

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Kafes Konf. Sch. Kar. Dio,
Dön. Kaybı Sınır:

Doktora Tezi

Aktül Kavas

1991

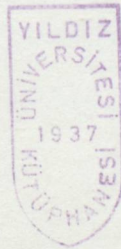
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

Kot	R 152 :.....163.....
Alındığı Yer	:...Fan. Bil. Ens.....
Tarih	:...10.4.95.....
Fatura	:.....
Fiyatı	:...290.000.-.....
Ayniyat No	:...1-6.....
Kayıt No	:...50992.....
UDC	:.....
Ek	:.....

KAFES KONFIGÜRASYONDA SCHOTTKY KARIŞTIRICI DİODLARIN DÖNÜŞTÜRME KAYBI SINIRLAMALARI

DOKTORA TEZİ

YÜK. MÜH. AKTÜL KAVAS



İÇİNDEKİLER

	Sayfa No
1. Bölüm	
1.1. Schottky Diyotları	1
1.2. Schottky Diyotların Yapısı	4
1.3. Schottky Diyotların Özellikleri	7
1.3.1. Nokta-temaslı Schottky	8
1.3.2. Nokta-temaslı Schottky (Ömer'e nazı)	9
1.3.3. Yüzey Schottky	10
1.3.4. Yüzey Schottky	10
1.3.5. Yüzey Schottky	11
1.3.6. Schottky Diyotların Yapısı	12
2. Bölüm	
2.1. Schottky Diyotların Yapısı	13
2.2. Schottky Diyotların Özellikleri	13
2.3. Schottky Diyotların Yapısı	20
2.4. Schottky Diyotların Yapısı	23
2.5. Schottky Diyotların Yapısı	23
2.6. Schottky Diyotların Yapısı	24
2.7. Schottky Diyotların Yapısı	25
2.8. Schottky Diyotların Yapısı	25
2.9. Schottky Diyotların Yapısı	29

İÇİNDEKİLER

	Sayfa No
ÖZET	37
SUMMARY	40
Bölüm 1 Genel Bakış	41
1.1 Tarihçe	1
1.2 Karıştırıcılar İçin Düzenler	4
1.3 Mikrodalga Yarıiletken Diodları ve Uygulamaları	7
1.3.1 Nokta temaslı diodlar	8
1.3.2 Nokta temaslı diodların ve Schottky diodlarının bazı önemli karakteristiklerinin karşılaştırılması	9
1.3.3 PIN diodları	10
1.3.4 Varaktör diodları	10
1.3.5 Tünel diodları	11
1.3.6 Schottky engelli diodları	12
Bölüm 2 Schottky Diodları	13
2.1 Schottky Diodunun Çalışması	13
2.1.1 İdeal Jonksiyon Karakteristikleri	13
2.1.1 İdeal I / V karakteristiği ve jonksiyon kapasitesi	20
2.2 İdeal Durumdan Sapmalar	23
2.2.1 Schottky engeli azalması	23
2.2.2 Yüzey mükemmelsizliği	24
2.2.3 Tünel etkisi	25
2.2.4 Seri direnç	25
2.2.5 Kenar etkileri	29

2.3 Diod Devre Modeli	30
Bölüm 3 Karıştırıcılar	31
3.1 Karıştırıcı Üzerindeki Önemli Çalışmaları Gözden Geçirme	33
3.2 Karıştırıcı Analiz Yöntemleri	37
3.3 Doğal Kayıp Bileşeni İçin Diod Modeli	40
3.4 Büyük İşaret Analizi	41
3.5 Küçük İşaret Analizi	44
3.5.1 Tam pasif non lineer dirençler için güç bağıntısı (PAGE Bağıntısı)	45
3.5.2 Zamanla periodik değişen lineer (ZPDL) direncin frekans spektrumu	50
3.5.3 Pasif , zamanla periodik değişen lineer (ZPDL) direncin Fourier katsayıları arasındaki ilişkiler	52
3.6 Çapraz Bağlantı ve Eşdeğer Devreleri	55
3.6.1 Çapraz bağlantının T- eşdeğeri	56
3.6.2 Tek ve çift sıralı karıştırma frekanslarının ayrılması	58
3.6.3 Tek diodlu karıştırıcı eşdeğerleri	62
3.7 Dört Temel Karıştırıcı Devresi	64
3.8 Zaman t- Domeni Analizi	64
3.8.1 Z- ve Y- karıştırıcılar	64
3.8.2 H- ve G- karıştırıcılar	66
3.9 Frekans ω - Domeni Analizi	72
Bölüm 4	
4.1 İmaj Frekansı Sonlandırmalarına Göre Karıştırıcılar	76
4.1.1 Genelleştirilmiş matris temsili	76
4.1.2 Reel matrislerle temsil edilebilen karıştırıcılar	80

4.2 İki Kapılı Matris Özellikleri	81
4.2.1 Pasivite	81
4.2.2 Kararlılık	83
4.3 Dönüştürme Kaybı	85
4.4 İmaj Frekans Sonlandırmasına Göre Dönüştürme Kaybı ve Sonlandırmaları	90
4.5 Kaynak Empedans Değişimlerine Duyarlılık	97
Bölüm 5 Schottky Çapraz Karıştırıcıların Dönüştürme Kaybının Bilgisayarla Simülasyonu	
5.1 Simülasyonun Akış Diagramı	100
5.2 Performans Limitleri	102
5.2.1 H- tipi karıştırıcının performans parametreleri	102
5.2.2 G- tipi karıştırıcının performans parametreleri	108
5.2.3 Z- tipi karıştırıcının performans parametreleri	111
5.2.2 Y- tipi karıştırıcının performans parametreleri	114
5.3 Sonuç	117
Tezle İlgili Yayınlanmış Makaleler	
Referanslar	
Ek 1	
Ek 2	
Özgeçmiş	

ÖZET

TEŞEKKÜR

Doktora çalışmama bilgisi ve örnek kişiliğiyle ışık tutan, Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Anabilim dalı Başkanı, Sevgili Hocam, Sayın Doç. Dr. Filiz GÜNEŞ'e, tezimi yönlendirmede gösterdiği büyük ilgiden ve katkılarından dolayı sonsuz teşekkür ederim.

Çalışmalarımda, bilgisayar programlarımı hazırlarken bilgilerinden yararlandığım değerli arkadaşım, Araştırma Görevlisi, Sayın Tuncay UZUN'a ve tezimin yazımını büyük bir sabır ve titizlikle gerçekleştiren, iyi dost, Sayın Uğur ÖVEN'e yardımlarından dolayı teşekkür ederim.

Ayrıca, tüm çalışmalarım süresince en zor anlarımda bile her zaman anlayış ve destek gördüğüm, mükemmel insan, en iyi eş, Ömer KAVAS'a da sonsuz teşekkür ederim.

ÖZET

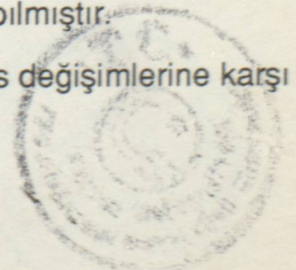
Bu çalışmada mikrodalga yada üstü frekans bölgesinde yaygın bir karıştırıcı elemanı olarak kullanılan Schottky diodunun çapraz bağlantılarda - band genişliğide göz önüne alınarak - doğal dönüştürme kaybı bilgisayarla simüle edilerek elde edilmiştir.

Doğal dönüştürme kaybı L_o diodun temel karıştırma elemanı lineer olmayan jonksiyon direncinde yer alan frekans dönüştürme kaybıdır ve devrenin radyo frekans (RF) ve alçak frekans (AF) kayıplarındaki empedans uygunluğu kayıplarını da içerir. Kaybın diğer bileşeni parazitik dönüştürme kaybı L_p diodun lineer ve lineer olmayan parazitik elemanlarının neden olduğu kayıp bileşenidir. Dolayısı ile, doğal dönüştürme kayıp bileşeni L_o , Schottky diodun ele alınan karıştırıcı devrelerde dönüştürme kaybının temel sınırlarını tayin eder.

Bu çalışmada mikrodalga mühendisliğinin temel bloklarından biri olan çift - dengeli çapraz karıştırıcıların (Y-, Z-, H-, G-) kısa , açık devre yada geniş band imaj frekansı sonlandırmalarına göre , doğal dönüştürme performanslarının önce genel bir teorisi ve takiben genel bir formülasyonu yapılmıştır. Bu analizde performans ölçüsü olarak " transdüser dönüştürme kaybı " ele alınmış ve RF ve AF sonlandırmalarına göre optimize edilmiştir.

Yapılan genel teori ve formülasyonu esas alan bir ana bilgisayar programında , ortaya çıkan oniki karıştırıcı devresi için optimum dönüştürme kaybı ve karşılığı RF ve AF sonlandırmalarının pompa gücünün geniş bir aralığındaki değişimler elde edilmiş ve ayrıca seri diod direnci r_s in de etkisi hesaba alınmıştır. Sonuçta , çapraz karıştırıcı devreleri arasında performans karşılaştırması yapılarak "iyilik" derecesine göre sıralama yapılmıştır.

Ayrıca çapraz bağlantı yapısının kaynak empedans değişimlerine karşı



temel performans duyarlılığı da çalışılmış ve bilgisayar sonuç eğrileri elde edilerek incelenmiştir.

In this work, the intrinsic conversion loss performance of the Schottky mixing diodes in the lattice configuration is simulated by the aid of the computer. The conversion loss of a mixer diode can be decomposed into two components. The first component is the intrinsic loss which arises from the conversion process within the junction region of the diode and includes mismatch losses at the RF and IF ports. The second component is the parasitic loss which is associated with the nonlinear and linear passive elements of the diode. Thus the intrinsic loss sets a lower limit on the total conversion loss since it neglects losses due to the parasitic circuit elements.

Diode terminated lattice mixers have been one of the main blocks of microwave engineering. In this work the general theory of the intrinsic conversion performance of the lattice mixers has been given and their errors have been formulated taking into account type of the configuration and the image termination. The performance criterion has taken as the "intrinsic conversion loss" and optimized according to RF and IF terminations.

With the aid of a computer program which is based upon the basic general theory and formulation, the optimum conversion loss and optimum RF and IF terminations are plotted for each type of mixer over a wide range of operating frequencies. Additionally the effects of the series resistance has been included for each operating level of the diode. Finally noise characteristics have been computed and compared according to the noise figure. The results have been compared with those of conventional lattice mixers and it has been shown that the lattice mixers have a better performance than the conventional mixers.



SUMMARY

In this work, the intrinsic conversion loss performance of the, Schottky mixing diodes in the lattice configuration is simulated by the aid of the computer. The conversion loss of a mixing diode can be decomposed into two components. The first component is the intrinsic loss which arises from the conversion process within the nonlinear junction resistance of the diode and includes mismatch losses at the RF and IF ports. The second component is the parasitic loss which is associated with the nonlinear and linear parasitic elements of the diode. Thus the intrinsic loss sets a lower limit on the total conversion loss since it neglects losses due to the parasitic circuit elements.

Double balanced lattice mixers have been one of the main blocks of microwave engineering, in this work the general theory of the intrinsic conversion performance of the lattice mixers has been given and then mixers have been formulated taking into account type of the configuration and the image termination. The performance criterion has taken as the "transducer conversion loss" and optimized according to RF and IF terminations.

With the aid of a computer programme which is based upon the basic general theory and formulation, the optimum conversion loss and optimum RF and IF terminations are plotted for each type of mixer over a wide range of pumping level. Additionally the effects of the series resistance has been included for each pumping level of the diode too. Finally mixer circuits have been compared and arranged according to their performances. Moreover the sensitivity of the mixer performance to source impedance variations are plotted and investigated.



BÖLÜM 1

1- GENEL BAKIŞ

1.1 - TARİHÇE

Radyo haberleşme tarihindeki en yaratıcı bilim adamlarından biri olan Major Edvin Armstrong karıştırıcıların yaratıcısı olarak kabul edilmektedir. Önceleri karıştırma işlemi; alınan işaretlerin doğrudan temel band işaretine dönüştürülmesi olarak uygulanmaktaydı. İlk olarak Armstrong; vakum tüp karıştırıcı kullanarak alınan işareti iyi bir seçicilikte ve düşük gürültü ile kuvvetlendirip; demodüle edilebilecek olan "alçak frekans" (AF) bölgesine kaydırmayı kullanmıştır. Bu buluşu ile Armstrong frekans modülasyonunun yaratıcısı olmuştur. O zamanlarda kullanılan alıcı devrelerde iyi kaliteli, akordlanabilir FM demodülatörlerinin üretiminin imkansız oluşu nedeni ile frekans modülasyonu mümkün değildi. Armstrong'un "süperheterodin" alıcısı bugün ucuz tranzistör devreleri kullanan genlik modülasyonlu devrelerden, çok karmaşık uydu sistemlerine kadar birçok uygulamalarda kullanılmaktadır.

Karıştırıcıların gelişimi aslında düşük-gürültülü alıcıların gelişiminin hikayesidir. Yüksek kaliteli mikrodalga karıştırıcılarının önemi İkinci Dünya Savaşında MIT Laboratuvarında radarın geliştirilmesiyle ortaya çıkmıştır. İlk radar en azından UHF bandında çalışmaktaydı, hedefin - uçağın - boyutlarını görebilmek için mikrodalga frekanslarında çalışmaları tercih edilmekteydi.

O zamanlar bu frekanslarda kaliteli düşük gürültülü kuvvetlendiriciler yoktu ve bu nedenle duyarlılığı doğrudan etkilediği için karıştırıcılar alıcının ilk katı olarak düzenlenmişlerdir.



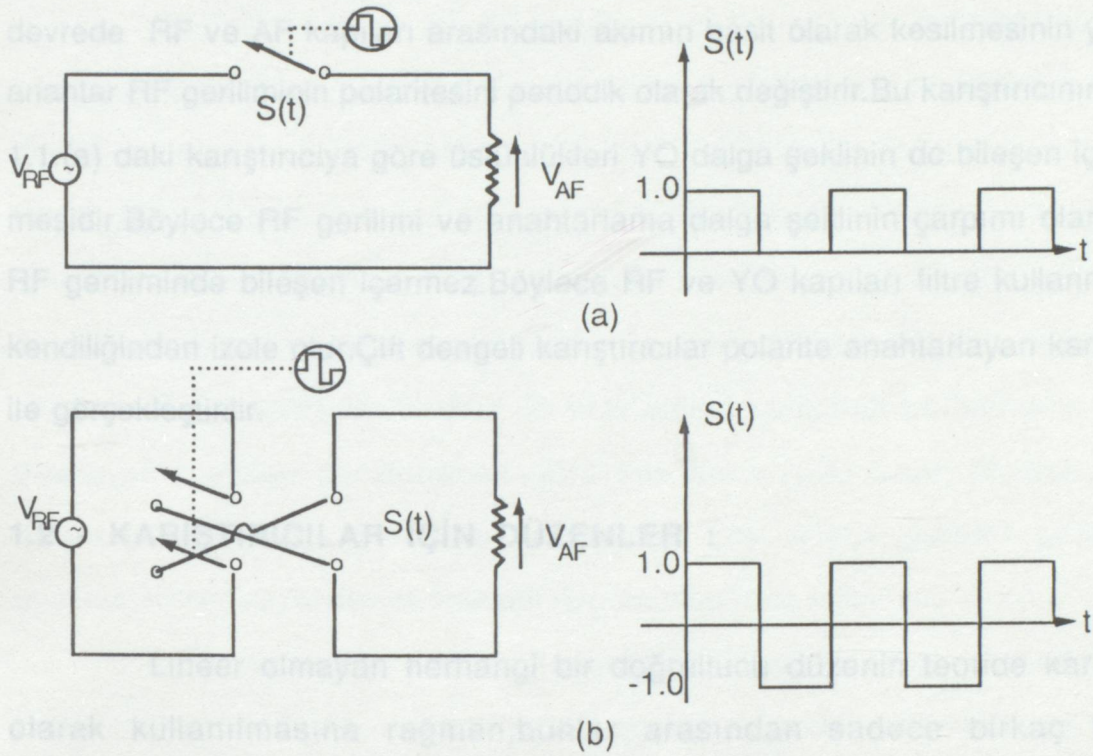
1940 yılına kadar karıştırıcılar üzerine teorik çalışmalar çok azdı ; ki o yıllarda nokta temaslı kristal diodların kalitesi de çok zayıftı. Sonraki on yıl içinde karıştırıcı dizaynı ve diod kalitesi - özellikle diod paketlenmesi - hızla gelişmiştir. Mikrodalga frekanslarında elde edilebilen dönüştürme kaybı 1940 larda 20 dB iken 1945 yılında 10 dB olarak elde edilmiştir. 1950 li yılların başlarında dönüştürme kaybı 6 dB olan karıştırıcılar üretilmekteydi. Bugün karıştırıcı teorisi hızla gelişmiştir ve 50 GHz civarındaki frekanslarda dönüştürme kaybı 4 dB in altında olan imaj yokedici karıştırıcılar yapılmaktadır.[26].

Karıştırıcının esas ve en önemli amacı bir işaret frekans bandını tamamıyla aynı band genişliğinde bir başka frekans bandına, işaret informasyonunu bozmadan yada tahrip etmeden kaydırmaktır ki işaret kaydırılan bu yeni frekansın değerinde daha kolay kuvvetlendirilebilir ve daha etkili olarak işlenebilir olsun.

İşareti bir frekansdan diğer bir frekansa kaydırma işlemi minimum gürültü ve distorsyonla olmalıdır. Çünkü kuvvetlendiriciler, filtreler ve detektörler değişik frekanslarda değişik özellikler gösterirler. Filtreleme kuvvetlendirme veya deteksiyon işlemlerinin gerçekleştirilmesi için işaret bu işlemlerin en iyi şekilde gerçekleştirilebileceği frekans bandında olmalıdır.

Karıştırıcıların çalışmasına bir başka bakış yoluda karıştırıcının anahtar gibi çalışması durumudur. Geçmişte karıştırıcılarda kullanılan diodlar, analizde yerel osilatör (YO) frekansında çalışan anahtarlar olarak idealize edilmişlerdir.





Şekil 1.1 İki anahtarlama karıştırıcı. AF bileşeni anahtarlama dalga bileşeni $S(t)$ ve RF girişinin çarpımıdır ve bu karıştırıcılar da yine çarpıcı devrelerdir.

(a) Basit anahtarlama karıştırıcı

(b) Polarite-anahtarlama karıştırıcı

Şekil 1.1.(a)'da radyo frekans (RF) geriliminin YO frekansında çalışan anahtarla nasıl değiştiğini göstermektedir. AF gerilimi anahtarlama dalga şekli ve RF geriliminin çarpımıdır. Anahtarlama dalga şekli % 50 darbe period oranına sahip olmayabilir. Genelde bu darbe şekli ana frekansın bütün harmoniklerini, bunlara ek olarak dc bileşen içerir ve sonuçta AF gerilimi birçok karıştırma ürünlerini kapsar. İstenilen çıkış yine, diğerlerinden filtreleme yolu ile ayrılır.

Diğer bir anahtarlama karıştırıcı Şekil 1.1.(b) de gösterilmiştir. Bu devrede RF ve AF kapıları arasındaki akımın basit olarak kesilmesinin yerine; anahtar RF geriliminin polaritesini periodik olarak değiştirir. Bu karıştırıcının Şekil 1.1.(a) daki karıştırıcıya göre üstünlükleri YO dalga şeklinin dc bileşen içermemesidir. Böylece RF gerilimi ve anahtarlama dalga şeklinin çarpımı olan ürün RF geriliminde bileşen içermez. Böylece RF ve YO kapıları filtre kullanmadan kendiliğinden izole olur. Çift dengeli karıştırıcılar polarite anahtarlayan karıştırıcı ile gerçekleştirilir.

1.2 - KARIŞTIRICILAR İÇİN DÜZENLER :

Lineer olmayan herhangi bir doğrultucu düzenin teoride karıştırıcı olarak kullanılmasına rağmen, bunlar arasından sadece birkaç tanesi karıştırıcının pratikteki çalışması için gerekli şartları sağlar. Karıştırıcı olarak kullanılacak düzenin kuvvetli lineer olmama karakterine, tekrar edilebilen elektriksel özelliklerine, düşük gürültüye ve uygun frekans cevabına sahip olması gerekir. Bugün karıştırıcı için en sık kullanılan doğrultucu; metal-yarıiletken jonksiyonundan oluşan Schottky engelli diodudur. Geçmişte pn jonksiyon diodlarının karıştırıcı olarak kullanılmalarına rağmen nokta temaslı diodlarla doğrultma metal-yarıiletken jonksiyonla gerçekleştiğinden bu diodlar ilkel Schottky engelli diodları olarak düşünülebilir. Schottky engelli diodlar pn jonksiyon düzenlerine göre çok üstün özelliklere sahiptirler bunun nedeni Schottky engelli diodları çoğunluk taşıyıcılı düzenlerdir ve rekombinasyon-zaman sınırlaması yoktur. Küçük, yüksek kaliteli Schottky jonksiyonlarının geliştirilmesi ile, bazı durumlarda bir mikrondan daha küçük çaplı diodlar kullanılarak 1000 GHz'in üzeri frekanslarda çalışan karıştırıcılar gerçekleştirilmiştir. Schottky diodları bugün hemen hemen bütün karıştırıcılarda

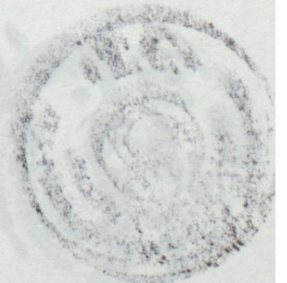
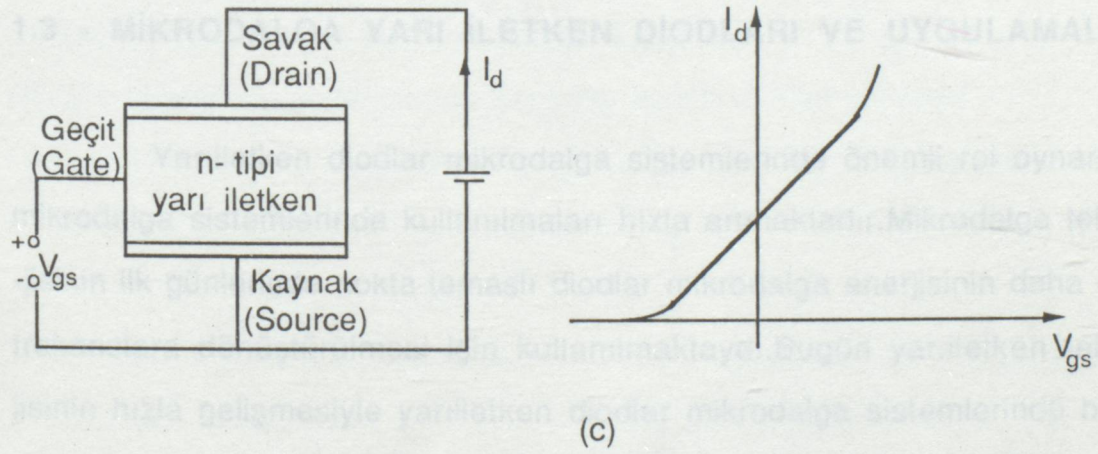
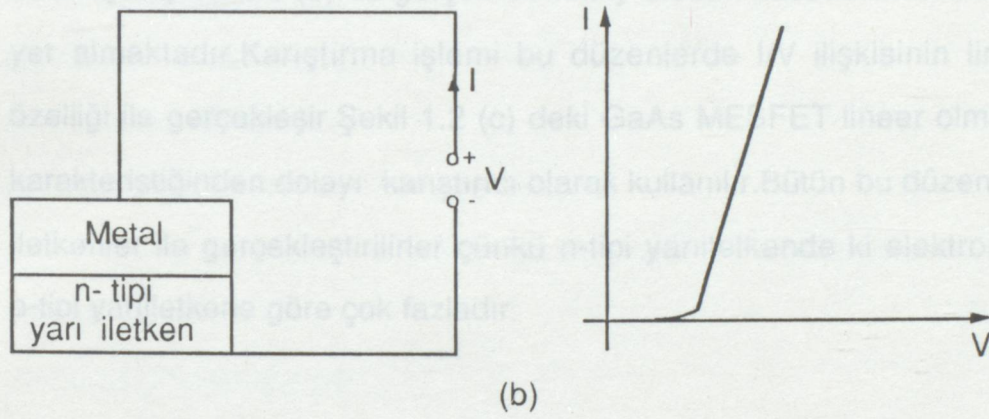
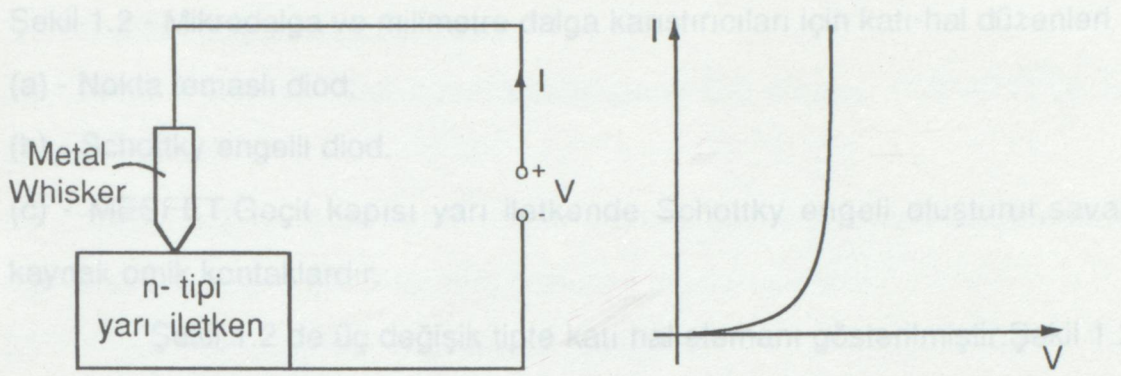
gerek tek bir yonga gerekse değişik paketler halinde kullanılmaktadır.[25]

Geçmiş on sene içinde karıştırıcı performansının gelişmesindeki en önemli faktör gallium arsenide (GaAs) üzerine yüksek kaliteli Schottky engelli diodunun gerçekleştirilmesi olmuştur.Yüksek frekanslı karıştırıcı uygulamasında GaAs, silikon'a göre çok üstündür çünkü GaAs yüksek elektron hareketliliğine (mobilitesine) ve doyma hızına sahiptir.Bu özellikler silikon dioda göre daha düşük seri direnç veya aynı seri direnç ile daha düşük jonksiyon kapasitesini oluşturur.Bu nedenle GaAs diod ile elde edilen karıştırıcı performansı silikon diodla elde edilen performansa göre çok daha iyidir.GaAs diodları,silikon diodlara göre daha pahalı olduklarından çok düşük gürültü gerektiren uygulamalarda veya yüksek frekans uygulamalarında kullanılır.

FET ve bipolar tranzistör karıştırıcılarıda 1 GHz'in altında sıkça kullanılmalarına rağmen mikrodalga uygulamalarında kullanılmazlar.Bipolar tranzistörlü karıştırıcılar düşük frekanslarda kullanılırlar.İki kapılı MOSFET ler UHF uygulamalarında,kendiliğinden oluşan YO/RF izolasyonu;daha iyi gürültü ve intermodülasyon performansı dolayısıyla tercih edilirler.Tek kapılı ve çift kapılı GaAs MESFET lerin her ikiside UHF frekanslarından milimetre dalga boylarına kadar diod karıştırıcılara göre daha başarılı kullanılırlar. MESFET'lerin alıcılarda sıkça kullanılmalarının beklenmesine karşılık hiç kullanılmazlar,bunun nedeni dengeli karıştırıcılar için diod karıştırıcılardaki gibi hibrid güç bölücü tasarımı yapılmamış olmasından kaynaklanmaktadır.

FET karıştırıcıların diod karıştırıcılara göre en önemli üstünlüğü FET karıştırıcıların dönüştürme kazancı sağlamalarıdır.FET'ler çok daha düşük gürültülü düzenler olduklarından FET karıştırıcıların gürültü şekli iyidir.





Şekil 1.2 - Mikrodalga ve milimetre dalga karıştırıcıları için katı-hal düzenleri

(a) - Nokta temaslı diod.

(b) - Schottky engelli diod.

(c) - MESFET. Geçit kapısı yarı iletkende Schottky engeli oluşturur, savak ve kaynak omik kontaklardır.

Şekil 1.2 de üç değişik tipte katı hal elemanı gösterilmiştir. Şekil 1.2 (a) daki nokta-temaslı diodun yaklaşık olarak üstel değişen I/V karakteristiği verilmiştir. Şekil 1.2 (b) de gerçek Schottky diodun hassas üstel I/V karakteristiği yer almaktadır. Karıştırma işlemi bu düzenlerde I/V ilişkisinin lineer olmama özelliği ile gerçekleşir. Şekil 1.2 (c) deki GaAs MESFET lineer olmayan transfer karakteristiğinden dolayı karıştırıcı olarak kullanılır. Bütün bu düzenler n-tipi yarı iletkenler ile gerçekleştirilirler çünkü n-tipi yarıiletkende ki elektron hareketliliği p-tipi yarıiletkenine göre çok fazladır.

1.3 - MİKRODALGA YARI İLETKEN DİODLARI VE UYGULAMALARI:

Yarıiletken diodlar mikrodalga sistemlerinde önemli rol oynarlar ve mikrodalga sistemlerinde kullanılmaları hızla artmaktadır. Mikrodalga teknolo-jisinin ilk günlerinde nokta-temaslı diodlar mikrodalga enerjisinin daha düşük frekanslara dönüştürülmesi için kullanılmaktaydı. Bugün yarıiletken teknolo-jisinin hızla gelişmesiyle yarıiletken diodlar mikrodalga sistemlerinde bir çok temel fonksiyonu yerine getirir.

Mikrodalga diodları ;

1. Aktif mikrodalga düzenlerinde,
2. Kontrol düzenlerinde,
3. Alıcı uygulamalarında kullanılır.



1 - Aktif Mikrodalga Düzenlerinde :

(a) Kuvvetlendiriciler / Osilatörlerde; (Avalanj) Çığ diodları (IMPATT) ve Tünel diodları kullanılır.

(b) Frekans çarpıcı düzenlerde;düşük frekans kaynakları kullanılarak varaktör harmonik üreteçleri (generatörleri),Schottky diodları kullanılır.

(c) Gürültü üreteçlerinde ; Çığ diodları kullanılır.

2 - Kontrol Düzenlerinde :

(a) PIN limitleyicilerini,

(b) Akord varaktörlerini,

(c) PIN zayıflatıcılarını ,

(d) Anahtarlama devrelerini sayabiliriz.

Anahtarlama devrelerinde kullanılan diodlar PIN diodları,Schottky diodları ve varaktör diodlardır.

3 - Alıcı Uygulamalarında :

(a) Mikrodalga karıştırıcı diodları : Karıştırıcılarda genel olarak nokta temaslı diodlar,Schottky diodları ve tünel diodları kullanılır.

(b) Güç doğrultucu düzenlerinde Schottky engelli diodlar kullanılır.

(c) Detektör düzenlerinde kullanılan mikrodalga diodları da yine nokta temaslı diodlar,Schottky diodları ve tünel diodlarıdır.

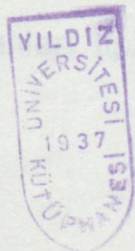
1.3.1-NOKTA TEMASLI DİODLAR :

Bu diodlar; yarıiletken katmanlar (wafer) üzerine basınç kontağı oluşturmak üzere sivri uçlu tungsten filaman "cat whisker" kullanırlar.Nokta temaslı diodlar çok eski yarıiletken elemanlar olup daha karmaşık yarıiletken düzenler geliştirilmeden önce mikrodalga detektörleri için çok faydalı elemanlar olarak uzun süre kullanılmışlardır.



1.3.2-NOKTA TEMASLI DİODLARIN VE SCHOTTKY DİODLARININ BAZI ÖNEMLİ KARAKTERİSTİKLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI :

<u>Karakteristik</u>	<u>Nokta temaslı diod</u>	<u>Schottky diodu</u>
1 -Yapım	Basınçla oluşan kontak	Buharlaştırılmış metal kontak
2 -Yeniden üretim	Değişik diodlar arasındaki karakteristیکlerin benzerliği zayıf olmaktadır.	Fabrikasyon kontrolu iyi olduğundan karakteristیکler arasındaki benzerlikler çok iyidir.
3 -Karıştırıcı		
Uygulamaları :		
a) Gürültü şekli	Düşük yerel osilatör seviyesinde iyidir ~ - 12 dBm	Yüksek yerel osilatör seviyesinde iyidir. + 6 dBm
b) RF empedansı		50 Ω hatlarda iyi uygunluk
	sağlar ve geniş band uygulamaları için daha uygundur.	
4 - Detektör	dc kutuplandıklarında her iki diodda eşit duyarlıktadır.	
uygulamaları		
5 - Güç girişine karşılık gerilim çıkışı.	Düşük satürasyon seviyesi, düşük güç seviyelerinde yüksek gerilim çıkışı.	Yüksek satürasyon seviyesi düşük güç seviyelerinde düşük gerilim çıkışı.



1.3.3-PIN DİODLARI :

PIN diodları p ve n katkılı bölgeler arasında katkılanmamış (doğal I) yarıiletken tabakanın bulunması ile karakterize edilir. I tabakasının bulunması diod kapasitesini düşürür ve ters kutuplama sırasında değişimlere karşı duyarsızdır. Katkılanmamış I tabakasının bir başka üstünlüğü de tabaka kalınlığına bağlı olarak oldukça büyük (200 den 1000 volta kadar) ters (breakdown) delinme gerilimi elde edilmesidir. Diod ileri yönde kutuplandığında katkılanmamış bölge ilettime geçer. Böylece PIN diodunun direnci, iletim yönü akımı 10^{-3} mA den 100 mA'e kadar arttırıldığında $10\text{ k}\Omega$ dan 1Ω 'a düşer.

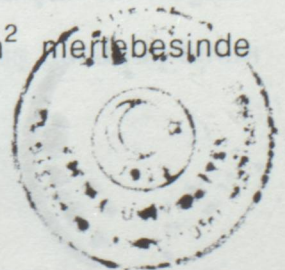
PIN diodları mikrodalga transmisyon hattına yerleştirildiklerinde "gerilim kontrollu zayıflatıcı" gibi davranır veya belirli akımla iletim yönünde kutuplandırıldıklarında anahtar gibi davranır.

PIN diodları bir kaç megawattan daha büyük tepe değer güçlerini tutabilme özelliklerinden dolayı mikrodalga (limitleyicileri) sınırlayıcıları olarak da kullanılırlar.

Mikrodalga sınırlayıcılar veya koruyucular yüksek iletici gücünün alıcıya zarar vermesini önlemek için özellikle radarlarda kullanılırlar. İleri yönde uygulanan kutuplamaya bağlı olarak oluşan geniş iletim sırasında PIN diodu iletim periyodu boyunca kısa devre olur, böylece alıcıya gelen güç şiddetli olarak azaltılmış olur.

1.3.4-VARAKTÖR DİODLARI :

Mikrodalga uygulamaları için bu diodlar küçük alanlı p-n jonksiyon diodlarıdır. Jonksiyon alanları tipik olarak $10^{-5} - 10^{-4}\text{ cm}^2$ mertebesinde



değişmektedir.

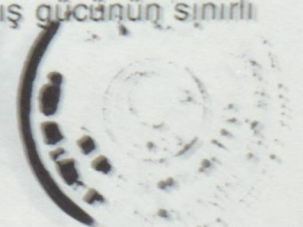
Yarıiletken diodda Jonksiyon kapasitesi, diodun ters yöndeki kutuplama gerilimi arttırıldığında lineer olmayan bir şekilde azalır. Bu özellik etkili harmonik çarpma (efficient harmonic multiplication) olan düşük frekanslarda üreteçten yüksek frekans gücü elde etmek için kullanılır. Böylece VHF den UHF ye kadar olan yüksek mikrodalga frekansları için birkaç harmonik çarpıcı katı ardarda bağlanarak kullanılır.

Gerilim fonksiyonu olarak kapasitenin değişme özelliği aşağıdaki uygulamalarda kullanılabilir :

- 1 - Tüner olarak kullanılma durumunda değişken kapasite rezonans devresinin osilasyon frekansını değiştirmek için kullanılır.
- 2 - Anahtarlama devrelerinde yada mikrodalga işaretinin modülasyonu için kullanılma durumunda dışarıdan uygulanan kutuplama gerilimi değiştiğinde mikrodalga transmisyon hattında bulunan diod reaktansında zayıflama oluşur. Bu durum ise; tekrar varaktör elemanına dönen işaretin genliğinde değişime neden olur. Bu tür uygulamalarda (kontrol eden) kutuplama gerilim frekansı mikrodalga frekansından çok düşüktür.
- 3 - Varaktör diodunun lineer olmayan reaktansından dolayı uygulanan mikrodalga işareti (harmonik kaynağı) harmonikler üretir. Bu çok etkili işlem, örneğin tranzistör osilatörleri kullanarak düşük frekans gücünden başlayarak katı-hal mikrodalga kaynaklarının üretiminde kullanılabilir.

1.3.5-TÜNEL DİODLARI :

Bu diodlar yüksek katkılı p ve n jonksiyonlarından oluşur. 1958 yılında Esaki tarafından geliştirilmiştir. Mikrodalga frekanslarında çalışan ilk negatif-dirençli aktif elemanlardır. Güç kaynakları bakış açısından çıkış gücünün sınırlı



olmasına karşılık tünel diodları çok kullanılan düşük gürültülü kuvvetlendiricilerdir.

Tünel diodlarının bir başka versiyonu olan "backward" diodları, mikrodalga karıştırıcıları ve detektörleri olarak kullanılmaktadır. Bu diodlarda tünel etkisi (incipient) başlangıçtır ve negatif direnç kısmı yoktur. İletim, tıkama yönünde kutuplamada iletim yönünde kutuplamaya göre daha fazladır. Bu sebeple bu diodlar, sıfır kutuplamada yüksek hassasiyetli detektör olarak kullanılabilir veya düşük yerel osilatör gücü gerektiren karıştırıcı olarak kullanılırlar.

1.3.6-SCHOTTKY ENGELLİ DİODLARI :

Schottky engelli diodları iki yarıiletken den oluşan pn jonksiyonu yerine metal-yarıiletken jonksiyonundan oluşur.

1938 yılında Schottky sadece yarıiletkende (arada kimyasal tabaka olmadan) potansiyel engelinin dengedeki uzay yükleri tarafından artabileceğini ortaya koydu.[11]. Bu düşünceden ortaya çıkan modelde bilim adamına izafeten Schottky engeli olarak bilinmektedir. Schottky diodları kuvvetli lineer olmayan akım gerilim karakteristiğine, düşük jonksiyon kapasitesine sahip olmasından dolayı düşük gürültülü detektör olarak kullanılır. Schottky diodları ikinci bölümde daha detaylı anlatılmıştır.



BÖLÜM 2

2- SCHOTTKY DİODLARI

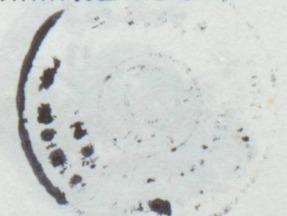
Geçmişte nokta-temaslı ve pn jonksiyon diodlarının mikrodalga karıştırıcıları için dominant elemanlar olmasına karşılık bu gün artık karıştırıcılarda Schottky diodları kullanılmaktadır. Schottky diodlarının kullanılmasının en önemli nedenlerinden biri bu diodların çoğunluk taşıyıcılı eleman olmasından kaynaklanmaktadır. Çoğunluk taşıyıcılı elemanlarda pn jonksiyonlarındaki anahtarlama hızını sınırlayan yük depolama etkileri (charge storage effects) minimize edilmiştir. Bunlara ek olarak Schottky diodları pn jonksiyonlarına ve nokta temaslı diodlara göre daha kolay üretilebilirler ve diğer diodlara göre çok daha iyi tekrar edilebilen karakteristikler elde edilebilir. [26]

2.1- SCHOTTKY DİODUNUN ÇALIŞMASI

2.1.1- İDEAL JONKSIYON KARAKTERİSTİKLERİ

Schottky diodları p ve n tipi yarıiletkenler arasında jonksiyon oluşturmak yerine metal kontağın (anod) yarıiletken (katod) üzerinde şekillendirilmesiyle oluşturulurlar.

Schottky diodlarının pn jonksiyon diodlarından ayıran önemli özellik Schottky diodlarında doğrultma metal kontak ve yarıiletken arasındaki iş fonksiyonların farklılığından oluşur; pn jonksiyonlarında ise bu olay uniform olmayan doping profiliyle gerçekleşir. İletim, yarıiletken içinde oluşan azınlık taşıyıcılarının tekrar bileşimi tarafından kontrol edilmez fakat eşit olmayan iş fonksiyonlarının engel üzerinde yarattığı çoğunluk taşıyıcılarının termöionik



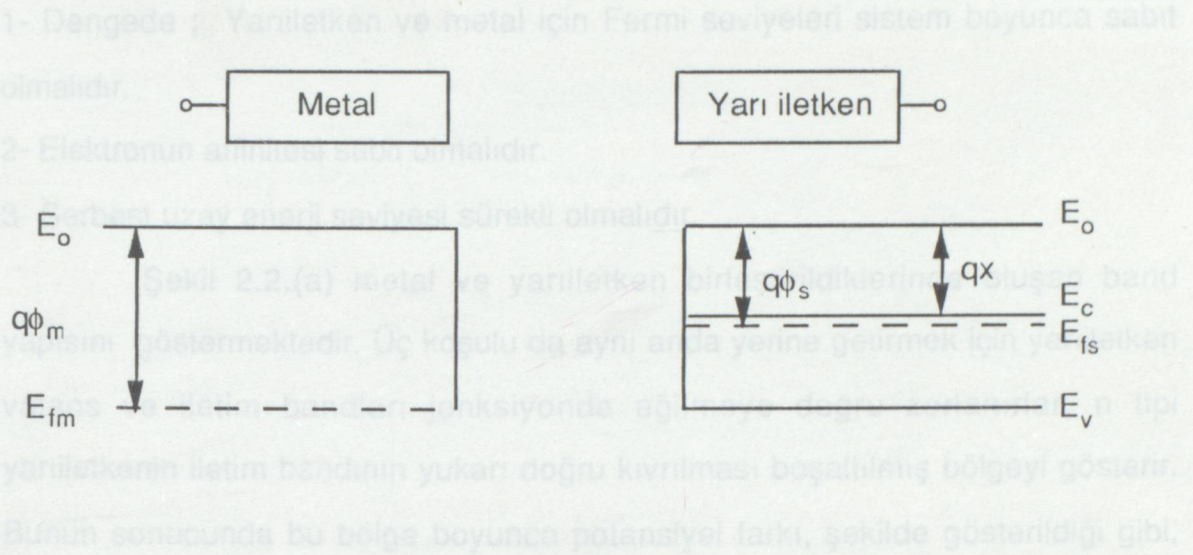
emisyonu ile gerçekleşir. Schottky diodu çoğunluk taşıyıcılı düzendir ve anahtarlama hızı azınlık taşıyıcısı etkisi ile sınırlandırılmaz.[30]

Pratikteki karıştırıcı diodlarında, diod genellikle silikon veya gallium arsenid (GaAs) yarıiletken üzerinde gerçekleşir. Silikon veya gallium arsenid yarıiletken üzerinde Schottky engelini oluşturan birçok metal mevcuttur. GaAs için en çok kullanılanlar platinium, titanium ve altındır. n tipi malzemede taşıyıcı hareketliliği p tipi malzemeye göre daha fazladır. Böylece n tipi yarıiletken kullanılan diodlar daha düşük değerli seri dirence sahiptirler ve kesim frekansları yüksektir. Bu nedenle karıştırıcı diodları için n tipi yarıiletken malzeme kullanılır.

Schottky diodlarının karıştırıcılardaki çalışmasını daha yakından tanımak için akım iletim mekanizmasını (I/V karakteristiğini), jonksiyon kapasitesini ve seri direncini inceleyelim. Bu parametreleri belirlemek için jonksiyonun enerji band yapısını tanıyalım. Bu bizi jonksiyondaki elektrik alan değişimine, boşaltılmış bölge genişliğine, uzay yüküne ve oluşturduğu jonksiyon sistemine götürür. Band yapısı diodun doğrudan I/V karakteristiğini verir.

Şekil 2.1 metal ve n tipi yarıiletkenin enerji band diagramını gösterir. Her bir malzeme için Fermi seviyesi E_f ve serbest uzay enerji seviyesi E_o arasındaki fark iş fonksiyonudur ki bu seviye metal ve yarıiletken için sırasıyla ϕ_m veya ϕ_s dır, burada q elektron yüküdür. Burada kullanılan iş fonksiyonu böylece ; elektronu malzemeden koparmak için gerekli olan ortalama enerjidir. Elektron affinitesi χ , elektronu iletim bandından serbest uzaya çıkarmak için gerekli olan enerjidir. X her malzeme için verilmiş bir sabittir ve malzeme boyunca sabit kalmalıdır. Buna karşın yarıiletkenin Fermi seviyesi ve iş fonksiyonu katkılama yoğunluğu ile değişebilir.





Şekil 2.1 Metal ve yarıiletkenin kontakta önceki band yapısı :

E_o serbest uzay enerji seviyesi

E_c iletim bandının alt seviyesi

E_v Valans bandının üst seviyesi

E_{fm} , E_{fs} Metal ve yarıiletkenlerdeki Fermi seviyeleri.

Metal ve yarıiletken dengede ve birbirleriyle temasta olmadıklarında, enerji seviyeleri malzeme boyunca sabit kalır. Fermi seviyeleri genellikle eşit değildir, bu halde metaldeki elektronlar ortalama olarak yarıiletkendekilere göre daha düşük enerjilidirler. Böylece malzemeler birleştirildiklerinde yarıiletkendeki elektronların bazıları kendiliğinden metale geçer ve onun yüzeyinde birikir. Bunlar geriye iyonize olmuş donör atomları (delikler) bırakırlar ki, bu atomlar pozitif yüklüdür ve metalin yüzeyinde biriktiklerinde negatif yüzey yükü meydana getirirler. Bu pozitif yükler ve elektronlar arasında bir elektrik alanı kurulur ve bu da metale yük akışını yasaklar. Pozitif yüklü kısım "boşaltılmış bölge" adını alır ve tümü ile hareketli elektronlardan boşaltıldığı varsayılmıştır. Metal yarıiletken jonksiyonun enerji diagramının şekli üç kuralla düzenlenir :



- 1- Dengede ; Yarıiletken ve metal için Fermi seviyeleri sistem boyunca sabit olmalıdır.
- 2- Elektronun affinitesi sabit olmalıdır.
- 3- Serbest uzay enerji seviyesi sürekli olmalıdır.

Şekil 2.2.(a) metal ve yarıiletken birleştirildiklerinde oluşan band yapısını göstermektedir. Üç koşulu da aynı anda yerine getirmek için yarıiletken valans ve iletim bantları jonksiyonda eğilmeye doğru zorlanırlar, n tipi yarıiletkenin iletim bantının yukarı doğru kıvrılması boşaltılmış bölgeyi gösterir. Bunun sonucunda bu bölge boyunca potansiyel farkı, şekilde gösterildiği gibi, iş fonksiyonları arasındaki farktır.

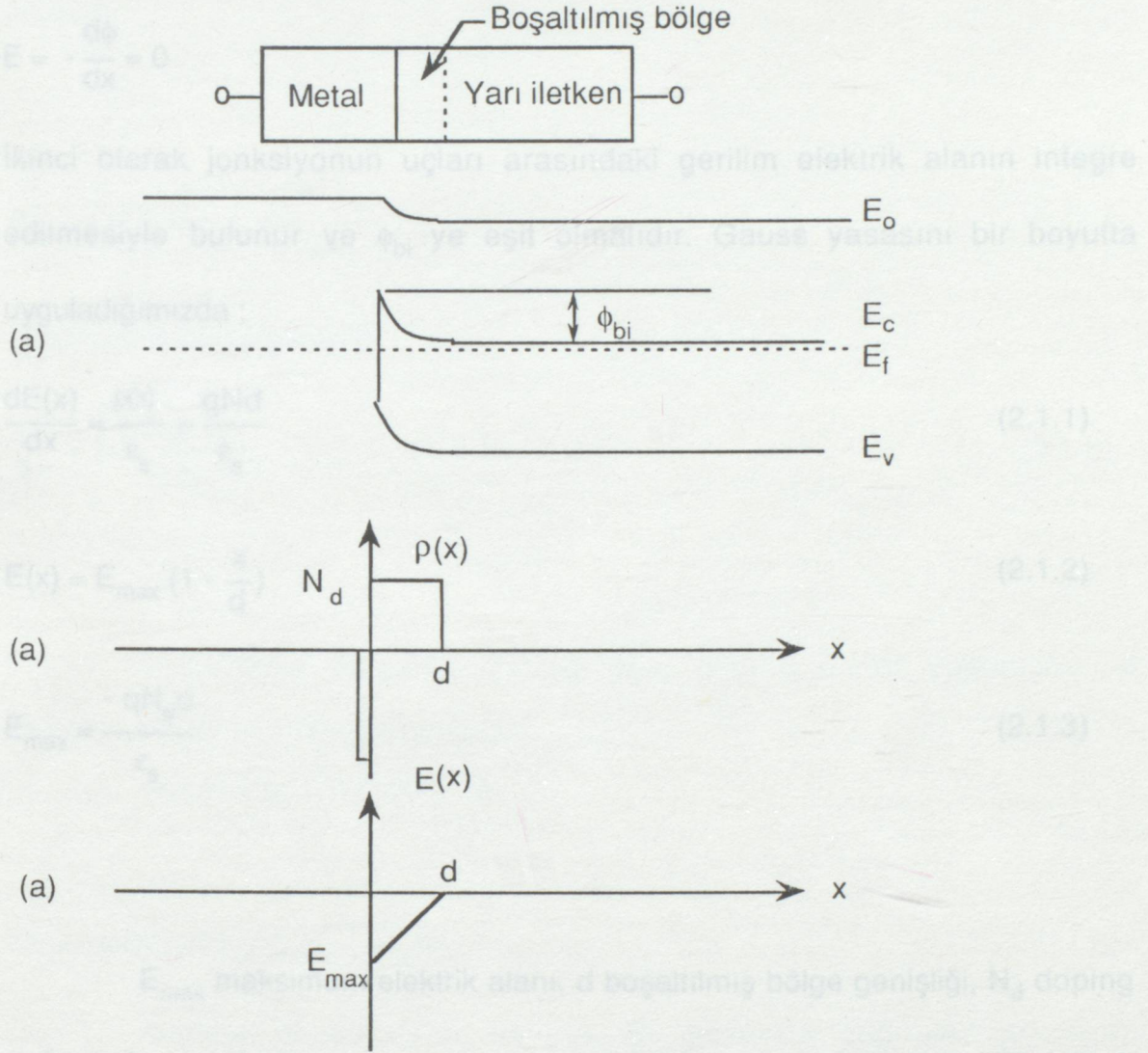
$$\phi_{bi} = \phi_m - \phi_s$$

Bu da jonksiyonun (built in potential) "yapılanma potansiyeli" olarak adlandırılır.

Yarıiletkendeki pozitif yüklü boşaltılmış bölge (depletion region) kapasite gibi depolanmış yük alanı olarak düşünülebilir. Gerçekte yapılanma potansiyel farkı uygulandığında yük metal kontağa doğru hareket eder. Kondansatörün bir plakasına gelir, yarıiletkenden çıktığı zamanda kondansatörün diğer plakasına gelir. Kapasiteyi belirtmeden önce hareket eden yük miktarını bulmak gerekir ki bu da boşaltılmış bölge yüküne eşittir. Boşaltılmış bölge yük yoğunluğu katkılama yoğunluğuna eşittir. Çünkü boşaltılmış bölge yükünü iyonize olmuş donör atomları oluşturur. Jonksiyon alanının bilinmesine rağmen toplam yükü belirtmek için boşaltılmış bölge genişliği bulunmalıdır.

Boşaltılmış bölge içindeki elektrik alanı bu bölgeye Gauss yasası uygulanarak bulunur. Elektrik alanının negatif x doğrultusunda ve jonksiyonda maksimum olduğu görülmektedir (Şekil 2.2). Elektrik alanı boşaltılmış bölgeye paraleldir.





Şekil 2.2 (a) Schottky jonksiyonunun band yapısı
 (b) Jonksiyondaki yük yoğunlukları
 (negatif bileşen metal üzerindeki yüzey elektron konsantrasyonudur)
 (c) Boşaltılmış bölgedeki elektrik alanı

Boşaltılmış bölge içindeki elektrik alanı bu bölgeye Gauss yasası uygulanarak bulunur. Elektrik alanının negatif x doğrultusunda ve jonksiyonda maksimum olduğu aşıkardır (Şekil 2.2). Elektrik alanı boşaltılmış bölge alanında

sıfır olmalıdır, çünkü ; bir üçgen fonksiyonu olduğuna göre kolayca integre

$$E = - \frac{d\phi}{dx} = 0$$

İkinci olarak jonksiyonun uçları arasındaki gerilim elektrik alanının integre edilmesiyle bulunur ve ϕ_{bi} ye eşit olmalıdır. Gauss yasasını bir boyutta uyguladığımızda ;

$$\frac{dE(x)}{dx} = \frac{\rho(x)}{\epsilon_s} = \frac{qNd}{\epsilon_s} \quad (2.1.1)$$

$$E(x) = E_{\max} \left(1 - \frac{x}{d}\right) \quad (2.1.2)$$

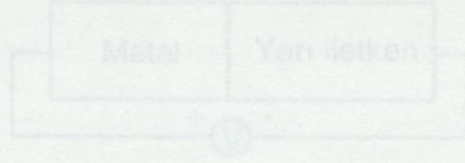
$$E_{\max} = \frac{-qN_d d}{\epsilon_s} \quad (2.1.3)$$

$E_{\max}$ maksimum elektrik alanı, d boşaltılmış bölge genişliği, N_d doping yoğunluğu (uniform) ϵ_s yarıiletkenin dielektrik permittivitesidir. Dielektrik permittivite ϵ_s ; GaAs diodlar için $13.1 \times \epsilon_0$ ve silisyum diodlar için $11.9 \times \epsilon_0$ dir.

$\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-14} \text{ F cm}^{-1}$. 2.1.1 ve 2.1.3 ifadelerini elde ederken boşaltılmış bölgenin sınırının keskin olduğu, boşaltılmış bölge ve boşaltılmamış yarıiletken arasında yük yoğunluğunda tedrici değişme olmadığı varsayılmıştır. Bu varsayım boşaltılma tahmini olarak adlandırılır. Gerçekte dar bir geçiş bölgesi mevcuttur fakat bir çok amaçlar için etkisi ihmal edilebilir.



$E(x)$ basit bir üçgen fonksiyonu olduğuna göre kolayca integre edilebilir.



$$\phi_{bi} = \frac{E_{max} d}{2} = \frac{q d^2 N_d}{2 \epsilon_s} \quad (2.1.4)$$

Boşaltılmış bölge genişliği.

$$d = \sqrt{\frac{2 \phi_{bi} \epsilon_s}{q N_d}} \quad (2.1.5)$$

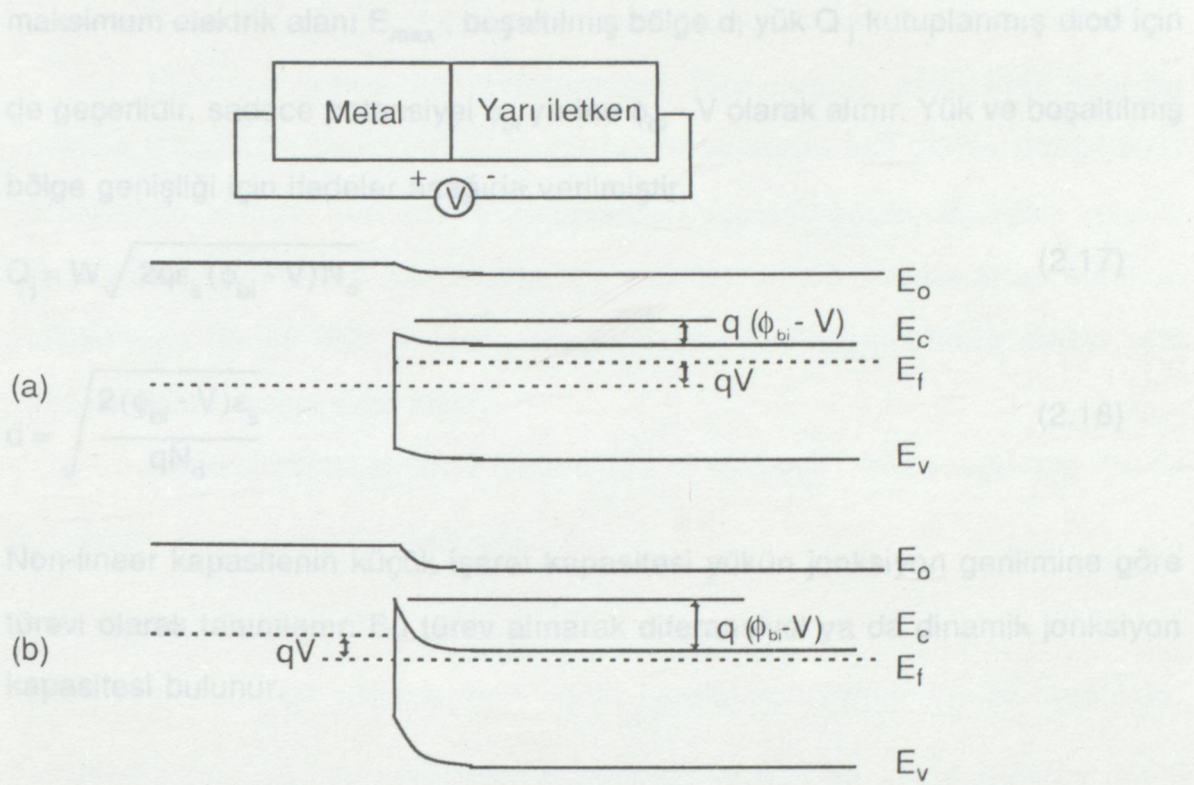
Boşaltılmış bölgenin içerdiği yük, bilinen donör yoğunluğu ve bölgenin boyutları cinsinden bulunur.

Boşaltılmış bölge yükü Q_i ,

$$Q_i = q W N_d = W \sqrt{2 q \epsilon_s \phi_{bi} N_d} \quad (2.1.6)$$

Burada W jonksiyon alanıdır. Bu büyüklük doğrudan jonksiyon kapasitesiyle ilgilidir.





Şekil 2.3 Kutuplanmış Schottky Jonksiyonu

(a) İleri yönde kutuplanmış

(b) Geri yönde kutuplanmış

Fermi seviyeleri uygulanan gerilimin miktarına göre değişmektedir.

2.1.2- İDEAL I/V KARAKTERİSTİĞİ VE JONKSİYON KAPASİTESİ

Schottky jonksiyonunun kutuplanmış hali Şekil 2.3 de gösterilmiştir. Kutuplanma uygulandığında, jonksiyon artık dengede değildir ve Fermi seviyeleride diod boyunca sabit kalmaz, uygulanan gerilimle değişirler. Fermi seviyelerinin denge durumlarından ayrılımları qV ye eşit olur ki burada V uygulanan gerilimdir. Jonksiyonunun uçları arasındaki gerilim $\phi_{bi} - V$ dir, V jonksiyon ileri yönde kutuplandığında pozitifdir. Elektrik alanı $E(x)$ için ifadeler,

maksimum elektrik alanı $E_{\max}$, boşaltılmış bölge d , yük Q_j kutuplanmış diod için geçerlidir, sadece potansiyel ϕ_{bi} yerine $\phi_{bi} - V$ olarak alınır. Yük ve boşaltılmış bölge genişliği için ifadeler aşağıda verilmiştir.

$$Q_j = W \sqrt{2q\epsilon_s (\phi_{bi} - V) N_d} \quad (2.17)$$

$$d = \sqrt{\frac{2(\phi_{bi} - V)\epsilon_s}{qN_d}} \quad (2.18)$$

Non-lineer kapasitenin küçük işaret kapasitesi yükün jonksiyon gerilimine göre türevi olarak tanımlanır. Bu türev alınarak diferansiyel ya da dinamik jonksiyon kapasitesi bulunur.

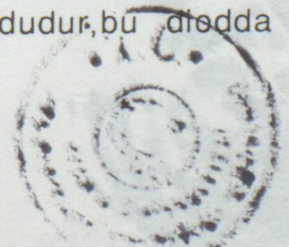
$$\frac{\partial Q_j}{\partial V} = C(V) = W \sqrt{\frac{q\epsilon_s N_d}{(2\phi_{bi} - V)}} = \frac{W\epsilon_s}{d} \quad (2.1.9)$$

Bu aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$C(V) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - V/\phi_{bi}}} \quad (2.1.10)$$

Burada C_{j0} Kutuplama gerilimi uygulanmadığı durumdaki jonksiyon kapasitesidir.

Paydadaki kareköklü terim katkılama yoğunluğunun yarı iletken boyunca sabit kaldığı varsayımından gelmektedir. Pratikte N_d uniform olmayabilir. Bunun pratik örneklerinden biri Mott diodudur, bu dioda



kapasitenin gerilime bağıllığı nisbeten zayıftır. Böylelikle üstel terim değişebilir.

Elektron iletimi engel üzerinden termoiyonik emisyonla olur. Bu emisyon kutuplama uygulanmadığında bütün yönlerde eşit olarak dengededir ve hiç akım akmaz. İleri yönde kutuplama uygulandığında, elektron enerjisi engel yüksekliği ile ilgili olarak artar ve yarı iletken den metale artan elektron emisyonuna neden olur. Engel yüksekliğinin sabit kalmasından dolayı ters yöndeki akım bileşeni sabit kalır.

Jonksiyondaki elektron yoğunluğu n_1 Maxwell - Boltzmann dağılımı ile bulunabilir. Kutuplama olmadığında ;

$$n_1 = N_d \exp (-q \phi_{bi} / kT) \quad (2.1.11)$$

olarak verilir. Her bir yöndeki akım eşittir ve elektron yoğunluğu ile orantılıdır.

Kutuplama yapıldığında potansiyel engeli $\phi_{bi} - V$ olur ve böylece ileri - iletim elektronlarının yoğunluğu

$$n_2 = N_d \exp (-q (\phi_{bi} - V) / kT) \quad (2.1.12)$$

Burada k Boltzmann sabiti ($1.37 \times 10^{-23} \text{ J / k}$) ve T 'de mutlak sıcaklıktır. Akım bu iki yoğunluğun farkıyla orantılıdır.

$$I(V) = I_0 [\exp (q V / kT) - 1] \quad (2.1.13)$$

2.1.13 ifadesi "ideal diod denklemi" olarak bilinir. İdeal olmayan davranışı da içermek için bu denklem aşağıdaki şekilde düzeltilir.

$$I(V) = I_0 [\exp (q V / n kT) - 1] \quad (2.1.14)$$

Burada n eğim parametresi veya idealite faktörü olarak bilinir, değeri 1.0'a yakındır ve genellikle 1.05 - 1.25 arasındadır.

Akım parametresi I_0 in hesabı çok daha zor bir iştir çünkü I_0 da sızma



gibi ikinci dereceden etkiler, yük jenerasyonu ve tünelleme gibi olaylar etkilidir. Bununla birlikte I_o için ideal ifade bütün akım iletiminin termoiyonik emisyonla olduğu varsayımı altında bulunur.

$$I_o = A^{**} T^2 W \exp(-q \phi_b / kT) \quad (2.1.15)$$

A^{**} = Modifiye edilmiş Richardson sabiti.

W = Jonksiyon alanı

ϕ_b = Engel yüksekliği (Fermi seviyesi ve iletim bandının üst noktası arasındaki fark)

A^{**} silikon için yaklaşık olarak $96 \text{ A cm}^{-2} \text{ K}^{-2}$ ve GaAs için $4.4 \text{ A cm}^{-2} \text{ K}^{-2}$ dir. Richardson sabitinin GaAs diodlar için düşük değerleri I/V karakteristiğinin büküm yerinin uygulanan yüksek gerilimde oluştuğunu ifade eder.

2.2- İDEAL DURUMDAN SAPMALAR

Gerçek Schottky diodları bir önceki bölümde elde edilen ifadelere uymaz. İdeal durumdan sapmalar üretim sırasındaki mükemmelsizlikten ve burada incelenmeyen diğer faktörlerden oluşur. Bu faktörlerden önemlileri aşağıda incelenmiştir.

2.2.1-SCHOTTKY ENGELİ AZALMASI

Daha önce Schottky engel yüksekliğinin uygulanan gerilimin bütün şartları için sabit kaldığı kabul edilmişti. Fakat gerçekte engel yüksekliği uygulanan gerilimle değişir buna neden de iletim elektronlarının metal içindeki imaj yüklerinden bir kuvvete maruz kalmasındandır. Bu kuvvet, elektronları

metal yüzeyine doğru çekerek etkili olarak engeli düşürür ve ideal davranıştaki gerilim bağımlılığından sapmalara neden olur. Bu teoride "imaj kuvveti" 2.1.14 ile ifade edilen sabit değer yerine kutuplama gerilimine 4. dereceden bağımlı ters akımı vermelidir. Bu etki genellikle gözlenemez. Çünkü ters kutuplamada boşaltılmış bölgede taşıyıcı üretimi ve tünel etkileri ters sızma akımında etkin olurlar. Yaklaşık 0,1 V'un üstünde ileri yönde kutuplama uygulandığında, bu etki, idealite faktörü n'in 1'den yavaş yavaş sapmasına neden olur. Engel azalması dışında ideal olan bir diod için idealite faktörü,

$$n = 1 / \left(1 - \frac{d\phi_b}{dv} \right) \quad (2.2.1)$$

burada $\frac{d\phi_b}{dv}$ uygulanan gerilim ile engel yüksekliğinin değişimini ifade eder.

2.2.3-TÜNEL ETKİSİ

$$\frac{d\phi_b}{dv} = \frac{1}{4} \frac{q^3 N_d}{8 \pi^2 \epsilon_s^3} \left(\phi_b - V - \phi_{fc} - \frac{kT}{q} \right)^{-3/4} \quad (2.2.2)$$

ϕ_{fc} = Fermi seviyesiyle iletim bandının alt seviyesi arasındaki potansiyel farkıdır. Ters kutuplama için olduğu gibi bu büyüklük idealite faktörünü nadiren etkiler.

$N_d = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ için n sadece 1.02 olur.

2.2.2-YÜZEY MÜKEMMELSİZLİĞİ

Yarı iletken yüzeyinin ; I/V karakteristiğini ideal olarak



gerçekleştirebilmesi için çok fazla temiz olması gerekir. Bununla beraber fabrikada son derece itina edilmesine karşın pürüzler engellenemediğinden; jonksiyon yine de bazı saf olmayan durumlardan dolayı küçük bir miktarda olsa kontaminasyona uğrar . Jonksiyon metalinin birikmesi özellikle saçılma teknikleri kullanılıyorsa yüzeyin kristal yapısını bozacaktır. Diod yüksek sıcaklıkta kullanıldığında jonksiyon metali ve yarıiletken arasında istenmiyen kimyasal birleşenler meydana gelir. Diodlar yüksek sıcaklıklarda nadiren kullanılmalarına rağmen fabrikada tavlama, saçılma zararlarını gidermede, devreye bağlamada veya karıştırıcı içinde diğer birleşenler lehimlenirken sık sık yüksek sıcaklıklara maruz kalırlar. Bu etki hem idealite faktörünü ve hem de bazı durumlarda ters iletimi artırır. Yüzey mükemmelsizliği belki de Schottky diodunun en önemli ideal olmayan davranış nedenidir.

2.2.3-TÜNEL ETKİSİ

Elektronların jonksiyondaki potansiyel engelini aşabilmesi için ısı emisyona tek mekanizma değildir. Engel boyunca quantum mekaniksel tünel etkisi mümkündür ve düşük sıcaklıklarda, yüksek katkılanma yoğunluklarında I/V karakteristiği üzerinde belirgin etkisi olur. Tünel etkisi düşük akımlarda (yüksek n değerlerinde) I/V karakteristiğinin "yumuşaklığını" etkiler. Tünel etkisi aynı zamanda diodun gürültü sıcaklığını da artırır.

2.2.4-SERİ DİRENÇ

Schottky jonksiyonları genellikle yüksek hacim (bulk) dirençli düşük katkılı yarı iletkenlere ihtiyaç duyarlar. Düşük katkılı taban yüksek seri direnç ve zayıf omik katot kontağı oluşturduğundan diod fabrikasyonu için pratik değildir.



Bu nedenle pratik diodlar yüksek katkılı düşük dirençli taban üzerine konan hafif katkılı ince epitaksiyal tabaka üzerine inşa edilirler. Bu yapı hafif katkılı bölgenin jonksiyon olarak ve yüksek katkılı bölgesinde seri direnci minimize etmesi için kullanılır. Bu yüksek katkılı tabana yüksek kaliteli omik kontaklar yapılabilir.

Boşaltılmamış (Undepleted) epitaksiyal tabaka seri direnç R_s yi artırır çünkü epitaksiyal tabaka ters yönde kutuplandığında dahi boşaltılmış bölge içerecek kadar kalın yapılır. Örneğin epitaksiyal katkı yoğunluğu 2×10^{17} olan diod için boşaltılmış bölge derinliği 0 gerilim uygulandığında 750 Angstrom 'dur. 5-6 V'luk ters gerilim uygulandığında boşaltılmış bölgeyi içermesi için 1000-2000 Angstrom'lük bir epitaksiyal kalınlığa gereksinim gösterir. İleri yönde kutuplanma durumunda, jonksiyon altında 500-1500 Angstrom'lük boşaltılmamış yüksek direnç epitaksiyal bölge yer alır.

Tabanın geriye kalan hacim direnci ve onun omik kontağı boşaltılmamış epitaksiyal alan gibi jonksiyon ile bir kaç ohm değerinde seri direnç oluşturur. Jonksiyon alanı küçük olduğu zaman özellikle milimetre dalga karıştırıcılarında direncin oluşturduğu güç kaybı büyük olur. Seri direnç ; genellikle üretimde diod boyutlarında bir alt limit oluşturur. Mikron-altı çaplı diodlar bugünkü teknoloji ile üretilebilirler fakat seri direnç genellikle pratik boyutları $1.5 - 2.0 \mu m$ ile sınırlar.

Seri direnci tahmin etmek için genel bir yol tanımlamak zordur, çünkü seri direnç diod yapısına doğrudan bağlıdır. Yaklaşıkla 50 GHz in üstündeki frekanslarda "deri olayı" etkin olur ve diod akımının (bulk) hacimin içinden akacağına tabanın üst yüzeyinden akması yapılacak tahminleri daha karmaşık hale getirir. Benzer olarak yüksek frekanslarda kontak teli veya diğer bağlantı telleri deri etkisinden dolayı bir kaç ohm'luk seri direnç oluştururlar.



yüzeyine doğru yayılır, çünkü taban direnci epitaksiyal tabakanın direncinden çok daha azdır. Dolayısıyla akım çoğunlukla tabandan daha sonraki yonganın kenarlarından birleşik yüzeye doğru akar böylece seri direnç üç birleşenden oluşur.

- Jonksiyonun altındaki boşaltılmamış epitaksiyal tabaka

- Diodun anodu ve yonganın kenarları arasında kalan üst bölgenin dağılımı direnci.

- Kenarlarındaki boşaltılmamış epitaksiyal tabaka daha ince Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın

(2.4.1)

Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın

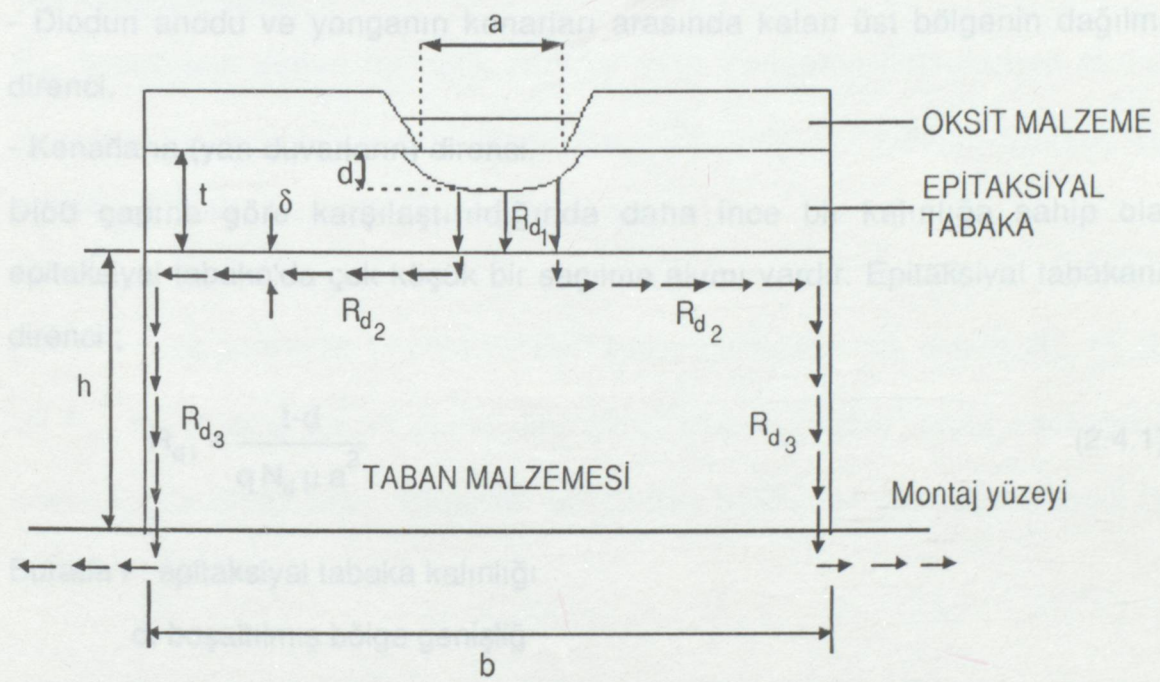
Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın

Epitaksiyal tabakanın



Şekil 2.4 Dot-matriks diod'da akım dağılımı

Yüksek frekanslarda dot-matriks diodun seri direncini yonga içindeki akım yolunu belirleyerek bulabiliriz. Akım yolu Şekil 2.4'de gösterilmiştir. Akım anotdan epitaksiyal tabakaya doğru akar, deri etkisi dolayısıyla yonganın üst



yüzeyine doğru yayılır, çünkü taban direnci epitaksiyal tabakanın direncinden çok daha azdır. Dolayısıyla akım çoğunlukla tabandan daha sonrada yonganın kenarlarından birleşik yüzeye doğru akar böylece seri direnç üç birleşenden oluşur :

- Jonksiyonun altındaki boşaltılmamış epitaksiyal tabaka
- Diodun anodu ve yonganın kenarları arasında kalan üst bölgenin dağılmış direnci.
- Kenarların (yan duvarların) direnci.

Diod çapına göre karşılaştırıldığında daha ince bir kalınlığa sahip olan epitaksiyal tabaka'da çok küçük bir saçılma akımı vardır. Epitaksiyal tabakanın direnci ;

$$R_{d1} = \frac{t-d}{q N_d \mu a^2} \quad (2.4.1)$$

Burada t : epitaksiyal tabaka kalınlığı

d: boşaltılmış bölge genişliği

μ : elektron hareket kabiliyetidir.

İkinci direnç bileşenini, yongayı silindir gibi kabul ederek ve anodu yonganın merkezinde alarak yaklaşıklıkla aşağıdaki gibi bulabiliriz :

$$R_{d2} = \frac{\ln \left(\frac{b}{a} \right)}{2 \pi \delta q \mu N_d} \quad (2.4.2)$$

Burada a = Anot çapı

b = Yonga çapı (çoğunlukla kare şeklinde olan yonganın kenar uzunluğu olarak kabul edilebilir.)

δ = Taban malzemesinin etkin derinliği



Kenar duvar direnci aşağıdaki şekilde verilir.

$$R_{d3} = \frac{h}{4 \pi b \delta q N_d} \quad (2.4.3)$$

h = Yonga yüksekliği

W = Kenar genişliği

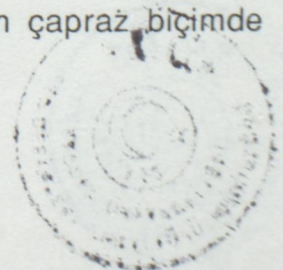
R_{d3} bileşenin değeri mekanik zararlar veya yonganın kenarlarının pürüzlü olup düzgün olmamasından dolayı daha da artabilir. Yüksek frekans seri direnci, üç bileşenin toplamına eşittir.

$$R_s = R_{d1} + R_{d2} + R_{d3} \quad (2.4.4)$$

DC gerilimde ölçülen ve deri etkisi içermeyen tek direnç R_{d1} dir. R_{d2} ve R_{d3} de tabanın hacim (bulk) dirençleri olup R_{d1} göre ihmal edilebilecek kadar küçük direçlidirler. Üreticiler tarafından belirlenen diod seri direnci DC değeri ile değişmez.

2.2.5-KENAR ETKİLERİ

Bölüm 2.1.2 deki ifadeleri yazarken elektrik alanının jonksiyona dik olduğu kabulü yapılmıştı. Fakat pratikte diodlar büyük bir yarıiletken yüzey üzerine küçük bir anot oluşturarak üretildiklerinden metal anodun kenarında saçılan elektrik alan merkezdekinden daha büyük olur. Akım yoğunluğu böylece jonksiyonun kenarında en büyük olur ve merkezde kenardakine göre relatif olarak daha düşük olur. Sonuç olarak küçük yapıda bir diod için seri direnç jonksiyonun alanından ziyade jonksiyonun çevresine bağlıdır. Bu nedenle küçük yapıda olan diodlar genellikle çevreyi arttıran ve dolayısıyla seri direnci azaltan alanı minimize ederek kapasiteyi küçülten çapraz biçimde



olduğu gibi metal geometrisiyle üretilirler.

2.3- DİOD DEVRE MODELİ

Karıştırıcıları analiz etmek için lineer olmayan büyük işaret analizinde olduğu gibi lineer küçük işaret analizi için de gerekli olan Schottky diodu devre modeline ihtiyaç vardır. Schottky diodunda azınlık taşıyıcılarının etkileri büyük oranda minimize edilmiş olduğundan, 2.1.10 ve 2.1.14 denklemleriyle ifade edilen jonksiyon kapasitesi ve akım; jonksiyon gerilimi ile gecikmeksizin ani olarak değişirler. Böylece bu büyüklükler için DC ifadeler 100 GHz ler mertebesinde çok yüksek frekanslara kadar geçerlidir.

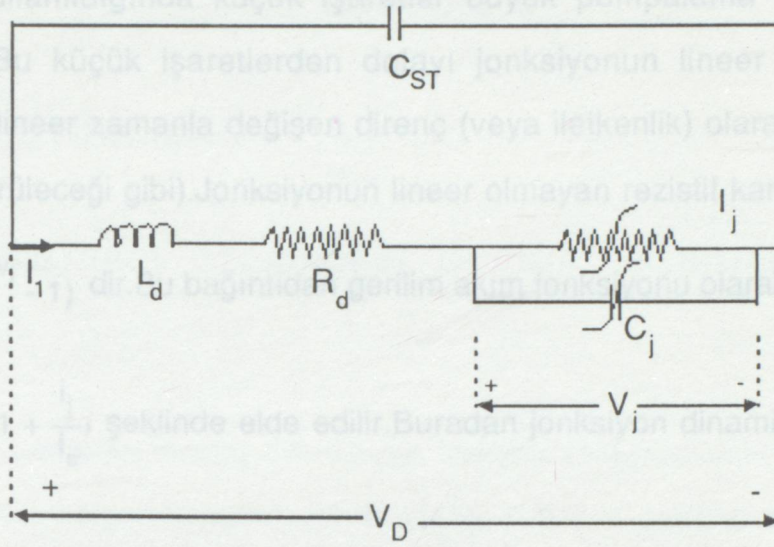
Schottky diodu için devre modeli şekil 2.5'de gösterilmiştir.

Bu diod devre modeli [13] jonksiyonda gerilimle lineer olmayarak değişen bir direnç, bir kondansatör ve bir sabit direnç ihtiva etmektedir. C_j boşaltılmış bölge kapasitesini göstermektedir. L_d seri kontak endüktansını, R_d hacim (bulk) malzemesini ve kontaklara bağlı seri direnci, C_{ST} dağılmış parazit kapasiteyi temsil etmektedir. Seri direnç sabit kabul edilir çünkü iletim yönünde gerilime bağlılığı çok azdır. Bu nedenle jonksiyon gerilimi seri direncin uçları arasında gerilim düşümü oluşturmaz.

Şekil 2.5 Diodun Seri rezistif modeli

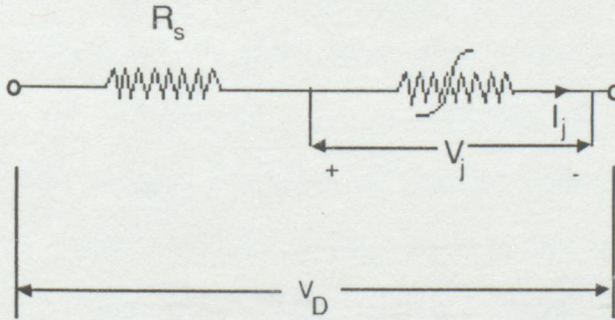
Diod frekans döngülerinde lineer olmayan (non-linear)





Şekil 2.5. Diod Devre Modeli

Diodun incelenen saf rezistif modeli ise şekil 2.6 da verilmiştir.



Şekil 2.6 Diodun Saf rezistif modeli

Diod frekans dönüştürücülerinde lineer olmayan (non-linear) eleman

olarak kullanıldığında küçük işaretler büyük pompalama işaretinin üstüne eklenir. Bu küçük işaretlerden dolayı jonksiyonun lineer olmayan rezistif birleşeni lineer zamanla değişen direnç (veya iletkenlik) olarak davranır. (Şekil 2.6'da görüleceği gibi).Jonksiyonun lineer olmayan rezistif karakteristiği;

$i_j = I_s (e^{\alpha v_j} - 1)$ dir.Bu bağıntıdan gerilim akım fonksiyonu olarak

$v_j = \frac{1}{\alpha} \ln \left(1 + \frac{i_j}{I_s} \right)$ şeklinde elde edilir.Buradan jonksiyon dinamik direnci ;

$$r_j = \frac{\partial v_j}{\partial i_j} = \frac{1}{\alpha (i_j + I_s)} \quad \text{yazılabilir.}$$

Bölüm 3 de diodun küçük işaret analizi ve büyük işaret analizi yapılarak karıştırıcı analiz yöntemleri ayrıntılı olarak anlatılacaktır.



BÖLÜM 3

3- KARIŞTIRICILAR

3.1- KARIŞTIRICI ÜZERİNDEKİ ÖNEMLİ ÇALIŞMALARI GÖZDEN GEÇİRME

Heterodin alıcılar mikrodalga frekans spektrumunun alt bölgelerinden milimetre-altı bölgesine varan (bu bölgede, bilhassa astronomik gözlemler için) kullanılan mikrodalga mühendisliğinde çok önemli sistemleridir. Bu sistem bilindiği gibi karıştırıcı + AF (alçak frekans) kuvvetlendirici temel bloğundan oluşturmaktadır ki uygulama yerine ve frekans bölgesine bağlı olarak bu temel blok başına RF (radyo frekansı, ki yüksek frekanstır) alçak gürültülü kuvvetlendiricisi gelir.

Bu çalışmanın odağı olan "karıştırma" yada "frekans dönüştürme" prosesinin temel prensipleri kristal diodlar için ilk defa Torrey ve Whitmer [1] tarafından derinliğine 1948 de etüd edildi. O zamandan beri, mikrodalga karıştırıcı performansının daha doğru analizi; ortaya çıkan non-lineer problemin karmaşıklığı ve pompalanmış diodların gürültü özelliklerinin iyi anlaşılabilmesiyle sınırlandırılmıştır. Zamanla bu konuda ilgili teori geliştirilmiş ve ilerleyen donanım ve yazılım teknikleri sayesinde teorik ve pratik arasındaki mesafe kapanmak üzeredir. Bunda söz konusu frekans bölgesinde en çok kullanılan karıştırıcı elemanı Schottky diodlarının yapı ve çalışma mekanizmalarının mikrodalga bölgesinin en altından başlayarak milimetre-altına kadar geniş bir aralıkta, laboratuvarda gözlenen özelliklerinin [2], [3], [4], [5] araştırılıp hesaba katılmasının da rolü büyüktür.

Torrey ve Whitmer'in orjinal çalışmasını takibeden bir çok çalışmada



diod üstel rezistif karakteristiğiyle ele alındı. Bu konuda en önemli atılım Saleh tarafından yapıldı [6]. Parazit seri direncinin R_s etkisi ve jonksiyonun rezistif bileşenini tıkama yönünde sınırlayan R_r ilavesi ile "saf rezistif model" Rustom ve Howson tarafından ele alındı [9]. Seri dirençle birlikte jonksiyon kapasitesinin sabit varsayım altındaki etkileri yaklaşık metodlar kullanılarak Sharpless [10], Messenger ve Mc Coy [11], Marnia ve Stracca [12] tarafından incelendi.

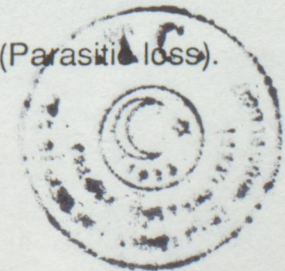
Schottky diodunun yapı ve çalışma mekanizması gözönüne alınıp "karıştırma prosesi"nin teorisi Güneş [13] yapıldı. Güneş, Schottky diodun "Tam Modelinde" jonksiyon kapasitesinin non-lineerliğini hesaba katmış, bundan başka seri direnç R_s , uç endüktans ve paketleme kapasitesi gibi parazitik elemanlarının da karıştırıcı performansına etkilerini bilgisayarla simüle etmiştir. Held ve Kerr [14] uygulamayla gayet uyuşan neticeler veren nümerik teknikler geliştirdiler ki, yaklaşımları yerel osilatör (YO) harmonik ve yan band frekanslarında diodun keyfi empedanslarla sonlandırılmasına müsaade etmektedir. Böylelikle reel karıştırıcı devresi analizinde önemli aşama yapılmıştır. Genel olarak bu teknik, üç ana adım içermektedir. :

- 1- Diod montajının tam olarak karakterize edilmesi, öyle ki ilgili bütün frekanslarda diod tarafından görülen empedanslar bilinsin.
- 2- Yerel osilatörün (YO) oluşturduğu jonksiyon gerilim ve akımının zamanın fonksiyonu olarak bulunması için olan non-lineer devre probleminin çözümü. Bu adım diod iletkenliği $G(t)$ ve kapasitesi $C(t)$ yi elde etmek içindir.
- 3- Küçük- işaret dönüştürme matrisinin katsayılarını tayin için $G(t)$ ve $C(t)$ Fourier analizi ki neticesinde dönüştürme kaybı hesabı.

Dönüştürme kaybı, modelleme gayeleri için iki bileşene ayrılır :

$$L = L_o + L_p$$

Burada L_o doğal kayıp (Intrinsic loss) ve L_p parazitik kayıp (Parasitic loss).



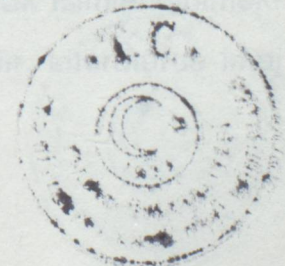
Doğal kayıp, diodun seri direnç, jonksiyon kapasitesi gibi parazit elemanlarının olmaması halinde oluşacak kayıp miktarıdır. Şu halde doğal kayba jonksiyon iletkenliğinin sonlu oluşu (Çünkü jonksiyon ideal bir anahtar değildir) ve giriş ve çıkış kapılarının optimum olmayan empedanslarla sonlandırılmaları neden olur. Parazitik kayıp sıfırdan farklı parazit elemanların varlığı nedeniyle dönüştürme kaybındaki artıştır ve bu bileşen için [11] de aşağıdaki yaklaşık formül verilmiştir :

$$L_p = (1 + R_S / R_{IF}) (1 + R_S / R_{RF} + \omega^2 C_J^2 R_{RF} R_S)$$

Bu denklemden, diod pompalandığı zaman küçük-ışaret eşdeğerinde jonksiyon kapasitesi sabit alınmıştır, ve diod AF ve RF frekanslarında sırasıyla R_{AF} ve R_{RF} sonlandırıldığı varsayılmıştır. Doğal dönüştürme kaybı McColl [11] tarafından önemli bir çalışmada tahkik edilmiştir. O çalışmada doğal diod (parazit elemansız) Y-tipinde ki konfigürasyonda bağlanarak dönüştürme kaybı ifadeleri çıkartıldı ve kaybın diod yapım parametreleri ile değişimi tahkik edildi. Daha sonra Crowe ve Mattauch [15], [16] GaAs Schotky diodlarının cryogenik soğutma koşullarında çalışma mekanizmasını tahkik ederek doğal kayıp ve gürültü özelliklerini ortaya koymuştur.

Çok diodlu karıştırıcıların üzerine ilk önemli çalışma [17] 1971 de Kulesza tarafından yapıldı. Kulesza dört identik diodun çapraz bağlandığındaki özellikleri üzerinde çalıştı. Bu çalışma, doğal diodu (jonksiyon) sadece rezistif bileşeni ile temsil ediliyordu. Bu çalışmaların, [18], [19] de kapsamı H-tipi için genişletildi.

Dengeli konfigürasyonlar mikrodalga mühendisliğinin temel bloklarından biri olagelmışlerdir. Keza bu bölge alt sınırından, milimetre dalga sınırına kadar en çok kullanılan karıştırıcıları tek yada çift-dengeli karıştırıcılarıdır. Dengeli karıştırıcıların diğerlerine göre üstünlükleri şunlardır :

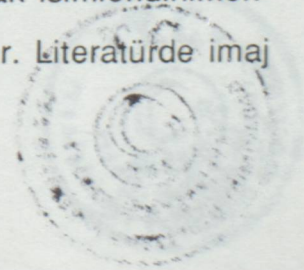


1- Alçak frekansa düşürülmüş genlik modülasyonlu yerel osilatör gürültüsü alçak frekans çıkışında elimine olur.

2-Yerel osilatör (pompa) ve RF işaret gücü ayrı ayrı kapılardan girdiklerinden tek diod karıştırıcılardaki gibi bu iki gücün bir dış dikplekser tarafından birleştirilip karıştırıcıya verilmesine gerek duyulmaz.

Çift dengeli konfügirasyonun ilave üstünlüğü ile $n\omega_p + \omega_o$ ile formülüne edilen - n pozitif yada negatif tam sayı, ω_p ve ω_o sırasıyla pompa ve alçak frekansdır. - sonsuz adet karıştırma ürününden tek ve çift sıralı olanlar sırasıyla giriş ve çıkış kapılarında toplanırlar. Şekil 3.1. Böylelikle filtreleme problemi büyük ölçüde indirgenir. Günümüz teknolojisi mikroşeritler, yarıklı hat yada her ikisinin bileşimi kullanılarak K-bandı dengeli karıştırıcılar gerçekleştirilmiştir.[20]. [14] çalışması Kerr tarafından tek-dengeli karıştırıcıları da içerecek şekilde genişletilmiştir [21].

İleride bölüm [4] de açıklanacağı gibi $r(t) \geq 0$ olmasının sonucu olarak, pozitif $r(t)$ lerin oluşturacağı devrenin dönüştürme performansından en iyi beklenti ,ancak RF ($\omega_s = \omega_{+1}$) işaret gücünün, diğer karıştırma frekanslarına dönüştürülmeksizin,hepsinin (AF) ω_o alçak frekansına dönüştürülmesidir. Bu durumda ($\omega_{AF} = \omega_o$), ω_{+1} dışındaki $n\omega_p + \omega_o$ frekansları için optimum sonlandırılma ya açık yada kısa devre edilmelidir. ω_{AF} ve ω_s dışında en önemli frekansı $\omega_i = -\omega_{-1}$ olan imaj frekansıdır. Saleh tarafından bu üç frekansın sonlandırmaları esas alınarak karıştırıcılar sınıflandırılmıştır. [6]. İmaj frekansının açık yada kısa devre edilerek sonlandırılması dar-bandlı ; RF işaret frekansı ile aynı şekilde sonlandırılması geniş-bandlı sonlandırma olarak isimlendirilmektedir. Buna göre 12 (oniki) tip karıştırıcı ortaya çıkmaktadır. Literatürde imaj



frekanslı bileşenin bir kayıp gücü oluşturmasını önleyen,"İmaj Yokeden Diodlu Mikrodalga Karıştırıcı Sistemleri" üzerinde önemli çalışmalar mevcuttur,ki en seçkinlerinden biri olarak,Palamutçuoğlu [7],[8] verilebilir.

Bu çalışmada konfigürasyonun her tipi ayrı ayrı analiz edilmektedir. Çapraz konfigürasyonların analizinde iletim yönünde sıfır direnç tıkanma yönünde sonsuz direnç varsayan ideal diod modelinden başlayarak, seri direnç etkisini ihmal eden - iletim ve tıkanma yönünde sonlu direnç - bi-lineer diod modeline kadar çeşitli diod modelleri kullanıldı. Bu çalışmada diod seri direnci R_s in karıştırıcı performansı üzerinde, tipine bağlı olarak etkili olabileceği gösterilmiştir.

Stracca [22] bilgisayara dayandırılmış analizinde H- , G- karıştırıcıların sürülmesinde yerel osilatöre bir seri rezonatör devresi bağlandığında devre performansında iyileşme görüldüğü (ve bunu pratik olarak doğruladı) neticesine ulaştı. Bu tezde amaca uygun olarak 'akımla sürme' kullanıldı. Dönüştürme kaybının doğal bileşeni için üstel karakteristiğe sahip diod jonksiyonu ile seri dirençten ibaret diod modeli kullanıldı.

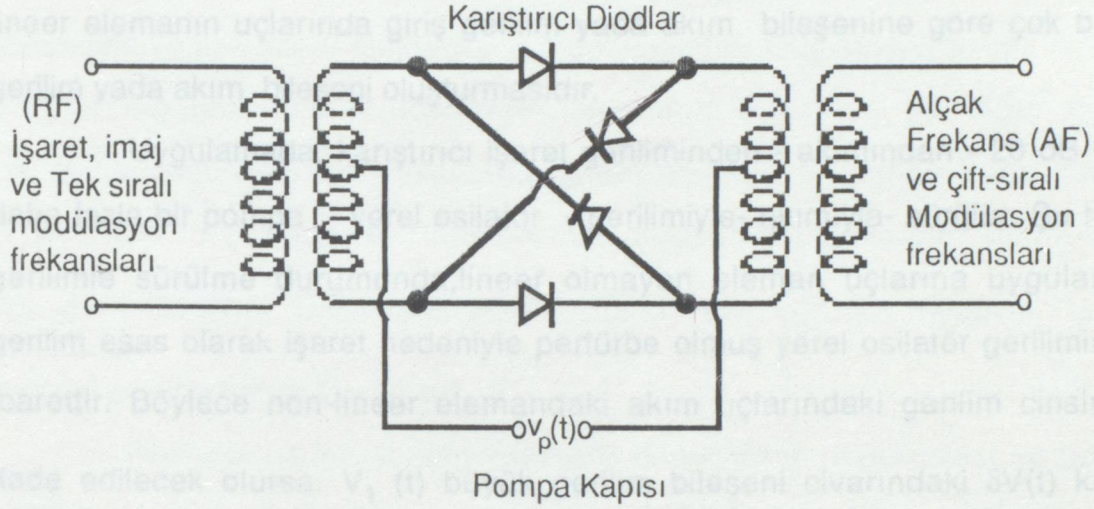
Şekil 3.1 de çift-dengeli çapraz konfigürasyonda bir karıştırıcının yerel osilatör (YO) (yada pompa) , radyo frekansı RF ve alçak frekans AF kapılarının gösterildiği prensip şeması verilmektedir. Gelecek kısımda çapraz karıştırıcının analiz yöntemi anlatılacaktır.

3.2- KARIŞTIRICI ANALİZ YÖNTEMLERİ

Probleme teorik açıdan yaklaşımda iki ana analiz yönteme mevcuttur : [23], [24], [25], [26]

1- Genel non-lineer devrelerin zaman-domeni analizi





Şekil 3.1 Çift Dengeli Çapraz Karıştırıcıya büyük ve küçük işaretler uygulanması.

2- Non-linear elemanların zamanla periodik değişen lineer (ZPDL) - Linear periodically time varying (LTV) - eleman eşdeğerlerini içeren frekans domeni analizi. Bu yöntemde eşdeğer lineer elemanın karakteristiği olan parametrenin zamanla periodik değişiminin ki o yerel osilatörle radyo frekansı işaretinin elemanın non-linear karakteristiğindeki interaksyonu neticesi ortaya çıkar, Fourier serisi açılımı kullanılır. Bu bakımdan, Fourier serisinin analitik yada nümerik açılımlarının bu yöntemde ağırlığı büyüktür. Birinci yöntemle karıştırıcı analizi bu tezin konusu dışındadır ; ikinci yöntem kullanılacaktır. Bununla beraber zamanla periyodik değişen lineer devre (ZPDL) kavramı, non-linear analizde de kullanılmaktadır.

Bir lineer olmayan elemanın zamanla değişen lineer elemana



eşdeğerliliği için gerekli koşul lineer olmamanın tamamen, giriş işaretinden bağımsız pompa, yerel osilatör yada taşıyıcı olarak adlandırılan akım yada gerilimle kontrol edilmesidir. Bunun genellikle anlamı kontrol kaynağının non-lineer elemanın uçlarında giriş gerilim yada akım bileşenine göre çok büyük gerilim yada akım bileşeni oluşturmasıdır.

Uygulamada, karıştırıcı işaret geriliminden - akımından - 20 dB yada daha fazla bir pompa - yerel osilatör - gerilimiyle- akımıyla- sürülür. Şu halde gerilimle sürülme durumunda, lineer olmayan eleman uçlarına uygulanmış gerilim esas olarak işaret nedeniyle pertürbe olmuş yerel osilatör geriliminden ibarettir. Böylece non-lineer elemandaki akım uçlarındaki gerilim cinsinden ifade edilecek olursa. $V_1(t)$ büyük gerilim bileşeni civarındaki $\delta V(t)$ küçük sapmaları için geçerli olan bir Taylor seri açılımı yazılabilir :

$$i = I(V_1(t) + \delta \Delta V(t))$$

$$= I(V_1(t) + \delta V(t)) - \frac{dI}{dV} \bigg|_{V=V_1(t)} + \frac{1}{2} (\delta V(t))^2 - \frac{d^2 I}{dV^2} \bigg|_{V=V_1(t)} + \dots \quad (3.1)$$

$\delta V(t)$ yeteri kadar küçükse, (3.1) eşitliği ilk iki terimi ile iyi bir yaklaşıklıkla gerçekleştirilebilir, kesilmiş bu serinin ikinci terimi $\delta V(t)$ perturbasyonunun lineer olmayan elemandan akmasına neden olduğu akımdır; böylece:

$$\frac{dI}{dV} \bigg|_{V=V_1(t)}$$



terimi, uçlarına $\delta V(t)$ uygulanmış yerel osilatör gerilimiyle kontrol edilen "zamanla değişen lineer iletkenlik" olarak yorumlanabilir.

Benzer mülahazalar, akımla sürülme hali ve reaktif tabiatlı pompalanmış non-lineer elemanlar için de yapılabilir. Güç seviyeleri çok farklı iki işaretin toplamı durumu, non-lineer elemanın uçlarında ya direk olarak mevcuttur yada non-lineer elemanın işaret payında mevcuttur. Yerel osilatör (YO) zamanın periodik bir fonksiyonu olduğundan jonksiyon diferansiyel direnç ve kapasite fonksiyonu yerel osilatör (YO), ω_p ana frekanslı Fourier serisine açılabilirdi varsayılmıştır.

Neticede, bir karıştırıcının frekans dönüştürme performansı ve gürültü özellikleri iki ana adımda tayin edilebilir: İlk adımda yerel osilatör tarafından diod da oluşturulan büyük işaret gerilimleri ve akımları tayin edilir ve bunlar kullanılarak jonksiyonun diferansiyel iletkenlik (yada direnç) ve kapasite dalga şekilleri bulunur. Sonra, küçük-ışaret dönüştürme kaybı, giriş ve çıkış empedansları ve gürültü sıcaklığı, lineer karıştırıcı analizi kullanılarak elde edilir.

3.3- DOĞAL KAYIP BİLEŞENİ İÇİN DİOD MODELİ

Bu çalışma Schottky diodlarının çapraz bağlanmaları halinde mevcut bütün ana tipler için imaj frekansı sonlandırmasına göre frekans dönüştürme kaybı sınırlamaları üzerine odaklanmıştır. Bu nedenle dönüştürme kaybının doğal L_o bileşeni çapraz karıştırıcıları için analiz edilmiş ve ilgili sonlamalarıyla birlikte hesaplanmıştır.

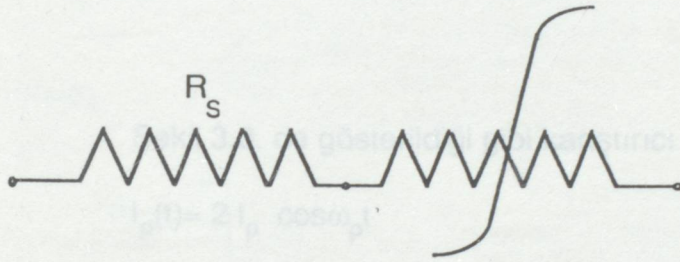
L_o , doğal kayıp bileşeni diodun parazitik devre elemanlarının neden olduğu kaybı hesaba almaz- yada ihmal eder-dolayısıyla, L_o karıştırıcının toplam



dönüştürme kaybına bir alt sınır koyar.

L_o analizinde, diod saf rezistif bileşenleriyle temsil edilmiştir : (1) jonksiyonunun üstel (I-V) karakteristiği ile verilen yerel pasif lineer olmayan direnç (2) diodun sabit varsayılan - ki litaretürde genellikle kabul görmüş bir varsayımdır- R_s seri direnci (şekil 3.2)

(3.4) no'lu kısımda karıştırıcının büyük işaret analizi verilmektedir.

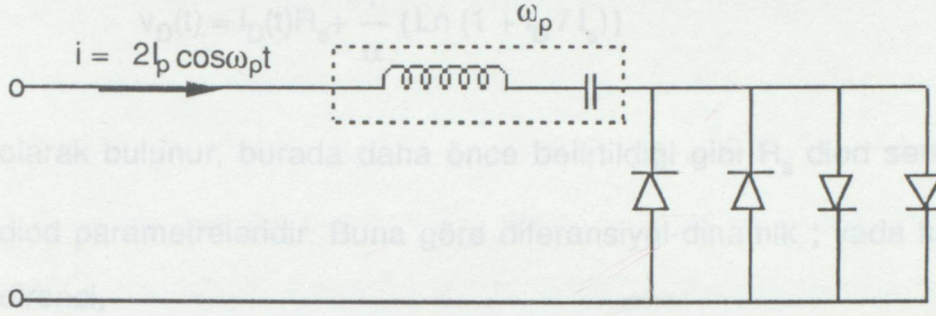


Şekil 3.2. Doğal Kayıp Bileşeni için Diod Modeli.

3.4- BÜYÜK İŞARET ANALİZİ

Çapraz karıştırıcıların dönüştürme kaybı sınırlamalarını bulmak için Stracca [22] nın akımla sürme sonucu kullanılmıştır. Şekil 3.3. de eşdeğer yerel osilatör devresi gösterilmiştir.





Şekil 3.3 Eşdeğer yerel osilatör devresi

Şekil 3.3. de gösterildiği gibi karıştırıcı ;

$$i_p(t) = 2 I_p \cos \omega_p t \quad (3.2)$$

ile verilen sinüsoidal akımla pompalansın. Buna göre her diodun içinden geçen akım,

$$i_D(t) = \frac{I_p}{2} \{1 + S(t)\} \cos \omega_p t \quad (3.3a)$$

olarak ifade edilir, burada $S(t)$ anahtarlama fonksiyonudur:

$$S(t) = 1 \quad -\pi/2 \leq \omega_p t \leq \pi/2 \quad (3.3b)$$

$$S(t) = -1 \quad \pi/2 \leq \omega_p t \leq 3\pi/2$$

yada

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \left(\cos \omega_p t - \frac{1}{3} \cos 3 \omega_p t + \dots \right) \quad (3.3.c)$$

olarak verilebilir.

Üstel jonksiyon yasasını kullanarak diodun uçlarındaki gerilim içinden geçen akımı cinsinden



$$v_D(t) = i_D(t)R_s + \frac{1}{\alpha} \{ \text{Ln} (1 + i_D / I_s) \} \quad (3.4)$$

olarak bulunur, burada daha önce belirtildiği gibi R_s diod seri direnci α ve I_s diod parametreleridir. Buna göre diferansiyel-dinamik ; yada küçük-ışaret-diod direnci,

$$r(t) \triangleq \frac{dv_D}{di_D} = R_s + \frac{r_b}{1 + X(t) + X(t) S(t)} \quad (3.5)$$

burada,

$$r_b = \left. \frac{dv_D}{di_D} \right|_{i_D = 0}$$

$$X(t) = X \cos \omega_p t$$

ve

$$X = I_p / 2I_s \quad \text{dir.}$$

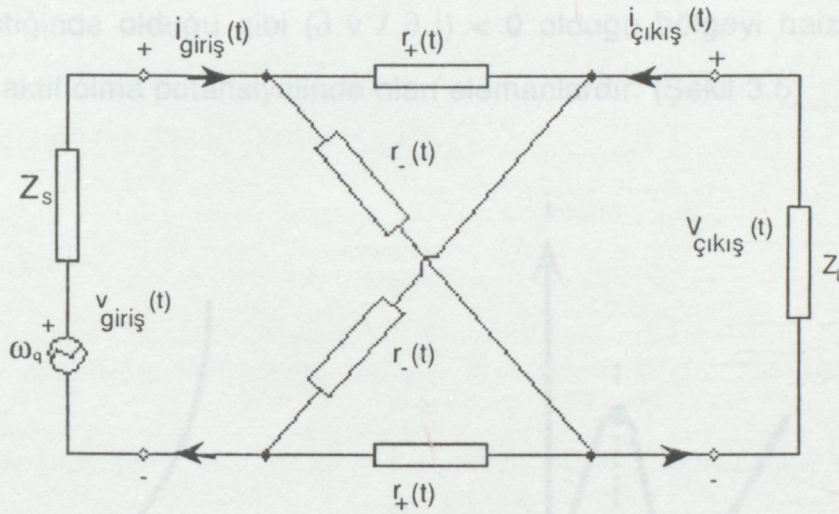
Çapraz ve paralel kol diodlarına gelen yerel osilatör işaret bileşenleri arasındaki 180° faz farkı gözönüne alınarak, paralel ve çapraz diod dinamik dirençleri sırasıyla aşağıdaki gibi verilebilir:

$$r_+(t) = R_s + \frac{r_b}{1 + X(t) + X(t) S(t)} \quad (3.6a)$$

$$r_-(t) = R_s + \frac{r_b}{1 - X(t) + X(t) S(t)} \quad (3.6b)$$



Böylece, ω_p frekanslı akımla sürülen çapraz konfigürasyondaki dört identik diodun her birinin ayrı ayrı dinamik direnci bulunmuştur. Başka bir anlatımla, bu identik diodlar o şekilde bağlanmıştı ki, pozitif yarı periyotta sadece ikisi (paralel kollar) iletim yönündedir ve bu esnada diğer ikisi (çapraz kollar) kesimdedir. Negatif yarı periyotta bu proses tersine işler. Buna göre çapraz konfigürasyonun küçük-ışaret eşdeğeri şekil 3.4 de verilmiştir.



ŞEKİL 3.4 Çapraz Karıştırıcının Küçük-İşaret Eşdeğeri

3.5- KÜÇÜK İŞARET ANALİZİ

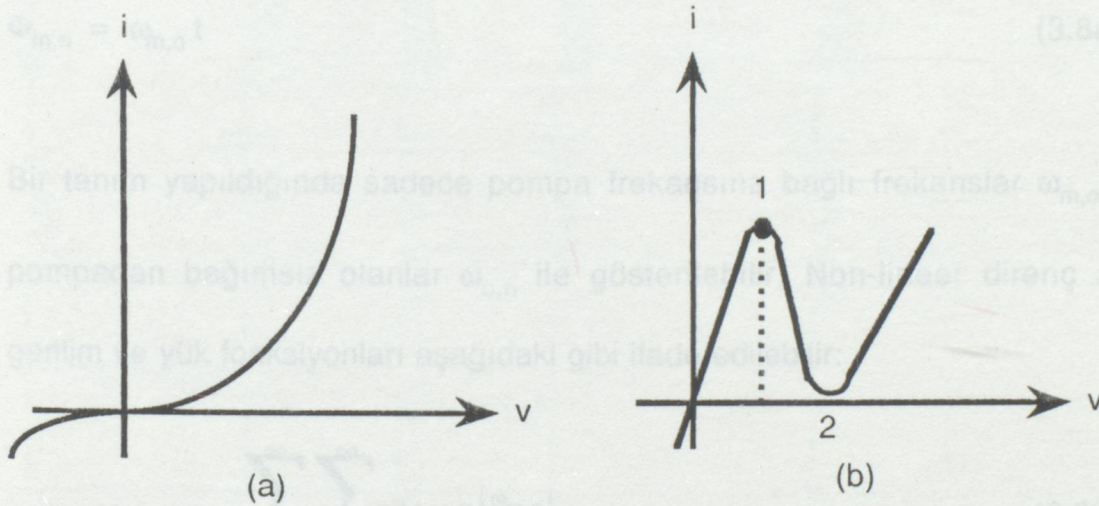
Bu kısımda ilk olarak bir tek diodun dinamik direnç özelliklerine konsantre olacağız. Bu özellikler, bu direncin yerel pasiviteyi haiz lineer olmayan I-V karakteristiğinden elde edilir, bu tip lineer olmayan karakteristikli dirençler için güç bağlantısı (Page bağıntısı), her t için pozitif direnç fonksiyonunun Fourier katsayısı ilişkileri ve bu $r(t)$ direncinin akım yada gerilim frekans spektrumu olacaktır ki bunlar sistemin, daha sonraki kısımlarda, küçük-

işaret performans analizinde kullanılacaktır.

3.5.1- TAM PASİF NON-LINEER DİRENÇLER İÇİN GÜÇ BAĞINTISI

(PAGE BAĞINTISI)

I-V karakteristiğinin bütün bölgesi ele alınarak diferansiyel küçük-işaret direnci incelendiğinde iki önemli özellik ortaya çıkar. Birincisi ki - en yaygın olanıdır - $(\partial v / \partial i) > 0$ her nokta için sağlar. Bu tip her noktada yerel passivite koşulunu sağladığı için tam pasiftir. İkinci tip, tünel diodu karakteristiğinde olduğu gibi $(\partial v / \partial i) < 0$ olduğu bölgeyi haizdir, bir diğer anlatımla aktif olma potansiyelinde olan elemanlardır. (Şekil 3.5)



Şekil 3.5 (a) TAM PASİF OLMA : Her noktada $\partial v / \partial i > 0$

(b) AKTİF OLMA POTANSİYELİNDE OLMA : 1-2 bölgesi $\partial v / \partial i < 0$

Şekil 3.5 (a) üstel jonsiyon karakteristiği verilmiştir (b) de karakteristik (1-2) bölgesi negatif değerli diferansiyel dirence $(-\partial v / \partial i) < 0$ sahiptir, böyle bir eleman kutuplama kaynağı ile birlikte bir aktif elemandır, diğer bir ifadeyle negatif dinamik direnç bölgesinde, dış devreye kutuplama



kaynağından çektiği gücün bir kısmını vermesi mümkündür.

Karakteristiğinin her bölgesinde $(\partial v / \partial i) > 0$ olan elemanlar için temel sınırlamalar bir çok araştırmacı tarafından tetkik edilmiştir, bunlar arasınada Page'in çalışması [27] en genel sonuçlar verenidir. Burada bu çalışma özetlenecektir. Bilindiği gibi iki bağımsız kaynakla sürülen lineer olmayan direncin akım yada gerilim frekans spektrumu [24], [25], [26]

$$\omega_{m,n} = m \omega_p + n \omega_q \quad m = -\infty, \dots, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (3.7)$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots, \infty$$

bağıntısıyla verilebilir. Şekil 3.6 da her bir frekans bileşeninde sonlandırmayla beraber non-lineer direnç gösterilmiştir.

$$\Phi_{m,n} = \omega_{m,n} t \quad (3.8a)$$

Bir tanım yapıldığında sadece pompa frekansına bağlı frekanslar $\omega_{m,0}$, ve pompadan bağımsız olanlar $\omega_{0,n}$ ile gösterilebilir. Non-lineer direnç akım, gerilim ve yük fonksiyonları aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$v(t) = V_0 + \operatorname{Re} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} V_{m,n} e^{j\omega_{m,n}t} \quad (3.9a)$$

$$i(t) = i_0 + \operatorname{Re} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} I_{m,n} e^{j\omega_{m,n}t} \quad (3.9b)$$

$$q(t) = q_0 + \operatorname{Re} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} q_{m,n} e^{j\omega_{m,n}t} \quad (3.9c)$$



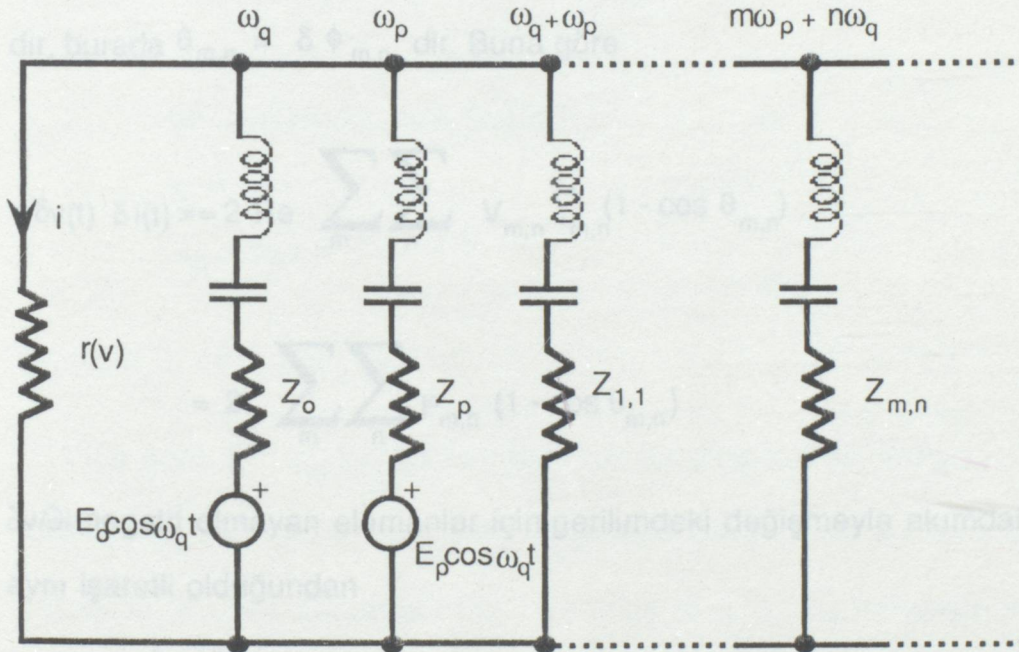
Bu lineer olmayan direncin ortalama gücü,

$$\langle v(t) i(t) \rangle = P_0 + \sum_m \sum_n P_{m,n} \quad (3.10a)$$

Burada $\langle \rangle$ zaman ortalamasını göstermektedir, ve

$$P_{m,n} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (V_{m,n} I_{m,n}^*) \quad (3.10b)$$

dir. $V_{m,n}$ ve $I_{m,n}$ sırasıyla kompleks gerilim ve akım genlikleridir.



Şekil 3.6 İki Bağımsız Sinüsoidal Kaynakla sürülen Tam Pasif Non-lineer Direnç.

İşaret frekansındaki küçük bir değişme, tamamen pompalamaya bağlı



olanlar dışındaki bütün frekanslarda değişmeye neden olur. Gerilim ve akımdaki değişmeler,

$$\delta v(t) i(t) = \text{Re} + \sum_m \sum_n V_{m,n} e^{j\omega_{m,n}t} (e^{j\theta_{m,n}} - 1) \quad (3.11a)$$

$$\delta i(t) = \text{Re} \sum_m \sum_n I_{m,n} e^{j\omega_{m,n}t} (e^{j\theta_{m,n}} - 1) \quad (3.11b)$$

dır, burada $\theta_{m,n} = \delta \phi_{m,n}$ dir. Buna göre

$$\langle \delta v(t) \delta i(t) \rangle = 2 \text{Re} \sum_m \sum_n V_{m,n} I_{m,n}^* (1 - \cos \theta_{m,n}) \quad (3.11c)$$

$$= 2 \sum_m \sum_n P_{m,n} (1 - \cos \theta_{m,n}) \quad (3.11d)$$

$\partial v / \partial i$ negatif olmayan elemanlar için, gerilimdeki değişmeyle akımdaki değişme aynı işaretli olduğundan

$$\delta v(t) \delta i(t) \geq 0 \quad \text{ve dolayısıyla} \quad (3.12a)$$

$$\langle \delta v(t) \delta i(t) \rangle \geq 0 \text{ dir,}$$

bir diğer ifade ile

$$\sum_m \sum_n P_{m,n} (1 - \cos \theta_{m,n}) \geq 0 \quad (3.12b)$$

dır. Bu Page'in temel sonucudur. Pompalama frekansı ve harmonikler için



$\theta_{m,n} = 0$ dir, bu frekanslardaki güçler (3.12b) de ihtiva edilmez.

Küçük $\theta_{m,n}$ ler için

$$1 - \cos\theta_{m,n} \approx \theta_{m,n}^2 / 2$$

$$2\sin^2 \frac{\theta_{m,n}}{2} \approx 2 \frac{\theta_{m,n}^2}{4} = \frac{\theta_{m,n}^2}{2} \quad (3.13)$$

dir, bunu kullanarak (3.12b)

$$\sum_m \sum_n n^2 P_{m,n} \geq 0 \quad (3.14)$$

Çünkü $\theta_{m,n} = \theta_{o,n} = n\theta_{o,1}$ dir.

(3.14)'e göre, bir ω_q frekanslarındaki tek bir giriş için kuvvetlendirme mümkün değildir ve elde edilebilecek en iyi netice çıkış gücünün giriş gücüne eşit olmasıdır. Bu son durumda ; $|n|=1$ ve çıkış $m \omega_p \pm \omega_q$ frekanslarından biridir.

Zamanla değişimleri sadece pompa gücüyle kontrol edilen rezistif frekans dönüştürücüler bunun tipik bir örneğidir.

Şayet çıkış gücü $m \omega_p \pm \omega_q$ frekanslarından biri ise, en iyi durumda

çıkış gücü giriş gücünün $1/n^2$ ile çarpımına eşittir. Bu durum "tam rezistif" non-lineer dirençlerin harmonik üretimlerinde kullanılmasına karşı düşer.

Şu halde Page bağıntısına, sistemimizin çalışma-dönüştürme kaybindan; ki o çıkış frekansındaki çıkış gücü / giriş frekansındaki giriş gücü



olarak tanımlanır, beklenen en iyi değer birim yada dB olarak sıfır dB olacaktır.

Bundan sonraki bölümlerde dinamik direncin pozitif değerli olduğu zikredilmeyecektir.

3.5.2- ZAMANLA PERİODİK DEĞİŞEN LINEER (ZPDL) DİRENCİN FREKANS SPEKTRUMU

Bir karıştırıcının amacı bilgi taşıyan işareti bir frekanstan bir diğerine dönüştürmektir. Bu ω_p frekanslı yerel osilatör frekansı ile ω_q frekanslı işaretli (RF işareti) karıştırma prosesi için gerekli olan bir lineer olmayan elemanda birleştirmektir. Neticesinde geçen kısımda da belirtildiği gibi $m \omega_p \pm n \omega_q$, m ve n birer tam sayı olmak üzere fark ve toplam frekans bileşenleri oluşmaktadır. Bu karmaşık frekans spektrumu lineer olmayan bir direnç için her bir frekansa ait güç bileşenleri ile birlikte şekil 3.6'da gösterilmiştir. Mamafih, eğer yerel osilatör seviyesi işaretin seviyesinden çok yüksek ise - ki pratik en az 20 dB - böyle bir karıştırıcının cevap spektrumu iyi bir yaklaşıklıkla aşağıdaki forma indirgenir: [24], [25], [26].

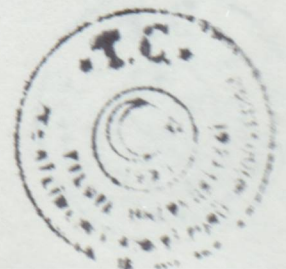
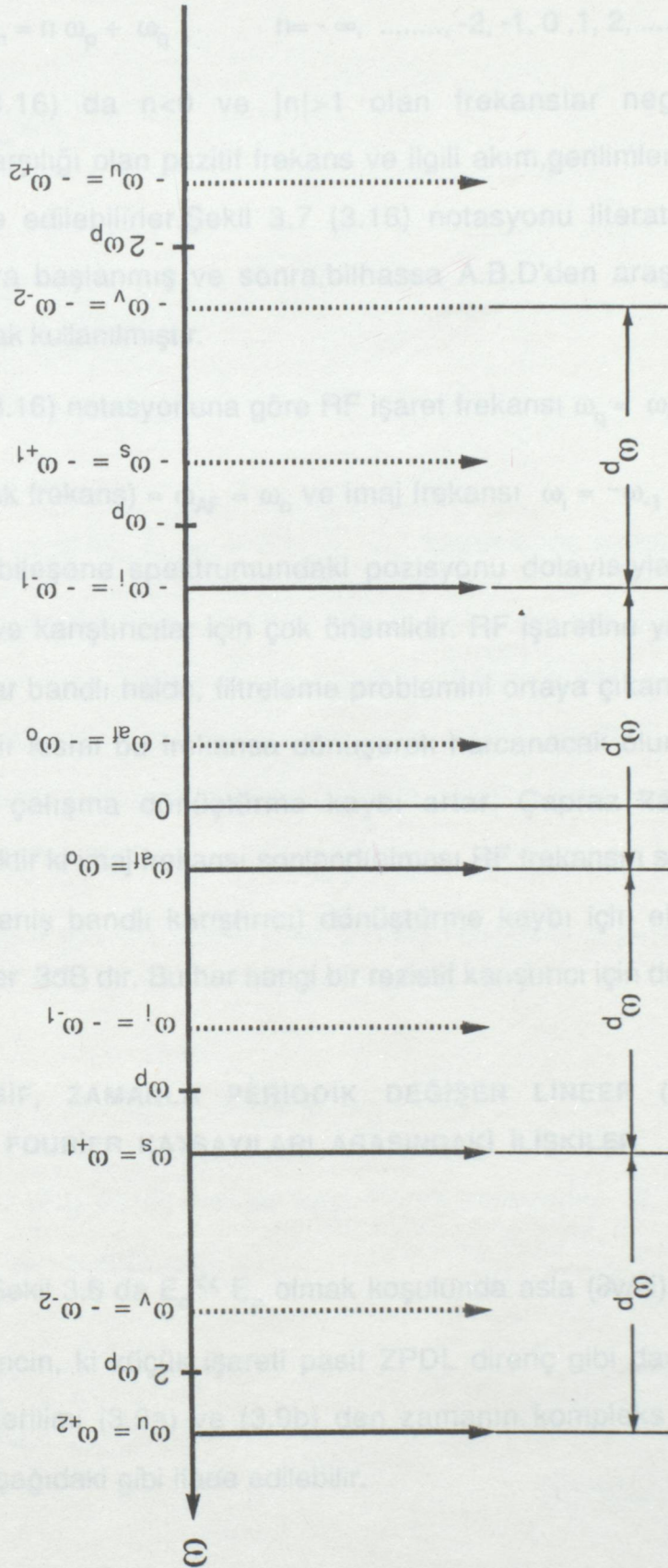
$$m \omega_p \pm \omega_q, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.15)$$

En çok kullanılan uygulamada, bir karıştırıcı sistemi bir yüksek frekans (mikrodalga yada milimetre dalga) nisbeten çok daha alçak bir frekansa - ara frekans, standart 70 MHz yada 30 MHz - düşürmek için kullanılır; bir diğer anlatımla karıştırıcı aşağı dönüştürücüdür ve çıkış frekansı $\omega_p - \omega_q$ dir.

Çıkış frekansı ω_o bağımsız değişken seçilirse, (3.15) şu şekilde ifade edilebilir.



Şekil 3.7 Bir Karıştırıcıda Oluşan Çıkış Frekans Spektrumu ve Kullanılan Notasyon.



$$\omega_n = n \omega_p + \omega_q \quad n = -\infty, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, +\infty \quad (3.16)$$

(3.16) da $n < 0$ ve $|n| > 1$ olan frekanslar negatif olarak ifade edilmiştir, karşılığı olan pozitif frekans ve ilgili akım, gerilimleri kompleks eşlenik olarak elde edilebilirler. Şekil 3.7 (3.16) notasyonu literatürde Saleh [6] ile kullanılmaya başlanmış ve sonra, bilhassa A.B.D'den araştırmacılar tarafından yaygın olarak kullanılmıştır.

(3.16) 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 $\omega_i = -\omega_{-1} = +\omega_p - \omega_o$ dir (Şekil 3.7). Son bileşene spektrumundaki pozisyonu dolayısıyla imaj frekansı adı verilmiştir ve karıştırıcılar için çok önemlidir. RF işaretine yakınlığı dolayısıyla, bilhassa dar bandlı halde, filtreleme problemini ortaya çıkarır. Şayet giriş (RF) gücünün bir kısmı bu frekansa dönüşerek harcanacak olursa, Page bağıntısı gereğince çalışma dönüştürme kaybı artar. Çapraz karıştırıcılar için de gösterilecektir ki imaj frekansı sonlandırılması RF frekansın sonlandırmasına eşit olursa (=geniş bandlı karıştırıcı) dönüştürme kaybı için elde edilebilecek en düşük değer 3dB dir. Bu her hangi bir rezistif karıştırıcı için doğrudur.

3.5.3- PASİF, ZAMANLA PERİODİK DEĞİŞEN LİNEER (ZPDL) DİRENCİN FOURİER KATSAYILARI ARASINDAKİ İLİŞKİLER

Şekil 3.6 da $E_o \ll E_p$ olmak koşulunda asla $(\partial v / \partial i) < 0$ olmayan non-lineer direncin, ki küçük işareti pasif ZPDL direnç gibi davranır, küçük işaret akım ve gerilimi (3.9a) ve (3.9b) den zamanın kompleks fonksiyonu olarak, sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilebilir.



$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{j(n\omega_p + \omega_o)t} \quad (3.16a)$$

$$i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n e^{j(n\omega_p + \omega_o)t} \quad (3.16b)$$

Burada $V_n, I_n, \omega_n = n\omega_p + \omega_o$ frekansında sırasıyla gerilim ve akım kompleks genlikleridir. (3.16a) ve (3.16b) de verilen gerilim ve akım fonksiyonlarının zamanın kompleks fonksiyonları olduğunu hatırla tutulmalıdır. Gerçek fonksiyonları reel yada imajiner kısımları alınarak elde edilir, bununla beraber, kompozit dalga şeklinin bütün gücünü içerirler. $r(t)$ direncine giren net elektrik gücü ;

$$P = \text{Re} \langle v(t) i^*(t) \rangle \text{ dır, ZPDL direncin tanım bağıntısı } v(t) = r(t) i(t) \text{ yi kullanarak,} \quad (3.17a)$$

$$P = \langle r(t) | i(t) |^2 \rangle = \sum_n V_n I_n^* \quad (3.17b)$$

(3.17b) pozitif reel bir sayı olarak sonuçlanır. (3.16a), (3.16b) ve $r(t)$ nin Fourier seri açılımı olan

$$r(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_m e^{j m \omega_p t} \text{ burada } r_m = r_m^* = |r_m| e^{j\theta_m} \quad (3.17c)$$

$$= \langle r(t) e^{-j m \omega_p t} \rangle$$



nı kullanarak $v(t) = r(t)i(t)$ tanım bağıntısı matrisel formda aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ V_{+2} \\ V_{+1} \\ V_0 \\ V_{-1} \\ V_{-2} \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & r_0 & r_1 & r_2 & r_3 & r_4 & \cdot \\ \cdot & \cdot & r_1^* & r_0 & r_1 & r_2 & r_3 & \cdot \\ \cdot & \cdot & r_2^* & r_1^* & r_0 & r_1 & r_2 & \cdot \\ \cdot & \cdot & r_3^* & r_2^* & r_1^* & r_0 & r_1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & r_4^* & r_3^* & r_2^* & r_1^* & r_0 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_{+2} \\ I_{+1} \\ I_0 \\ I_{-1} \\ I_{-2} \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (3.17d)$$

determinantları pozitif veya sıfır olmalıdır ve pasif bir ZPD direncinin Fourier kat sayıları tarafından gerçekleştirilmiştir.

3.6- ÇAPRAZ BAĞLANTI VE EŞDEĞER DEVRELERİ

yada kısaltılmış şekilde

$[V] = [r] [I]$ olarak yazılır. Buna göre (3.17b) matrisel formda,

$$P = \frac{1}{2} [\dot{V}]^t [I] + \frac{1}{2} [I]^t [\dot{V}]$$



$$P = \frac{1}{2} [I]^t \{ [r]^t + [r] \} [I]$$

$$P = \frac{1}{2} [I]^t \{ r_H \} [I] \quad (3.17e)$$

yazılır ve burada $\{ r_H \} = \frac{1}{2} \{ [r] + [r]^t \}$ dır. $P \geq 0$ olabilmesi için gerekli ve yeterli

koşul $\{ r_H \}$ in pozitif matris olmasıdır. Bu $\{ r_H \}$ dan seçilecek her determinantın pozitif olması demektir. Dolayısıyla :

$$r_0, \begin{vmatrix} r_0 & r_1 \\ r_1^* & r_0 \end{vmatrix}, \begin{vmatrix} r_0 & r_1 & r_2 \\ r_1^* & r_0 & r_1 \\ r_2^* & r_1 & r_0 \end{vmatrix}, \begin{vmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_n^* \\ r_1 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_n^* & \dots & \dots & \dots \end{vmatrix} \quad (3.17f)$$

determinatları pozitif yada sıfır olmalıdır ve pasif bir ZPDL direncinin Fourier kat-sayıları tarafından gerçekleştirilmelidir.

3.6- ÇAPRAZ BAĞLANTI VE EŞDEĞER DEVRELERİ

Bu kısımda şekil 3.4 deki küçük işaret eşdeğerinin ilkin T - eşdeğeri verilecektir. T - eşdeğeri, kullanılarak, çapraz karıştırıcıda (3.16) ile verilen

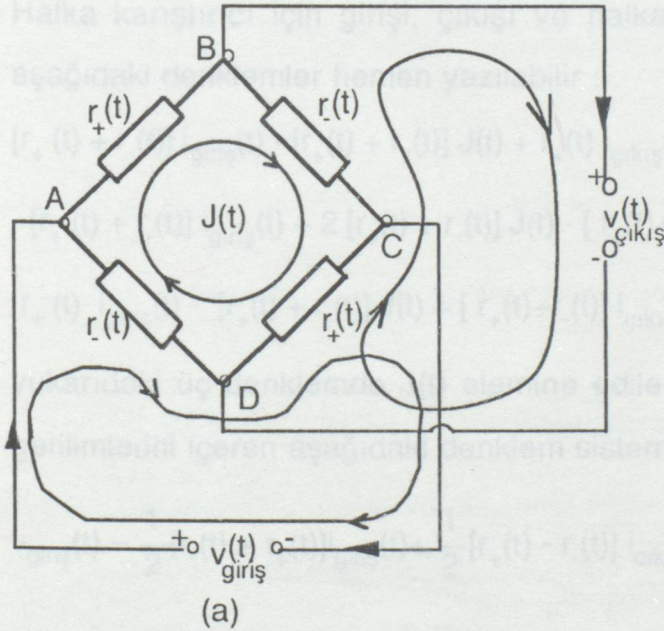
$\omega_n = n \omega_p + \omega_o$ karıştırılma frekanslarının tek ve çift sıralı olanlarının sırasıyla giriş

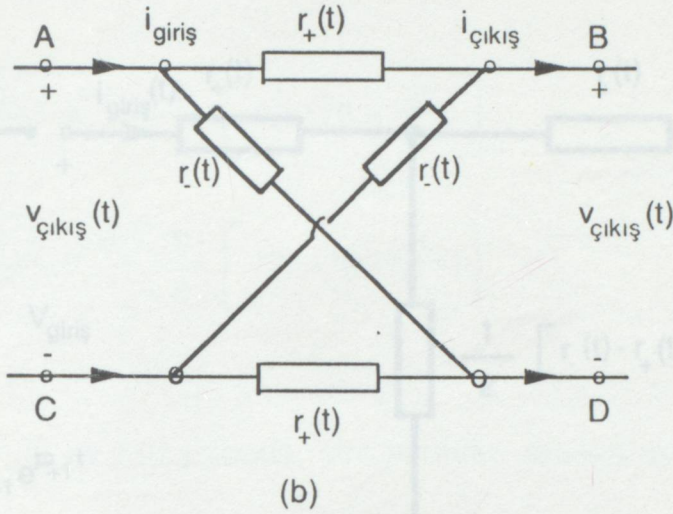


ve çıkış kapısında ayrıldığı gösterilecektir. Bu özellik, çapraz bağlantının filtreleme problemini büyük ölçüde indirgemesini sağlar. Daha sonra dört diodlu çapraz karıştırıcının tek diod karıştırıcı eşdeğerleri verilecektir. Bu devrelerden biri kullanılarak çapraz karıştırıcıların t - domeni denklemleri teşkil edilebilir.

3.6.1- ÇAPRAZ BAĞLANTININ T- EŞDEĞERİ

Şekil 3.6 (a) da çapraz bağlantının halka eşdeğeri verilmiştir.





Şekil 3.6 Çapraz Bağlantı ve Halka Bağlantılı Eşdeğeri

Halka karıştırıcı için girişi, çıkışı ve halkayı içeren üç bağımsız çevre için aşağıdaki denklemler hemen yazılabilir :

$$[r_+(t) + r_-(t)] i_{giriş}(t) - [r_+(t) + r_-(t)] J(t) + r_+(t) i_{çıkış}(t) - v_{giriş}(t) = 0 \quad (3.18a)$$

$$- [r_+(t) + r_-(t)] i_{giriş}(t) + 2 [r_+(t) + r_-(t)] J(t) - [r_+(t) + r_-(t)] i_{çıkış}(t) = 0 \quad (3.18b)$$

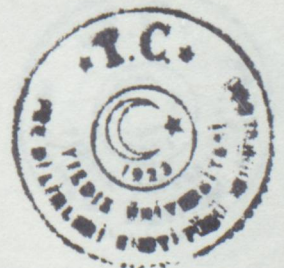
$$r_+(t) i_{giriş}(t) - [r_+(t) + r_-(t)] J(t) + [r_+(t) + r_-(t)] i_{çıkış}(t) - v_{çıkış}(t) = 0 \quad (3.18c)$$

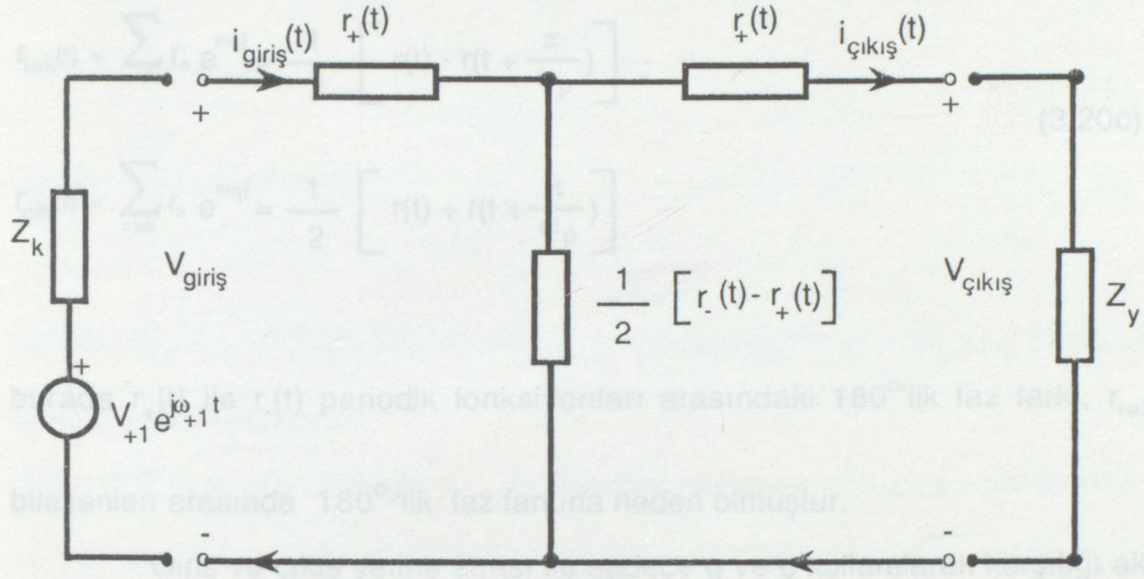
yukarıdaki üç denklemden $J(t)$ elemin edilerek, sadece giriş ve çıkış akım ve gerilimlerini içeren aşağıdaki denklem sistemi elde edilir :

$$v_{giriş}(t) = \frac{1}{2} [r_-(t) + r_+(t)] i_{giriş}(t) + \frac{1}{2} [r_+(t) - r_-(t)] i_{çıkış}(t) \quad (3.19a)$$

$$v_{çıkış}(t) = \frac{1}{2} [r_+(t) - r_-(t)] i_{giriş}(t) + \frac{1}{2} [r_-(t) + r_+(t)] i_{çıkış}(t) \quad (3.19b)$$

(3.19a) ve (3.19b) denklemlerini veren eşdeğer devre şekil 3.7 de verilmiştir.





Şekil 3.7 T- Eşdeğer Devre

3.6.2- TEK VE ÇİFT SIRALI KARIŞTIRMA FREKANSLARININ AYRILMASI

$r_+(t)$ ve $r_-(t)$, ZPDL direnç fonksiyonları, pompa frekansı ω_p nın tek ve çift sıralı frekanslarını içeren iki bileşenin toplamı olarak ifade edilebilir :

$$r_+(t) = r_{\text{çift}}(t) + r_{\text{tek}}(t) \quad (3.20a)$$

$$r_-(t) = -r_{\text{tek}}(t) + r_{\text{çift}}(t) \quad (3.20b)$$

ve



$$r_{tek}(t) = \sum_{n \text{ tek}} r_n e^{jn\omega_p t} = \frac{1}{2} \left[r(t) - r\left(t + \frac{\pi}{\omega_p}\right) \right] ; \quad (3.20c)$$

$$r_{çift}(t) = \sum_{n \text{ tek}} r_n e^{jn\omega_p t} = \frac{1}{2} \left[r(t) + r\left(t + \frac{\pi}{\omega_p}\right) \right] \quad (3.22d)$$

burada Z_{Kn} , Z_{Yn} sırasıyla kaynak ve yük empedanslarının $\omega_n = n\omega_p + \omega_0$ frekansına

burada $r_+(t)$ ile $r_-(t)$ periodik fonksiyonları arasındaki 180° 'lik faz farkı, $r_{tek}(t)$

bileşenleri arasında 180° 'lik faz farkına neden olmuştur.

Giriş ve çıkış yerine sırası ile sadece g ve $\checkmark$ kullanılarak karşılığı akım fonksiyonlarını (3.16b)'den aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$i_g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{gn} e^{j(n\omega_p + \omega_0)t} \quad (3.21a)$$

$$i_{\checkmark}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_{\checkmark n} e^{j(n\omega_p + \omega_0)t} \quad (3.21b)$$

Buna göre T- eşdeğerin çevre denklemleri (3.19a) ve (3.19b)'de (3.20) denklem çiftini kullanarak

$$V_{+1} e^{j\omega_{+1}t} \equiv Z_K i_g(t) + r_{çift}(t) i_g(t) + r_{tek}(t) i_{\checkmark}(t) \quad (3.22a)$$

$$0 \equiv Z_Y i_{\checkmark}(t) + r_{çift}(t) i_{\checkmark}(t) + r_{tek}(t) i_g(t) \quad (3.22b)$$

haline gelir, burada $Z_K i_g(t)$ ve $Z_Y i_{\checkmark}(t)$ terimlerinin tanımları aşağıdadır :



$$Z_{Kg}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{Kn} I_{gn} e^{j(n\omega_p + \omega_o)t} \quad (3.22c)$$

$$Z_{Y\zeta}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{Yn} I_{\zeta n} e^{j(n\omega_p + \omega_o)t} \quad (3.22d)$$

burada Z_{Kn} , Z_{Yn} , sırasıyla kaynak ve yük empedanslarının $\omega_n = n\omega_p + \omega_o$ frekansına karşı düşen değerleridir.

(3.22) denklem çiftinden $i_g(t)$ ve $i_\zeta(t)$ akımlarını çözmek için yöntemlerden biri ve en yaygını "Harmonik dengeleme" yöntemidir. Bu yöntemle t ye göre bir özdeşlik olan bu eşitliğin çözülebilmesi için her bir frekans bileşeni için olmak üzere kararlı-hal denklemi yazılır, böylece $i_g(t)$, $i_\zeta(t)$ deki sonsuz adet bileşen fazör için sonsuz adet lineer denklem sistemi elde edilir. Denklem sisteminin boyutu sonsuz olduğu için çözümü imkansızdır. Uygulamada Z_K ve Z_Y frekansa bağlı olarak kısıtlamalara tabi olduğundan, söz konusu denklem sisteminin boyutu sonlu olur ve dolayısıyla spektrumları sonlu hale gelen $i_g(t)$ ve $i_\zeta(t)$ bulunur.

(3.22)'ye göre Z_K ve Z_Y , $i_g(t)$ ve $i_\zeta(t)$ üzerinde $r_{\zeta ift}(t)$ ve $r_{tek}(t)$ gibi birer operatör olarak ele alınabilirler; sonuçta $Z_K i_g(t)$ ve $Z_Y i_\zeta(t)$ Fourier serisiyle ifade edilebilir, fakat yeni frekans oluşturmazlar, sadece genlik ve faz değişimine neden olur. Buna göre cebrik eliminasyon uygulanarak karıştırma frekanslarının giriş ve çıkış çevrelerinde dağılımı informasyonu elde edilebilir. Buna göre sadece $i_\zeta(t)$ i içeren denklem;

$$\{ [Z_K + r_{\zeta ift}(t)] [Z_Y + r_{\zeta ift}(t)] - [r_{tek}(t)]^2 \} i_\zeta(t) = r_{tek}(t) V_{+1} e^{j\omega_{+1}(t)}$$



(3.23)'ün sağ tarafı $\sum_{n \text{ tek}} r_n V_{+1} e^{j[(n+1)\omega_p + \omega_0]t}$ şeklinde olup, sadece ω_p pompa

frekansının çift katlarını içeren karıştırma frekanslarını içerir. Diğer taraftan (3.23)'ün sol tarafında $i_\zeta(t)$ nin katsayısı ω_p pompa frekansının harmoniklerini içermektedir, eşitliğin gerçekleştirilebilmesi için $i_\zeta(t)$ sadece çift sıralı karıştırma frekanslarını içermelidir :

$$i_\zeta(t) = i_{\text{çift}}(t) = \sum_{n \text{ çift}} I_n e^{j(n\omega_p + \omega_0)t} \quad (3.24a)$$

benzer şekilde (3.23) denklem çiftinden bilinmeyen olarak sadece $i_g(t)$ yi bulunduran

$$\{ [Z_K + r_{\text{çift}}(t)] [Z_Y + r_{\text{çift}}(t)] - [r_{\text{tek}}(t)]^2 \} i_g(t) = [Z_Y + r_{\text{çift}}(t)] V_{+1} e^{j\omega_{+1}(t)} \quad (3.25a)$$

denkleminin mütalaasından $i_g(t)$ nin de sadece tek sıralı karıştırma frekansların içermesi gerektiği sonucu çıkartılabilir :

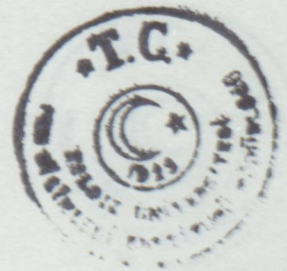
$$i_g(t) = i_{\text{tek}}(t) = \sum_{n \text{ tek}} I_n e^{j(n\omega_p + \omega_0)t} \quad (3.24b)$$

Karıştırıcı zamanla değişmeyen empedanslarla sonlandırıldığından giriş ve çıkış gerilimleri sırasıyla $v_g(t)$ ve $v_\zeta(t)$ de ,

$$v_g(t) = v_{\text{tek}}(t) = \sum_{n \text{ tek}} V_n e^{j(n\omega_p + \omega_0)t} \quad (3.24c)$$

$$v_\zeta(t) = v_{\text{çift}}(t) = \sum_{n \text{ çift}} V_n e^{j(n\omega_p + \omega_0)t} \quad (3.24d)$$

yazılabilir .



3.6.3- TEK DİODLU KARIŞTIRICI EŞDEĞERLERİ

Bir çapraz bağlantıda tek ve çift sıralı karıştırma frekanslarının sırasıyla giriş ve çıkış kapılarında ayrılmasını göz önüne alınmak suretiyle filtreler kullanılarak seri veya şönt tek diod eşdeğerleri verilmiştir. (şekil 3.8)

Verilen dört eşdeğer devrede de $r(t)$ nın akım $i(t)$ ve gerilimi $v(t)$ bütün karıştırma frekanslarını ($\omega_n = n\omega_p + \omega_o$; $n = -\infty, \dots, +\infty$) içermektedir. Şekil 3.8 de verilen devrelerden (a) ve (b) için t - domeni denklemleri daha önce yazılmıştı. Şimdi tek diodlu eşdeğerlerden biri için yazılacak t - domeni denklemlerinin aynı olduğunu gösterelim. ZPDL bir direnç tanım denklemi;

$$v(t) = r(t) i(t) \quad (3.25a)$$

burada;

$$v(t) = v_{\text{çift}}(t) + v_{\text{tek}}(t) \quad (3.25b)$$

$$i(t) = i_{\text{çift}}(t) + i_{\text{tek}}(t) \quad (3.25c)$$

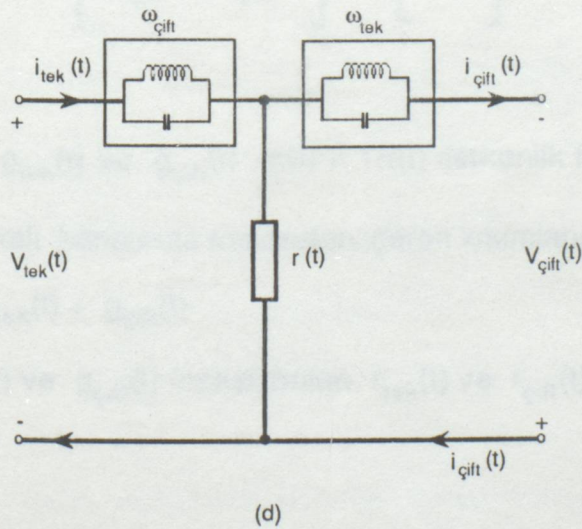
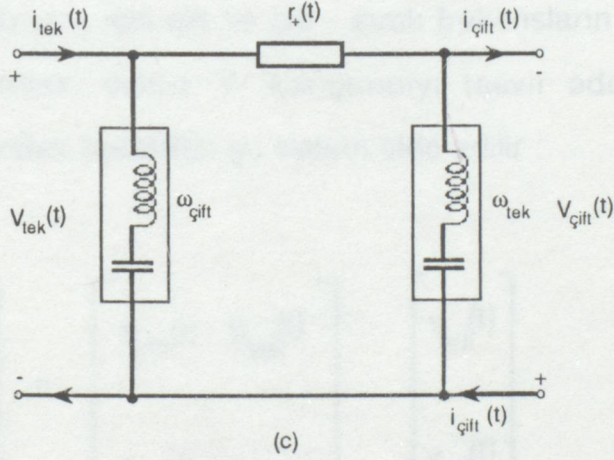
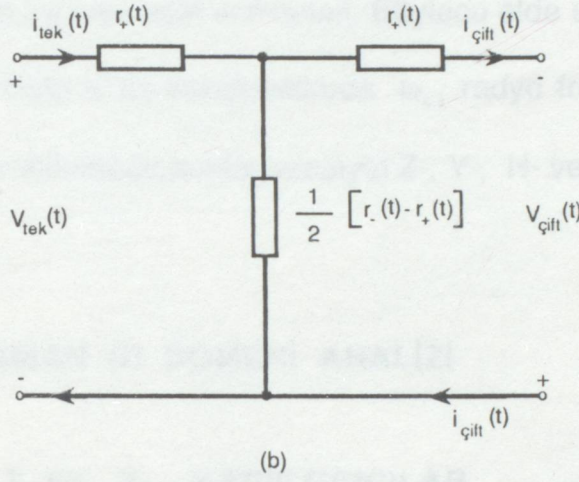
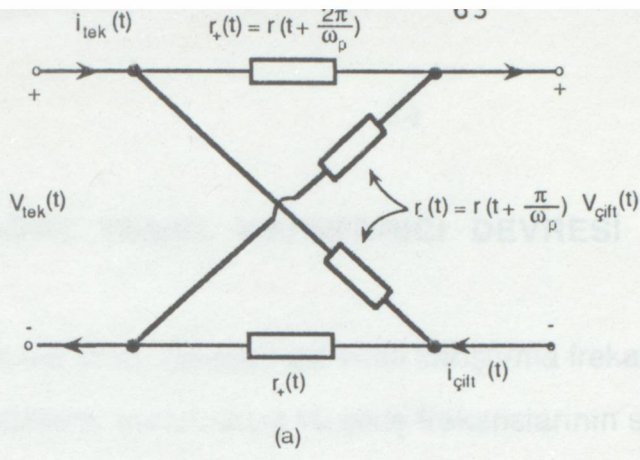
$$r(t) = r_{\text{çift}}(t) + r_{\text{tek}}(t) \quad (3.25d)$$

dır, buna göre $v_{\text{tek}}(t)$, $v_{\text{çift}}(t)$ ve $i_{\text{tek}}(t)$, $i_{\text{çift}}(t)$ arasındaki bağıntı aşağıda matris formunda yazılabilir :

$$\begin{bmatrix} v_{\text{tek}}(t) \\ v_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{\text{çift}}(t) & r_{\text{tek}}(t) \\ r_{\text{tek}}(t) & r_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{tek}}(t) \\ i_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

bu bağıntılar (3.19) (a) ve (b) ye özdeşdir.





Sekil 3-8 Çapraz Bağlantı ve Dört Esdeğer Karıştırıcı Devresi



3.7- 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-açık , kısa-kısa , açık-kısa ve kısa-açık edilmeleri. Böylece elde edilmiş dört tip karıştırıcı şekil 3.9 da verilmiştir ki bu karıştırıcılarda ω_{+1} radyo frekans işareti; ω_0 alçak frekansa dönüştürülmektedir, bunlar sırasıyla Z-, Y-, H- ve G- karıştırıcılara karşı düşerler.

3.8- ZAMAN (t) DOMENİ ANALİZİ

3.8.1. Z- VE Y- KARIŞTIRICILAR

Z karıştırıcısı için tek ve çift - sıralı frekansların ayrılması (3.26) denklemlerini değiştirmez, yalnız Y- karıştırıcıyı tasvir edebilmesi için (3.26) denklem sisteminden hareketle şu sistem elde edilir :

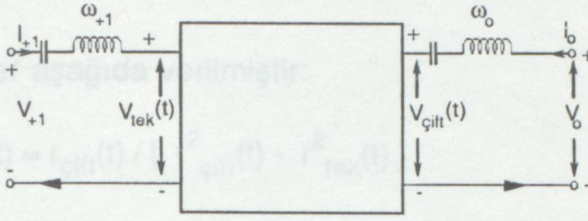
$$\begin{bmatrix} i_{\text{tek}}(t) \\ i_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{\text{çift}}(t) & g_{\text{tek}}(t) \\ g_{\text{tek}}(t) & g_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\text{tek}}(t) \\ v_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} \quad (3.27a)$$

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

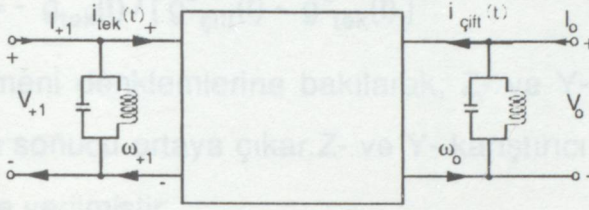
$$g(t) = g_{\text{tek}}(t) + g_{\text{çift}}(t) \quad (3.27b)$$

ve $g_{\text{tek}}(t)$ ve $g_{\text{çift}}(t)$ fonksiyonları, $r_{\text{tek}}(t)$ ve $r_{\text{çift}}(t)$ fonksiyonları cinsinden ve tersi

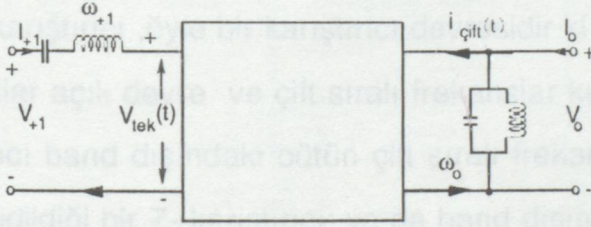




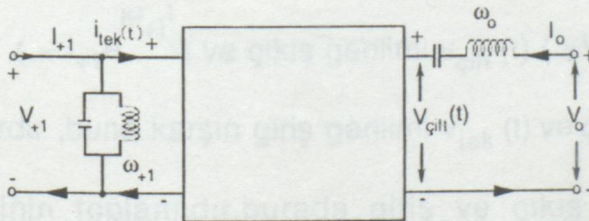
(a) Z-Karıştırıcı



(b) Y-Karıştırıcı



(c) H-Karıştırıcı



(d) G-Karıştırıcı

Şekil 3.9 Dört Temel Tip Karıştırıcı

Kareler Şekil 3.8'deki eşdeğer devrelerden birini temsil eder. Bunlar sırası ile Z-, Y-, H-, G- karıştırıcılara karşı düşerler.



ilişkiler aşağıda verilmiştir:

$$g_{\text{çift}}(t) = r_{\text{çift}}(t) / [r_{\text{çift}}^2(t) - r_{\text{tek}}^2(t)] \quad (3.27c)$$

$$g_{\text{tek}}(t) = - r_{\text{tek}}(t) / [r_{\text{çift}}^2(t) - r_{\text{tek}}^2(t)] \quad (3.27d)$$

$$r_{\text{çift}}(t) = g_{\text{çift}}(t) / [g_{\text{çift}}^2(t) - g_{\text{tek}}^2(t)] \quad (3.27e)$$

$$r_{\text{tek}}(t) = - g_{\text{tek}}(t) / [g_{\text{çift}}^2(t) - g_{\text{tek}}^2(t)] \quad (3.27f)$$

t - domeni denklemlerine bakılarak, Z- ve Y- karıştırıcıların birbirlerinin duali olduğu sonucu ortaya çıkar. Z- ve Y- karıştırıcı eşdeğer devreleri Şekil 3.10 ve 3.11 de verilmiştir.

3.8.2. H- VE G- KARIŞTIRICILAR

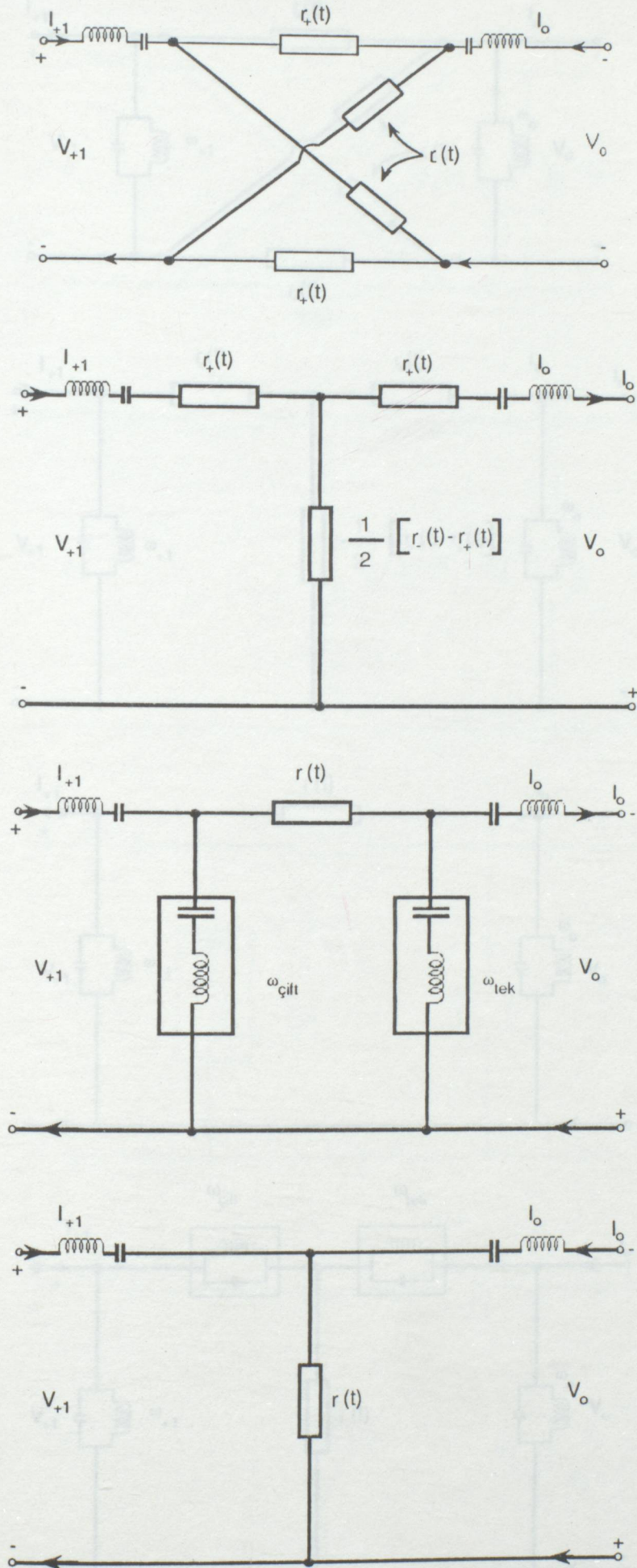
Bir H- karıştırıcı ,öyle bir karıştırıcı devresidir ki band dışındaki bütün tek - sıralı frekanslar açık devre ve çift sıralı frekanslar kısa-devre edilir. Dolayısıyla, bu tip karıştırıcı band dışındaki bütün çift sıralı frekansların sonsuz adet filtreye kısa devre edildiği bir Z- karıştırıcı; ya da band dışındaki bütün tek sıralı frekansların sonsuz adet filtreye açık devre edildiği bir Y- karıştırıcı olarak düşünülebilir. G- karıştırıcıda Şekil 3.12 de verilen H- karıştırıcının dualidir. (Şekil 3.13)

Şekil 3.12 deki H- karıştırıcı devresinden görüldüğü gibi, giriş akımı

$$i_{\text{tek}}(t) \quad (= I_{+1} e^{j\omega_+ t}) \text{ ve çıkış gerilimi } v_{\text{çift}}(t) \quad (= V_o e^{j\omega_o t}) \text{ tek frekanslı (= saf ton)}$$

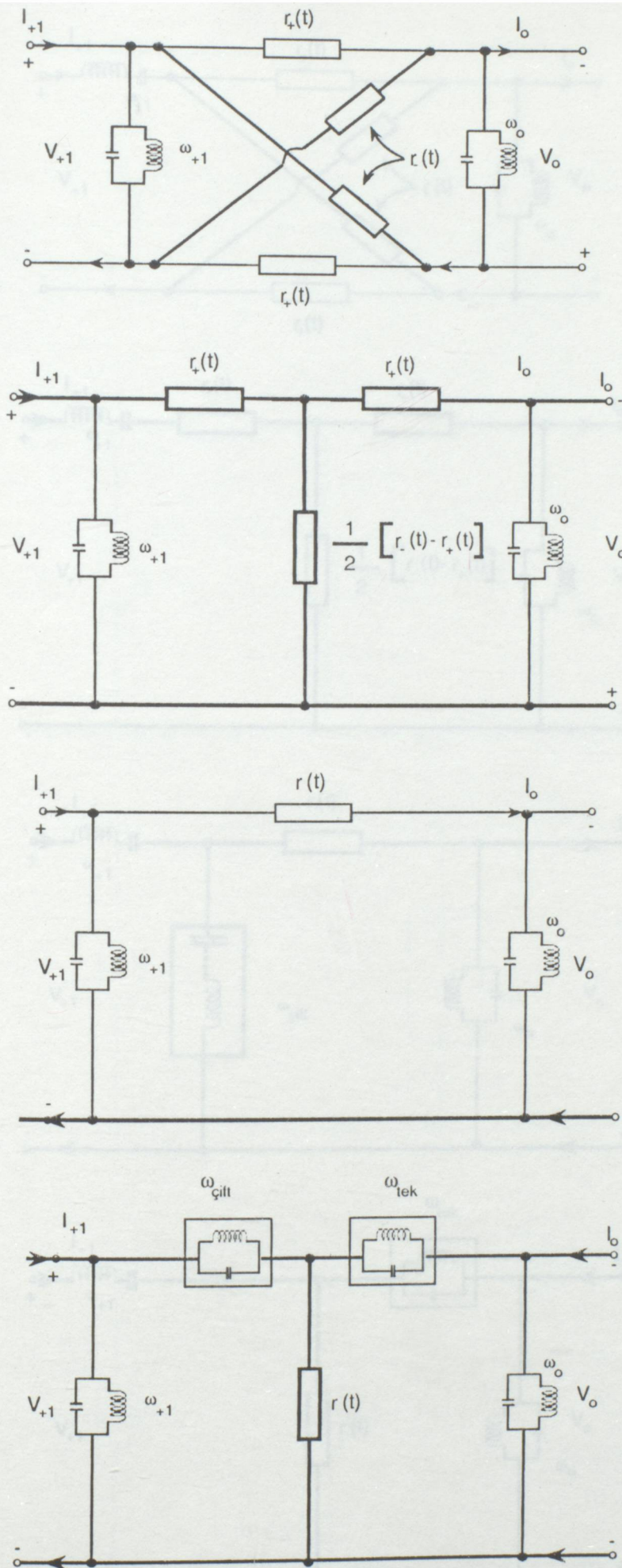
işaretlerdir ;buna karşın giriş gerilimi $v_{\text{tek}}(t)$ ve çıkış akımı $i_{\text{çift}}(t)$ bir çok frekans bileşeninin toplamıdır, burada giriş ve çıkış terimlerinin çapraz yapı için kullanıldığını hatırlatalım. Böylece böyle bir devreyi analiz etmenin yegane yolu giriş gerilimi ve çıkış akımını giriş akım ve çıkış geriliminin bir fonksiyonu olarak



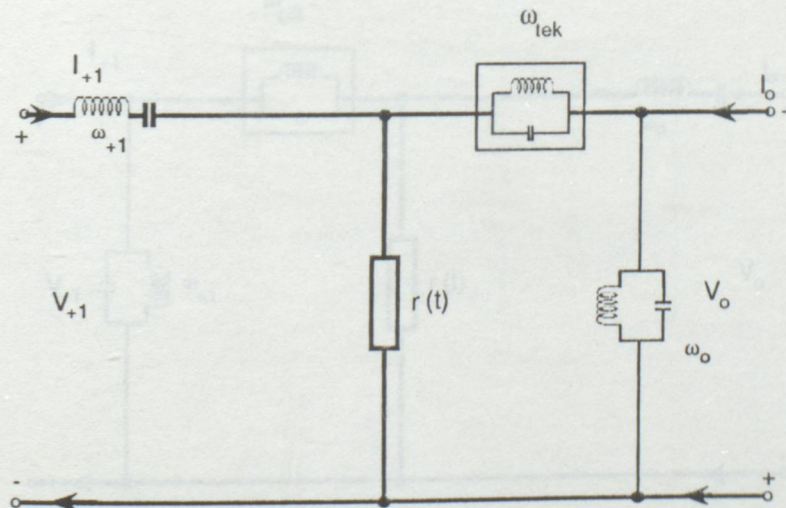
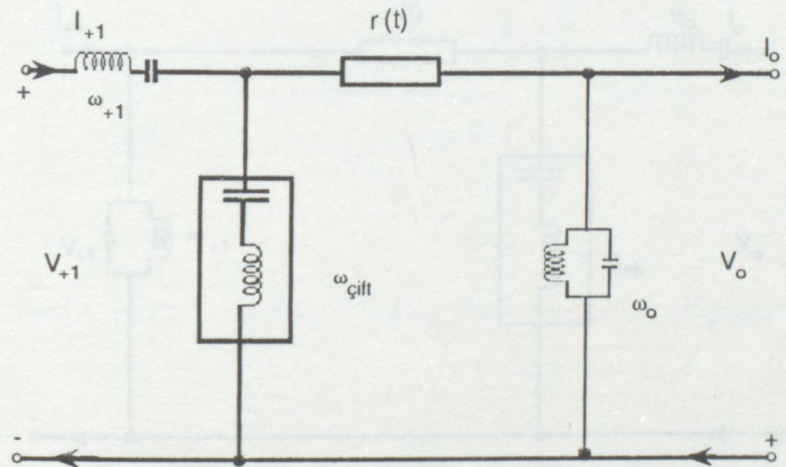
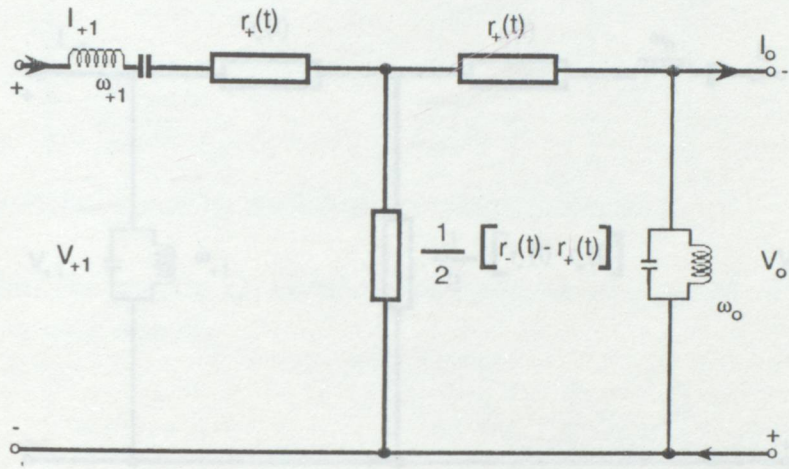
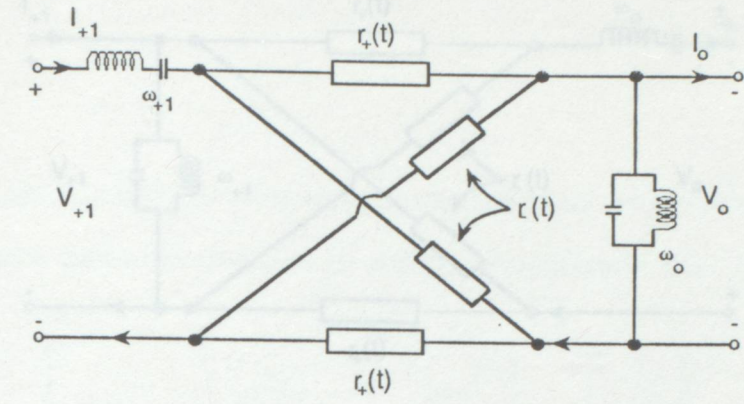


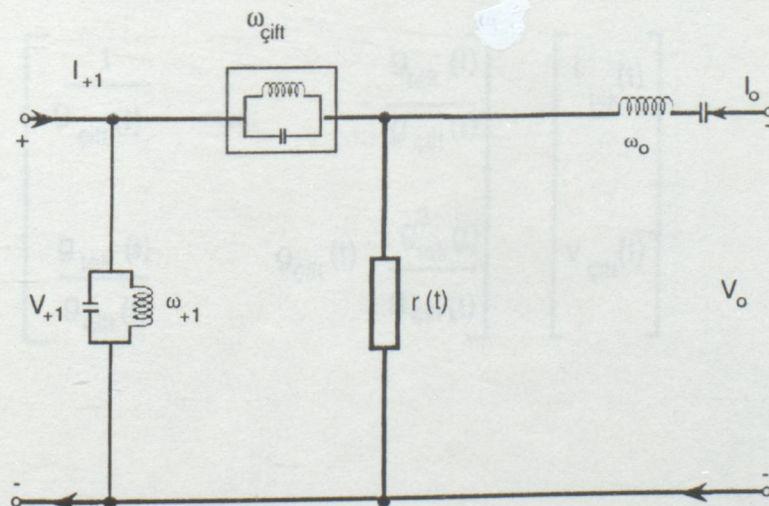
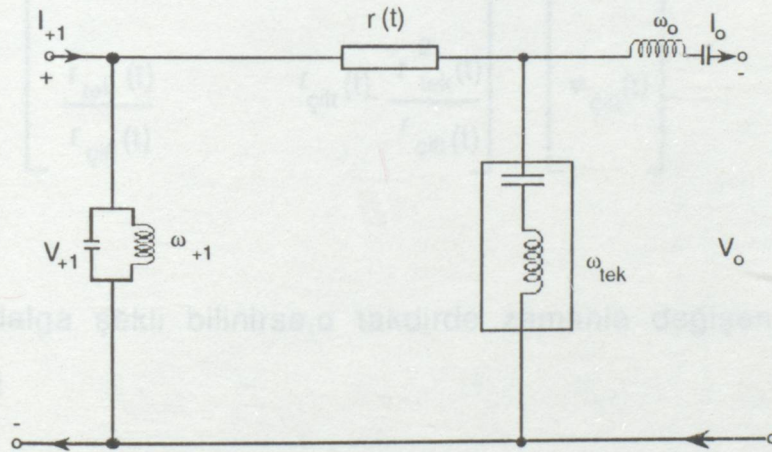
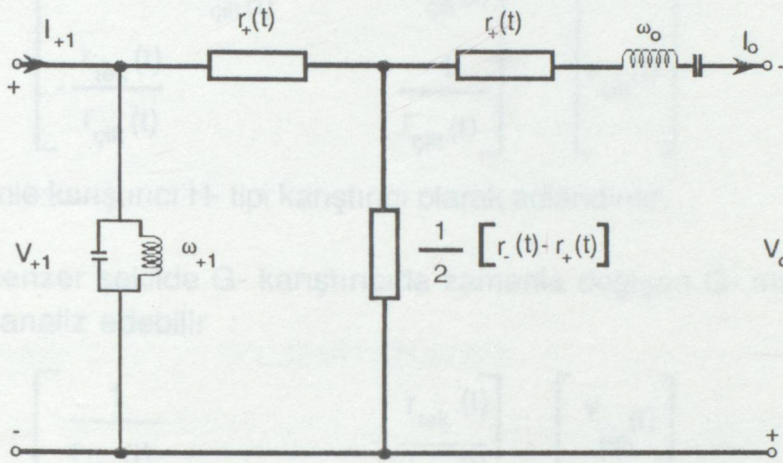
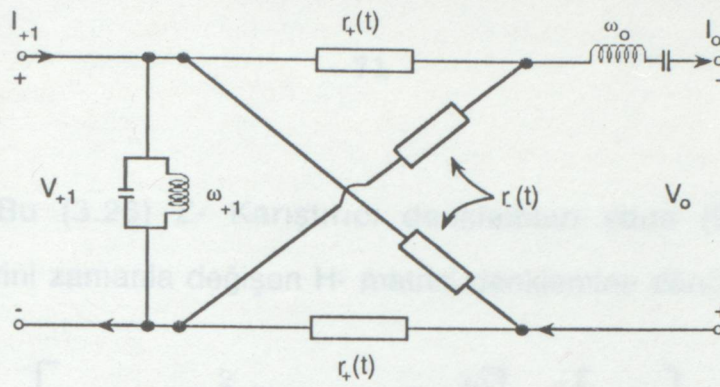
Sekil 3.10. Dört Edeğer 7- Karıştırıcısı





Şekil 3.11 Dört Eşdeğer Y- Karışlıncısı





bulmaktır. Bu (3.26) Z- Karıştırıcı denklemleri yada (3.27) Y- karıştırıcı denklemlerini zamanla değişen H- matrisi denklemine dönüştürerek elde edilir:

$$\begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ i_{çift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_{çift}(t) - \frac{r_{tek}^2(t)}{r_{çift}(t)}}{r_{çift}(t)} & \frac{r_{tek}(t)}{r_{çift}(t)} \\ -\frac{r_{tek}(t)}{r_{çift}(t)} & \frac{1}{r_{çift}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} \quad (3.28a)$$

ve bu nedenle karıştırıcı H- tipi karıştırıcı olarak adlandırılır.

Benzer şekilde G- karıştırıcıda zamanla değişen G- matris denklemini kullanarak analiz edebilir :

$$\begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_{çift}(t)} & -\frac{r_{tek}(t)}{r_{çift}(t)} \\ \frac{r_{tek}(t)}{r_{çift}(t)} & \frac{r_{tek}^2(t)}{r_{çift}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} \quad (3.29a)$$

İletkenlik dalga şekli bilinirse, o takdirde zamanla değişen H- karıştırıcı denklemleri

$$\begin{bmatrix} v_{tek}(t) \\ i_{çift}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{g_{çift}(t)} & -\frac{g_{tek}(t)}{g_{çift}(t)} \\ \frac{g_{tek}(t)}{g_{çift}(t)} & \frac{g_{tek}^2(t)}{g_{çift}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{tek}(t) \\ v_{çift}(t) \end{bmatrix} \quad (3.28b)$$

halini alır; aynı zamanla değişen G- karıştırıcı denklemleri ile aşağıdaki gibi olur :

$$\begin{bmatrix} i_{\text{tek}}(t) \\ v_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{\text{çift}}(t) - \frac{g_{\text{tek}}^2(t)}{g_{\text{çift}}(t)} & \frac{g_{\text{tek}}(t)}{g_{\text{çift}}(t)} \\ -\frac{g_{\text{tek}}(t)}{g_{\text{çift}}(t)} & \frac{1}{g_{\text{tek}}(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\text{tek}}(t) \\ i_{\text{çift}}(t) \end{bmatrix} \quad (3.29b)$$

3.9 FREKANS (ω) DOMENİ ANALİZİ

(3.24;a,b,c,d) denklemlerini kullanarak, H- karıştırıcının zaman - domenî H- matris denklemleri (3.28) (a) yada (b) frekans domeninde sonsuz H- matris formunda yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ I_{+2} \\ V_{+1} \\ I_0 \\ V_{-1} \\ I_{-2} \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & H_{+2,+2} & H_{+2,+1} & H_{+2,0} & H_{+2,-1} & H_{+2,-2} \\ \cdot & H_{+1,+2} & H_{+1,+1} & H_{+1,0} & H_{+1,-1} & H_{+1,-2} \\ \cdot & H_{0,+2} & H_{0,+1} & H_{0,0} & H_{0,-1} & H_{0,-2} \\ \cdot & H_{-1,+2} & H_{-1,+1} & H_{-1,0} & H_{-1,-1} & H_{-1,-2} \\ \cdot & H_{-2,+2} & H_{-2,+1} & H_{-2,0} & H_{-2,-1} & H_{-2,-2} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ V_{+2} \\ I_{+1} \\ V_0 \\ I_{-1} \\ V_{-2} \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} \quad (3.28c)$$



Burada harmonik dengeleme yöntemi kullanıldı ve

$$H_{m,n} = +H_{n,m}^* = \left\langle \left[r_{\text{çift}}(t) - \frac{r_{\text{tek}}^2(t)}{r_{\text{çift}}(t)} \right] e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle \quad m,n \text{ tek} \quad (3.28d)$$

$$= \left\langle \frac{1}{g_{\text{çift}}(t)} e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle$$

$$H_{m,n} = +H_{n,m}^* = \left\langle \frac{1}{r_{\text{çift}}(t)} e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle \quad m,n \text{ çift} \quad (3.28e)$$

$$= \left\langle \left[g_{\text{çift}}(t) - \frac{g_{\text{tek}}^2(t)}{g_{\text{çift}}(t)} \right] e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle$$

ve;

$$H_{m,n} = -H_{n,m}^* = \left\langle \frac{r_{\text{tek}}(t)}{r_{\text{çift}}(t)} e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle \quad m \text{ tek}, n \text{ çift} \quad (3.28f)$$

$$\left\langle \frac{g_{\text{tek}}(t)}{g_{\text{çift}}(t)} e^{-j(m-n)\omega_p t} \right\rangle$$

Şekil 3.12 deki H karıştırıcısı;

$$V_n = 0 \quad n \text{ çift}, \quad n \neq 0 \quad \text{ve} \quad I_n = 0 \quad n \text{ tek}, \quad n \neq 1 \quad (3.28g)$$

eşitlikleriyle karakterize edilir ve böylece (3.28c)deki iki-kapılı H-matris



denklemine indirgenir :

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{+1,+1} & H_{+1,0} \\ -H_{+1,0}^* & H_{0,0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Daha önce de bahsedildiği gibi imaj frekansı ω_{-1} , işaret frekansı ω_{+1} e yakın olması (ki fark sadece $2 \times \omega_o$) nedeniyle çok önemlidir, dolayısıyla bu frekans diğer band dışı frekanslardan ayrı muamele edildiği takdirde, üç - kapılı H - matrisi denklemi kullanılmalıdır :

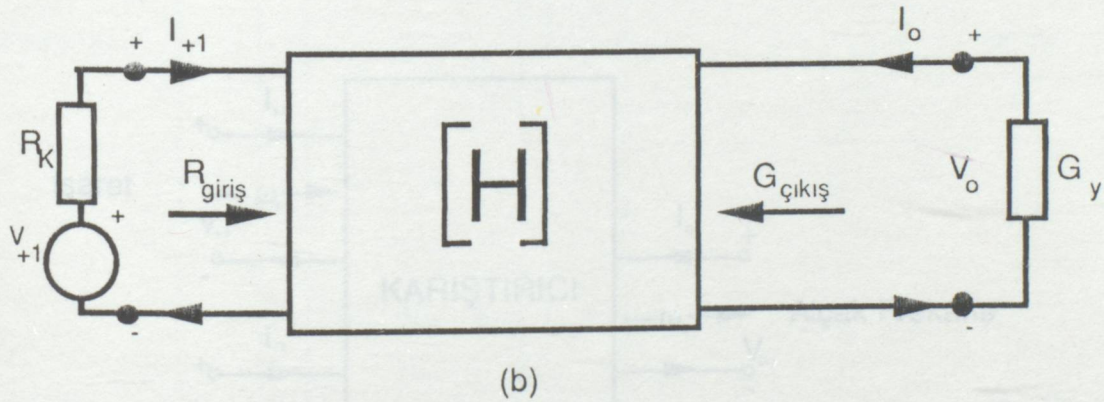
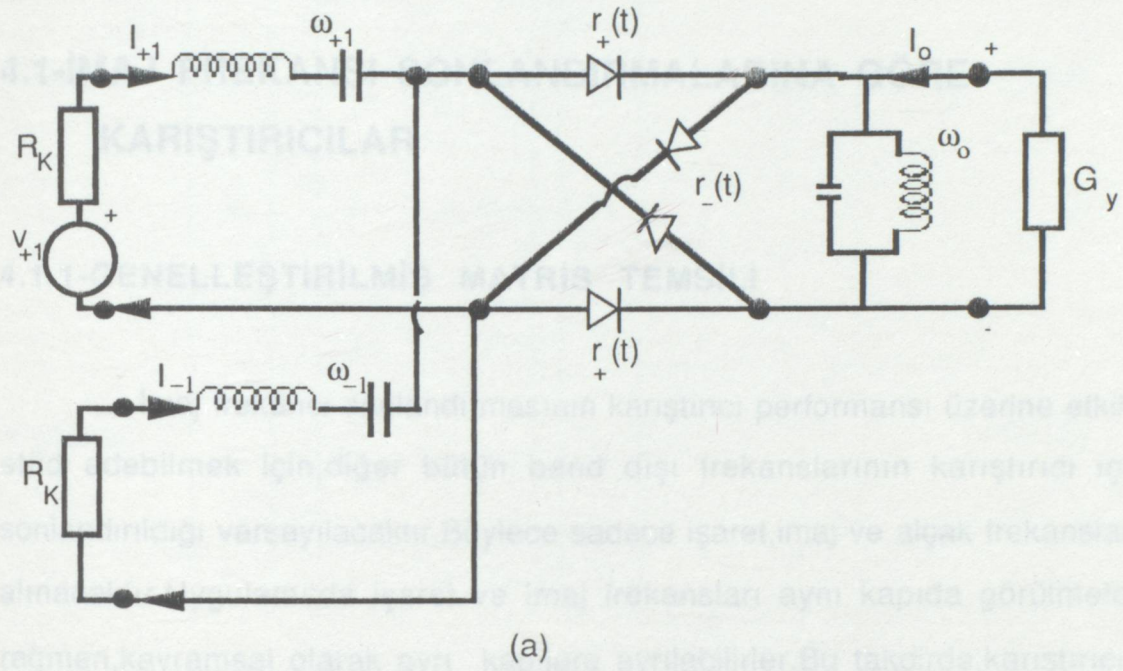
$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{+1,+1} & H_{+1,0} & H_{+1,-1} \\ -H_{+1,0}^* & H_{0,0} & H_{0,-1} \\ H_{+1,-1} & -H_{0,-1}^* & H_{-1,-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} \quad (3.31a)$$

Uygulamada karıştırıcılar imaj frekansının sonlandırmasına göre sınıflandırılırlar. İmaj frekansı sonlandırmasının işaret frekansının sonlandırmasına eşit olma durumu GENİŞ BANDLI kuvvetlendirici adını alır. (şekil 3.14a)

$$V_{-1} = -I_{-1} R_K \quad (3.31b)$$



BÖLÜM 4



Şekil 3.14 (a) Dört diod çapraz H - karıştırıcı
(b) İki - kapılı temsili

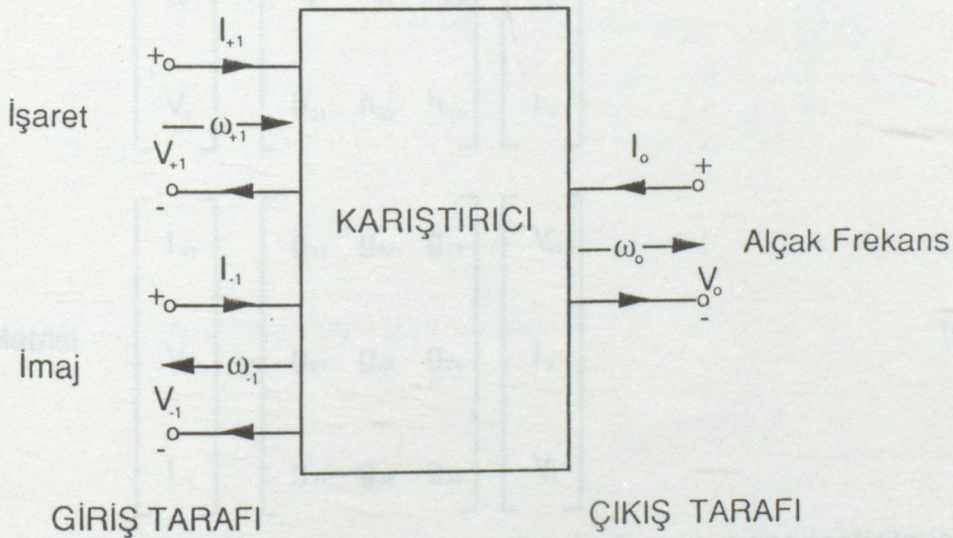


BÖLÜM 4

4.1-İMAJ FREKANSI SONLANDIRMALARINA GÖRE KARIŞTIRICILAR

4.1.1-GENELLEŞTİRİLMİŞ MATRİS TEMSİLİ

İmaj frekansı sonlandırmasının karıştırıcı performansı üzerine etkilerini etüd edebilmek için,diğer bütün band dışı frekanslarının karıştırıcı içinde sonlandırıldığı varsayılacaktır.Böylece sadece işaret,imaj ve alçak frekanslar ele alınacaktır.Uygulamada işaret ve imaj frekansları aynı kapıda görölmelerine rağmen,kavramsal olarak ayrı kapılara ayrılabilirler.Bu takdirde,karıştırıcı üç-kapılıyla temsil edilebilir.(Şekil 4.1)



Şekil 4.1 Bir karıştırıcının üç-kapılı temsili.

Geçen bölümde anlatılan dört temel iki-kapılı karıştırıcı devre matrisleri üç-kapılı devre için genişletilebilir;

Z-Matrisi

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_0 \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_0 \\ I_{-1} \end{bmatrix} \quad (4.1a)$$

Y-Matrisi

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_0 \\ I_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_0 \\ V_{-1} \end{bmatrix} \quad (4.1b)$$

H-Matrisi

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_0 \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_0 \\ I_{-1} \end{bmatrix} \quad (4.1c)$$

G-Matrisi

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_0 \\ I_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_0 \\ V_{-1} \end{bmatrix} \quad (4.1d)$$

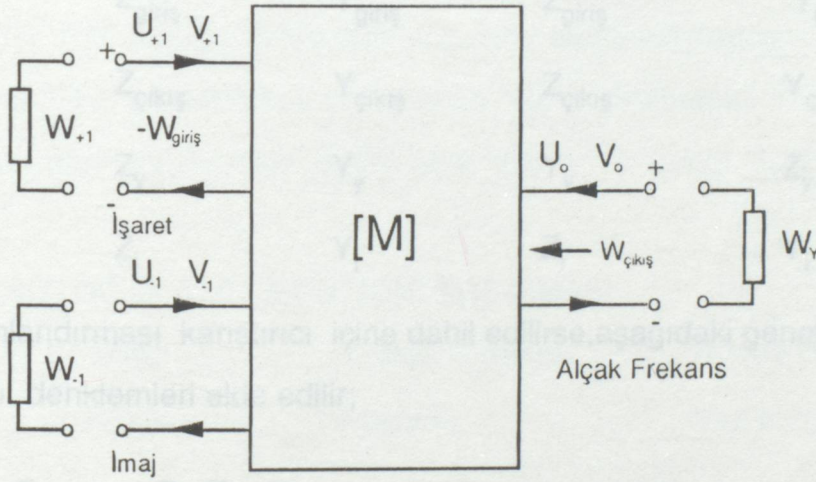
Yukardaki matrisler arasındaki dualite bağıntısı genelleştirilmiş bir temsil edilmeyi teklif etmektedir;



M-Matrisi

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_0 \\ U_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_0 \\ V_1 \end{bmatrix}$$

(4.2)



Şekil 4.2 Genelleştirilmiş üç-kapılı temsili



TABLO 4.1

GENELLEŞTİRİLMİŞ NOTASYONLARIN ANLAMI

M	Z	Y	H	G
m_{ij}	z_{ij}	y_{ij}	h_{ij}	g_{ij}
U_{+1}	V_{+1}	I_{+1}	V_{+1}	I_{+1}
V_{+1}	I_{+1}	V_{+1}	I_{+1}	V_{+1}
U_o	V_o	I_o	I_o	V_o
U_{-1}	V_{-1}	I_{-1}	V_{-1}	I_{-1}
W_k	Z_k	Y_k	Z_k	Y_k
$W_{giriş}$	$Z_{giriş}$	$Y_{giriş}$	$Z_{giriş}$	$Y_{giriş}$
$W_{çıkış}$	$Z_{çıkış}$	$Y_{çıkış}$	$Z_{çıkış}$	$Y_{çıkış}$
W_y	Z_y	Y_y	Y_y	Z_y
W_i	Z_i	Y_i	Z_i	Y_i

İmaj sonlandırması karıştırıcı içine dahil edilirse, aşağıdaki genelleştirilmiş iki-kapılı denklemleri elde edilir;

$$\begin{bmatrix} U_{+1} \\ U_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (4.3a)$$

burada $M_{ij} = m_{ij} - \frac{m_{i3}m_{j3}}{m_{33}+W_{-1}}$ $i, j = 1, 2$ (4.3b)



Bu takdirde karıştırıcının performansı lineer iki-kapılı teorisiyle hesaplanabilir. Bununla cevaplandırılması gereken iki önemli soru vardır;

1 - Optimum imaj sonlandırması nedir?

2 - İşaret ve imaj frekansları aynı empedanslarla sonlandırılırsa, (=geniş bandlı giriş sonlandırması) optimum kaynak empedansı ve dönüştürme kaybı nedir?

Genel bir M-matrisi için bu soruların cevabı doğrudan verilebilmesine karşın ağır yüklü cebrik manipülasyon ihtiva eder. Bununla beraber, M-matrisinin reel olması halinde -ki bizim halimizdir.-neticeler basittir.

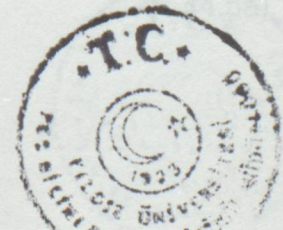
4.1.2 REEL MATRİSLERLE TEMSİL EDİLEBİLEN KARIŞTIRICILAR

M- matrisi reel olduğu halde, optimum imaj sonlandırmasının ya açık yada kısa devre olduğu gösterilebilir.[1] Böylece ele alınabilecek üç tip önemli imaj sonlandırması vardır: Kısa devre, açık devre ve geniş bandlı giriş. (Tablo 2)

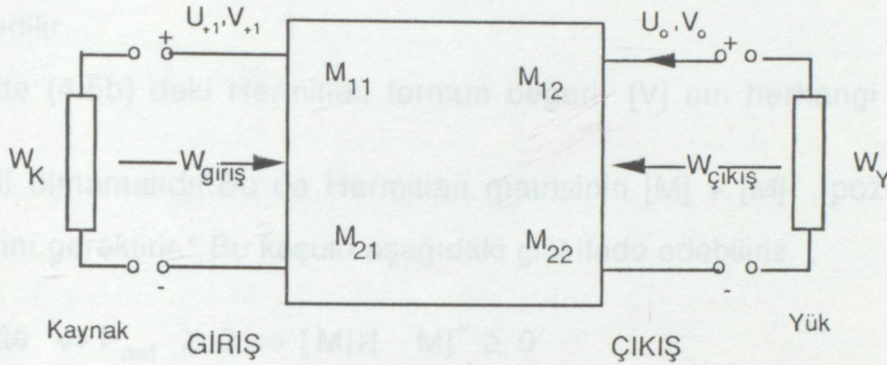
TABLO 4.2. ÜÇ ÖNEMLİ İMAJ SONLANDIRMASI

Hal	Koşul	Z-veya H-Matrisi	Y-veya G-Matrisi
1	$W_i = \infty$	Açık İmaj	Kısa İmaj
2	$W_i = W_k$	GENİŞBANDLI	GİRİŞ
3	$W_i = 0$	Kısa İmaj	Açık İmaj

1 ve 3 nolu karıştırıcılar, kaynak ve yük sonlandırmasından bağımsız iki-kapılı olarak ele alınabilir, oysa iki nolu genişbandlı giriş hali için durum böyle değildir, iki-kapılı parametreleri kaynak direncine bağlıdır, dolayısıyla sonuçları ayrıca ele alınmalıdır. Önce passivite, resiprosite ve kararlılık gibi iki-kapılı matris özellikleri ele alınacaktır.



4.2-İKİ KAPILI MATRİS ÖZELLİKLERİ



Şekil 4.3 Genelleştirilmiş iki-kapalı

Şekil 4.3'deki genelleştirilmiş iki-kapılıda kullanılan notasyonların anlamları Tablo 4.1'deki ile aynıdır. Burada önemli olan husus, resiprok bir iki-kapılıda; $Z_{12} = Z_{21}$ ve $Y_{12} = Y_{21}$, $H_{12} = -H_{21}$ ve $G_{12} = -G_{21}$ dir. Böylece

$$\begin{aligned} &+ [M] = [Z] \text{ veya } [Y] \\ \text{resiprosite } \Leftrightarrow M_{12} &= \pm M_{21} \quad \left\{ \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right. \\ &- [M] = [H] \text{ veya } [G] \end{aligned} \quad (4.4)$$

4.2.1 PASİVİTE

Bir sistem, ancak ve ancak, kabul edilebilir bütün kapı gerilim ve akım kombinezonları için sisteme giren toplam ortalama güç P_{net} negatif değilse pasiftir. Sistem pasif değilse aktiftir. [28] Genelleştirilmiş notasyonları kullanarak, P_{net} için matris formunda aşağıdaki ifade yazılabilir:

$$P_{\text{net}} = \frac{1}{2} ([V]^+ [U] + [U]^+ [V]) \quad (4.5a)$$



İki kapılı için $[U] = [M] [V]$ bağıntısı kullanarak,

$$P_{\text{net}} = \frac{1}{2} [V]^+ ([M] + [M]^+) [V] \quad (4.5b)$$

elde edilir

Pasivite (4.5b) deki Hermitian formun değeri $[V]$ nın herhangi bir değeri için

negatif olmamalıdır. Bu da Hermitian matrisinin $[M] + [M]^+$ pozitif yarı tanımlı olmasını gerektirir.* Bu koşulu aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$\text{Pasivite} \Leftrightarrow P_{\text{net}} \geq 0 \Leftrightarrow [M] + [M]^+ \geq 0 \quad (4.5c)$$

* + sembolü kompleks eşlenik transpozeyi temsil etmektedir.

Gerçekte (4.5c) bağıntısı uyarma vektörü $[V]$ ile cevap vektörü $[U]$ nun (4.5a) güç bağıntısını sağlamaları koşulu ile n - kapılının herhangi bir matris temsili için doğrudur.

Genel iki-kapılı Hermitian matris $[M] + [M]^+$ aşağıdaki şekilde verilebilir:

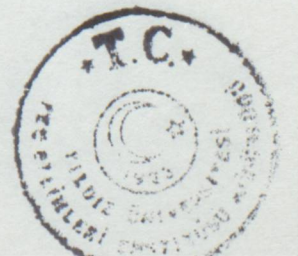
$$[M] + [M]^+ = \begin{bmatrix} 2M'_{11} & M'_{12} + M_{21} \\ M'_{21} + M_{12}^* & 2M'_{22} \end{bmatrix} \quad (4.5d)$$

$$\text{Burada } M'_{ij} = \text{Re} (M_{ij}), \quad (4.5e)$$

$M^i_{ij} = \text{Im} (M_{ij})$ dir. Bu matrisin pozitif yarıtanımlı olabilmesi için gerekli ve yeterli koşul;

$$M'_{11} \geq 0 \quad M'_{22} \geq 0 \quad (4.6a)$$

ve



$$\det ([M] + [M]^+) \geq 0 \quad (4.6b)$$

olmalıdır. (4.5g) ve (4.5f) nın biri diğeri içerir. (4.5g) i aşağıdaki formlarla ifade edilebilir;

$$4 M_{11}^r M_{22}^r \geq |M_{12} + M_{21}^*|^2 \quad (\geq 0) \quad (4.6c)$$

$$4 M_{11}^r M_{22}^r \geq |M_{12}|^2 + |M_{21}|^2 + 2\text{Re}(M_{12} M_{21}) \quad (4.6d)$$

$$4 M_{11}^r M_{22}^r \geq (M_{12}^r + M_{21}^r)^2 + (M_{12}^i - M_{21}^i)^2 \quad (4.6e)$$

$$4 M_{11}^r M_{22}^r \geq 4 M_{12}^r M_{21}^r + |M_{12} - M_{21}|^2 \quad (4.6f)$$

(4.5) eşitlikler gerçekleşirse, $[M] + [M]^+$ matrisi identik olarak sıfıra eşit olur, ve sistem kayıpsızdır. Böylece;

$$\text{Kayıpsızlık} \Leftrightarrow M_{11}^r = 0, M_{22}^r = 0 \text{ ve } M_{12} = -M_{21}^* \quad (4.7)$$

4.2.2 KARARLILIK

Verilen yüklerle sonlandırılmış n-kapılı, şayet hiç bir osilasyon meydana gelmezse, kararlıdır. Ancak ve yalnız ancak bütün mümkün pozitif yüklerle sonlandırıldığında bir n-kapılı kararlı kalıyorsa, mutlak kararlıdır denilir. Diğer bir ifadeyle ancak ve yalnız ancak bir n-kapılı kapılarından biri dışındaki diğerlerini mümkün bütün pasif yük kombinezonlarıyla sonlandırılarak elde edilen tek-kapılı pasif ise, mutlak kararlıdır. Bir devre ancak ve yalnız ancak mutlak kararlı değilse, potansiyel olarak kararsızdır.

Böylece genelleştirilmiş notasyonlarla karakterize ettiğimiz karıştırıcı iki kapılı için mutlak kararlılık aşağıdaki denklemlere eşdeğerdir:



$$\operatorname{Re}[W_{\text{giriş}}] \geq 0 \quad \operatorname{Re}[W_Y] \geq 0 \quad \text{olan bir } W_Y \text{ için,} \quad (4.8a)$$

ve

$$\operatorname{Re}[W_{\text{çıkış}}] \geq 0 \quad \operatorname{Re}[W_K] \geq 0 \quad \text{olan bir } W_K \text{ için,} \quad (4.8b)$$

burada;

$$W_{\text{giriş}} = M_{11} - \frac{M_{12}M_{21}}{M_{22}+W_Y} \quad (4.8c)$$

ve

$$W_{\text{çıkış}} = M_{22} - \frac{M_{12}M_{21}}{M_{11}+W_K} \quad \text{dır.} \quad (4.8d)$$

(4.8) denklemlerinden basit manipülasyonlar neticesi, mutlak kararlı iki-kapılı için gerekli ve yeterli koşullar;

$$M_{11}^r \geq 0, \quad M_{22}^r \geq 0 \quad (4.9a)$$

ve

$$2M_{11}^r M_{22}^r \geq |M_{12} M_{21}| + \operatorname{Re}(M_{12} M_{21}) \quad (\geq 0) \quad (4.9b)$$

dır. Gerçekte (4.8b) ve (4.8a) daki bir koşul, (4.8a) nın diğer koşulunu içerir. (4.8b) yi aşağıdaki formda yazabiliriz;

$$4M_{11}^r M_{22}^r \geq |M_{12}|^2 + |M_{21}|^2 - (|M_{12}| - |M_{21}|)^2 + 2\operatorname{Re}(M_{12} M_{21}) \quad (4.9c)$$

(4.5f) ve (4.5i) yi (4.8a) ve (4.8c) kararlılık koşulları ile karşılaştırdırca ;

$$\text{Pasivite} \Rightarrow \text{Mutlak Kararlılık} \quad (4.10a)$$

Tersine,

$$\text{Mutlak Kararlılık ve Modül Resiprosite} \Rightarrow \text{Pasivite} \quad (4.10b)$$

sonucuna varılır, burada modül resiprosite $|m_{12}| = |m_{21}|$ dir.



4.3-DÖNÜŞTÜRME KAYBI

Bu kısımda (4.2),(4.3) ile verilen genelleştirilmiş üç ve iki-kapılı matrislerini kullanarak dönüştürme kaybı formüllerini geliştireceğiz. Dönüştürme kaybı mümkün "maksimum" bazlar üzerine aşağıdaki şekilde tanımlanacaktır;

$$L = \frac{P_{m,k}}{P_{m,\zeta}} \quad (4.11a)$$

burada $P_{m,k}$ ve $P_{m,\zeta}$ sırasıyla kaynak ve çıkış kapılarından mümkün maksimum güçlerdir. L sadece iki-kapılı ve kaynak empedansının fonksiyonudur.

Giriş uyarma fonksiyonu U_k ($[M]$ ile temsil edilen matrise bağlı olarak W_k ile seri bağlı bir gerilim kaynağı yada W_k ile paralel bağlı bir akım kaynağı) ise $P_{m,k}$ $P_{m,\zeta}$ için ;

$$P_{m,k} = \frac{|U_k|^2}{4W_k^r} \quad (4.11b)$$

ve

$$P_{m,\zeta} = \frac{\left| \frac{U_k M_{21}}{M_{11} + W_k} \right|^2}{4W_{\zeta}^r} \quad (4.11c)$$

burada,

$$W_{\zeta}^r = M_{22} - \frac{M_{12}M_{21}}{M_{11} + W_k} \quad (4.11d)$$

(4.11) denklemlerinden L kayıp fonksiyonu için,



$$L = \left| \frac{M_{12}}{M_{21}} \right| \frac{M_{11}^r M_{22}^r}{M_{12} M_{21}} \frac{M_{11}^r}{W_k^r} \left[\left(1 + \frac{W_k^r}{M_{11}^r} \right)^2 - \frac{\text{Re}(M_{12} M_{21})}{M_{11}^r M_{22}^r} \left(1 + \frac{W_k^r}{M_{11}^r} \right) + \left(\frac{M_{11}^i}{M_{11}^r} + \frac{W_k^i}{M_{11}^r} \right)^2 \right. \\ \left. - \frac{\text{Im}(M_{12} M_{21})}{M_{11}^r M_{22}^r} \left[\frac{M_{11}^i}{M_{11}^r} + \frac{W_k^i}{M_{11}^r} \right] \right] \quad (4.12)$$

elde edilir. L yi optimize etmek için,

$$\frac{\partial L}{\partial W_k^i} = 0 \quad \text{ve} \quad \frac{\partial L}{\partial W_k^r} = 0 \quad (4.13a)$$

denklemlerinden,

$$L_{\text{opt}} = \left| \frac{M_{12}}{M_{21}} \right| \frac{M_{11}^r M_{22}^r}{|M_{12} M_{21}|} \left[(1+S)^2 + \left\{ \frac{\text{Im}(M_{12} M_{21})}{2M_{11}^r M_{22}^r} \right\}^2 \right] \quad (4.13b)$$

ve

$$W_{k,\text{opt}} = M_{11}^r S - j \left[M_{11}^i - M_{11}^r \left\{ \frac{\text{Im}(M_{12} M_{21})}{2M_{11}^r M_{22}^r} \right\} \right], \quad (4.13c)$$

girişin $W_{k,\text{opt}}$ ile sonlandırılmasına karşı gelen $W_{\text{çıkış}}$,

$$W_{\text{çıkış},\text{opt}} = M_{22}^r S + j \left[M_{22}^i - M_{22}^r \left\{ \frac{\text{Im}(M_{12} M_{21})}{2M_{11}^r M_{22}^r} \right\} \right], \quad (4.13d)$$

burada ;

$$S = \sqrt{1 - \frac{\text{Re}(M_{12} M_{21})}{M_{11}^r M_{22}^r} - \left\{ \frac{\text{Im}(M_{12} M_{21})}{2M_{11}^r M_{22}^r} \right\}^2} \quad (4.13e)$$



Şayet $[M]$ matrisi sonlandırmalardan bağımsız ise,

$W_L = W_{\text{çıkış,opt}}^*$ ise, $W_{\text{giriş}} = W_{k,opt}^*$ olduğu gösterilebilir, böylece iki-kapılı her iki kapıda eşlenik olarak uydurulmuştur. Bu koşullarda maksimum güç kaynaktan yüke transfer edilir ve transduser kaybı optimum elde edilebilir, dönüştürme kaybı L_{opt} e eşittir. L_{opt} iki alternatif faydalı formda yazılabilir :

$$L_{opt} = \left| \frac{M_{12}}{M_{21}} \right| \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon'}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon'}} \quad (4.14a)$$

burada ;

$$\epsilon' = \frac{2 |M_{12}M_{21}|}{2M_{11}^r M_{22}^r + |M_{12}M_{21}| - \text{Re}(M_{12}M_{21})} \quad (4.14b)$$

veya,

$$L_{opt} = \left| \frac{M_{12}}{M_{21}} \right| \frac{\sqrt{1 - \epsilon''} + 1}{\sqrt{1 - \epsilon''} - 1} \quad (4.14c)$$

burada,

$$\epsilon'' = \frac{-2 |M_{12}M_{21}|}{2M_{11}^r M_{22}^r - |M_{12}M_{21}| - \text{Re}(M_{12}M_{21})} \quad (4.14d)$$

$$\text{Ayrıca } (1 - \epsilon') (1 - \epsilon'') = 1 \quad (4.14e)$$

bağıntısının mevcut olduğunu not edelim.

$[M]$ matrisi reel ise, dönüştürme kaybı denklemleri aşağıdaki şekilde basitleşir :



$$L_{\text{opt}} = \frac{M_{12}}{M_{21}} \frac{1 + \sqrt{1 - \varepsilon}}{1 - \sqrt{1 - \varepsilon}} \quad (4.15a)$$

$$W_{k,\text{çıkış}} = M_{11} \sqrt{1 - \varepsilon} \quad (4.15b)$$

ve bu giriş sınırlandırmasına karşı düşen çıkış empedansı,

$$W_{\text{çıkış,opt}} = M_{22} \sqrt{1 - \varepsilon} \quad (4.15c)$$

dır ve burada,

$$\varepsilon = \frac{M_{12} M_{21}}{M_{11} M_{22}} \quad (4.15d)$$

dir. $\frac{M_{12}}{M_{21}} \geq 0$ ise, $\varepsilon, \varepsilon'$ 'e eşdeğerdir, aksi takdirde $\varepsilon, \varepsilon''$ eşdeğerdir.

(4.13b), (4.14a), (4.14c) denklemlerinde 1 ve 2 alt indislerini değiştirerek, ve sonucu orjinal denklemle karşılaştırarak,

$$\frac{L_{12}}{L_{21}} = \left| \frac{M_{12}}{M_{21}} \right|^2 \quad (4.16a)$$

elde edilir.

(4.6) pasivite ve (4.9a), (4.9b) kararlılık koşullarının (4.12) den (4.14'e) ye kadar dönüştürme kayıp formüllerine olan sonuçlarını kaydetmek ilgi çekici olacaktır. Mutlak kararlılığın sonuçları,

$$L_{\text{opt}} = L_{12} \geq \left| \frac{M_{12}}{M_{21}} \right| \quad (4.17a)$$

$$L_{21} \geq \left| \frac{M_{21}}{M_{12}} \right| \quad (4.17b)$$

$$(0 \leq) \quad \varepsilon' \leq 1 \quad (4.17c)$$

ve

$$(0 \geq) \quad \varepsilon'' \geq -\infty \quad (4.17d)$$

Pasivitenin sonuçları ;

$$\min (L_{12} , L_{21}) \geq 1 \quad (4.18a)$$

$$\max (L_{12} , L_{21}) \geq \max \left(\left| \frac{M_{12}}{M_{21}} \right|^2 , \left| \frac{M_{21}}{M_{12}} \right|^2 \right) \quad (4.18b)$$

$$(0 \leq) \quad \varepsilon' \leq \frac{4 |M_{12} M_{21}|}{(|M_{12}| + |M_{21}|)^2} \quad (\leq 1), \quad (4.18c)$$

$$(0 \geq) \quad \varepsilon'' \geq \frac{-4 |M_{12} M_{21}|}{(|M_{12}| - |M_{21}|)^2} \quad (\geq -\infty) \quad (4.18d)$$

L_{12} (= L_{opt}) , L_{21} , ε' ve ε'' de pasivite tarafından konulan sınırlar mutlak kararlılığın getirdiği sınırlardan daha dar olduğu bir sürpriz değildir, çünkü pasivite mutlak kararlılığın (4.10) a ve b deki özel koşullarını (modül resiprosite) sağlayan bir alt kümesidir.

Gelecek kısımda reel $[M]$ matrisi ile temsil edilebilen karıştırıcıların-ki bizim halimiz-imaj frekans sonlandırmasına göre dönüştürme kaybı ve sonlandırmalarının formülleri verilecektir.



4.4-İMAJ FREKANS SONLANDIRMASINA GÖRE DÖNÜŞTÜRME KAYBI VE SONLANDIRMALARI

Aşağıdaki sabitler sadece karıştırıcıya bağlı olup sonlandırmalarına bağlı değildir :

$$\varepsilon_1 = \frac{m_{12}m_{21}}{m_{11}m_{22}} \quad (\leq 1) \quad (4.19a)$$

$$\theta = \frac{m_{13}}{m_{11}} \quad (|\theta| \leq 1) \quad (4.19b)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{2\varepsilon_1}{1+\theta} \quad (\leq 1) \quad (4.19c)$$

$$\varepsilon_3 = \frac{\varepsilon_1}{1-\varepsilon_1} \cdot \frac{1-\theta}{1+\theta} \quad (\leq 1) \quad (4.19d)$$

$$(1-\varepsilon_1)(1-\varepsilon_3)(1-\varepsilon_2) \quad (4.19 e)$$

Karıştırıcı kayıpsız ise, eşitlikler geçerlidir.

$$1 - W_i = \infty$$

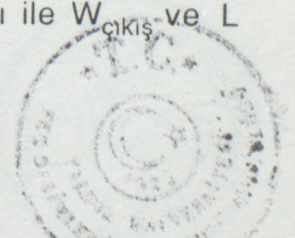
$W_i = \infty$, Tablo 4.2 de verildiği gibi, Z - veya H - karıştırıcı için, frekansının açık - Y -

veya G - karıştırıcı için de kısa devre edilmesi durumuna karşı gelmektedir.

(4.3b) den [M] elemanlarını [m] elemanları cinsinden,

$$M_{ij} = m_{ij} \quad (4.20a)$$

olarak elde edilir. Buna göre, (4.11d) ve (4.12) ile verilen sırası ile $W_{\text{çıkış}}$ ve L



aşağıdaki formlara indirgenir :

$$W_{\text{çıkış}} = m_{22} \left[1 - \frac{\varepsilon_1}{1+x_1} \right] \quad (4.20b)$$

$$L = \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{m_{12}(x_1+1)(x_1+1-\varepsilon_1)}{x_1\varepsilon_1} \quad (4.20c)$$

$$x_1 = \frac{W_k}{m_{11}}$$

$$L_1 = L_{\text{opt}} = \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{1+\sqrt{1-\varepsilon_1}}{1-\sqrt{1-\varepsilon_1}} \quad (4.20d)$$

$$W_{k,\text{opt}} = m_{11} \sqrt{1-\varepsilon_1} \quad (4.20e)$$

$$W_{\text{çıkış,opt}} = m_{22} \sqrt{1-\varepsilon_1} \quad (4.20f)$$

2 - $W_i = W_k$ (= Genişbandlı giriş)

Bu halde $[M]$ - matrisi elemanları ile $[m]$ - matrisi elemanları arasındaki ilişki (4.3b) den aşağıdaki şekilde ifade edebili :

$$M_{ij} = m_{ij} - \frac{m_{i3}m_{j3}}{m_{33}+W_k} \quad i,j = 1,2 \quad (4.21a)$$

Buna göre (4.11d) ve (4.12) ile verilen, sırası ile $W_{\text{çıkış}}$ ve L aşağıdaki formlara indirgenir :



$$L = 2 \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{(x_2+1)(x_2+1-\varepsilon_2)}{x_2 \varepsilon_2} \quad (4.21b)$$

$$W_{\text{çıkış}} = m_{22} \left[1 - \frac{\varepsilon_2}{1+x_2} \right] \quad (4.21c)$$

$$x_2 = \frac{\frac{W_k}{m_{11}}}{1+\theta} \quad (4.21d)$$

$$L_2 = L_{\text{opt}} = 2 \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{1+\sqrt{1-\varepsilon_2}}{1-\sqrt{1-\varepsilon_2}} \quad (\geq 2) \quad (4.21e)$$

$$W_{k,\text{opt}} = m_{11}(1+\theta)\sqrt{1-\varepsilon_2} \quad (4.21f)$$

$$W_{\text{çıkış,opt}} = m_{22}\sqrt{1-\varepsilon_2} \quad (4.21g)$$

3 - $W_i = 0$

$W_i = 0$, Tablo 4.2 de verildiği gibi, Z -veya H - karıştırıcı için, imaj frekansının, kısa -Y - veya G - karıştırıcı içinde açık devre edilmesi durumuna karşı gelmektedir.

(4.3b) den $[M]$ - elemanlarını , $[m]$ - elemanları cinsinden,

$$M_{ij} = m_{ij} - \frac{m_{i3}m_{j3}}{m_{33}} \quad i,j = 1,2 \quad (4.22a)$$



olarak elde edilir. Buna göre, (4.11d) ve (4.12) ile verilen, sırası ile, $W_{\text{çıkış}}$ ve L aşağıdaki formlara indirgenir,

$$L = \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{(x_3+1)(x_3+1-\epsilon_3)}{x_3\epsilon_3} \quad (4.22b)$$

$$W_{\text{çıkış}} = m_{22}(1-\epsilon_1) \left[1 - \frac{\epsilon_3}{1+x_3} \right] \quad (4.22c)$$

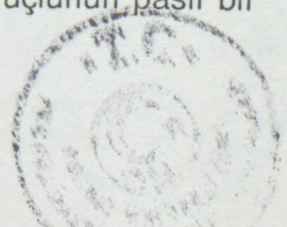
$$x_3 = \frac{\frac{W_k}{m_{11}}}{1-\theta} \quad (4.22d)$$

$$L_3 = L_{\text{opt}} = \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{1+\sqrt{1-\epsilon_3}}{1-\sqrt{1-\epsilon_3}} \quad (\geq 1) \quad (4.22e)$$

$$W_{k,\text{opt}} = m_{11}(1-\theta)^2 \sqrt{1-\epsilon_3} \quad (4.22f)$$

$$W_{\text{çıkış,opt}} = m_{22}(1-\epsilon_1) \sqrt{1-\epsilon_3} \quad (4.22g)$$

Optimum imaj frekansı sonlandırması $\epsilon_1 > \epsilon_3$ yada $\epsilon_3 > \epsilon_1$ bağlı olarak ya $W_i = \infty$ yada $W_i = 0$ dır. Bu haller, karıştırıcının "darbandlı" sonlandırılmasına karşı düşmektedirler. Darbandlı karıştırıcıda, (4.20a) ve (4.22a) dan anlaşıldığı üzere, iki - kapılı parametreleri kaynak iki-uçlusuna bağlı değildir. Bu iki-uçlunun pasif bir

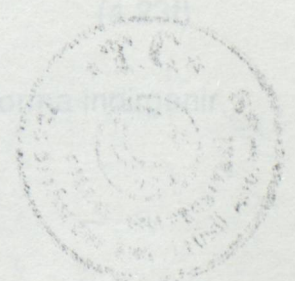


iki-uçlu olduğu sürece, $r(t) \geq 0$ elemanlardan oluşmuş bir karıştırıcının da pasif kalacağı [M] - matrisi kullanılarak kolaylıkla gösterilebilir, (4.21b) den görüleceği gibi bu halde elde edilebilecek minimum dönüştürme kaybı oran olarak 2 (=3 dB) dir. Genişbandlı giriş sonlandırması halinde, enteresandır ve devre parametrelerinin kaynak empedansına bağlılığının sonucu önceden tahmin edilebilecek sonuç : Karıştırma optimum kaynak empedansı ve uydurulmuş alçak frekans (AF) kapısı ile çalıştırılıyorsa, işaret frekansı (RF) kapısının uydurulmamış olduğu durumdur. $W_Y = W_{\text{çıkış,opt}}$ ve $W_{k,opt}$ ise , gösterilebilir ki,

$$\frac{W_{\text{giriş}}}{W_{k,opt}} = \frac{3(1-\theta) + (1+\theta) \sqrt{1-\epsilon_2}}{(1-\theta) + 3(1+\theta) \sqrt{1-\epsilon_2}} \quad (4.22h)$$

$$\frac{W_{\text{giriş}}}{W_{k,opt}} = \frac{\frac{\epsilon_1}{\sqrt{1-\epsilon_1}} + \frac{3\epsilon_3}{\sqrt{1-\epsilon_3}}}{\frac{3\epsilon_1}{\sqrt{1-\epsilon_1}} + \frac{\epsilon_3}{\sqrt{1-\epsilon_3}}} \quad (4.22i)$$

İşaret frekansı kapısı sadece $\epsilon_1 = \epsilon_3$ olduğu zaman uydurulmuş olacaktır. Sonuç olarak, dördüncü şıkta genişbandlı giriş sonlandırmasına haiz bir karıştırıcının her iki kapısında simültane uydurulduğu zamanki dönüştürme performansı analiz edilecektir.



4 - $W_i = W_k$ (Genişbandlı giriş sonlandırması), $W_k = W_{giriş}$, $W_Y = W_{çıkış}$
(Giriş ve çıkış kapısının simültane uydurulması)

(4.8c) ve (4.8d) yi kullanarak,giriş ve çıkış kapılarının simültane uydurulma koşulu için ;

$$W_{k_u} = M_{11} - \frac{M_{12}M_{21}}{M_{22} + W_{y_u}} \quad (4.23a)$$

$$W_{y_u} = M_{22} - \frac{M_{12}M_{21}}{M_{11} + W_{k_u}} \quad (4.23b)$$

denklemleri yazılabilir,burada M - katsayıları,m katsayıları cinsinden (4.21a) denklemleriyle verilmiştir.Ek 1 de gösterilecektir ki,(4.23a) ve (4.23b) simültane uydurulduğu zaman aşağıdaki dördüncü dereceden denklem elde edilir :

$$W^4 - W^3 (\varepsilon_1 + 2) + 3\varepsilon_1 W + W \theta [2 - \varepsilon_1 (2 + \theta)] + \theta^2 \varepsilon_1 (2\theta - 1) - \theta^2 = 0 \quad (4.23c)$$

$$\text{burada } W = \frac{W_{k_u}}{m_{11}} \text{ dir.} \quad (4.23d)$$

(4.23c) denkleminin en büyük reel bölümünün (β) tahmini Tillots kriteriyle [27] yapılabilir.

$$\beta < 1 + \frac{|3\varepsilon_1|}{\varepsilon_1 - 2} \quad (4.23e)$$

Diodların çoğu için -Bölüm 5 de sayısal tahkik edilecektir. -

$$\varepsilon_1 \gg 2 \text{ olduğundan, } \beta < 4 \text{ dür.} \quad (4.23f)$$

(4.23g) yaklaşımı kullanılarak,(4.23c) denklemi aşağıdaki kübik forma indirgenir :

$$W^3 - 3W^2 + W\theta(2 + \theta) + \theta^2(1 - 2\theta) = 0 \quad (4.23g)$$

(4.23g) denkleminin kökleri Cardan formülleri [29] kullanılarak elde edilir ve gerçekleştirilebilir; giriş sonlandırmasını veren en büyük kök, aşağıda verilmiştir :

$$W = 2 \left[\frac{(\theta+3)(\theta-1)}{3} \right]^{\frac{1}{2}} \cos\left(-\frac{\phi}{3}\right) + 1$$

$$W_{k_u} = W_{m_{11}} \quad (4.23h)$$

burada

$$\cos\left(\frac{\phi}{3}\right) = \frac{27(1+\theta)^2(\theta-1)}{[(\theta+3)(\theta-1)]^{\frac{3}{2}}} \quad (4.23i)$$

(4.23h) ise (4.23i) ve (4.23b) de yerine koyarak (AF) kapısı sonlandırması için

$$W_{y_u} = m_{22} \left(1 - \frac{\epsilon_1}{W}\right) (1 - \epsilon_u)^{\frac{1}{2}} \quad (4.23j)$$

burada,

$$\epsilon_u = \left(\frac{\epsilon_1}{1 - \frac{\epsilon_1}{W}} \right) \left(\frac{1 - \frac{\theta}{W}}{1 + \frac{\theta}{W}} \right) \quad (4.23k)$$

dır, bulunan W_{k_u} ve W_{y_u} karşı düşen dönüştürme kaybı aşağıdadır:

$$L_u = L_4 = \frac{m_{12}}{m_{21}} \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_u}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_u}} \geq L_3 \quad (4.23I)$$

Bu şıkta elde edilen denklemlerle, minimum dönüştürme kaybı için olan tasarım denklemleriyle karşılaştırılıp, her iki hal için sonuçlar son bölümde çıkarılmıştır.

4.5-KAYNAK EMPEDANS DEĞİŞİMLERİNE DUYARLIK

Bu bölümde ilk olarak kaynak empedansına karşı dönüştürme kaybı değişimleri incelenecektir. L_{opt} ve $W_{k,opt}$ değerleri verildiği takdirde herhangi bir W_k değerine karşı dönüştürme kaybının belirlenip belirlenemeyeceğini düşünelim. Dönüştürme kaybı için verilmiş olan 4.12 genel ifadesini incelediğimizde altı adet bilinmeyene karşılık;

$$M_{11}^r, M_{11}^i, M_{22}^r, \text{Re}(M_{12}M_{21}), \text{Im}(M_{12}M_{21}) \text{ ve } \left| \frac{M_{12}}{M_{21}} \right|$$

üç adet bilinen denklem olduğu görülür ki bunlar;

$$L_{opt}, W_{k,opt}^r \text{ ve } W_{k,opt}^i \text{ dur.}$$

Bu aşamada verilen L_{opt} ve $W_{k,opt}$ değerleri için herhangi bir W_k değerine göre dönüştürme kaybının belirlenmesinin imkansız olacağı düşünülebilirse de; modül resiprosite şartı sağlandığı durumda cevap evet olacaktır. $|m_{12}| = |m_{21}|$ kabulü yapılarak 4.12 ifadesinden 4.14 ifadelerine kadar gerekli matematiksel işlemler yapıldığında..



$$\frac{L}{L_{opt}} = \frac{1 + \frac{L_{opt}^2 - 1}{L_{opt}^2 + 1} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{W_k^r}{W_{k,opt}^r} + \frac{W_{k,opt}^r}{W_k^r} \right) + \frac{(W_k^i - W_{k,opt}^i)^2}{2W_k^r W_{k,opt}^r} \right]}{1 + \frac{L_{opt}^2 - 1}{L_{opt}^2 + 1}} \quad (4.24)$$

elde edilir. Eğer $W_k^i = W_{k,opt}^i$ ise 4.24 ifadesi:

$$\frac{L}{L_{opt}} = \frac{1 + \frac{L_{opt}^2 - 1}{L_{opt}^2 + 1} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{W_k^r}{W_{k,opt}^r} + \frac{W_{k,opt}^r}{W_k^r} \right) \right]}{1 + \frac{L_{opt}^2 - 1}{L_{opt}^2 + 1}} \quad (4.25)$$

olur ki L_{opt} parametre alınarak bu değişim Şekil 5.44 de verilmiştir.

Benzer şekilde normalize çıkış direncini normalize giriş direncinin fonksiyonu cinsinden 4.11 d, 4.13 b, 4.13 e, ifadelerini kullanarak elde edebiliriz. Gerekli matematiksel işlemler yapıldığında;

$$W_{çıkış}^r = W_{çıkış,opt}^r \frac{\left[1 + A \frac{W_k^r}{W_{k,opt}^r} \right] \left[A + \frac{W_k^r}{W_{k,opt}^r} \right] + A \left[\frac{W_k^i - W_{k,opt}^i}{W_{k,opt}^r} \right]}{\left[1 + A \frac{W_k^r}{W_{k,opt}^r} \right]^2 + A^2 \left[\frac{W_k^i - W_{k,opt}^i}{W_{k,opt}^r} \right]^2} \quad (4.26)$$



BÖLÜM 5

$$W_{\text{çıkış}}^r = W_{\text{çıkış,opt}}^i + W_{\text{çıkış,opt}}^r \frac{[1 - A^2] \left[\frac{W_k^i - W_{k,\text{opt}}^i}{W_{k,\text{opt}}^r} \right]}{\left[1 + A \frac{W_k^r}{W_{k,\text{opt}}^r} \right]^2 + A^2 \left[\frac{W_k^i - W_{k,\text{opt}}^i}{W_{k,\text{opt}}^r} \right]^2} \quad (4.27)$$

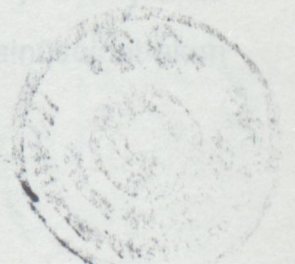
olarak yazılabilir. Burada A

$$A = \begin{cases} (L_{\text{opt}} - 1)/(L_{\text{opt}} + 1) & m_{12} = m_{21}^* \\ (L_{\text{opt}} + 1)/(L_{\text{opt}} - 1) & m_{12} = -m_{21}^* \end{cases}$$

dir. $W_k^i = W_{k,\text{opt}}^i$ olması durumunda 4.27 ifadesi;

$$\frac{W_{\text{çıkış}}^r}{W_{\text{çıkış,opt}}^r} = \frac{\frac{W_k^r}{W_{k,\text{opt}}^r + A}}{1 + A \frac{W_k^r}{W_{k,\text{opt}}^r}} \quad (4.28)$$

şeklinde olur ki ; bu değişim Şekil 5,45 de gösterilmiştir.



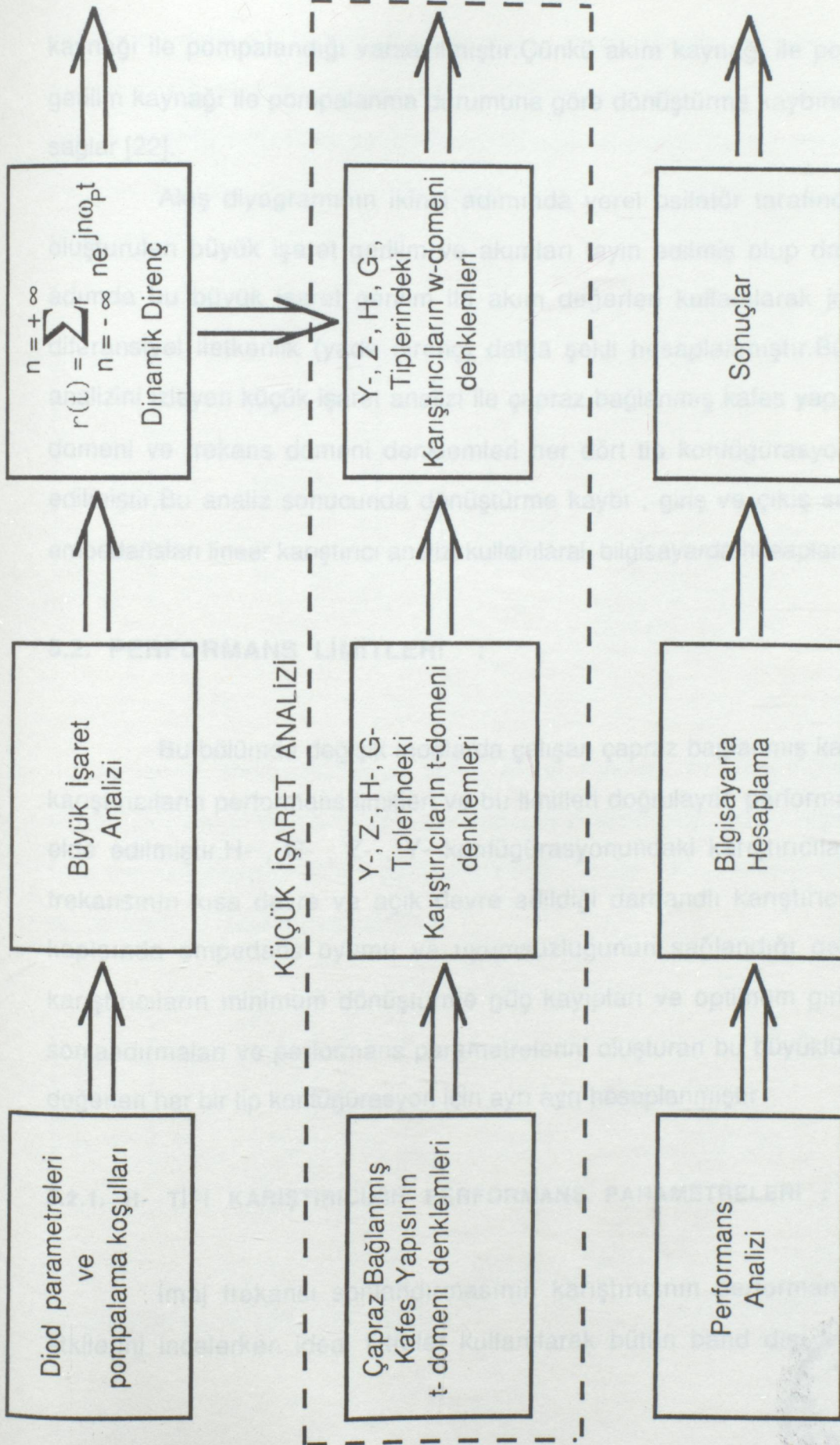
BÖLÜM 5**SCHOTTKY ÇAPRAZ KARIŞTIRICILARIN DÖNÜŞTÜRME KAYBININ BİLGİSAYARLA SİMÜLASYONU**

Bugünkü haberleşme sistemlerinde milimetre ve milimetrealtı dalga boyuna sahip alıcılara duyulan ihtiyacın artması sonucu bu yüksek frekanslarda kullanılan karıştırıcı diodları olan Schottky - engelli diodlarının optimizasyonu hem gürültü şekli hem de dönüştürme kaybının minimizasyonunu gerektiğinden önemlidir.

Dönüştürme kaybı Bölüm - 3 de anlatıldığı gibi modelleme gayesi ile doğal kayıp L_o , ve parazitik kayıp L_p gibi iki bileşen halinde incelenebilir. Biz çalışmamız süresince dönüştürme kaybının alt sınırını belirleyen ve diodun parazitik elemanlarının olmaması durumunda oluşacak olan doğal kayıp bileşenini, buna ek olarak da seri direncini gözönüne alarak giriş ve çıkış sonlandırmalarının optimum değerlerini hesapladık. Yapılan bu hesapların akış diagramı aşağıda gösterildiği gibidir.

5.1. KARIŞTIRICILARIN DÖNÜŞTÜRME KAYBI SİMÜLASYONU AKIŞ DİYAGRAMI :

Karıştırıcıların dönüştürme kaybı simülasyonu akış diyagramında ; ilk adımı diod parametreleri ve pompalama koşulları oluşturmaktadır. Çapraz bağlantılı kafes yapıda dört özdeş Schottky diodunun ω_p frekansında pompalandığı kabul edilmektedir. Pompalanma koşulları ise en iyi dönüştürme kaybını sağlayacak şekilde seçilir. Bu çalışmada ; karıştırıcının sinüsoidal akım



kaynağı ile pompalandığı varsayılmıştır.Çünkü akım kaynağı ile pompalama , gerilim kaynağı ile pompalanma durumuna göre dönüştürme kaybında iyileşme sağlar [22].

Akış diyagramının ikinci adımında yerel osilatör tarafından diodda oluşturulan büyük işaret gerilim ve akımları tayin edilmiş olup daha sonraki adımda bu büyük işaret gerilim ile akım değerleri kullanılarak jonksiyonun diferansiyel iletkenlik (yada direnç) dalga şekli hesaplanmıştır.Büyük işaret analizini izleyen küçük işaret analizi ile çapraz bağlanmış kafes yapının zaman domen ve frekans domen denklemleri her dört tip konfüğürasyon için elde edilmiştir.Bu analiz sonucunda dönüştürme kaybı , giriş ve çıkış sonlandırma empedansları lineer karıştırıcı analizi kullanılarak bilgisayarda hesaplanmıştır.

5.2. PERFORMANS LİMİTLERİ :

Bu bölümde değişik modlarda çalışan çapraz bağlanmış kafes yapıda karıştırıcıların performans limitleri ve bu limitleri doğrulayan performans eğrileri elde edilmiştir.H- , G- , Z- , Y- konfüğürasyonundaki karıştırıcılar için imaj frekansının kısa devre ve açık devre edildiği darbandlı karıştırıcılar ve RF kapısında empedans uyumu ve uyumsuzluğunun sağlandığı geniş bandlı karıştırıcıların minimum dönüştürme güç kayıpları ve optimum giriş ve çıkış sonlandırmaları ve performans parametrelerini oluşturan bu büyüklüklerin limit değerleri her bir tip konfüğürasyon için ayrı ayrı hesaplanmıştır

5.2.1. H- TİPİ KARIŞTIRICININ PERFORMANS PARAMETRELERİ :

İmaj frekansı sonlandırmasının karıştırıcının performansı üzerine etkilerini incelerken ideal filtreler kullanılarak bütün band dışı frekansların



karıştırıcı içerisinde sonlandırıldığı varsayılmaktadır. Bu durumda karıştırıcı performansını elde ederken sadece işaret, imaj ve alçak frekans bileşenleri söz konusu olacaktır. Bu takdirde karıştırıcı kavramsal olarak her üç frekans bileşeni ayrı bir kapıda temsil edilmek üzere lineer bir üç kapılı ile gösterilebilir. (Şekil 4.1.)

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ -h_{12} & -h_{22} & -h_{12} \\ h_{13} & h_{12} & h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

İlgilendiğimiz frekanslar olan RF , Alçak frekans ve imaj frekanslarında harmonik denge denklemi sonucu bulunan h katsayıları Ek 1 de verilmiştir. İmaj frekans bileşeni sonlandırması rezistif olarak kabul edildiğinde Şekil 4.1 de üç kapılı ile ifade edilen karıştırıcı ;

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ -H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

şeklinde iki kapılı ile temsil edilebilir.



Burada H katsayıları :

$$H_{11} = h_{11} [1 - a^2 / (1 + R)] \quad (5.6.a)$$

$$H_{12} = h_{12} [1 - a / (1 + R)] \quad (5.6.b)$$

$$H_{22} = h_{22} [1 + K_o / (1 + R)] \quad (5.6.c)$$

$$a = h_{13} / h_{22} \quad (5.6.d)$$

$$K_o = h_{12}^2 / h_{11} h_{22} \quad (5.6.e)$$

$$R = R_{-1} / h_{11} \quad (5.6.f)$$

olarak hesaplanmışlardır.

İmaj frekans bileşeninin kısa devre yada açık devre edildiği , darbandlı konfügürasyonda H katsayıları (5.6.) ifadelerinden de görüleceği gibi giriş ve çıkış sonlandırmaları olan R_S ve G_L den bağımsızdır. Giriş ve çıkış sonlandırmasının optimum değerleri, RF ve AF kapılarına simultane eşlenik empedans uydurularak bulunan değere eşittir.Yani $R_{Sopt}=R_{giriş}$ ve $G_{Lopt}=G_{çıkış}$, $L_{min} = L_{simultane}$ dir. Darbandlı karıştırıcı analizinde imaj frekansı kapısındaki resistif sınırlamalar sırası ile $R_{-1} = \infty$ ve $R_{-1} = 0$ alınarak minimum dönüştürme kaybı ; optimum kaynak direnci ve optimum yük iletkenliği bulunur.

H tipi darbandlı karıştırıcının dönüştürme kaybı , giriş ve çıkış sonlandırmalarının - diod seri direncinin normalize değeri olan r_s' parametre alınarak - sürücü seviyesine göre değişimleri Şekil 5.1 , 5.2 , 5.3 , 5.4 , 5.5 , 5.6 da çizdirilmiştir.Şekillerin incelenmesindende görülebileceği gibi darbandlı karıştırıcılardan imaj açık devre olan karıştırıcı, teorik olarak minumum dönüştürme kaybı sağlar . Yerel osilatör sürücü seviyesi 10^3 ile 10^6 arasında iken 1 dB in altında dönüştürme kaybı elde etmek mümkün olmuştur.



Bu tip karıştırıcının faydalı olan pratik bir özelliği de optimum giriş ve çıkış sonlandırmalarının (dirençlerinin) sürücü seviyesi boyunca az bir değişimle sabit kalmasıdır.

H tipindeki pratik karıştırıcıda $h_{11}h_{22} \ll h_{12}^2$ olduğundan yüksek sürücü seviyelerinde dönüştürme kaybı ile giriş ve çıkış sonlandırmalarının limit değerleri darband imaj açık devre halinde

$$L = \frac{1 + \pi \sqrt{r'_s}}{1 - \pi \sqrt{r'_s}} \quad r'_s = r_s / r_b$$

$$R_{\text{Sopt}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{r_b r_s}$$

$$R_{\text{Lopt}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{r_b r_s} \quad \text{dir. Buradan da görüldüğü gibi darband imaj açık devre}$$

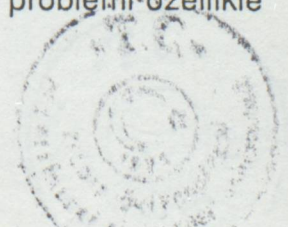
halinde dönüştürme kaybının minimum değerini diod seri direncinin normalize değeri sınırlamaktadır. Limit değerleri yüksek sürücü seviyelerinde darband imaj kısa devre halinde ise ;

$$L_{\text{min}} = 5.8 \text{ (7.6 dB)}$$

$$R_{\text{Sopt}} = 2\sqrt{2} r_s$$

$$R_{\text{Lopt}} = \frac{\pi^2 r_s}{2\sqrt{2}} \quad \text{olur.}$$

Pratikte karıştırıcı devrelerinde imaj frekans bileşeni için ideal açık devre yada kısa devre şartlarını sağlamak zordur. Bu şartların sağlanması problemi özellikle



RF işareti mikrodalga frekanslarında - Örneğin 100 GHz. - ve AF bileşeni ise buna göre daha küçük - Örneğin 70,45 veya 30 MHz. - frekansta istenildiği zaman daha da zorlaşır. Pratikte kullanılan filtrelerin band genişliklerinin relatif olarak geniş olmasından dolayı imaj frekans bileşeninin gösterdiği empedans , RF bileşeninin sonlandırma empedansına eşit yada ona yakın değerli olmaktadır. Karıştırıcıların analizinde imaj frekansı ve RF işaretinin sonlandırma empedanslarının eşit olması durumunda bu karıştırıcılar geniş bandlı karıştırıcılar yada çift yan bandlı karıştırıcılar olarak adlanırlar.

Geniş bandlı karıştırıcılarda ; imaj frekans sonlandırmasının RF işareti sonlandırmasına eşit olduğu durumda artık 5.6 ile verilen H katsayıları kaynak direncinin fonksiyonu olurlar. Geniş bandlı karıştırıcıların incelenmesinde iki alternatif yol mevcuttur. Bunlardan birincisi minimum dönüştürme kaybı elde etmek için karıştırıcının AF kapısında empedans uygunluğunun sağlanmış fakat RF kapısında empedans uygunluğunun sağlanmamış olduğu durumdur. Bu sonuç karıştırıcıyı zaman - domen yaklaşımları kullanarak ve diodları mükemmel kabul ederek - yani iletim yönünde sıfır, tıkama yönünde sonsuz direnç gösteren - analiz eden Kelly ile [3] uyuşmaktadır. Geniş bandlı karıştırıcının incelenmesi sırasında iki kapılının katsayıları kaynak direncinin fonksiyonu olurlar. Çapraz konfügürasyondaki diodlar ideal kabul edildiklerinde H tipi karıştırıcı için $L_{min} = 2 (3 \text{ dB})$ elde edilir. Bu da zaman domen analizi yapan Kelly [3] ve frekans domen analizi yapan Torrey ve Whitmer ile uyuşmaktadır.[1]

RF kapısında empedans uygunluğunun sağlanmayıp AF kapısında empedans uygunluğunun sağlandığı durumda giriş ve çıkış sonlandırmalarının limit değerleri ve bu değerlere karşılık gelen minimum dönüştürme kaybının limit değerleri;



5.2.2. G- TİPİ KARIŞTIRICIYIN PERFORMANS PARAMETRELERİ

$$L_{\min} = 2 \frac{1 + \pi \sqrt{r'_s}}{1 - \pi \sqrt{r'_s}} \quad 2 (3 \text{ dB}) \text{ dir.}$$

Yani dönüştürme kaybı diod seri direncinin normalize değerinin fonksiyonudur.

$$R_{\text{Sopt}} \Rightarrow \frac{2}{\pi} \sqrt{2 r_b r_s}$$

$$R_{\text{Lopt}} \Rightarrow \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{r_b r_s}{2}} \quad \text{dir.}$$

Geniş bandlı karıştırıcı incelemesindeki alternatif yol ise hem RF hem de AF kapısında empedans uygunluğunun $R_{\text{IN}} = R_S$ sağlandığı durumdur. RF kapısında empedans uygunsuzluğu durumuna göre daha düşük kaynak direncine ihtiyaç göstermektedir.

Bu durumda limit değerler $L_{\min} = 4.77 \text{ dB}$

$$R_S \Rightarrow 4 r_s$$

$$R_{\text{Lopt}} \Rightarrow \frac{3 \pi \sqrt{r_s r_b}}{4}$$

olarak hesaplanmıştır.

Geniş bandlı H tipi karıştırıcı için dönüştürme güç kaybı , giriş ve çıkış sonlandırmalarının sürücü seviyesine göre değişimi Şekil 5.7 , 5.8 , 5.9 , 5.10 , 5.11 , 5.12 de verilmiştir.



5.2.2. G- TİPİ KARIŞTIRICININ PERFORMANS PARAMETRELERİ :

Karıştırıcılar kuramsal olarak her üç frekans bileşenini - RF,AF ve imaj frekansını olmak üzere - ayrı bir kapıda gösterilmek üzere Şekil 4.1 de olduğu gibi lineer bir üç kapılı ile temsil edilebilirler.Bu takdirde G- tipi bir karıştırıcı için üç kapılı devre denklemleri ;

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ -g_{12} & g_{22} & -g_{12} \\ g_{13} & g_{12} & g_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

şeklinde yazılabilir.

İlgilendiğimiz frekanslar olan RF,AF ve imaj frekanslarında frekans seçici devrelerin ideal oldukları varsayılmaktadır.Bu kabul altında harmonik denge denklemleri sonucu bulunan g katsayıları Ek 1 de verilmektedir.

İmaj frekans bileşeninin resistif olarak kabul edilmesi ile yukarıda üç kapılı ile ifade edilen karıştırıcı iki kapılı ile temsil edilir.Bu takdirde ;

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ -G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (5.8)$$



G katsayıları :

$$G_{11} = g_{11} \left(1 - \frac{a^2}{1+G} \right) \quad (5.9.a)$$

$$G_{12} = g_{12} \left(1 - \frac{a}{1+G} \right) \quad (5.9.b)$$

$$G_{22} = g_{11} \left(1 + \frac{g_o}{1+G} \right) \quad (5.9.c)$$

$$a = \frac{g_{13}}{g_{11}} \quad (5.9.d)$$

$$g_o = \frac{g_{12}^2}{g_{11}g_{22}} \quad (5.9.e)$$

$$G = \frac{G_{-1}}{g_{11}} \quad (5.9.f)$$

olarak hesaplanmışlardır.

İmaj frekans bileşenlerinin kısa devre yada açık devre edildiği darbandlı konfügürasyonlarda G katsayıları giriş ve çıkış sonlandırmalarından bağımsızdır. Bu durumda giriş ve çıkış sonlandırmalarının optimum değerleri eşlenik empedans uydurularak bulunan değere eşit olur.

Darbandlı G tipi karıştırıcı analizinde imaj frekans kapısındaki resistif bileşenin sırası ile kısa devre ve açık devre yapılması ile , minimum dönüştürme kaybına , optimum kaynak ve yük iletkenliklerinin sürücü seviyesine göre değişimleri Şekil 5.13 , 5.14 , 5.15 , 5.15 , 5.16 , 5.17 , 5.18 de verilmiştir.

Burada görülebileceği gibi G mixer darband

görüntü kısa devre olan karıştırıcı minimum dönüştürme kaybı sağlar.

Diod seri direncinin parametre alınmasıyla çizdirilen darband imaj kısa devre dönüştürme kaybı eğrisinde $r'_s \leq 10^{-4}$ değerlerinde ve yüksek sürücü seviyelerinde 1 dB in altında dönüştürme kaybı elde edilmiştir.

Yüksek sürücü seviyelerinde dönüştürme kaybı giriş ve çıkış sonlandırmalarının limit değerleri ise ;

G karıştırıcı imaj kısa devre $G_{-1} = \infty$ iken limit değerler,

$$L = \frac{1 + \pi \sqrt{r'_s}}{1 - \pi \sqrt{r'_s}} \quad r'_s = r_s / r_b$$

$$R_{Sopt} = \frac{\pi}{2} \sqrt{r_s r_b}$$

$$R_{Lopt} = \frac{2}{\pi} \sqrt{r_s r_b}$$

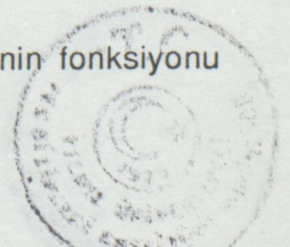
dir. Yüksek sürücü seviyelerinde darband İmaj açık $G_{-1} = 0$ halinde ise :

$$L_{min} = 5.8 \text{ (7.6 dB)}$$

$$R_{Sopt} = \frac{r_b}{2\sqrt{2}}$$

$$R_{Lopt} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} r_b$$

Burada giriş ve çıkış sonlandırılmaları diodun dinamik direncinin fonksiyonu



olurlar. Darbandlı durumlarda G katsayıları kaynak direncinin fonksiyonu olmamasına rağmen geniş bandlı durumda artık kaynak direncinin fonksiyonu olurlar. Minimum dönüştürme kaybı sağlamak için RF kapısında empedans uygunsuzluğu olan ve AF kapısında empedans uyumu sağlanan geniş bandlı durumda limit değerler ,

$$L_{\min} \Rightarrow \frac{2[\pi \sqrt{r'_s + 1}]}{-\pi \sqrt{r'_s + 1}}$$

$$R_{\text{Sopt}} \Rightarrow \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{r_s r_b}{2}}$$

$$R_{\text{Lopt}} \Rightarrow \frac{2}{\pi} \sqrt{2 r_s r_b}$$

dir ve hesap sonuçlarından da görüleceği gibi dönüştürme kaybı diod seri direncinin normalize değerinin fonksiyonudur. Kaybı bu değer sınırlamaktadır. Geniş bandlı G tipi karıştırıcı için dönüştürme güç kaybı giriş ve çıkış sonlandırmalarının sürücü seviyelerine göre değişimleri Şekil 5.19 , 5.20 , 5.21 , 5.22 , 5.23, 5.24 de verilmektedir.

5.2.3. Z- TİPİ KARIŞTIRICININ PERFORMANS PARAMETRELERİ :

RF, AF ve görüntü frekansları ayrı bir kapıda gösterilmek üzere lineer üç kapılı ile temsil edilen Z- tipi karıştırıcı için üç kapılı devre denklemleri ;



$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{13} & Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

şeklinde yazılabilir. Burada harmonik denge denklemi sonucu bulunan z katsayıları Ek 1 de verilmiştir.

İmaj frekans bileşeninin resistif kabul edilmesi ile Şekil 4.1 de üç kapılı ile temsil edilen Z- karıştırıcı iki kapılı devre ile temsil edilebilir. Bu takdirde

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Z katsayıları :

$$Z_{11} = z_{11} (1 - a^2 / (1 + R)) \quad (5.12.a)$$

$$Z_{12} = z_{12} (1 - a / (1 + R)) \quad (5.12.b)$$

$$Z_{22} = z_{11} (1 - z_o / (1 + R)) \quad (5.12.c)$$

$$a = \frac{z_{13}}{z_{11}} \quad (5.12.d)$$

$$R = \frac{R_{-1}}{Z_{11}} \quad (5.12.e)$$

$$Z_o = \frac{Z_{12}^2}{Z_{11}} \quad (5.12.f)$$

İmaj frekans bileşeninin kısa devre yada açık devre edildiği darbandlı karıştırıcıda Z katsayıları giriş ve çıkış sonlandırmalarından bağımsız olduğundan giriş ve çıkış sonlandırmalarının optimum değerleri de eşlenik empedans uydurularak bulunan değerlere eşit olur.

Darbandlı Z- tipi karıştırıcı analizinde imaj frekans kapısındaki resistif bileşenin sırası ile kısa devre ve açık devre yapılması ile minimum dönüştürme kaybının , optimum kaynak ve yük dirençlerinin sürücü seviyesine göre değişimleri Şekil 5.34 , 5.35 , 5.36 , 5.37 , 5.38 , 5.39 da verilmiştir.

Darbandlı karıştırıcılarda darband imaj kısa devre sonlandırmalı olan karıştırıcı minimum dönüştürme kaybı sağlar.Yüksek sürücü seviyelerinde dönüştürme kaybı ve giriş,çıkış sonlandırmalarının limit değerleri ise ,

Z karıştırıcı imaj açık devre $R_{-1} = \infty$ iken limit değerler :

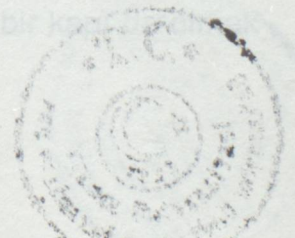
$$L_{\min} \Rightarrow 7.7 \text{ (8.8 dB)}$$

$$R_{\text{Sopt}} \Rightarrow r_s + \frac{r_b}{2}$$

$$R_{\text{Lopt}} \Rightarrow r_s + \frac{r_b}{2} \text{ olup giriş ve çıkış sonlandırmalarının yüksek sürücü seviyesine}$$

göre limit değerleri eşit olur.

Z- karıştırıcı imaj kısa devre $R_{-1} = 0$ iken limit değerler ,



$$L \Rightarrow 3.6 \text{ (5.5 dB)}$$

$$R_{Sopt} \Rightarrow \frac{1}{2} \left(r_s + \frac{r_b}{2} \right)$$

$$R_{Lopt} \Rightarrow \frac{1}{2} \left(r_s + \frac{r_b}{2} \right) \left(1 - \frac{4}{\pi} \right)$$

dir. Diod seri direncinin parametre alınması ile çizdirilen darband imaj açık devre ve darband imaj kısa devre dönüştürme kaybı eğrilerinde $r'_s \leq 10^{-4}$ den daha küçük değerlerde dönüştürme kaybındaki değişimlerin az olduğu gözlenmiştir. Benzer sonuç giriş ve çıkış sonlandırmalarının değişim eğrileri için de geçerlidir.

Minimum dönüştürme kaybının elde edilmesi için Z- karıştırıcının AF kapısında empedans uygunluğunun sağlanıp RF kapısında empedans uygunluğunun sağlanmadığı geniş bandlı durumda limit değerler ,

$$L_{min} \Rightarrow 5.082 \text{ (7.06 dB)}$$

$$R_{Sopt} \Rightarrow \frac{1}{2} \left(r_s + \frac{r_b}{2} \right)$$

$$R_{Lopt} \Rightarrow \left(r_s + \frac{r_b}{2} \right) \frac{\sqrt{\pi^2 - 8}}{\pi} \text{ dir.}$$

Z karıştırıcı için geniş band eğrileri Şekil 5.40 , 5.41 , 5.42 de verilmektedir.

5.2.4. Y- TİPİ KARIŞTIRICININ PERFORMANS PARAMETRELERİ :

İlgilenmekte olduğumuz her bir frekans bileşeni ayrı bir kapı da olmak

üzere lineer üç kapılı ile temsil edilen Y- tipi karıştırıcı için üç kapılı devre denklemleri ,

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{12} & y_{11} & y_{12} \\ y_{13} & y_{12} & y_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

şeklinde yazılabilir.

Harmonik denge denklemleri sonucu bulunan y katsayıları Ek 1 de verilmiştir. İmaj frekans bileşeninin resistif kabul edilmesi ile üç kapılı ile temsil edilen Y- karıştırıcı iki kapılı devre ile temsil edilebilir. Bu takdirde ,

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \end{bmatrix}$$

Y katsayıları ,

$$Y_{11} = y_{11} (1 - a^2 / (1 + Y)) \quad (5.15.a)$$

$$Y_{12} = y_{12} (1 - a / (1 + Y)) \quad (5.15.b)$$

$$Y_{22} = y_{11} (1 - Y_o / (1 + Y)) \quad (5.15.c)$$

$$a = \frac{y_{13}}{y_{11}} \quad (5.15.d)$$

$$Y = \frac{Y_{-1}}{y_{11}} \quad (5.15.e)$$

$$Y_o = \frac{y_{12}^2}{y_{11}^2} \quad (5.15.f)$$

İmaj frekans bileşeninin kısa devre yada açık devre edildiği darbandlı durumlarda Y katsayıları giriş ve çıkış sonlandırmalarından bağımsız olduklarından bu sonlandırmaların optimum değerleri de eşlenik empedans uydurularak bulunan değerlere eşittir.

Darbandlı Y- tipi karıştırıcı analizinde minimum dönüştürme kaybının , optimum kaynak ve yük dirençlerinin sürücü seviyesine göre değişimleri Şekil 5.25 , 5.26 , 5.27 , 5.28 , 5.29 , 5.30 da verilmiştir. Darbandlı karıştırıcılarda darband imaj açık devre sonlandırılmalı olan karıştırıcı minimum dönüştürme kaybı sağlar. Y- karıştırıcı darband imaj kısa devre iken limit değerler ,

$$L_{\min} \Rightarrow 7.74 \text{ (8.89 dB)}$$

$$R_{\text{Sopt}} \Rightarrow \frac{2 r_s}{\left(1 - \frac{4}{\pi}\right)^{\frac{1}{2}}} \Rightarrow R_{\text{Lopt}}$$

olup giriş ve çıkış sonlandırmalarının yüksek sürücü seviyelerine göre limit değerleri eşit olur.



Y- karıştırıcı darband imaj açık devre iken limit değerler ,

$$L_{\min} \Rightarrow 3.6 \text{ (5.5 dB)}$$

$$R_{\text{Sopt}} \Rightarrow \frac{2 r_s \sqrt{\pi^2 - 4}}{\sqrt{\pi^2 - 8}}$$

$$R_{\text{Lopt}} \Rightarrow \frac{2 r_s}{\sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}}}$$

olup.Y- karıştırıcı için geniş band eğrileri Şekil 5.31 , 5.32 , 5.33 de verilmiştir.

5.3. SONUÇ :

Çapraz bağlanmış dört özdeş Schottky diodunun H-,G-,Y-,Z- gibi dört tip konfüğürasyon için hesaplanmış doğal dönüştürme kayıplarının diod seri direnci parametre alınarak sürücü seviyesine göre değişimleri incelendiğinde eğrilerden de görüleceği gibi en iyi performansı en genel halde H- tipi karıştırıcı sağlamaktadır.Doğal dönüştürme kayıp eğrilerinden de görüleceği gibi imaj sonlandırması açık devre yapılmış H- karıştırıcı ve onunla aynı değişimi gösteren imaj sonlandırması kısa devre yapılmış G- karıştırıcı minimum dönüştürme kaybı sağlamıştır.Lokal osilatör sürücü seviyesi 10^3 ile 10^6 arasında iken 1 dB in altında dönüştürme kaybı elde etmek mümkün olmuştur.

Karıştırıcıların dönüştürme performanslarının iyilik derecelerine göre sıralanmaları aşağıdaki gibidir :

- 1) H- Karıştırıcı açık devre imaj sonlandırmalı ; G- karıştırıcı kısa devre

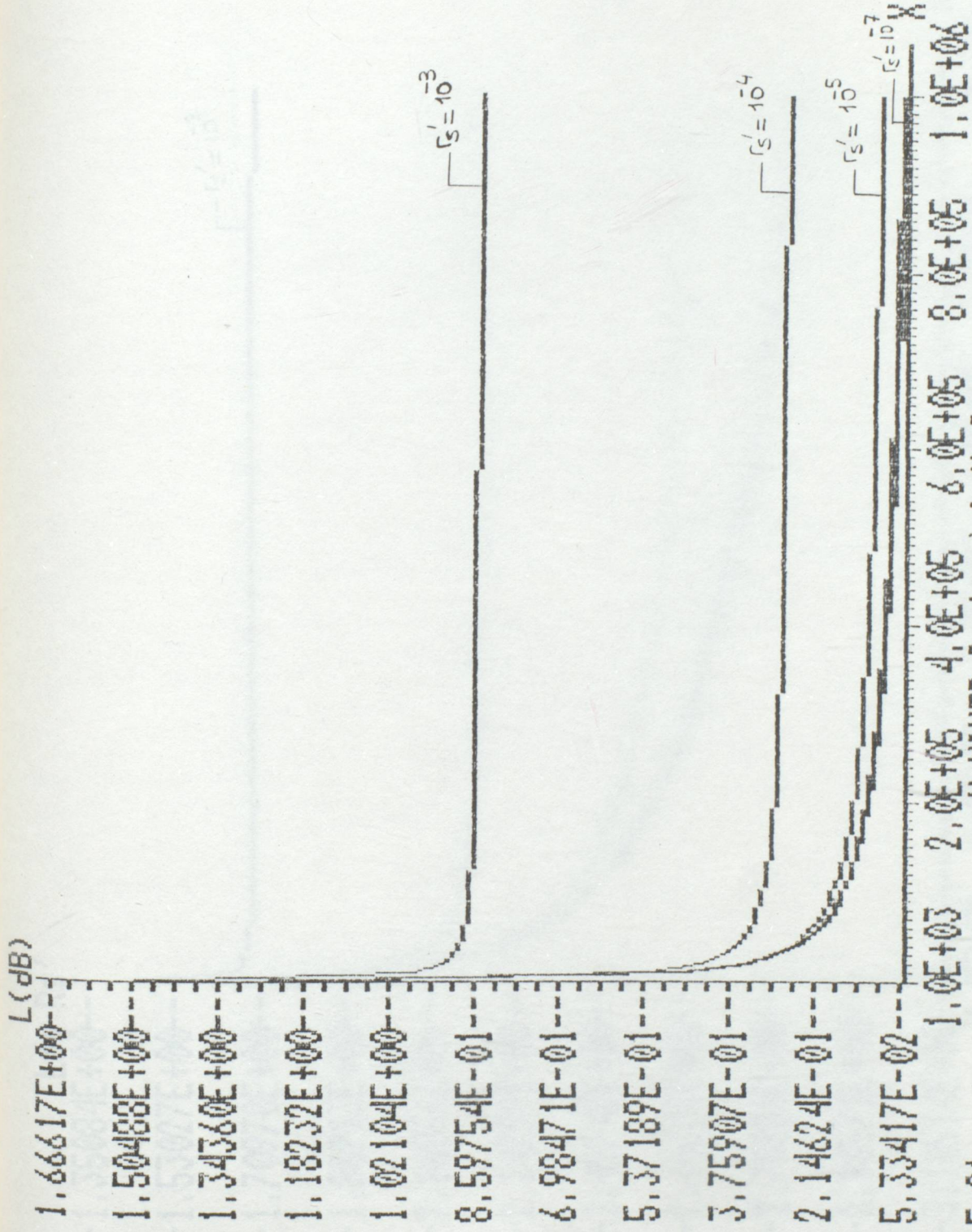
imaj sonlandırmalı.

- 2) H- Karıştırıcı kısa devre imaj sonlandırmalı ; G- karıştırıcı açık devre imaj sonlandırmalı.
- 3) Z- Karıştırıcı kısa devre imaj sonlandırmalı ; Y- karıştırıcı açık devre imaj sonlandırmalı.
- 4) Z- Karıştırıcı açık devre imaj sonlandırmalı ; Y- karıştırıcı kısa devre imaj sonlandırmalı.

Geniş bandlı karıştırıcı durumunda ise H- tipi karıştırıcı RF kapısında empedans uygunluğunun sağlanmadığı koşul en iyi dönüştürme kaybının elde edildiği durumdur. Elde edilen 3 dB lik kayıp dört tip konfüğürasyon içinde elde edilen en iyi değerdir. H- tipi karıştırıcıda elde edilen bu dönüştürme kaybı limit değerine karşılık G- tipi karıştırıcıda 3.7 dB , Z- tipi karıştırıcıda 7.06 dB ve Y- tipi karıştırıcıda 6.79 dB elde edilmiştir.

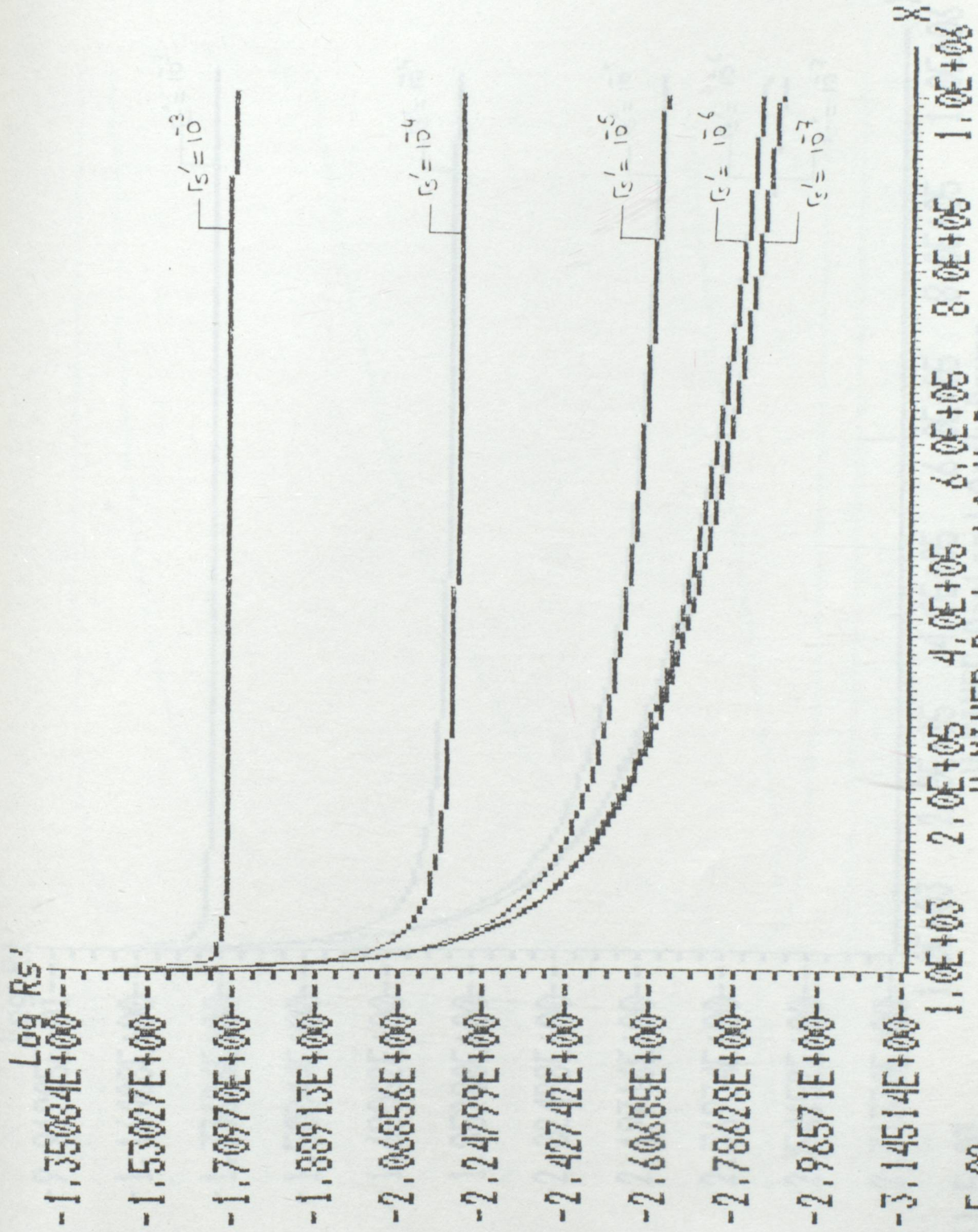
Bilgisayarla elde edilen bu sonuçlar literatürde /17/, /18/, /19/ Kulesza'nın sonuçlarını da içermektedir.





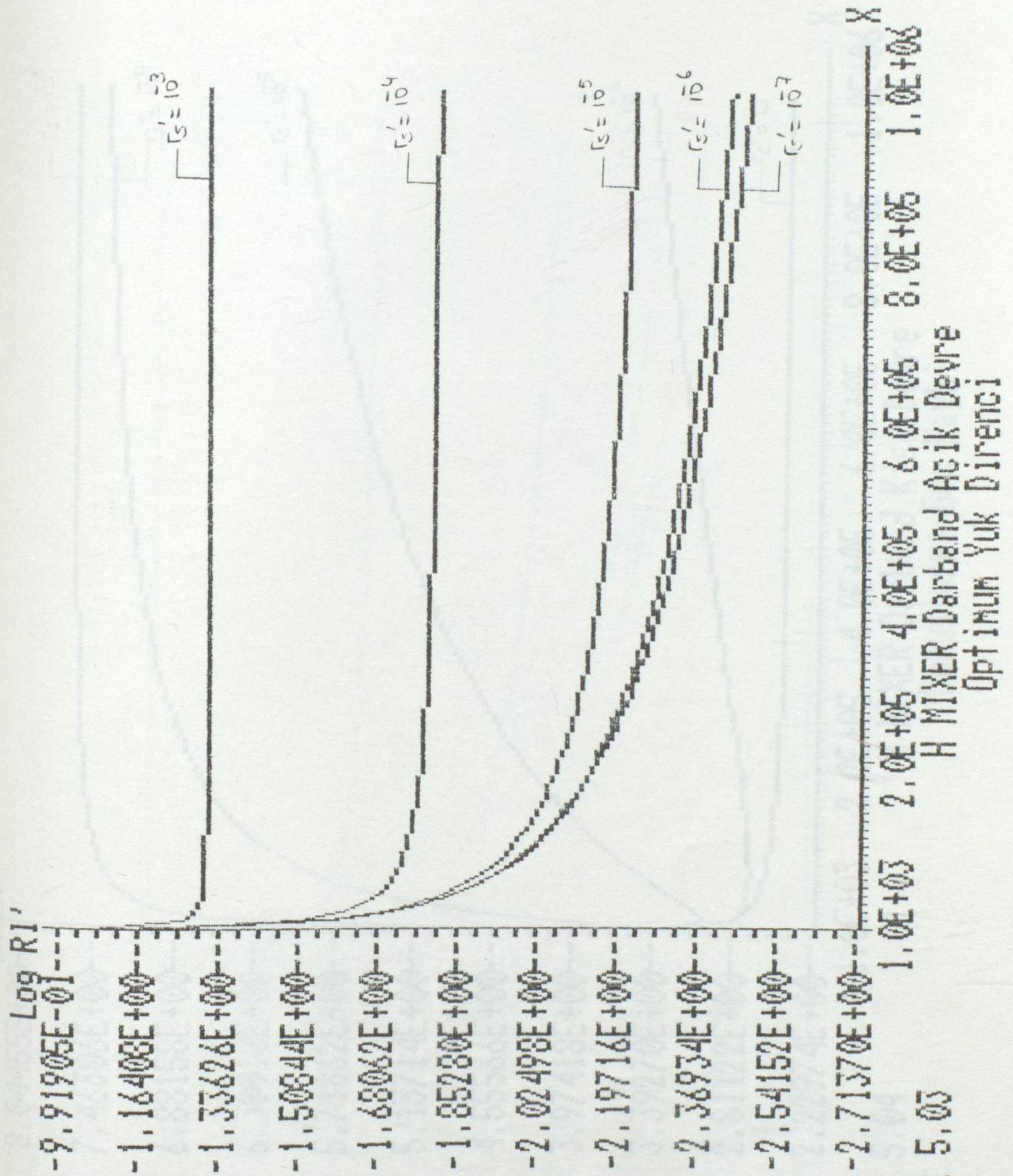
seki 5.01

H MIXER Darband Acik Devre
Donusturme Guc Kaybi



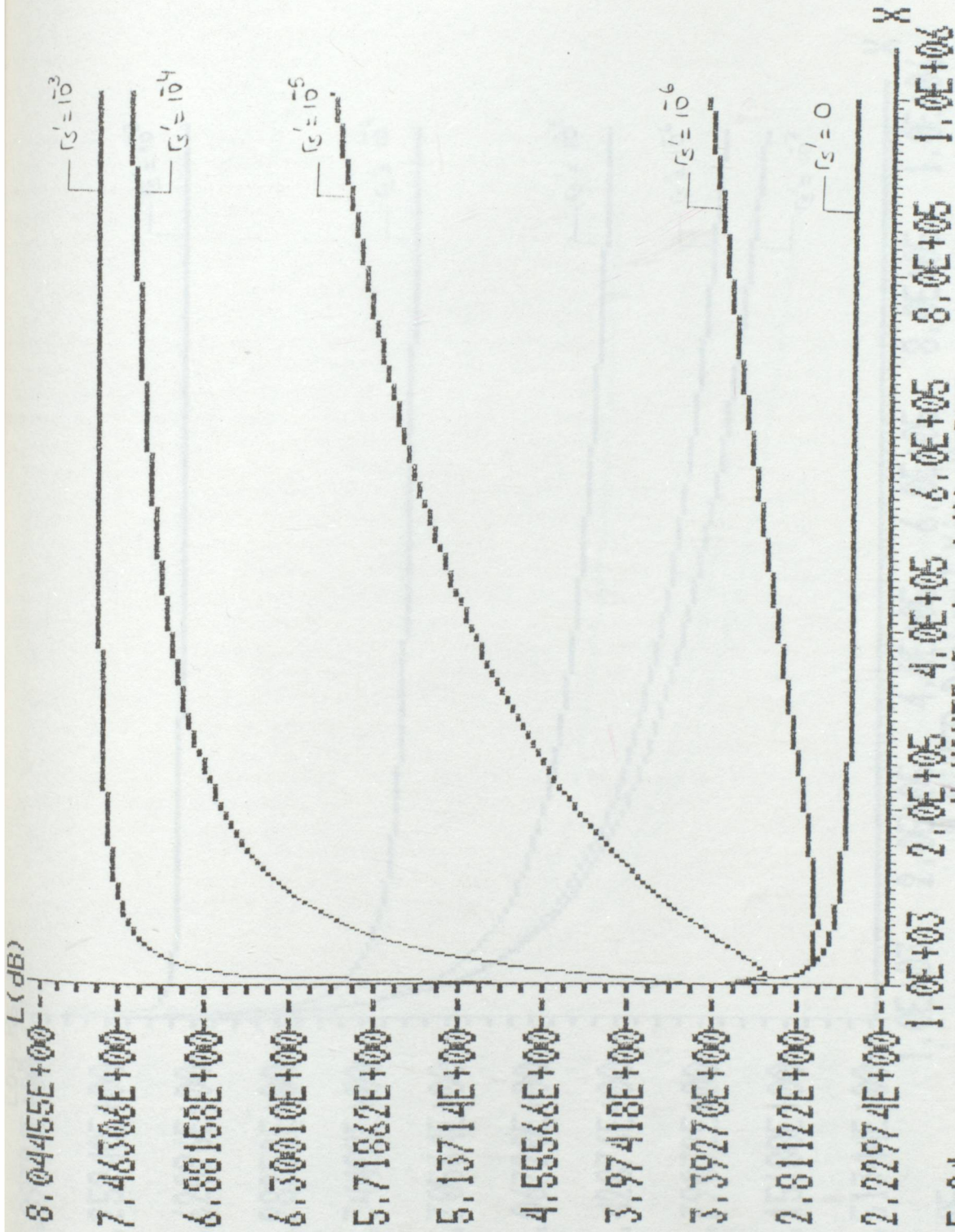
sekil 5.02

H MIXER Darband Acik Devre
Optimum Kaynak Direnci



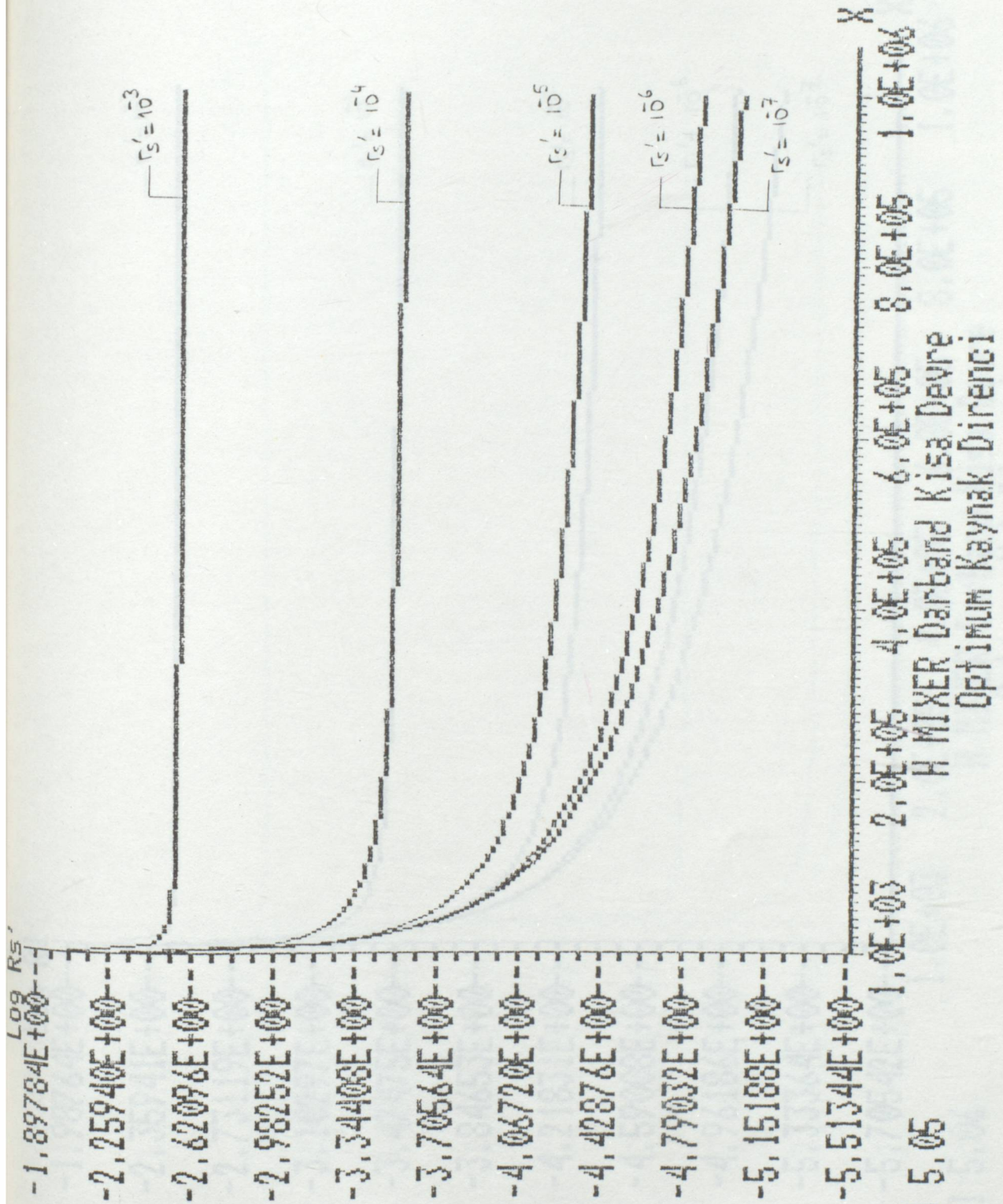
sekil 5,03

H MIXER Darband Acik Devre
Optimum Yuk Direnci



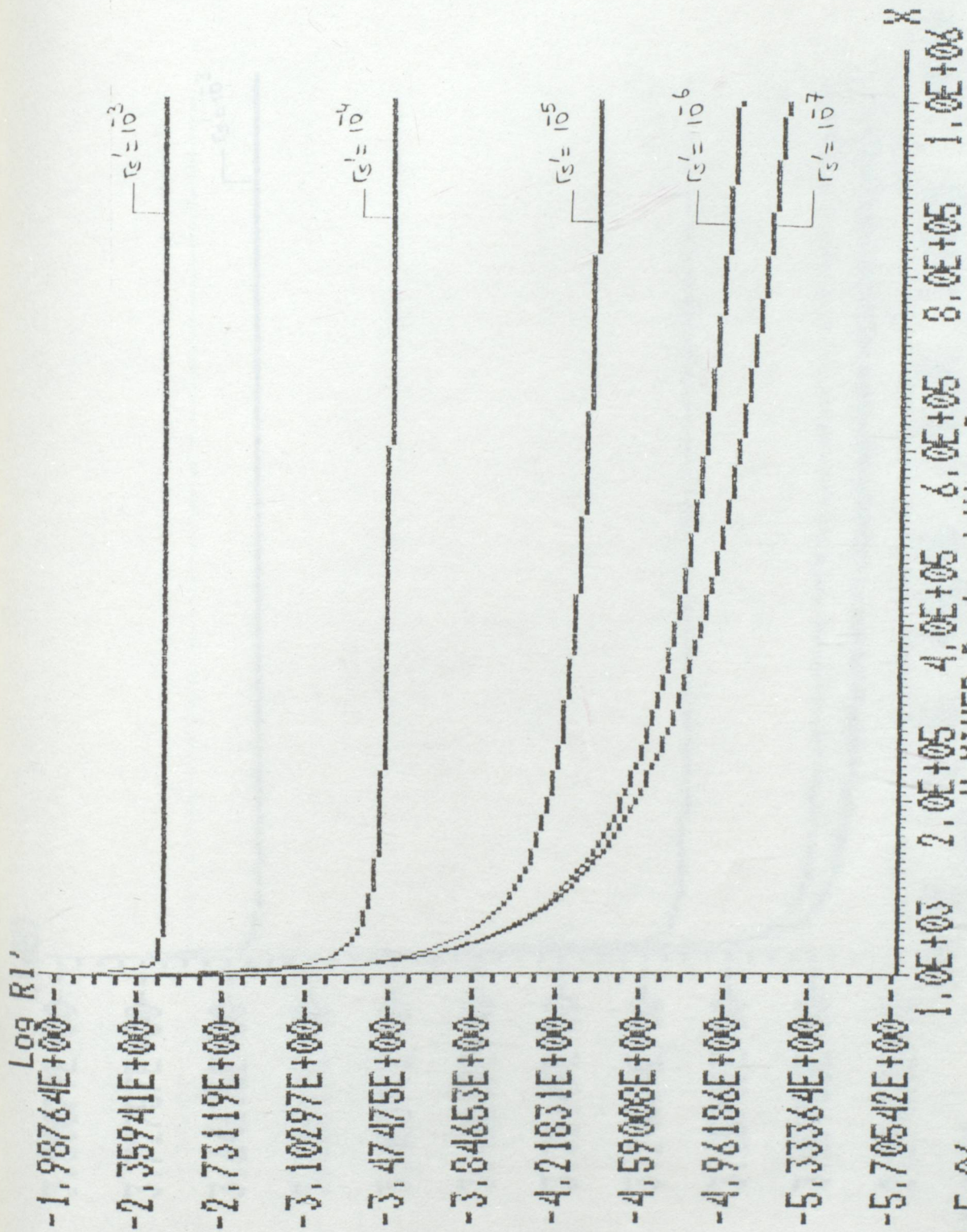
seki 5.04

H MIXER Darband Kisa Devre
Donusturme Guc Kaybi



seki 5.05

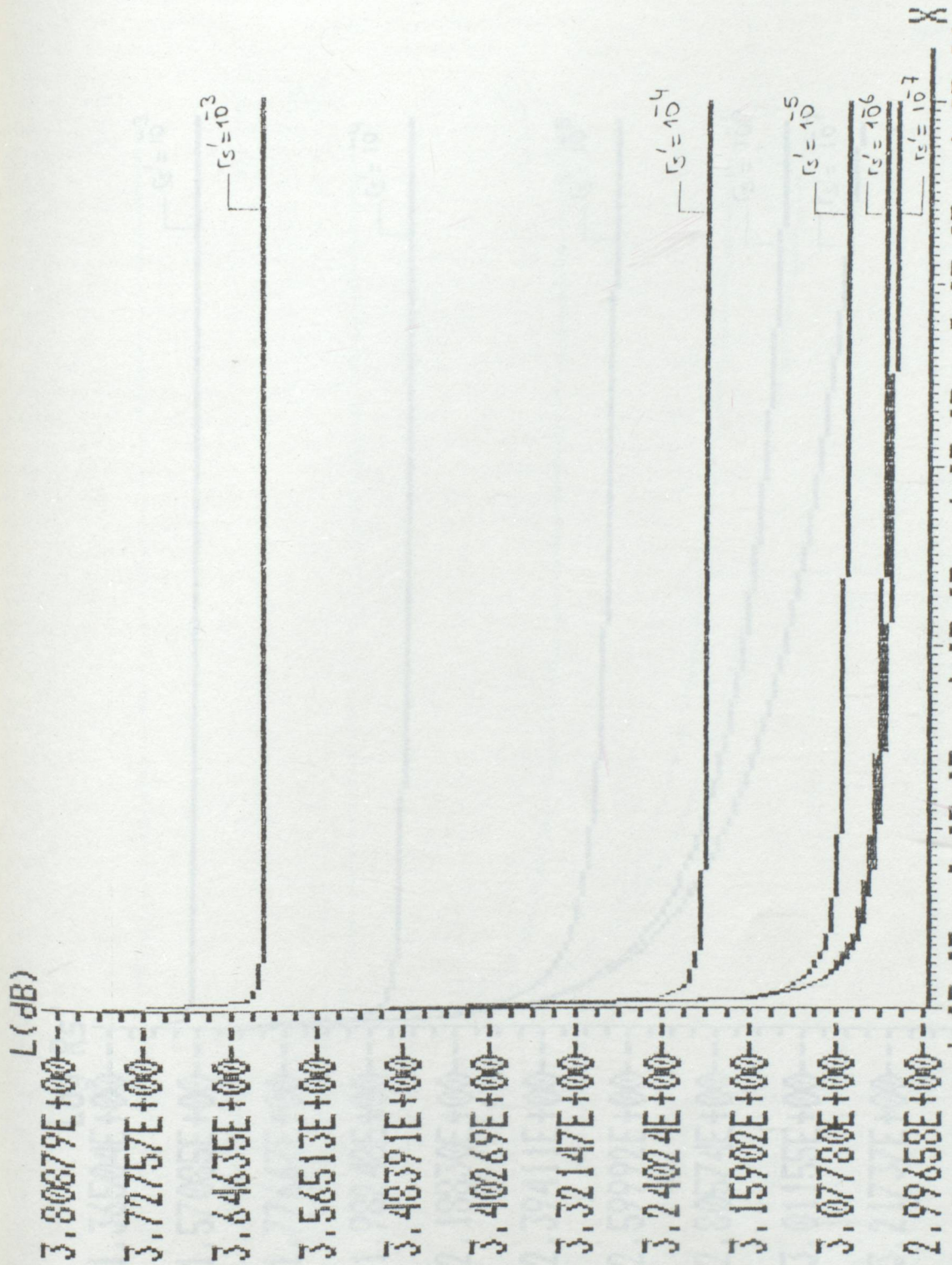
H MIXER, Darband Kisa Devre
Optimum Kaynak Direnci



seki 5.06

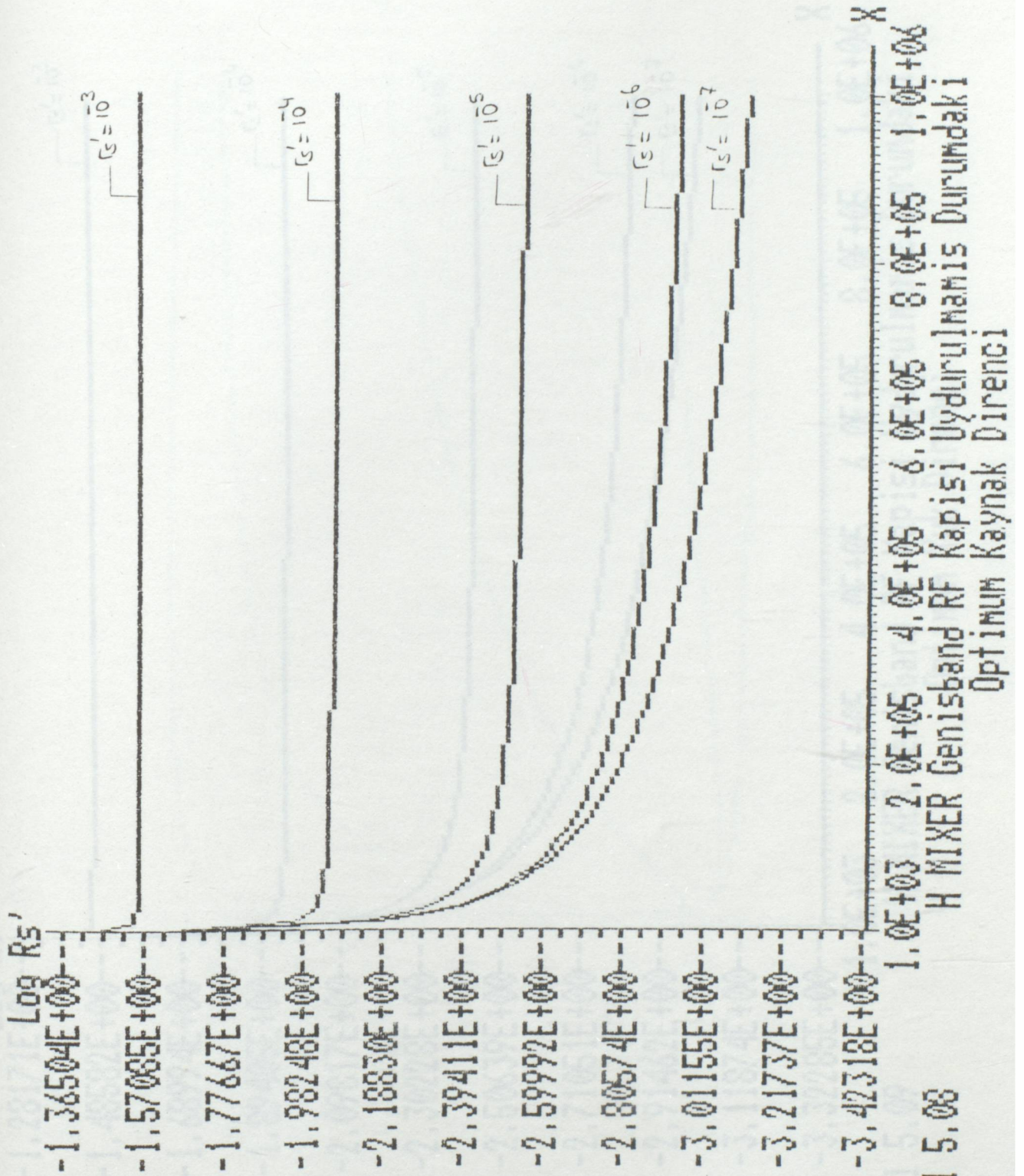
H MIXER Darband Kisa Devre
Optimum Yuk Direnci



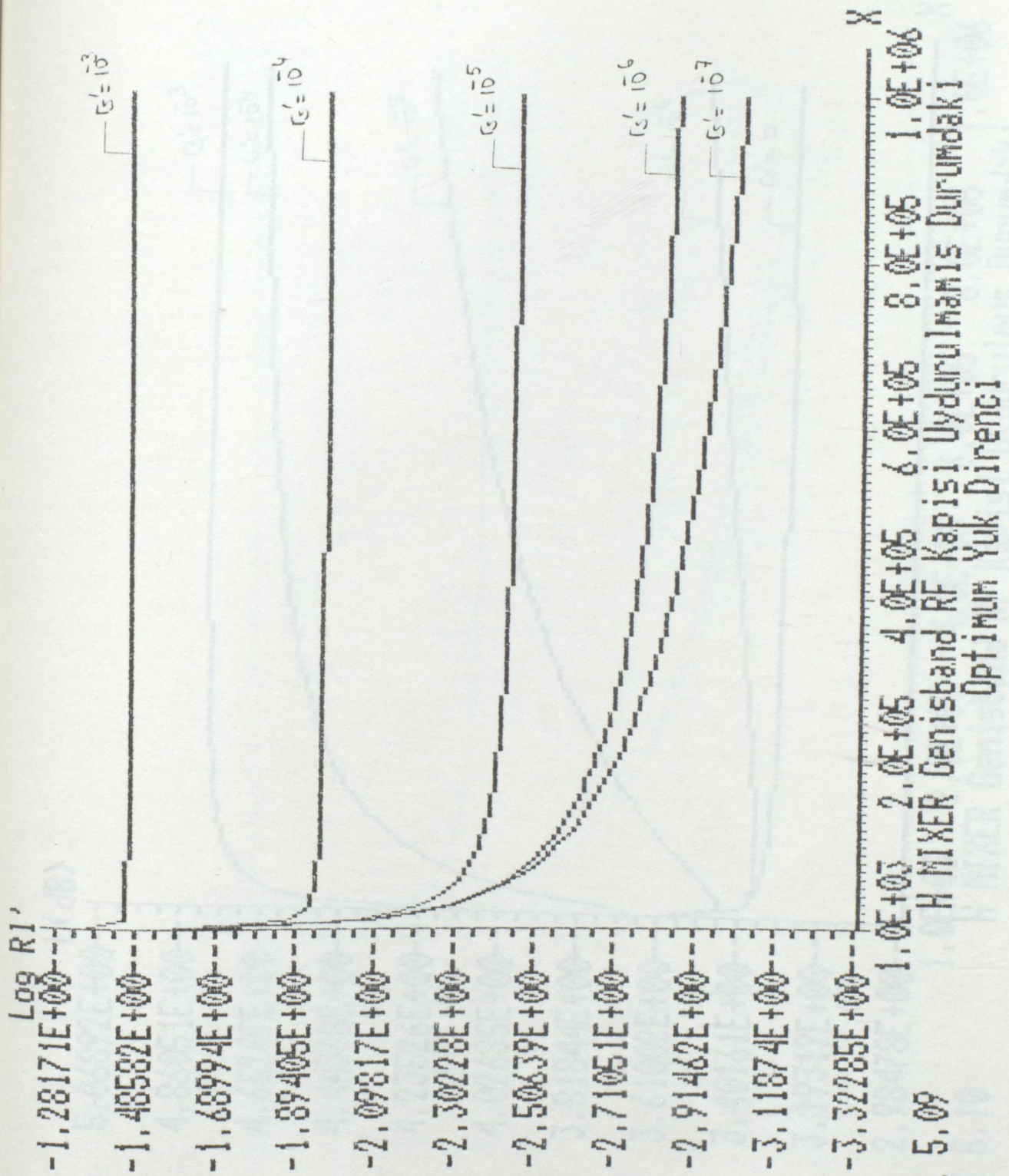


sekiil 5.07

H MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmanis Durumdaki
Donusturme Guc Kaybi

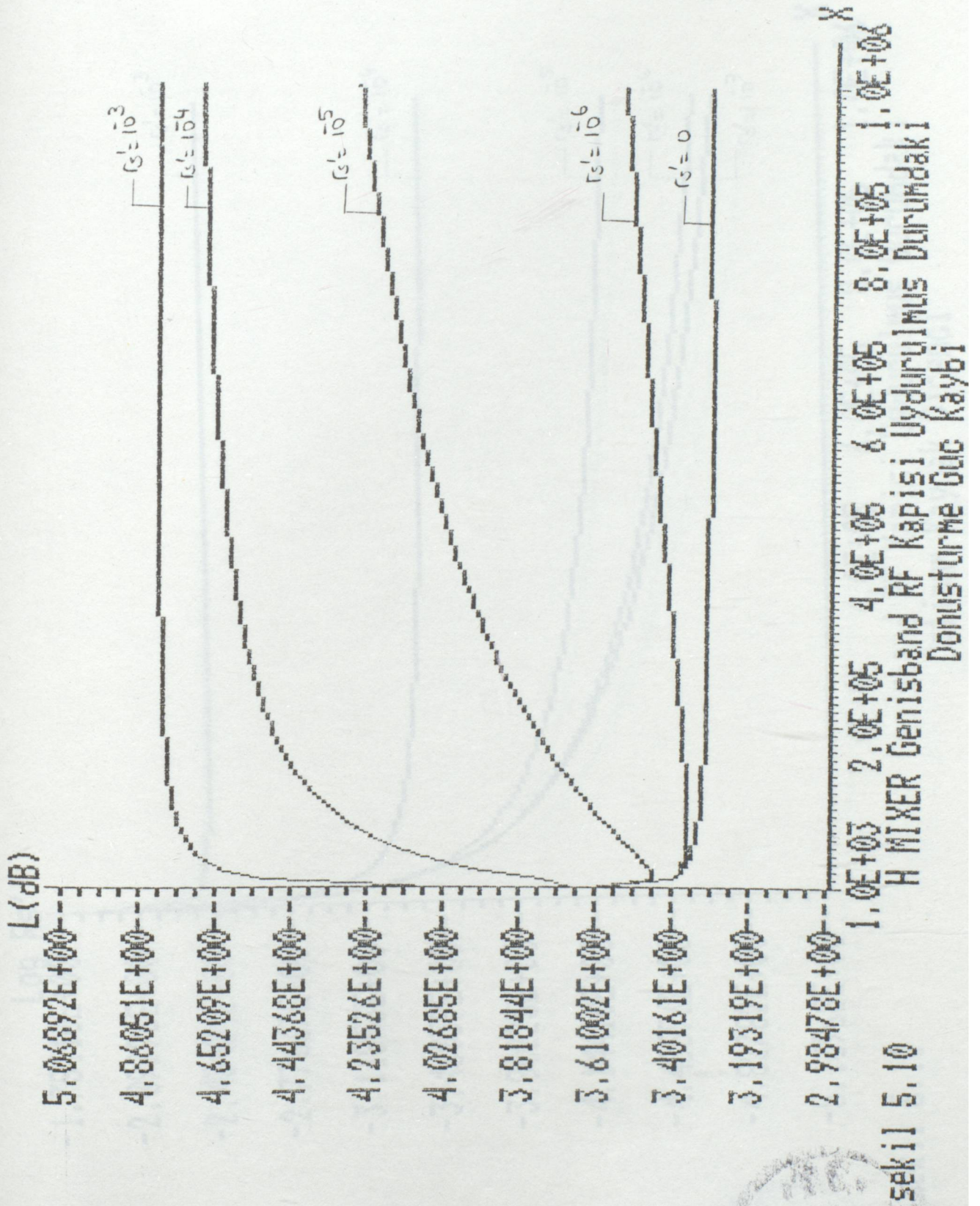


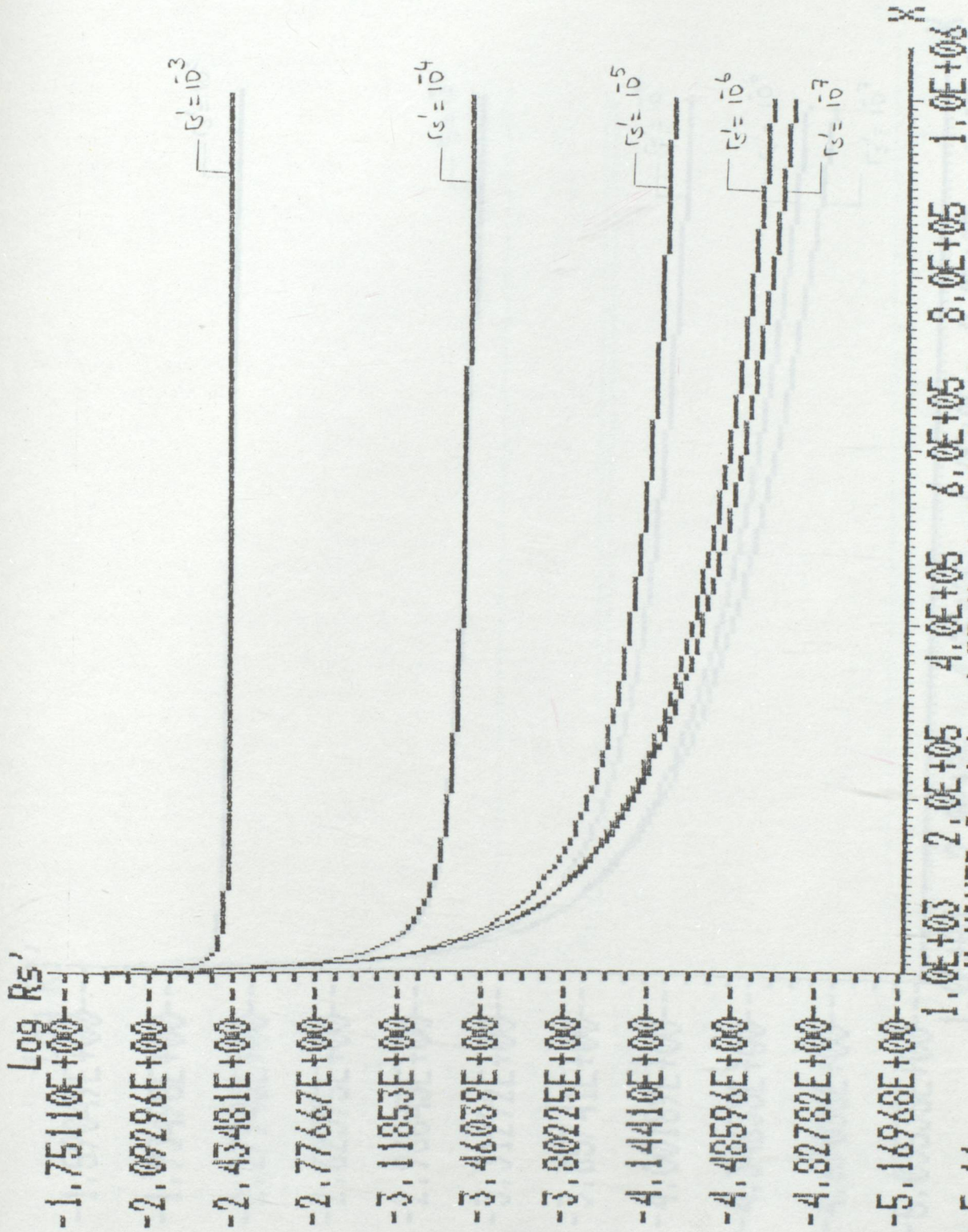
sekil 5.03



Şekil 5.09

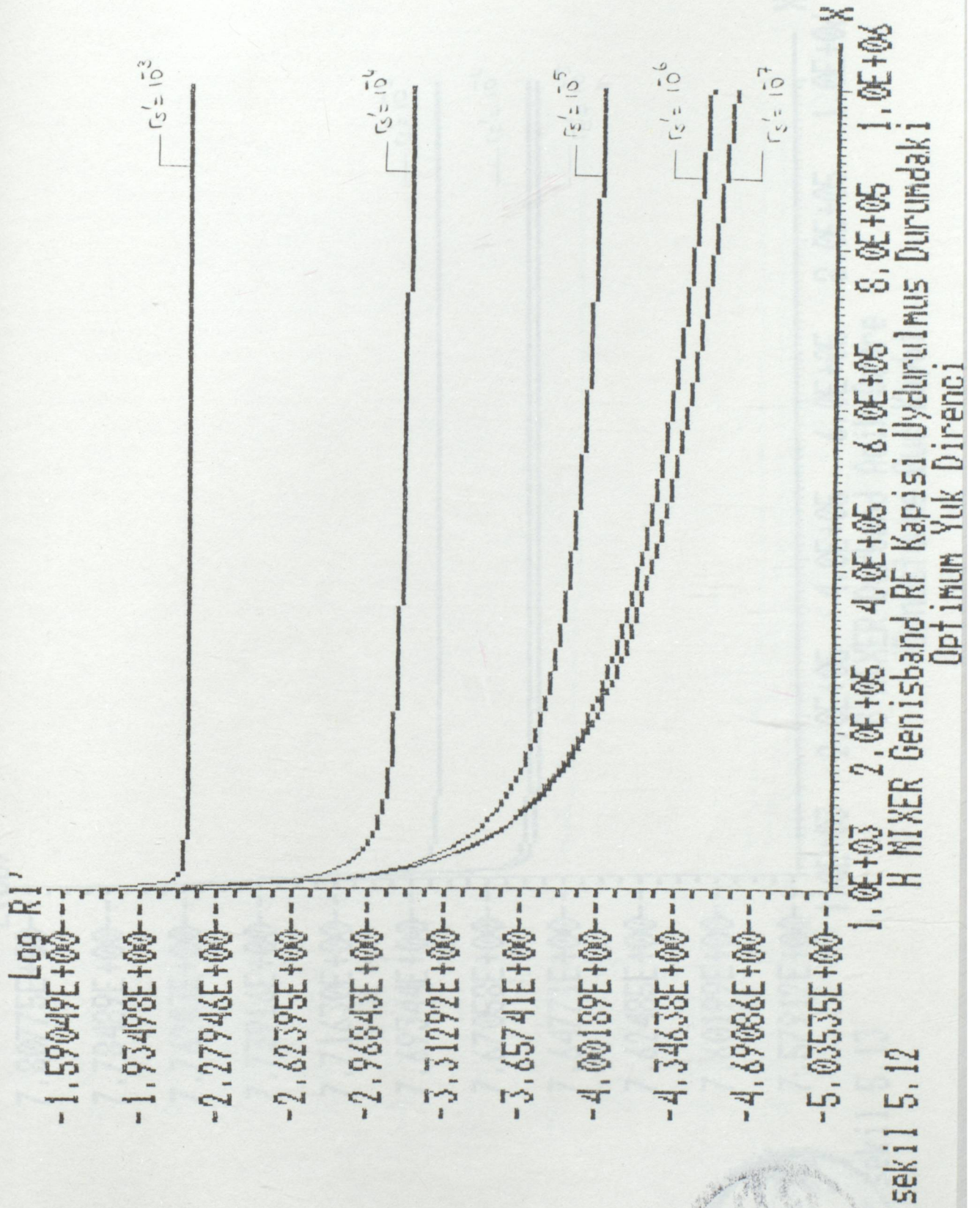


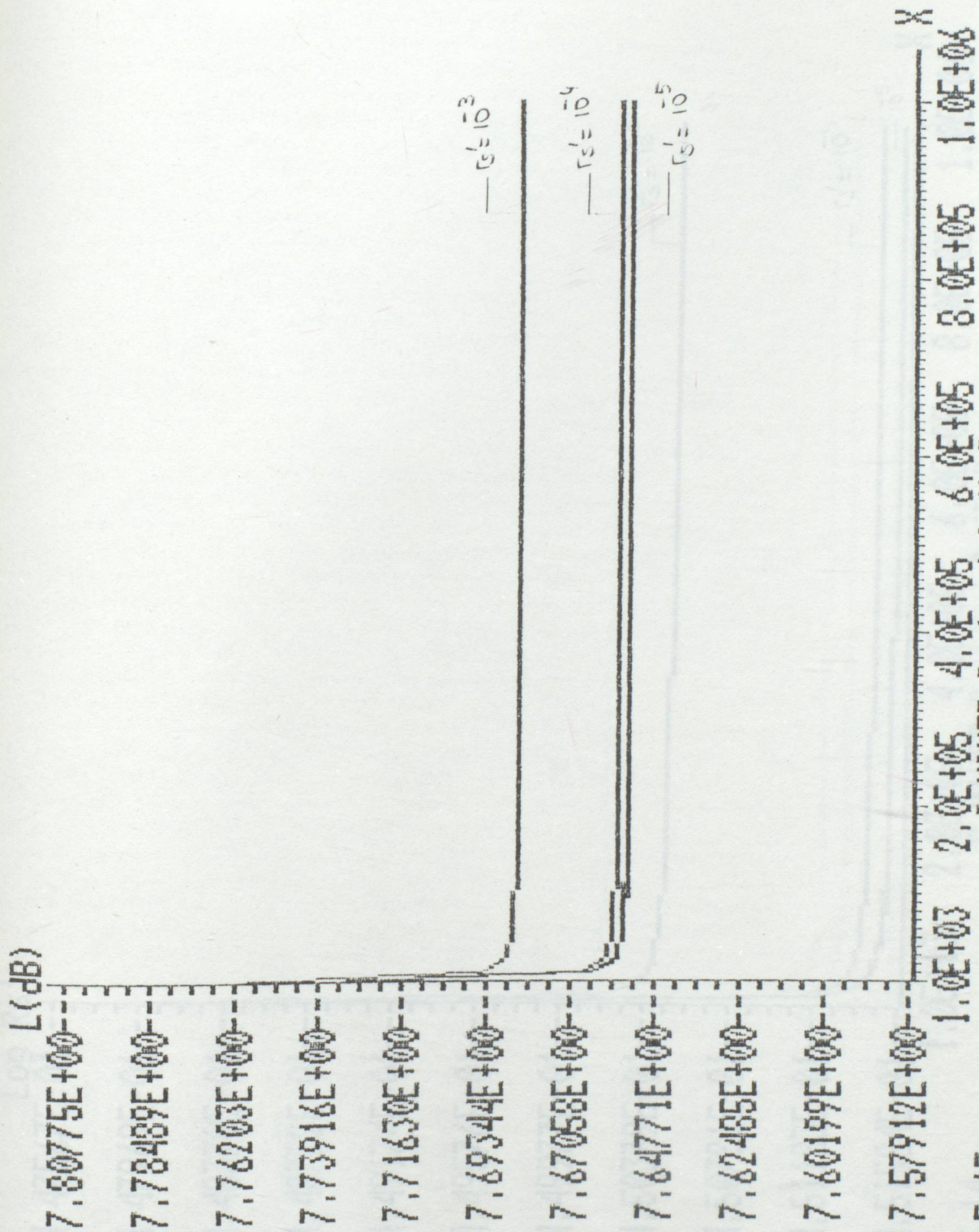




sekil 5.11

H MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmus Durumdaki
Optimum Kaynak Direnci

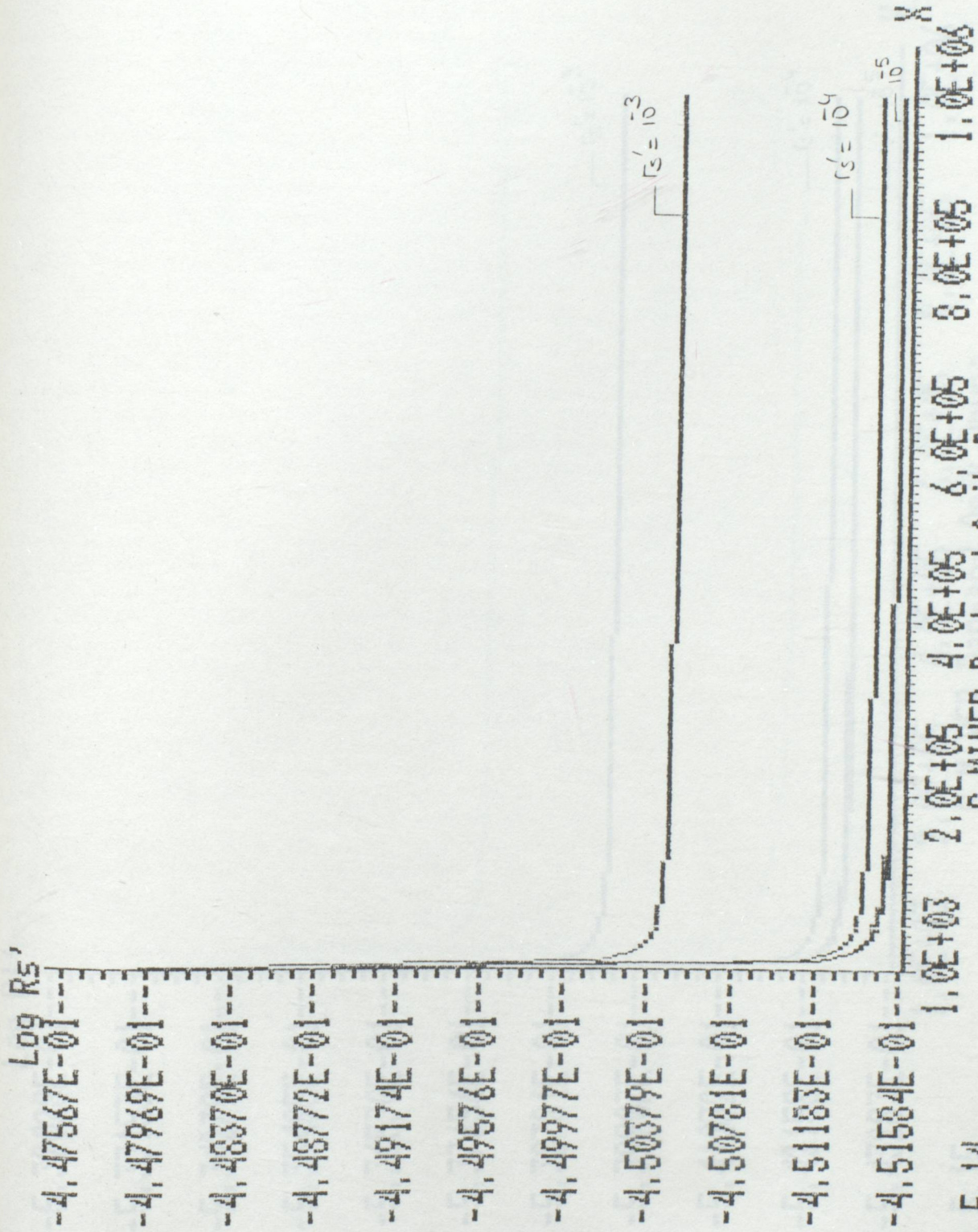




seki 5.13

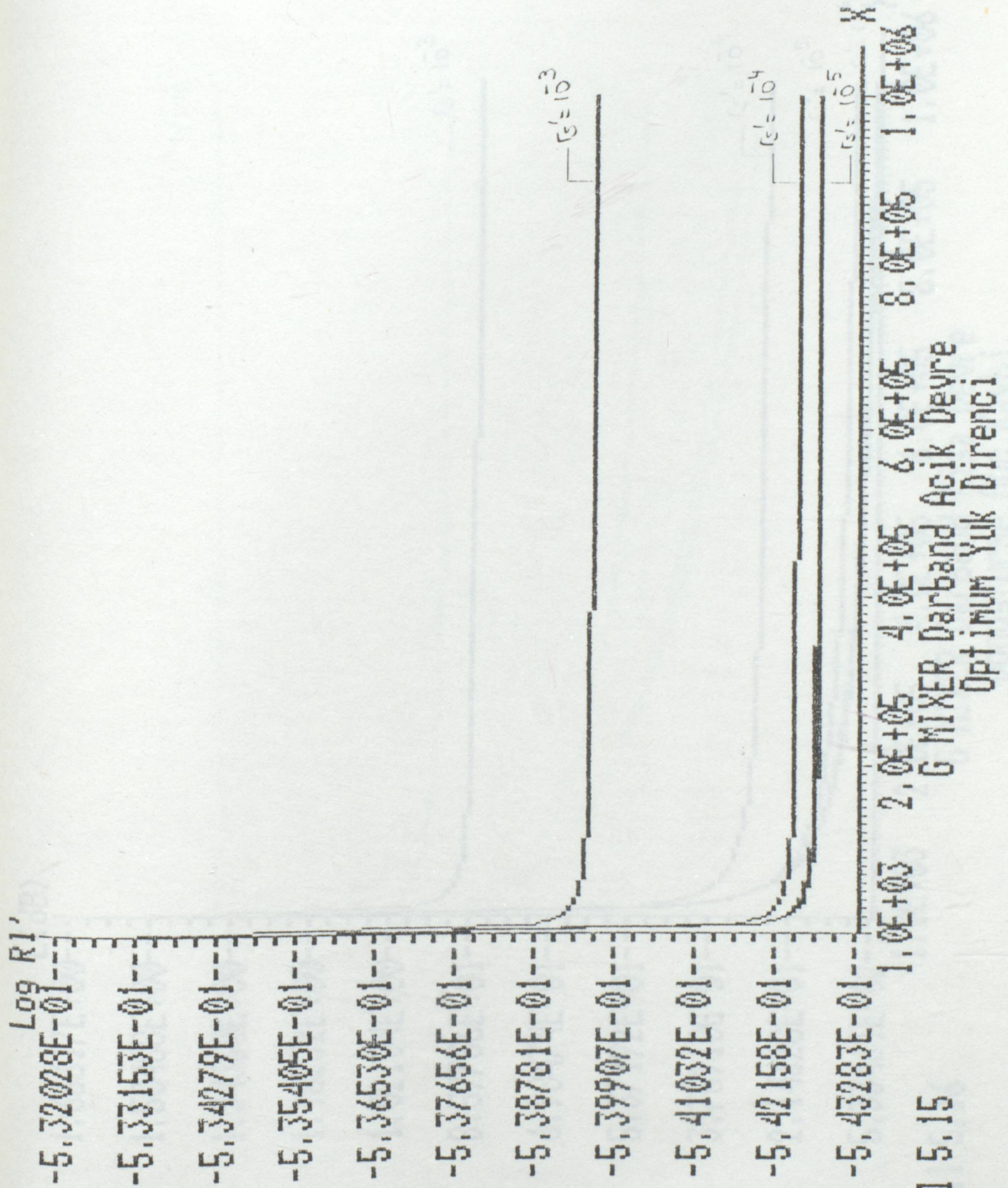
G MIXER Darband Acik Devre
Donusturme Guc Kaybi



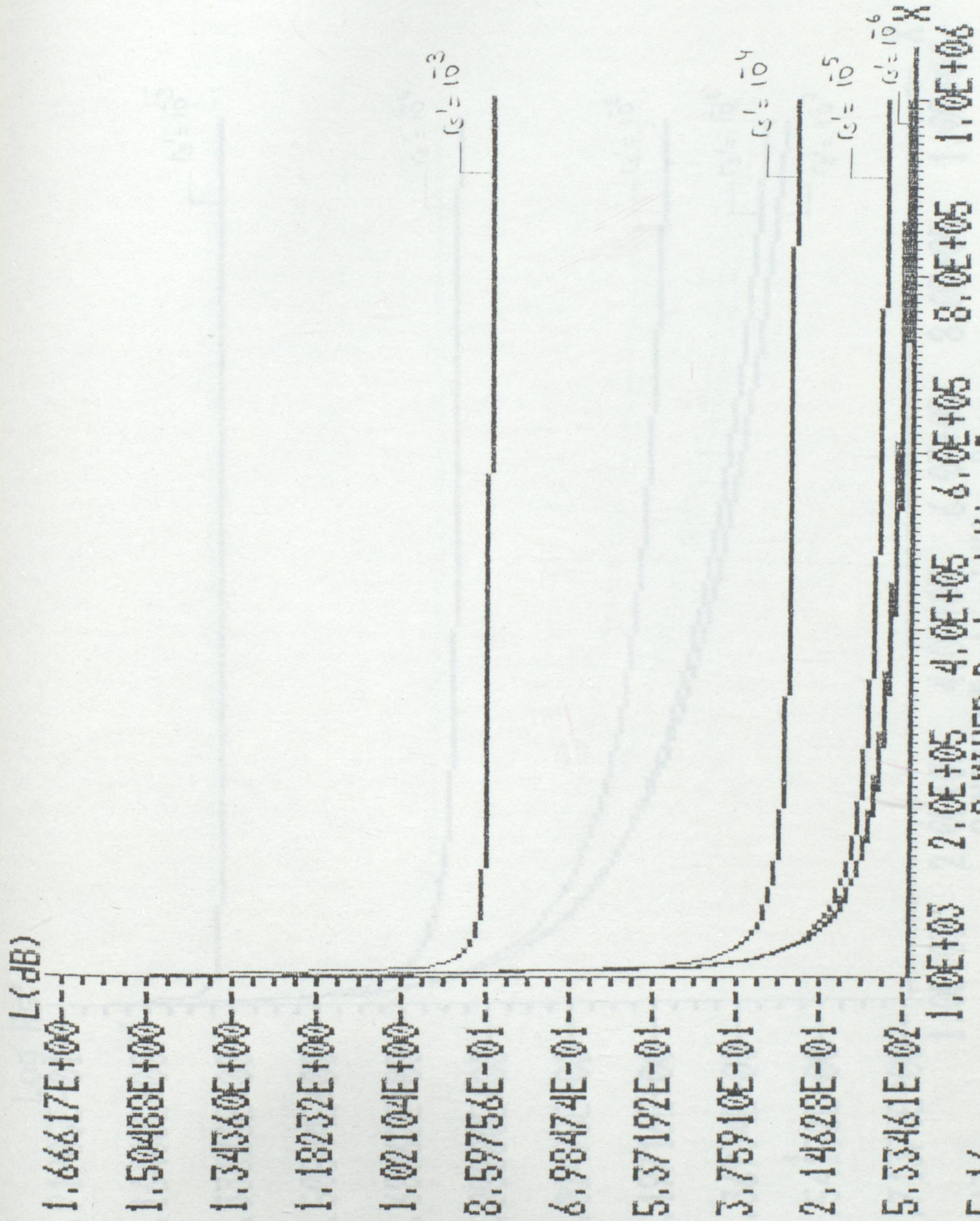


seki 5.14

G MIXER Darband Acik Devre
Optimum Kaynak Direnci

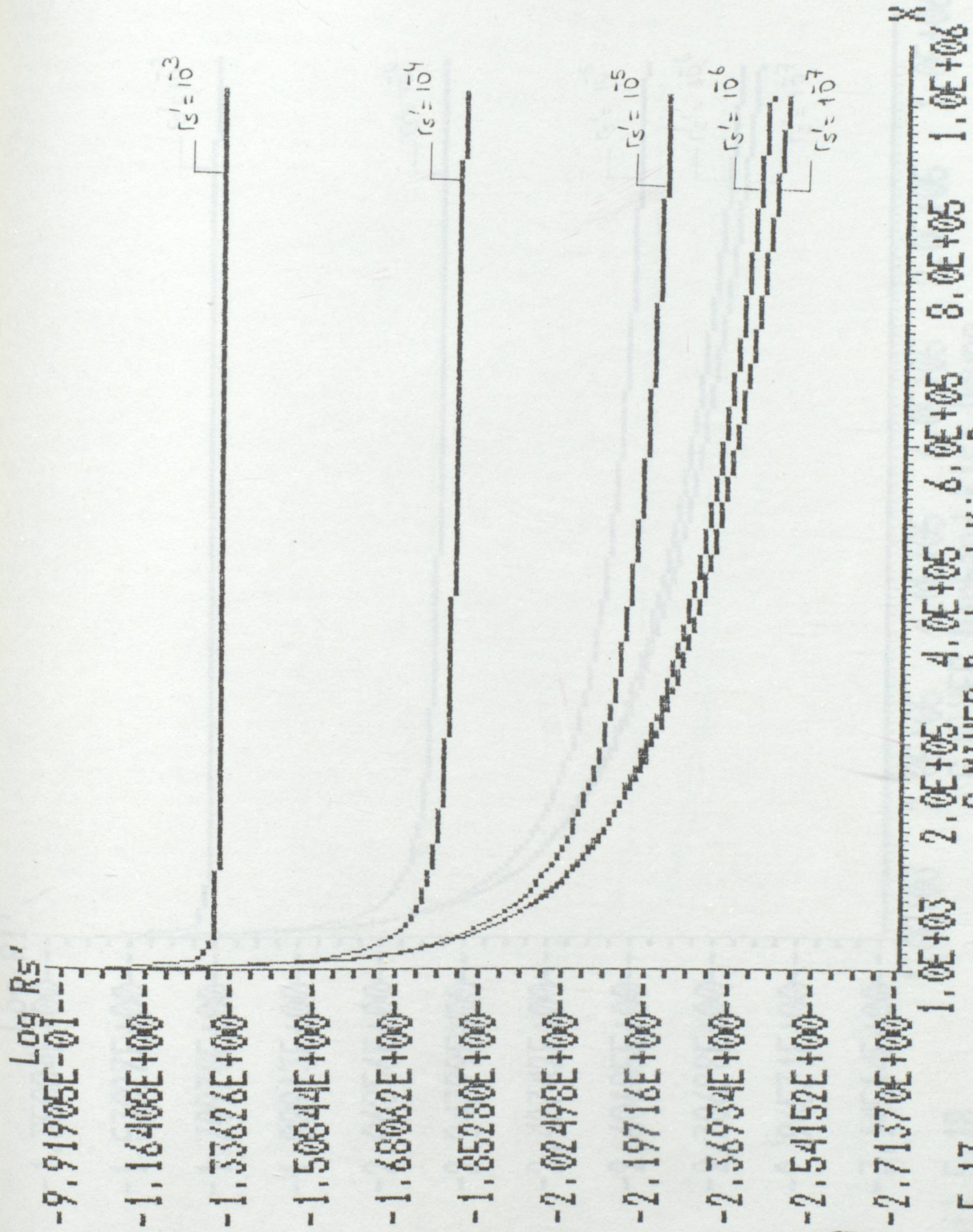


sekil 5.15



sekil 5.16

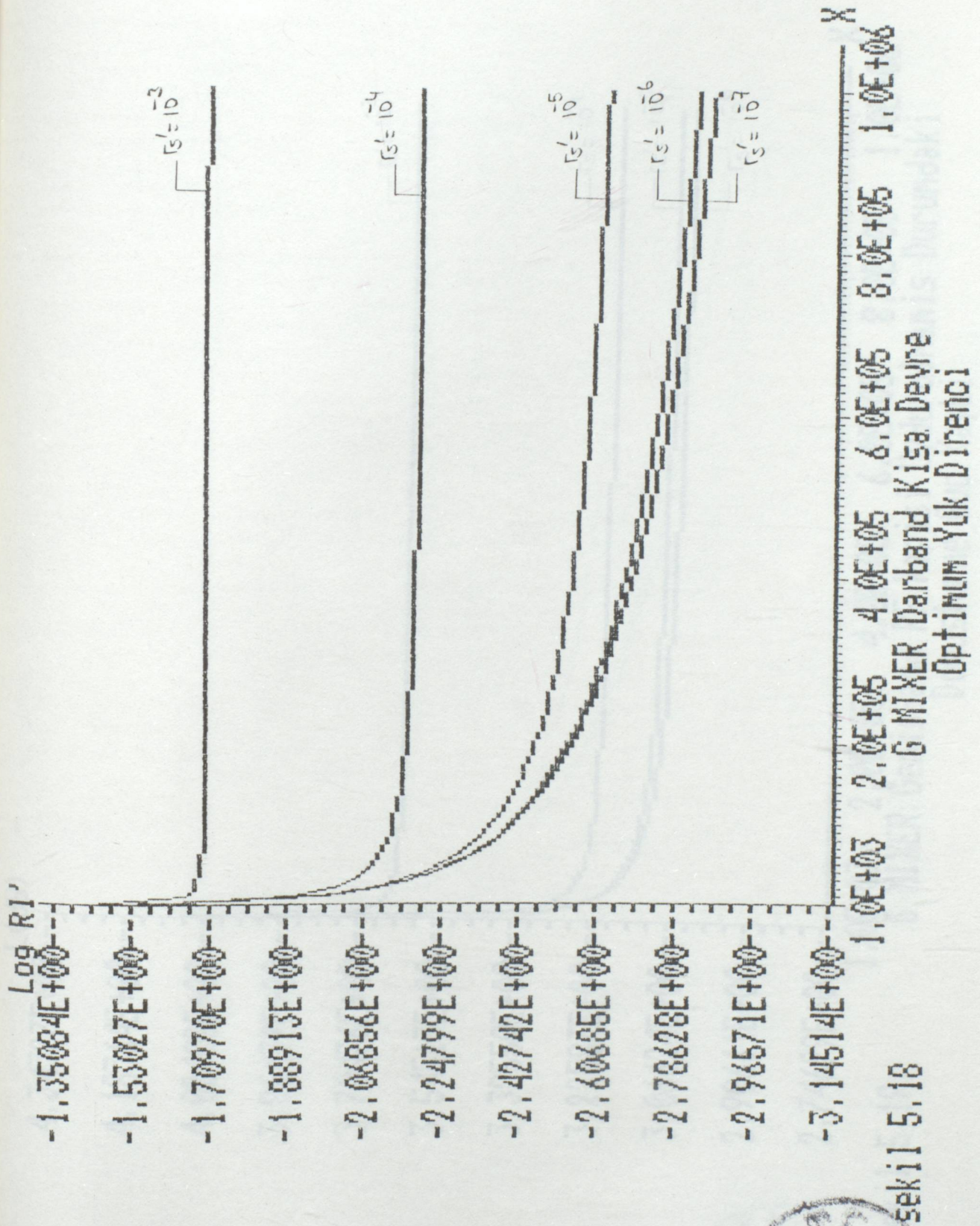
G MIXER Darband Kisa Devre
Donusturme Guc Kaybi

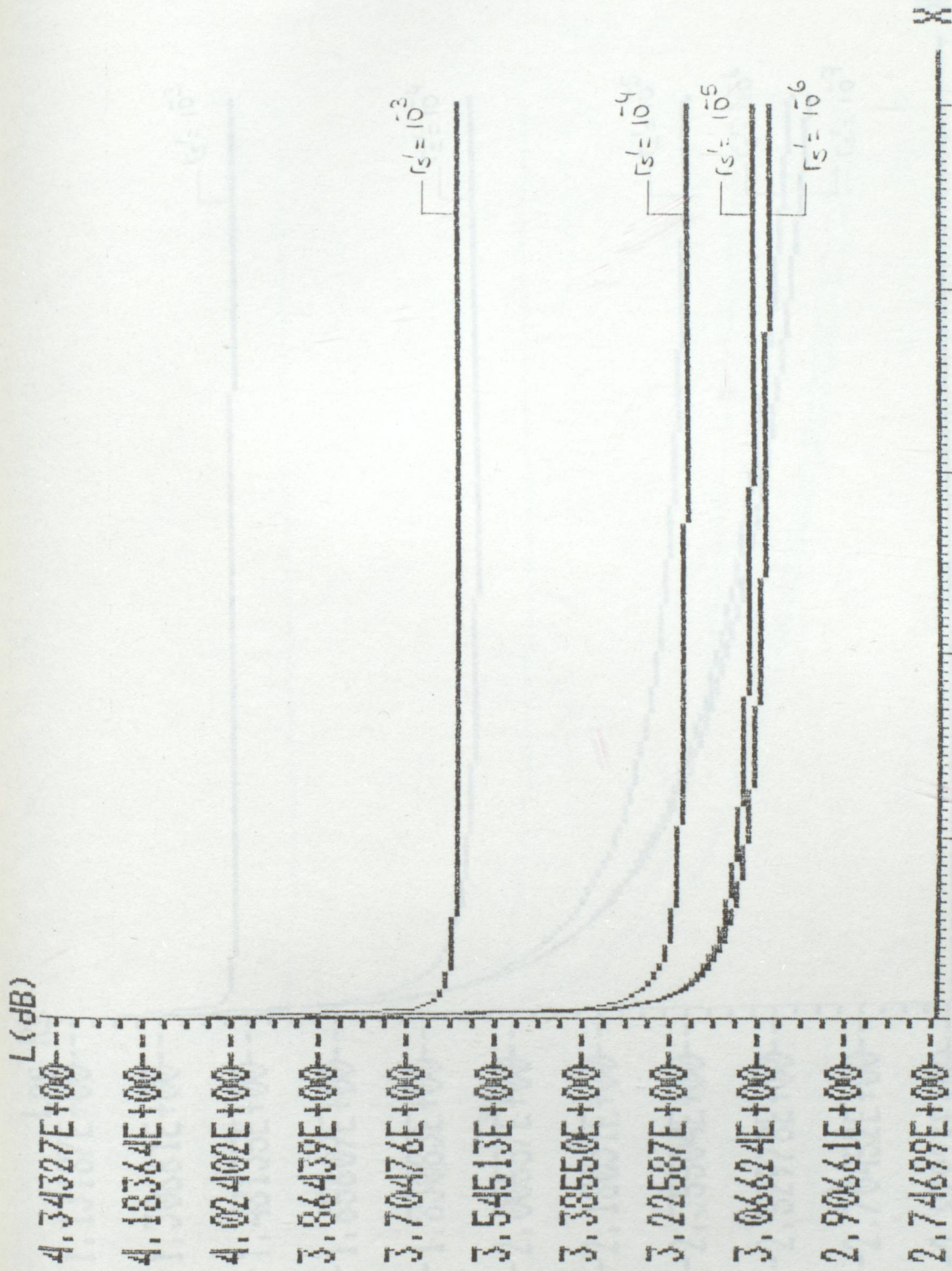


G MIXER Darband Kisa Devre
Optimum Kaynak Direnci

şekil 5.17

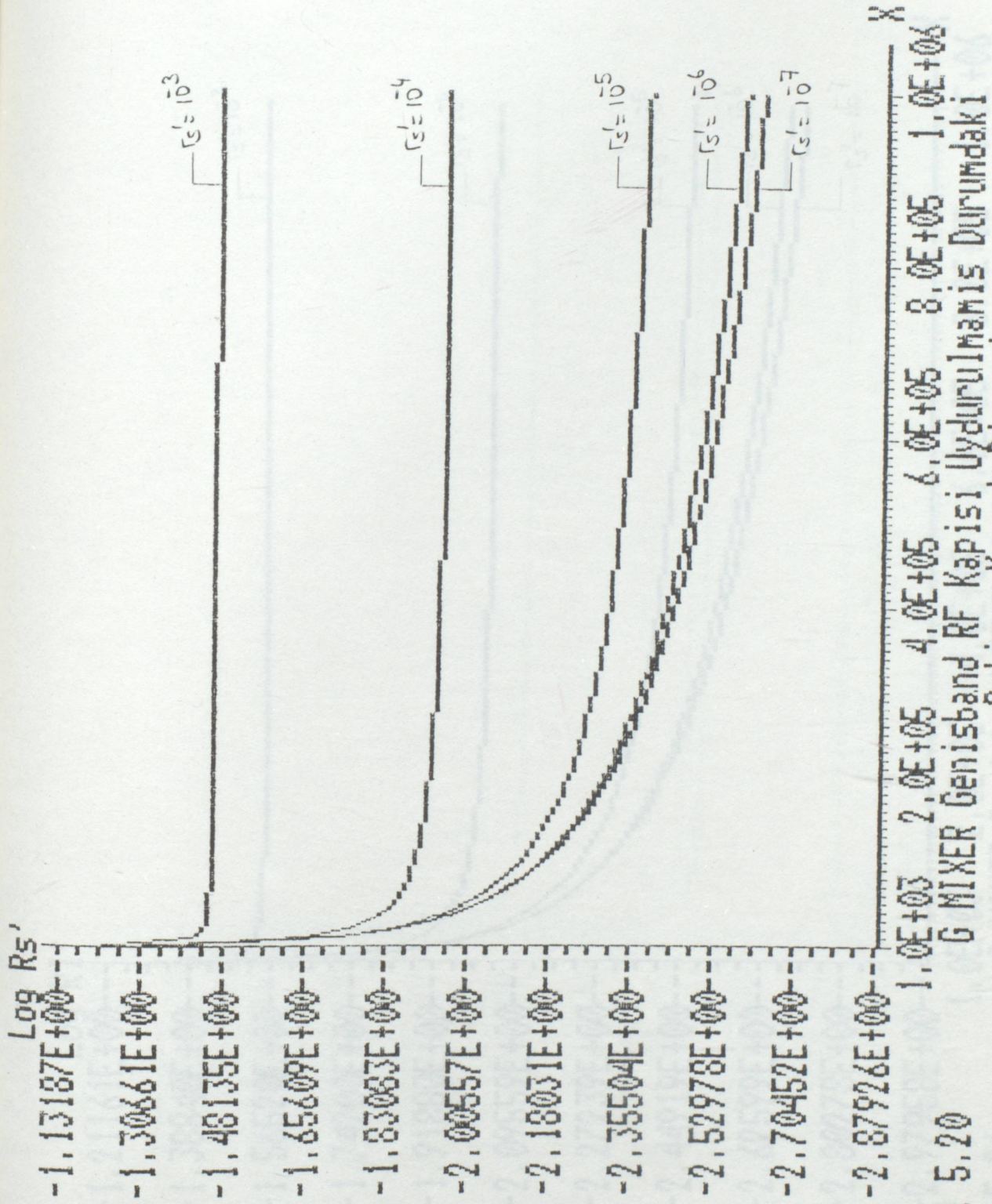




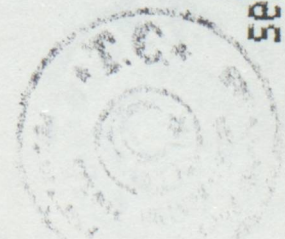


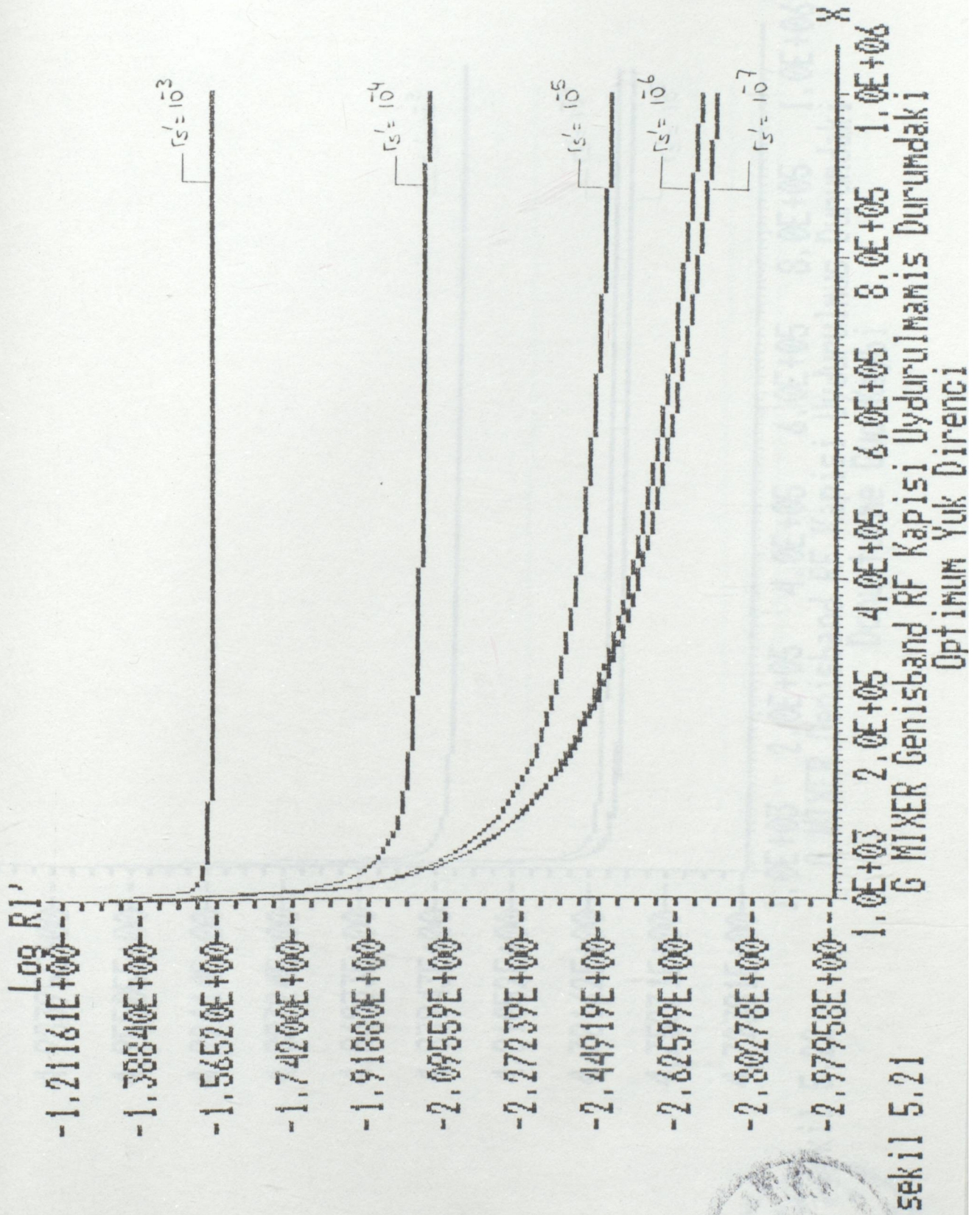
1.0E+03 2.0E+05 4.0E+05 6.0E+05 8.0E+05 1.0E+06
 G MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmamis Durumdaki
 Donusturme Guc Kaybi

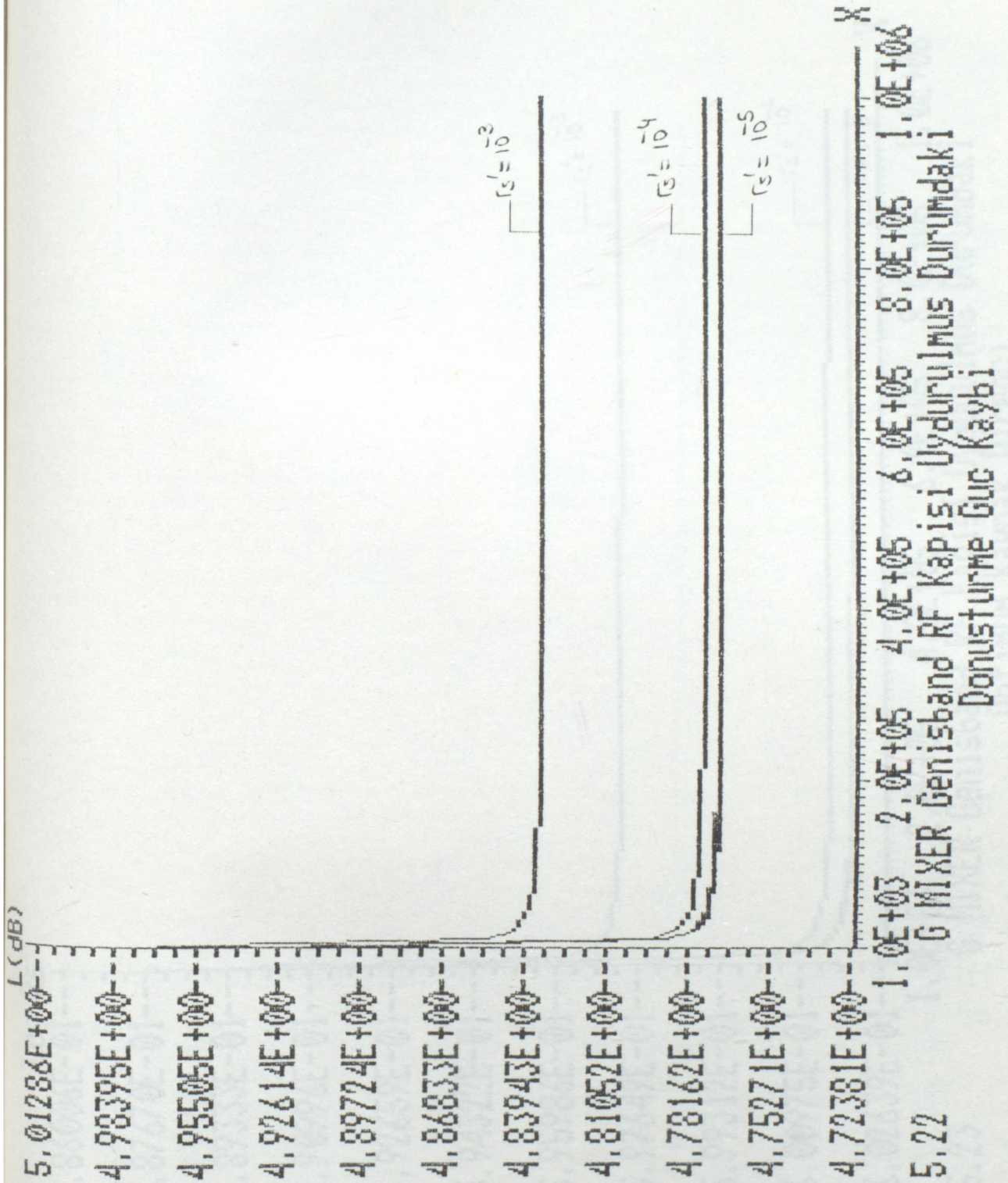
seki 5.19



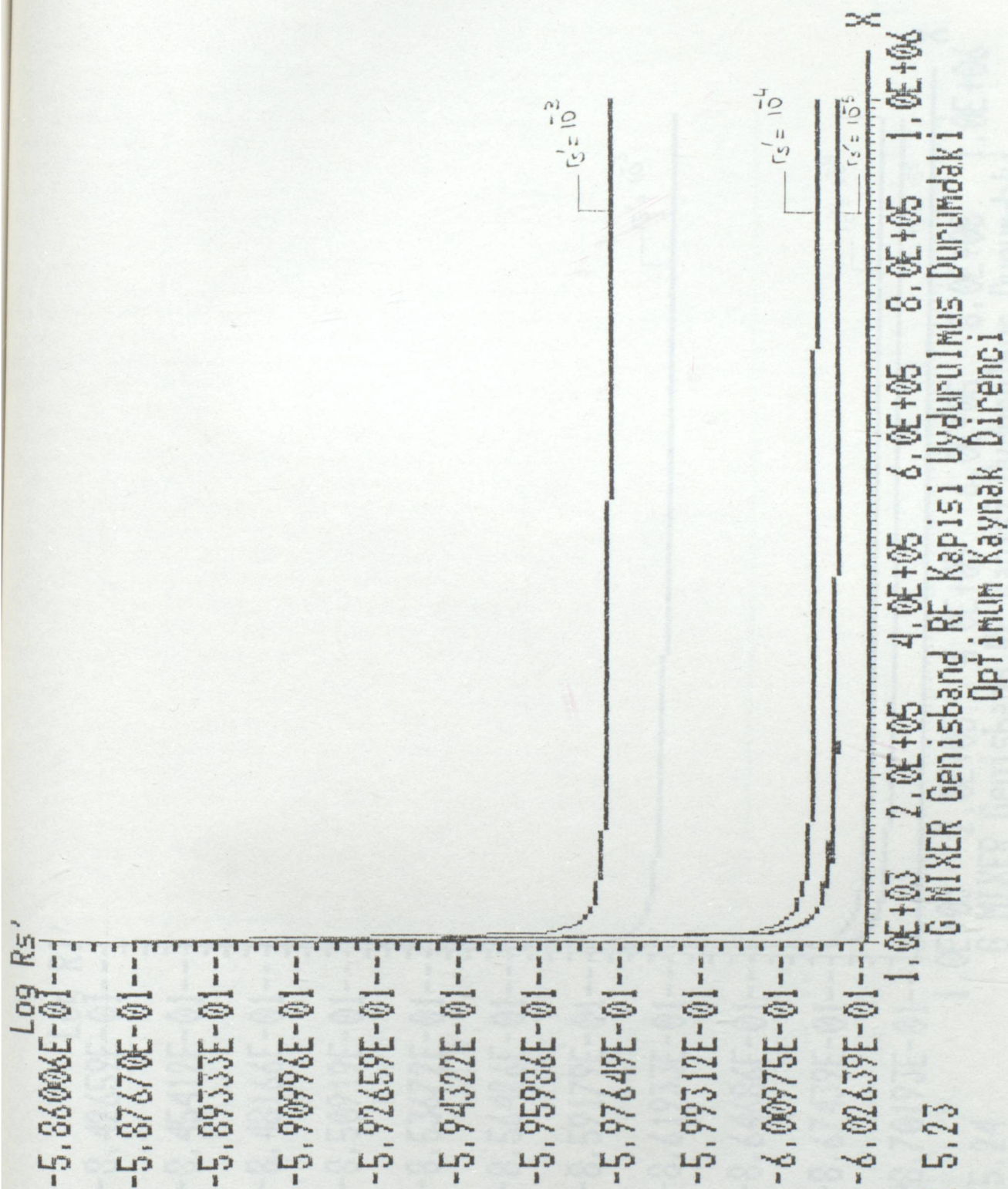
seki 5.20



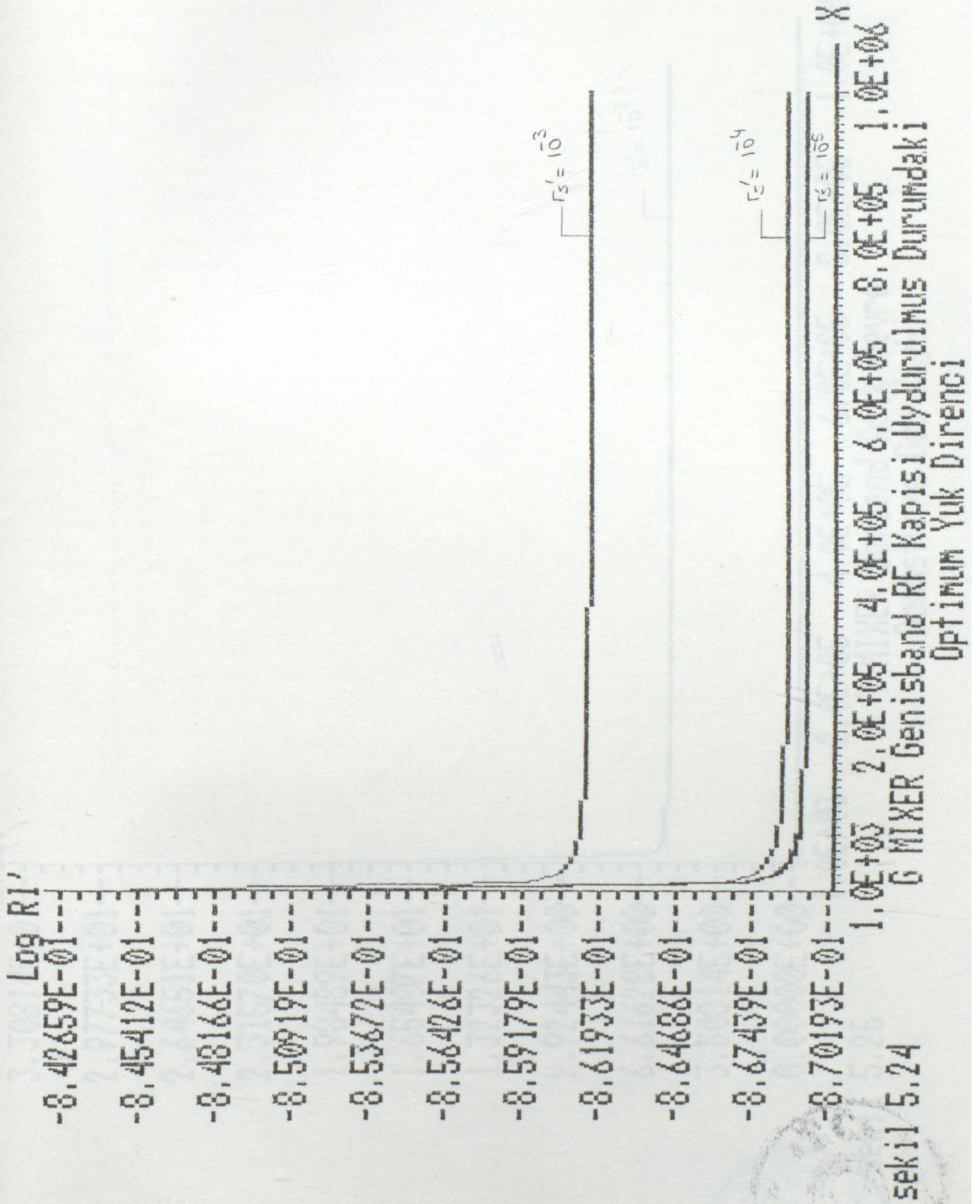




şekil 5.22



sekiil 5.23



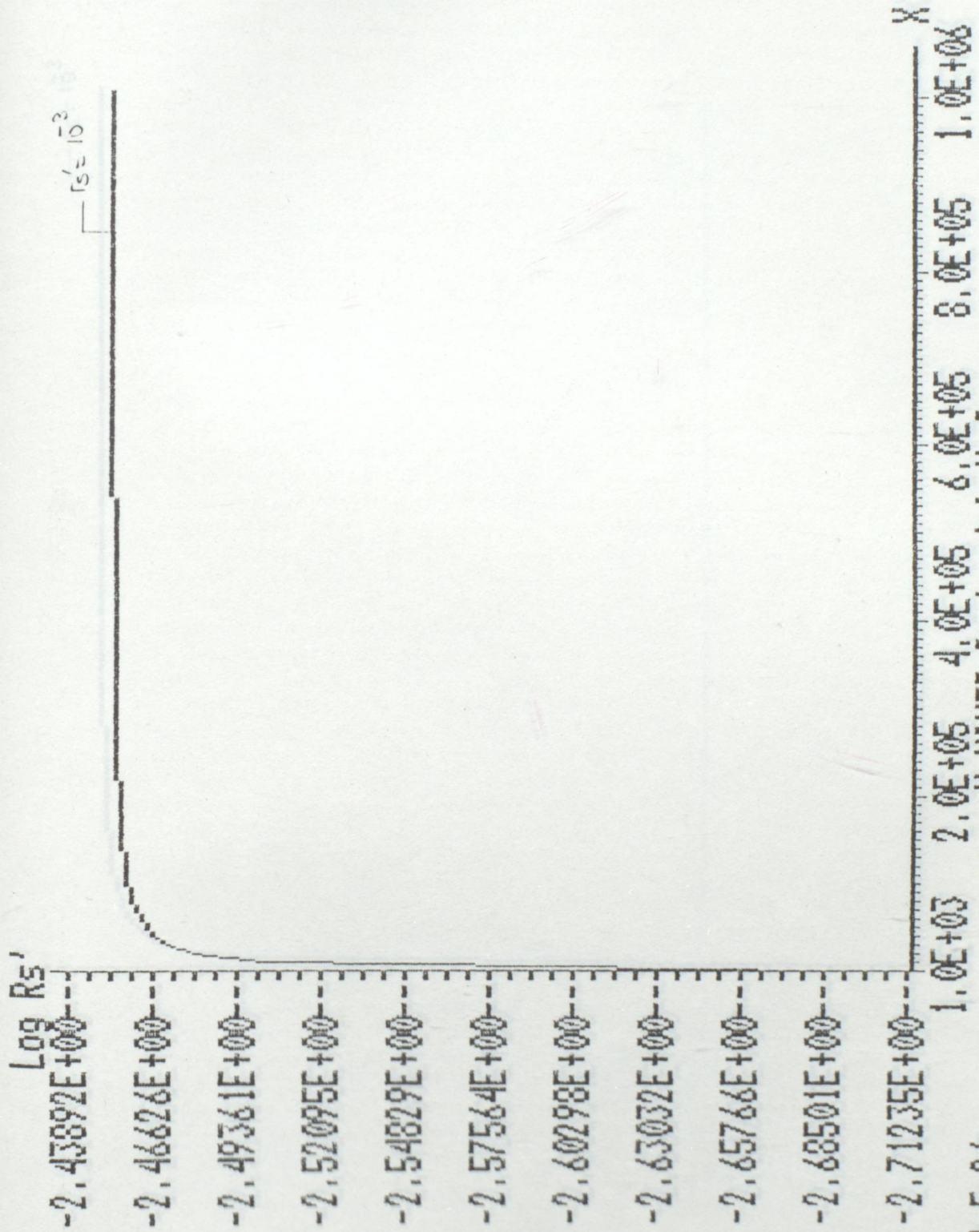
L (dB)

3.30814E+01--
 2.97733E+01--
 2.64651E+01--
 2.31570E+01--
 1.98489E+01--
 1.65407E+01--
 1.32326E+01--
 9.92443E+00--
 6.61628E+00--
 3.30814E+00--
 0.00000E+00--

 $\Gamma_5' = 10^{-3}$

1.0E+03 2.0E+05 4.0E+05 6.0E+05 8.0E+05 1.0E+06
 Y MIXER Darband Acik Devre
 Donusturme Guc Kaybi

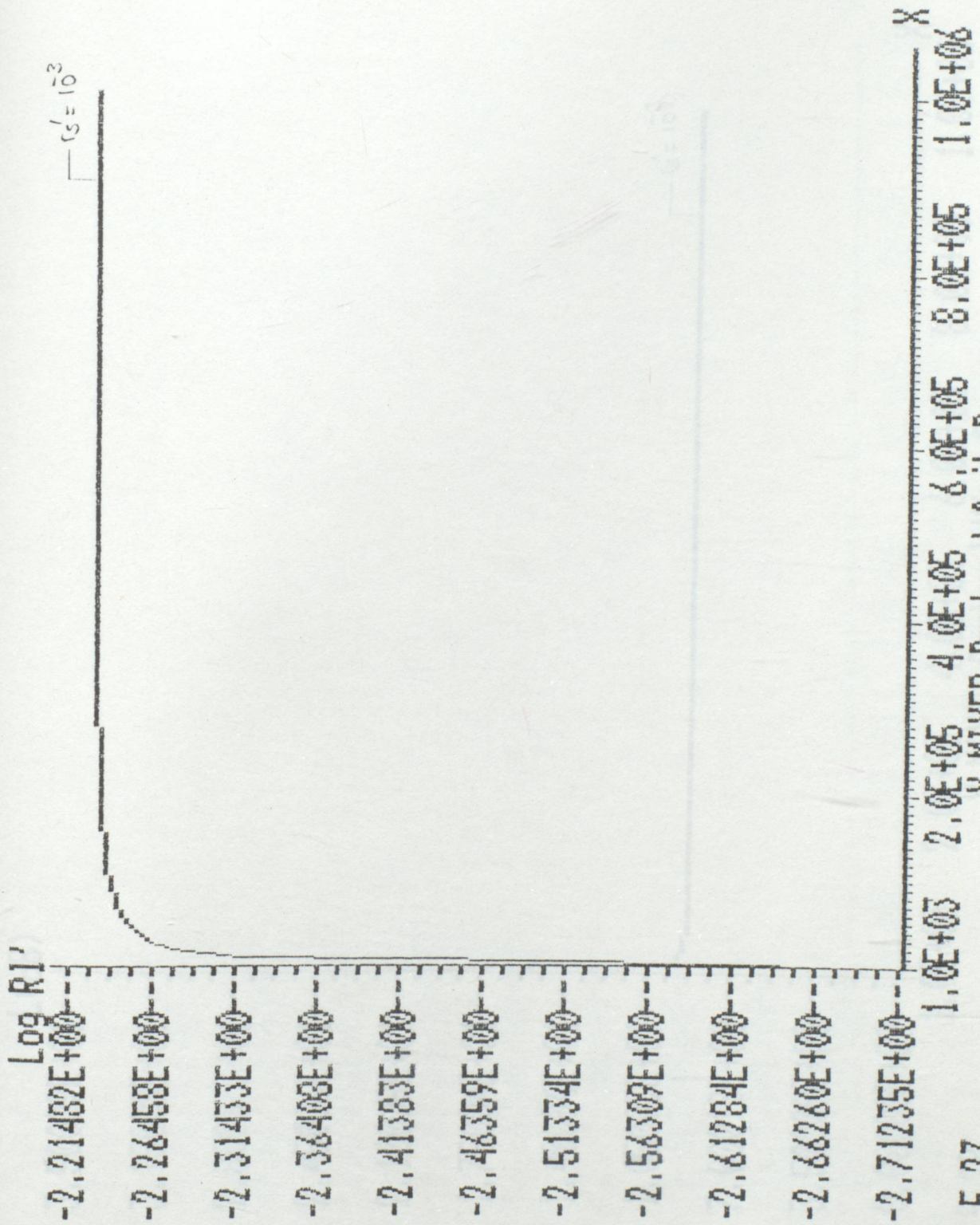
sekil 5.25



sekil 5.26

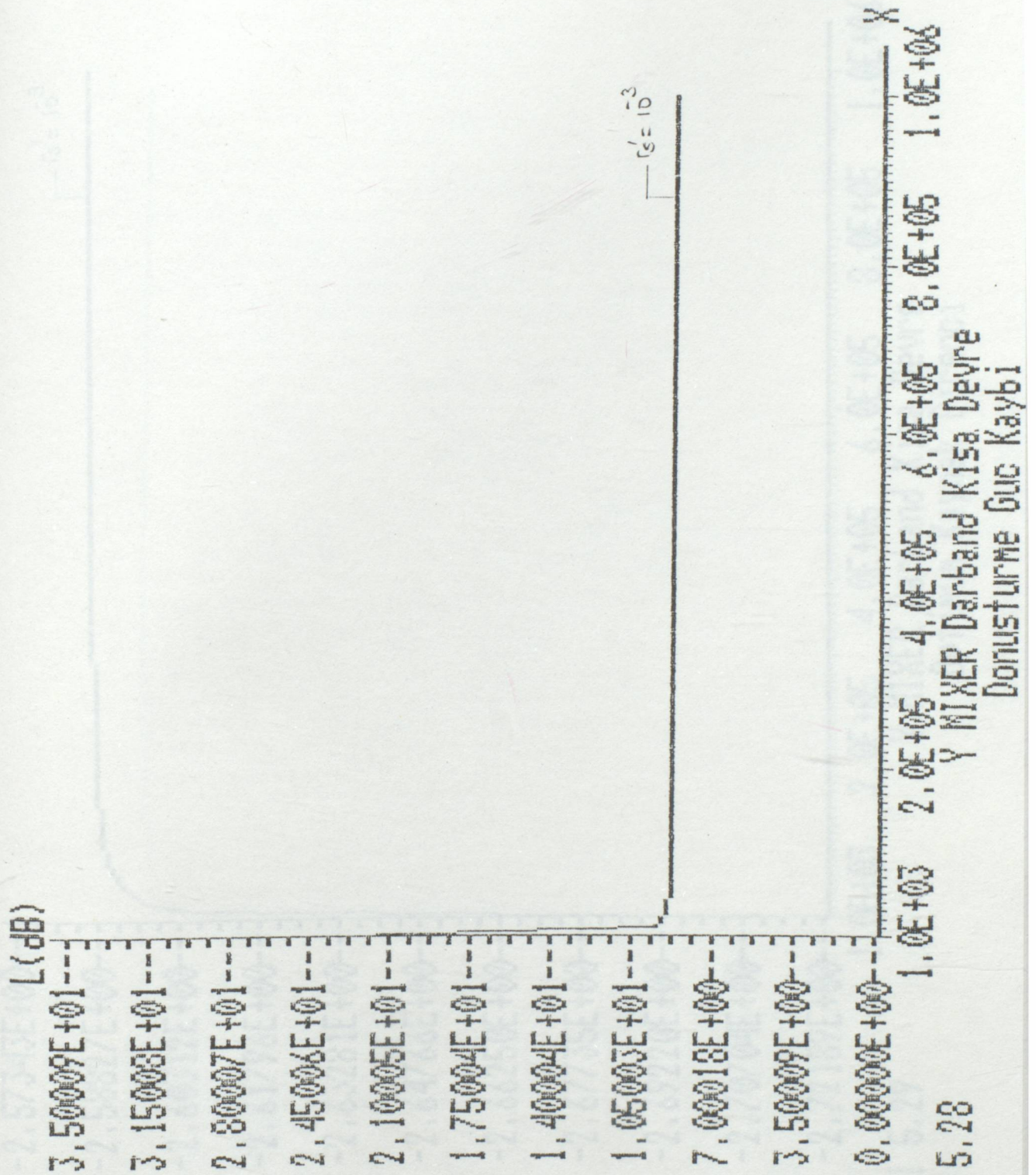
Y MIXER Darband Acik Devre
Optimum Kaynak Direnci

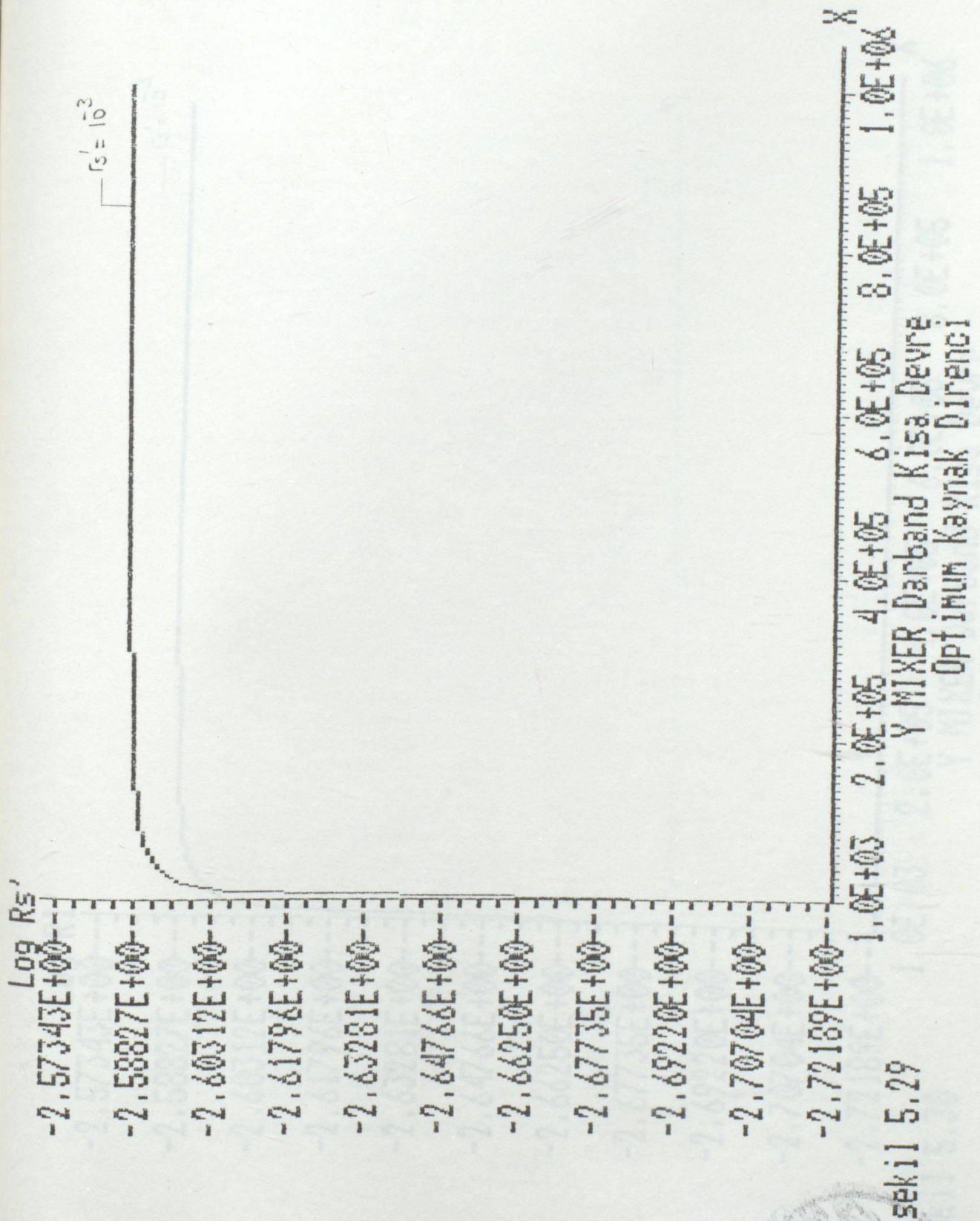


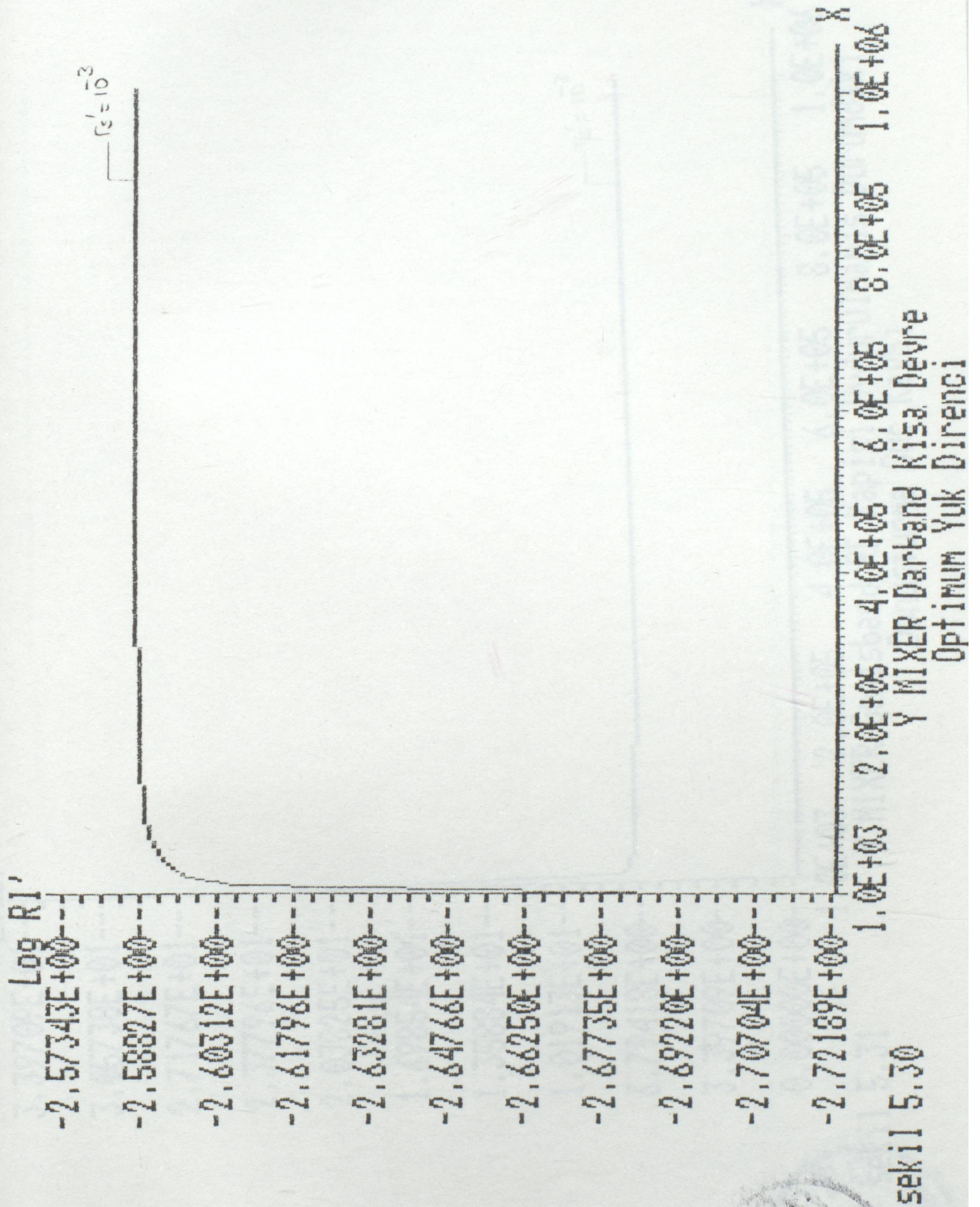


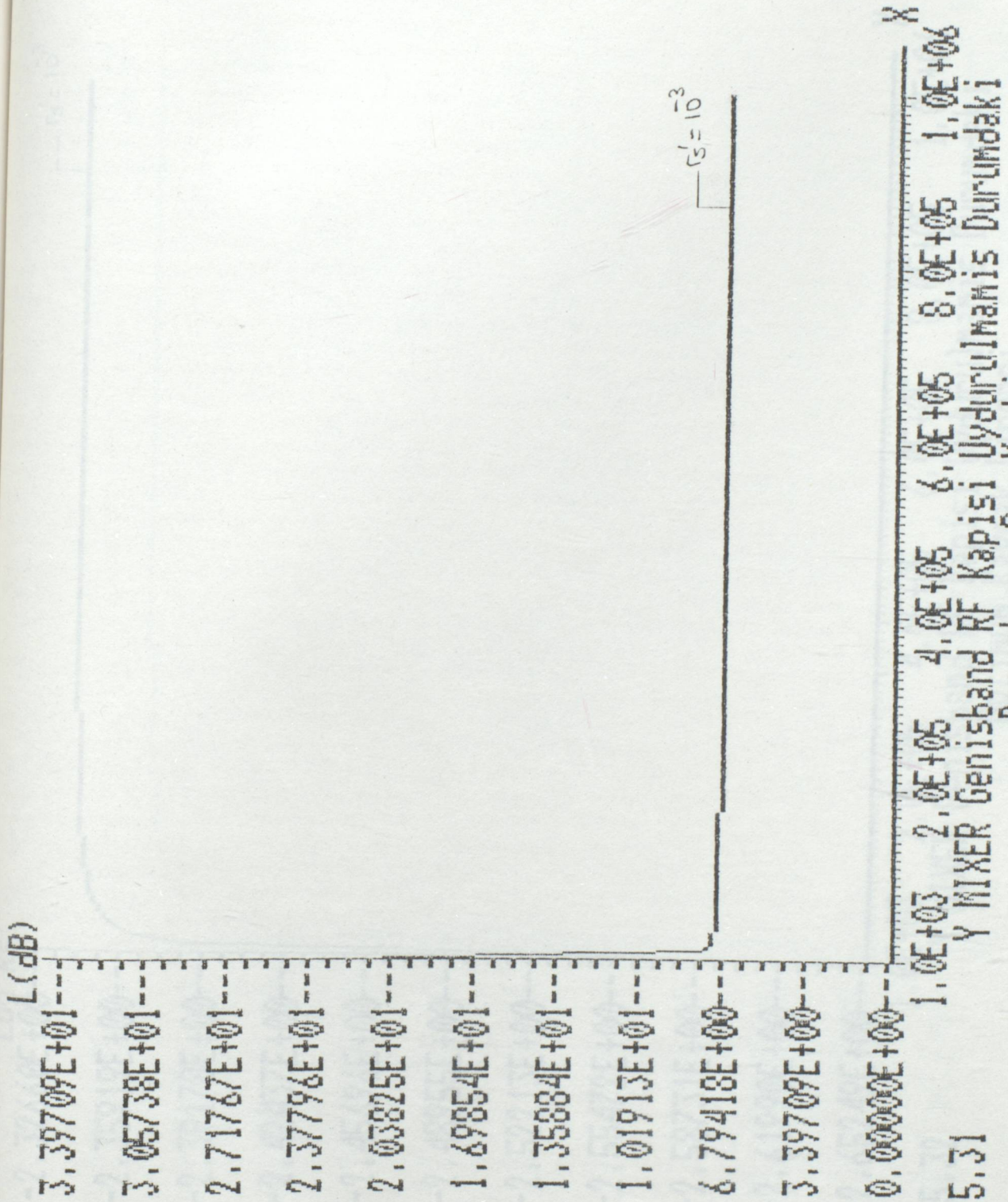
sekil 5.27

Y MIXER Darband Acik Devre
Optimum Yuk Dircnci

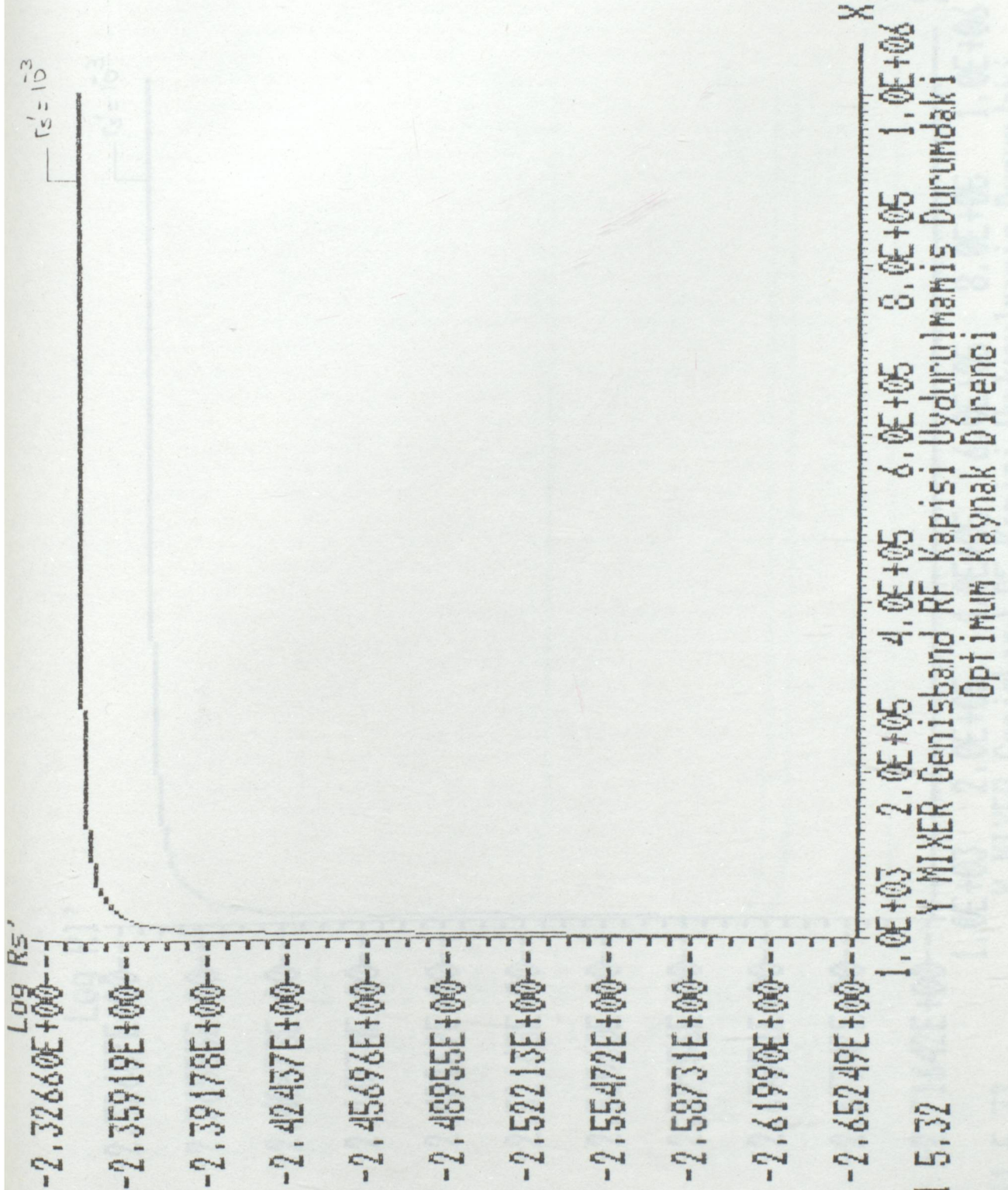




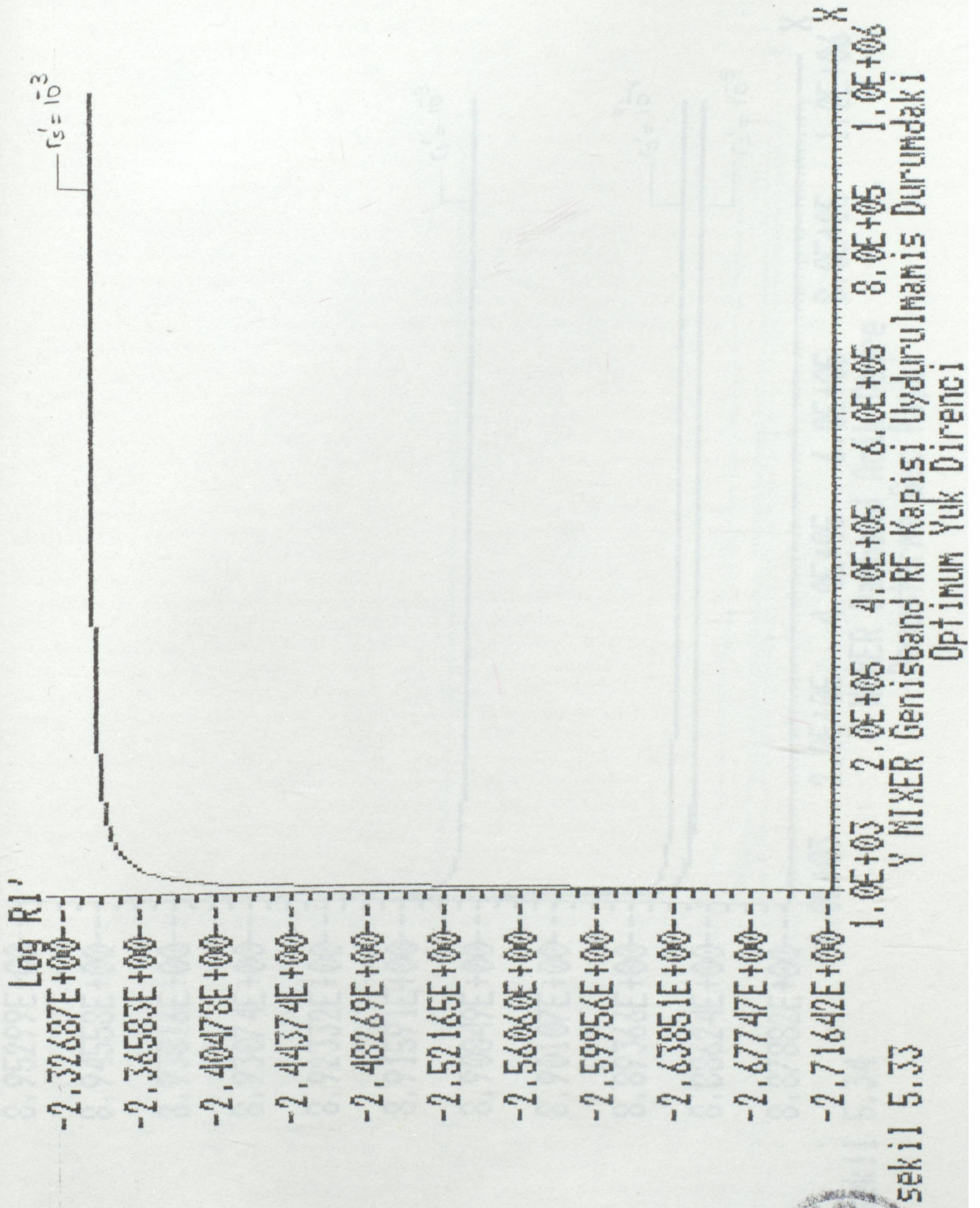


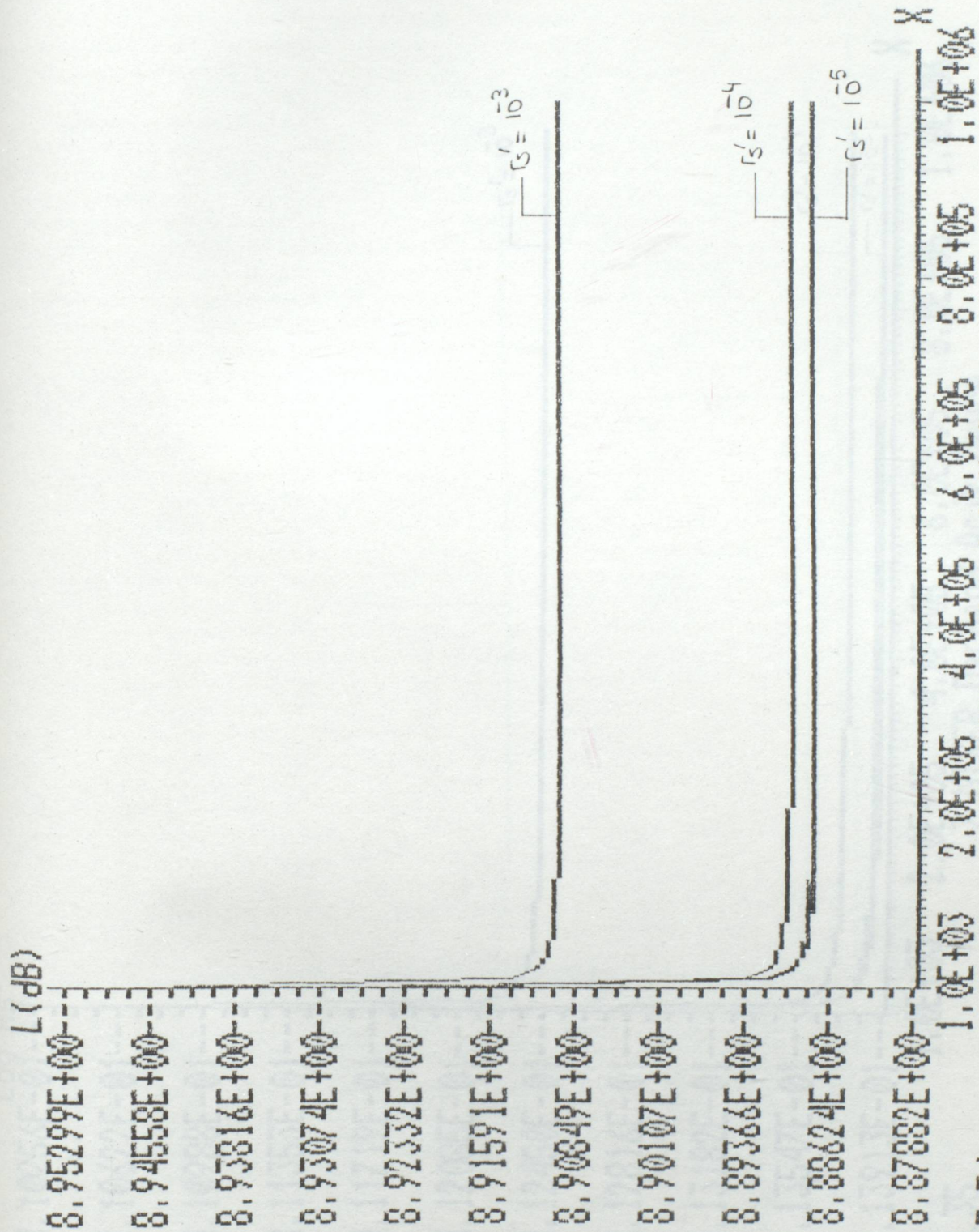


Şekil 5.31



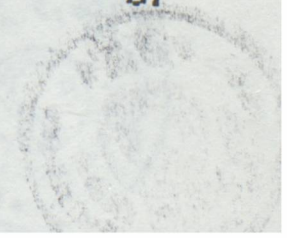
sekil 5.32

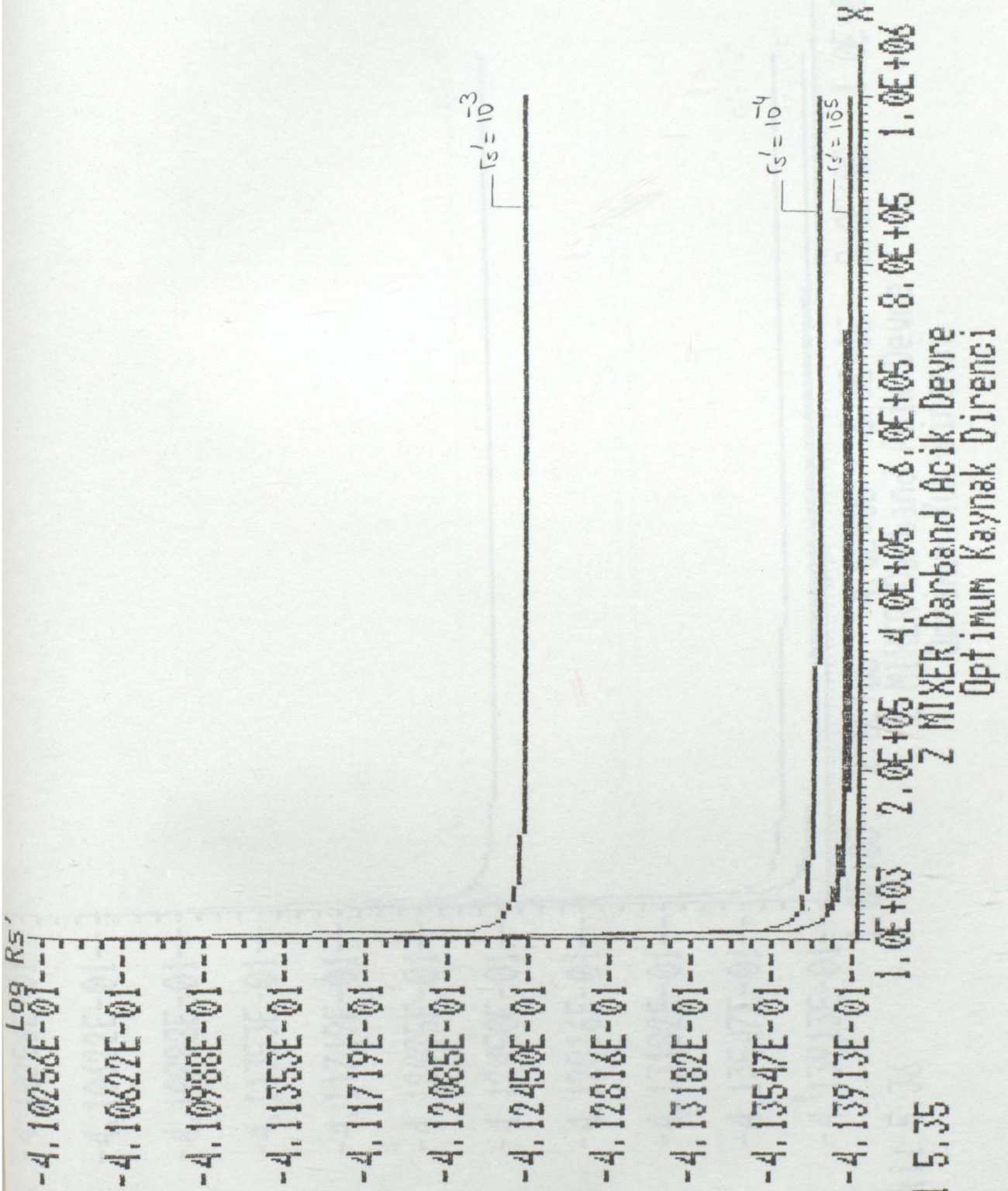




sekil 5.34

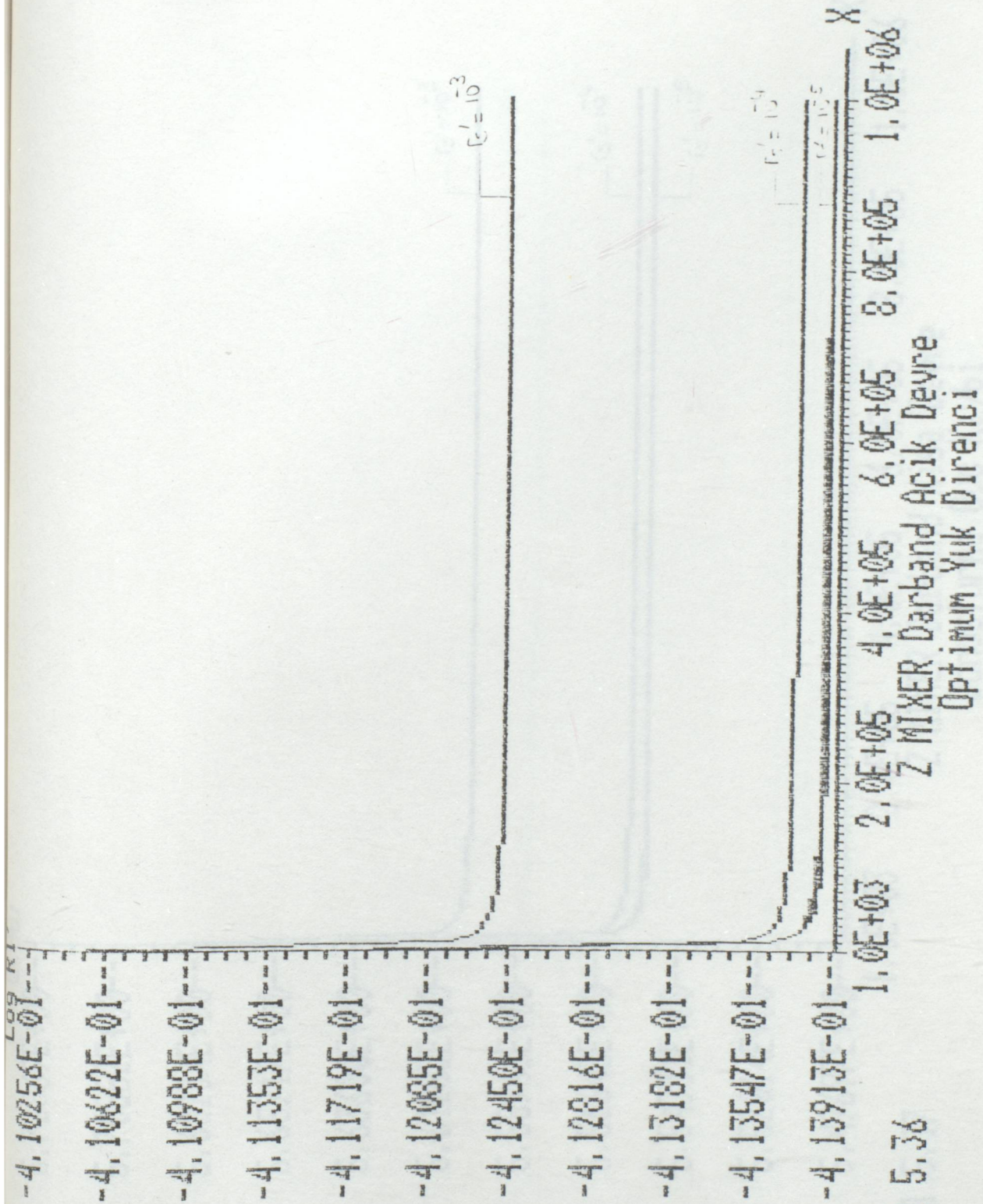
Z MIXER Darband Acik Devre
Donusturme Guc Kaybi



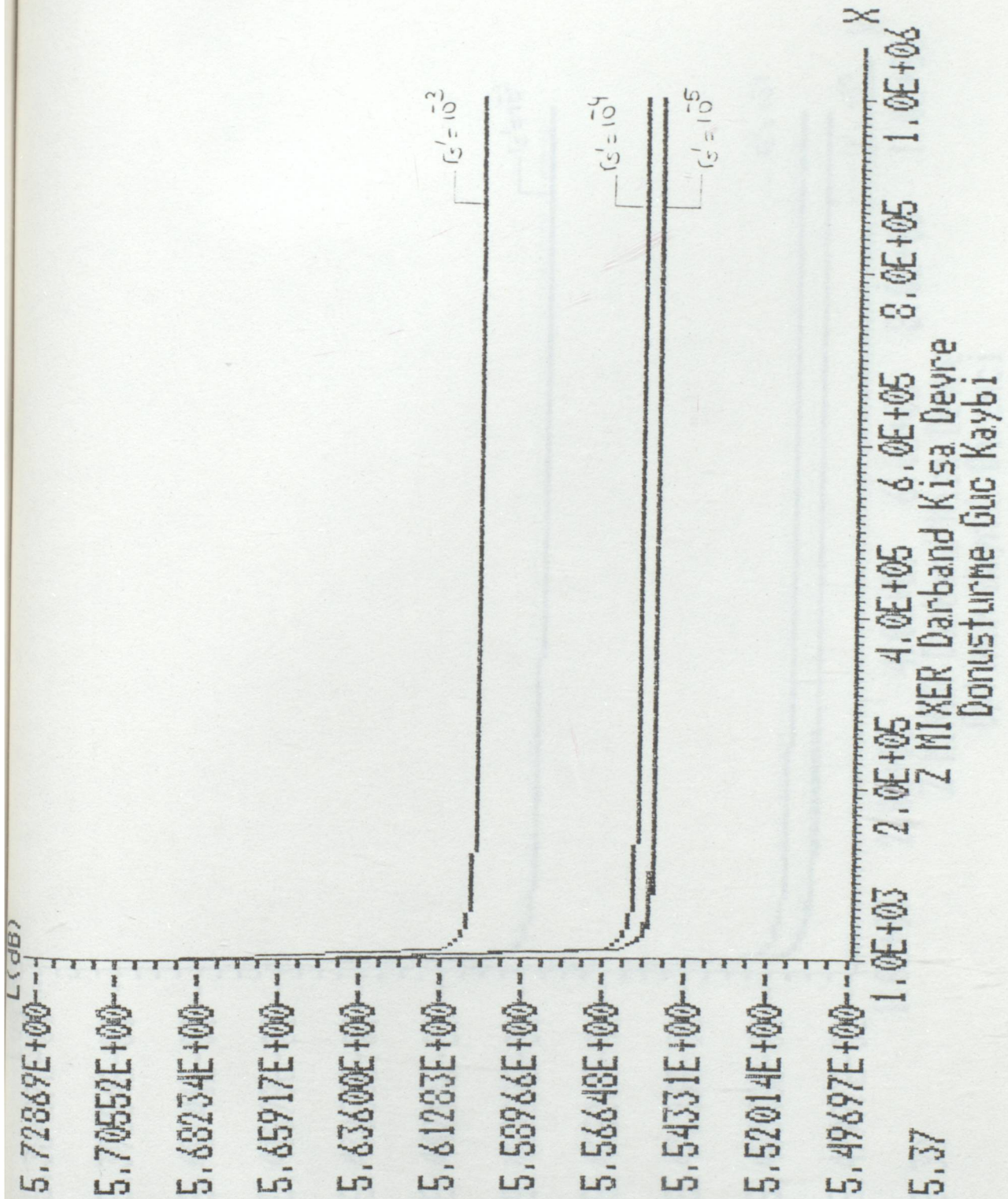


5.35



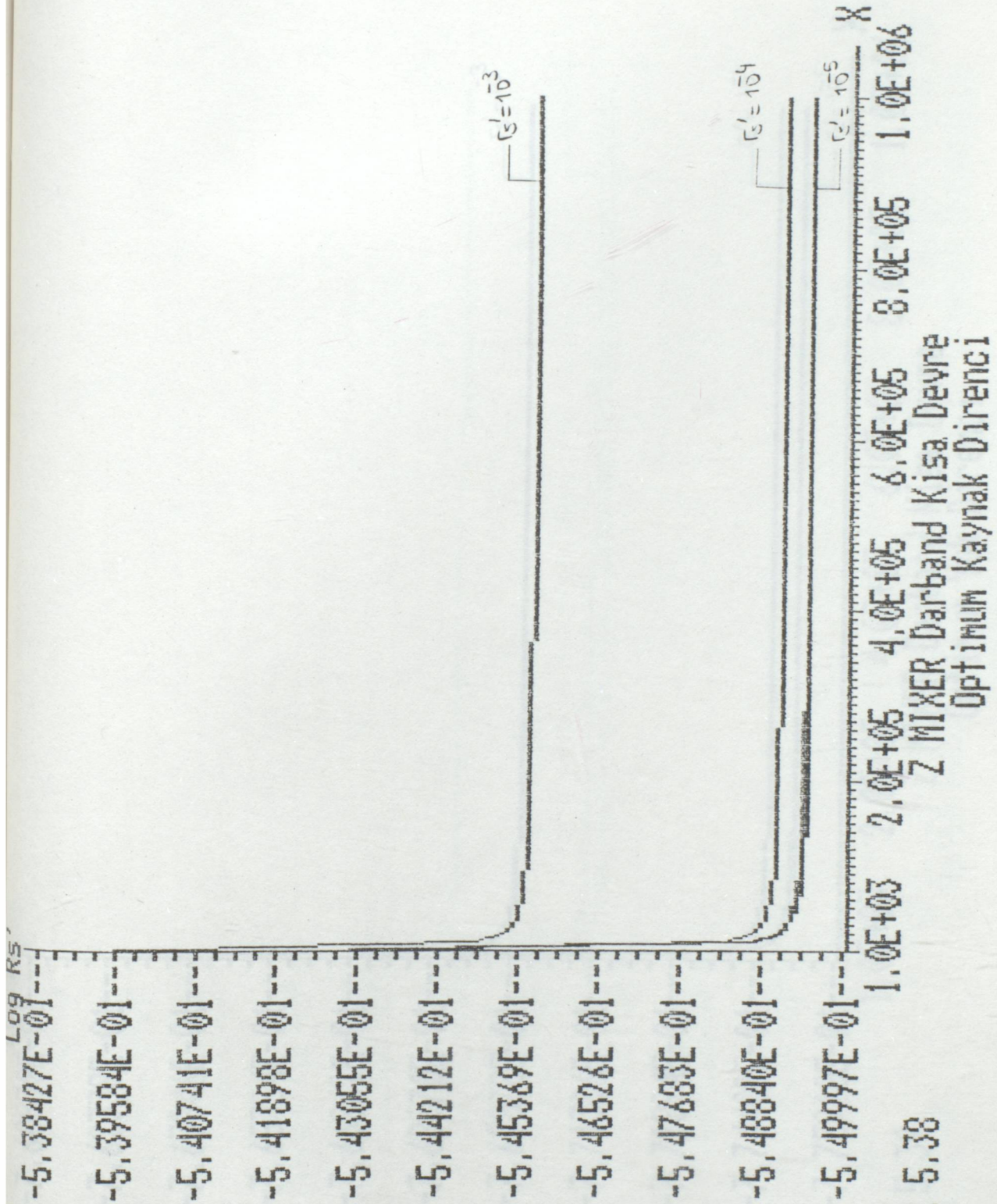


Şekil 5.36



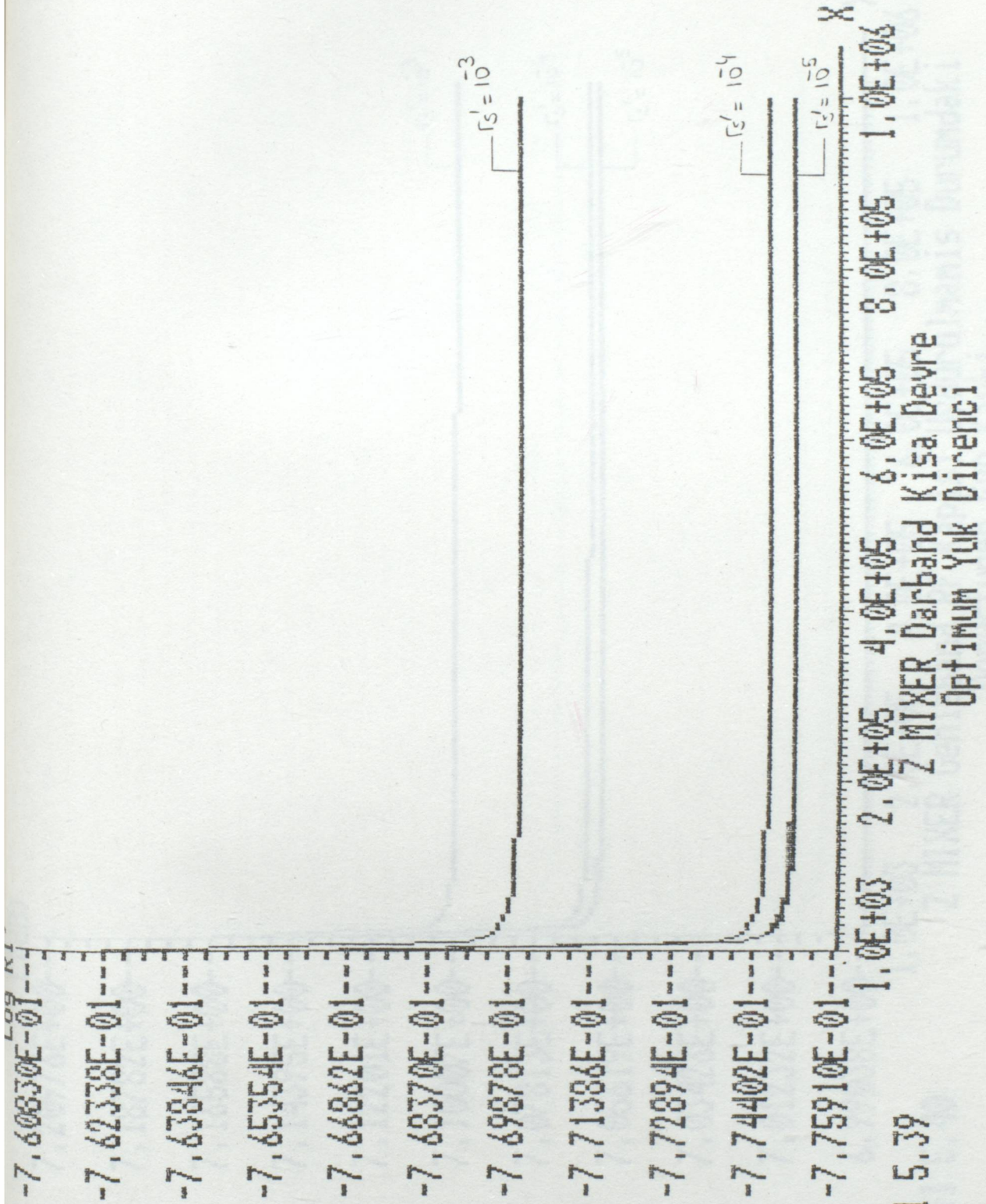
sekil 5.37





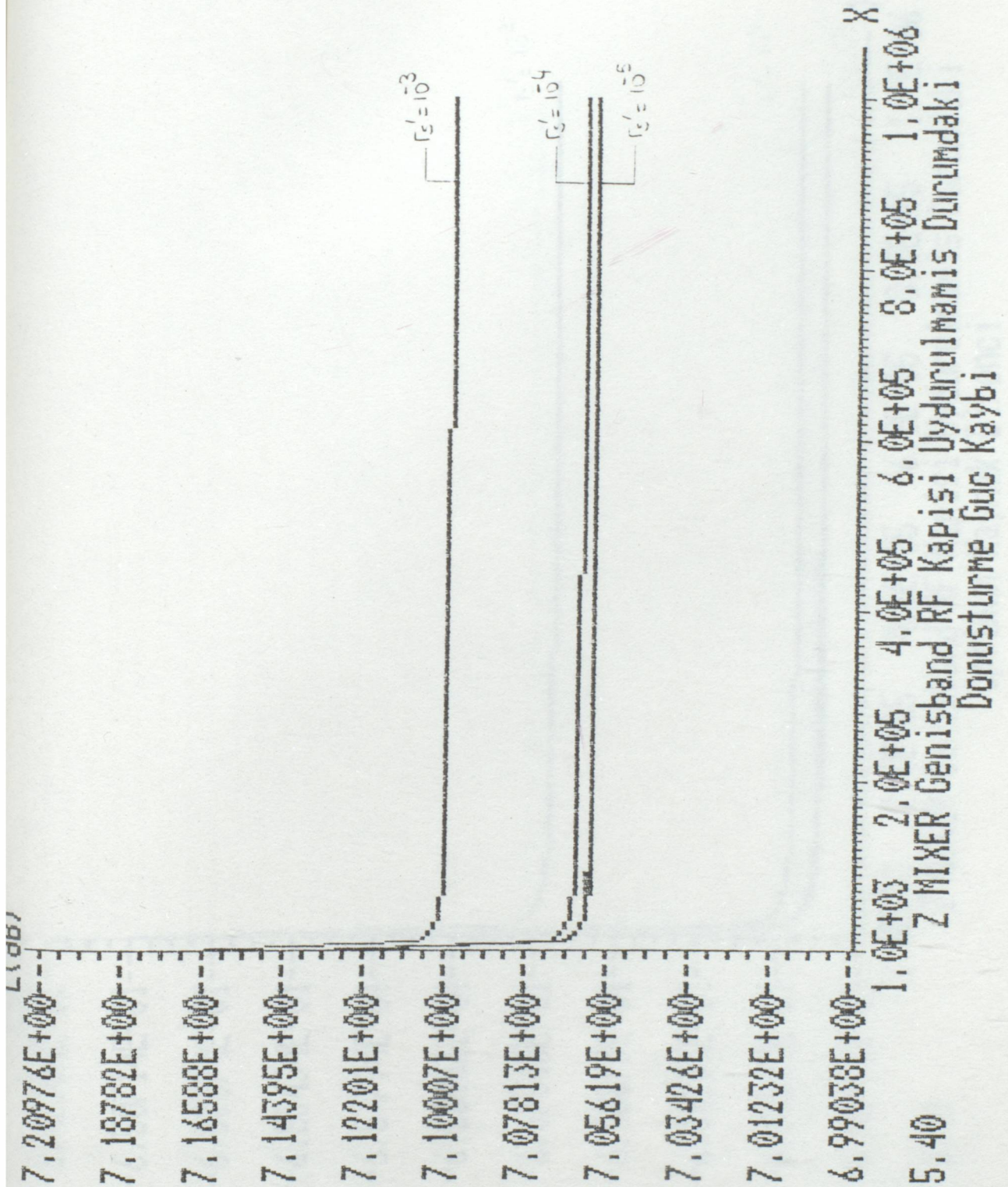
şekil 5.38





Şekil 5.39

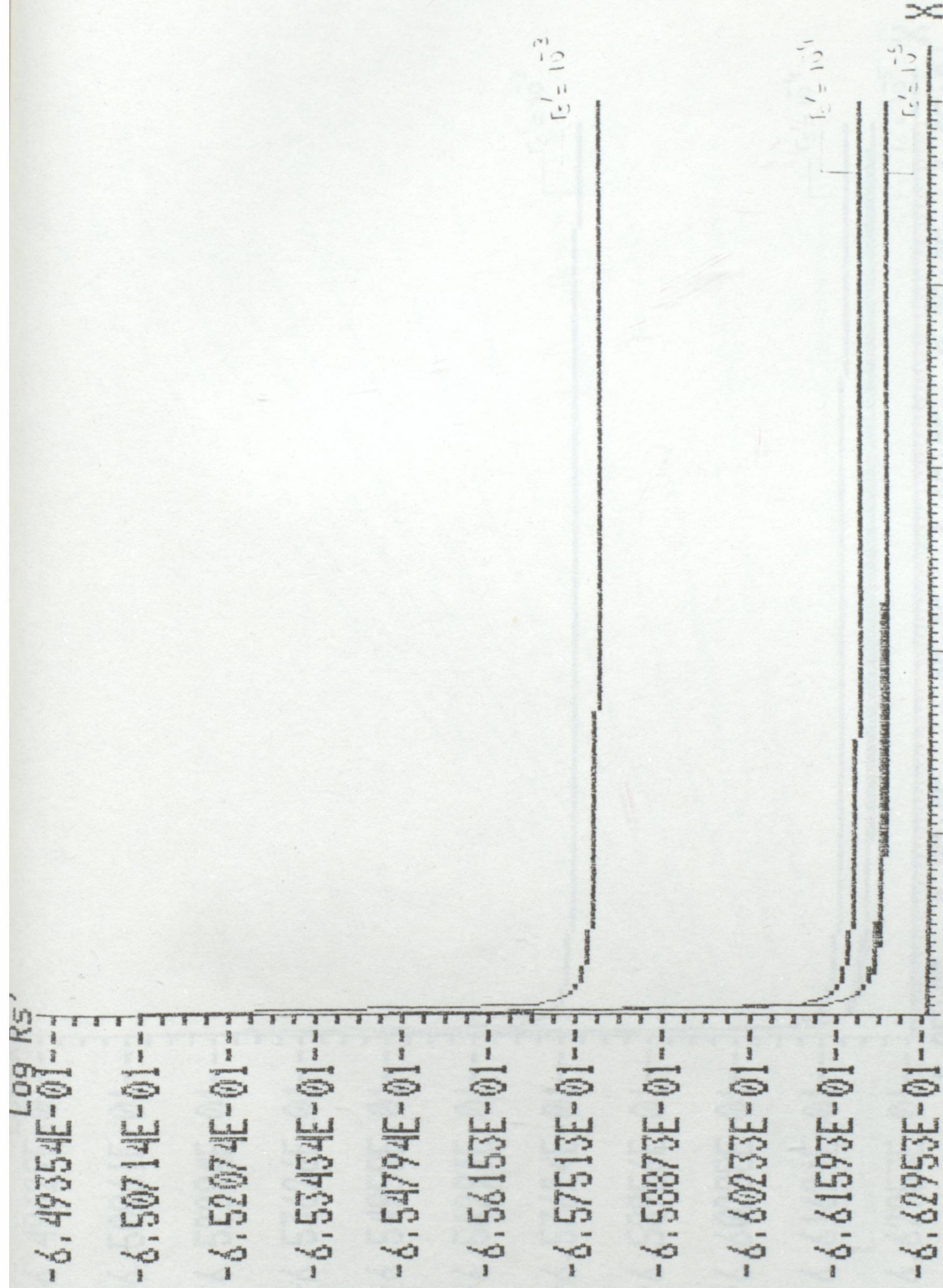
Z MIXER Darband Kisa Devre
Optimum Yuk Direnci



seki 5.40

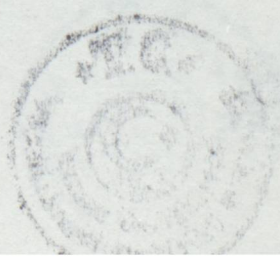


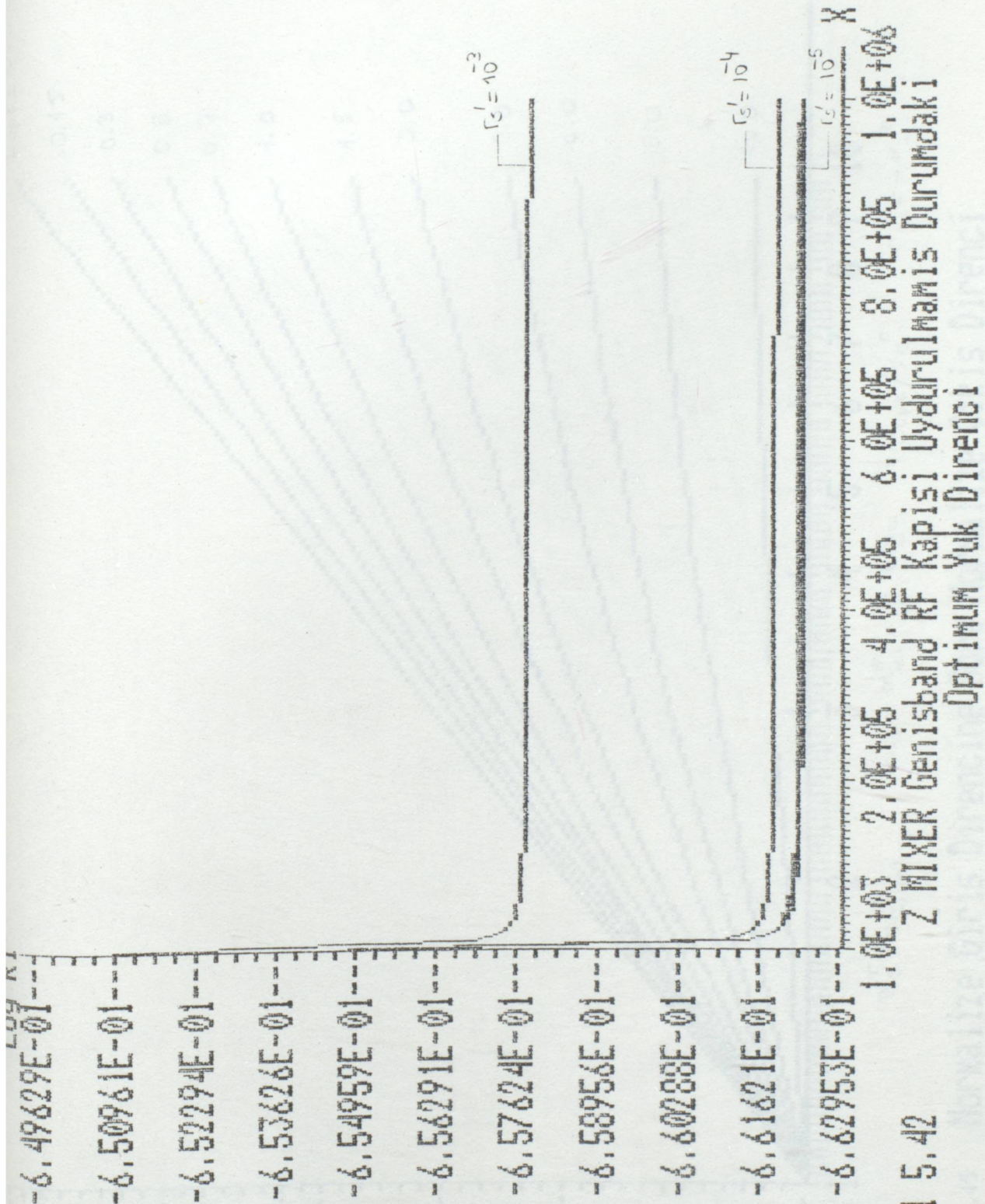
Log Rs'



1.0E+03 2.0E+05 4.0E+05 6.0E+05 8.0E+05 1.0E+06
Z MIXER Genisband RF Kapsi Uydurulmamis Durumdaki
Optimum Kaynak Direnci

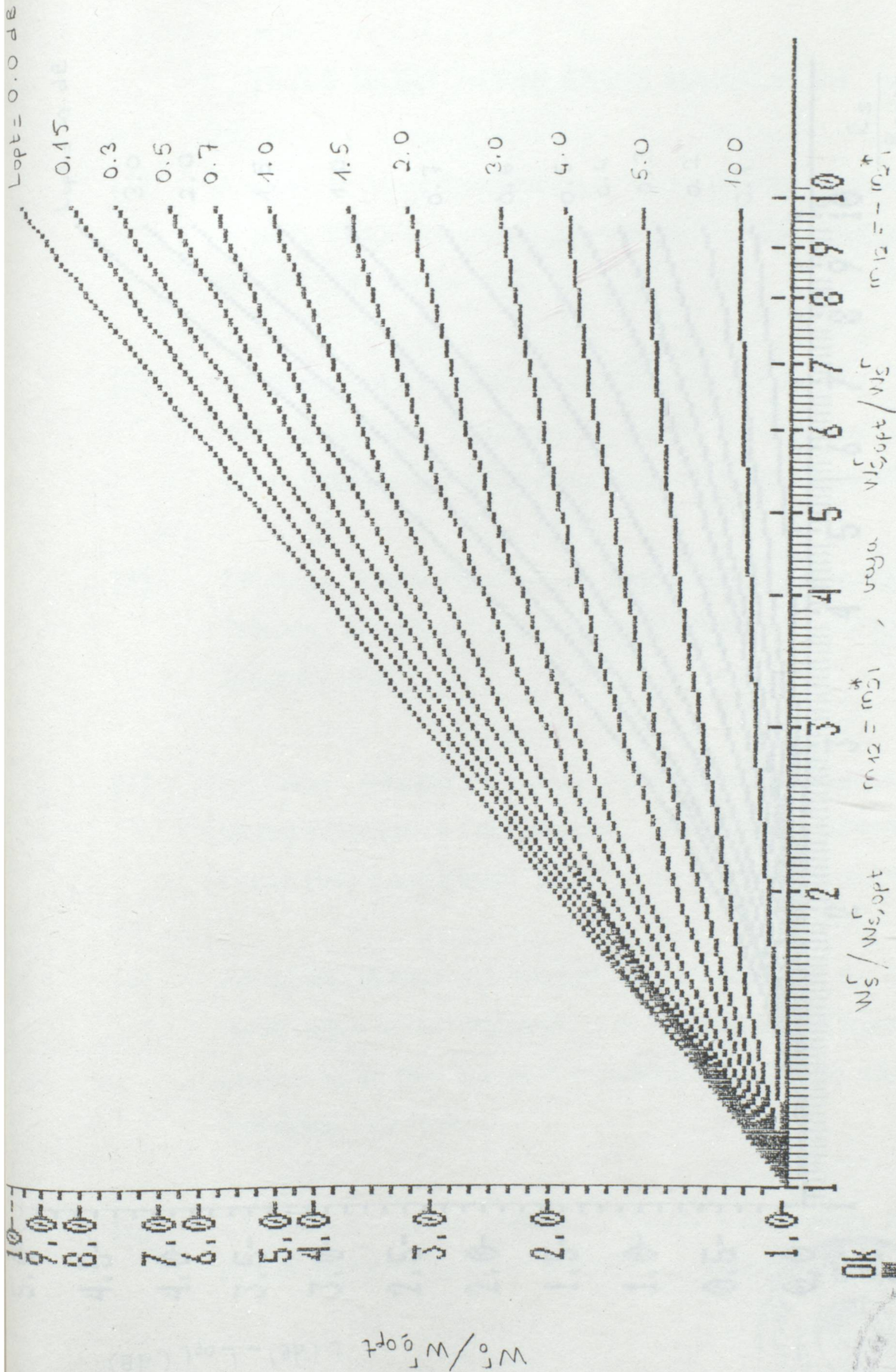
sekil 5.41





Resim 5.42





Normalize Giris Direncine Gore Normalize Cikis Direnci

sekil.5.45

TEZLE İLGİLİ YAYINLANMIŞ MAKALELER

- [1] A.Kavas , F. Güneş "Dengelenmiş H- Tipteki Schottky Diodlu Karıştırıcı Analizi". Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Sempozyumu pp.=377 - 387 .Haziran 1988.
- [2] Z.F.Güneş , A.Kavas "Schottky Karıştırıcı Diodlarının Çapraz Konfügürasyonda Dönüştürme kaybı Sınırlamaları" Elektrik Mühendisliği Üçüncü Ulusal Kongresi pp.=334 - 337 .Eylül 1989.
- [3] Z.F.Güneş , A.Kavas "Geniş Bandlı Dengeli Karıştırıcıların Bilgisayarla Tasarımı". Elektrik Mühendisliği Üçüncü Ulusal Kongresi pp.=342 - 345 .Eylül 1989.
- [4] Z.F.Güneş , A.Kavas "Fundemental Limitations of the Schottky Mixer Diodes in the Lattice Configurations". IEE European Conference on Circuit Theory and Design. pp.=609 - 613 . 1989. United Kingdom.
- [5] Z.F.Güneş , A.Kavas "Conversion Loss Limitations of the Schottky Diode Lattice Mixers" Proceedings of the 1990 Bilkent International Conference on New Trends in Communicaetion,Control and Signal Processing. July 1990.
- [6] Z.F.Güneş , A.Kavas, M.Maksudi "Uydu Haberleşmesi için Çift Dengeli Karıştırıcı Tasarımı" EMO Üçüncü Bilgisayar ve Haberleşme

Sempozyumu pp.=143 - 151 ,1991.

- [7] A.Kavas "Çift Dengeli Karıştırıcıların Bilgisayar Simülasyonu " EMO Dördüncü Ulusal Kongresi,16 Eylül 1991.İzmir yayınlanacak.

[2] M.Mc Coll,P.T.Hudges and Y.A.Garber,"Submillimeter wave detection with submicron - size Schottky - barrier diodes",IEEE Trans. Microwave Theory Tech.vol. 25,June 1977.

[3] W.M.Kelly and G.T.Wixson,"Schottky - barrier diodes for low noise mixing in the far infrared",Appl.Phys.Lett.vol. 32,(9),pp. - 525 - 527,May 1978.

[4] B.J.Clifton,"Schottky - barrier diodes for submillimeter heterodyne detection",IEEE Trans.Microwave Theory Tech.vol. MTT - 25, pp. - 457 - 462,June 1977.

[5] J.W.Archer and M.T.Faber,"Low noise fixed tuned broadband mixer for 200 - 270 GHz",Microwave Journal,pp. - 135 - 142,July 1964.

[6] A.A.M.Saleh,"Theory of resistive mixers",MIT Press,1971.

[7] O.Palamutoglu,"Noise figure and conversion loss of image recovery microwave mixers" Ph.D. Thesis,University of Bradford,Jan. 1975.



REFERANSLAR

- [1] H.C.Torrey and C.A.Whitmer,"Crystal Rectifiers",MIT Radiation Lab.Series,vol. 15,New York ; Mc Graw - Hill,1948.
- [2] M.Mc Coll,P.T.Hodges and W.A.Garber,"Submillimeter wave detection with submicron - size Schottky - barrier diodes",IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,vol. 25,June 1977.
- [3] W.M.Kelly and G.T.Wrixon,"Schottky - barrier diodes for low noise mixing in the far infrared",Appl.Phys.Lett.,vol. 32.(9),pp. = 525 - 527,May 1978.
- [4] B.J.Clifton,"Schottky - barrier diodes for submillimeter heterodyne detection".IEEE Trans.Microwave Theory Tech.,vol. MTT - 25, pp.= 457 - 463,June 1977
- [5] J.W.Archer and M.T.Faber,"Low - noise fixed tuned broadband mixer for 200 - 270 GHz",Microwave Journal,pp.= 135 - 142,July 1984.
- [6] A.A.M.Saleh,"Theory of resistive mixers",MIT Press.1971
- [7] O.Palamutçuoğlu,"Noise figure and conversion loss of image recovery microwave mixers".Ph.D. Thesis.University of Bradford,Jan. 1975.



- [8] O.Palamutçudöđlu,"Görüntü yokedicic diodlu mikrodalga karıştıricısı". EMO.2.Ulusal Kongresi 1987 sayfa = 209 - 211.
- [9] S.Rustom,"Low loss microwave mixers using resistive diodes", PhD.Thesis.University of Bradford, 1975.
- [10] W.M.Sharpless,"Wafer type millimeter wave rectifiers",BSTJ,Nov. 1956,pp.= 1385 - 1402.
- [11] G.C.Messenger,C.T.Mc Coy,"Theory and operation of crystal diodes as mixers".Proc.IEE,vol. 45,pp.=1269 -11283,1957.
- [12] L.Mania,G.B.Stracca,"Effects of the diode junction capacitance on the conversion loss of microwave mixers",IEEE Trans.Communications, vol.COM - 22,pp.= 1428 - 1435,Sept,1974.
- [13] F.Güneş,"Conversion loss and noise figure of microwave Y and Z mixers using Schottky diodes",PhD.Thesis,University of Bradford 1978.
- [14] D.N.Held and A.R.Kerr,"Convension loss and noise of microwave and millimeter wave mixers,Parts 1 and 2 ",IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. MTT - 26,pp,= 49 - 61,Feb. 1978.
- [15] T.W.Crowe,R.Mattauch,"Conversion loss in GaAs Schottky - barrier mixer diodes ",IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. MTT - 34,

No - 7, July 1986, pp.= 763 - 760.

- [16] T.W.Crowe,R.Mattauch,"Analysis and optimization of millimeter and submillimeter wavelength mixer diodes",IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.,vol. MTT - 36 no. 2 Feb. 1987.
- [17] B.L.J.Kulesza,"General theory of a lattice mixer",Proc.IEE,vol. 118, no.-7,July 1971.
- [18] B.L.J.Kulesza and E.Korolkiewicz,"Fundamental limitations in performance of a resistive lattice H- mixer",IEE Proc.vol. 129,Pt H, no.-1,Feb. 1982.pp.= 41 -46 .
- [19] B.L.J.Kulesza and E.Korolkiewicz,"Effect of source resistance in microwave broadband balanced mixers",Microwaves,optics and accustics,Nov. 1978,vol. 2,no.-6,pp.= 183 - 187.
- [20] H.Ogawa,M.Aikawa and K.Morita,"K - Band integrated double - balanced mixer",IEEE Microwave Theory and Tech.,vol. MTT - 28 1980,pp.= 938 - 950.
- [21] A.Kerr,"Noise and loss in ballanced and subharmonically pumped mixers,Part 1 and 2".IEEE Microwave Theory and Tech.,vol. MTT - 27 no.-12 ,1980,pp.= 938 - 950.
- [22] G.B.Stracca,F.Aspesi and T.D'arcangelo,"Low - noise microwave

down - converter with optimum matching at idle frequencies", IEEE Microwave Theory and Tech., vol. MTT - 21, 1973. pp.= 544 - 547.

[23] P.Penfield,"Circuit theory of periodically driven non - linear systems", Proc.IEE vol. 154,No.2,pp.= 266,Feb. 1966 .

[24] D.G.Tucker,"Circuit with periodically - varying parameters",Van Nostrand,Princeton,USA,1964.

[25] S.A.Maas,"Non - linear microwave circuits",Artech House,1988.

[26] S.A.Maas,"Microwave mixers",Artech House,1986.

[27] Page,C.H."Frequency conversion with positive non - linear resistors", J.Research of the naional bureau of standards,56,pp.= 179 - 182,1956.

[28] E.S.Kuh ve R.A.Rohrer,"Theory of linear active networks",Holden - day,San Fransisco,1967.

[29] "Survey of applicable mathematics",Iliffe,1968.

[30] S.M.Sze,"Physics of semiconductors devices",John Wiley and Sons,1969.



EK 1

Çapraz bağlantılı karıştırıcıların T eşdeğer devreleri kullanılarak bilinen kapı büyüklükleri (akımları - gerilimleri) cinsinden matris ifadeleri aşağıda her tip karıştırıcı için $r_b \gg r_s$ kabulü yapılarak verilmiştir.

Şekil 3.12 de verilmiş olan H tipi çapraz bağlantılı karıştırıcı için bilinen giriş akımı ve çıkış gerilimi cinsinden giriş gerilimi ve çıkış akımının ifadesi zamana bağlı olarak:

$$\begin{bmatrix} v_{+1} \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2r_s + \frac{r_b}{1+X(t)S(t)} & \frac{X(t)}{1+X(t)S(t)} \\ \frac{-X(t)}{1+X(t)S(t)} & \frac{1}{r_b} \left[\frac{1+2X(t)S(t)}{1+X(t)S(t)} \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{+1} \\ v_o \end{bmatrix}$$

yazılır. Frekans seçici devrelerin ideal olduğu kabulü yapılarak uygulanan Harmonik - denge denklemleri sonucu elde edilen matris denklemi;

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ -h_{12} & -h_{22} & -h_{12} \\ h_{13} & h_{12} & h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \\ I_{-1} \end{bmatrix}$$



şeklinde olup Fourier katsayıları aşağıdaki bağıntılarla verilmektedir.

$$h_{11} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left(2 r_s + \frac{r_b}{1+X(t)S(t)} \right) d\omega_p t \right]$$

burada: $S(t) = 1$ $-\pi/2 < \omega_p t < \pi/2$

$S(t) = -1$ $\pi/2 < \omega_p t < 3\pi/2$ dir.

$$h_{12} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{X(t) \cos n \omega_p t d\omega_p t}{1+X(t)S(t)} \right]; n = \text{tek.}$$

$$h_{22} = \frac{1}{2\pi r_b} \left[\int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left(2 - \frac{1}{1+X(t)S(t)} \right) d\omega_p t \right]$$

$$h_{13} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left(2 r_s + \frac{r_b}{1+X(t)S(t)} \right) \cos n \omega_p t d\omega_p t \right]; n = \text{çift}$$

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

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



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

$$h_{13} = \frac{2 r_b}{\pi X} (2 - \ln 2X) \text{ dir.}$$

Şekil 3.13 de verilmiş olan G- tipi çapraz bağlantılı karıştırıcı için zamana bağlı matris ifadesi;

$$\begin{bmatrix} i_{+1} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_b} \left[2 - \frac{1}{1 + X(t)S(t)} \right] & - \frac{X(t)}{1 + X(t)S(t)} \\ \frac{X(t)}{1 + X(t)S(t)} & 2 r_s + \frac{r_b}{1 + X(t)S(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{+1} \\ i_o \end{bmatrix}$$

şeklinde dir. Uygulanan Harmonik - denge denklemleri sonucu Fourier katsayıları cinsinden giriş ve çıkış büyüklükleri :

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ V_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ -g_{12} & g_{22} & -g_{12} \\ g_{13} & g_{12} & g_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ I_o \\ V_{-1} \end{bmatrix}$$

şeklinde dir. Buna göre Fourier katsayıları :



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

$$g_{12} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left[- \frac{X(t)}{1 + X(t)S(t)} \cos n \omega_p t d\omega_p t \right]; \quad n = \text{tek sayı}$$

$$g_{22} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \left[2 r_s + \frac{r_b}{1 + X(t)S(t)} \right] d\omega_p t$$

$$g_{13} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1 + 2X(t)S(t)}{r_b [1 + X(t)S(t)]} \cos n \omega_p t d\omega_p t; \quad n = \text{çift}$$

S(t) anahtarlama fonksiyonuna göre parçalara ayrılarak çözülen integraller sonucu Fourier katsayıları:

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

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

$$g_{13} \cong \frac{2 [\ln 2X - 2]}{\pi X r_b}$$



$$g_{22} = 2 \left(r_s + \frac{r_b \ln 2X}{\pi X} \right) \text{dir.}$$

Şekil 3.10 da verilmiş olan Z- tipi karıştırıcı için giriş ve çıkış akımları cinsinden giriş ve çıkış gerilimlerinin zamana bağlı matris ifadesi:

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_b [1+X(t)S(t)]}{[1+X(t)+X(t)S(t)] [1-X(t)+X(t)S(t)]} & \frac{r_b X(t)}{[1+X(t)+X(t)S(t)] [1-X(t)+X(t)S(t)]} \\ \frac{r_b X(t)}{[1+X(t)+X(t)S(t)] [1-X(t)+X(t)S(t)]} & \frac{r_b [1+X(t)S(t)]}{[1+X(t)+X(t)S(t)] [1-X(t)+X(t)S(t)]} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{+1} \\ i_o \end{bmatrix}$$

olarak yazılabilir.

Uygulanan Harmonik - denge denklemleri sonucu Fourier katsayıları cinsinden giriş ve çıkış büyüklükleri :

$$\begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \\ V_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{13} & Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_o \\ I_{-1} \end{bmatrix}$$

dir. Buna göre Fourier katsayıları:

$$z_{11} = z_{22} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{3\pi/2} r_s + \frac{r_b [1 + X(t)S(t)]}{[1 + X(t) + X(t)S(t)] [1 - X(t) + X(t)S(t)]} d\omega_p t \right]$$

$$z_{12} = z_{21} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{r_b X(t)}{[1 + X(t) + X(t)S(t)] [1 - X(t) + X(t)S(t)]} \cos n\omega_p t d\omega_p t \right];$$

$n = \text{tek}$

$$z_{13} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{3\pi/2} r_s + \frac{r_b [1 + X(t)S(t)]}{[1 + X(t) + X(t)S(t)] [1 - X(t) + X(t)S(t)]} \cos n\omega_p t d\omega_p t \right]$$

$n = \text{çift}$

$S(t)$ anahtarlama fonksiyonuna göre parçalara ayrılarak çözülen Fourier katsayıları:

$$z_{11} \approx r_s + \frac{r_b}{2} \left[1 + \frac{\ln 4X}{\pi X} \right]$$

$$z_{12} \approx \frac{r_b}{\pi} \left[1 - \frac{\pi}{4X} \right]$$

$$z_{13} \approx \frac{r_b}{\pi X}$$



şeklindedir.

Şekil 3.11 de verilmiş olan Y tipi karıştırıcı için zamana bağlı matris ifadesi:

$$\begin{bmatrix} i_{+1} \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1+X(t)S(t)}{2r_s[1+X(t)S(t)] + r_b} & \frac{-X(t)}{2r_s[1+X(t)S(t)] + r_b} \\ \frac{-X(t)}{2r_s[1+X(t)S(t)] + r_b} & \frac{1+X(t)S(t)}{2r_s[1+X(t)S(t)] + r_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{+1} \\ v_o \end{bmatrix}$$

olarak yazılabilir. Uygulanan Harmonik - denge denklemleri sonucu Fourier katsayıları cinsinden giriş ve çıkış büyüklükleri:

$$\begin{bmatrix} I_{+1} \\ I_o \\ I_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{12} & y_{11} & y_{12} \\ y_{13} & y_{12} & y_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{+1} \\ V_o \\ V_{-1} \end{bmatrix}$$

dir. Buna göre Fourier katsayıları:

$$y_{11} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{1 + X(t)S(t)}{2r_s + 2r_s X(t)S(t) + r_b} d\omega_p t \right]$$

$$y_{12} = -\frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{X(t)}{2r_s + r_b + 2r_s X(t)S(t)} \cos n\omega_p t d\omega_p t \right]; \quad n = \text{tek},$$

$$y_{13} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{3\pi/2} \frac{[1 + X(t)S(t)] \cos n\omega_p t d\omega_p t}{2r_s [1 + X(t)S(t)] + r_b} \right]; \quad n = \text{çift}$$

olur. S(t) fonksiyonuna göre parçalara ayrılarak çözülen integraller sonucu:

$$y_{11} \approx \frac{1}{2r_s} + \frac{(1 - Xb)(\ln 2 - \ln b)}{\pi r_s X}$$

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

$$y_{13} \approx \frac{2[2 - b\pi][1 - bX]}{\pi r_s X}$$

$$b = \frac{2r_s + r_b}{2r_s X} \text{ dir.}$$



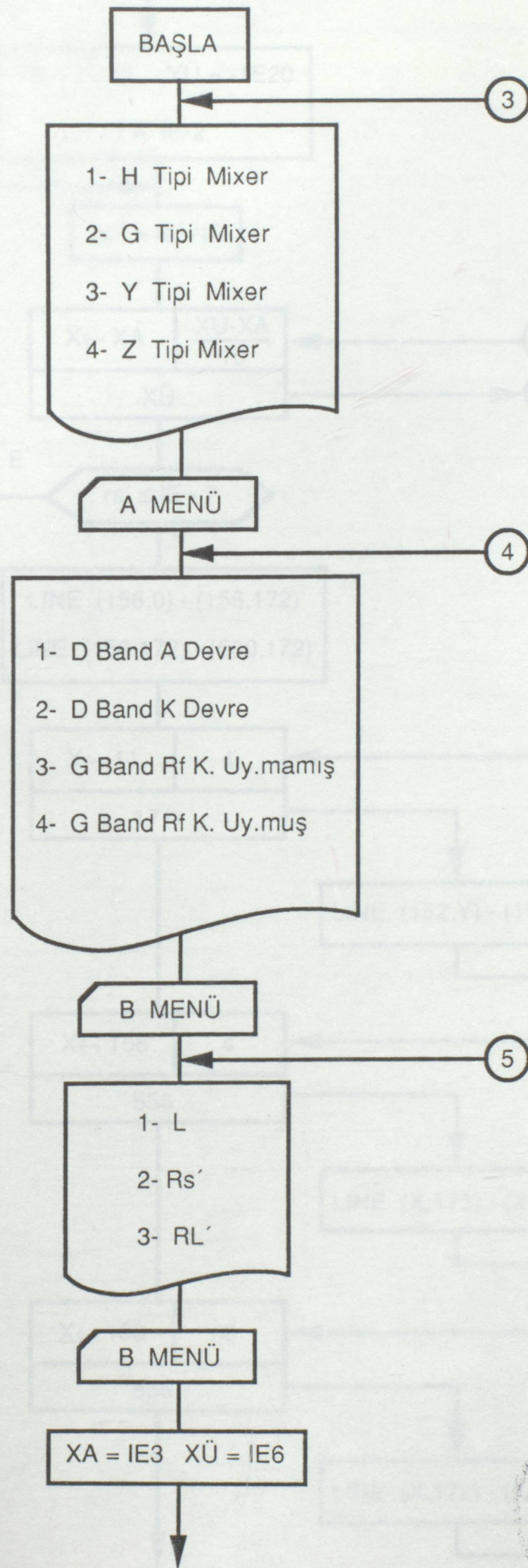
EK 2

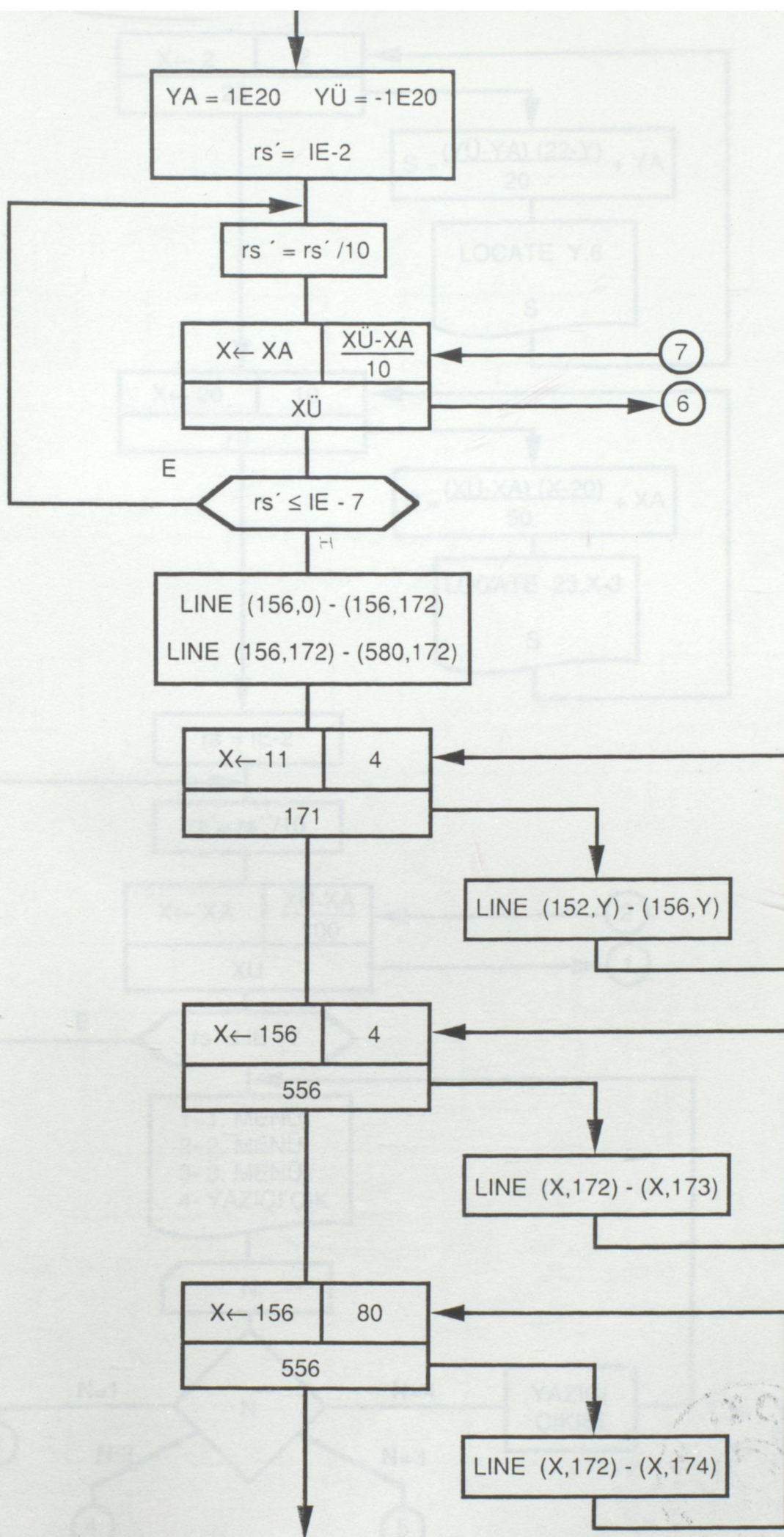
BİLGİSAYAR AKIŞ DİYAGRAMI :

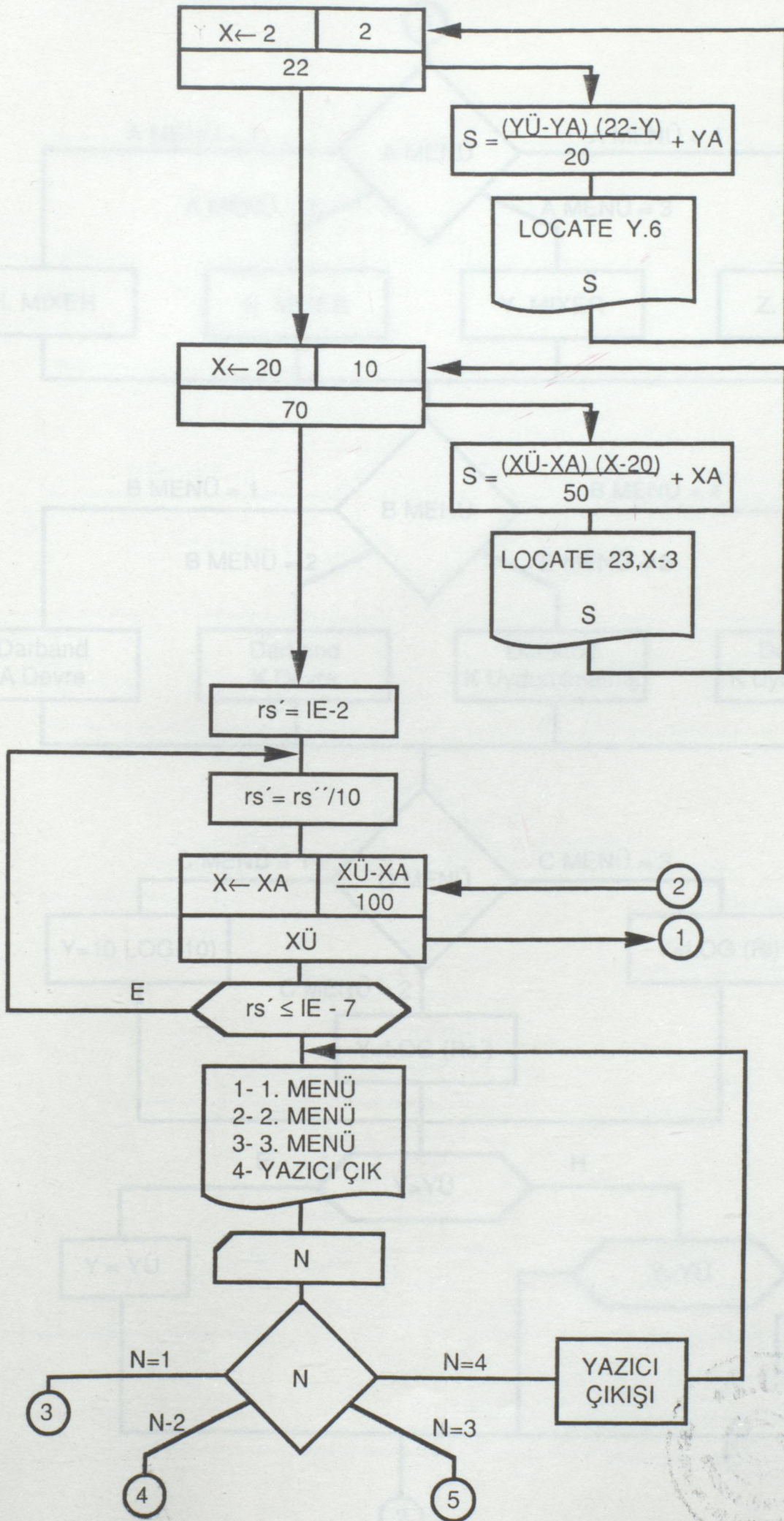
Dönüştürme kaybı , optimum giriş ve çıkış sonlandırmalarının sürücü seviyelerine göre değişimlerini veren program GW - basic dilinde yazılmıştır. Program akış diyagramında ilk menü ile değişik tip konfügürasyonlardan (H-, G-, Z-, Y-) istenilen karıştırıcı tipi seçilir. İkinci menü ile karıştırıcının dar bandlı yada geniş bandlı durumu belirlenir. Karıştırıcının dar band yada geniş bandlı durumunda değişimini elde etmek istediğimiz L_{opt} , R'_S ve R'_L değerlerinden istediğimiz biri de üçüncü menü ile seçilir.

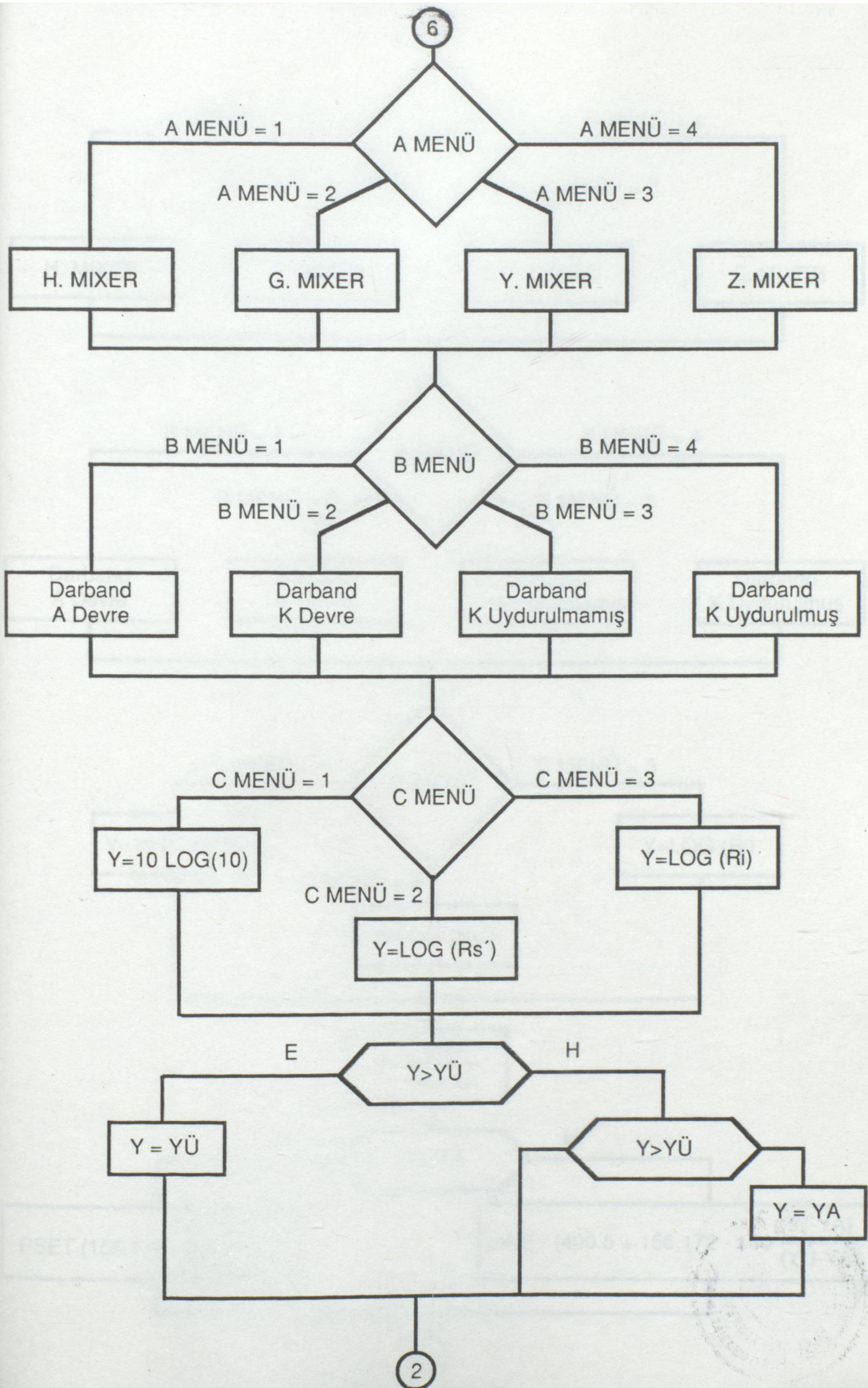
Karıştırıcının konfügürasyonuna , dar bandlı veya geniş bandlı olmasına bağlı olarak değişimi çizilecek fonksiyona diod seri direncinin normalize değerinin (r'_S) bütün değerleri için $XA = 1E3$ den $XÜ$ ye kadar değerler verilerek fonksiyonun maksimum ve minimum değerleri bulunur. Bulunan bu değerlere göre yatay ve düşey eksenler çizdirilerek ölçeklendirilir.

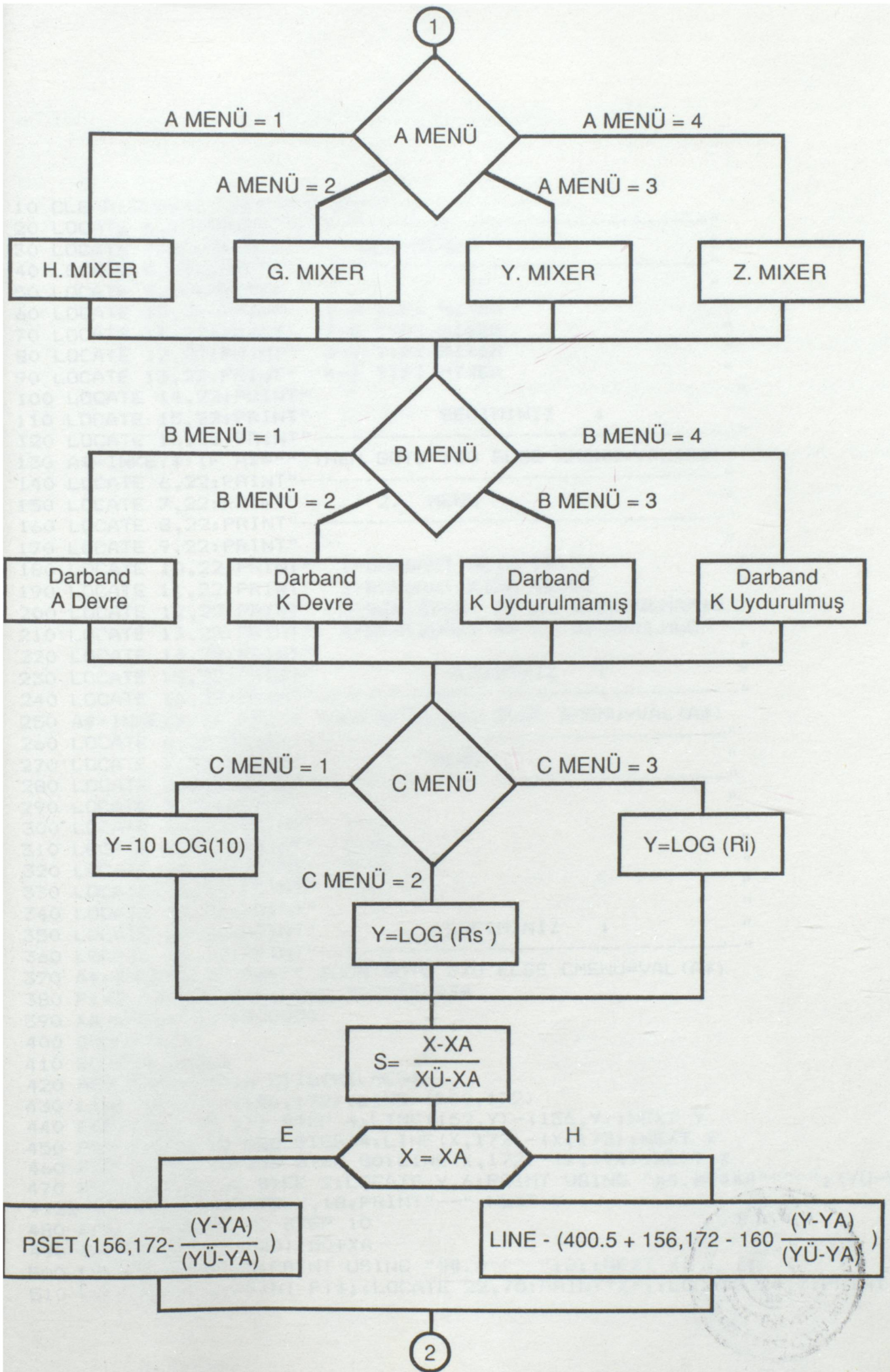
Menülerden seçilen ve değişimi çizdirilecek olan fonksiyona r'_S nün bütün değerleri için geniş bir pompalama aralığında değerler verilip fonksiyonun bu değerlere göre değişimi ölçeklendirilmiş eksenle çizdirilir. Grafiğin çizimi sırasında fonksiyon tuşları kullanılarak istenilen menüye geçilebilir. Grafiğin çizimini bitirdikten sonra ekrana son menü gelir. Son menü ile tekrar istenilen 1,2 yada 3 . menüler seçilebildiği gibi 4. menü de seçilerek grafik yazıcıya aktarılabilir.












```

10 CLEAR:CLS:KEY OFF:SCREEN 2
20 LOCATE 6,22:PRINT"-----"
30 LOCATE 7,22:PRINT"      ANA MENU"
40 LOCATE 8,22:PRINT"-----"
50 LOCATE 9,22:PRINT"
60 LOCATE 10,22:PRINT"  1-H TIPI MIXER
70 LOCATE 11,22:PRINT"  2-G TIPI MIXER
80 LOCATE 12,22:PRINT"  3-Y TIPI MIXER
90 LOCATE 13,22:PRINT"  4-Z TIPI MIXER
100 LOCATE 14,22:PRINT"
110 LOCATE 15,22:PRINT"      SECIMINIZ      :
120 LOCATE 16,22:PRINT"-----"
130 A$=INKEY$:IF A$="" THEN GOTO 130 ELSE AMENU=VAL(A$)
140 LOCATE 6,22:PRINT"-----"
150 LOCATE 7,22:PRINT"      2.  MENU
160 LOCATE 8,22:PRINT"-----"
170 LOCATE 9,22:PRINT"
180 LOCATE 10,22:PRINT"  1-DARBANT ACIK DEVRE
190 LOCATE 11,22:PRINT"  2-DARBANT KISA DEVRE
200 LOCATE 12,22:PRINT"  3-GENISBANT RF K. UYDURULMAMIS
210 LOCATE 13,22:PRINT"  4-GENISBANT RF K. UYDURULMUS
220 LOCATE 14,22:PRINT"
230 LOCATE 15,22:PRINT"      SECIMINIZ      :
240 LOCATE 16,22:PRINT"-----"
250 A$=INKEY$:IF A$="" THEN GOTO 250 ELSE BMENU=VAL(A$)
260 LOCATE 6,22:PRINT"-----"
270 LOCATE 7,22:PRINT"      3.  MENU
280 LOCATE 8,22:PRINT"-----"
290 LOCATE 9,22:PRINT"
300 LOCATE 10,22:PRINT"  1-L
310 LOCATE 11,22:PRINT"  2-RS
320 LOCATE 12,22:PRINT"  3-RL
330 LOCATE 13,22:PRINT"
340 LOCATE 14,22:PRINT"
350 LOCATE 15,22:PRINT"      SECIMINIZ      :
360 LOCATE 16,22:PRINT"-----"
370 A$=INKEY$:IF A$="" THEN GOTO 370 ELSE CMENU=VAL(A$)
380 PI=3.141592654#:LS=2.302585093#
390 XA=1000!:XU=1000000!
400 GOSUB 1020
410 SCREEN 2:CLS
420 REM EKSENLERIN CIZDIRILMESI
430 LINE(156,0)-(156,172):LINE-(580,172)
440 FOR Y=11 TO 171 STEP 4:LINE(152,Y)-(156,Y):NEXT Y
450 FOR X=156 TO 556 STEP 4:LINE(X,172)-(X,173):NEXT X
460 FOR X=156 TO 556 STEP 80:LINE(X,172)-(X,174):NEXT X
470 FOR Y=2 TO 22 STEP 2:LOCATE Y,6:PRINT USING "##.#####^";(YU-YA
*(22-Y)/20+YA:LOCATE Y,18:PRINT"---":NEXT Y
480 FOR X1=20 TO 70 STEP 10
490 S=(XU-XA)*(X1-20)/50+XA
500 LOCATE 23,X1-3:PRINT USING "##.#####^";S:;NEXT X1
510 LOCATE 24,1:PRINT PT$;:LOCATE 22,75:PRINT"X";:LOCATE 24,7:PRINT

```



```

USING "#.##"; (CMENU+3*(BMENU-1)+12*(AMENU-1)-3)/100+5;
520 REM GRAFIGIN CIZDIRILMESI
530 RSS=.01
540 RSS=RSS/10
550 FOR X=XA TO XU STEP (XU-XA)/100
560 IF AMENU=1 THEN ON BMENU GOSUB 1250,1320,1410,1500
570 IF AMENU=2 THEN ON BMENU GOSUB 1680,1610,1770,1860
580 IF AMENU=3 THEN ON BMENU GOSUB 2060,1970,2170,10
590 IF AMENU=4 THEN ON BMENU GOSUB 2310,2380,2470,10
600 IF CMENU=1 THEN Y=10*(LOG(L))/LS:LOCATE 1,18:PRINT"L (dB)":LOCATE
25,35:PRINT"Donusturme Guc Kaybi";
610 IF CMENU=2 THEN Y=(LOG(RS))/LS:LOCATE 1,15:PRINT"Log Rs'":LOCATE
25,35:PRINT"Optimum Kaynak Direnci";
620 IF CMENU=3 THEN Y=(LOG(RL))/LS:LOCATE 1,15:PRINT"Log Rl'":LOCATE
25,35:PRINT"Optimum Yuk Direnci";
630 S=(X-XA)/(XU-XA)
640 IF X=XA THEN PSET(156,172-160*(Y-YA)/(YU-YA)) ELSE LINE-(400*S+156
,172-160*(Y-YA)/(YU-YA))
650 LOCATE 2,71:PRINT USING "##.#####";S:LOCATE 3,71:PRINT USING "##.
#####";Y
660 KEY (1) ON:KEY (2) ON
670 ON KEY (1) GOSUB 10:ON KEY (2) GOSUB 700
680 NEXT X
690 IF RSS>=.0000001 THEN GOTO 540
700 REM SON MENU
710 BEEP
720 LOCATE 2,71:PRINT"-----"
730 LOCATE 3,71:PRINT"-----"
740 LOCATE 4,71:PRINT"      "
750 LOCATE 5,71:PRINT"      "
760 LOCATE 6,71:PRINT"1-ANA MENU"
770 LOCATE 7,71:PRINT"2-2.MENU "
780 LOCATE 8,71:PRINT"3-3.MENU "
790 LOCATE 9,71:PRINT"4-PRINTER "
800 LOCATE 10,71:PRINT"      CIKISI"
810 LOCATE 11,71:PRINT"SEC. : "
820 A$=INKEY$:IF A$="" THEN GOTO 820 ELSE N=VAL(A$)
830 ON N GOTO 10,140,260,840:GOTO 10
840 LOCATE 2,71:PRINT"      "
850 LOCATE 3,71:PRINT"      "
860 LOCATE 11,71:PRINT"      "
870 LOCATE 5,71:PRINT"      "
880 LOCATE 6,71:PRINT"      "
890 LOCATE 7,71:PRINT"      "
900 LOCATE 8,71:PRINT"      "
910 LOCATE 9,71:PRINT"      "
920 LOCATE 10,71:PRINT"      "
930 LOCATE 2,71:PRINT"      "
940 LOCATE 3,71:PRINT"      "
950 REM PRINTER CIKISI

```




```

960 PROGRAM#=CHR#(&H55)+CHR#(&HCD)+CHR#(&H5)+CHR#(&H5D)+CHR#(&HCB)
970 START=VARPTR(PROGRAM#)+1
980 PRTSC=PEEK(START)+256*PEEK(START+1)
990 DEF SEG
1000 CALL PRTSC
1010 GOTO 700
1020 REM YA VE YU'NUN BULUNMASI
1030 YA=1E+20:YU=-1E+20:RSS=.01
1040 RSS=RSS/10
1050 FOR X=XA TO XU STEP (XU-XA)/10
1060 IF AMENU=1 THEN ON BMENU GOSUB 1250,1320,1410,1500
1070 IF AMENU=2 THEN ON BMENU GOSUB 1680,1610,1770,1860
1080 IF AMENU=3 THEN ON BMENU GOSUB 2060,1970,2170,10
1090 IF AMENU=4 THEN ON BMENU GOSUB 2310,2380,2470,10
1100 IF CMENU=1 THEN Y=10*(LOG(L))/LS
1110 IF CMENU=2 THEN Y=(LOG(RS))/LS
1120 IF CMENU=3 THEN Y=(LOG(RL))/LS
1130 IF Y>YU THEN YU=Y
1140 IF Y<YA THEN YA=Y
1150 NEXT X:IF RSS>=.0000001 THEN GOTO 1040
1160 F=YU-YA:C=.000005
1170 IF F>.001 THEN C=.00005
1180 IF F>.01 THEN C=.0005
1190 IF F>.1 THEN C=.005
1200 IF F>1 THEN C=.05
1210 IF F>10 THEN C=.5
1220 IF F>100 THEN C=5
1230 YA=YA-2*C*ABS(YA):YU=YU+C*ABS(YU)
1240 RETURN
1250 REM H MIXER DARBANT ACIK DEVRE
1260 PT#="seki1"
1270 KD=1/(PI^2*RSS+(PI/X)*LOG(2*X))
1280 L=(1+(1+KD)^.5)^2/KD
1290 RS=2*(RSS+(LOG(2*X))/(PI*X))*(1+KD)^.5
1300 RL=1/(2*(1+KD)^.5)
1310 RETURN
1320 REM H MIXER DARBANT KISADEVRE
1330 PT#="seki1"
1340 KD=1/(PI^2*RSS+(PI/X)*LOG(2*X))
1350 A=(2-LOG(2*X))/(PI*X*RSS+LOG(2*X))
1360 KS=(KD/(1+KD))*((1-A)/(1+A))
1370 L=(1+(1+KS)^.5)^2/KS
1380 RS=2*(RSS+(LOG(2*X))/(PI*X))*(1-A^2)*(1+KS)^.5
1390 RL=1/(2*(1+KD)*(1+KS)^.5)
1400 RETURN
1410 REM H MIXER GENISBANT RF KAPISI UYDURULMAMIS
1420 PT#="seki1"
1430 A=(2-LOG(2*X))/(PI*X*RSS+LOG(2*X))

```

H MIXER Darband Acik Devre"

H MIXER Darband Kisa Devre"

H MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmami

Duruudaki"




```

1440 KD=1/(PI^2*RSS+(PI/X)*LOG(2*X))
1450 KB=2*KD/(1+A)
1460 L=(2*(1+(1+KB)^.5)^2)/KB
1470 RS=2*(RSS+(LOG(2*X))/(PI*X))*(1+A)*(1+KB)^.5
1480 RL=1/(2*(1+KB)^.5)
1490 RETURN
1500 REM H MIXER GENISBANT RF KAPISI UYDURULMUS
1510 PT$="sekil H MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmus
Durumdaki"
1520 A=(2-LOG(2*X))/(PI*X*RSS+LOG(2*X))
1530 KD=1/(PI^2*RSS+(PI/X)*LOG(2*X))
1540 CD=27^.5*(1-A^2)*(A-1)/(ABS((A+3)*(A-1)))^1.5;TA=((1-CD^2)^.5)/CD
:TETA=ATN(TA)
1550 R=2*(ABS((A+3)*(A-1))/3)^.5*COS(TETA/3)
1560 KM=(KD/(1+KD/(1+R)))*((1-A/(1+R))^2/(1-A^2/(1+R)))
1570 L=(1+(1+KM)^.5)^2/KM
1580 RS=2*(RSS+(LOG(2*X))/(PI*X))*(1-A^2/(1+R))*(1+KM)^.5
1590 RL=1/(2*(1+KD/(1+R))*(1+KM)^.5)
1600 RETURN
1610 REM G MIXER DARBANT KISA DEVRE
1620 PT$="sekil G MIXER Darband Kisa Devre"
1630 GD=1/(PI^2*RSS+(PI*LOG(2*X))/X)
1640 L=(1+(1+GD)^.5)^2/GD
1650 RS=1/(2*(1+GD)^.5)
1660 RL=2*(RSS+(LOG(2*X))/(PI*X))*(1+GD)^.5
1670 RETURN
1680 REM G MIXER DARBANT ACIK DEVRE
1690 PT$="sekil G MIXER Darband Acik Devre"
1700 A=-(2-LOG(2*X))/(PI*X)
1710 GD=1/(PI^2*RSS+(PI*LOG(2*X))/X)
1720 GS=(GD*(1-A))/((1+GD)*(1+A))
1730 L=(1+(1+GS)^.5)^2/GS
1740 RL=2*(RSS+(LOG(2*X))/(PI*X))*(1+GS)^.5*(1+GD)
1750 RS=1/(2*(1+GS)^.5*(1-A^2))
1760 RETURN
1770 REM G MIXER GENISBANT RF KAPISI UYDURULMAMIS
1780 PT$="sekil G MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmamis
Durumdaki"
1790 A=-(2-LOG(2*X))/(PI*X)
1800 GD=1/(PI^2*RSS+(PI*LOG(2*X))/X)
1810 GB=2*GD/(A+1)
1820 RS=1/(2*(1+GB)^.5*(1+A))
1830 RL=2*(RSS+(LOG(2*X))/(PI*X))*(1+GB)^.5
1840 L=2*(1+(1+GB)^.5)^2/GB
1850 RETURN
1860 REM G MIXER GENISBANT RF KAPISI UYDURULMUS
1870 PT$="sekil G MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmus
Durumdaki"
1880 A=-(2-LOG(2*X))/(PI*X)
1890 CD=27^.5*(1-A^2)*(A-1)/(ABS((A+3)*(A-1)))^1.5+.000001;TA=((1-CD^
2)^.5)/CD:TETA=ATN(TA)
1900 G=2*(ABS((A+3)*(A-1))/3)^.5*COS(TETA/3)
1910 GD=1/(PI^2*RSS+(PI*LOG(2*X))/X)

```




```

1920 GM=(GO/(1+GO/(1+G)))*((1-A/(1+G))^2/(1-A^2/(1+G)))
1930 RS=1/(2*(1-A^2/(1+G))*(1+GM)^.5)
1940 RL=2*(RSS+(LOG(2*X))/(PI*X))*(1+GO/(1+G))*(1+GM)^.5
1950 L=(1+(1+GM)^.5)^2/GM
1960 RETURN
1970 REM Y MIXER DARBANT KISA DEVRE
1980 PT$="sekil" Y MIXER Darband Kisa Devre"
1990 RSS1=.001
2000 B=(2*RSS1+1)/(2*RSS1*X)
2010 YD=(2-B*PI)^2/PI^2
2020 L=((1-YD)^.5+1)^2/YD
2030 RL=RSS1*2/(1-YD)^.5
2040 RS=RL
2050 RETURN
2060 REM Y MIXER DARBANT ACIK DEVRE
2070 PT$="sekil" Y MIXER Darband Acik Devre"
2080 RSS1=.001
2090 B=(2*RSS1+1)/(2*RSS1*X)
2100 A=2*(2-B*PI)*(1-B*X)/(PI*X)
2110 YD=(2-B*PI)^2/PI^2
2120 TOD=(YD*(1-A))/((1-YD)*(1+A))
2130 L=(1+(1-TOD)^.5)^2/TOD
2140 RS=RSS1*2/((1-A^2)*(1-TOD)^.5)
2150 RL=RSS1*2/((1-YD)*(1-TOD)^.5)
2160 RETURN
2170 REM Y MIXER GENISBANT RF KAPISI UYDURULMAMIS
2180 PT$="sekil" Y MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmamis
Durumdaki"
2190 RSS1=.001
2200 B=(2*RSS1+1)/(2*RSS1*X)
2210 A=2*(2-B*PI)*(1-B*X)/(PI*X)
2220 YD=(2-B*PI)^2/PI^2
2230 YB=2*YD/(1+A)
2240 L=2*(1+(1-YB)^.5)^2/YB
2250 RL=RSS1*2/((1-YB)^.5)
2260 RS=RSS1*2/((1+A)*(1-YB)^.5)
2270 RETURN
2280 REM Y MIXER GENISBANT RF KAPISI UYDURULMUS
2290 PT$="sekil" Y MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmus
Durumdaki"
2300 RETURN
2310 REM Z MIXER DARBANT ACIK DEVRE
2320 PT$="sekil" Z MIXER Darband Acik Devre"
2330 ZD=(1-PI/(4*X))^2/(PI^2*(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X))^2)
2340 L=(1+(1-ZD)^.5)^2/ZD
2350 RL=(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X))*(1-ZD)^.5
2360 RS=RL
2370 RETURN
2380 REM Z MIXER DARBANT KISA DEVRE
2390 PT$="sekil" Z MIXER Darband Kisa Devre"

```




```

2400 ZO=(1-PI/(4*X))^2/(PI^2*(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X))^2)
2410 A=1/(PI*X*(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X)))
2420 TS=ZO*(1-A)/((1+A)*(1-ZO))
2430 L=(1+(1-TS)^.5)^2/TS
2440 RL=(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X))*(1-ZO)*(1-TS)^.5
2450 RS=(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X))*(1-A^2)*(1-TS)^.5
2460 RETURN
2470 REM Z MIXER GENISBANT RF KAPISI UYDURULMAMIS
2480 PT$="sekil          Z MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmamis
Durumdaki"
2490 A=1/(PI*X*(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X)))
2500 ZO=(1-PI/(4*X))^2/(PI^2*(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X))^2)
2510 ZB=2*ZO/(A+1)
2520 L=2*(1+(1-ZB)^.5)^2/ZB
2530 RS=(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X))*(1+A)*(1-ZB)^.5
2540 RL=(RSS+.5+(LOG(4*X))/(2*PI*X))*(1-ZB)^.5
2550 RETURN
2560 REM Z MIXER GENISBANT RF KAPISI UYDURULMUS
2570 PT$="sekil          Z MIXER Genisband RF Kapisi Uydurulmus
Durumdaki"
2580 RETURN
2590 CLS:END

```

ÖZGEÇMİŞ

Arslan Kaya 15.6.1955'de Elazığ'da doğmuş ilkokulu Diyarbakır'da orta ve lise öğrenimini İstanbul Kadıköy Anadolu Lisesinde tamamlamıştır. 1979 yılında İTÜ Elektronik ve Haberleşme Bölümünden mezun olmuştur. 1984 yılında lisansüstü eğitimi İTÜ Yüksek Enerji Enstitüsü bölümünde tamamlanmıştır. Halen Yıldız Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Bölümü Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Bilişim dalında Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.



ÖZGEÇMİŞ

Aktül Kavas 15.6.1955 de Elazığ da doğmuş ilkokulu Diyarbakır da orta ve lise öğrenimini İstanbul Kadıköy Anadolu Lisesinde tamamlamıştır.1979 yılında İTÜ Elektronik ve Haberleşme Bölümünden mezun olmuştur.1984 yılında lisansüstü eğitimini İTÜ Nükleer Enerji Enstitüsü bölümünde tamamlanmıştır.Halen Yıldız Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Bölümü Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga Bilim dalında Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.

