşdeğeri temsil-port aygıt kullanılabilir. Pratikte de mikrodalga ve milimetre dalga frekansları saçılma parametreleri yaygındır. Örnek olarak, bir Y- matris dört karmaşık frekans bağımlı başvuruda parametreleri ile eşdeğer ağ Şekil 3.9 da gösterilmiştir. Eğer cihaz karşılıklı olursa, ağın yalnızca üç karmaşık parametresi vardır. Şekil 3.10. Eğer cihazın kapasitif reaktif davranışı, bir eşdeğer bu ağın devre gösterimi Şekil 3,11 gösterilir. Başvuru parametreleri:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= g_i(\omega) + j\omega C_i(\omega) \\ Y_{12} &= g_{mr}(\omega) + j\omega C_{mr}(\omega) \\ Y_{21} &= g_{mf}(\omega) + j\omega C_{mf}(\omega) \\ Y_{22} &= g_o(\omega) + j\omega C_o(\omega) \end{aligned} \quad (3.12)$$

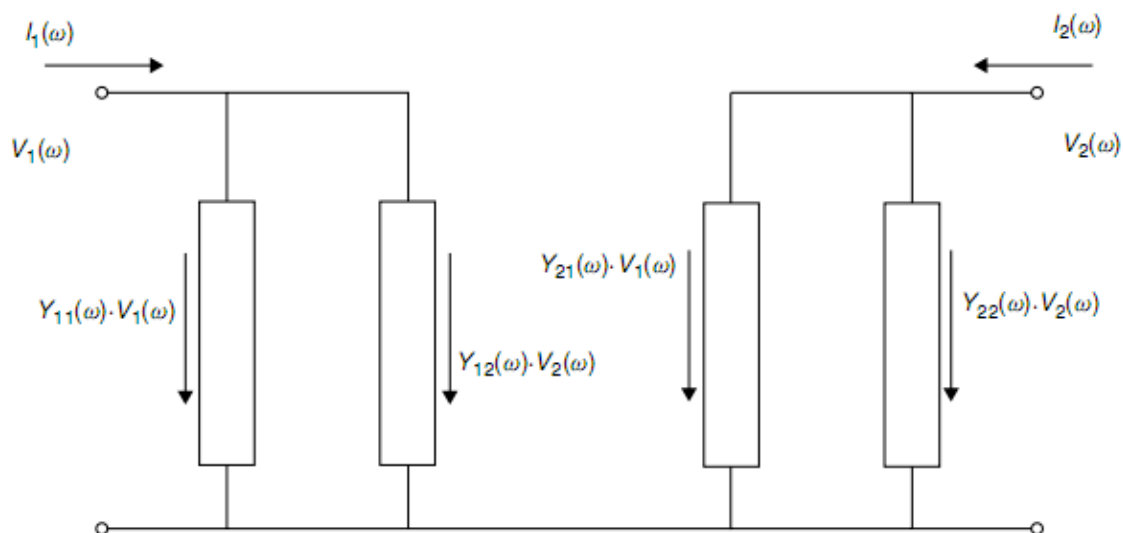


Figure 3.9 An admittance-parameters equivalent network

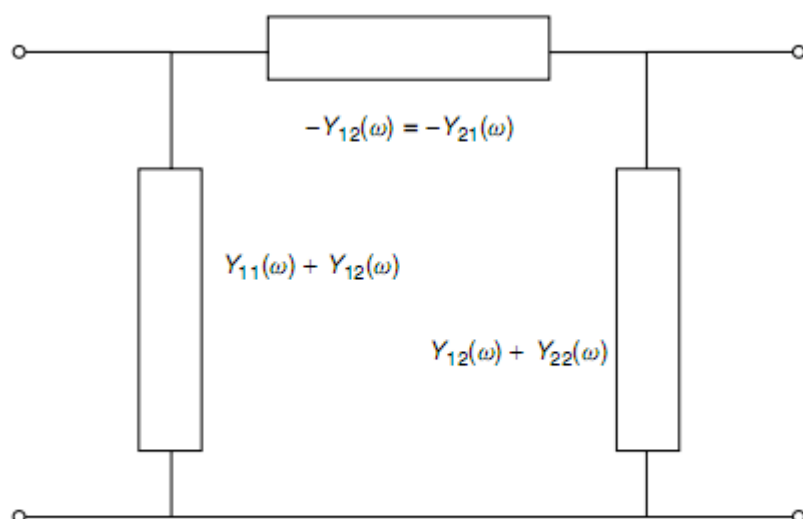


Figure 3.10 A reciprocal equivalent-pi network

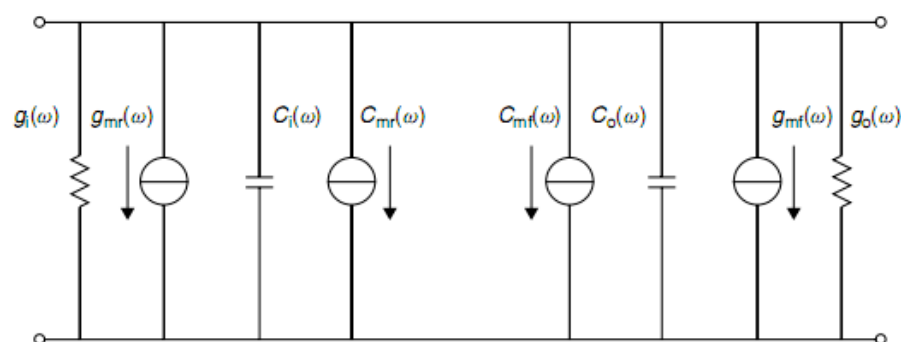


Figure 3.11 An equivalent-circuit representation of the admittance-parameter network for a resistive-capacitive device

Başvuru parametrelerinin gerçek parçaları conductanlar ve transconductanlar; hayali parçaların capacitanslar ve transcapacitanslardır.

Bu devre kolay iletim ve dış akımları açısından, dirençler ve capacitanslar yerine (Şekil 3,12) yeniden yazılırsa; iletim akımları şöyle yazılır.

$$\begin{aligned} I_{c1} &= I_{c1}(V_1, V_2) = g_i \cdot V_1 + g_{mr} \cdot V_2 \\ I_{c2} &= I_{c1}(V_1, V_2) = g_{mf} \cdot V_1 + g_o \cdot V_2 \end{aligned} \quad (3.13)$$

cihazın doğrusallığı yüzünden. Benzer şekilde, yerinden akımlar şöyle yazılır.

$$\begin{aligned} I_{q1} &= \frac{dQ_1(V_1, V_2)}{dt} = \frac{d}{dt} \cdot (C_i \cdot V_1 + C_{mr} \cdot V_2) = C_i \cdot \frac{dV_1}{dt} + C_{mr} \cdot \frac{dV_2}{dt} \\ I_{q2} &= \frac{dQ_2(V_1, V_2)}{dt} = \frac{d}{dt} \cdot (C_{mf} \cdot V_1 + C_o \cdot V_2) = C_{mf} \cdot \frac{dV_1}{dt} + C_o \cdot \frac{dV_2}{dt} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Burada giriş ve çıkış ücretleri tanıtılmıştır. Conductanslar açısından akımları ve sarjlar ve diferansiyel küçük sinyal devre açısından ayrılmaz açıklamasına arasındaki yazışmalar ve capacitanslar tarafından tanımlanır.

$$\begin{aligned} g_i &= \frac{\partial I_{c1}}{\partial V_1} & g_{mr} &= \frac{\partial I_{c1}}{\partial V_2} & g_{mf} &= \frac{\partial I_{c2}}{\partial V_1} & g_o &= \frac{\partial I_{c2}}{\partial V_2} \\ C_i &= \frac{\partial Q_1}{\partial V_1} & C_{mr} &= \frac{\partial Q_1}{\partial V_2} & C_{mf} &= \frac{\partial Q_2}{\partial V_1} & C_o &= \frac{\partial Q_2}{\partial V_2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Eğer cihaz karşılıklıysa;

$$g_{mr} = g_{mf} \quad C_{mr} = C_{mf} \quad (3.16)$$

Veya;

$$\frac{\partial I_{c1}}{\partial V_2} = \frac{\partial I_{c2}}{\partial V_1} \quad \frac{\partial Q_1}{\partial V_2} = \frac{\partial Q_2}{\partial V_1} \quad (3.17)$$

ve eşdeğer devre (Şekil 3,13) teki gibi olur.

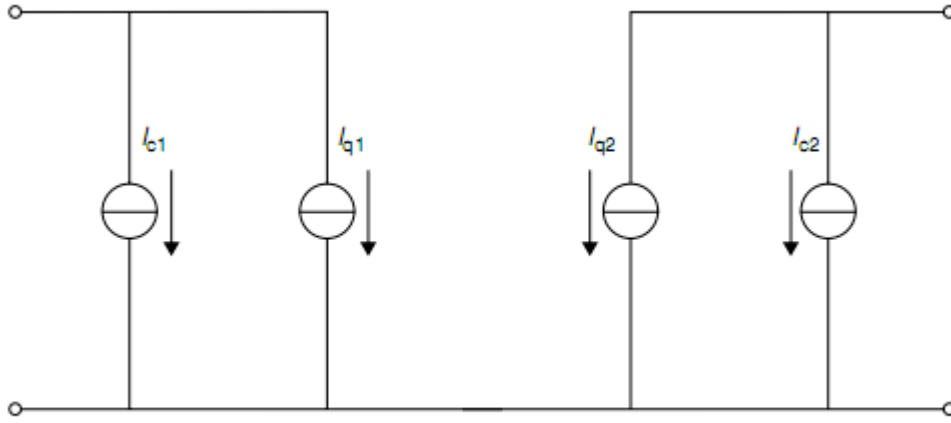


Figure 3.12 A current-charge equivalent network

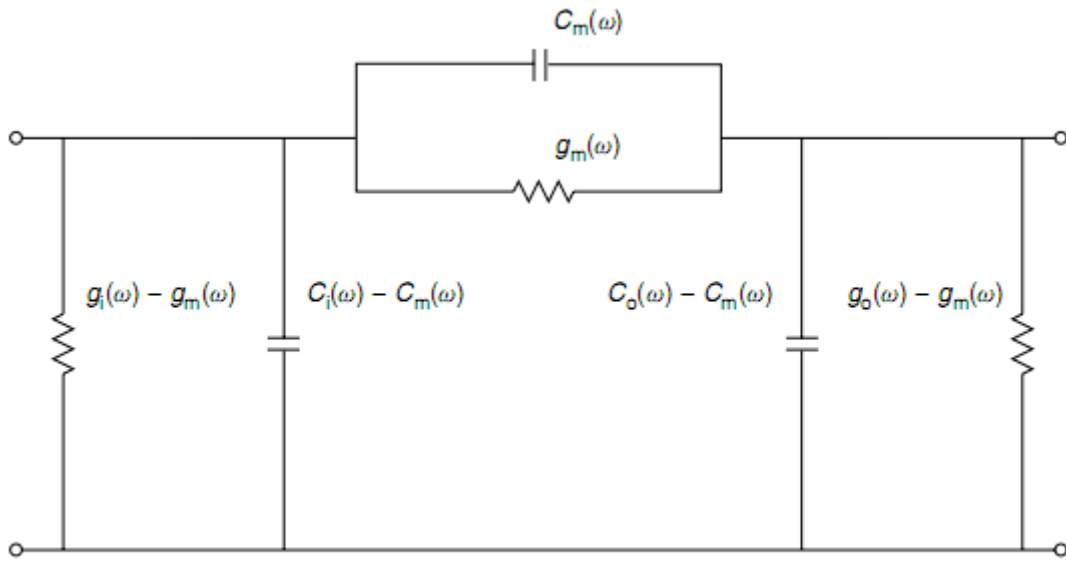


Figure 3.13 A reciprocal resistive-capacitive equivalent circuit

Aslında, iletim akımları olmayan karşılıklı ilgi tüm aktif cihazlar bulunmaktadır.

Bazen mümkün veya arzu edilir bir iletim akımları da cihaz içinde sarjlar açısından ifade edilebilir. Bu durumda olursa, iletim akımları :

$$\begin{aligned} I_{c1} &= I_{c1}(V_1, V_2) = k_i \cdot Q_1(V_1, V_2) + k_{mr} \cdot Q_2(V_1, V_2) \\ I_{c2} &= I_{c1}(V_1, V_2) = k_{mf} \cdot Q_1(V_1, V_2) + k_o \cdot Q_2(V_1, V_2) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Bu bir şarj kontrol modeli olarak adlandırılır. Örneğin, iletim ileri-önyargılı pn kavşak içinde difüzyon şarj rekombinasyon zaman bölünerek yazılabilir:

$$i = \frac{Q_n}{\tau_n} + \frac{Q_p}{\tau_p} \quad (3.19)$$

difüzyon şarj şöyle ifade edilir:

$$Q_n = A \cdot q n_0 \cdot L_n \cdot \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad Q_p = A \cdot q p_0 \cdot L_p \cdot \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad (3.20)$$

Bu, eşdeğer iletim akım için genel ifade şöyledir:

$$i = \frac{A \cdot q n_0 \cdot L_n \cdot \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right)}{\tau_n} + \frac{A \cdot q p_0 \cdot L_p \cdot \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right)}{\tau_p} = i_0 \cdot \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad (3.21)$$

Modelin parametrelerin sayısı belli şekilde aynıdır.

Eğer aygıt sekiz eşdeğer devre parametreleri frekans-bağımsızsa, cihaz yarı-statiktir, çünkü akımlar ve şarja verilen zamanda gerilimler cihazın port hazır üzerinde aynı anda bağlıdır. Diğer bir deyişle, cihaz anında giriş sinyaline yanıt verir. Doğal olarak, eşdeğer devre ile bir ağ kabulü, ancak herhangi bir eşdeğerle temsil edilebilir; Örneğin, bir T ağın bir empedans-matris temsili veya melez bir ağla ilişkili olması. Örneğin, iki kutuplu transistör için Giacoletto modeli yarı-statik kabulü-matrix ağ eğer ihmal baz direnci r_{bb} ve taban-kollektör direnci r_{bc} , Şekil 3,14 te gösterilir. Ağında reactances karşılıklı olduğundan, devre Şekil 3,15 teki gibi yeniden çizilebilir.

Eğer cihaz yarı statik değilse, ya frekans bağımlı elemanları veya zaman ertelenen yanıtları bir devrede bulunması gerekir. Örneğin, temel direnç r_{bb} Giacoletto eşdeğer devre, mevcut kollektör-emiter akım kaynağı ihmal edildiğinde, gerilim V_{BE} dış tabandır çünkü düşük davranış geçidin emiter voltajı V_{BE} ile ilgili gecikmiş tarafından kontrol edilmektedir; iki kavşaktaki sarjlar, gecikmiş gerilim V_{BE} ile orantılıdır. yarı-statik olmayan devre (Şekil 3,16) da gösterilmiştir. Başka bir örnek, transistörün basit bir yarı-bir alanın statik eşdeğer devre etkisi Şekil 3,17 de gösterilir.

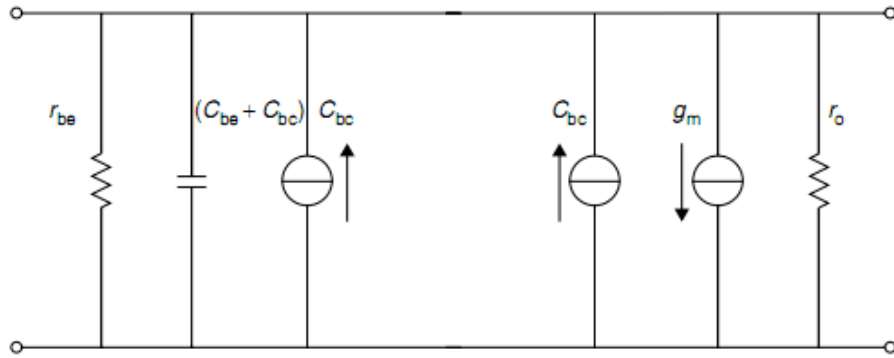


Figure 3.14 A quasi-static, simplified Giacoletto equivalent network for a bipolar transistor with non-reciprocal capacitances

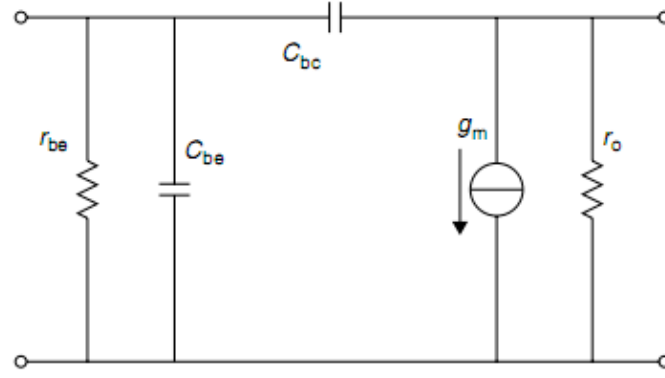


Figure 3.15 A quasi-static, simplified Giacoletto equivalent network for a bipolar transistor

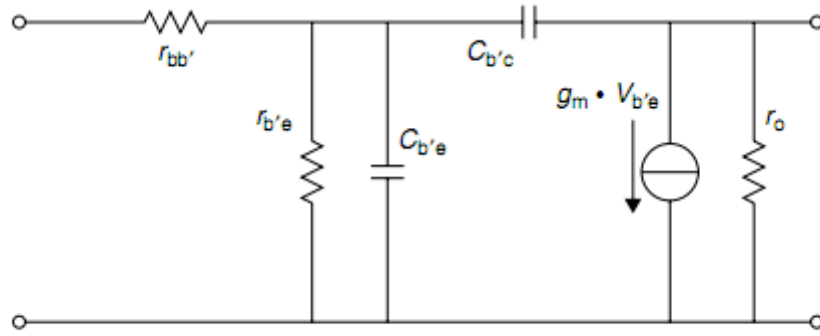


Figure 3.16 The non-quasi-static Giacoletto equivalent network for a bipolar transistor

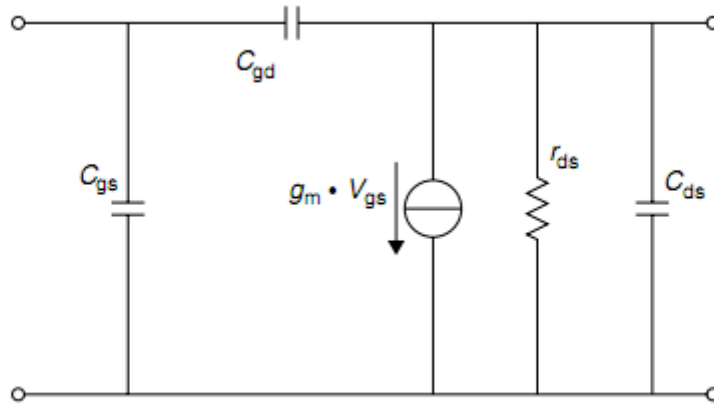


Figure 3.17 A quasi-static equivalent network for a field-effect transistor

Devre ı bir veya daha fazla değişiklik yapılrısa yarı-statik olmayan hale gelir: Örneğin, bir gecikme RC devresi giriş mesh, ve drenaj kaynak akım kaynağı kapısı kaynak kapasitans veya voltaj sabit bir değer τ gecikmelidir ve genelinde gerilim tarafından kontrol edilir. Tüm bu değişiklikler Şekil 3,18 tanıtılmaktadır.

Frekans alanında, drenaj-kaynak akım kaynağı olarak yazılabilir:

$$I(\omega) = g_m \cdot e^{j\omega\tau} \cdot V_i(\omega) \quad (3.22)$$

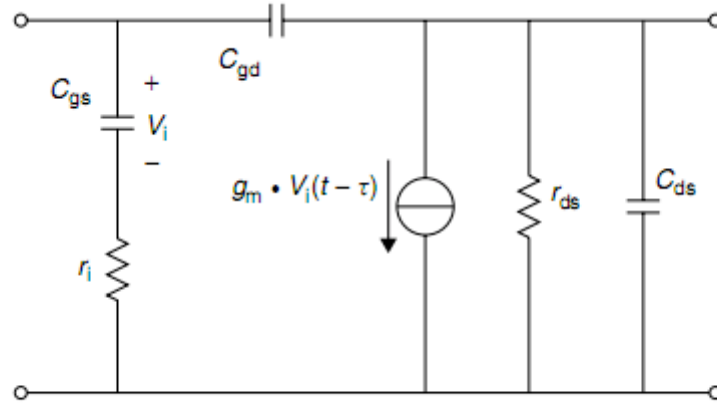


Figure 3.18 A non-quasi-static equivalent network for a field-effect transistor

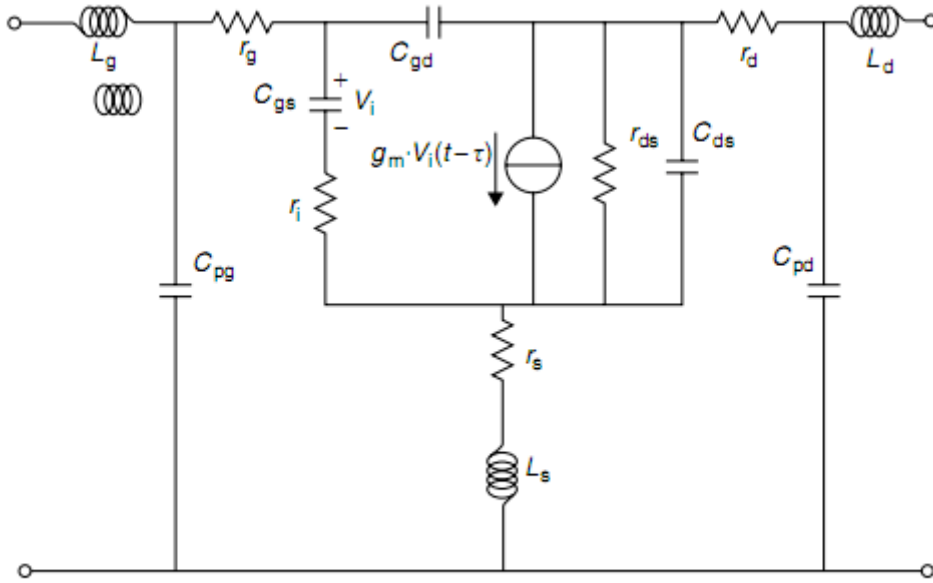


Figure 3.19 A complete equivalent circuit for a field-effect transistor

Daha eşdeğer devre elemanları, sadece frekans-bağımsız elemanlar ile cihazın gerçek davranışı temsil devre elemanları ile genellikle eşdeğer olması amacıyla eklenir. Örneğin, iletişim dirençleri, ped capacitances veya çizgi inductances gibi parazit etkilerini ayrı elemanlar tarafından modellenmiştir; tam bir eşdeğer devre, gibi görünebilir Şekil 3,19 da gösterilmektedir.

3.3.3 Lineerden Nonlineere:

Bu paragrafta, lineer eşdeğer devrelerin uzantısından doğrusal olmayan kavramları açıklanmıştır.

Doğrusal model ne olursa olsun türü söz konusu olduğunda, bir doğrusal olmayan temsili bir doğrusal bir görünüşte basit yoldur. Üzerinde bir doğrusal model için iletim akımları ve gerilimleri sarja göre doğrusal kabul edilmiştir; basitlik için, güncel bileşenler doğrusal bir bağlantı cihazı iletim ve yer değiştirme işlemini ele alalım. (Şekil 3.20) çalışan bir örnektir.

$$I = I_c + I_q \quad (3.23a)$$

$$I_c(V) = g \cdot V \quad (3.23b)$$

$$Q(V) = C \cdot V \quad I_q = \frac{dQ(V)}{dt} = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (3.23c)$$

Gerçek cihazlarda, doğrusallık ilişkileri sadece etrafında küçük sakin noktası veya önyargı noktası perturbations tutar. (Şekil 3,21) .

$$V = V_0 + v(t) \quad (3.24)$$

$$I_c(V) = I_c(V_0) + \left. \frac{dI_c}{dV} \right|_{V=V_0} (V - V_0) + \dots = I_{c0} + g \cdot v(t) + \dots \quad (3.25a)$$

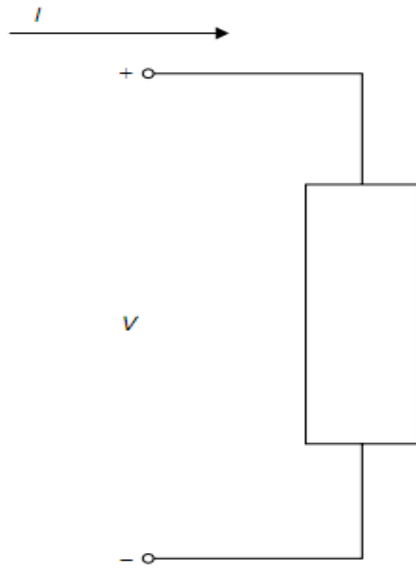


Figure 3.20 A one-port element

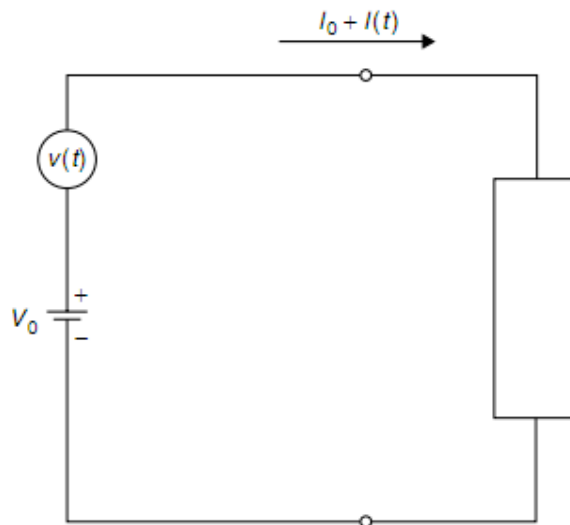


Figure 3.21 A one-port nonlinear element with a combined DC and RF excitation

$$Q(V) = Q(V_0) + \left. \frac{dQ}{dV} \right|_{V=V_0} (V - V_0) + \dots = Q_0 + C \cdot v(t) + \dots \quad (3.25b)$$

$$I_q(V) = \frac{dQ(V)}{dt} = C \cdot \frac{dv(t)}{dt} + \dots \quad (3.25c)$$

Taylor serisi ilk sıra dönemden sonra kesilir, bu küçük pertürbasyon için basit bir eşdeğer ağ (Şekil 3,22) e karşılık gelir.

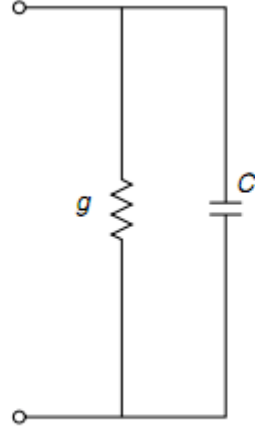


Figure 3.22 A one-port resistive–capacitive element

İletkenlik ve kapasitans bir artımlı (küçük-sinyal) ölçüm itibaren belirli bir önyargı noktada değerlendirilebilir, örneğin bir başvuruda ölçüm:

$$\overline{V}(\omega) = \mathfrak{F}(v(t)) \quad \overline{I}(\omega) = \mathfrak{F}(i(t)) \quad Y(\omega) = \frac{\overline{I}(\omega)}{\overline{V}(\omega)} = g + j\omega C \quad (3.26)$$

$\mathfrak{F}$ sembolü bir Fourier dönüşümü gösterir. Eğer cihaz bir yarı-statikse, iletkenlik ve kapasitans frekans ile sabit bulunmaktadır. Gerçek cihazlar için, daha gerçekçi ama benzer eşdeğer devreler için ekstraksiyon yöntemleri kullanılabilir ve Bölüm 3.3.4 te açıklanacaktır.

Eğer şimdi bizim tek doğrusal küçük sinyal modeli sadece tanımlanmış bağlantı noktası cihazın lineer olmayan bir model almak istiyorsanız, birçok önyargı noktalarda, yani önyargı voltaj V_0 birçok değerleri için bu örnekte ölçümler ile tekrar deneyebilirsiniz.

$$g(V_0) \quad C(V_0) \quad (3.27)$$

İlke olarak, uygulanan gerilim üzerine elemanlarının değerlerin doğrusal olmayan bağımlılığını bulmuştuk Şimdi, integral parametrelerin uygulanan gerilim üzerinde bağımlılık hesaplayabiliriz, mevcut ve şarj, basit entegrasyonu:

$$I(V_0) = \int_0^{V_0} g(\beta) \cdot d\beta \quad Q(V_0) = \int_0^{V_0} C(\beta) \cdot d\beta \quad (3.28)$$

İletim akımı için, ayrıca bir alternatif olanağı: doğrudan DC ölçüm olmasıdır, bu besbelli şarj için mümkün değildir.

Bir doğrusal olmayan devre ise, büyük sinyal gerilimi doğrusal olmayan eleman uygulanan yukarıdaki gibi DC miktar değildir. Bir yarı iletken cihaz, kendisinde iletim olayları veya şarj davranışlarını etkiler. Olgulardan birisi güç cihazın voltaj ve akım ve elektrik sinyali tarafından dağılması nedeniyle sıcaklık artış veya azalmasıdır; diğeri taşıyıcıların yarıiletken malzemede yakalanmasıdır. Bu iyi bilinen bir olgudur; tipik bir örnek ölçümünde Histerizis I / V özellikleri, zaman ölçüm ısıtma sağlamak için yeterince hızlı değil veya cihazın yol boyunca, hızlı ısınmasını önlemek için yeterince yakalama yapılması olduğunu ya da dönme sırasında yakalanması. (Şekil 3,23).

Düşük frekanslarda akım eğrilerinin genellikle özellikleri düşük frekanslı dispersiyon olarak adlandırılır.

Bir port-aygıt ve iletim akım için yalnızca üç olası ölçümlerin durumunun devam etmesini sağlayalım.

İlk olarak, iletim mevcut statik koşullarda, ölçülür, yani bir DC gerilim uygulayarak ve eğrisi (Şekil 3.24) boyunca birçok noktada DC akım ölçülmüştür.

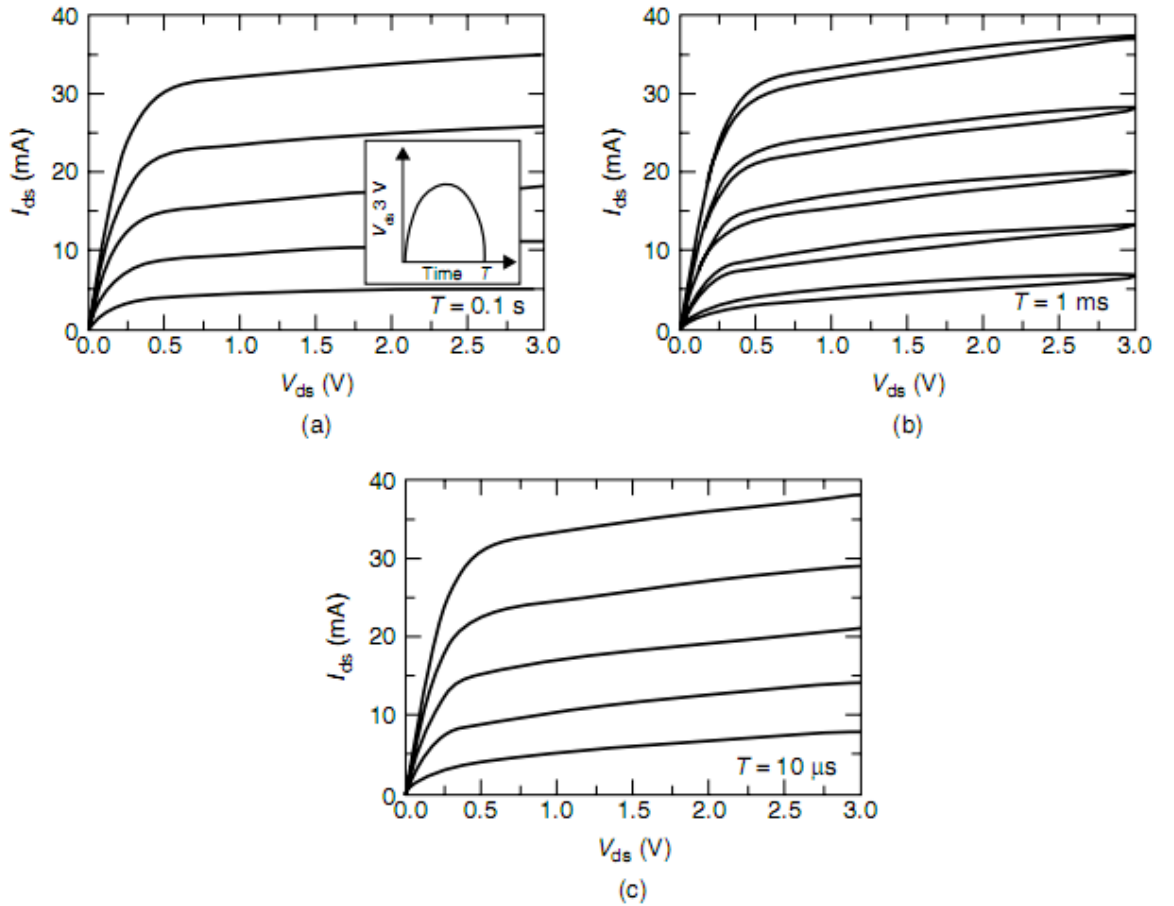


Figure 3.23 (a) Slow swept measurement of the I/V output characteristics of an MESFET showing the DC behaviour of the device; (b) medium-speed swept measurement showing hysteresis; (c) fast swept measurement showing no hysteresis

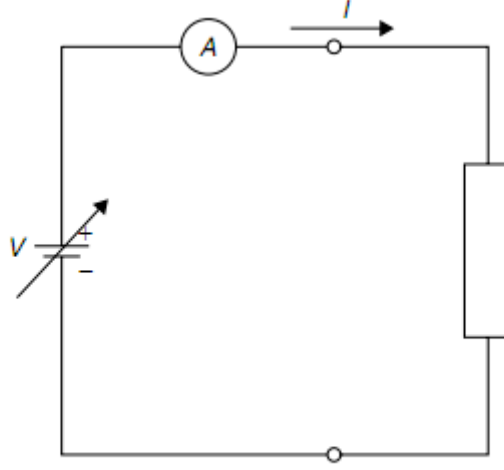


Figure 3.24 A DC current–voltage measurement scheme

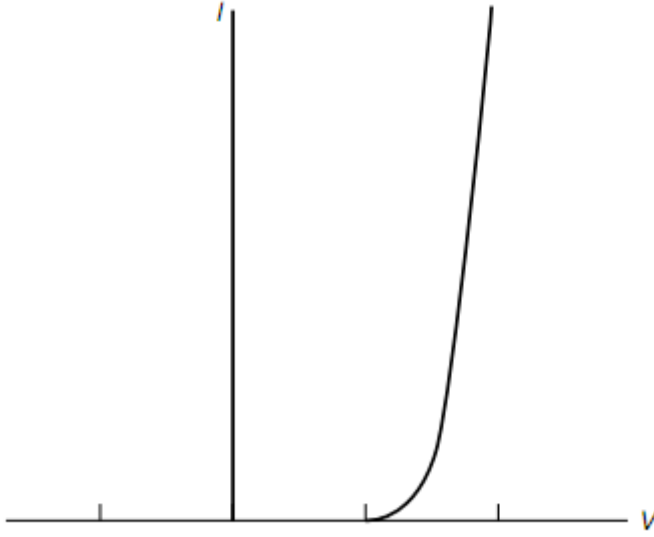


Figure 3.25 A DC I/V curve for a diode

İkincisi, hızlı süpürülmüşölçüm yapılır, yani n voltaj ve süpürülmüş olan mevcut I / V eğrisi bir süre yavaş, olayların zaman sabitleri daha kısa; genellikle, aşağıda 100 NS, tüm boyunca ölçülen hangi bir ekonomik hızı (Şekil 3,26) da gösterilmiştir.

Şekildeki devre şöyle hesaplanır.

$$I(t) = \frac{V_{\text{sense},1}(t) - V_{\text{sense},2}(t)}{R_{\text{sense}}} \quad (3.29)$$

anlamli gerilimler ölçülür, örneğin, bir örnekleme osiloskop tarafından

$$V_{\text{sweep}}(t) = \overline{V_{\text{sweep}}} \cdot \sin(\omega t) \quad (3.30)$$

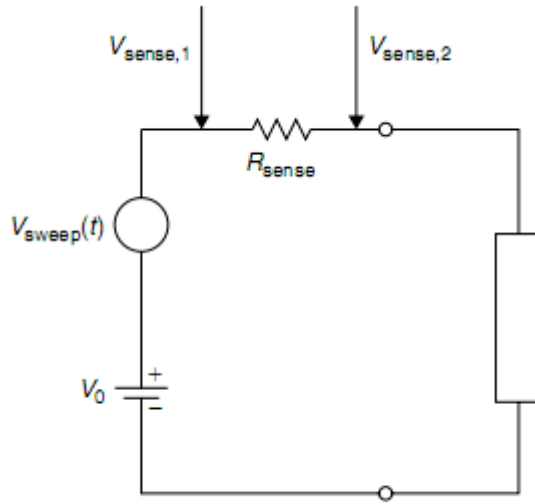


Figure 3.26 A fast current–voltage measurement scheme

yeterince yüksek ω ile (10 MHz yukarıda), ve tüm eğrisi kapsayan V_{sweep} için yeterince büyük bir genlik örneği.

Aslında, gerilim süpürme farklı bir önyargı noktası, her zaman başlangıç yapılabilir. Farklı bir eğri her önyargı noktası V_0 için elde edilir; çünkü sıcaklık ve cihazın olumsuzlukları sadece durum sakın noktasına bağlıdır (Şekil 3,27).

Aslında, aynı eğrileri kısa bir süre için ilgili eğrisi, daha sonraki geçerli ölçüm gerilimi tüm noktalarına çapraz noktadan Pulsing tarafından ölçülebilir. Tipik bir kurulum ve darbeli gerilim ve akımları bir dizi bir FET durumunda Bölüm 2.4, Şekil 3,20 ve 3,21 gösterilir. Bu düzenleme aslında en yaygın olandır, bu nedenle, izotermal ve 'hızlı isotrap' geçerli ölçümleri de darbeli ölçümleri denilmektedir.

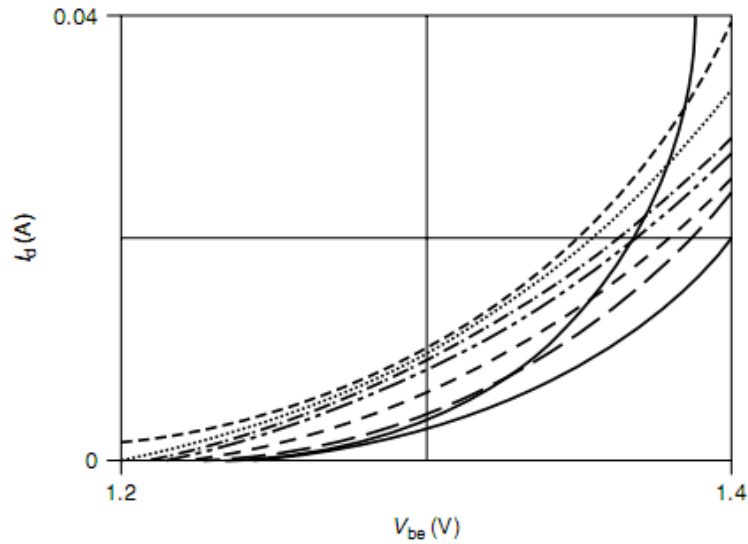


Figure 3.27 A DC I/V curve with several fast I/V curves from different bias points for a diode

Üçüncü olarak, cihaz eğrisi boyunca birçok noktada , diferansiyel (küçük-sinyal) kondüktans bir mikrodalga ölçülür. Uygulamada, küçük sinyal S-parametre ölçümleri ve yansıma

katsayıları gerçekleştirilir. Küçük sinyal kondüktans hızlı ölçüm noktasından yapılan teğete karşılık gelmektedir (Şekil 3,28). Bu kolay ölçüm ayar için büyük hızlı sinyal ölçümleri göz önüne alarak, ve standart vektör şebeke analizörü karşılaştırarak görülür.

DC eğrisi yavaş veya sabit olayların simülasyonu için kullanılmalıdır. Darbeli eğrileri mikrodalga ve simülasyon için büyük sinyallerinin kullanılması gerekir; bu durumda, eğri olan büyük operasyon sinyali olarak aynı sakin noktasından ölçülen olmalıdır.

Eğri küçük sinyal ölçümlerinin entegrasyonu, sonunda elde edilen, fiziksel olarak doğru değildir ve asla kullanılmamalıdır. Ne yazık ki, bu doğrusal olmayan modellerin ayıklamak için popüler bir yöntemdir. çünkü aynı zamanda en pratik ve geleneksel hem enstrümantasyon ve çıkarma işlemi bakış noktası değildir.

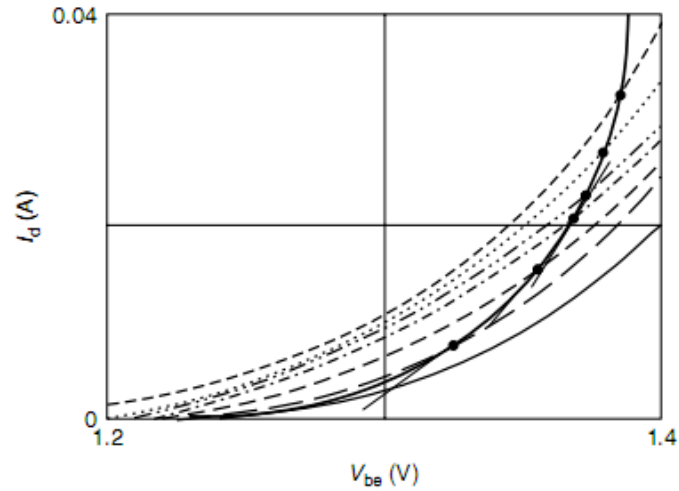


Figure 3.28 A DC I/V curve with the differential (incremental) conductances at several bias points

Eğer Şekil 3,27 ölçümler mevcutsa, o zaman I / V özellikleri, aşağıdaki genel şekle sahip EQ ya eşdeğerdir. (2,2) Bölüm 2:

$$i(t) = i(v_{DC}, T, v(t)) \quad (3.31)$$

DC eğrisi açıkça yukarıdaki formülün zaman anı voltaj DC gerilim ile denk bir durumda, elde edilir:

$$i_{DC}(t) = i(v_{DC}, T, v_{DC}) \quad (3.32)$$

Küçük sinyal veri düzeltme için bir prosedür amacıyla sıcaklık ve tuzak etkisi için ileri sürülmüştür, belli varsayımlar altında, tutarlı büyük modelleme sinyal küçük sinyal parametreleri kullanımına izin verilir.

$$i(t) = i_{DC}(u(t)) = i_{DC}(v(t) - \Delta v) \quad (3.33)$$

Düzeltme statik ve gerçek gerilim değeri arasındaki farkın bir kısmı şu şekilde yazılabilir:

$$\Delta v = \alpha \cdot (v(t) - v_{DC}) \quad (3.34)$$

Eğer aynı anı voltaj farklı bir bias point'e ulaşırsa; benzer bir ifade (Şekil 3,30) gösterilir:

$$i'(t) = i_{DC}(u'(t)) = i_{DC}(v(t) - \Delta v') \quad (3.35)$$

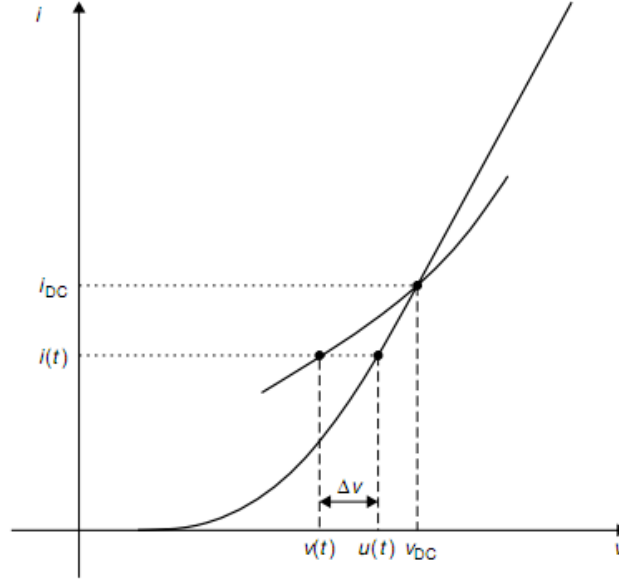


Figure 3.29 The current in large-signal conditions obtained from the DC curve at an offset voltage

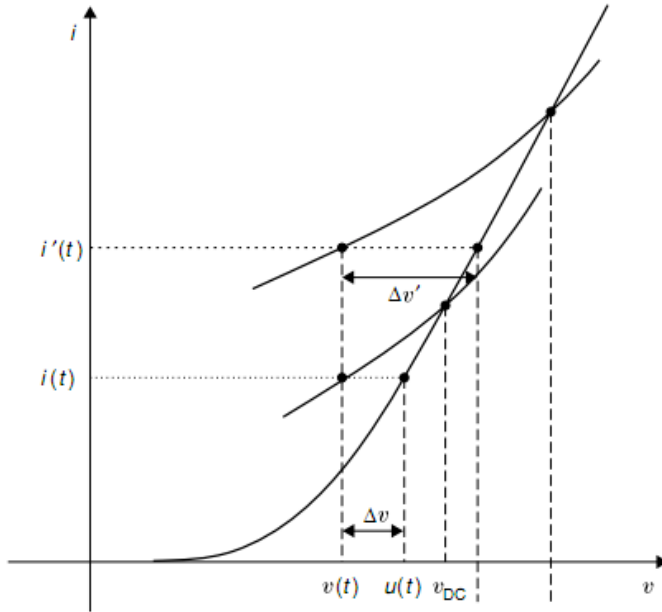


Figure 3.30 The current in large-signal conditions from two different bias points

Düzeltilme benzer şekilde de ifade edilebilir:

$$\Delta v' = \alpha' \cdot (v(t) - v'_{DC}) \quad (3.36)$$

a $v(t)$ 'nin V_{DC} 'ye çok yakın olduğunu görmek kolaydır, yani küçük bir artımlı anlık sinyal (Şekil 3.30)

$$g_{ss} = \left. \frac{di}{dv} \right|_{ss} \cong \frac{i(t) - i_{DC}}{v(t) - v_{DC}} = \frac{1}{(1 - \alpha)} \cdot \frac{i(t) - i_{DC}}{(u(t) - v_{DC})} \cong \frac{1}{1 - \alpha} \cdot \left. \frac{di}{dv} \right|_{DC} = \frac{g_{DC}}{1 - \alpha} \quad (3.37) \quad g_{ss}$$

küçük, darbeleri eğri teğet artan iletkenlik sinyal, GDC DC eğrisinin teğet olduğu. α parametresi hemen değerlendirilir. Ancak bu parametre α anlık makul bir fonksiyonudur gerilim V; Bu nedenle, değerlendirme I / V eğrisi boyunca tüm gerilimleri için tekrarlanmalıdır.

Eğer mevcut bir doğrusal etkisi fiziksel olarak, farklı etkileri aynı şekilde iyileştirilebilir. Örneğin, hareketlilik sıcaklık ters orantılıdır bu nedenle, sıcaklık bir değişiklik sabit bir DC gerilim için (örneğin artış ortam sıcaklığında) voltaj değişikliği sıcaklık farkı (Şekil 3,31) orantılı olarak azaltılabilir:

$$i_{DC}(v_{DC}, T') = i_{DC}(u_{DC}, T) = i_{DC}(v_{DC} + \Delta v, T) \quad (3.38)$$

$$\Delta v = \beta \cdot (T' - T) \quad (3.39)$$

Cihaz kendi içinde, örneğin güç harcanmış artış bize cihazın bir sonucu olarak sıcaklık artışı, bunun bir sonucu olarak (Şekil 3,32) DC gerilim uygulanmış durumun artması olduğunda şöyle yazabiliriz:

$$i_{DC}(v'_{DC}, T') = i_{DC}(u_{DC}, T) = i_{DC}(v'_{DC} + \Delta v, T) \quad (3.40)$$

$$\Delta v = \beta \cdot (T' - T) = \beta \cdot R_{th} \cdot (i_{DC}(v'_{DC}, T') \cdot v'_{DC} - i_{DC}(v_{DC}, T) \cdot v_{DC}) \quad (3.41)$$

Yine, tek bir izotermal ölçme ve DC I / V eğrisi parametresi β tanımlamak için yeterlidir.

Alternatif bir prosedür aşağıdaki gibi tanımlanabilir [53, 68-75]. I / V eğrisi ve ayrıca diferansiyel iletkenlik ölçümleri, bir DC ölçümleri ölçülen verilerdir.

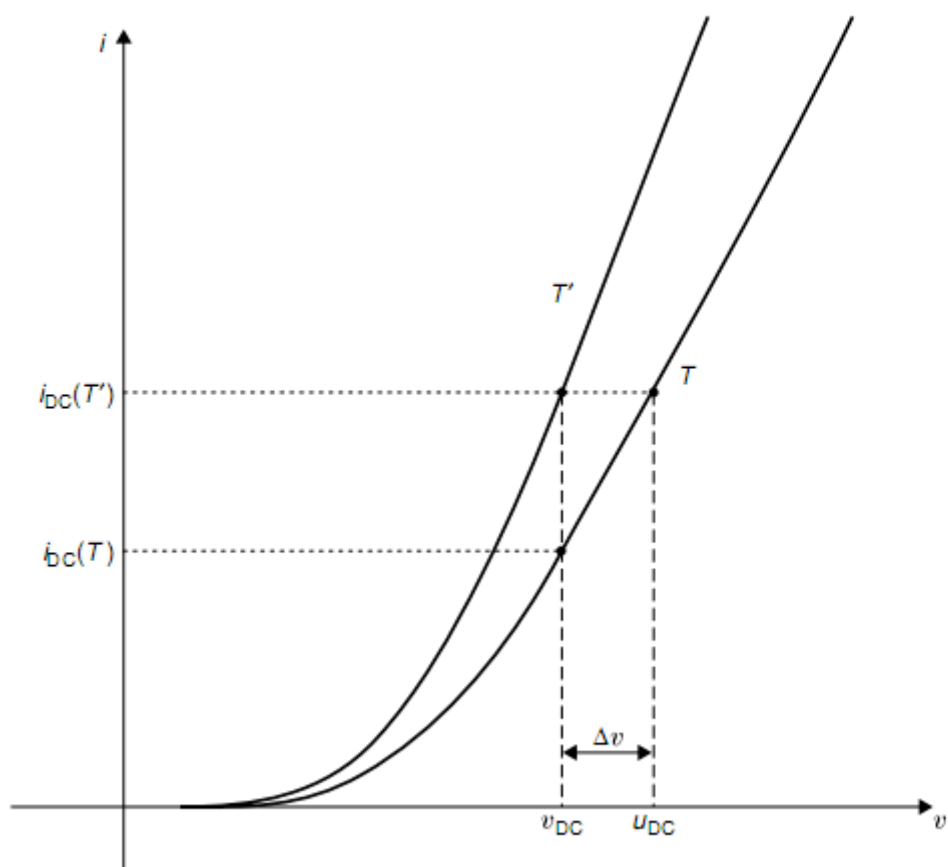


Figure 3.31 The DC I/V curve for two different temperatures

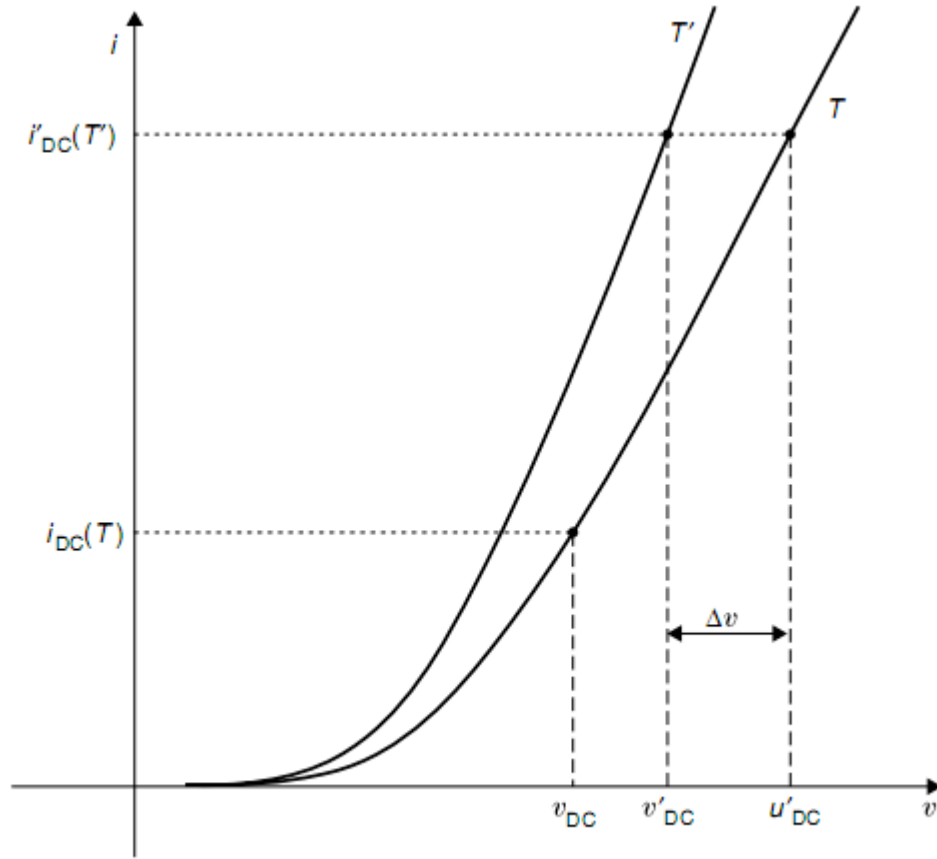


Figure 3.32 The DC I/V curve for two different temperatures and applied DC voltages

Bu koşulu yerine getirmez.

$$i_{DC}(v_0) + \int_{v=v_0}^{v=v_1} g_{ss}(y) \cdot dy = i_{DC}(v_1) \quad (3.43)$$

Gerilimler herhangi bir çifti için (v_0 , v_1) belirtilen sorunlar nedeniyle. DC eğri, herhangi bir uydurma işlevi tarafından takılmıştır f bir dizi π parametrelerine bağlıdır: parametreleri PDC değerleri bir dizi, uydurma sürecinin bir sonucu olarak belirlenir:

$$i_{DC}(v) = f(p_{DC,i}, v) = f_{DC}(v) \quad (3.44)$$

Sonra ölçülen küçük sinyal iletkenlik ve DC eğrisinin türev arasındaki farkı tüm gerilimleri için hesaplanır ve bir montaj fonksiyonun türevi için takılır:

$$g_{DC}(v) = \frac{\partial i_{DC}(v)}{\partial v} = \frac{\partial f_{DC}(v)}{\partial v} \quad g_{diff}(v) = g_{ss}(v) - g_{DC}(v) \quad (3.45)$$

$$g_{diff}(v) = \frac{\partial f_{diff}(v)}{\partial v} \quad (3.46)$$

Sonra, büyük bir sinyal gerilimi $v(t) = V_{DC} + V_{RF}(t)$ uygulandığında, geçerli olarak hesaplanır

$$i(t) = f_{DC}(v(t)) + f_{diff}(v_{RF}(t)) \quad (3.47)$$

Alternatif olarak, küçük-sinyal kondüktans uygun bir fonksiyonun türevi için uyulur:

$$g_{ss}(v) = \frac{\partial f_{RF}(v)}{\partial v} \quad (3.48)$$

Sonra, büyük bir sinyal gerilimi $v(t) = V_{DC} + V_{RF}(t)$ uygulandığında, akım (Şekil 3,33) teki gibi hesaplanır:

$$i(t) = f_{RF}(v(t)) + f_{DC}(v_{DC}) - f_{RF}(v_{DC}) \quad (3.49)$$

Şimdiye kadar iletim akım için; zaman yerinden mevcut katkı olarak kabul edilir, her şey daha karmaşıktır. Öncelikle, DC ölçümler mümkün değildir. İkincisi, hızlı ölçümler, karmaşık veri (genlik ve faz) kısa sürede ölçülebilmesini gerektirir. Aslında, bu pulsed S-parametre ölçümleri gerektirir: kısa bir bias darbe sırasında bir mikrodalga küçük sinyal uyarılması ve saçılma parametreleri değerlendirilir.

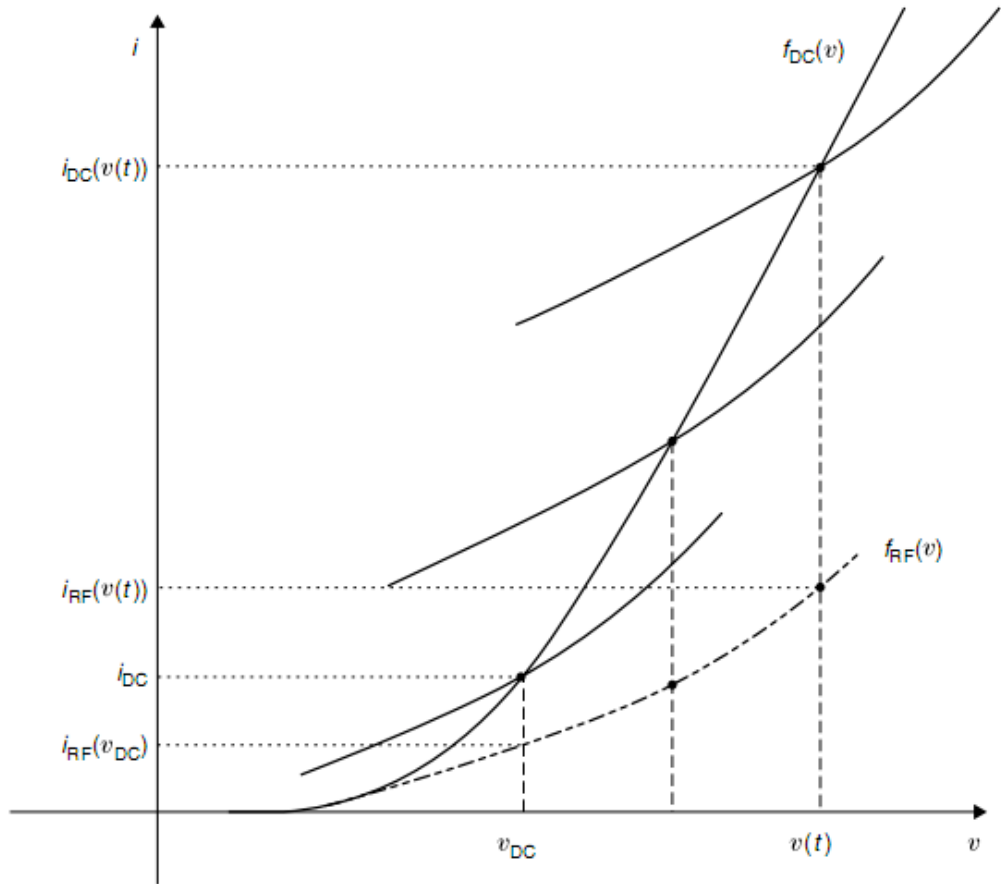


Figure 3.33 The DC I/V curve, the small-signal conductances and the curve derived from integration of the latter

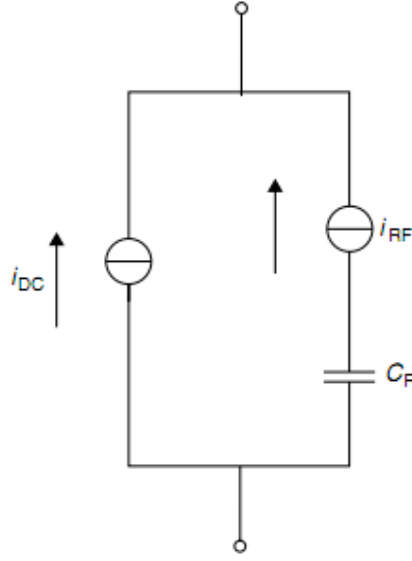


Figure 3.34 The equivalent circuit of a two-terminal device with low-frequency dispersion

Ayrıca, ekstraksiyon prosedürü çok ağır olur. Bu nedenle, bu teknik şimdiye kadar özel durumlarda, çok yüksek güç transistörleri darbeleri işlemler için kullanılan örnek olarak sınırlıdır. Diğer taraftan, etkin bir cihazın reaktif parçası az düşük duyarlı frekans dispersiyonu etkiler ve cihazın performansı üzerindeki etkileri daha az telaffuz edilir. modelin kusurlu olmasından kaynaklanan doğruluk kaybı nedeniyle sınırlıdır.

Şimdi yukarıdaki bir iki-port aygıt değerlendirmeler yeniden yapılmıştır [53]. Doğrusal bir cihazda akımlar şöyledir:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{c1} + I_{q1} \\ I_2 &= I_{c2} + I_{q2} \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$\begin{aligned} I_{c1}(V_1, V_2) &= g_{11} \cdot V_1 + g_{12} \cdot V_2 \\ I_{c2}(V_1, V_2) &= g_{21} \cdot V_1 + g_{22} \cdot V_2 \end{aligned} \quad (3.51)$$

$$\begin{aligned} Q_1(V_1, V_2) &= C_{11} \cdot V_1 + C_{12} \cdot V_2 \\ Q_2(V_1, V_2) &= C_{21} \cdot V_1 + C_{22} \cdot V_2 \end{aligned} \quad \begin{aligned} I_{q1}(V_1, V_2) &= \frac{dQ_1(V_1, V_2)}{dt} \\ &= C_{11} \cdot \frac{dV_1}{dt} + C_{12} \cdot \frac{dV_2}{dt} \\ I_{q2}(V_1, V_2) &= \frac{dQ_2(V_1, V_2)}{dt} \\ &= C_{21} \cdot \frac{dV_1}{dt} + C_{22} \cdot \frac{dV_2}{dt} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Küçük sinyaller artan ifadeler, bir bias noktası komşuluğunda :

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{10} + v_1(t) \\ V_2 &= V_{20} + v_2(t) \end{aligned} \quad (3.53)$$

$$\begin{aligned}
I_{c1}(V_1, V_2) &= I_{c1}(V_{10}, V_{20}) + \left. \frac{dI_{c1}}{dV_1} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} (V_1 - V_{10}) + \left. \frac{dI_{c1}}{dV_2} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} (V_2 - V_{20}) \\
&+ \dots = I_{c10} + g_{11} \cdot v_1(t) + g_{12} \cdot v_2(t) + \dots \\
I_{c2}(V_1, V_2) &= I_{c2}(V_{10}, V_{20}) + \left. \frac{dI_{c2}}{dV_1} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} (V_1 - V_{10}) + \left. \frac{dI_{c2}}{dV_2} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} (V_2 - V_{20}) \\
&+ \dots = I_{c20} + g_{21} \cdot v_1(t) + g_{22} \cdot v_2(t) + \dots
\end{aligned} \tag{3.54}$$

$$\begin{aligned}
Q_1(V_1, V_2) &= Q_1(V_{10}, V_{20}) + \left. \frac{dQ_1}{dV_1} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} (V_1 - V_{10}) + \left. \frac{dQ_1}{dV_2} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} (V_2 - V_{20}) \\
&+ \dots = Q_{10} + C_{11} \cdot v_1(t) + C_{12} \cdot v_2(t) + \dots \\
Q_2(V_1, V_2) &= Q_2(V_{10}, V_{20}) + \left. \frac{dQ_2}{dV_1} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} (V_1 - V_{10}) + \left. \frac{dQ_2}{dV_2} \right|_{\substack{V_1 = V_{10} \\ V_2 = V_{20}}} (V_2 - V_{20}) \\
&+ \dots = Q_{20} + C_{21} \cdot v_1(t) + C_{22} \cdot v_2(t) + \dots
\end{aligned} \tag{3.55}$$

$$\begin{aligned}
I_{q1}(V_1, V_2) &= \frac{dQ_1(V_1, V_2)}{dt} = C_{11} \cdot \frac{dv_1(t)}{dt} + C_{12} \cdot \frac{dv_2(t)}{dt} + \dots \\
I_{q2}(V_1, V_2) &= \frac{dQ_2(V_1, V_2)}{dt} = C_{21} \cdot \frac{dv_1(t)}{dt} + C_{22} \cdot \frac{dv_2(t)}{dt} + \dots
\end{aligned} \tag{3.56}$$

iki boyutlu Taylor serisi ilk sıralı dönemden sonra kesilir. Cihazın reaktif bir bölümü karşılıklı ise, devre ($C_{12} = C_{21}$) olarak basitleştirilmiştir (Şekil 3,36).

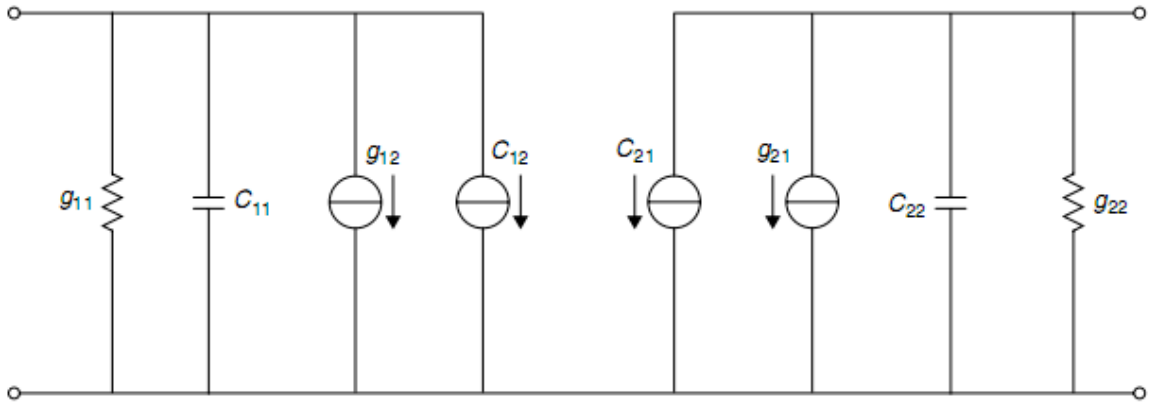


Figure 3.35 An equivalent circuit of the model as in eqs. (3.53)–(3.56)

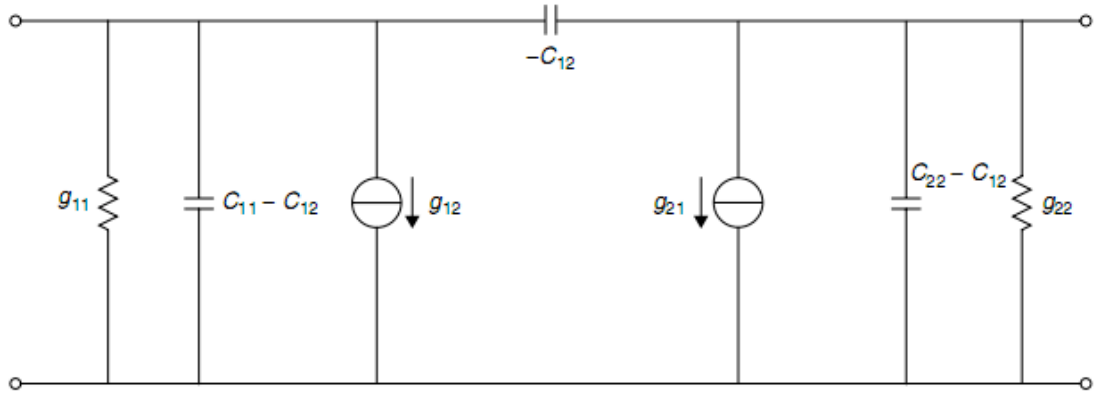


Figure 3.36 An equivalent circuit of the model as in eqs. (3.37)–(3.40) with reciprocal capacitances

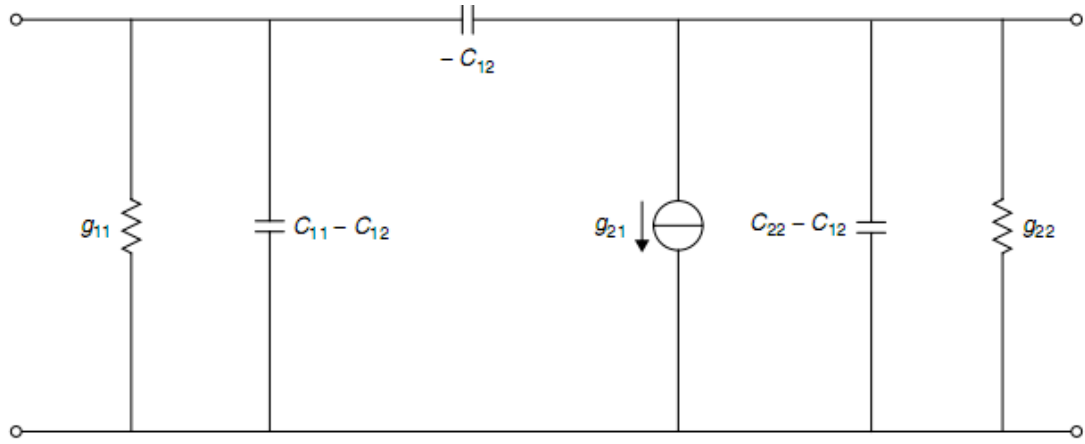


Figure 3.37 An equivalent circuit with reciprocal capacitances and unilateral transconductances

Sık sık, iletim akımları gerçek cihazlarda tek taraflıdır ($G_{12} = 0$); eşdeğer devre (Şekil 3,37) gibi olur. Bir FET için, yarı-statik eşdeğer devre Şekil 3,38 görüntüleniyor,

$$g_{21} = g_m \quad g_{22} = g_{ds} \quad (3.57a)$$

$$C_{gs} = C_{11} + C_{12} \quad C_{gd} = -C_{12} \quad C_{ds} = C_{22} + C_{12} \quad (3.57b)$$

Bir yarı statik olmayan bir FET'in simetrik eşdeğer devresi Şekil 3,39 da gösterilmektedir. Cihazın reaktif kısmının bağımsız bir karşılıklık ilkesi [71] elde edilebilir. İlk reaktif enerji cihazın kapasitif bölgede saklanana tanımlayalım:

$$E(V_1, V_2) = Q_1(V_1, V_2) \cdot V_1 + Q_2(V_1, V_2) \cdot V_2 \quad (3.58)$$

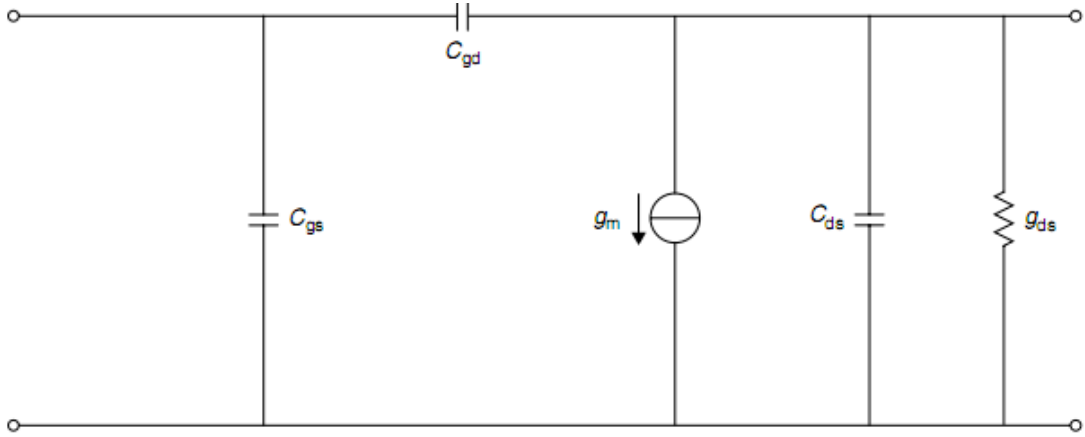


Figure 3.38 A quasi-static equivalent circuit of an FET

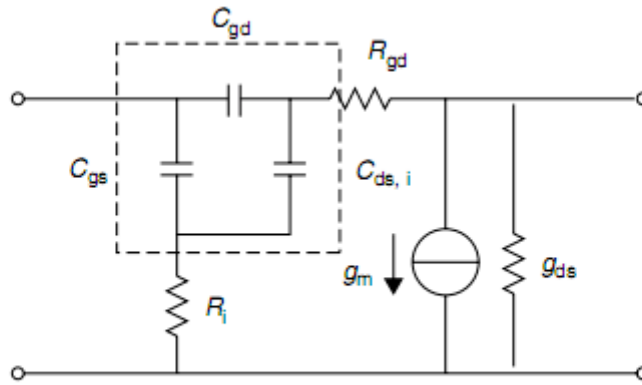


Figure 3.39 A non-quasi-static symmetric equivalent circuit of the intrinsic FET

Çünkü tamamen reaktif bölge içinde hiçbir yayılımı olan reaktif enerji de bir döngü sonra korunmuş olmaktadır. Bu nedenle, enerji gerilimin tek değerli fonksiyonudur. İlk sıra türevleri şöyledir.

$$Q_1(V_1, V_2) = \frac{\partial E(V_1, V_2)}{\partial V_1} \quad Q_2(V_1, V_2) = \frac{\partial E(V_1, V_2)}{\partial V_2} \quad (3.59)$$

Tek değerli enerji fonksiyonu E ikinci dereceden kısmi türevler aşağıdaki ilişkileri yerine getirmesi gerekir:

$$\begin{aligned} C_{11}(V_1, V_2) &= \frac{\partial Q_1(V_1, V_2)}{\partial V_1} = \frac{\partial^2 E(V_1, V_2)}{\partial V_1^2} \\ C_{12}(V_1, V_2) &= \frac{\partial Q_1(V_1, V_2)}{\partial V_2} = \frac{\partial^2 E(V_1, V_2)}{\partial V_1 \partial V_2} = \frac{\partial Q_2(V_1, V_2)}{\partial V_1} = C_{21}(V_1, V_2) \\ C_{22}(V_1, V_2) &= \frac{\partial Q_2(V_1, V_2)}{\partial V_2} = \frac{\partial^2 E(V_1, V_2)}{\partial V_2^2} \end{aligned} \quad (3.60)$$

ve cihazın kapasitif bölümünü yazıp karşılıklıdır.

İki doğrusal olmayan bir model-port aygıt doğrusal küçük sinyal modeli birçok bias noktalarda, yani bias voltaj birçok değerleri $V_{gs, 0}$ ve $V_{ds, 0}$ için küçük-sinyal ölçümleri kullanılarak elde edilebilir.

$$\begin{aligned} g_m(V_{gs,0}, V_{ds,0}) &= \frac{C_{gs}(V_{gs,0}, V_{ds,0})}{C_{gs}(V_{gs,0}, V_{ds,0})} \\ g_{ds}(V_{gs,0}, V_{ds,0}) &= \frac{C_{gd}(V_{gs,0}, V_{ds,0})}{C_{ds}(V_{gs,0}, V_{ds,0})} \end{aligned} \quad (3.61)$$

Şimdi, yani ayrılmaz parametrelerin uygulanan gerilim bağımlılığı hesaplayabiliriz, akımları ve şarjı, entegrasyon ile birlikte, entegrasyon V_1/V_2 düzlemde bir hat boyunca yapılmalıdır:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_0^{V_{gs}, V_{ds}} (g_m(\beta_1, \beta_2) \cdot d\beta_1 + g_{ds}(\beta_1, \beta_2) \cdot d\beta_2) \quad (3.62a)$$

$$Q_g(V_{gs}, V_{ds}) = \int_0^{V_{gs}, V_{ds}} ([C_{gs}(\beta_1, \beta_2) + C_{gd}(\beta_1, \beta_2)] \cdot d\beta_1 - C_{gd}(\beta_1, \beta_2) \cdot d\beta_2) \quad (3.62b)$$

$$Q_d(V_{gs}, V_{ds}) = \int_0^{V_{gs}, V_{ds}} (-C_{gd}(\beta_1, \beta_2) \cdot d\beta_1 + [C_{ds}(\beta_1, \beta_2) + C_{gd}(\beta_1, \beta_2)] \cdot d\beta_2)$$

Bu entegrasyon sonuçları entegrasyon yolunun yalnızca bir yandan conductances ve diğer yandan capacitances tek değerli fonksiyonların kısmi türevleri şunlardır:

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{gs}} \quad g_{ds} = \frac{\partial I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{ds}} \quad (3.63a)$$

$$\begin{aligned} C_{gs} &= \frac{\partial Q_g(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{gs}} + \frac{\partial Q_g(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{ds}} & C_{ds} &= \frac{\partial Q_d(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{gs}} + \frac{\partial Q_d(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{ds}} \\ C_{gd} &= -\frac{\partial Q_g(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{ds}} = -\frac{\partial Q_d(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{gs}} \end{aligned} \quad (3.63b)$$

Diğer açıdan, bir satır V_1/V_2 düzlemde kapalı bir eğri boyunca sıfıra özetlemek gerekir; elektriksel bakış açısından, bu şarj ve akımlar geri ilk değere karşılık gelen bir süre sonra büyük periyodik - sinyal rejimi (Bölüm 2.4) [53] (Şekil 3.40) da gösterilmektedir

$$\begin{aligned} \oint (g_m \cdot dV_{gs}(t) + g_{ds} \cdot dV_{ds}(t)) &= \oint \frac{dI_{ds}}{dV(t)} \cdot \frac{dV(t)}{dt} \cdot dt \\ &= \oint_T \frac{dI_{ds}}{dt} \cdot dt = 0 \end{aligned} \quad (3.64a)$$

$$\begin{aligned} \oint ([C_{gs} + C_{gd}] \cdot dV_{gs}(t) - C_{gd} \cdot dV_{ds}(t)) &= \oint \frac{dQ_g}{dV(t)} \cdot \frac{dV(t)}{dt} \cdot dt \\ &= \oint_T \frac{dQ_g}{dt} \cdot dt = 0 \end{aligned}$$

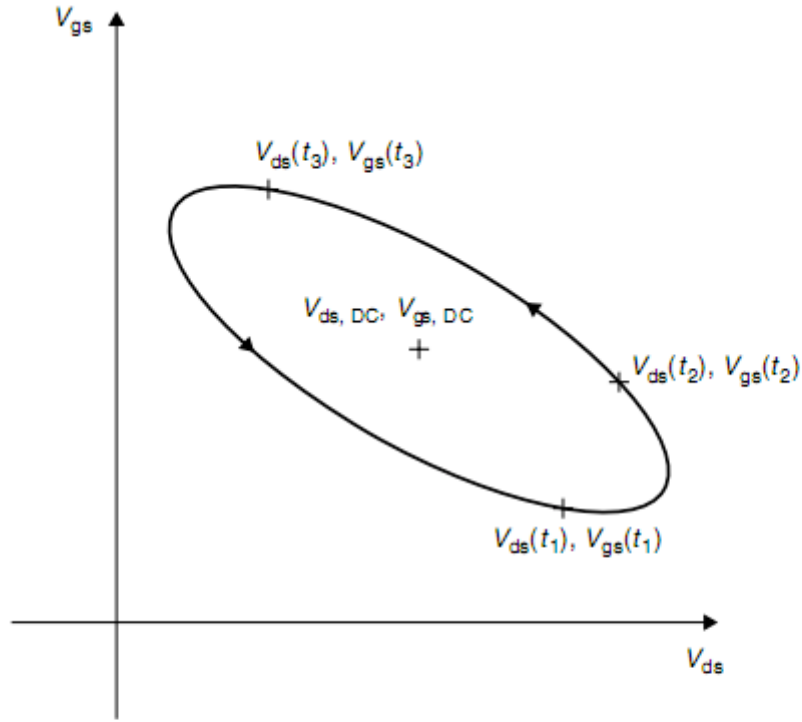


Figure 3.40 Microwave load curve in the $V_{gs} - V_{ds}$ plane

$$\oint (-C_{gd} \cdot dV_{gs}(t) + [C_{gs} + C_{gd}] \cdot dV_{ds}(t)) = \oint \frac{dQ_d}{dV(t)} \cdot \frac{dV(t)}{dt} \cdot dt$$

$$= \oint_T \frac{dQ_d}{dt} \cdot dt = 0 \quad (3.64b)$$

Ancak, cihaz düşük frekans dağılımındaysa, ölçülen küçük sinyal conductances ve capacitances sergileyen yukarıdaki koşulları yerine getirmmez. Bir kez daha, sadece DC ve hızlı veya darbeleri veri sürece bir tanımlama prosedürü yukarıda açıklanan benzer şekilde kullanılmalıdır. Yukarıda belirtildiği gibi, iyi bir doğrusal olmayan modeli çıkış I / V özellikleri frekans dağılımı hesabı gerektiği belirgindir. I / V özellikleri için DC verileri kolayca kullanılabilir; Yukarıda açıklandığı gibi yüksek frekanslı S-ekstraksiyon parametreleri veri darbeleri ölçüm alınabilir veya düzeltilebilir. Eşdeğer devre için uygun bir düzenleme Şekil 3,41 gösterilmektedir [72, 75].

Eğer RF frekans için DC pürüzsüz bir geçiş isteniyorsa, düşük-pass ve yüksek MHz aralığında geçiş frekans ile filtreleri geçmek DC ve RF dallarında sırasıyla değiştirilmelidir.

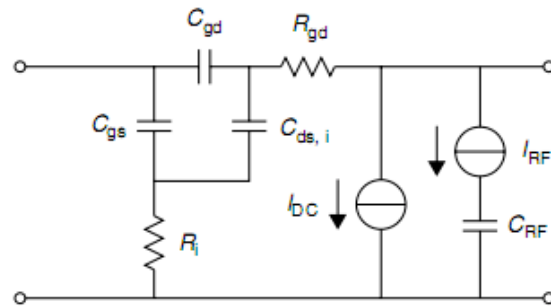


Figure 3.41 An equivalent circuit of an FET including dispersion effects

Bu bir FET'in kapı kaynak tüketen capacitances kapısının tükenmesi capacitances-kaynak ve kapısı tüketen diyotlar olarak modellenmesi durumudur, Bu devre otomatik olarak doğrusal olmayan kısıtlamalar yerine getirir. Diyot capacitances tip ifadesi;

$$C_{gs}(V_{gs}) = \frac{C_{g0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}}} \quad C_{gd}(V_{gd}) = \frac{C_{d0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gd}}{V_{bi}}}} \quad (3.65)$$

$$V_{gd} = V_{gs} - V_{ds} \quad (3.66)$$

(3.63b) den şuna sahip oluruz.

$$\frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} = C_{gs} + C_{gd} \quad \frac{\partial Q_g}{\partial V_{ds}} = \frac{\partial Q_d}{\partial V_{gs}} = C_{gd} \quad \frac{\partial Q_d}{\partial V_{ds}} = C_{ds} + C_{gd} \quad (3.67)$$

Entegrasyon olarak, şarj ifadeler olarak bulunur:

$$\begin{aligned} Q_g(V_{gs}, V_{ds}) &= \int (C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) + C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})) \cdot dV_{gs} \\ &= -2V_{bi} \cdot C_{g0} \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}} - 2V_{bi} \cdot C_{d0} \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{gd}}{V_{bi}}} \end{aligned} \quad (3.68a)$$

$$\begin{aligned} Q_d(V_{gs}, V_{ds}) &= \int (C_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) + C_{ds}(V_{gs}, V_{ds})) \cdot dV_{ds} \\ &= 2V_{bi} \cdot C_{d0} \cdot \sqrt{1 - \frac{V_{gd}}{V_{bi}}} + C_{ds} \cdot V_{ds} \end{aligned} \quad (3.68b)$$

Aşağıdaki paragrafta, yukarıda açıklanan hususlar açıkça tipik bir çoklu doğrusal bir eşdeğer devre önyargı çıkarma kabul etmez; Bu nedenle, veri pulsed olan S-parametreleri ölçümleri titizlikle geçerlidir.

3.3.4 Extraction of an Equivalent Circuit from Multi-bias Small-signal Measurements

Gerçek bir cihazın davranış doğal olarak dağıtılmıştır, bu nedenle, iyi bir eşdeğer devre en iyi bir yaklaşım olabilir. Genel olarak, eşdeğer devre elemanların sayısı daha yüksek, daha iyi yaklaşım olduğunu, ancak eleman sayısını mümkün olduğunca, pratik modeli çıkarma hem de devre elemanları fiziksel anlamlılık için tutulmalıdır. Bir yandan, eleman değerlerinin değerlendirilmesi gibi kolay ve mümkün olduğu kadar basit olmalıdır ve bu devre eleman sayısının fazla engel olmaktadır. Diğer taraftan, elemanların davranışı en iyi cihazın içinde gerçek fiziksel etkilere açık bir yazışması elemanları tarafından yerine getirilirse fiziksel kısıtlamalar getirmek zorundadırlar. Ayrıca, fiziksel olarak anlamlı olduğunda, eşdeğer devre teknolojisi için de bir geribildirim olarak tasarımcı tarafından cihaz performansları bir niteliksel değerlendirilmesi için cihazın yapısı, ilginç bilgiler verir. Örnek olarak, bir MESFET ve fiziksel yapısı basit bir eşdeğer devre arasında yazışmalar Şekil 3,42 gösterilir. Benzer pek çok topolojileri mikrodalga ve milimetre olarak en aktif cihazlar dalga frekansları, MESFETs, HEMTs, MOSFET, BJT ve HBTs gibi mevcuttur.

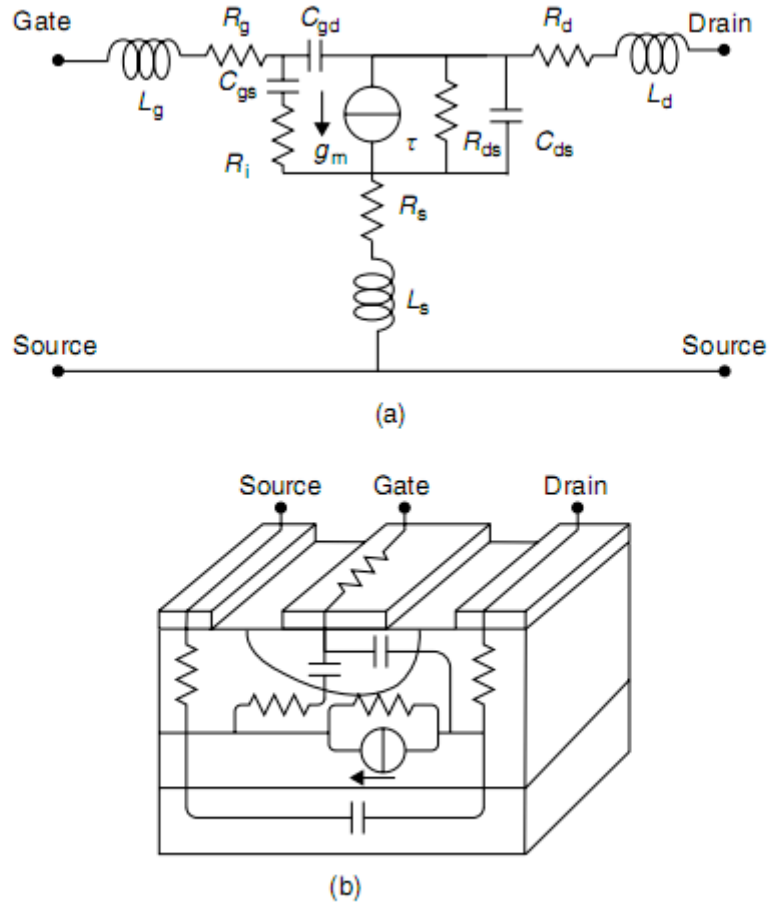


Figure 3.42 The physical structure of an MESFET with the equivalent-circuit elements

Genel olarak, bunlar belirli bir önyargı noktası için geniş bantlı küçük sinyal cihazın parametreleri doğrusala uygundur; Eğer bu geniş bant küçük sinyal parametrelere uygun gerçekse, eşdeğer devre doğrusal olmayan uygulamalar için geçerli bir adaydır. Daha sonra, uygulanan gerilim içsel elemanlarının değerleri bağımlılığı önceki paragrafta açıklamadan örnek alınarak bazı uygun işlevler tarafından modellenir; eğer bu doğruysa, modeli iyi bir doğrusal olmayan modeldir.

Örnek olarak; Şekil 3,43 deki devre, geniş frekans bandında eşdeğer devre montaj MESFETs ve HEMTs için uygundur. Örneğin 0,1 GHz den 40,1 GHz a kadar ölçülen S-parametreleri Şekil 3,44 gösterilir, bununla birlikte S-parametreleri eşdeğer devresinden, bios puan aralığı ($V_{ds} = 2.5V$, $V_{gs} = -1.8 \div 0.5V$) şeklinde hesaplanır.

Şekil 3,45 te, içsel unsurların kapısının bir işlevi kaynak gerilim V_{gs} ve göçü-kaynak gerilimi V_{ds} olarak çizilen değerler, birlikte uygun bir fonksiyon ile bir sinir ağı modeli [76] belirtilmiştir.

Eşdeğer devre topolojisi uygunluk fonksiyonları ile birlikte bir büyük sinyal eşdeğer devre modeli tanımlar.

Küçük sinyal veri eşdeğer devre bir geniş bant uygun herhangi bir ticari CAD paketi yoluyla yapılır.

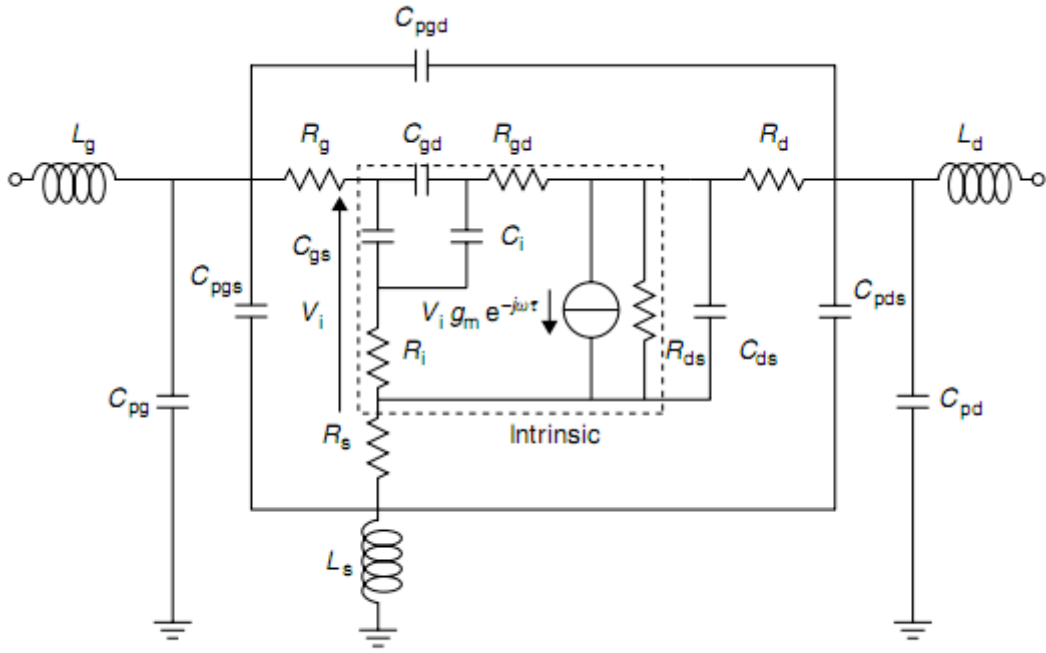


Figure 3.43 The equivalent circuit of an FET

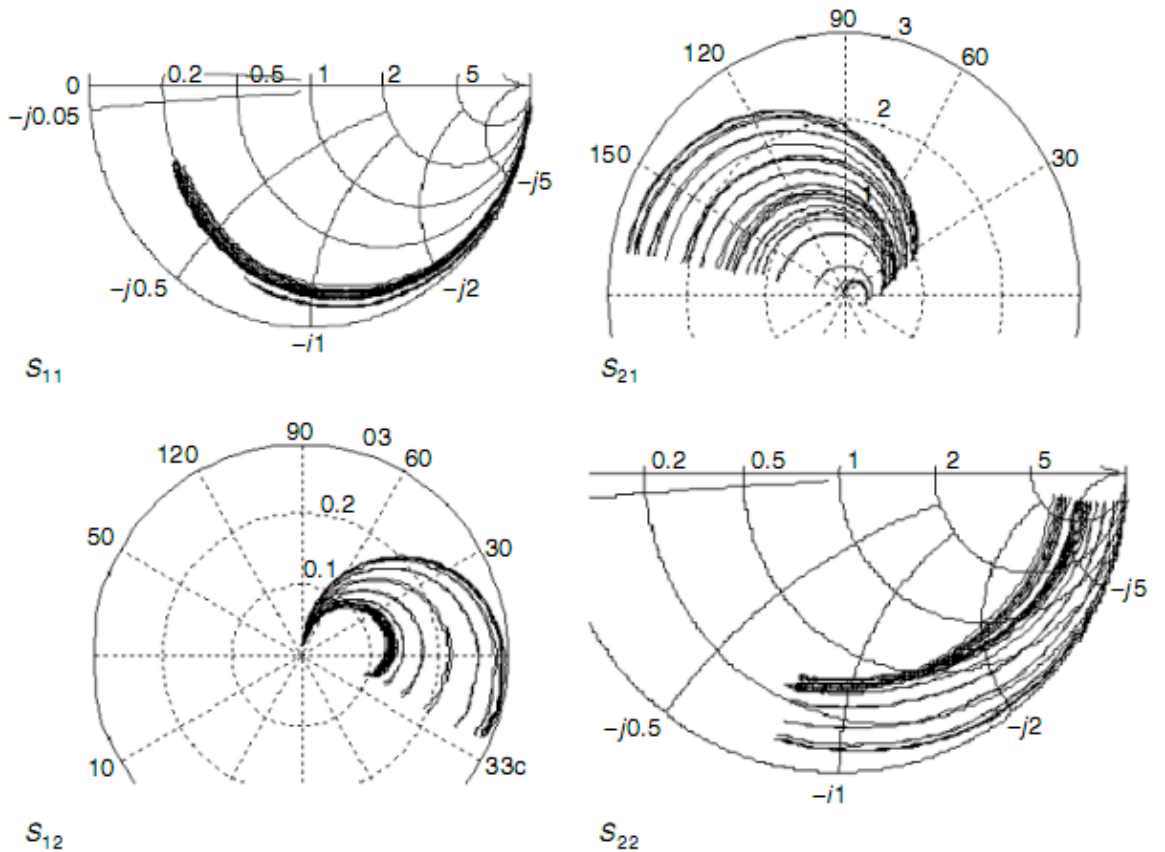


Figure 3.44 Measured and modelled S -parameters at many bias points ($V_{ds} = 2.5$ V, $V_{gs} = -1.8 \div 0.5$ V)

Optimizasyon değişkenleri belirli bir bias nokta eşdeğer devre elemanlarının değerleri; optimizasyon rutin mümkün olduğunca ölçülen S parametrelili eşdeğer olan devreler ilgi tüm frekans bandında değişir. Alternatif olarak, Y -parametreleri veya başka herhangi bir doğrusal

eşdeğer parametreleri takılabilir. Optimizasyonu her bios noktası için ayrı ayrı veya tüm önyargı noktaları tüm veriler için bir kez yapılabilir [29]. Varsayım aksine eski durumda, riski paraziter elementlerin optimal değerleri bios noktasına göre değişir: Bu kötü topoloji veya kötü optimizasyonun bir göstergesidir. İkinci durumda, parasitics tüm önyargı noktalarında aynı değerlere sahip olmak zorunda olmakla birlikte, sayısal yükünü büyük ölçüde artırır. Genellikle bazı elamların değerleri oldukça belirsiz olan amaç fonksiyonu duyarlı değildir. Bu bazı uygulamalar için bir problem olabilir: örneğin, bir FET de kapısı direnci normalden ayıklamak için, işletim nokta S-parametrelerinin, değeri cihazın gürültü performanslarının değerlendirilmesi için anlamlı olması zordur. Bu durumda, bu küresel montaj işlemi kabul etmek, aynı zamanda 'iki aşamalı' prosedürü de özel bios noktası dahil etmek akıllıca olacaktır. Diğer taraftan, bu yaklaşım, kayda değer bir avantajı vardır: eşdeğer devre topolojisini çok kolayca ayarlayabilir veya değiştirebilirsiniz ve montaj doğruluğu üzerinde hızlı bir geri bildirimi vardır. Buna ek olarak, bu topoloji veya cihaza sınırlı veya adanmış değildir ; özel yazılım geliştirmeye de gerek yoktur.

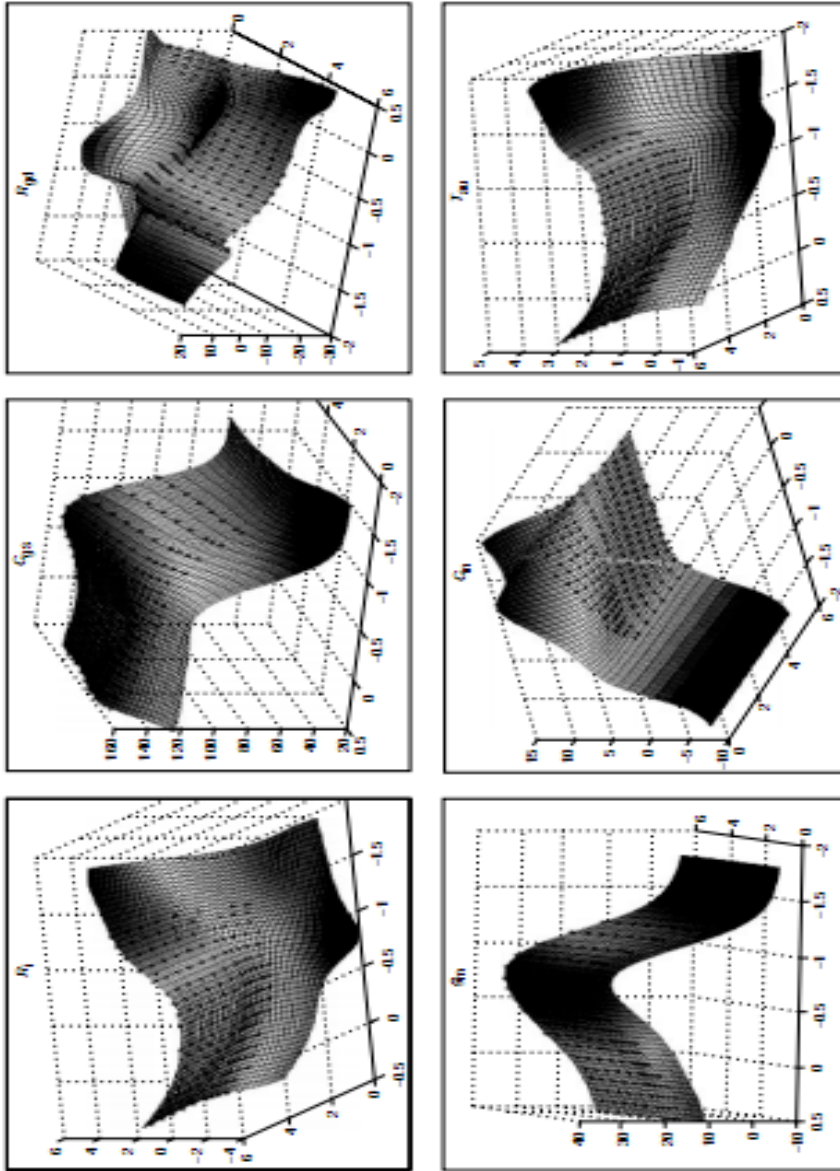


Figure 3.45 Extracted values of the intrinsic elements of the circuit in Figure 3.34 as a function of V_{gs} and V_{ds}

Alternatif yaklaşım, eşdeğer devre elemanlarının seçici tanımlanması, parasiticlerin bios bağımsızlığına dayanmaktadır. 'İki aşamalı' çıkarma işlemi yapılır: parasiticler ilk önce özel olarak uygun bios koşullarında değerlendirilir, ve değerleri sonradan değiştirilemez. sonra, iç elemanları her normalde değerlendirilir. Bu yaklaşımın açık bir avantajı vardır: elementlerin değerleri basit, analitik formüller yoluyla herhangi bir iyileştirme olmadan ayıklanır. Bios koşulların çok çeşitli

parasitics değerlendirilmesi için ileri sürülmektedir, ama neredeyse hepsi bir 'soğuk' cihazın bazı ölçümleri gerekir; sıfır drenaj veya kollektör gerilimi. Bu durum büyük ölçüde ve iç cihazın davranışları kolaylaştırır parasitics daha iyi değerlendirilir.

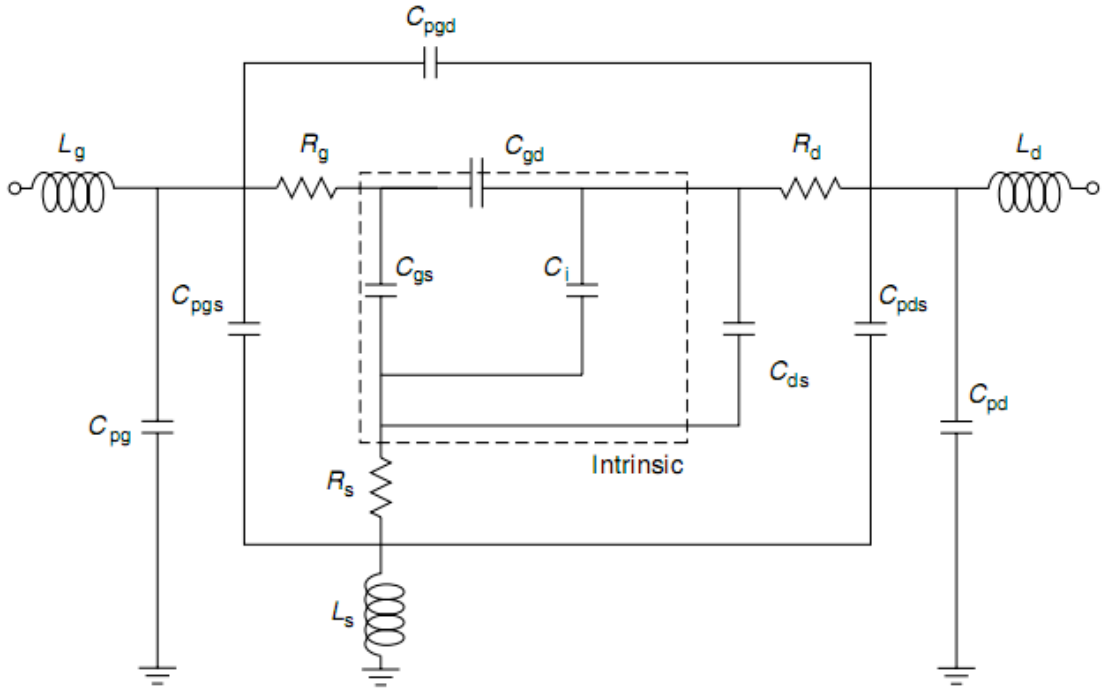
İki bağlantı noktası, S-parametresi ölçümü bir 'soğuk' bios koşulu olarak, altı gerçek değeri kullanarak üç karmaşık denklemi sağlar; Eğer asalak unsurları altıdan fazlaysa, bir den fazla 'soğuk' bios koşulu kullanılmalıdır. Ayrıca, tüm denklemlerle güvenilir sonuçlar elde edilmez ve genellikle gereksiz veri olması daha iyidir.

Üç 'soğuk' bios durumları bu örnekte kullanılır: kapalı kanal yani, kısık bir tükenmiş- ($V_{ds} = 0$, $V_{gs} < V_{po}$), açık kanal ($V_{ds} = 0$, $V_{po} < V_{gs} < V_{BI}$), zayıf ileri iletimde ve kapı kanal kavşağı ($V_{ds} = 0$, $V_{BI} < V_{gs}$). İç cihaz üç koşulda çok farklı davranır, bu şekilde farklı parazitler öğeleri her bios durumuyla ilişkilidir. Cihazın eşdeğer devrelerinin Üç 'soğuk' koşulları Şekil 3,46 da gösterilir. Eğer kendimizi uygun bir düşük frekans aralığıyla sınırlarsak, inductances ihmal edilebilir ve basitleştirilmiş denklemler aşağıdaki gibidir:

$$\text{Im}(Y_{11})_{po} = \omega(C_{pg} + C_{pgs} + C_{gs} + C_{pgd} + C_{gd}) \quad (3.69a)$$

$$\text{Im}(Y_{12})_{po} = \omega(C_{pgd} + C_{gd}) \quad (3.69b)$$

$$\text{Im}(Y_{22})_{po} = \omega(C_{in} + C_{ds} + C_{pds} + C_{pd} + C_{pgd} + C_{gd}) \quad (3.69c)$$



(a)

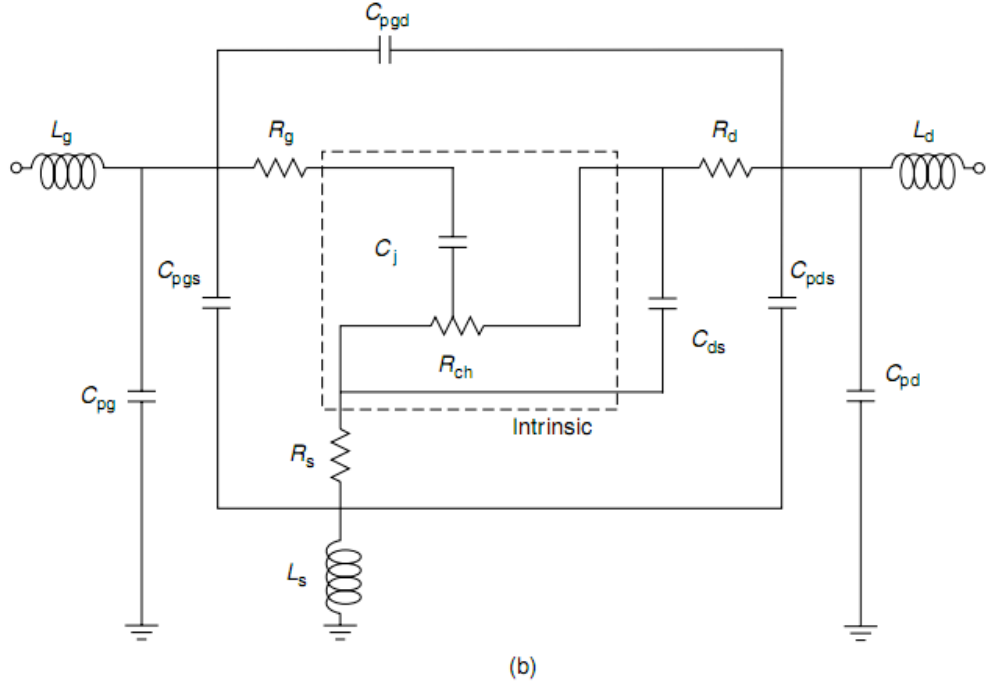


Figure 3.46 The equivalent circuits of a 'cold' FET: pinch-off (a), open channel (b) and weak forward conduction of the gate junction (c)

Parametrelerin sadece sanal kısmını düşünürüz. gerçek parçalar hep bu bios durumda güvenilir sonuçlar çıkarılması için bulunmazlar. karşı frekans çizildiğinde, ölçülen parametreler düşük frekans aralığında inductances ve önemsiz etkisi teyit doğrusal bir davranış sergilerler; Şekil 3,47, Y11 parametrenin sanal kısmı karşı frekans $V_{gs} = -2V$ olarak gösterilir.

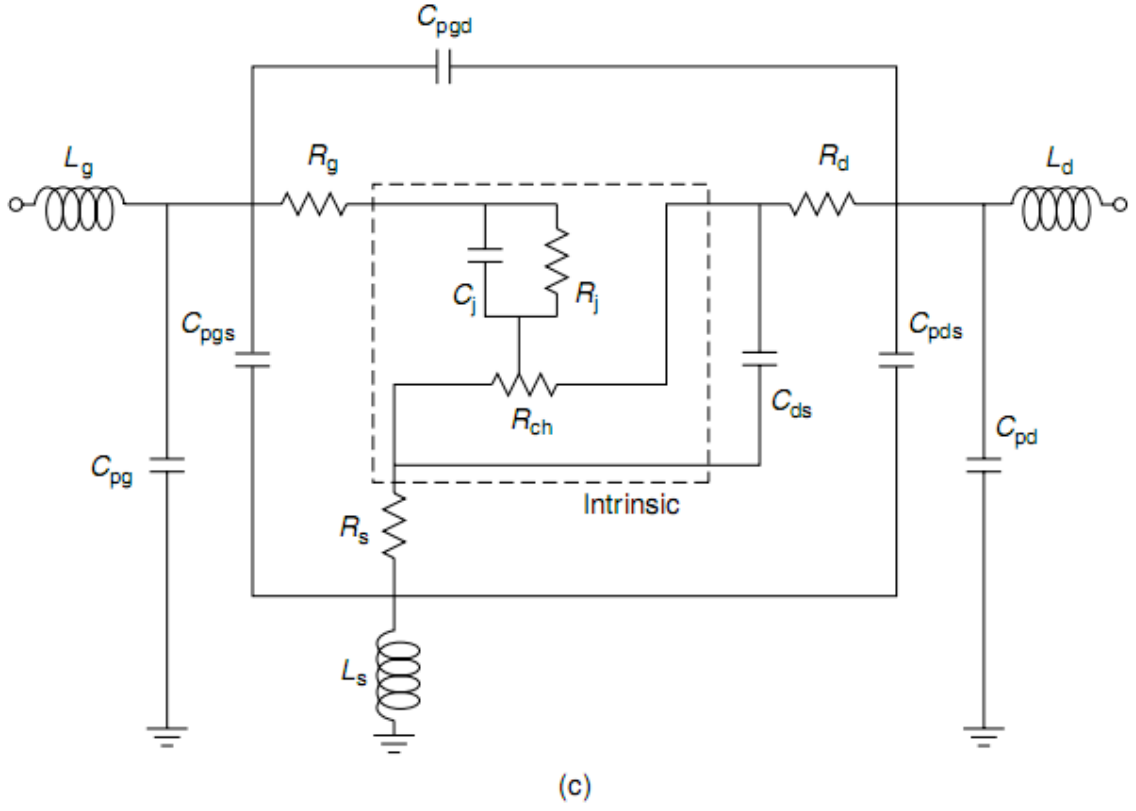


Figure 3.46 (continued)

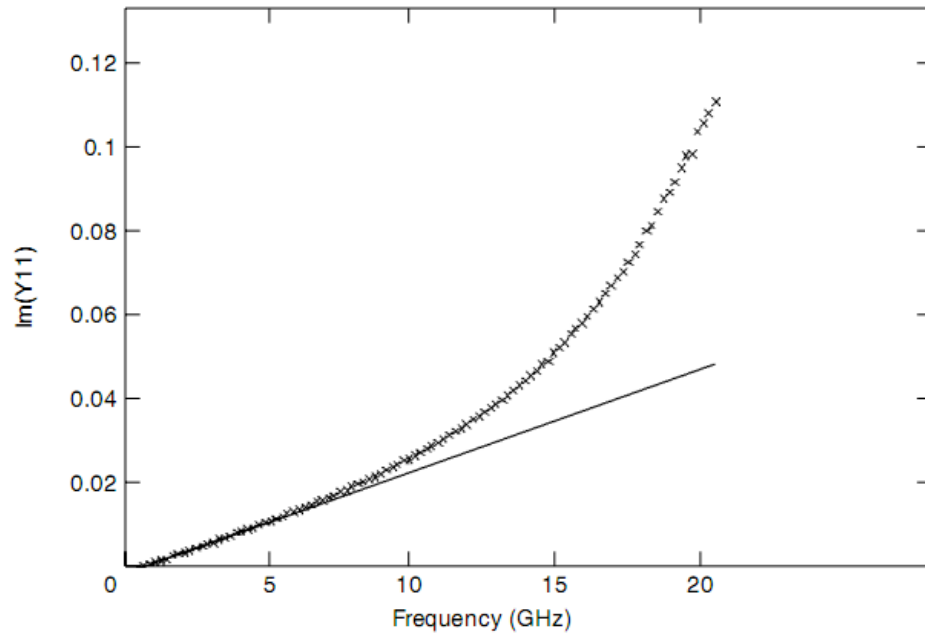


Figure 3.47 The imaginary part of the Y_{11} parameter for a pinched-off FET and the fitted capacitive susceptance

Düşük frekans aralığı içinde ölçülen eğrisinin eğimi capacitances değerlerinin verimidir.

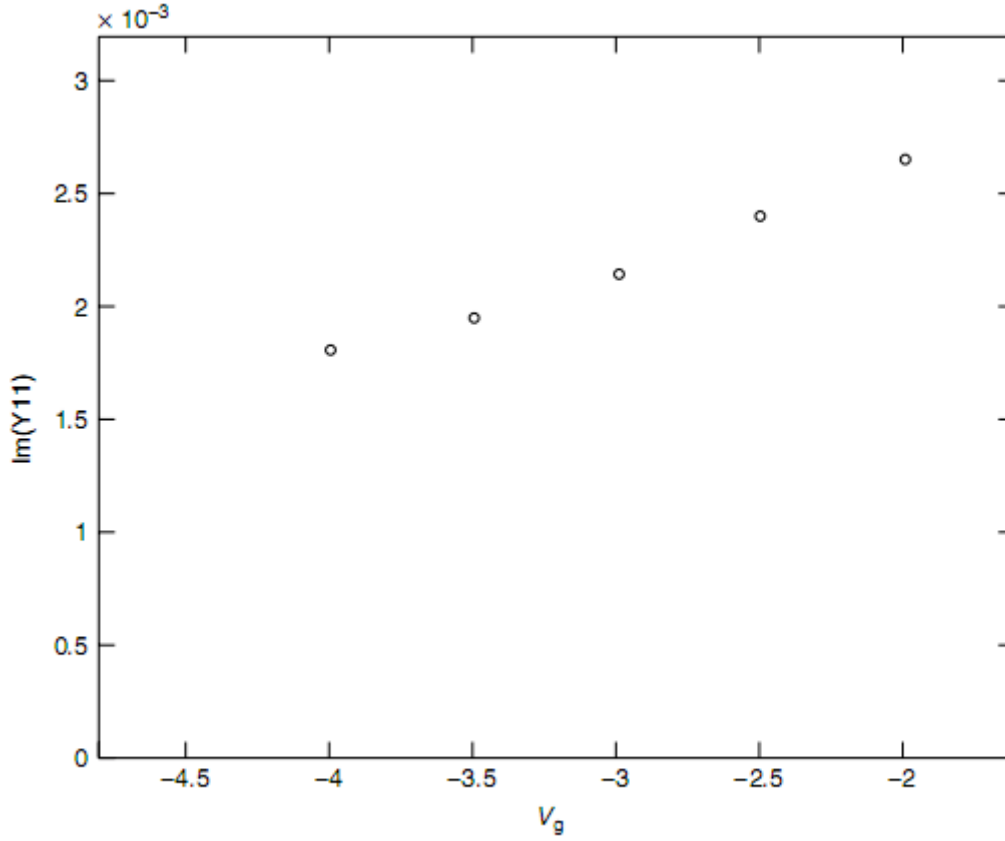


Figure 3.48 Extrapolation of the extracted capacitance to $V_{gs} = -\infty$

Bu şekilde, parazitler capacitances bulunur. Sadece üç ölçüm kullandığımızda beş parazitler capacitances modeli Şekil 3,43 te gösterilir. Bu yaklaşım, sadece daha güvenilir bir çıkarma değil, aynı zamanda ölçeklenebilir bir model sağlar. Ancak, durum bu kapı kaynak ve drenaj kaynak parazitik capacitances C_{pgs} ve C_{pds} önemsizdir, ölçümler yeterlidir.

Kapalı, kısık olduğu zaman, içsel cihaz yüksek empedans gibi davranır. Şimdi, zayıf ileri bios kapısının kanal kavşak farklı durumu tasarlanacaktır: intrinsek cihazın düşük empedans gibi davranır. Ne gerekli ne de önyargı tavsiye iletim tam olarak birleşme amacıyla birleşme bozulmasını önlemek için: küçük bir kapı mevcuttur, I_g kapısı kanala bir iletken yol açmak için yeterlidir. Empedansı Z ifadeleri-eşdeğer devre olarak parametreleri şunlardır:

$$\text{Re}(Z_{12})_{\text{wfb}} = R_s + \frac{\kappa_{\text{ch}}}{2} - \frac{\kappa_{\text{ch}}}{12nV_T} \cdot I_g \quad (3.70a)$$

$$\text{Im}(Z_{12})_{\text{wfb}} = \omega \left(L_s + K_1 + \frac{K_2}{I_g} \right) \quad (3.70b)$$

$$\text{Re}(Z_{22})_{\text{wfb}} = R_s + R_d + R_{\text{ch}} \quad (3.70c)$$

$$\text{Im}(Z_{22})_{\text{wfb}} = \omega(L_s + L_d + K_3) \quad (3.70d)$$

I_g mevcut kapı, K_1 , K_2 ve K_3 direnç ve capacitances fonksiyonları [87, 88]; ifadeleri Ek A.2 verilmiştir. Z_{11} parametre genellikle güvenilir sonuçlar vermez. Frekans karşı ölçülen veri Plotting, uygun bir frekans aralığı parametresinin çıkarılması için tanımlanır; Örneğin, Z_{12} parametresinin gerçek parçası daha iyi nispeten yüksek frekansta (Şekil 3,49) değerlendirilir.

Hulâsa kapı değeri mevcut I_g değerine bağlıdır: İlgili birçok terim yinelenerek ortadan kaldırılabilir. extrapolating $I_g \rightarrow 0$ (Şekil 3.50).

Üçüncü 'soğuk' bios durum her nasılsa diğer ikisi arasında: kanal, açık ve kapı-kaynak gerilimi tarafından kontrol edilir. Empedansı Z -parametrelili ilişkili denklemler;

$$\text{Re}(Z_{11})_{oc} = \frac{C_g^2 \left(R_g + R_s + \frac{\gamma R_{ch}}{3} \right) + C_p^2 (R_s + R_d + \gamma R_{ch}) + 2C_g C_p \left(R_s + \frac{R_{ch}}{2} \right)}{(C_g + C_{pg} + C_p)^2} \quad (3.71a)$$

$$\text{Im}(Z_{11})_{oc} = -\frac{1}{\omega (C_g + C_p + C_{pg})} + \omega (L_g + K_4 L_s + K_5) \quad (3.71b)$$

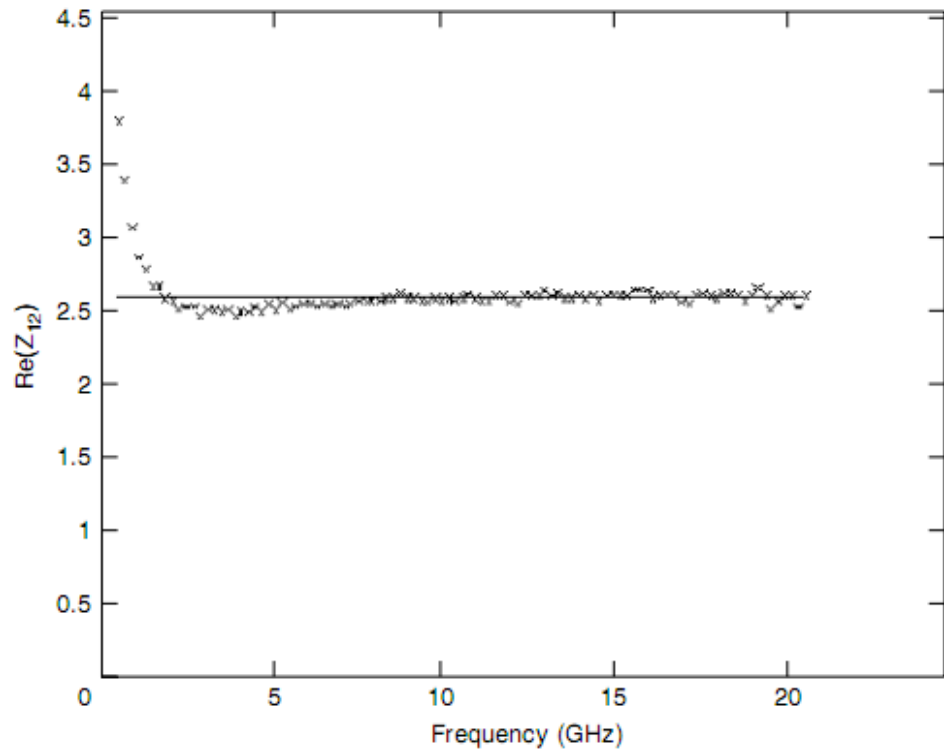


Figure 3.49 The real part of the Z_{12} parameter for a pinched-off cold FET and the fitted resistance

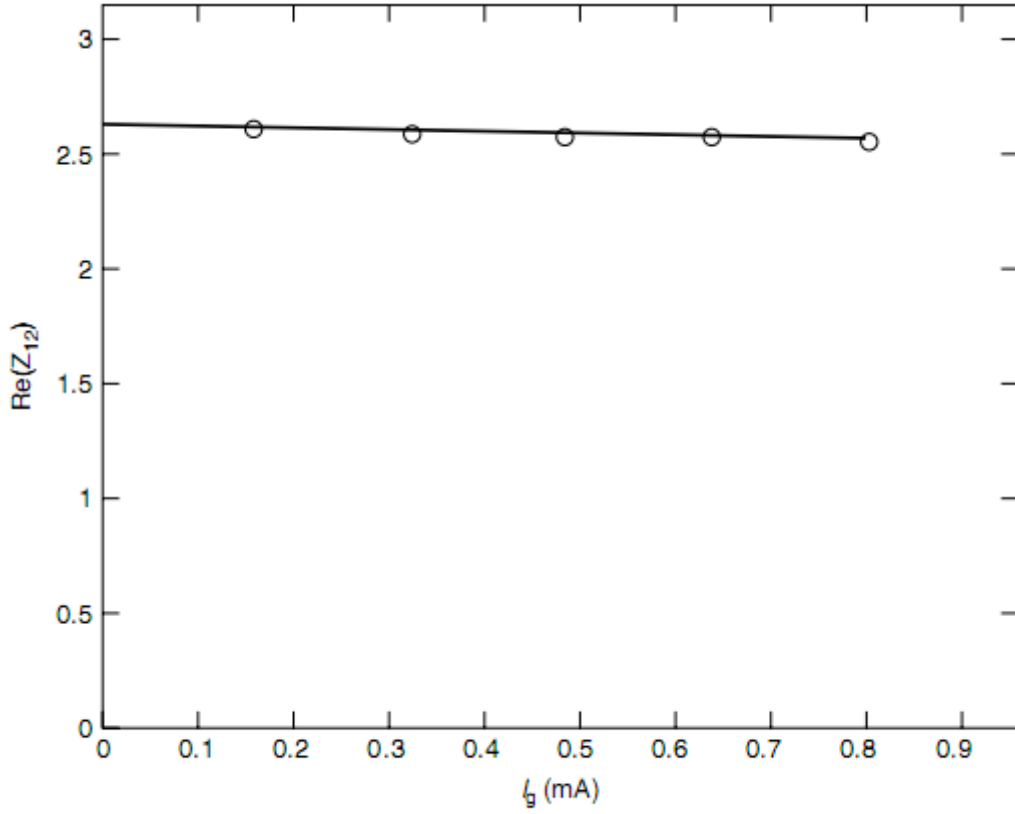


Figure 3.50 Extrapolation of the extracted resistance to $I_g = 0$

$$\text{Re}(Z_{22})_{oc} = R_s + R_d + \gamma R_{ch} \quad (3.71c)$$

$$\gamma = \left(1 - \sqrt{\frac{V_b - V_{gs}}{V_b - V_p}} \right)^{-1} \quad (3.71d)$$

Burada kapı kanal kapasitans C_g dışındaki tüm capacitanceslar bilinir ve K4 ve K5 dirençleri ve kondansatör fonksiyonları [87, 88]; Ek A.2 verilmiştir. Bir kez daha, frekans karşı ölçülen verilerin bir alan çıkarılması için en iyi frekans aralığı gösterir. Örneğin, Z11 parametresinin gerçek parçası Şekil 3,51 olarak, bir değerlendirme orta-yüksek frekans aralığı için gösterilir.

Hulâsa değeri kapısının değeri kaynak gerilimi üzerinde γ parametresi bir lineer bağımlılık (Şekil 3,52) ile bağlıdır: $\gamma \rightarrow 0$ için yaygınlaştırılması değeri ve γ iki denklemler karşı verim.

Benzer şekilde, diğer üç denklemler diğer parametreler tarafından verilmektedir. Toplamda sekiz beş bilinmeyenli denklemler R_G , R_s , R_D , $R_{channel}$, L_G , L_S , L_D , ve C_G elde edilir. Şimdi, önyargı içsel bağımlı elemanları normal çalışma noktalarında değerlendirilmelidir. Her bir bios noktada, S-parametreleri ölçülür ve sonra da değerlendirmiş parasiticsler yeniden gömülür.

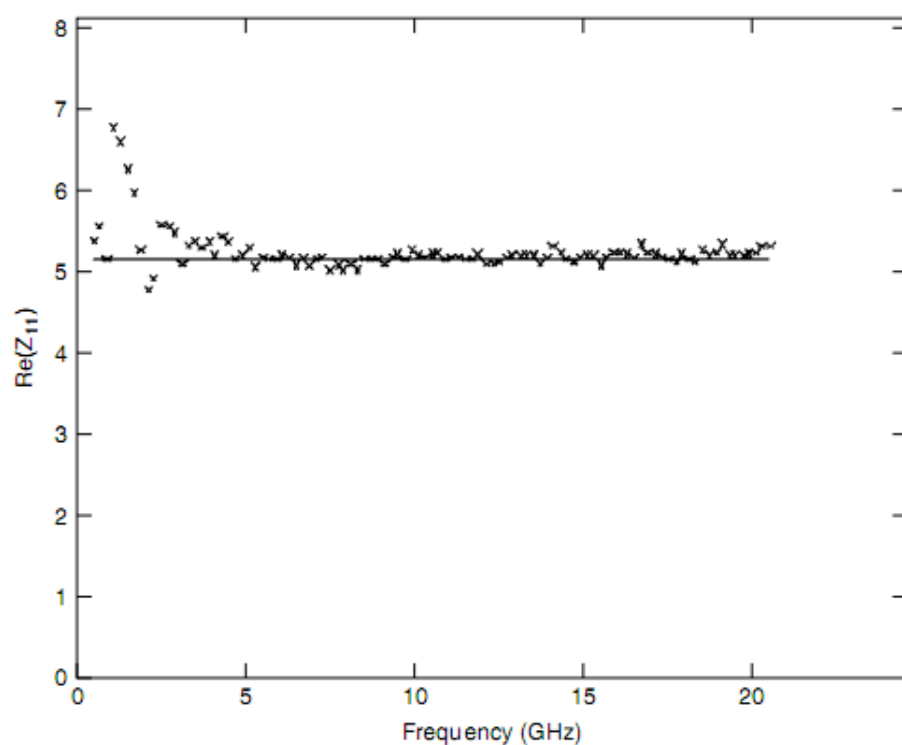


Figure 3.51 The real part of the Z_{11} parameter for a cold FET with the gate junction in weak forward conduction and the fitted resistance

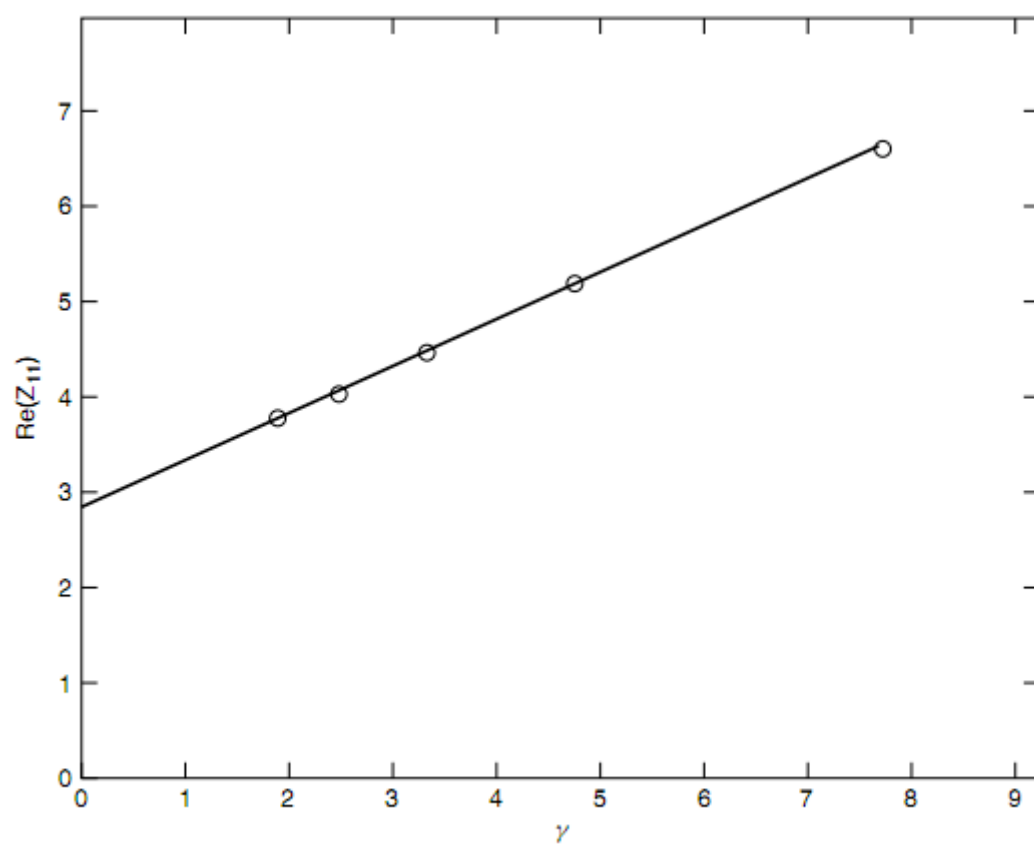


Figure 3.52 Extrapolation of the extracted resistance to $\gamma = 0$

Bu Z -Y matrisleri başarılı dönüşümleri tarafından, (Şekil 3,53) gerçekleştirilir; gömülü veriye karşılık gelen eşdeğer devre Şekil 3,54 gösterilir. İçsel eşdeğer networkün Y parametreleri şöyledir.

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= \omega^2 (R_{gd} C_{gd}^2 + R_i C_{gs}^2) + i\omega (C_{gd} + C_{gs}) \\
 Y_{12} &= \omega^2 [R_i C_i C_{gs} - R_{gd} C_{gd} (C_{gd} + C_i)] - i\omega C_{gd} \\
 Y_{21} &= g_m - i\omega [C_{gd} + g_m(\tau + R_i C_{gs})] \\
 Y_{22} &= g_{ds} + i(C_i + C_{gd} - g_m R_i C_i)
 \end{aligned} \tag{3.72}$$

$$\begin{aligned}
 [S]_{\text{measured}} &\rightarrow [Z]_{\text{measured}} \rightarrow \begin{bmatrix} Z_{11} - j\omega L_g & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} - j\omega L_d \end{bmatrix} \rightarrow [Y] \rightarrow \\
 \begin{bmatrix} Y_{11} - j\omega(C_{pg} + C_{pgd}) & Z_{12} - j\omega C_{pgd} \\ Z_{21} - j\omega C_{pgd} & Z_{22} + j\omega(C_{pd} - C_{pgd}) \end{bmatrix} &\rightarrow [Z] \rightarrow \\
 \begin{bmatrix} Z_{11} - L_s & Z_{12} - L_s \\ Z_{21} - L_s & Z_{22} - L_s \end{bmatrix} &\rightarrow [Y] \rightarrow \\
 \begin{bmatrix} Y_{11} - j\omega C_{pgs} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} - j\omega C_{pds} \end{bmatrix} &\rightarrow [Z] \rightarrow \\
 \begin{bmatrix} Z_{11} - R_g - R_s & Z_{12} - R_s \\ Z_{21} - R_s & Z_{22} - R_d - R_s \end{bmatrix} &\rightarrow [Z]_{\text{intrinsic}} \rightarrow [Y]_{\text{intrinsic}}
 \end{aligned}$$

Figure 3.53 Procedure for the de-embedding of the parasitic elements from measured S-parameters

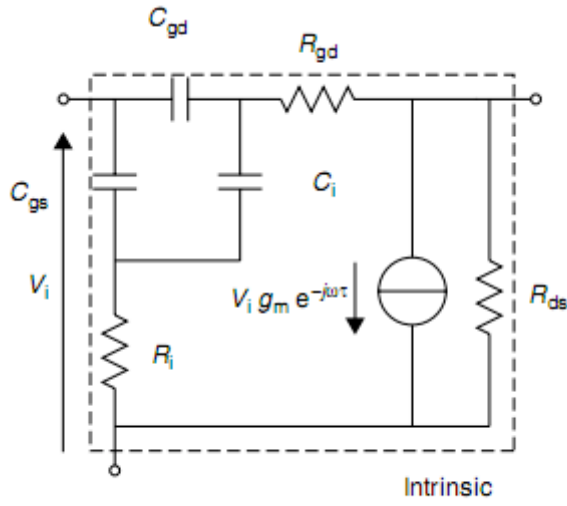


Figure 3.54 Equivalent circuit of the intrinsic FET

iç elemanların analitik çözümleri:

$$C_{gs} \cong \frac{\text{Im}(Y_{11} + Y_{12})}{\omega}$$

$$C_{gd} \cong -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega}$$

$$C_{in} \cong \frac{\text{Im}(Y_{12} + Y_{22})}{\omega}$$

$$R_{gd} \cong \frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{C_{in} \cdot \text{Re}(Y_{11}) - C_{gs} \cdot \text{Re}(Y_{12})}{C_{in} \cdot C_{gd}^2 - C_{gs} \cdot C_{gd} \cdot (C_{gd} + C_{in})}$$

$$g_m = \sqrt{(\text{Re}(Y_{21} - Y_{12}))^2 + (\text{Im}(Y_{21} - Y_{12}))^2}$$

$$\tau = \frac{a \tanh\left(-\frac{\text{Re}(Y_{21} - Y_{12})}{\text{Im}(Y_{21} - Y_{12})}\right)}{\omega}$$

$$R_i \cong \frac{\text{Re}(Y_{11}) - R_{gd}\omega^2 C_{gd}^2}{\omega^2 C_{gs}^2}$$

$$R_{ds} \cong \frac{1}{\text{Re}(Y_{22})} \quad (3.73)$$

3.3.5 Nonlinear Modeller:

Doğrusal olmayan bir model eşdeğeri ayıklanan değerleri devre elemanları için özel montaj fonksiyonları ile eşdeğer devre birlikte topoloji oluşturur.

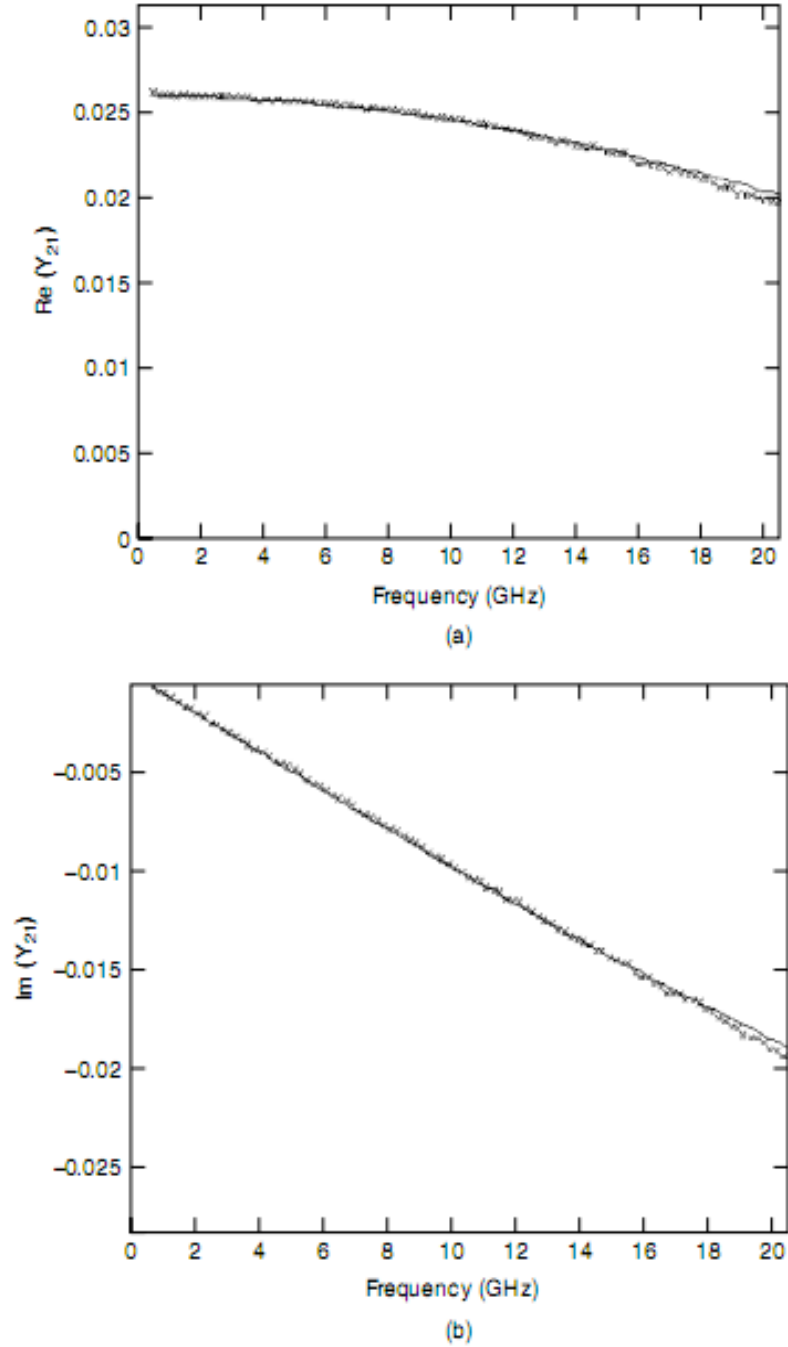
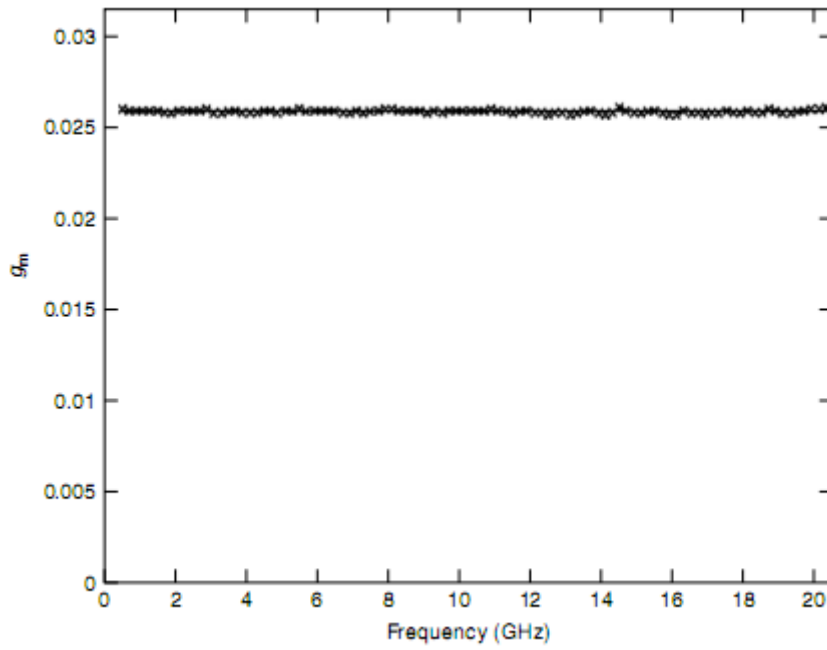


Figure 3.55 Real (a) and imaginary parts (b) of the measured and extracted Y_{21} of the intrinsic FET for $V_{gs} = -0.6$ V, $V_{ds} = 5$ V

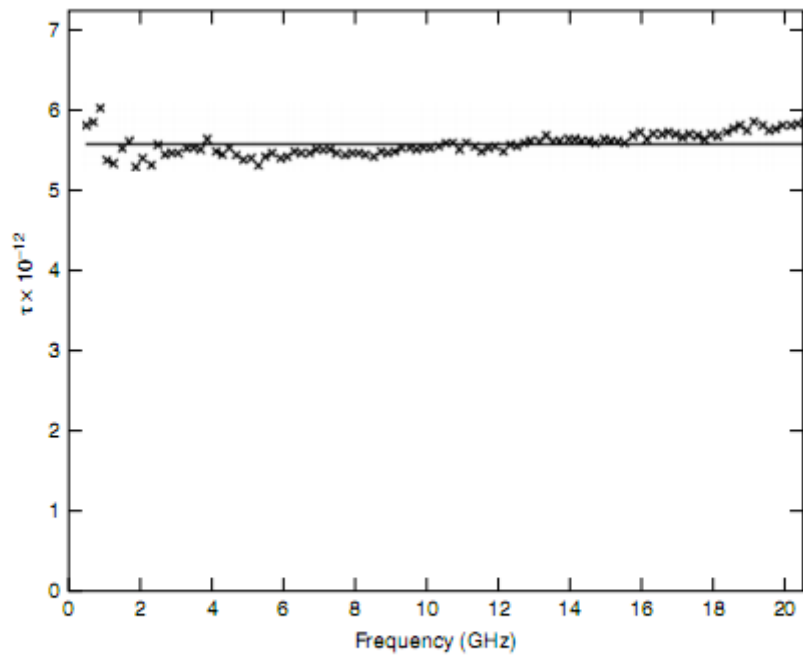
Modeller büyük bir çeşitlilik literatürde hemen tüm mikrodalga cihazlar için kullanılabilir ve çoğu ticari CAD programları uygulanmaktadır.

Uygun I / V çıkış özellikleri için basit bir işlev [89] ile tanımlanmıştır:

$$I_d(V_{gs}, V_{ds}) = (A_0 + A_1 \cdot V_1 + A_2 \cdot V_1^2 + A_3 \cdot V_1^3) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) \quad (3.74)$$



(a)



(b)

Figure 3.56 Measured and extracted transconductance g_m (a) and delay time τ (b) of the intrinsic FET for $V_{gs} = -0.6$ V, $V_{ds} = 5$ V

$$V_1 = V_{gs}(t - \tau) \cdot (1 + \beta \cdot (V_{d0} - V_d)) \quad (3.75)$$

Drenaj mevcut gecikme kapısı kaynağı voltajı üçüncü dereceden polinom olarak, ek bir terim ile örnek olduğu içinde değişime hesapları gerilim kapalı drenaj yüksek voltaj olarak hesaplanır. Şimdiki zaman eq sıfır olarak ayarlanır. (3,74) negatif olur.

Daha esnek bir model önerilen temelinde [90] da geliştirilmiştir

$$I_{ds} = I_{dss} \cdot \left(1 - \frac{V_{gi}}{V_{po} + \gamma V_{ds}}\right)^{E+K_e \cdot V_{gi}} \cdot \left(1 + S_s \cdot \frac{V_{ds}}{I_{dss}}\right) \cdot \tanh \left[S_l \cdot \frac{V_{ds}}{I_{dss}} \cdot \left(\frac{1}{1 - K_g V_{gi}}\right) \right] \quad (3.76a)$$

where

$$V_{gi} = V_{gs}(t - \tau) \quad (3.76b)$$

Dokuz parametre (Idss, Vpo, γ, E, Ke, SS, SL, Kg, τ) tüm parçaların özelliği iyi bir montaj sağlar. Fonksiyonu tekrar sıfır olarak ayarlanır. eq (3.76a) negatif olduğunda. Çok iyi özellikleri olan bir uydurma fonksiyonu HEMT için geliştirilmiş;

$$I_{ds} = I_{pk} \cdot (1 + \tanh \psi) \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}) \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) \quad (3.77)$$

IPK geçerli olduğu transconductance maksimum (peak) değeri ve ψ sahip Vgs bir polinom fonksiyonu vardır

$$\psi = P_1(V_{gs} - V_{pk}) + P_2(V_{gs} - V_{pk})^2 + \dots \quad (3.78)$$

$$V_{pk} = V_{pk0} + \gamma \cdot V_{ds} \quad (3.79)$$

Bu model çok esnek ve kapısının gerilim ile ilgili drenaj akım da türevleri iyi doğrulukla vermektedir. modeli intermodülasyon bozulma veya karıştırma performansları olduğu zaman özel dikkat verilmelidir. HEMT bir cihaz için doygunluk bölgesi (Vds = 2V olarak) kapı gerilimi ile ilgili drenaj geçerli bir tipik davranış ve ilk iki türevleri Şekil 3,57 gösterilir.

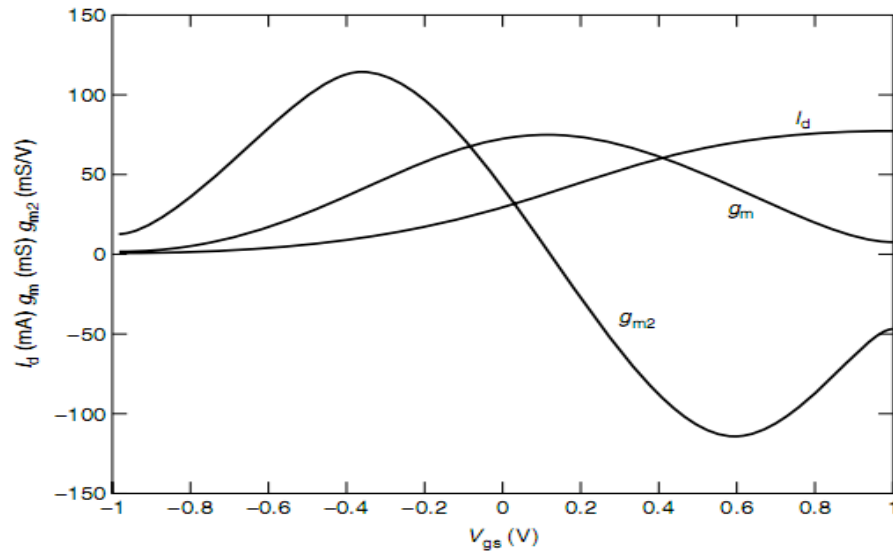


Figure 3.57 Typical drain current with its first two derivatives versus gate voltage for an HEMT device

uygun drenaj devresi ve türevleri için bir fonksiyon ;

$$I_{ds} = (A_0 \cdot x + A_1 \cdot \sin x + A_2 \cdot \sin 2x + A_3 \cdot \sin 3x) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{ds}) \quad (3.80)$$

$$x = \pi \cdot \left(\frac{V_{gs} - V_{po}}{V_{bi} - V_{po}} \right) \quad (3.81)$$

ve $A_0, A_1, A_2, A_3, \alpha, V_{po}, V_{bi}$ model parametrelerdir. Kapı gerilimi ile ilgili türev doğru modelleme ile benzer işlevleri [92, 93, 97, 99, 100] veya her iki kapısı ve drenaj gerilimleri [95, 98, 101] de önerilmiştir. Dren devresi kaynak kapısının bir işlevi ve kapı tüketen voltaj olarak simetri için ifade edilir:

$$I_{ds} = g[f_1(U_{gd}^+, U_{gs}^+) \cdot f_2(V_{gs} - V_{gd}) - f_1(U_{gs}^-, U_{gd}^-) \cdot f_2(V_{gd} - V_{gs})] \quad (3.82)$$

$$f_1(x, y) = (1 + a \cdot x) \cdot [1 - \tanh(e^{-b \cdot (y+c)})] \quad f_2(z) = 1 - \tanh(e^{-d \cdot z}) \quad (3.83)$$

Ve

$$\begin{bmatrix} U_{gd}^+ \\ U_{gs}^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{gs} \\ V_{gs} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} U_{gd}^- \\ U_{gs}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{gd} \\ V_{gs} \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

Farklı bir yaklaşım [96, 102-104] de kabul edilmiştir. İki kontrol gerilim drain akım bağımlılığı (örneğin kapı kapı kaynak ve tüketen voltaj bir FET için) yerel olarak bir iki üçüncü sırasına boyutlu bios noktasının alanında ifade edilir:

$$\begin{aligned} I_{ds} = & g_m V_{gs} + g_{ds} V_{ds} + \\ & + g_{m2} V_{gs}^2 + g_{md} V_{gs} V_{ds} + g_{d2} V_{ds}^2 + \\ & + g_{m3} V_{gs}^3 + g_{m2d} V_{gs}^2 V_{ds} + g_{md2} V_{gs} V_{ds}^2 + g_{d3} V_{ds}^3 + \\ & + \dots \end{aligned} \quad (3.85)$$

Açıkçası, genişleme katsayıları bios noktası fonksiyonları vardır. Katsayılarının değerleri düşük frekanslı iki adet 100-MHz aralığında voltaj intermodülasyon ölçümleri ile bulunur: ilk test frekansında bir sinüs gerilim kapısı transistörün (veya baz) ve ikinci bir sinüs sinyali için , çok yakın test frekans drenaj (veya toplayıcı), uygulanır Şekil 3.58 .

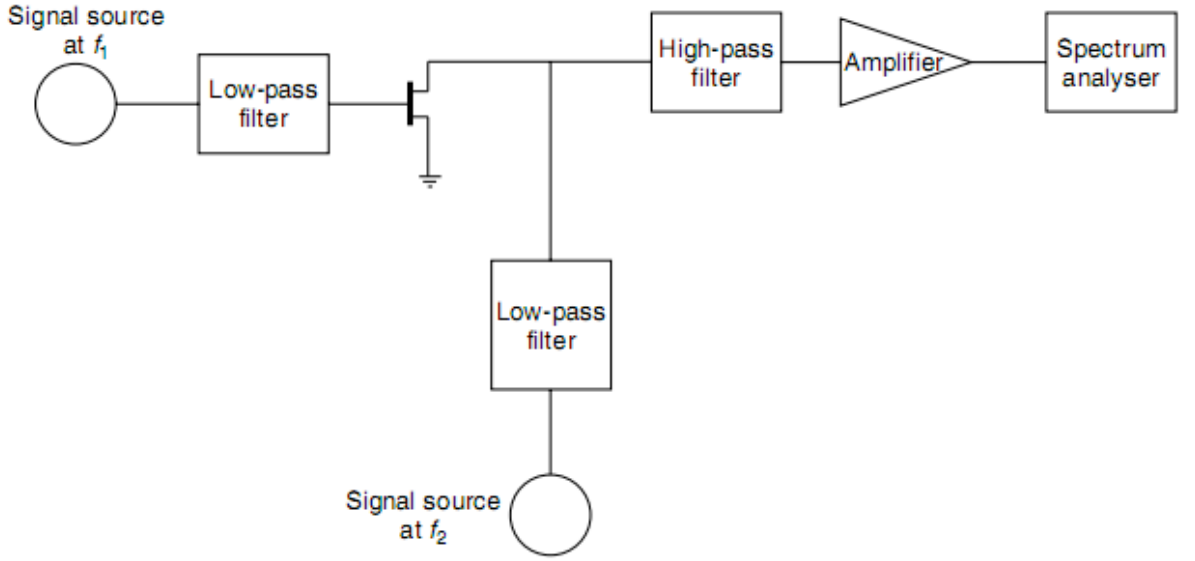


Figure 3.58 The measurement set-up for evaluation of the coefficients of the Taylor series expansion of the drain current

Bir kez yerel veri ayıklanması amacıyla herhangi bir bios noktası için ölçülen bölge içinde intermodülasyon bozulmayı tahmin edebilmek için, kendi bios bağımlılık sinir ağları vasıtasıyla olabilir[105].

3.3.6 Paketler :

Paketlenmiş transistörler genelde yüksek güç uygulamalarında kullanılır. Genellikle, tedarikçi optimum önyargı ve yükleme ve aynı zamanda en yaygın uygulamalar için bir devre düzeni önerilir. Ancak paket, genellikle bir eşdeğer devre lumped veya yaklaşık olarak dağıtılmış bir ağ olabilir; Devrenin topolojisi özel paketi, ancak bağlı tipik bir yapı olan ön eşleşen yapıları da vardır Şekil 3,59 ve 3,60. paket öncesi çoğu zaman büyük transistörler, veya paralel hatta birkaç büyük transistörler, yüksek güçlü uygulamalar için paketlenmiştir.

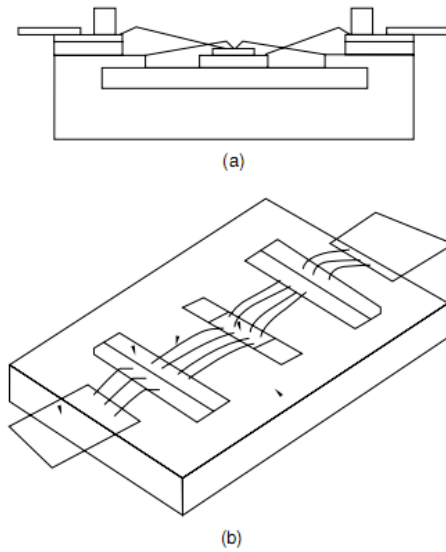


Figure 3.59 A typical package for a high-power transistor

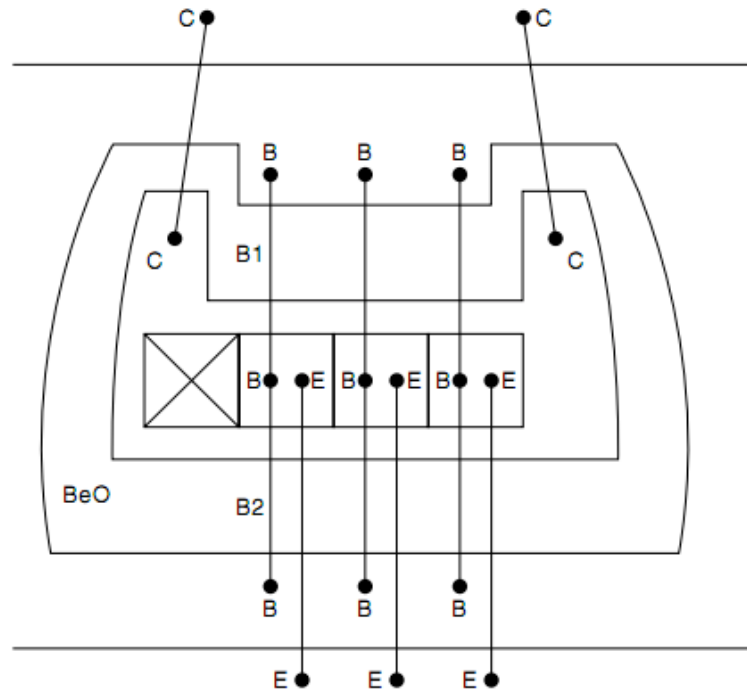


Figure 3.60 A detailed picture of the bonding arrangement for a bipolar transistor within the package

Paketi Sürece doğru örnek alınarak modellemedikçe, Böyle bir düzenleme açıkça pratikte imkansızdır. Bazen, paketin modeli tedarikçiden mevcuttur, ancak bu tipik durum değildir. Bilâkis, bu çok yapı ve paket boyutları hakkında bazı bilgilere en az tedarikçi bir yeterince güvenilir modelleme için kazanmış olması tavsiye edilir. Bu durumda, tanımı ve segmentli model çıkarma olduğu gibi, Şekil 3,61 gösterildiği teşebbüs olabilir.

Paketin tek bölümleri elektrik lumped veya dağıtılmış elemanları, Şekil 3,62 gösterildiği yoluyla örnek olabilir.

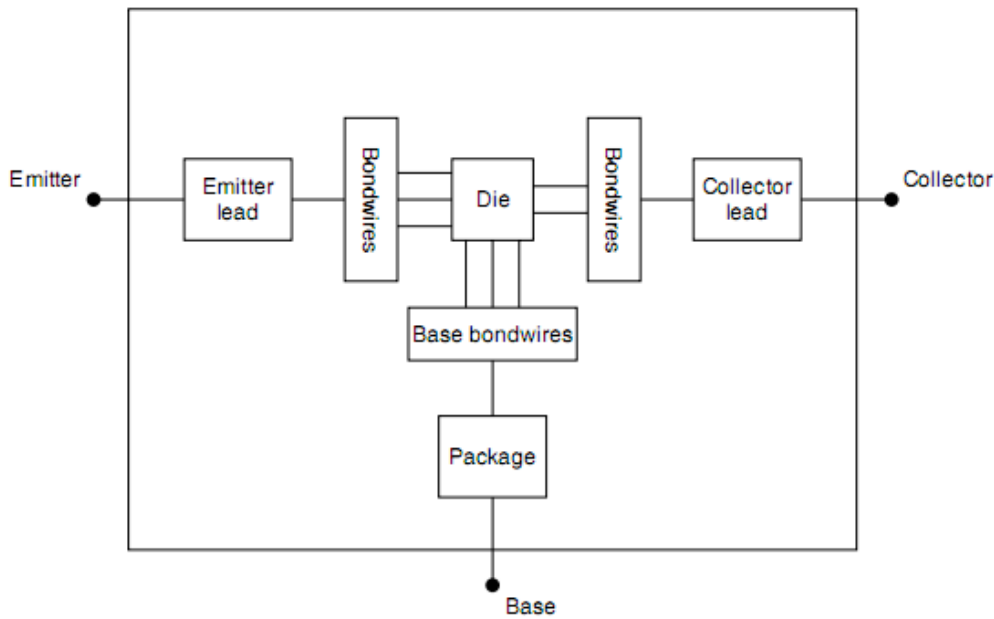


Figure 3.61 A possible structure of the equivalent network of the package

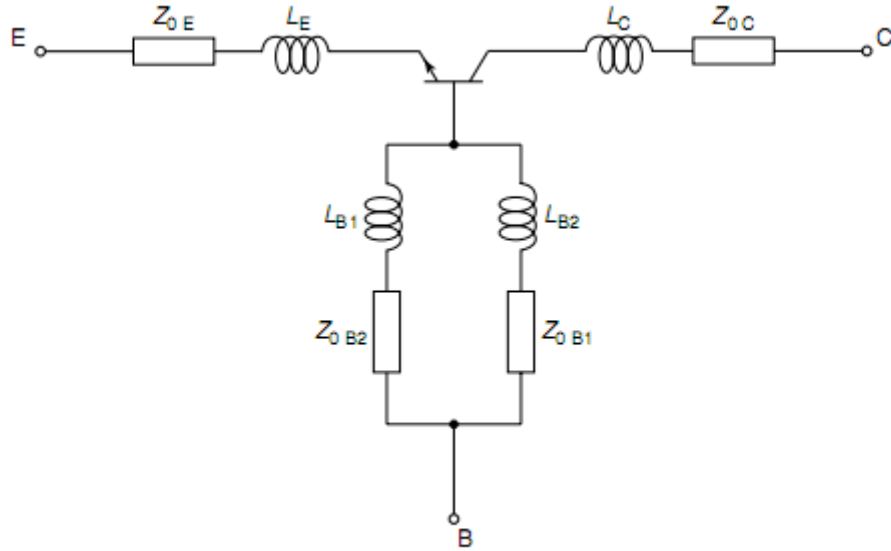


Figure 3.62 The equivalent circuit of the segmented package structure as in Figure 3.61

Elemanlarının değerleri çıkarımı tam dalga elektromanyetik simülatörleri aracılığıyla veya uygun eşdeğer ifadeler ile yaklaşık olarak yapılabilir. Normalde boş bir paket ölçmek ve eleman değerlerinin son süsleme için ölçümlerine paketinin ayıklanan modeli ile uygun hale getirmek yararlıdır.

3.4 BLACK-BOX MODELLERİ :

Bu paragrafta, black-box yaklaşımlar açıklanmıştır

3.4.1 Tablo-tabanlı modeller :

Herhangi bir varsayıma dayalı olmaksızın sadece bir ölçülen veriye dayalı doğrusal olmayan model için çeşitli yaklaşımlar önerilmiştir. Onlar modelinin otomatik inşasına imkan sağlar, Birçoğu harmonik denge analizi algoritmaları ile birlikte kullanım için geliştirilmiştir; Aşağıda, matematiksel formülasyonu olarak [108, 112] da, bu yaklaşımın bir genelleme olduğunu gösterir eşitlik. (3,47):

Matematiksel formülasyonu, lineer olmayan bir aygıtın bir Volterra serisi gösterimi (Bölüm 1.3.1) aracılığıyla ve bir yarı iletken cihazın doğrusal olmayan davranışları üzerinde geçmişte girişlerinin 'bellek' genellikle çok kısa bir süre için bir mikrodalga dönemine göre sınırlı remarking tarafından gösterilebilir. Gerilim akım kontrollü nonlinearity varsayarak, standart Volterra serisi şöyle yazılabilir.

$$i(t) = F_{DC}(v(t)) + \sum_n \int \dots \int g_n(v(t), \tau_1, \dots, \tau_n) \cdot e(\tau_1, t) \dots e(\tau_n, t) d\tau_n \dots d\tau_1 \quad (3.86)$$

Burada FDC (v) DC I / V cihazın özelliği,

$$e(v(t), \tau) = v(\tau) - v(t) \quad (3.87)$$

O andaki girişi ve geçmişteki değerleri arasında fark,

$$g_n(v(t), \tau_1, \dots, \tau_n) = \sum_{k=0}^{\infty} v^{(n-k)}(t) \cdot \binom{n}{k} \int \dots \int h_n(t - \tau_1, \dots, t - \tau_n) d\tau_n \dots d\tau_1 \quad (3.88)$$

Cihazın geçmişte giriş gerilim zaman evrim nedeniyle içinde bellek etkileri için ikinci dönem hesapları; bu etkiler, doğrusal olmayan ve gerektiren bir Volterra-yüksek dahil formülasyon gibi merteye doğrusal olmayan terimlerdir.

$$i(t) = F_{DC}(v(t)) + \int_{t-\tau_m}^t g_1(v(t), t - \tau) \cdot (v(\tau) - v(t)) \cdot d\tau \quad (3.89)$$

Zaman etkisi için kıvrım denklem (3,89) olarak integral hesabı giriş değişen, ani gerilim v(t) semtinde linerize edilmiştir

$$\mathfrak{Z}[g_1(v, t)] = \hat{Y}(v, \omega) = Y(v, \omega) - \frac{\partial F_{DC}}{\partial v} \quad (3.90)$$

Burada Y (V, ω) standart başvuruda parametreleri bir bios noktada ölçülür v. Ve $\frac{\partial F_{DC}}{\partial v}$ kondüktans cihazın DC karakterlerden hesaplanır.

3.4.2 Yarı-statik Modeli Belirlenen zaman-etki Veri

Varsayım, cihazın yarı bir statik, doğrudan ekstraksiyon prosedürü zaman temeli alanı büyük sinyal veri olarak etki alanı büyük sinyal ölçüm kurulumu bir zamanda elde edilen (Bölüm 2.3) te görülebilir. iki port doğrusal olmayan eleman , bir yarı-statik temsil Şekil 3,63 te gösterilir. cihazın Portundaki Gerilim ve akımları:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= i_{gs}(v_{gs}(t), v_{ds}(t)) + C_{gs}(v_{gs}(t), v_{ds}(t)) \cdot \frac{dv_{gs}(t)}{dt} \\ &+ C_{gd}(v_{gs}(t), v_{ds}(t)) \cdot \frac{dv_{ds}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (3.90a)$$

$$\begin{aligned} i_2(t) &= i_{ds}(v_{gs}(t), v_{ds}(t)) + C_{dg}(v_{gs}(t), v_{ds}(t)) \cdot \frac{dv_{gs}(t)}{dt} \\ &+ C_{ds}(v_{gs}(t), v_{ds}(t)) \cdot \frac{dv_{ds}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (3.90b)$$

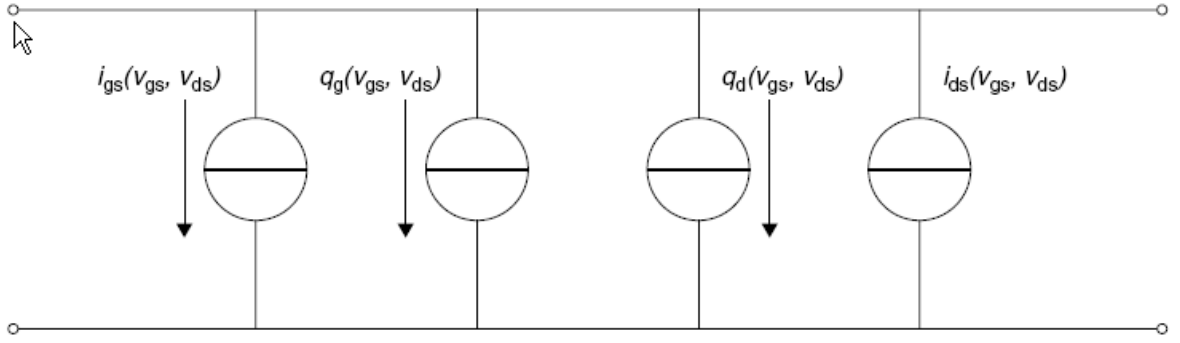


Figure 3.63 The quasi-static model of a two-port active device

Bir büyük-sinyal uyarılma uygulandığında, port akımları, gerilim ve gerilim türevleri zaman etki olarak ölçülür. Model elemanlarının değerleri doğrudan bağlantı noktası gerilimi V_{gs} ve V_{ds} bir çift için, değerlendirilir zaman üç bağımsız ölçümler aynı gerilim çifti ama farklı zaman türevleri [114-117] için her port için kullanılabilir. Modeli, tüm çiftleri gerilim üstlendiği için kendi zaman-etki evrim sırasında dalga şekilleri tüm çiftleri gerilim dalga formu ölçüm tarafından tanımlanır. yarı-statik varsayım daha gerçekçi yapmak amacıyla Zaman-etki alanı paraziter elementlerin alması ile ilişkili olabilir.

3.4.3 Frekans alanı Modelleri:

Doğrusal olmayan black-box modelleri frekans alanında inşa edilebilir; onlar doğal uygulamaları spektral denge tipi doğrusal olmayan analiz algoritmaları (Bölüm 1) [118, 119] içinde bulur. Temel ilke yarı bir uzantısı olarak doğrusal olmayan eleman olarak statik formül: akım tanımı gerektirir.

$$i(t) = i_g(v(t)) + \frac{dq^{(1)}(v(t))}{dt} + \frac{d^2q^{(2)}(v(t))}{dt^2} + \frac{d^3q^{(3)}(v(t))}{dt^3} + \dots \quad (3.91)$$

Eşdeğer devre Şekil 3,64 gösterilir.

Bize statik ve genel masraflar geçerli açıkça zaman bağılı olmayan ancak sadece gerilim ve gerilim türevleri olduğunu varsayalım.

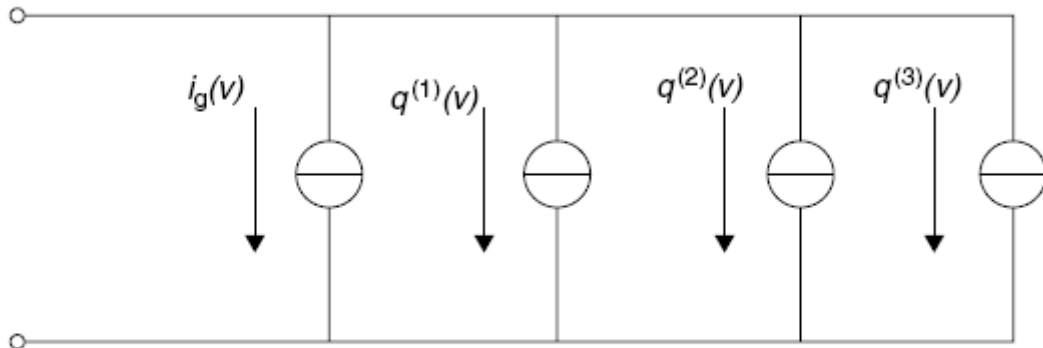


Figure 3.64 A frequency-domain black-box equivalent circuit

Eğer küçük bir sinyal, statik büyük bir gerilim ile bindirilmişse;

$$v(t) = V_0 + \tilde{v}(t) \quad i(t) = I_0 + \tilde{i}(t) \quad (3.92)$$

sonra eleman akımı şöyle yazılabilir:

$$\begin{aligned} I_0 + \tilde{i}(t) = i_g(V_0) + \left. \frac{di_g(v)}{dv} \right|_{v=V_0} \cdot \tilde{v}(t) + \left. \frac{dq^{(1)}(v)}{dv} \right|_{v=V_0} \cdot \frac{d\tilde{v}(t)}{dt} + \left. \frac{dq^{(2)}(v)}{dv} \right|_{v=V_0} \\ \cdot \frac{d^2\tilde{v}(t)}{dt^2} + \left. \frac{dq^{(3)}(v)}{dv} \right|_{v=V_0} \cdot \frac{d^3\tilde{v}(t)}{dt^3} + \dots \end{aligned} \quad (3.93)$$

Frekans alanında;

$$\begin{aligned} \tilde{I}(\omega) = g(V_0) \cdot \tilde{V}(\omega) + C^{(1)}(V_0) \cdot j\omega \cdot \tilde{V}(\omega) + C^{(2)}(V_0) \cdot (j\omega)^2 \cdot \tilde{V}(\omega) \\ + C^{(3)}(V_0) \cdot (j\omega)^3 \cdot \tilde{V}(\omega) + \dots \end{aligned} \quad (3.94)$$

Küçük akım ve gerilim sinyali arasındaki oranı

$$Y(V_0, \omega) = g(V_0) + j\omega \cdot C^{(1)}(V_0) - \omega^2 \cdot C^{(2)}(V_0) - j\omega^3 \cdot C^{(3)}(V_0) + \dots \quad (3.95)$$

Ayrıca, model parametreleri herhangi bir frekans bağımlılığı, çok düşük frekanslı veya çok yüksek frekanslı dispersiyon dahil mümkündür. Büyük sinyal modeli küçük sinyal iletkenlik ve genel şarjların entegrasyonu, yukarıdaki inşa edilmiştir:

$$\begin{aligned} i_g(v) = i_g(v_0) + \int_{v_0}^v g(\beta) \cdot d\beta \quad q^{(1)}(v) = q^{(1)}(v_0) + \int_{v_0}^v C^{(1)}(\beta) \cdot d\beta \\ q^{(2)}(v) = q^{(2)}(v_0) + \int_{v_0}^v C^{(2)}(\beta) \cdot d\beta \quad q^{(3)}(v) = q^{(3)}(v_0) + \int_{v_0}^v C^{(3)}(\beta) \cdot d\beta \end{aligned} \quad (3.96)$$

3.4.4 Davranışsal Modeller:

Davranış modelleri varsayımı, cihazın iç yapısı hakkında hiçbir bilinen bilgiye dayanmamaktadır. Cihazı veya alt sisteminin davranışını ve sonra da uygun fonksiyonlar aracılığıyla, genellikle

yapay sinir ağı (YSA) sınıfı tarafından yaklaşık olarak bir ölçülür. Bu varsayımı ciddi bir şekilde hangi ölçüm koşulları bir komşuluksa sadece geçerli model ve tahminsel özellikleri sınırlar.

Açıklayıcı fonksiyonlu yaklaşım farklı bir uzantısı büyük bir cihaz veya devre dinamik durumda [122] sinyal fonksiyonunun lineerleşmesi oluşur. Büyük sinyal olay ve yansıyan dalgaları ilk büyük ilgi sinyal durum ve daha sonra küçük bir artımlı dalga (Bölüm 2 Bkz) ölçülür.

$$b_{k,i} = b_{k,i}^{(0)} + \sum_{j=1,2} \sum_{l=1,N} (G_{k,i,l,j} \cdot \text{Re}[a_{l,j}] + H_{k,i,l,j} \cdot \text{Im}[a_{l,j}])$$

$$k = 1, \dots, N, i = 1, 2; l = 1, \dots, N, j = 1, 2 \quad (3.97)$$

$b_{k,j}^{(0)}$ j i portundaki unperturbed dalga ve harmonik frekans k, $G_{k,i,l,j}$ ve $H_{k,i,l,j}$ doğrusal olmayan saçılma fonksiyonları karmaşık katsayıları; bir zaman harf değişik bias voltaj için saçılma parametrelerinde bir genelleme (Bölüm 8) bkz vardır. İlişki lineer ama analitik değildir [122], Şekil 3.65 te, bir örnekte drenaj akım ve gerilim büyük bir sinyal durum etrafında gösterilir.

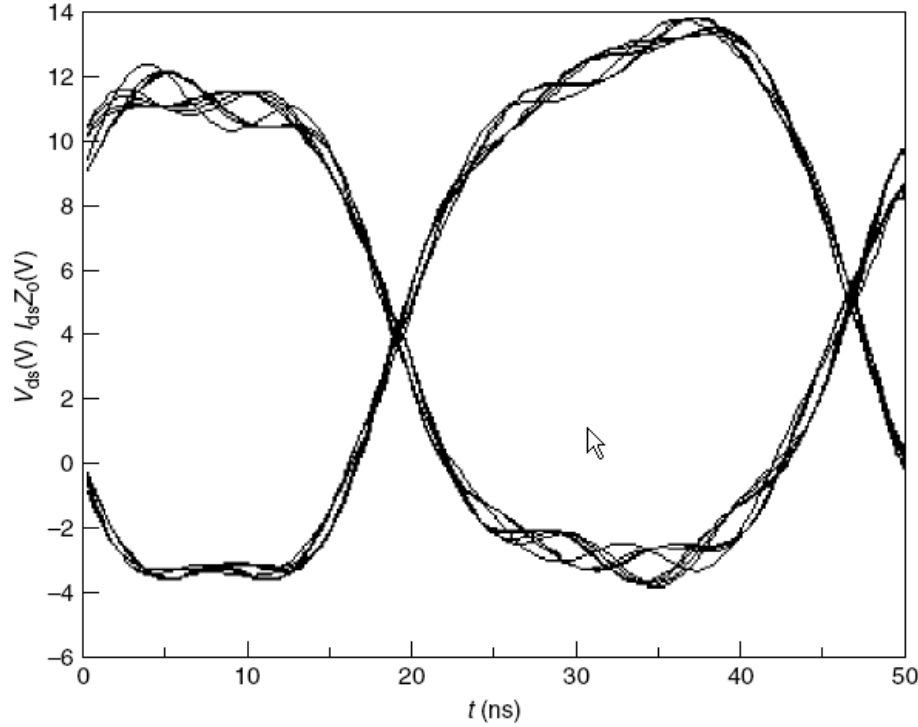


Figure 3.65 Perturbed drain current and voltage around a large-signal state

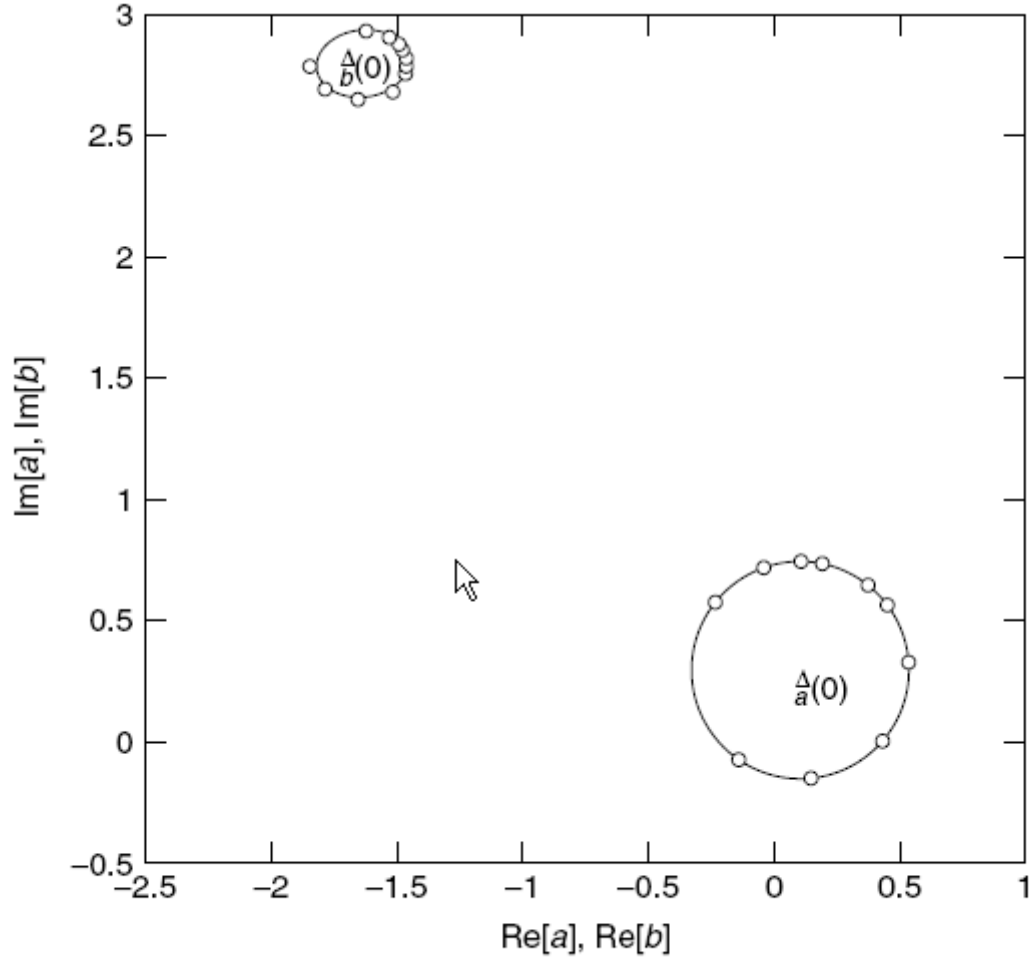


Figure 3.66 Perturbed drain current and voltage around a large-signal state

Dalgalar a ve b , karmaşık düzlemde dalgaların vektörü olarak temsil edilir; dalgalar nedeniyle sabit vektörler (perturbed dalga) olan küçük perturbing vektörler (dalgalar) olarak temsil edilir. Ölçümün daha doğru olması için, farklı safhalarda birçok perturbing dalgalar aynı genlikte kullanılır, Buna karşılık, denklem (3,97)'nin analitik olmayan doğası nedeniyle dalga b vektörü $b(0)$ perturbed vektör etrafında elips tanımlar.(Şekil 3.66).

Doğrusal olmayan saçılma parametreleri uygulama bulur, örneğin, ne zaman büyük sinyal karşılaştırması gerektiği durumda büyük sinyal durum doğrulanması gereklidir.

3.5 BASİTLEŞTİRİLMİŞ MODELLER :

Bu paragrafta, basitleştirilmiş modeller., ana uygulamaları bazı ipuçları ile birlikte açıklanmıştır.

Şimdiye kadar, doğruluk açıklanan modellerin ana istenen özelliği olmuştur.

Ancak, doğru bir analiz algoritması sayısal bir algoritma bu kendini cihaz veya devrenin davranış içine doğru bir içgörüye izin yoktur. Veriler bilgisayara uygulanır ve sonuç çıkar. Tabii ki, optimizasyonu çok bir devre performanslarını artırmak için kullanışlıdır; Ancak, sayısal problemleri bazen optimizasyon algoritması optimum değerleri bulmak için izin vermez. Sürece çok simülasyonları detaylı ve zaman alıcı analiz yetenekli bir tasarımcı tarafından gerçekleştirilir. Daha da önemlisi, devre ana mekanizmaları iyi veya kötü performanslardan sorumlu değildir. Basit bir yaklaşım aktif cihaz sadece ana doğrusal olmayan özellikleri içeren ve basitleştirilmiş analiz algoritma gerektiren basitleştirilmiş bir model kullanımı oluşturur. Bu şekilde, bu yaklaşımın bir başka avantajı, bazen veri sayfaları sadece gerçekten satın alma ve ölçüm cihazı olmadan yapılabilir daha basit modeli çıkarma prosedürüdür. Basit modeller güç kuvvetlendirici tasarımı için [124-129] uzun bir süre kullanılmıştır. Eşdeğer devre, örneğin, bir FET durumunda Şekil 3,67 için olabilir. Lineer elemanlar küçük sinyal parametreleri seçilen çapraz noktada veya önyargı voltaj uygun bir aralığında ortalama bir değer olarak ayıklanır. Ayrıca, nonlinearity bir parçalı tarafından doğrusal fonksiyon, örnek olarak Şekil 3,68 de modellenmiştir. Bu durumda transconductance lineer bölgede kaynak kapısı-gerilim V_{gs} ye göre sabit, çalışma noktası ohmic veya arıza bölgelerine ulaşmadıkça dışarıya sıfır olur. Analiz, parçalı hale doğrusal olarak iyi ve voltaj ve akım dalga şekilleri analitik olarak hesaplanır.

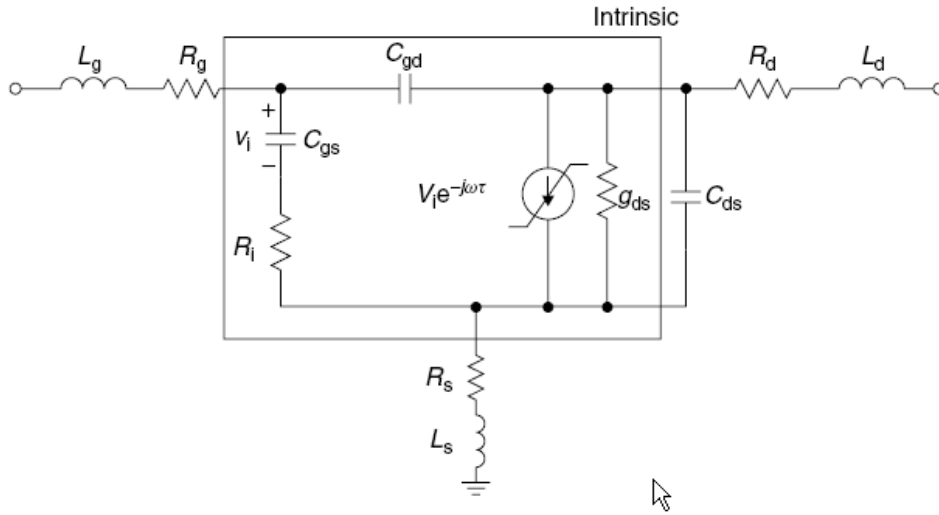


Figure 3.67 Simplified nonlinear equivalent circuit of an FET

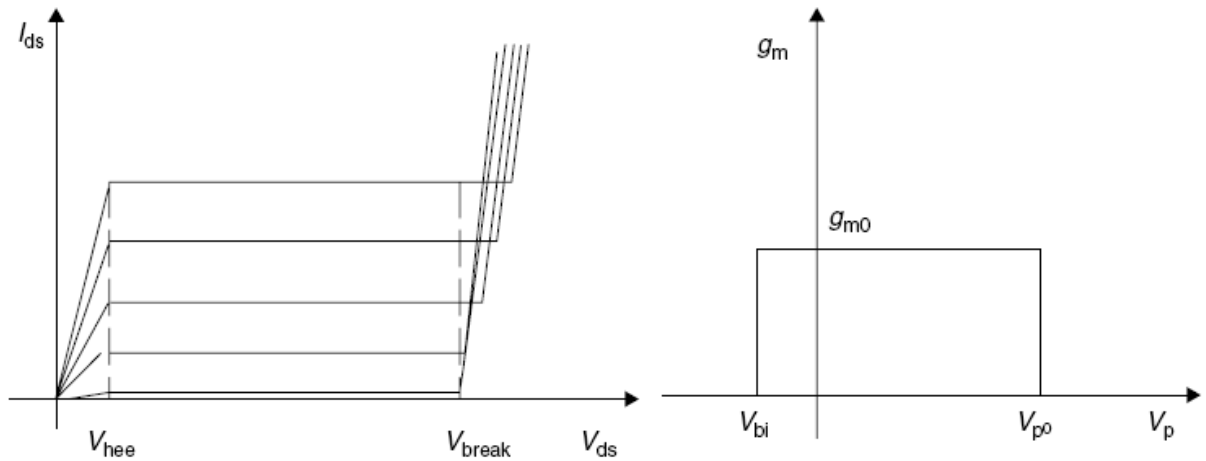


Figure 3.68 Piecewise-linear representation of the drain current and transconductance

Örneğin, mevcut kaynak durumunda saf transconductance ve giriş sinyalinin bir sinusoid olduğu, drenaj geçerli düşünülmeden kesilmiş sinusoid olduğu (Şekil 3,69)da gösterilir.

Basit bir Fourier analizi verimleri harmoniklerinin fazörler için analitik ifadeler. (Şekil 3,70) de gösterilir.

Çıkış gerilimi dalga formu geçerli fazörler harmonik impedances ve zaman alanı yeniden çoğalması tarafından bulunmuştur.En azından basit durumlar için, iteratif analizi gerekli değildir ve açık ifadeler gerilim ve akımları için verilmiştir.

Parçalı doğrusal basitleştirilmiş modeller başarılı çalışma ve güç yükselteçleri, mikserler ve frekans çarpanları olarak doğrusal olmayan devrelerin tasarımı uygulanmıştır; bu uygulamaların ayrıntıları ilgili bölümlerde gösterilecektir.

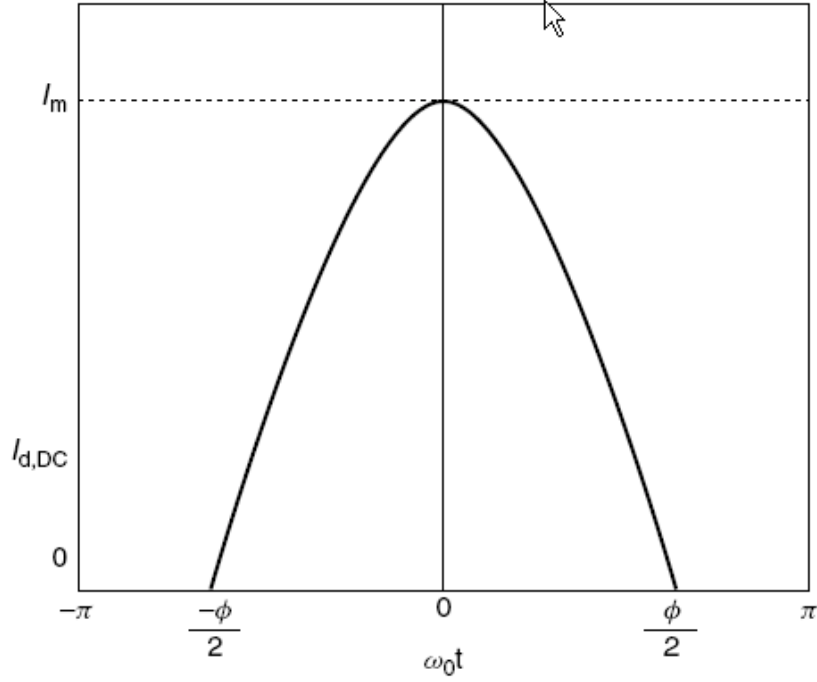


Figure 3.69 Drain current in a simplified piecewise-linear model

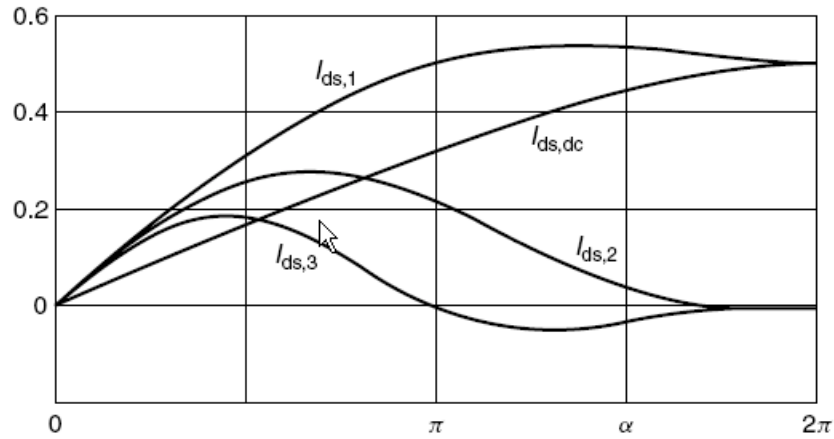


Figure 3.70 Harmonic components of the drain current as a function of the circulation angle as in Figure 3.69

KAYNAKLAR

- [1]. M.A. Alsunaidi, S.M. Sohel Imtiaz, S.M. El-Ghazaly, 'Electromagnetic wave effects on microwave transistors using a full-wave time domain model', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 44(6), 799–807, 1996.
- [2]. S. Datta, Electronic Transport in Mesoscopic Systems, Cambridge University Press, Cambridge (UK), 1995.
- [3]. K. Bløtekjær, 'Transport equations for electrons in two-valley semiconductors', IEEE Trans. Electron Devices, ED-17, 38–47, 1970.
- [4]. S. Selberherr, Analysis and Simulation of Semiconductor Devices, Springer-Verlag, Wien, New York (NY), 1984.
- [5]. B. Troyanovsky, Z.-P. Yu, R.W. Dutton, 'Physics-based simulation of nonlinear distortion in semiconductor devices using the harmonic balance method', Comput. Methods Appl. Mech. Eng., 181, 467–482, 2000.
- [6]. T. Shawki, G. Salmer, O. El Sayed, 'MODFET 2-D hydrodynamic energy modelling: optimisation of subquarter-micron-gate structures', IEEE Trans. Electron Devices, 37, 21–29, 1990.
- [7]. C.M. Snowden, D. Loret, 'Two-dimensional hot-electron models for short-gate length GaAs MESFETs', IEEE Trans. Electron Devices, ED-34, 212–223, 1987.
- [8]. D. Loret, 'Two-dimensional numerical model for the high electron mobility transistor', Solid-State Electron., 3, 1197–1203, 1987.
- [9]. F.A. Buot, 'Two-dimensional numerical modelling of HEMT using an energy transport model', International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 6, 45–52, 1987.
- [10]. Y.K. Feng, A. Hintz, 'Simulation of sub-micrometer GaAs MESFETs using a full dynamic transport model', IEEE Trans. Electron Devices, ED-35, 1419–1431, 1988.
- [11]. W.R. Curtice, Y.H. Yun, 'A temperature model for the GaAs MESFETs', IEEE Trans. Electron Devices, ED-28, 954–962, 1981.

- [12]. R.W. Dutton, B. Troyanovsky, Z. Yu, T. Arnborg, F. Rotella, G. Ma, J. Sato-Iwanaga, 'Device simulation for RF applications', Proc. IEDM, 1997, pp. 301–304.
- [13]. C.M. Snowden, M.J. Hawes, D.V. Morgan, 'Large-signal modelling of GaAs MESFET operations', IEEE Trans. Electron Devices, ED-30, 1817–1824, 1983.
- [14]. M. Reiser, 'A two-dimensional numerical FET model for DC, AC and large-signal analysis', IEEE Trans. Electron Devices, ED-26, 476–490, 1979.
- [15]. F. Filicori, G. Ghione, C.U. Naldi, 'Physics-based electron device modelling and computeraided MMIC design', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-40(7), 1333–1352, 1992.
- [16]. B. Carnez, A. Cappy, A. Kaszynski, E. Constant, G. Salmer, 'Modelling of a submicrometer gate field-effect transistor including the effect of nonstationary electron dynamics', J. Appl. Phys., 51, 784–790, 1980.
- [17]. P.A. Sandborn, J.R. East, G.I. Haddad, 'Quasi two-dimensional modeling of GaAs MESFETs', IEEE Trans. Electron Devices, ED-34(5), 985–981, 1987.
- [18]. R.R. Pantoja, M.J. Howes, J. Richardson, C.M. Snowden, 'A large signal physical MESFET model for computer aided design and it applications', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 37(12), 2039–2045, 1989.
- [19]. C.M. Snowden, R.R. Pantoja, 'Quasi-two-dimensional MESFET simulation for CAD', IEEE Trans. Electron Devices, 36(9), 1564–1574, 1989.
- [20]. R. Singh, C.M. Snowden, 'A quasi-two-dimensional HEMT model for DC and microwave simulation', IEEE Trans. Electron Devices, 45(6), 1165–1169, 1998.
- [21]. P.J. Rudge, R.E Miles, M.B. Steer, C.M. Snowden, 'Investigation into intermodulation distortion in HEMTs using a quasi-2-D physical model', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 49, 2315–2321, 2001.
- [22]. G. Halkias, H. Gerard, Y. Crosnier, G. Salmer, 'A new approach to RF power operation of MESFETs', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 37(5), 817–825, 1989.
- [23]. F. Giannini, G. Leuzzi, M. Kopanski, G. Salmer, 'Large-signal analysis of quasi-2D physical model of MESFETs', Electron. Lett., 29(21), 1891–1893, 1993.
- [24]. C. Moglestue, 'A self-consistent Monte Carlo model to analyze semiconductor microcomponents of any geometry', IEEE Trans. Comput.-Aided Des., CAD-5(2), 326–345, 1996.
- [25]. G. Salmer, J. Zimmermann, R. Fauquembergue, 'Modelling of MODFETs', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-36, 1124–1140, 1988.
- [26]. C. Jacoboni, P. Lugli, The Monte Carlo Method for Semiconductor Device Simulation, Springer-Verlag, Wien (Austria), 1989.
- [27]. F. Rossi, A. Di Carlo, P. Lugli, 'Microscopic theory of quantum-transport phenomena in mesoscopic systems: a Monte Carlo approach, Phys. Rev. Lett., 80, 3348–3352, 1998.
- [28]. P.J. Rodrigues, M.J. Howes, J.R. Richardson, 'Direct use of a MESFET physical model in non-linear CAD', Proc. MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1992, pp. 1579–1582.
- [29]. J.W. Bandler, R.M. Biernacki, Q. Cai, S.H. Chen, S. Ye, Q.-J. Zhang, 'Integrated physicsoriented statistical modelling, simulation and optimisation', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-40(7), 1374–1400, 1992.
- [30]. A. Witzig, Ch. Schluster, P. Regli, W. Fichtner, 'Global modelling of microwave applications by combining the FDTD method and a general semiconductor device and circuitsimulator', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-47(6), 919–928, 1999.
- [31]. S. Beaussart, O. Perrin, M.R. Friscourt, C. Dalle, 'Millimetre-wave pulsed oscillator global modelling by means of electromagnetic, thermal, electrical and carrier transport physical coupled models', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 47, 929–934, 1999.
- [32]. R.O. Grondin, S. El-Ghazaly, S. Goodnick, 'A review of global modeling of charge transport in semiconductors and full-wave electromagnetics', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 47(6), 817–829, 1999.
- [33]. A. Cidronali, G. Leuzzi, G. Manes, F. Giannini, 'Physical/electromagnetic pHEMT modelling', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-51(3), 2003, 830–838.
- [34]. W.R. Curtice, 'Intrinsic GaAs MESFET equivalent circuit models generated from twodimensional

- simulation', IEEE Trans. Comput.-Aided Des., 8, 395–402, 1989.
- [35] G. Ghione, U.C. Naldi, F. Filicori, 'Physical modelling of GaAs MESFETs in an integrated CAD environment: from device technology to microwave circuit performance', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-37(3), 457–467, 1989.
 - [36] R.S. Muller, T.I. Kamins, Device Electronics for Integrated Circuits, Wiley, New York (NY), 1986.
 - [37] M.S. Shur, 'Analytical model of GaAs MESFETs', IEEE Trans. Electron Devices Tech., ED-25(6), 612–618, 1978.
 - [38] A. Madjar, F.J. Rosenbaum, 'A large-signal model for the GaAs MESFET', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-29, 781–788, 1981.
 - [39] T.H. Chen, M.S. Shur, 'Analytic models for ion-implanted MESFETs', IEEE Trans. Electron Devices, ED-32, 18–28, 1985.
 - [40] T.H. Chen, M.S. Shur, 'A capacitance model for GaAs MESFETs', IEEE Trans. Electron Devices, ED-32, 883–891, 1985.
 - [41] A. Madjar, 'A fully analytical AC large-signal model of the GaAs MESFET for nonlinear network analysis and design', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-36(1), 61–67, 1988.
 - [42] M.A. Khatibzadeh, R.J. Trew, 'A large-signal analytic model for the GaAs MESFET', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-36, 231–238, 1988.
 - [43] C.S. Chang, D.Y.S. Day, 'Analytic theory for current-voltage characteristics and field distribution of GaAs MESFET', IEEE Trans. Electron Devices, ED-36, 269–280, 1989.
 - [44] S. D'Agostino, G. D'Inzeo, P. marietti, L. Tudini, A. Betti-Berutto, 'Analytic physics-based expressions for the empirical parameters of the Statz-Pucel MESFET model', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-40(7), 1576–1581, 1992.
 - [45] S. D'Agostino, A. betti-Berutto, 'Physics-based expressions for the nonlinear capacitances of the MESFET equivalent circuit', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-42(3), 403–406, 1994.
 - [46] D. Delagebeaudeuf, N.T. Linh, 'Metal-(n) AlGaAs-GaAs two-dimensional electron gas FET', IEEE Trans. Electron Devices, ED-29, 955–960, 1982.
 - [47] T.J. Drummond, H. Morkoç, K. Lee, M. Shur, 'Model for modulation doped field-effect transistor', IEEE Electron Devices Lett., EDL-3, 338–341, 1982.
 - [48] A. Shey, W.H. Ku, 'An analytical current-voltage characteristics model for high electron mobility transistor based on nonlinear charge control formulation', IEEE Trans. Electron Devices, 36(10), 2299–2305, 1989.
 - [49] D.-H. Huang, H.C. Lin, 'Nonlinear charge-control DC and transmission line models for GaAs MODFETs', Int. MTT-S Symp. Dig., 1989, pp. 147–150.
 - [50] S.S. Islam, A.F.M. Anwar, 'Nonlinear analysis of GaN MESFETs with Volterra series using large-signal models including trapping effects', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-50(11), 2474–2479, 2002.
 - [51] T. Li, R.P. Joshi, R.D. Del Rosario, 'Requirements for low intermodulation distortion in GaN-AlxGa1-xN high electron mobility transistors: a model assessment', IEEE Trans. Electron Devices, ED-49(9), 1511–1518, 2002.
 - [52] M.Y. Frankel, D. Pavlidis, 'An analysis of the large-signal characteristics of AlGaAs7GaAs heterojunction bipolar transistor', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-40(3), 465–474, 1992.
 - [53] C. Rauscher, H.A. Willing, 'Simulation of nonlinear microwave FET performance using a quasistatic model', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-27(10), 834–840, 1979.
 - [54] C. Camacho-Peñalosa, C.S. Aitchison, 'Modelling frequency dependence of output impedance of a microwave MESFET at low frequencies', Electron. Lett., 21(12), 528–529, 1985.
 - [55] P.H. Ladbrooke, S.R. Blight, 'Low-field, low-frequency dispersion of transconductance in GaAs MESFETs with implications for other rate-dependent anomalies', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-35, 257–267, 1988.
 - [56] M. Paggi, P.H. Williams, J.M. Borrego, 'Nonlinear GaAs MESFET modelling using pulsed

- gate measurements', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-36, 1593–1597, 1988.
- [57] N. Scheinber, R. Bayruns, R. Goyal, 'A low-frequency GaAs MESFET circuit model', IEEE J. Solid-State Circuits, 23(2), 605–608, 1988.
 - [58] J. Reynoso-Hernandez, J. Graffeuil, 'Output conductance frequency dispersion and lowfrequency noise in HEMTs and MESFETs', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-37(9), 1478–1481, 1989.
 - [59] J. Golio, M. Miller, G. Maracas, D. Johnson, 'Frequency-dependent electrical characteristics of GaAs MESFETs', IEEE Trans. Electron Devices, ED-37, 1217–1227, 1990.
 - [60] F. Filicori, G. Vannini, G. Santarelli, A. Mediavilla, A. Taz'ou, Y. Newport, 'Empirical modelling of low-frequency dispersive effects due to traps and thermal phenomena in III-V FETs', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-43(12), 2972–2981, 1995.
 - [61] K. Jeon, Y. Kwon, S. Hong, 'A frequency dispersion model of GaAs MESFET for largesignal applications', IEEE Microwave Guided Wave Lett., 7(3), 78–80, 1997.
 - [62] T. Roh, Y. Kim, Y. Suh, W. Park, B. Kim, 'A simple and accurate MESFET channel-current model including bias-dependent dispersion and thermal phenomena', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-45(8), 1252–1255, 1997.
 - [63] J.P. Teyssier, J.P. Viaud, J.J. Raoux, R. Qu'ér'e, 'Fully nonlinear modelling and characterisation system of microwave transistors with on-wafer pulsed measurements', IEEE MT-S Int. Symp. Dig., Orlando (FL), 1995, pp. 1033–1036.
 - [64] M. Lee, L. Forbes, 'A self-backgating GaAs MESFET model for low-frequency anomalies', IEEE Trans. Electron Devices, ED-37, 2148–2157, 1990.
 - [65] K. Kunihiro, Y. Ohno, 'A large-signal equivalent circuit model for substrate-induced drainlag phenomena in HJFETs', IEEE Trans. Electron Devices, ED-43(9), 1336–1342, 1996.
 - [66] A. Santarelli, F. Filicori, G. Vannini, P. Rinaldi, 'Backgating model including self-heating for low-frequency dispersive effects in III-V FETs', Electron. Lett., 34(20), 1974–1976, 1998.
 - [67] A. Santarelli, G. Zucchelli, R. Paganelli, G. Vannini, F. Filicori, 'Equivalent-voltage approach for modelling low-frequency dispersive effects in microwave FETs', IEEE Microwave Wireless Components Lett., 12(9), 339–341, 2002.
 - [68] A. Werthof, G. Kompa, 'A unified consistent DC to RF large-signal FET model covering the strong dispersion effects of HEMT devices', Proc. 22nd EuMC, Helsinki (Finland), Aug. 1992, pp. 1091–1096.
 - [69] G. Kompa, 'Modelling of dispersive microwave FET devices using a quasistatic approach', Int. J. Microwave Millimetre-Wave Comput.-Aided Eng., 5(3), 173–194, 1995.
 - [70] V. Rizzoli, F. Mastri, A. Neri, A. Lipparini, 'An electrothermal model of the microwave FET suitable for nonlinear simulation', Int. J. Microwave Millimetre-Wave Comput.-Aided Eng., 5, 104–121, 1995.
 - [71] V. Rizzoli, A. Costanzo, 'A fully conservative non-linear empirical model of the microwave FET', Proc. 24th European Microwave Conf., Cannes (France), Sept. 1994, pp. 1307–1312.
 - [72] I. Angelov, L. Bengtsson, M. Garcia, 'Extension of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-44(10), 1664–1674, 1996.
 - [73] A. Roizes, D. Lazaro, R. Qu'ér'e, J.P. Teyssier, 'Low-noise FETs vulnerability prediction under RF pulsed overloads based on nonlinear electrothermal modelling', IEEE Microwave Guided Wave Lett., 9(7), 280–281, 1999.
 - [74] T. Fernandez, Y. Newport, J.M. Zamanillo, A. Taz'ou, A. Mediavilla, 'Extracting a biasdependent large-signal MESFET model from pulsed I/V measurements', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-44(3), 372–378, 1996.
 - [75] V.I. Cojocaru, T.J. Brazil, 'A scalable general-purpose model for microwave FETs including DC/AC dispersion effects', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-45(12), 2248–2255, 1997.
 - [76] F. Wang, V.K. Devabhaktuni, Q.-J. Zhang, 'A hierarchical neural network approach to the development of a library of neural models for microwave design', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-46(12), 2391–2403, 1998.
 - [77] R.A. Minasian, 'Simplified GaAs MESFET model to 10 GHz', Electron. Lett., 13(8), 549–541, 1977.

- [78] H. Fukui, 'Determination of the basic device parameters of a GaAs MESFET', *Bell Syst. Tech. J.*, 58(3), 771–797, 1979.
- [79] P.L. Hower, N.G. Bechtel, 'Current saturation and small-signal characteristics of GaAs field effect transistors', *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-20, 213–220, 1973.
- [80] F. Diamand, M. Laviro, 'Measurement of the extrinsic series elements of a microwave MESFET under zero current conditions', *Proc. 12th European Microwave Conf.*, Helsinki (Finland), Sept. 1982, pp. 451–453.
- [81] K.W. Lee, K. Lee, M. Shur, T.T. Vu, P. Roberts, M.J. Helix, 'Source, drain and gate series resistances and electron saturation velocity in ion-implanted GaAs FETs', *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-32(5), 987–992, 1985.
- [82] W.R. Curtice, R.L. Camisa, 'Self-consistent GaAs FET models for amplifier design and device diagnostics', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-32, 1573–1578, 1984.
- [83] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez, 'A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-36(7), 1151–1159, 1988.
- [84] M. Berroth, R. Bosch, 'Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-38(7), 891–895, 1990.
- [85] R. Anholt, S. Swirhun, 'Equivalent circuit parameter extraction from cold GaAs MESFETs', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-39(7), 1243–1247, 1991.
- [86] P. White, R. Healy, 'Improved equivalent circuit for determination of MESFET and HEMT parasitic capacitances from cold-FET measurements', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-41(7), 453–455, 1993.
- [87] G. Leuzzi, A. Serino, F. Giannini, S. Ciorciolini, 'Novel non-linear equivalent-circuit extraction scheme for microwave field-effect transistors', *Proc. 25th European Microwave Conf.*, Bologna (Italy), Sept. 1995, pp. 548–552.
- [88] G. Leuzzi, A. Serino, F. Giannini, 'RC-term correction in the evaluation of parasitic inductances for microwave transistor modelling', *Proc. 24th European Microwave Conf.*, Cannes (France), Sept. 1994, pp. 1628–1631.
- [89] W.R. Curtice, M. Ettenberg, 'A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-33, 1383–1387, 1985.
- [90] A. Materka, T. Kacprzak, 'Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-33, 129–134, 1985.
- [91] I. Angelov, H. Zirath, N. Rorsman, 'A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-40(12), 2258–2266, 1992.
- [92] A. Crosmun, S.A. Maas, 'Minimisation of intermodulation distortion in GaAs MESFET small-signal amplifiers', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-37(9), 1411–1417, 1989.
- [93] S.A. Maas, A.M. Crosmun, 'Modelling the gate I/V characteristics of a GaAs MESFET for Volterra-series analysis', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-37(7), 1134–1136, 1989.
- [94] S. Maas, D. Neilson, 'Modeling MESFETs for intermodulation analysis of mixers and amplifiers', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-38(12), 1964–1971, 1990.
- [95] R.S. Virk, S.A. Maas, 'Modelling MESFETs for intermodulation analysis in RF switches', *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, 4(11), 376–378, 1994.
- [96] J.C. Pedro, J. Perez, 'Accurate simulation of GaAs MESFETs intermodulation distortion using a new drain-source current model', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-42(1), 25–33, 1994.
- [97] S. Peng, P.J. McCleer, G.I. Haddad, 'Simplified nonlinear model for the intermodulation analysis of MESFET mixers', *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, 1994, pp. 1575–1578.
- [98] K. Yhland, N. Rorsman, M. Garcia, H.F. Merkel, 'A symmetrical HFET/MESFET model suitable for intermodulation analysis of amplifiers and resistive mixers', *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-48(1), 15–22, 2000.
- [99] G. Qu, A.E. Parker, 'New model extraction for predicting distortion in HEMT and MESFET circuits', *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, 9, 363–365, 1999.

- [100] C.-W. Fan, K.-K.M. Cheng, 'A new method in characterising the nonlinear current model of MESFETs using single-tone excitation', IEEE MTT-S Int. Symp. Dig., 2000, pp. 449–452.
- [101] C.-C. Huang, H.-T. Pai, 'A recursive scheme for MESFET nonlinear current coefficient evaluation applied in Volterra-series analysis', IEEE MTT-S Int. Symp. Dig., 2003, pp. 463–466.
- [102] R.S. Tucker, 'Third-order intermodulation distortion and gain compression in GaAs FETs', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-27(5), 400–408, 1979.
- [103] J.A. Garcia, A. Mediavilla, J.C. Pedro, N.B. Carvalho, A. Taz'ón, J.L. Garcia, 'Characterising the gate-to-source nonlinear capacitor role on GaAs FET IMD performance', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-46(12), 2344–2355, 1998.
- [104] J.A. Garcia, J.C. Pedro, M.L. de la Fuente, N.B. Carvalho, A. Mediavilla, A. Taz'ón, 'Resistive FET mixer conversion loss and IMD optimisation by selective drain bias', IEEE Trans Microwave Theory Tech., MTT-47(12), 2382–2392, 1999.
- [105] J.A. García, A. Taz'ón, A. Mediavilla, I. Santamar'ía, M. L'azaro, C.J. Pantale'ón, J.C. Pedro, Modeling MESFETs and HEMTs intermodulation distortion behavior using a generalized radial basis function network', Int. J. RF Microwave Comput.-Aided Eng., 9, 261–276, 1999.
- [106] D.E. Root, 'Technology independent large-signal non-quasistatic FET models by direct construction from automatically characterised device data', Proc. 21st EuMC, Stuttgart (Germany), 1991, pp. 927–932.
- [107] D.E. Root, 'Measurement-based large-signal diode modelling system for circuit and device design', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-41, 2211–2217, 1993.
- [108] F. Filicori, G. Vannini, V.A. Monaco, 'A nonlinear integral model of electron devices for HB circuit analysis', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 40(7), 1992.
- [109] R.R. Daniels, A.T. Yang, J.P. Harrang, 'A universal large/small-signal 3-terminal FET model using a non-quasistatic charge-based approach', IEEE Trans. Electron Devices, ED-40, 1723–1729, 1993.
- [110] C.-J. Wei, Y.A. Tkachenko, D. Bartle, 'Table-based dynamic FET model assembled from small-signal models', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-47(6), 700–705, 1999.
- [111] I. Angelov, N. Rorsman, J. Stenarson, M. Garcia, H. Zirath, 'An empirical table-based FET model', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-47(12), 2350–2357, 1999.
- [112] F. Filicori, A. Santarelli, P. Traverso, G. Vannini, 'Electron device model based on nonlinear discrete convolution for large-signal circuit analysis using commercial CAD packages', Proc. GAAS '99, Munchen (Germany), Oct. 1999.
- [113] M. Fern'andez-Barciela, P.J. Tasker, Y. Campos-Roca, M. Demmler, H. Massler, E. Sanchez, M.C. Curras-Francos, M. Schlechtweg, 'A simplified broad-band large-signal non-quasi-static table-based FET model' IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-48(3), 395–405, 2000.
- [114] A. Werthof, F. van Raay, G. Kompa, 'Direct nonlinear FET parameter extraction using large signal waveform measurements', IEEE Microwave Guided Wave Lett., 3(5), 130–132, 1993.
- [115] C.-J. Wei, Y.E. Lan, J.C.M. Hwang, W.-J. Ho, J.A. Higgins, 'Waveform-based modelling and characterisation of microwave power heterojunction bipolar transistors', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-43(12), 2899–2903, 1995.
- [116] M.C. Curras-Francos, P.J. Tasker, M. Fern'andez-Barciela, Y. Campos-Roca, E. Sanchez, 'Direct extraction of nonlinear FET C-V functions from time-domain large-signal measurements', Electron. Lett., 35(21), 1789–1781, 1999.
- [117] D.M. Schreurs, J. Verspecht, S. Vanderberghe, E. Vandamme, 'Straightforward and accurate nonlinear device model parameter-estimation method based on vectorial large-signal measurements', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-50(10), 2315–2319, 2002.
- [118] T. N'arhi, 'Frequency-domain analysis of strongly nonlinear circuits using a consistent large signal model', IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-44(2), 182–192, 1996.
- [119] L.O. Chua, 'Device modelling via basic nonlinear circuit elements', IEEE Trans. Circuit

- Syst., CAS-27(11), 1014–1044, 1980.
- [120]. D.D. Weiner, J.F. Spina, *Sinusoidal Analysis and Modelling of Weakly Nonlinear Circuits*, Van Nostrand, New York (NY), 1980.
 - [121]. V. Rizzoli, A. Neri, D. Masotti, A. Lipparini, 'A new family of neural-network based bidirectional and dispersive behavioural models for nonlinear RF/microwave subsystems', *Int. J. RF Microwave Comput.-Aided Eng.*, 12(5), 51–70, 2002.
 - [122]. J. Verspecht, P. Van Esch, 'Accurately characterizing of hard nonlinear behavior of microwave components by the nonlinear network measurement system: introducing the nonlinear scattering functions', *Proc. INNMC '98*, Duisburg (Germany), Oct. 1998, pp. 17–26.
 - [123]. D. Schreurs, J. Verspecht, G. Acciari, P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, G. Leuzzi, 'Harmonic-balance simulation of nonlinear scattering functions for computer-aided design of nonlinear microwave circuits', *Int. J. RF Microwave Comput.-Aided Eng.*, 12(5), 460–468, 2002.
 - [124]. N.O. Sokal, A.D. Sokal, 'Class E – a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers', *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-10(3), 168–176, 1975.
 - [125]. S.C. Cripps, 'A theory for the prediction of GaAs FET load-pull power contours', *IEEE MTT-S Symp. Dig.*, 221–223, 1983.
 - [126]. L.J. Kushner, 'Output performances of idealised microwave power amplifiers', *Microwave J.*, 32, 103–110, 1989.
 - [127]. P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti, 'High efficiency low-voltage power amplifier design by second harmonic manipulation', *Int. J. RF and Microwave Comput.-Aided Eng.*, 10(1), 19–32, 2000.
 - [128]. A.N. Rudiakova, V.G. Krizhanovski, 'Driving waveforms for class-F power amplifiers', *IEEE MTT-S Symp. Dig.*, Boston (MA), June 2000.
 - [129]. D.M. Snider, 'A theoretical analysis and experimental confirmation of the optimally loaded and overdriven RF power amplifiers', *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-14(6), 851–857, 1967.

BÖLÜM- 4

Doğrusal Olmayan Zayıf Devrelerin Analizi için Doğrusal Olmayan Transfer Fonksiyonu Yaklaşımı

Doğrusal olmayan transfer fonksiyonu yaklaşımı bu bölümde tanımlanmıştır. Bu yaklaşım geliştirilmeden önce, Doğrusal olmayan zayıf devrelerin analizinde 3. bölümde anlatılan klasik model kullanılmıştır. Ne yazık ki klasik model ile elde edilen sonuçlar, gerçek problem fazla basitleştirildiğinde, birkaç dereceli büyüklüklerde hatalara sebep olabilir.

Doğrusal olmayan transfer fonksiyonu yaklaşımı, klasik modeldeki kendine has çok sayıda eksiklikleri düzeltir ve Volterra serisi temelindedir. Volterra bu serileri ilk olarak 1910 yılında kendi çalışmalarında ortaya çıkardı. 1942 'de Norbert Wiener hafızayı kapsayan kesin doğrusal olmayan sistemlerin giriş/çıkış ilişkisine dikkat çekti. Aslında gelecek uygulamalara ve genellemelere ışık tutacak büyük çaplı temel çalışmalar M.I.T. araştırmacıları tarafından 1950 'lerin sonları ve 1960 'ların başlarında sarfedilmiştir. Bu teorik iskelet Wiener, Bose, Brilliant, George, Zames, Schetzen, Bush, Chesler ve Parente tarafından çeşitli basım ve raporlarda dökümanlanmıştır. Barrett, Flake, McFee, Ku, Bedrosian ve Rice gibi diğer araştırmacılar bunun yanı sıra ilk teorik geliştirmeleri de yapmışlardır. Bu işin ilk pratik uygulaması 1967 'de Volterra serilerini kullanan ve transistor amplifikatörlerinde doğrusal olmayan gürültülerin hesaplamalarını önceden tahmin eden Narayanan tarafından kullanılmıştır. Diğer uygulamalar Van Trees, Maurer, Poon, Kuo, Meyer ve Goldman tarafından yapılmıştır.

Muazzam büyüklükteki çalışma ise Bello, Graham, Ehrman, Meer, O'Donnell ve Bussgang tarafından yapılmıştır. Bu çalışmada haberleşme alıcılarının doğrusal olmayan davranışı ilk defa Volterra tekniği kullanılarak başarıyla kanıtlanmıştır. Ayrıca "doğrusal olmayan transfer fonksiyonu" terimini tanımlayarak Volterra analizindeki frekans-alan içlerini betimlemişlerdir. Çünkü bu terim doğrusal olmayan sistemlerin Volterra nitelemesi için anlamlı bir yorumlama önermiştir. Biz Volterra analizinden, doğrusal olmayan transfer fonksiyon yaklaşımı olarak bahsedeceğiz.

Bu bölümde, özet olarak doğrusal olmayan transfer fonksiyon yaklaşımına giriş yapacağız ardından zayıf doğrusal olmayan sistemlerin sinüzoidal sabit durum analizi ile devam edeceğiz. Klasik model, doğrusal olmayan transfer fonksiyon yaklaşımının özel bir durumu olarak gösterilir. Matematiksel ifadeler, aramodülasyon elemanlarının bilimsel frekans karışımlarına uyumunu kapsayan ortalama güç için geliştirilir. Doğrusal olmayan sistemlerin karakterize edilmesini örneklemek için, iki transistor amplifikatörünün doğrusal olmayan transfer fonksiyonu sunulur ve tartışılır. Son olarak, Bölüm 5 'in maddelerine bir giriş olarak, iki bağımsız doğrusal olmayan sistemin katman bağlantısı dikkate alınır.

4.1 DOĞRUSAL OLMAYAN TRANSFER FONKSİYONU YAKLAŞIMININ GENEL TARTIŞMASI

Doğrusal olmayan zayıf bir devreye dikkat edecek olursak giriş $x(t)$ ve çıkış $y(t)$ Volterra analiz temeline göre, doğrusal olmayan transfer fonksiyonu yaklaşımı modellerinde Fig. 4.1 'deki gibi gösterilir. Bu model JV bloklarının paralel kombinasyonundan oluşur. Her bir blok ortak giriş olarak $x(t)$ kabul eder. n.blok

$$y_n(t); n = 1, 2, \dots, N.$$

olarak gösterilir. Toplam çıkış her bir çıkışın toplanması ile sonuç olarak aşağıdaki gibi bulunur.

$$y(t) = y_1(t) + y_2(t) + \dots + y_N(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t). \quad (4-1)$$

n.derece doğrusal olmayan transfer fonksiyonu tarafından karakterize edilen n.blok

$$H_n(f_1, f_2, \dots, f_n).$$

n.derece, giriş $x(t)$ 'nin sabit bir A sabit sayısı ile çarpılması sonucundadır. Sonuçlar çıkış $y_n(t)$ ile A^n çarpımı şeklindedir.

Doğrusal olmayan transfer fonksiyonu yaklaşımı, N ayrı tepkinin bir toplamı olarak, zayıf doğrusal olmayan bir devrenin toplam tepkisini temsil eder. Devrenin doğrusal olan kısmı, doğrusal transfer fonksiyonu $H_1(f_1)$ ile karakterize edilir. Bu aynı zamanda tepkinin 1.derece elemanını üretir. Devrenin dörtgen parçasında, 2.derece doğrusal olmayan transfer fonksiyonu $H_2(f_1, f_2)$.

tarafından karakterize edilir. Buda tepkinin 2.derece elemanını üretir. Diğer tepkiler benzer kuralla üretilir. N.derecenin üstü bloklar modelin kapsamı dışındadır. Çünkü bunlar çıkışa çok daha küçük bir oranda katkı yapar.

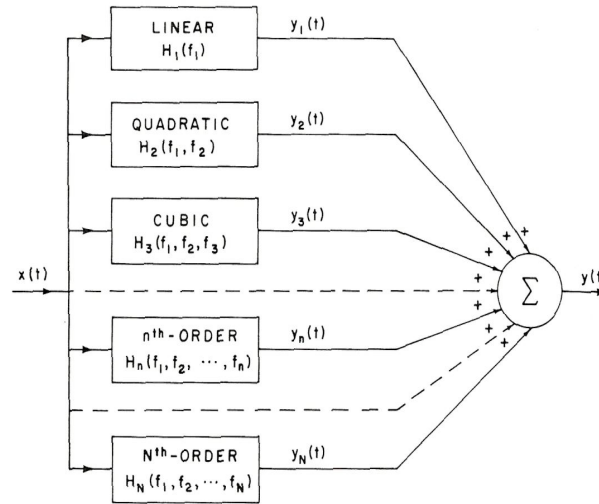


Fig. 4.1. Doğrusal olmayan transfer fonksiyonu yaklaşımı kullanılarak doğrusal olmayan zayıf devrenin modellenmesi.

Doğrusal olmayan transfer fonksiyonu, zayıf doğrusal olmayan bir sistemi tamamen karakterize edebilir. Doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının bilgisinin, birbirine bağlı girişlere olan sistem tepkisinin tespit edilmesi için yeterli olduğu Ek-A 'da açıklanmıştır. Yaklaşımın yüksek cazibeli bir özelliği de, doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının sistem girişlerinden bağımlı olmamasıdır. Aynı zamanda, ortaya çıkabilecek girişlerin ön bilgisi olmaksızın, doğrusal olmayan zayıf sistemlerin karakterize edilmesine de imkan verir.

Şimdiki durum ise, güç serileri derece görüşleri ile doğrusal olmayan sistem tepkisinin derecesi arasındaki ayırımın öneminden bahsedeceğiz.

Örnek 4.1

Fig.4.1 'in modeli tarafından yeterince karakterize edilmiş zayıf doğrusal olmayan bir sisteme dikkat edelim. Yukarıdaki bloklardan üçüncü derecenin önemsenmeyecek kadar az bir çıkış verdiğini düşünelim.

Bundan dolayı $N=3$ ve sistem tepkisi

$$y(t)=y_1(t)+y_2(t)+y_3(t). \quad (4-2)$$

olsun. $y(t)$, dirence uygulanan bir voltaj, akım ve doğrusal olmayan kendi voltajına bağlı ilişkisi

$$i(t) = a_1 y(t) + a_2 y^2(t). \quad (4-3)$$

olur.

Tablo 4.1. $i(t)$ 'nin çeşitli dereceli elemanları

Order	Components
1	$a_1 y_1(t)$
2	$a_1 y_2(t) + a_2 y_1^2(t)$
3	$a_1 y_3(t) + 2a_2 y_1(t)y_2(t)$
4	$a_2 [y_2^2(t) + 2y_1(t)y_3(t)]$
5	$2a_2 y_2(t)y_3(t)$
6	$a_2 y_3^2(t)$

Derece, güç serisinin teriminin üssü olduğuna göre, direnç için akım-voltaj ilişkisi birinci ve ikinci

derece terimleri kapsar. (4-2) 'yi (4-3) 'e yerleştirdiğimizde ve kare işlemini dışarıya çıkardığımızda, direnç şöyle olur;

$$i(t) = a_1 [y_1(t) + y_2(t) + y_3(t)] + a_2 [y_1^2(t) + y_2^2(t) + y_3^2(t) + 2y_1(t)y_2(t) + 2y_1(t)y_3(t) + 2y_2(t)y_3(t)]. \quad (4-4)$$

$y_n(t)$ 'yi yeniden hatırladığımızda n.dereceden bir fikir ortaya çıkar. Bu da $y_n(t)$ ile A^n çarpımı içinde $x(t)$ 'nin A sabit sayısı ile çarpılması sonucunu verir. (4-3) 'teki birinci derece terim, birinci, ikinci ve üçüncü elemanların üretilmesini sağlar. Bunlara ek olarak A^{j+k} ile $y_j(t)y_k(t)$ çarpımının ürünü olarak $x(t)$ 'nin A sabit sayısı ile çarpılması ortaya çıkar. $y_j(t)y_k(t)$ 'nin derecesi de $(j+k)$ olur. Ayrıca, (4-3) 'teki ikinci derece terim, ikinci dereceden altıncı dereceye kadar elemanları üretir. Akımdaki elemanların herbirisi Tablo 4.1. deki derece ile tabloya yerleştirilir.

Önemli nokta şudur; bir güç serisinin n.derece terimi, n.sıra ve üstü elemanları üretebilir. Bölüm-5 'te olan bu özellikten yararlanarak, kendi devre şemasından doğrusal olmayan zayıf sistemin doğrusal olmayan transfer fonksiyonları tesbiti için bir metod gösterdik

4.2 DOĞRUSAL OLMAYAN ZAYIF SİSTEMLERİN SİNÜZOİDAL SABİT-DURUM TEPKİSİ

Sistem giriş: doğrusal olmayan zayıf sistemlerin sinusoidal sabit durum tepkisini çalışmak için Fig. 4.1 'de gösterilen modele giriş olarak Q sinusoidal sinyallerin toplamını verelim. Eşitlik (3-3) 'ten (3-6) 'ya referans olarak, eşitlik şöyle olabilir;

$$x(t) = \sum_{q=1}^Q |E_q| \cos(2\pi f_q t + \theta_q) = \frac{1}{2} \sum_{q=-Q}^Q E_q \exp(j2\pi f_q t) \quad (4-5)$$

Orada $x(t)$ voltaj olarak, E_q ise qth 'nin karmaşık voltaj değeri keyfi olarak seçilmiştir. Sistem tepkisinin türetilmesi için gerekli olan matematik, bu cildin gövdesinde girmeyi düşündüğümüzden daha karmaşıktır. Dolayısıyla, bu bölümün bazı büyük sonuçları kanıtı olmadan geçilmektedir. Bizim bakış açımız okuyucuyu gereksiz matematikle karartmadan, doğrusal olmayan transfer fonksiyonuna yakınlaştırmaktır. Sistem çıkışı: doğrusal olmayan transfer fonksiyonu yaklaşımında, doğrusal olmayan sistemin toplam tepkisi şöyledir.

$$y(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t) \quad (4-6)$$

Burada $y_n(t)$ sistemin parçasının n.sirasından üretilmiş, tepkinin n.-sıra elemanıdır. Ek-A da şöyle gösterilir.

$$y_n(t) = \frac{1}{2^n} \sum_{q_1=-Q}^Q \cdots \sum_{q_n=-Q}^Q E_{q_1} \cdots E_{q_n} H_n(f_{q_1}, \dots, f_{q_n}) \cdot \exp[j2\pi(f_{q_1} + \dots + f_{q_n})t]. \quad (4-7)$$

Bu şu gerçeğin bir matematiksel ifadesidir; Q sinüzoidlerinin toplamı doğrusal olmayan bir devreye uygulandığında, devrenin n.-sıradan oluşan giriş frekanslarının mümkün olan bütün kombinasyonları tarafından üretilen ekstra çıkış fonksiyonları $-f_Q, \dots, -f_1, f_1, \dots, f_Q$ olur. (4-7) de gösterildiği gibi,

$$H_n(f_{q_1}, \dots, f_{q_n})$$

doğrusal olmayan transfer fonksiyonudur. Frekans aralığı ise

$$\text{output: } f(f_{q_1} + \dots + f_{q_n}) \quad \text{input: } f_{q_1}, f_{q_2}, \dots, f_{q_n}$$

olur.

Bütün doğrusal olmayan transfer fonksiyonları, yalnızca kendi argümanlarının bir permutasyonu tarafından eşit gösterilebilir. O yüzden, tartışmamızın kolaylığı için ve genellenmenin kaybolmaması için, çalışmamızda elde kalan bütün transfer fonksiyonları, şayet başka bir durum yoksa kendi argümanlarının simetrik fonksiyonları olarak dikkate alınabilir.

Örnek 4.2

Simetriyi düşünerek, üçüncü-sıra transfer fonksiyonları

$$\begin{aligned} H_3(f_1, f_2, f_3) &= H_3(f_1, f_3, f_2) = H_3(f_2, f_1, f_3) \\ &= H_3(f_2, f_3, f_1) = H_3(f_3, f_1, f_2) = H_3(f_3, f_2, f_1). \end{aligned} \quad (4-8)$$

ilişkilerini sağlar.

Gerçek sistemlerin transfer fonksiyonları, bütün argümanların işaretleri değiştirildiğinde birleştirilir. Böylece

$$H_n(-f_1, \dots, -f_n) = H_n^*(f_1, \dots, f_n) \quad (4-9)$$

Burada yıldız; kompleks konjugasyonu belirtmek için kullanılır. Simetri ve konjugasyon özellikleri $y_n(t)$ 'yi sinüzoidlerin toplamını ifade etmek için (4-7) de kullanılır.

$E_0 = 0$ için (4-7) 'deki n-kat toplamı $(2Q)^n$ ayrı terim kapsar. Bu terimlerin çoğu aynıdır. Doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının simetrisinden dolayı, dizilerin indislerinin birbiri ile yerdeğiştirmesi $q_1, \dots, q_n$ genel terimi değiştirmez.

$$\frac{1}{2^n} E_{q_1} \cdots E_{q_n} H_n(f_{q_1}, \dots, f_{q_n}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + \cdots + f_{q_n})t].$$

Örnek 4.3

n=2 olduğunda, iki seçenek $q_1 = -1, q_2 = 2$ ve $q_1 = 2, q_2 = -1$ ürün olarak aynı terimler ortaya çıkar.

$$\begin{aligned} \frac{1}{4} E_1^* E_2 H_2(-f_1, f_2) \exp [j2\pi(-f_1 + f_2)t] \\ = \frac{1}{4} E_2 E_1^* H_2(f_2, -f_1) \exp [j2\pi(f_2 - f_1)t]. \quad (4-10) \end{aligned}$$

Özel bir Frekans Karışımı için Toplam Tepki: Bu noktada belirli frekans karışımlarına dikkat etmek uygundur. Klasik model analizimizde yaptığımız gibi, belirli frekans karışımlarında gözüken f_k frekansının sayısını m_k ile belirleyelim. O zaman frekans karışım vektörü tarafından temsil edilen bütün mümkün olan frekans karışımları;

$$\mathbf{m} = (m_{-Q}, \dots, m_{-1}, m_1, \dots, m_Q). \quad (4-11)$$

Karşılık gelen aramodülasyon frekansı

$$f_m = \sum_{\substack{k=-Q \\ k \neq 0}}^Q m_k f_k = (m_1 - m_{-1})f_1 + \dots + (m_Q - m_{-Q})f_Q. \quad (4-12)$$

Tepkinin n.-dizi bir elemanı, m_k sınırlamalara uyar.

$$\sum_{\substack{k=-Q \\ k \neq 0}}^Q m_k = m_{-Q} + \dots + m_{-1} + m_1 + \dots + m_Q = n. \quad (4-13)$$

Bu yüzden (4-7) deki çıkış frekansları, şunların aramodülasyon frekansları olarak yorumlanabilir. Bu aramodülasyon frekansları (4-13) 'te sağlanmış olan m_k 'nin bütün mümkün olan seçenekleri tarafından üretilmiştir.

Belirli bir vector $\mathbf{m}$, farklı yol sayısı n , indisler $q_1, \dots, q_n$ şöyle bölümlendirilebilir; $-Q$, m_{-q} kere gözüktür, -1 , m_{-1} kere gözüktür, 1 , m_1 kere gözüktür, Q , m_q kere gözüktür. Bunlar multinomial katsayı tarafından verilir.

$$(n; \mathbf{m}) = \frac{(n!)}{(m_{-Q}!) \dots (m_{-1}!)(m_1!) \dots (m_Q!)} \cdot \quad (4-14)$$

(4-7) 'deki genel terime göre,

$$\frac{1}{2^n} E_{q_1} \dots E_{q_n} H_n(f_{q_1}, \dots, f_{q_n}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + \dots + f_{q_n})t],$$

Gerçekleştirilen her bir $(n, \mathbf{m})$, özdeş tepkiyi verir.

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2^n} (E_Q^*)^{m_{-Q}} \dots (E_1^*)^{m_{-1}} (E_1)^{m_1} \dots (E_Q)^{m_Q} \\ & \cdot H_n(\underbrace{f_{-Q}, \dots, f_{-Q}}_{m_{-Q}}, \dots, \underbrace{f_{-1}, \dots, f_{-1}}_{m_{-1}}, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{m_1}, \dots, \underbrace{f_Q, \dots, f_Q}_{m_Q}) \\ & \cdot \exp \{j2\pi[(m_1 - m_{-1})f_1 + \dots + (m_Q - m_{-Q})f_Q] t\}. \end{aligned}$$

Bunların toplamı $y_n(t; \mathbf{m})$ tarafından belirlensin. Böylece

$$\begin{aligned} y_n(t; \mathbf{m}) &= \frac{(n; \mathbf{m})}{2^n} (E_Q^*)^{m_{-Q}} \dots (E_1^*)^{m_{-1}} (E_1)^{m_1} \dots (E_Q)^{m_Q} \\ & \cdot H_n(\underbrace{f_{-Q}, \dots, f_{-Q}}_{m_{-Q}}, \dots, \underbrace{f_{-1}, \dots, f_{-1}}_{m_{-1}}, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{m_1}, \dots, \underbrace{f_Q, \dots, f_Q}_{m_Q}) \\ & \cdot \exp [j2\pi f_m t]. \end{aligned} \quad (4-15)$$

$y(t)$ 'nin n.-dizi kısmı şöyle yazılabilir;

$$y_n(t) = \sum_{\mathbf{m}} y_n(t; \mathbf{m}) \quad (4-16)$$

Buradaki $\mathbf{m}$ 'lerin toplamı ise şöyle tanımlanır;

$$\sum_{\mathbf{m}} = \sum_{m_{-Q}=0}^n \cdots \sum_{m_{-1}=0}^n \sum_{m_1=0}^n \cdots \sum_{m_Q=0}^n, \quad (4-17)$$

(4-13)

(4-13) ‘teki eşitlik aşağıda açılmıştır. Yalnızca 2Q-fold ‘taki “n” ’e kadar olan terimlerin toplamı yer almıştır. Tahrik, Q sinüzoidal girişlerinden oluştuğunda, ((4-5) ‘te verildiği gibi), (4-16) ‘daki toplama şöyle gösterilebilir.

$$M = \frac{(2Q + n - 1)!}{n!(2Q - 1)!} \quad (4-18)$$

Belli vektör m. Her bir belli vektör farklı frekans karışımına denk gelir.

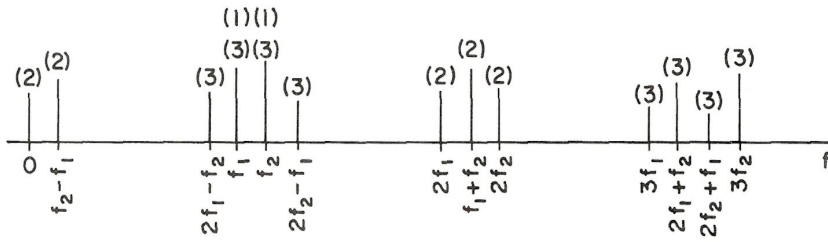


Fig. 4.2. tablo 4.2 ‘deki pozitif frekans terimlerinin line spektrası.

Örnek 4.4

İki-aralıklı bir giriş için (örneğin $Q=2$), sırayla $y_1(t)$, $y_2(t)$ ve $y_3(t)$ 'de bulunan, dört, on ve yirmi farklı frekans karışımı vardır. Karşılık gelen ve (4-16) 'da toplanmış olan tepkiler; $n=1, 2$ ve 3 için tablo 4.2 'de düzenlenmiştir. Eşitlik (4-15), tabloda gözüken ayrı tepkileri hesap etmek için kullanıldı. Dikkat edin ki; hem negatif hemde pozitif aramodülasyon frekansları vardır ve her bir negatif frekans teriminin karmaşık büyüklüğü, karşılık gelen frekans teriminin karmaşık birleşimidir (complex conjugate). Ayrıca dikkat edilecek diğer husus ise tepkinin 2.-dizi (second order) kısmındaki dc terimlerin varlığıdır.

Tablo 4.2 de bulunan terimlerin resimsel olarak bir sunumu da; Fig. 4.2. de gösterilen spektrum analizi olabilir. Her bir aramodülasyona öncülük eden frekans karışımları ile birlikte ilgili olan dizi, yukarıda her bir satırda gösterilmiştir. Figured sadece pozitif frekans terimlerine karşılık gelen satırlar vardır.

Çünkü gerçek bir sistemin çıkışı, gerçek girişler için gerçektir. $y_n(t)$ gerçektir ve (4-16) daki karmaşık terimleri de eşlenik çiftler halinde gözükür. $-f_m$ çıkış frekansındaki frekans karışım sonuçlarını m' olarak belirleyelim. Bölüm-3 'te gösterildiği gibi m' , her bir m_k 'nin m_k ile dönüşümünden elde edilmiştir. Böylece

$$m' = (m_Q, \dots, m_1, m_{-1}, \dots, m_{-Q}). \quad (4-19)$$

$(n; m') = (n; m)$ olduğuna göre;

$$\begin{aligned} y_n(t; m') = & \frac{(n; m)}{2^n} (E_Q)^{m_Q} \dots (E_1)^{m_1} (E_1^*)^{m_1} \dots (E_Q^*)^{m_Q} \\ & \cdot H_n^*(\underbrace{f_{-Q}, \dots, f_{-Q}}_{m_Q}, \dots, \underbrace{f_{-1}, \dots, f_{-1}}_{m_{-1}}, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{m_1}, \dots, \underbrace{f_Q, \dots, f_Q}_{m_Q}) \\ & \cdot \exp [-j2\pi f_m t]. \end{aligned} \quad (4-20)$$

$y_n(t)$ 'yi bulmak için (4-16) 'daki Toplanmış Tepkiler

m (m_{-2}, m_{-1}, m_1, m_2)	Frequency Mix	Response
$n = 1$		
(1, 0, 0, 0)	$(-f_2)$	$0.5 E_2^* H_1(-f_2) \exp(-j2\pi f_2 t)$
(0, 1, 0, 0)	$(-f_1)$	$0.5 E_1^* H_1(-f_1) \exp(-j2\pi f_1 t)$
(0, 0, 1, 0)	(f_1)	$0.5 E_1 H_1(f_1) \exp(j2\pi f_1 t)$
(0, 0, 0, 1)	(f_2)	$0.5 E_2 H_1(f_2) \exp(j2\pi f_2 t)$
$n = 2$		
(1, 1, 0, 0)	$(-f_2 - f_1)$	$0.5 E_1^* E_2^* H_2(-f_2, -f_1) \exp[-j2\pi(f_1 + f_2)t]$
(0, 1, 1, 0)	$(-f_1 + f_1)$	$0.5 E_1 ^2 H_2(-f_1, f_1)$
(0, 0, 1, 1)	$(f_1 + f_2)$	$0.5 E_1 E_2 H_2(f_1, f_2) \exp[j2\pi(f_1 + f_2)t]$
(1, 0, 0, 1)	$(-f_2 + f_2)$	$0.5 E_2 ^2 H_2(-f_2, f_2)$
(1, 0, 1, 0)	$(-f_2 + f_1)$	$0.5 E_1 E_2^* H_2(-f_2, f_1) \exp[j2\pi(-f_2 + f_1)t]$
(0, 1, 0, 1)	$(-f_1 + f_2)$	$0.5 E_1^* E_2 H_2(-f_1, f_2) \exp[j2\pi(-f_1 + f_2)t]$
(2, 0, 0, 0)	$(-f_2 - f_2)$	$0.25 (E_2^*)^2 H_2(-f_2, -f_2) \exp[-j2\pi(2f_2)t]$
(0, 2, 0, 0)	$(-f_1 - f_1)$	$0.25 (E_1^*)^2 H_2(-f_1, -f_1) \exp[-j2\pi(2f_1)t]$
(0, 0, 2, 0)	$(f_1 + f_1)$	$0.25 E_1^2 H_2(f_1, f_1) \exp[j2\pi(2f_1)t]$
(0, 0, 0, 2)	$(f_2 + f_2)$	$0.25 E_2^2 H_2(f_2, f_2) \exp[j2\pi(2f_2)t]$
$n = 3$		
(1, 1, 1, 0)	$(-f_2 - f_1 + f_1)$	$0.75 E_2^* E_1 ^2 H_3(-f_2, -f_1, f_1) \exp[-j2\pi f_2 t]$
(0, 1, 1, 1)	$(-f_1 + f_1 + f_2)$	$0.75 E_1 ^2 E_2 H_3(-f_1, f_1, f_2) \exp[j2\pi f_2 t]$
(1, 0, 1, 1)	$(-f_2 + f_1 + f_2)$	$0.75 E_1 E_2 ^2 H_3(-f_2, f_1, f_2) \exp[j2\pi f_1 t]$
(1, 1, 0, 1)	$(-f_2 - f_1 + f_2)$	$0.75 E_1^* E_2 ^2 H_3(-f_2, -f_1, f_2) \exp[-j2\pi f_1 t]$
(2, 1, 0, 0)	$(-f_2 - f_2 - f_1)$	$0.375 (E_2^*)^2 E_1^* H_3(-f_2, -f_2, -f_1) \exp[-j2\pi(2f_2 + f_1)t]$
(0, 2, 1, 0)	$(-f_1 - f_1 + f_1)$	$0.375 E_1 ^2 E_1^* H_3(-f_1, -f_1, f_1) \exp[-j2\pi f_1 t]$
(0, 0, 2, 1)	$(f_1 + f_1 + f_2)$	$0.375 E_1^2 E_2 H_3(f_1, f_1, f_2) \exp[j2\pi(2f_1 + f_2)t]$
(1, 0, 0, 2)	$(-f_2 + f_2 + f_2)$	$0.375 E_2 ^2 E_2 H_3(-f_2, f_2, f_2) \exp[j2\pi f_2 t]$
(2, 0, 1, 0)	$(-f_2 - f_2 + f_1)$	$0.375 (E_2^*)^2 E_1 H_3(-f_2, -f_2, f_1) \exp[j2\pi(-2f_2 + f_1)t]$
(0, 2, 0, 1)	$(-f_1 - f_1 + f_2)$	$0.375 (E_1^*)^2 E_2 H_3(-f_1, -f_1, f_2) \exp[j2\pi(-2f_1 + f_2)t]$
(1, 0, 2, 0)	$(-f_2 + f_1 + f_1)$	$0.375 E_2^* E_1^2 H_3(-f_2, f_1, f_1) \exp[j2\pi(2f_1 - f_2)t]$
(0, 1, 0, 2)	$(-f_1 + f_2 + f_2)$	$0.375 E_1^* E_2^2 H_3(-f_1, f_2, f_2) \exp[j2\pi(2f_2 - f_1)t]$
(2, 0, 0, 1)	$(-f_2 - f_2 + f_2)$	$0.375 E_2 ^2 E_2^* H_3(-f_2, -f_2, f_2) \exp[-j2\pi f_2 t]$
(1, 2, 0, 0)	$(-f_2 - f_1 - f_1)$	$0.375 E_2^* (E_1^*)^2 H_3(-f_2, -f_1, -f_1) \exp[-j2\pi(2f_1 + f_2)t]$
(0, 1, 2, 0)	$(-f_1 + f_1 + f_1)$	$0.375 E_1 ^2 E_1 H_3(-f_1, f_1, f_1) \exp[j2\pi f_1 t]$
(0, 0, 1, 2)	$(f_1 + f_2 + f_2)$	$0.375 E_1 E_2^2 H_3(f_1, f_2, f_2) \exp[j2\pi(f_1 + 2f_2)t]$
(3, 0, 0, 0)	$(-f_2 - f_2 - f_2)$	$0.125 (E_2^*)^3 H_3(-f_2, -f_2, -f_2) \exp[-j2\pi(3f_2)t]$
(0, 3, 0, 0)	$(-f_1 - f_1 - f_1)$	$0.125 (E_1^*)^3 H_3(-f_1, -f_1, -f_1) \exp[-j2\pi(3f_1)t]$
(0, 0, 3, 0)	$(f_1 + f_1 + f_1)$	$0.125 E_1^3 H_3(f_1, f_1, f_1) \exp[j2\pi(3f_1)t]$
(0, 0, 0, 3)	$(f_2 + f_2 + f_2)$	$0.125 E_2^3 H_3(f_2, f_2, f_2) \exp[j2\pi(3f_2)t]$

(4-20) ile (4-15) karşılaştırıldığında $y_n(t; \mathbf{m})$ 'nin karmaşık eşleniği $y_n(t; \mathbf{m}')$ olduğu kanıtlanmış olur. Bunların toplamını $\hat{y}_n(t; \mathbf{m})$ ile gösterelim. Bunlara ek olarak n-dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyonu polar formda şöyledir;

$$H_n(f_1, \dots, f_n) = |H_n(f_1, \dots, f_n)| \exp[j\psi_n(f_1, \dots, f_n)]. \quad (4-21)$$

$E_q, \hat{y}_n(t; \mathbf{m})$ 'nin faz açısı olan θ_q 'yi tekrar hatırlayalım, o zaman;

$$\begin{aligned}
\hat{y}_n(t; \mathbf{m}) &= y_n(t; \mathbf{m}) + y_n(t; \mathbf{m}') \\
&= y_n(t; \mathbf{m}) + y_n^*(t; \mathbf{m}) = 2 \operatorname{Re} \{y_n(t; \mathbf{m})\} \\
&= \frac{(n; \mathbf{m})}{2^{n-1}} |E_1|^{(m_1+m_{-1})} \dots |E_Q|^{(m_Q+m_{-Q})} |H_n(\mathbf{m})| \\
&\quad \cdot \cos [2\pi f_{\mathbf{m}} t + \theta_{\mathbf{m}} + \psi_n(\mathbf{m})]
\end{aligned} \quad (4-22)$$

burada tanımdan dolayı,

$$\begin{aligned}
H_n(\mathbf{m}) &= |H_n(\mathbf{m})| \exp [j\psi_n(\mathbf{m})] \\
&= H_n(\underbrace{f_{-Q}, \dots, f_{-Q}}_{m_{-Q}}, \dots, \underbrace{f_{-1}, \dots, f_{-1}}_{m_{-1}}, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{m_1}, \dots, \underbrace{f_Q, \dots, f_Q}_{m_Q})
\end{aligned} \tag{4-23}$$

ve

$$\theta_{\mathbf{m}} = \sum_{\substack{k=-Q \\ k \neq 0}}^Q m_k \theta_k = (m_1 - m_{-1})\theta_1 + \dots + (m_Q - m_{-Q})\theta_Q. \tag{4-24}$$

Örnek 4.5

İki-aralıklı bir giriş için,

$$\begin{aligned}
\hat{y}_3(t; 0, 0, 1, 2) &= \frac{3}{4} |E_1| |E_2|^2 |H_3(f_1, f_2, f_2)| \\
&\cdot \cos [2\pi(f_1 + 2f_2)t + \theta_1 + 2\theta_2 + \psi_3(f_1, f_2, f_2)].
\end{aligned} \tag{4-25}$$

Genellikle, dc ‘de sonucu olmayan herhangi frekans karışımında, sistem çıkışındaki, karşılık gelen sinüzoidal elemanın hesabında (4-22) kullanılır.

Tepkideki dc elemanların hesaplanması için (4-22) ‘nin uygun olmadığını gözlemleyiniz. Böyle terimler $f_m = 0$ olduğunda veya her k değeri için $m_k = m_{-k}$ olduğunda ortaya çıkar.(4-16) ‘daki toplam farklı frekans karşılımlarında sadece m’ veya m den sadece birisi dahil edilir.

Sırasıyla, (4-22) dc için uygun değildir. Bölüm-3 ‘te m° , $f_m = 0$ için frekans karışımını temsil etsin. (4-15) ‘ten

$$y_n(t; \mathbf{m}^0) = \frac{(n; \mathbf{m}^0)}{2^n} [|E_1|^2]^{m_1} \dots [|E_Q|^2]^{m_Q} H_n(\mathbf{m}^0). \tag{4-26}$$

Çünkü m° eşittir $(\mathbf{m}^0)'$. Bu nedenle,

$$H_n(\mathbf{m}^0) = H_n[(\mathbf{m}^0)'] = H_n^*(\mathbf{m}^0), \tag{4-27}$$

Dc çıkışlarla ilişkili olan doğrusal olmayan transfer fonksiyonu gerçek değerlerdir. Bu nedenle, (4-22) ‘de yapıldığı gibi karmaşık eşlenik eklemek gereksizdir. Sonuç olarak ifade edecek olursak; dc çıkışlar (4-26) ‘dan tespit edilirken, (4-22) sinüzoidal çıkışlar için kullanılır.

Örnek 4.6

Fig 4.1 ‘in iki aralıklı (two-tone) bir giriş tarafından tahrik edilmiş doğrusal olmayan zayıf sistemini düşünelim. $\mathbf{m} = (0, 1, 0, 1)$ vektörü ürün olarak sinusoidal tepkiyi verir.

$$\begin{aligned}
\hat{y}_2(t; 0, 1, 0, 1) &= |E_1| |E_2| |H_2(-f_1, f_2)| \\
&\cdot \cos [2\pi(f_2 - f_1)t + \theta_2 - \theta_1 + \psi_2(-f_1, f_2)]
\end{aligned} \tag{4-28}$$

$\mathbf{m} = (1, 0, 0, 1)$ vektörü ürün olarak dc çıkış verirken,

$$y_2(t; 1, 0, 0, 1) = \frac{1}{2} |E_2|^2 H_2(-f_2, f_2). \tag{4-29}$$

Belirli bir Aramodülasyon Frekansında Toplam Tepki: (4-22) ve (4-26) kullanıldığında, şunun farkına varmak önemlidir; birkaç farklı frekans karışımı, belirli bir çıkış frekansındaki tepkiye katkıda bulunmak için yeterli kapasiteye sahiptir. Çok küçük giriş değerleri için; tepki en küçük dizi (order) terimleri tarafından baskındır. Fakat daha büyük giriş büyüklükleri için; yüksek dizi (order) terimleri önemli olur. Genel olarak, toplam tepkiyi $y(t; f)$ ‘teki f frekansında belirleriz.

Örnek 4.7

Yukarıdaki ifadeleri örneklemek için, en yüksek dizi (order) tepkisi 5.dizi olan doğrusal olmayan zayıf bir devre düşünelim. (Ör: N=5 in Fig. 4.1). f_1 ve f_2 frekanslarında (Ör: Q=2), girişi iki sinüzoid oluştursun. Çıkış, $m = (0,1,0,2)$, $m = (1,1,0,3)$ ve $m = (0,2,1,2)$, vektörleri tarafından temsil edilen 3 frekans karışımı tarafından üretilmiş $2f_2-f_1$ 'deki bir frekans elemanı kapsasın.

Özellikle;

$m = (0, 2, 1, 2)$. Specifically,

$$\begin{aligned} y(t; 2f_2 - f_1) &= \hat{y}_3(t; 0, 1, 0, 2) + \hat{y}_5(t; 1, 1, 0, 3) + \hat{y}_5(t; 0, 2, 1, 2) \\ &= 0.75 |E_1| |E_2|^2 |H_3(-f_1, f_2, f_2)| \\ &\quad \cdot \cos [2\pi(2f_2 - f_1)t + 2\theta_2 - \theta_1 + \psi_3(-f_1, f_2, f_2)] \\ &\quad + 1.25 |E_1| |E_2|^4 |H_5(-f_2, -f_1, f_2, f_2, f_2)| \\ &\quad \cdot \cos [2\pi(2f_2 - f_1)t + 2\theta_2 - \theta_1 + \psi_5(-f_2, -f_1, f_2, f_2, f_2)] \\ &\quad + 1.875 |E_1|^3 |E_2|^2 |H_5(-f_1, -f_1, f_1, f_2, f_2)| \\ &\quad \cdot \cos [2\pi(2f_2 - f_1)t + 2\theta_2 - \theta_1 + \psi_5(-f_1, -f_1, f_1, f_2, f_2)]. \end{aligned} \quad (4-30)$$

Genellikle, $\psi_3(-f_1, f_2, f_2)$, $\psi_5(-f_2, -f_1, f_2, f_2, f_2)$ ve $\psi_5(-f_1, -f_1, f_1, f_2, f_2)$ açıları eşit değildir. (4-30) 'daki çeşitli terimler, Fig.4.3 'ün fazör çizimlerinde gösterildiği gibi kombine edilir. Belirli bir çıkış frekansındaki toplam tepkinin tespitinde, doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının büyüklüklerinin (amplitude) ve faz açılarının her ikisinde önemli olduğuna dikkat ediniz. $|E_1|$ ve $|E_2|$ 'nin çok küçük değerleri için;

Tepki (response) temelde üçüncü dizi (order) terimi tarafından verilir. Fakat girişler boy büyüklüğü (magnitude) ile artıyorken, beşinci derece terimleri kayda değer büyüklüktedir.

Klasik Model-A Özel Durumu: Bölüm-3 ve Bölüm-4 'ün gelişimleri arasındaki benzerlik ilginçtir. Gerçekte klasik model, doğrusal olmayan transfer fonksiyon yaklaşımının özel bir durumudur. (4-15) ve (3-36) 'nın karşılaştırılmasının sonucu olarak; doğrusal olmayan zayıf bir sistem klasik model ile yapılandırıldığında, n.-dizi (nth order) doğrusal olmayan transfer fonksiyonuna karşılık gelen frekans karışımları ile aralarında şöyle bir ilişki vardır; vektör m ile ilgili klasik modelin a_n , $H(f)$ ve $K(f)$

$$\begin{aligned} H_n(m) &= H_n(\underbrace{f_{-Q}, \dots, f_{-Q}}_{m_{-Q}}, \dots, \underbrace{f_{-1}, \dots, f_{-1}}_{m_{-1}}, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{m_1}, \dots, \underbrace{f_Q, \dots, f_Q}_{m_Q}) \\ &= a_n [H^*(f_Q)]^{m_{-Q}} \dots [H^*(f_1)]^{m_{-1}} [H(f_1)]^{m_1} \dots [H(f_Q)]^{m_Q} K(f_m). \end{aligned} \quad (4-31)$$

Bununla birlikte, Ek-A 'da gösterildiği gibi, (4-7), klasik modelde kullanılan hiçbir varsayıma gerek olmaksızın türetilmiştir.

Sonuç olarak (4-22) ve (4-26) uygundur ama (3-42) ve (3-46) uygun değildir. İki yaklaşım arasındaki diğer bir önemli fark (3-49) ve (4-30) 'da örneklendirilmiştir. (3-49) 'da üç terim bir araya gelir ve ürün olarak $y(t; 2f_2 - f_1)$ ortaya çıkar. a_3 ve a_5 katsayılarının işaretlerine göre aynı faz 'da veya 180° faz dışında olur. Diğer yandan, Fig.4.3 'te gösterildiği gibi (4-30) 'dan, birbirlerine göre çeşitli açılarda olan üç terim kombine olabilir.

Bir Giriş Güç Fonksiyonu olarak Çıkış Gücü: Bölüm-3 'teki durum, doğrusal olmayan bir sistemin çıkışı, genelde güç terimleri ile ifade edilir. $x(t)$ ve $y(t)$ voltaj olarak düşünelim. (4-7) 'den de gözüktüğü gibi, M.-dizi (Mth-order) doğrusal olmayan transfer fonksiyonu $\text{volts}^{(1-n)}$ 'in boyutlarına sahiptir. (4-22) 'den vektör m 'ye karşılık gelen sinüzoidal tepkinin büyüklüğü;

$$|E_m| = \frac{(n; m)}{2^{n-1}} |E_1|^{(m_1+m_{-1})} \dots |E_Q|^{(m_Q+m_{-Q})} |H_n(m)| \quad (4-32)$$

Burada $H_n(m)$, (4-23) 'ten gelir. $G_L(f)$ iletkenliğine sahip bir yükte harcanan ortalama güç şöyle olur.

$$\begin{aligned} p_L(f_m) &= \frac{1}{2} |E_m|^2 G_L(f_m) \\ &= \frac{(n; m)^2}{2^{2n-1}} [|E_1|^2]^{(m_1+m_{-1})} \dots [|E_Q|^2]^{(m_Q+m_{-Q})} |H_n(m)|^2 G_L(f_m). \end{aligned} \quad (4-33)$$

Benzer olarak, doğrusal olmayan giriş kondüktansı $G_{in}(f)$ ise, ortalama giriş gücü, f_q frekansında;

$$p_S(f_q) = \frac{1}{2} |E_q|^2 G_{in}(f_q) \quad (4-34)$$

olur. ve Şöyle devam eder;

$$|E_q|^2 = \frac{2p_S(f_q)}{G_{in}(f_q)}. \quad (4-35)$$

Sonuç olarak, (4-13) yardımı ile, (4-33) 'teki (4-35) 'in sonuçlarının kullanılması ile

$$p_L(f_m) = [p_S(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [p_S(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})} c(m) \quad (4-36)$$

Burada,

$$c(m) = \frac{(n; m)^2}{2^{n-1}} \frac{|H_n(m)|^2 G_L(f_m)}{[G_{in}(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [G_{in}(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})}}. \quad (4-37)$$

Bölüm-3 'teki gibi, aramodülasyon çarpıcısı $c(m)$ 'in boyutları $\text{watts}^{(1-n)}$. Gerçekte, (4-37) azaltılarak (3-59) elde edilir. $P_L(f_m)$ (3-61) 'de yazıldığı gibi dB cinsinden yazılır. O zaman,

$$P_L(f_m) = (m_1 + m_{-1})P_S(f_1) + \dots + (m_Q + m_{-Q})P_S(f_Q) + C(m) \quad (4-38)$$

Burada $P_L(f_m)$, $P_S(f_q)$ ve $c(m)$, (3-63) 'te tanımlanmıştır. (3-60) ve (4-36) 'nın hemen hemen aynı olduğuna dikkat ediniz. Bu tekrar klasik ve doğrusal olmayan fonksiyon yaklaşımlarının benzerliğini vurgular.

4.3 İKİ TRANSİSTÖRLÜ AMPLİFİKATÖRLER İÇİN DOĞRUSAL OLMAYAN TRANSFER FONKSİYONU

Doğrusal olmayan transfer fonksiyonları gerçekten var mıdır eğer öyleyse neye benzerler? Diye sormak makuldür. bunun cevabı bu kısımdadır. Bölüm-5 'te gösterildiği gibi, doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarını tespit etmek için analitik bir teknik vardır.

Kapalı form analitik ifadeleri başarmak zordur. Sonuç olarak, rakamsal değerler genelde bilgisayar programı ile bulunur. Bu bölümde iki farklı transistörün teorik ve deneysel sonuçlarını sunarız. Sunulan data'lar Graham ve Ehrman 'ın kitabından (RADC-TR-73-178) alınmıştır.

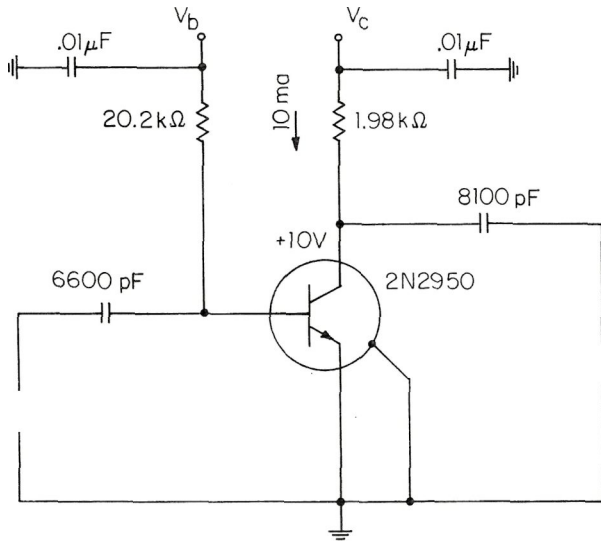


Fig. 4.4. Tek katlı-ortak emiter amplifikatörünün şematik diyagramı

Tek katlı-ortak emiter amplifikatörü: Figür 4.4, basit tek katlı-ortak emiter bir amplifikatörün şematik diyagramını gösterir. Diyagramda gösterildiği gibi, amplifikatör hem kaynak hemde yük empedansı ile test edildi ve 50ohm olarak bulundu.

Doğrusal Transfer Fonksiyonu: Doğrusal transfer fonksiyonunun büyüklüğü Fig 4.5 'te çizilmiştir. Lineer frekans tepkisi alt ve üst 3dB kesim frekansları 300kHz ve 9MHz 'dir.

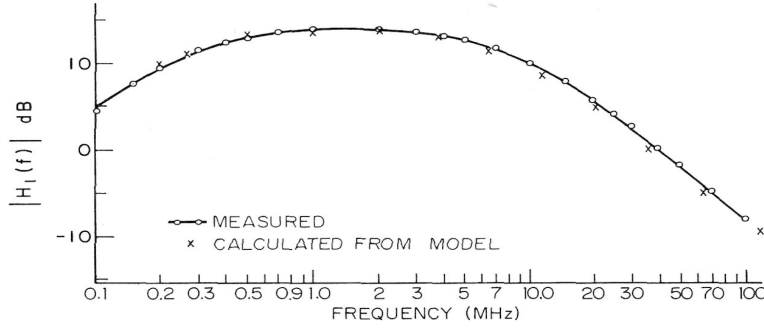


Fig. 4.5. Ortak emiter amplifikatörünün doğrusal transfer fonksiyonu büyüklüğü.

Bölüm-5 'te, eğer yüksek dizili doğrusal olmayan transfer fonksiyonu başarılı olarak tahmin edilirse, bu devrenin doğrusal kısmının kesin modellemesinin olması gerektiği gösterilmiştir. Doğrusal bir transfer fonksiyonunun davranışı bir frekans aralığının üzerinde

$$H_1(f) \approx \frac{K_1}{f^p}, \quad (4-39)$$

İle yaklaşıldığında, burada K1 bir sabit ve p pozitif bir tamsayıdır.

$$20 \log_{10} |H_1(f)| \approx 20 \log_{10} |K_1| - 20p \log_{10} |f|. \quad (4-40)$$

O zaman doğrusal transfer fonksiyonu büyüklüğü 20p dB/decade büyüklüğüne düşer. Bu H(f) 'in yüksek frekanslarda f ile ters orantılı olduğunu gösterir.

İkinci-Dizi Doğrusal Olmayan Transfer Fonksiyonu: Genelde ikinc-dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyonu f1 ve f2 frekans fonksiyonlarıdır. Bilinen metod amplifikatörü f1 ve f2 frekanslarında tahrik etmektir. O zaman çıkış gücü +f1, -f1, +f2, -f2 frekansları için ölçülür. Giriş ve yük empedansları üzerindeki

giriş ve çıkış güçlerinin bilgisi $|\hat{H}_2(\pm f_1, \pm f_2)|$ 'i tespiti için yeterlidir.

$|\hat{H}_2(\pm f_1, \pm f_2)|$ 'i iyileştirmek için

$$\pm f_1 \pm f_2 = \text{constant} \quad (4-41)$$

yapılabilir. f2 3 ve 50 MHz aralığında f2 – f1 = 0.5 MHz. 'i sağlayacak şekilde değiştirilir. Bu yüzden verilen f2, f1 her zaman f2 'den 0.5 MHz az olacak şekilde seçilir. Frekanslar değişken bırakılırken aramodülasyon frekansı da sabit tutulur.

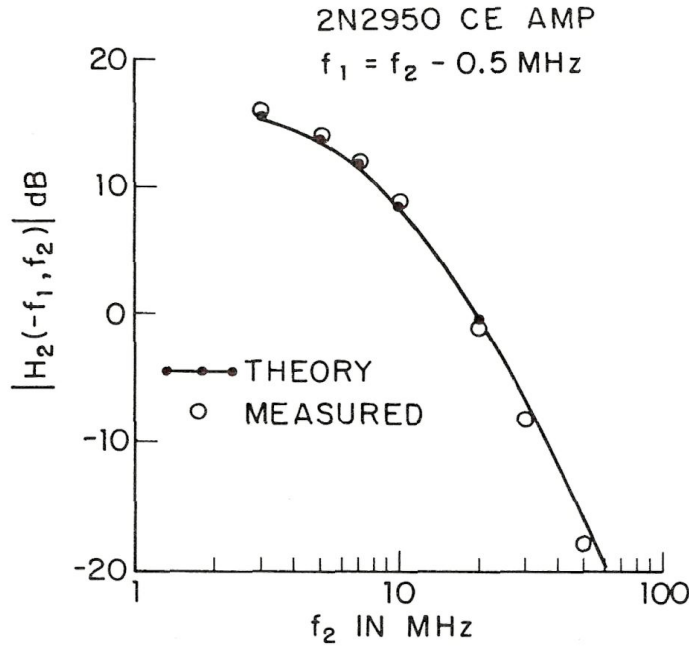


Fig 4.6. Ortak emiter amplifikatörün ikinci-dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyonu büyüklüğü.

$|H_2(-f_1, f_2)|$ maksimum noktasından 6dB aşağıdadır, bu noktada doğrusal tepkisi 3dB aşağıdadır. Ek olarak, yüksek frekans bölgesinde, $|H_2(-f_1, f_2)|$ 40dB / decade'lık bir eğimle düşerken doğrusal tepkisi 20 dB / decade 'lık bir eğimle düşer. (4-42) bunu şöyle ifade eder;

$$H_2(-f_1, f_2) \approx \frac{K_2}{f_1 f_2} \quad (4-43)$$

K_2 burada sabittir. O zaman;

$$20 \log_{10} |H_2(-f_1, f_2)| \approx 20 \log_{10} |K_2| - 20 \log_{10} |f_1| - 20 \log_{10} |f_2|. \quad (4-44)$$

Tahmin edilen ve ölçülen tepkilerin belirli frekans aralığında aynı olduğu görülmektedir. Tahmin edilen tepkiyi bulmak için, doğrusal olmayan modelin kullanılması gerektiğini gözlemleyiniz. Bu başlık bölüm-7 'de anlatılacaktır.

Üçüncü-Dizi Doğrusal Olmayan Transfer Fonksiyonu: Üçüncü derece doğrusal olmayan transfer fonksiyonu two-tone testi ile test edilmiştir. f_1 ve f_2 'deki bilinen sinusoidal güçlerin yerine, üçüncü-dizi frekans karışımlarının ($\pm f_1 \pm f_2, \pm f_2$). mümkün olan bir aramodülasyon elemanındaki çıkış gücünü varsayarak bir deney yapılır. Denk gelen transfer fonksiyonu $H_3(\pm f_1 \pm f_2, \pm f_2)$ 'dir. Büyüklüğü bilinen güçlerin girilmesi ile tespit edilir. Giriş gücü ve kondüktans 4-36) ve(4-37) 'dedir. Üçüncü-dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyonunun tahmin edilen ve ölçülen büyüklükleri Fig.4.7. 'de sunulur. Tepki şöyledir;

Üçüncü-Dizi Doğrusal Olmayan Transfer Fonksiyonu: Üçüncü derece doğrusal olmayan transfer fonksiyonu two-tone testi ile test edilmiştir. f_1 ve f_2 'deki bilinen sinusoidal güçlerin yerine, üçüncü-dizi frekans karışımlarının ($\pm f_1 \pm f_2, \pm f_2$). mümkün olan bir aramodülasyon elemanındaki çıkış gücünü varsayarak bir deney yapılır. Denk gelen transfer fonksiyonu $H_3(\pm f_1 \pm f_2, \pm f_2)$ 'dir. Büyüklüğü bilinen güçlerin girilmesi ile tespit edilir. Giriş gücü ve kondüktans 4-36) ve(4-37) 'dedir. Üçüncü-dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyonunun tahmin edilen ve ölçülen büyüklükleri Fig.4.7. 'de sunulur. Tepki şöyledir;

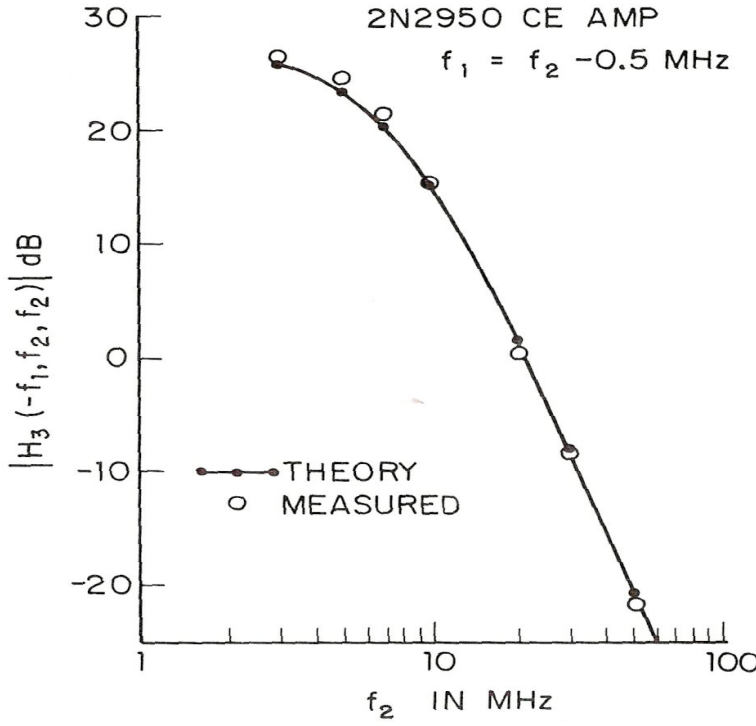


Fig 4.7. Ortak emiter amplifikatörün üçüncü-dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyon büyüklüğü

Aramodülasyon frekansı verilen;

$$2f_2 - f_1 = f_2 + (f_2 - f_1) = f_2 + 0.5 \text{ MHz.} \quad (4-45)$$

ikinci-dizi durumuna odaklanacak olursak, orada aramodülasyon frekansı sabitti, burada ise f_2 ile doğrusaldır. $|H_3(-f_1, f_2, f_2)|$ aynı şekle sahip olmasına rağmen, 9MHz 'de 9dB aşağıdadır. Doğrusal transfer fonksiyonunun üst kesim frekans bölgesinde 60 dB/decade oranında düşer. Bu yaklaşık şu sonucu doğurabilir;

$$H_3(-f_1, f_2, f_2) \approx \frac{K_3}{f_1(f_2)^2} \quad (4-46)$$

K_3 burada sabittir ve şöyle devam eder.

$$20 \log_{10} |H_3(-f_1, f_2, f_2)| \approx 20 \log_{10} |K_3| - 20 \log_{10} |f_1| - 40 \log_{10} |f_2|. \quad (4-47)$$

Ölçülen ve tahmin edilen değerlerin 2 'den 60 MHz 'ye kadar uyum içinde olduğu gözlemlenir.

İki-Kademe Akortlu Amplifikatör: Fig. 4.8 iki kademe akortlu amplifikatörün doğrusal olmayan frekans transfer fonksiyonlarını göstermektedir. Birinci kademe, ortak-emiter amplifikatörün low-pass arakışım ağını sürülür. İkinci kademede akortlu yük sürülür.

Doğrusal Transfer Fonksiyonu: Doğrusal transfer fonksiyonu büyüklüğü çizimi Fig.4.9 dadır. 50 ohm kaynak ve yük empedansı için, amplifikatör 19.75 MHz 28dB kazançla akortlanır. 3dB bandgenişiği 2MHz 'dir. Ölçülen ve tahmin edilen değerler arasındaki uyum 6 – 70 MHz aralığındadır. 6MHz altındaki tahmin edilen ve ölçülen değerler arasında bir uzaklık vardır.

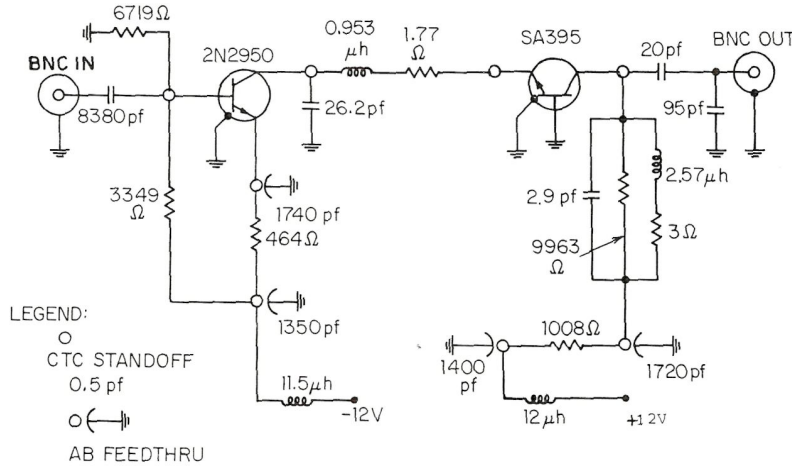


Fig. 4.8. iki-kademe akortlu amlifikatörün şeması

İkinci-Dizi Doğrusal Olmayan Transfer Fonksiyonu: İki kademe amlifikatörün ikinci-dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyonu two-tone testi ile araştırılır. f_1 ve f_2 giriş frekansları değişken iken aramodülasyon frekansısı 19.75 MHz olarak kalır. Bu yüzden akortlu frekansın altı bir f_1 için;

$$f_1 + f_2 = 19.75 \text{ MHz} \quad (4.48)$$

akortlu frekansın üstü bir f_1 için;

$$f_1 - f_2 = 19.75 \text{ MHz.} \quad (4.49)$$

olur. Fig.4.10 deneysel ve hesapsal $H_2(f_1, \pm f_2)$ değerlerinin çizimini gösterir. $19.75 \text{ MHz}/2 = 9.875 \text{ MHz}$ yani yaklaşık 10 MHz olduğuna dikkat ediniz. Fig 4.8 dc 'de transmission zero vardır. Bu yüzden

$$|H_2(f_1, f_2)| = 0, \quad f_1 = 19.75 \text{ iken.}$$

30 ve 55 MHz 'deki maksimaları açıklamak zordur.

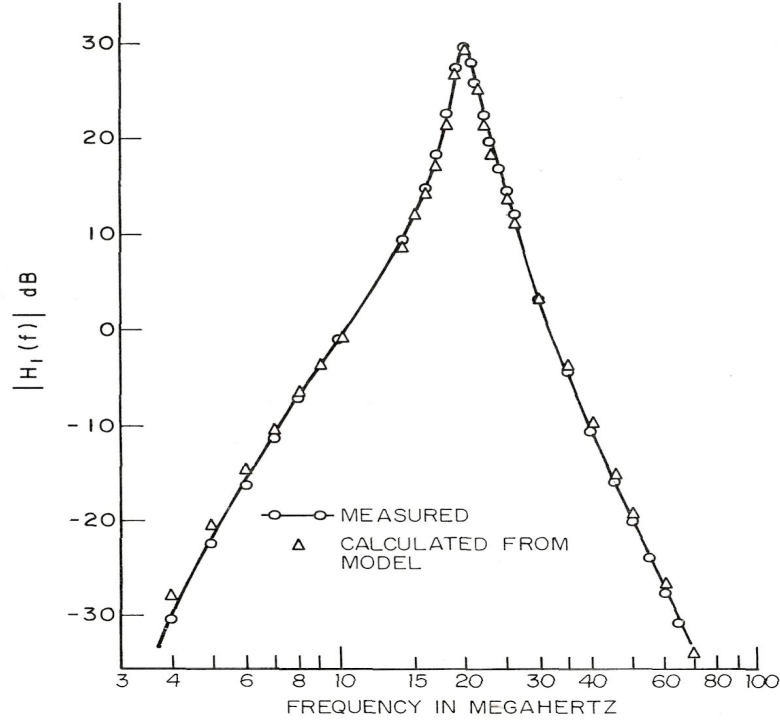


Fig. 4.9. iki-katmanlı akortlu amplifikatörün doğrusal olmayan transfer fonksiyonu büyüklüğü

Tahminlerimize göre 42MHz 'de 'null' katman arası ağıdaki bobinle alakalı olarak paralel rezonanstan dolayı transmisyon sıfırı (transmission zero) olur. Büyük uyuşmazlıklar düşük frekanslarda olmasına rağmen, tahmin edilen ve ölçülen değerler arasındaki uyumluluk varolan frekans oranı içinde geçerlidir. Bu

düşük frekanslarda doğrusal frekans tepkisi modellemedeki büyük hatadan kaynaklanır.

Üçüncü-Dizi (Third-Order) Doğrusal Olmayan Transfer Fonksiyonu:

İki ton (two-tone) testi, akortlu amplifikatörün üçüncü-dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyonunu incelemek için de kullanılır.

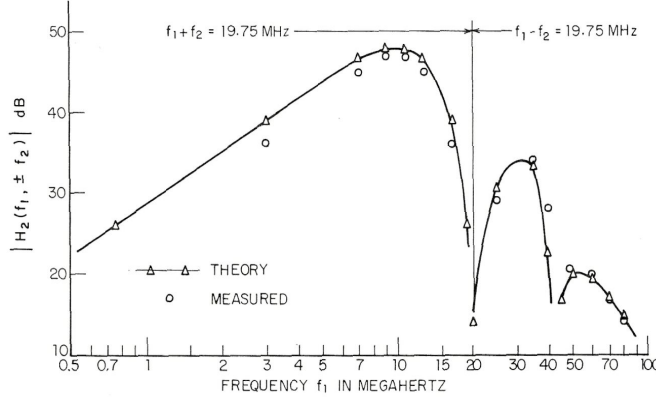


Fig. 4.10. İki-katlı akortlu amplifikatörün ikinci-dizi (second-order) doğrusal olmayan transfer fonksiyon büyüklüğü.

9.875 MHz altında bir f_2 için frekans sınırlaması şöyle olur.

$$2f_2 + f_1 = 19.75 \text{ MHz} \quad (4-50)$$

9.875 MHz üzeri bir f_2 için

$$2f_2 - f_1 = 19.75 \text{ MHz} \quad (4-51)$$

Karşılık gelen doğrusal olmayan transfer fonksiyonu $|H_3(\pm f_1, f_2, f_2)|$ olur. Ölçülen ve tahmin edilen $|H_3(\pm f_1, f_2, f_2)|$ değerleri için 5 ve 50 MHz frekansları arasında bir f_2 fonksiyonu olarak Fig 4.11 'deki çizim yapılmıştır. Tahmin edilen ve ölçülen değerler arasındaki paralellik 50dB 'nin üzerindeki bir orandaki büyüklükte baştan aşağı bütün frekans aralığında bulunur. Transfer fonksiyonu $f_1 = 0$ ve $f_2 = 9.875$ MHz olduğunda 9.875 ve 28 MHz 'de minima, 7, 19.75 ve 40 MHz 'de maksima değerlerine sahiptir. Dolayısıyla 9.875 'teki "null" devredeki doğrusal kısımdaki dc zero transmisyonundan kaynaklanmaktadır. $f_2=19.75$ MHz olduğunda, $f_1=19.75$ MHz olur. Bu yüzden transfer fonksiyonu 19.75 'te tepe yapar, çünkü doğrusal frekans tepkisi her bir giriş için rezonansa

TABLE 4.3. Values for f_1 and f_2 , Centered About 9.875 MHz, when $f_1 + f_2 = 19.75$ MHz.

f_1 (MHz)	8	9	9.875	10.75	11.75
f_2 (MHz)	11.75	10.75	9.875	9	8

yakındır.

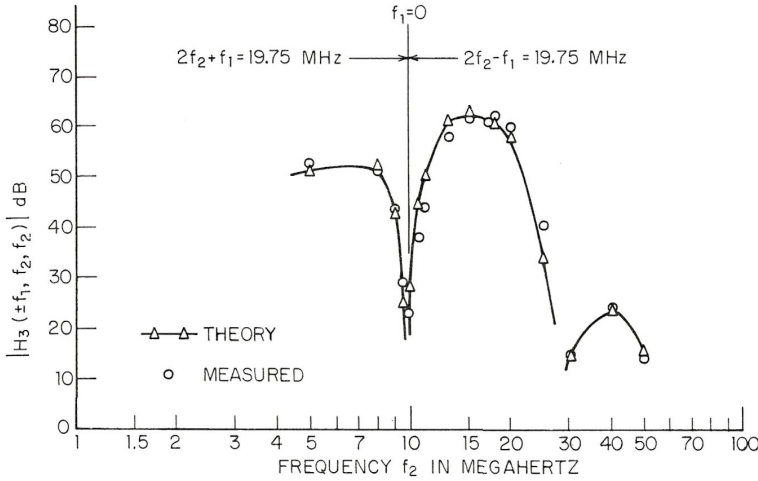


Fig. 4.11. İki-katlı akortlu amplifikatörün üçüncü-dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyonu

$|H_3(\pm f_1, f_2, f_2)|$ 'nin artakalan özellikleri şu an açıklanamamaktadır. Yine de, bu transfer fonksiyonu, oldukça karmaşık üçüncü-dizi aramodülasyon elemanının frekans bağımlılığı önceden başarıyla tahmin edilmiştir. Doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarına ilave anlayış ilerleyen bölümlerde başarıyla anlatılmıştır.

4.4 BİRBİRİNİ ETKİLEMEYEN İKİ DOĞRUSAL OLMAYAN DEVRELERİN KASKAT İLİŞKİLERİ

Doğrusal transfer fonksiyonlarına uygulanan pekçok faydalı sonucun, tamamlayıcıları doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarında bulunur. Biz bunu şöyle örneklendiririz; Fig 4.12 'de G ve H iki bağımsız doğrusal olmayan sistemlerdir. Bütün sistem K olarak tanımlanır.

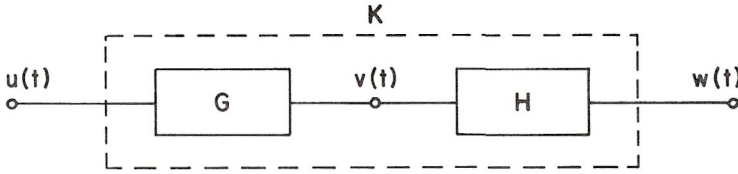


Fig. 4.12. İki bağımsız doğrusal olmayan sistemin kaskat bağlantısı.

Örnek 4.8

Özel bir durum olarak, biz ilk olarak iki kısımlı sıfır hafızalı doğrusal olmayanları düşünelim. Bu nedenle G ve H sistemleri için giriş / çıkış ilişkileri sırasıyla şöyledir;

$$v(t) = \sum_{i=1}^{\infty} g_i u^i(t) \quad (4-52)$$

ve

$$w(t) = \sum_{j=1}^{\infty} h_j v^j(t). \quad (4-53)$$

Amaç sistem K için giriş-çıkış ilişkisini bulmaktır. Bu (4-52) 'yi (4-53) içine yerleştirilerek başarılmıştır. Sonuç;

$$w(t) = \sum_{j=1}^{\infty} h_j \left\{ \sum_{i=1}^{\infty} g_i u^i(t) \right\}^j. \quad (4-54)$$

(4-54) 'teki operasyonları uygulayıp ve terimleri dördüncü dereceye kadar biriktirirsek, şunu buluruz;

$$w(t) = g_1 h_1 u(t) + (g_2 h_1 + g_1^2 h_2) u^2(t) + (g_3 h_1 + 2g_1 g_2 h_2 + g_1^3 h_3) u^3(t) + [g_4 h_1 + (2g_1 g_3 + g_2^2) h_2 + 3g_1^2 g_2 h_3 + g_1^4 h_4] u^4(t) + \dots \quad (4-55)$$

Görüyoruzki, iki sıfır-hafızalı doğrusal olmayanların kaskat bağlantısı, yine sıfır-hafızalı doğrusal

olmayandır. K sistemi için giriş-çıkış ilişkileri şöyle devam eder;

$$w(t) = \sum_{l=1}^{\infty} k_l u^l(t) \quad (4-56)$$

Burada ilk dört katsayı şöyledir;

$$\begin{aligned} k_1 &= g_1 h_1 \\ k_2 &= g_2 h_1 + g_1^2 h_2 \\ k_3 &= g_3 h_1 + 2g_1 g_2 h_2 + g_1^3 h_3 \\ k_4 &= g_4 h_1 + (2g_1 g_3 + g_2^2) h_2 + 3g_1^2 g_2 h_3 + g_1^4 h_4. \end{aligned} \quad (4-57)$$

Yüksek dizi katsayıları aynı kural ile bulunur. Şimdi G ve H doğrusal olmayan zayıf sistemler olsun. n.dizi (nth order) doğrusal olmayan transfer fonksiyonları

$G_n(f_1, \dots, f_n)$ ve $H_n(f_1, \dots, f_n)$ olur.

H gibi, G transfer fonksiyonlarının kaskat bağlantısından önce ve sonra değişmeden kalmasından dolayı, İki sistemin birbirini etkilemediği düşünülür. Genelde durum bu değildir. Herbir sistemin diğerinin üzerine yüklenmesinden dolayı, iki sistemin kaskatlanması ile genelde bağlantıdan önceki ile sonraki transfer fonksiyonunun değişmesine neden olur. İki doğrusal olmayan sistemin kaskat bağlantısının sonuçları yine doğrusal olmayan zayıf bir sistem içinde olur. $K_n(f_1, \dots, f_n)$ tarafından belirlenen n.-dizi (nth-order) sistem K transfer fonksiyonu olsun. Problem olan kısım doğrusal olmayan K transfer fonksiyonunun G ve H terimleri ile ifade etmektir.

Örnek 4.9

İlk olarak doğrusal transfer fonksiyonu $K_1(f_1)$ 'i tespit ederiz.

$$u(t) = U_1 \exp [j2\pi f_1 t]. \quad (4-58)$$

$u(t)$, gerçek bir sinyal değil, çünkü karmaşık terim eklenmez (4-5) teki gibi. Fakat analiz yapmak için uygun bir matematiksel sinyaldir. $Q = I$, $E_x = 2U_1$, yapılarak (4-5), (4-58) olur. $W(t)$ 'nin f_1 frekansındaki doğrusal kısmı

$$w_1(t) = U_1 K_1(f_1) \exp [j2\pi f_1 t]. \quad (4-59)$$

Eğer karmaşık büyüklük $v(f)$ ile ifade edilirse;

$$w_1(t) = V_{f_1} H_1(f_1) \exp [j2\pi f_1 t]. \quad (4-60)$$

Fakat f_1 'deki $v(t)$ elemanları G 'nin $u(t)$ 'ye doğrusal tepkisi olur. Bu yüzden,

$$V_{f_1} = U_1 G_1(f_1). \quad (4-61)$$

(4-61) 'i (4-60) içine yerleştirirsek şunu buluruz;

$$w_1(t) = U_1 G_1(f_1) H_1(f_1) \exp [j2\pi f_1 t]. \quad (4-62)$$

Sonuç olarak (4-59) ile (4-62) 'i kıyaslarsak şöyle bir sonuç çıkar;

$$K_1(f_1) = G_1(f_1) H_1(f_1). \quad (4-63)$$

(4-63) 'teki eşitlik doğrusal sistemlerin kaskat bağlantıları için uygun olarak tanınabilir.

Örnek 4.10

$K_2(f_1, f_2)$ ikinci-dizi transfer fonksiyonunu tespit edebiliriz. Giriş sinyalimiz şu olsun;

$$u(t) = U_1 \exp [j2\pi f_1 t] + U_2 \exp [j2\pi f_2 t] \quad (4-64)$$

(4-7) 'den

$$w_2(t) = \sum_{q_1=1}^2 \sum_{q_2=1}^2 U_{q_1} U_{q_2} K_2(f_{q_1}, f_{q_2}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2}) t]. \quad (4-65)$$

$w_2(t)$ 'nin $f_1 + f_2$ deki toplamı $w_2(t; f_1 + f_2)$ olsun

$$w_2(t; f_1 + f_2) = 2 U_1 U_2 K_2(f_1, f_2) \exp [j2\pi(f_1 + f_2) t]. \quad (4-66)$$

Kendi yöntemimizi sisteme uygularsak, $w_2(t; f_1 + f_2)$ şöyle ifade edilir.

$$w_2(t; f_1 + f_2) = [V_{f_1+f_2} H_1(f_1 + f_2) + 2V_{f_1} V_{f_2} H_2(f_1, f_2)] \exp [j2\pi(f_1 + f_2) t]. \quad (4-67)$$

Sistem G terimleri ile,

$$V_{f_1} = U_1 G_1(f_1)$$

$$V_{f_2} = U_2 G_1(f_2)$$

$$V_{f_1+f_2} = 2 U_1 U_2 G_2(f_1, f_2). \quad (4-68)$$

(4-68) 'i (4-67) içine koyacak olursak,

$$w_2(t; f_1 + f_2) = 2 U_1 U_2 [G_2(f_1, f_2) H_1(f_1 + f_2) + G_1(f_1) G_1(f_2) H_2(f_1, f_2)] \exp [j2\pi(f_1 + f_2) t]. \quad (4-69)$$

(4-66) ile (4-69) kıyas edilecek olursa,

$$K_2(f_1, f_2) = G_2(f_1, f_2) H_1(f_1 + f_2) + G_1(f_1) G_1(f_2) H_2(f_1, f_2). \quad (4-70)$$

ortaya çıkar.

Örnek 4.11

Üçüncü dizi transfer fonksiyonu $K_3(f_1, f_2, f_3)$ benzer bir kuralla bulunur.

G sistem fonksiyonu için giriş sinyali

$$u(t) = U_1 \exp [j2\pi f_1 t] + U_2 \exp [j2\pi f_2 t] + U_3 \exp [j2\pi f_3 t] \quad (4-71)$$

Burada f_1, f_2 ve f_3 pozitif ve oransızdır. (4-5), $Q = 3$, $E_1 = 2U_1$, $E_2 = 2U_2$, $E_3 = 2U_3$ değerleri seçilince (4-71) olur. (4-7) 'den

$$w_3(t) = \sum_{q_1=1}^3 \sum_{q_2=1}^3 \sum_{q_3=1}^3 U_{q_1} U_{q_2} U_{q_3} K_3(f_{q_1}, f_{q_2}, f_{q_3}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2} + f_{q_3}) t]. \quad (4-72)$$

$w_3(t; f_1 + f_2 + f_3)$, $(f_1 + f_2 + f_3)$ teki $w_3(t)$ elemanlarının toplamını belirler.

$$w_3(t; f_1 + f_2 + f_3) = 6 U_1 U_2 U_3 K_3(f_1, f_2, f_3) \exp [j2\pi(f_1 + f_2 + f_3) t]. \quad (4-73)$$

$v(t)$ 'nin f_k daki elemanlarının büyüklüğü şöyle olur;

$$w_3(t; f_1 + f_2 + f_3) = [V_{f_1+f_2+f_3} H_1(f_1 + f_2 + f_3) + 2V_{f_1+f_2} V_{f_3} H_2(f_1 + f_2, f_3) + 2V_{f_1+f_3} V_{f_2} H_2(f_1 + f_3, f_2) + 2V_{f_2+f_3} V_{f_1} H_2(f_2 + f_3, f_1) + 6V_{f_1} V_{f_2} V_{f_3} H_3(f_1, f_2, f_3)] \exp [j2\pi(f_1 + f_2 + f_3) t]. \quad (4-74)$$

Sistem G 'ye odaklanırsak (4-74) 'teki karmaşık büyüklükler şöyledir;

$$V_{f_1} = U_1 G_1(f_1)$$

$$V_{f_2} = U_2 G_1(f_2)$$

$$V_{f_3} = U_3 G_1(f_3)$$

$$V_{f_1+f_2} = 2 U_1 U_2 G_2(f_1, f_2)$$

$$V_{f_1+f_3} = 2 U_1 U_3 G_2(f_1, f_3)$$

$$V_{f_2+f_3} = 2 U_2 U_3 G_2(f_2, f_3)$$

$$V_{f_1+f_2+f_3} = 6 U_1 U_2 U_3 G_3(f_1, f_2, f_3). \quad (4-75)$$

(4-75) ve (4-74) 'ün yardımı ile

$$\begin{aligned} w_3(t; f_1 + f_2 + f_3) = & 6 U_1 U_2 U_3 \{ G_3(f_1, f_2, f_3) H_1(f_1 + f_2 + f_3) \\ & + \frac{2}{3} [G_1(f_3) G_2(f_1, f_2) H_2(f_1 + f_2, f_3) \\ & + G_1(f_2) G_2(f_1, f_3) H_2(f_1 + f_3, f_2) \\ & + G_1(f_1) G_2(f_2, f_3) H_2(f_2 + f_3, f_1)] \\ & + G_1(f_1) G_1(f_2) G_1(f_3) H_3(f_1, f_2, f_3) \} \\ & \cdot \exp [j 2 \pi (f_1 + f_2 + f_3) t]. \end{aligned} \quad (4-76)$$

(4-76) 'daki eşitlik biraz daha basitleştirilebilir

$$\begin{aligned} \frac{1}{3} [& G_1(f_3) G_2(f_1, f_2) H_2(f_1 + f_2, f_3) + G_1(f_3) G_2(f_2, f_1) H_2(f_2 + f_1, f_3) \\ & + G_1(f_2) G_2(f_1, f_3) H_2(f_1 + f_3, f_2) + G_1(f_2) G_2(f_3, f_1) H_2(f_3 + f_1, f_2) \\ & + G_1(f_1) G_2(f_2, f_3) H_2(f_2 + f_3, f_1) + G_1(f_1) G_2(f_3, f_2) H_2(f_3 + f_2, f_1)] \end{aligned}$$

n! için aritmetik ortalama hesaplamak için üstçizgi tanımlayalım.

Örneğin;

$$\begin{aligned} \overline{A(f_1, f_2)} &= \frac{1}{2} [A(f_1, f_2) + A(f_2, f_1)] \\ \overline{A(f_1, f_2, f_3)} &= \frac{1}{6} [A(f_1, f_2, f_3) + A(f_1, f_3, f_2) + A(f_2, f_1, f_3) \\ &+ A(f_2, f_3, f_1) + A(f_3, f_1, f_2) + A(f_3, f_2, f_1)]. \end{aligned} \quad (4-77)$$

Bu gösterim ile ifade edecek olursak;

$$\begin{aligned} w_3(t; f_1 + f_2 + f_3) = & 6 U_1 U_2 U_3 \{ G_3(f_1, f_2, f_3) H_1(f_1 + f_2 + f_3) \\ & + 2 \overline{G_1(f_1) G_2(f_2, f_3) H_2(f_2 + f_3, f_1)} \\ & + G_1(f_1) G_1(f_2) G_1(f_3) H_3(f_1, f_2, f_3) \} \\ & \cdot \exp [j 2 \pi (f_1 + f_2 + f_3) t]. \end{aligned} \quad (4-78)$$

(4-73) ve (4-78) den

$$\begin{aligned} K_3(f_1, f_2, f_3) = & G_3(f_1, f_2, f_3) H_1(f_1 + f_2 + f_3) \\ & + 2 \overline{G_1(f_1) G_2(f_2, f_3) H_2(f_2 + f_3, f_1)} \\ & + G_1(f_1) G_1(f_2) G_1(f_3) H_3(f_1, f_2, f_3). \end{aligned} \quad (4-79)$$

Aynı yöntem yüksek dizili kaskat ilişkiler içinde kullanılabilir.

$$\begin{aligned}
K_4(f_1, f_2, f_3, f_4) = & G_4(f_1, f_2, f_3, f_4)H_1(f_1 + f_2 + f_3 + f_4) \\
& + 2 \overline{G_1(f_1)G_3(f_2, f_3, f_4)H_2(f_1, f_2 + f_3 + f_4)} \\
& + \overline{G_2(f_1, f_2)G_2(f_3, f_4)H_2(f_1 + f_2, f_3 + f_4)} \\
& + 3 \overline{G_1(f_1)G_1(f_2)G_2(f_3, f_4)H_3(f_1, f_2, f_3 + f_4)} \\
& + G_1(f_1)G_1(f_2)G_1(f_3)G_1(f_4)H_4(f_1, f_2, f_3, f_4).
\end{aligned}
\tag{4-80}$$

$K_n(f_1, f_2, \dots, f_n)$ için genel bir ifade bulmak zordur. (4-63), (4-70), (4-79), ve (4-80) ile (4-57) karşılaştırılınca

$$\begin{aligned}
G_n(f_1, f_2, \dots, f_n) &= g_n \\
H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) &= h_n
\end{aligned}
\tag{4-81}$$

Sıfır hafızalı doğrusal olmayan sistemler için. G doğrusal bir sistem olduğunda, birinci-dizi üstü için transfer fonksiyonu sıfırdır.

$$K_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = G_1(f_1)G_1(f_2) \cdots G_1(f_n)H_n(f_1, f_2, \dots, f_n).$$

(4-82)

Benzer olarak H doğrusal bir sistem ve transfer fonksiyonu birinci-dizi üstü için sıfırdır.

$$K_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = G_n(f_1, f_2, \dots, f_n)H_1(f_1 + f_2 + \cdots + f_n).$$

(4-83)

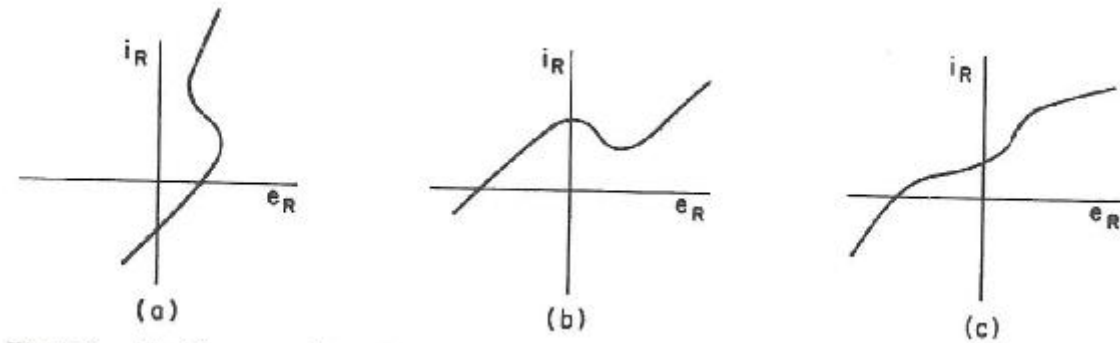
(4-82) eşitliği, giriş elemanları sistem G tarafından doğrusal olarak işlenir ve doğrusal olmayan sistem H içinde birleştirilir. Çıkışı $f_1 + f_2 + \cdots + f_n$ olur. Diğer taraftan (4-83) ise, doğrusal olmayan sistem G ‘değişik’ için giriş elemanlarını $f_1 + f_2 + \cdots + f_n$ ‘de birleştirir. Doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarındaki pekçok ilişki bu bölümde sunulmuştur. Henüz doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının doğrusal olmayan zayıf bir devreden nasıl bulunduğu açıklanmamıştır. Bu durum bölüm-5 ‘te açıklanacaktır.

BÖLÜM 5

Doğrusal Olmayan Transfer Fonksiyonlarının Ağ Formulasyonu

Elektronik aletler elektronik devrenin potansiyel nonlinear davranışlarıdır. Elektronik bir devrenin nonlinear analizi her bir elektronik parçanın eş değer nonlinear modelle değiştirilmesini gerektirir. Doğrusal olmayan aygıt modelinin kullanımı bir elektronik sistemin eşdeğer nonlinear bir devreyle modellenmesine imkan tanımaktadır. Bu bölümde bir devrenin yaratıldığı varsayılarak vurgusuz nonlinear sistemlerin nonlinear transfer fonksiyonlarının tanımlanmasını içermektedir.

Bu bölüm terminal ilişkilerinin nonlinear resistörler, kapasitör, indüktör ve kontrollü kaynakların tartışılmasıyla başlar. Basit bir zayıf nonlinear devre nonlinear transfer fonksiyonlarının değerlendirmesinin çeşitli basamaklarının çözümlenmesini modeller. Prosedür harmonik giriş metodu olarak refere edilir ve ardından şöyle genellenir : 1. Düğüm analizi bilinmeyenlerin düğümden günlük voltajları olduğu durumlar 2. Döngüsel analiz bilinmeyenlerin ağ mevcutları 3. Karışık değişken analizi bilinmeyenlerin voltaj ve akım sınıflandırması olduğu durumlarda. Harmonik giriş metodunda doğrusal olmayanlar kendilerini doğrusal bir devrenin kaynağı gibi gösterir. Tekrarlanan bir ilişki hazırlandıktan sonra



$$e_r(t) = \sum_{k=1}^{\infty} r_k i_r^k(t).$$

Yeteri kadar küçük girişler için direnç çizgiselce davranır ve r_1 çizgisel artan bir equivalet devirinde kapsanacak olan çizgisel dirençtir. Ters (5-19, multivalued olduğundan beri düşünülmez, ve tutmak için zordur.

Benzer bir biçimde, bir voltaj boyunca akım — direnci aşağıdaki formülle kontrol edilir.

$$i_R(t) = g[e_R(t)] \quad (5-5)$$

$g(.)$ tek değer biçilen sıfır hafızalı bir fonksiyondur. (5-5) hareketsiz çalıştıran noktanın hakkında bir güç dizisinde ifade edilir. Bizim,

$$i_r(t) = \sum_{k=1}^{\infty} g_k e_r^k(t) \quad (5-6)$$

$e_r(t)$ 'in ve $i_r(t)$ 'in, artan değişkenler olduğu gizli var, içeride tanımladık (5-3).

Çizgisel artan bir eşdeğer devirinde kapsanacak olan çizgisel direnç şimdi, iletkenlik ile g_1 tanımlanır. (5-5)'in inversesi, hem de görmezlikten gelmiş olandır çünkü o da, multivalueddir.

Bir direncin, her iki akım olduğu zaman kontrol etti, ve voltaj, kontrol etti, geçerek verilen temsillerin her biri (5-1) ve (5-5), kullanılabilir. Her temsilin, diğerinin tek-değer tersi olduğunu not et. Eğer, karakteristik eğri için açık bir görev varsa, sonra açık bir ifade, ters hem de, var olabildiği için.

Örnek 5.1

Eğer

$$e_R(t) = \exp [i_R(t)] - 3, \quad (5-7)$$

İse, tersi

$$i_R(t) = \ln [e_R(t) + 3]. \quad (5-8)$$

dir.

Sıfır-hafıza için verilmiş açık ifadeler, r iş görür $(.)$ Ve $g(.)$ Güç dizi genişlemeleri içeride (5-4) ve (5-6), düz ileri bir biçimde elde edilir. Bazı örneklerde açık bir expressin, karakteristik eğri için bulunamaz. Güç dizi

genişlemelerinde katsayılar, sonra kararlı sayısaldır. Karakteristik eğrinin, monoton olduğu zamanın, katsayılar içeride (5-4) ve (5-6) dosdoğru, anlatılır, öyle, bir dizi dönüşünden görülebilir (5-4). Özellikle, katsayıların içeride (5-4), olduğu böyle kararlaştırıldığını farz eder

$$e_r(t) = r_1 i_r(t) + r_2 i_r^2(t) + r_3 i_r^3(t) + r_4 i_r^4(t) + r_5 i_r^5(t) + \dots \quad (5-9)$$

Hem de, $i_r(t)$ 'nin dizi ile temsil edildiğini farz et

$$i_r(t) = g_1 e_r(t) + g_2 e_r^2(t) + g_3 e_r^3(t) + g_4 e_r^4(t) + g_5 e_r^5(t) + \dots \quad (5-10)$$

Biz, (5-10) onlar bakımından içeride katsayıları içeride ifade etmeyi dileriz (5-9). Bunu başarmak, (5-10), yerine koyulur (5-9). Bu sonuç ;

$$\begin{aligned} e_r(t) = & r_1 [g_1 e_r(t) + g_2 e_r^2(t) + g_3 e_r^3(t) + g_4 e_r^4(t) + g_5 e_r^5(t) + \dots] \\ & + r_2 [g_1^2 e_r^2(t) + 2g_1 g_2 e_r^3(t) + (g_2^2 + 2g_1 g_3) e_r^4(t) \\ & + (2g_1 g_4 + 2g_2 g_3) e_r^5(t) + \dots] \\ & + r_3 [g_1^3 e_r^3(t) + 3g_1^2 g_2 e_r^4(t) + (3g_1^2 g_3 + 3g_1 g_2^2) e_r^5(t) + \dots] \\ & + r_4 [g_1^4 e_r^4(t) + 4g_1^3 g_2 e_r^5(t) + \dots] \\ & + r_5 [g_1^5 e_r^5(t) + \dots] + \dots \end{aligned} \quad (5-11)$$

Nere sadece, yukarıya adlandırır, beşinci dereceye, ayrıntıda yazıldı. $E_r(t)$ katsayılarını eşit saymak, şöyledir

$$r_1 g_1 = 1. \quad (5-12)$$

Bu yüzden ilk katsayıdır

$$g_1 = \frac{1}{r_1}. \quad (5-13)$$

Öyle bekledi, çizgisel iletkenlik, g_2 'nin, $e_r^2(t)$ 'nin katsayılarını eşit sayarak elde edildiği, çizgisel direncin karşılıklı şeyidir. Bu yüzden,

$$r_1 g_2 + r_2 g_1^2 = 0. \quad (5-14)$$

Bunu izler,

$$g_2 = -\frac{r_2}{r_1} g_1^2 = -\frac{r_2}{r_1^3}. \quad (5-15)$$

$e_r^3(t)$ 'in katsayılarını eşit saymanın sonucu

$$r_1 g_3 + 2r_2 g_1 g_2 + r_3 g_1^3 = 0. \quad (5-16)$$

G_3 için çözmek, ve yapma, (5-13) ve (5-15)'den kullanır, biz, elde ederiz

$$g_3 = -\frac{2r_2}{r_1} g_1 g_2 - \frac{r_3}{r_1} g_1^3 = \frac{2r_2^2 - r_1 r_3}{r_1^5}. \quad (5-17)$$

Daha yüksek emir katsayıları, biçim gibi içeride elde edilir. Özellikle, o gösterilebilir

$$g_4 = \frac{5r_1 r_2 r_3 - r_1^2 r_4 - 5r_2^3}{r_1^7} \quad (5-18)$$

ve

$$g_5 = \frac{6r_1^2 r_2 r_4 + 3r_1^2 r_3^2 + 14r_2^4 - r_1^3 r_5 - 21r_1 r_2^2 r_3}{r_1^9}. \quad (5-19)$$

(5-9)'e o tersin, $r_1 = 0$ 'ın olduğu zaman var olmadığını not et. Karakteristik bir eğrinin, multivalued olduğu zaman hatta, figür 5.1 olarak (a) ve (b), direnç, her iki voltaj olabilir, ve akım, kontrol etti, sadece onun charesteristic eğrisi, güncel-voltaj uçağının monoton bir bölgesinin üzerinde uygulanırsa. Villin, olay olması için bunu farz ettiği bizim işimizde biz, eğer, başka türlü belirtmeseydi.

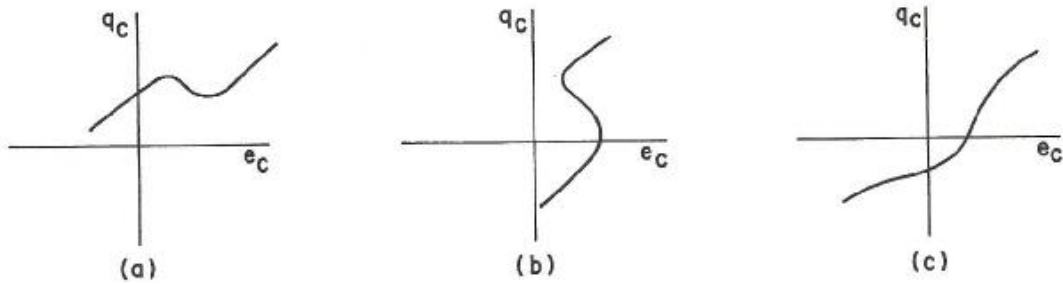
Çizgisel olmayan capacitor: Çizgisel olmayan bir capacitor, bir ikisidir — nezarete bir eğri ile voltaj uçağına karşı tanımlanan dönemsel öge. Kontrol edilen voltaj olmak için denir, onun karakteristik eğrisinin üzerinde bağlı olmak için kontrol edilen conrolled, veya her iki voltaj ve nezarete yükler, öyle, figür 5.2'de resimledi. Zayıfça çizgisel olmayan sistemlerde, excitationsun, çizgisel olmayan capacitorsun, onların karakteristiğinin monoton kısımlarının üzerinde çalıştırıldığı yeteri kadar küçük böyle olduğu muhtemeldir. Sonuç olarak, eğer, aksine belirtmeseydi, biz, her iki voltaj olması için capacitorsu farz ederiz, ve nezaret, kontrol etti.

Bir capacitor boyunca akım, depolanan nezaretin değışikliğinin zaman oranına eşit olur. Dericaties için zincir kuralının kullanımını yapmak için,

$$i_C(t) = \frac{dq_C(t)}{dt} = \frac{dq_C(t)}{de_C(t)} \frac{de_C(t)}{dt}. \quad (5-20)$$

Artan capacitance, olmak için tanımlanır

$$c[e_C(t)] = \frac{dq_C(t)}{de_C(t)}. \quad (5-21)$$



Figür 5.2 : Çizgisel olmayan capacitor karakteristikleri. (a) Voltaj kontrolü. (b) şarj kontrolü. (c) voltaj ve şarj kontrolü.

Bu yüzden zamanın verilmiş bir anında, artan capacitance, o istantta nezaret-voltaj karakteristiğinin eğimidir. (5-20)'e (5-21) ilave etmek, çizgisel olmayan bir capacitor için dönemsel ilişki, öyle ifade edilir

$$i_C(t) = c[e_C(t)] \frac{de_C(t)}{dt}. \quad (5-22)$$

(T)= e0, q_C (T)= q0in, ve için olduğu ect tarafından verilmesi için capacitorun hareketsiz çalıştırın noktasına izin ver (T)= i0, ve artan değışkenleri tanımlar

$$e_c(t) = e_C(t) - e_0, \quad q_c(t) = q_C(t) - q_0, \quad \text{and} \quad i_c(t) = i_C(t) - i_0. \quad (5-23)$$

Hem de, c_0 tarafından hareketsiz çalıştırın noktada artan kapasiteyi ifade et. Hareketsiz çalıştırın noktanın hakkında bir güç dizisinde incremantal capacitanceyi genişletmek, biz, elde ederiz

$$c[e_C(t)] - c_0 = \sum_{k=1}^{\infty} c_k [e_C(t) - e_0]^k \quad (5-24)$$

C_k 'in, nerede k_{th} güç dizi katsayısı olduğu. (5-24)'e artan voltaj ve denklemin sağ el kenarında yerleştiren c_0 i tanıştırmak, sonuçlanır

$$c[e_C(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} c_k e_c^k(t). \quad (5-25)$$

(5-22)'e (5-25)'in yer değiştirmesi sonra, akımı verir — voltaj ilişkisi

$$i_C(t) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k e_c^k(t) \frac{de_C(t)}{dt}. \quad (5-26)$$

Denklem (5-26), toplam ve artan değişkenlerin bir karışımını çalıştırır. Karışımı çıkarmak, kullanım, (5-23)'den (5-26) öyle tekrar yazmak için yapılır

$$i_c(t) + i_0 = \sum_{k=0}^{\infty} c_k e_c^k(t) \frac{d[e_c(t) + e_0]}{dt}. \quad (5-27)$$

Yine de, $i_0 = 0$ çünkü bir capacitor, dc akımını geçmez. Ayrıca, $de_0/dt = 0$ çünkü e_0 , bir sabittir. Bu yüzden, dönemsel ilişki artan değişkenler bakımından, olur

$$i_c(t) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k e_c^k(t) \frac{de_c(t)}{dt}. \quad (5-28)$$

Çizgisel artan eşit bir devire sokulacak olan çizgisel capacitorun capacitancesinin, c_0 tarafından verildiği onu gözleyecek.

Çizgisel bir capacitorun davranışını tanımlaması için ikinci bir yol, nezaret-voltaj karakteristiğinin nezaretinin bir güç dizi genişlemesini yapmaktır. Öyle ifade edilmesi için nezarete izin ver

$$q_C(t) = q[e_C(t)] \quad (5-29)$$

Nerede $q(.)$ 'in olduğu Bir tek midir — sıfır-hafızaya pratik değer biçti. Artan değişkenleri kullanmak, hareketsiz çalıştıran noktanın hakkında güç dizi genişlemeleridir

$$q_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} q_h e_c^h(t) \quad (5-30)$$

q_h in, nerede h_{th} güç dizi katsayısı olduğu. Artan capacitor akımı sonra, geçerek verilir

$$i_c(t) = \frac{dq_c(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left\{ \sum_{h=1}^{\infty} q_h e_c^h(t) \right\} = \sum_{h=1}^{\infty} h q_h e_c^{h-1}(t) \frac{de_c(t)}{dt}. \quad (5-31)$$

İndeksi tanıştırmak

$$k = h - 1, \quad (5-32)$$

(5-31), denkleme dönüştürülür

$$i_c(t) = \sum_{k=0}^{\infty} (k+1) q_{k+1} e_c^k(t) \frac{de_c(t)}{dt}. \quad (5-33)$$

Sonunda, (5-28)'le (5-33)'in mukayesesi, onu gösterir

$$c_k = (k+1) q_{k+1}; \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (5-34)$$

Özellikle

$$c_0 = q_1. \quad (5-35)$$

Monoton bir eğri için, yazmak için sadece öyle makuldür

$$e_c(t) = s[q_c(t)] \quad (5-36)$$

$s(.)$ 'nin, tek-değer biçilen bir sıfır-hafıza nerede pratik olduğu. Hareketsiz çalıştıran noktanın hakkında uygun güç dizi genişlemesidir

$$e_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} s_h q_c^h(t) \quad (5-37)$$

$e_c(t)$ 'nin ve $q_c(t)$ 'nin, nerede artan değişkenler olduğu ve s_h nerede h th güç dizi katsayısı olduğu. Artan akımın, artan nezaretin zaman türevi olduğundan beri, öyle (5-31)'de gösterdi, onu izler

$$q_c(t) = \int_{-\infty}^t i_c(z) dz. \quad (5-38)$$

(5-38) akım bakımından (5-37)'e yer değiştirme capacitor için dönemsel ilişki, ve voltaj, olur

$$e_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} s_h \left[\int_{-\infty}^t i_c(z) dz \right]^h. \quad (5-39)$$

Güç dizi katsayıları içeride (5-39)'dir, onlara içeride tekrar mandalla tutturur (5-30)

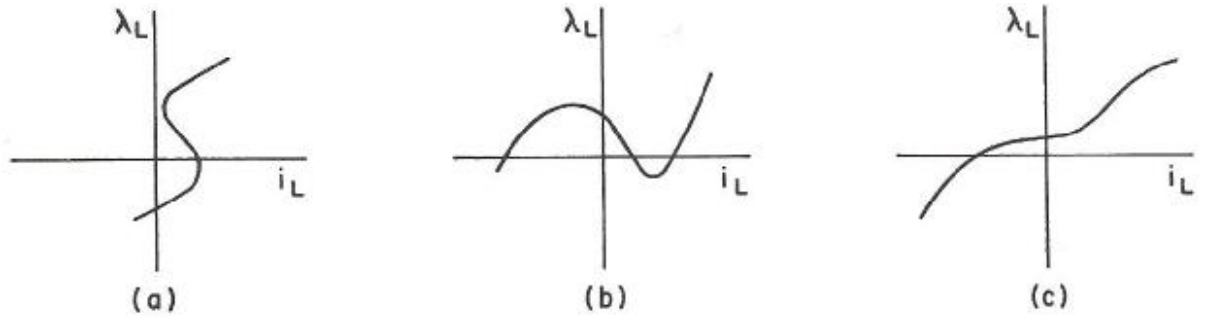
$$\begin{aligned} s_1 &= \frac{1}{q_1} = \frac{1}{c_0} \\ s_2 &= -\frac{q_2}{q_1^3} \\ s_3 &= \frac{2q_2^2 - q_1 q_3}{q_1^5}. \end{aligned} \quad (5-40)$$

s_1 'in, çizgisel bir incremantal denk devirinde kullanılacak olan çizgisel capacitorun elastancesi olduğunu not edecek. Beklenen olarak, çizgisel capacitancenin karşılıklı şeyidir.

Çizgisel olmayan göreve başlatıcı: Çizgisel olmayan bir inductor, değişim bağlantı verçus akım uçağında onun karakteristik eğrisi ile figur-5.3'te öyle gösterilen tanımlanan iki-dönemsel bir öğedir. Biz, eğrinin doğasının, inductorun, değişim-bağlantı olup olmadığı kararlaştırdığını görürüz, kontrol ettik, akım, kontrol etti, veya her ikisi. Eğer, başka türlü belirtmeseydi, biz, monoton olması için çalıştıran bölgeleri öyle farz edeceğiz ki inductors, her iki değişim bağlantısıdır, ve akım, kontrol etti.

Bir inductor için dönemsel ilişki, bir capacitorun olana çifttir. Böylece bir inductorun karşısında voltaj, inductoru bağlayan olan değişim bağlantısının değişikliğinin zaman oranına eşit olur. Olmak için artan inductanceyi tanımlamak

$$l[i_L(t)] = \frac{d\lambda_L(t)}{di_L(t)}, \quad (5-41)$$



Figür 5.3. Çizgisel olmayan inductor karakteristikleri. (a) Değişim-bağlantı, kontrolü. (b) Akım kontrol. (c) Değişim bağlantısı ve akım kontrolü

İnductorun karşısında voltaj, şöyle ifade edilebilir

$$e_L(t) = \frac{d\lambda_L(t)}{dt} = \frac{d\lambda_L(t)}{di_L(t)} \frac{di_L(t)}{dt} = l[i_L(t)] \frac{di_L(t)}{dt}. \quad (5-42)$$

Geçerek verilmesi için hareketsiz çalıştırma noktaya izin ver $i_L(t)=i_0$, $\lambda_L(t)=\lambda_0$ ve $e_L(t)=e_0$. Uygun artan değişken

$$i_l(t) = i_L(t) - i_0, \quad \lambda_l(t) = \lambda_L(t) - \lambda_0, \quad \text{and} \quad e_l(t) = e_L(t) - e_0. \quad (5-43)$$

Diye baskı dik, i_0 tarafından quiescent çalıştırma noktasında artan inductanceyi ifade et. (5-28) (5-24) 'e götürmenin olduğu çift bir prosedürün olduğu fallovingin olduğu 'den, artan inductance,

$$l[i_L(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} l_k i_l^k(t) \quad (5-44)$$

ve voltaj olur — inductor için güncel ilişki, i_0 in, çizgisel inductorun inductancesi olduğu

$$e_l(t) = \sum_{k=0}^{\infty} l_k i_l^k(t) \frac{di_l(t)}{dt} \quad (5-45)$$

tarafından verilir, çizgisel artan eşit bir devir için ihtiyaç duydu.

(5-29) çift, değişim bağlantısı, inductor akımı bakımından $\lambda(\cdot)$ 'nün, tek-değer biçilen sıfır bir hafıza pratik olduğu

$$\lambda_L(t) = \lambda[i_L(t)] \quad (5-46)$$

$\lambda_L(t)$ olarak ifade edilebilir. Hareketsiz çalıştıran noktanın hakkında uygun güç dizi genişlemesi, $\lambda_L(t)$ 'nin, artan değişkenler olduğu

$$\lambda_L(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \lambda_h i_L^h(t) \quad (5-47)$$

λ_h , hth güç dizi katsayısıdır.

Bu

$$e_L(t) = \frac{d\lambda_L(t)}{dt} = \sum_{h=1}^{\infty} h \lambda_h i_L^{h-1}(t) \frac{di_L(t)}{dt}. \quad (5-48)$$

nu takip eder.

İndeksin değişikliğiyle, (5-32) ile gösterdi, artan inductor voltajı, bizim,

$$e_L(t) = \sum_{k=0}^{\infty} (k+1) \lambda_{k+1} i_L^k(t) \frac{di_L(t)}{dt}. \quad (5-49)$$

'in, o

$$l_k = (k+1) \lambda_{k+1}; \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (5-50)$$

gözlediğini bitirdiğimiz (5-45) ve (5-49)'den

$$l_0 = \lambda_1. \quad (5-51)$$

olur.

(5-46)'e ters, $\Gamma(\cdot)$ 'nin, tek değer biçilen bir sıfır hafıza nerede pratik olduğu

$$i_L(t) = \Gamma[\lambda_L(t)] \quad (5-52)$$

dir. Artan değişkenler bakımından, hareketsiz çalıştırmanın hakkında güç dizi genişlemesi, Γ_h 'nin, nerede hth güç dizi katsayısı olduğu

$$i_l(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \Gamma_h \lambda_l^h(t) \quad (5-53) \text{ 'dir.}$$

$$\lambda_l(t) = \int_{-\infty}^t e_l(z) dz, \quad (5-54)$$

'den beri, biz, ilk üç katsayılarının içeride (5-55), onlara içeride kimliklere (5-47) göre anlatıldığı o

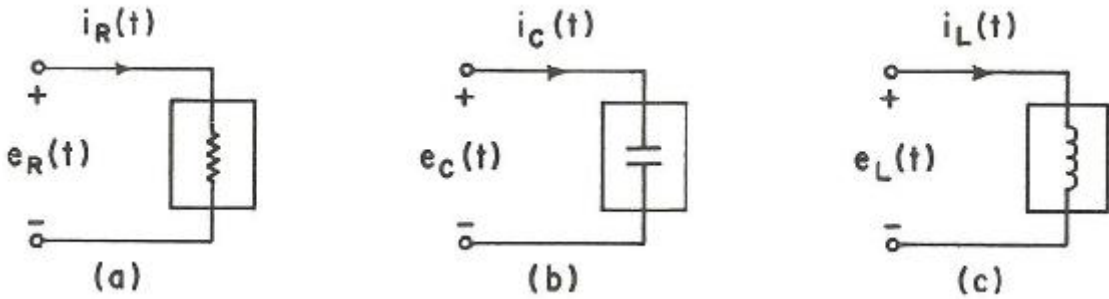
$$i_l(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \Gamma_h \left[\int_{-\infty}^t e_l(z) dz \right]^h \quad (5-55)$$

'i bitiririz

$$\Gamma_1 = \frac{1}{\lambda_1} = \frac{1}{l_0}$$

$$\Gamma_2 = -\frac{\lambda_2}{\lambda_1^3}$$

$$\Gamma_3 = \frac{2\lambda_2^2 - \lambda_1\lambda_3}{\lambda_1^5}. \quad (5-56)$$



Figür 5.4. Devre sembolleri. (a) doğrusal olmayan resistör. (b) doğrusal olmayan capacitor. (c) doğrusal olmayan inductör.

Biz, Γ_1 'in, çizgisel artan eşit bir devirde yerleştirilecek olan çizgisel inductorun karşılıklı inductancesi olduğunu görürüz.

Devir simgeleri, çizgisel olmayan dirençler için bu metinde kullandı, capacitors ve inductors, figur-5.4'te gösterilir. Onlardır, dikdörtgensel kutuların dışında geleneksel linear devir simgelerine aynı, elemntsın etrafında yerleştirdi. Böl, 5.1 şimdi, discusing tarafından devirin sınıfı elemanların çizgisel olmayan kontrol edilen (Veya bağlı) kaynakları olarak bilinen bitirilir.

Çizgisel olmayan, kaynakların kontrolü: Çizgisel olmayan kontrol edilen bir (Veya bağlı) kaynağı, zamanın herhangi bir anında dönemsel voltaj veya akımı, voltaj eski eşinin bir doğrusal olmayan görevi veya devirin başka bir parçasında güncel i_x olan iki-dönemsel bir öğedir. e_x , bir kontrol voltajı çağırılır, i_x , öyle bir kontrol akımına başvurulurken. Eğer i_x veya e_x , özel bir öğeye bir devirde X ait olursa, bu öğe, kontrol eden öğe çağırılır. Kontrol denklemi, onun kontrol değişkeni bakımından kontrol edilen kaynak için tanımlayan denklemdir. Figur-5.5, onların kontrol denklemleriyle beraber çizgisel olmayan kontrol edilen kaynakların dört tipi için devir simgelerini gösterir. $\mu(\cdot)$, $r(\cdot)$, $g(\cdot)$ ve $\alpha(\cdot)$ 'in, her biri olduğunu not et, singlevalued sıfır-hafızası fonksiyonel olmayı farz etti.

e_x, i_x, e_{cs} , and i_{cs} 'le benzetilen artan variavlese izin ver, sırasıyla, e_x, i_x, e_{cs} , and i_{cs} 'e kadar ifade edil. Sonra takip eden kontrol denklemlerinde kontrol edilen kaynak sonucunun quescent çalıştırma noktalarının hakkında dizi genişlemelerine güç sağla.

(a) Voltaj — voltaj kaynağının kontrolü

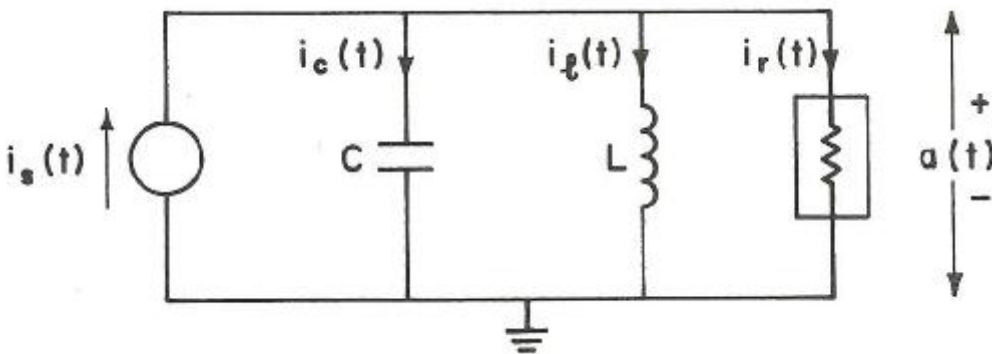
$$e_{cs}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \mu_k e_x^k(t). \quad (5-57)$$

(b) Akım-voltaj kaynağının kontrolü

$$e_{cs}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} r_{ks} i_x^k(t). \quad (5-58)$$

(c) Voltaj — güncel kaynağın kontrolü

$$i_{cs}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} g_{ks} e_x^k(t). \quad (5-59)$$



Figur 5.6 Tek bir düğüm datum voltajını karıştırırken zayıfça çizgisel olmayan artan devirs

Çizgisel bir capacitor, çizgisel bir inductor, çizgisel olmayan bir direncin paralel birleşmesinin dayanması, ve bağımsız güncel bir kaynak. Bütün akım ve voltajlar, geçerek ifade edilen $a(t)$ artan düğüm datum voltajıyla artan niceliklerdir. Akım — çizgisel olmayan direnç için voltaj ilişkisi,

$$i_r(t) = g_1 a(t) + g_2 a^2(t). \quad (5-61)$$

olmak için farz edilir.

Problem, kendisiyle benzetilen $a(t)$ çizgisel olmayan transfer görevlerini kararlaştırmaktır. Bunlar bir defa, bilinir, çizgisel olmayan transfer, iş görür, $i_c(t)$, $i_l(t)$, ve $i_r(t)$ isteyerek değerlendirilen olduğu için.

Figür hasılatlarında en üst düğüme Kirchhoff'un güncel yasasının devir denklemi ve eşit çsircuit: uygulaması, $\Gamma = 1/L$ 'nin, karşılıklı inductance olduğu denklem

$$\begin{aligned} i_s(t) &= i_c(t) + i_l(t) + i_r(t) \\ &= C \frac{da(t)}{dt} + \Gamma \int_{-\infty}^t a(z) dz + g_1 a(t) + g_2 a^2(t) \end{aligned} \quad (5-62)$$

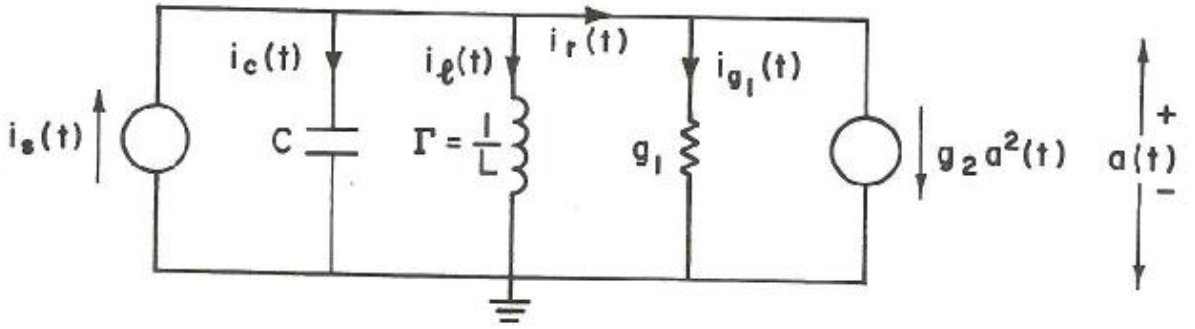
i'dir. Sadece adlandıran böyle (5-62)'in yeniden düzenlemesi, bir $a(t)$ 'de çizgisel,

$$C \frac{da(t)}{dt} + \Gamma \int_{-\infty}^t a(z) dz + g_1 a(t) = i_s(t) - g_2 a^2(t). \quad (5-63)$$

'te denklem sonucunun bir kenarında gözükür.

Bu denklem, yorumlanabilir şebeke bakımından, figur-5.7'de gösterdi. Çizgisel olmayan direncin, çizgisel bir direnç ile değiştirildiğini gözle, iletkenliğe g_1 sahip olmak, voltaj-kontrol edilen güncel bir kaynakla paralel içeride. Bu biçimde, çizgisellik, kontrol edilen bir kaynak exciting olarak kendini linearized devirine açıkça gösterir. Bu noktada, operatör notasyonunu tanıştırmak için rahattır. Özellikle, olduğu farka bağlı operatör d/dt böyle olması için p 'e

$$pa(t) = \frac{da(t)}{dt} \quad \text{and} \quad \frac{1}{p} a(t) = \int_{-\infty}^t a(z) dz. \quad (5-64)$$



Figur 5.7. Onun eşit deviri figur 5.6 da gösterildi.

Operatör notasyonu bakımından, (5-63) $Y(p)$ 'nin, çizgisel integro-farka bağlı oparator

$$\left[pC + \frac{\Gamma}{p} + g_1 \right] a(t) = i_s(t) - g_2 a^2(t) \quad (5-65)$$

olduğu

$$Y(p) a(t) = i_s(t) - g_2 a^2(t) \quad (5-66)$$

veya equinalently-

$$Y(p) = pC + \frac{\Gamma}{p} + g_1. \quad (5-67)$$

Çizgisel olmayan transfer görevini kararlaştırmak için armonik giriş metodu: metot, doğada el yazısına benzerdir. Linearized deviri, tek karmaşık üstel $\exp[j2\pi f_1 t]$ 'e kadar ilk olarak "Araştırılan"dır. Bu, çizgisel transfer görevinin kararlılığına izin verir. Sonra iki karmaşık exponentialsın toplamı, verdi, $\exp[j2\pi f_1 t] + \exp[j2\pi f_2 t]$ 'e kadar, uygulanır. Bu, çizgisel transfer görevi bakımından ikinci-emir transfer görevini verir. Prosedür, devam eder, bir ilave karmaşık üstel yaşam, her adımda girişe ekledi. Bu yüzden, adımda n , giriş, toplam $\exp[j2\pi f_1 t] + \dots + \exp[j2\pi f_n t]$ 'nden dayanır. Emrin çizgisel olmayan transfer görevi, n 'in, çizgisel olmayan transfer görevi önceden kararlı daha aşağı emrin hepsinden inşa edilmek için sonra bulunan olduğudur.

Örnek 5.3

Figur-57'de devirin çizgisel transfer görevini kararlaştırmak için prosedür, olmak için excitationu seçerek başlar

$$i_s(t) = \exp [j2\pi f_1 t]. \quad (5-68)$$

(5-68) $Q=1, E_1=2$ 'in ve negatif sıklık koşullarının, ihmal edildiği (4-5)'in özel bir olayı olanı gözler. Eğer bir $a(t)$ 'nin n 'inci-emir transfer görevi, $A_n(f_1, f_2, \dots, f_n)$ 'e kadar ifade edilirse, o, n 'inci-emrin olduğu (4-7)'den onu izler, bir (T)'in compenenti,

$$a_n(t) = A_n(f_1, \dots, f_1) \exp [j2\pi(nf_1) t]. \quad (5-69)$$

olarak ifade edilir.

Bu yüzden, toplam düğüm datum voltajı, n 'inci-emrin yukarısında koşulların, ihmal edilebilir olmak için farz edildiği

$$a(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) = \sum_{n=1}^N A_n(f_1, \dots, f_1) \exp [j2\pi(nf_1) t] \quad (5-70)$$

e kadar verilir.

Biz, çıktı sıklıklarının, orijinal giriş sıklığı ve onun armoniklerinden dayandığını görürüz. (5-68)'in substitutionu ve (5-66)'e (5-70), sonuçlanır

$$Y(p) \left\{ \sum_{n=1}^N A_n(f_1, \dots, f_1) \exp [j2\pi(nf_1) t] \right\} = \exp [j2\pi f_1 t] - g_2 \left\{ \sum_{n=1}^N A_n(f_1, \dots, f_1) \exp [j2\pi(nf_1) t] \right\}^2. \quad (5-71)$$

Operatörler p 'in uygulamasının ve $\exp[-j2\pi(nf_1) t]$ 'e $1/p$ 'in, verdiği

$$p\{\exp [j2\pi(nf_1) t]\} = j2\pi(nf_1) \exp [j2\pi(nf_1) t]$$

$$\frac{1}{p} \{\exp [j2\pi(nf_1) t]\} = \frac{1}{j2\pi(nf_1)} \exp [j2\pi(nf_1) t]. \quad (5-72)$$

Sonuç olarak, integro-farka bağlı operatör $Y(p)$, $\exp [j2\pi(nf_1) t]$ 'e uygulandığı zaman, etki,

$$Y(j2\pi nf_1) = \left[j2\pi(nf_1) C + \frac{\Gamma}{j2\pi(nf_1)} + g_1 \right] \quad (5-73)$$

'e kadar (P) Y'i değiştirmektedir. $Y(j2\pi nf_1)$, linearized şebekesinin giriş izninin, girişin n'inci armoniğinde değerlendirdiği gibi nerede tanınır. Ayrıca, denklemin sağ el kenarında kareyi tamamlamak

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N Y(j2\pi nf_1) A_n(f_1, \dots, f_1) \exp [j2\pi(nf_1) t] &= \exp [j2\pi f_1 t] \\ &- g_2 [A_1(f_1)]^2 \exp [j2\pi(2f_1) t] - 2g_2 A_1(f_1) A_2(f_1, f_1) \\ &\cdot \exp [j2\pi(3f_1) t] - \dots - g_2 [A_N(f_1, \dots, f_1)]^2 \exp [j2\pi(2Nf_1) t]. \end{aligned} \quad (5-74)$$

formülüyle olur.

Yine de, üstel görevlerin, onların, çizgiselce bağımsız olduğu önemli malı var. Özellikle, eğer $\text{if } f_1 \neq f_2 \neq \dots \neq f_m$, orada sonra, bütünüyle için

$$C_1 \exp [j2\pi f_1 t] + C_2 \exp [j2\pi f_2 t] + \dots + C_m \exp [j2\pi f_m t] = 0 \quad (5-75)$$

'ün, t.den değer biçtiği sabit $C_1, C_2, \dots, C_m$ 'nin hiçbir takımı (En azından kendisinin sıfır olmayan biri) böyle var olmazsa. O, onu compenentin içeride (5-74), denklem ile ayrı ayrı tatmin olmuş olmalı olduğu her ayrı sıklığa izler. $\exp [j2\pi f_1 t]$ 'in katsayılarını eşit saymanın sonucu

$$Y(j2\pi f_1) A_1(f_1) = 1. \quad (5-76)$$

Sadece ilk-emir koşullarının, çözümde invoved olduğunu gözle çizgisel transfer görevi olduğu için. Böylece $A_1(f_1)$, şöyle verilir

$$A_1(f_1) = \frac{1}{Y(j2\pi f_1)} = Z(j2\pi f_1) \quad (5-77)$$

Öyleki $Z(j2\pi f_1)$, linearized şebekesinin bağımsızdır. Denklem (5-77), bir resonable sonucudur çünkü o, voltaj yanıtının ilk emir bileşeninin, linearized şebekesinin empedansı ile güncel excitationa anlatıldığı belirtilir.

Örnek 5.4

Excitationun, f_1 in ve f_2 in, her iki pozitif ve karşılaştırılmaz sıklıklar olmak için farz edildiği

$$i_s(t) = \exp [j2\pi f_1 t] + \exp [j2\pi f_2 t] \quad (5-78)$$

olmak için seçildiği figur-5.7'de devirin ikinci emir transfer görevini elde etmek.

Denklem (5-78), $Q = 2, E_1 = E_2 = 2$, 'i seçerek (4-5)'den elde edilir, ve ihmal eden negatif sıklık koşullarına kadar. Bir (T)'in compenentinin,

$$a_n(t) = \sum_{q_1=1}^2 \cdots \sum_{q_n=1}^2 A_n(f_{q_1}, \dots, f_{q_n}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + \cdots + f_{q_n}) t]. \quad (5-79)$$

kadar verildiği n'inci emir (4-7) kullanmak.

N'inci sıradaki yukarısında bileşenleri farz etmek, datum voltajına önemsiz toplam düşümdür, $a(t)$ 'in, n.e yukarıya emretmesi için varius emir bileşenlerinin basit toplamı olduğu bu toplamın (5-78)'le beraber, sonra substituted olduğu (5-66)'dir.

İkinci-sıradaki transfer görev $A_2(f_1, f_2)$ i'nin, denklemin her iki kenarında $[j2\pi(f_1 + f_2) t]$ 'in katsayısını eşit sayarak kararlaştırıldığı bu yer değiştirmeleri yapmış olmak. Çünkü giriş sıklıkları, f_1 dir, ve f_2 , pozitifdir, ve incommensurable, $f_1 + f_2$ de intermodulation components, ikinci emir bakımından sadece oluşturulabilir. Bu yüzden, öyle $A_2(f_1, f_2)$ 'in değerlendirmesinin, ilgilendiği gibi uzakta, ikinci emirden olmayan koşullar, görmezlikten gelmiş olabilir. Sadece saniyenin olduğu (5-66) böyle tekrar yazmak — emir koşulları, açıkça gösterilir, biz, sahibiz

$$Y(p)[a_2(t) + \cdots] = -g_2 a_1^2(t) + \cdots. \quad (5-80)$$

İndenpendent kaynak terim $i_s(t)$ i, onun bileşenlerinin, $f_1 + f_2$ in aksine f_1 ve f_2 de olduğundan beri görmezlikten gelmiş olur. (5-79)'in kullanımını yapmak,

$$\begin{aligned}
a_2(t) &= \sum_{q_1=1}^2 \sum_{q_2=1}^2 A_2(f_{q_1}, f_{q_2}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2}) t], \\
a_1^2(t) &= \left\{ \sum_{q_1=1}^2 A_1(f_{q_1}) \exp [j2\pi f_{q_1} t] \right\}^2 \\
&= \sum_{q_1=1}^2 \sum_{q_2=1}^2 A_1(f_{q_1}) A_1(f_{q_2}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2}) t]. \quad (5-81)
\end{aligned}$$

Dışarı taşıma çalışmaların, (P) integro-farka bağlı operatör y tarafından ima ettiği (5-80)'e (5-81) yerine koymak, biz şöyle formulüze ederiz

$$\begin{aligned}
&\sum_{q_1=1}^2 \sum_{q_2=1}^2 Y[j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2})] A_2(f_{q_1}, f_{q_2}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2}) t] + \dots \\
&= -g_2 \sum_{q_1=1}^2 \sum_{q_2=1}^2 A_1(f_{q_1}) A_1(f_{q_2}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2}) t] + \dots. \quad (5-82)
\end{aligned}$$

Her çift toplamada, $q_1=1, q_2=2$ ve $q_1=2, q_2=1$ için occurun olduğu $\exp [j2\pi(f_1 + f_2) t]$ karıştırıyor olan iki aynı koşul vardır. Bu koşulların katsayılarını eşit saymak, sonuç verir, denklemdir

$$2Y[j2\pi(f_1 + f_2)] A_2(f_1, f_2) = -2g_2 A_1(f_1) A_1(f_2). \quad (5-83)$$

Çözüm

$$\begin{aligned}
A_2(f_1, f_2) &= -\frac{g_2 A_1(f_1) A_1(f_2)}{Y[j2\pi(f_1 + f_2)]} \\
&= -g_2 A_1(f_1) A_1(f_2) A_1(f_1 + f_2) \quad (5-84)
\end{aligned}$$

Kullanım, (5-77)'den nerede $Y[j2\pi(f_1 + f_2)]$ çıkarmak için yapıldı. Biz, ikinci emir transfer görevinin, çizgisel transfer görevinden kararlaştırılabildiğini görürüz.

Örnek 5.5

Figür 5.7'de devirin üçüncü emir transfer görevi, sonra kararlaştırılır. Olduğu

$$i_s(t) = \sum_{q_1=1}^3 \exp [j2\pi f_{q_1} t] \quad (5-85)$$

olması için girişi seç, örnek 5.4'te olduğu gibi, giriş sıklıkları, pozitif ve karşılaştırılmaz olmak için farz edilir. (5-85) negatif sıklık koşullarının, ihmal ettiği $Q = 3$, $E_1 = E_2 = E_3 = 2$ adıyla (4-5)'den kaynaklanı tanımak, o, o (4-7)'den nadas edilmiş arazilerdir, $a(t)$ 'in n 'inci sıra bileşeninin olduğudur.

$$a_n(t) = \sum_{q_1=1}^3 \cdots \sum_{q_n=1}^3 A_n(f_{q_1}, \dots, f_{q_n}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + \cdots + f_{q_n}) t]. \quad (5-86)$$

Bir daha bir $a(t)$, onun çeşitli emir bileşenlerinin toplamıdır. Bu toplam, (5-85)'le beraber sonra yerine koyulandır (5-66).

Determinateye üçüncü emir transfer görev $A_3(f_1, f_2, f_3)$ 'i, biz, denklemin her iki kenarında $\exp [j2\pi(f_1 + f_2 + f_3) t]$ 'in katsayılarını eşit sayarız. Ne kadar da şimdi giriş sıklıklarının pozitif ve karşılaştırılmaz doğası, $f_1 + f_2 + f_3$ 'te intermodulation bileşenlerinin, üçüncü emir koşullarında sadece oluşturulduğunu gerektirir. Üçüncü olarak emir koşullarının sadece, explicity gösterildiği (5-66) böyle tekrar yazmak

$$Y(p)[a_3(t) + \cdots] = -2g_2 a_1(t) a_2(t) + \cdots. \quad (5-87)$$

Öyle ikinci emir olayıyla, bağımsız kaynak terimi, görmezlikten gelmiş olur çünküdür, ilginin sıklığında bileşenleri içermez. Nadas edilmiş arazilerin olduğu (5-86)'den o, odur

$$\begin{aligned} a_3(t) &= \sum_{q_1=1}^3 \sum_{q_2=1}^3 \sum_{q_3=1}^3 A_3(f_{q_1}, f_{q_2}, f_{q_3}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2} + f_{q_3}) t], \\ a_1(t) a_2(t) &= \left\{ \sum_{q_1=1}^3 A_1(f_{q_1}) \exp [j2\pi f_{q_1} t] \right\} \\ &\quad \cdot \left\{ \sum_{q_1=1}^3 \sum_{q_2=1}^3 A_2(f_{q_1}, f_{q_2}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2}) t] \right\} \\ &= \sum_{q_1=1}^3 \sum_{q_2=1}^3 \sum_{q_3=1}^3 A_1(f_{q_1}) A_2(f_{q_2}, f_{q_3}) \\ &\quad \cdot \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2} + f_{q_3}) t]. \end{aligned} \quad (5-88)$$

(5-88) çalışmaların, $Y(p)$ integro-farka bağlı operatör y tarafından ima ettiği (5-87)'e substituning bir dışarı taşıma, (5-87), olur

$$\begin{aligned}
& \sum_{q_1=1}^3 \sum_{q_2=1}^3 \sum_{q_3=1}^3 Y[j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2} + f_{q_3})] A_3(f_{q_1}, f_{q_2}, f_{q_3}) \\
& \cdot \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2} + f_{q_3}) t] + \dots \\
& = -2g_2 \sum_{q_1=1}^3 \sum_{q_2=1}^3 \sum_{q_3=1}^3 A_1(f_{q_1}) A_2(f_{q_2}, f_{q_3}) \\
& \cdot \exp [j2\pi(f_{q_1} + f_{q_2} + f_{q_3}) t] + \dots . \quad (5-89)
\end{aligned}$$

Uzanmada üçlü toplama, $\exp [j2\pi(f_1 + f_2 + f_3) t]$ karıştırıyor olan siz koşulları vardır. Bunlar, 3'ten ortaya çıkar! = $q_1 = 1$ 'in, $q_2 = 2$ 'in ve $q_3 = 3$ 'ün olduğu indekslerin 6 permütasyonu. Bu koşul ürünlerinin katsayılarını denkleme eşit saymak

$$\begin{aligned}
& 6Y[j2\pi(f_1 + f_2 + f_3)] A_3(f_1, f_2, f_3) \\
& = -2g_2 [A_1(f_1) A_2(f_2, f_3) + A_1(f_1) A_2(f_3, f_2) + A_1(f_2) A_2(f_1, f_3) \\
& + A_1(f_2) A_2(f_3, f_1) + A_1(f_3) A_2(f_1, f_2) + A_1(f_3) A_2(f_2, f_1)] . \quad (5-90)
\end{aligned}$$

(5-90)'in rigth el kenarı, kendisi sıklıkları f_1, f_2 ve f_3 e değişik sıraya koyarak oluşturulan $A_1(f_1) A_2(f_2, f_3)$ 'in bütün permulationsunu içerir. (4-77)'de olduğu gibi, değişik sıraya koyulan koşulların aritmetik ortalamasını ifade etmeyi fazla engellemeye izin verir.

$$\begin{aligned}
\overline{A_1(f_1) A_2(f_2, f_3)} &= \frac{1}{6} [A_1(f_1) A_2(f_2, f_3) + A_1(f_1) A_2(f_3, f_2) \\
& + A_1(f_2) A_2(f_1, f_3) + A_1(f_2) A_2(f_3, f_1) \\
& + A_1(f_3) A_2(f_1, f_2) + A_1(f_3) A_2(f_2, f_1)] . \quad (5-91)
\end{aligned}$$

Bu notasyonla (5-90),

$$6Y[j2\pi(f_1 + f_2 + f_3)] A_3(f_1, f_2, f_3) = -12g_2 \overline{A_1(f_1) A_2(f_2, f_3)} . \quad (5-92)$$

$A_1(f_1 + f_2 + f_3)$ bakımından $Y[j2\pi(f_1 + f_2 + f_3)]$ 'i (5-77) ifade etmeyi kullanmak, ve çizgisel olmayan üçüncü emrin, görevi transfer ettiği $A_3(f_1, f_2, f_3)$, için çözme, geçerek verilir

$$A_3(f_1, f_2, f_3) = -2g_2 A_1(f_1 + f_2 + f_3) A_1(f_1) A_2(f_2, f_3). \quad (5-93)$$

Bu yüzden, önceden kararlı ilk bakımından $A_3(f_1, f_2, f_3)$ kararlaştırması için uygundur, ve ikinci emir transferi, iş görür.

Daha yüksek, figur-57'de devirin çizgisel olmayan transfer görevinin, benzer bir biçimde bulunduğunu emreder. Excitationun, giriş sıklıklarının, pozitif ve karşılaştırılmaz olduğu

$$i_s(t) = \sum_{q_1=1}^n \exp [j2\pi f_{q_1} t] \quad (5-94)$$

'den dayandığı $A_n(f_1, \dots, f_n)$, kararlaştırmak. N inci sıradaki aygıt için

$$a_n(t) = \sum_{q_1=1}^n \cdots \sum_{q_n=1}^n A_n(f_{q_1}, \dots, f_{q_n}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + \cdots + f_{q_n}) t]. \quad (5-95)$$

Örnek 5.6

$A_2(f_1, -f_2)$ ve $A_3(f_2, f_2, f_2)$, sırasıyla (5-84) ve (5-93)'den değerlendirilebilir,

$$\begin{aligned} A_2(f_1, -f_2) &= -g_2 A_1(f_1) A_1(-f_2) A_1(f_1 - f_2) \\ A_3(f_2, f_2, f_2) &= -2g_2 A_1(3f_2) \overline{A_1(f_2) A_2(f_2, f_2)} \\ &= -2g_2 A_1(3f_2) A_1(f_2) A_2(f_2, f_2) \\ &= 2g_2^2 A_1^3(f_2) A_1(2f_2) A_1(3f_2). \end{aligned} \quad (5-96)$$

Genel olarak, eğer n_v bağımsız gerilim kaynağı ve n_c bağımsız akım kaynağı varsa, yukarıdaki prosedürle elde edilen eşitliklerin sayısı şu şekilde verilir,

$$K = (\text{ağaç dalı gerilimlerinin sayısı}) - (\text{bağımsız gerilim kaynaklarının sayısı}) + (\text{bağlantıların sayısı}) - (\text{bağımsız akım kaynaklarının sayısı})$$

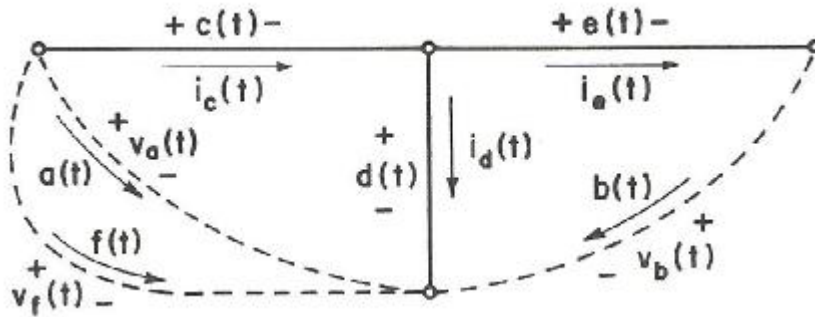
$$= (n_t - 1) - (n_v) + (n_b - n_t + 1) - (n_c) = n_b - n_v - n_c. \quad (5-132)$$

Bu nedenle, eşitliklerin sayısı bağımsız kaynaklar tarafından düşürülmüş dalların sayısına eşittir. Karışık-değişkenli yaklaşımlardaki eşitliklerin sayısı tipik olarak düğüm yada döngü analizlerinde gerekli olan eşitlik sayısından çok fazla olduğu için bu büyük bir engeldir.

Karışık-değişkenli eşitliklerde görülen $n_b - n_v - n_c$ değişkenleri yüzünden, $n_b - n_v - n_c$ ağaç dalı gerilimleri ve $n_b - n_v - n_c$ bağlantı akımlarıdır. Şimdi örnek 5.14 de uyumlu giriş metoduna uygulanan karışık-değişkenli analiz uygulaması gösterilecektir.

Örnek 5.14

Ağ Eşitlikleri ve Eşdeğer Akım: Tekrar şekil 5.18(a)'da ki ağı düşünelim. Her doğrusal olmayan element için hem giriş hem direnç sembollerini varsayalım. Belirlenmiş akım ile bir ağ grafiği ve gerilim sembolleri şekil 5.21 de gösteriliyor. Koyu çizgiler uygun bir ağacı belirtirken kırık çizgiler uyan ortak ağaç için kullanılır. Düğüm ve döngü analizlerimizde tartıştığımız gibi, sayısal katkılar bir akım yada gerilimin bileşenlerinin sırasını adlandırmada kullanılırlar. Bu nedenle, bağlantı akımları $a(t)$, $b(t)$ ve $f(t)$ ile gösterilir ve ağaç dalı gerilimleri $c(t)$, $d(t)$, ve $e(t)$ ile gösterilir prosedürün 2. ve 3. adımlarını uygulayarak, takip eden eşitlikler topluluğunu elde ettik.



Şekil 5.21

$$\begin{aligned} i_c(t) &= -a(t) - f(t) \\ i_d(t) &= -a(t) - b(t) - f(t) \\ i_e(t) &= b(t) \\ v_a(t) &= c(t) + d(t) \\ v_b(t) &= d(t) - e(t). \end{aligned} \quad (5-133)$$

Dikkat edilirse f dalı bağımsız bir akım kaynağına karşılık geldiğinden onun için bir eşitlik yazılmadı. 4. adım için gerekli olan uygun kaynak, kontrol ve element eşitlikleri,

$$f(t) = -i_s(t)$$

$$v_b(t) = \mu[d(t)] = \sum_{k=1}^{\infty} \mu_k d^k(t)$$

$$i_c(t) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k c^k(t) \frac{dc(t)}{dt}$$

$$i_d(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \Gamma_k \left[\int_{-\infty}^t d(z) dz \right]^k$$

$$i_e(t) = \frac{1}{R} c(t)$$

$$v_a(t) = \sum_{k=1}^{\infty} r_k a^k(t) \quad (5-134)$$

öyle ki doğrusal olmayan elementler için üssel seri genişlemelerini elde etmek için, sırasıyla (5-57), (5-28), (5-55), ve (5-4). kullanımıyla oluşturulmuştur. (5.134)'ü (5.134)'ün içine yerleştirirsek, ağ eşitliği şu hale gelir,

$$\sum_{k=0}^{\infty} c_k c^k(t) \frac{dc(t)}{dt} = -a(t) + i_s(t)$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} \Gamma_k \left[\int_{-\infty}^t d(z) dz \right]^k = -a(t) - b(t) + i_s(t)$$

$$\frac{1}{R} e(t) = b(t)$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} r_k a^k(t) = c(t) + d(t)$$

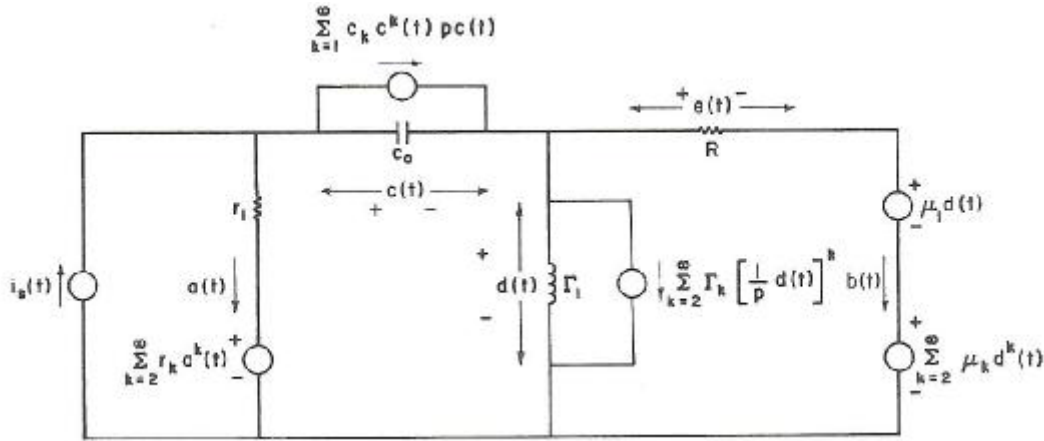
$$\sum_{k=1}^{\infty} \mu_k d^k(t) = d(t) - e(t). \quad (5-135)$$

Sonuç olarak, sol-el tarafında sadece doğrusal a(t), b(t), c(t), d(t) ve e(t) terimleri görülecek şekilde farksal operatör p-d/dt'yi tanıtırız ve eşitliği tekrar düzenlersek,

$$\begin{aligned}
a(t) + pc_0 c(t) &= i_s(t) - \sum_{k=1}^{\infty} c_k c^k(t) pc(t) \\
a(t) + b(t) + \frac{\Gamma_1}{p} d(t) &= i_s(t) - \sum_{k=2}^{\infty} \Gamma_k \left[\frac{1}{p} d(t) \right]^k \\
-b(t) + \frac{1}{R} e(t) &= 0 \\
-r_1 a(t) + c(t) + d(t) &= \sum_{k=2}^{\infty} r_k a^k(t) \\
[\mu_1 - 1] d(t) + e(t) &= - \sum_{k=2}^{\infty} \mu_k d^k(t). \tag{5-136}
\end{aligned}$$

eşitliğine sahip oluruz.

5.136'daki eşitlik, şekil 5.22 de gösterilen doğrusal olmayan kazançsal akım devresini ele verir. Düğüm ve döngü analizlerinde olduğu gibi, doğrusal olmayanlar kendilerini doğrusal devreyi sürdüren kontrollü kaynaklar olarak belirtirler. Şekil 5.18(a)'da ki ağda altı adet dal olmasına rağmen, dallardan biri bağımsız akım kaynağı olduğundan 5.136 da sadece beş eşitlik vardır.



Şekil 5.22

Bilinmeyen ağaç dalı gerilimleri ve bağlantı akımları belirlendikten sonra, devrenin herhangi bir yerinde akım ve gerilimler değerlendirilebilir.

Genel olarak, matris işaretlerini kullanarak $K = n_b - n_v - n_c$ ağ eşitlikleri şu şekilde yazılabilir,

$$[M(p)] \mathbf{x}(t) = \mathbf{g}_s(t) + \mathbf{u}(t) \tag{5-137}$$

şöyle ki,

$[M(\cdot)]$ $K \times K$ çoğaltılmış doğrusal devrenin karışık-değişken imitans matrisi;

$\mathbf{x}(t)$ $K \times I$ bilinmeyen ağaç dalı gerilimleri ve bağlantı akımının K 'yi içeren karışık-değişken vektörü;

$\mathbf{g}_s(t)$ $K \times I$ tüm bağımsız akım ve gerilim uyarmalarını içeren karışık-değişken jeneratör vektörü;

$\mathbf{u}(t)$ $K \times I$ tüm ikinci sıra terimleri içeren doğrusal olmayan karışık-değişken vektörler olmak üzere.

5.136'da ki eşitlikler için,

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} a(t) \\ b(t) \\ c(t) \\ d(t) \\ e(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}_s(t) = \begin{bmatrix} i_s(t) \\ i_s(t) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} -\sum_{k=1}^{\infty} c_k c^k(t) p c(t) \\ -\sum_{k=2}^{\infty} \Gamma_k \left[\frac{1}{p} d(t) \right]^k \\ 0 \\ \sum_{k=2}^{\infty} r_k a^k(t) \\ -\sum_{k=2}^{\infty} \mu_k d^k(t) \end{bmatrix},$$

$$[M(p)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & p c_0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \Gamma_1/p & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 1/R \\ -r_1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (\mu_1 - 1) & 1 \end{bmatrix}. \quad (5-138)$$

Doğrusal olmayan İletim Fonksiyonları: Ağ eşitliklerini (5,137) şeklinde açıkladıktan sonra ki adım doğrusal olmayan iletim metotlarını çözmek için harmonik giriş metodunu uygulamaktır. Düğüm ve döngü analizlerinde olduğu gibi, doğrusal iletim fonksiyonları, doğrusallaştırılmış devrenin olağan doğrusal karışık-değişken analizinden elde edilen fonksiyonlarla özdeştir. Yüksek derece iletim fonksiyonları yenilemeli olarak bulunur. 5.113 ve 5.125 ile benzerlikte, doğrusal olmayan karışık-değişken vektörü $\mathbf{u}(t)$ den elde edilen katsayı vektörü şu şekilde gösterilir;

$$\mathbf{U}_n(f_1, \dots, f_n) = \begin{bmatrix} U_{an}(f_1, \dots, f_n) \\ U_{bn}(f_1, \dots, f_n) \\ \vdots \\ U_{kn}(f_1, \dots, f_n) \end{bmatrix}. \quad (5-139)$$

$\mathbf{U}_n(f_1, \dots, f_n)$ de ki girişleri üretmek için verilen bir genel algoritma kısım 5.6 da gösterildi. Bu vektöre dayanarak, n. sıra doğrusal olmayan iletim fonksiyonu şu şekilde verilir.

$$\begin{bmatrix} A_n(f_1, \dots, f_n) \\ B_n(f_1, \dots, f_n) \\ \vdots \\ K_n(f_1, \dots, f_n) \end{bmatrix} = [M(j2\pi(f_1 + \dots + f_n))]^{-1} \begin{bmatrix} U_{an}(f_1, \dots, f_n)/n! \\ U_{bn}(f_1, \dots, f_n)/n! \\ \vdots \\ U_{kn}(f_1, \dots, f_n)/n! \end{bmatrix}. \quad 5.140$$

5.6 $\mathbf{J}_n(f_1, \dots, f_n)$, $\mathbf{V}_n(f_1, \dots, f_n)$, ve $\mathbf{U}_n(f_1, \dots, f_n)$ 'Yİ

DEĞERLENDİRMEK İÇİN ALGORİTMALAR

Düğüm, döngü ve karışık-değişken analizlerini tartışmamızda, doğrusal olmayan iletim fonksiyonları, sırasıyla, doğrusal vektörler $\mathbf{J}_n(f_1, \dots, f_n)$, $\mathbf{V}_n(f_1, \dots, f_n)$, ve $\mathbf{U}_n(f_1, \dots, f_n)$ 'ye dayanarak gösterildi. Bu vektörlerin elementleri, $\exp [j2\pi(f_1 + \dots + f_n) t]$ 'nin katsayısıdır ve doğrusal olmayan devre elementleriyle ilişkili üssel seri genişlemelerinden elde edilirler. Pozitif ve kıyaslanamaz giriş frekanslarının varsayımı dolayısıyla, $(f_1, \dots, f_n)$ de ki modülasyonlar arası bileşenler sadece n. inci sıra terimlerden üretilirler.

Sıfır-hafıza doğrusal olmama: Daha önce gösterildiği gibi, doğrusal olmayan devre elementleri ile ilişkili üssel seri genişlemeleri üslere yükseltilmiş birçok nicelikleri içerir. Öncelikle sıfır-hafıza genişlemelerinin şu şeklini düşünürsek,

$$z(t) = \sum_{r=2}^{\infty} a_r w^r(t) \quad (5-141)$$

doğrusal terim ihmal edilmiştir çünkü çoğaltılmış doğrusal devreye katılır. Doğrusal olmayan iletim fonksiyonu yaklaşımında, n. inci sıra $w(t)$ bileşenin $w_n(t)$ şeklinde gösterilir ve $w(t)$ şu şekli alır,

$$w(t) = \sum_{n=1}^N w_n(t). \quad (5-142)$$

Bu nedenle, 5.142'nin 5.141'e yerleştirilmesiyle şu sonuç elde edilir,

$$z(t) = \sum_{r=2}^{\infty} a_r \left[\sum_{n=1}^N w_n(t) \right]^r \quad (5-143)$$

Eğer $z(t)$ 'nin n inci sıra bileşeni $z_n(t)$ olarak gösterilirse, 5.143 şu şekilde düzenlenebilir,

$$z(t) = \sum_{n=2}^{\infty} z_n(t) \quad (5-144)$$

öyle ki

$$\begin{aligned} z_2(t) &= a_2 w_1^2(t) \\ z_3(t) &= a_3 w_1^3(t) + 2a_2 w_1(t) w_2(t) \\ z_4(t) &= a_4 w_1^4(t) + 3a_3 w_1^2(t) w_2(t) + a_2 [w_2^2(t) + 2w_1(t) w_3(t)]. \end{aligned} \quad (5-145)$$

Genel olarak, $z(t)$ 'nin n inci sıra bileşeni n boyunca 2 derecesine sahip olan 5.141 deki terimlerden üretilebilir. Bu da $z_n(t)$ şu şekilde tanımlanarak vurgulanabilir

$$z_n(t) = \sum_{r=2}^n a_r w_{n,r}(t) \quad (5-146)$$

Dikkat edersek,

$$\begin{aligned} w_{2,2}(t) &= w_1^2(t), \\ w_{3,2}(t) &= 2w_1(t) w_2(t), \\ w_{3,3}(t) &= w_1^3(t), \\ w_{4,2}(t) &= w_2^2(t) + 2w_1(t) w_3(t), \\ w_{4,3}(t) &= 3w_1^2(t) w_2(t), \\ w_{4,4}(t) &= w_1^4(t). \end{aligned} \quad (5-147)$$

5.146'nın şekli özellikle etkilidir çünkü $z_n(t)$ 'nin yapısını ortaya çıkarır. $z_n(t)$ değerlendirmesinin yükünü kolaylaştırmak için, şimdi $z_n(t)$ için bir yenilemeli ilişki geliştirebiliriz. Özellikle, şunu gösterelim,

$$w_{n,r}(t) = \sum_{i=1}^{n-r+1} w_i(t) w_{n-i,r-1}(t) \quad (5-148)$$

öyle ki,

$$1 \leq i \leq N \quad (5-149)$$

ve

$$r \leq n \leq Nr. \quad (5-150)$$

i deki eşitsizliğin sebebi yukarıdaki N sıra $w(t)$ 'nin bileşenlerinin etkisiz kabul edilmesidir. r deki eşitsizliğin var olma sebebi ise r sırasından Nr sırasına kadar olan bileşenlerin sadece 5.141 deki r inci derece terimlerden üretilebilir kapasitede olmasıdır.

Derivation of Recursive Relationship for $w_{n,r}(t)$: The derivation of the recursion relation begins by defining

$w_{n,r}(t)$ için yenilemeli ilişkinin türetimi: yenilemeli ilişkinin türetimi

$$A(\alpha) = \sum_{j=1}^N \alpha^j w_j(t) \quad (5-151)$$

ve

$$B(\alpha) = \left[\sum_{j=1}^N \alpha^j w_j(t) \right]^{r-1}. \quad (5-152)$$

'yi tanımlamakla başlar.

Dikkat edilirse,

$$A(\alpha) B(\alpha) = \left[\sum_{j=1}^N \alpha^j w_j(t) \right]^r. \quad (5-153)$$

çünkü 5.153 deki ekleme r inci üsse yükseltilir, $A(\alpha) B(\alpha)$ r den Nr ye kadar olan bileşenleri içerir. Ek olarak, çarpan olarak k, α^k ye sahiptir. Buda 5.153'ü şu şekilde yeniden yazarak yansıtılabilir,

$$A(\alpha) B(\alpha) = \sum_{k=r}^{Nr} \alpha^k w_{k,r}(t). \quad (5-154)$$

Genel olarak, $w_{k,r}(t)$ k inci sıradandır ve zaman fonksiyonu olan r faktörünün bileşenlerinin içeren terimden oluşmaktadır, 5.147 de gösterildiği gibi. Dikkat edilirse,

$$w_{k,r}(t) = 0 \quad \text{for} \quad r > k \quad (5-155)$$

Amacımız $w_{k,r}(t)$ için bir yenilemeli ilişki bulmak. 5.154'ün n defa α 'ya göre türevini alarak, n 5.150 deki eşitsizliği sağlamak üzere, şu şekilde sonuçlanır,

$$\frac{d^n}{d\alpha^n} [A(\alpha) B(\alpha)] = \sum_{k=n}^{Nr} k(k-1) \cdots (k-n+1) \alpha^{k-n} w_{k,r}(t). \quad (5-156)$$

5.156 da ki $\alpha=0$ için sıfırdan farklı tek terim $k=n$ den elde edilir. Şu şekilde devam eder,

$$\left. \frac{d^n}{d\alpha^n} [A(\alpha) B(\alpha)] \right|_{\alpha=0} = n! w_{n,r}(t). \quad (5-157)$$

diğer yandan, iki fonksiyonun çarpımının n-kat türevi için Leibnitz teoremi şunu belirtir,

$$\frac{d^n}{d\alpha^n} [A(\alpha) B(\alpha)] = \sum_{i=0}^n \binom{n}{i} \frac{d^i A(\alpha)}{d\alpha^i} \frac{d^{n-i} B(\alpha)}{d\alpha^{n-i}}, \quad (5-158)$$

$\alpha=0$ ile, 5.158 şu şekle gelir,

$$\left. \frac{d^n}{d\alpha^n} [A(\alpha) B(\alpha)] \right|_{\alpha=0} = \sum_{i=0}^n \binom{n}{i} \left. \frac{d^i A(\alpha)}{d\alpha^i} \right|_{\alpha=0} \left. \frac{d^{n-i} B(\alpha)}{d\alpha^{n-i}} \right|_{\alpha=0}. \quad (5-159)$$

5.156 da sonuçlandığı gibi, $A(\alpha)$, 'nin i inci türevi, i 5.149 daki eşitsizliği sağlamak üzere, şu şekilde verilir,

$$\frac{d^i A(\alpha)}{d\alpha^i} = \sum_{j=i}^N (j)(j-1) \cdots (j-i+1) \alpha^{j-i} w_j(t). \quad (5-160)$$

$\alpha=0$ olmak üzere, sadece $j=i$ ye denk gelen terim sıfırdan farklıdır. Bu nedenle,

$$\left. \frac{d^i A(\alpha)}{d\alpha^i} \right|_{\alpha=0} = i! w_i(t). \quad (5-161)$$

5.159 eşitliği ayrıca $B(\alpha)$ nin $(n-i)$ inci türevini de gerektirir. 5.152 deki $B(\alpha)$, 'nin tanımından, $B(\alpha)$ $(r-1)$ sırasından $N(r-1)$ sırasına kadar olan bileşenleri içermek üzere devam eder. 5.154 deki analogiyle, $B(\alpha)$ şu şekilde tanımlanabilir,

$$B(\alpha) = \sum_{k=r-1}^{N(r-1)} \alpha^k w_{k,r-1}(t). \quad (5-162)$$

$(n-i)$ sağlandıktan sonra şu eşitsizlik elde edilir,

$$r-1 \leq n-i \leq N(r-1), \quad (5-163)$$

$B(\alpha)$, 'nin α 'ya göre $(n-i)$ inci türevi

$$\frac{d^{n-i} B(\alpha)}{d\alpha^{n-i}} = \sum_{k=n-i}^{N(r-1)} k(k-1) \cdots (k-n+i+1) \alpha^{k-n+i} w_{k,r-1}(t). \quad (5-164)$$

5.164 de $\alpha=0$ yaparak, toplamdaki sıfırdan farklı tek terim $k=n-i$ terimidir. Şu şekilde devam eder,

$$\left. \frac{d^{n-i} B(\alpha)}{d\alpha^{n-i}} \right|_{\alpha=0} = (n-i)! w_{n-i, r-1}(t). \quad (5-165)$$

Sonuç olarak, 5.161, 5.165 ve 5.166, 5.159 un kullanımı

$$\left. \frac{d^n}{d\alpha^n} [A(\alpha) B(\alpha)] \right|_{\alpha=0} = \sum_{i=0}^n n! w_i(t) w_{n-i, r-1}(t). \quad (5-167)$$

ye düşürür.

5.157 yi 5.167 ye eşitleyerek ve n! terimini eşitliğin her iki tarafın da iptal edersek şu sonucu elde ederiz,

$$w_{n, r}(t) = \sum_{i=0}^n w_i(t) w_{n-i, r-1}(t). \quad (5-168)$$

Ancak $w_0(t)$ 0'a özdeşdir. Bu nedenle, 5.168 deki toplam bire eşit i ile başlayabilir. Ek olarak, 5.163 deki eşitsizlik $i \leq n-r+1$ 'yi gerektirir. Bu nedenle 5.168 deki toplam i n-r+1 'e eşit olacak şekilde gösterilir. İstenen yenilemeli ilişki şu şekle gelir,

$$w_{n, r}(t) = \sum_{i=1}^{n-r+1} w_i(t) w_{n-i, r-1}(t) \quad (5-169)$$

yenilemeli ilişki kullanımında şunu bilmek yararlıdır.

$$w_{n, 1}(t) = w_n(t). \quad (5-170)$$

Örnek 5.5

5.146'ya referans olarak,

$$z_5(i) = \sum_{r=2}^5 a_r w_{5, r}(t) \quad (5-171)$$

dir, öyle ki:

$$\begin{aligned}
w_{5,2}(t) &= \sum_{i=1}^4 w_i(t) w_{5-i,1}(t) = w_1(t) w_{4,1}(t) + w_2(t) w_{3,1}(t) \\
&\quad + w_3(t) w_{2,1}(t) + w_4(t) w_{1,1}(t) = w_1(t) w_4(t) \\
&\quad + w_2(t) w_3(t) + w_3(t) w_2(t) + w_4(t) w_1(t) \\
&= 2[w_1(t) w_4(t) + w_2(t) w_3(t)], \\
w_{5,3}(t) &= \sum_{i=1}^3 w_i(t) w_{5-i,2}(t) = w_1(t) w_{4,2}(t) + w_2(t) w_{3,2}(t) \\
&\quad + w_3(t) w_{2,2}(t) = w_1(t)[w_2^2(t) + 2w_1(t) w_3(t)] \\
&\quad + w_2(t)[2w_1(t) w_2(t)] + w_3(t)[w_1^2(t)] \\
&= 3[w_1^2(t) w_3(t) + w_1(t) w_2^2(t)], \\
w_{5,4}(t) &= \sum_{i=1}^2 w_i(t) w_{5-i,3}(t) = w_1(t) w_{4,3}(t) + w_2(t) w_{3,3}(t) \\
&= w_1(t)[3w_1^2(t) w_2(t)] + w_2(t)[w_1^3(t)] \\
&= 4w_1^3(t) w_2(t), \\
w_{5,5}(t) &= \sum_{i=1}^1 w_i(t) w_{5-i,4}(t) = w_1(t) w_{4,4}(t) = w_1(t)[w_1^4(t)] \\
&= w_1^5(t).
\end{aligned} \tag{5-172}$$

dir.

Doğrusal olmayan vektörlerde ki girişlerin Değerlendirilmesi: harmonik giriş metodunda n inci sıra iletim fonksiyonu, giriş frekanslarının pozitif ve eşit olmadığı yerdeki karmaşık üssel zaman fonksiyonlarının toplamı olarak kabul edilen girişlerden elde edilir. Sonuç olarak, doğrusal olmayan vektörlerin bileşenleri $\exp [j2\pi(f_1 + \dots + f_n)t]$, nin katsayılarından elde edilir. Bunlar sadece n inci sıra bileşenlerde bulunur.

$z(t)$ 'nin, n inci sıra bileşeninde bulunan temel yapı $w_{n,r}(t)$ dir. $w_{n,r}(t)$ 'deki her terim n inci sıradandır ve r zaman fonksiyonunun çarpımından oluşur. Özellikle, $w_{n,r}(t)$ 'deki tipik terim $C w_{n_1}(t) w_{n_2}(t) \dots w_{n_r}(t)$ şeklinde C nin sabit olduğu ve

$$n_1 + n_2 + \dots + n_r = n. \tag{5-173}$$

olmak üzere.

Doğrusal olmayan iletim yaklaşımı açısından bu çarpımın k inci faktörü şu şekilde verilir,

$$w_{n_k}(t) = \sum_{q_1=1}^n \dots \sum_{q_{n_k}=1}^n W_{n_k}(f_{q_1}, \dots, f_{q_{n_k}}) \exp [j2\pi(f_{q_1} + \dots + f_{q_{n_k}})t] \tag{5-174}$$

Tipik terim $Cw_{n_1}(t)w_{n_2}(t)\dots w_{n_r}(t)$, n-kat toplam olmak üzere devam eder. Daha belirgin olarak,

$$\begin{aligned} Cw_{n_1}(t)w_{n_2}(t)\dots w_{n_r}(t) = & C \sum_{q_1=1}^n \dots \sum_{q_n=1}^n W_{n_1}(f_{q_1}, \dots, f_{q_{n_1}}) \\ & \cdot W_{n_2}(f_{q_{n_1+1}}, \dots, f_{q_{n_1+n_2}}) \\ & \dots W_{n_r}(f_{q_{n-n_r+1}}, \dots, f_{q_n}) \\ & \cdot \exp [j2\pi(f_{q_1} + \dots + f_{q_n})t]. \end{aligned} \quad (5-175)$$

'ye sahibiz.

5.175 de ilgilenilen tek terimler frekansları $(f_1 + f_2 + \dots + f_n)$ olan terimlerdir. Açık olarak, toplam indeksini

$$q_1 = 1, \quad q_2 = 2, \dots, q_n = n \quad (5-176)$$

Olacak şekilde seçmek bu kısmi modülasyonlar arası frekansı verir, indeksin tüm n! permütasyonlarında olduğu gibi. 5.175 deki karşılıklı n! terimlerini toplarsak ve üst çizgiyi kullanırsak toplamaları şu şekilde verilir.

$$\begin{aligned} n! CW_{n_1}(f_1, \dots, f_{n_1}) W_{n_2}(f_{n_1+1}, \dots, f_{n_1+n_2}) \dots W_{n_r}(f_{n-n_r+1}, \dots, f_n) \\ \cdot \exp [j2\pi(f_1 + f_2 + \dots + f_n)t]. \end{aligned} \quad (5-177)$$

$\exp [j2\pi(f_1 + \dots + f_n)t]$ 'nin katsayısına odaklanırsak, $w_{n,r}(t)$ deki terimden doğrusal olmayan vektörlere olan dağılım şu şekli alır,

$$\begin{aligned} n! CW_{n_1}(f_1, \dots, f_{n_1}) W_{n_2}(f_{n_1+1}, \dots, f_{n_1+n_2}) \dots W_{n_r}(f_{n-n_r+1}, \dots, f_n) \\ \end{aligned} \quad (5-178)$$

Sıfır-hafıza doğrusal olmama verildiği için şimdi doğrusal olmayan vektörlerdeki değerlendirme girişleri için prosedürü özetleyebiliriz. Öncelikle, n inci sıra bileşen 5.146 şeklinde tanımlandı. $w_{n,r}(t)$ daha sonra 5.169 daki yenilemeli ilişki kullanılarak $r=2,3,\dots,n$ için değerlendirildi. $w_{n,r}(t)$ deki tipik terim $Cw_{n_1}(t)w_{n_2}(t)\dots w_{n_r}(t)$ şeklindedir. Genel olarak, $w_{n_1}(t)$ faktörü, $W_{n_1}(f_1, \dots, f_{n_1})$ ile, $w_{n_2}(t)$ faktörü, $W_{n_2}(f_{n_1+1}, \dots, f_{n_1+n_2})$ ile ve $w_{n_r}(t)$ faktörü, $W_{n_r}(f_{n-n_r+1}, \dots, f_n)$ ile değiştirilir. Sonuç olarak, doğrusal olmayan vektöre gelen giriş tüm n! permütasyonlarının ortalaması alınarak ve n! ile çarpılarak elde edilir, 5.178 de gösterildiği gibi.

Örnek 5.16

Yukarıda ki prosedür şimdi şekil 5.18(a)'daki devrede gösterilir. Ağ eşitlikleri 5.137 ve 5.138 de verilmiştir. Birinci ve ikinci sıra iletim fonksiyonlarının daha önceden belirlendiğini

varsayalım ve şimdi üçüncü sıra iletim fonksiyonlarının çözümüyle ilgilenelim. 5.140' a göre, çözüm şöyledir

$$\begin{bmatrix} A_3(f_1, f_2, f_3) \\ B_3(f_1, f_2, f_3) \\ C_3(f_1, f_2, f_3) \\ D_3(f_1, f_2, f_3) \\ E_3(f_1, f_2, f_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & j2\pi(f_1 + f_2 + f_3)c_0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \frac{\Gamma_1}{j2\pi(f_1 + f_2 + f_3)} & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & \frac{1}{R} \\ -r_1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (\mu_1 - 1) & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_{a3}(f_1, f_2, f_3)/3! \\ U_{b3}(f_1, f_2, f_3)/3! \\ U_{c3}(f_1, f_2, f_3)/3! \\ U_{d3}(f_1, f_2, f_3)/3! \\ U_{e3}(f_1, f_2, f_3)/3! \end{bmatrix} \quad (5-179)$$

Şimdi $U_{d3}(f_1, f_2, f_3)$ ve $U_{e3}(f_1, f_2, f_3)$ için bir tanım geliştirebiliriz.

$$z(t) = \sum_{k=2}^{\infty} r_k a^k(t). \quad (5-180)$$

olsun.

5.146 ve 5.147 den

$$\begin{aligned} z_3(t) &= r_2 a_{3,2}(t) + r_3 a_{3,3}(t) \\ &= 2r_2 a_1(t) a_2(t) + r_3 a_1^3(t). \end{aligned} \quad (5-181)$$

Böylelikle, yukarıdaki prosedürü takip ederek şu sonuca ulaşırız,

$$U_{d3}(f_1, f_2, f_3)/3! = 2r_2 \overline{A_1(f_1) A_2(f_2, f_3)} + r_3 \overline{A_1(f_1) A_1(f_2) A_1(f_3)}. \quad (5-182)$$

Aynı biçimde,

$$U_{e3}(f_1, f_2, f_3)/3! = -[2\mu_2 \overline{D_1(f_1) D_2(f_2, f_3)} + \mu_3 \overline{D_1(f_1) D_1(f_2) D_1(f_3)}]. \quad (5-183)$$

Kapasitesel Doğrusal olmama: 5.141'in sıfır-hafıza genişlemesi, (5.4), (5.6), ve (5.57) den (5.60) kadar olan kısımda açıklandığı gibi sadece dirençsel ve kontrol altına alınmış kaynak doğrusalsızlığına uygundur. (5.28) ve (5.45) de görüldüğü gibi, kapasitif ve indüktif doğrusalsızlığa uygun değildir çünkü hem kapasitör boyunca olan akım hemde indüktör boyunca olan gerilimin doğrusalsız parçaları şu şekilde tanımlanır,

$$v(t) = \sum_{r=1}^{\infty} a_r w^r \frac{dw(t)}{dt}. \quad (5-184)$$

Tekrar, doğrusal terim arttırılan doğrusal devre için açıklandığından dolayı atlanır. 5.184 deki seri şu şekilde yeniden yazılabilir,

$$\begin{aligned} v(t) &= \frac{d}{dt} \left\{ \sum_{r=1}^{\infty} \frac{a_r}{r+1} w^{r+1}(t) \right\} \\ &= \frac{d}{dt} \left\{ \sum_{r=2}^{\infty} \frac{a_{r-1}}{r} w^r(t) \right\}. \end{aligned} \quad (5-185)$$

Sonuç olarak, eğer dikkatimizi $f_1 + f_2 + \dots + f_n$ 'deki modülasyonlar arası bileşenlere odaklarsak, zaman türevi 5.177 de gösterilen şekle benzer terimlere uygulanır. 5.184 deki şekilde olan seriler, doğrusalsız vektörler $J_n(f_1, \dots, f_n)$, $V_n(f_1, \dots, f_n)$, ve $U_n(f_1, \dots, f_n)$ 'ye şu şekilde giriş sağlarlar,

$$\frac{j2\pi(f_1 + f_2 + \dots + f_n)}{n!} \overline{C W_{n_1}(f_1, \dots, f_{n_1}) W_{n_2}(f_{n_1+1}, \dots, f_{n_1+n_2}) \dots W_{n_r}(f_{n-n_r+1}, \dots, f_n)}. \quad (5-186)$$

Örnek 5.17

Şekil 5.18(a) daki devreye bakarsak, doğrusalsız karışık-değişken vektörü $u(t)$ 'deki ilk giriş doğrusalsız kapasitör üzerinden geçen akıma karşılık gelmektedir. Açıkça, 5.138 den görüldüğü gibi, $u(t)$ 'deki ilk giriş şu şekilde verilir,

$$\begin{aligned} v(t) &= - \sum_{k=1}^{\infty} c_k c^k(t) \frac{dc(t)}{dt} \\ &= - \frac{d}{dt} \left\{ \sum_{k=2}^{\infty} \frac{c_{k-1}}{k} c^k(t) \right\}. \end{aligned} \quad (5-187)$$

Yukarda ki açıklamada verilen prosedürleri uygular ve 5.182'yi referans alırsak, şu sonuca ulaşırız,

$$\begin{aligned} U_{a3}(f_1, f_2, f_3)/3! &= -j2\pi(f_1 + f_2 + f_3) \left[2 \frac{c_1}{2} \overline{C_1(f_1) C_2(f_2, f_3)} \right. \\ &\quad \left. + \frac{c_2}{3} \overline{C_1(f_1) C_1(f_2) C_1(f_3)} \right]. \end{aligned} \quad (5-188)$$

İndüktif Doğrusalsızlık: son olarak (5.39) ve (5.55)'de gösterildiği gibi, bir kapasitör üzerindeki gerilim ve bir indüktör üzerindeki akımın doğrusal olmayan bölümü şu şekilde gösterilir,

$$s(t) = \sum_{r=2}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^t w(z) dz \right]^r \quad (5-189)$$

5.189'daki r.inci derece bir terimden elde edilen tipik bir n.inci sıra bileşeni şu şekilde verilir,

$$C \left[\int_{-\infty}^t w_{n_1}(z) dz \right] \left[\int_{-\infty}^t w_{n_2}(z) dz \right] \cdots \left[\int_{-\infty}^t w_{n_r}(z) dz \right]$$

C bir sabit olmak üzere ve $n_1, n_2, \dots, n_r$, 5.173'ü sağlamak üzere. 5.174'ü kullanmak üzere, dikkat edilirse,

$$\int_{-\infty}^t w_{n_k}(z) dz = \sum_{q_1=1}^n \cdots \sum_{q_{n_k}=1}^n \frac{W_{n_k}(f_{q_1}, \dots, f_{q_{n_k}})}{j2\pi(f_{q_1} + \dots + f_{q_{n_k}})} \cdot \exp [j2\pi(f_{q_1} + \dots + f_{q_{n_k}})t]. \quad (5-190)$$

dir.

Sonuç olarak, 5.189 daki tip seriler

$$n! C \frac{W_{n_1}(f_1, \dots, f_{n_1})}{j2\pi(f_1 + \dots + f_{n_1})} \frac{W_{n_2}(f_{n_1+1}, \dots, f_{n_1+n_2})}{j2\pi(f_{n_1+1} + \dots + f_{n_1+n_2})} \cdots \frac{W_{n_r}(f_{n-n_r+1}, \dots, f_n)}{j2\pi(f_{n-n_r+1} + \dots + f_n)} \quad (5-191)$$

şekline sahip doğrusalsız vektörlere giriş sağladığı sonucuna vardık.

Örnek 5.18

Daha önce olduğu gibi 5.18(a)'daki doğrusalsız devre şeklini düşünelim. Şimdi $u(t)$ 'nin 5.138'de şu şekilde olan

$$s(t) = - \sum_{k=2}^{\infty} \Gamma_k \left[\int_{-\infty}^t d(z) dz \right]^k. \quad (5-192)$$

ikinci sıra girişine odaklanabiliriz.

5.182'yi 5.191'e katarsak,

$$U_{h3}(f_1, f_2, f_3)/3! = - \left[2\Gamma_2 \frac{D_1(f_1)}{j2\pi f_1} \frac{D_2(f_2, f_3)}{j2\pi(f_2 + f_3)} + \Gamma_3 \frac{D_1(f_1)D_1(f_2)D_1(f_3)}{j2\pi f_1 j2\pi f_2 j2\pi f_3} \right]. \quad (5-193)$$

Doğrusalsız Vektörlerin Doğrudan Değerlendirilmesi İçin Algoritmalar: örnekler 5.16, 5.17, ve 5.18 deki sonuçlardan anlaşıldığı üzere, doğrusalsız vektör girişleri uygun yenileme ilişkisinin ortalaması alınarak doğrudan elde edilebilir. Gelişmeleri biraz önce verilen tartışmalara çok yakın olduğundan dolayı, algoritmalar burada ispatsız olarak gösterilmiştir.

Sıfır-hafıza Doğrusalsızlık: 5.141'in sıfır-hafıza doğrusalsızlığı için, n.inci sıra doğrusalsız vektör içindeki giriş şu şekilde tanımlanabilir,

$$n! \sum_{r=2}^n a_r \overline{W_{n,r}(f_1, \dots, f_n)} \quad (5-194)$$

üst çizgi $n!$ Permütasyonunun aritmetik ortalamasını göstermek ve $W_{n,r}(f_1, \dots, f_n)$ şu şekilde,

$$W_{n,r}(f_1, \dots, f_n) = \sum_{i=1}^{n-r+1} W_i(f_1, \dots, f_i) W_{n-i,r-1}(f_{i+1}, \dots, f_n). \quad (5-195)$$

yenilemeli ilişkiden üretilmek üzere.

$r=1$ ve $r>n$ için, $W_{n,r}(f_1, \dots, f_n)$,

$$W_{n,r}(f_1, \dots, f_n) = \begin{cases} W_n(f_1, \dots, f_n); & r = 1 \\ 0; & r > n. \end{cases} \quad (5-196)$$

özelliklerine sahiptir.

Kapasitif Doğrusalsızlık: 5.184'ün kapasitif doğrusalsızlığı için, bir n .inci sıra doğrusalsız vektör içindeki giriş şu şekilde gösterilebilir,

$$n! j2\pi(f_1 + \dots + f_n) \sum_{r=2}^n \frac{a_{r-1}}{r} \overline{W_{n,r}(f_1, \dots, f_n)} \quad (5-197)$$

yine $W_{n,r}(f_1, \dots, f_n)$, 5.195'in yenilemeli ilişkisinden üretilebilir olmak üzere.

İndüktif Doğrusalsızlık: 5.189'un indüktif doğrusalsızlığı için, bir n .inci sıra doğrusalsız vektör içindeki giriş şu şekilde gösterilebilir,

$$n! \sum_{r=2}^n a_r \overline{X_{n,r}(f_1, \dots, f_n)} \quad (5-198)$$

$X_{n,r}(f_1, \dots, f_n)$ için bir yenilemeli ilişki şu şekilde verilmek üzere,

$$X_{n,r}(f_1, \dots, f_n) = \sum_{i=1}^{n-r+1} \frac{W_i(f_1, \dots, f_i)}{j2\pi(f_1 + \dots + f_i)} X_{n-i,r-1}(f_{i+1}, \dots, f_n). \quad (5-199)$$

$r=1$ ve $r>n$ için, $X_{n,r}(f_1, \dots, f_n)$,

$$X_{n,r}(f_1, \dots, f_n) = \begin{cases} \frac{W_n(f_1, \dots, f_n)}{j2\pi(f_1 + \dots + f_n)}; & r = 1 \\ 0; & r > n. \end{cases} \quad (5-200)$$

özelliğine sahiptir.

5.7 HARMONİK GİRİŞ METODUNA İKİNCİ BİR BAKIŞ

Bir haftalık doğrusalsız devrenin ağ eşitliğini formüle etmede kullanılan düğüm, döngü yada karışık-değişken analizlerine dayanarak, n.inci sıra doğrusalsız iletim fonksiyonu 5.115, 5.126 veya 5.140 tarafından verilmiştir. Her durumda, eşitlikler, bilinmeyenlerin istenen doğrusalsız iletim fonksiyonu olduğu, sırasıyla, $J_n(f_1, \dots, f_n)/n!$, $V_n(f_1, \dots, f_n)/n!$, ve $U_n(f_1, \dots, f_n)/n!$, doğrusalsız vektörlerinde ki kaynaklar tarafından uyarılan bir doğrusal devrenin $f_1 + \dots + f_n$ frekansı üzerindeki bir sinüsoidal sabit surum çözümü biçiminde çevrilebilirler.

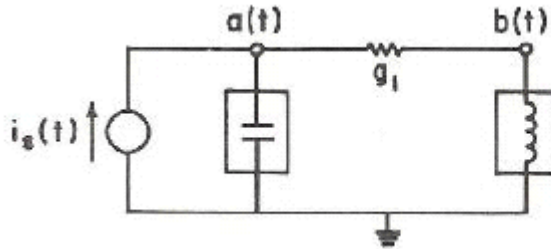
Örnek 5.19

Sözlerimizi şekil 5.23'deki devreye göre belirteceğiz. Kolaylık için, doğrusalsız kapasitör ve indüktör şu şekilde karakterize edilmiş olarak varsayıyoruz,

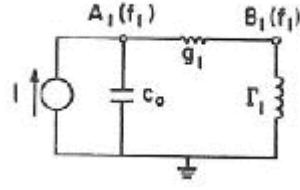
$$i_c(t) = \sum_{k=0}^1 c_k a^k(t) \frac{da(t)}{dt}$$

$$i_l(t) = \sum_{k=1}^2 \Gamma_k \left[\int_{-\infty}^t b(z) dz \right]^k. \quad (5-201)$$

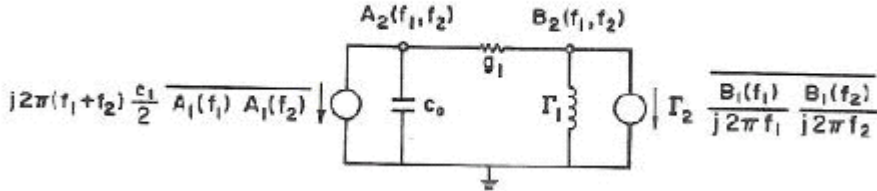
Sadece, eşit sinüsoidal sabit durum doğrusal devre problemlerinin bir seti için çözümler düşünmeliyiz. Birinci, ikinci, ve üçüncü sıra iletim fonksiyonları için eşit devreler şekil 5.24 de gösterilmiştir. Dikkat edersek, istenen doğrusalsız iletim fonksiyonları bilinmeyen karmaşık düğümden-başlangıç noktasına gerilimleri gibi görünürler. Bağımsız akım kaynağı, sadece ilk sıra iletim fonksiyonu için eş devrede bir çıkış olarak kullanılır. Yüksek sıra iletim fonksiyonları için eş devrelerde oluşmaz. Bu nedenle, çıkışlar, kendini doğrusal ağı süren akım kaynaklarıymış gibi gösteren doğrusalsızlıklar tarafından sağlanırlar. Gözlemlendiği üzere, kaynaklar hariç, aynı doğrusal devre her durumda oluşur.



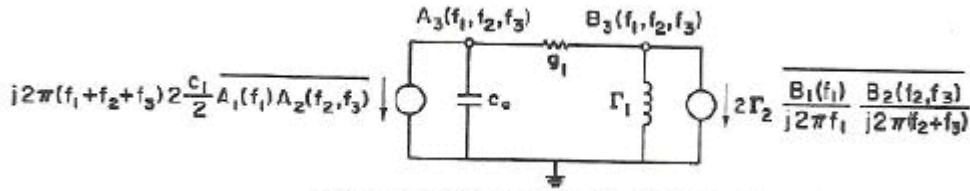
Şekil 5.23



Çıkış için frekans f_1
(a)



Çıkış için frekans $f_1 + f_2$
(b)



Çıkış için frekans $f_1 + f_2 + f_3$
(c)

Şekil 5.24

İlk-sıra iletim fonksiyonları, bağımsız akım kaynağına birim büyüklüğünü atayarak ve f_1 frekansında düğüm analizlerini ağ eşitlikleri elde etmek için uygulayarak belirlenirler. İkinci sıra iletim fonksiyonları da aynı şekilde belirlenir. Ancak, şimdi düğüm analizleri $f_1 + f_2$ frekansında taşındı ve çıkışlar doğrusal iletim fonksiyonu ve doğrusalsız seriler katsayısı şeklinde verilirler. Aynı prosedür, $f_1 + f_2 + f_3$ frekansında üçüncü sıra iletim fonksiyonu için uygulanır.

5.19 daki bilinmeyenler düğümden-başlangıç noktasına gerilimleri olmalarına rağmen, herhangi bir uygun bağımsız gerilim ve akım seti bağımsız değişkenler olarak seçilebilir. Ayrıca, herhangi bir uygun teknik ağ eşitlikleri yazmak için kullanılabilir.

BÖLÜM. 6

Doğrusal Olmayan Gürültü

Elektronik aygıtlar ve doğasında yeralan doğrusal olmayan ifadeler, elektronik devrelerin ve iletişimin performansında ciddi düşüslere neden olabilir. Doğrusal olmayan etkiler tecrübe edilmiş, iki kategoride genişçe sınıflandırılabilir. Parazitin yokluğunda, bunlar istenen sinyalin dalga biçim gürültüsünü üretir. Girişte bir veya birden fazla istenmeyen doğrusal olmayan parazit etkisi ve sonucu olarak doğrusal olmayan gürültü etkileri olarak ifade edilebilir. İstenmeyen doğrusal olmayan etkiler meydana geldiğinde, sonuçlanan gürültü ve/veya parazitin büyüklüğüne karar verebilmek arzu edilen bir durumdur.

Bu amaç için kriter, bu bölümde sunulur. Özellikle harmonik nesilin doğrusal olmayan fenomenini, kazanç sıkıştırma / açma, intermodülasyon, duyarsızlaştırma, çapraz modülasyon ve sahte tepkiyi tartışırız. Genel olarak konuşursak, harmonik kuşak ve kazanç sıkıştırma / açma, doğrusal olmayan gürültü kategorisine girer. Diğer taraftan, duyarsızlaştırma, çapraz modülasyon ve sahte tepki normalde doğrusal olmayan parazit olarak sınıflandırılır. İntermodülasyon, yalnızca istenen sinyal elemanlarına veya frekans karışımındaki parazit sinyal elemanlarına dayanarak sınıflandırılabilir. Bu bölümde doğrusal olmayan transfer fonksiyon yaklaşımı, bu çeşitli etkilerin boyutunu ölçme kriteri için analitik eşitlikleri türetmekte kullanılır.

6.1 HARMONİK NESİL

Bir elektronik devrede doğrusallığı incelemek için uygun bir yöntemde, uygulanan bir sinüzoidal sinyal ve üretilmiş olan ilgili harmonik elemanların büyüklüklerinden oluşur. İdeal bir doğrusal devre için, çıkış, giriş ile aynı frekansa sahip saf bir sinüzoidal sinyal olur. Fakat gerçek bir devrede sunulan doğrusal olmayan ifadeler çıkış dalgaboyunun gürültülü olmasına sebep olur.

Fakat gerçek bir devrede sunulan doğrusal olmayan ifadeler çıkış dalgaboyunun gürültülü olmasına sebep olur. Çıkış, bundan dolayı, temel olarak giriş frekans ve harmonik sinüzoidal bileşenlerini içeren bir periyodik sinyaldir. Özellikle zayıf bir doğrusal olmayan sisteme giriş şu olsun

$$x(t) = |E_1| \cos(2\pi f_1 t + \theta_1). \quad (6-1)$$

O zaman çıkış periyodik bir sinyaldir ve fourier seri açılımı şöyle yazılabilir

$$y(t) = |A_0| + |A_1| \cos [2\pi f_1 t + \alpha_1] + |A_2| \cos [2\pi(2f_1) t + \alpha_2] \\ + |A_3| \cos [2\pi(3f_1) t + \alpha_3] + \dots \quad (6-2)$$

Çeşitli harmoniklerin büyüklükleri, kendilerinin küçük averajlarına sahip olur. Tercihen o, temel büyüklüğün kendi kesimleridir. Bu yüzden k. harmonik frekansı için kesirli harmonik gürültü, şöyle tanımlanır.

$$khd = \frac{|A_k|}{|A_1|} \quad (6-3)$$

Biz khd, gösteriminin bir sakar seçimini temsil ettiğini biliriz. Bununla birlikte , çünkü çok fazla farklı kriter bu bölümde tanıtıldığından, biz, bir gösterimi kullanmayı seçeriz, olduğu gibi hantal, bu karakterize edilmiş doğrusal olmayan etkinin imasıdır. Bu belirli örnekte, Khd, "k. harmonik gürültü" bir hatırlatıcıdır. k. harmonik frekansı için harmonik distorsiyon yüzde oranı tarafından çarpılarak (6-3) sağlanır.

İlgili diğer bir büyüklük, toplam harmonik gürültüdür (thd). k. aynı zamanda gürültü faktörü olarak ifade edilir. Bu, temel ve dc elemanları silinmiş çıkış voltajının rms (root-mean-square) oranıdır. Bu yüzden, thd,

$$thd = \frac{[|A_2|^2 + |A_3|^2 + \dots]^{1/2}}{|A_1|} \\ = [(2hd)^2 + (3hd)^2 + \dots]^{1/2} \quad (6-4)$$

(6-4) 'ü % ile çarptığımızda sonuç toplam harmonic gürültü (thd) elde edilir. y(t) voltaj olsun, temel frekanstaki çıkış gücü,

$$P_1 = \frac{1}{2} |A_1|^2 G_L(f_1) \quad (6-5)$$

Burada GL(f) yük admitansının real kısmıdır. Yüksek ve temel harmoniklerde AC çıkış gücü PL şöyle olur:

$$P_L = \frac{1}{2} [|A_1|^2 G_L(f_1) + |A_2|^2 G_L(2f_1) + |A_3|^2 G_L(3f_1) + \dots] \quad (6-6)$$

Sadece direnç yükü olan kondüktans GL ise (6-6) şöyle olur:

$$P_L = \frac{1}{2} [|A_1|^2 + |A_2|^2 + |A_3|^2 + \dots] G_L \\ = [1 + (2hd)^2 + (3hd)^2 + \dots] P_1 \\ = [1 + (thd)^2] P_1 \quad (6-7)$$

Bundan dolayı sadece direçten oluşan bir yükte, ac çıkış gücü toplam harmonik gürültü ve temel frekansta çıkış gücü olarak ifade edilebilir.

Örnek 6.1

Sakin miktardaki gürültü için, toplam ac çıkış gücünü hesaplamak için sadece temel güç biraz hatalı olur. Örnek olarak, toplam harmonic gürültü %10 ise, o zaman,

$$P_L = [1 + (0.1)^2] P_1 = 1.01 P_1 \approx P_1 \quad (6-8)$$

Ac toplam çıkış gücü değişmezse, harmonic gürültü bununla beraber hala hatalı olabilir.

Doğrusal olmayan transfer fonksiyon yaklaşımı şimdi k.harmonik gürültü için bir analitik ifade kurmak için kullanılır. Tekrar (6-1) deki ifadeyi düşünelim. Toplam tepkinin n.dizi kısmı $Y_n(t)$, bütün n.dizi terimlerin toplamıdır. ((4-16) da gösterildiği gibi). Çünkü uyarım potansiyeli sadece sinüzoiddir. Sonuç olarak n.dizinin bir frekans karışımı, frekans karışım vektörü $m=(m-1, m_1)$ tarafından karakterize edilir.

$$m_{-1} + m_1 = n, \quad (6-9)$$

(4-15) referans verilirse, tepkinin n.dizi kısmı, m frekans karışımı tarafından şöyle ifade edilir.

$$y_n(t; m) = \frac{(n; m)}{2^n} (E_1^*)^{m-1} (E_1)^{m_1} H_n(\underbrace{-f_1, \dots, -f_1}_{m_{-1}}, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{m_1}) \cdot \exp [j2\pi(m_1 - m_{-1}) f_1 t], \quad (6-10)$$

Eşitlik (6-10) açıkça ortaya koyarki, çıkış, dc veya harmonic girişten oluşur. k.harmonik sonuç:

$$m_1 - m_{-1} = k. \quad (6-11)$$

m_1 ve m_{-1} için (6-9) and (6-11) tarafından verilen eş zamanlı çözümün ürünü

$$\begin{aligned} m_{-1} &= \frac{n - k}{2} \\ m_1 &= \frac{n + k}{2}, \end{aligned} \quad (6-12)$$

m_{-1} negatif olmaya kısıtlandığına göre, n, k 'ya eşit veya büyük olmalıdır. Ayrıca m_1 ve m_{-1} tamsayıdır. k tek ise n tek, k çift ise n çift olur. Bu yüzden tek harmonikler tek dizi terimleri tarafından, çift harmonikler çift dizi terimleri tarafından üretilir.

(6-10)'u karmaşık eşleniği ile birleştirdiğimizde (4-22) deki gibi, sinusoidal tepki;

$$\begin{aligned} \hat{y}_n(t; m) &= 2 \operatorname{Re} \{y_n(t; m)\} \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{(n; m)}{2^{n-1}} (E_1^*)^{m-1} (E_1)^{m_1} H_n(\underbrace{-f_1, \dots, -f_1}_{m_{-1}}, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{m_1}) \cdot \exp [j2\pi(m_1 - m_{-1}) f_1 t] \right\} \end{aligned} \quad (6-13)$$

Burda $\text{Re}\{*\}$ ifadenin real kısmı ile çalışıldığını gösterir. k.harmonik, çeşitli-dizi tepkilerinin toplamıyla bulunur. Ayrıca trigonometrik fonksiyonların toplanmasına göre daha kolay olduğu için karmaşık sayılar kullanılmıştır.

Örnek 6.2

(6-13) kullanarak 1. 2. ve 3. harmonikler şöyle olsun

$$\begin{aligned}
 y(t; f_1) &= \hat{y}_1(t; 0, 1) + \hat{y}_3(t; 1, 2) + \hat{y}_5(t; 2, 3) + \dots \\
 &= \text{Re} \left\{ (E_1) \exp [j2\pi(f_1) t] \left[H_1(f_1) + \frac{3}{4} |E_1|^2 H_3(-f_1, f_1, f_1) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{5}{8} |E_1|^4 H_5(-f_1, -f_1, f_1, f_1, f_1) + \dots \right] \right\}, \\
 y(t; 2f_1) &= \hat{y}_2(t; 0, 2) + \hat{y}_4(t; 1, 3) + \hat{y}_6(t; 2, 4) + \dots \\
 &= \text{Re} \left\{ (E_1)^2 \exp [j2\pi(2f_1) t] \left[\frac{1}{2} H_2(f_1, f_1) + \frac{1}{2} |E_1|^2 H_4(-f_1, f_1, f_1, f_1) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{15}{32} |E_1|^4 H_6(-f_1, -f_1, f_1, f_1, f_1, f_1) + \dots \right] \right\}, \\
 y(t; 3f_1) &= \hat{y}_3(t; 0, 3) + \hat{y}_5(t; 1, 4) + \hat{y}_7(t; 2, 5) + \dots \\
 &= \text{Re} \left\{ (E_1)^3 \exp [j2\pi(3f_1) t] \left[\frac{1}{4} H_3(f_1, f_1, f_1) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{5}{16} |E_1|^2 H_5(-f_1, f_1, f_1, f_1, f_1) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{21}{64} |E_1|^4 H_7(-f_1, -f_1, f_1, f_1, f_1, f_1, f_1) + \dots \right] \right\}, \quad (6.14)
 \end{aligned}$$

Örnek 6-2 deki sonuçlar açılır. Gerçekte k. harmonik için şöyle olur.

$$\begin{aligned}
 y(t; kf_1) &= \hat{y}_k(t; 0, k) + \hat{y}_{k+2}(t; 1, k+1) + \hat{y}_{k+4}(t; 2, k+2) + \dots \\
 &= \text{Re} \left\{ (E_1)^k \exp [j2\pi(kf_1) t] \left[\frac{1}{2^{k-1}} H_k(\underbrace{f_1, \dots, f_1}_k) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{k+2}{2^{k+1}} |E_1|^2 H_{k+2}(-f_1, \underbrace{f_1, f_1, \dots, f_1}_{k+1}) \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \frac{(k+4)(k+3)}{2^{k+4}} |E_1|^4 H_{k+4}(-f_1, -f_1, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{k+2}) + \dots \right] \right\}. \quad (6.15)
 \end{aligned}$$

Braketler içindeki toplama işlemi vektörelidir. Çünkü doğrusal olmayan transfer fonksiyonları kompleks ifadelerdir.

(6-15) ten k. harmoniğin büyüklüğü

$$\begin{aligned}
 |A_k| &= |E_1|^k \left| \frac{1}{2^{k-1}} H_k(\underbrace{f_1, \dots, f_1}_k) + \frac{k+2}{2^{k+1}} |E_1|^2 H_{k+2}(-f_1, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{k+1}) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{(k+4)(k+3)}{2^{k+4}} |E_1|^4 H_{k+4}(-f_1, -f_1, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{k+2}) + \dots \right|. \quad (6.16)
 \end{aligned}$$

E1 in küçük değerleri (örneğin $E1 \ll 1$) için $|A_k|$ kendisinin öncül terimi ile yazılır. O zaman (6-16) basitleştirilerek;

$$|A_k| \approx \frac{|E_1|^k |H_k(f_1, \dots, f_1)|}{2^{k-1}} \quad (6-17)$$

Görürüzki k.harmoniğin büyüklüğü ile küçük sinyallerin giriş büyüklüğü k.gücü doğru orantılıdır. k.harmonik için kesirli harmonik şöyle olur:

$$khd \approx \frac{|E_1|^{k-1} |H_k(f_1, \dots, f_1)|}{2^{k-1} |H_1(f_1)|} \quad (6-18)$$

Doğrusal olmayan transfer fonksiyonu bilindiğinde, (6-18) kullanılarak toplam harmonik gürültüsü hesaplanır. Bütün müzikal araçlar ve sesler, harmonik sesleri ürettiklerine dikkat edin. Gerçekte bazı sesler harmonikleri ile oynanarak daha hoş hale gelir. Hatta sinyaller genellikle sinüzoidalden daha farklıdır ve periyodik olmayabilir. Sinüzoidal sinyaller diğer dalga boylarına genelleme yapıldığında bazen yanlış sonuçlara da sebep olabilir.

6.2 KAZANÇ SIKIŞTIRMA / AÇMA

Kazanç sıkıştırma / açma oranı sistemin doğrusallığın diğer bir ölçümüdür. Dikkatli çalışıldığında bütün elektronik devreler kesimi gösterirler. Bir kere daha “tahrik” (6-1) tarafından verilen tek bir sinusoid olsun. (6-2) ve (6-14) ten :

$$\begin{aligned} v(t; f_1) &= |A_1| \cos [2\pi f_1 t + \alpha_1] \\ &= \text{Re} \{ (E_1) \exp [j2\pi(f_1) t] [H_1(f_1) + \frac{3}{4} |E_1|^2 H_3(-f_1, f_1, f_1) \\ &\quad + \frac{5}{8} |E_1|^4 H_5(-f_1, -f_1, f_1, f_1, f_1) + \dots] \}. \end{aligned} \quad (6-19)$$

Temel frekansta voltaj kazancı şöyle tanımlanır.

$$\begin{aligned} v_g &= \left| \frac{A_1}{E_1} \right| = \left| H_1(f_1) + \frac{3}{4} |E_1|^2 H_3(-f_1, f_1, f_1) \right. \\ &\quad \left. + \frac{5}{8} |E_1|^4 H_5(-f_1, -f_1, f_1, f_1, f_1) + \dots \right|. \end{aligned} \quad (6-20)$$

Bir doğrusal sistem için, bütün doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının birden büyük dizileri için özdeş sıfırdır (identical zero). Voltaj kazancı bir sabittir ve f_1 deki doğrusal transfer fonksiyonunun büyüklüğüne eşittir. Çıkış büyüklüğü A_1 , giriş büyüklüğü E_1 'le doğru orantılıdır. Fakat doğrusal olmayan transfer fonksiyonları, zayıf doğrusal olmayan bir sistem için sıfır değildir.

Örnek 6.3

Tipik bir tepki eğrisi Fig. 6.1(a) 'de gösterilmiştir. Kesik düz çizgi $|H_1(f_1)|$ eğimine sahiptir. İdeal bir tepki eğrisine karşılık gelir.

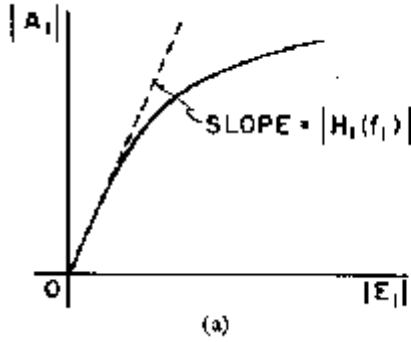


Fig.6.1.a Kazanç sıkıştırırmayı gösterir.

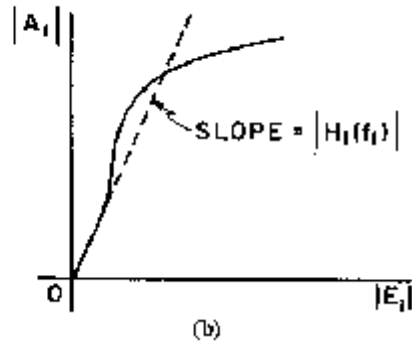


Fig.6.1.Kazanç sıkıştırma / açmayı gösterir.

Fakat yeterli büyüklükteki giriş büyüklükleri için pratik sistemler figured gösterildiği gibi kesimle deneyimlenmiştir. Bu etki kazanç sıkıştırma olarak ifade edilir. bazı durumlarda Fig. 6.1(b) 'de gösterildiği gibi, kazanç gerçekte artar kesimden önce. Doğrusal olmayan davranıştaki kazançtaki bu artışa kazanç açılması olarak adlandırılır. (6-20) deki kurala göre, $|E_1|$ artarken, çeşitli terimler artan dizide önemli hale gelir. Örneğin $H_3(-f_1, f_1, f_1)$ kapsayan terimi ilk olarak alınır. Fakat, büyük değerli $|E_1|$ için, etkisi yüksek dizili elemanlar tarafından reddedilir. Çünkü system kazancı sabit değildir ama giriş büyüklüğü fonksiyonu için değişkendir. Dalgaboyu gürültüsü kazanç sıkıştırma / açma durumuyla sonuçlanabilir.

Bir sistem kesimdeyken (6-20) voltaj kazancı için uygun değildir. Çünkü, büyük sayılı terimler kabul edilebilir bir yaklaştırma için tipik olarak istenir. Sonuç olarak (6-20) genellikle doğrusal olmayan davranışın başlangıcında küçük girişleri uygun biçimde bağlamak için kullanılır. Üçüncü dizinin üstü diziler in etkisi önemsizdir. O zaman

$$\begin{aligned} v_g &= \left| \frac{A_1}{E_1} \right| \approx \left| H_1(f_1) + \frac{3}{4} |E_1|^2 H_3(-f_1, f_1, f_1) \right| \\ &= |H_1(f_1)| \left| 1 + \frac{3}{4} |E_1|^2 \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right|. \end{aligned} \quad (6-21)$$

Kazanç sıkıştırma / açma oranı gcer ile gösterilir.

$$g_{cer} = \left| \frac{A_1}{E_1 H_1(f_1)} \right| = \left| 1 + \frac{3}{4} |E_1|^2 \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right|. \quad (6-22)$$

Bu oran ideal lineer sistemler için bir birimdir. $\text{Re}\{h_3(-f_1, f_1, f_1)/H_1\} < 0$ olursa kazanç sıkıştırma deriz. Eğer $\text{Re}\{h_3(-f_1, f_1, f_1)/H_1\} \geq 0$ ise kazanç açma deriz. Kazanç sıkıştırma / açma oranı sonuç vektörün büyüklüğü olarak yorumlanabilir.

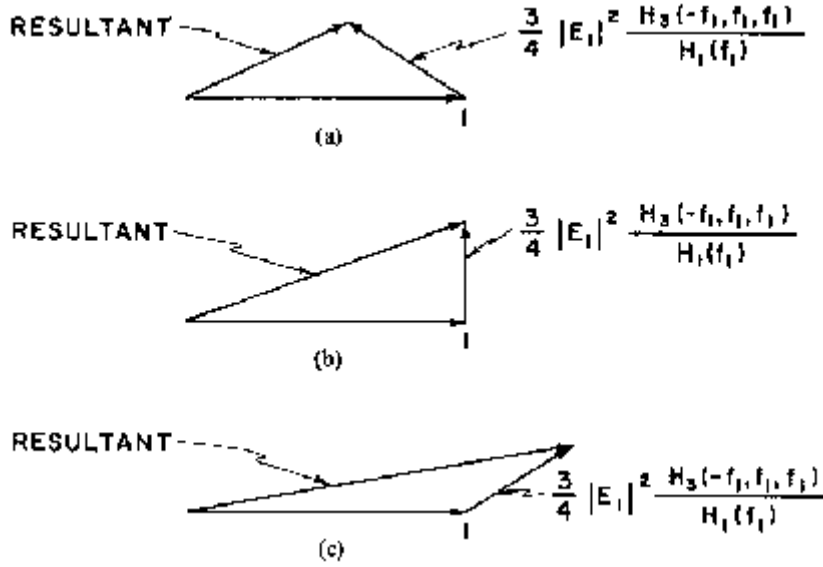


Fig. 6.2. Interpretation of the gain compression/expansion ratio as the magnitude of a resultant vector. (a) $\text{Re}\{H_3(-f_1, f_1, f_1)/H_1(f_1)\} < 0$ and $\text{gcer} < 1$. (b) $\text{Re}\{H_3(-f_1, f_1, f_1)/H_1(f_1)\} = 0$ and $\text{gcer} > 1$. (c) $\text{Re}\{H_3(-f_1, f_1, f_1)/H_1(f_1)\} > 0$ and $\text{gcer} > 1$.

Bu Fig.6.2 de gösterilmektedir. $H_3(-f_1, f_1, f_1)$ in açısına dikkat ediniz. $H_1(f_1)$ ile görecelidir. $H_1(f_1)$ sıkıştırma veya açma olup olmadığını tespit etmede önemlidir. Verilmiş olan üçüncü-dizi transfer fonksiyonunun büyüklüğü için, en büyük sıkıştırma, iki açı eşit olduğunda iki açının 180 derece farklı olduğu konumdadır. Giriş büyüklükleri yeterince küçük olduğunda;

$$\frac{3}{4} |E_1|^2 \left| \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right| \ll 1,$$

B_r ve B_i real ve imajin parçalar olsun. O zaman,

$$\frac{3}{4} |E_1|^2 \cdot \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} = B_r + jB_i. \quad (6-24)$$

(6-24) 'ü (6-22) içine koyarsak;

$$\text{gcer} = |1 + B_r + jB_i| = [(1 + B_r)^2 + (B_i)^2]^{1/2}. \quad (6-25)$$

Bu durum için n bir tamsayı değildir, binomiyal teoreme göre,

$$(a + b)^n = a^n + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{n(n-1) \cdots (n-k+1)}{k!} a^{n-k} b^k. \quad (6-26)$$

Eğer

$$n = \frac{1}{2}, \quad a = (1 + B_r)^2, \quad b = B_i^2, \quad (6-27)$$

O zaman (6-26)'nin uygulaması ile (6-25) şöyle olur:

$$\text{gcer} = (1 + B_r) + \frac{1}{2} \frac{B_i^2}{(1 + B_r)} - \frac{1}{8} \frac{B_i^4}{(1 + B_r)^3} + \cdots. \quad (6-28)$$

Şöyle devam eder kazanç sıkıştırma / açma yaklaşık olarak;

$$g_{cer} \approx 1 + B_v \approx 1 + \frac{3}{4} |E_1|^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right\}. \quad (6-29)$$

(6-29) daki yaklaşık eşitlik, doğrusal olmayan davranış başlangıcı için öngörülür.

$H_3(-f_1, f_1, f_1)$ ile $H_1(f_1)$ in açıları arasındaki ilişki $+90$ derece olduğunda en hatalı yaklaşım olur. Küçük açı genişlik değerleri için önemsizdir. Bu durum

$$B_i \approx \left(\frac{3}{4}\right) |E_1|^2 \operatorname{Im} \{H_3(-f_1, f_1, f_1)/H_1(f_1)\}$$

bu ifadede gerçekleşmektedir. Gerçekte $H_3(-f_1, f_1, f_1)$ ile $H_1(f_1)$ yakınca çeyrek evre (quadrature) içindedirler. Kazanç sıkıştırma / açma doğrusal olmayan başlangıç için bağımlı bir indikatör değeridir. Bu doğrudur ve (6-2b) de görülür.

Uygulamada, kazanç sıkıştırma / açma oranı genellikle desibel olarak ifade edilir. Çünkü g_{cer} iki voltaj değerini kapsar (2-67). Biz desibelde adetleri ifade ederken büyük harfleri kullanırız. bu yüzden küçük (6-29) daki gibi küçük değerler geçerlidir. kazanç sıkıştırma / açma oranı desibelde şöyledir:

$$\begin{aligned} GCER &= 20 \log_{10} g_{cer} \\ &\approx 20 \log_{10} \left[1 + \frac{3}{4} |E_1|^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right\} \right] \text{dB}. \end{aligned} \quad (6-30)$$

Varolan giriş sinyal gücü (6-30) 'a konulduğunda

$$P_{AS} = \frac{|E_1|^2}{8R_S} \quad (6-31)$$

Burada R_S kaynak empedansının real kısmıdır. Böylece;

$$GCER \approx 20 \log_{10} \left[1 + 6R_S P_{AS} \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right\} \right] \text{dB}. \quad (6-32)$$

Çünkü küçük sinyal varsayımlarından dolayı (6-30) ve (6-32) 1dB 'yi aşan kazanç sıkıştırma / açma oranlarında kullanılmamalıdır. İlk adım olarak evirmede, (6-32) 'deki terimlerin doğal logaritmasını almaktır.

$$\log_{10} x = [\log_{10} e] \ln x = 0.43 \ln x \quad (6-33)$$

Orada $e=2,72$ Naparian tabanında. Bu yüzden (6-32)

$$GCER \approx 8.6 \ln \left[1 + 6R_S P_{AS} \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right\} \right] \text{dB}. \quad (6-34)$$

$x \ll 1$ için bilinirki;

$$\ln(1+x) \approx x, \quad (6-35)$$

doğrusal olmayan davranışın başında,

$$6R_S P_{AS} \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right\} \ll 1. \quad (6-36)$$

(6-35) 'i (6-34) içine koyarsak;

$$GCER \approx 51.6 R_S p_{AS} \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right\} \text{ dB}, \quad (6-37)$$

PAS 'ı çözmek için;

$$p_{AS} \approx \frac{GCER}{51.6 R_S \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right\}}. \quad (6-38)$$

Sonuç olarak, mümkün olan desibel'deki gücü 1mW'a değinirsek

$$\begin{aligned} P_{AS} &= 10 \log_{10} \frac{p_{AS}}{10^{-3}} \approx 10 \log_{10} \left[\frac{19.4}{R_S} \frac{GCER}{\operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right\}} \right] \\ &= -10 \log_{10} \left[\frac{1}{GCER} \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_1, f_1, f_1)}{H_1(f_1)} \right\} \right] + 10 \log_{10} \left[\frac{19.4}{R_S} \right] \text{ dBm}. \end{aligned} \quad (6-39)$$

6.3 İNTERMODULASYON:

Terim "intermodulation bileşeni" önceki bölümlerde kullanıldı. Genel bir yoldan, herhangi bir frekans karışımında doğrusal olmayan frekans elemanına değinildi. Fakat harmonik üretimin kategorilerine, kazanç sıkıştırma / açma, duyarsızlaştırma, çapraz modülasyon ve sahte tepki, intermodülasyon şimdi daha sınırlı yorumlardır. Özellikle bu bölümde intermodülasyon, yukarıdaki kategorilerde yer almayan, frekans karışımlarından sonuçlanan, doğrusal olmayan frekans elemanları için değinilir. Örnek olarak üretilmiş olan frekans karışımları $(f_1 + f_1 + f_1 + f_1 - f_1)$, $(f_1 + f_1 - f_1)$ ve $(f_2 + f_2 - f_1)$ harmonik üretimin kategorilerine, kazanç sıkıştırma / açma, intermodülasyon olarak sırayla sınıflandırılır. İntermodülasyon frekansları, sinyal frekansları ile harmonik olarak ilgili değildir. İntermodülasyon gürültüsü, çoğunlukla harmonik gürültüye göre daha itiraz edebilir. İntermodülasyon, doğrusal olmayan parazit etkisi olarak değinilir.

Yıllar sonra doğrusal olmayan zayıf sistemlerin intermodülasyon tepkisini ifade etmek için pek çok farklı kriter tanımlanmıştır. Genelde tanımlar, yük oranları ve giriş güçleri analitik ifadeleri verecek şekilde büyüklüklere bağımlı olmaksızın seçilmiştir. Maalesef durum literatürün çoğunda kafa karıştırıcıdır. Sorunları daha anlaşılır hale getirmek için, bir nomenclature (adlar dizgisi) bu bölümde önerilmiştir.

6.3.1 Intermodulation Transducer Gain Ratio

Zayıf bir doğrusal olmayan sistemin Q sinüzoidal tonları (4-5 te ifade edilen) ile tahrik edildiğini farzedelim. O zaman vektör tarafından temsil edilen frekans karışımları;

$$\mathbf{m} = (m_{-Q}, \dots, m_{-1}, m_1, \dots, m_Q) \quad (6-40)$$

İntermodülasyon frekansında doğrusal olmayan bir eleman üretir

$$f_m = (m_1 - m_{-1})f_1 + \dots + (m_Q - m_{-Q})f_Q \quad (6-41)$$

Burada pozitif tamsayılar vektör "m" nin "n" ye kadar toplamıdır. İntermodülasyon kazanç oranı $\text{imtg}_{rn}(f_m)$ tarafından belirlenir.

$$\text{imtg}_{rn}(f_m) = \frac{p_L(f_m)}{[p_{AS}(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [p_{AS}(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})}} \quad (6-42)$$

(4-33) ten ortalama güç düşümü şöyle ifade edilir:

$$p_L(f_m) = \frac{(n; m)^2}{2^{2n-1}} [|E_1|^2]^{(m_1+m_{-1})} \dots [|E_Q|^2]^{(m_Q+m_{-Q})} |H_n(m)|^2 G_L(f_m) \quad (6-43)$$

Burada $H_n(m)$ n.dizi doğrusal olmayan transfer fonksiyonudur. $G_L(f)$ yük admitansının real kısmıdır. kaynak empedansının real kısmını $R_S(f)$ ile ifade edelim

$$p_{AS}(f_q) = \frac{|E_q|^2}{(2)^2 R_S(f_q)} \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (6-44)$$

Şöyle devam eder:

$$\begin{aligned} |E_n|^2 &= (2)^2 p_{AS}(f_n) R_S(f_n) \quad (6-45) \\ p_L(f_m) &= 2^{n+1} (n; m)^2 [p_{AS}(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [p_{AS}(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})} \\ &\quad \cdot |H_n(m)|^2 [R_S(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [R_S(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})} G_L(f_m). \end{aligned} \quad (6-46)$$

Kompleks voltajdaki kare büyüklükleri (6-43) ten elemek için, (6-45)'i kullanırız.

$$\begin{aligned} \text{imtg}_{rn}(f_m) &= 2^{n+1} (n; m)^2 |H_n(m)|^2 [R_S(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \\ &\quad \dots [R_S(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})} G_L(f_m). \end{aligned} \quad (6-47)$$

Sonuç olarak, (6-42)'deki tanımı kullanarak, intermodülasyon kazanç oranı şöyle verilir:

Örnek 6.4

Gösterim yolu ile (6-47);

$$\begin{aligned} \text{imtg}_{r1}[f_{(0,0,1,0)}] &= 4 |H_1(f_1)|^2 R_S(f_1) G_L(f_1) \\ \text{imtg}_{r2}[f_{(0,0,1,1)}] &= 32 |H_2(f_1, f_2)|^2 R_S(f_1) R_S(f_2) G_L(f_1 + f_2) \\ \text{imtg}_{r3}[f_{(1,0,2,0)}] &= 144 |H_3(f_1, f_1, -f_2)|^2 [R_S(f_1)]^2 R_S(f_2) G_L(2f_1 - f_2). \end{aligned} \quad (6-48)$$

6.3.2. MODÜLASYONLAR ARASI DÖNÜŞTÜRÜCÜ KAZANÇ ORANI

6.54 ve 6.58'den modülasyonlar arası dönüştürücü kazanç oranı $IMTGR_n(f_m)$ düştükçe daha küçük hale gelmiş görünürler ve böylelikle n.inci sıra doğrusalsız iletim fonksiyonunun büyüklüğü $P_L^0(f_m)$, daha küçük hale gelmiş görünür. $P_L^0(f_m)$ 'nin düşmüş bir değeri, şekil 6.3'deki n.inci sıra eğrinin azalmasına neden olduğundan, karşılık gelen engellemenin değeri büyür. Göreceli olarak küçük olan doğrusal iletim fonksiyonuna sahip sistemler görece olarak büyük engellemelere sahiptir.

$P_L[f_{(0,0,1,0)}] = P_L(f_m)$ olduğu zaman n.inci sıra eğriyi engeller. 6.57'den

$$P_{AS} + IMTGR_1[f_{(0,0,1,0)}] = nP_{AS} + IMTGR_n(f_m). \quad (6-59)$$

'ye eşittir.

Alınan giriş gücü için

$$P_{AS} = \frac{1}{n-1} \{IMTGR_1[f_{(0,0,1,0)}] - IMTGR_n(f_m)\}. \quad (6-60)$$

çözüm verir.

Ancak, , tanımında, $IMTGR_n(f_m)$, n.inci sıra eğri ilk sıra eğriyi engellediği andaki ortalama çokış gücüdür. Bu nedenle, 6.60, 6.57'de kullanılarak

$$IMTGR_n(f_m) = \frac{n}{n-1} IMTGR_1[f_{(0,0,1,0)}] - \frac{1}{n-1} IMTGR_n(f_m). \quad (6-61)$$

elde edilir.

Eşitlik 6.61, tabii ki sadece n değeri 2 den büyük veya eşit iken geçerlidir.

Örnek 6.7

6.61'in bir uygulamasını göstermek için, 1mW'lık bir referans gücü, 1V'luk bir referans gerilimi ve 50 ohm luk bir yük varsayalım. Şu şekilde devam ederiz,

$$\begin{aligned} IMTGR_2[f_{(0,0,1,1)}] &= 40 \log_{10} [|H_1(f_1)|] - 20 \log_{10} [|H_2(f_1, f_2)|] + 10.0 \\ &= 20 \log_{10} \frac{|H_1(f_1)|^2}{|H_2(f_1, f_2)|} + 10.0 \text{ dBm} \\ IMTGR_3[f_{(1,0,2,0)}] &= 30 \log_{10} [|H_1(f_1)|] - 10 \log_{10} [|H_3(f_1, f_1, -f_2)|] + 11.2 \\ &= 10 \log_{10} \left[\frac{|H_1(f_1)|^3}{|H_3(f_1, f_1, -f_2)|} \right] + 11.2 \text{ dBm}. \end{aligned} \quad (6-62)$$

Eşitlik 6.62, küçük doğrusalsız iletim fonksiyonuna sahip olan sistemlerin daha büyük engele sahip olduğunu kanıtlar.

6.3.3 EK MODÜLASYONLAR ARASI KRİTERLERİ

Birçok çeşit modülasyonlar arası kriteri, modülasyonlar arası katsayı, modülasyonlar arası parametresi, modülasyonlar arası bozma oranı, modülasyonlar arası faktör vs, gibi çeşitli isimler altında literatürde mevcuttur. Tüm bu kriterler, 6.43’de verilen $P_L(f_m)$ tanımından türetilbilirler. Varolan kriterin sayısız çeşidini gösterebilmek için bu kısımda bazı tanımlar geliştirdik.

Modülasyonlar Arası Ortalama Kazanç Oranı: modülasyonlar arası dönüştürücü kazanç oranı için bir tanım türetirken, ulaşılabilir güç, 6.43’de giriş karmaşık geriliminin büyüklüğünün karesini göstermek için tanıtıldı. Ayrıca her giriş frekansında ki ortalama giriş gücü kullanılabildi. Bu giriş güçleri

$$p_S(f_q) = \frac{1}{2} |E_q|^2 G_{in}(f_q); \quad q = 1, 2, \dots, Q \quad (6-63)$$

tarafından verilir.

6.63’den $|E_q|^2$ ’yi çözdükten ve 6.43’e uyguladıktan sonra, yüklemdeki modülasyonlar arası bileşen tarafından kaybedilmiş ortalama güç şu hale gelir,

$$p_L(f_m) = \frac{(n; m)^2}{2^{n-1}} [p_S(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [p_S(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)} \cdot \frac{|H_n(m)|^2 G_L(f_m)}{[G_{in}(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [G_{in}(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)}} \quad (6-64)$$

$\text{imgr}_n(f_m)$ şeklinde gösterilen modülasyonlar arası ortalama kazanç oranı,

$$\text{imgr}_n(f_m) = \frac{p_L(f_m)}{[p_S(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [p_S(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)}} \quad (6-65)$$

şeklinde tanımlanır.

Sonuç olarak,

$$\text{imgr}_n(f_m) = \frac{(n; m)^2}{2^{n-1}} \frac{|H_n(m)|^2 G_L(f_m)}{[G_{in}(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [G_{in}(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)}} \quad (6-66)$$

Desibelleri dönüştürmek için referans gücü tekrar tanımlıyoruz. $\text{imgr}_n(f_m)$ ’nin birimi $\text{watt}^{(1-n)}$ olduğundan,

$$\{p_r^{n-1} \text{imagr}_n(f_m)\} = \{|E_r|^{2n-2} |H_n(m)|^2\} \cdot \left\{ \frac{(n; m)^2}{2^{2n-2}} \frac{G_L(f_m) G_r^{n-1}}{[G_{in}(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [G_{in}(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)}} \right\}. \quad (6-67)$$

şekline dönüşebilir.

Devam edersek,

$$\begin{aligned} \text{IMAGR}_n(f_m) &= 10 \log_{10} [p_r^{n-1} \text{imagr}_n(f_m)] = 20 \log_{10} [|E_r|^{n-1} |H_n(m)|] \\ &+ 10 \log_{10} \left\{ \frac{(n; m)^2}{2^{2n-2}} \frac{G_L(f_m) G_r^{n-1}}{[G_{in}(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [G_{in}(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)}} \right\}. \end{aligned} \quad (6-68)$$

Örnek 6.8

$G_L(f) = G_{in}(f) = 1/50 = 2 \times 10^{-2}$ mho olan 50 ohm ve 1mW'lık bir referans gücü ile birlikte 1V'luk referans gerilimine sahip olan bir sistem için $m = (0,0,1,0)$, $(0,0,1,1)$ ve $(1,0,2,0)$ 'a karşılık gelen modülasyonlar arası ortalama kazanç,

$$\begin{aligned} \text{IMAGR}_1[f_{(0,0,1,0)}] &= 20 \log_{10} [|H_1(f_1)|] \text{ dB} \\ \text{IMAGR}_2[f_{(0,0,1,1)}] &= 20 \log_{10} [|H_2(f_1, f_2)|] - 10.0 \text{ dB} \\ \text{IMAGR}_3[f_{(1,0,2,0)}] &= 20 \log_{10} [|H_3(f_1, f_1, -f_2)|] - 22.5 \text{ dB}. \end{aligned} \quad (6-69)$$

olarak verilir.

Modülasyonlar Arası Giriş Kazanç Oranı: bazı uygulamalarda, yükleme dönüşünde kaybedilen ortalama modülasyonlar arası güç, girişe aktarılmak istenebilir. Buda sistemin doğrusal kısmına aktarılarak ve modülasyonlar arası bileşenin yaptığı gibi aynı oranda bir ortalama çıkış değeri üreten bir eş değer çıkış değerleri düşünülerek elde edilebilir.

Açıkçası, frekansı sistem-çalma frekansı f_0 ile çakışan bir sinüsoidal giriş varsayalım. 6.64'den cevabın doğrusal kısmından dolayı oluşan ortalama güç

$$P_L(f_0) = P_S(f_0) |H_1(f_0)|^2 \frac{G_L(f_0)}{G_{in}(f_0)}, \quad (6-70)$$

dir.

Eğer $P_s[f_0, f_m]$ eş değer çalma çıkışındaki ortalama gürüş gücünün gösterirse, $P_L[f_0]$ 'ı $P_L[f_m]$ 'ye eşitlemek şu sonuca neden olur,

$$P_L(f_m) = P_S[f_0, f_m] |H_1(f_0)|^2 \frac{G_L(f_0)}{G_{in}(f_0)}. \quad (6-71)$$

6.71'i, $P_s[f_0, f_m]$ için çözer ve 6.64'ün kullanımını yaparsak,

$$P_S[f_0; f_m] = \frac{(n; m)^2}{2^{n-1}} [p_S(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [p_S(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})} \cdot \frac{|H_n(m)|^2}{|H_1(f_0)|^2} \frac{G_L(f_m)}{G_L(f_0)} \frac{G_{in}(f_0)}{[G_{in}(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [G_{in}(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})}} \quad (6-72)$$

elde ederiz.

$\text{imgr}_n(f_m)$ ile gösterilen modülasyonlar arası giriş kazanç oranı,

$$\text{imgr}_n(f_m) = \frac{P_S[f_0; f_m]}{[p_S(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [p_S(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})}} \quad (6-73)$$

şeklinde tanımlanır.

6.72 den,

$$\text{imgr}_n(f_m) = \frac{(n; m)^2}{2^{n-1}} \frac{|H_n(m)|^2}{|H_1(f_0)|^2} \frac{G_L(f_m)}{G_L(f_0)} \cdot \frac{G_{in}(f_0)}{[G_{in}(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [G_{in}(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})}} \quad (6-74)$$

Desibelleri çevirirsek,

$$\begin{aligned} \text{IMIGR}_n(f_m) &= 20 \log_{10} \left[\frac{|E_r|^{n-1} |H_n(m)|}{|H_1(f_0)|} \right] \\ &+ 10 \log_{10} \left\{ \frac{(n; m)^2}{2^{2n-2}} \frac{G_L(f_m)}{G_L(f_0)} \right. \\ &\cdot \left. \frac{G_{in}(f_0) G_r^{n-1}}{[G_{in}(f_1)]^{(m_1+m_{-1})} \dots [G_{in}(f_Q)]^{(m_Q+m_{-Q})}} \right\} \quad (6-75) \end{aligned}$$

sahip oluruz.

Örnek 6.9

Örnek 6.8 deki aynı varsayımları kullanarak,

$$\begin{aligned} \text{IMIGR}_1[f_{(0,0,1,0)}] &= 20 \log_{10} \left[\frac{|H_1(f_1)|}{|H_1(f_0)|} \right] \text{ dB} \\ \text{IMIGR}_2[f_{(0,0,1,1)}] &= 20 \log_{10} \left[\frac{|H_2(f_1, f_2)|}{|H_1(f_0)|} \right] - 10.0 \text{ dB} \\ \text{IMIGR}_3[f_{(1,0,2,0)}] &= 20 \log_{10} \left[\frac{|H_3(f_1, f_1, -f_2)|}{|H_1(f_0)|} \right] - 22.5 \text{ dB} \quad (6-76) \end{aligned}$$

sonuçları elde ederiz.

Modülasyonlar arası giriş kazanç oranı kullanışlı bir kriter çünkü modülasyonlar arası bileşenlerin üretimini engellenecek sinyallerin bir eşdeğer engelleme durumu biçiminde engellenmesiyle sağlarlar.

Modülasyonlar Arası Çıkış Kazanç Oranı: Birçok çeşit modülasyonlar arası kriterden diğer bir yaklaşım tüm gücü çıkışa aktarmakla geliştirilir. Cevabın doğrusal kısmını referans alırsak, giriş frekansı f_q da yükleme esnasında kaybedilen ortalama güç,

$$P_L(f_q) = \frac{1}{2} |E_q|^2 |H_1(f_q)|^2 G_L(f_q); \quad q = 1, 2, \dots, Q. \quad (6-77)$$

dir.

Bu nedenle, giriş karmaşık geriliminin büyüklüğünün karesi şu şekilde tanımlanabilir,

$$|E_q|^2 = \frac{2 P_L(f_q)}{|H_1(f_q)|^2 G_L(f_q)} \quad (6-78)$$

6.78'i 6.43'e uygularsak, ortalama modülasyonlar arası yükleme gücü

$$P_L(f_m) = \frac{(n; m)^2}{2^{n-1}} [P_L(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [P_L(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)} \cdot \frac{|H_n(m)|^2 G_L(f_m)}{[|H_1(f_1)|^2 G_L(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [|H_1(f_Q)|^2 G_L(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)}} \quad (6-79)$$

verir.

$P_L[f_m]$ için bir tanım elde ettikten sonra, $\text{imgr}_n(f_m)$ şeklinde gösterilen modülasyonlar arası çıkış kazanç oranı,

$$\text{imgr}_n(f_m) = \frac{P_L(f_m)}{[P_L(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [P_L(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)}} \quad (6-80)$$

şeklinde tanımlanır.

6.79'da şu şekilde takip eder,

$$\text{imgr}_n(f_m) = \frac{(n; m)^2}{2^{n-1}} \frac{|H_n(m)|^2}{[|H_1(f_1)|^2]^{(m_1+m-1)} \dots [|H_1(f_Q)|^2]^{(m_Q+m-Q)}} \cdot \frac{G_L(f_m)}{[G_L(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [G_L(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)}} \quad (6-81)$$

6.81'i, P_r 6.52'de tanımlanan referans güç olmak üzere P_r^{n-1} ile çarparsak ve desibelleri çevirirsek,

$$\text{IMOGR}_n(f_m) = 20 \log_{10} \left\{ \frac{|E_r|^{n-1} |H_n(m)|}{[|H_1(f_1)|]^{(m_1+m-1)} \dots [|H_1(f_Q)|]^{(m_Q+m-Q)}} \right\} + 10 \log_{10} \left\{ \frac{(n; m)^2}{2^{2n-1}} \frac{G_L(f_m) G_r^{n-1}}{[G_L(f_1)]^{(m_1+m-1)} \dots [G_L(f_Q)]^{(m_Q+m-Q)}} \right\} \quad (6-82)$$

sahip oluruz.

Örnek 6.10

Örnek 6.8 deki aynı referans güç, gerilim ve yükleme organizasyonunu varsıyarsak, $m=(0,0,1,0)$, $(0,0,1,1)$ ve $(1,0,2,0)$ şeklinde gösterilen frekans karışımlarına karşılık gelen modülasyonlar arası çıkış kazanç oranı,

$$\begin{aligned} \text{IMOGR}_1[f_{(0,0,1,0)}] &= 0 \text{ dB} \\ \text{IMOGR}_2[f_{(0,0,1,1)}] &= 20 \log_{10} \left[\frac{|H_2(f_1, f_2)|}{|H_1(f_1)| |H_1(f_2)|} \right] - 10.0 \text{ dB} \\ \text{IMOGR}_3[f_{(1,0,2,0)}] &= 20 \log_{10} \left[\frac{|H_2(f_1, f_1, -f_2)|}{|H_1(f_1)|^2 |H_1(-f_2)|} \right] - 22.5 \text{ dB.} \end{aligned} \quad (6-83)$$

şeklinde verilir.

6.80'deki tanımdan, her zaman ilk sıra modülasyonlar arası çıkış kazançları birbirine eşittir. Bu 6.83 deki 0 dB sonucunda hesaplanabilir.

6.4 DESENSİTİZASYON

Doğrusal sistemlerde belli bir frekanstaki sinüsoidal cevaplar diğer frekanstaki sinüsoidal sinyallerin uygulamalarından etkilenmezler. Ancak, doğrusalsız sistemlerde, f_1 frekansındaki sinüsoidal cevap f_2 frekansındaki ikinci sinüsoidal sinyalden etkilenebilir. Bu olay desensitizasyon olarak adlandırılır.

Bu olayı analitik olarak açıklamak için, giriş

$$x(t) = |E_1| \cos(2\pi f_1 t + \theta_1) + |E_2| \cos(2\pi f_2 t + \theta_2). \quad (6-84)$$

şeklinde verilsin.

Bir zayıf doğrusalsız sistem için, m vektörüyle gösterilen bir frekans karışımına karşılık gelen cevabın n .inci sıra kısmı 4.15' kullanılarak değerlendirilebilir. Böylelikle, 6.84'ün girişi için $y_n(t; m)$,

$$\begin{aligned} y_n(t; m) &= \frac{(n; m)}{2^n} (E_2^*)^{m_{-2}} (E_1^*)^{m_{-1}} (E_1)^{m_1} (E_2)^{m_2} \\ &\cdot H_n(\underbrace{-f_2, \dots, -f_2}_{m_{-2}}, \underbrace{-f_1, \dots, -f_1}_{m_{-1}}, \underbrace{f_1, \dots, f_1}_{m_1}, \underbrace{f_2, \dots, f_2}_{m_2}) \\ &\cdot \exp \{j2\pi[(m_1 - m_{-1})f_1 + (m_2 - m_{-2})f_2] t\}. \end{aligned} \quad (6-85)$$

şekline gelir.

f_1 frekansındaki toplam cevaplar tüm tek-sıra cevapların dağılımını içerir. Birinci ve üçüncü sıra dağılımlar, $m=(0,0,1,0)$, $(0,1,2,0)$ ve $(1,0,1,1)$ tarafından karakterize edilmiş frekans karışımlarından elde edilir. Üçüncü sıraya kadar olan terimleri içerdikten sonra, f_1 deki sinüsoidal cevap şu şekilde tanımlanabilir,

$$\begin{aligned}
y(t; f_1) &= 2 \operatorname{Re} \{ y_1(t; 0, 0, 1, 0) + y_2(t; 0, 1, 2, 0) + y_3(t; 1, 0, 1, 1) \} \\
&= \operatorname{Re} \{ [E_1 H_1(f_1) + \frac{3}{4} E_1 |E_1|^2 H_3(-f_1, f_1, f_1) \\
&\quad + \frac{3}{2} E_1 |E_2|^2 H_3(-f_2, f_1, f_2)] \exp(j 2\pi f_1 t) \}. \quad (6-86)
\end{aligned}$$

6.86'daki ilk terim cevabın doğrusal kısmıdır, ikinci terim, üçüncü sıra kazanç sıkışma/genişleme terimi, ve son terim ise üçüncü sıra desensitizasyon terimidir.

Bu bölümdeki amacımız desensitizasyonu çalışmak olduğu için, $|E_1| \ll |E_2|$ kabul ediyoruz, böylelikle desensitizasyon terimine oranla kazanç sıkışma/genişleme terimi yoksayılabılır. f_1 'deki karmaşık çıkış gerilimi, daha sonra,

$$A_1 = E_1 H_1(f_1) + \frac{3}{2} E_1 |E_2|^2 H_3(-f_2, f_1, f_2). \quad (6-87)$$

şekline dönüşür.

f_1 frekansındaki gerilim kazancı,

$$v_g = \left| \frac{A_1}{E_1} \right| = \left| H_1(f_1) \left[1 + \frac{3}{2} |E_2|^2 \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right] \right|. \quad (6-88)$$

şeklinde verilir.

Üçüncü sıra doğrusallıktan dolayı, kazancın f_2 deki engelleme sinyalinin büyüklüğüne doğrusalsız olarak bağlı olduğu görülüyor. Bir doğrusal sistem için varolacak gerilim kazancının değişimi desensitizasyon oranı şeklinde ölçülür. Buda,

$$dr = \left| \frac{A_1}{E_1 H_1(f_1)} \right| = \left| 1 + \frac{3}{2} |E_2|^2 \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right|. \quad (6-89)$$

şeklinde tanımlanır.

6.89 ile 6.22'nin karşılaştırılması desensitizasyon kazanç sıkışma/genişleme oranıyla büyük ölçüde aynı olduğunu gösterir. Ancak, desensitizasyon iki farklı frekansta sinyal içerirken kazanç sıkışma/genişleme oranı bunu içermez. 6.2 de gösterilen vektör diyagramına göre desensitizasyon oranı, $(\frac{3}{2}) |E_2|^2 H_3(-f_2, f_1, f_2)/H_1(f_1)$ vektörünü birim vektöre ekleyerek elde edilen bileşke vektörün büyüklüğü olarak açıklanabilir. $H_1(f_1)$ 'in açısına oranla $H_3(-f_2, f_1, f_2)$ 'nin açısına dayanarak, desensitizasyon oranı birden büyük yada küçük olabilir. Tipik olarak açılar yaklaşık olarak 180° fazın dışında ve oran da 1 den küçüktür.

$$\frac{3}{2} |E_2|^2 \left| \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right| \ll 1 \quad (6-90)$$

varsayarsak ve binom teoremini 6.89'a uygulayarak, desensitizasyon oranı

$$dr \approx 1 + \frac{3}{2} |E_2|^2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right\}, \quad (6-91)$$

olarak yaklaşılabilir.

Açıkçası $\text{Re} \{H_3(-f_2, f_1, f_2)/H_1(f_1)\}$ negatif olduğu zaman $dr < 1$ ve $|E_2|$ oranı büyüdükçe daha küçük hale gelir. $dr < 1$ için sistem engelleme sinyali tarafından desensitize edildi denil. 6.91'deki yaklaşıklama, gelişimine önderlik eden varsayımlardan dolayı sadece desensitizasyon kurulumunu önermede kullanılmalı.

f_2 'deki ulaşılabilir sinyal,

$$P_{AS}(f_2) = \frac{|E_2|^2}{8R_S(f_2)} \quad (6-92)$$

şeklinde verilir.

6.92'yi $|E_2|^2$ için çözersek ve 6.91'e uygularsak desensitizasyon oranı

$$dr \approx 1 + 12R_S(f_2) P_{AS}(f_2) \text{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right\}. \quad (6-93)$$

haline gelir.

6.93'ü desibele çevirirsek ve 6.33 ile 6.35'i başarılı bir şekilde kullanırsak

$$\begin{aligned} DR &= 20 \log_{10} dr \approx 20 \log_{10} \left[1 + 12R_S(f_2) P_{AS}(f_2) \text{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right\} \right] \\ &= 8.6 \ln \left[1 + 12R_S(f_2) P_{AS}(f_2) \text{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right\} \right] \\ &\approx 103.2R_S(f_2) P_{AS}(f_2) \text{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right\} \text{dB}. \end{aligned} \quad (6-94)$$

sonucunu elde ederiz.

Son olarak, 6.94'ü DR'nin belirgin bir değerini üretmek için gerekli engelleme sinyalinde ki ulaşılabilir güç için çözersek,

$$P_{AS}(f_2) \approx \frac{DR}{103.2R_S(f_2) \text{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right\}}. \quad (6-95)$$

elde ederiz.

Desibeller 1mW alınırsa, ulaşılabilir güç,

$$\begin{aligned} P_{AS}(f_2) &= 10 \log_{10} \frac{P_{AS}(f_2)}{10^{-3}} \\ &\approx -10 \log_{10} \left[\frac{1}{DR} \text{Re} \left\{ \frac{H_3(-f_2, f_1, f_2)}{H_1(f_1)} \right\} \right] + 10 \log_{10} \left[\frac{9.7}{R_S(f_2)} \right] \text{dBm}. \end{aligned} \quad (6-96)$$

şeklinde tanımlanır.

Eşitlik 6.96, tartışmamız sadece üçüncü sıra etkileri içerdiği için dikkatli kullanılmalıdır. Ek olarak, 6.90'daki eşitsizlik sağlanmalıdır. Genel olarak, desensitizasyon oranı 1 dB den küçük olduğu sürece yaklaşımlar güvenilir sonuçlar vermektedir. Bundan büyük değerler için, birçok yüksek sıra terimler sistem davranışını tahmin etmek için

gerekecektir. Bu durumlarda, üçüncü sıra yaklaşması basitçe beşinci sıra veya yedinci sıra etkiler eklenmekle yeterince doğrulanamaz. Bu gibi durumlarda doğrusalsız iletim fonksiyonu yaklaşımı uygun bir analitik araç değildir.

6.5 ÇAPRAZ MODÜLASYON

Çapraz modülasyon bir sinyalden diğerine aktarılan modülasyona göre doğrusalsız etkidir. Bu kısımda, çapraz modülasyon olayını bir modüle edilmemiş taşıyıcı sinyal ile bir sinüsoidal tarafından enine modüle edilmiş bir engelleme sinyali arasında ki doğrusalsız ilişkiyi düşürerek inceleyeceğiz. Açıkçası, zayıf doğrusalsız sistem,

$$x(t) = |E_S| \cos(2\pi f_S t + \theta_S) + |E_I| [1 + m_I \cos(2\pi f_m t + \theta_m)] \cos(2\pi f_I t + \theta_I) \quad (6-97)$$

m_I engelleme sinyalinin modülasyon indeksi ve f_m modülleme frekansı olmak üzere gösterilir. Çıkışı, sinüsoidal bileşenlerin toplamı olarak ifade etmek için,

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta). \quad (6-98)$$

trigonometrik denkleğini kullanabiliriz.

Şu şekilde devam edelim,

$$\begin{aligned} x(t) &= |E_S| \cos(2\pi f_S t + \theta_S) + |E_I| \cos(2\pi f_I t + \theta_I) \\ &\quad + \frac{m_I |E_I|}{2} \cos[2\pi(f_I - f_m)t + \theta_I - \theta_m] \\ &\quad + \frac{m_I |E_I|}{2} \cos[2\pi(f_I + f_m)t + \theta_I + \theta_m]. \end{aligned} \quad (6-99)$$

Basitleştirmeleri yaparak, 6.99'u yeniden yazarsak

$$x(t) = \sum_{q=1}^4 |E_q| \cos(2\pi f_q t + \theta_q) \quad (6-100)$$

giriş frekansları

$f_1 = f_2$ = istenen sinyalin taşıyıcı frekansı

$f_2 = f_1$ = engelleme sinyalinin taşıyıcı frekansı

$f_3 = f_1 - f_m$ = istenmeyen sinyalin alçak band büyüklüğü frekansı

$f_4 = f_1 + f_m$ = istenmeyen sinyalin yüksek band büyüklüğü frekansı

değişimine sahiptir ve giriş tonları karmaşık gerilimleri,

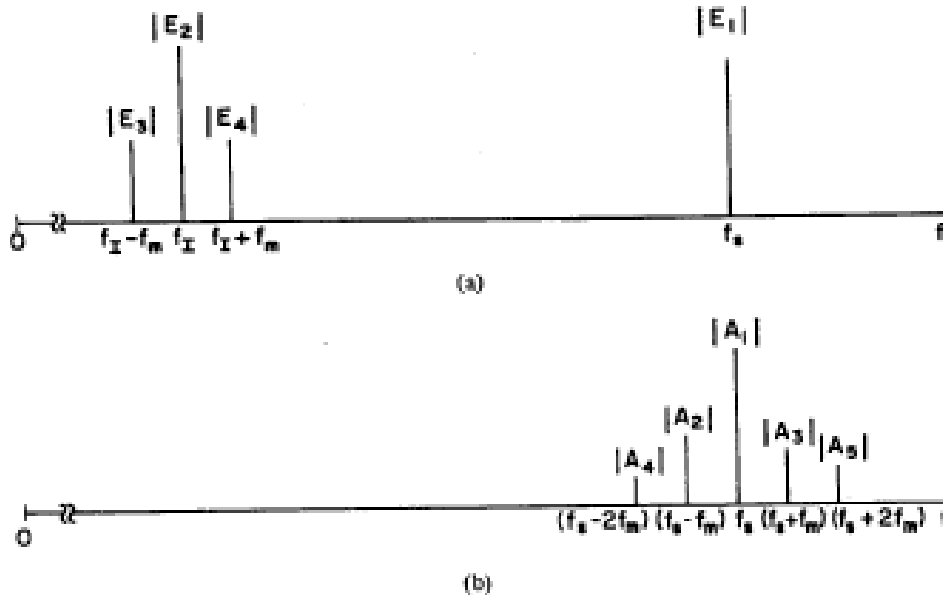
$$\begin{aligned}
E_1 &= |E_S| e^{j\theta_S}, \\
E_2 &= |E_I| e^{j\theta_I}, \\
E_3 &= \frac{m_I |E_I|}{2} e^{j(\theta_I - \theta_m)}, \\
E_4 &= \frac{m_I |E_I|}{2} e^{j(\theta_I + \theta_m)}.
\end{aligned} \tag{6-102}$$

şeklinde verilir.

Giriş gerilim spektromunun bir resimli gösterimi şekil 6.5 'de verilmiştir. Tipik olarak, taşıyıcı frekanslar f_I ve f_s , modülasyon frekansı f_m den çok fazla büyüktür.

6.100'ün girişine cevap olarak, çıkışta birçok farklı terim vardır. Örneğin, sistemin üçüncü sıra kısmı 60 farklı frekans karışımına karşılık gelen sinüsoidal bileşenleri üretir. Biz sadece modülasyonun engelleme sinyalinden arzulanan sinyal iletimi ile ilgileniyoruz. Sonuç olarak, sadece f_s 'nin yakınlarındaki frekans bileşenlerini değerlendirme ihtiyacı duyuyoruz. Açıkçası üçüncü sıradan yukarı doğrusal etkileri yok sayıyoruz. İlgilendiğimiz frekans karışımlar tablo 6.1 de sıralanmıştır. Çıkış dört sinüsoidal girişten oluştuğu için $\mathbf{m} = (m_{-4}, m_{-3}, m_{-2}, m_{-1}, m_1, m_2, m_3, m_4)$ dir. Tablo 6.1'de görmekteyiz ki sinüsoidal çıkışlar $f_s - f_m, f_s + f_m, f_s - 2f_m$ ve $f_s + 2f_m$ 'de üretilmektedir. f_s 'nin yakınlarında ki çıkışın çizgi spektromu şekil 6.5(b)'de görülmektedir.

f_s 'nin yakınlarında ki frekans bileşenleriyle birlikte olan cevabın kısmı $y(t; f_s, f_s \pm f_m, f_s \pm 2f_m)$ ile gösterilsin



Şekil 6.5

$m = (m_{-4}, m_{-3}, m_{-2}, m_{-1}, m_1, m_2, m_3, m_4)$								f_m
m_{-4}	m_{-3}	m_{-2}	m_{-1}	m_1	m_2	m_3	m_4	
0	0	0	0	1	0	0	0	$f_1 = f_S$
1	0	0	0	1	0	0	1	$-f_4 + f_1 + f_4 = f_1 = f_S$
0	1	0	0	1	0	1	0	$-f_3 + f_1 + f_3 = f_1 = f_S$
0	0	1	0	1	1	0	0	$-f_2 + f_1 + f_2 = f_1 = f_S$
0	0	0	1	2	0	0	0	$-f_1 + 2f_1 = f_1 = f_S$
1	0	0	0	1	1	0	0	$-f_4 + f_1 + f_2 = f_S - f_m$
0	0	1	0	1	0	1	0	$-f_2 + f_1 + f_3 = f_S - f_m$
0	0	1	0	1	0	0	1	$-f_2 + f_1 + f_4 = f_S + f_m$
0	1	0	0	1	1	0	0	$-f_3 + f_1 + f_2 = f_S + f_m$
1	0	0	0	1	0	1	0	$-f_4 + f_1 + f_3 = f_S - 2f_m$
0	1	0	0	1	0	0	1	$-f_3 + f_1 + f_4 = f_S + 2f_m$

Tablo 6.1

4.15 ve 4.22'yi referans alırsak, $y(t; f_S, f_S \pm f_m, f_S \pm 2f_m)$

$$\begin{aligned}
y(t; f_S, f_S \pm f_m, f_S \pm 2f_m) \\
= |A_1| \cos [2\pi f_S t + \alpha_1] + |A_2| \cos [2\pi (f_S - f_m) t + \alpha_2] \\
+ |A_3| \cos [2\pi (f_S + f_m) t + \alpha_3] + |A_4| \cos [2\pi (f_S - 2f_m) t + \alpha_4] \\
+ |A_5| \cos [2\pi (f_S + 2f_m) t + \alpha_5] \quad (6-103)
\end{aligned}$$

şeklinde ifade edilebilir.

Şöyle ki çıkışın karmaşık genişliği

$$\begin{aligned}
A_1 &= |A_1| e^{j\alpha_1} = E_1 H_1(f_1) + \frac{3}{2} E_1 |E_4|^2 H_3(-f_4, f_1, f_4) \\
&\quad + \frac{3}{2} E_1 |E_3|^2 H_3(-f_3, f_1, f_3) + \frac{3}{2} E_1 |E_2|^2 H_3(-f_2, f_1, f_2) \\
&\quad + \frac{3}{4} E_1 |E_1|^2 H_3(-f_1, f_1, f_1) \\
A_2 &= |A_2| e^{j\alpha_2} = \frac{3}{2} E_4^* E_1 E_2 H_3(-f_4, f_1, f_2) + \frac{3}{2} E_2^* E_1 E_3 H_3(-f_2, f_1, f_3) \\
A_3 &= |A_3| e^{j\alpha_3} = \frac{3}{2} E_2^* E_1 E_4 H_3(-f_2, f_1, f_4) + \frac{3}{2} E_3^* E_1 E_2 H_3(-f_3, f_1, f_3) \\
A_4 &= |A_4| e^{j\alpha_4} = \frac{3}{2} E_4^* E_1 E_3 H_3(-f_4, f_1, f_3) \\
A_5 &= |A_5| e^{j\alpha_5} = \frac{3}{2} E_3^* E_1 E_4 H_3(-f_3, f_1, f_4). \quad (6-104)
\end{aligned}$$

şeklinde verilmek üzere.

$f_S \pm 2f_m$ 'de band genişliği bileşenleri olmasına rağmen, modülasyon frekansı f_m deki modülasyona dağılmazlar ve daima çapraz modülasyon kriterinde yok sayılırlar. Örneğin, modülasyon faktörü

$$mf = \frac{|A_2| + |A_3|}{|A_1|} \quad (6-105)$$

şeklinde tanımlanır.

Çapraz modülasyon oranı

$$\text{cmr} = \frac{(f_s \pm 2f_m \text{ deki band genişliğinden kaynaklanan istenen Sinyalin zirveden zirveye varsayımı})}{(\text{engelleyici çıkarılmış istenen taşıyıcının genişliği})} \quad (6.106)$$

Genel olarak, basit analitik ifadelerin bu kriter için elde edilmesi zordur.

Örnek 6.11

Üçüncü sıra iletim fonksiyonu yaklaşık olarak ilgilenilen frekans değerinin üzerinde ki bir basit değere eşit olduğu zaman m_f ve cmr için verilen ifadeler önemli ölçüde basit hale gelirler. Sabiti k_3 şeklinde gösterelim ve ayrıca $H_1(f_1)$ 'i k_1 şeklinde gösterelim ve

$$\theta_s = \theta_m = \theta_f = 0. \quad (6-107)$$

varsayalım.

6.102 ve 6.104'deki varsayımları kullanarak A_1 , A_2 , ve A_3

$$\begin{aligned} A_1 &= k_1 |E_s| + \frac{3}{2} k_3 |E_s| |E_f|^2 \left[1 + \frac{m_f^2}{2} + \frac{1}{2} \left| \frac{E_s}{E_f} \right|^2 \right] \\ A_2 &= A_3 = \frac{3}{2} k_3 |E_s| |E_f|^2 m_f. \end{aligned} \quad (6-108)$$

şekline gelir.

Takip eden şekilde modülasyon faktörü,

$$m_f = \frac{3 |k_3| |E_f|^2 m_f}{\left| k_1 + \frac{3}{2} k_3 |E_f|^2 \left[1 + \frac{m_f^2}{2} + \frac{1}{2} \left| \frac{E_s}{E_f} \right|^2 \right] \right|}. \quad (6-109)$$

biçiminde verilir.

Tipik olarak, birinciye göre paydada ki ikinci terim yoksayılabılır durumdadır ve modülasyon faktörü

$$m_f \approx 3 \left| \frac{k_3}{k_1} \right| |E_f|^2 m_f. \quad (6-110)$$

tarafından yaklaşıklanır.

Çapraz modülasyon oranı ayrıca $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, kabul edilerek de tanımlanabilir.

6.103'deki $f_s \pm 2f_m$ üzerinde bulunan frekans bileşenlerini yok sayarsak, f_s üzerindeki taşıyıcının zarfı $|A_1| + 2|A_2| \cos 2\pi f_m t$ dir. Sonuç olarak, zarftaki $f_s \pm 2f_m$ 'den kaynaklanan

zirveden-zirveye varyasyonları $4|A_2|$ 'ye eşittir. Ayrıca engelleme çıkartıldıktan sonra istenilen taşıyıcının genişliği $|[k_1|E_S| + (\frac{3}{4})k_3|E_S|^3]|$ 'dir. Böylelikle, çapraz modülasyon oranı

$$cmr = \frac{6|k_3||E_I|^2 m_f}{|k_1 + \frac{3}{4}k_3|E_S|^2|} \quad (6-111)$$

Paydada ki ikinci terim birinci terime göre her zaman yok sayılabilir. Daha sonra çapraz modülasyon oranı

$$cmr \approx 6\left|\frac{k_3}{k_1}\right| |E_I|^2 m_f \approx 2mf. \quad (6-112)$$

tarafından yaklaşıklanır.

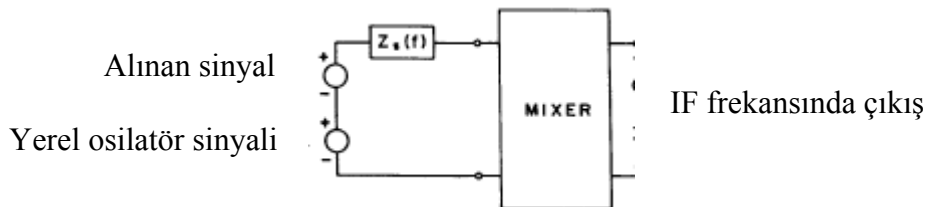
6.6 PARAZİT CEVAPLAR

Birçok mühendis için “alıcı” terimi “süperheterotin” terimiyle eş anlamlıdır. Superheteroit alıcı bir yada daha fazla yerel osilatörü, alınan bir sinyalin, IF frekansı olarak bilinen daha önce tanımlanmış sabit bir orta derece frekansa iletmek için çalıştırır. Bu yazıda “parazit cevap” terimi, bir engelleme sinyalinden yada yerel osilatör sinyaliyle karışan armoniklerinden birtanesi veya IF geçiş bandı içerisinde bir düşen sinyal üretmek için kullanılan armoniklerden bir tanesi nedeniyle oluşan istenmeyen cevapları ima etmekte kullanılır. Parazir cevap problemi süperheteroit dizayn kavramının bir numaralı zorluğudur.

Parazit cevaplar, yerel osilatör ile ilişkili iki sinyalden birinin bulunduğu modülasyonlar arası özel durumlar için atlanabilir. Engelleyici sinyalin frekansını f_1 , yerel osilatörün frekansını f_{LO} olasun ve p ile q da positif tamsayılar olsun. Bir parazit cevap, modülasyonlar arası frekans,

$$f_m = |\pm pf_{LO} \pm qf_1| \quad (6-113)$$

verildiği sürece sonuç olarak ortaya çıkar.



6.113'deki modülasyonlar arası frekansın elde edilebileceği birçok farklı yol vardır. Farklı durumları gösterebilmek için dört durumu aşağıdaki gibi inceleyeceğiz.

Durum1: alınan sinyal ve yerel osilatör sinyali harmonik değildirler. Sonuç olarak bir (p+q).inci sıra karışımın parazit cevabı üretmesi beklenir.

Durum2: yerel osilatör sinyalleri bir p.inci harmoniktir ve alınan sinyal harmonik değildir. Yerel osilatörün dalga şekli bir periyodik sinüs dalga dağılımı olduğu sürece

harmonikler yerel osilatörde saklanacaktır. Bu durumda parazit cevap bir (q+1).inci sıra frekans karışımında üretilecektir.

Durum3: alınan sinyal q.inci harmonik sinyali saklamaktadır ve yerel osilatör sinyali harmonik değildir. Amplifikatördeki doğrusalsızlıklar bir q.inci harmonik üretme kapasitesine sahiptirler. Bir (p+1).inci sıra şimdi bir parazit cevap üretmek için gereklidir.

Durum4: yerel osilatör sinyali bir p.inci harmpnığı içerir ve alınan sinyal bir q.inci harmoniği içerir. Bu durumda sadece ikinci sıra karışım parazit cevabı üretmekte yeterlidir.

Durum1:

$$p_L(f_m) = 2^{p+q+1} \left[\frac{(p+q)!}{(p!)(q!)} \right]^2 [p_{AS}(f_{Lo})]^p [p_{AS}(f_1)]^q \cdot |H_{p+q}(\underbrace{\pm f_{Lo}, \dots, \pm f_{Lo}}_p, \underbrace{\pm f_1, \dots, \pm f_1}_q)|^2 \cdot [R_S(f_{Lo})]^p [R_S(f_1)]^q G_L(f_m). \quad (6-114)$$

Durum2:

$$p_L(f_m) = 2^{q+2} (q+1)^2 [p_{AS}(pf_{Lo})] [p_{AS}(f_1)]^q \cdot |H_{q+1}(\pm pf_{Lo}, \underbrace{\pm f_1, \dots, \pm f_1}_q)|^2 [R_S(pf_{Lo})] [R_S(f_1)]^q G_L(f_m). \quad (6-115)$$

Durum3:

$$p_L(f_m) = 2^{p+2} (p+1)^2 [p_{AS}(f_{Lo})]^p [p_{AS}(qf_1)] \cdot |H_{p+1}(\underbrace{\pm f_{Lo}, \dots, \pm f_{Lo}}_p, \pm qf_1)|^2 [R_S(f_{Lo})]^p [R_S(qf_1)] G_L(f_m). \quad (6-116)$$

Durum4:

$$p_L(f_m) = 2^3 (2)^2 [p_{AS}(pf_{Lo})] [p_{AS}(qf_1)] |H_3(\pm pf_{Lo}, \pm qf_1)|^2 \cdot [R_S(pf_{Lo})] [R_S(qf_1)] G_L(f_m). \quad (6-117)$$

Daha sonra her durum için parazit cevap taşıyıcı kazanç oranı $srtgr_n(f_m)$ şeklinde gösterilmek üzere,

Durum1:

$$srtgr_{p+q}(f_m) = \frac{p_L(f_m)}{[p_{AS}(f_{Lo})]^p [p_{AS}(f_1)]^q} = 2^{p+q+1} \left[\frac{(p+q)!}{(p!)(q!)} \right]^2 \cdot |H_{p+q}(\underbrace{\pm f_{Lo}, \dots, \pm f_{Lo}}_p, \underbrace{\pm f_1, \dots, \pm f_1}_q)|^2 \cdot [R_S(f_{Lo})]^p [R_S(f_1)]^q G_L(f_m). \quad (6-118)$$

Durum2:

$$\begin{aligned} \text{srtgr}_{q+1}(f_m) &= \frac{p_L(f_m)}{[p_{AS}(pf_{L0})] [p_{AS}(f_1)]^q} = 2^{q+2}(q+1)^2 \\ &\cdot |H_{q+1}(\pm pf_{L0}, \underbrace{\pm f_1, \dots, \pm f_1}_q)|^2 [R_S(pf_{L0})] [R_S(f_1)]^q G_L(f_m). \quad (6-119) \end{aligned}$$

Durum3:

$$\begin{aligned} \text{srtgr}_{p+1}(f_m) &= \frac{p_L(f_m)}{[p_{AS}(f_{L0})]^p [p_{AS}(qf_1)]} = 2^{p+2}(p+1)^2 \\ &\cdot |H_{p+1}(\underbrace{\pm f_{L0}, \dots, \pm f_{L0}}_p, \pm qf_1)|^2 [R_S(f_{L0})]^p [R_S(qf_1)] G_L(f_m). \quad (6-120) \end{aligned}$$

Durum4:

$$\begin{aligned} \text{srtgr}_2(f_m) &= \frac{p_L(f_m)}{[p_{AS}(pf_{L0})] [p_{AS}(qf_1)]} = 2^3 |H_2(\pm pf_{L0}, \pm qf_1)|^2 \\ &\cdot [R_S(pf_{L0})] [R_S(qf_1)] G_L(f_m). \quad (6-121) \end{aligned}$$