

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÇAPRAZ KONFIGÜRASYONDA SCHOTTKY
KARIŞTIRICI DİODLARIN PERFORMANS
SINIRLAMALARININ BİLGİSAYAR DESTEKLİ
ANALİZİ VE OPTİMİZASYONU**

Elektronik Yük.Müh. Mahruk MAKSUDİ

**F.B.E. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektronik Mühendisliği Programında
hazırlanan**

DOKTORA TEZİ

**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANİZASYON MERKEZİ**

**Tez Savunma Tarihi : 25 Kasım 1993
Tez Danışmanı : Prof.Dr. Filiz GÜNEŞ (Y.T.Ü.)
Jüri Üyeleri : Prof.Dr. Ercan TOPUZ (İ.T.Ü.)
Prof.Dr. Osman PALAMUTÇUOĞLU (İ.T.Ü.)**

İSTANBUL, Kasım 1993

Sevgili Hocam Filiz'e



İÇİNDEKİLER

BÖLÜM I

I.1	Bilgisayar Destekli Nonlinear Mikrodalga Devre Tekniklerinin Günümüzde Önemi ve Diod Karıştırıcı Devreleri	1
I.2	Belli Başlı Nonlinear Mikrodalga Devre Analiz Yaklaşımları	5

BÖLÜM II

II.1	Nonlinear Eleman Devreleri	12
II.2	Schottky Diod Modeli	13
II.2.1	Temel Yapısal Özellikleri	13
II.2.2	Schottk Diodunun Karıştırma Elemanı Olarak Kullanılması	21
II.3	Schottky Diod Karıştırma Performansının Faktörize Edilmesi	26
II.4	Schottky Diodunun Yerel Osilatör (YO) İle Sürülmesi ve Küçük-İşaret Direnci	27
II.4.1	YO İle Sürülen Tek-Diod Karıştırıcının Konik Modeli	27
II.4.2	Schottky Diodların Çapraz Konfigürasyonda Sinüsoidal Akımıyla Sürülmesi ve Küçük-İşaret Eşdeğer Devresi	31

BÖLÜM III

III.1	Karıştırma Frekans Spektrumu	35
III.2	Genel Çapraz Konfigürasyon Denklemleri	36
III.2.1	Çapraz Konfigürasyonun T-Eşdeğeri	36



III.2.2 Tek ve Çift Sıralı Karıştırma Frekansının Ayrılması	39
III.3 Dört Temel Karıştırıcı Devresi	42
III.3.1 Zaman (t -) Domeni Denklemleri	44
III.3.2 Frekans (ω -) Domeni Denklemleri	46
III.3.3 Karıştırıcıların En Kapalı Karakterizasyonu	48

BÖLÜM IV

IV.1 Lineer ve Nonlinear Mikrodalga Devre Gürültü Analizi Temelleri	52
IV.2 Pompalanmış Bir Schottky Gürültü Analizi	58
IV.2.1 Giriş	58
IV.2.2 Pompalanmış Bir Schottky Diodun Gürültü Karakterizasyonu	59
IV.3 Gürültülü Çapraz Karıştırıcı Denklemleri	68
IV.3.1 Zaman (t -) Domeni Denklemleri	68

BÖLÜM V

V.1 Genelleştirilmiş Matris Karakterizasyonu	84
V.1.1 Pasivite	91
V.1.2 Kararlılık	93
V.2 Dönüştürme Performansı	94
V.2.1 İmaj Sonlandırılmasına Göre Optimum Dönüştürme Performansı	100
V.3 Gürültü Performansı	104
V.3.1 Karıştırıcı Gürültü Faktörü Tanımı	104



V.3.2	Eşdeğer Karıştırıcı Gürültü Sıcaklığı	108
V.3.3	Alıcı Ön Katı Gürültü Faktörleri	109
V.3.4	Çapraz Karıştırıcının Gürültü Faktörü ve Optimizasyonu	111

BÖLÜM VI

VI.1 Giriş	116
------------	-----

VI.1.1	Çapraz Karıştırıcıların Performans Formülasyonu	116
VI.1.2	H Tipi Karıştırıcı Performansı	118
VI.1.3	G Tipi Karıştırıcı Performansı	127
VI.1.4	Z Tipi Karıştırıcı Performansı	136
VI.1.5	Y Tipi Karıştırıcı Performansı	142
VI.1.6	Sonuç	150

Kaynaklar

EK

ÖZGEÇMİŞ



TEŞEKKÜR

Bu tezle Yıldız Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalında "Doktora Eğitim ve Öğretim" imi tamamlamış oluyorum. Geriye dönüp baktığımda dört buçuk yıl süren uzun bir yol katetmiş hissediyorum kendimi. Kimi zaman endişe ve kaygılı, kimi zaman zevkli fakat genellikle mutlu ve yapıcı bir ruh hali içinde geçen bu yolculuğumda, varış yerine kadar, bana çok büyük bir süpervizyon ve usta bir rehberlik yapıldığını, açık bir şekilde ifade etmeliyim. Aksi takdirde bu yorucu ve çetin yolu tamamlayamazdım.

Sevgili Hocam, Yıldız Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı Başkanı Sayın Prof.Dr.Filiz GÜNEŞ, size bu örnek hocalık, devamlı süpervizyon ve danışmanlık, daimi teşvik ve yüreklendirmeniz için ve ayrıca hayatımın sonuna kadar saklayacağım "Dostluğunuz" için en derin sevgilerimi, saygılarımı, şükranlarımı ve sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Hocalık ve dostluğunuzun, araya kilometreler girdikten sonra bile aynen süreceğine inancımı ifade etmek isterim.

Tezin yazılmasındaki büyük titizlik, gayret ve emekleri için Sayın Tülay KARATEKİN'e teşekkür ederim.

Ayrıca doktoramın son aşamasında Türkiye'ye gelip bitirmem için anlayış ve müsaadelerini esirgemeyen İran-Semnan Üniversitesi Rektörü Sayın Prof.Dr.Abbas Ali TAHRİYAN ve Bilim Heyeti üyesi Sayın Y.Mühendis Hasan MÜHEB'e özel olarak teşekkür ederim.



Türkiye'de yaptığım lisans, yüksek lisans ve doktora çalışmalarında büyük bir anlayışla ve şefkatle beni destekleyen ailemin her üyesine ayrı ayrı çok teşekkür ederim.

Son, fakat katiyetle en az olmamak üzere Türkiye'de henüz doktorayla tamamlamış olduğum yüksek öğrenimim sırasında, en başından beri daimi desteklerini gördüğüm Hocalarım, Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesinde Sayın Prof.Dr.Mümtaz YILMAZ'a; Sayın Prof.Dr.Osman TONYALI'ya ve Yıldız Üniversitesinde Elektrik-Elektronik Fakültesinde Sayın Prof.Dr.Attila ATAMAN'a çok özel teşekkürlerimi sunarım.



ÖZET

En önemli nonlinear mikrodalga devrelerinden biri, tartışmasız "Karıştırıcı" devrelerdir; en yaygın kullanılan karıştırma elemanı, milimetrik dalga bölgesinin üst sınırına kadar ulaşan performansı ile Schottky diodlarıdır, ve mikrodalga elektronğinde en çok kullanılan konfigürasyonlardan biri de "Dengelenmiş" tip devredir.

Karıştırıcıların performansları genellikle iki bileşen halinde modellenenir:

$$L_c = L_o L_p, F = F_o F_p$$

Burada (L_o , F_o) sırasıyla, öz dönüştürme kaybı, öz gürültü faktörü; diodun nonlinear jonksiyon direncinin dönüştürme kaybı ve gürültüsüdür ve ayrıca Radyo-frekansı (RF) ve Alçak-frekans (AF) kapılarındaki empedans uyumsuzluğunu da içerir. (L_p , F_p) diod parazitik elemanlarının neden olduğu ilave kayıp ve gürültü faktörüdür; çalışmada seri direnç r_s de harcanan (RF) gücünün ve ısı gürültünün performansın kötüleşmesinde ne derece önemli rol oynadığı, eşdeğer devreye r_s de dahil edilerek simüle edilmiştir. Doğal olarak, (L_o , F_o) öz performans bileşenleri Schottky diodunun karıştırma performansının sınırlamalarını tayin etmektedir.

Çalışmada (L_o , F_o) öz performans bileşenleri Z-, Y-, G-, H- tipi çapraz konfigürasyonlarda, imaj frekansı açık devre yada kısa devre sonlandırılmış 8 ayrı karıştırıcı devresinde analiz edilmiştir ve daha sonra genel bir formülasyon çatısı altında birleştirilmiştir. Optimizasyon (i) (RF) ve (AF) kapısı sonlandırmaları (ii) [M]-Genel Devre parametrelerini kontrol eden yerel osilatör (YO) gücü (iii) Devre tipi olarak ele alınmıştır. İki ayrı optimizasyon kriterine



göre, 8 farklı tip karıştırıcı performansları, (RF), (AF) sonlandırmalarının YO gücüne göre değişimleri elde edilmiştir. Ayrıca, Karıştırıcı+AF kuvvetlendiricisinden oluşan mikrodalga alıcı ön katının gürültü performans eğrileri, gürültü faktörü yada gürültü sıcaklığı YO gücüyle değişimleri cinsinden verilmiştir. İkinci eğri ailesi "Performans karşılaştırma" adı altında toplanabilir ve iki ayrı kriterine göre optimize edilmiş performansları, ya da aynı kriter altında karıştırıcı devreleri karşılaştıran eğrilerden oluşmaktadır. Sonucunda dengelenmiş karıştırıcı devreleri performans iyilik derecelerine göre sıralanmışlardır; (RF) ve (AF) sonlandırmaları uygulamada gerçekleştirebilme olanakları tartışılarak verilmişlerdir.



SUMMARY

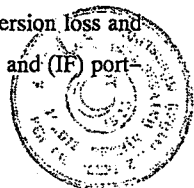
Mixer circuits have been among the most important nonlinear microwave circuits; Schottky diodes with their performances up to millimetric frequency ranges have been among the most popular mixing devices and the balanced circuits have been among the most used types of circuits in the microwave electronics.

A mixer performance can be decomposed into two components:

$$L_c = L_o L_p, \quad F = F_o F_p$$

where the intrinsic loss L_o and noise F_o are due to loss and noise of the nonlinear junction resistance, respectively. The intrinsic performance components (L_o, F_o) include mismatchings at the radio frequency (RF) and the intermediate frequency (IF) ports too. The parasitic loss L_p and noise F_p are caused by the additional loss and noise of the linear and nonlinear diode parasitic elements, respectively. Influences of the dissipated RF power and thermal noise in the diode series resistance r_s are simulated by including it into the equivalent circuits of the diode. Naturally, performance limitations of the Schottky mixing diodes in the lattice configuration are determined by the intrinsic performance components (L_o, F_o).

In this work, the intrinsic performance components have been analyzed, based on the nonlinear microwave circuit theory, for the eight different mixer circuits which are Z-, Y-, H-, G- types of the lattice mixer either the open- or short- circuited image termination, and then combined under an unified framework for computer-aided analysis and optimization. Conversion loss and noise figure are optimized independently with respect to (i) (RF) and (IF) port-



terminations, (ii) local oscillator power which controls the general mixer circuit parameters M , (iii) the circuit type. According to these two different optimization criteria, variations of performances (RF), (IF) terminations with respect to the local oscillator power have been obtained for the eight different mixer circuits. Besides, noise of the microwave receiver front-end which consists of the mixer+IF amplifier combination, have been obtained in terms of the noise figure or noise temperature. The second type of the computer simulation output can be grouped under the name "Performance Comparison Curve" family. This group consists of curves comparing the performances with either the two different optimization criteria or the same criterion but different types of circuits. As the results, the lattice mixer circuits have been ordered with respect to their merit figures and the discussion has been made about the realizations of the necessary port terminations.



BÖLÜM I

1.1. BİLGİSAYAR DESTEKLİ NONLİNEER MİKRODALGA DEVRE TEORİSİNİN (=TEKNİKLERİNİN) GÜNÜMÜZDE ÖNEMİ VE DİOD KARIŞTIRICI DEVRELERİ

Mikrodalga karıştırıcıları, en önemli mikrodalga nonlinear devre olagelmışlerdir, ilk defa 1948'de Whitmer ve Torrey MIT [1] radyasyon laboratuvarı tarafından kurulan mikrodalga diod karıştırıcı devreleri analiz ve optimizasyon teorisi, bugün [2-10] makaleleriyle sağlam bir şekilde tesis edilmiş durumdadır ve genel nonlinear mikrodalga devre teorisine temel oluşturmaktadır ve mikrodalga teknolojisinin gelişmesine paralel olarak konu yaygınlaşmıştır.

Teze teşkil eden ana problemin önemini geniş bir açıdan ortaya koyabilmek için, önce genel olarak nonlinear mikrodalga devrelerinin bilgisayar destekli analiz ve optimizasyonunun günümüz mikrodalga teknolojisindeki- bir diğer ifadeyle Tektaş Mikrodalga Tümlleşik Devre (TMTD) teknolojisi-önemini vurgulayarak, konumu belirlemek yerinde olacaktır.

Apaçık ortada olan ilk durum, mikrodalga devrelerinin gitgide artan minyatürleşmeleridir. Minyatürleşme, ilk aşamada devre alan ve hacimlerinin küçültülmesi biçiminde başlamıştır ve bu belli bir dereceye varan minyatürleşme sağlamıştır, bundan sonraki aşamada daha kuvvetli ve genel tasarım olanaklarına ihtiyaç duyulmaya başlanmıştır. Bu aşamada, nonlinear devre için bilgisayar destekli tasarım (BDT), klasik BDT'nın yarı-empirik yaklaşımlarının genişletilmiş olarak ele alınabilir.

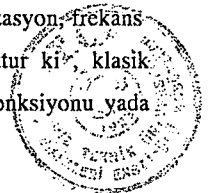


Bugün TMTD teknolojisinin olgunlaşma ve yaygınlaşmasının yakın bir gelecekte hedeflenmesi devre ve sistemlerin geleneksel kavramlarının dramatik bir gelişimiyle bizleri karşı karşıya getirmiştir. Günümüzde bir tek kırkım içine gitgide artan sayıda, birbirleriyle bağlantılı alt-devre sokulmaktadır ki, bu, daha önceden ayrı karakterize edilip tasarlanan alt-devrelerin bileşen olarak muamele edilmesini icabettirmektedir ve sonuçta gitgide artan zorluk getirmektedir. Bu arada, devre-sistem firmaları en fazla gallium arsenide tektaş tümleşik devrelerinin gelişimine öncelik vermişlerdir. Öz fikri şu şekilde ifade edebiliriz: Kullanılır olabilmek ve ihtiyaçlara cevap verebilmek için BDT teknikleri teknoloji gerçeğiyle beraber ilerlemelidir. Bunun anlamı, geleneksel devre-orijinli BDT teknikleri modern-sistem orijinli BDT tekniklerine evrimleşmelidir. Bu durum, nonlinear devre teorisi olanaklarını kullanmayı gerektirmektedir, çünkü sistem performansı daima nonlinear fonksiyon ve çok geniş boyutlu problemlerle uğraşmaya ihtiyaç göstermektedir. Bu görüşü açısında nonlinear BDT, bilgisayar destekli tasarım yöntemlerinin teknolojiye ayak uydurmasında gerekli aşamaya damgasını vurmaktadır.

Günümüzde mikrodalga nonlinear devre teorisinin başlıca problemleri ana hatlarıyla şu şekilde verilebilir:

- Bilinen bir nonlinear devrenin analizi (=Simülasyonu)
- Bir nonlinear devrenin optimizasyonu
- Çok-frekansla uyarma (=İntermodülasyon)
- Frekans dönüştürme (Karıştırma)
- Kararlılık analizi
- Gürültü analizi

Bu problemlerin bazıları-örneğin frekans dönüştürme, gürültü analizi- teknik literatürde çok popüler olmasına karşın, diğerleri üzerinde az çalışılmıştır. Bu cümleden olmak üzere, diod karıştırıcısı simülasyon, optimizasyon, frekans dönüştürme, gürültü analizi üzerine uzun bir literatür mevcuttur ki, klasik çalışmalar [1]....[10]'da verilmiştir. Ayrıca metal-yarıiletken jonksiyonu yada



Schottky-engelli diod karıştırma elemanı olarak kullanılmasının uzun bir tarihi vardır.

Schottky jonksiyonların kullanılması gitgide daha yüksek frekanslara ilerlemiştir, en yüksek çalışma frekansı olarak, Fetterman [11], bir GaAs Schottky diodun 3 THz'de karıştırma yaptığını demonstre etmiştir.

Tezde konu olan karıştırıcı devre konfigürasyonu çapraz konfigürasyondur ki, çok kullanılan bir çift dengeli konfigürasyon tipidir. Dengeli karıştırıcılar yıllardır mikrodalga mühendisliğinin temel bloklarından biri olagelmıştır. İleride daha ayrıntılı bir şekilde ele alınacaktır, temel dengeli olarak karıştırıcı devre yapısındaki mevcut simetri diğer karıştırıcı devrelerine göre şu üstünlükleri kazandırır:

1- Alçak frekansa (AF) dönüştürülmüş genlik modülasyonlu yerel osilatör (YO) gürültüsü AF çıkışında elimine olur.

2- RF işaret ve yerel osilatör (YO) güçleri karıştırıcıya ayrı kapılardan girdiği için, ilaveten bir dipleksere gerek kalmaz. Çift dengeli yapıda ayrıca tek ve çift sıralı karıştırma ürünü frekansları, sırasıyla giriş ve çıkış kapılarında toplanır ki bu durum filtreleme problemini büyük ölçüde indirger.

Bir RF işareti (ω_s) nisbi çok yüksek güçlü bir yerel osilatör işareti (ω_p) ile karıştırıldığı zaman, $\omega_n = n\omega_p + \omega_s$, $n = -\infty, \dots, -1, 0, +1, \dots, +\infty$ ile verilebilen sonsuz adet karıştırma ürünü oluşur. Gelecek kısımda özetleneceği gibi, Harmonik-Dengeleme yöntemi kullanarak nonlinear devreyi, herbiri bir karıştırma ürününe karşı gelen denklem setiyle analiz etmek mümkündür. [1-10] Bu klasik frekans domeni yöntemine alternatif olarak, bir zaman-domeni yaklaşımı kullanarak, bütün karıştırıcının saçılma matrisleriyle modellenmesidir. [12] Kullanılan yöntemden bağımsız olarak, bir karıştırma ürünü frekansında elde edilebilecek güç, RF işaretinden elde edilebilecek güçten asla daha büyük olamaz. [13] Netice olarak, nonlinear elemanları sürmek için gerekli yerel osilatör gücünün hiçbir kısmı, karıştırma ürünü frekanslarına dönüştürülmez. Sonuç olarak, bir

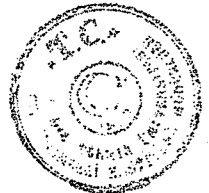


karıştırıcının performansını geliştirebilmek için, nonlineer elemanlar içinde oluşan istenmeyen karıştırma ürünü frekanslarında, iç yada dışarda güç harcanmasına müsaade edilmemelidir. Buna göre istenmeyen karıştırma ürünü frekans bileşenlerinin giriş ve çıkış kapılarındaki filtreleme yöntemine göre dört tip karıştırıcı tipi ortaya çıkmaktadır.

1) Z- 2) Y- 3) H- 4) G-

Z- tipi (Y- tipi) karıştırıcıda istenmeyen karıştırma ürünü frekansları giriş ve çıkış kapılarında açık (kısa) devre edilir, öte yandan H- tipi (G- tipi) karıştırıcı tipi melez karıştırıcı devresidir, diğer bir ifadeyle istenmeyen karıştırma ürünü frekansları girişte açık devre (kısa devre), çıkışta kısa devre (açık devre) edilir. Bu arada frekans spektrumunda RF (ω_{+1})'la aralarında sadece $2\omega_0$ kadar fark olan imaj frekansı (ω_{-1}) karıştırıcı devre teorisinde özel bir öneme sahiptir. Çünkü imaj frekanslı bileşenin gücü RF işaret gücüyle karşılaştırılabilir mertebededir, imaj frekansında güç harcanması indirgenmedikçe, dönüştürmenin yüksek verimliliği mümkün değildir. [13]

Genellikle karıştırıcılar imaj frekansı sonlandırmasına göre iki sınıfa ayrılabilir: Genişbandlı karıştırıcılar ki bu halde imaj frekansı sonlandırılması, işaret frekansı sonlandırmasına eşittir. Darbandlı karıştırıcılar ki imaj frekansı ya açık devre ya da kısa devre sonlandırılır. Çalışmada Z-, Y-, H-, G-karıştırıcıları imaj açık ya da kısa devre sonlandırmalı olmak üzere 8 ayrı tip devrenin bilgisayar simülasyonu elde edilmiş ve dönüştürme kaybı, gürültü ve yerel osilatör gücüne göre bilgisayar optimizasyonu yapılmıştır. Sonuçta, Schottky karıştırıcı diodlarının öz performanları çapraz konfigürasyonda, dönüştürme kaybı, gürültü faktörü; yerel osilatör gücü, devre tipi, imaj frekansı sonlandırmasına göre optimizasyonu elde edilmiştir; bu arada r_s seri diod direnci parametre alınmıştır.



1.2. BELLİ BAŞLI NONLİNEER MİKRODALGA DEVRE ANALİZ YAKLAŞIMLARI

Son yıllarda, mikrodalga teknolojisinde en memnuniyet verici gelişmelerden biri nonlinear mikrodalga devrelerinin analiz için gayet sağlam ve ciddi teorik yaklaşımlar oluşturulmasıdır.

t- Domeni Yaklaşımı

Genel olarak bir nonlinear devreyi tasvir eden t-domeni denklemlerini yazmak doğrudan ve kolaydır. T-domeni teknikleri sadece toplu-parametreli eleman içeren devreleri analiz etmekte pratik olmasına karşılık, dağılmış parametreli eleman olduğundan karmaşık hale gelebilir. Keza kayıplı ya da dispersif transmisyon hatları t-domeninde modellenemez. Buna karşın ideal transmisyon hatlarını t-domeninde modellemek mümkündür, Diod, tranzistor, MESFET,... gibi yarıiletken nonlinear elemanların nonlinear ya da lineer kapasite, self, direnç ve bağımlı kaynak gibi toplu parametreli devre elemanlarıyla eşdeğerlikleri teşkil edilebilir. Sonuç bütün devre, kapasite gerilimleri, endüktans akımlarını ve transmisyon-hat kapı gerilimlerini içeren durum vektörleri ve nonlinear direnç kontrol değişkenleri cinsinden matematiksel tasvir edilebilir.

Kirchhoff'un akım ve gerilim yasalarını, her bir elemanın gerilim-akım bağıntılarıyla birleştirerek, aşağıdaki diferansiyel-fark, sabit katsayılı cebrik denklem sistemi elde edilir: [14]

$$\frac{dx}{dt} = A_1 x + B_1 U + C_1 \frac{dU}{dt}$$



$$X_2 = A_2 x_1 (t - T_i) + B_2 U(t - T_i)$$

$$O = A_{31} x_1 + A_{32} x_2 + B_3 U + F(x, U, t)$$

$$y = A_4 x + B_4 U + C_4 \frac{dU}{dt} \quad (1)$$

Burada

x_1 : Toplu parametrelili Durum Değişkenleri vektörü

x_2 : Dağılmış parametrelili Durum Değişkenleri vektörü

x_3 : Nonlineer dirençlerin Kontrol Değişkenleri vektörü

x : Toplam Durum Değişkenleri vektörü

U : Kaynak vektörü

T_i : Transmisyon hat geciktirmeleri

F : Nonlineer direnç karakteristikleri vektörü

y : Çıkış vektörü

(1) sistemi uygun integrasyon düzeniyle, t -domeninde her iteratif basamakta elde edilen nonlinear cebrik denklemlerin çözümünü gerçekleştirerek çözülür. Başlangıç koşulları olarak genellikle doğru akım analizinin sonuçları kullanılır.

Reel dünya devreleri t -domeninde çalışırlar ve yarıiletken elemanları da "tabii" olarak t -domeninde modellenirler. Bu nedenlerle, t -domeninde çalışan yöntemler simülasyon problemine en tabii, doğrudan ve kolay yaklaşımı temsil etmeleri gerekir. Bununla beraber, t -domeni yöntemleri genellikle önemli iki dezavantaja sahiptirler: t -domeni, mikrodalga lineer alt-devresinin sürekli sinüsoidal çözümü ω -domeninde kolaylıkla elde edilmektedir. Örneğin, frekans bağımlı yayılma katsayısını haiz bir mikroserit hat kadar basit bir elemanın

modellenmesi t -domeniinde hala bir problem teşkil etmektedir.

Elbette, ω -domeni ve t -domeni arasında dönüşüm ve konvolüsyon integralleri mevcuttur, fakat kullanışlılıkları hala gösterilmek zorundadır. İkinci dezavantaj nümerik hesaplamalardaki verimsizliktir. t -domeni denklemlerinin integralini alma temeline dayandırılmış bir yöntem, bilgisayarla hesaplama çabasının büyük bir kısmını "geçici hal" çözümüne harcayacaktır. Oysa, ilgilenilen "sürekli hal" informasyondur. Nümerik hesaplama verimliliği üzerine, sayısal olarak literatürde çeşitli örnekler verilmiştir. Örneğin, kutuplanmış bir FET kadar basit bir devrenin analizi, en iyi t -domeni simülatörlerinden biri SPICE'la sürekli hale ulaşılması en aşağı 10 RF periyodunun ele alınıp hesaplanmasını gerektirmektedir. Bu durum daha karmaşık devreler için daha uzun zaman alacaktır. Bu nedenle devre teorisyenleri "geçici hal" hesaplanmasını kısmen atlayarak sürekli hale daha çabuk ulaşan teknikler geliştirmektedirler [15–17]. Temel olan devrenin periyodik sürekli hale başlayabileceği ilk koşul kümesini hesaplamaktır. Literatürde birçok yöntemler teklif edilmiştir ki, tezin çerçevesi dışında kalmaktadır.

Geçici hal çözümüne kısaltmanın limit biçimi, geçici hali tamamen gözardı etmektir, bu durumda devrenin bütün bilinmeyenleri yine "durum değişken" leri cinsinden ifade edilir, fakat yöntem, durum değişkenin zamanla periyodik değiştiği varsayımına dayandırılır, ve dalga şekilleri skaler bilinmeyenlerden oluşan ayrıntı kümelerle modellenir bu "ayrıklaştırma" işlemi frekans domeninde yapılırsa "Harmonik Dengeleme" yöntemlerine varılır.

Harmonik Dengeleme Yöntemi

Bu yöntem modern NONLINEER BDT (Bilgisayar Destekli Tasarım) tekniklerinde anahtar rolü oynamaktadır, tez çalışmasını teşkil eden karıştırıcı performans sınırlamaları analizinde kullanılacaktır. Burada temellerini ele alalım. İlk adımda devre, lineer ve nonlinear olmak üzere aynı sayıda n_D kapiya sahip

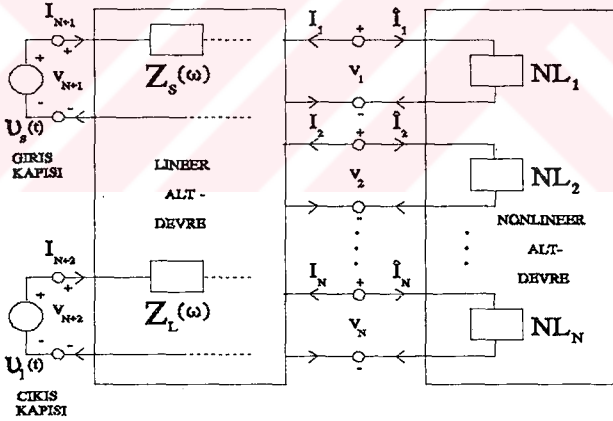


iki çok-kapılı alt-devreye ayrılır [9]. Kapı sayısı n_D , birbirine karşıt iki ihtiyacın arasındaki bir uzlaşma sonucu tesbit edilir. Bir yandan n_D optimum nümerik verimlilik için mümkün olduğunca küçük olması talep edilirken, diğer yandan da n_D 'nin artırılması genellikle nonlineer alt devrenin daha kolay modellenmesini sağlar. (Şekil 1)

Nonlineer elemanlar global I/V, Q/V ya da ψ/I karakteristikleriyle t-domeninde aşağıdaki parametrik formda ifade edilebilir:

$$v(t) = \Phi \left[x(t), \frac{dx(t)}{dt}, \dots, \frac{d^n x(t)}{dt^n} \right]$$

$$i(t) = \Psi \left[x(t), \frac{dx(t)}{dt}, \dots, \frac{d^n x(t)}{dt^n} \right] \quad (2)$$



Şekil 1.1. LİNEER ve NONLİNEER alt devrelere bölünmüş BİR NONLİNEER MİKRODALGA DEVRESİ: Kaynak ve yük empedansları $Z_s(\omega)$ ve $Z_L(\omega)$ lineer alt devre içine sokulmuştur.

Burada v ve i , sırasıyla nonlineer alt devre ani kapı gerilim ve akım vektörleridir, ve x zamana bağlı durum değişkenleri matrisidir. Φ ve ψ nonlineer fonksiyon matrisidir, analitik ya da nümerik olarak bilinmektedir. Lineer alt devre ω -domeninde modellenir:

$$A(\omega)V(\omega) + B(\omega)I(\omega) + D(\omega) = 0 \quad (3)$$

Burada A ve B devre matrisleridir, V ile I sırasıyla kapı gerilim ve akım fazörü vektörleridir ve D kaynak fonksiyonu matrisidir.

Sürekli Periyodik Hal çözümü için, durum-değişken dalgaları aşağıdaki biçimde ifade edilebileceği varsayılır:

$$x(t) = \sum_{k=-N_H}^{N_H} X_k e^{jk\omega_p t}, \quad X_k^* = X_{-k} \quad (4)$$

Burada ω_p periyodik zaman rejiminin temel ana frekansdır. (4)'den anlaşılacağı üzere, sürekli periyodik hal çözümü tamamen X_k alt vektörlerinin teşkil ettiği X durum değişken fazörü vektörüyle tayin edilir.

Şimdi devre analiz problemi X durum vektörünü, t -domeni denklemleri (2) ve ω -domeni denklemlerini (3) her $\omega = k\omega_p$ ($0 \leq k \leq N_H$)'da sağlayacak şekilde bulmaktır. (2)'yi iç içe Fourier transformu kullanıp (3)'de yerine koyarak, aşağıdaki nonlineer denklem sistemi elde edilir.

$$E(X) = 0 \quad (5)$$

E 'nin k . alt vektörü



$$E_k(X) = A(k\omega_p)\Phi_k(X) + B(k\omega_p)\Psi_k(X) + D(k\omega_p) \quad (6)$$

(6), $0 \leq k \leq N_H$ olmak üzere $k\omega_p$ de harmonik–dengeleme hata kümesidir. Bu hata kümesi $\chi(t)$, sonsuz sayıda harmonik yerine, nümerik hesaplamak için sonlu sayıda harmonik alınması nedeniyle oluşmaktadır.

(5), $N=n_D (2N_H+1)$ reel bilinmeyen için aynı sayıda reel denklem setidir. Böylece nonlinear devrenin zorlanmış çözümü matematiksel olarak tasvir edilmiştir. Verilen topolojideki devre için, $D(k\omega_p)=0$, $k \neq 0$ için (A ve B verilmiştir) sadece dc çözüm mevcut olacaktır. Devrenin, temel frekansın bazı değerleri için statik olmayan çözümleri olabilir, bu durumda ω_p 'yi de ilave bir bilinmeyen olarak ele alınmasını gerektirir. Sonuçta geri kalan bilinmeyen biri keyfi seçilir (örneğin bir harmoniğin faz açısı) ve elektriksel rejim zaman orijindeki kaymayla değişmez. Bununla beraber, bu durum mikrodalga mühendisliği uygulamaları için alışılmamıştır. En sık yapılan elektriksel rejimin temel frekansı ω_p 'yi tesbit edip, üretmektir. Sonraki aşamada, problem, BDT açısından serbest devre parametrelerinin optimizasyonuna dönüşür.

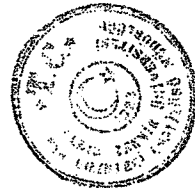
"Harmonik Dengeleme" yöntemi, lineer ve nonlinear elemanların simülasyonlarını kullanan doğru direkt yaklaşım olmanın üstünlüklerine sahiptir. Bu yöntem, teknik literatürde bir "kuvvetli nonlinear mikrodalga devresinin" analiz ve performans optimizasyonu için çok sık kullanılmaktadır. Uygulamalar, küçük ayrıntılar dışında anlatılan genel temellere dayanır. Harmonik Dengeleme'nin uygulandığı devrelere örnek olarak hemen tranzistörlü güç kuvvetlendiricileri, tranzistör ya da diod kullanan karıştırıcılar ve harmonik üreteçleri verilebilir.



Volterra-Seri Yaklaşımı

Volterra-seri yaklaşımı, çok sayıda küçük güçlü keyfi frekanslarla uyarılan, nonlineerliği zayıf olan devrelerin analizinde ve bilhassa intermodülasyon karakteristiklerini tayin etmek için kullanılır. Bu yaklaşım ayrıntılı [9]'da verilmiştir. Çalışmada "Harmonik Dengeleme" yöntemi kullanılmıştır, dolayısıyla bu yaklaşım tez konusu dışında kalmaktadır.

Anlatılan üç yöntem de t-domeni analizi, harmonik dengeleme analizi ve Volterra-seri yaklaşımı- toplu parametrelili devre talep etmektedir. Diğer bir ifadeyle, nonlineer elemanların ki bizim halimizde bir yarıiletken metal jonksiyonu (Schottky)'dur, lineer ya da nonlineer kapasite, endüktans, direnç, bağımlı kaynaklardan oluşan eşdeğer devrelerle temsil edilmeleri gerekmektedir. Gelecek bölümde bir nonlineer eleman modellenmesinin temel prensipleri verilecektir. Daha sonra Schottky diodunun büyük-ışaret ve küçük-ışaret eşdeğer devreleri verilecektir. Son olarak Schottky diodunun performansının faktörize edilmesi anlatılacaktır.



BÖLÜM II

II.1. NONLİNEER ELEMAN MODELLERİ

IMPATT'lar ve GUNN ya da transfer edilmiş elektron elemanları gibi transit (geçiş)-zaman elemanları dışındaki yarıiletken elemanları için kuvazistatik modelleme kullanılır. Kuvazistatik varsayıma göre, eşdeğer devredeki nonlinear eleman değerlerinin kontrol gerilim ya da akımlarındaki değişimle gecikmesiz anında değişirler. Bu varsayım, lineer devre teorisinde de zımnen kullanılmaktadır. Örneğin bir kapasite üzerindeki yük, uçlarındaki gerilimdeki değişimle anında değişmektedir. Kapasite, nonlinear ise, diferansiyel kapasite değeri kontrol gerilimiyle anında değişir.

Kuvazistatik varsayım, yarıiletken eleman eşdeğer devrelerini sadece toplu parametrelili lineer ve nonlinear elemanlar kullanarak oluşturmamızı sağlar ve lineer devre teorisinin tekniklerinin birçoğunu, nonlinear devrelerin en aşağı "lineer alt bölümüne" uygulanabilir yapar. Kuvazistatik varsayım en aşağı 100 GHz'lere kadar geçerlidir [9].

Kuvazistatik varsayımın bir diğer üstünlüğü de elemanların küçük-ışaret modellerinin, bazı elemanlarının gerilim yada akım bağımlılıklarının ilave edilerek ve bazen model topolojisindeki küçük değişikliklerle büyük-ışaret modellerine dönüştürülebilmeleridir. Modeldeki her eleman gerilim yada akım bağımlılığı vermek gerekli değildir; çünkü genellikle eşdeğer devre elemanlarının birçoğunun nonlinearliği zayıftır ve lineer varsayılabilir.

İyi bir eleman modelinden beklenen apaçık talep, geniş bir frekans bandı boyunca yeterli doğrulukta olmasıdır. Doğruluğun geniş bir frekans bandı boyunca muhafaza etmesinin nedeni önemli karıştırma ürünleri ve harmonikleri geniş bir frekans bölgesine yayılabilesidir. Genellikle daha karmaşık



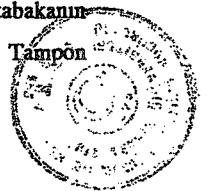
topolojiler daha doğrudur, bununla beraber karmaşıklığı ve sonucu hesaplama zorluğunu minimize etmek amacıyla genellikle en basit yeterli modeli kullanılır. Hesaplama zorluğu çok ehemmiyetlidir, çünkü birçok nonlinear analiz birçok, belki binlerce devre denkleminin hesabını talep eder. Dolayısıyla gereksiz karmaşık modeller aşırı bilgisayarla hesaplama maliyeti getirebilir.

Yarıiletken modellerinden beklenen bir diğer talep, model parametrelerinin aşırı zorluksuz tayin edilebilmelerinin mümkün olabilmesidir. Bir yarıiletken elemanın nonlinear karakterizasyonu genellikle birçok ölçme talep eder. Ölçme prosedürü zor ve aşırı çok sayıda adımdan oluşmuşsa, netice devrenin tasarım maliyeti artar ve doğruluk derecesi düşebilir. Çok yüklü ölçmeler talep eden bir nonlinear teknik yaygın olarak kabul görmez, çünkü tasarımcıyı işlemden "kestirme" lere gitmeye heveslendirir. Neticede teorik çok doğru olan daha karmaşık bir teknik pratikte doğru uygulanmış daha az doğru olabilir.

II.2. SCHOTTKY DİOD MODELİ

II.2.1. Temel Yapısal Özellikleri

Şekil 2.1. bir Schottky diodunun genel yapısını göstermektedir ve çoğu Schottky elemanları birbirine benzer. Diod, yüksek iletkenliği haiz n tipli (n^+) bir alt-tabaka üzerinde imal edilir, çünkü pratik n -tipi (katkılanmış) yarıiletkendeki elektron hareketliliği p -tipi yarıiletkendekine göre çok yüksektir. Mikrodalga Schottky elemanlarında yaygınca n -tipi yarıiletken kullanılır. Düşük seri direnç temin edebilmek ve alt-tabakadaki katkıların, proses esnasında epitaksiyel tabakaya difüzyon yoluyla geçmesini önlemek için, alt-tabakanın üstünde çok saf, yüksek iletkenliği haiz n^+ tampon tabaka oluşturulur. Tampon



tabaka birkaç mikron kalınlığındadır, tampon ve alt-tabaka mümkün mertebede yüksek katkıya sahiptir, GaAs için genellikle yaklaşık olarak 10^{18} atom/cm³ ve silisyum için daha fazladır.

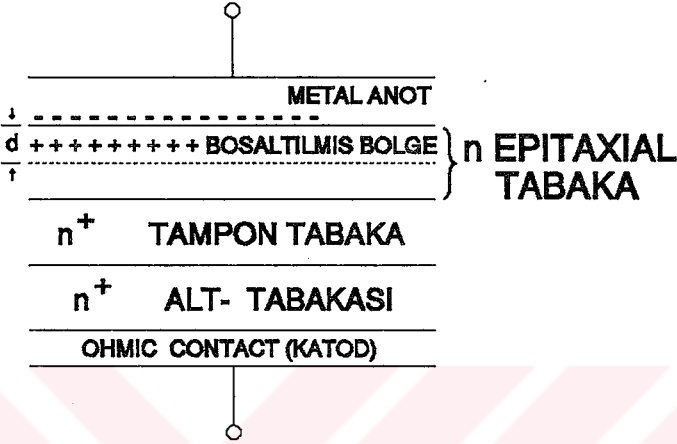
Tampon tabaka üzerine bir n epitaxial tabaka oluşturulur. GaAs karıştırıcı diodlarında epitaxial tabaka genellikle 1000–1500 Å kalınlığında olup, 1×10^{17} den 2×10^{17} cm⁻³ gibi katkılanma değerine sahiptir.

Metal anodun epitaxial tabakaya teması doğrultucu fonksiyonu teşkil eder. GaAs diodların imal edilmesinde platinum ve titanyum en yaygın kullanılan materyallerdir, güvenilirliklerinin iyi olmamasına karşın altın ve alüminyumda kullanılmaktadır. Anot materyal kırmığının üst yüzeyini nadiren tamamen kaplar, amaçlanan uygulama için jonksiyon kapasite ve seri direncinin uygun kombinezonunu veren anot boyut ve biçimi seçilir.

Dairesel anotlu mikrodalga diodları, milimetrik–dalga uygulamalar için çapı 1,5µm, mikrodalga uygulamaları için 10–20 µm civarında yapılır. Pratik gayeler için, bir tek kırmığının üst yüzeyinde çok sayıda anot tanımlanır ve bir SiO₂ tabakasıyla birbirlerinden izole edilirler. En alt tabakadan minimum parazitlik endüktif ya da kapasitif etkiyle katot, metal anoddan anod ucu alınır.

Schottky jonksiyonunun iletim ve kapasitesinin fiziği burada anlatılmayacaktır, [10] ve [18] bu konuda klasikleşmiş kaynaklardır. Kısaca, metalle yarıiletken kontağı metalin yarıiletken bakan yüzeyinde birçok serbest elektron toplanmasını sağlar, karşılığı yarıiletken bölge serbest elektronlardan hemen hemen arınmış olup sadece pozitif yüklü donör atomlarının yer aldığı "boşaltılmış bölge" içermektedir. Metal–yarıiletken jonksiyonunun her iki tarafında eşit ve zıt yükler, daha fazla elektron hareketine karşı koyan elektrik alanı oluşturur, ve denge durumuna ulaşılır. Aynı zamanda bu elektrik alanı nedeniyle, nötr yarıiletkenle metal arasında bir difüzyon potansiyeli oluşur.





Şekil 2.1. Schottky Diod Enine Kesiti

Boşaltılmış bölge kalınlığı d katkılama yoğunluğu ve yarıiletkenin materyal parametreleri cinsinden bulunabilir. [10], [18]:

$$d = \left(\frac{2\phi\epsilon_s}{qN_d} \right)^{1/2} \quad (2.2.1)$$

Burada ϕ difüzyon potansiyeli ki metal ve yarıiletken iş fonksiyonları farkına eşittir. N_d katkıların a yoğunluğu, ϵ_s yarıiletken dielektrik sabiti, q elektron yükü, $1,6 \times 10^{-19}$ C olur.

Jonksiyonu ters yönde kutuplayacak şekilde bir dc gerilim (örneğin negatif kutup anoda bağlanır) uygulanırsa, anod tarafında daha fazla elektron toplanır ve boşaltılmış bölge genişler. Kutuplanmış boşaltılmış bölgenin



genişliği;

$$d = \left(\frac{2(\phi - V)\epsilon_s}{qN_d} \right)^{1/2} \quad (2.2.2)$$

Burada V uygulanan gerilim ki, ters yönde kutuplama halinde negatif olarak tanımlanır. (2.2.2)'den görüleceği gibi, ters kutuplama gerilimi arttırıldıkça, boşaltılmış bölge genişler, anoda daha fazla elektron hareket eder, geride ionlaşmış donör atomları şeklinde daha fazla pozitif yük kalır.

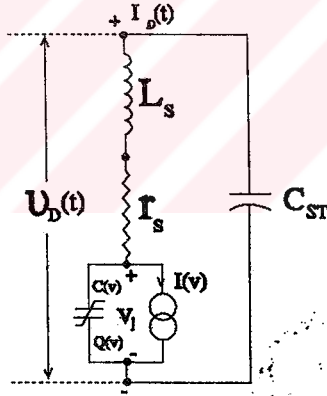
Benzer şekilde, diod ileri yönde kutuplandığı takdirde, boşaltılmış bölge daralır ve daha az yük depolanır. Dolayısıyla negatif bir gerilim anodda daha fazla yük depo ederken, pozitif bir gerilim onu indirger. Bu nedenle, jonksiyon nonlineer bir kapasite gibi çalışır.

İleri kutuplama arttırıldıkça, jonksiyondaki elektrik alan zayıflar ve elektronlara daha az bir engel oluşturur. Bu nedenle, daha çok sayıda elektron potansiyel engelini geçecek yeterli ısı enerjisiye sahiptir. Akım engel enerjisinden daha büyük enerjiye sahip elektron sayısı ile orantılıdır ki, bu sayı engel yüksekliğinin üstel bir fonksiyonudur. Dolayısıyla, elemanın I/V karakteristiği yarıiletken elemanlarda en kuvvetli nonlineer fonksiyonlardan biri olan bir üstel fonksiyondur. İletimin hemen hemen tamamıyla engel üzerinden elektronların termoyonik emisyonu neticesi oluşması nedeniyle, Schottky-engelli diodu, sık sık çoğunluk taşıyıcı eleman olarak isimlendirilir. Bu çalışma modu pn jonksiyonuyla zıt teşkil etmektedir. Çünkü, pn jonksiyonlarında iletim azınlık taşıyıcıları tarafından kontrol edilir ve anahtarlanma süresi azınlık taşıyıcı ömür süreleri tarafından sınırlandırılmıştır.

Schottky diodların çoğunda, epitaxial tabaka normal çalışmada hiç bir zaman tamamıyla boşaltılmış değildir, bu durum en yüksek ters kutuplama

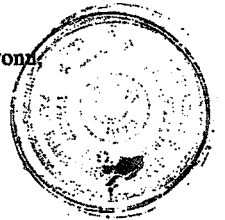


gerilimlerinde bile geçerlidir. Neticesinde boşaltılmış bölgeyle tampon tabaka arasında daima bir kısım boşaltılmamış epitaxial materyal mevcuttur, bu durum bilhassa ileri kutuplama altında ve boşaltılmış bölge dar iken çok açık ortaya çıkmaktadır. Bu materyalin alt tabakaya kıyasla nisbeten yüksek bir dirence sahip olması nedeniyle, diod jonksiyonuna seri parazitik bir direnci temsil etmektedir. Karıştırıcılarda ve harmonik üretmede, *çözdürme potansiyel* kayıp mekanizmasını teşkil eder. Böylece Schottky diod eşdeğer devresi üç elemandan oluşmuştur, ikisi nonlineerdir: bunlar jonksiyon kapasitesi ve iletkenliğidir, üçüncü elemanı parazitik seri direnci R_s 'de nonlineerdir, fakat genellikle lineer sabit değerli bir direnç gibi muamele edilebilir [1-10]. Şekil 2.2 bir Schottky diodunun yeterli doğrulukta toplu parametrelili eşdeğer devresini göstermektedir [1-10] ki paketlenme parazitikleri uc endüktansı L_s ve kaçak kapasitesi C_{ST} de ilave edilmiştir.



Şekil 2.2. Schottky Diodun Eşdeğer Devresi

Epitaxial bölge üniform olarak katkılanmışsa, jonksiyon yük fonksiyonu,



$$Q(V) = -2C_{JO}\phi(1 - V_J/\phi)^{1/2} \quad (2.2.3)$$

dır; [9,10,18] küçük-ışaret jonksiyon kapasiteside

$$C(V) \triangleq \frac{dQ(V)}{dV} = \frac{C_{JO}}{\left(1 - \frac{V_J}{\phi}\right)^{1/2}} \quad (2.2.4)$$

olarak verilebilir, burada ϕ difüzyon gerilimi ve C_{JO} sıfır kutuplama kapasitesidir. V_J , jonksiyon ileri-yönde kutuplandığı zaman pozitif, aksi takdirde negatif tanımlanır. (2.2.3) ve (2.2.4) denklemleri epitabaka katkılanması üniform ise gayet geçerlidir. Epitabaka katkılanması üniform değilse, (2.2.4) üniformsuzluk kuvvetli olmadığı sürece geçerlidir ve paydaki üst değiştirilir. Diod jonksiyon kapasitesinin genel ifadesi;

$$C(V) \triangleq \frac{dQ(V)}{dV} = \frac{C_{JO}}{\left(1 - \frac{V_J}{\phi}\right)^\gamma} \quad (2.2.5)$$

olarak verilebilir; burada γ , (2.2.5)'in ölçülen jonksiyon kapasitesine mümkün en iyi uyacak şekilde seçilir. Örneğin, epitabakada katkılanma jonksiyondan olan mesafeyle lineer arttığı "lineer olarak sınıflandırılmış" jonksiyonlar için $\gamma=1/3$ dür.

Katkılama çok kuvvetli üniformsuzluğa sahipse, (2.2.5) kapasiteyi, ters-kutuplama bölgesinde geniş bir bölgede yetkilendirilebilir. Bu durumda (2.2.5)

jonksiyon karakteristiğini farklı parametrelerle parça tasvir için kullanılabilir.

Bir Schottky jonksiyonun I/V karakteristiği, iletimin hemen hemen engel üzerinden elektronların termoionik emisyonuyla oluştuğu varsayımı altında basit bir bağıntıyla ifade edilebilir. Tünel olayı gibi diğer mekanizmalar da vukubulur, fakat oda sıcaklığı civarında çalışan, orta katkılama yoğunluklarına sahip Schottky diodların çoğu için termoionik emisyon geçerlidir ve ölçmelerle gayet iyi uyusmaktadır. Bir Schottky-engelli diodun I/V karakteristiği pn jonksiyon diodunkıyla aynı genel formdadır:

$$I(V) = I_{sat} [e^{(qV_s/\eta kT)} - 1] \quad (2.2.6)$$

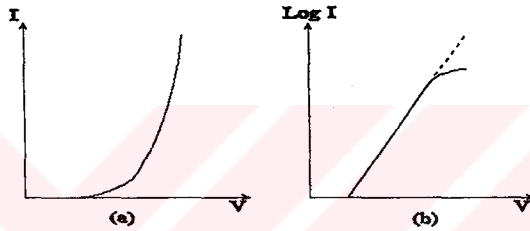
(2.2.6) bazen "jonksiyon yasası" olarak isimlendirilir. (2.2.6)'da elektron yükü ($=1,6 \times 10^{-19} \text{C}$); k Boltzmann sabiti ($1,37 \times 10^{-23} \text{ J/K}$); T mutlak sıcaklıktır, η jonksiyonundaki önlenmeyen idealden ayrılmalar ve termoionik emisyon teorisinin kestiremediği ikincil fenomenayı hesaba katmak için kullanılır. Dolayısıyla η daima 1.0'den büyüktür, iyi yapılmış bir diodda η 1.20'den küçüktür. I_{sat} , "akım parametresi" diye adlandırılan orantı katsayısıdır. (2.2.6)'ya göre $I(V) = I_{sat}$, $V \rightarrow \infty$ olduğu için, ters saturasyon akımıdır ve aşağıdaki biçimde ifade edilebilir: [9,10,18]

$$I_{sat} = A^{**} T^2 W_j e^{-q\phi_b/kT} \quad (2.2.7)$$

Burada A^{**} modifiye edilmiş Richardson sabiti; W_j jonksiyon alanı ve ϕ_b volt olarak engel yüksekliğidir ki, difüzyon potansiyelinden yaklaşık 0.1V daha büyüktür. A^{**} silisyum için $96 \text{ A cm}^{-2} \text{ K}^{-2}$, GaAs için $4,4 \text{ A cm}^{-2} \text{ K}^{-2}$ 'dir. Yük oluşumu



ve yüzey koşullarında idealden ayrılma gibi ikincil etkiler nedeniyle I_{sat} (2.2.7)'de verilen değerinden önemli ölçüde ayrılabilir. Bununla beraber bazı genel neticeler çıkarabilmek için (2.2.7) kullanılır. Örneğin GaAs'da Richardson sabiti, silisyum için olandan daha düşüktür ki bu I/V karakteristiğinin GaAs diodlar için, Si diodlarından daha yüksek gerilimlerde büküldüğünü gösterir. Şekil 2.3 a ve b bir Schottky diodun I/V karakteristiğini sırasıyla lineer ve yarılogaritmik eksen takımında göstermektedir.



Şekil 2.3. Bir Schottky diodun I/V Karakteristiği

a) Kartezyen Koordinatlarda

b) Yarılogaritmik Koordinatlarda

Diod tasarımında yada seri üretimindeki mükemmellikten ayrılmaları, yarılogaritmik koordinatlardaki temsili olan doğrudan akımın küçük değerlerine karşı düşen sapmayla teşhis edilmiş durumdadır. Şekil (2.3.b)'de akım yüksek değerinde düz doğrudan ayrılma parazitik seri dirençteki gerilim düşümü nedeniyle. Keza, uç endüktansı ve kaçak kapasitesi gibi, paketlenmeden gelen parazitik etkiler ihmal edilirse ki genellikle ihmal edilebilir değerdedirler, bu durumda pozitif gerilim için diod akım-gerilim bağıntısı;



$$v_D(t) = i_D(t)r_s + \frac{1}{\alpha} \ln \left(1 + \frac{i_D(t)}{I_s} \right) \quad (2.2.8)$$

olarak verilebilir, burada boşaltılmış bölge yük birikimi etkisi hesaba katılmamıştır; keza $V_j \geq \Phi$ olduğu durumda boşaltılmış bölge kalınlığı $d=0$ olur. (2.2.8)'den, diod iletim akımının büyük değerlerinde, parazitik seri dirençteki gerilim düşümünün toplam diod gerilimine katkısı analitik olarak görülmektedir.

Yüksek ters kutuplama geriliminde, jonksiyon "çığ" olayından bozulur. Çığ gerilimi, katkılama yoğunluğu düştükçe artar, fakat aynı zamanda parazitik seri direncin değeri de artar. Dolayısıyla, düşük r_s ve yüksek ters-bozulma gerilimi arasında bir optimizasyona ihtiyaç vardır. GaAs diodlar genellikle silicien diodlardan daha büyük ters-bozulma gerilimlerine sahiptirler, kısmen GaAs daha yüksek elektron hareket yeteneği nedeniyle, daha düşük katkılanma oranlarında daha düşük seri dirence müsaade ettiği için olabilir.

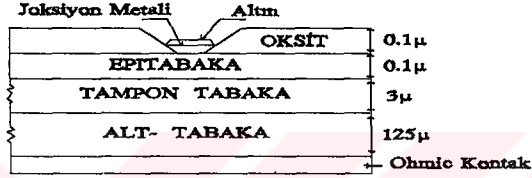
II.2.2. Schottky Diodunun Karıştırma Elamanı Olarak Kullanılması

Hemen hemen azınlık taşıyıcı etkilerinden tamamen arındırılmış olması nedeniyle, Schottky diodu birçok hızlı anahtarlama elemanıdır. Dolayısıyla, bir diod karıştırıcıda kullanmak için gayet uygundur ki, sık sık bir yüksek-frekans anahtarı olarak idealize edilir. Bugün karıştırıcı diodlarının hemen hepsi Schottky diodlarıdır, birkaç yıl öncesinin alternatif elemanı : nokta temaslı diodları bugün artık kullanılmaz olmuşlardır.

Bugün, mümkün en iyi dönüştürme kaybı ve gürültü faktörü için çok yüksek kaliteli Si Schottky diodları düşük maliyetlerde mevcuttur, GaAs diodları orta maliyetlerde elde edilebilir. Bugünkü teknoloji, 1000 GHz'ün üstünde karıştırma yapabilecek diodların seri üretimini yapabilmektedir.



Şekil 2.4 bir nokta–matris karıştırıcı diodunun enine kesitini göstermektedir. Diodun düşeysel yapısı Şekil 2.1.'de gösterilen identik, fakat jonksiyon alanı kesinlikle anot tarafından tanımlanır. Anot dairesel bir benek oluşturur, böyle birçok, hatta bazı hallerde de binlercesi bir kırmığın üst yüzeyinde muntazam bir patern oluştururlar. Bu beneklerin herbirine gayet keskinleştirilmiş uçlu iletkenlerle bağlantı yapılır.



Şekil 2.4. Bir Nokta–Matris Diodun Enine Kesit–Tipik Karıştırıcı Uygulamaları İçin Boyutlar Verilmiştir.

Karıştırıcı devrelerde, karıştırıcı diodu değişken–direnç diodu, (dolayısıyla bazen variable resistor teriminin kısaltılmışı "varistor" olarak isimlendirilir) ya da bir anahtar olarak kullanılır. Anahtarda bir zaman diliminde sonsuz, diğerinde sıfır değerlerini alan değişken bir direnç olarak ele alınabilir. Jonksiyonun kutuplama koşullarında küçük–işaret iletkenliği (2.2.6) ile verilen nonlineer (I – V) karakteristik ifadesinin türevi alınarak bulunabilir:

$$g_J(V_J) \triangleq \frac{dI_J}{dV_J} = I_S (\alpha e^{\alpha V_J}) \quad (2.2.9)$$

Burada $\alpha = q/\eta kT$ (V^{-1}), V_J jonksiyon geriliminin kutuplama bileşenidir ki,



genel olarak zamanla değişken bir gerilimdir. Küçük işaretinin "küçüklük" mertebesi, $\overline{\Delta v(t)^2} \ll \overline{V_J^2(t)}$ ile tayin edilebilir, başka bir ifadeyle $V_J(t) + \Delta v(t)$ nin karşılığı toplam jonksiyon akımı iyi bir yaklaşıklıkla aşağıdaki kesik Taylor serisiyle verilebilir:

$$I_J = I(V_J(t) + \Delta v(t)) \approx I(V_J(t)) + \left. \frac{dI}{dV_J} \right|_{V_J(t)} \Delta v(t)$$

ya da küçük-ışaret akımı,

$$\Delta i(t) \approx I(V_J(t) + \Delta v(t)) - I(V_J(t)) \approx g_J(V_J(t)) \Delta v(t) \quad (2.2.10)$$

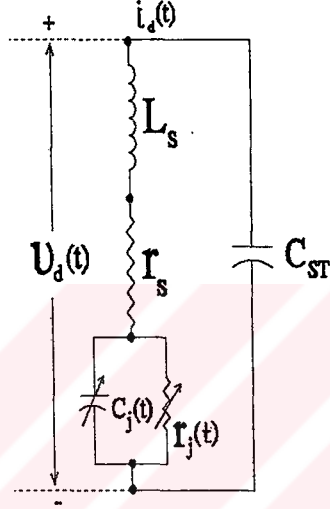
şeklinde. (2.2.10)'dan açıkça görülmektedir. Jonksiyonun kutuplama koşullarını pertürbe eden işarete karşı davranışı, $g_J(V_J(t))$ ile verilen zamanla değişen lineer direnç (ZDLD) davranışına eşdeğerdir şeklinde özetlenebilir.

Hemen hemen bütün yüksek frekans Schottky karıştırıcı diodları üniform olarak katılanmıştır, dolayısıyla jonksiyon küçük-ışaret kapasitesi için verilen (2.2.5) analitik ifadesi genellikle geçerlidir.

Şekil 2.5, Schottky diodunun küçük-ışaret eşdeğer devresini vermektedir. Şekil 2.2 büyük-ışaret eşdeğer devresinde nonlineer jonksiyonunun küçük-ışaret eşdeğeri koyularak elde edilmiştir. Burada $r_f(t)$ jonksiyonun küçük-ışaret direncidir:



$$r_J(t) \triangleq \frac{1}{g_J(t)} = \frac{1}{I_s(e^{\alpha V_J(t)})} \quad (2.2.11)$$



Şekil 2.5. Schottky Diodun Küçük-İşaret Eşdeğer Devresi

Şekil 2.5'de, $C_j(t)$ küçük-ışaret jonksiyon kapasitesidir:

$$C_J(t) = \frac{C_{JO}}{\left(1 - \frac{V_J(t)}{\Phi}\right)^\gamma} \quad (2.2.12)$$

Burada γ katkılama profilinin üniform ya da uzaklıkla lineer olmasına bağlı olarak, sırasıyla (1/2) ya da (1/3) değerlerine sahiptir.

Şekil 2.5'de r_s seri direncinin dc $\log I$ - γ karakteristiğinden tayin edilen



değerinden farklı olmasına neden olan üç etki vardır:

- 1) Dioddaki ısı zaman-sabitleri,
- 2) Diod materyalinin RF deri etkisi,
- 3) Boşaltılmış-tabaka kalınlığının gerilime bağımlı olması.

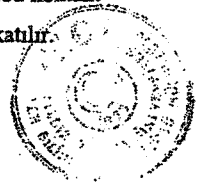
Alçak frekanslarda ölçülmüş küçük-ışaret jonksiyon direncinin diodun test işaretiyle ısıtılmasının neden olduğu bir negatif bileşen ihtiva ettiği gösterilmiştir:[19]

$$r_{ef}^A = \frac{dv_J}{di_d} = \left. \frac{\partial v_J}{\partial i_d} \right|_T + \left. \frac{\partial v_J}{\partial T} \right|_{i_d} \cdot \frac{dT}{di_d} \quad (2.2.13)$$

$$r_{ef} = r_{ef}^A + \left. \frac{\partial v_J}{\partial T} \right|_{i_d} \cdot \frac{dT}{di_d} \quad (2.2.14)$$

(2.2.13)'ün sağ tarafındaki ikinci terim, test işaretiyle aynı fazda değişen diod sıcaklığının neden olduğu negatif bileşendir. 10MHz'un üstündeki frekanslarda, tecrübi neticeler, genellikle diodların ısı zaman sabitlerin, sıcaklıklarının hesaba alınacak kadar değişmesini önerirler ve sadece r_m değeri ölçülür [19]. Buradan, dc log I-V eğrisinden tayin edilen r_s değeri mikrodalga frekanslarda gözlenecek gerçek sabit sıcaklık değerinden küçüktür.

RF deri etkisi dioda seri R_{deri} direnç bileşenini ilave eder. $R_{deri} \propto \sqrt{f}$ ile orantılıdır ve diod geometri ve direnç özelliklerinden kestirilebilir. Diod kontakt iletkeni de önemli bir deri direncine sahiptir ki, R_{deri} içinde hesaba katılır.



Boşaltılmış bölge kalınlığı jonksiyon gerilimine bağlıdır, dolayısıyla seri dirence boşaltılmamış bölgenin katkısı da gerilim bağımlı olacaktır. Çalışmamızda bu gerilim bağımlılığın karıştırıcı performansı ihmal edilebilir olduğu varsayıldı.

II.3. SCOHTTKY DİOD KARIŞTIRMA PERFORMANSININ FAKTÖRİZE EDİLMESİ

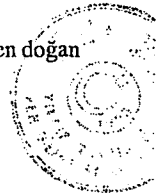
Karıştırıcı dönüştürme kaybı RF kaynağından elde edilebilecek maksimum gücün AF yükünde absorbe edilen güce oranı olarak tanımlanır ve aşağıdaki formda ifade edilebilir. [21],[22]:

$$L_c = L_o L_p \quad (2.3.1)$$

Öz dönüştürme kayıp bileşeni L_o diodun nonlineer jonksiyon direncinde oluşan dönüştürme prosesinden doğan kayıptır ve RF ve AF kapılarında empedans uydurmamak nedeniyle olan kayıplarıda içerir. Parazitik kayıp bileşeni L_p diodun parazitik elemanlarının varlığı nedeniyle olan kayıptır ki, önceden anlatıldığı gibi belli başlı diod parazit elemanları nonlineer jonksiyon kapasitesi ve seri direncidir. Benzer şekilde karıştırıcı gürültü faktörü de faktörize edilebilir [21],[22]:

$$F = F_o F_p \quad (2.3.2)$$

F_o yerel osilatörle (YO) sürülen diodun nonlineer direncinin gürültüsünden doğan



gürültü faktörü bileşenidir. F_p , parazitik diod elemanların varlığı nedeniyle gürültü faktörü bileşenidir. F_p ye diod seri direncinin ısı gürültü kaynağı en önemli katkırı yapar. Ayrıca nonlinceer jonksiyon kapasitesinin etkisi, genellikle gürültü faktörünü kötüleştirmek biçimindedir [22].

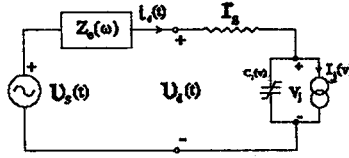
(2.3.1-2) ifadeleriyle Schottky diodunun kayıp ve gürültü faktöründen oluşan karıştırma performansı faktörize edilmiş bulunmaktadır. L_o öz kayıp ve F_o öz gürültü faktörü bileşenleri, tabii olarak Schottky diodunun karıştırma performansının sınırlarını tesbit etmektedir. Çalışmada L_o, F_o öz performans bileşenleri Z-, Y-, G-, H- tipi çapraz konfigürasyonlarda imaj frekansı açık ya da kısa devre sonlandırılmış olarak 8 ayrı karıştırıcı devresinde analiz edilmiştir, sonra karıştırıcılar ya kaybı ya da gürültüsü minimum olacak şekilde optimize edilmiştir. İki ayrı optimizasyon kriterine göre, karıştırıcı devre performansları ve (RF), (AF) sonlandırmalarının YO gücüne göre değişimleri bilgisayarla elde edilmiştir. Sonuç olarak, karıştırıcı devreleri performans iyilik derecelerine göre sıralanmıştır. Ayrıca her karıştırıcı devresinin performansına r_s diod seri direncinin etkisi de analiz edilerek ilave edilmiştir.

II.4. SCHOTTKY DİODUN YEREL OSİLATÖR (YO) İLE SÜRÜLMESİ VE KÜÇÜK-İŞARET DİRENCİ

II.4.1.YO İle Sürülen Tek-Diod Karıştırıcının Kanonik Modeli

Harmonik-dengeleme teknikleri diod karıştırıcıların büyük- ve küçük-ışaret olmak üzere, her iki analiz içinde ideal olarak uygundur. Geçekte, harmonik-dengeleme teknikleri mikrodalga devreleri dünyasına, özellikle karıştırıcı analizi amacıyla girmiş ve sonradan diğer tip devreleri uygulanmıştır.

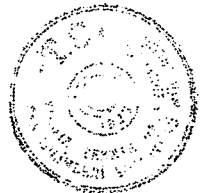




Şekil 2.6. YO ile Sürülen Tek-Diod Karıştırıcının Kanonik Modeli

Şekil 2.6 karıştırıcının YO uyarılmasında bir kanonik modelini göstermektedir. Bu modelde, YO uyarma kaynağı bir Theve'nin eşdeğeriyle temsil edilmiştir. $u_s(t)$ bir dc bileşen de içerebilir, $Z_c(\omega)$ eşdeğer empedansı da YO frekansı ω_p ve harmoniklerde bütün kaynak ve yük empedanslarını temsil eder. Jonksiyon akımı $I_f(V_f)$ ve kapasitesi, sırasıyla, (2.2.6) ve (2.2.12) ile verilmektedir. Şekil 2.6'daki nonlinear mikrodalga devresini, lineer ve nonlinear iki alt devreye makul bir ayırma, kapasite ve bağımlı akım kaynağı paralel kombinezonunu nonlinear alt-devre ve seri direnç r_s ve eşdeğer empedans $Z_c(\omega)$ lineer alt-devre yapmak biçiminde olacaktır. Büyük-ışaret harmonik dengeleme analizinin amacı küçük-ışaret jonksiyon iletkenliği $g_f(V_f(t))$, ve kapasite $C_f(V_f(t))$ dalga şekillerini elde etmektir. Uç gerilimiyle $v_d(t)$ 'de bazen ilgilenilir, $v_d(t) = v_s(t) + r_s \cdot i_d(t)$ den bulunur, burada $i_d(t)$ 'nin rezistif jonksiyon akımı $i_f(V_f(t))$ ile kapasite jonksiyon akımının $i_c(V_f(t))$ toplamına eşittir.

$$i_d(V_f(t)) = i_f(V_f(t)) + i_c(V_f(t))$$



$$i_d(V_J(t)) = I_{sat} \left(e^{(qV_J(t)/\eta kT)} - 1 \right) + \frac{dQc}{dt}$$

$$i_d(V_J(t)) = I_{sat} \left(e^{(qV_J(t)/\eta kT)} - 1 \right) + \frac{C_{JO}}{\left(1 - \frac{V_J(t)}{\phi} \right)^{\gamma}} \cdot \frac{dV_J(t)}{dt} \quad (2.4.1)$$

Pompanılmış bir diodda birkaç diğer büyüklükle de ilgilenilir. YO giriş empedansı aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$Z_{gr,YO} = \frac{V_{d1}}{I_1} \quad (2.4.2)$$

Burada V_{d1} ve I_1 sırasıyla $v_d(t)$ ve $I(t)$ 'nin ana harmonik bileşenleridir. Gerçekte "empedans" temel olarak lineer bir kavram olduğu için, nonlineer bir devrenin giriş empedansı tanımlanamaz; bununla beraber (2.4.2) ile verilen $Z_{gr,YO}$ güç transferi optimize etmek için kaynak empedansının uydurulması gereken değerdir. $Z_{gr,YO}$ $v_s(t)$ 'nin şiddetinin kutuplama geriliminin ve $Z_c(\omega)$ 'nın ana harmonik YO frekanslarda değerlerinin fonksiyonudur. Diodda harcanan YO gücü;

$$P_d = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_d(t) I(t) dt \quad (2.4.3)$$



olarak verilebilir, T ana harmonik YO dalga şekillerinin periyodudur. Karıştırıcının RF uyarım gücü YO gücünden çok daha küçük olduğu için, RF gücü ihmal edilebilir. P_d gücünün YO tarafından tedarik edilen kısmı,

$$P_{d,YO} = P_d - V_{d,o} I_o \quad (2.4.4)$$

dır, burada $V_{d,o}$ ve I_o sırasıyla $v_d(t)$ ve $I(t)$ 'nin dc bileşenleridir. YO verimi;

$$\epsilon_{YO} = \frac{P_{d,YO}}{P_{\max,YO}} \quad (2.4.5.)$$

olarak verilir, burada $P_{\max,YO}$ YO'dan elde edilebilecek maksimum güçtür. ϵ_{YO} terimi, karıştırıcının YO gücünü ne kadar iyi kullandığını gösterir, $Z_c(\omega p) = Z_{\text{gir},YO}^*$ ise, ve harmonik frekanslardaki empedanslar reaktif ise, $\epsilon_{YO}=1$ dir. YO verimliliği yaklaşık bir kavramdır; bütün YO gücü dioadda harcanmış olsa bile, C_j ve g_j 'yi verimli değiştirmek için kullandığının kesin bir garantisi yoktur. Mamafih, pratik durumlarda yüksek YO verimliliği genellikle YO gücünün verimli kullanıldığına işaret eder ve düşük YO verimi daima YO gücünün harcandığını gösterir. Stracca [23] dengelenmiş karıştırıcıların performansını yerel osilatör dioda seri bir rezonatörle kuple olduğu zaman ele almıştır. Resonatör yerel osilatör harmoniklerine yüksek bir empedans sunmaktadır ve karıştırıcı sinüsoidal akımla pompalanmaktadır. Bu durumda, karıştırıcının dönüştürme kaybında, sinüsoidal gerilimle pompalamaya göre bir gelişme kaydedilmiştir. [23]

Bu çalışmada yerel osilatör, sinüsoidal akım sürme devresi şeklinde kullanılmıştır.



II.4.2. Schottky Diodların Çapraz Konfigürasyonda Sinüsoidal Akımıyla Sürülmesi ve Küçük-İşaret Eşdeğer Devresi

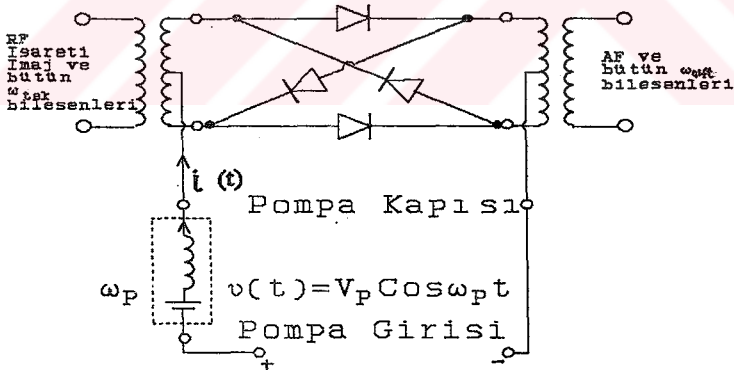
Şekil 2.7(a) ve (b) sırasıyla, çapraz konfigürasyon karıştırıcının pompalanma devresini ve eşdeğerini göstermektedir. Karıştırıcı;

$$i(t) = 2I_p \cos \omega_p t \quad (2.4.6)$$

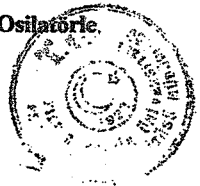
ile pompalandığına göre, bir diodun içinden akan akım ;

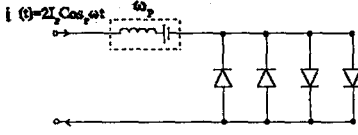
$$i_D(t) = \frac{I_p}{2} \{1 + S(t)\} \cos \omega_p t \quad (2.4.7)$$

verilebilir. Burada I_p bir diod YO akımının tepe değeridir. $S(t)$

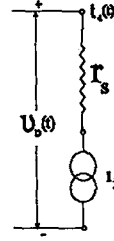


Şekil 2.7 (a) Schottky Diodlarının Çapraz Konfigürasyonda Yerel Osilatörle Sürülmesi





**Şekil 2.7 (b) Eşdeğer Yerel
Osilatör Devresi**



**Şekil 2.7 (c) Diod
Eşdeğer Devresi**

bir anahtarlanma fonksiyonudur ve aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır:

$$\begin{aligned} S(t) &= 1 & -\pi/2 \leq \omega_p t \leq \pi/2 \\ S(t) &= -1 & \pi/2 \leq \omega_p t \leq 3\pi/2 \end{aligned} \quad (2.4.8)$$

Şekil 2.7(c)'de büyük-ışaret analizinde kullanılan eşdeğer, diod devresini göstermektedir. Buna göre bir diodun uçlarındaki gerilim, nonlinear bağımlı akım kaynağının (2.2.6) no'lu $I(V)$ bağıntısını kullanarak aşağıdaki biçimde verilebilir:

$$v_D(t) = i_D(t) r_s + \frac{1}{\alpha} \ln \left(1 + \frac{i_D(t)}{I_s} \right) \quad (2.4.9)$$

Zamanla Periyodik Değişen diod küçük-ışaret direnci, (2.4.9) i kullanarak;



$$r(t) \triangleq \frac{dv_D}{di_D} = \frac{1}{\alpha I_s} \left(\frac{1}{1+i_D(t)/I_s} \right) \quad (2.4.10)$$

elde edilir. (2.4.7) ile verilen diod pompa akımını (2.4.10)'da yerine koyarak, diod küçük-ışaret direnci;

$$r(t) = r_s + \frac{r_b}{1+X(t)+X(t)S(t)} \quad (2.4.11)$$

olarak bulunur. Burada, r_b diodunun orijindeki küçük-ışaret direncidir;

$$r_b = \frac{1}{\alpha I_s}$$

$X(t)$ 'de

$$X(t) = X \cos \omega_p t \quad \text{ve} \quad X = I_p / 2I_s \quad (2.4.13)$$

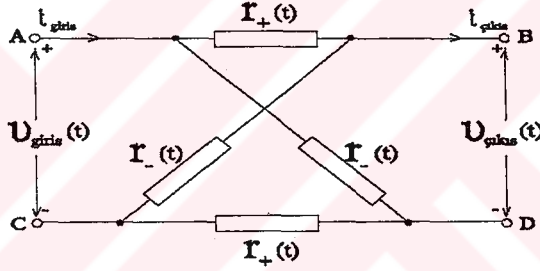
dır. Şekil 2.7(a)'dan görüleceği gibi diodların pozitif YO yarı-periyodunda sadece paralel diod çifti iletim yönünde iken, geri kalan ikisi (çapraz çift) tıkanma yönünde olacak şekilde bağlanmışlardır. Negatif YO yarı-periyodunda ise, işlem tersine çevrilir. Paralel ve çapraz diodların çalışmaları arasındaki bu 180° faz farkı, küçük-ışaret direnç ifadelerinin sırasıyla aşağıdaki şekilde olmasını gerektirir:



$$r_+(t) = r_s + \frac{r_b}{1 + X(t) + X(t)S(t)} \quad (2.4.14)$$

$$r_-(t) = r_s + \frac{r_b}{1 - X(t) + X(t)S(t)} \quad (2.4.15)$$

Buna göre, Schottky diodlarının çapraz konfigürasyonda küçük-ışaret eşdeğer devresi Şekil 2.8'de verilmiştir.



Şekil 2.8. Schottky Diodlarının Çapraz Konfigürasyonda Küçük-İşaret Eşdeğer Devresi



BÖLÜM III

III.1. KARIŞTIRMA FREKANS SPEKTRUMU

Bir karıştırıcı devrenin amacı, informasyon taşıyan işaretin frekansını başka bir frekansa dönüştürmektir. Bu proses, ω_q frekanslı işareti ω_p frekanslı yerel osilatör işaretiyle bir nonlinear elemanda birleştirilerek yapılır. Neticede, $n\omega_p \pm m\omega_q$, m ve n birer pozitif tam sayı olmak üzere genel bir formülle verilebilen, toplam ve fark frekanslardan ibaret çok karmaşık bir frekans spektrumu oluşur.

Yerel osilatör seviyesi işaret seviyesinden çok yüksek ise ki pratikte en az 20 dB- bu halde karıştırıcı cevap spektrumu aşağıdaki forma indirgendigi gösterilebilir:[1-10].

$$m\omega_p \pm \omega_q \quad m=0,1,2,\dots \quad (3.1.1)$$

En yaygın uygulamada karıştırıcı bir yüksek frekansı (mikrodalga yada milimetre dalga) nisbeten çok daha alçak bir frekansa $\omega_o = \omega_p - \omega_q$ alçak frekans 70 MHz ya da 30 MHz- düşürmek için kullanılır.

Çıkış frekansı ω_o bağımsız değişken seçilirse, (3.1.1) karıştırma frekans spektrumu şu şekilde ifade edilir.

$$\omega_n = n\omega_p + \omega_o \quad n = -\infty, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (3.1.2)$$

(3.1.2)'de $n < 0$ ve $|n| > 1$ olan frekanslar negatif olarak ifade edilmişlerdir,



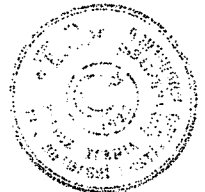
karşılığı pozitif frekans ve ilgili akım ve gerilimler kompleks eşlenik olarak elde edilebilir. Şekil (3.1.) verilen (3.1.2) notasyonu literatürde Saleh [2] ile kullanılmaya başlamış ve sonra A.B.D.'den araştırmacılar tarafından yaygın olarak kullanılmıştır. (3.1.2) notasyonuna göre RF işaret frekansı $\omega_q = \omega_{RF} = \omega_{+1} = \omega_p + \omega_o$, çıkış (alçak frekans) $\omega_{Af} = \omega_o$ ve imaj frekansı $\omega_i = -\omega_{-1} = \omega_p - \omega_o$ dır. (Şekil 3.1)

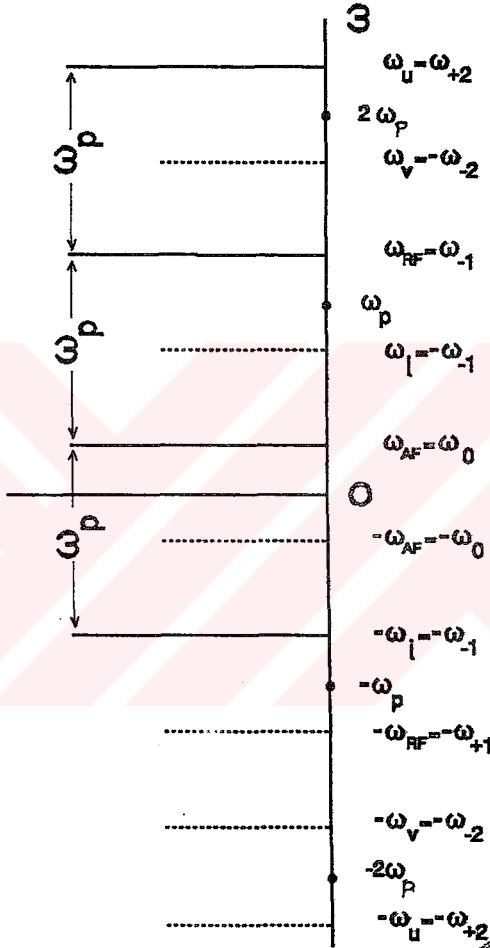
Son bileşene spektrumdaki pozisyonu dolayısıyla imaj frekansı adı verilmiştir ve karıştırıcılar için çok önemlidir. RF işaretine yakınlığı dolayısıyla, bilhassa dar bandlı halde, filtreleme problemi ortaya çıkarır. Şayet giriş (RF) gücünün bir kısmı bu frekansa dönüşerek harcanacak olursa, Page bağıntısı [13] gereğince çalışma dönüştürme kaybı artar. Çapraz Karıştırıcılar içinde, imaj frekansı sonlandırılması RF frekansın sonlandırmasına eşit olursa (=geniş bandlı karıştırıcı) dönüştürme kaybı için elde edilebilecek en düşük değer 3dB'dır. [24]

III.2. GENEL ÇAPRAZ KONFIGÜRASYON DENKLEMLERİ

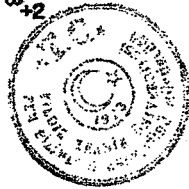
III.2.1. Çapraz Konfigürasyonun T-Eşdeğeri

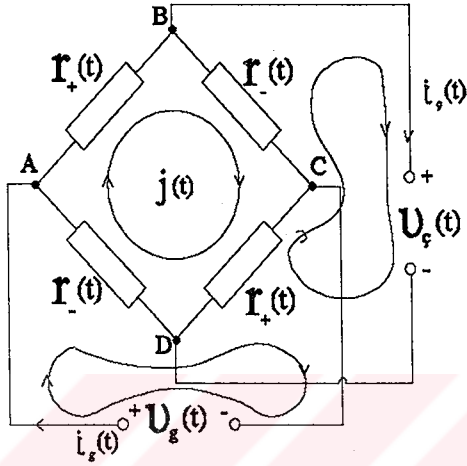
Şekil 3.2(a)'da çapraz konfigürasyonun halka bağlantı eşdeğeri verilmiştir. Halka karıştırıcı devredeki üç bağımsız çevre denkleminde, $J(t)$ halka çevre akımını elimine edilerek, giriş, çıkış akım ve gerilimleri arasında aşağıdaki bağıntılar elde edilir:



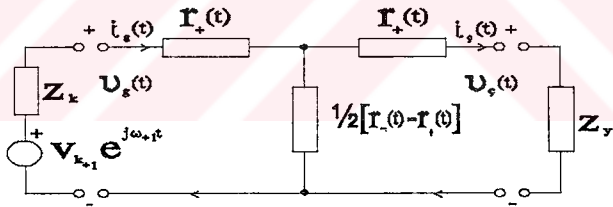


Şekil 3.1. Karıştırma Frekans Spektrumu ve Kullanılan Notasyon





Şekil 3.2(a) Halka Bağlantı Eşdeğer Devre



Şekil 3.2 (b) T-Eşdeğer Devre



$$v_g(t) = \frac{1}{2}[r^-(t) + r^+(t)]i_g(t) + \frac{1}{2}[r^-(t) - r^+(t)]i_f(t) \quad (3.2.1)$$

$$v_f(t) = \frac{1}{2}[r^-(t) - r^+(t)]i_g(t) + \frac{1}{2}[r^-(t) + r^+(t)]i_f(t) \quad (3.2.2)$$

(3.2.1) ve (3.2.2) denklemlerini veren eşdeğer devre Şekil 3.2(b)'de verilmiştir.

III.2.2. Tek ve Çift Sıralı Karıştırma Frekanslarının Ayrılması

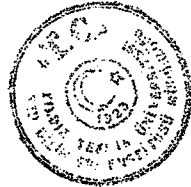
$r^+(t)$ ve $r^-(t)$, (2.4.14) ve (2.4.15) ile verilen zamanla periodik değişen lineer (ZPDL) direnç fonksiyonları, pompa frekansı ω_p 'nın tek ve çift sıralı frekanslarını içeren iki bileşenin toplamı olarak ifade edilebilir:

$$r^+(t) = r_{\text{çift}}(t) + r_{\text{tek}}(t) \quad (3.2.3)$$

$$r^-(t) = -r_{\text{tek}}(t) + r_{\text{çift}}(t) \quad (3.2.4)$$

Buradan;

$$r_{\text{çift}}(t) = \sum_{n \text{ çift}} r_n e^{jn\omega_p t} = \frac{1}{2} \left[r(t) + r\left(t + \frac{\pi}{\omega_p}\right) \right] \quad (3.2.5)$$



$$r_{tek}(t) = \sum_{n \in k} r_n e^{jn\omega_p t} = \frac{1}{2} \left[r(t) - r\left(t + \frac{\pi}{\omega_p}\right) \right] \quad (3.2.6)$$

elde edilir. $r^+(t)$ ve $r^-(t)$ periodik fonksiyonları arasındaki 180° lık faz farkı, $r_{tek}(t)$ bileşenleri arasında 180° lık faz farkına neden olmuştur. (3.2.3) ve (3.2.4)'ü (3.2.1-2)'de yerine koyarak aşağıdaki denklem çifti elde edilir:

$$V_{K+1} e^{j\omega_p t} \equiv Z_K i_g(t) + r_{çift}(t) i_g(t) + r_{tek}(t) i_\varphi(t) \quad (3.2.7)$$

$$0 \equiv Z_Y i_\varphi(t) + r_{çift}(t) i_\varphi(t) + r_{tek}(t) i_g(t) \quad (3.2.8)$$

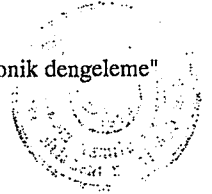
Burada $v_g(t) \equiv V_{K+1} e^{j\omega_p t} - Z_K i_g(t)$ ve $v_\varphi = -Z_Y i_\varphi(t)$ kullanılmıştır ve $Z_K i_g(t)$ ve $Z_Y i_\varphi(t)$ terimlerinin tanımları aşağıdadır:

$$Z_K i_g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{Kn} I_{gn} e^{j(n\omega_p + \omega_0)t} \quad (3.2.9)$$

$$Z_Y i_\varphi(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{Yn} I_{\varphi n} e^{j(n\omega_p + \omega_0)t} \quad (3.2.10)$$

Burada Z_{Kn} , Z_{Yn} sırasıyla kaynak ve yük empedanalarının $\omega_n = n\omega_p + \omega_0$ frekansına karşı düşen değerleridir; I_{gn} ve $I_{\varphi n}$ sırasıyla giriş ve çıkış akımlarının $\omega_n = n\omega_p + \omega_0$ frekansındaki fazörel bileşenleridir.

(3.2.7-8) denklem çiftinden $i_g(t)$ ve $i_\varphi(t)$ akımları "harmonik dengeleme"



yöntemiyle bulunur. Uygulamada Z_K ve Z_Y her bir karıştırma ürünü frekansında tanımlanır ve temel karıştırıcı devreleri $Y-$, $Z-$, $H-$, $G-$ elde edilir.

(3.2.7) ve (3.2.8) denklem çiftinden cebrik eliminasyonla sadece giriş ve çıkış akımlarını içeren denklemler elde edilir. Buna göre sadece $i_f(t)$ 'i içeren denklem:

$$\begin{aligned} \{[Z_K + r_{\text{çift}}(\theta)][Z_Y + r_{\text{çift}}(\theta)] - [r_{\text{tek}}(\theta)]^2\} i_f(t) &\equiv r_{\text{tek}}(\theta) V_{K+1} e^{j\omega_p t} \\ &\equiv \sum_{n \text{ tek}} r_n V_{K+1} e^{j(n+1)\omega_p + \omega_o} t \end{aligned} \quad (3.2.11)$$

(3.2.11)'in sağ tarafı ω_p frekansının sadece çift katlarını içermektedir. Eşitliğin gerçekleşebilmesi için sol tarafta $i_f(t)$ 'nin sadece çift sıralı karıştırma frekanslarını içermelidir:

$$i_f(t) = i_{\text{çift}}(t) = \sum_{n \text{ çift}} I_n e^{j(n\omega_p + \omega_o) t} \quad (3.2.12)$$

Benzer şekilde sadece $i_g(t)$ 'i bulunduran denklem,

$$\begin{aligned} \{[Z_K + r_{\text{çift}}(\theta)][Z_Y + r_{\text{çift}}(\theta)] - [r_{\text{tek}}(\theta)]^2\} i_g(t) \\ \equiv [Z_Y + r_{\text{çift}}(\theta)] V_{K+1} e^{j\omega_p t} \end{aligned} \quad (3.2.13)$$

mütaalasından $i_g(t)$ 'nin da sadece tek sıralı karıştırma frekanslarını içermesi gerektiği sonucu çıkartılabilir:



$$i_g(t) = i_{tek}(t) = \sum_{n \text{ tek}} I_n e^{j(n\omega_p + \omega_o)t} \quad (3.2.14)$$

karıştırıcı sabit empedanslarla sonlandırıldığından giriş ve çıkış gerilimleri sırasıyla $v_g(t)$ ve $v_c(t)$ de,

$$v_g(t) = v_{tek}(t) = \sum_{n \text{ tek}} V_n e^{j(n\omega_p + \omega_o)t} \quad (3.2.15)$$

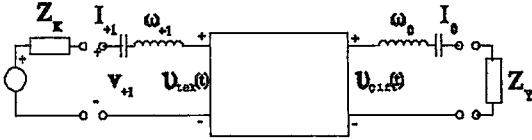
$$v_c(t) = v_{çift}(t) = \sum_{n \text{ çift}} V_n e^{j(n\omega_p + \omega_o)t} \quad (3.2.16)$$

yazılabilir.

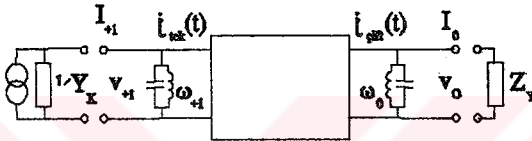
III.3. DÖRT TEMEL KARIŞTIRICI DEVRESİ

Girişteki tek-sıralı, çıkıştaki çift-sıralı karıştırma frekanslarını band dışı etmenin dört temel yöntemi vardır: Giriş ve çıkış frekanslarının sırasıyla açık-kısa, kısa-kısa, açık-kısa ve kısa-açık devre edilmeleri. Böylece elde edilmiş dört tip karıştırıcı Şekil 3.3'de verilmiştir ve her bir tip karıştırıcı ω_{+1} radyo frekans işaretini (RF), ω_o alçak frekans dönüştürmektir, bunlar sırasıyla Z-, Y-, H-, G- karıştırıcı diye adlandırılır.

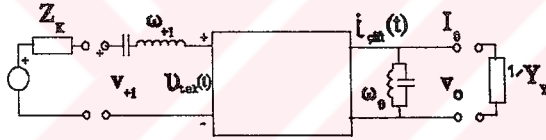




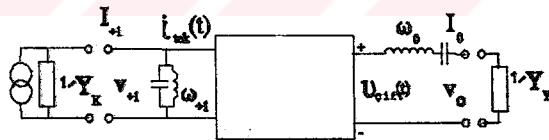
(a) Z - Karıştırıcısı



(b) Y - Karıştırıcısı



(c) H - Karıştırıcısı



(d) G - Karıştırıcısı

Şekil 3.3. Dört Temel Karıştırıcı Devresi

Karierler "Çapraz Konfigürasyona" karşı düşmektedir.



III.3.1. Zaman (t-) Domeni Denklemleri

Genel bir Z- karıştırıcı (t-domeni) denklemleri Şekil (3.2-b)'deki T-Eşdeğer devresindeki Z_K giriş, Z_Y çıkış sonlandırmaları band dışı sırasıyla tek ve çift sıralı karıştırma frekansları açık devre edecek şekilde tanımlayarak (3.2.7) ve (3.2.8) denklemlerinden elde edilir:

$$\begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{çift}(t) & r_{tek}(t) \\ r_{tek}(t) & r_{çift}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ i_{çift}(t) \end{bmatrix} \quad (3.3.1)$$

Burada $v_g(t) = v_{tek}(t) = V_{+1} e^{j\omega_1 t} - Z_K i_{tek}(t)$ ve $v_c(t) = v_{çift}(t) = -Z_Y i_{çift}(t)$ dir. Benzer şekilde genel Y-karıştırıcı (t-domeni) devre denklemleri, Z-karıştırıcının dulai olarak elde edilir:

$$\begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ i_{çift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{çift}(t) & g_{tek}(t) \\ g_{tek}(t) & g_{çift}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} \quad (3.3.2)$$

Burada $g_{tek}(t)$ ve $g_{çift}(t)$, $g(t)=1/r(t)$ iletkenlik fonksiyonunun sırasıyla tek sıralı ve çift sıralı karıştırma frekanslarını içeren kısımlarıdır:

$$g(t) = g_{tek}(t) + g_{çift}(t) \quad (3.3.3)$$

ve $g_{tek}(t)$ ve $g_{çift}(t)$ fonksiyonları cisinden ve tersi bağıntılar aşağıda verilmiştir;



$$g_{çift}(t) = r_{çift}(t) / [r_{çift}^2(t) - r_{tek}^2(t)] \quad (3.3.4)$$

$$g_{tek}(t) = -r_{tek}(t) / [r_{çift}^2(t) - r_{tek}^2(t)] \quad (3.3.5)$$

$$r_{çift}(t) = g_{çift}(t) / [g_{çift}^2(t) - g_{tek}^2(t)] \quad (3.3.6)$$

$$r_{tek}(t) = -g_{tek}(t) / [g_{çift}^2(t) - g_{tek}^2(t)] \quad (3.3.7)$$

Genel bir H- karıştırıcısı t-domaini devre denklemleri, Z_K 'yi band dışı frekansları açık- Z_Y 'yi band dışı çift frekansları kısa-devre edecek şekilde tanımlayarak T-eşdeğer devresinden türetilir ve (3.3.1)'ya da (3.3.2)'den direnç ya da iletkenlik fonksiyonunun cinsinden t-domaini denklemleri elde edilir:

$$\begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ i_{çift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{çift}(t) - \frac{r_{tek}^2(t)}{r_{çift}(t)} & \frac{r_{tek}(t)}{r_{çift}(t)} \\ -\frac{r_{tek}(t)}{r_{çift}(t)} & \frac{1}{r_{çift}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} \quad (3.3.8)$$

$$\begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ i_{çift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{g_{çift}(t)} & -\frac{g_{tek}(t)}{g_{çift}(t)} \\ \frac{g_{tek}(t)}{g_{çift}(t)} & g_{çift}(t) - \frac{g_{tek}^2(t)}{g_{çift}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} \quad (3.3.9)$$



Benzer şekilde genel G- karıştırıcı t-domeni devre denklemleri H- karıştırıcının duali olarak elde edilir:

$$\begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{çift}(t)} & -\frac{r_{tek}(t)}{r_{çift}(t)} \\ \frac{r_{tek}(t)}{r_{çift}(t)} & r_{çift}(t) - \frac{r_{tek}^2(t)}{r_{çift}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ i_{çift}(t) \end{bmatrix} \quad (3.3.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{çift}(t) - \frac{g_{tek}^2(t)}{g_{çift}(t)} & \frac{g_{tek}(t)}{g_{çift}(t)} \\ \frac{g_{tek}(t)}{g_{çift}(t)} & \frac{1}{g_{tek}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ i_{çift}(t) \end{bmatrix} \quad (3.3.11)$$

III.3.2. Frekans (w-) Domeni Denklemleri

(3.2.12. 14-15-16) ile verilen sırasıyle çift ve tek akım, gerilim ifadelerini genel H-karıştırıcı zaman domeninde yerine koyarak ve harmonik dengeleme yöntemi kullanarak genel H-karıştırıcı frekans domeni denklemlerini elde ederiz:



$$\begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ I_{+2} \\ V_{+1} \\ I_0 \\ V_{-1} \\ I_{-2} \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ H_{+2,+2} & H_{+2,+1} & H_{+2,0} & H_{+2,-1} & H_{+2,-2} & \cdot \\ H_{+1,+2} & H_{+1,+1} & H_{+1,0} & H_{+1,-1} & H_{+1,-2} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ H_{-2,+2} & H_{-2,+1} & H_{-2,0} & H_{-2,-1} & H_{-2,-2} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ V_{+2} \\ I_{+1} \\ V_0 \\ I_{-1} \\ V_{-2} \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (3.3.12)$$

Burada H-Dönüştürme matrisinin elemanları aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned} H_{m,n} = H_{n,m}^* &= \left\langle \left[r_{\text{çift}}(t) - \frac{r_{\text{tek}}^2(t)}{r_{\text{çift}}(t)} \right] e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle \\ &= \left\langle \frac{1}{g_{\text{çift}}(t)} e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle \quad m,n \text{ tek} \end{aligned} \quad (3.3.13)$$

$$\begin{aligned} H_{m,n} = H_{n,m}^* &= \left\langle \frac{1}{r_{\text{çift}}(t)} e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle \\ &= \left\langle \left[g_{\text{çift}}(t) - \frac{g_{\text{tek}}^2(t)}{g_{\text{çift}}(t)} \right] e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle \quad m,n \text{ çift} \end{aligned} \quad (3.3.14)$$

ve

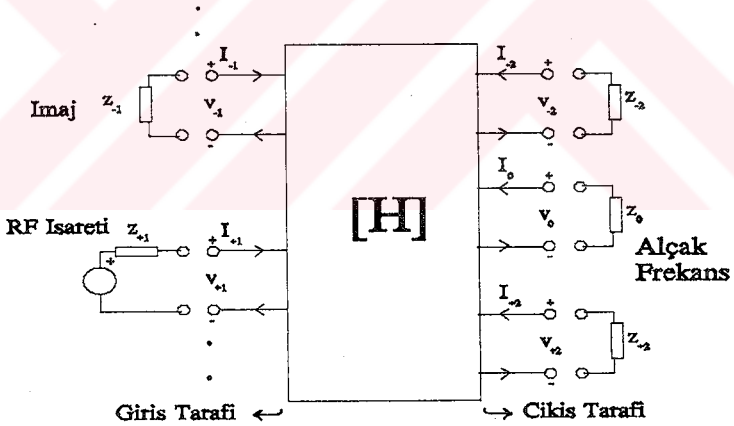


$$H_{m,n} = -H_{n,m}^* = \left\langle \frac{r_{tek}(t)}{r_{çift}(t)} e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle$$

$$= \left\langle \frac{g_{tek}(t)}{g_{çift}(t)} e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle \quad m_{tek}, n_{çift} \quad (3.3.15)$$

III.3.3. Karıştırıcıların N-Kapılı Karakterizasyonu

(3.3.12) denklem seti, H-matrisiyle karakterize edilen bir N-kapılı matematiksel olarak modellemektedir. Öyle ki giriş tarafındaki her bir kapı tek sıralı bir karıştırma frekansı, çıkış tarafındaki her bir kapı çift sıralı bir karıştırma frekansına karşı düşmektedir. (Şekil 3.3)



Şekil 3.3. Genel H-Karıştırıcının N-Kapılı Temsili



H-devre tipi karıştırıcı RF işaret (ω_{+1}) gücünü AF işaret (ω_0) gücüne dönüştürmekte kullanıldığında, imaj frekanslı ($-\omega_{-1}$) karıştırma ürünü, RF işaret (ω_{+1}) e ($2\omega_0$) gibi çok yakın olduğundan performansında önemli rol oynar. Dolayısıyla Z_n sonlandırma empedansları ω_{+1} , ω_{-1} , ω_0 dışındaki frekanslarda sonsuz tanımlanarak N-kapılı 3-kapılıya indirgenir.

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_0 \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{+1,+1} & h_{+1,0} & h_{+1,-1} \\ -h_{+1,0}^* & h_{0,0} & h_{0,-1} \\ h_{+1,-1} & -h_{0,-1} & h_{-1,-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_0 \\ I_{-1} \end{bmatrix} \quad (3.3.16)$$

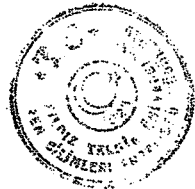
İmaj frekansı sonlandırma denklemi $I_{+1}-Y_{-1} V_{-1}$ 'yı kullanarak (3.3.16) üç-kapılı denklemleri aşağıdaki iki-kapılı denklemlerine indirgenir.

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (3.3.17)$$

Burada

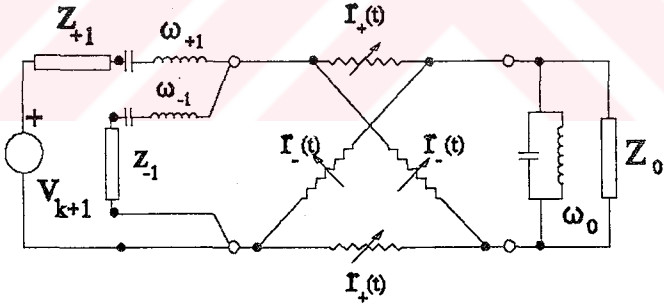
$$H_{ij} = h_{ij} - \frac{h_{i3}h_{j3}}{h_{33} + Z_{-1}} \quad i,j=1,2 \quad (3.3.18)$$

Karıştırıcılar genellikle imaj frekansı sonlandırmasına göre isimlendirilirler:



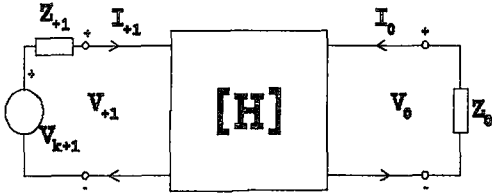
Z_{-1}	İmaj frekansı sonlandırma tipi
∞	Açık devre
0	Kısa devre
Z_{+1}	Geniş-band

Diğer tip karıştırıcı devrelerinin frekans (ω -) domeninde benzer şekilde analizle genel N-kapılı karakterizasyonu elde edilir ve buradan hareketle imaj frekansı sonlandırmasına göre açık-devre, kısa-devre ve geniş bandlı imaj sonlandırılmalı karıştırıcı devre denklemleri bulunur, ileride bölüm 5'de bütün tip devreler imaj sonlandırmasına bağlı olarak, genel bir formülasyon çatısı altında toplanacaklardır.



Şekil 3.4. RF, İmaj ve AF Kapılarına Haiz H- Karıştırıcısı





Şekil 3.5. H-Karıştırıcısının İki-Kapılı Temsili



BÖLÜM IV

GÜRÜLTÜ ANALİZİ

IV.1. LİNEER VE NONLİNEER MİKRODALGA DEVRE GÜRÜLTÜ ANALİZİ TEMELLERİ

Tabiatı nedeniyle gürültü bir küçük işaretler ve nonlinear devrenin büyük işaret sürekli rejimini bozmaz. Bu [1-10]'da kullanıldığı gibi bütün nonlinear mikrodalga devrelerde gürültü analizinde temeldir. Tipik örnek olarak belli bir konfigürasyonda ki karıştırıcı devresi küçük-ışaret cevabı olduğu kadar gürültü davranışı da, büyük-ışaret analizi sonucu elde edilen eşdeğer zamanla değişen lineer devre (ZDLD) tarafından tayin edilir. Bu, gürültü analizinde nonlinear devrenin transfer özelliklerinin lineerleştirilmiş modelinin kullanılması demektir. Bu nedenle önce lineer devrede gürültü analizi temellerini ele alacağız.

Gürültü analizinin amacı, devrenin ilişkili yada ilişkisiz iç gürültü kaynaklarını, eşdeğer ilişkili kapı gürültü kaynaklarıyla değiştirmektir. Karıştırıcı devre analizinde en çok kullanılan iki-kapılıların gürültü eşdeğerleri Şekil 4.1'de, karşılığı N-kapılı hal için ilişki matris tanımlarıyla verilmektedir. Admitans ve Empedans temsillerinde eşdeğer gürültü gerilim ve akımları, devrenin iç gürültü kaynaklarının oluşturduğu sırasıyla kapı açık devre gerilimi veya kısa devre akımı şeklinde bir simülasyonda ölçülebilir. (Şekil 4.2).

Eşdeğer kapı gürültü kaynaklarının hibrid (H- ya da G-) temsillerinin ölçülmesi kapılarda açık ve kısa olmak üzere iki ayrı yük koşulunun gerçekleşmesini talep eder. (Şekil 4.2). Bir devrenin gürültü analizi problemine devreyi genel bir lineer sistem olarak ele alarak, daha genel bir yaklaşımla muamele edilebilir.





N-Kapılı İlişki Matrisi

$$C^Z = (V_n^Z V_n^{Z*T})$$

$$V_n^Z = (V_{n1}^Z \dots V_{nN}^Z)$$

Empedans Temsili



$$C^Y = (I_n^Y I_n^{Y*T})$$

$$I_n^Y = (I_{n1}^Y \dots I_{nN}^Y)$$

Admitans Temsili



$$C^H = \begin{pmatrix} V_n^H \\ I_n^H \end{pmatrix} (V_n^{H*T} I_n^{H*T})$$

$$V_n^H = (V_{n1}^H, \dots, V_{n,N/2}^H)^T$$

$$I_n^H = (I_{n,(N/2+1)}^H, \dots, I_{n,N}^H)^T$$



$$C^G = \begin{pmatrix} I_n^G \\ V_n^G \end{pmatrix} (I_n^{G*T} V_n^{G*T})$$

$$I_n^G = (I_{n1}^G, \dots, I_{n,N/2}^G)^T$$

$$V_n^G = (V_{n,(N/2+1)}^G, \dots, V_{n,N}^G)^T$$

Şekil 4.1. Eşdeğer Gürültülü İki-Kapılı Devreleri ve N-Kapılı Hal İçin

İlişki Matris Tanımları

*T Evrimini gösterir.





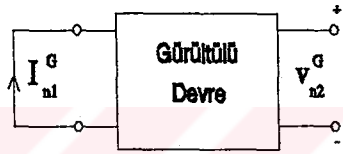
Admittans Temsili



Empedans Temsili



H- Temsili



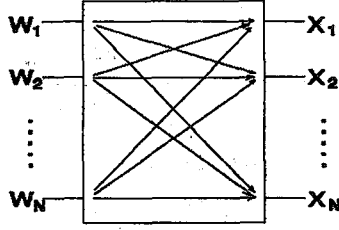
G- Temsili

Şekil 4.2. Eşdeğer Kapı Gürültülü Kaynaklarının Ölçülmesi İçin Devre Konfigürasyonları

Bu yaklaşımla da iç gürültü kaynaklarının akımları ve/ya da gerilimleri giriş, eşdeğer kapı kaynaklarının akımları ve/ya da gerilimleri çıkış değişkenleri olarak ele alınır. Bu bakış açısından problem, girişten çıkışa transfer fonksiyonlarının hesaplanmasından ibarettir. (Şekil 4.3)

Çalışmada kullanılan gürültü analizini izah edebilmek ilk olarak sadece bir adet gürültülü iç elemanı olan devreyi ele alalım. Bu elemanın gürültü davranışı, M adet ilişkiye sahip gürültü akım ve gerilim kaynağı kümesiyle karakterize edilebilir:





İç kaynaklar Transfer fonksiyonları Eşdeğer kaynaklar
Şekil 4.3. Gürültü Analizinin Sistem Yorumu

$$W^d = (I_1, I_2, \dots, I_e, U_{e+1}, \dots, U_M)^T \quad (4.1.1)$$

elemanın gürültü kaynakları vektörünü ve

$$C^d = (W^d W^{d*T}) \quad (4.1.2)$$

bu kaynakların ilişki matrisidir. Sistem nokati nazarından, W^d vektörü Şekil 4.3'de gösterildiği W_1 giriş değişkenlerini temsil eder. Çıkış değişken kümesi eşdeğer kapı gürültü kaynaklarının akım ya da gerilimlerinden oluşmaktadır.



$$X^N = \begin{cases} (V_{n1}^Z, V_{n2}^Z, \dots, V_{\frac{n}{2}N}^Z, \dots, V_{nN}^Z) & \text{Empedans Temsili} \\ (I_{n1}^Y, I_{n2}^Y, \dots, I_{\frac{n}{2}N}^Y, \dots, I_{nN}^Y) & \text{Admitans Temsili} \\ (V_{n1}^H, V_{n2}^H, \dots, V_{\frac{n}{2}N}^H, I_{\frac{n}{2}(\frac{N}{2}+1)}^H, \dots, I_{nN}^H) & \text{H-Matrisi Temsili} \\ (I_{n1}^G, I_{n2}^G, \dots, I_{\frac{n}{2}N}^G, V_{\frac{n}{2}(\frac{N}{2}+1)}^G, \dots, V_{nN}^G) & \text{G-Matrisi Temsili} \end{cases} \quad (4.1.3)$$

Transfer fonksiyonu matrisini tanımlayarak,

$$T^N = [T_{ij}^N] \quad i=1, N, \quad j=1, M \quad (4.1.4)$$

iç ve eşdeğer gürültü kaynakları arasındaki bağıntı aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$X^N = T^N W^d \quad (4.1.5)$$

Burada bir iç gürültü kaynağının, i kapı eşdeğer gürültü kaynağına katkısı $X_{ij} = T_{ij}^N W_j$ ile verilir. (4.1.2) elemanın gürültü ilişkisi matrisi ve transfer fonksiyonu matrisinin biliniyor olması halinde eşdeğer kapı gürültü kaynaklarının ilişki matrisi aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$\begin{aligned} C^N &= (X^N X^{N*T}) \\ &= ((T^N W^d)(T^N W^d)^{*T}) \\ &= (T^N W^d W^{d*T} T^{N*T}) \\ &= T^N (W^d W^{d*T}) T^{N*T} \\ &= T^N C^d T^{N*T} \end{aligned} \quad (4.1.6)$$



Transfer fonksiyonları çeşitli yöntemlerle elde edilebilirler, sabit katsayılı devreler için bir yöntemde "hassasiyet" gibi muamele edilerek bulunmalıdır. Yukarıda, devrenin ilişkili, keyfi sayıda gürültü akım ve gerilim kaynaklarının sahip, sadece bir adet gürültülü eleman içermesi hali ele alındı. Devre iki ya da daha fazla, normal olarak aralarında ilişki mevcut olmayan gürültülü elemana sahipse, her bir elemanın ilişki matrisi bağımsız hesaplanır:

$$C_{kapı} = \sum_{\text{eleman}} C_i^N \quad (4.1.7)$$

Burada C_i^N , (4.1.6) ile hesaplanan tek bir elemanın katkısını göstermektedir. İki elemanın gürültü davranışları arasında ilişki varsa, tek bir eleman gibi muamele edilmelidir. Tipik bir nonlinear mikrodalga devresi olan çapraz karıştırıcıların büyük-ışaret sürekli rejimi altında küçük-ışaret transfer özellikleri Bölüm III'de verilmiştir. H-karıştırıcı tipi devresi için verilen denklemler, Şekil 4.1'deki lineer H-matrisiyle verilen iki-kapılı ile aynı yapıya sahip lineer denklemlerdir. Benzer şekilde diğer tip karıştırıcı devreleri de karşılığı lineer iki-kapılı devrelerle aynı yapıda lineer denklemlere sahiptir. Temel fark, her kapının ayrı bir frekansa ait olmasıdır. Gürültü analizi ve algoritması lineer haldekinin aynıdır. Bununla beraber nonlinear yarıiletken elemanların gürültü kaynakları, devreye uygulanan büyük-ışaret sürekli rejimi nedeniyle modüle olurlar. Bunun anlamı farklı frekanslardaki gürültü bileşenleri arasında ilişkinin mevcut olması demektir. Gelecek kısımda, bir Schottky diodun, dc kutuplamadaki gürültü kaynaklarını kullanarak, büyük-ışaret sürekli rejimdeki (=pompalanma) modülleri gürültü kaynakları hesaplanacaktır.



IV.2. POMPALANMIŞ BİR SCHOTTKY DİODUN GÜRÜLTÜ ANALİZİ

IV.2.1. Giriş

Diod karıştırıcılarının gürültü özellikleri tarihinin erken dönemlerinde iyi anlaşılmış olmasına rağmen, uygulanabilir, doğru bir gürültü modeli 1970'lerin ortasına değin oluşturulamadı. Karıştırıcılarda vuru gürültüsünün ilişki özellikleri ilk defa Ziel, Waters [25] ve Dragone [3] tarafından matematiksel modellendi ki, bu çalışmalarda seri direnci ve jonksiyon kapasitesini sahip olmayan ve uygun sonlandırılmış ideal karıştırıcı diodun gürültü sıcaklığını $\eta T_d/2$ olarak veriyordu, burada η ideallik faktörü ve T_d diod jonksiyonunun fiziki sıcaklığıdır. Fakat kısa zamanda ölçülen gürültü sıcaklıklarının bu değerin iki misline yaklaştığı ve hatta soğutulan sıcaklıklarda bu sonucun daha da kötüleştiği görüldü. Bu, ilk anda diod içinde anormal bir gürültü kaynağının varlığı ve gürültü ilişki etkilerinin karıştırılması varsayımına yöneltti. Gerçekte diodda anormal gürültü kaynağı mevcut değildi. Bütün mesele, vuru gürültüsünün ilişki özelliklerinin tekrar ele alınması, seri direnci, jonksiyon kapasitesi ve keyfi sonlandırma empedanslarının etkilerini de ilave etmekten ibaretti. Günümüz gürültü teorisi, Held ve Kerr [4] tarafından verilmiş olup, tecrübi sonuçlarla gayet iyi uyumaktadır.

Temel olarak, karıştırıcı gürültü analizi, pompalanmış diodun gürültü kaynaklarını da içeren küçük-ışaret eşdeğer devresi konularak elde edilmiş devre kullanarak yapılır. İç gürültü kaynaklarının eşdeğeri kapı kaynaklarına transfer edilerek, sonuçta karıştırıcı tipine uygun, Şekil 4.1'deki eşdeğer gürültülü iki-kapılı devrelerden biri elde edilir ve bu devreden hareketle karıştırıcı gürültü faktörü hesaplanır.

Gelecek kısımda pompalanmış bir Schottky diodun gürültü kaynakları



karakterize edilecektir. Bu karakterizasyonda F_o öz gürültü faktörünü tayin eden nonlinear jonksiyonun "vuru" gürültüsünün yanısıra seri direncin "ısı" gürültüsünde kapsanacaktır. Daha sonra, gürültülü Schottky diodun eşdeğerliği kullanılarak çapraz karıştırıcılarının F_o öz gürültü analizi yapılacaktır.

Bir Schottky diodun, dominant gürültü kaynakları seri direncinde oluşan ısı gürültü ve jonksiyonun bir tarafından diğerine rastgele taşıyıcı geçiş hızından doğan vuru gürültüsüdür. Bu gürültü kaynakları, hemen bütün karıştırıcı devrelerinin, tartışmasız başlıca gürültü kaynaklarıdır. Sıcak elektron gürültüsü GaAs'daki saçılma gürültüsü gibi diğer etkiler iyi tasarlanmamış ya da iyi bir üretim işleminden geçmemiş (=fabrikasyondan) diodlarda ya da yüz GHz'ün üstündeki milimetrik dalga frekans bölgesinde dominant olabilir [4], [5], [9], [10]. Çalışmada gürültü analizi sadece "vuru" ve "ısı" gürültü kaynakları hesaba alınarak yapılmaktadır ki bunlar diod karıştırıcıların gürültü davranışını doğru olarak tasvir etmek için yeterlidir [4], [5], [9], [10].

IV.2.2. Pompalanmış Bir Schottky Diodun Gürültü Karakterizasyonu

Vuru gürültüsü, sadece dc ile kutuplanmış bile olsa, diod tarafından oluşturulur. Vuru gürültü mekanizması şu şekilde izah edilebilir: Schottky diodlarda, elektronların jonksiyonu geçiş süresi uygulanan işaretin periyoduyla kıyas edildiğinde çok küçük olduğundan, diod akımı bir rastgele impuls serisi gibi ele alabilir, öyle ki her impuls tek bir elektronun jonksiyonu geçiş esnasında oluşmaktadır. Saniyede ortalama impuls sayısı sabittir ve diod akımıyla -dc ile kutuplanma halinde dc diod akımıyla- doğru orantılıdır. İmpulsların rastgeleliği nedeniyle, diod akım bileşeninde istenmeyen dalgalanmalar oluşmaktadır ki bunlar bir gürültü rastgele sürecidir ve literatürde çok yaygın ve derin olarak çalışılmıştır [10], [26]. Çünkü vuru gürültüsü



yariletken elemanları ve vakum tüplerinin en önemli gürültüsüdür. Vuru gürültüsü için mevcut birkaç farklı yaklaşımdan biri kullanılarak, vuru gürültüsünün stasyoner beyaz gürültü olarak ele alınabileceği ve akımının karesel ortalamasının da aşağıdaki ifadeyle verilebileceği gösterilebilir:

$$\langle i_v^2 \rangle = 2q i_f(t) \Delta f \quad (4.2.1)$$

Burada q elektron yükü ($=1,6 \times 10^{-19}$ C), i_f jonksiyon akımı, Δf bir f frekansı civarında diferansiyel band genişliğidir. $\langle \dots \rangle$ istatikselsel ortalamayı göstermektedir. Pompalanmış diod için $i_f(t)$, genel olarak ω_p pompa frekansı ve harmoniklerini içerir:

$$i_f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k e^{jk\omega_p t} \quad I_k = I_{-k}^* \quad (4.2.2)$$

(4.2.1) ve (4.2.2)'den ani vuru gürültüsü akımının, genliği ω_p pompa frekansıyla modüle edilmiş stasyoner beyaz gürültü akımı olarak ifade edilebileceği sonucu çıkarılabilir:

$$i_v(t) = S(t)^{1/2} \chi(t) \quad (4.2.3)$$

Burada $S(t)$ güç spektral yoğunluğudur ve (4.2.1)'den vuru gürültüsü spektral yoğunluğu için;



$$\begin{aligned}
 S(t) &= 2 q i_j(t) = 2 q \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k e^{jk\omega_p t} \quad I_k = I_{-k}^* \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_k e^{jk\omega_p t}, \quad S_k = 2 q I_k \\
 &\quad S_k = S_{-k}^*
 \end{aligned} \tag{4.2.4}$$

olarak verilebilir. (4.2.3)'teki $\chi(t)$ fonksiyonu, birim spektral yoğunluklu beyaz gürültü akımıdır ve sıfırdan sonsuza kadar bütün frekanslarda kuvazisinüsoidal bileşenlerden oluşmaktadır. [27] $\chi(t)$ de $\omega_s = \omega_0 + s\omega_p$, $s=0, \pm 1, \dots, \pm \infty$ yanband frekanslarının dışındaki bütün diğer frekans bileşenleri, karıştırıcıda AF çıkış gürültüsüne katkıta bulunmadıkları için nazarı itibara alınmayacaklardır. O halde, $\omega_s = \omega_0 + s\omega_p$ merkezi frekansları civarında Af sonsuz küçük bandda oluşan kuvazisinüsoidal bileşenlere konsantre olalım, ve $\dot{I}_v(t)$ için (4.2.3)'den

$$i_v(t) = h(t) \sum_{s=-\infty}^{\infty} (\Delta f)^{1/2} \cos[(\omega_0 + s\omega_p)t + \varphi_s] \tag{4.2.5}$$

yazabiliriz.

Burada $\varphi_s(0, 2\pi)$ bölgesine üniform dağılmış, istatistiksel bağımsız rastgele faz açılarıdır ve $h(t)$ 'de

$$h(t) \Delta S^{1/2}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_k e^{jk\omega_p t} \tag{4.2.6}$$



dır ve $S(t)$ ve $h(t)$ fonksiyonlarının Fourier katsayıları arasındaki ilişki aşağıda verilmiştir:

$$S_r = \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_k H_{r-k} \quad (4.2.7)$$

(4.2.6)'yı (4.2.5)'de yerine koyarak, $i_v(t)$ için;

$$\begin{aligned} i_v(t) &= (\Delta f)^{1/2} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{S=-\infty}^{\infty} H_r \left\{ e^{j[(r+S)\omega_p t + \omega_s t + \varphi_s]} + e^{-j[(r+S)\omega_p t + \omega_s t + \varphi_s]} \right\} \\ &= 2Re \left\{ (\Delta f)^{1/2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{S=-\infty}^{\infty} H_{k-S} e^{j\varphi_s} e^{j(k\omega_p + \omega_s)t} \right\} \end{aligned} \quad (4.2.8)$$

son bağıntıdan k . yanband frekans bileşenine ait kompleks akım genliği I_{vk} aşağıdaki gibidir.

$$I_{vk} = (\Delta f)^{1/2} \sum_{S=-\infty}^{\infty} H_{k-S} e^{j\varphi_s} \quad (4.2.9)$$

Burada k , $0, \pm 1, \dots, \pm \infty$ dur.

Madem ki,



$$\langle e^{j\varphi_r} e^{-j\varphi_s} \rangle = \begin{cases} 1, & r=s \\ 0 & r \neq s \end{cases}$$

dır. Burada $\langle \dots \rangle$ istatistiksel ortalamayı göstermektedir. O halde;

$$\begin{aligned} \langle I_{vk} I_{vr}^* \rangle &= \left(\sum_{s=-\infty}^{\infty} H_{k-s} H_{s-r} \right) \Delta f \\ &= S_{k-r} \Delta f = 2q I_{k-r} \Delta f \end{aligned} \quad (4.2.10)$$

Burada I_{k-r} , (4.2.2)'yle verilen, jonksiyon akımının $(k-r)$. harmoniğinin Fourier katsayısıdır. (4.2.10)'a göre, diod sadece doğru akımla kutuplanmış olsa, vuru gürültüsünün farklı frekanslı bileşenleri arasında ilişki mevcut olmayacaktır. Yerel osilatör (YO) uygulandığı zaman (4.2.3) denklemine göre vuru gürültüsü genliği (YO) ana frekansı ω_p ve harmonik tarafından $n\omega_p$, $n=1,2,\dots,\infty$ modüle olur. Bunun sonucu olarak, (4.2.8) denkleminde görüldüğü gibi karıştırma frekansındaki vuru gürültü bileşeni, $(n\omega_p)$ frekans takımı tarafından diğer karıştırma frekanslarına dönüştürülür. Dolayısıyla, bir karıştırma frekansındaki gürültü bileşeni, diğer karıştırma frekanslarının aşağı- ve yukarı- dönüştürülmüş bileşenlerini içerir. Bu bileşenler, AF frekansına dönüştürüldüğü zaman, ilişkiye sahip olurlar.

Diğer önemli gürültü kaynağı, R_s seri dirençteki ısı gürültüdür. Isıl gürültü sıcaklığı mutlak sıfırın üstünde olan bir kayıplı ortamda mevcuttur ve elektronların ısı enerjileri nedeniyle rastgele hareketlerinden doğar. Isıl gürültü, vuru gürültüsü gibi beyaz gürültü olarak ele alınabilir ve $T^\circ K$ sıcaklığında bir R direncinin uçlarındaki ısı gürültü geriliminin karesel ortalaması aşağıdaki



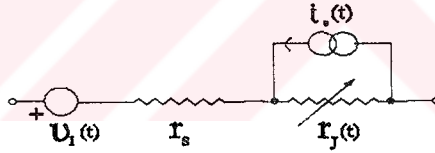
şekilde verilebilir:

$$\langle v_I^2 \rangle = 4 k T R \Delta f \quad (4.2.11)$$

(4.2.11) denklemi, aşağıdaki eşitsizliğin gerçekleştiği sıcaklık ve frekanslar için geçerlidir:

$$hf < kT \quad (4.2.12)$$

Burada h Planck sabiti 6.63×10^{-34} Jsn ve k Boltzmann sabiti 1.38×10^{-23} J°K'dır. Öz gürültü faktörü hesaplamakta kullanılan Schottky diodun gürültü eşdeğer devresi şekil 4.3'de verilmiştir.



Şekil 4.3. Öz Gürültü Faktörü İçin Schottky Diodun Gürültü Eşdeğeri

Bu devrede, $\langle v_I^2(t) \rangle$

$$\langle v_I^2(t) \rangle = 4 k T r_s \Delta f \quad (4.2.13)$$



olarak verilebilir. r_s sabit bir direnç olduğu için ısıl gürültü gerilimi genliği YO tarafından modüle edilmemiştir ve ani ısıl gürültü gerilimi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$v_f(t) = \sqrt{4kTr_s} \sum_{s=-\infty}^{\infty} (\Delta f)^{1/2} \cos[(\omega_o + s\omega_p)t + \varphi_s] \quad (4.2.14)$$

Burada $\omega_o + s\omega_p$, $s=0, \pm 1, \dots, \pm \infty$ yanband frekanslarının dışındaki bütün diğer frekans bileşenleri, AF çıkış gürültü gücüne katkıda bulunmadıkları için dikkate alınmamışlardır. φ_s de, $(0, 2\pi)$ bölgesine üniform dağılmış, istatistiksel bağımsız rastgele faz açılarıdır.

Şekil 4.3'deki eşdeğer devredeki $r_s(t)$ jonksiyonun küçük-ışaret direncidir ve (2.2.11) ile verilmiştir. Isıl gürültüsü ve vuru gürültüsü ayrı bağımsız fiziksel proses olduklarından, birbirleriyle ilişkisizdirler. Buna göre IV.1 kısımda tanımlanan eleman gürültü kaynakları vektörü W^d ,

$$W^d = [\dots I_{v-2} I_{v-1} I_{v0} I_{v+1} I_{v+2} \dots V_{I-2} V_{I-1} V_{I0} V_{I+1} V_{I+2} \dots]^T \quad (4.2.15)$$

dır, buna göre bu kaynakların ilişki matrisi;

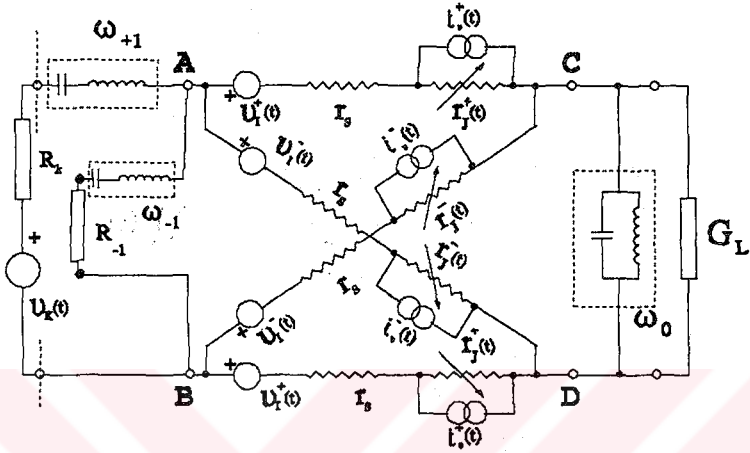


IV.3 GÜRÜLTÜLÜ ÇAPRAZ KARIŞTIRICI DENKLEMLERİ

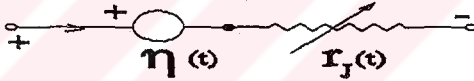
IV.3.1. Zaman (t-) Domeni Denklemleri

Geçen kısımlardaki analiz sonucu, çapraz konfigürasyonda 16 adet ilişkisiz beyaz gürültü kaynağı mevcuttur. Bu nedenle her bir gürültü kaynağının çıkış AF gürültüsüne katkısı ayrı ayrı hesaplanmalıdır. Burada H-karıştırıcı devresi ele alınacaktır. Diğerlerinin sonuçları verilecektir. Şekil 4.5.'de gürültü kaynaklarıyla çapraz H-karıştırıcı devresi görülmektedir. Şekil (4.6) da da gürültülü karıştırıcı diodun Thevenin eşdeğeri verilmiştir. Burada $n(t) \Delta v_i(t)$ ısı gürültü ele alındığında, $r_i(t) i_v(t)$ vuru gürültü ele alındığında göstermektedir.





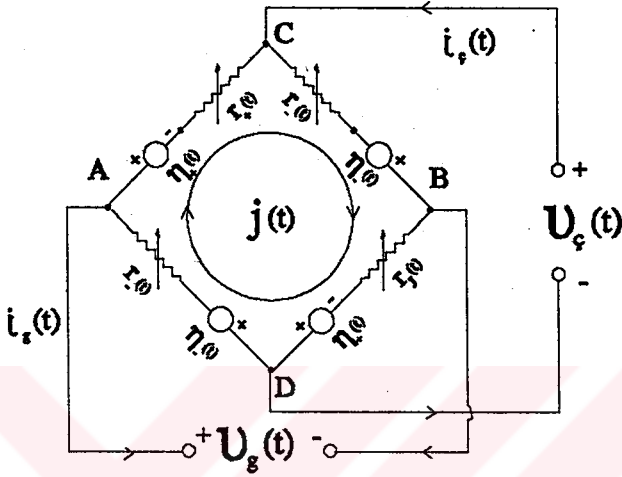
Şekil 4.5 İç Gürültü Kaynaklarıyla Üç Frekanslı (RF, İmaj, AF) H-Karıştırıcısı



Şekil 4.6. Karıştırıcı Diodun Gürültü Eşdeğeri

Buna göre, iç gürültü kaynaklarıyla halka konfigürasyon eşdeğer devresi Şekil 4.7'de verilmiştir. Bu devrede (+) ve (-) üst indisli elemanlar, sırasıyla paralel ve çapraz konumdaki diodlara aittir. Bu devre kullanılarak dört ana karıştırıcının t-domaini denklemleri elde edilebilir.



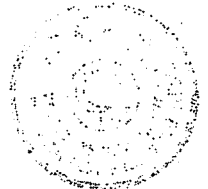


Şekil 4.7 İç Gürültü Kaynaklarıyla Halka Konfigurasyon Eşdeğer Devre

İç gürültü kaynaklarının kapılara transfer fonksiyonlarının, kaynağın çapraz yada paralel konumuna bağlı olacağını Şekil 4.7deki devrenin analizinden elde etmek mümkündür. Önce paralel konumdaki bir $n_+(t)$ iç gürültü kaynağı için çevre denklemlerini teşkil edelim.

$$(r^+(t) + r^-(t))i_g(t) - (r^+(t) + r^-(t))J(t) - r^+(t)i_f(t) - v_g(t) = 0 \quad (4.2.18)$$

$$\begin{aligned} & -(r^+(t) + r^-(t))i_g(t) + 2(r^+(t) + r^-(t)) \\ & J(t) + (r^+(t) + r^-(t))i_f(t) + n_+(t) = 0 \end{aligned} \quad (4.2.19)$$



$$-r^+(t)i_g(t) + (r^+(t) + r^-(t))J(t) + (r^+(t) + r^-(t))i_f(t) - v_f(t) = 0 \quad (4.2.20)$$

(4.2.18)'i 2 ile çarpıp (4.2.19) ilavesi

$$(r^+(t) + r^-(t))i_g(t) + (r^-(t) - r^+(t))i_f(t) + n_-(t) - 2v_g(t) = 0 \quad (4.2.21)$$

verir; benzer şekilde

$$-(r^+(t) - r^-(t))i_g(t) + (r^+(t) + r^-(t))i_f(t) + n_-(t) - 2v_f(t) = 0 \quad (4.2.22)$$

elde edilir.

Benzer şekilde, çapraz konumdaki bir $n_-(t)$ iç gürültü için, sadece giriş, çıkış akım ve gerilimleri cinsinden aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$(r^+(t) + r^-(t))i_g(t) + (r^-(t) - r^+(t))i_f(t) + n_-(t) - 2v_g(t) = 0 \quad (4.2.23)$$

$$-(r^+(t) - r^-(t))i_g(t) + (r^+(t) + r^-(t))i_f(t) + n_-(t) - 2v_f(t) = 0 \quad (4.2.24)$$

(3.2.3) ve (3.2.4)'ten,

$$r_{eff}(t) = \frac{1}{2}(r^+(t) + r^-(t)) \quad (4.2.25)$$



$$r_{tek}(t) = \frac{1}{2}(r^-(t) - r^+(t)) \quad (4.2.26)$$

yi kullanarak H-, G-, Y-, Z- karıştırıcı devrelerinin gürültülü iki-kapılı t-
domeni denklemleri elde edilir:

H-karıştırıcı için;

$$\begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ i_{cift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{cift}(t) - \frac{r_{tek}^2(t)}{r_{cift}(t)} & -\frac{r_{tek}(t)}{r_{cift}(t)} \\ \frac{r_{tek}(t)}{r_{cift}(t)} & \frac{1}{r_{cift}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ v_{cift}(t) \end{bmatrix} \quad (4.2.27)$$

$$+2 \begin{bmatrix} A_H^+(t) & A_H^-(t) \\ B_H^+(t) & B_H^-(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_I^+(t) \\ v_I^-(t) \end{bmatrix} + 2 \begin{bmatrix} C_H^+(t) & C_H^-(t) \\ D_H^+(t) & D_H^-(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v^+(t) \\ i_v^-(t) \end{bmatrix}$$

elde edilir. Burada (+) ve (-) sırasıyla paralel ve çapraz kollara ait
fonksiyonlardır ve aşağıda verilmişlerdir:

$$A_H^+(t) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{r_{tek}(t)}{r_{cift}(t)} \right), \quad B_H^+(t) = \frac{1}{2r_{cift}(t)} \quad (4.2.28-a)$$

$$A_H^-(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{r_{tek}(t)}{r_{cift}(t)} \right), \quad B_H^-(t) = \frac{-1}{2r_{cift}(t)} \quad (4.2.28-b)$$



$$C_H^+(t) = \frac{1}{2} \left[r_{sif}(t) - \frac{r_{tek}^2(t)}{r_{sif}(t)} - r_s \left(1 - \frac{r_{tek}(t)}{r_{sif}(t)} \right) \right] \quad (4.2.29-a)$$

$$D_H^+(t) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{r_{tek}(t)}{r_{sif}(t)} - \frac{r_s}{r_{sif}(t)} \right) \quad (4.2.29-b)$$

$$C_H^-(t) = \frac{1}{2} \left[r_{sif}(t) - \frac{r_{tek}^2(t)}{r_{sif}(t)} - r_s \left(1 + \frac{r_{tek}(t)}{r_{sif}(t)} \right) \right] \quad (4.2.30-a)$$

$$D_H^-(t) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{r_{tek}(t)}{r_{sif}(t)} - \frac{r_s}{r_{sif}(t)} \right) \quad (4.2.30-b)$$

G- Karıştırıcı devresi için;

$$\begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ v_{sif}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{sif}(t)} & -\frac{r_{tek}(t)}{r_{sif}(t)} \\ \frac{r_{tek}(t)}{r_{sif}(t)} & r_{sif}(t) - \frac{r_{tek}^2(t)}{r_{sif}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ i_{sif}(t) \end{bmatrix}$$

$$+2 \begin{bmatrix} A_G^+(t) & A_G^-(t) \\ B_G^+(t) & B_G^-(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_I^+(t) \\ v_I^-(t) \end{bmatrix} + 2 \begin{bmatrix} C_G^+(t) & C_G^-(t) \\ D_G^+(t) & D_G^-(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v^+(t) \\ i_v^-(t) \end{bmatrix} \quad (4.2.31)$$

elde edilir ve iç gürültü kaynaklarının kapılara transfer fonksiyonları aşağıda verilmiştir:



$$A_G^+(t) = -\frac{1}{2r_{\text{cift}}(t)}, \quad B_G^+(t) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{r_{\text{tek}}(t)}{r_{\text{cift}}(t)} \right) \quad (4.2.32\text{-a})$$

$$A_G^-(t) = -\frac{1}{2r_{\text{cift}}(t)}, \quad B_G^-(t) = \frac{1}{2} \left(-1 + \frac{r_{\text{tek}}(t)}{r_{\text{cift}}(t)} \right) \quad (4.2.32\text{-b})$$

$$C_G^+(t) = -\frac{1}{2} \left[1 + \frac{r_{\text{tek}}(t)}{r_{\text{cift}}(t)} - \frac{r_s}{r_{\text{cift}}(t)} \right] \quad (4.2.33\text{-a})$$

$$D_G^+(t) = \frac{1}{2} \left[-r_{\text{cift}}(t) + \frac{r_{\text{tek}}^2(t)}{r_{\text{cift}}(t)} + r_s \left(1 - \frac{r_{\text{tek}}(t)}{r_{\text{cift}}(t)} \right) \right] \quad (4.2.33\text{-b})$$

$$C_G^-(t) = \frac{1}{2} \left(-1 + \frac{r_{\text{tek}}(t)}{r_{\text{cift}}(t)} + \frac{r_s}{r_{\text{cift}}(t)} \right) \quad (4.2.34\text{-a})$$

$$D_G^-(t) = \frac{1}{2} \left[-r_{\text{cift}}(t) + \frac{r_{\text{tek}}^2(t)}{r_{\text{cift}}(t)} + r_s \left(1 + \frac{r_{\text{tek}}(t)}{r_{\text{cift}}(t)} \right) \right] \quad (4.2.34\text{-b})$$



Y-Karıştırıcı devresi için;

$$\begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ i_{çift}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{r_{çift}^2(t) - r_{tek}^2(t)} \begin{bmatrix} r_{çift}(t) & r_{tek}(t) \\ r_{tek}(t) & r_{çift}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix}$$

$$2 \begin{bmatrix} A_Y^+(t) & A_Y^-(t) \\ B_Y^+(t) & B_Y^-(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_I^+(t) \\ v_I^-(t) \end{bmatrix} + 2 \begin{bmatrix} C_Y^+(t) & C_Y^-(t) \\ D_Y^+(t) & D_Y^-(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v^+(t) \\ i_v^-(t) \end{bmatrix} \quad (4.2.35)$$

elde edilir ve iç gürültü kaynaklarının kapılara transfer fonksiyonları aşağıda verilmiştir:

$$A_Y^+(t) = -\frac{1}{2(r_{çift}(t) + r_{tek}(t))}, B_Y^+(t) = \frac{1}{2(r_{çift}(t) + r_{tek}(t))} \quad (4.2.36-a)$$

$$A_Y^-(t) = -\frac{1}{2(r_{çift}(t) + r_{tek}(t))}, B_Y^-(t) = -\frac{1}{2(r_{çift}(t) + r_{tek}(t))} \quad (4.2.36-b)$$

$$C_Y^+(t) = -\frac{1}{2} \left(1 - \frac{r_s}{r_{çift}(t) + r_{tek}(t)} \right), D_Y^+(t) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{r_s}{r_{çift}(t) + r_{tek}(t)} \right) \quad (4.2.37-a)$$



$$C_Y^- = \frac{1}{2} \frac{r_s - r_{\text{çift}}(t) + r_{\text{tek}}(t)}{r_{\text{çift}}(t) + r_{\text{tek}}(t)}, D_Y^-(t) = \frac{1}{2} \frac{r_s - r_{\text{çift}}(t) + r_{\text{tek}}(t)}{r_{\text{çift}}(t) + r_{\text{tek}}(t)} \quad (4.2.37-b)$$

Z-Karıştırıcı için;

$$\begin{bmatrix} v_{\text{tek}}(t) \\ v_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{\text{çift}}(t) & r_{\text{tek}}(t) \\ r_{\text{tek}}(t) & r_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{tek}}(t) \\ i_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix}$$

$$2 \begin{bmatrix} A_Z^+(t) & A_Z^-(t) \\ B_Z^+(t) & B_Z^-(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_I^+(t) \\ v_I^-(t) \end{bmatrix} + 2 \begin{bmatrix} C_Z^+(t) & C_Z^-(t) \\ D_Z^+(t) & D_Z^-(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v^+(t) \\ i_v^-(t) \end{bmatrix} \quad (4.2.38)$$

elde edilir ve iç gürültü kaynaklarının kapılara transfer fonksiyonları aşağıda verilmiştir:

$$A_Z^\pm(t) = \pm \frac{1}{2}, \quad B_Z^\pm(t) = \frac{1}{2}$$

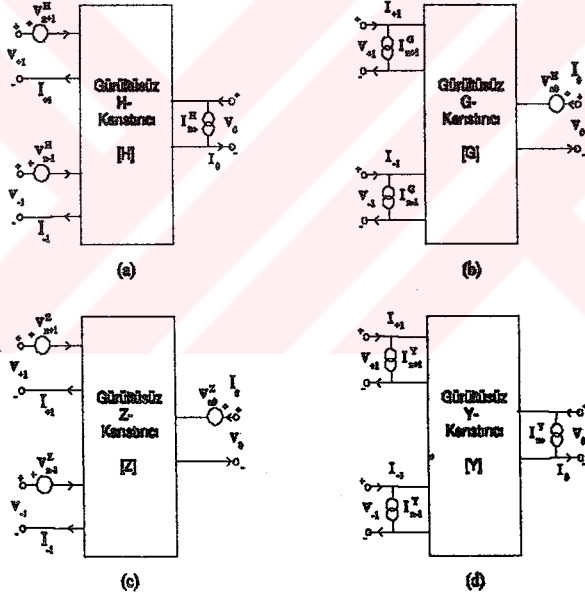
$$C_Z^+(t) = D_Z^+(t) = \frac{1}{2} (r_{\text{çift}}(t) + r_{\text{tek}}(t) - r_s)$$

$$C_Z^-(t) = D_Z^-(t) = \frac{1}{2} (r_{\text{çift}}(t) - r_{\text{tek}}(t) - r_s)$$



Beklenildiği gibi, bir gürültülü karıştırıcı t-domeni denklemleri, gürültüsüz haldeki küçük-ışaret denklemleri kısmıyla eşdeğer kapı gürültü kaynakları kısmının toplamından oluşmaktadır. Karıştırıcı devresinin giriş ve çıkıştaki frekans seçici devreleriyle giriş ve çıkış frekansları belirlendikten sonra, t-domeni denklemlerinden hareketle her kapıda karşılığı frekansta gürültü kaynağının yer aldığı gürültülü N-kapılı temsili elde edilir. Daha öncede belirtildiği gibi, RF işaret gücünün en verimli bir biçimde AF işaret gücüne dönüştürülmesinde üç frekansın ele alınması gereklidir: RF, İmaj ve AF.

Buna göre 4-tip karıştırıcı devresinin gürültülü 3-kapılı temsilleri Şekil 4.8'de verilmiştir.



Şekil 4.8. Eşdeğer Gürültülü Üç-Kapılı Karıştırıcı Devreleri



4-Temel üç frekanslı karıştırıcı devresinin eşdeğer kapı gürültü kaynaklarını da içeren ω -domeni denklemleri aşağıda verilmiştir:

H-Karıştırıcı devresi için;

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{+1,+1} & h_{+1,0} & h_{+1,-1} \\ -h_{+1,0}^* & h_{0,0} & h_{0,-1} \\ h_{+1,-1} & -h_{0,-1}^* & h_{-1,-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_0 \\ I_{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{n+1}^H \\ i_{n0}^H \\ v_{n-1} \end{bmatrix} \quad (4.2.40-a)$$

yazılabilir ve ilişki matrisi C^H ,

$$C^H = \begin{pmatrix} v_{n+1} v_{n+1}^* & v_{n+1} i_{n0}^* & v_{n+1} v_{n-1}^* \\ i_{n0} v_{n+1}^* & i_{n0} i_{n0}^* & i_{n0} v_{n-1}^* \\ v_{n-1} v_{n+1}^* & v_{n-1} i_{n0}^* & v_{n-1} v_{n-1}^* \end{pmatrix} \quad (4.2.40-b)$$

olarak verilebilir.

(4.2.28-a) dan (4.2.30-b)'ye kadar denklemleri kullanarak;

$$\begin{aligned} A_H^\pm(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k^\pm e^{jk\omega_p t}, \quad A_K^\pm = A_{-K}^{\pm*} & B_H^\pm(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_k^\pm e^{jk\omega_p t}, \quad B_K^\pm = B_{-K}^{\pm*} \\ C_H^\pm(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k^\pm e^{jk\omega_p t}, \quad C_K^\pm = C_{-K}^{\pm*} & D_H^\pm(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} D_k^\pm e^{jk\omega_p t}, \quad D_K^\pm = D_{-K}^{\pm*} \end{aligned}$$

(4.2.41)



şeklinde Fourier serileri tanımlanabilir. Burada (+) ya da (-) Fourier katsayıları karşılığı fonksiyona aittir. Buna göre, (4.2.27) denklem setinin gürültü kısmına "Harmonik Dengeleme" yöntemi kullanılarak V_{n+1} , I_{no} ve V_{n-1} eşdeğer kapı gürültü kaynak fazör ifadeleri aşağıdaki şekilde verilebilir:

V_{n+1} için,

$$\begin{aligned}
 V_{n+1} = & A_o^+ V_{I+1}^+ + A_{+1}^+ V_{Io}^+ + A_{+2}^+ V_{I-1}^+ \\
 & A_o^- V_{I+1}^- + A_{+1}^- V_{Io}^- + A_{+2}^- V_{I-1}^- \\
 & C_o^+ I_{v+1}^+ + C_{+1}^+ I_{vo}^+ + C_{+2}^+ I_{v-1}^+ \\
 & C_o^- I_{v+1}^- + C_{+1}^- I_{vo}^- + C_{+2}^- I_{v-1}^-
 \end{aligned} \tag{4.2.42-a}$$

Burada iç ısıt ve vuru gürültü kaynaklarının, devrede mevcut frekans seçici devrelerin ve jonksiyon kapasitesinin yüksek frekanslardaki şöntleme etkisi nedeniyle sadece RF, AF ve imaj frekanslı bileşenleri hesaba katılmıştır. Aynı şekilde I_{no} ve V_{n-1} için, sırasıyla

$$\begin{aligned}
 I_{no}^H = & B_{+1}^{H+} V_{I+1}^+ + B_o^{H+} V_{Io}^+ + B_{+2}^{H+} V_{I-1}^+ + B_{+1}^{H-} V_{I+1}^- \\
 & B_o^{H-} V_{Io}^- + B_{+2}^{H-} V_{I-1}^- + D_{+1}^{H+} I_{v+1}^+ + D_o^{H+} I_{vo}^+ \\
 & D_{+2}^{H+} I_{v-1}^+ + D_{+1}^{H-} I_{v+1}^- + D_o^{H-} I_{vo}^- + D_{+2}^{H-} I_{v-1}^-
 \end{aligned} \tag{4.2.42-b}$$



$$\begin{aligned}
V_{n-1}^H = & A_{+2}^{**} V_{I+1}^* + A_{+1}^{**} V_{I_0}^* + A_o^+ V_{I-1}^* + \\
& A_{+2}^{-*} V_{I+1}^- + A_{+1}^{-*} V_{I_0}^- + A_o^- V_{I-1}^- + \\
& + C_{+2}^{**} I_{v+1}^* + C_{+1}^{**} I_{v_0}^* + C_o^+ I_{v-1}^* + \\
& C_{+2}^{-*} I_{v+1}^- + C_{+1}^{-*} I_{v_0}^- + C_o^- I_{v-1}^-
\end{aligned} \tag{4.2.42-b}$$

yazılabilir.

(4.2.42-a), (4.2.42-b) ve (4.2.42-c) kullanılarak ilişki matrisinin elemanları bulunabilir.

$$\begin{aligned}
\langle V_{n+1} V_{n+1}^* \rangle = & (|A_o^+|^2 + |A_{+1}^+|^2 + |A_{+2}^+|^2 \\
& + |A_o^-|^2 + |A_{+1}^-|^2 + |A_{+2}^-|^2) 4k Tr_s \Delta f \\
& + (|C_o^+|^2 + |C_{+1}^+|^2 + |C_{+2}^+|^2) 2q I_o^+ \Delta f \\
& + 4q \Delta f [Re(C_{+1}^{**} C_o^+ I_1^*) + Re(C_{+2}^{**} C_o^+ I_2^*) + Re(C_{+2}^{**} C_{+1}^+ I_1^*)] \\
& + (|C_o^-|^2 + |C_{+1}^-|^2 + |C_{+2}^-|^2) 2q I_o^- \Delta f \\
& + 4q [Re(C_{+1}^{-*} C_o^- I_1^-) + Re(C_{+2}^{-*} C_o^- I_2^-) + Re(C_{+2}^{-*} C_{+1}^- I_1^-)] \Delta f
\end{aligned} \tag{4.2.43-a}$$



$$\begin{aligned}
\langle I_{no} I_{no}^* \rangle &= (|B_o^+|^2 + |B_{+1}^+|^2 + |B_{+2}^+|^2 \\
&+ |B_o^-|^2 + |B_{+1}^-|^2 + |B_{+2}^-|^2) 4kTr_s \Delta f \\
&+ (|D_o^+|^2 + |D_{+1}^+|^2 + |D_{+2}^+|^2) 2qI_o^* \Delta f \\
&+ 4q\Delta f [Re(D_{+1}^{+*} D_o^+ I_1^+) + Re(D_{+2}^{+*} D_o^+ I_2^+) + Re(D_{+2}^{+*} D_{+1}^+ I_1^*)] \\
&+ (|D_o^-|^2 + |D_{+1}^-|^2 + |D_{+2}^-|^2) 2qI_o^- \Delta f \\
&+ 4q[Re(D_{+1}^{-*} D_o^- I_1^-) + Re(D_{+2}^{-*} D_o^- I_2^-) + Re(D_{+2}^{-*} D_{+1}^- I_1^*)] \Delta f
\end{aligned}
\tag{4.2.43-b}$$

$$\begin{aligned}
\langle V_{n-1} V_{n-1}^* \rangle &= (|A_o^+|^2 + |A_{+1}^+|^2 + |A_{+2}^+|^2 \\
&+ |A_o^-|^2 + |A_{+1}^-|^2 + |A_{+2}^-|^2) 4kTr_s \Delta f \\
&+ (|C_o^+|^2 + |C_{+1}^+|^2 + |C_{+2}^+|^2) 2qI_o^* \Delta f \\
&+ 4q\Delta f [Re(C_{+1}^{+*} C_o^+ I_1^+) + Re(C_{+2}^{+*} C_o^+ I_2^+) + Re(C_{+2}^{+*} C_{+1}^+ I_1^*)] \\
&+ (|C_o^-|^2 + |C_{+1}^-|^2 + |C_{+2}^-|^2) 2qI_o^- \Delta f \\
&+ 4q[Re(C_{+1}^{-*} C_o^- I_1^-) + Re(C_{+2}^{-*} C_o^- I_2^-) + Re(C_{+2}^{-*} C_{+1}^- I_1^*)] \Delta f
\end{aligned}
\tag{4.2.43-c}$$



$$\begin{aligned}
\langle V_{n+1}^H I_{no}^{*1} \rangle = & (A_o^+ B_{+1}^+ + A_{+1}^+ B_o^{*+} + A_{+2}^+ B_{+2}^+ + \\
& A_o^- B_{+1}^- + A_{+1}^- B_o^{-*} + A_{+2}^- B_{+2}^-) 4k Tr_s \Delta f + \\
& (C_o^+ D_{+1}^{*+} + C_{+1}^+ D_o^{*+} + C_{+2}^+ D_{+2}^{*+}) 2q I_o^+ \Delta f + \\
& (C_o^+ D_o^{*+} I_1^+ + C_{+1}^+ D_{+1}^{*+} I_1^{*+} + C_{+2}^+ D_o^{*+} I_1^{*+} + \\
& C_o^+ D_{+2}^{*+} I_2^+ + C_{+1}^+ D_{+2}^{*+} I_1^+ + C_{+2}^+ D_{+1}^{*+} I_2^{*+} + \\
& C_o^- D_o^{-*} I_1^- + C_{+1}^- D_{+1}^{-*} I_1^{-*} + C_{+2}^- D_o^{-*} I_1^{-*} \\
& C_o^- D_{+2}^{-*} I_2^- + C_{+1}^- D_{+2}^{-*} I_1^- + C_{+2}^- D_{+1}^{-*} I_2^{-*}) 2q \Delta f
\end{aligned}$$

(4.2.43-d)

$$\begin{aligned}
\langle V_{n+1}^H V_{n-1}^{H*} \rangle = & (|A_o^+|^2 + |A_{+1}^+|^2 + |A_{+2}^+|^2 + \\
& |A_o^-|^2 + |A_{+1}^-|^2 + |A_{+2}^-|^2) 4k Tr_s \Delta f + \\
& (C_o^+ C_{+2}^{*+} + C_{+1}^+ C_{+1}^{*+} + C_{+2}^+ C_o^{*+}) 2q I_o^+ \Delta f + \\
& (C_o^+ C_{+1}^{*+} I_1^+ + C_o^+ C_o^{*+} I_2^+ + C_{+1}^+ C_{+2}^{*+} I_1^{*+} + C_{+1}^+ C_o^{*+} I_1^+ \\
& + C_{+2}^+ C_{+2}^{*+} I_2^{*+} + C_{+2}^+ C_{+1}^{*+} I_1^{*+}) 2q \Delta f + \\
& (C_o^- C_{+2}^{-*} + C_{+1}^- C_{+1}^{-*} + C_{+2}^- C_o^{-*}) 2q I_o^- \Delta f + \\
& (C_o^- C_{+1}^{-*} I_1^- + C_o^- C_o^{-*} I_2^- + C_{+1}^- C_{+2}^{-*} I_1^{-*} + C_{+1}^- C_o^{-*} I_1^- \\
& + C_{+2}^- C_{+2}^{-*} I_2^{-*} + C_{+2}^- C_{+1}^{-*} I_1^{-*}) 2q \Delta f
\end{aligned}$$

(4.2.43-e)



$$\begin{aligned}
\langle V_{n-1} I_{no}^* \rangle = & (A_{+2}^{**} B_{+1}^* + A_{+1}^{**} B_o^* + A_o^* B_{+2}^* + \\
& A_{+2}^{*-} B_{+1}^- + A_{+1}^{*-} B_o^- + A_o^- B_{+2}^-) 4kTr_s \Delta f + \\
& (C_{+2}^{**} D_{+1}^* + C_{+1}^{**} D_o^* + C_o^* D_{+2}^*) 2q I_o^* \Delta f + \\
& (C_{+2}^{**} D_o^* I_1^{**} + C_{+2}^{**} D_{+2}^* I_2^* + C_{+1}^{**} D_{+1}^* I_1^{**} + C_{+1}^{**} D_{+2}^* I_1^* \\
& + C_o^* D_{+1}^* I_2^{**} + C_o^* D_o^* I_1^{**}) 2q \Delta f + \\
& (C_{+2}^{*-} D_{+1}^- + C_{+1}^{*-} D_o^- + C_o^- D_{+2}^-) 2q I_o^- \Delta f + \\
& (C_{+2}^{*-} D_o^- I_1^{*-} + C_{+2}^{*-} D_{+2}^- I_2^- + C_{+1}^{*-} D_{+1}^- I_1^{*-} + C_{+1}^{*-} D_{+2}^- I_1^- \\
& + C_o^- D_{+1}^- I_2^{*-} + C_o^- D_o^- I_1^{*-}) 2q \Delta f
\end{aligned}$$

(4.2.43-f)

(4.2.40-b)'de verilen C^H ilişki matrisinin köşegene göre simetrik elemanlar birbirlerinin kompleks eşlenikleri oldukları için (4.2.43-a) dan (4.2.43-f)'ye kadar olan ifadeler ilişki matrisi C^H 'nin bütün ifadelerini verirler. Geri kalan karıştırıcı devrelerinin ω -domeni karakterizasyonu benzer şekilde yapılabilir. Gelecek bölümde bütün karıştırıcı devrelerini, imaj sonlandırmasında içerecek bir genel formülasyonu ve buradan hareketle performans analizi ve optimizasyonu yapılacaktır. Son bölümde elde edilen sonuçlarla karıştırıcı devrelerinin bilgisayarla simüle edilecektir.



BÖLÜM V

PERFORMANS ANALİZİ VE OPTİMİZASYONU

V.1. GENELLEŞTİRİLMİŞ MATRİS KARAKTERİZASYONU

Geçen bölümde üç frekanslı (RF, imaj ve AF) karıştırıcı devreleri üç kapılı temsillerinin nasıl elde edilebileceği anlatıldı. Buna göre, 4 temel gürültü karıştırıcı devresi üç-kapılı temsilleri aşağıda olduğu gibi verilebilir. (Şekil 5.1)

H-Karıştırıcı için,

$$\begin{bmatrix} V_s \\ I_o \\ V_i^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ V_o \\ I_i^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ns}^H \\ v_{no}^H \\ v_{ni}^{*H} \end{bmatrix} \quad (5.1.1-a)$$

$$C^H = \begin{bmatrix} \langle v_{ns}^H v_{ns}^{*H} \rangle & \langle v_{ns}^H v_{no}^{*H} \rangle & \langle v_{ns}^H v_{ni}^{*H} \rangle \\ \langle v_{no}^H v_{ns}^{*H} \rangle & \langle v_{no}^H v_{no}^{*H} \rangle & \langle v_{no}^H v_{ni}^{*H} \rangle \\ \langle v_{ni}^{*H} v_{ns}^{*H} \rangle & \langle v_{ni}^{*H} v_{no}^{*H} \rangle & \langle v_{ni}^{*H} v_{ni}^{*H} \rangle \end{bmatrix} \quad (5.1.1-b)$$



G-Karıştırıcı için

$$\begin{bmatrix} I_s \\ V_o \\ I_i^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ I_o \\ V_i^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{ns}^G \\ V_{no}^G \\ I_{ni}^{*G} \end{bmatrix} \quad (5.1.2-a)$$

$$C^G = \begin{bmatrix} \langle I_{ns}^G I_{ns}^{*G} \rangle & \langle I_{ns}^G V_{no}^{*G} \rangle & \langle I_{ns}^G I_{ni}^{*G} \rangle \\ \langle V_{no}^G I_{ns}^{*G} \rangle & \langle V_{no}^G V_{no}^{*G} \rangle & \langle V_{no}^G I_{ni}^{*G} \rangle \\ \langle I_{ni}^{*G} I_{ns}^{*G} \rangle & \langle I_{ni}^{*G} V_{no}^{*G} \rangle & \langle I_{ni}^{*G} I_{ni}^{*G} \rangle \end{bmatrix} \quad (5.1.2-b)$$

Z-Karıştırıcı için,

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_o \\ V_i^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_o \\ I_i^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ns}^Z \\ V_{no}^Z \\ V_{ni}^{*Z} \end{bmatrix} \quad (5.1.3-a)$$

$$C^Z = \begin{bmatrix} \langle V_{ns}^Z V_{ns}^{*Z} \rangle & \langle V_{ns}^Z V_{no}^{*Z} \rangle & \langle V_{ns}^Z V_{ni}^{*Z} \rangle \\ \langle V_{no}^Z V_{ns}^{*Z} \rangle & \langle V_{no}^Z V_{no}^{*Z} \rangle & \langle V_{no}^Z V_{ni}^{*Z} \rangle \\ \langle V_{ni}^{*Z} V_{ns}^{*Z} \rangle & \langle V_{ni}^{*Z} V_{no}^{*Z} \rangle & \langle V_{ni}^{*Z} V_{ni}^{*Z} \rangle \end{bmatrix} \quad (5.1.3-b)$$

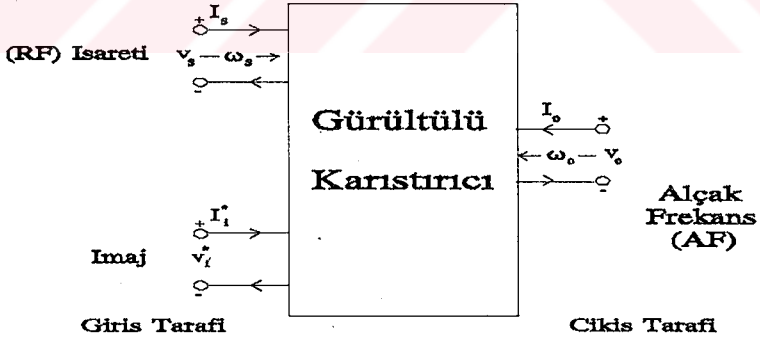


Y-Karıştırıcı için,

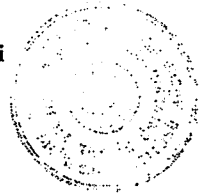
$$\begin{bmatrix} I_s \\ I_o \\ I_i^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ V_o \\ V_i^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{ns}^Y \\ I_{no}^Y \\ I_{ni}^{*Y} \end{bmatrix} \quad (5.1.4-a)$$

$$C^Y = \begin{bmatrix} \langle I_{ns}^Y I_{ns}^{*Y} \rangle & \langle I_{ns}^Y I_{no}^{*Y} \rangle & \langle I_{ns}^Y I_{ni}^{*Y} \rangle \\ \langle I_{no}^Y I_{ns}^{*Y} \rangle & \langle I_{no}^Y I_{no}^{*Y} \rangle & \langle I_{no}^Y I_{ni}^{*Y} \rangle \\ \langle I_{ni}^{*Y} I_{ns}^{*Y} \rangle & \langle I_{ni}^{*Y} I_{no}^{*Y} \rangle & \langle I_{ni}^{*Y} I_{ni}^{*Y} \rangle \end{bmatrix} \quad (5.1.4-b)$$

olarak ifade edilecektir. Herbir karıştırıcı devresinin ω -domeni karakterizasyon ve ilişki matrislerinin elemanlarının, karşılığı t -domeni denklemlerinden nasıl elde edilebileceği Bölüm IV'de anlatıldı.



Şekil 5.1. Gürültülü Karıştırıcının Üç Kapılı Temsili



Yukardaki matrisler arası duality bağıntısı genelleştirilmiş bir formülasyonu teklif eder. (Şekil 5.2).

M-Karıştırıcısı için,

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_o \\ U_i^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ V_o \\ V_i^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ns} \\ u_{no} \\ u_{ni}^* \end{bmatrix} \quad (5.1.5)$$



Şekil 5.2. Karıştırıcının Genelleştirilmiş Temsil Edilmesi

U, V ve W'lerin anlamı Tablo 5.1'de verilmiştir.



M	Z	Y	H	G
m_{ij}	z_{ij}	y_{ij}	h_{ij}	g_{ij}
$U_s; u_{ns}$	$V_s; v_{ns}^Z$	$I_s; i_{ns}^Y$	$V_s; v_{ns}^H$	$I_s; i_{ns}^G$
V_s	I_s	V_s	I_s	V_s
$U_o; u_{no}$	$V_o; v_{no}^Z$	$I_o; i_{no}^Y$	$I_o; i_{no}^H$	$V_o; v_{no}^G$
V_o	I_o	V_o	V_o	I_o
$U_i; u_{ni}$	$V_i; v_{ni}^Z$	$I_i; i_{ni}^Y$	$V_i; v_{ni}^H$	$I_i; i_{ni}^G$
V_i	I_i	V_i	I_i	V_i
W_s	Z_s	Y_s	Z_s	Y_s
W_{gir}	Z_{gir}	Y_{gir}	Z_{gir}	Y_{gir}
W_ζ	Z_ζ	Y_ζ	Y_ζ	Z_ζ
W_y	Z_y	Y_y	Y_y	Z_y
W_i	Z_i	Y_i	Z_i	Y_i

Tablo 5.1.Genell Notasyon Anlamları

M matrisinin aşağıdaki formda olduğu, t-domeni denklemlerini kullanarak gösterilebilir. Keza H-karıştırıcısı için Bölüm IV'de gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ \pm m_{12}^* & m_{22} & \pm m_{12}^* \\ m_{13} & m_{12}^* & m_{33} \end{bmatrix} \quad (5.1.6)$$

Burada + ve - işaretleri, sırasıyla Y,Z ve H,G karıştırıcıları için geçerlidir. Resiprosite koşulu (i ve j kapıları için)



$$\text{Resiprosite} \Leftrightarrow m_{ij} = \pm m_{ji} \begin{cases} +, & [m] = [z] \text{ veya } [y] \text{ için,} \\ -, & [m] = [h] \text{ veya } [g] \text{ için.} \end{cases} \quad (5.1.7)$$

şeklinde ifade edilebilir.

İmaj kapısı sonlandırma denklemi,

$$U_i^* = -W_i^* V_i^* \quad (5.1.8)$$

(5.1.5), M-karıştırıcısının üç kapılı denklemlerine sokularak, M-karıştırıcısının iki-kapılı denklemleri elde edilir.

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{ns} \\ U_{no} \end{bmatrix} \quad (5.1.9)$$

Burada,

$$M_{ij} = m_{ij} - \frac{m_{i3} m_{3j}}{m_{33} + W_i^*} \quad i, j = 1, 2 \quad (5.1.10)$$

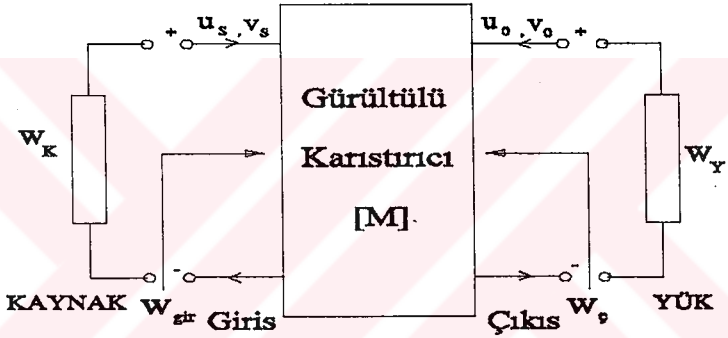
ve

$$U_{ns} = u_{ns} - \frac{m_{13}}{m_{33} + W_i^*} u_{ni}^* \quad (5.1.11)$$



$$U_{no} = u_{no} - \frac{m_{23}}{m_{33} + W_i^*} u_{ni}^* \quad \text{dır.}$$

Genelleştirilmiş gürültülü iki-kapılı karıştırıcı blok şeması Şekil 5.3'de verilmiştir.



Şekil 5.3. Genelleştirilmiş Gürültülü 2-Kapılı Karıştırıcı

Burada,

$$W_{gir} \triangleq \frac{U_s}{V_s} \left[= M_{11} - \frac{M_{12}M_{21}}{M_{22} + W_Y} \right] \quad (5.1.13)$$

Bağımsız Kaynaklar
Devre Dışı edilmiştir.



$$W_s \triangleq \frac{U_o}{V_o} \Big] = M_{22} - \frac{M_{12}M_{21}}{M_{11} + W_K} \quad (5.1.14)$$

Bağımsız Kaynaklar

Devre Dışı edilmiştir.

İki-kapılı resiprosite bağıntısını,

$$\text{Resiprosite} \Rightarrow M_{12} = \pm M_{21} \begin{cases} +, [M] = [Z] \text{ veya } [Y] \text{ için,} \\ -, [M] = [H] \text{ veya } [G] \text{ 'dır.} \end{cases} \quad (5.1.15a)$$

şeklinde ifade edilebilir, üç-kapılı resiprosite bağıntısı cinsinden,

$$m_{12} = m_{21} \quad , \quad m_{13} m_{32} = m_{31} m_{23} \quad (5.1.15b)$$

ifade edilebilir. (5.1.15b)'den üç-kapılı resiprok ise, iki-kapılının resiprok olduğu sonucu çıkartılabilir.

V.1.1. Pasivite

Bir n-kapılı, ancak ve ancak kabul edilebilir bütün kapı gerilim ve akım kombinezonları için, giren toplam net güç P_{net} negatif değilse pasiftir. Sistem pasif değilse aktiftir: [28]

$$P_{net} = \frac{1}{2} ([V]'[U] + [U]'[V]) \geq 0 \quad (5.1.16)$$



$[U] = [m] [V]$ n-kapılı uyarma vektörü $[V]$ ile cevap vektörü $[U]$ bağıntısını kullanarak,

$$\text{Pasivite} \Rightarrow P_{\text{net}} \geq 0 \Leftrightarrow [m] + [m]^* \geq 0 \quad (5.1.17)$$

elde edilir (5.1.17) koşulunu gerçekleyen $[m]$ matrisi pozitif yarıtanımlıdır. İki-kapılı $[M]$ matrisi için gerekli ve yeterli koşullar;

$$M_{11}^r \geq 0 \quad M_{22}^r \geq 0 \quad (5.1.18)$$

$$\det([M] + [M]^*) \geq 0 \quad (5.1.19)$$

dır. Burada $M_{ij}^r = \text{Re}(M_{ij})$, $M_{ij}^i = \text{Im}(M_{ij})$ dır (Şekil 5.1.18) ve (5.1.19)'la verilenlerin eşitlikleri gerçekleşmesi halinde n-kapılı kayıpsızdır.

Page bağıntısına göre [13], $\partial v / \partial i \geq 0$ 'a sahip nonlineer akım-gerilim karakteristikli direnç için,

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} n^2 P_{m,n} \geq 0 \quad (5.1.20)$$

yazılabilir; burada $P_{m,n}$, $\omega_{m,n} = m\omega_p + n\omega_q$ 'daki net güçtür. $\omega_{1,0} = \omega_p$ pompa frekansı; $\omega_{0,1} = \omega_q$ RF işaret frekansı, $\omega_{-1,1} = -\omega_p + \omega_q$ AF işaret frekansı, $\omega_{-2,1} = -2\omega_p + \omega_q$ imaj frekansı mevcut, ele aldığımız karıştırıcı devresi için (5.1.20),



$$P_{RF} + P_{AF} + P_i \geq 0 \quad (5.1.21)$$

yazılabilir; bunun da anlamı $\partial u / \partial i \geq 0$ olan nonlineer dirençlerle yapılan karıştırıcı devrelerin pasif olduğudur ve bir M karıştırıcı iki-kapılı [M] matrisinin pozitif yarıtanımlılığın (5.1.18) ve (5.1.19)'la verilen gerekli ve yeterli koşullarını gerçekler. Gelecek kısımda da vurgulanacağı gibi mutlak kararlıdır.

V.1.2. Kararlılık

Ancak ve yalnız ancak bir n-kapılı, kapılardan biri dışında geri kalanları mümkün bütün pasif yük kombinasyonlarıyla sonlandırılarak elde edilen bir-kapılı pasif ise, mutlak kararlıdır. Bir devre ancak ve yalnız ancak mutlak kararlı değilse, potansiyel kararsızdır. İki-kapılı M karıştırıcısı için mutlak kararlılık denklemleri aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$Re[W_{gr}] \geq 0 \quad Re[W_Y] \geq 0 \quad \text{olan her } W_Y \text{ için} \quad (5.1.22-a)$$

$$Re[W_g] \geq 0 \quad Re[W_K] \geq 0 \quad \text{olan her } W_K \text{ için} \quad (5.1.22-b)$$

Burada W_{gr} ve W_g , sırasıyla, (5.1.13) ve (5.1.14) ile verilmişlerdir. (5.1.22) denklemlerinden basit manipulasyonlar neticesi, mutlak kararlılık için gerekli ve yeterli koşullar,

$$M_{11}^r \geq 0, \quad M_{22}^r \geq 0 \quad (5.1.23-a)$$



ve

$$2M_{11}^r M_{22}^r \geq |M_{12} M_{21}| + \text{Re}(M_{12} M_{21}) \geq 0 \quad (5.1.23-b)$$

olarak elde edilir ve (5.1.18), (5.1.19)'la verilen pasivite koşulları, mutlak kararlılık koşullarını içerir.

$$\text{Pasivite} \Rightarrow \text{Mutlak Kararlılık} \quad (5.1.24-a)$$

fakat

$$\left. \begin{array}{l} \text{Mutlak Kararlılık} \\ + \\ \text{Modül Resiprosite} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Pasivite} \quad (5.1.24-b)$$

Burada modül resiprosite $|m_{12}| = |m_{21}|$ dır.

V.2. DÖNÜŞTÜRME PERFORMANSI

Dönüştürme performansı genellikle transdüser güç kaybıyla karakterize edilir, keza laboratuarda ölçülen kayıp budur:

$$L \triangleq \frac{P_{m,K}}{P_{m,Y}} \quad (5.2.1)$$



burada $P_{m,k}$ kaynaktan, çekilen mümkün maximum güçtür. U_K ve $W_K = W_K^r + W_K^i$ kaynak Thevenin ya da Norton eşdeğer devresinin kaynak ve iç empedansını karakterize eden iki parametresini olduğuna göre, $P_{m,k}$

$$P_{m,k} = \frac{|U_K|^2}{8W_K^r} \quad (5.2.2)$$

şeklinde ifade edilebilir. (5.2.1)'deki $P_{m,Y}$ ise, çıkış kapısı sonlandırması W_Y 'e aktarılan net güçtür:

$$P_{m,Y} = \frac{1}{2} |V_o|^2 W_Y^r \quad (5.2.3)$$

Dolayısıyla L transdüşer güç kaybı fonksiyonu

$$L = \frac{1}{4} \left| \frac{U_K}{V_o} \right|^2 \frac{1}{W_K^r W_Y^r} \quad (5.2.4)$$

olarak ifade edilebilir. (5.1.9) denklemlerinde, eşdeğer kapı gürültü kaynaklarını devre dışı ederek, $U_{ns} = U_{no} = 0$, $|U_K/V_o|^2 \gg 1$, M-genel devre parametreleri ve W_K ve W_Y sonlandırmaları cinsinden elde edelim:

$$U_s = M_{11} V_s + M_{12} V_o \quad (5.2.5)$$



$$U_o = M_{21}V_s + M_{22}V_o \quad (5.2.6)$$

$$U_s = U_k - W_K V_s \quad (5.2.7)$$

$$U_o = -W_Y V_o \quad (5.2.8)$$

Yukardaki 4 denklemi kullanarak, aşağıdaki matris denklem seti elde edilir:

$$\begin{bmatrix} U_K \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} + W_K & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} + W_Y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ V_o \end{bmatrix} \quad (5.2.9)$$

Burada sonlandırmaları da içeren;

$$\begin{bmatrix} M_{11} + W_K & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} + W_Y \end{bmatrix} \quad (5.2.10)$$

matrisi M-karıştırıcısının "Genişletilmiş Devre" matrisidir, ve bu matrisin determinanı,

$$\Delta_M = (M_{11} + W_K)(M_{22} + W_Y) - M_{12}M_{21} \quad (5.2.11)$$

olup, V_o



$$V_o = \frac{M_{21}}{-\Delta_M} U_K \quad (5.2.12)$$

olarak bulunur. V_o (5.2.4)'de yerine konarak, L transdüser kayıp fonksiyonu,

$$L = \frac{1}{4W_K^T W_Y^T} \left| \frac{\Delta_M}{M_{21}} \right|^2 \quad (5.2.13)$$

olarak elde edilir.

Bir karıştırıcının dönüştürme performansını optimize etmek, bu performansın ölçüsü kabul edilen (5.2.13) ile verilen L fonksiyonunun içerdiği M-parametreleri, giriş (W_K) ve çıkış (W_Y) sonlandırılmalarına göre optimizasyonu demektir. M parametreleri geçen bölümde hesaplandığı üzere, diodun dinamik direncinin ($r_f(t)$) Fourier katsayılarının fonksiyonudur. Literatürde optimum direnç dalga şekli $r_f(t)$ problemi Saleh tarafından ele alınmış [2] ve parametreleride verilerek belli bir minimum ve maximum arasında değişen dikdörtgen dalga şekli olarak tayin edilmiştir. Çalışmada uygulamadaki durum, yerel osilatör (YO) sürülmesiyle tesbit edilen kutuplama noktasındaki dinamik direnç dalga şekli temel alınmıştır. Literatürde, YO-devresine ilave edilen seri rezonans devresinin karıştırıcı performansını geliştirdiği kaydedilmiştir [7],[8]. Çalışmada, YO akımla sürülme koşullarında önce giriş ve çıkış sonlandırılmalarına göre L optimize edilerek, W_{Kopt} , W_{Yopt} ve L_{opt} nın M-parametreleri cinsinden analitik ifadeleri elde edilmiştir, daha sonra her bir tip karıştırıcı devresi bilgisayarla simüle edilerek L_{opt} u YO gücüne göre değişimi bulunmuş ve optimum güç ve karşılığı M-parametreleri, W_{Kopt} , W_{Yopt} tayin edilmiştir. Buna göre L fonksiyonunun sonlandırmalara göre optimizasyonu en



genel biçimde;

$$\frac{\partial L}{\partial W_K^r} = 0, \quad \frac{\partial L}{\partial W_K^i} = 0 \quad (5.2.14-a)$$

$$\frac{\partial L}{\partial W_Y^r} = 0, \quad \frac{\partial L}{\partial W_Y^i} = 0 \quad (5.2.14-b)$$

denklem kümesinin çözümüyle elde edilir.

Eğer M-parametreleri n-kapılı sonlandırmalarından bağımsız ise, (5.2.14-a) ve (5.2.14-b) koşulları, iki-kapılı simültane eşlenik uydurma koşullarına denktir ki bizim durumumuza karşı düşer.

$$W_{Kopt} = W_{gr}^* = M_{11}^* - \frac{M_{12}^* M_{21}^*}{M_{22}^* + W_{Yopt}} \quad (5.2.15-a)$$

$$W_{Yopt} = W_{\xi}^* = M_{22}^* - \frac{M_{12}^* M_{21}^*}{M_{11}^* + W_{Kopt}} \quad (5.2.15-b)$$

(5.2.14a-b) ya da (5.2.15a-b) denklem kümelerinin çözümü optimum dönüştürme performansını verir:



$$W_{Kopt} = M_{11}' S - j \left[M_{11}^i - M_{11}' \left\{ \frac{I_m(M_{12}M_{21})}{2M_{11}'M_{22}'} \right\} \right] \quad (5.2.16-a)$$

$$W_{Yopt} = M_{22}' S - j \left[M_{22}^i - M_{22}' \left\{ \frac{I_m(M_{12}M_{21})}{2M_{11}'M_{22}'} \right\} \right] \quad (5.2.16-b)$$

$$L_{opt} = \frac{|M_{12}|}{|M_{21}|} \frac{M_{11}'M_{22}'}{|M_{12}M_{21}|} \left[(1+S)^2 + \left\{ \frac{I_m(M_{12}M_{21})}{2M_{11}'M_{22}'} \right\}^2 \right] \quad (5.2.16-c)$$

burada

$$S = \sqrt{1 - \frac{Re(M_{12}M_{21})}{M_{11}'M_{22}'} - \left\{ \frac{I_m(M_{12}M_{21})}{2M_{11}'M_{22}'} \right\}^2} \quad (5.2.16-d)$$

Bizim halimizde, $[M]$, sabit yada zamana bağlı lineer dirençlerden oluşan bir devreye karşı düşen reel bir matristir. Buna göre optimum dönüştürme performans denklemleri m-üç kapılı parametreleri cinsinden gelecek kısımda verilecektir.



V.2.1. İmaj Sonlandırmasına Göre Optimum Dönüştürme Performansı

Tablo 5.2'de üç önemli imaj sonlandırılması verilmiştir.

Hal	Koşul	Z- ya da H- Matrisi	Y- ya da G- Matrisi
1	$W_i=\infty$	Açık-Devre İmaj	Kısa-Devre İmaj
2	$W_i=0$	Kısa-Devre İmaj	Açık-Devre İmaj
3	$W_i=W_k$	GENİŞ BAND GİRİŞ	

Tablo 5.2. Üç Önemli İmaj Sonlandırması

Aşağıdaki parametreler karıştıcı m-parametrelerinin fonksiyonu olup, sonlandırmalarından bağımsızdır:

$$\epsilon_1 = \frac{m_{12}m_{21}}{m_{11}m_{22}} (\leq 1) \quad (5.2.17-a)$$

$$\theta = \frac{m_{13}}{m_{11}} (|\theta| \leq 1) \quad (5.2.17-b)$$

$$\epsilon_2 = \frac{2e_1}{1+\theta} (\leq 1) \quad (5.2.17-c)$$

$$\epsilon_3 = \frac{e_1}{1-e_1} \frac{1-\theta}{1+\theta} (\leq 1) \quad (5.2.17-d)$$



$$(1-\epsilon_1)(1-\epsilon_3)=(1-\epsilon_2) \quad (5.2.17-e)$$

Şimdi performans sınırlarını tayin eden imaj sonlandırmaları $W_i=\infty$, $W_i=0$ halleri için dönüştürme performansı denklemlerini verelim:

1. $W_i=\infty$

(5.1.10)'dan

$$M_{ij}=m_{ij} \quad i,j=1,2 \quad (5.2.18-a)$$

$$L = \frac{1}{4W_K^r W_Y^r} \left| \frac{(m_{11} + W_K)(m_{22} + W_Y) - m_{12}m_{21}}{m_{21}} \right|^2 \geq 1 \quad (5.2.18-b)$$

$$W_{gr} = m_{11} - \frac{m_{12}m_{21}}{m_{22} + W_Y}, W_g = m_{22} - \frac{m_{12}m_{21}}{m_{11} + W_K} \quad (5.2.18-c)$$

$$L_1 = L_{opt} = \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{1 + \sqrt{1-\epsilon_1}}{1 - \sqrt{1-\epsilon_1}} \quad (5.2.18-d)$$

$$W_{K,opt} = m_{11}\sqrt{1-\epsilon_1}, W_{Y,opt} = m_{22}\sqrt{1-\epsilon_1} \quad (5.2.18-e)$$

Y.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANİTASYON MERKEZİ



$$2.W_i=0$$

(5.1.10)'dan

$$M_{ij}=m_{ij}-\frac{m_{13}m_{3j}}{m_{33}} \quad i,j=1,2 \quad (5.2.19-a)$$

(5.2.11)'den

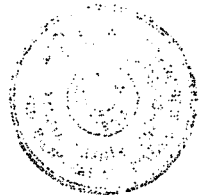
$$\Delta_M = \left(m_{11} + \frac{m_{13}m_{31}}{m_{33}} + W_K \right) \left(m_{22} + \frac{m_{23}m_{32}}{m_{33}} + W_Y \right) - \left(m_{12} + \frac{m_{13}m_{32}}{m_{33}} \right) \left(m_{21} + \frac{m_{23}m_{31}}{m_{33}} \right)$$

(5.2.13)'de yerine konulursa,

$$L = \frac{1}{4W_K^r W_Y^r} \frac{\left| \begin{bmatrix} m_{33}(m_{11} + W_K) + m_{13}m_{31} \\ m_{33}(m_{22} + W_Y) + m_{23}m_{32} \end{bmatrix} \right|}{\left| \begin{bmatrix} m_{33}m_{21} - m_{23}m_{31} \\ -[m_{33}m_{12} + m_{13}m_{32}] \end{bmatrix} \right|} \left| \begin{bmatrix} m_{33}m_{21} + m_{23}m_{31} \\ -[m_{33}m_{12} + m_{13}m_{32}] \end{bmatrix} \right|^2$$

(5.2.19-b)

$$L_2 = L_{opt} = \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_3}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_3}} \geq 1 \quad (5.2.19-c)$$



$$W_{K,opt} = m_{11}(1-\theta^2)\sqrt{1-\epsilon_3} \quad (5.2.19-d)$$

$$W_{Y,opt} = m_{22}(1-\epsilon_1)\sqrt{1-\epsilon_3} \quad (5.2.19-e)$$

3. $W_i = W_K$ Genişband giriş sonlandırılması halinde, (5.1.10)'dan, iki-kapılı M parametreleri,

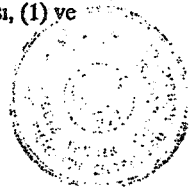
$$M_{ij} = m_{ij} - \frac{m_{i3}m_{3j}}{m_{33} + W_K} \quad (5.2.20-a)$$

olarak verilebilir, diğer bir ifadeyle M-parametreleri giriş sonlandırmasının (5.2.20-a) ile verilen fonksiyonudurlar. Sonuç olarak (5.2.15.) denklem kümesiyle verilen iki-kapılının simültane eşlenik uydurulması dönüştürme performansını optimize etmez. (5.2.14) denklem kümesi dönüştürme performansının optimizasyon denklemleridir.

Geniş band giriş sonlandırılması için, L , W_{gr} , W_c , (5.2.20-a) ile M_{ij} parametreleri sırasıyla (5.2.13), (5.1.13), (5.1.14)'de konularak elde edilir. (5.2.14) denklem kümesinin L_{opt} çözümü,

$$L_2 = L_{opt} = 2 \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{1 + \sqrt{1-\epsilon_2}}{1 - \sqrt{1-\epsilon_2}} \geq 2 \quad (5.2.21-a)$$

ile verilebilir, ve en iyi beklenebilecek değer 2 olduğundan karıştırıcı için, dönüştürme performans sınırı teşkil etmez. Optimum imaj sonlandırması, (1) ve



(2) hal denklemlerinden görüldüğü gibi, $\epsilon_1 > \epsilon_3$ yada $\epsilon_3 > \epsilon_1$ durumlarının bağlı olarak, ya $W_i = \infty$ ya da $W_i = 0$ 'dır. Bu durum karıştırıcı tipine bağlı olarak değişir, karıştırıcı bilgisayar simülasyonu ile gelecek bölümde tayin edilmiştir.

V.3. GÜRÜLTÜ PERFORMANSI

V.3.1. Karıştırıcı Gürültü Faktörü Tanımı

IEEE standartına göre, bir karıştırıcının spot gürültü faktörü, birim band başına çıkış kapısından elde edilebilecek maximum toplam gürültü gücünün, gürültü sıcaklığı 290K olan giriş sonlandırmasının ana frekans dönüştürme yoluyla oluşturduğu çıkış gürültü gücü payına oranı olarak tanımlanır. (Şekil 5.4)

$$F = \frac{N_f / \Delta f}{G_m k T_o} \quad (5.3.1)$$

Burada.

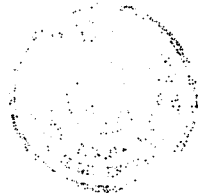
N_f = Çıkış kapısından elde edilebilecek maximum toplam gürültü gücü, [W]

k = Boltzmann sabiti, $1,38 \times 10^{-23}$ J/°K

T_o = 290°K, $kT_o = 3,98 \times 10^{-21}$ W/Hz'lık band genişliği için -174 dBm'e eşdeğerdir.

$\Delta f = f_c = \omega / 2\pi$ merkez frekansına sahip ideal bir dar band geçiren filtrenin band genişliği.

Şayet dar bandlı filtre ideal değilse, Δf filtrenin gürültü band genişliğidir ve aşağıdaki şekilde tanımlanır. (Şekil 5.5)



$$\Delta f = \frac{1}{H_o^2} \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (5.3.2)$$

Burada $H(f)$ filtrenin transfer fonksiyonu, $H_o = |H(f)|_{\max}$ merkez frekansı genlik cevabıdır.

G_m = Mümkün güç kazancıdır ve şu şekilde tanımlanır:

$$G_m = \frac{P_{mç}}{P_{mk}} \quad (5.3.3)$$

Burada $P_{mç}$ ve P_{mk} sırasıyla çıkış kapısından ve kaynaktan elde edilebilecek maximum güçleridir:

$$P_{mç} = \frac{|E_{th}|^2}{4Re(Z_{th})}, \quad P_{mk} = \frac{|E_k|^2}{4Re(Z_k)} \quad (5.3.4)$$

ki E_{th} , $Z_{th} = Z_c$ çıkış kapısının Thevenin eşdeğer gerilim ve empedansıdır, E_k , Z_k kaynak emk ve empedanslarıdır. Buna göre G_m

$$G_m = \frac{|E_{th}|^2}{|E_k|^2} \frac{Re(Z_k)}{Re(Z_c)} \quad (5.3.5)$$

Burada $|E_{th}/E_k|^2$ ve $Re(Z_c)$ giriş devresi ve iki-kapılı parametreleri tarafından tayin edilir.

Gürültü faktörünün alternatif tanımı;



$$F = \frac{(S/N)_g}{(S/N)_f} \quad (5.3.6)$$

dır, burada;

$(S/N)_g$ ve $(S/N)_f$ sırasıyla giriş ve çıkışta mümkün (işaret/gürültü) dır ve yeniden aşağıdaki şekilde yazılabilir:

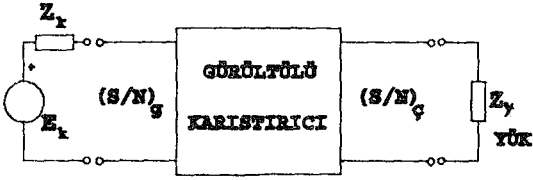
$$F = \frac{N_f}{(S_f/S_g)N_g} = \frac{N_f}{G_m k T_o \Delta f}$$

ki (5.3.1)'nin aynıdır. $N_f = N_{f,k} + N_e$ koyarak,

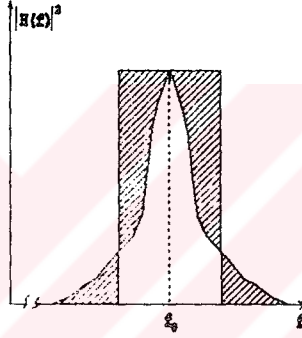
$$F = 1 + \frac{N_e}{N_{f,k}} \quad (5.3.7)$$

elde edilir. Burada N_e , iki-kapılının iç gürültü kaynaklarının çıkış kapısında oluşturdukları mümkün gürültü gücü, $N_{f,k}$ standart gürültü sıcaklığını (290 °K) haiz giriş sonlandırmasının çıkış kapısında oluşturduğu mümkün gürültü gücü = $G_m k T_o \Delta f$ dır.

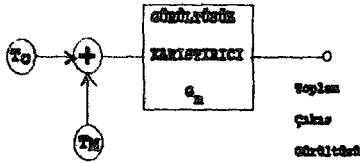




Şekil 5.4. Gürültülü Karıştırıcının Bir Gürültülü İki-Kapılı Olarak Temsili



Şekil 5.5. Gürültü Bantgenişliği Afun Tanımı



Şekil 5.6 Gürültülü Karıştırıcının Eşdeğer Gürültü Sıcaklığıyla Modellenmesi



V.3.2. Eşdeğer Karıştırıcı Gürültü Sıcaklığı

İmaj frekansı açık ya da kısa devre edilmiş iki-frekans karıştırıcısının eşdeğer giriş gürültü sıcaklığı, gürültüsüz fakat identik karıştırıcı terminolojisi cinsinden şu şekilde tanımlanır: T_M gürültüsüz karıştırıcının giriş sonlandırmasının sıcaklığıdır, öyle ki çıkış kapısında oluşan mümkün toplam gürültü gücü, mutlak sıfır sıcaklığındaki giriş sonlandırmasını haiz gürültülü karıştırıcının toplam çıkış gürültü gücüne eşittir:

$$T_M = \frac{N_e}{G_m k \Delta f} \quad (5.3.8)$$

(5.3.7) kullanarak, karıştırıcı gürültü sıcaklığı, gürültü faktörü birbirleri cinsinden ifade edilebilir:

$$T_M = T_o (F - 1) \quad (5.3.9-a)$$

$$F = \frac{T_M}{T_o} + 1 \quad (5.3.9-b)$$

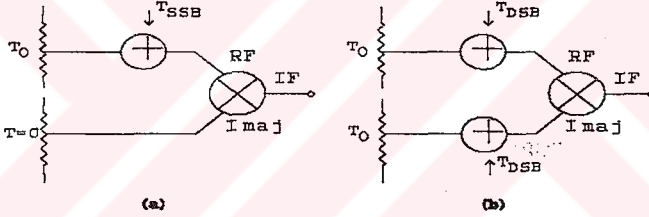
RF, AF ve imaj frekansları genel olarak dışardan sonlandırılmış üç-frekans karıştırıcıları için, identik gürültülü ve gürültüsüz her iki karıştırıcının imaj sonlandırmasını mutlak sıfırda muhafaza etmek koşuluyla, "Tek Yanband" gürültü sıcaklığı aynı şekilde tanımlanır. (IEEE Standart) (Şekil 5.7) üç frekanslı (RF, AF, imaj) karıştırıcılar için tanımlanan "Çift Yanband" gürültü sıcaklığı,



imaj ve RF frekanslarının her ikisinde aynı zamanda giriş olarak ele alınıp hesaplanır. Buna göre, toplam çıkış gücü $G_m k(2 T_{DSB} + 2 T_o)$ dır, burada giriş sonlandırılmasının payı $G_m k 2 T_o \Delta f$ dır. O halde çift yanband gürültü faktörü,

$$F_{DSB} = \frac{T_{DSB}}{T_o} + 1 \quad (5.3.10)$$

olarak verilebilir, burada mümkün dönüştürme kazançlarının işaret ve imaj frekanslarında aynı olduğu varsayılmıştır. Bu takdirde $T_{DSB} = \frac{1}{2} T_{SSB}$ dır. Şayet işaret ve imaj frekanslarını dönüştürme kazancı, $T_{DSB} = T_{SSB} / (1 + G_{m,1} / G_{m,-1})$ dır.



Şekil 5.7 "Çift" ve "Tek" Yanbandlı Gürültü Faktörü

V.3.3. Alıcı Ön Katı Gürültü Faktörleri

Alıcı ön-katları için mümkün iki düzenek aşağıdaki şekilde ele alınabilir.

(Şekil 5.8)

- Basit bir karıştırıcı+AF kuvvetlendiricisi kombinezonunun takip ettiği düşük gürültü RF ön-kuvvetlendiricisi,
- Herhangi bir ön-kuvvetlendiricisiz bir düşük-gürültülü karıştırıcı+AF kuvvetlendiricisi.



Ön-katların toplam gürültü faktörü 'Friis' formülü tarafından elde edilebilir. Birinci ön-kat düzeneğinin gürültü faktörü,

$$F_{r_1} = F_{RF} + \frac{F_M - 1}{G_{RF}} + \frac{L_M(F_{AF} - 1)}{G_{RF}} \quad (5.3.11)$$

ve ikincisinin gürültü faktörü

$$F_{r_2} = F_M + L_M(F_{AF} - 1) \quad (5.3.12)$$

dır, burada F_{RF} , F_M , F_{AF} sırasıyla RF ön-kuvvetlendiricisinin, karıştırıcının ve AF kuvvetlendiricisinin gürültü faktörleridir; G_{RF} ve L_M sırasıyla RF ön-kuvvetlendiricisinin mümkün kazancı, ve karıştırıcının mümkün dönüştürme kaybıdır.

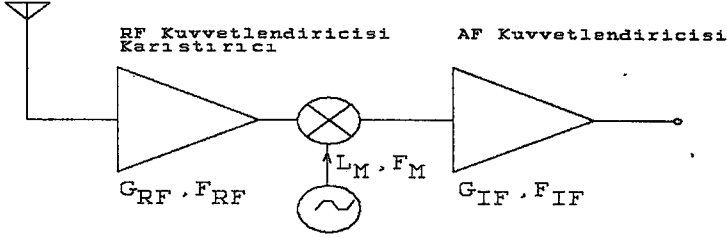
Mümkün iki ön-katın gürültü performanslarını karşılaştırmak için, sistem gürültü faktörü ilk katın gürültü faktörüne karşı değişimi, geri kalan katların toplam gürültü faktörü parametre alınarak çizildi. (Şekil 5.9)'daki eğri ailesinden şu neticeler çıkarılabilir.

(i) Ön-kata bir RF ön-kuvvetlendiricisinin ilave edilmesi, daima ön-katın sistem gürültü performansını geliştirir, sistemin toplam gürültü faktöründeki, indirgenme miktarı, arkadaki iki katın gürültüsüne bağlıdır, çünkü hassasiyetini sınırladığı için G_{RF} çok büyük yapılamaz.

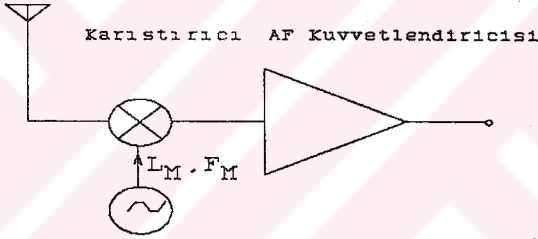
(ii) Düşük-gürültülü karıştırıcı+AF kuvvetlendirici kombinezonu için düşük-gürültülü karıştırıcı kadar düşük gürültülü AF kuvvetlendiricisi gereklidir, çünkü sistem gürültüsüne katkısı karıştırıcının kaybıyla çarpılarak kuvvetlenmektedir. Buradan karıştırıcının da düşük kayıplı olması gerektiği sonucu çıkar.

Vugrinic [29] tarafından, bir karıştırıcının gürültüsünü minimize eden giriş sonlandırmasının, dönüştürme kaybını genellikle minimize etmediği

gösterilmiştir. Gelecek kısımda dengelenmiş karıştırıcıların gürültüsünü optimize eden giriş sonlandırması genel olarak formüle edilecektir.



- (a) Karıştırıcı+AF Kuvvetlendiricisi tarafından takip edilen bir Düşük-Gürültülü Kuvvetlendirici

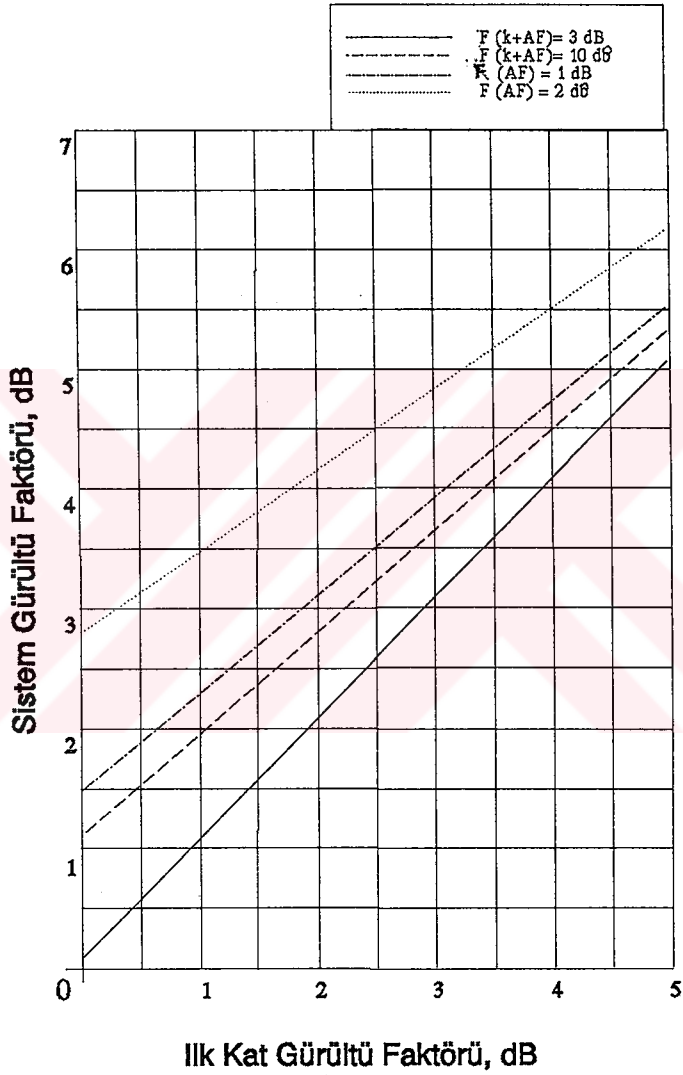


- (b) Yüksek Kazanç ve Düşük-Gürültülü AF Kuvvetlendiricisinin Takip Ettiği Düşük-Gürültülü Karıştırıcı

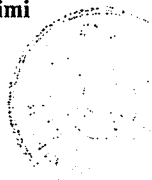
Şekil 5.8 Mümkün Alıcı Ön-Kat Düzenekleri

V.3.4. Çapraz Karıştırıcılarının Gürültü Faktörü ve Optimizasyonu

(V.3.1) kısmında, (5.3.1) denklemleriyle verilen bir karıştırıcının gürültü faktörü tanımını çapraz karıştırıcılara uygulayacağız. Bu amaçla, gürültülü bir çapraz karıştırıcının M-parametreleriyle tasvir eden (5.1.9-12) denklemlerini ele alalım. Karıştırıcının giriş ve çıkış sonlandırma denklemlerini (5.1.9)'e sokarak, aşağıdaki geniş-



Şekil 5.9 Sistem Gürültü Faktörü-İlk Kat Gürültü Faktörü Değişimi



letilmiş devre matrisini de bulunduran denklem sistemi elde edilir:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} + W_K & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} + W_Y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{ns} \\ U_{no} \end{bmatrix} \quad (5.3.13)$$

Genişletilmiş Devre Matrisi

(5.3.13) denklem sisteminden U_{ns} ve U_{no} gürültü kaynaklarının AF çıkış büyüklüğü V_o aşağıdaki şekilde elde edilebiliriz:

$$V_o = -\frac{1}{\Delta} [(M_{11} + W_K) U_{no} - M_{21} U_{ns}] \quad (5.3.14-a)$$

$\langle V_o V_o^* \rangle$ içinde,

$$\begin{aligned} \langle V_o V_o^* \rangle &= \frac{1}{|\Delta|^2} [|M_{11} + W_K|^2 \langle U_{no} U_{no}^* \rangle \\ &\quad - M_{21} (M_{11} + W_K) \langle U_{ns} U_{no}^* \rangle - M_{21}^* (M_{11}^* + W_K^*) \langle U_{no} U_{ns}^* \rangle \\ &\quad + |M_{21}|^2 \langle U_{ns} U_{ns}^* \rangle] \end{aligned} \quad (5.3.14-b)$$

yazılabilir. Burada U_{ns} , U_{no} gürültü kaynaklarının korelasyon bağıntılarının nasıl bulunacağı Bölüm IV'de verildi ve son Bölümde de her bir tip karıştırıcı devresi için ayrı ayrı hesaplandı. Δ genişletilmiş devre determinantıdır.

(5.3.1) gürültü faktörü (5.3.14-b) kullanılarak aşağıdaki forma indirgenebilir:



$$F=1+\frac{L_m \langle V_o V_o^* \rangle \text{Re}\{W_Y\}}{k T_o \Delta f} \quad (5.3.15-a)$$

Burada $L_m = |\Delta|^2 / 4 |M_{12}|^2 \text{Re}\{W_s\} \text{Re}\{W_Y\}$ kullanarak,

$$F = \frac{|M_{11} + W_K|^2 \langle U_{no} U_{no}^* \rangle - M_{21} (M_{11} + W_K) \langle U_{ns} U_{no}^* \rangle - M_{21}^* (M_{11} + W_K^*) \langle U_{ns}^* U_{no} \rangle + |M_{21}|^2 \langle U_{ns} U_{ns}^* \rangle}{k T_o \Delta f 4 |M_{21}|^2 \text{Re}\{W_K\}} \quad (5.3.15-b)$$

Reel matrisli karıştırıcı hali için-ki bizim halimizdir.-bütün M-parametreleri ve sonlandırıcılar reeldir. Bu halde, (5.3.15-b)'de verilen gürlüğü faktörünü giriş sonlandırmasına göre optimize edelim:

$$\frac{\partial F}{\partial W_K} = 0$$

$$\left\{ (2W_K + 2M_{11}) \langle U_{no} U_{no}^* \rangle - M_{21} \langle U_{ns} U_{no}^* \rangle - M_{21}^* \langle U_{no} U_{ns}^* \rangle \right\} \text{payda} \\ = (k T_o \Delta f 4 M_{21}^2) \text{pay}$$

$$W_{K,opt}^2 \langle U_{no} U_{no}^* \rangle = M_{11}^2 \langle U_{no} U_{no}^* \rangle - M_{21} M_{11} \langle U_{ns} U_{no}^* \rangle - M_{21}^* M_{11} \langle U_{no} U_{ns}^* \rangle + M_{21}^2 \langle U_{ns} U_{ns}^* \rangle$$

$$W_{K,opt} = \left[\frac{M_{11}^2 \langle U_{no} U_{no}^* \rangle - M_{21} M_{11} \langle U_{ns} U_{no}^* \rangle - M_{21}^* M_{11} \langle U_{no} U_{ns}^* \rangle + M_{21}^2 \langle U_{ns} U_{ns}^* \rangle}{\langle U_{no} U_{no}^* \rangle} \right]^{1/2}$$

(5.3.16)



(5.3.16)'yle verilen gürültüyü optimize eden giriş sonlandırması, (5.2.18-e) ve (5.2.19-e) ile verilen dönüştürme kaybını optimize eden giriş sonlandırmalarının hiç birine eşit değildir. Bunu $W_{K,F_{opt}}$ diye adlandıralım. Bu takdirde M-karıştırıcısının çıkış empedansı-ki çıkış kapısının uydurulabilmesi için kompleks eşleneği yüke eşit olmalıdır-aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$W_Y = W_f] = M_{22} - \frac{M_{12}M_{21}}{M_{11} + W_{K,F_{opt}}} \quad (5.3.17)$$

$$W_K = W_{K,F_{opt}}$$

Optimum gürültü sonlandırmaları olarak (5.3.16) ve (5.3.17) denklemleriyle verilen sonlandırmalar kullanılmıştır. Her bir tip karıştırıcı devresi için bilgisayar destekli performans analiz ve optimizasyon denklemleri Bölüm VI'da verilmiştir.



BÖLÜM VI

SCHOTTKY ÇAPRAZ KARIŞTIRICILARIN FORMÜLASYONU, BİLGİSAYAR SİMÜLASYONU VE SONUÇLAR

VI.1. Giriş

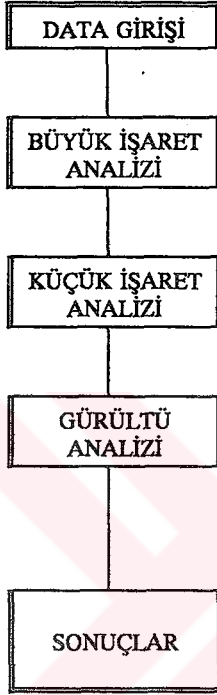
En önemli nonlinear mikrodalga devrelerinden biri, tartışmasız Karıştırıcı devrelerdir; en yaygın kullanılan karıştırma elemanı, milimetrik dalga bölgesinin üst sınırına kadar ulaşan performansı ile Schottky diodlarıdır, ve mikrodalga elektronikğinde en çok kullanılan konfigürasyonlardan biride "Dengelenmiş" tipidir.

Çalışmada seri direnç r_s de harcanan (RF) gücünün ve gürültünün performansın kötüleşmesinde ne derece önemli rol oynadığı eşdeğer devreye r_s de dahil edilerek simüle edilmiştir. Doğal olarak, öz performans bileşenleri Schottky diodunun karıştırma performansının sınırlamalarını tayin etmektedir.

VI.1.1. ÇAPRAZ KARIŞTIRICILARIN PERFORMANS FORMÜLASYONU

Çapraz karıştırıcıların performans simülasyonu akış diyagramında, ilk adım diod parametreleri ve pompalama koşulları belirlenmesidir. Çapraz bağtıda dört identik diodun ω_p frekansında pompalanmaktadır. Akış diyagramın ikinci adımında büyük işaret analizi yapılmaktadır. Büyük işaret analizini izleyen küçük işaret analizi ile çapraz yapının zaman domeni ve frekans domeni denklemleri her dört tip konfigürasyon için gelecek kısım verilecektir.





Schottky Diod parametreleri
Pompalama Koşulları

YO sürülmesi altında
küçük-ışaret direnci $r(t)$,
küçük-ışaret kapasitesi $C(t)$ tayin edilir.

ω -Domeni Denklemlerinden hareketle
Dönüştürme performansı hesaplanır.

Çıkış gürültüsü diod ısı ve vuru
kaynaklarından hesaplanır.
Sonucunda gürültü faktörü ve
sıcaklığı hesaplanır.

Optimum Gürültü Faktörü
Dönüştürme Kaybı
Optimum Sonlandırma

Optimum Dönüştürme Kaybı
Gürültü Faktörü
Optimum Sonlandırma

Optimizasyon, dönüştürme kaybı ve gürültü faktörü için ayrı ayrı yapılmıştır ve optimizasyon faktörleri (i) (RF) ve (AF) kapısı sonlandırma (ii) devre parametrelerini kontrol eden yerel osilatör (YO) gücü olarak ele alınmıştır.



VI.1.2. H- Tipi Karıştırıcı Performansı

Gürültülü H-tipi karıştırıcı için t domeni denklemi

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 2r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} & \frac{x(t)}{1+x(t)s(t)} \\ \frac{-x(t)}{1+x(t)s(t)} & \frac{1}{r_b} \left[\frac{1+2x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} \\
 +2 \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \left[\frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] & \frac{1}{2} \left[\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \\ \frac{1}{2r_b} \left[2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right] & -\frac{1}{2r_b} \left[2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_I^+(t) \\ v_I^-(t) \end{bmatrix} & \quad (6.1.1) \\
 +2 \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \left[r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] & \frac{1}{2} \left[r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] \\ \frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} & \frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v^+(t) \\ i_v^-(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Karıştırıcı performansında en önemli rol oynayan RF, imaj ve AF frekansları için Harmonik Dengeleme yöntemini kullanarak gürültülü karıştırıcının ω domeni denklemleri



$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ -h_{12} & h_{22} & -h_{12} \\ h_{13} & h_{12} & h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{n+1}^H \\ I_{no}^H \\ v_{n-1}^H \end{bmatrix}$$

dır ve imaj sonlandırmasını gözönüne alarak,

$$V_{-1} = -R_f I_{-1} \quad (6.1.3)$$

üç kapılı ile ifade edilen (6.1.2) denklemi

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ -H_{12} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{n+1}^H \\ I_{no}^H \end{bmatrix} \quad (6.1.4)$$

şeklinde iki kapılı ile temsil edilebilir.

Burada H Katsayıları

$$H_{11} = h_{11} \left(1 - \frac{a_H^2}{1 + R_H} \right)$$

$$H_{12} = h_{12} \left(1 - \frac{a_H}{1 + R_H} \right) \quad (6.1.5)$$

$$H_{22} = h_{22} \left(1 + \frac{K_H}{1 + R_H} \right)$$



$$V_{n+1}^H = -\frac{a_H}{1+R_H} v_{n+1}^H + v_{n+1}^H$$

$$I_{no}^H = \frac{B_H}{1+R_H} v_{n-1}^H + i_{no}^H \quad (6.1.6)$$

$$R_H = \frac{R_{-1}}{h_{11}}$$

$$a_H = \frac{h_{12}}{h_{11}}$$

$$K_H = \frac{h_{12}^2}{h_{11}h_{22}}$$

$$B_H = \frac{h_{12}}{h_{11}} \quad (6.1.7)$$

şeklinde olup Fourier katsayıları aşağıdaki bağımlılarla verilmektedir.

$$h_{11} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left[2r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] d\omega, t \quad (6.1.8)$$

Burada



$$\begin{aligned}
 s(t) &= 1 & -\pi/2 \leq \omega_p t \leq \pi/2 \\
 s(t) &= -1 & \pi/2 \leq \omega_p t \leq 3\pi/2
 \end{aligned} \quad (6.1.9)$$

$$h_{12} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left(\frac{x(t)}{1+x(t)s(t)} \right) \cos n\omega_p t \, d\omega_p t \quad n=\text{tek} \quad (6.1.10)$$

$$h_{22} = \frac{1}{2\pi r_b} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left(2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right) d\omega_p t \quad (6.1.11)$$

$$h_{13} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left(2r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right) \cos n\omega_p t \, d\omega_p t \quad n=\text{çift} \quad (6.1.12)$$

$$A_{Ho}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2} \left[\frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.13)$$

$$A_{HI}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2} \left[\frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.14)$$

$$A_{H2}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2} \left[\frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \cos 2\omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.15)$$

$$A_{Ho}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2} \left[\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] d\omega_p t \quad (6.1.16)$$



$$A_{H1}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1}{2} \left[\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \cos \omega_p t \, d\omega_p t$$

$$A_{H2}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1}{2} \left[\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \cos 2\omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.18)$$

$$B_{H0}^\pm = \pm \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1}{2r_b} \left[2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right] d\omega_p t \quad (6.1.19)$$

$$B_{H1}^\pm = \pm \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1}{2r_b} \left[2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right] \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.20)$$

$$C_{H0}^\pm = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1}{2} \left[r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] d\omega_p t \quad (6.1.21)$$

$$C_{H1}^\pm = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1}{2} \left[r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.22)$$

$$C_{H2}^\pm = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1}{2} \left[r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] \cos 2\omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.23)$$



$$D_{Ho}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} d\omega_p t$$

$$D_{HI}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \cos \omega_p t d\omega_p t \quad (6.1.25)$$

$$D_{Ho}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} d\omega_p t \quad (6.1.26)$$

$$D_{HI}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\frac{3\pi}{2}} \frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \cos \omega_p t d\omega_p t \quad (6.1.27)$$

$$h_{11} = 2(r_s + \frac{r_b}{\pi x}) \ln 2x$$

$$h_{12} = \frac{2}{\pi}$$

$$h_{22} = \frac{2}{r_b}$$

$$h_{13} = \frac{2r_b}{\pi x} (2 - \ln 2x) \quad (6.1.28)$$



$$\begin{aligned}
 A_{Ho}^+ &= \frac{1}{2}; \quad A_{HI}^+ = \frac{1}{\pi}; \quad A_{H2}^+ = \frac{1}{2\pi x} \ln 2x + \frac{1}{\pi x} - \frac{1}{4} \\
 A_{Ho}^- &= \frac{1}{2}; \quad A_{HI}^- = -\frac{1}{\pi}; \quad A_{H2}^- = \frac{1}{2\pi x} \ln 2x + \frac{1}{\pi x} - \frac{1}{4}
 \end{aligned} \quad (6.1.29)$$

$$B_{Ho}^+ = \frac{1}{r_b}; \quad B_{HI}^+ = 0$$

$$B_{Ho}^- = -\frac{1}{r_b}; \quad B_{HI}^- = 0 \quad (6.1.30)$$

$$\begin{aligned}
 C_H^+ &= \frac{(h_{11} - r_s)}{2}; \quad C_{HI}^+ = 0; \quad C_{H2}^+ = \frac{h_{13}}{2} \\
 C_H^- &= \frac{(h_{11} - r_s)}{2}; \quad C_{HI}^- = 0; \quad C_{H2}^- = \frac{h_{13}}{2}
 \end{aligned} \quad (6.1.31)$$

$$D_{Ho}^+ = \frac{1}{2}; \quad D_{HI}^+ = -\frac{1}{\pi}$$

$$D_{Ho}^- = -\frac{1}{2}; \quad D_{HI}^- = -\frac{1}{\pi} \quad (6.1.32)$$

H kanştırıcı için gürültü faktörü, dönüştürme kaybı ve optimizasyon faktörleri (RF) ve AF kapısı sonlandırılmaları

$$F = 1 + \frac{L \langle V_o V_o^* \rangle G_T}{k T_o \Delta f} \quad (6.1.33)$$



$$F = \frac{[(H_{11} + R_k)^2 \langle I_{no}^H I_{no}^{*H} \rangle + (H_{12} H_{11} H_{12} R_k) \langle V_{n+1}^H I_{no}^{*H} \rangle]}{k T_o \Delta f 4 H_{12}^2 R_k} \quad (6.1.34)$$

$$+ \frac{[(H_{12} H_{11} + H_{12} R_k) \langle I_{no}^H V_{n+1}^{*H} \rangle + H_{12}^2 \langle V_{n+1}^H V_{n+1}^{*H} \rangle]}{k T_o \Delta f 4 H_{12}^2 R_k}$$

$$L = \frac{[(H_{11} + R_k)(H_{22} + G_L) + H_{12}^2]^2}{4 H_{12}^2 R_k G_Y} \quad (6.1.35)$$

$$R_{k_{opt}} = \sqrt{\frac{H_{11}^2 \langle I_{no}^H I_{no}^{*H} \rangle + H_{12} H_{11} \langle V_{n+1}^H I_{no}^{*H} \rangle + H_{12} H_{11} \langle I_{no}^H V_{n+1}^{*H} \rangle + H_{12}^2 \langle V_{n+1}^H V_{n+1}^{*H} \rangle}{\langle I_{no}^H I_{no}^{*H} \rangle}} \quad (6.1.36)$$

$$G_{Y_{uydurma}} = G_{\text{çıkış}} \Big|_{R_k=R_{k_{opt}}} = H_{22} + \frac{H_{12}^2}{H_{11} + R_{k_{opt}}} \quad (6.1.37)$$

İmaj kapısı açık devre edildiğinde diğer bir ifadeyle $R_i \Rightarrow \infty$ iken,

$$H_{11} = h_{11}, H_{12} = h_{12}, H_{22} = h_{22} \quad (6.1.38)$$

$$V_{n+1}^H = v_{n+1}^H, I_{no}^H = i_{no}^H$$

ve performans eğrileri 0–12 Ω arasında seri direnci olan diodlar için Şekil 6.1, 6.2, 6.3, 6.4 de verilmiştir.

İmaj kapısı kısa devre edildiği durumda yani $R_i=0$ 'sa ,



$$H_{11}=h_{11}(1-a_H^2)$$

$$H_{12}=h_{12}(1-a_H)$$

$$H_{22}=h_{22}(1+k_H)$$

(6.1.39)

$$V_{n+1}^H = -a_H v_{n-1}^H + v_{n+1}^H$$

$$I_{no}^H = B_H v_{n-1}^H + I_{no}^H$$

Bu durumda da optimum gürültü faktörü, dönüştürme kaybı, optimum kaynak direnci, uydurulmuş yük direnci Şekil 6.5, 6.6, 6.7, 6.8'de verilmiştir. Açıkılır ki dengelenmiş H karıştırıcı da imaj açık devre durumunda kısa devre durumuna göre daha iyi performansa sahiptir ve bu konfigürasyon diodun ideallikten uzaklaşmasını toleren edebilir.

6.1.3 G Tipi Karıştırıcı Performansı

Gürültülü G tipi karıştırıcı için t domeni denklemleri



$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{r_b} \left[\frac{1+2x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] & -\frac{x(t)}{1+x(t)s(t)} \\ \frac{x(t)}{1+x(t)s(t)} & 2r_s \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} \\
+2 \begin{bmatrix} -\frac{1}{2r_b} \left[2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right] & -\frac{1}{2r_b} \left[2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right] \\ -\frac{1}{2} \left[\frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] & \frac{1}{2} \left[\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} v_I^+(t) \\ v_I^-(t) \end{bmatrix} \quad (6.1.40) \\
+2 \begin{bmatrix} -\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} & \frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \\ -\frac{1}{2} \left[r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] & \frac{1}{2} \left[r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} i_v^+(t) \\ i_v^-(t) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Harmonik dengeleme yöntemini kullanarak G modeli karıştırıcının ω domeni denklemleri

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ -g_{12} & g_{22} & -g_{12} \\ g_{13} & g_{12} & g_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{n+1}^G \\ v_{no}^G \\ i_{n-1}^G \end{bmatrix} \quad (6.1.41)$$

imaj sonlandırılmasını gözönüne alırsak,

$$I_{-1} = -G_i V_{-1}$$

üç kapılı ile ifade edilen denklemi



$$\begin{bmatrix} I_{n+1} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ -G_{12} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{n+1}^G \\ V_{no}^G \end{bmatrix} \quad (6.1.42)$$

şeklinde iki kapılı ile temsil edilebilir.

Burada G katsayıları

$$G_{11} = g_{11} \left(1 - \frac{a_G^2}{1 + G_G} \right)$$

$$G_{12} = g_{12} \left(1 - \frac{a_G}{1 + G_G} \right)$$

$$G_{22} = g_{22} \left(1 + \frac{K_G}{1 + G_G} \right) \quad (6.1.43)$$

$$I_{n+1}^G = - \frac{a_G I_{n+1}^G - 1}{1 + G_G} + I_{n+1}^G$$

$$V_{no}^G = \frac{1}{1 + G_G} B I_{n+1}^G + V_{no}^G \quad (6.1.44)$$

$$G_G = \frac{G_{-1}}{g_{11}}$$

$$a_G = \frac{g_{13}}{g_{11}}$$



$$K_G = \frac{g_{12}^2}{g_{11}g_{22}}$$

$$B_G = \frac{g_{12}}{g_{11}} \quad (6.1.45)$$

olup Fourier katsayıları aşağıdaki bağıntılarla verilmektedir.

$$g_{11} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{r_b} \left[\frac{1+2x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] d\omega_p t \quad (6.1.46)$$

$$g_{12} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{x(t)}{1+x(t)s(t)} \cos n \omega_p t d\omega_p t \quad n=\text{tek} \quad (6.1.47)$$

$$g_{22} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left(2r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right) d\omega_p t \quad (6.1.48)$$

$$g_{13} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{r_b} \left[\frac{1+2x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \cos n \omega_p t d\omega_p t \quad n=\text{çift} \quad (6.1.49)$$

$$A_{GO}^* = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{1}{2r_b} \left[2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right] d\omega_p t \quad (6.1.50)$$



$$A_{GI}^* = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{1}{2r_b} \left[2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right] \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.51)$$

$$A_{G2}^* = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{1}{2r_b} \left[2 - \frac{1}{1+x(t)s(t)} \right] \cos 2\omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.52)$$

$$B_{GO}^* = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{1}{2} \left[\frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] d\omega_p t \quad (6.1.53)$$

$$B_{GI}^* = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{1}{2} \left[\frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.54)$$

$$B_{GO}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2} \left[\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] d\omega_p t \quad (6.1.55)$$

$$B_{GI}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2} \left[\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{1+x(t)s(t)} \right] \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.56)$$

$$C_{GO}^* = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left[-\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \right] d\omega_p t \quad (6.1.57)$$

$$C_{GI}^* = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.58)$$



$$C_{G2}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{1-x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \cos 2\omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.59)$$

$$C_{GO}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \, d\omega_p t \quad (6.1.60)$$

$$C_{GI}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.61)$$

$$C_{G2}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1+x(t)+x(t)s(t)}{2[1+x(t)s(t)]} \cos 2\omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.62)$$

$$D_{GO}^\pm = \pm \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2} \left[r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] d\omega_p t \quad (6.1.63)$$

$$D_{GI}^\pm = \pm \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2} \left[r_s + \frac{r_b}{1+x(t)s(t)} \right] \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.64)$$

integraller çözülerek aşağıdaki değerler elde edilir.



$$g_{11} = \frac{2}{r_b}$$

$$g_{12} = -\frac{2}{\pi}$$

$$g_{22} = 2 \left(r_i + \frac{r_b}{\pi x} \ln 2x \right)$$

$$g_{13} = -\frac{2}{\pi r_b x} (2 - \ln 2x) \quad (6.1.65)$$

$$A_{G_0}^* = -\frac{1}{r_b} ; A_{G_I}^* = 0 ; A_{G_2}^* = 0$$

$$B_{G_0}^* = -\frac{1}{2} ; B_{G_I}^* = -\frac{1}{\pi}$$

$$B_{G_0}^- = \frac{1}{2} ; B_{G_I}^- = -\frac{1}{\pi} \quad (6.1.66)$$

$$C_{G_0}^* = -\frac{1}{2} ; C_{G_I}^* = \frac{1}{\pi} ; C_{G_2}^* = 0.25$$

$$C_{G_0}^- = -\frac{1}{2} ; C_{G_I}^- = -\frac{1}{\pi} ; C_{G_2}^- = 0.25 \quad (6.1.67)$$

$$D_{G_0}^* = -\frac{h_{11} - r_i}{2} ; D_{G_I}^* = 0$$



$$D_{Go}^- = \frac{h_{11} - r_s}{2} ; D_{GI}^- = 0 \quad (6.1.68)$$

G karıştırıcı için optimum gürültü faktörü, dönüştürme kaybı ve optimum kaynak iletkenliği ve uydurulmuş yük direnci,

$$F = 1 + \frac{L \langle I_o I_o^* \rangle R_Y}{k T_o \Delta f} \quad (6.1.69)$$

$$F = 1 + \frac{[(G_{11} + G_k)^2 \langle V_{no}^G V_{no}^{*G} \rangle + G_{12} (G_{11} + G_k) \langle I_{n+1}^G V_{no}^{*G} \rangle]}{k T_o \Delta f 4 G_{12}^2 G_k} \quad (6.1.70)$$

$$+ \frac{[G_{12} (G_{11} + G_k) \langle V_{no}^G I_{n+1}^{*G} \rangle + G_{12}^2 \langle I_{n+1}^G I_{n+1}^{*G} \rangle]}{k T_o \Delta f 4 G_{12}^2 G_k}$$

$$L = \frac{[(G_{11} + G_k)(G_{22} + R_Y) + G_{12}^2]^2}{4 G_{12}^2 G_k R_Y} \quad (6.1.71)$$

$$G_{k_{opt}} = \left[\frac{G_{11}^2 \langle V_{no}^G V_{no}^{*G} \rangle + G_{12} G_{11} \langle I_{n+1}^G V_{no}^{*G} \rangle + G_{12} G_{11} \langle V_{no}^G I_{n+1}^{*G} \rangle + G_{12}^2 \langle I_{n+1}^G I_{n+1}^{*G} \rangle}{\langle I_{no}^G I_{no}^{*G} \rangle} \right]^{1/2}$$

(6.1.72)



$$R_{y_{ayduruma}} = R_{çıkış} \Big|_{G_k = G_{k_{opt}}} = G_{22} + \frac{G_{12}^2}{G_{11} + G_{k_{opt}}} \quad (6.1.73)$$

formülleri ile verilmektedir. Açık devre durumu $G_i=0$ için G katsayıları

$$\begin{aligned} G_{11} &= g_{11}(1 - a_G^2) \\ G_{12} &= g_{12}(1 - a_G) \\ G_{22} &= g_{22}(1 + K_G) \end{aligned} \quad (6.1.74)$$

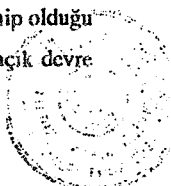
$$\begin{aligned} I_{n+1}^G &= -a_G I_{n-1}^G + I_{n+1}^G \\ V_{no}^G &= B_G I_{n-1}^G + V_{no}^G \end{aligned} \quad (6.1.75)$$

Bu duruma ait performans eğrileri Şekil 6.9, 6.10, 6.11, 6.12'de verilmiştir.

İmaj kapısı kısa devre edildiği durumda yani $G_i \Rightarrow \infty$ hali için;

$$\begin{aligned} G_{11} &= g_{11} ; G_{12} = g_{12} ; G_{22} = g_{22} \\ I_{n+1}^G &= I_{n+1}^G ; V_{no}^G = V_{no}^G \end{aligned} \quad (6.1.76)$$

Bu durum için performans eğrileri Şekil 6.13, 6.14, 6.15, 6.16 ile verilmiştir. Performans eğrilerden her iki hali G karıştırıcı için karşılaştırılırsa G karıştırıcının imaj kapısı kısa devre durumunda açık devre nazaran iyi performansa sahipler. Az gürültülü ve dönüştürme kaybı daha önce H karıştırıcının imaj açık devre sonlandırılmasıyla en iyi performansa sahip olduğu elde edilmişti. Bu iki durum için yani G imaj kısa devre ve H imaj açık devre



için bir karşılaştırma yapıldı ve karşılaştırma eğrileri Şekil 6.17, 6.18, 6.19 ve 6.20'de verilmiştir.

Eğrilerden görülmüştür ki x 'in aşağı değerleri için gürültü faktörü farkı 0.2 dB'nin altında ve x 'nin yukarı değerleri için (10^5 - 10^6) 1 dB takribi farka sahiptirler. G karıştırıcı gürültü faktörü duali olan H karıştırıcıdan daha iyidir ve genel halde takriben performanslar birbirinin benzeridir ve bu iki karıştırıcı birbirinin yerine kullanılabilir. Keza bu sonuç Saleh sonucuyla aynıdır. G karıştırıcının sonlandırıcıları G_{Kopt} , R_Y uydurma ve H karıştırıcının sonlandırıcıları R_{Kopt} , G_Y uydurma olarak ele alındığından burada aynı bir eksen takımında gösterilmesi için G karıştırıcı sonlandırıcıları için $R_{Kopt} = 1/G_{Kopt}$ ve G_Y uydurma $= 1/R_Y$ uydurma olarak ele alınmıştır.

6.1.4. Z Tipi Karıştırıcı Performansı

Gürültülü Z tipi karıştırıcı için t domeni denklemleri

$$\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_s + \frac{r_b[1+x(t)s(t)]}{1+2x(t)s(t)} & \frac{r_b x(t)}{1+2x(t)s(t)} \\ \frac{r_b x(t)}{1+2x(t)s(t)} & r_s + \frac{r_b[1+x(t)s(t)]}{1+2x(t)s(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} + 2 \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1^+(t) \\ v_1^-(t) \end{bmatrix} \quad (6.1.77)$$

$$+ 2 \begin{bmatrix} \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} & \frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)} \\ -\frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} & \frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v^+(t) \\ i_v^-(t) \end{bmatrix}$$

Bu konfigürasyonda Harmonik dengeleme yöntemini uygularsak, ω domeni denklemleri

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{13} & Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{n+1} \\ I_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{n+1}^Z \\ V_{no}^Z \\ V_{n-1}^Z \end{bmatrix} \quad (6.1.78)$$

İmaj sonlandırması göz önüne alınırsa

$$V_{-1} = -R_f I_{-1} \quad (6.1.79)$$

Üç kapılı ile ifade edilen denklemi

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{n+1} \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{n+1}^Z \\ V_{no}^Z \end{bmatrix} \quad (6.1.80)$$

şeklinde iki kapılı ile temsil edilebilir.

Burada Z katsayıları



$$\begin{aligned}
Z_{11} &= z_{11} \left(1 - \frac{a_z^2}{1+R_z} \right) \\
Z_{12} &= z_{12} \left(1 - \frac{a_z}{1+R_z} \right) \\
Z_{22} &= z_{11} \left(1 - \frac{K_z}{1+R_z} \right)
\end{aligned} \tag{6.1.81}$$

$$\begin{aligned}
V_{n+1}^z &= -\frac{a_z}{1+R_z} v_{n-1}^z + v_{n+1}^z \\
V_{no}^z &= -\frac{B_z}{1+R_z} v_{n-1}^z + v_{no}^z
\end{aligned} \tag{6.1.82}$$

$$\begin{aligned}
R_z &= \frac{R_{-1}}{z_{11}} & a_z &= \frac{z_{13}}{z_{11}} \\
K_z &= \frac{z_{12}^2}{z_{11} z_{11}} & B_z &= \frac{z_{12}}{z_{11}}
\end{aligned} \tag{6.1.83}$$

Z karıştırıcı için Fourier katsayıları

$$\begin{aligned}
Z_{11} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \left(r_s + \frac{r_b[1+x(t)s(t)]}{1+2x(t)s(t)} \right) d\omega_p t \\
Z_{12} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{r_b x(t)}{1+2x(t)s(t)} \cos n \omega_p t \quad n=\text{tek}
\end{aligned}$$



$$Z_{22} = Z_{11}$$

$$Z_{13} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left(r_s + \frac{r_b [1+x(t)s(t)]}{1+2x(t)s(t)} \right) \cos n \omega_p t \, d\omega_p t \quad n=\text{çift} \quad 6.1.84$$

$$C_{Z_0}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \, d\omega_p t \quad (6.1.85)$$

$$C_{Z1}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.86)$$

$$C_{Z2}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \cos 2 \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.87)$$

$$C_{Z_0}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)} \, d\omega_p t \quad (6.1.88)$$

$$C_{Z1}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)} \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.89)$$

$$C_{Z2}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)} \cos 2 \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.90)$$

$$D_{Z_0}^{\pm} = \pm \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \, d\omega_p t \quad (6.1.91)$$



$$D_{z1}^- = \pm \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} -\frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \cos \omega_p t \, d\omega_p t \quad (6.1.92)$$

$$z_{11} = r_s + \frac{r_b}{2} + \frac{1}{2\pi x} \ln 4x$$

$$z_{12} = \frac{r_b}{\pi} \left(1 - \frac{\pi}{4x} \right)$$

$$z_{13} = \frac{r_b}{\pi x} - \frac{r_b \ln 4x}{2\pi x} \quad (6.1.93)$$

$$C_{z0}^+ = \frac{r_b}{2} + \frac{r_b}{2\pi x} \ln 4x$$

$$C_{z1}^+ = \frac{r_b}{4x} - \frac{r_b}{\pi}$$

$$C_{z2}^+ = \frac{r_b}{\pi x} - \frac{r_b}{2\pi x} \ln 4x \quad (6.1.94)$$

$$C_{z0}^- = \frac{r_b}{2} + \frac{r_b}{2\pi x} \ln 4x$$

$$C_{z1}^- = \frac{r_b}{4x} - \frac{r_b}{\pi}$$

$$C_{z2}^- = \frac{r_b}{\pi x} - \frac{r_b}{2\pi x} \ln 4x \quad (6.1.95)$$



$$D_{zo}^+ = - \left(\frac{r_b}{2} + \frac{r_b}{2\pi x} \ln 4x \right)$$

$$D_{zi}^+ = - \left(\frac{r_b}{4x} - \frac{r_b}{\pi} \right)$$

$$D_{zo}^- = \frac{r_b}{2} + \frac{r_b}{2\pi x} \ln 4x$$

$$D_{zi}^- = \frac{r_b}{4x} - \frac{r_b}{\pi} \quad (6.1.96)$$

Z karıştırıcı için optimum gürültü faktörü ve dönüştürme kaybı ve optimum kaynak direnci ve uydurulmuş yük direnci ifadeleri aşağıdadır.

$$F = 1 + \frac{L \langle I_o^* I_o^* \rangle R_Y}{k T_o \Delta f} \quad (6.1.97)$$

$$F = 1 + \frac{[(Z_{11} + R_k)^2 \langle V_{no}^Z V_{no}^{*Z} \rangle - Z_{12} (Z_{11} + R_k) \langle V_{n+1}^Z V_{no}^{*Z} \rangle]}{k T_o \Delta f 4 Z_{12}^2 R_k} \quad (6.1.98)$$

$$\frac{[-Z_{12} (Z_{11} + R_k) \langle V_{no}^Z V_{n+1}^{*Z} \rangle + Z_{12} \langle V_{n+1}^Z V_{n+1}^{*Z} \rangle]}{k T_o \Delta f 4 Z_{12}^2 R_k}$$



$$R_{k_{opt}} = \sqrt{\frac{Z_{11}^2 \langle V_{no}^Z V_{no}^{*Z} \rangle - Z_{12} Z_{11} \langle V_{n+1}^Z V_{no}^{*Z} \rangle - Z_{12} Z_{11} \langle V_{no}^Z V_{n+1}^{*Z} \rangle + Z_{12}^2 \langle V_{n+1}^Z V_{n+1}^{*Z} \rangle}{\langle V_{no}^Z V_{no}^{*Z} \rangle}} \quad (6.1.99)$$

$$R_{Y_{aydarma}} = R_{gk_{S}} \Big|_{R_{opt}} = Z_{22} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{11} + R_{k_{opt}}} \quad (6.1.100)$$

formülleri ile verilmektedir.

Açık devre durumu $R_1=0$

$$\begin{aligned} Z_{11} &= z_{11} ; Z_{12} = z_{12} ; Z_{22} = z_{11} \\ V_{n+1}^Z &= v_{n+1}^Z ; v_{no}^Z = v_{no}^Z \end{aligned} \quad (6.1.101)$$

Z karıştırıcı imaj açık devre durumu performans eğrileri 6.21, 6.22, 6.23, 6.24'de verilmiştir. İmaj kapısı kısa devre edildiğinde diğer bir ifadeyle $R_{-1} \Rightarrow \infty$ iken,

$$\begin{aligned} Z_{11} &= z_{11}(1 - a_z^2) \\ Z_{12} &= z_{12}(1 - a_z) \\ Z_{22} &= z_{22}(1 - K_z) \end{aligned} \quad (6.1.102)$$

$$\begin{aligned} V_{n+1} &= -a_z v_{n-1}^Z + v_{n+1}^Z \\ V_{no}^Z &= -B_z v_{n-1}^Z + v_{no}^Z \end{aligned} \quad (6.1.103)$$

Z karıştırıcı imaj kısa devre performans eğrileri Şekil 6.25, 6.26, 6.27, 6.28'de verilmiştir.



6.1.5. Y Tipi Karıştırıcının Performansı

Gürültülü Y tipi karıştırıcının t domeni denklemleri,

$$\begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1+x(t)s(t)}{2r_s[1+x(t)s(t)]+r_b} & \frac{-x(t)}{(2r_s+r_b)+2r_sx(t)s(t)} \\ \frac{-x(t)}{(2r_s+r_b)+2r_sx(t)s(t)} & \frac{1+x(t)s(t)}{2r_s[1+x(t)s(t)]+r_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix}$$

$$+2 \begin{bmatrix} \frac{-1}{2\left\{r_s+\frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)}\right\}} & \frac{-1}{2\left\{r_s+\frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)}\right\}} \\ \frac{1}{2\left\{r_s+\frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)}\right\}} & \frac{-1}{2\left\{r_s+\frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)}\right\}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_I^+(t) \\ v_I^-(t) \end{bmatrix}$$

$$+2 \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_v^+(t) \\ i_v^-(t) \end{bmatrix}$$

(6.1.102)

Harmonik dengeleme metodu uygulanırsa

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{12} & y_{11} & y_{12} \\ y_{13} & y_{12} & y_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{n+1}^j \\ I_{no}^j \\ I_{n-1}^j \end{bmatrix}$$

(6.1.103)



İmaj sonlandırılmasını gözönüne alırsak,

$$I_{-1} = -G_i V_{-1}$$

üç kapılı ile ifade edilen denklemi

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{12} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{n+1}^y \\ I_{no}^y \end{bmatrix} \quad (6.1.104)$$

şeklinde iki kapılı ile temsil edilebilir.

Burada Y katsayıları

$$Y_{11} = y_{11} \left(1 - \frac{a_y^2}{1 + G_y} \right) \quad (6.1.105)$$

$$Y_{12} = y_{12} \left(1 - \frac{a_y}{1 + G_y} \right) \quad (6.1.106)$$

$$Y_{22} = y_{11} \left(1 - \frac{k_y}{1 + G_y} \right) \quad (6.1.107)$$

$$I_{n+1}^y = -\frac{a}{1 + G_y} I_{n-1}^y + I_{n+1}^y \quad (6.1.108)$$

$$I_{no}^y = -\frac{B}{1 + G_y} I_{n-1}^y + I_{no}^y \quad (6.1.109)$$



$$G_y = \frac{G_t}{y_{11}} \quad (6.1.110)$$

$$a_y = \frac{y_{13}}{y_{11}} \quad (6.1.111)$$

$$K_y = \frac{y_{12}^2}{y_{11}} \quad (6.1.112)$$

$$B_y = \frac{y_{12}}{y_{11}} \quad (6.1.113)$$

denklemleri ile verilmektedir.

Y karıştırıcı için Fourier katsayıları aşağıdaki bağıntılarla verilmektedir.

$$Y_{11} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1+x(t)s(t)}{2r_s[1+x(t)s(t)]+r_b} d\omega_p t \quad (6.1.114)$$

$$y_{12} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{-x(t)}{(2r_s+r_b)+2r_s x(t)s(t)} \text{Cos} n\omega_p d\omega_p t \quad n=\text{tek} \quad (6.1.115)$$

$$y_{22} = y_{11}$$

$$y_{13} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1+x(t)s(t)}{2r_s[1+x(t)s(t)]} \text{Cos} n\omega_p d\omega_p t \quad n=\text{çift} \quad 6.1.116$$



$$A_{y0}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{-1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \right\}} d\omega_p t \quad (6.1.117)$$

$$A_{y1}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{-1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \right\}} \cos \omega_p t d\omega_p t \quad (6.1.118)$$

$$A_{y2}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{-1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \right\}} \cos 2\omega_p t d\omega_p t \quad (6.1.119)$$

$$A_{y0}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{-1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)} \right\}} d\omega_p t \quad (6.1.120)$$

$$A_{y1}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{-1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)} \right\}} \cos \omega_p t d\omega_p t \quad (6.1.121)$$

$$A_{y2}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{-1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \right\}} \cos 2\omega_p t d\omega_p t \quad (6.1.122)$$



$$B_{yo}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \right\}} d\omega_p t \quad (6.1.123)$$

$$B_{yl}^+ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1+x(t)+x(t)s(t)} \right\}} \cos \omega_p t d\omega_p t \quad (6.1.124)$$

$$B_{yo}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{-1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)} \right\}} d\omega_p t \quad (6.1.125)$$

$$B_{yl}^- = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{-1}{2 \left\{ r_s + \frac{r_b}{1-x(t)+x(t)s(t)} \right\}} \cos \omega_p t d\omega_p t \quad (6.1.126)$$

$$y_{11} = \frac{1}{2r_s} + \frac{(1-bx)}{\pi r_s x} (\ln 2 - \ln b) \quad (6.1.127)$$

$$y_{12} = -\frac{1}{2\pi r_s} [2 - b\pi + 2b^2 (\ln 2 - \ln b)] \quad (6.1.128)$$

$$y_{22} = y_{11}$$



$$y_{13} = \frac{(1-b_x)(2-b\pi)}{\pi r_s x} ; b = \frac{2r_s + r_b}{2r_s x} \quad (6.1.129)$$

integraller $2r_s + r_b < 2r_s \times$ durumu için çözülmüştür.

$$A_{yo}^+ = -\frac{1}{r_b} \left[\frac{1}{2} + \frac{x}{\pi} \right] \quad (6.1.130)$$

$$A_{yl}^+ = -\frac{x}{4r_b} \quad (6.1.131)$$

$$A_{y2}^+ = -\frac{x}{3\pi r_b} \quad (6.1.132)$$

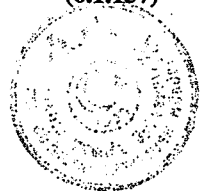
$$A_{yo}^- = \frac{-1}{r_b} \left[\frac{1}{2} + \frac{x}{\pi} \right] \quad (6.1.133)$$

$$A_{yl}^- = \frac{x}{4r_b} \quad (6.1.134)$$

$$A_{y2}^- = -\frac{x}{3\pi r_b} \quad (6.1.135)$$

$$B_{yo}^+ = \frac{1}{r_b} \left[\frac{1}{2} + \frac{x}{\pi} \right] \quad (6.1.136)$$

$$B_{yo}^- = -\frac{1}{r_b} \left[\frac{1}{2} + \frac{x}{\pi} \right] \quad (6.1.137)$$



$$B_{yI}^* = \frac{x}{4r_b} \quad (6.1.138)$$

Y karıştırıcı için optimum gürültü faktörü ve dönüştürme kaybı ve optimum kaynak ve uydurulmuş yük iletkenlikleri,

$$F=1+\frac{L\langle V_o V_o^* \rangle G_Y}{kT_o \Delta f} \quad (6.1.139)$$

$$F = \frac{[(Y_{11}+G_k)^2 \langle I_{no}^Z I_{no}^{*y} \rangle - Y_{12} \langle Y_{11}+G_k \rangle \langle I_{n+1}^Y I_{no}^{*y} \rangle]}{kT_o \Delta f 4 Y_{12}^2 G_k} \quad (6.1.140)$$

$$- \frac{[Y_{12} \langle Y_{11}+G_k \rangle \langle I_{no}^Y I_{n+1}^{*y} \rangle + Y_{12}^2 \langle I_{n+1}^Y I_{n+1}^{*y} \rangle]}{kT_o \Delta f 4 Y_{12}^2 G_k}$$

$$G_{k_{opt}} = \sqrt{\left(\frac{Y_{11}^2 \langle I_{n+1}^Y I_{no}^{*y} \rangle - Y_{12} Y_{11} \langle I_{n+1}^Y I_{no}^{*y} \rangle - Y_{12} Y_{11} \langle I_{no}^Y I_{n+1}^{*y} \rangle + Y_{12}^2 \langle I_{n+1}^Y I_{n+1}^{*y} \rangle}{\langle I_{no}^Y I_{no}^{*y} \rangle} \right)} \quad (6.1.141)$$

$$G_{Y_{uydurulmuş}} = G_{gk_{kus}} \Big|_{G_k = G_{k_{opt}}} = Y_{22} - \frac{Y_{12}^2}{Y_{11} + G_{k_{opt}}} \quad (6.1.142)$$

denklemleriyle verilmektedir.

Y-karıştırıcı açık devre durumu için



$$Y_{11}=y_{11}(1-a_y^2) \quad (6.1.143)$$

$$Y_{12}=y_{12}(1-a_y) \quad (6.1.144)$$

$$Y_{22}=y_{11}(1-k_y) \quad (6.1.145)$$

$$I_{n+1}^y = -a_y I_{n-1}^y + I_{n+1}^y \quad (6.1.146)$$

$$I_{no}^y = -B I_{n-1}^y + I_{no}^y \quad (6.1.147)$$

y karıştırıcısının bu hali için performans eğrileri Şekil 6.29, 6.30, 6.31, 6.32'de verilmiştir. İmaj kapısı kısa devre edilirse,

$$Y_{11}=y_{11} ; Y_{12}=y_{12} ; Y_{22}=y_{11} \quad (6.1.148)$$

$$I_{n+1}^y = I_{n+1}^y ; I_{no}^y = I_{no}^y$$

y karıştırıcısının imaj kısa devre hali için performans eğrileri Şekil 6.33, 6.34, 6.35, 6.36'de verilmiştir.



VI.1.6. Sonuç

Çalışmada çapraz karıştırıcılar gürültülü 3-kapılı olarak ele alınıp analize edilmiş ve tablo ve formüllerle, genel temsili gösterimi, gürültü ve dönüştürme kaybı hesaplamak için tayin edilip ve bütünleştirilmiştir. G-, H-, Z-, Y-, dengelenmiş karıştırıcıların performanslarının iyilik derecesi tayini ve karşılaştırılması için HP2817 diod tipi seçilmiştir ve buna göre seri direnç $r_s=9\Omega$ ve $I_s=0.75$ nA, $\alpha=40$, $T=290^\circ\text{K}$ alınmıştır. Optimum gürültü kriterine göre dönüştürme kaybı, kaynak direnci ve uydurma yük direnci hesaplanmıştır. Bu kritere göre gürültü faktörü ve dönüştürme kaybı osilatör pompa normalize genliği $X=I_p/2I_s$ 'ye göre değişimleri bilgisayar ile elde edilmiştir. Bilgisayar hesaplamaları bütün 8.ayrı karıştırıcı devresi için uygulanmıştır. Hesaplamalar ve performans eğrilerinden anlaşılmaktadır ki G- tipi karıştırıcı imaj frekansı kısa devre olması durumunda, H- karıştırıcı tipi imaj frekansı açık yada kısa devreleri ... sırasıyla iyi performansa sahiptirler. Bu durum Şekil 6.37, 6.38, 6.39, 6.40 dan anlaşılmaktadır. Performans eğrilerinden görüldüğü gibi G ve H temel karıştırıcıları (G imaj kısa devre, H imaj açık devre) bütün YO seviyesi için 0,1 dB farkla dönüştürme kayıpları takriben aynıdır. Bu karıştırıcıların gürültü faktörü X sürücü seviyelerin aşağı değerleri için 0,1 dB ve X'nin daha üst değerleri için (10^5-10^6) arasında 1 dB'dir. Bu sonuç ideal üsel karakteristikli diodlar için Saleh [2] tarafından tamamen çakışmış olarak bulunmuştur. Buradan denilebilir ki G karıştırıcı gürültü faktörü H karıştırıcıdan daha iyidir. Z ve Y karıştırıcıları temel G ve H'ye göre iyi performansa sahip olmadıkları için sıralamaya dahil edilmemiştir. Buna rağmen Y- tipi, Z- tipi'ne göre daha iyi olduğu eğrilerden gözlenebilir. Fonksiyonun kapasitif nonlineer etkileri ve diğer Schottky diodun parazitik etkileri genelde karıştırıcı performansını kötüleştirirler. Az gürültülü ve az dönüştürme kaybı elde etmek için şu koşullara dikkat edilmesi gerekir. Çünkü diodun seri direnç etkisi gürültü ve dönüştürme kaybı üzerinde etkisi çoktur. r_s seri direncinin etkisi, bilhassa H-, ve G- karıştırıcı devreleri üzerinde olmak üzere minimum dönüştürme ve minimum gürültü

performansı nasıl kötüleştirdiği eğrilerden gözlenebilir. Şekil 6.41 karıştırıcıların gürültü sıcaklıklarının karşılaştırılmasını göstermektedir. Şekil 6.42 H imaj açık devre ve G imaj kısa devre optimum performans karıştırıcılarının +1,2 dB gürültülü AF kuvvetlendiricisi ile oluşturulan sistem gürültü faktörünü göstermektedir. Bu çalışmada hem kayıp, hemde gürültü optimizasyonu yapıldığından iki optimizasyon kriterine göre performans karşılaştırma eğrileri Şekil 6.43'den 6.74'e karıştırıcı devreleri için 4 tip verilmiştir.

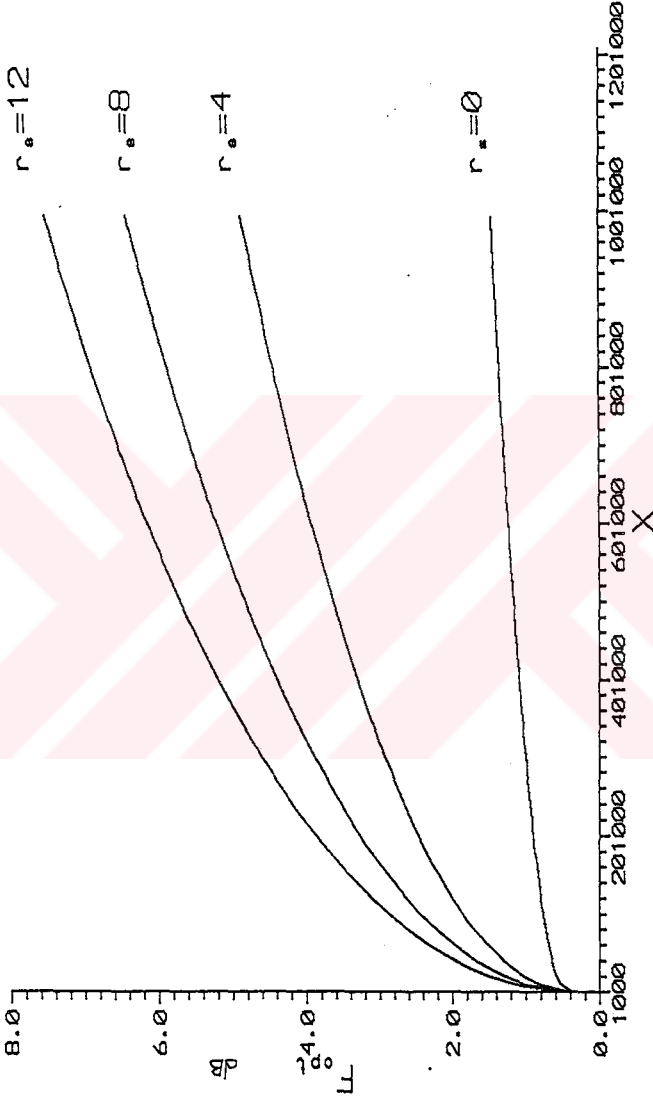
Tezdeki sonuçların H-karıştırıcı için optimum dönüştürme kaybı ve sonlandırılmaları literatürde Kulesza [7] bütün çapraz karıştırıcılar için optimum dönüştürme kaybı ve sonlandırılmaları Güneş ve Kavas [30],[24] ile tamamen uyushmaktadır.

Sonuç olarak çapraz karıştırıcılar performans iyilik derecesine göre aşağıdaki şekilde sıralanabilirler:

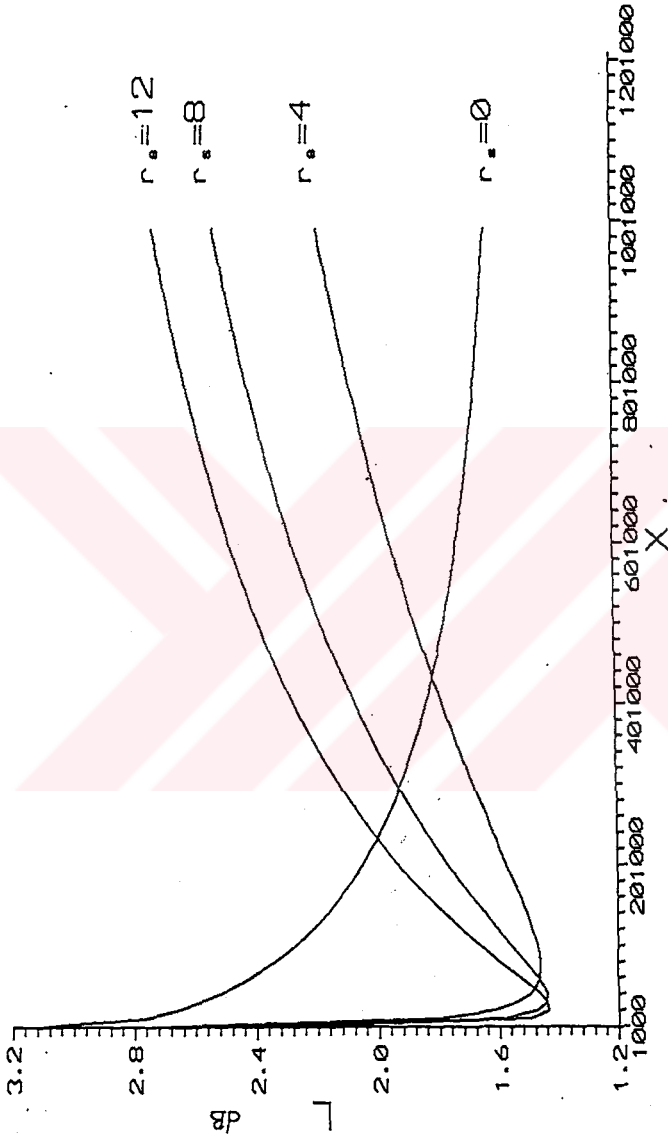
- 1- G imaj kısa devre
- 2- H imaj açık devre
- 3- H imaj kısa devre
- 4- Y imaj kısa devre
- 5- Y imaj açık devre
- 6- Z imaj kısa devre

Ayrıca optimum karıştırıcı devreleri olan G- imaj kısa ve H-imaj açık devreleri optimum sonlandırılmaları 30Ω 1000Ω değer aralığına düşmektedir ki, gerçekleştirmeleri gayet mümkündür.

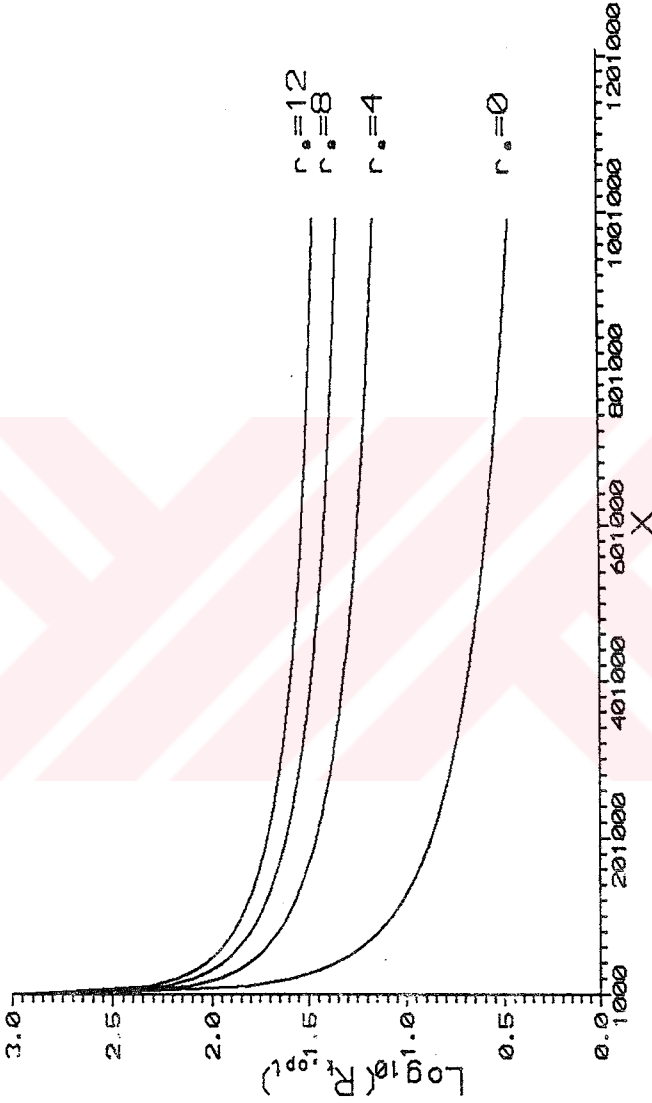




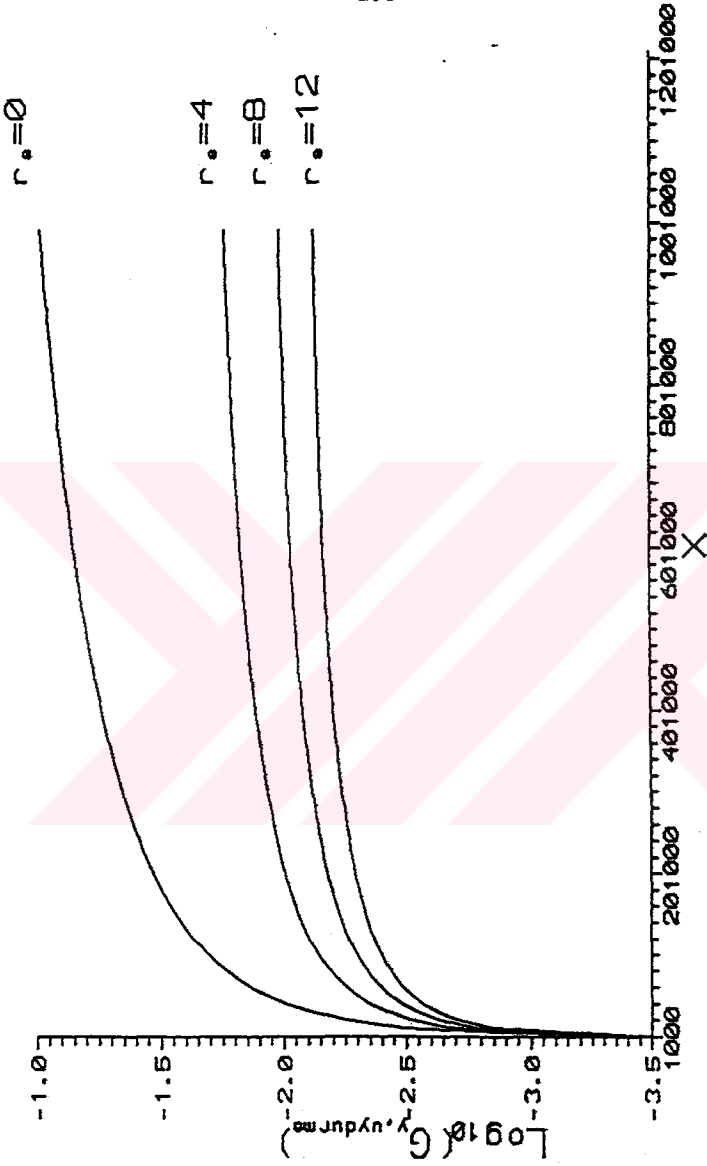
Şekil 6.1. H Karıştırıcı imaj açık devre durumunda optimum gürültü faktörünün normalize Y_0 genliğiyle değişimi



Şekil 6.2. II Karışırıcı imaj açık devre durumunda dönüştürme güc kaybının normalize Y_0 genişliğiyle değişimi

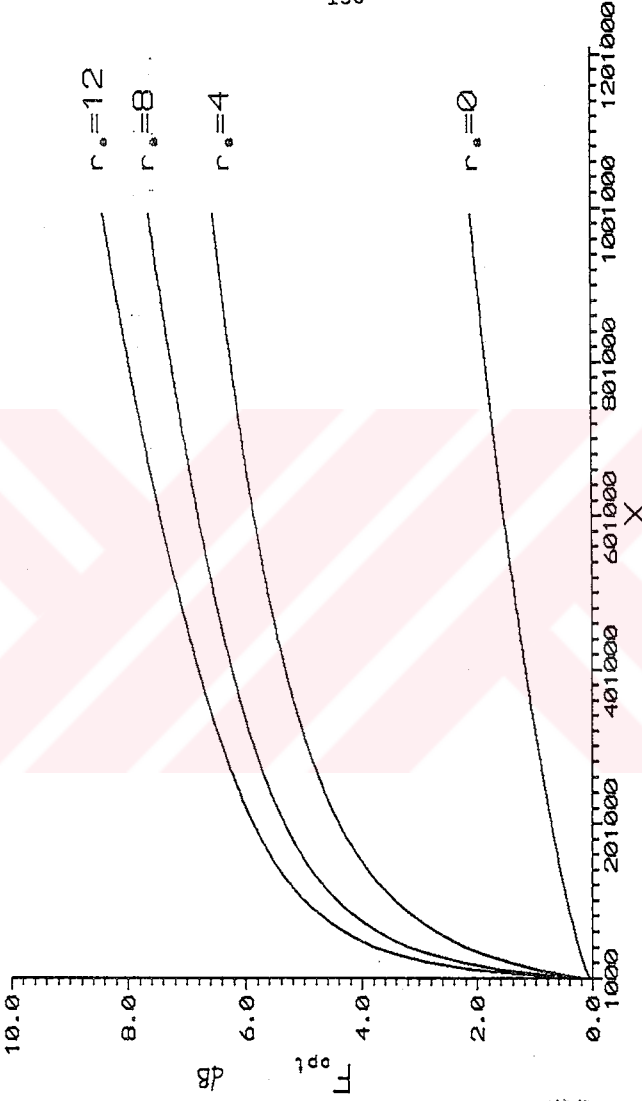


Şekil 6.3. H Karıştırıcı imaj açık devre durumunda optimum kaynak direnci

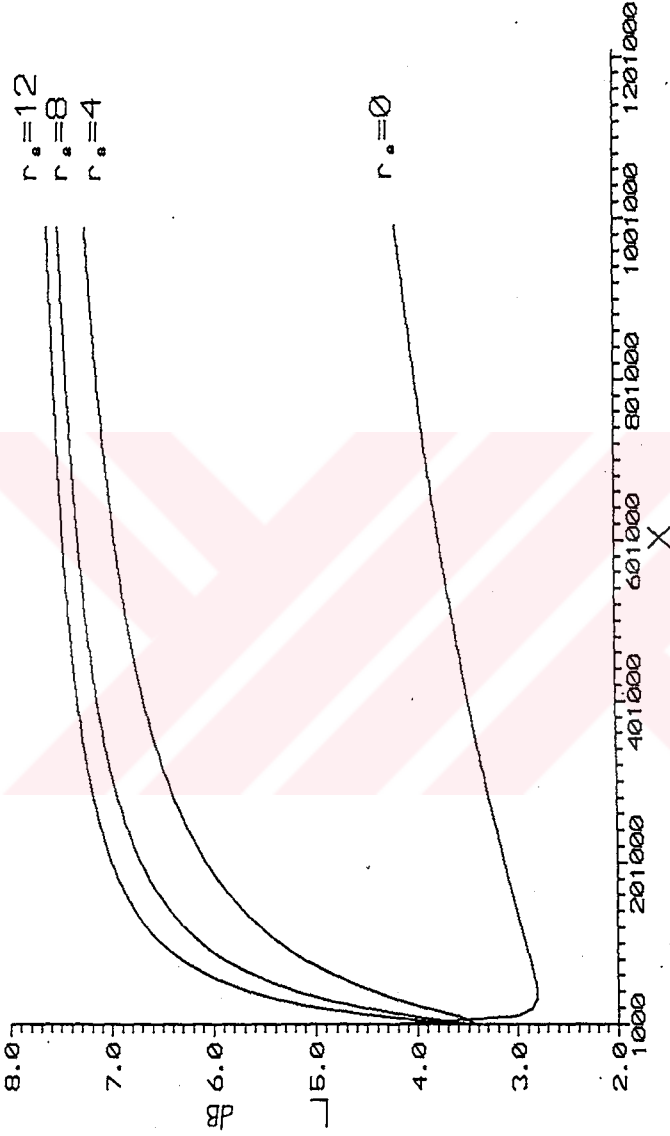


Şekil 6.4. H Karıştırıcı imaj açık devre durumunda uydurulmuş yük iletkenliği

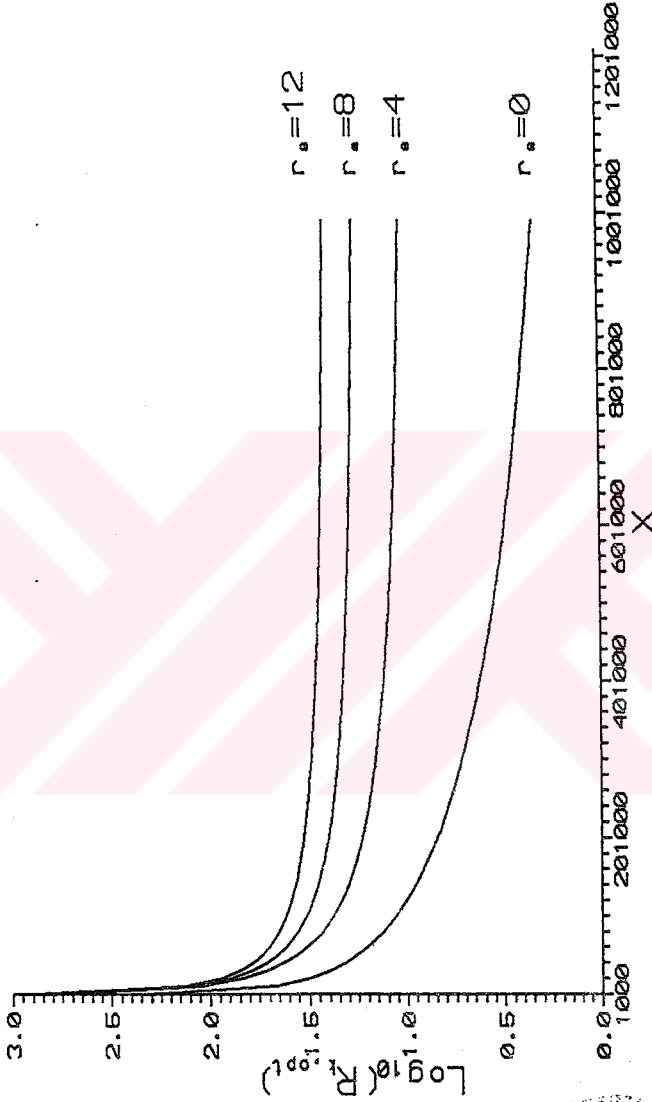




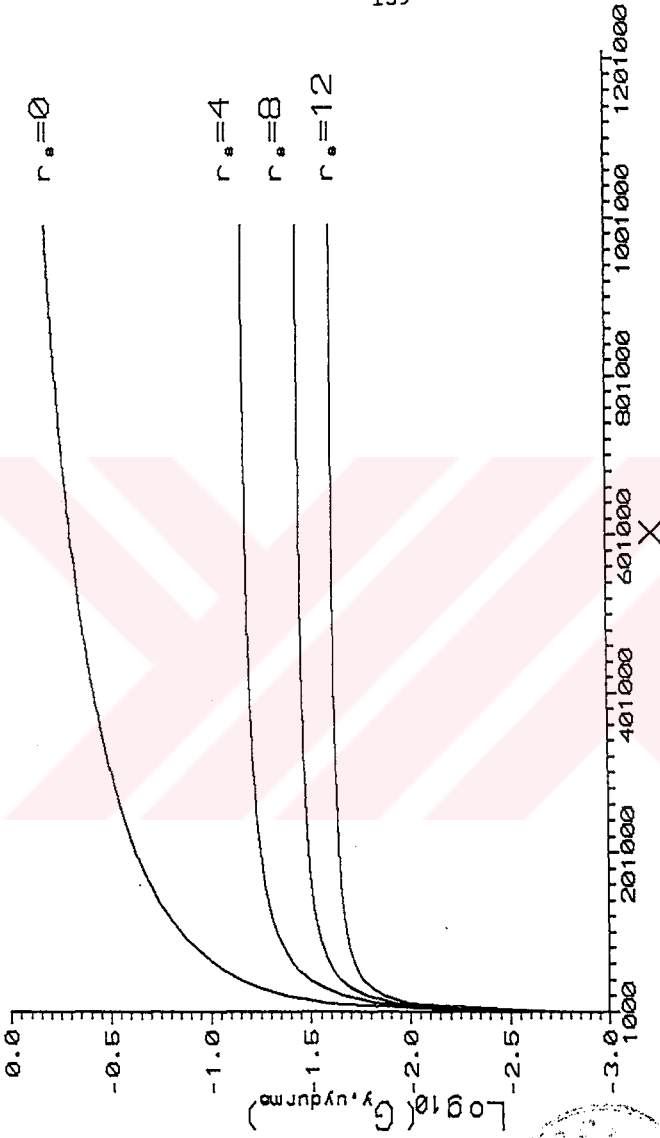
Şekil 6.5. II Karıştırıcı inaj kısa devre durumunda optimum gürlüğü faktörünün normalize Y_0 genliğyle değişimi



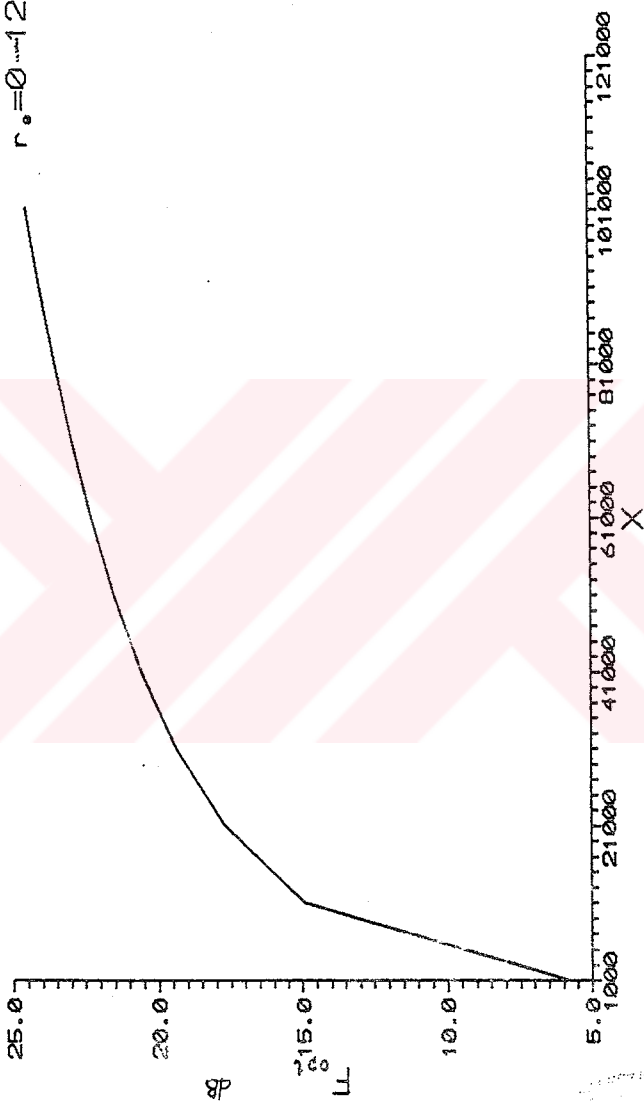
Şekil 6.6. II Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda optimum güç kaybının normalize Yo genişliğiyle değişimi



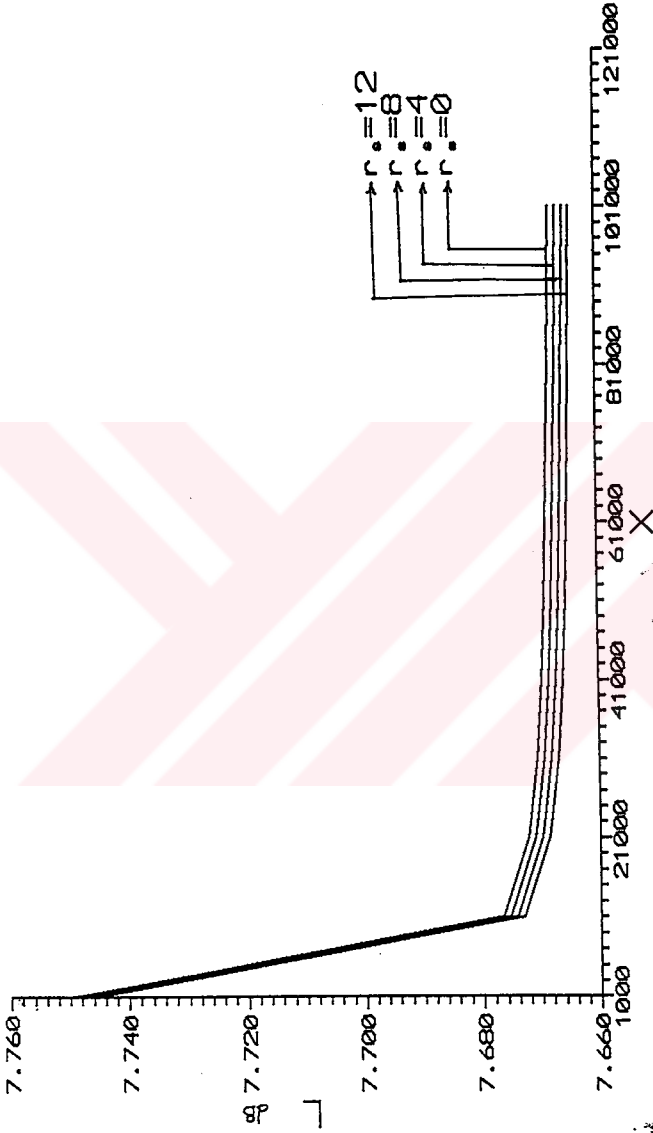
Şekil 6.7. H Karşıtırıcı imaj kısa devre durumunda optimum kaynak direnci



Şekil 6.8. II Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda uydurulmuş yük iletkenliğinin normalize Y_0 genliğiyle değişimi

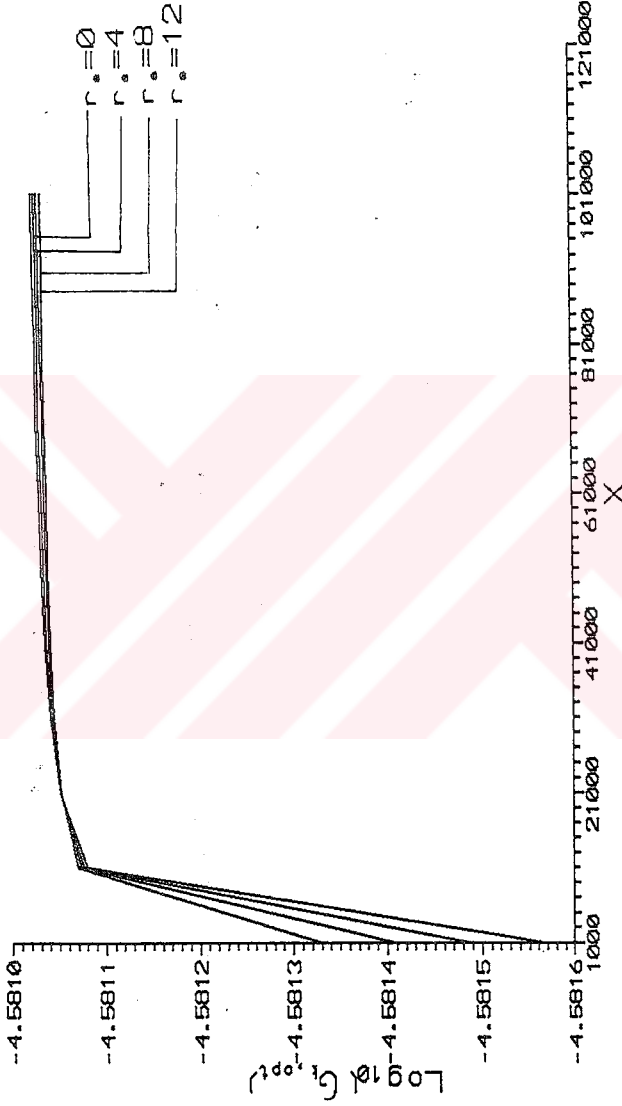


Şekil 6.9 G Karışımı imaj açık devre durumunda optimum gürültü faktörünün normalize Y_0 genliğiye değişimi



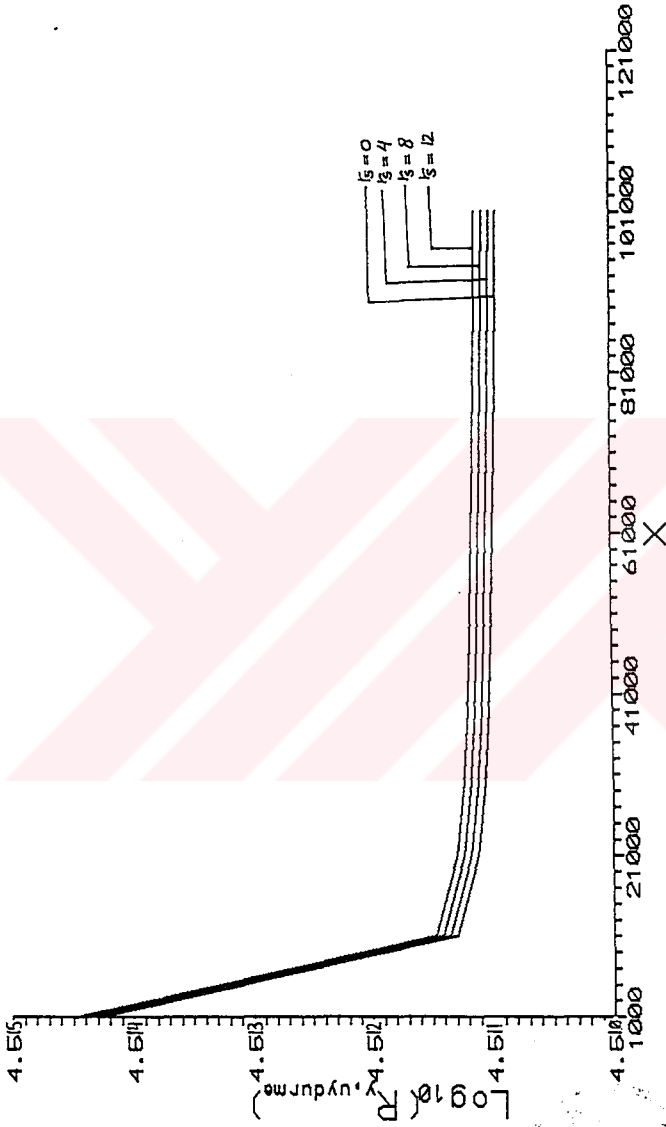
Şekil 6.10. C Karıştırıcı imaj açık devre durumunda dönüştürme güç kaybının normalize Y_0 genliğiyle değişimi



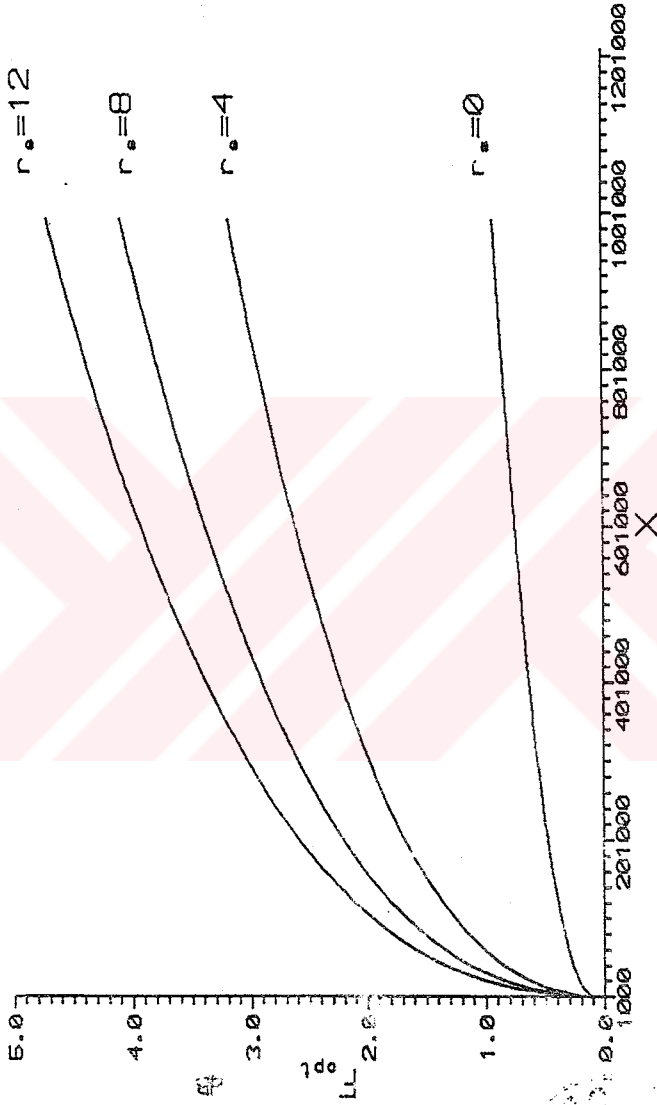


Şekil 6.12 G Karıştırıcı imaj açık devre durumunda optimum kaynak iletkenliği

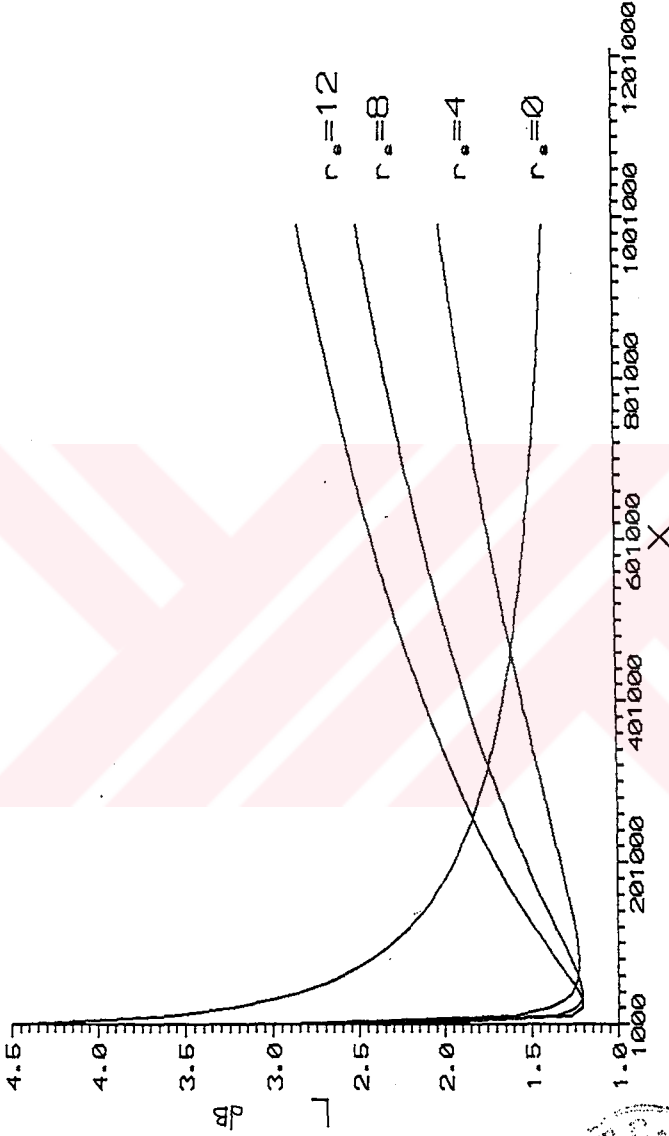




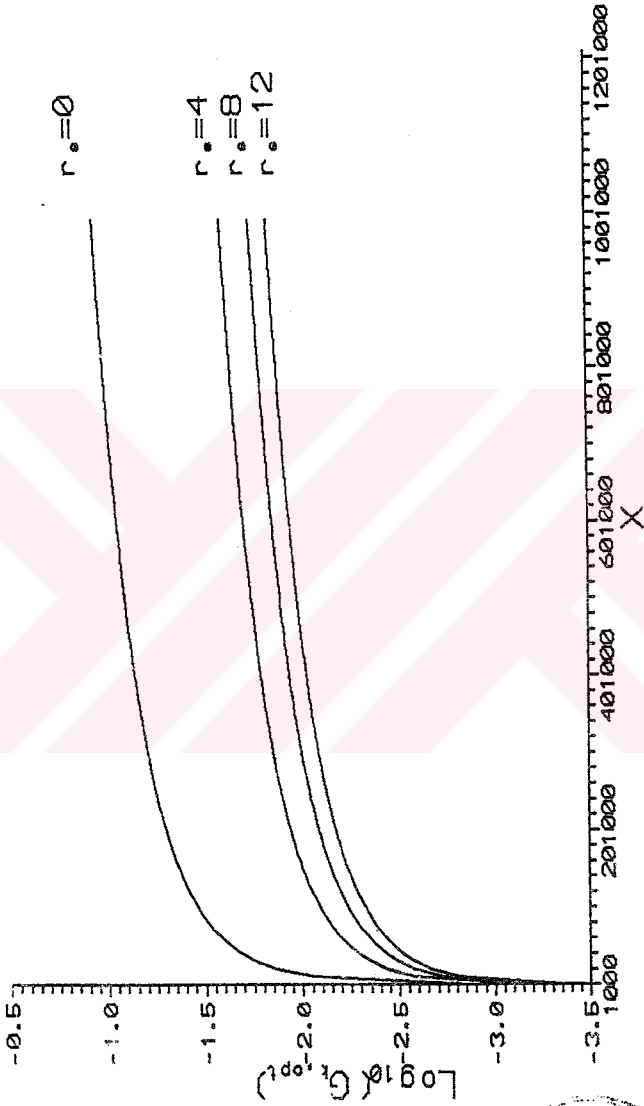
Şekil 6.11. G Kağıtçı inaj açık devre durumunda uydurulmuş yük direnci



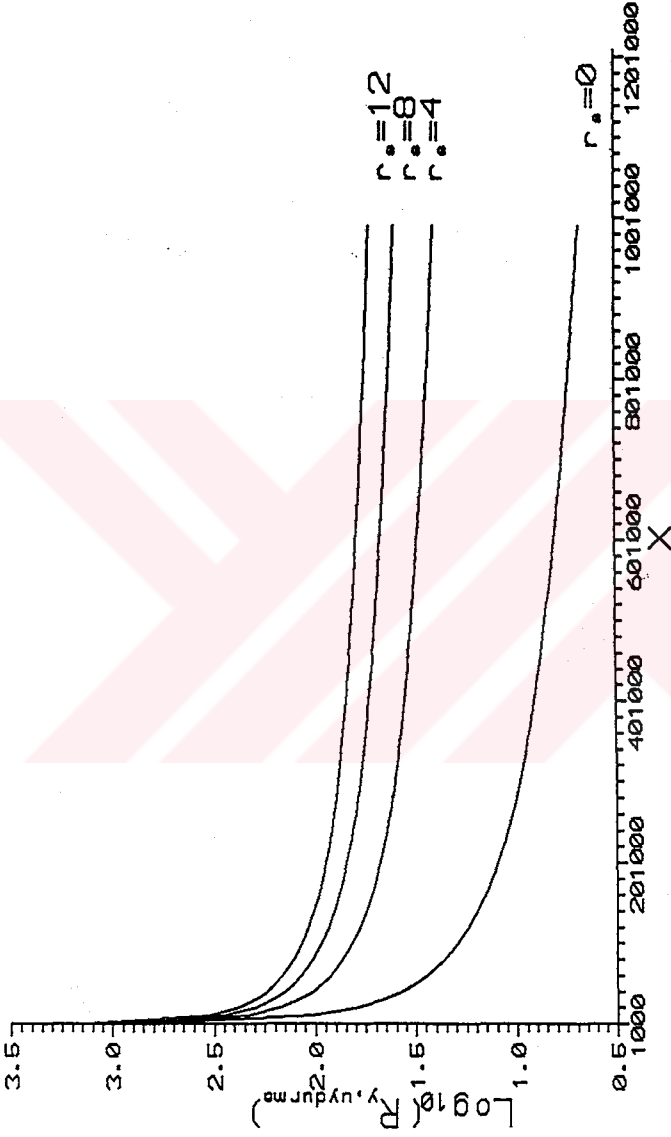
Şekil 6.13. G Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda optimum gürültü faktörünün normalize Yo genliğiyle değişimi



Şekil 6.14. G Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda dönüştürme güç kaybının normalize YO genliğiyle değişimi

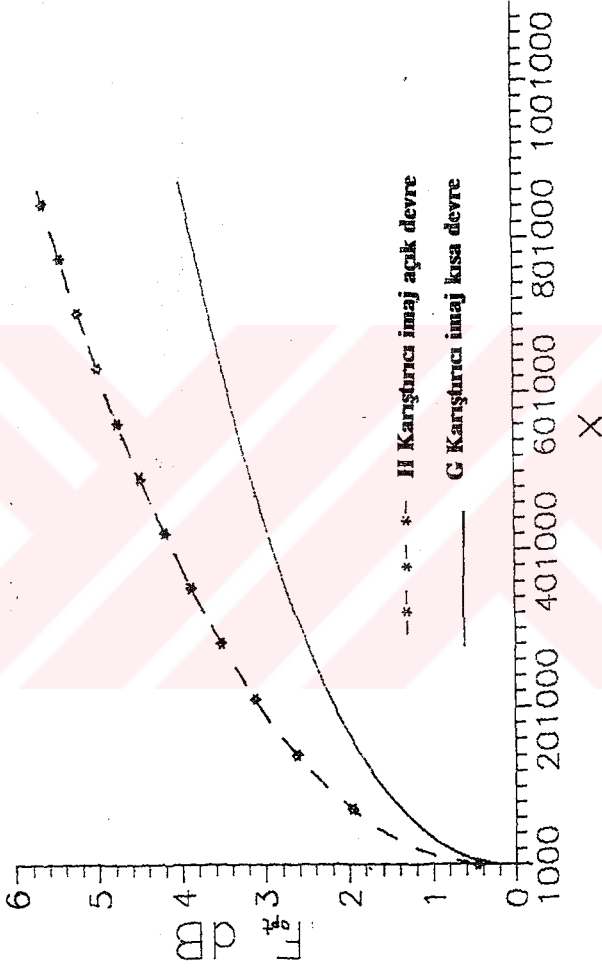


Şekil 6.15. G Karşılaştırı imaj kısa devre durumunda optimum kaynak iletkenliği

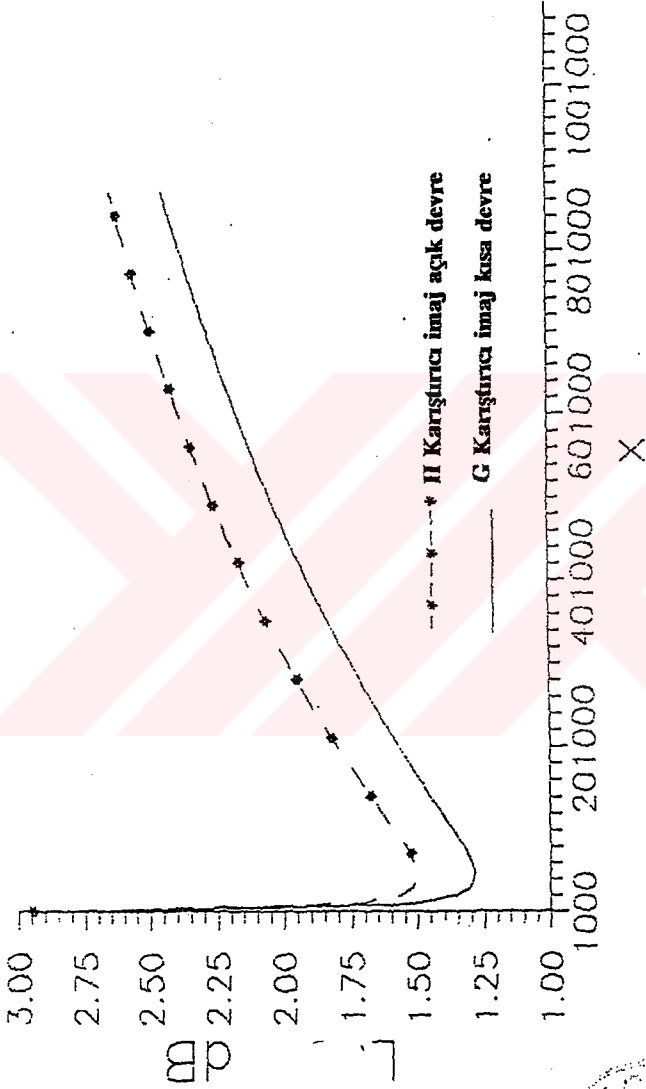


Şekil 6.16 . G Karıştırıcı inaj kısa devre durumunda uydurulmuş yük direnci



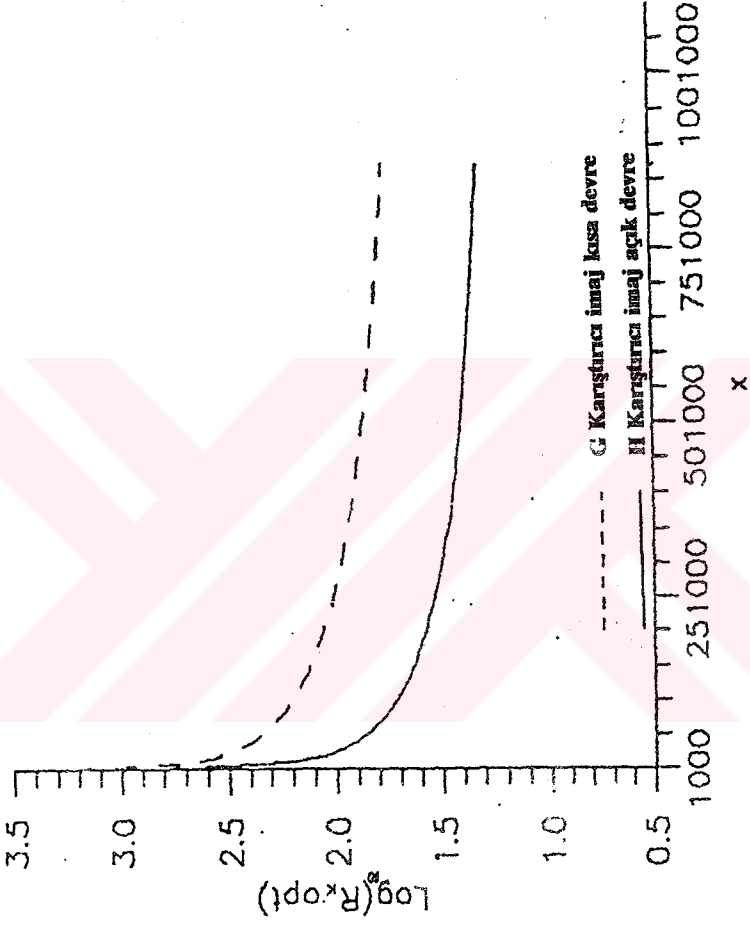


Şekil 6.17. H açık devre; G kısa devre karıştırıcılarının gürültü faktörlerinin karşılaştırılması

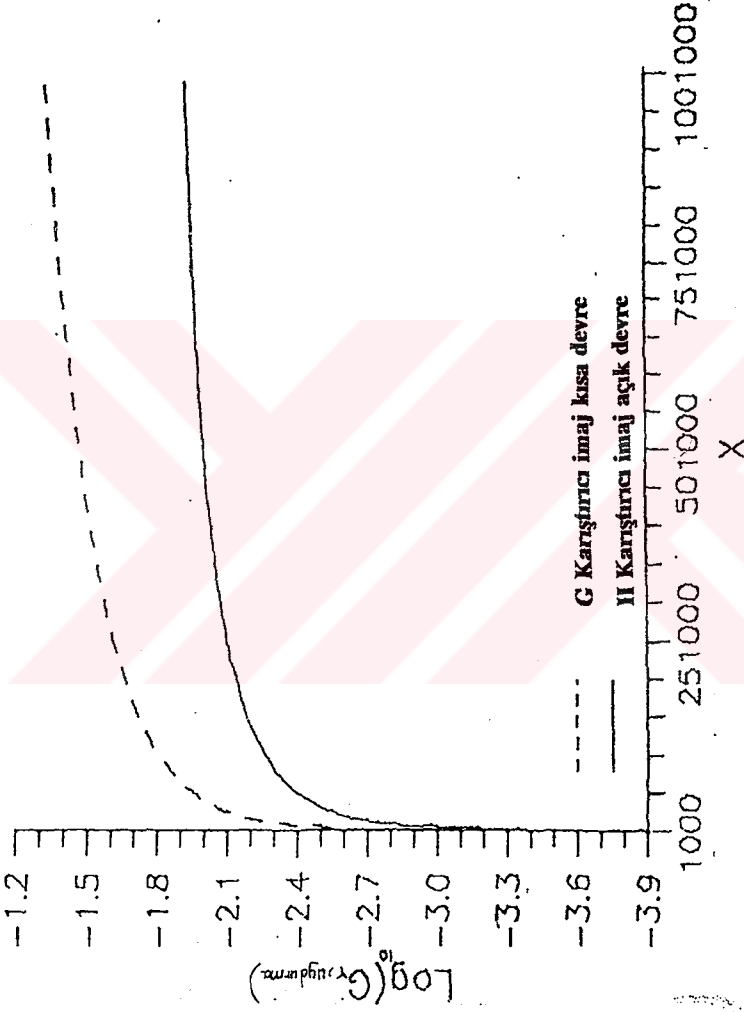


Şekil 6.18. II açık devre; G kısa devre karıştırıcıların dönüştürme güç kayıplarının karşılaştırılması

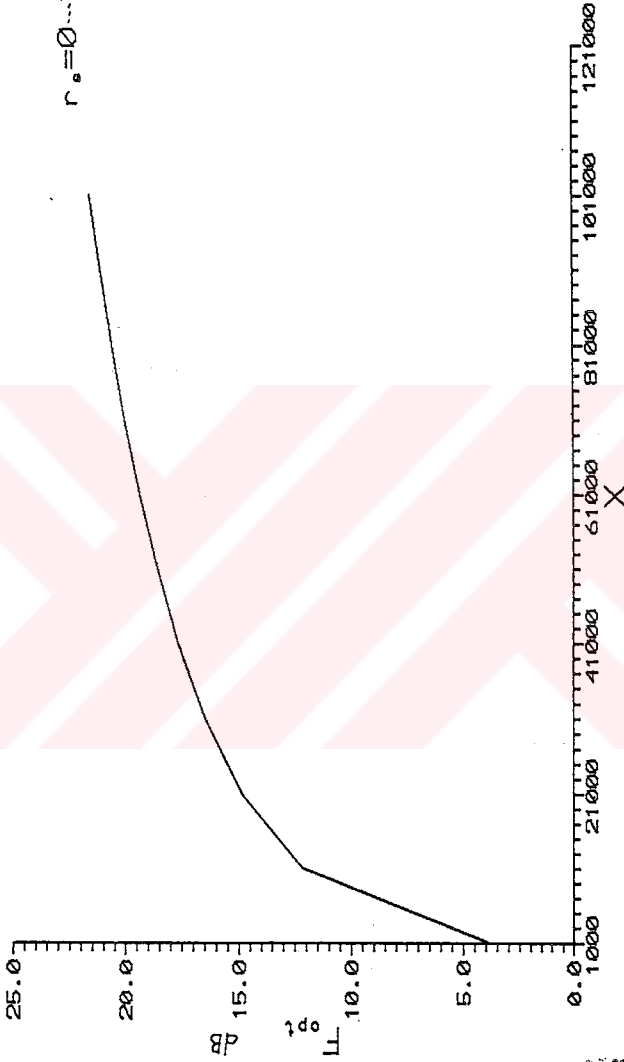




Şekil 6.19. G Kısa devre; H açık devre karıştırıcılarının optimum kaynak dirençlerinin karşılaştırılması

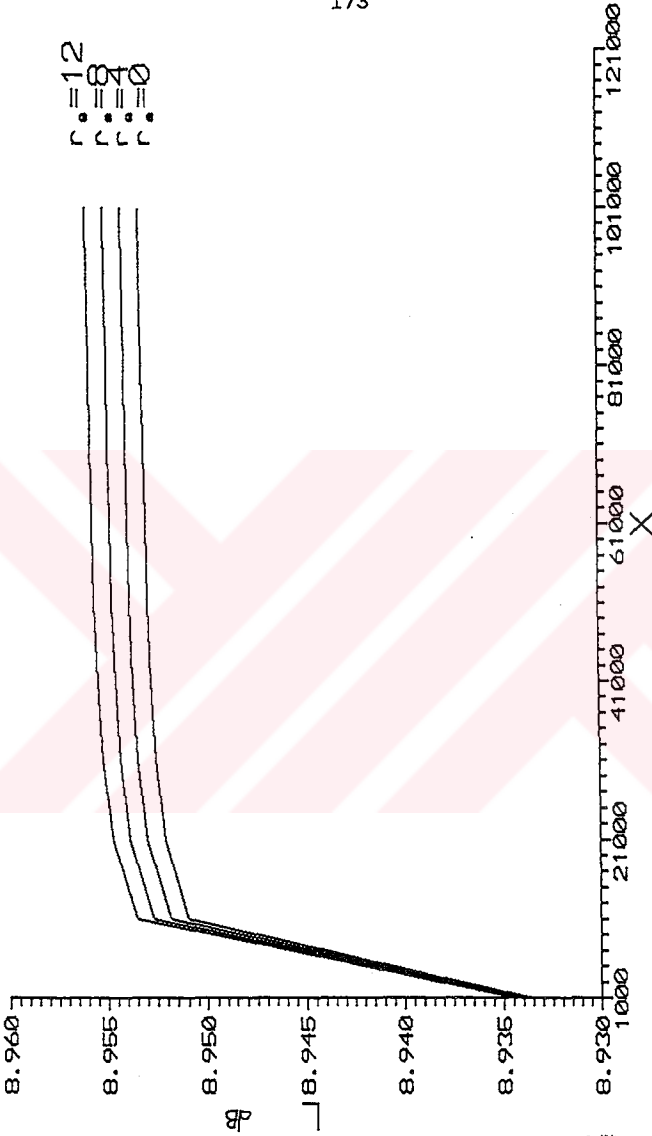


Şekil 6.20. G Kısa devre; II açık devre karıştırıcılarının uydurulmuş yük
 iletkenlikleri

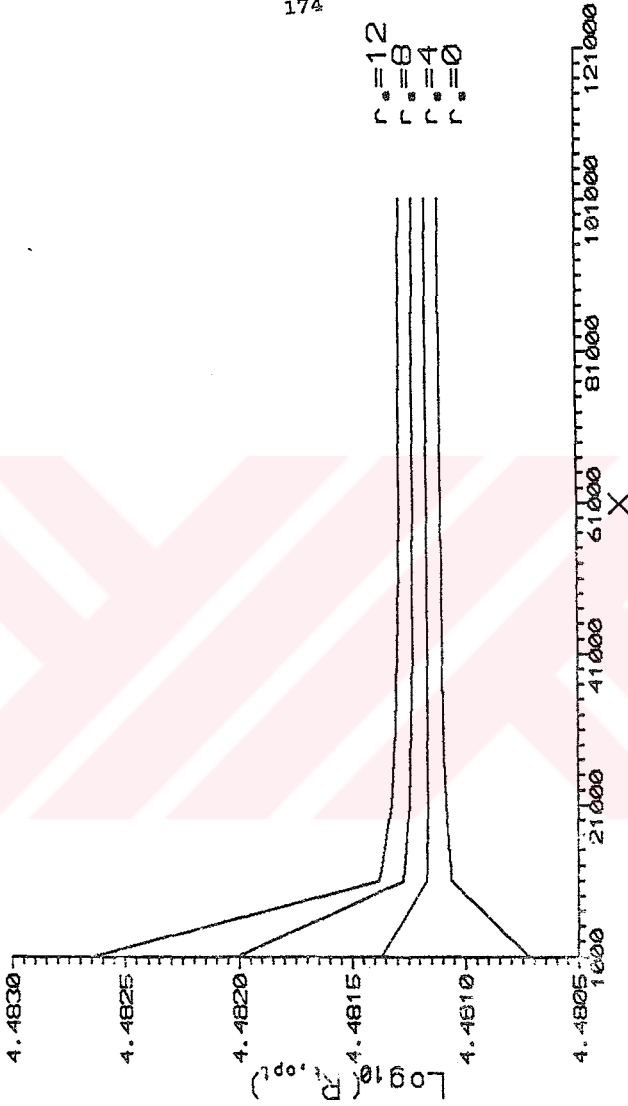


Şekil 6.21 Z Karışırıcı imaj açık devre durumunda optimum gürültü faktörünün normalize Y_0 genliğiyle değişimi

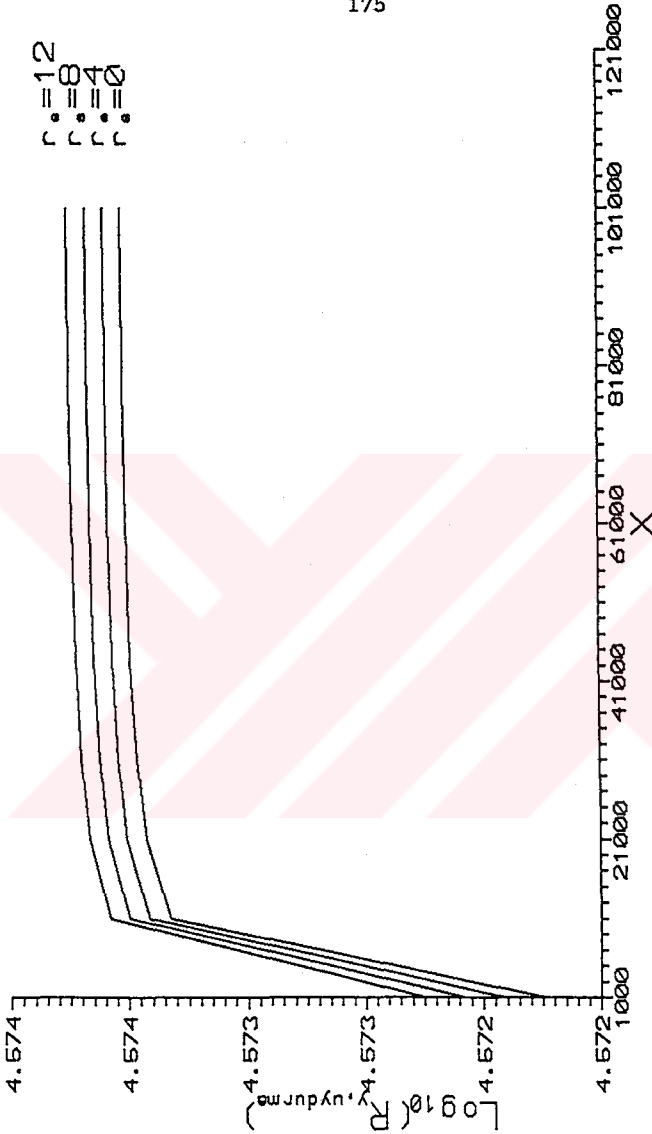




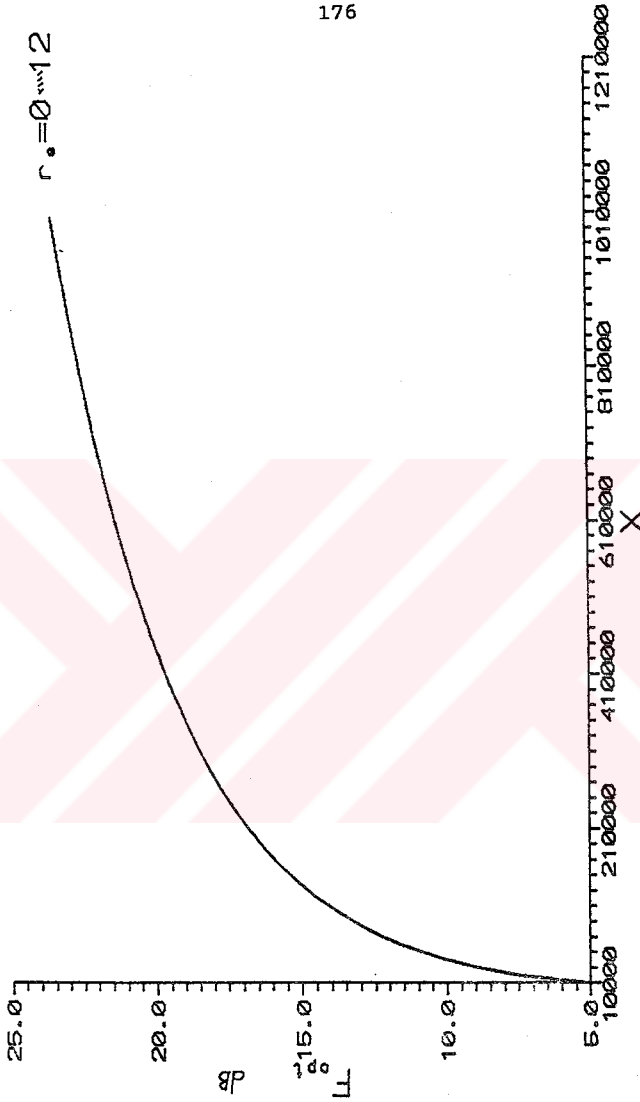
Şekil 6.22. Z Karıştırıcı imaj açık devre durumunda dönüştürme güç kaybının normalize Yo genişliğiyle değişimi



Şekil 6.23 Z Karıştırıcı imaj açık devre durumunda optimum kaynak direnci

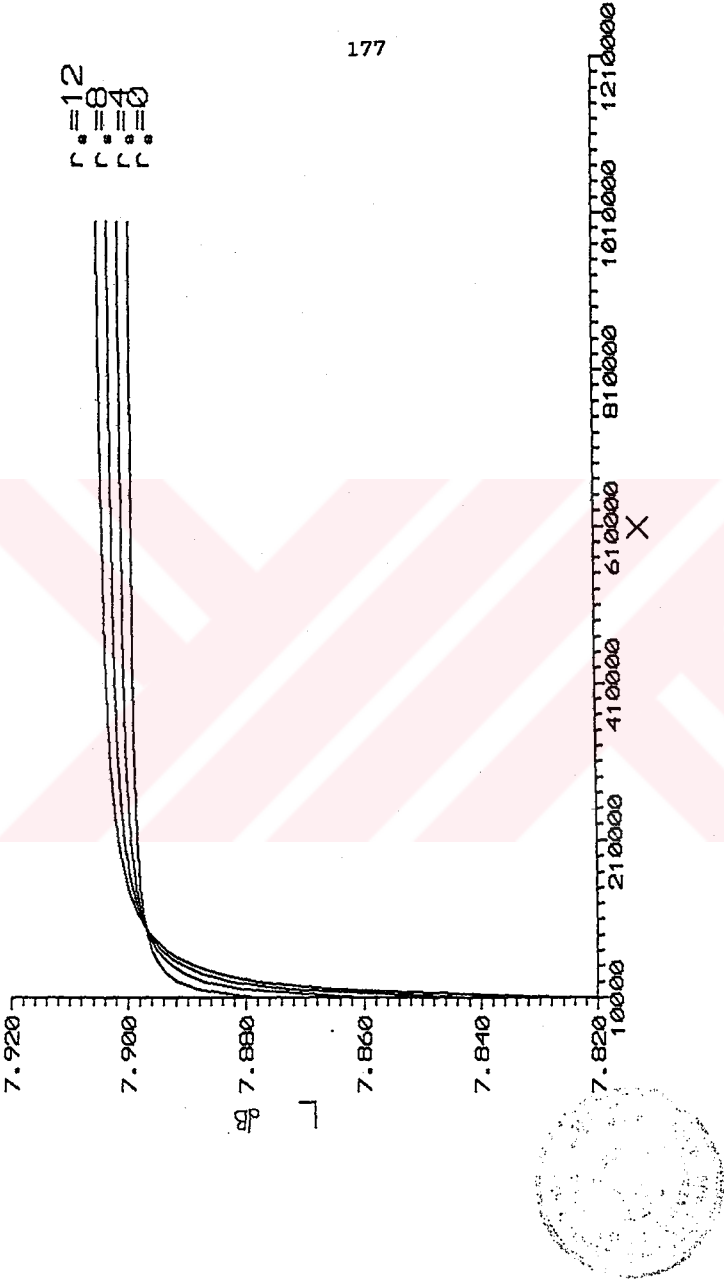


Şekil 6.24. Z Karıştırıcı imaj açık devre durumunda uydurulmuş yük direnci

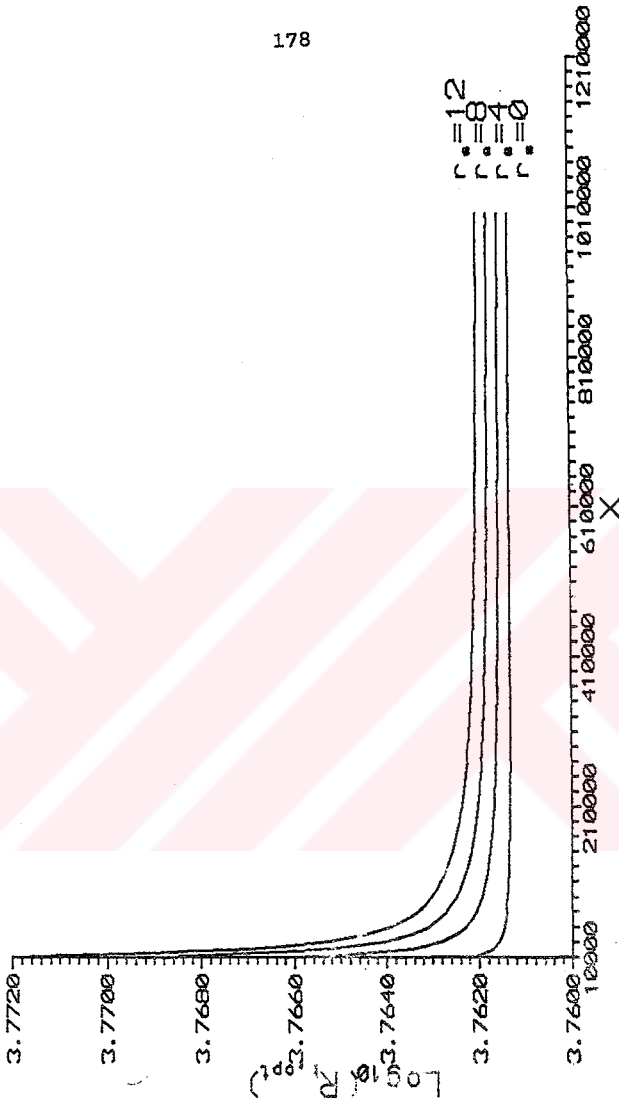


Şekil 6.25. Z Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda optimum gürlüğü faktörünün normalize Y_0 genliğiyle değişimi





Şekil 6.26. Z Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda dönüştürme güç kaybının normalize YO genliğiyle değişimi

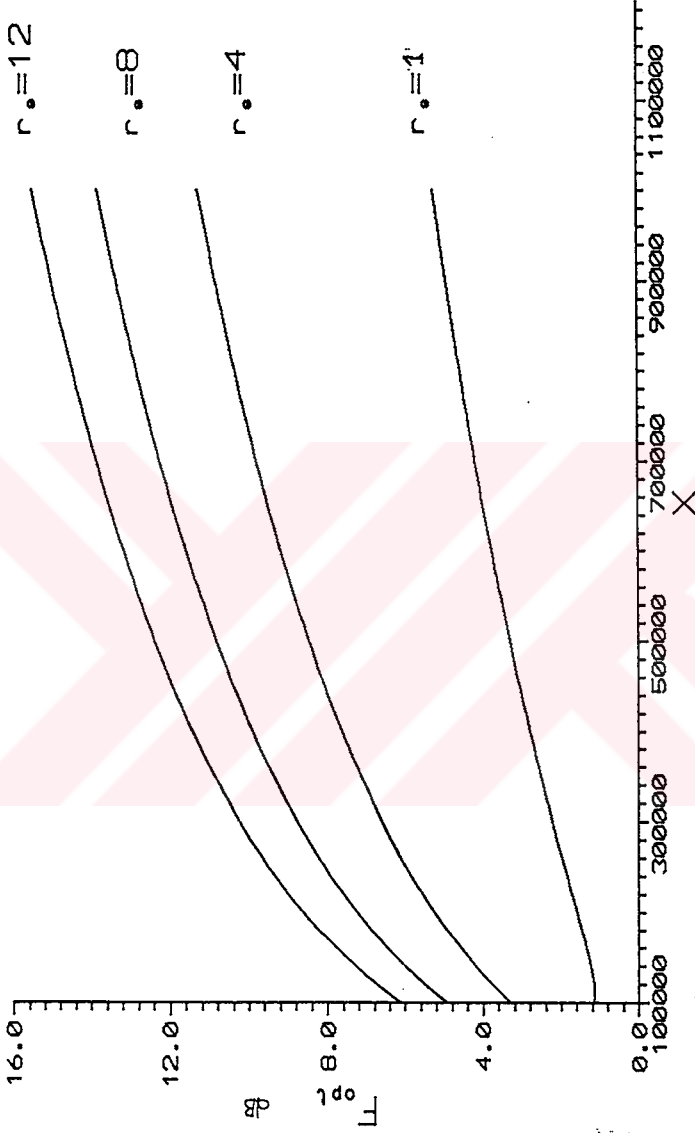


Şekil 6.27. Z Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda optimum kaynak direnci

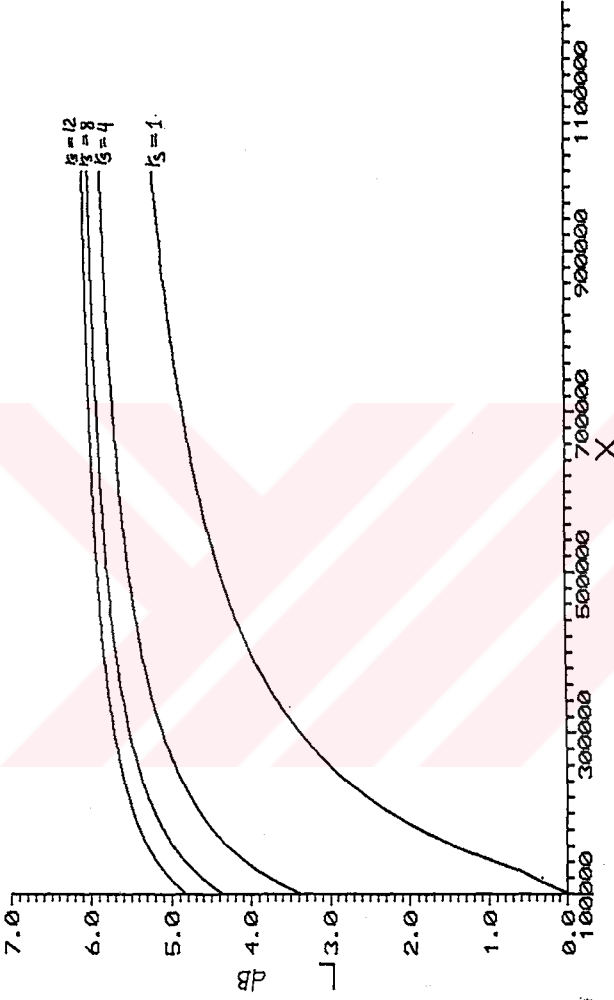


Şekil 6.28 Z Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda uydurulmuş yük direnci





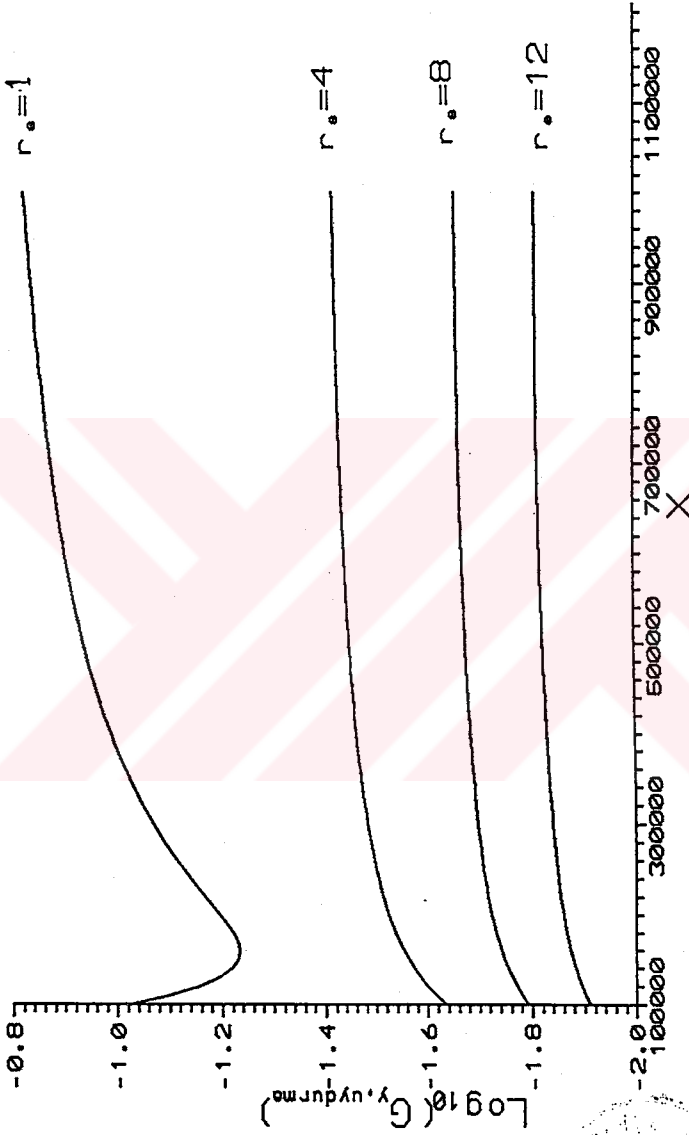
Şekil 6.29 Y Karıştırıcı imaj açık devre durumunda optimum gürültü faktörünün normalize Y_0 genişliğiyle değişimi



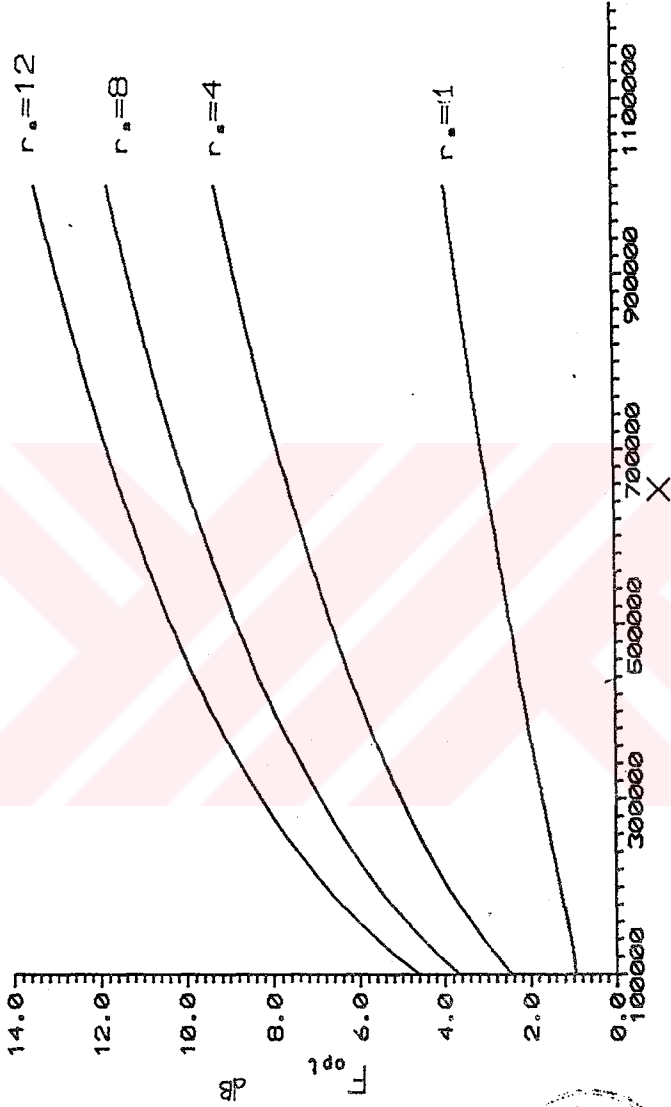
Şekil 6.30. Y Karıştırıcı imaj açık devre durumunda dönüştürme güç kaybının normalize Yo genişliği değişimi



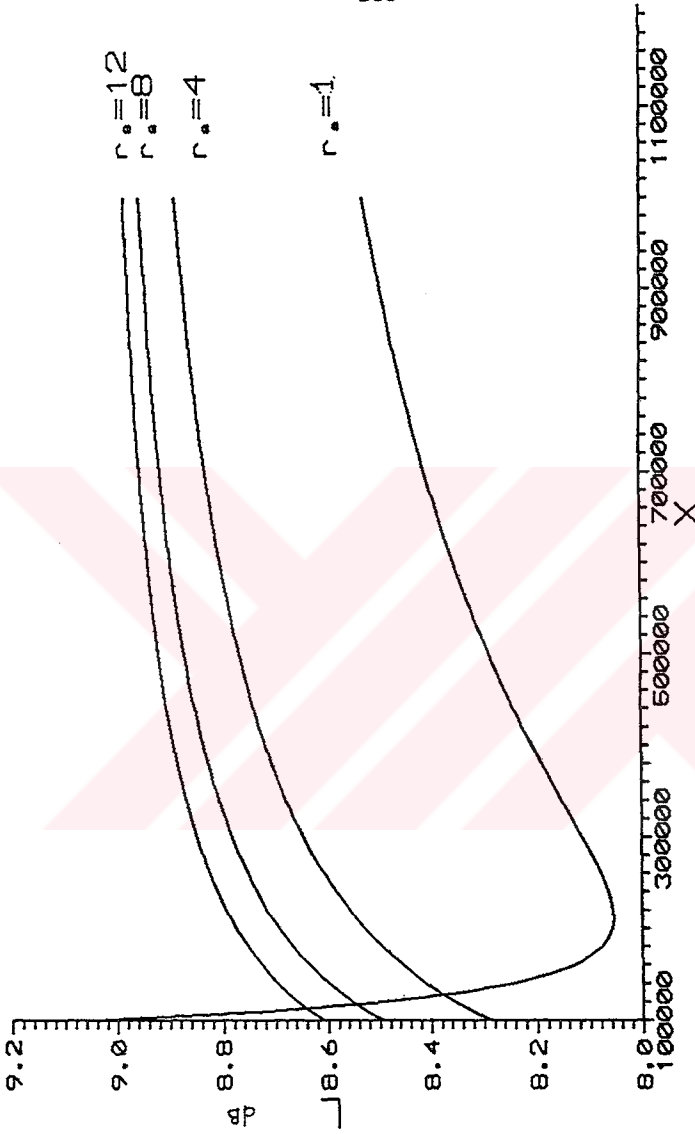
Şekil 6.31 Y Karıştırıcı imaj açık devre durumunda optimum kaynak iletkenliği



Şekil 6.32. Y Karıştırıcı imaj açık devre durumunda uydurulmuş yük iletkenliği

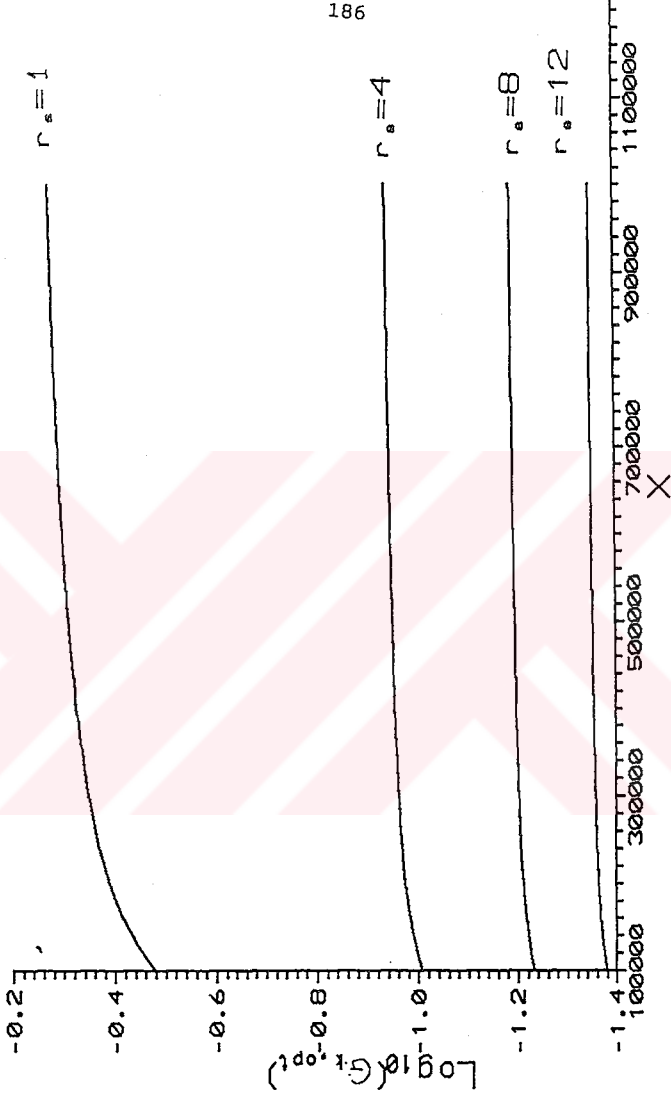


Şekil 6.33. Y Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda optimum gürültü faktörünün normalize Yo genliğiyle değişimi



Şekil 6.34. Y Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda dönüştürme güç kaybının normalize YO genişliği değişimi

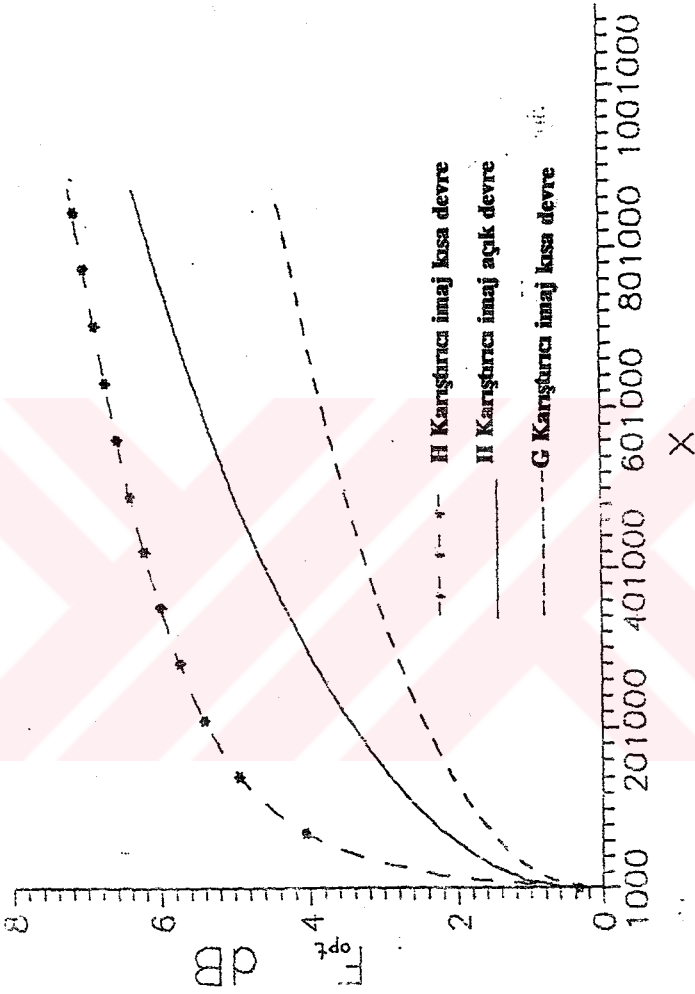




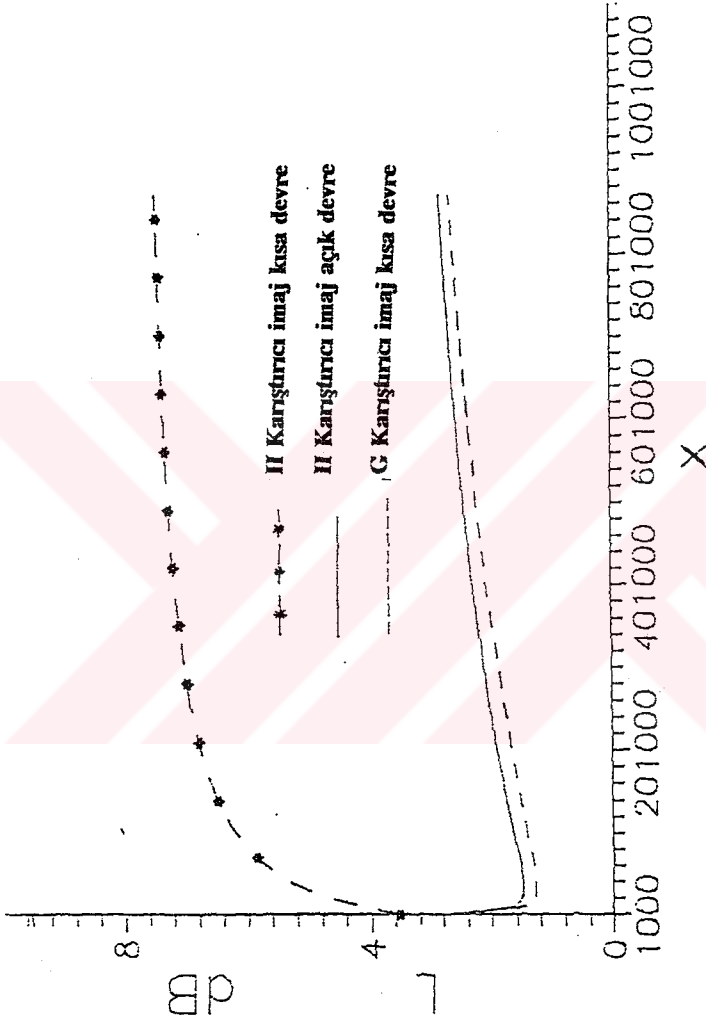
Şekil 6.35. Y Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda optimum kaynak iletkenliği



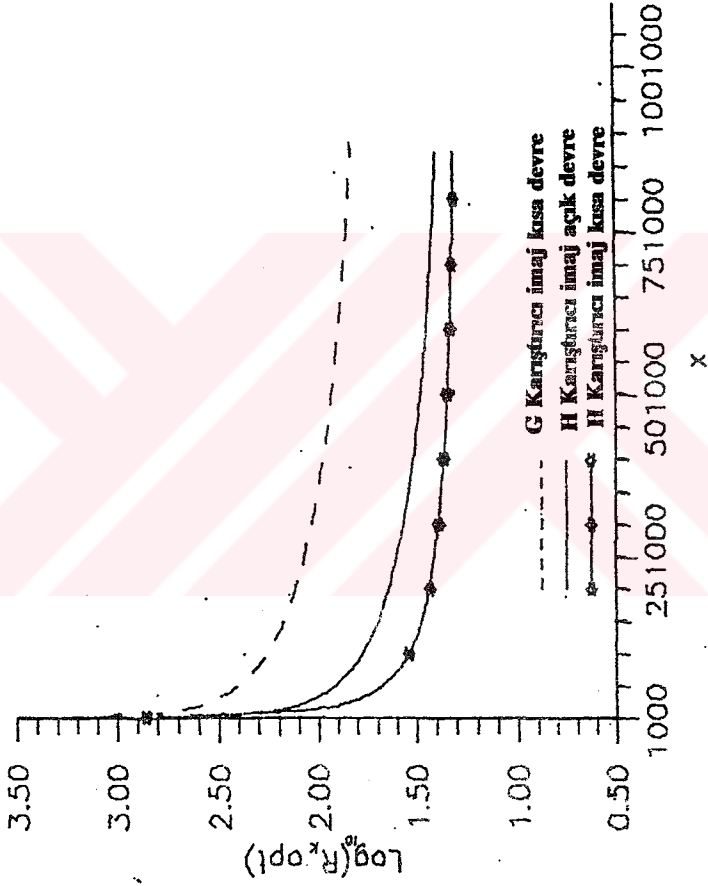
Şekil 6.36 Y Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda uydurulmuş yük iletkenliği



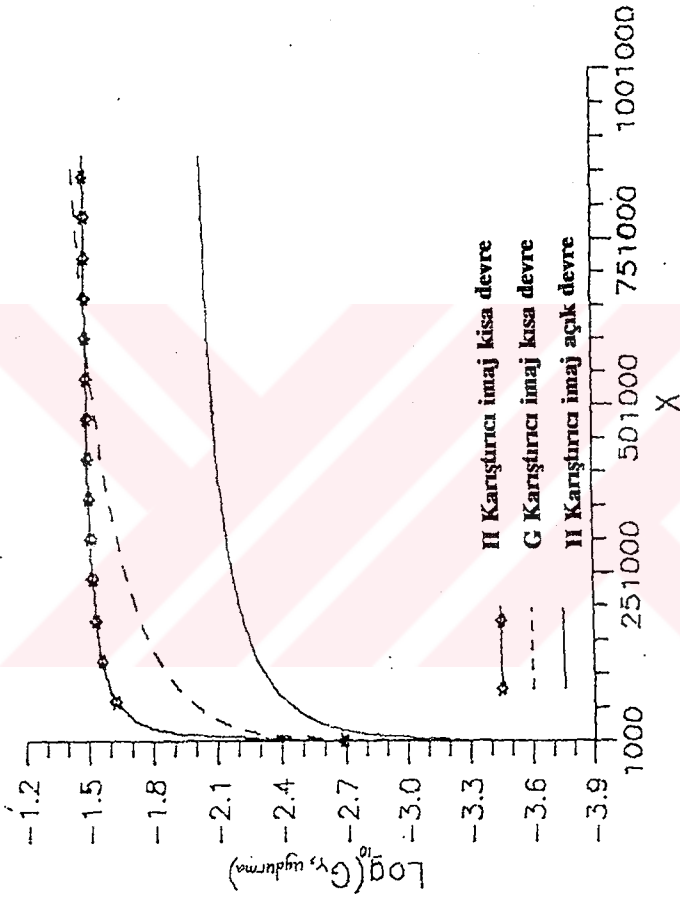
Şekil 6.37. Karıştırıcıların optimum gürültü faktörlerinin normalize Y_0 genliği ile değişiminin karşılaştırılması



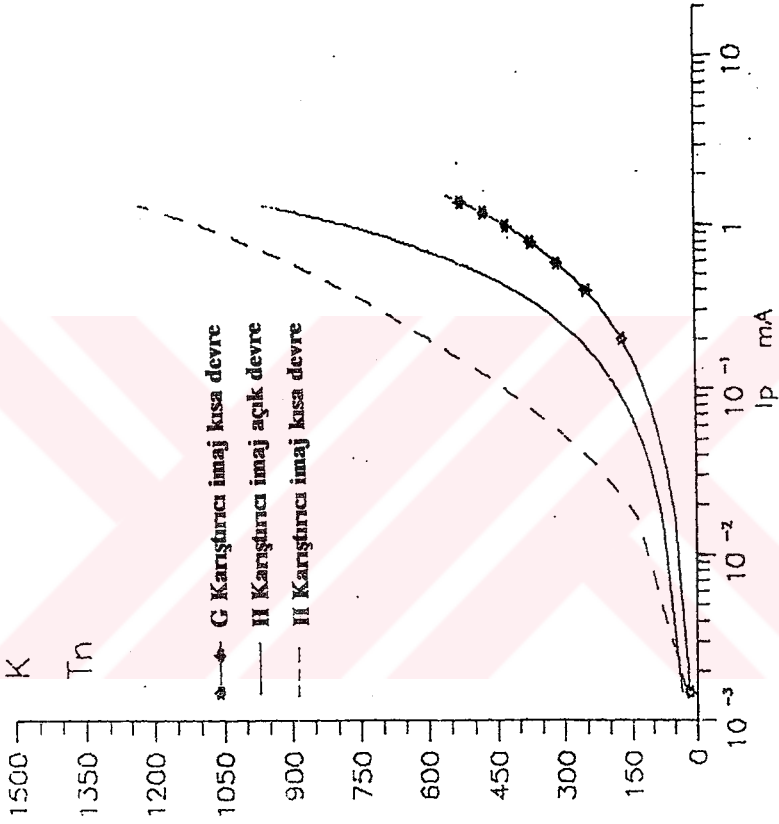
Şekil 6.38. Karıştırıcıların dönüştürme güç kayıplarının normalize Yo genliği ile değişimi



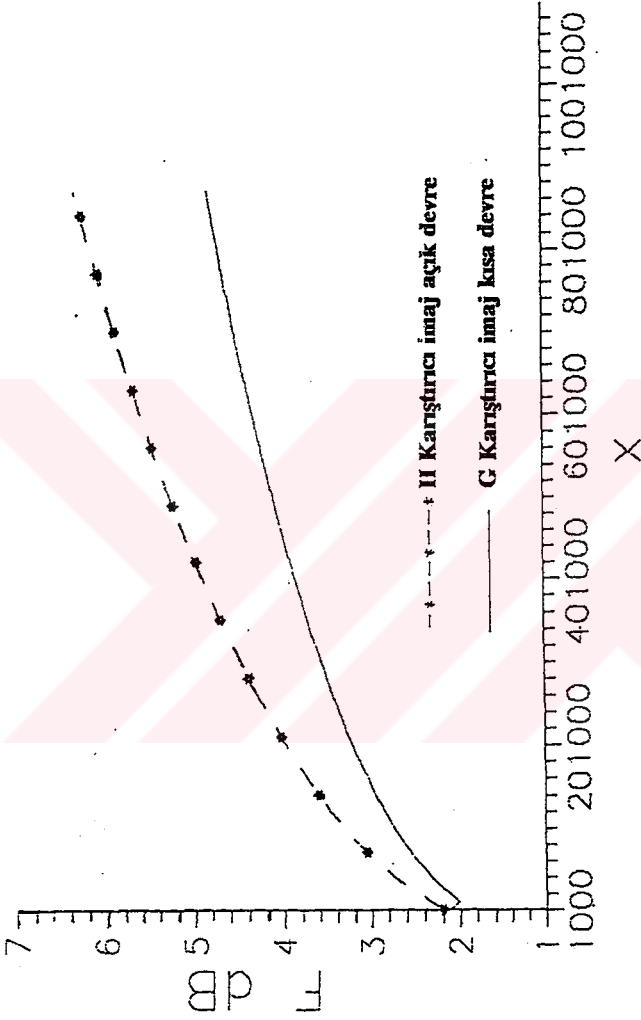
Şekil 6.39. Karıştırıcıların optimum kaynak dirençlerinin karşılaştırılması



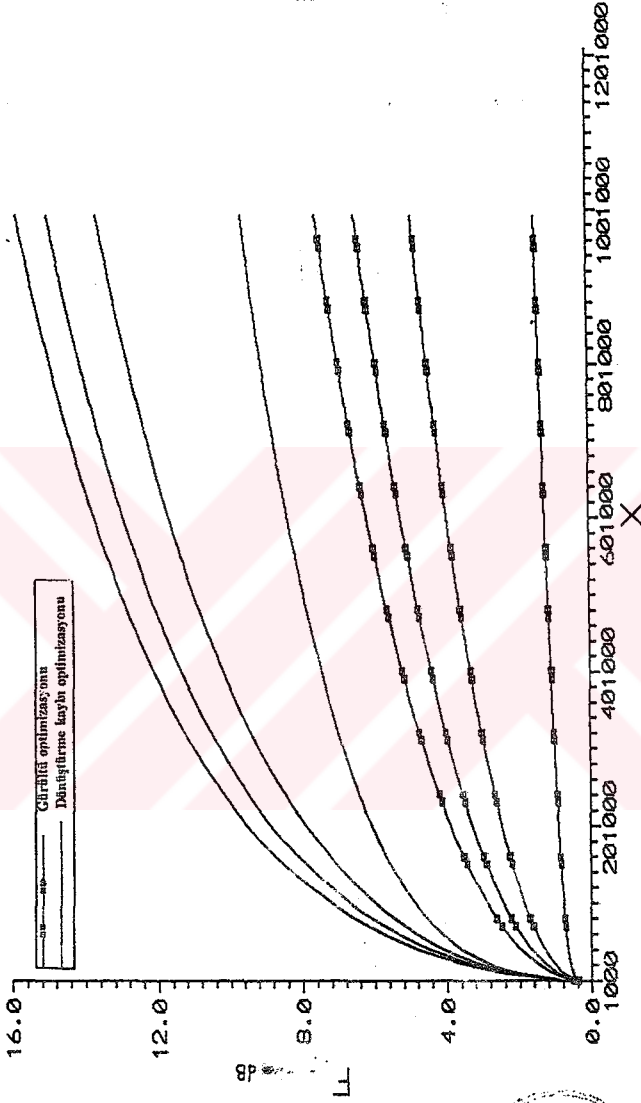
Şekil 6.40. Karıştırıcıların uydurulmuş yük iletkenliklerinin Karşılaştırılması



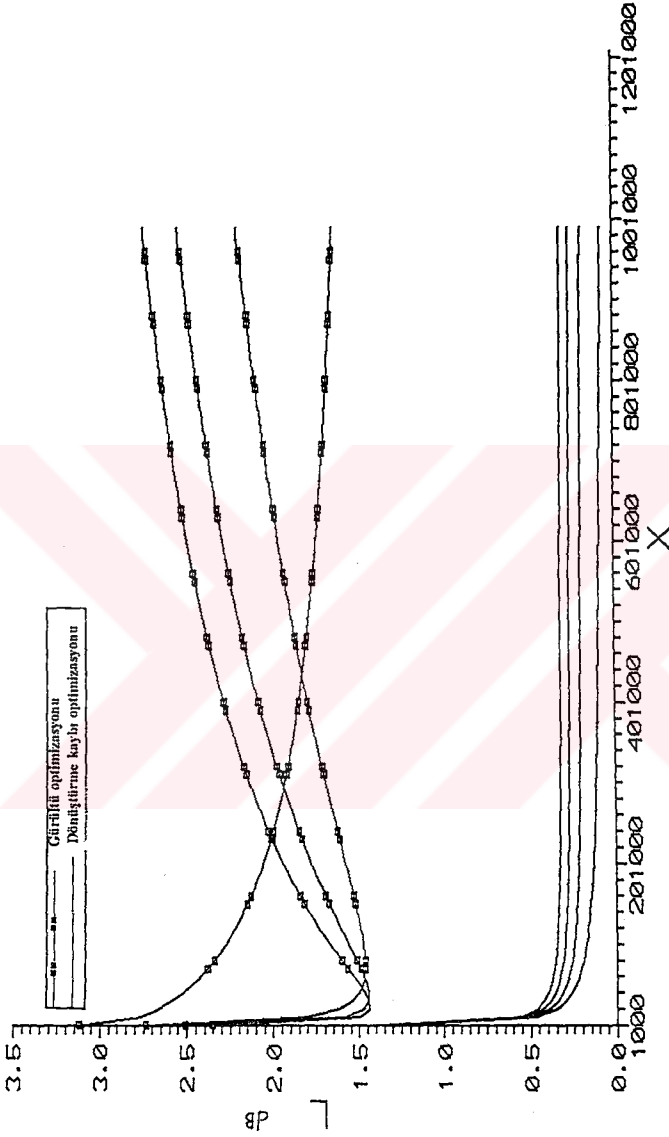
Şekil 6.41. Karıştırıcıların Gürültü Sıcaklıklarının Karşılaştırılması



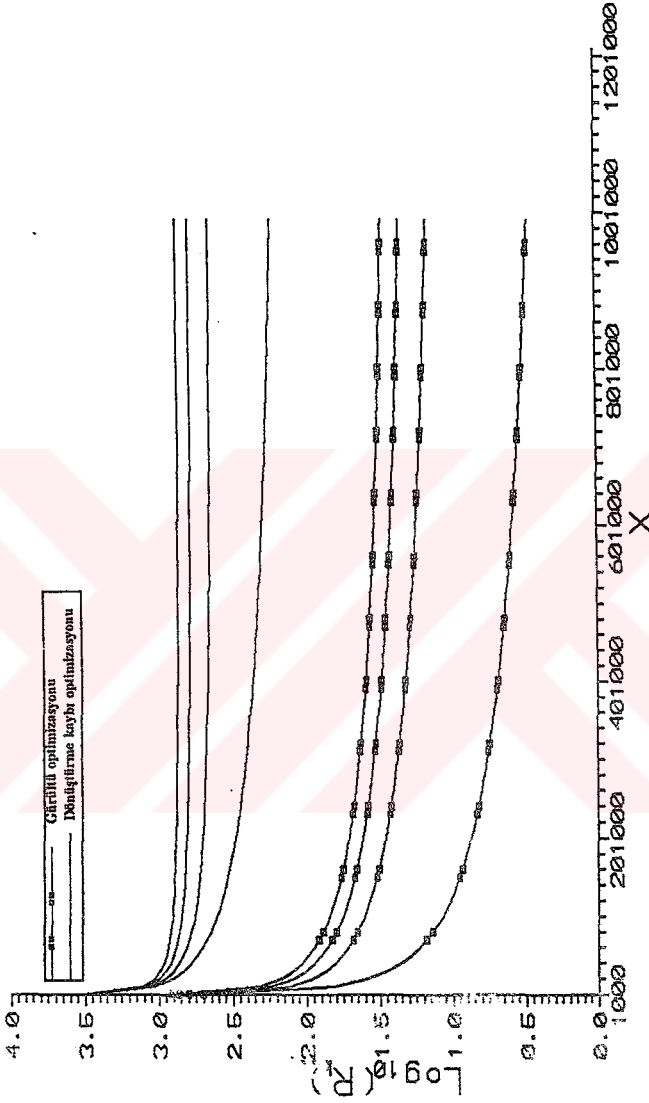
Şekil 6.42. Karıştırıcı + 1.2 dB Gürültülü AF Kuvvetlendiricisi
Sistem Gürültü Faktörü



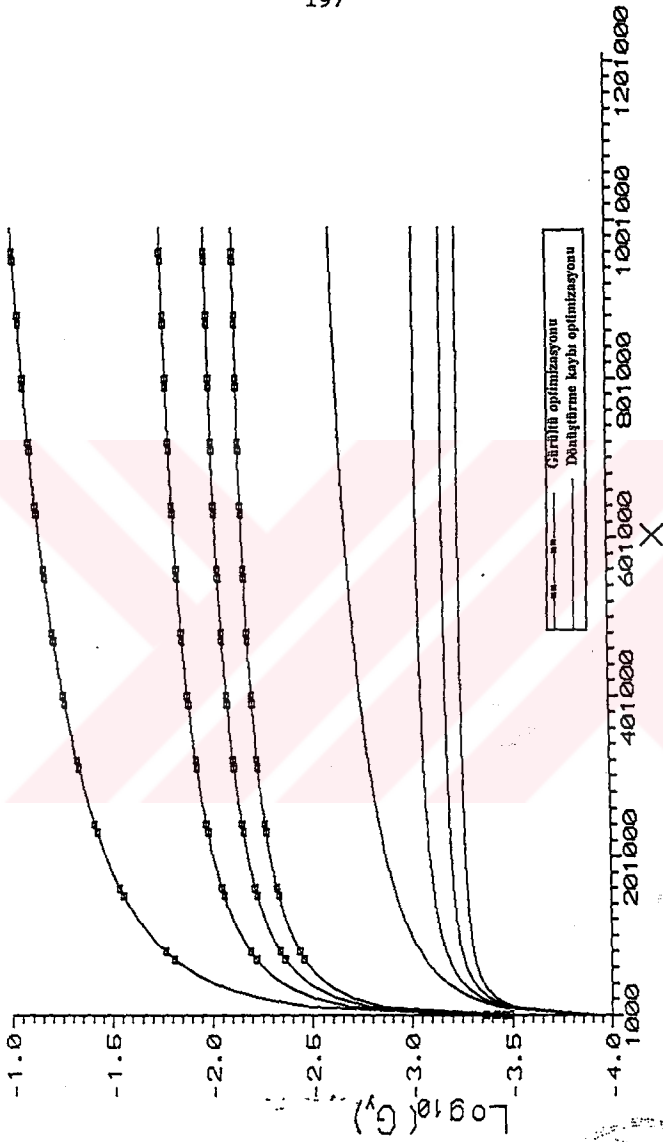
Şekil 6.43. H Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş gürültü faktörünün normalize Yo genişliğiyle değişimi



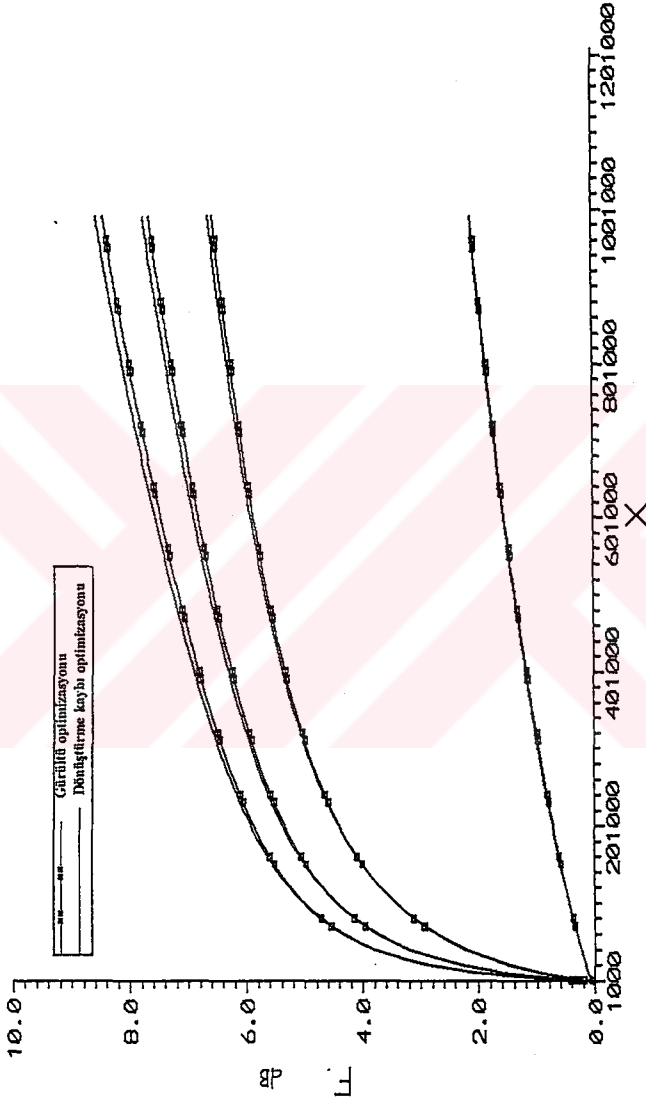
Şekil 6.44. II Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş dönüştürme güç kaybının normalize Yo genliğiyle değişimi



Şekil 6.45. II Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kriter göre optimize edilmiş kaynak direnci



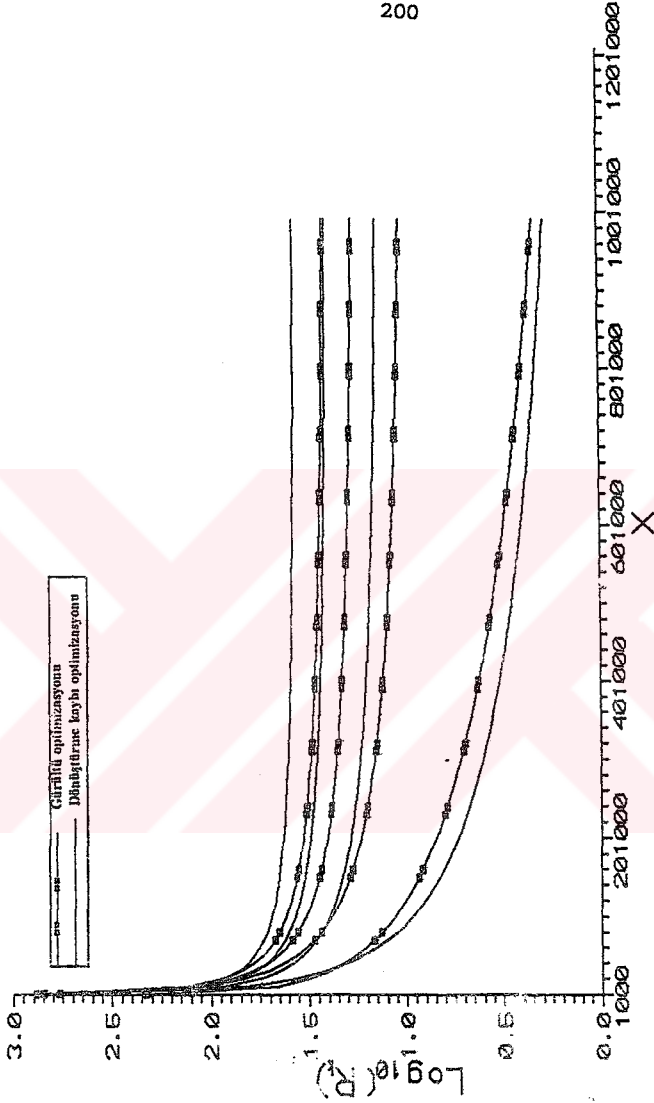
Şekil 6.46. II Karşıtıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş yük iletkenlikleri



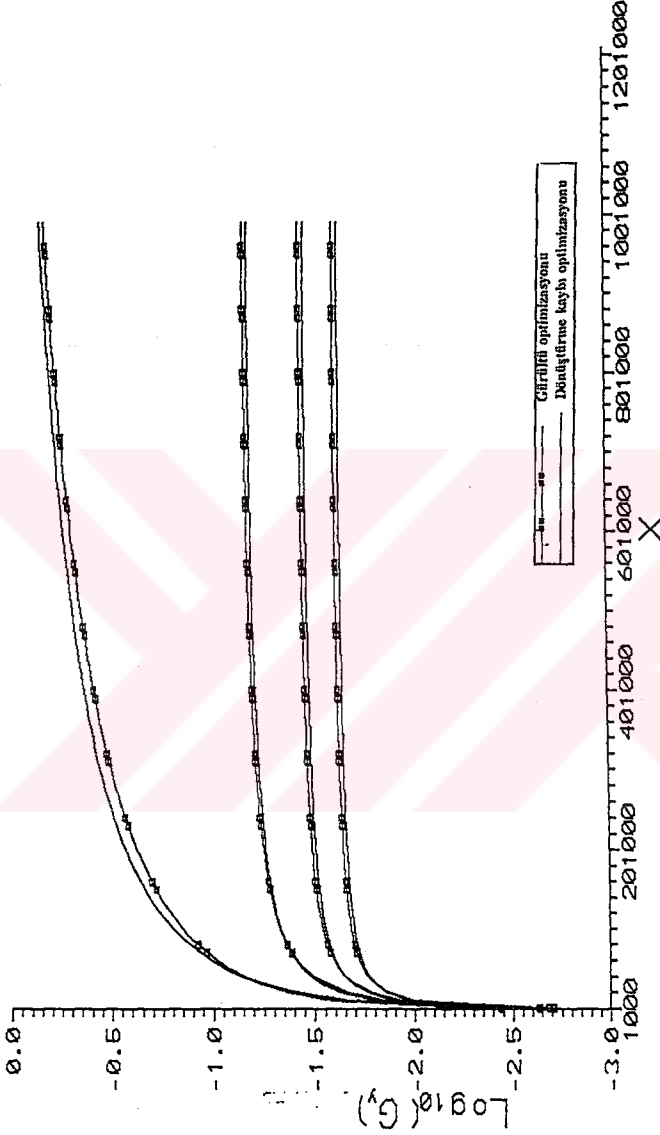
Şekil 6.47. H Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kriter gere optimize edilmiş gürültü faktörünün normalize Yo genişliğiyle değişimi



Şekil 6.48. II Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş dönüştürme güç kaybının normalize Y_0 genişliğiyle değişimi

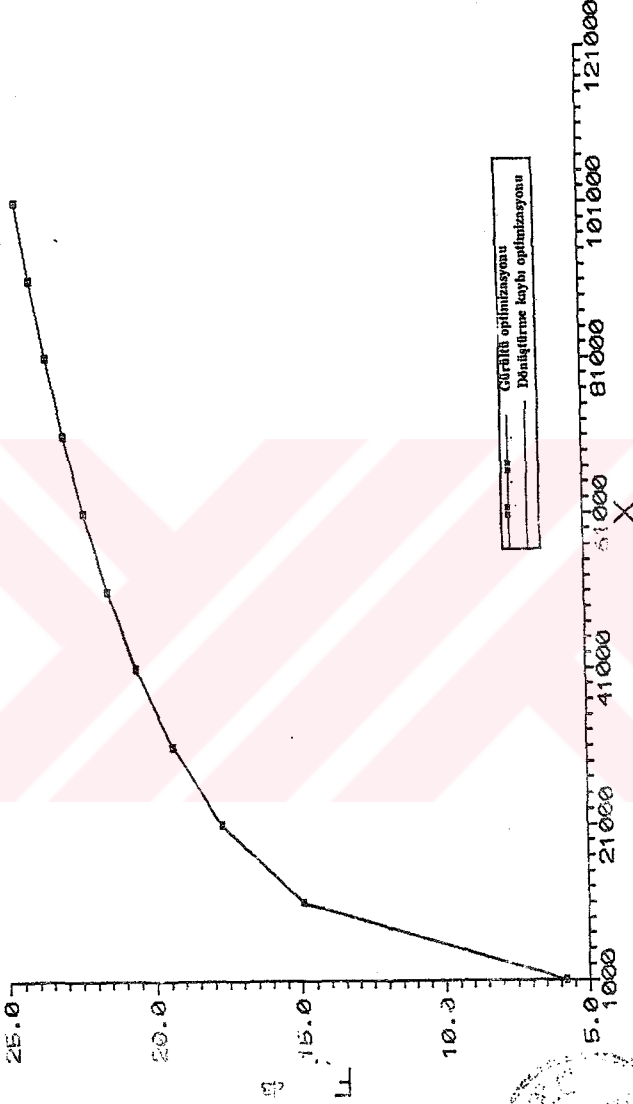


Şekil 6.49. H Karğıtırıcı imaj kusa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş kaynak dirençleri

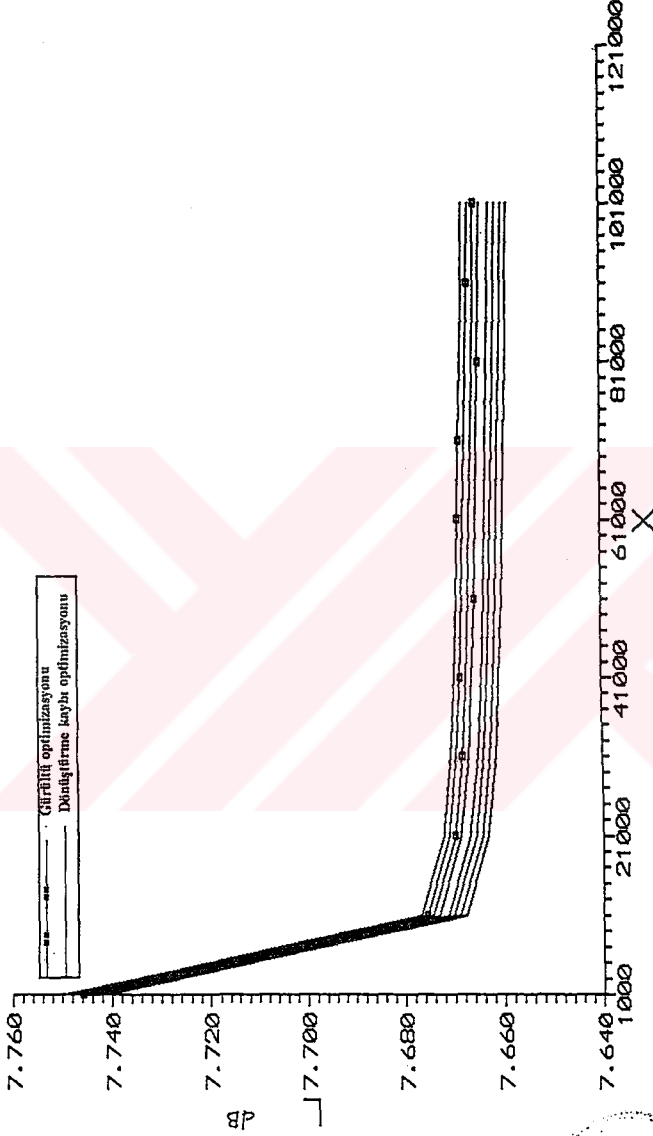


II Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda uydurulmuş iki ayrı kritere göre optimize edilmiş yük iletkenliği

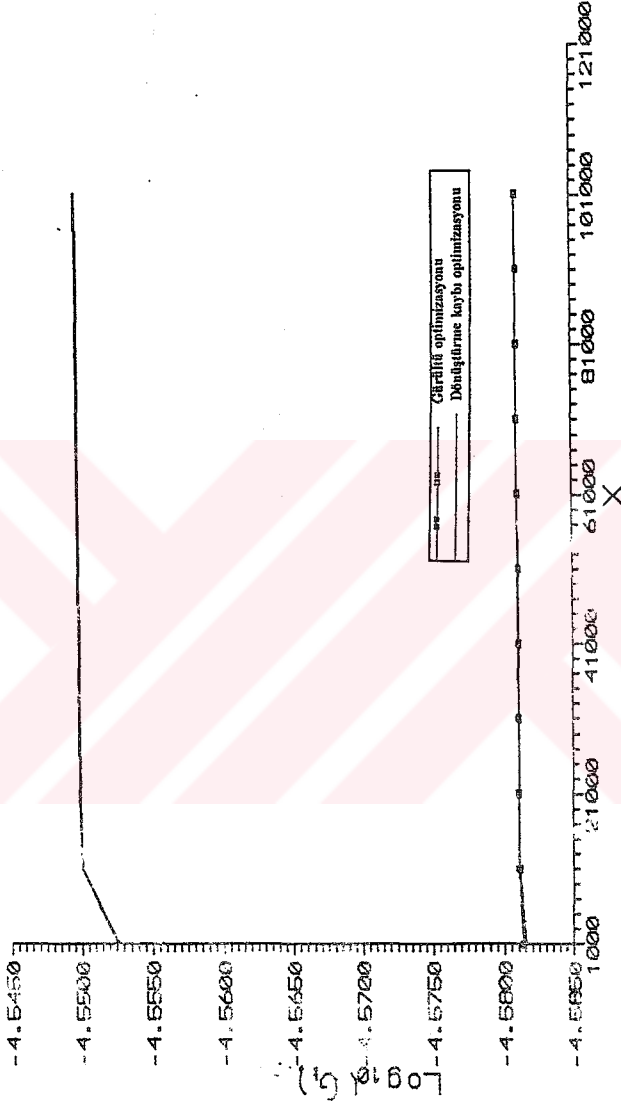
T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ



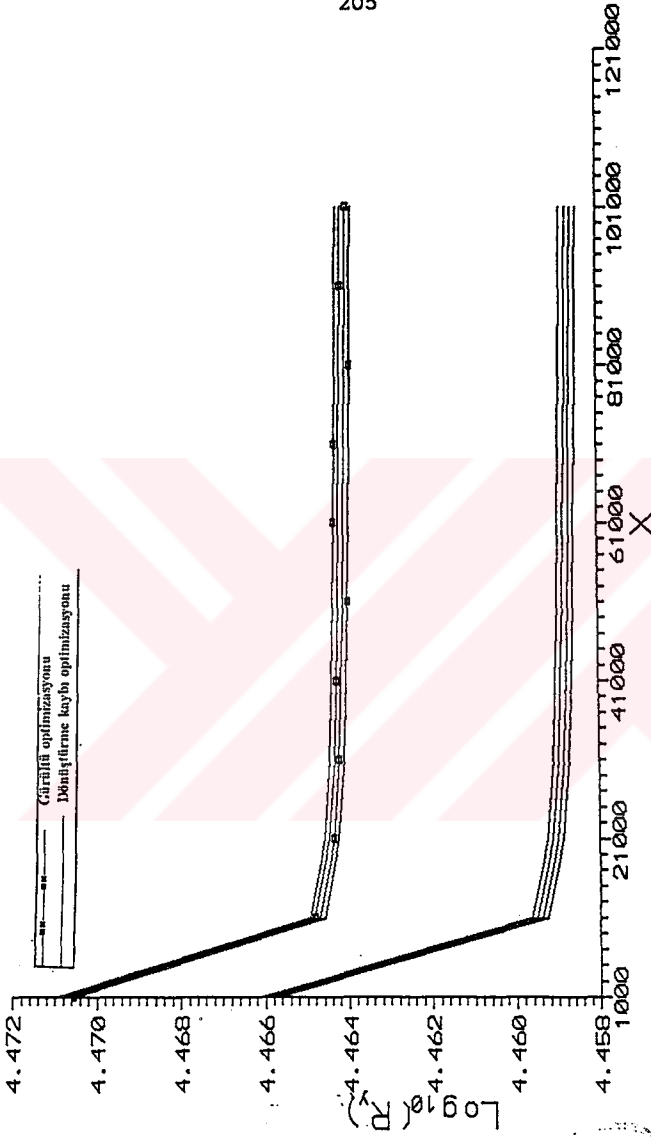
Şekil 6.51 G Karşırcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kriterle göre optimize edilmiş görüntü faktörünün analize Yo genişliğiyle değişimi



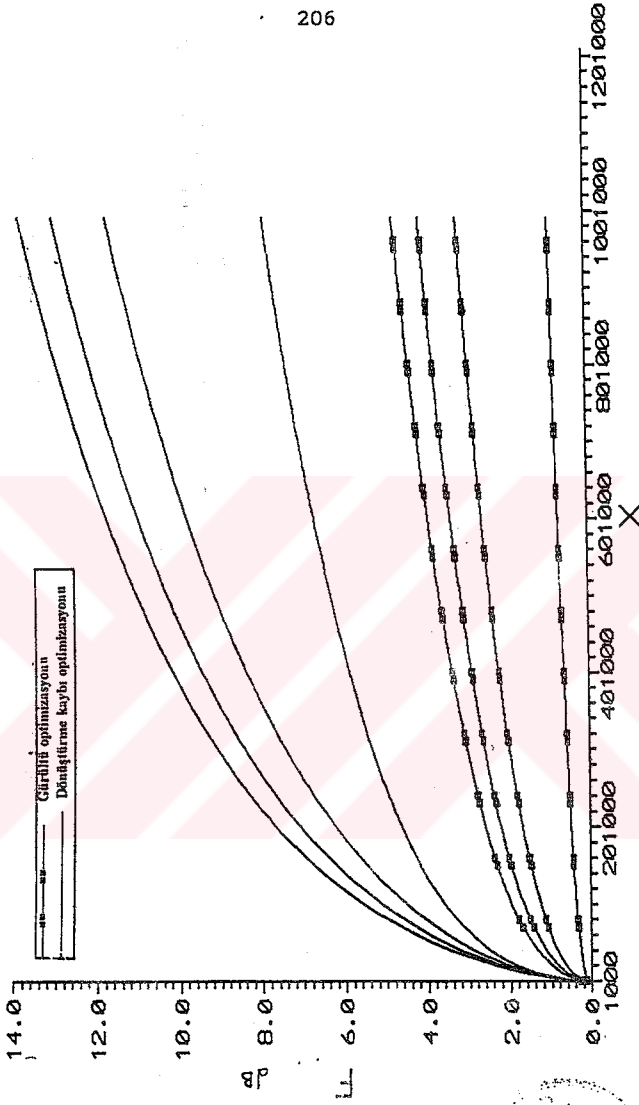
Şekil 6.52. G Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş dönüştürme güç kaybının normalize Yo genişliğiyle değişimi



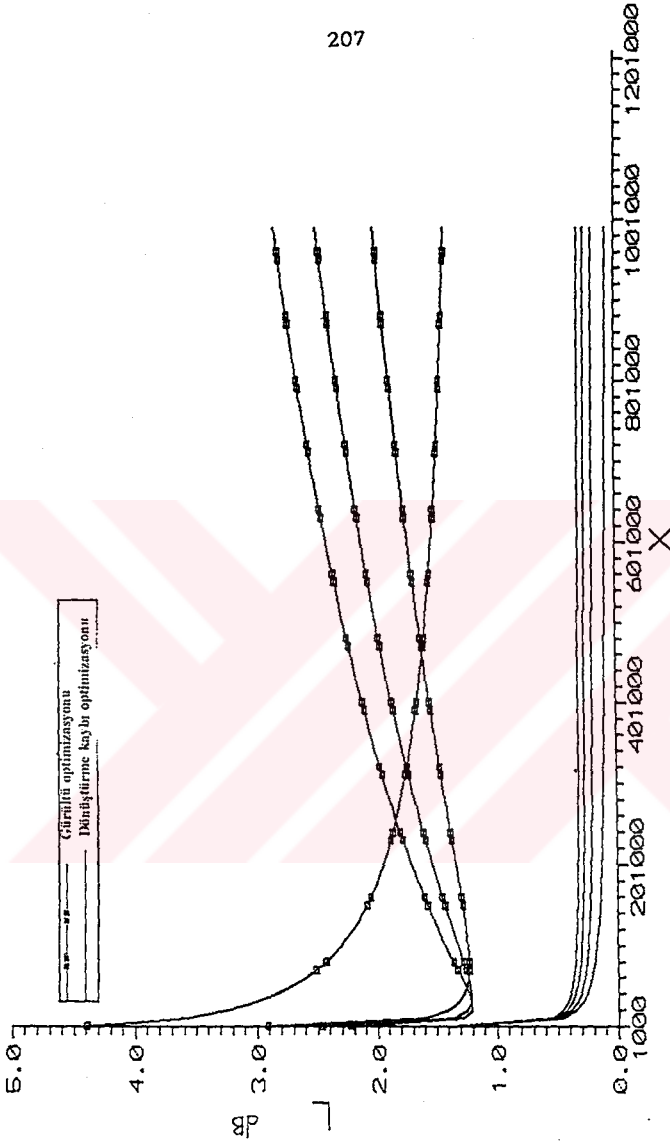
Şekil 6.53. G Karıştırıcı inaj açık devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş kaynak ilekenliği



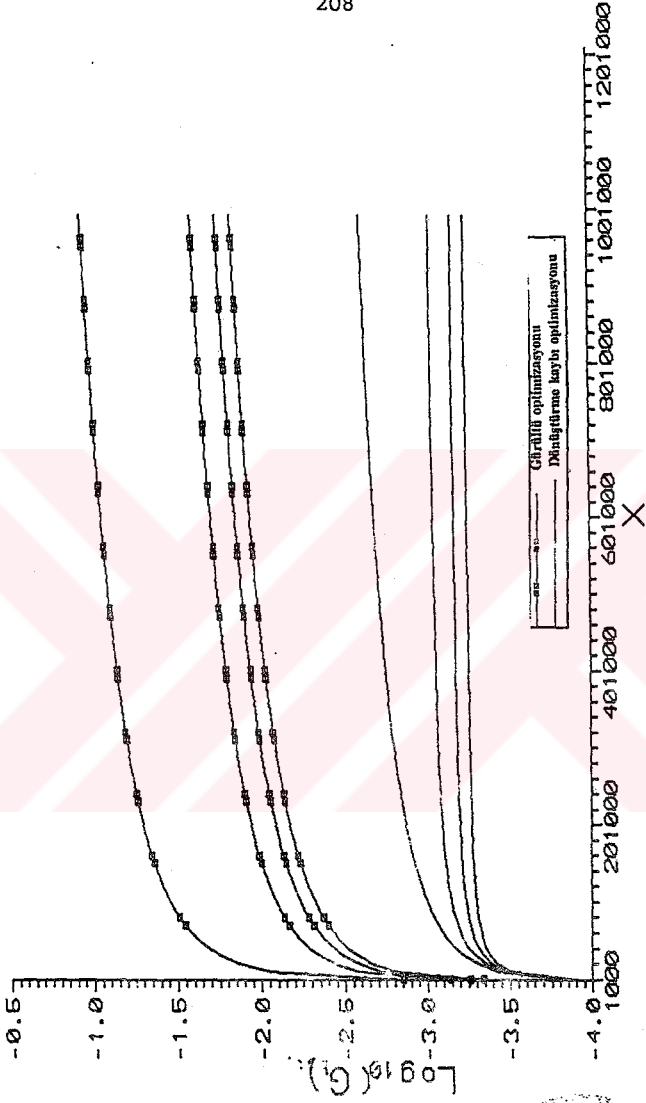
Şekil 6.54. G Karşıfıncı imaj açık devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş yük direnç



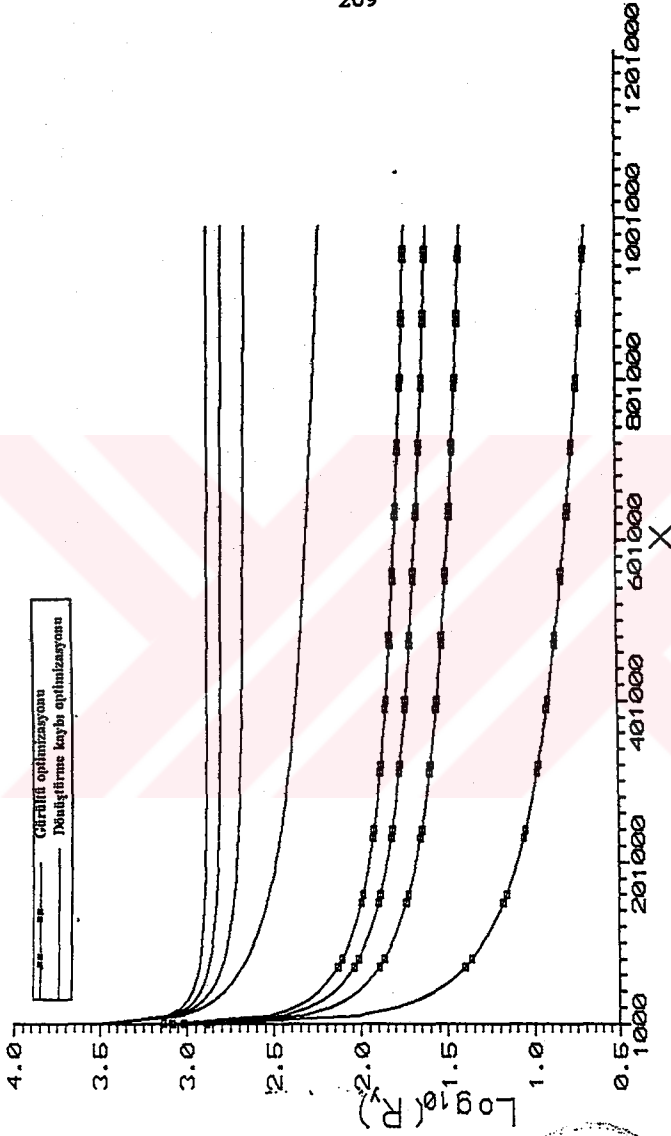
Şekil 6.55. G Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş gücüü faktörünün normalize Yo genliğiyle değişimi



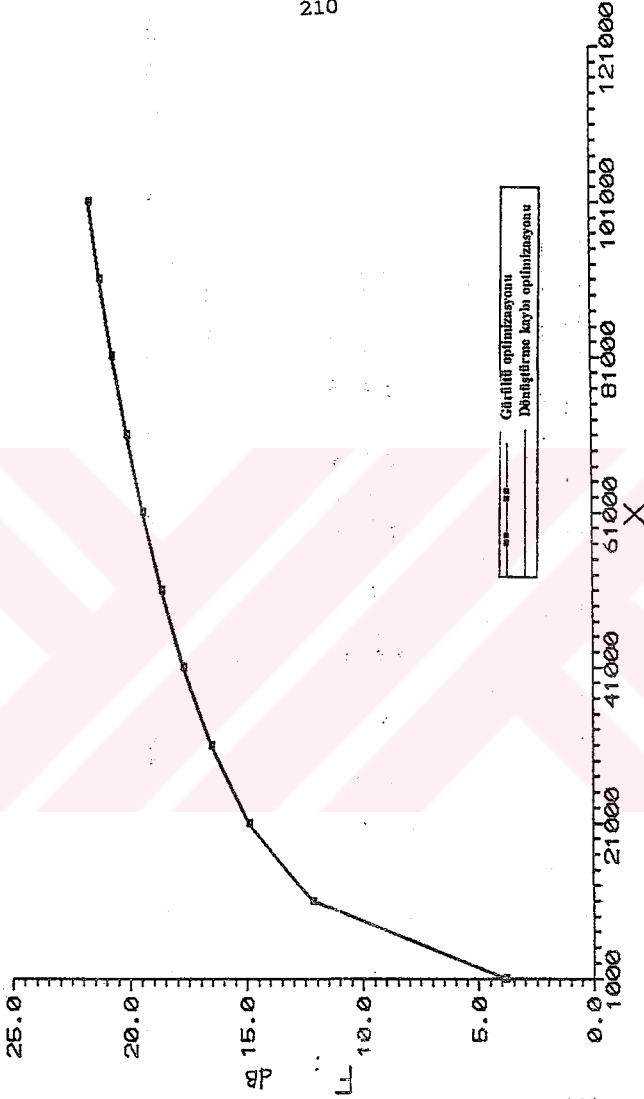
Şekil 6.56. G Karıştırıcı inaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş dönüştürme güç kaybının gürültü faktörünün normalize YO genliğiyle değişimi



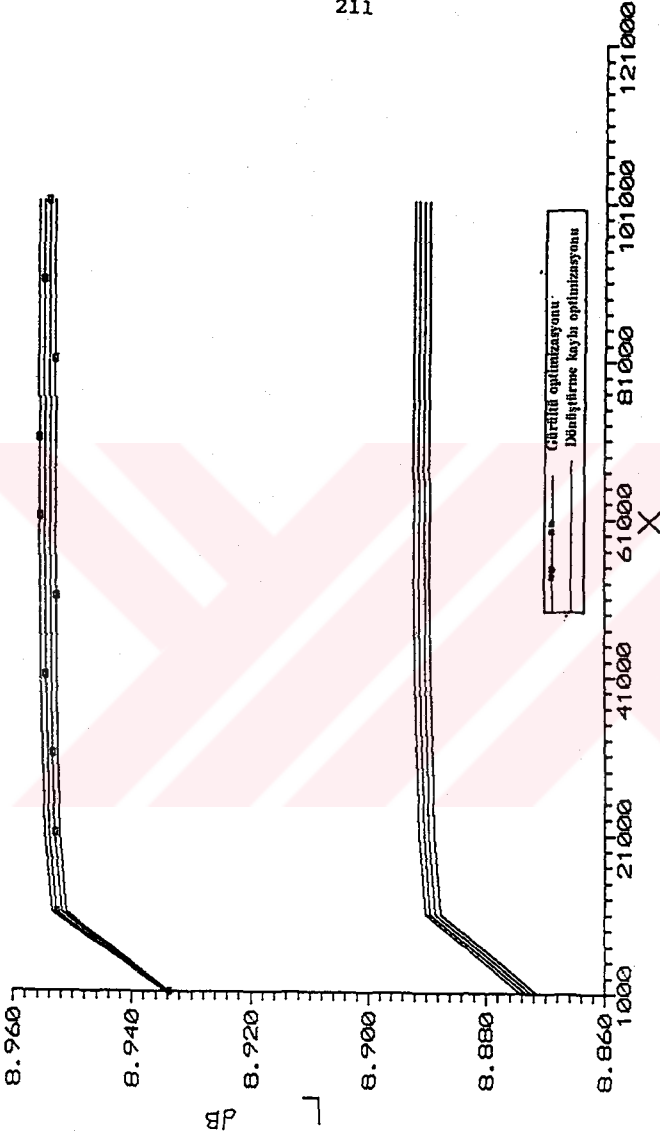
Şekil 6.57. G Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kriterle göre optimize edilmiş kaynak
Heskenliği



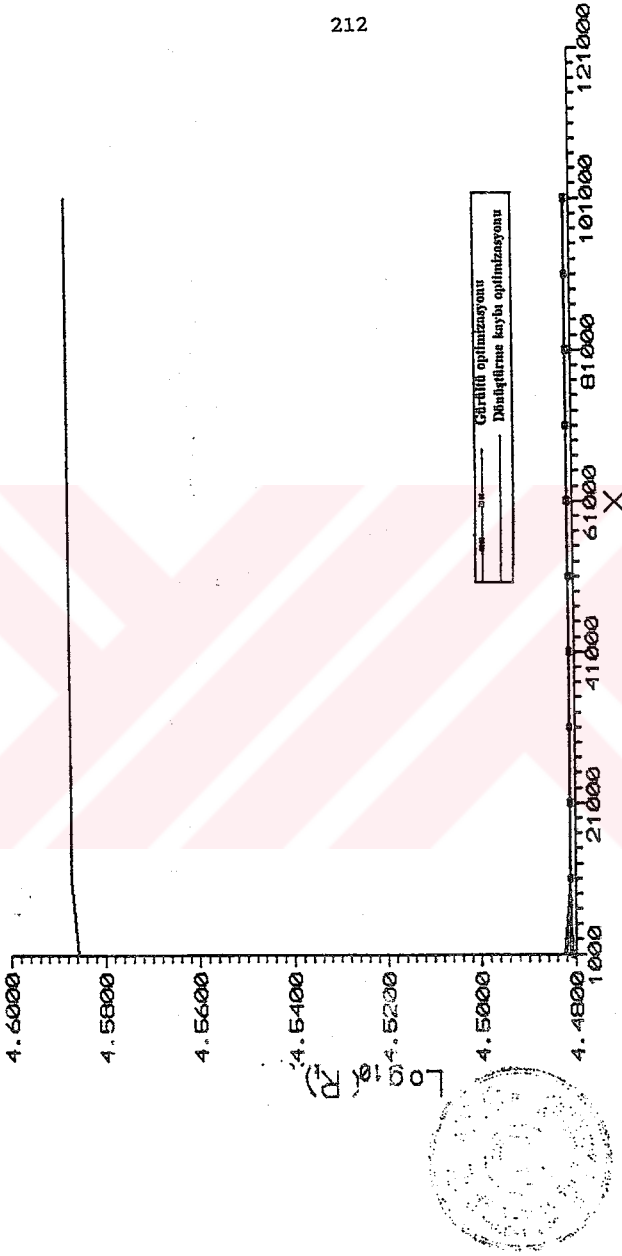
Şekil 6.58. G Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş yük direnci



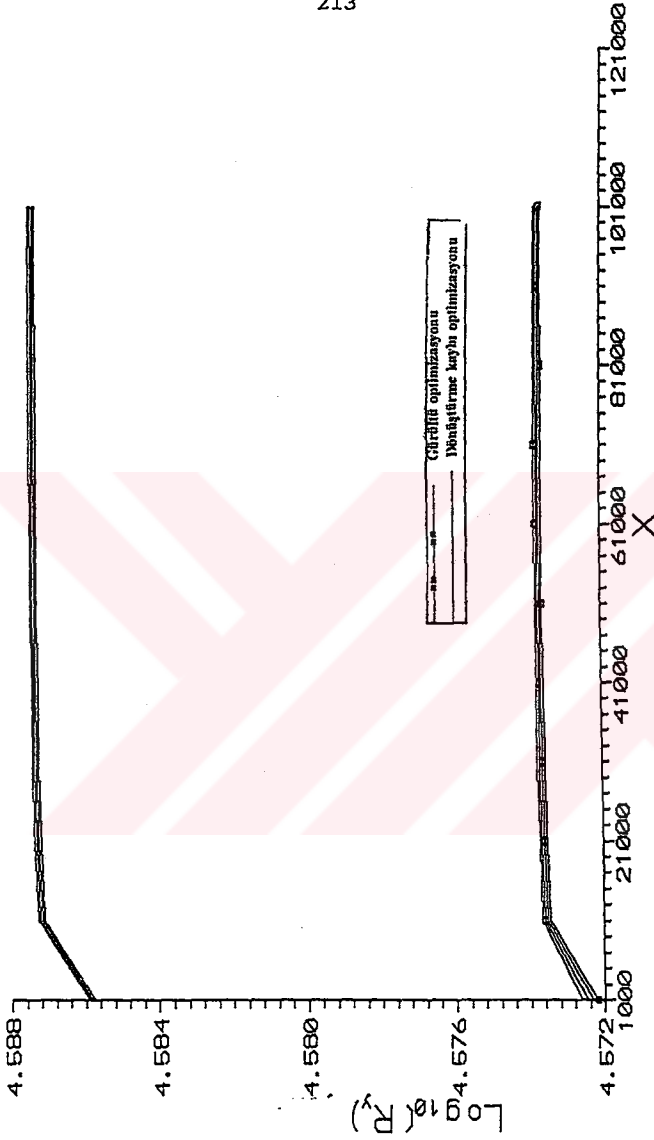
Şekil 6.59 Z Karıştırıcı imaj açık çevre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş gürültü faktörünün normalize Yo genişliğiyle değişimi



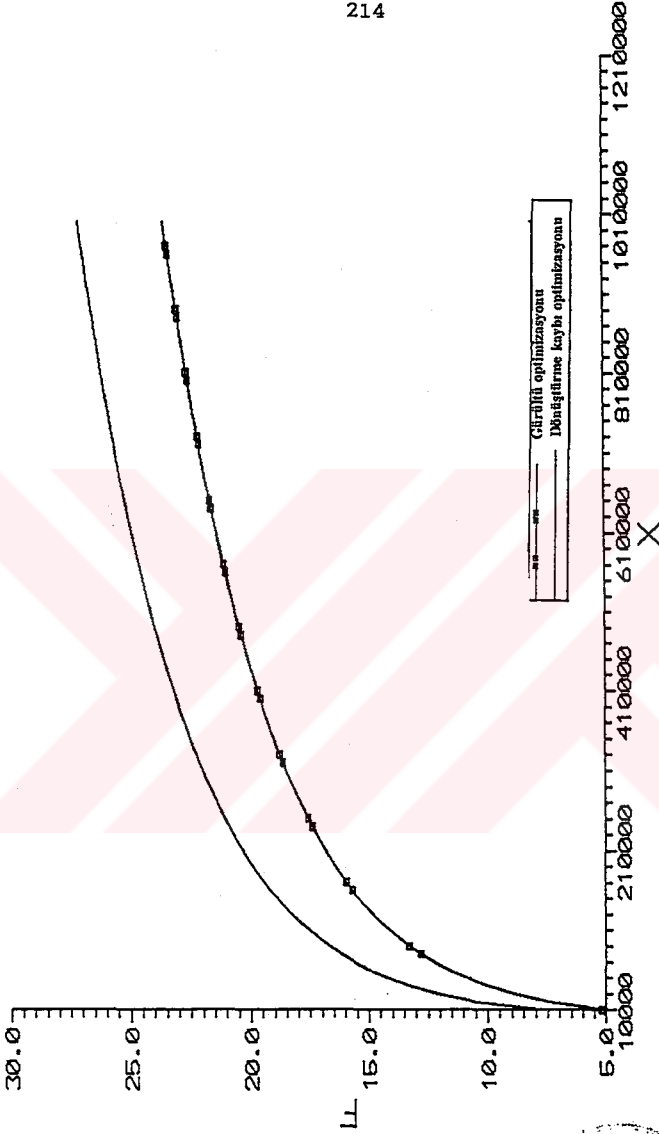
Şekil 6.60. Z Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kriterle göre optimize edilmiş dönüştürme güç kaybının normalize Yo genliği ile değişimi



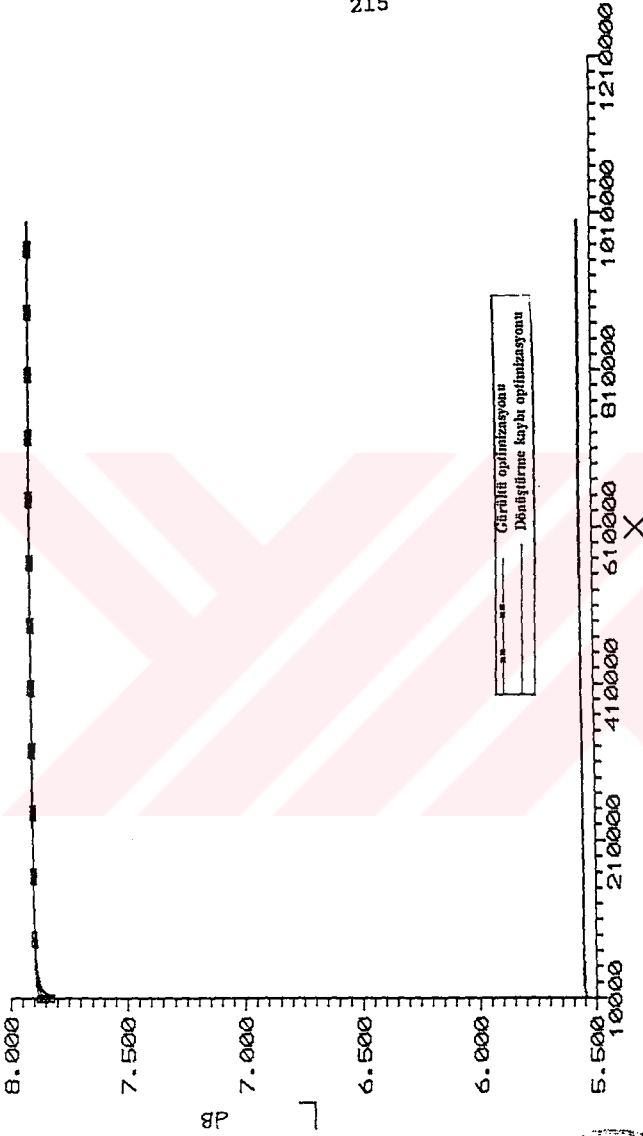
Şekil 6.61 Z Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş kaynak dirençleri



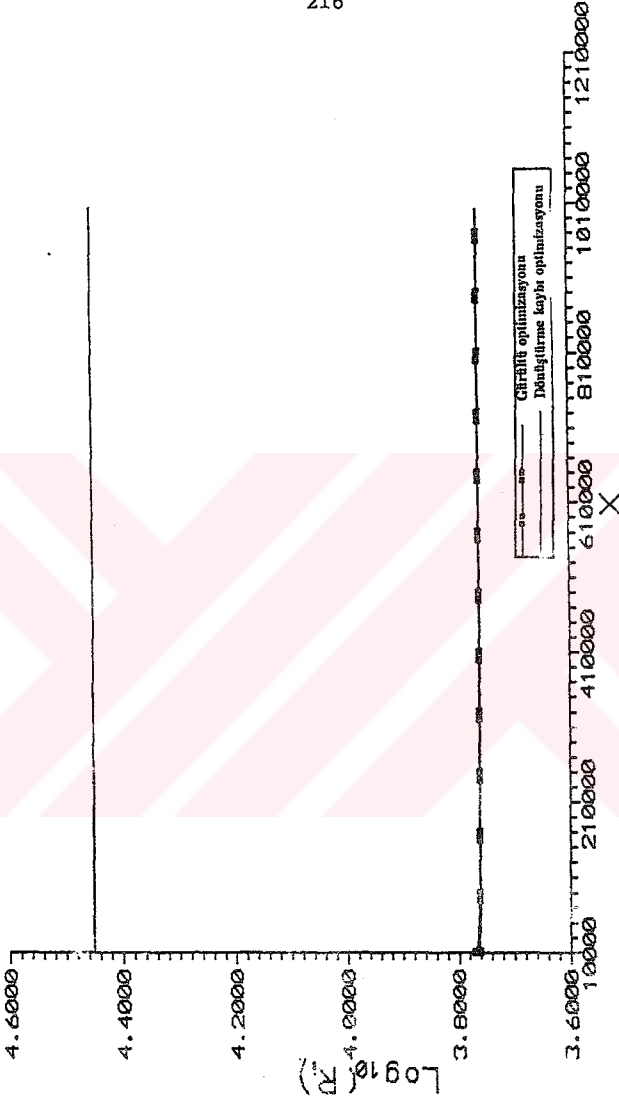
Şekil 6.62. Z Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş yük dirençleri



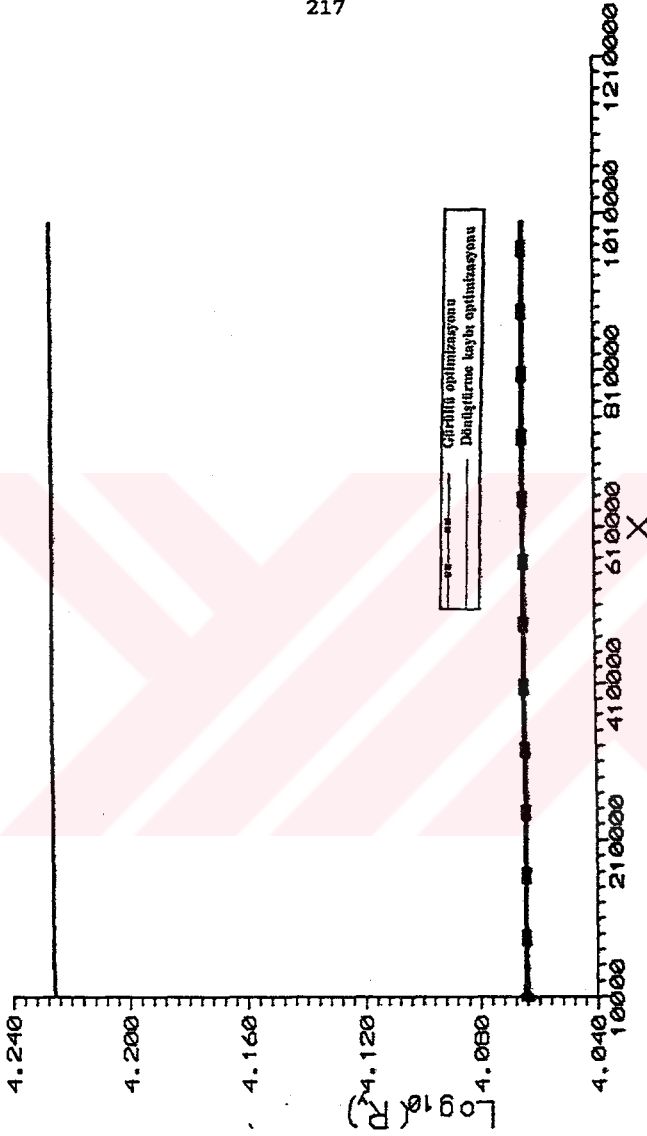
Şekil 6.63. Z Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kriterle göre optimize edilmiş gürültü faktörünün normalize Yo genliğiyle değişimi



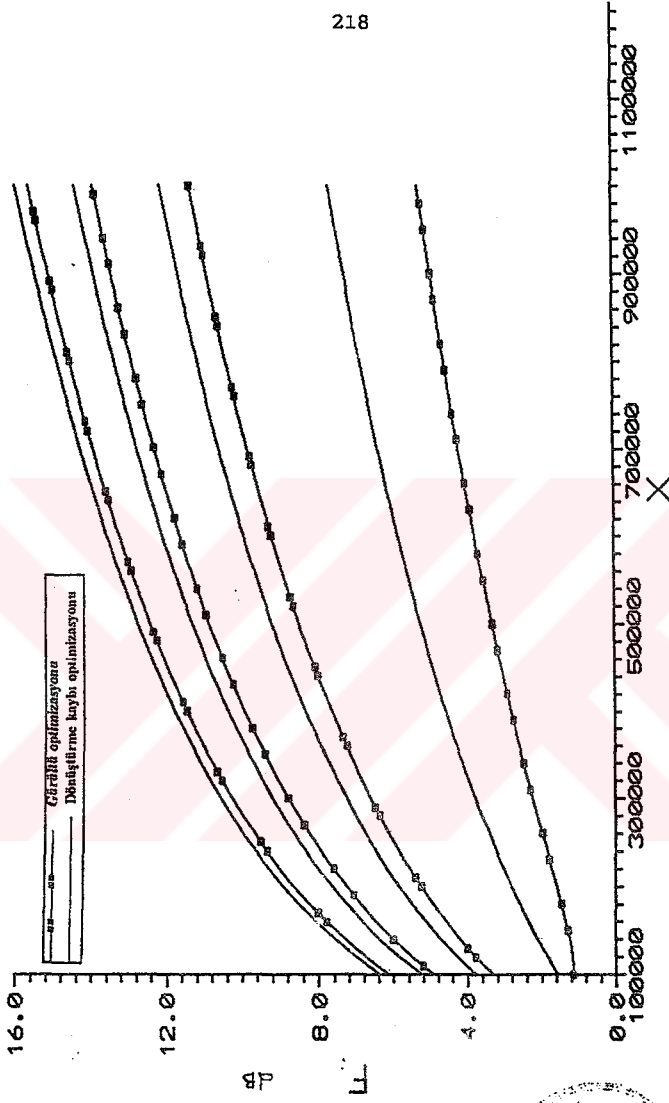
Şekil 6.64. Z Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş dönüştürme güç kaybının normalize YO genliğiyle değişimi



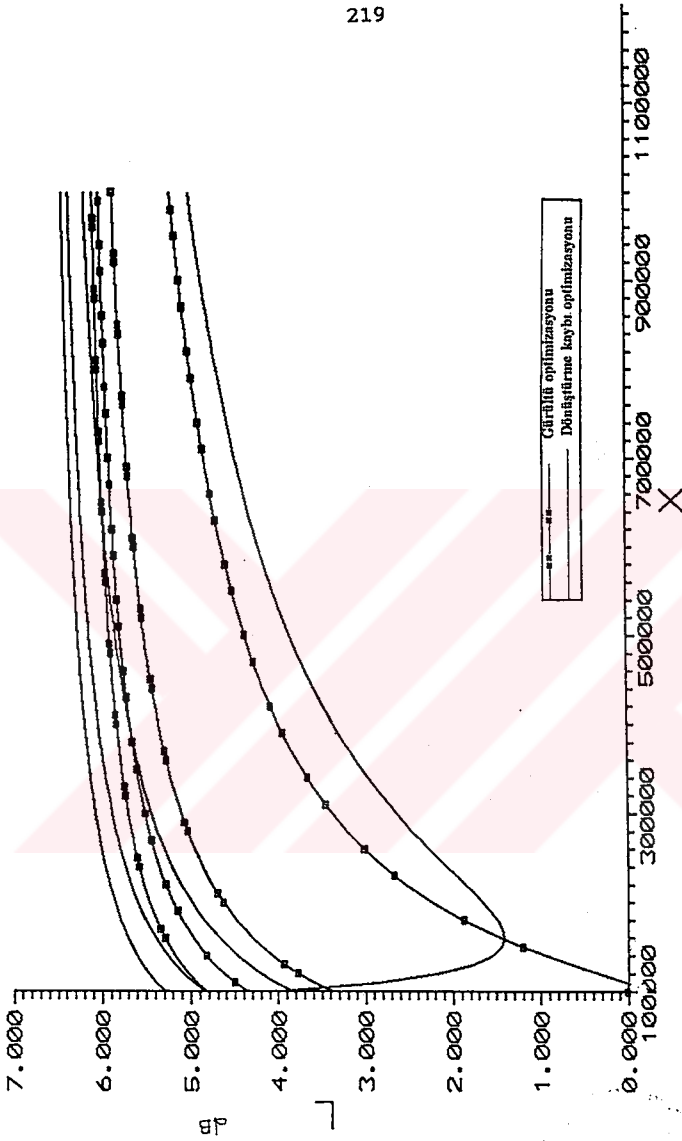
Şekil 6.65. Z Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş kaynak dirençleri



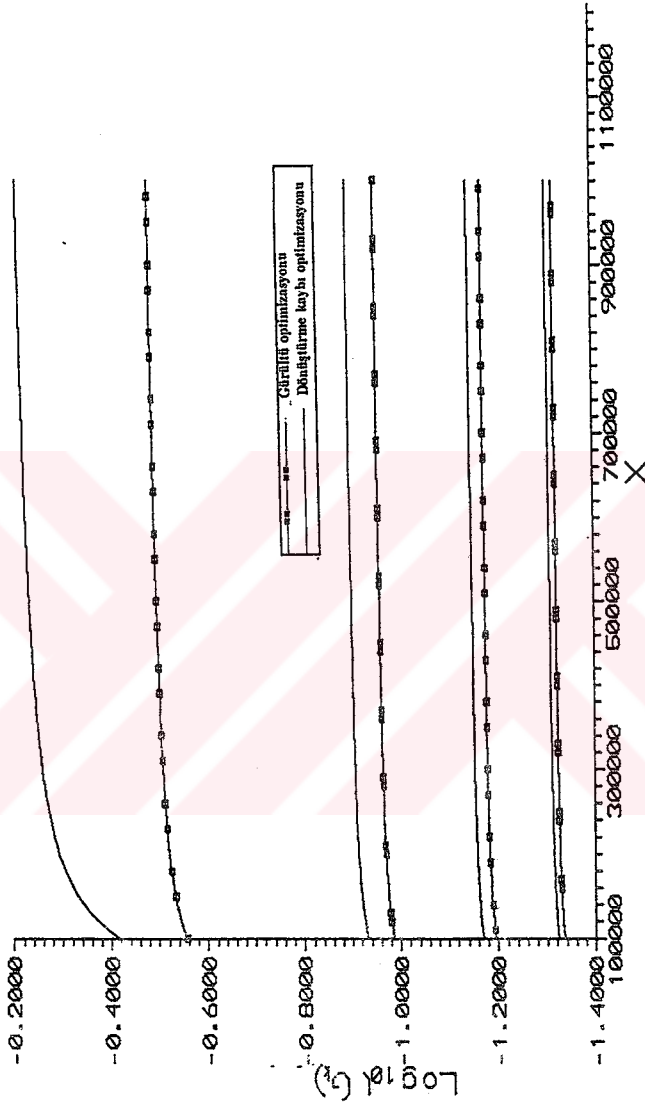
Şekil 6.66 . Z Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş yük dirençleri



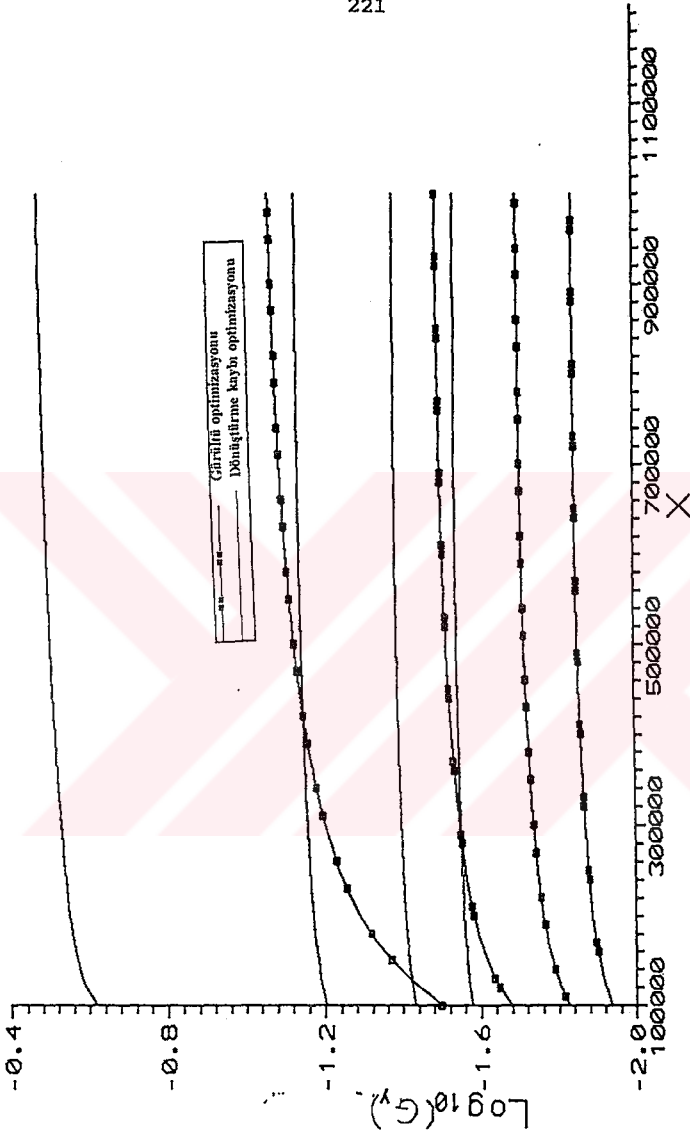
Şekil 6.67 Y Karıştırıcı imaj açık devre durumunda optimum iki ayrı kriterle göre optimize edilmiş gürültü faktörünün normalize Yo genişliğiyle değişimi



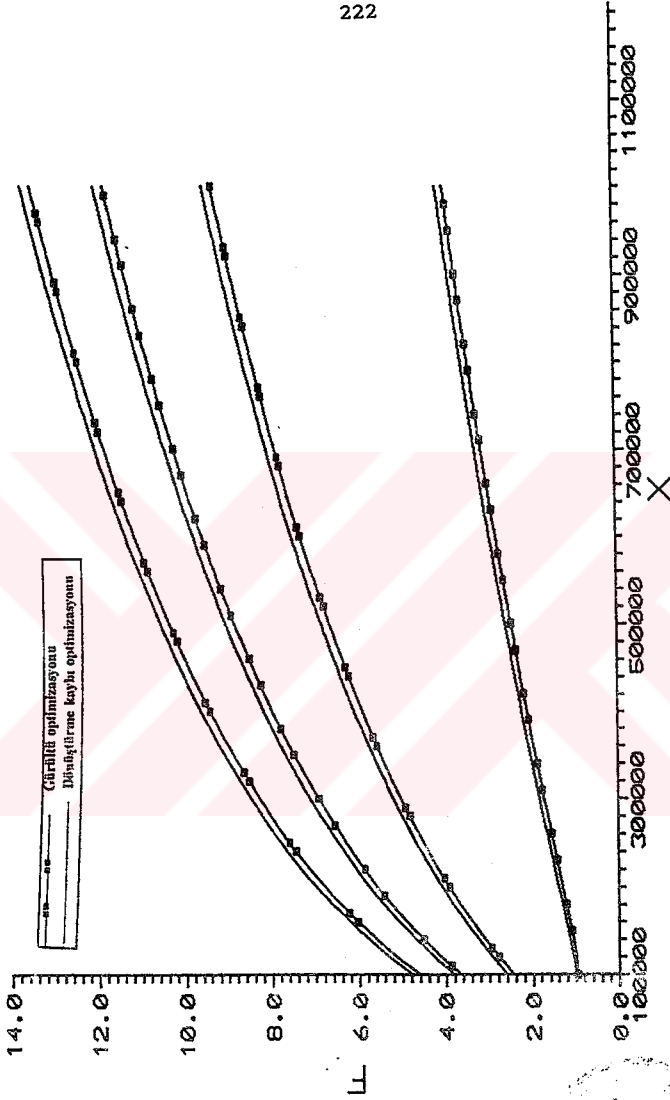
Şekil 6.68. Y Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş dönüştürme güç kaybının normalize Yo genliğiyle değişimi



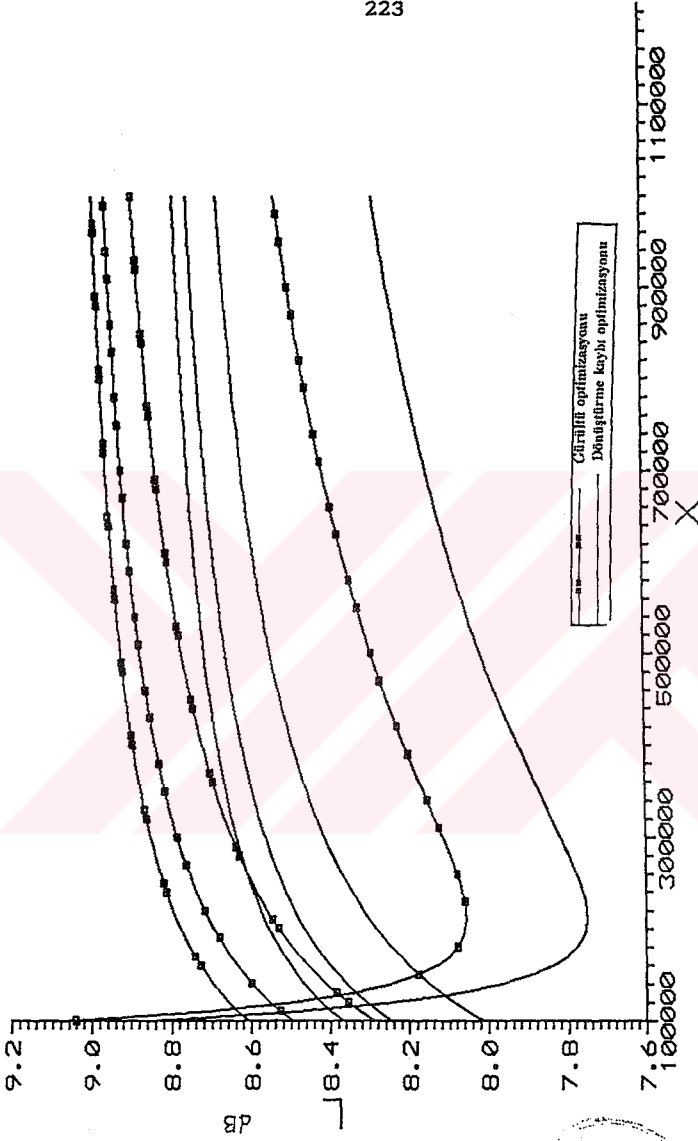
Şekil 6.69 Y Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kriterle göre optimize edilmiş kaynak Metkenlikleri



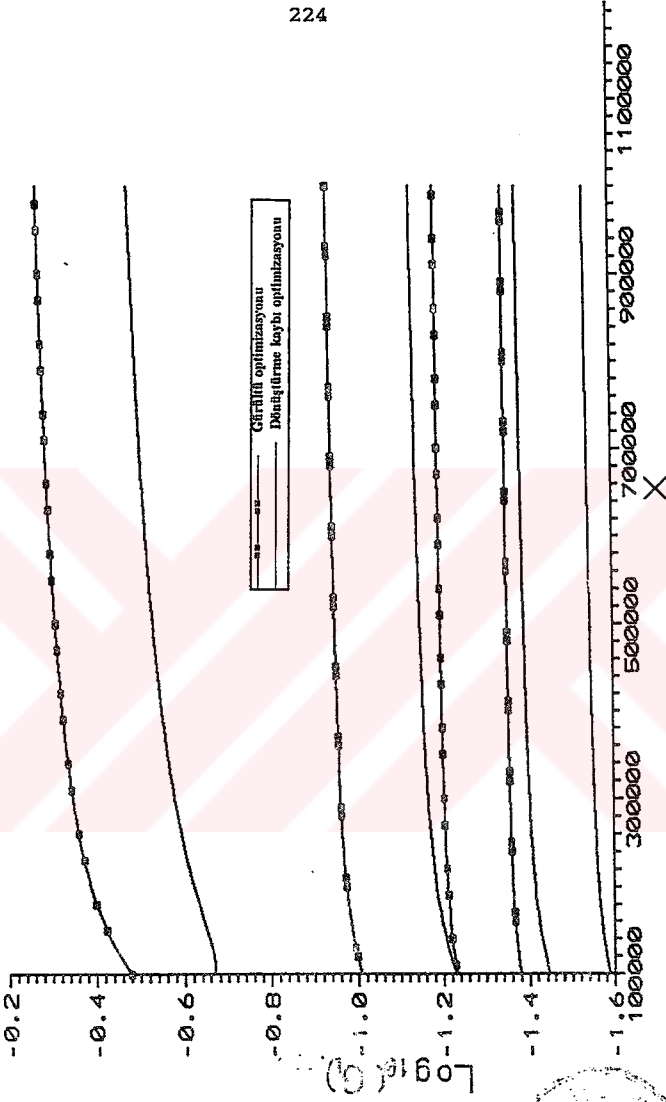
Şekil 6.70. Y Karıştırıcı imaj açık devre durumunda iki ayrı kriterle göre optimize edilmiş yük iletkenlikleri



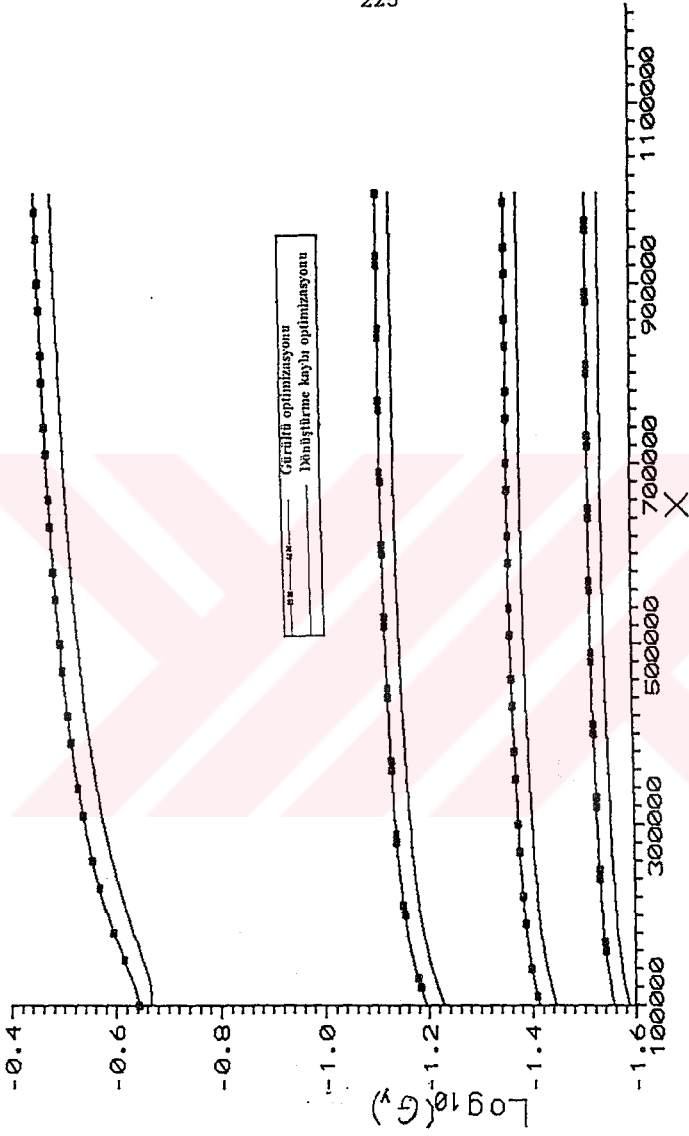
Şekil 6.71. Y Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş görüntü faktörünün normalize Yo genişliğiyle değişimi



Şekil 6.72. Y Karıştırıcı inaj kısa devre durumunda iki ayrı kriterle göre optimize edilmiş dönüştürme güç kaybının normalize YO gçnlüğüyle değışimini



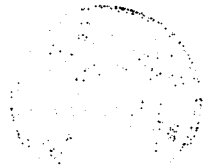
Şekil 6.73. Y Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş kaynak
iletkenlikleri



Şekil 6.74 . Y Karıştırıcı imaj kısa devre durumunda iki ayrı kritere göre optimize edilmiş yük iletkenlikleri

KAYNAKLAR

- [1] H.C. Torrey & C.A. Whitmer: "Crystal Rectifiers", MIT Radiation Laboratory Series (Mc Graw Hill, New York, 1948).
- [2] A.A.M. Saleh : "Theory of Resistive Mixers" MIT Press, 1971.
- [3] C.Dragone: "Analysis of Thermal and Shot Noise in Pumped Resistive Diodes", Bell System Technical Journal, pp,1883-1904, Nov.1968.
- [4] D.N. Held, A.R. Kerr: "Conversion Loss and Noise of Microwave and millimeter-wave Mixers: Part 1-Theory" and "Part 2-Experiment", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-26, pp.49-61, Feb.1978.
- [5] A.R. Kerr: "Noise and Loss in Balanced and Subharmonically Pumped Mixers:Part 1-Theory", and "Part 2-Applications", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-27, pp.939-950, Dec.1979.
- [6] F.Güneş, D.P. Howson, K.J. Glover: "The Influence of Mixer Diode Reactance on Noise Figure and Conversion Loss", IEE on Microwaves, Optics and Acoustics, pp. Jan.1979.
- [7] B.L.J. Kulesza, E.Korolkiewicz: "Fundamental Limitations in Performance of a Resistive Lattice H-Mixer", IEE Proc. Vol.129, Pt H., No.1, pp.41-47, Feb.1982.



- [8] E.Korolkiewicz, B.L.J. Kulesza: "Effect of Source Resistance in Microwave Broadband Balanced Mixers", IEE Microwave, Optics and Acoustics, Vol.2, No.6, pp.183–187, Nov.1978.
- [9] S.A.Maas, "Nonlinear Microwave Circuits", Artech House, 1988.
- [10] S.A.Maas, "Microwave Mixers", Artech House, 1988
- [11] H.R.Fetterman, B.J.Clifton, P.E.Tannenwald and D.Parker, "Submillimeter Detection and Mixing using Schottky Diodes", Applied Phys.Lett.,pp.70–72, (1974).
- [12] M.Hines, "Inherent Signal Losses in resistive diode mixers", IEEE Trans. pp.281–292, MTT–29, 1981.
- [13] C.H.Page, "Frequency Conversion with positive nonlinear resistors", J.Natl.Bur.Stand.,pp.179–182, 1956.
- [14] V.Rizzoli, A.Neri, "State of the Art and Present Trends in Nonlinear Microwave CAD Techniques", IEEE Trans.on Microwave Theory and Techniques Vol.36, No.2, pp.343–365, Feb.1988.
- [15] S.W.Director, "A method for quick determination of the periodic steady–state in nonlinear networks", Proc.9th. Allerton Conf.Circuit Syst.Theory, (University of Illinois, Urbana–Champaign), pp.131–139 , Oct.1971.
- [16] T.J. Aprille Jr., T.N.Trick, "Steady–state analysis of nonlinear circuits with periodic inputs", Proc.IEEE, Vol.60, pp.108–114, Jan.1972.

- [17] T.J. Aprille Jr., T.N.Trick, "A computer algorithm to determine the steady-state response of nonlinear oscillators", IEEE Trans. Circuit Theory. Vol.CT-19, pp.354-360, July 1972.
- [18] S.M.Sze, Physics of Semiconductor Devices, John Wiley and Sons, New York, 1981.
- [19] D.N. Held, "Analysis of room temperature millimeter-wave mixers using GaAs Schottky barrier diodes", Sc.D.dissertation, Department of Electrical Engineering, Columbia University, New York, 1976.
- [20] J.A.Calviello, J.L.Wallace, and P.R.Bie, "High performance GaAs quasi-planar varactors for millimeter waves", IEEE Trans. Electron Devices, Vol.ED-21, pp.624-630, Oct.1974.
- [21] M.McColl, "Conversion Loss Limitations on Schottky Barrier Mixers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp.54-59, Jan. 1977.
- [22] F.Güneş, "Conversion Loss and Noise Figure of Microwave Y and Z Mixers using Schottky Diodes", Ph.D.Tezi, University of Bradford, İngiltere, 1978.
- [23] G.B.Stracca, I.Aspesi, T.D'arcangelo; "Low-noise microwave down-converter with optimum matching at idle frequencies", IEEE Trans., MTT-21. pp.159-167.1973.
- [24] A.Kavas, "Kafes Konfigürasyonda Schottky Karıştırıcı Diodların Dönüştürme Kaybı Sınırlamaları", Doktora Tezi, Yıldız Üniversitesi, İstanbul 1991.

- [25] A. Van Der Ziel and R.L. Waters, "Noise in Mixer Tubes", Proc.IRE, Vol.46, p.1426, 1958.
- [26] A. Van Der Ziel, "Sources, Characterization and Measurement", Englewood Cliffs, N.J: Prentice-Hall, 1970.
- [27] S.O.Rice, "Matmematical analysis of random noise", BSTJ, 23, No:3, pp.282-332, July 1944.
- [28] E.S.Kuh ve R.A.Rohrer, "Linear and Nonlinear Circuits", McGraw-Hil, 1987
- [29] J.Vugrinic, "Input impedance considerations for a low conversion loss diod mixer, followed by a low noise IF preamplifer", presented at SSCT Prague, 1963.
- [30] Z.F.Günes, A.Kavas "Fundamental Limitations of the Schottky Mixer Diodes in the Lattice Configurations". IEE European Conference on Circuit Theory and Design. pp.=609-613. 1989. United Kingdom.



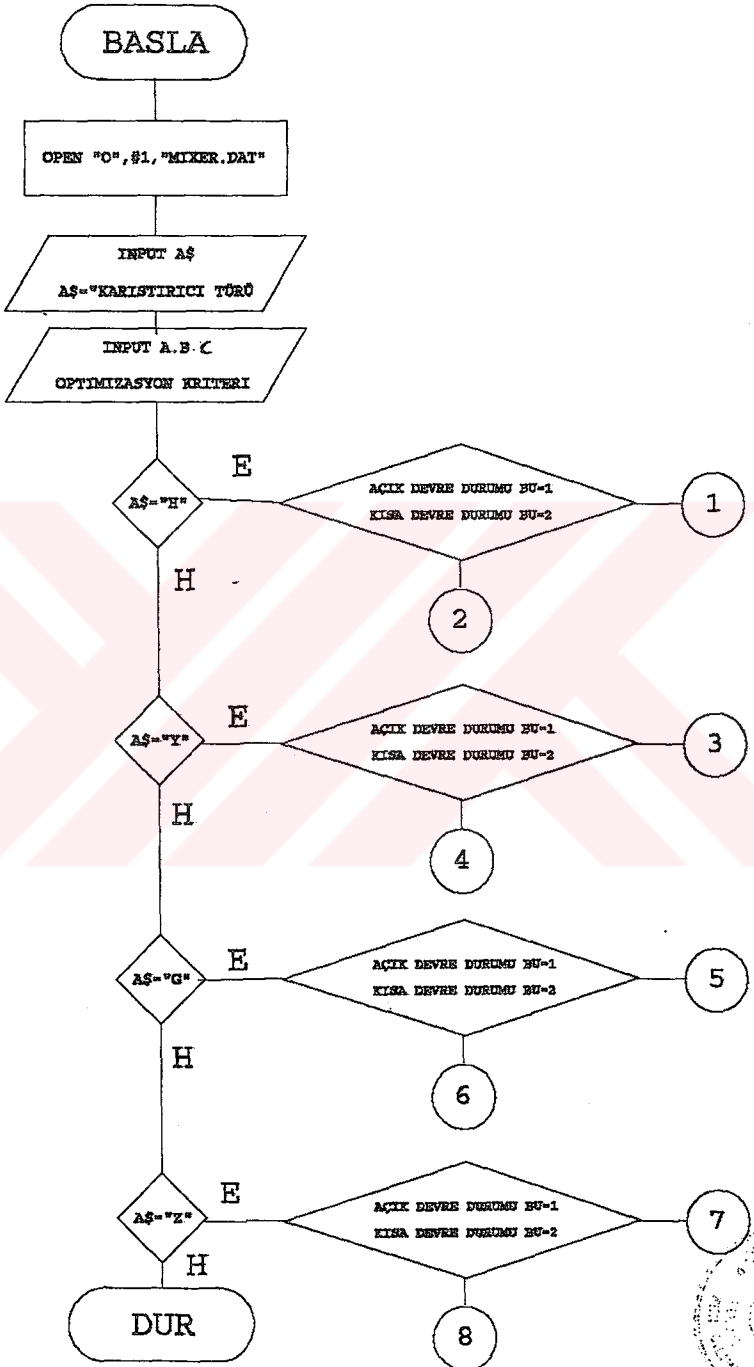
EK
ÇAPRAZ KONFIGÜRASYON SCHOTTKY
KARIŞTIRICILARI
BİLGİSAYAR PROGRAMI

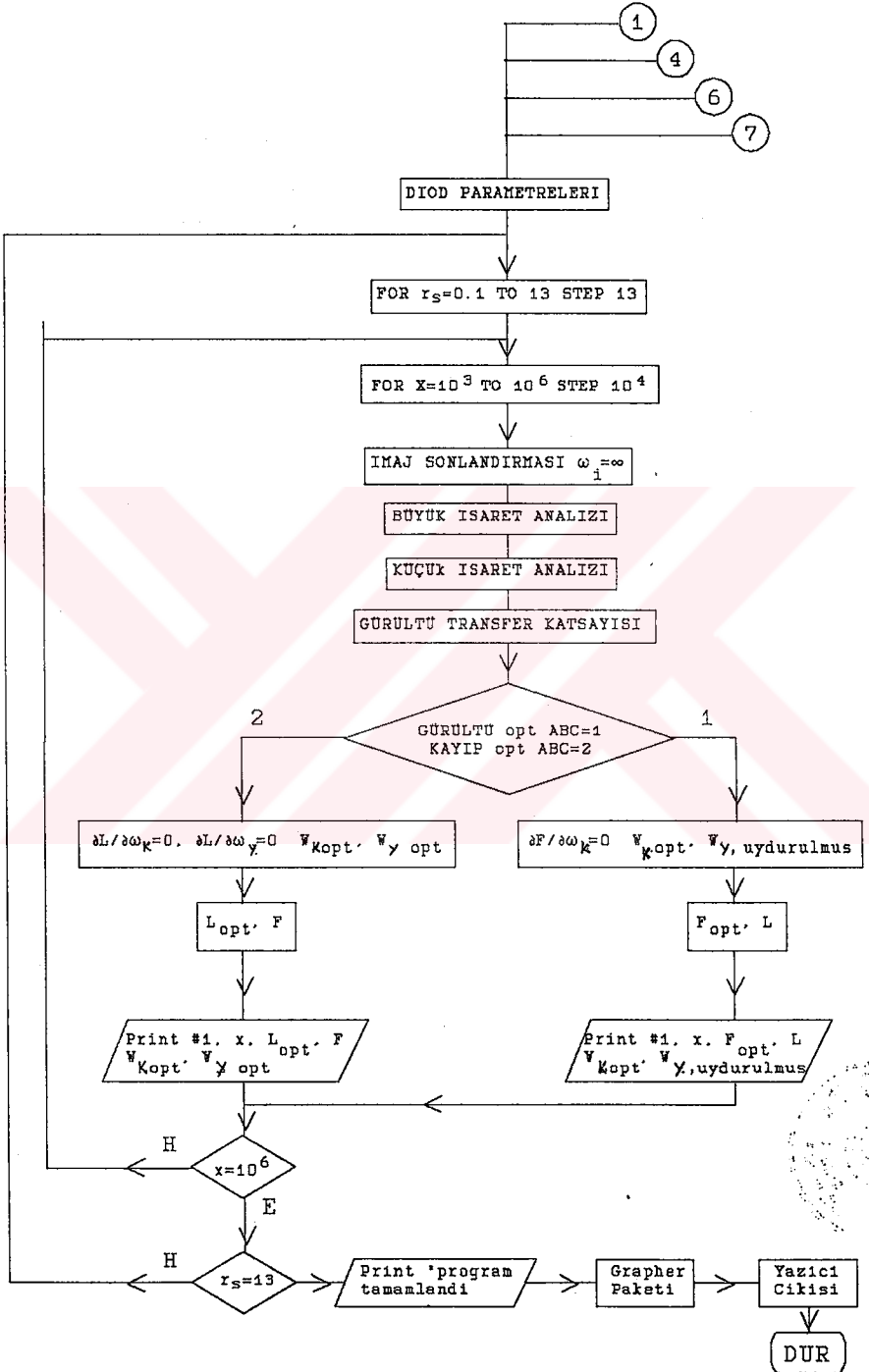
Çalışmada öz performans bileşenleri Z-, Y-, G-, H- tipi çapraz konfigürasyonlarda, imaj frekansı açık yada kısa devre sonlandırılmış, 8 ayrı karıştırıcı devresini analiz eden program basic dilinde yazılmıştır. Gürültü faktörü ve dönüştürme kaybı ayrı ayrı optimize edilmiştir. Böylece iki ayrı optimizasyon kriterine göre, 8 farklı karıştırıcı devre performanslarının, (RF), (AF) sonlandırmalarının YO gücüne göre değişimleri diodun seri direnci r_s parametre alınarak elde edilmiştir. Programdan seçilen devrelerin performans eğrileri "Grapher" paketi ile çizilip karşılaştırılmıştır. Çizim sırasında gereken fonksiyon tuşları kullanılarak istenilen menüye geçilebilmektedir. Ayrıca performans eğrileri ana menüden "Print" komutu seçilerek eğriler çizici yerine yazıcıya da aktarılmaktadır.

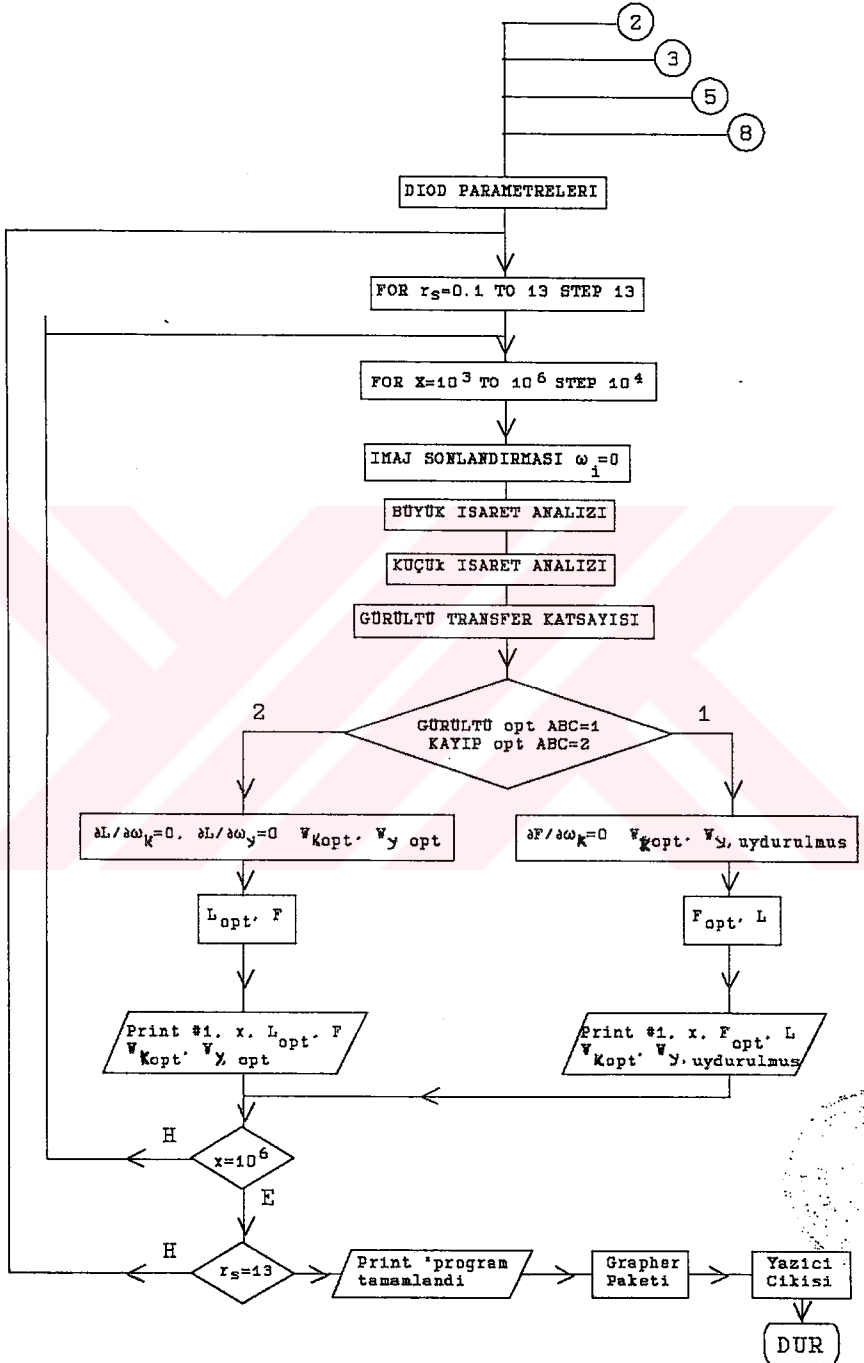
PROGRAMDA KULLANILAN PARAMETRELERİN TANIMLARI

k	= Boltzmann sabiti $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}^\circ$
T	= Mutlak sıcaklık
q	= Elektron yükü $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$
α	= $q/\eta kT$
η	= İdeallik faktörü
I_s	= Diodun Doyma Akımı
r_b	= Jonksiyon dinamik direncinin orijindeki değeri
I_p	= Pompa Akım Genliği
W_i	= İmaj frekansı sonlandırması, Tablo 5.2'de analiz edilen karıştırıcı devreleri için imaj açık yada kısa devre durumları tanımlanmıştır.
W_x, W_y	= Karıştırıcı giriş ve çıkış kapısı sonlandırmaları
X	= $I_p/2I_s$
L	= Transdüser Dönüştürme Kaybı
F	= Gürültü Faktörü
Y_o	Yerel Osilatör (YO)









```

10 DIM A(110), B(110), C(110), D(110), E(110)
20 DIM AA(110), BB(110), CC(110), DD(110), EE(110)
30 PRINT "Dar Band H,Y,G,Z karistiricilarindan birini seciniz"
40 INPUT AS
41 PRINT "GURULTU OPTIMIZASYONU ISE 1 DONUSTURME KAYIP
OPTIMIZASYONU ISE 2 GIRINIZ"
42 INPUT ABC
50 OPEN "mixer16.dat" FOR OUTPUT AS #1
60 IF AS = "H" OR AS = "h" THEN GOTO 100
70 IF AS = "Y" OR AS = "y" THEN GOTO 140
80 IF AS = "G" OR AS = "g" THEN GOTO 180
90 IF AS = "Z" OR AS = "z" THEN GOTO 220
91 REM programda Ws,opt Wk,opt(kaynak) ve WLopt Wyopt(yuk)
gostermektedir
100 PRINT "Imaj Acik Devre Durumu(1) veya Kisa Devre Durumu
Secimi(2)"
110 INPUT BU
120 IF BU = 1 THEN GOTO 1510
130 GOTO 2190
140 PRINT "Imaj Acik Devre Durumu(1) veya Kisa Devre Durumu
Secimi(2)"
150 INPUT BU
160 IF BU = 1 THEN GOTO 2890
170 GOTO 3640
180 PRINT "Imaj Acik Devre Durumu(1) veya Kisa Devre Durumu
Secimi(2)"
190 INPUT BU
200 IF BU = 1 THEN GOTO 260
210 GOTO 940
220 PRINT "Imaj Acik Devre Durumu(1) veya Kisa Devre Durumu
Secimi(2)"
230 INPUT BU
240 IF BU = 1 THEN GOTO 4190
250 GOTO 4690
260 '----- g1
270 SAYAC = 0
280 FOR RS1 = .2 TO 13 STEP 4
290 DO = -1 / 2: D1 = -1 / 3.1416
300 FOR X = 1000 TO 110000! STEP 10000
310 RB = 100000! : CO = -1 / RB: G11 = 2 / RB: G12 = -2 / 3.1416
320 B = G12 / G11
330 G22 = 2 * (RS1 + RB / (3.1416 * X) * LOG(2 * X))
340 H11 = 2 * (RS1 + RB / (3.1416 * X) * LOG(2 * X))
350 A = (-2 + LOG(2 * X)) / (3.1416 * X)
360 K0 = G12 ^ 2 / (G11 * G22)
370 G1 = G11 * (1 - A ^ 2)
380 G2 = G12 * (1 - A)
390 G3 = G22 * (1 + K0)
400 CC0 = -1 / 2: CC1 = 1 / 3.1415: DDO = -(H11 - RS1) / 2: CC2 =
.25
410 SS = G2 * (-A * CC2 + CC0) + G1 * B * CC2
420 SI = G2 * (-A * CC1 + CC1) + G1 * (B * CC1 + DDO)
430 SK = G2 * (-A * CC0 + CC2) + G1 * B * CC0
440 AA = SS ^ 2 + SI ^ 2 + SK ^ 2

```



```

450 KS = G1 * D1 + G2 * C0
460 KI = G1 * D0: KK = G1 * (D1 + B * C0) - (G2 * A * C0)
470 E = KS ^ 2 + KI ^ 2 + KK ^ 2
480 IO = X * 4.77E-10: I2 = X * 1.59E-10
490 Q1 = B * CC2
500 Q2 = B * CC1 + DD0
510 Q3 = B * CC0
520 Q = Q1 ^ 2 + Q2 ^ 2 + Q3 ^ 2
530 U = SS * Q1 + S1 * Q2 + SK * Q3
540 W = (AA * IO + 2 * SS * SK * I2) + (.05 * RS1 * E)
550 V1 = Q * IO + 2 * I2 * Q1 * Q3
560 V = .05 * RS1 * (2 * D1 ^ 2 + D0 ^ 2) + V1
570 T = W / V
573 IF ABC = 2 THEN K1 = G2 ^ 2 / (G1 * G3): PX = (1 + K1) ^ .5: GS
= G1 * PX
574 IF ABC = 1 THEN GS = T ^ .5
590 GSOPT = LOG(GS) / 2.302
600 TH1 = GS ^ 2 * (2 * D1 ^ 2 + D0 ^ 2) + E
610 TH2 = 2 * GS * (KS * D1 + KI * D0 + KK * D1)
620 TH = 4 * RS1 * (TH1 + TH2)
630 SH1 = IO * (AA + GS ^ 2 * Q + 2 * U * GS)
640 V2 = SS * SK: V3 = Q1 * SK + Q3 * SS
650 V4 = Q1 * Q3
660 SH2 = 2 * I2 * (V2 + GS * V3 + GS ^ 2 * V4)
670 J = G2 ^ 2 * GS
680 SH = 80 * (SH1 + SH2)
690 P3 = 1 + ((SH + TH) / J)
700 F = 10 * LOG(P3) / 2.302
730 K = G2 ^ 2 / (G1 + GS)
731 IF ABC = 2 THEN RL = G3 * PX
732 IF ABC = 1 THEN RL = K + G3
750 RLOPT = LOG(RL) / 2.302
760 M = (G1 + GS) * (RL + G3) + G2 ^ 2
770 JJ = M ^ 2
780 W1 = 4 * G2 ^ 2 * RL * GS
790 PP3 = JJ / W1
800 L = 10 * LOG(PP3) / 2.302
810 SAYAC = SAYAC + 1
820 AA(SAYAC) = X: BB(SAYAC) = F: CC(SAYAC) = GSOPT: DD(SAYAC) =
RLOPT
830 EE(SAYAC) = L
840 NEXT
850 FOR KSAY = 1 TO SAYAC
860 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
870 NEXT KSAY
880 FOR KSAY = SAYAC TO 1 STEP -1
890 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
900 NEXT KSAY
910 SAYAC = 0
920 NEXT RS1
930 GOTO 5420
940 '-----g2
950 SAYAC = 0
960 FOR RS1 = .2 TO 13 STEP 4

```

```

970 DO = -1 / 2: D1 = -1 / 3.1416
980 FOR X = 1000 TO 1000000! STEP 10000
990 RB = 100000!
1000 CO = -1 / RB
1010 G11 = 2 / RB
1020 G12 = -2 / 3.1416
1030 G22 = 2 * (RS1 + RB / (3.1416 * X) * LOG(2 * X))
1040 H11 = 2 * (RS1 + RB / (3.1416 * X) * LOG(2 * X))
1050 CC0 = -1 / 2: CC1 = 1 / 3.1416: DD0 = -(H11 - RS1) / 2: CC2 =
.25
1060 SS = G12 * CC0
1070 SI = G12 * CC1 + G11 * DD0
1080 SK = G12 * CC2
1090 AA = SS ^ 2 + SI ^ 2 + SK ^ 2
1100 KS = G11 * D1 + G12 * CO
1110 KI = G11 * DO
1120 KK = G11 * D1
1130 E = KS ^ 2 + KI ^ 2 + KK ^ 2
1140 IO = X * 4.77E-10
1150 I2 = X * 1.59E-10
1160 W = AA * IO + 2 * SS * SK * I2 + .05 * RS1 * E
1170 V = .05 * RS1 * (2 * D1 ^ 2 + DO ^ 2) + DD0 ^ 2 * IO
1171 IF ABC = 2 THEN K1 = G12 ^ 2 / (G11 * G22): PX = (1 + K1)
.5: GS = G11 * PX
1172 IF ABC = 1 THEN GS = (W / V) ^ .5
1190 GSOPT = LOG(GS) / 2.302
1200 TH1 = GS ^ 2 * (2 * D1 ^ 2 + DO ^ 2) + E
1210 TH2 = 2 * GS * (KS * D1 + KI * DO + KK * D1)
1220 TH = 4 * RS1 * (TH1 + TH2)
1230 SH1 = IO * (AA + GS ^ 2 * DD0 ^ 2 + 2 * SI * DD0 * GS)
1240 SH2 = 2 * SS * SK * I2
1250 J = G12 ^ 2 * GS
1260 SH = 80 * (SH1 + SH2)
1270 V1 = TH + SH
1280 P3 = 1 + V1 / J
1290 F = 10 * LOG(P3) / 2.302
1300 K = G12 ^ 2 / (G11 + GS)
1301 IF ABC = 2 THEN RL = G22 * PX
1302 IF ABC = 1 THEN RL = K + G22
1320 RLOPT = LOG(RL) / 2.302
1330 M = (G11 + GS) * (RL + G22) + G12 ^ 2
1340 JJ = M ^ 2
1350 W1 = 4 * G12 ^ 2 * RL * GS
1360 PP3 = JJ / W1
1370 L = 10 * LOG(PP3) / 2.302
1380 SAYAC = SAYAC + 1
1390 AA(SAYAC) = X: BB(SAYAC) = F: CC(SAYAC) = GSOPT: DD(SAYAC) =
RLOPT
1400 EE(SAYAC) = L
1410 NEXT
1420 FOR KSAY = 1 TO SAYAC
1430 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
1440 NEXT KSAY
1450 FOR KSAY = SAYAC TO 1 STEP -1

```

```

1460 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
1470 NEXT KSAY
1480 SAYAC = 0
1490 NEXT RS1
1500 GOTO 5420
1510 ' -----h1
1520 SAYAC = 0
1530 FOR RS1 = .2 TO 13 STEP 4
1540 FOR X = 1000 TO 1000000: STEP 10000
1550 RB = 100000!
1560 C2 = .16 / X * LOG(2 * X) + .3183 / X - .25
1570 H11 = 2 * (RS1 + RB / (3.1416 * X) * LOG(2 * X))
1580 H22 = 2 / RB
1590 CO = 1 / 2
1600 C1 = 1 / 3.1416
1610 DO = 1 / RB
1620 H12 = 2 / 3.1416
1630 KS = H12 * CO
1640 KI = H11 * DO + H12 * C1
1650 KK = H12 * C2
1660 E = KS ^ 2 + KI ^ 2 + KK ^ 2
1670 H13 = 2 * RB / (3.1416 * X) * (2 - LOG(2 * X))
1680 CCO = (H11 - RS1) / 2
1690 CC2 = H13 / 2
1700 DD1 = -1 / 3.1416
1710 DDO = 1 / 2
1720 SS = H11 * DD1 + H12 * CCO
1730 SI = H11 * DDO
1740 SK = H11 * DD1 + H12 * CC2
1750 IO = X * 4.77E-10
1760 I2 = X * 1.59E-10
1770 A = 2 * DD1 ^ 2 + DDO ^ 2
1780 V1 = DD1 ^ 2
1790 V = A * IO + 2 * V1 * I2
1800 V2 = SK ^ 2 + SI ^ 2
1810 W = .05 * RS1 * E + V2 * IO
1820 Z = W / V
1821 IF ABC = 2 THEN K1 = H12 ^ 2 / (H11 * H22): PX = (1 + K1) ^
.5: RS = H11 * PX
1822 IF ABC = 1 THEN RS = Z ^ .5
1840 RSOPT = LOG(RS) / 2.302
1850 THERMAL = 4 * RS1 * (E + 2 * KI * RS * DO)
1860 U1 = SI ^ 2 + SK ^ 2
1870 U2 = 2 * DD1 ^ 2 + DDO ^ 2
1880 U3 = 2 * SI * DDO + 2 * SK * DD1
1890 U4 = RS * DD1 * SK + RS ^ 2 * DD1 ^ 2
1900 U5 = (U1 + RS ^ 2 * U2 + RS * U3) * IO
1910 U6 = 2 * U4 * I2
1920 SHOT = U5 + U6
1930 TH = 2.46 / RS * THERMAL
1940 SH = SHOT * 197.39 / RS
1950 P1 = TH + SH
1960 P3 = 1 + P1
1970 F = 10 * LOG(P3) / 2.302

```

```

1980 SAYAC = SAYAC + 1
1990 A(SAYAC) = X: B(SAYAC) = F: C(SAYAC) = RSOPT
2000 K = H12 ^ 2 / (H11 + RS)
2001 IF ABC = 2 THEN GL = H22 * PX
2002 IF ABC = 1 THEN GL = K + H22
2020 GLOPT = LOG(GL) / 2.302
2030 M = (H11 + RS) * (GL + H22) + H12 ^ 2
2040 J = M ^ 2
2050 W = 4 * H12 ^ 2 * RS * GL
2060 P = J / W
2070 L = 10 * LOG(P) / 2.302
2080 D(SAYAC) = GLOPT: E(SAYAC) = L
2090 NEXT
2100 FOR KSAY = 1 TO SAYAC
2110 PRINT #1, A(KSAY), B(KSAY), C(KSAY), D(KSAY), E(KSAY)
2120 NEXT KSAY
2130 FOR KSAY = SAYAC TO 1 STEP -1
2140 PRINT #1, A(KSAY), B(KSAY), C(KSAY), D(KSAY), E(KSAY)
2150 NEXT KSAY
2160 SAYAC = 0
2170 NEXT RS1
2180 GOTO 5420
2190 '-----h2
2200 FOR RS1 = .2 TO 13 STEP 4
2210 FOR X = 1000 TO 1000000! STEP 10000
2220 RB = 100000!
2230 C2 = .16 / X * LOG(2 * X) + .3183 / X - .25
2240 H11 = 2 * (RS1 + RB / (3.1416 * X) * LOG(2 * X))
2250 CO = 1 / 2
2260 H22 = 2 / RB
2270 C1 = 1 / 3.1416
2280 DO = 1 / RB
2290 H12 = 2 / 3.1416
2300 H13 = 2 * RB * (2 - LOG(2 * X)) / (3.1416 * X)
2310 A = H13 / H11
2320 H1 = H11 * (1 - A ^ 2)
2330 H2 = H12 * (1 - A)
2340 K0 = H12 ^ 2 / (H11 * H22)
2350 H3 = H22 * (1 + K0)
2360 CCO = (H11 - RS1) / 2
2370 CC2 = H13 / 2
2380 DD1 = -1 / 3.1416
2390 B = H12 / H11
2400 DD0 = 1 / 2
2410 KS = H1 * B * C2 + H2 * (-C2 * A + CO)
2420 KI = H1 * B * C1 + DO * H1 + H2 * (-C1 * A + C1)
2430 KK = H1 * B * CO + H2 * (-CO * A + C2)
2440 C = KS ^ 2 + KI ^ 2 + KK ^ 2
2450 SS = H1 * (B * CC2 + DD1) + H2 * (-CC2 * A + CCO)
2460 SI = H1 * DD0
2470 SK = H1 * (B * CCO + DD1) + H2 * (-CCO * A + CC2)
2480 IO = X * 4.77E-10
2490 I2 = X * 1.59E-10
2500 G = SS ^ 2 + SI ^ 2 + SK ^ 2

```

```

2510 J = B * CCO + DD1
2520 H = B * CC2 + DD1
2530 E = H ^ 2 + DDO ^ 2 + J ^ 2
2540 A1 = (B * C2) ^ 2 + (B * C1 + DO) ^ 2 + (B * CO) ^ 2
2550 W = .05 * RS1 * C + 2 * SS * SK * I2 + G * IO
2560 V = .05 * RS1 * A1 + 2 * J * H * I2 + E * IO
2570 Z = W / V
2571 IF ABC = 2 THEN K1 = H2 ^ 2 / (H1 * H3): PX = (1 + K1) ^ .5:
RS = H1 * PX
2572 IF ABC = 1 THEN RS = Z ^ .5
2590 RSOPT = LOG(RS) / 2.302
2600 F1 = 2 * (SS * H + SI * DDO + SK * J)
2610 BB = 2 * (B * KS * C2 + KI * (B * C1 + DO) + KK * B * CO)
2620 V = 80 * ((E * RS ^ 2 + F1 * RS + G) * IO + 2 * (SS + RS * H)
* (SK + RS * J) * I2)
2630 T = 4 * RS1 * (A1 * RS ^ 2 + BB * RS + C)
2640 M = V + T
2650 K = M / (H2 ^ 2 * RS)
2660 P3 = 1 + K
2670 S1 = H2 ^ 2 / (H1 + RS)
2671 IF ABC = 2 THEN GL = H3 * PX
2672 IF ABC = 1 THEN GL = H3 + S1
2690 GLOPT = LOG(GL) / 2.302
2700 L8 = (H3 + GL) * (H1 + RS)
2710 L1 = L8 + H2 ^ 2
2720 L2 = L1 ^ 2
2730 L3 = 4 * H2 ^ 2 * RS * GL
2740 L = L2 / L3
2750 L = 10 * LOG(L) / 2.302
2760 F = 10 * LOG(P3) / 2.302
2770 SAYAC = SAYAC + 1
2780 AA(SAYAC) = X: BB(SAYAC) = F: CC(SAYAC) = RSOPT: DD(SAYAC) =
GLOPT: EE(SAYAC) = L
2790 NEXT
2800 FOR KSAY = 1 TO SAYAC
2810 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
2820 NEXT KSAY
2830 FOR KSAY = SAYAC TO 1 STEP -1
2840 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
2850 NEXT KSAY
2860 SAYAC = 0
2870 NEXT RS1
2880 GOTO 5420
2890 '----- y1
2910 SAYAC = 0
2920 FOR RS1 = 1 TO 13 STEP 4
2930 FOR X = 100000! TO 1000000! STEP 10000!
2940 RB = 100000!
2950 B = (2 * RS1 + RB) / (2 * RS1 * X)
2960 Y11 = 1 / (2 * RS1) + (1 - B * X) * (LOG(2) - LOG(B)) /
(3.1416 * RS1 * X)
2970 Y12 = -(2 - B * 3.1416 + 2 * B ^ 2 * (LOG(2) - LOG(B))) / (2
* 3.1416 * RS1)
2980 Y13 = ((1 - B * X) * (2 - B * 3.1416)) / (3.1416 * RS1 * X)

```



```

2990 KO = Y12 ^ 2 / (Y11 ^ 2)
3000 A = Y13 / Y11
3010 B = Y12 / Y11
3020 Y1 = Y11 * (1 - A ^ 2)
3030 Y2 = Y12 * (1 - A)
3040 Y3 = Y11 * (1 - KO)
3050 IO = X * 4.77E-10
3060 I1 = X * 3.75E-10
3070 I2 = X * 1.59E-10
3080 CC0 = -IO*40
3090 CC1 = -I1*40
3100 CC2 = -I2*40
3110 DD0 = -CC0
3120 DD1 = -CC1
3130 W1 = (B * CC2) ^ 2 + DD1 ^ 2
3140 W2 = (B * CC1) ^ 2 + DD0 ^ 2
3150 W3 = (B * CC0) ^ 2 + DD1 ^ 2
3160 V1 = W1 * Y1 ^ 2 + (Y2 * (A * CC2 - CC0)) ^ 2 - 2 * Y1 * Y2 *
B * CC2 * (A * CC2 - CC0)
3170 V2 = W2 * Y1 ^ 2 + (Y2 * (A * CC1 - CC1)) ^ 2 - 2 * Y1 * Y2 *
B * CC1 * (A * CC1 - CC1)
3180 V3 = W3 * Y1 ^ 2 + (Y2 * (A * CC0 - CC2)) ^ 2 - 2 * Y1 * Y2 *
B * CC0 * (A * CC0 - CC2)
3190 Z1 = W1 * Y1 - 2 * Y2 * (A * CC2 - CC0) * B * CC2
3200 Z2 = W2 * Y1 - 2 * Y2 * (A * CC1 - CC1) * B * CC1
3210 Z3 = W3 * Y1 - 2 * Y2 * (A * CC0 - CC2) * B * CC0
3220 V = V1 + V2 + V3
3230 W = W1 + W2 + W3
3240 Z = Z1 + Z2 + Z3
3250 Q1 = (B * Y1) ^ 2 + Y1 ^ 2 + (Y2 * (A - 1)) ^ 2 - 2 * B * Y1
* Y2 * (A - 1)
3260 Q2 = B ^ 2 + 1
3270 Q3 = B ^ 2 * Y1 + Y1 - Y2 * (A - 1) * B
3280 P4 = RS1 * V + 20 * Q1 * (3 * IO + 4 * I1 + 2 * I2)
3290 P6 = RS1 * W + 20 * Q2 * (3 * IO + 4 * I1 + 2 * I2)
3300 P = P4 / P6
3301 IF ABC = 2 THEN K1 = Y2*Y2/ (Y1 * Y3): PX = (1 + K1)^.5: GS =
Y1 * PX
3302 IF ABC = 1 THEN GS = P ^ .5
3320 GSOPT = LOG(GS) / 2.302
3330 TH = RS1 * (V + GS ^ 2 * W + GS * Z)
3340 SH = 20 * (Q1 + GS ^ 2 * Q2 + 2 * Q3 * GS) * (3 * IO + 4 * I1
+ 2 * I2)
3350 J = Y2 ^ 2 * GS
3360 P1 = TH + SH
3370 P3 = 1 + (P1 / J)
3380 F = 10 * LOG(P3) / 2.302
3390 K = Y2 ^ 2 / (Y1 + GS)
3391 IF ABC = 2 THEN GL = Y3 * PX
3392 IF ABC = 1 THEN GL = -K + Y3
3410 GLOPT = LOG(GL) / 2.302
3420 M = (Y1 + GS) * (GL + Y3) - Y2 ^ 2
3430 JJ = M ^ 2
3440 W6 = 4 * Y2 ^ 2 * GS * GL

```

```

3450 PP3 = JJ / W6
3460 L = 10 * LOG(PP3) / 2.302
3470 SAYAC = SAYAC + 1
3480 AA(SAYAC) = X: BB(SAYAC) = F: CC(SAYAC) = GSOPT: DD(SAYAC) =
GLOPT
3490 EE(SAYAC) = L
3510 NEXT X
3520 FOR KSAY = 1 TO SAYAC
3540 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
3560 NEXT KSAY
3570 FOR KSAY = SAYAC TO 1 STEP -1
3580 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
3600 NEXT KSAY
3610 SAYAC = 0
3620 NEXT RS1
3630 GOTO 5420
3640 '-----y2
3660 SAYAC = 0
3670 FOR RS1 = 1 TO 13 STEP 4
3680 FOR X = 100000! TO 1000000! STEP 10000!
3690 RB = 100000!
3700 B = (2 * RS1 + RB) / (2 * RS1 * X)
3710 Y11 = 1 / (2 * RS1) + (1 - B * X) * (LOG(2) - LOG(B)) /
(3.1416 * RS1 * X)
3720 Y12 = -(2 - B * 3.1416 + 2 * B ^ 2 * (LOG(2) - LOG(B))) / (2
* 3.1416 * RS1)
3730 IO = X * 4.77E-10
3740 I1 = X * 3.75E-10
3750 I2 = X * 1.59E-10
3760 CC0 = -IO*40
3770 CC1 = -I1*40
3780 CC2 = -I2*40
3790 DD0 = -CC0
3800 DD1 = -CC1
3810 Q = Y11 ^ 2 + Y12 ^ 2
3820 BB = 2 * (Y11 * DD1 * DD1 + Y11 * DD0 * DD0 + Y11 * DD1 * DD1)
3830 AA = 2 * (Y11 * DD1) ^ 2 + (Y11 * DD0) ^ 2 + (Y12 * CC0) ^ 2
+ (Y12 * CC1) ^ 2 + (Y12 * CC2) ^ 2
3840 W = RS1 * AA + (20 * Q * (3 * IO + 4 * I1 + 2 * I2))
3850 V1 = 2 * DD1 ^ 2 + DD0 ^ 2
3860 V = RS1 * V1 + (20 * (3 * IO + 4 * I1 + 2 * I2))
3870 Z = W / V
3871 IF ABC = 2 THEN K1 = Y12 ^ 2 / (Y11 * Y11): PX = (1 - K1) ^
.5: GS = Y11 * PX
3872 IF ABC = 1 THEN GS = Z ^ .5
3890 GSOPT = LOG(GS) / 2.302
3900 TH = RS1 * (AA + GS ^ 2 * V1 + GS * BB)
3910 SH = 20 * (Q + GS ^ 2 + 2 * Y11 * GS) * (3 * IO + 4 * I1 + 2
* I2)
3920 J = Y12 ^ 2 * GS
3930 P1 = TH + SH
3940 P3 = 1 + (P1 / J)
3950 F = 10 * LOG(P3) / 2.302
3960 K = Y12 ^ 2 / (Y11 + GS)

```



```

3961 IF ABC = 2 THEN GL = PX * Y11
3962 IF ABC = 1 THEN GL = -K + Y11
3980 GLOPT = LOG(GL) / 2.302
3990 M = (Y11 + GS) * (GL + Y11) - Y12 ^ 2
4000 JJ = M ^ 2
4010 W1 = 4 * Y12 ^ 2 * GS * GL
4020 PP3 = JJ / W1
4030 L = 10 * LOG(PP3) / 2.302
4040 SAYAC = SAYAC + 1
4050 A(SAYAC) = X: B(SAYAC) = F: C(SAYAC) = GSOPT: D(SAYAC) = GLOPT
4060 E(SAYAC) = L
4070 NEXT
4080 FOR KSAY = 1 TO SAYAC
4100 PRINT #1, A(KSAY), B(KSAY), C(KSAY), D(KSAY), E(KSAY)
4110 NEXT KSAY
4120 FOR KSAY = SAYAC TO 1 STEP -1
4140 PRINT #1, A(KSAY), B(KSAY), C(KSAY), D(KSAY), E(KSAY)
4150 NEXT KSAY
4160 SAYAC = 0
4170 NEXT RS1
4180 GOTO 5420
4190 '----- z1
4200 SAYAC = 0
4210 FOR RS1 = .2 TO 13 STEP 4
4220 FOR X = 1000 TO 110000! STEP 10000
4230 RB = 100000!
4240 Z11 = RS1 + RB / 2 - RB / (2 * 3.1416 * X) * LOG(2 * X)
4250 Z12 = RB / 3.1416 * (1 - 3.1416 / (4 * X))
4260 IO = X * 4.77E-10
4270 RO = ((RB * LOG(4 * X)) / (2 * 3.1416 * X) + RB / 2) / 2
4280 I1 = X * 3.75E-10
4290 I2 = X * 1.59E-10
4300 R2 = (-RB / (3.1416 * X)) / 2 + RB * LOG(4 * X) / (2 * 3.1416 * X)
4310 R1 = (RB / (4 * X) - RB / 3.1416) / 2
4320 Q1 = 2 * (Z11 * R1) ^ 2 + (Z11 * RO) ^ 2 + Z12 ^ 2 * (RO ^ 2 + R1 ^ 2 + R2 ^ 2) + 4 * Z11 * Z12 * R1 * RO
4330 Q2 = (Z11 * R1) ^ 2 + Z11 * RO * Z12 * R1
4340 Q3 = Z11 * RO * Z12 * R2 + Z12 ^ 2 * R1 * R2
4350 W = 3 * RS1 * (Z11 ^ 2 + Z12 ^ 2) + 20 * (Q1 * IO + 2 * I1 * Q3 + 2 * I2 * Q2)
4360 V = 3 * RS1 + ((2 * R1 ^ 2 + RO ^ 2) * IO + 2 * R1 ^ 2 * I2) * 20
4370 Z = W / V
4371 IF ABC = 2 THEN K1 = Z12 ^ 2 / (Z11 * Z11): PX = (1 - K1) ^ .5: RS = Z11 * PX
4372 IF ABC = 1 THEN RS = Z ^ .5
4390 RSOPT = LOG(RS) / 2.302
4400 TH = 3 * RS1 * (Z11 ^ 2 + Z12 ^ 2 + RS ^ 2 + 2 * Z11 * RS)
4410 U1 = IO * (Q1 + RS ^ 2 * (2 * R1 ^ 2 + RO ^ 2) + 2 * RS * Z11 * (2 * R1 ^ 2 + RO ^ 2) + 4 * RS * Z12 * RO * R1)
4420 U2 = 2 * I2 * (Q2 + 2 * Z11 * (R1 ^ 2) * RS + Z12 * RO * R1 * RS + (RS * R1) ^ 2)
4430 U3 = 2 * I1 * (Q3 + Z12 * R2 * RO * RS)

```

```

4440 SH = 20 * (U1 + U2 + U3)
4450 J = Z12 ^ 2 * RS
4460 P1 = TH + SH
4470 P3 = 1 + (P1 / J)
4480 F = 10 * LOG(P3) / 2.302
4490 K = Z12 ^ 2 / (Z11 + RS)
4491 IF ABC = 2 THEN RL = Z11 * PX
4492 IF ABC = 1 THEN RL = Z11 - K
4510 RLOPT = LOG(RL) / 2.302
4520 D = ((Z11 + RS) * (Z11 + RL) - Z12 ^ 2) ^ 2
4530 JJ = 4 * Z12 ^ 2 * RS * RL
4540 PP3 = D / JJ
4550 L = 10 * LOG(PP3) / 2.302
4560 SAYAC = SAYAC + 1
4570 AA(SAYAC) = X: BB(SAYAC) = F: CC(SAYAC) = RSOPT: DD(SAYAC) =
RLOPT
4580 EE(SAYAC) = L
4590 NEXT
4600 FOR KSAY = 1 TO SAYAC
4610 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
4620 NEXT KSAY
4630 FOR KSAY = SAYAC TO 1 STEP -1
4640 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
4650 NEXT KSAY
4660 SAYAC = 0
4670 NEXT RS1
4680 GOTO 5420
4690 '----- z2
4700 SAYAC = 0
4710 FOR RS1 = .2 TO 13 STEP 4
4720 RB = 100000!
4730 FOR X = 10000 TO 1000000! STEP 10000
4740 Z11 = RS1 + RB / 2 - RB / (2 * 3.1416 * X) * LOG(2 * X)
4750 Z12 = RB / 3.1416 * (1 - 3.1416 / (4 * X))
4760 Z13 = RB / (3.1416 * X) - (RB * LOG(4 * X) / (2 * 3.1416 * X))
4770 IO = X * 4.77E-10
4780 I1 = X * 3.75E-10
4790 I2 = X * 1.59E-10
4800 B = Z12 / Z11
4810 A = Z13 / Z11
4820 KO = Z12 ^ 2 / Z11 ^ 2
4830 Z1 = Z11 * (1 - A ^ 2)
4840 Z2 = Z12 * (1 - A)
4850 Z3 = Z11 * (1 - KO)
4860 R0 = ((RB * LOG(4 * X)) / (2 * 3.1416 * X) + RB / 2) / 2
4870 R1 = (RB / (4 * X) - RB / 3.1416) / 2
4880 R2 = (-RB / (3.1416 * X)) / 2 + RB * LOG(4 * X) / (2 * 3.1416
* X)
4890 Q2 = Z1 ^ 2 * (B * R0 * R1 + R1 ^ 2) - Z1 * Z2 * (-B * R0 ^ 2
- R0 * R1) + Z2 ^ 2 * (A * R0 ^ 2 - A * R2 ^ 2)
4900 Q4 = Z1 ^ 2 * (B * R1 + R0) * B * R2 - Z1 * Z2 * B * R2 * (A
* R1 - R1) - Z1 * Z2 * A * R2 * (B * R1 + R0)
4910 Q3 = Q4 + Z2 ^ 2 * A * R2 * (A * R1 - R1) + Z2 * Z1 * R2 * (B
* R1 + R0) - Z2 ^ 2 * (A * R1 - R1) * R2

```

```

4920 Y1 = 2 * (Z1 * (-B * R0 - R1) ^ 2 - Z2 * (B * A * R0 ^ 2 + A
* R0 * R1))
4930 Y2 = 2 * (Z1 * (B * R1 + R0) ^ 2 - Z2 * (A * B * R1 ^ 2 - B *
R1 ^ 2 + A * R0 * R1 - R1 * R0))
4940 Y3 = 2 * (Z1 * ((B * R2) ^ 2 + R1 ^ 2) - Z2 * (A * B * R2 ^ 2
- R0 * R1))
4950 YY = Y1 + Y2 + Y3
4960 W1 = 2 * Z1 * (B * R0 * R1 + R1 ^ 2) - Z2 * (-B * R2 ^ 2 + A
* R0 * R1 - B * R0 * R2 - R1 * R0)
4970 W2 = -B * R2 * R1 - R1 ^ 2
4980 V4 = Z1 * B * R2 * (B * R1 + R0) - Z2 * (B * R1 + R0) * A * R2
4990 V1 = V4 + Z2 * R2 * (B * R1 + R0) + Z1 * B * R0 * (B * R1 +
R0) - B * R0 * Z2 * (A * R1 - R1)
5000 V2 = B * R0 * (B * R1 + R0)
5010 XXX = (B * R2) ^ 2 + 2 * R1 ^ 2 + (B * R1) ^ 2 + R0 ^ 2 + (B
* R0) ^ 2
5020 X1 = Z1 ^ 2 * ((B * R2) ^ 2 + R1 ^ 2) + Z2 ^ 2 * ((A * R2) ^
2 + R0 ^ 2) - 2 * Z1 * Z2 * (A * B * R2 ^ 2 - R0 * R1)
5030 X2 = Z1 ^ 2 * ((B * R1 + R0) ^ 2) + Z2 ^ 2 * ((A * R1 - R1) ^
2) - 2 * Z1 * Z2 * ((B * A - B) * R1 ^ 2 + R0 * R1 * (A - 1))
5040 X3 = Z1 ^ 2 * ((B * R0 + R1) ^ 2) + Z2 ^ 2 * ((A * R0) ^ 2 +
R2 ^ 2) - 2 * Z1 * Z2 * (A * B * R0 ^ 2 + A * R0 * R1)
5050 P3 = B ^ 2 + 1
5060 P2 = 2 * Z1 * P3 + Z2 * (-A + 1) * B
5070 P1 = Z1 ^ 2 * P3 + (Z2 * (-A + 1)) ^ 2 + 2 * Z1 * Z2 * (-A +
1) * B
5080 XX = X1 + X2 + X3
5090 W = 20 * (XX * IO + 2 * I1 * Q3 + 2 * I2 * Q2) + 3 * RS1 * P1
5100 V = 20 * (XXX * IO + 2 * I1 * V2 + 2 * I2 * W2) + 3 * RS1 * P3
5110 Z = W / V
5111 IF ABC = 2 THEN K1 = Z2 ^ 2 / (Z1 * Z3): PX = (1 - K1) ^ .5:
RS = Z1 * PX
5112 IF ABC = 1 THEN RS = Z ^ .5
5130 RSOPT = LOG(RS) / 2.302
5140 TH = 3 * RS1 * (P1 + P2 * RS + RS ^ 2 * P3)
5150 U1 = IO * (XX + RS ^ 2 * XXX + RS * YY)
5160 U2 = 2 * I1 * (Q3 + RS ^ 2 * V2 + RS * V1)
5170 U3 = 2 * I2 * (Q2 + RS ^ 2 * W2 + RS * W1)
5180 SH = 20 * (U1 + U2 + U3)
5190 J = Z2 ^ 2 * RS
5200 P1 = TH + SH
5210 P3 = 1 + (P1 / J)
5220 F = 10 * LOG(P3) / 2.302
5230 K = Z2 ^ 2 / (Z1 + RS)
5231 IF ABC = 2 THEN RL = Z3 * PX
5232 IF ABC = 1 THEN RL = Z3 - K
5250 RLOPT = LOG(RL) / 2.302
5260 D = ((Z1 + RS) * (Z3 + RL) - Z2 ^ 2) ^ 2
5270 JJ = 4 * Z2 ^ 2 * RS * RL
5280 PP3 = D / JJ
5290 L = 10 * LOG(PP3) / 2.302
5300 SAYAC = SAYAC + 1
5310 AA(SAYAC) = X: BB(SAYAC) = F: CC(SAYAC) = RSOPT: DD(SAYAC) =
RLOPT

```

```
5320 EE(SAYAC) = L
5330 NEXT
5340 FOR KSAY = 1 TO SAYAC
5350 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
5360 NEXT KSAY
5370 FOR KSAY = SAYAC TO 1 STEP -1
5380 PRINT #1, AA(KSAY), BB(KSAY), CC(KSAY), DD(KSAY), EE(KSAY)
5390 NEXT KSAY
5400 SAYAC = 0
5410 NEXT RS1
5415 CLOSE #1
5420 PRINT "Program Tamamlandi"
```

ÖZGEÇMİŞ

Mahruk Maksudi İran'da Doğu Azerbaycan Erdebil şehrinde doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Erdebil'de sırasıyla Rahber Okulu ve Pertevinetesami Lisesi'nde tamamladı. 1978 yılında Türkiye'ye geldi. Aynı yıl K.T.Ü.-Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne girdi. 1982 yılında bu bölümden Elektronik Mühendisi ünvanıyla mezun oldu. 1983-1986 arası İran'ın sanayi kuruluşlarında çalıştı. Geçici görevden ayrılarak, Ağustos 1988 yılında K.T.Ü. Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Elektronik Anabilim Dalında yüksek lisans öğrenimini tamamladı. Halen İRAN-Semnan Üniversitesi Elektronik Bölümünde öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır.

T.C. YÜSEFİKARİ KURULUŞU
EDİRNE İLİ