

2
152
117

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Lnş Düşük Gür. Kuv. Tasarımı

Yüksek Lisans Tezi

Hamid Torpil

1991

Ref
EHM
245
1991

R 152
117

6-66

25.00072

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

(LNA)
DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI

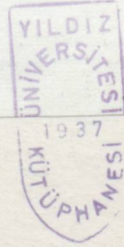
YÜKSEK LİSANS TEZİ

MÜH. HAMİD TORPİ

İSTANBUL 1991

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

Kot : R 152
117
Alındığı Yer : FEN BİL. ENS.
Tarih : 16.04.1992
Fatura :
Fiyatı : 25.000.000
Ayniyat No : 1/2
Kayıt No : 48328
UDC : 621.3 378.242
Ek :





YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Bu çalışmamı hazırlarken bana yol gösteren, gerek kitaplarla olsun gerek diğer kaynaklarla olsun beni yönlendiren her türlü problemlerde bana yardımcı olan saygıdeğer bilim adamı ; illeyle, araştırma asistanı Sayın Öğr. Doç. Dr. Filiz GÜNGÖR'e bu çalışmamı yazılmasında bana yardımcı olan, her zaman bana karşı sevgiyle yaklaşan, sevgili ağıma, bana en güzel şekilde yardımcı olan ağıma, aileme teşekkür ederim.

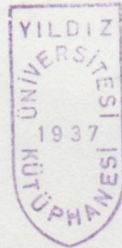
(LNA)

YÜKSEK GÜRÜLTÜLÜ KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI

Hamid TORPİ
Haziran 1991

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MÜH. HAMİD TORPİ



İSTANBUL 1991

TEŞEKKÜR

Bu çalışmamı hazırlamamda bana yol gösteren , gerek kitaplarla olsun gerek makalelerle olsun beni yönlendiren her türlü problemimde bana yardımcı olan saygıdeğer bilim adamı ; ilmiyle , araştırmalarıyla ünvanını aşmış hocam Doç. Dr. Filiz GÜNEŞ 'e ayrıca tezimin yazılmasında bana yardımcı olan , her zaman desteğini esirgemeyen sevgili eşime , bana en güzel çalışma ortamını hazırlayan ağabeyime , aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Hamid TORPİ
Haziran 1991

İÇİNDEKİLER

ÖZET

ABSTRACT

1 GİRİŞ

1

- 1-1 Mikrodalga Frekansları 1
- 1-2 Mikrodalga Devreleri 1
 - 1. Mikrodalga Ayırık Devreleri (MDC's)
 - 2. Mikrodalga Tektaş Tümlşik Devreler (MMIC's)
 - 3. Mikrodalga Tümlşik Devreleri (MIC's)
- 1-3 Mikrodalga Uygulamaları 3
- 1-4 Mikrodalga Devre Elemanları 6
 - 1. Toplu parametrelili devreler
 - 2. Dağılmış parametrelili devreler
- 1-4-1 Mikrodalga Devre Uydurması ve Güç Birleştirilmesi 7
- 1-5 Mikrodalga Kuvvetlendirici Çeşitleri 7

2 S-PARAMETRELERİ VE UYGULAMALARI

8

- 2-1 Giriş ve S-parametrelerinin Avantajları 8
- 2-2 S-Parametre Matrisi 9
- 2-3 S-Matrisinin özellikleri 11
 - 2-3-1 Simetri özelliği 11
 - 2-3-2 Birim özelliği 14
 - 2-3-3 Sıfır özelliği 15
 - 2-3-4 Faz Kaydırma özelliği 16
- 2-4 İki Uçlu Devrelerde S-Parametrelerinin Anlamı 17
- 2-5 Mason işaret Akış Diagramı Kuralları 20

3 İKİ UÇLU DEVRELER İÇİN KUVVETLENDİRİCİ TEORİSİ

23

- 3-1 Güç-Kazanç Eşitlikleri 23
- 3-1-1 Aktif İki Uçlu Devrenin Dönüştürücü Güç Kazancı 23
 - Uydurulmuş Dönüştürücü Güç Kazancı
 - Tek Geçişli Dönüştürücü Güç Kazancı
 - En Büyük Tek Geçişli Dönüştürücü Güç Kazancı
- 3-1-2 İki Uçlu Aktif Devreden Elde Edilebilecek En Büyük Güç Kazancı 31
- 3-1-3 Çalışma Güç Kazancı 32
- 3-1-4 En Düşük Gürültü Seviyesinde Elde Edilebilecek En Büyük Kazanç 34
- 3-1-5 Ard Arda Bağlı Kuvvetlendiricilerin Kazancı 35
- 3-1-6 Kayıpsız Resiprok Devreden Elde Edilebilecek En Büyük Güç 36
- 3-2 Kararlılık 36
 - 3-2-1 Kararlılık Üzerine Sınırlar 36
 - 3-2-2 Koşullu ve Koşulsuz Kararlılık 37
 - 3-2-3 Koşullu Kararlılıkta [S] Matrisinin Fonksiyonu Olarak Karşılaşılan Durumlar 39



- 3-3 Yükselticinin Uydurulması ve Kararlılığı 40
3-3-1 Kararlılık Dairelerinin Smith Abağı Üzerinde
incelenmesi 46

4 GÜRÜLTÜ

50

- 4-1 Gürültünün Tabiatı 50
4-1-1 Gürültünün Tanımlanması 50
4-1-2 Gürültünün Özellikleri 51
4-2 Gürültünün Tipleri 52
4-2-1 Isıl Gürültü 54
4-2-2 Tanecik Gürültüsü 56
4-2-3 Artık Gürültü 58
4-2-4 Düşük Frekans Gürültüsü (1/f Gürültüsü) 58
4-2-5 Beyaz Gürültü 60
4-3 Transistorlarda Isıl ve Tanecik Gürültüsü 61
4-3-1 Transistörün Alternatif Eşdeğer Devreleri 64
4-4 Gürültü Faktörü 67
4-5 Lineer iki Kapılıda Gürültünün Temsil Edilmesi 71
4-5-1 Gürültü Kaynaklarının Sadece Giriş Kapısına
Transformasyonu 74
4-5-2 Gürültü Matrisinden Gürültü Faktörünü Tayin Etme 75
4-6 iki Kapılının Gürültü Parametreleri ve Gürültü
Faktörü 78
4-7 Gürültü Band Genişliği 80
4-8 Alıcıların ve Kuvvetlendiricinin Gürültü Sıcaklığı 82
4-9 Ard Arda Bağlanmış iki Kapılıların Gürültü Faktörü
(Friis Formülü) 83
4-10 Mikrodalga Alıcı ön Katları Ve Duyarlılık 84
4-11 Friis Formülünün Eşdeğer Gürültü Sıcaklığı
Cinsinden ifadesi 85
4-12 Algılanabilecek En Küçük Güç Seviyesi 86

5 MİKROŞERİT HATLAR

88

- 5-1 Giriş 88
5-2 Mikroşerit Hatların Karakteristik Empedansı 88
5-2-1 Dielektrik Sabitin Etkin Değeri E_r 89
5-2-2 Dikdörtgen iletkenlerin Eşdeğer Dairesel iletkene
Dönüştürülmesi 90
5-2-3 Karakteristik Empedans Eşitliği 90
5-2-4 (5-2-3-1) Eşitliğinin Sınırları 91
5-3 Mikroşerit Hatlarda Kayıplar 91
5-3-1 Dielektrik Kayıplar 93
5-3-2 Ohmik Kayıplar 95
5-3-3 Işınım Radyasyon Kayıpları 97
5-4 Mikroşerit Hattın Kalite Faktörü Q 98
5-5 Mikroşerit Hatların Gerçeklenmesi 100

6 DAİRELERİN MERKEZ VE YARIÇAPLARININ HESAPLANMASI

103

- 6-1 Yarıçap ve Merkezlerin Tanımlanması 103
6-2 Yük Düzlemi Gürültü Daireleri 104

- 6-3 Yük Düzlemi Güç Kazancı Daireleri 105
- 6-4 Yük Düzlemi Kararlılık Daireleri 106
- 6-4-1 Çıkış (Yük düzlemi) kararlılığı 107
- 6-4-2 Giriş (Kaynak düzlemi) kararlılığı 107
- 6-5 Yük Düzlemi Alınabilecek En Büyük Güç Kazancı Daireleri 108
- 6-6 Kaynak Düzlemindeki Reel Eksenin Yük Düzlemine Transformasyonu 109
- 6-7 Kaynak Düzlemindeki Birim Admitans Dairesinin Yük Düzlemine Transformasyonu 110

7 DC-KUTUPLAMA DEVRELERİ

112

- 7-1 Giriş 112
- 7-2 DC-Kutuplama Devreleri 112
- 7-2-1 Mikrodalga GaAs MESFET'ler için DC-Kutuplama Devreleri 115
 - Pasif DC Kutuplama Devreleri
 - Aktif DC Kutuplama Devreleri
- 7-2-2 Mikrodalga Silisyum Transistorlar için DC-Kutuplama Devreleri 118
 - Pasif Kutuplama Devreleri
 - Aktif Kutuplama devreleri
- 7-2-3 Kutuplama Devresi tasarımı 122
 - Düşük Güç ve Düşük Gürültülü Çalışma
 - Büyük Güç ve Düşük Gürültülü Çalışma
 - Yüksek Güç ve Yüksek Etkinlikli Çalışma

8 DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI 124

- 8-1 Giriş 124
- 8-2 Tasarım için izlenecek Olan Yol 124
- 8-3 Sonuç 132

EKLER

- EK-1 B1 ve B2'nin işareti
- EK-2 Alternatif Gürültü Faktörü ifadesi

KAYNAKLAR

ÖZGEÇMİŞ

ÖZET

Bu çalışmada diğer tasarım tekniklerinden farklı olarak sırasıyla giriş ve çıkış düzlemi kazanç, kararlılık daireleri ve gürültü daireleri verilen verilen transistörli kuvvetlendirici için aynı düzleme (Yük düzlemine) çizilerek tek aşamada tasarımının tamamlanabilmesidir. Giriş düzlemindeki kazanç, kararlılık daireleri bu yöntemle çıkış düzlemine çizilmiştir. Böylelikle kuvvetlendiricinin istenilen frekansta en düşük gürültü figürü $[\Gamma_{in}(\Gamma_L) = \Gamma_{opt}^*]$ veren yük empedansı değerleri için girişinin ve çıkışının kararlı olup olmadığı, hangi gürültü faktörü için kararlı çözüm elde edileceği, sistemin toplam kazancının değeri v.b. Tek bir düzlem üstünde grafiksel olarak bu metodla incelenip tayin edilebilir. Bu çalışmada mikrodalga frekasındaki düşük gürültü faktörleri nedeniyle GaAs MESFET 'ler tercih edilmiştir. Aynı yöntem diğer mikrodalga transistörleri için de kullanılabilir.

ABSTRACT

In this work different from the other design techniques for the given transistor amplifier respectively the input and output gain, noise and stability circles are drawn in same plane (Load plane). That's make the design easy and the design can be completed in one stage. So for the given frequency and for the given load impedance values that makes the noise factor $[\Gamma_{IN}(\Gamma_L) = \Gamma_{OPT}^*]$ minimum whether the amplifier is stable or not or for which frequency we can take stable solution?, what is the total gain of the system? etc. can be found with this method. This method let us to study graphically on the load plane and examine the desired solution and see whether we could design desired amplifier or not. In this work while the minimum noise in the microwave frequencies, we preferred GaAs MESFET's. Same method can be used for the other microwave amplifiers too.

1 GİRİŞ

Bu tezin amacı mikrodalga kuvvetlendiricilerinin tasarımı ve analizinin sunulmasıdır. Mikrodalga teknikleri gittikçe artarak uzay haberleşmesi, radar sistemleri ve elektronik fırlama sistemleri gibi bir çok elektronik sistemlere girmektedir. Mikrodalga teknolojisinin ivmeli bir şekilde büyümesinin bir sonucu olarak, mikrodalga alanında çalışan elektronik mühendisleri mikrodalga elektronik parçaları ve sistemleri üretmek için mikrodalga kuvvetlendirici ve osilatörlerinin tasarımı ve analizini öğrenmek ihtiyacını duymaktadırlar. Benim bu tezimde bu doğrultuda mikrodalga düşük gürültülü kuvvetlendiricilerini ele almaktadır. Bunun için öncelikle bu hususta elzem olan teorik bilgiyi mümkün oldukça ezbere kaçmadan, kullanılan formüllerin nerden nasıl çıkarıldıklarını da bilgimiz dahilinde izah ederek, anlatmaya çalıştık. Tabii ki burdaki bilgiler sadece düşük gürültülü kuvvetlendiricilere has değildir. Tezimde anlatılan metodla her hangi bir tipteki kuvvetlendirici tasarımı da yapılabilir. Ayrıca bu tezimde elde edilen teorik birikimle osilatör v.b. tasarımına rahatlıkla geçilebilir.

1-1 Mikrodalga Frekansları

Mikrodalga frekansları terimi geleneksel olarak 1 den 300 GHz'e kadar olan frekansları veya ölçülen dalga cinsinden 30 cm'den 1 mm'ye kadar değişir. Mahmafih, mikrodalgalar gerçekte mikron kademesinde olan dalga boyunu gösterir. Buda infrared ve görünen ışık bölgesine kadar olan bölgedir. Bu tezde "Mikrodalga Frekansları" ile kastedilen 1'den 10⁶ GHz'e kadar olan frekanslardır.

Tablo 1-1-1 Eski Frekans Bandları

Tanımlama	Frekansları [GHz]
P-Bandı	0.225 - 0.390
L-Bandı	0.390 - 1.550
S-Bandı	1.550 - 3.900
C-Bandı	3.900 - 6.200
X-Bandı	6.200 - 10.900
K-Bandı	10.900 - 36.000
Q-Bandı	36.000 - 46.000
V-Bandı	46.000 - 56.000
W-Bandı	56.000 - 100.000

1-2 Mikrodalga Devreleri

1965 yılından önce, hemen hemen bütün mikrodalga cihazları dalga kılavuzları, koaksiyel hatlar veya mikroşerit hatları ile gerçekleştirilmişti. Geçen son iki dekada (on yıllık dönemlerde), tümleşik devre teknolojisi mikrodalga frekanslarındaki girmeye başladı. Bu gün, mikrodalga devreleri devre teknolojisine bağlı olarak üç sınıfta toplanabilir.

1. Mikrodalga Ayırık Devreleri (MDC's): Bir mikrodalga ay-

rık devresi iletken tellerle birbirine bağlanarak biribirinden ayrı elemanlardan yapılır. Ayrık devreler halen yüksek güçlü mikrodalga parça ve sistemlerinde çok kullanışlıdır.

Tablo 1-1-2 Yeni Frekans Bandları

Tanımlama	Frekansları [GHz]
A-Bandı	0.100 - 0.250
B-Bandı	0.250 - 0.500
C-Bandı	0.500 - 1.000
D-Bandı	1.000 - 2.000
E-Bandı	2.000 - 3.000
F-Bandı	3.000 - 4.000
G-Bandı	4.000 - 6.000
H-Bandı	6.000 - 8.000
I-Bandı	8.000 - 10.000
J-Bandı	10.000 - 20.000
K-Bandı	20.000 - 40.000
L-Bandı	40.000 - 60.000
M-Bandı	60.000 -100.000

2. Mikrodalga Tektaş Tümlleşik Devreler (MMIC's): Bir mikrodalga tektaş tümlleşik devresi aktif ve pasif elemanları veya parçalar içeren ve bunların ara bağlantıları üzerinde şekillendirilen tek bir yarıiletken yongadan yapılmıştır. "Mono-lithic" kelimesi yunanca tekil manasına gelen "lithos" Tablo 1-1-3 IEEE Frekans Bandları

Band No	Açıklama	Frekans	Dalga Boyu	Uygulama
2	ELF(Extreme Low fr.)	30-300 Hz	10-1 Mm	
3	VF(Voice fr.)	300-3000 Hz	1-.1 Mm	
4	VLF(Very Low fr.)	3-30 KHz	100-10 Km	Navigasyon, sonar
5	LF(Long fr.)	30-300 KHz	10-1 Km	Radyo, navigasyon
6	MF(Medium fr.)	300-3000 KHz	1-.1 Km	AM hab. Sahil Gü.
7	HF(High fr.)	3-30 MHz	100-10 m	Telefon, telgraf
8	VHF(Very High fr.)	30-300 MHz	10-1 m	TV, FM Haberleşme
9	UHF(Ultra High fr.)	300-3000 MHz	100-10 cm	TV, Uydu Linkleri
10	SHF(Super High fr.)	3-30 GHz	10-1 cm	Radar, M. dalga L.
11	EHF(Extreme High fr.)	30-300 GHz	1-.1 cm	Radar, deneysel
12	Decimilimetre	300-3000 GHz	1-.1 mm	
	P-Band	.23-1 GHz	130-30 cm	
	L-Band	1-2 GHz	30-15 cm	
	S-Band	2-4 GHz	15-7.5 cm	
	C-Band	4-8 GHz	7.5-3.75 cm	
	X-Band	8-12.5 GHz	3.75-2.4 cm	
	Ku-Band	12.5-18 GHz	2.4-1.67 cm	
	K-Band	18-26.5 GHz	1.67-1.13 cm	
	Ka-Band	26.5-40 GHz	1.13-.75 cm	
	Milimetre dalga	40-300 GHz	7.5-1 mm	
	Submilimetre dalga	300-3000 GHz	1-0.1 mm	
	tektaş kelimelerinden türetilmiştir. Böylece tektaş tümlleşik			

devre tekil yarı-izole taban üzerinde inşa edilir . Bir çok devreler epitaksiyel büyüme, iyon implemantasyonu ve diğerleri gibi proseslerle üretilirler. MMIC'ler örneğin uydu haberleşme sistemlerinde ve radar sistemlerinde birbirinin aynı çokça devreye ihtiyaç duyulmasından dolayı çok kullanışlıdır.

3. Mikrodalga Tümleşik Devreleri(MIC's): Mikrodalga tümleşik devreleri aktif ve pasif elemanların kombinasyonu olarak tektaş ya da hibrid formundaki yarı iletken bir taban üzerinde ardışık difüzyon prosesleri uygulanarak üretilir. Mahmafih MIC'ler MMIC'lerden oldukça farklıdır. MMIC'lerden çok yüksek paketleme yoğunluğu vardır. Halbuki paketleme yoğunluğu tipik bir MIC' de oldukça düşüktür . Bir mikrodalga tümleşik devresi (MIC) iki yada daha fazla tümleşik devre tipinin kombinasyonundan oluşmuş ve bununla beraber ayrı elemanlarda içeriyorsa hibrit mikrodalga tümleşik devresi ismini alır. MIC'ler dijital devreler ve askeri silah sistemlerinde olduğu gibi düşük güçlü ve düşük paketleme yoğunluklu mikrodalga elektronik sistemlerinde çok kullanışlıdır.

1-3 Mikrodalga Uygulamaları

Hayatımızda mikrodalga bir çok fonksiyonlar icra etmek için kullanılmaktadır. Televizyon işareti göndermekten tutunda bir kaç dakika içinde kızartma yapabilen mikrodalga fırınlarına kadar geniş bir kullanım alanı vardır . Önceleri noktadan noktaya haberleşmede ve radarda elektromagnetik dalgalar kullanılıyordu. Sorabilirsiniz ki bu tip uygulamalarda mikrodalga frekanslarının ne gibi avantajları vardır? Radyo dalgasının hüzme genişliğinin daraltılması anten boyutlarının ve çalışma dalga boyunun fonksiyonudur. Sabit anten ölçüleri için hüzme genişliğini daraltma ancak dalga boyu azaldıkça mümkündür. Örneğin bir metre çapındaki parabolik anten için hüzme genişliği 1GHz'de 50 derece 10 GHz'de 5 derecedir. İki nokta arasında etkin bir haberleşme için gönderilen işaretin hüzme genişliğinin çok dar olması alıcı anten için oldukça önemlidir. Mikrodalga frekansları bu özelliklere sahip olduklarından dolayı , noktadan noktaya telsiz haberleşmede kullanışlıdır. Radyo ve televizyon haberleşmesinde daha geniş kitleye ulaşmak istendiğinde işaretin hüzme genişliğinin küçük olması istenmez hatta her yöne eşit şiddete ışıma yapabilmesi istenir. Bu nedenle AM FM ve TV haberleşme frekansları mikrodalgalardan daha düşüktür.

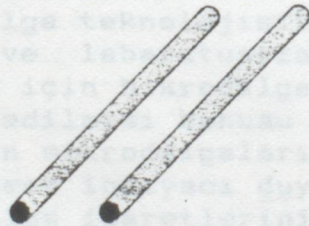
Noktadan noktaya haberleşme için mikrodalga frekanslarında bir çok örnekler vardır. Bunlardan bir tanesinde mikrodalga tekrarlayıcılarıdır. Bunlar bir memlekette iki şehir arasında bir seri tekrarlayıcı istasyonları konarak bir hat üzerinden haberleşme temin edilir. Mikrodalga tekrarlayıcı istasyonları bir antenle gelen işareti toplar ve bir yükselticiden geçirdikten sonra , kuvvetlenen işareti ikinci bir anten üzerinden bir sonraki tekrarlayıcıya gönderir. Genelde bu istasyonlar arasında 25-75 millik mesafelerde sıralanırlar.

Uydu kombinasyonu ile noktadan noktaya mikrodalga ile-

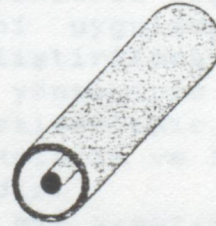
timiiyle ülkeler arası haberleşmeye imkan tanır. Örneğin Avrupa'da yerleştirilmiş büyük bir antenle bir uyduya TV işareti gönderilebilir. Uydu da işareti alıp, kuvvetlendirdikten sonra tekrar büyük alıcı antene gönderir. Burada uydu yaklaşık 500 mil yükseklikteki tekrarlayıcı istasyonu görevi görür. 3-6 GHz frekans kademesinde atmosferik gürültü düşük olduğundan bir çok uydu haberleşme sistemleri bu frekanslarda çalışır.

Ayrıca mikrodalga spektrumu çok geniş band genişliğine sahiptir. Ki büyük band genişliği bilgi iletiminde avantaj sağlar. Haberleşme teorisinden taşınan enformasyon miktarının band genişliği ile doğru orantılı olduğunu biliyoruz. Böylelikle mikrodalga spektrumu radyo ve televizyon kanallarından daha çok kanalı sağlar. Düşük frekanslı bandlardaki yoğunluk arttığı için mikrodalga haberleşmesi önemi artmaktadır.

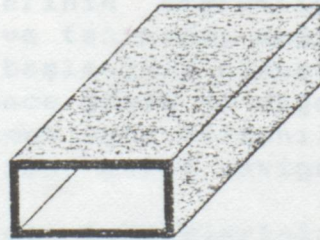
Mikrodalga işaretlerinin iletilmesinde bazen transmisyon hatları anten sistemlerine tercih edilir. Bazı tipik transmisyon hatları Şekil 1-3-1'de gösterilmiştir. Açık iki telli hat genelde düşük frekans ve kısa uzaklıklarda kullanılır. Televizyonla anteni birbirine bağlamakta kullanılır. Ana dezavantajı ekranlanmamış olması ve bu nedenle enerji radyasyonu yapmasıdır. Diğer taraftan koaksiyel ve diğer dalga kılavuzu konfigürasyonları ekranlanmıştır ve bu nedenle düşük kayıplı dalga propagasyonu için daha elverişlidir. Koaksiyel kablo kapalı devre TV ve kablolu TV uygulamalarında daha çok kullanılır.



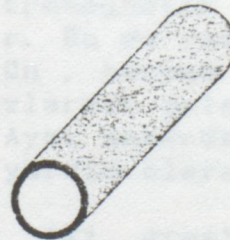
(a) Açık iki telli hat



(b) Koaksiyel kablo



(c) Dikdörtgen dalga kılavuzu



(d) Dairesel dalga kılavuzu

Şekil 1-3-1 Tipik transmisyon hatları

Radar sistemleri mikrodalgaların diğer bir temel uygulama alanıdır. Bunlar uçakların algılanmasında, hava hareketlerini izleme ve gözlemede ve uçuş trafiğinin kontrolünde kullanılır. Radar ayrıca hırsız alarmlarında uzaktan kontrol-

l  garaj kapısı a ıcılarda ve hız dedektörü olarak kullanılır. Örneğin havaalanı radarı trafik paterninden, uçakları birbirinden ayırt edebilmelidir. Bu nedenle radarın hüzme genişliği yeterince dar olmalıdır ki uçakları birbirinden ayırt edebilsin . Bundan dolayı mikrodalga frekansları kullanılır. Bir u a a yerleştirilmiş çok dar hüzme genişlikli bir radar-dan geniş alanların haritasının çıkarılmasında da kullanılabılır . Bunun hem sivil hemde askeri uygulamaları vardır. Mikrodalga g  lerinin ısıtma özelliklerinin çok geniş ve çeşitli endüstriyel uygulamaları vardır. Mikrodalga fırınları bunun iyi bilinen bir örneğidir. Normal tip fırınlarda yiyecekler infraredle ısıtılır. Infrared frekanslarında yiyeceklerin etkin derinliği küçük olduğundan dolayı ancak ısıtılan nesnenin yüzeyinden ısı absorbe edilir. Oluşan ısı ise konveksiyonla ısıtılan nesnenin tamamen pişebilmesi için bir kaç saat gereklidir. Aynı zamanda da fırının içindeki hava oldukça ısınır. Mikrodalga fırınları ile mukayese edilirse mikrodalga fırınının içindeki hava mikrodalga frekanslarında çok düşük kayıplı olduğu için serin kalır. Buna ilaveten mikrodalga frekanslarında hemen hemen yiyeceklerinin boyutları kadar bir etkin derinliğine sahip olduğundan yiyeceğin tümü direkt olarak ve uniform olarak mikrodalga radyonuyla ısıtılır. Bunun sonucu olarak geleneksel (Fırın) ısıtma metodlarıyla gereksinim duyulan s renin onda biri kadar bir sürede mikrodalga ile pişirme tamamlanır . Mikrodalga ısıtma özellikleri ayrıca patetes çiplerinin , kağıtların , kahve tanelerinin kurutulmasında son zamanlarda başlanmıştır.

Mikrodalga teknolojisinin tıbbi uygulamaları ise bir çok hastane ve laboratuvarlarda geliştirilmektedir. Kanseri tedavi etmek için Mikrodalga ısıtma yöntemiyle öldürücü hücrelerin yok edilmesi konusu araştırılmaktadır. Bir çok bazı ihtiyaçlardan mikrodalgalarının psikolojik ve fiziksel etkilerini öğrenmek ihtiyacı duyulmaktadır.

Mikrodalga işaretlerinin diğer bir araştırma alanı ise radyo astronomidir. Bu ilim dalı yüksek frekanslardaki atmosferik gürültünün incelenmesi ile başlamıştır. Bu çalışmalarla radyo yildızlarının neşrettiği elektromagnetik gürültünün keşfedilmesi ve tanınması sağlanmıştır. Bu da radyo astronomisinin başlangıcı olmuştur. Bugün , hassas mikrodalga alıcıları sadece güneş ve diğer yildızlardan gelen radyasyon üzerine çalışmak için kullanılmıyor. Aynı zamanda denizlerdeki gemiler için pasif navigational yardım olarak kullanılmaktadır.

Mikrodalga tekniklerinin diğer iki araştırma alanı materyal ilmi ve yüksek enerjili partikül fizi idir. Bir çok nesneler mikrodalga frekanslarda atomik ve moleküler rezonans gösterirler. Bu rezonansların analizi ve hesaplanması mikrodalga spektroskopisi olarak anılır. Bilimsel araştırmalarda katıların, sıvıların ve gazların tabiatının temellerini anlamak için önemli bir araçtır. Yüksek enerji fiziği alanında sık sık elektron hüzmesinin hızlandırılmasında , ışığının hızının genliğinin arttırılmasında gereklidir. Periyodik olarak yüklenmiş dalga kılavuzu yapıları elektromagnetik dalgayı

yavaşlatmak için kullanılır. Böylece etkin bir biçimde elektron hüzmeleriyle interact yapılabilir. Burdan görüldüğü gibi Mikrodalga kaynağından gelen elektromagnetik enerji elektron hüzmelerinin kinetik enerjisini arttırmak için kullanılabilir.

1-4 Mikrodalga Devre Elemanları

iki türlü mikrodalga devre elemanı vardır.

1. Toplu parametrelili devreler: Burdaki toplu parametrelili eleman terimiyle anlatılmak istenen L ve C'nin frekansla değişmemesi ve de eleman üzerinde her hangi bir faz değişimi olmadığıdır. Toplu parametrelili eleman mikrodalga frekanslarındaki eşdeğer dağılmış parametrelili (hatlı) devreden daha küçük olabilir.

2. Dağılmış parametrelili (hatlı) devreler: Burdaki dağılmış teriminin anlamı hat parametreleri R, L, G, C'nin hattın boyunun fonksiyonu olması ve de L ve C'nin frekansla değişmesidir. Örneğin koaksiyel hatlar, mikroşerit hatlar, yarılmış hatlar ve coplanar dalga kılavuzları genelde kullanılan dağılmış parametrelili devrelerdir.

Kuvvetlendirici uydurma devreleri için toplu yada dağılmış parametrelili elemanların seçimi çalışma frekansına bağlıdır. Eğer frekans X-Bandına kadarsa, dalga boyu küçüktür ve küçük bir toplu parametrelili eleman ihmal edilebilir bir faz kayması gösterir. Tektaş mikrodalga tümleşik devrelerinde (MMIC), kuplörler için yapılan ince film rezistif soldandırmalarda, toplu parametrelili dirençler çok kullanılışlıdır. Ve dağılmış parametrelili kapasiteler kutuplamalı by pass uygulamalarında kesinlikle gereklidir. 20 GHz'in üzerindeki frekanslarda dağılmış parametrelili devreler tercih edilir.

Tablo 1-1-4 ESKİ VE YENİ BANDLARIN, IEEE BANDLARI İLE KARŞILAŞTIRILMASI

Frequency in GHz	0.1	0.15	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.75	1	1.5	2	3	4	5	6	7.5	10	15	20	30	40	50	60	75	100
Wavelength in cm	300	200	150	100	75	60	50	40	30	20	15	10	7.5	6	5	4	3	2	1.5	1	0.75	0.6	0.5	0.4	0.3
IEEE bands	VHF			UHF					L	S	C	X	Ku	K	Ka	MILLIMETER									
Old bands				P	L					S	C	X	K					Q	V	W					
New bands	A			B			C			D	E	F	G	H	I	J	K			L	M				
Wavelength in cm	300	200	150	100	75	60	50	40	30	20	15	10	7.5	6	5	4	3	2	1.5	1	0.75	0.6	0.5	0.4	0.3
Frequency in GHz	0.1	0.15	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.75	1	1.5	2	3	4	5	6	7.5	10	15	20	30	40	50	60	75	100

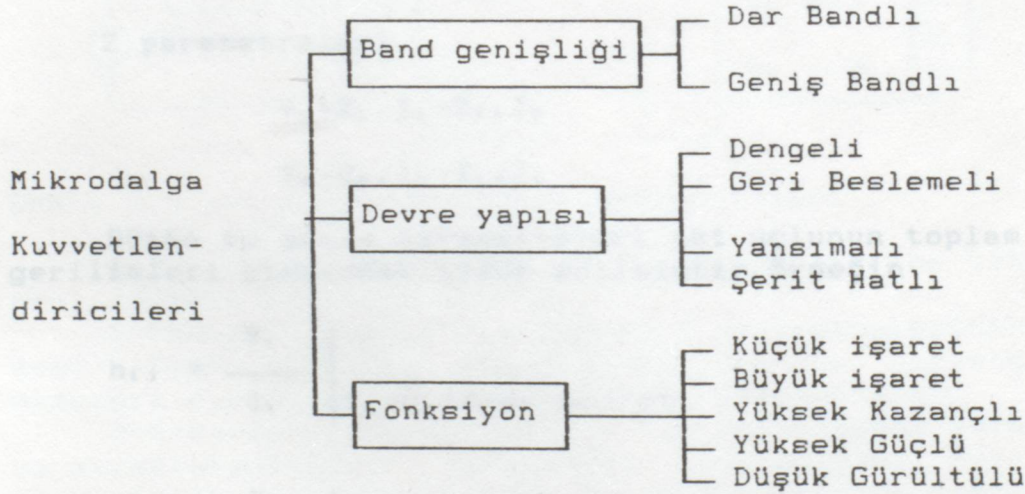
1-4-1 Mikrodalga Devre Uydurması ve Güç Birleştirilmesi

Eğer aktif düzenlerin kaynak ve yük empedansları giriş ve çıkış empedanslarına uymuyorsa; giriş ve çıkış uçları için uydurma devreleri tasarlanmalıdır. Genelde, normal yansıma katsayısının genliği bire eşit ve daha küçükse uydurma devrelerinin tasarımında normal Smith abağı kullanılır.

Mikrodalga güç bölme ve birleştirme teknikleri bazı zamanlar mikrodalga elektronik sistemlerinde eğer oldukça büyük miktardaki güç tek bir güç kaynağı ile beslenemiyorsa veya tekil yarıiletken cihazın alabileceği güçten fazlası giriş gücü olarak geliyorsa bunlara çok ihtiyaç duyulur. Genelde iki sınıf mikrodalga güç bölücü ve toplayıcıları vardır. Binary ola ve binary olmayan birleştirme yapıları. Ki bunlar muhtelif kademelere sahip N cihazın çıkışını birleştirir. N-Yollu birleştirme yapıları ise N cihazın çıkışını birleştirerek tek basamağa çevirir.

1-5 Mikrodalga Kuvvetlendirici Çeşitleri

Mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı elektronik mühendisliğinin mikrodalga kürsüsünün önemli bir parçasıdır.



Tablo 1-4-1 Mikrodalga Kuvvetlendirici Çeşitleri

Mikrodalga Kuvvetlendiricileri : Mikrodalga Kuvvetlendiricileri giderek artan bir hızla uzay haberleşme sistemleri ve radar sistemleri gibi mikrodalga elektronik sistemlerinde kullanılmaya başlanmıştır Mikrodalga kuvvetlendiricilerinin tasarım prosedürleri basitten karmaşığa doğru değişmektedir. Tablo 2-2-1 genelde kullanılan mikrodalga kuvvetlendiricilerinin bir listesi çıkarılmıştır. Biz Düşük Gürültülü kuvvetlendirici üzerinde yoğunlaşmaya çalışacağız.

Kullanılan değişkenler yürüyen dalgelerdir. Bunlar skın ve 2 S-PARAMETRELERİ VE UYGULAMALARI

2-1 Giriş ve S Parametrelerinin Avantajları

Mikrodalga modül ve yardımcı (Yan) sistemlerinin Tasarımında bir çok aktif ve pasif elemanın birbirine bağlanması istenir. Genelde kullanılan yarıiletken devreler iki uçlu ti-pindedir. Bizim tasarım konumuzda iki uçlu devre tipinde ol-duğu için bu bölümde daha ziyade iki uçlu s-parametre teori-si üzerinde durulacaktır.

Devre teorisinden iki uçlu devreler için (Şekil 2-1) H, Y ve Z gibi çeşitli parametre seti tanımlanabilir.

H parametreleri

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2 \quad (2-1-1)$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2 \quad (2-1-2)$$

Y parametreleri

$$I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2 \quad (2-1-3)$$

$$I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2 \quad (2-1-4)$$

Z parametreleri

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \quad (2-1-5)$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \quad (2-1-6)$$

Bütün bu devre parametreleri iki uçlunun toplam akım ve gerilimleri cinsinden ifade edilmiştir. Örneğin

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (Kısa Devre)$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad (Açık Devre)$$

2-2 Mahmafih çalışılan frekans mikrodalga kademesinde ise H Y ve Z parametreleri ölçülemez. Çünkü

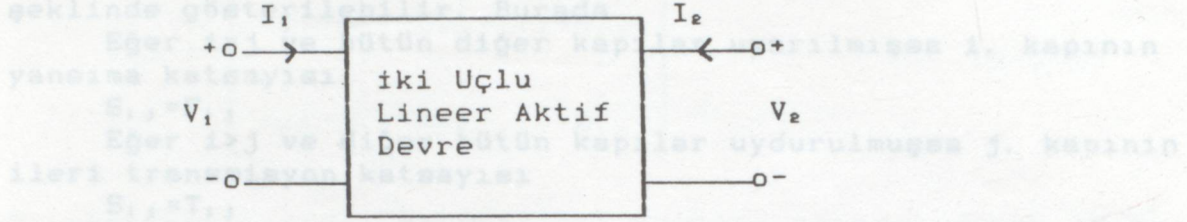
1-Ölçme cihazları devrenin uçlarındaki gerilimi ölçecek yeterlikte değildir.

2-Frekansların büyük bir kısmında kısa ve açık devreye ulaşmak güçtür.

3-Aktif elemanlar ,güç diyotları ve tünel diotları gibi ,kısa açık devrede genelde kararlı olmazlar.

Sonuç olarak , iki uçlu devrenin karakterizasyonunda bu problemlerin üstesinden gelecek yeni metodlar bulunmuştur.

Kullanılan değişkenler yürüyen dalgalardır. Bunlar akım ve gerilimlere tercih edilirler. Bunlara S-parametreleri denir.



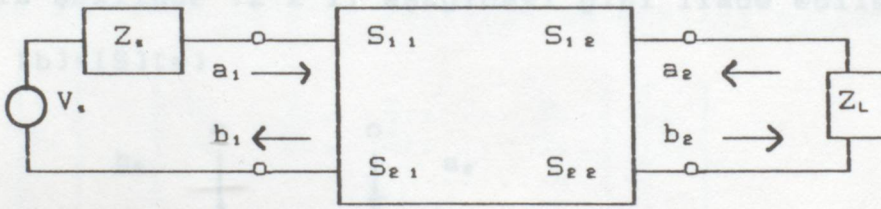
Şekil 2-1 iki uçlu lineer aktif devre

Aşağıdaki gibi ifade edilebilirler.

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (2-1-7)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (2-1-8)$$

Şekil 2-2 iki uçlu devrenin S-parametrelerini göstermektedir



Şekil 2-2 iki uçlu devrenin S-parametreleri

S-parametrelerinin Z, Y ve H parametrelerine üstünlüklerini şöylece sıralayabiliriz.

1-Yüksek frekanslarda Z, Y ve H parametrelerinin ölçülmesi için ihtiyaç duyulan 50 Ohm'luk sonlandırmaları standart elemanlarla kolaylıkla gerçekleştirilebilir.

2-S-Parametrelerinin diğer bir üstünlüğünde yürüyen dalga karakteristiğinde olmasından kaynaklanır. Kayıpsız bir transmisyon hattında gerilim ve akımın tersine noktadan bağımsız olarak yürüyen dalganın genliği değişmez. Bunun anlamı S-Parametrelerinin ölçümünde, ölçme düzleminden biraz sapılırsa ölçme sonucu değişmez.

2-2 S-Parametre Matrisi

Bu bölüm mikrodalga kademesindeki frekanslarda n uçlu devrelerde uygulanabilen S-Parametre matrisinin özelliklerini tanıtmak için ayrılmıştır. Bir mikrodalga jonksiyonu Şekil 2-3 'de gösterildiği gibi herbiri kayıpsız uniform transmisyon hattına sahip n adet ucu olabilir. Burada a, jonksiyona gelen yürüyen dalga ve b, jonksiyonda çıkan yürüyen dalgayı gösterir. Transmisyon hatları teorisinden gelen ve yansıyan dalgalar arası ilişki

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} + S_{12} + S_{13} + \dots + S_{1n} \\ S_{21} + S_{22} + S_{23} + \dots + S_{2n} \\ \vdots \\ S_{n1} + S_{n2} + S_{n3} + \dots + S_{nn} \end{bmatrix} \quad (2-2-5)$$

$S_{11}, S_{12}, S_{13}, \dots, S_{nn}$ katsayıları saçılma parametreleri (S-Parametreleri) ve saçılma katsayıları olarak adlandırılır. S-Parametreleri ile ilişki kurarak, n-kapılıının gerilimleri ile n-kapılıının akımları jonksiyonun empedans matrisiyle lineer olarak birbirine bağlanırlar. Buda

$$V_i = \sum_{j=1}^n Z_{ij} I_j \quad i=1,2,3,\dots,n \text{ için} \quad (2-2-6)$$

Matris formunda (2-2-6) eşitliği şu şekilde açılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & \dots & Z_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & Z_{n3} & \dots & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2-2-7)$$

Sembolik olarakta

$$[V] = [Z][I] \quad (2-2-8)$$

şeklinde yazılabilir.

2-3 S-Parametrelerinin Özellikleri

S-Parametrelerinin temel özellikleri aşağıda tanımlanmıştır.

2-3-1 Simetri Özelliği

Eğer bir mikrodalga jonksiyonu resiproksa veya jonksiyonda herhangi bir yarıiletken devre yoksa, böyle devre lineer pasif devredir. Simetri özelliğine sahip devrenin S-parametreleri kendisinin transpozese eşittir. Bu da

$$[S] = [S]^T$$

Şeklinde ifade edilir. Burada

$$[S]^T = [S_{ji}] = [S] = [S_{ij}] \quad (2-3-1-1)$$

$[S]^T$, $[S]$ matrisinin transpozese'idir.

k. kapıdaki toplam akım ve gerilimler

$$V_k = V^+_k + V^-_k \quad (2-3-1-2)$$

$$I_k = \frac{V^+_k}{Z_{0k}} - \frac{V^-_k}{Z_{0k}} \quad (2-3-1-3)$$

Burada k. kapiya gelen ve yansıyan dalgalar.

$$V^+_k = \frac{1}{2} (V_k + Z_{0k} I_k) \quad (2-3-1-4)$$

$$V^-_k = \frac{1}{2} (V_k - Z_{0k} I_k) \quad (2-3-1-5)$$

k. kapının ortalama gelen gücü

$$\frac{1}{2} V_k I^*_k = \frac{|V^+_k|^2}{2Z^*_{0k}} \quad (2-3-1-6)$$

k. kapıdaki normalize gelen ve yansıyan gerilimleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$a_k = \frac{V^+_k}{\sqrt{Z^*_{0k}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_k}{\sqrt{Z^*_{0k}}} + \sqrt{Z^*_{0k}} I_k \right) \quad (2-3-1-7)$$

$$b_k = \frac{V^-_k}{\sqrt{Z^*_{0k}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_k}{\sqrt{Z^*_{0k}}} - \sqrt{Z^*_{0k}} I_k \right) \quad (2-3-1-8)$$

Eğer karakteristik empedansta normalize edilmişse ($\sqrt{Z^*_{0k}}=1$)

$$V_k = a_k + b_k \quad (2-3-1-9)$$

$$I_k = a_k - b_k \quad (2-3-1-10)$$

$$a_k = \frac{1}{2} (V_k + I_k) \quad (2-3-1-11)$$

$$b_k = \frac{1}{2} (V_k - I_k) \quad (2-3-1-12)$$

(2-6-6)'deki eşitlikten

$$V_k = \sum_j^n Z_{kj} I_j \quad k=1,2,3,\dots,n \text{ için} \quad (2-3-1-13)$$

Buradan da

$$a_k = \frac{1}{2} \sum_j^n (Z_{kj} + \delta) I_k \quad (2-3-1-14)$$

$$b_k = \frac{1}{2} \sum_j^n (Z_{kj} - \delta) I_k \quad (2-3-1-15)$$

Burada δ Kronecker deltadır. Aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\delta_{kj} = \begin{cases} 1 & \text{eğer } k=j \\ 0 & \text{eğer } k \text{ farklı } j \end{cases} \quad (2-3-1-16)$$

$$\delta_{kj} = \begin{cases} 1 & \text{eğer } k=j \\ 0 & \text{eğer } k \text{ farklı } j \end{cases} \quad (2-3-1-17)$$

Matris notasyonunda (2-3-1-14) ve (2-3-1-15) eşitlikleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$[a] = \frac{1}{2} ([Z] + [I]) [I] \quad (2-3-1-18)$$

$$[b] = \frac{1}{2} ([Z] - [I]) [I] \quad (2-3-1-19)$$

$[a]$ ve $[b]$ sütun matrislerdir ve $[I]$ ise birim matrisdir. Empedans matrisi $[Z]$ ile birim matris $[I]$ $(n \times n)$ 'lik kare matris olduklarından $([Z] + [I])$ matrisleride $(n \times n)$ 'lik matrislerdir ve tersi alınabilir. Böylece

$$[I] = 2 ([Z] + [I])^{-1} [a] \quad (2-3-1-20)$$

Buradan (2-3-1-19) eşitliği şu şekile dönüşür.

$$[b] = ([Z] - [I])([Z] + [I])^{-1} [I] \quad (2-3-1-21)$$

(2-3-1-21)'le (2-2-3) eşitlikleri karşılaştırılırsa $[S]$ matrisi $[Z]$ matrisi cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$[S] = ([Z] - [I])([Z] + [I])^{-1} \quad (2-3-1-22)$$

$[P]$ ve $[Q]$ matrisleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$[P] = ([Z] - [I]) \quad (2-3-1-23)$$

$$[Q] = ([Z] + [I]) \quad (2-3-1-24)$$

$[Z]$ empedans matrisi simetrik olduğundan $[P]$ ve $[Q]$ simetrik

ve komutatiftir. Bu da

$$[P][Q] = [Q][P] \quad (2-3-1-25)$$

demektir. Eşitliğin her iki tarafını $[Q]^{-1}$ 'le sağdan ve soldan çarpılırsa

$$[Q]^{-1}[P][Q][Q]^{-1} = [Q]^{-1}[Q][P][Q]^{-1} \quad (2-3-1-26)$$

Buradan da

$$[Q]^{-1}[P] = [P][Q]^{-1} \\ = ([Z] - [I])([Z] + [I])^{-1} = [S]$$

$[S]$ 'in transpozu $[S]^T$ olmak üzere

$$[S]^T = ([Q]^{-1}[P])^T = ([P][Q]^{-1})^T \\ = [Q]^{-1}[P] = [P][Q]^{-1} = [S] \quad (2-3-1-27)$$

Bunun anlamı $[S]$ matrisinin S_{11} ve S_{22} terimleri eşittir. Bu nedenle $[S]$ matrisi simetriktir.

2-3-2 Birim Özelliği

S matrisinin herhangi bir satır veya sütunundaki elemanları S matrisinin karmaşık eşleniğindeki herhangi bir satır veya sütundaki elemanlarla biire bir çarpımlarının toplamı birini verir. Buda matematiksel olarak şöyle ifade edilebilir.

$$\sum_{j=1}^n S_{ij} S_{ij}^* = 1 \quad j=1,2,3,\dots,n \text{ için} \quad (2-3-2-1)$$

Eğer mikrodalga devreleri kayıpsız ve uydurulmuş ise enerjinin korunumu prensibinden girişe verilen güç çıkışa verilen güce eşit olması gerekir. Gelen ve yansıyan dalgaları gelen ve yansıyan gerilimler cinsinden yazarsak

$$a = \frac{V^+}{\sqrt{Z_0}} \quad b = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2-3-2-2)$$

Buradan görülebilir ki

$$\text{Gelen güç} = P^+ = \frac{1}{2} aa^* = \frac{1}{2} |a|^2 \quad (2-3-2-3)$$

$$\text{Yansıyan güç} = P^- = \frac{1}{2} bb^* = \frac{1}{2} |b|^2 \quad (2-3-2-4)$$

Kayıpsız olma durumu altında , n kapılı jonksiyona sadece 1.Kapıdan birim gerilim verildiği kabul edilirse giriş gücü aşağıdaki gibi verilebilir.

$$P_{in} = a_1 a_1^* = |a_1|^2 \quad (2-3-2-5)$$

ki buda 1.kapıdan çekilen çıkış gücüne eşittir.

$$P_{in} = a_1 a_1^* = P_{out} = \sum_{i=1}^n b_i b_i^* \\ = b_1 b_1^* + b_2 b_2^* + \dots + b_n b_n^* \quad (2-3-2-6)$$

Ayrıca $b_i = s_{ii} a_i$ 'den de faydalanarak

$$a_1 a_1^* = (s_{11} a_1) (s_{11} a_1)^* + (s_{21} a_1) (s_{21} a_1)^* + \dots + (s_{n1} a_1) (s_{n1} a_1)^* \quad (2-3-2-7)$$

Buradan da

$$1 = s_{11} s_{11}^* + s_{21} s_{21}^* + \dots + s_{n1} s_{n1}^* \quad (2-3-2-8)$$

ve

$$1 = \sum_{i=1}^n S_{ij} S_{ij}^* = \sum_{i=1}^n |S_{ij}|^2 \quad j=1,2,3,\dots,n \text{ için} \quad (2-3-2-9)$$

Kayıplı jonksiyon için jonksiyonda harcanan güç

$$P_{diss} = \sum_{k=1}^n (a_k a_k^* - b_k b_k^*) \quad (2-3-2-10)$$

2-3-3 Sıfır özelliği

S matrisinin satırındaki (veya sütun) elemanlarla buna tekabül eden karmaşık eşlenik S matrisinin satırındaki elemanlarla bire bir çarpımının toplamı sıfırdır.

$$\sum_{i=1}^n S_{ik} S_{ij}^* = 0 \quad k \text{ farklı } j \quad \begin{matrix} k=1,2,3,\dots,n \text{ için} \\ j=1,2,3,\dots,n \text{ için} \end{matrix} \quad (2-3-3-1)$$

Genelde n-kapılıının bütün kapılarında gelen ve yansıyan dalgalar oluşur.Burada kayıpsız jonksiyon için gelen ve yansıyan güçler

$$\sum_{j=1}^n a_j a_j^* = \sum_{i=1}^n b_i b_i^* \quad (2-3-3-2)$$

Bu sonuç (2-2-1)'le birleştirilirse ve (2-3-3-1)'den

$$\sum_j^{\sum a_{ja}^*} = \sum_j^{\sum (\sum_{i=1}^n S_{ik} S_{ij}) a_{ja}^*} + \sum_k^{\sum \sum_{j=1}^n (S_{ik} S_{ij}) a_{ka}^*} + [\sum_k^{\sum \sum_{j=1}^n (S_{ik} S_{ij}) a_{ka}^*}]^* \quad (2-3-3-3)$$

$\sum$ terimi $k=j$ durumunun toplamın içine katılmadığını gösterir. (2-3-3-2) eşitliğinin sağ tarafındaki ilk terim (2-3-2-9) eşitliği kullanılarak basitleştirilebilir. Sağdaki son iki terimde $(A+A^*)$ formundadır. Bu A 'nın gerçel kısmının iki katına eşittir. (2-3-3-2) aşağıdaki gibi basitleştirilebilir.

$$0 = 2\text{Re}[\sum_k^{\sum \sum_{j=1}^n (S_{ik} S_{ij}) a_{ka}^*}] \quad (2-3-3-4)$$

$a_{ka}^* j$ faktörü sıfır olmadığına göre

$$0 = \sum_{i=1}^n S_{ik} S_{ij} \quad (2-3-3-5)$$

dir. Burada önce bir kapıdaki ortalama güçü tekrar tanımlayalım

$$\begin{aligned} k & \text{ farklı } j \\ k &= 1, 2, 3, \dots, n \\ j &= 1, 2, 3, \dots, n \end{aligned}$$

dir.

Örneğin sırasıyla kapı 1 ve kapı 2'de sadece a_1 ve a_2 varsa ve diğer bütün kapılar kendi karakteristik empedansları ile sonlandırılmışsa (2-3-3-5) aşağıdaki şekle dönüşür.

$$s_{11}s_{12}^* + s_{21}s_{12}^* + s_{31}s_{32}^* + \dots + s_{n1}s_{n2}^* = 0 \quad (2-3-3-6)$$

S_{ij} simetrik olduğundan

$$s_{11}s_{21}^* + s_{21}s_{22}^* + s_{31}s_{23}^* + \dots + s_{n1}s_{2n}^* = 0 \quad (2-3-3-7)$$

Bunlar S matrisinin sıfır özelliğini sağladığını gösterir.

2-3-4 Faz Kaydırma Özelliği

Herhangi bir k . kapının giriş düzlemi (Referans düzlemi) jonksiyondan θ_{klk} kadar elektriksel birim kaydırılırsa, k . kapıyla ilgili S_{ij} parametreleri $e^{-j\theta_{klk}}$ faktörüyle çarpılmalıdır.

Görülüyorki herhangi bir giriş uçlarının giriş uçlarının kaydırılması sadece jonksiyonun S -Parametrelerinin fazını değiştirir. Matris yazılımında yeni $[S]$ parametre matrisi $[S]'$ de

$$[S]' = [\emptyset][S][\emptyset] \quad (2-3-4-1)$$

şeklinde yazılabilir. $[S]$ eski S-Parametre matrisidir.

$$\emptyset = \begin{bmatrix} \emptyset_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \emptyset_{22} & & & \\ 0 & 0 & \emptyset_{33} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \emptyset_{nn} \end{bmatrix} \quad (2-3-4-2)$$

Burada

$$\emptyset_{11} = \emptyset_{22} = \emptyset_{kk} = e^{-j\beta_k l_k} \quad k=1,2,3,\dots,n \text{ için} \quad (2-3-4-3)$$

dır. Ayrıca S_{ii} 'nin iki kere $e^{-\alpha}$ çarpımı kadar değiştiğinden de not etmek gerekir. Demek ki yeni $[S]'$ matrisi $e^{-2\alpha}$ faktörü kadar değişecektir.

2-4 iki Uçlu Devrelerde S-Parametrelerinin Anlamı

S-parametrelerinin anlamını belirliyeabilmek için güçlerle olan ilişkilerini göstermeye çalışacağız. Açıklamaya geçmeden önce bir kapıdaki ortalama gücü tekrar tanımlayalım

$$P = \frac{1}{2} \text{Re}[VI^*] \quad (2-4-1)$$

ve ayrıca (2-3-1-9) ve (2-3-1-10)'dan

$$P = \frac{1}{2} \text{Re}[(a+b)(a^*+b^*)]$$

ve bu açılırsa

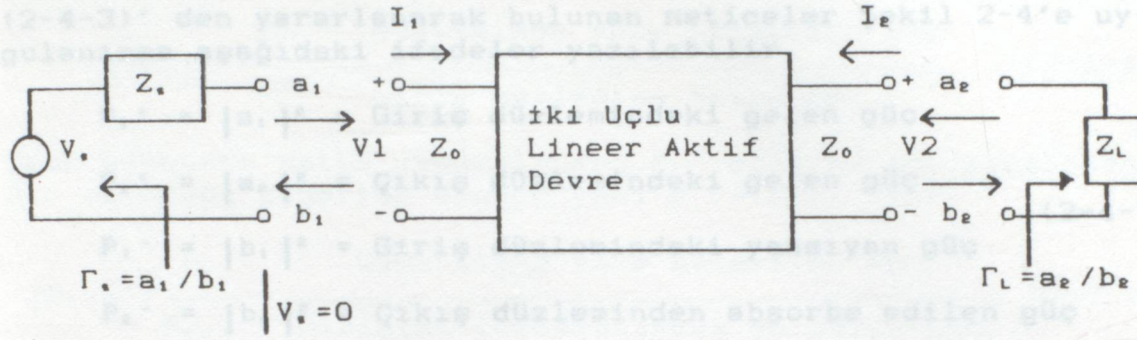
$$P = \frac{1}{2} \text{Re}[aa^* - ab^* + (ab^*)^* - bb^*]$$

bulunur. Burada $-ab^* + (ab^*)^*$ saf sanaldır. O halde

$$P = \frac{1}{2} (aa^* - bb^*) = \frac{1}{2} [|a|^2 - |b|^2] = P^+ - P^- \quad (2-4-2)$$

$$P^+ = \frac{1}{2} |a|^2 \quad ; \quad P^- = \frac{1}{2} |b|^2 \quad (2-4-3)$$

olarak bulunur. P^+ ve P^- sırasıyla gelen ve yansıyan ortalama güçlerdir.



Şekil 2-4
iki kapılı için s matrisi denklemleri

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 &= S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{aligned} \quad (2-4-4)$$

olarak yazılabilir. (2-3-1-7) ve (2-3-1-8)'den iki kapılı için

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{V_k^+}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_k}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} I_k \right) \\ b_k &= \frac{V_k^-}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_k}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} I_k \right) \end{aligned} \quad (2-4-5)$$

yazılabilir. Burada V_k ve I_k sırasıyla k.kapının akım ve gerilimleridir. V_k^+ ve V_k^- 'de k. kapiya gelen ve yansıyan dalgalarıdır. (2-4-4)'deki S-parametreleri devre uydurulduğunda yansıma katsayısı ve transmisyon katsayısını verirler. Bu parametreler aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \Gamma_{in} \quad Z_L = Z_0 \text{ 'ken giriş yansıma katsayısı} \\ S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \Gamma_{out} \quad Z_s = Z_0 \text{ ve } V_s = 0 \text{ 'ken çıkış yan. kat.} \end{aligned} \quad (2-4-6)$$

$$\begin{aligned} S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad Z_L = Z_0 \text{ 'ken ileri transmisyon katsayısı} \\ S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad Z_s = Z_0 \text{ ve } V_s = 0 \text{ 'ken geri trans. katsayısı} \end{aligned}$$

(2-4-5)'deki a_k ve b_k değerleri rms değerler olduğu da göz-

önüne alınarak, yansıyan dalgalarla temsil edilen güç akışı (2-4-3)' den yararlanarak bulunan neticeler Şekil 2-4'e uygulanırsa aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$P_1^+ = |a_1|^2 = \text{Giriş düzlemindeki gelen güç}$$

$$P_2^+ = |a_2|^2 = \text{Çıkış düzlemindeki gelen güç}$$

(2-4-7)

$$P_1^- = |b_1|^2 = \text{Giriş düzlemindeki yansıyan güç}$$

$$P_2^- = |b_2|^2 = \text{Çıkış düzleminde absorbe edilen güç}$$

Şekil 3-4'deki devre için Z_L 'de yansıtılan güç $|a_2|^2$ ve yüke gelen güç $|b_2|^2$ olduğundan Ayrıca $\Gamma_L = a_2/b_2$ olduğunda gözönüne alınarak yüke aktarılan güç

$$P_L = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (2-4-8)$$

ve benzer şekilde giriş gücü için

$$P_{1n} = |a_1|^2 - |b_1|^2 = |a_1|^2 (1 - |\Gamma_{1n}|^2) \quad (2-4-9)$$

yazılabilir.

Uydurulmuş kaynak için ($Z_S = Z_0$) $|a_1|^2$ elde edilebilecek en büyük gücü verir.

Bu bilgiler ışığı altında güç oranlarının mikrodalga frekanslarında çok kolayca ölçülebileceği ve aşağıdaki gibi ifade edilebileceği görülebilir.

$$|S_{11}|^2 = \frac{|b_1|^2}{|a_1|^2} = \frac{P_1^-}{P_1^+} \quad \left| \begin{array}{l} Z_L = Z_0 \end{array} \right.$$

Uydurulmuş kaynak için $|a_1|^2 = |V_s|^2 / 4Z_0$ (Yani en büyük değerini alır)

$$|S_{11}|^2 = \frac{|b_1|^2}{|a_1|^2} = \frac{P_1^-}{P_{av1}} \quad \left| \begin{array}{l} Z_L = Z_0 \end{array} \right.$$

Benzer şekilde S_{22} için

$$|S_{22}|^2 = \frac{|b_2|^2}{|a_2|^2} = \frac{P_2^-}{P_2^+}$$

Aynı şeyleri birde S_{21} için yazalım

$$|S_{21}|^2 = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = \frac{P_2^-}{P_1^+}$$

Eğer yük hatta uydurulmuşsa ($Z_L = Z_0$) $P_2^- = 0$ olacağından $P_2^+ = P_L$ olacaktır.

$$|S_{e1}|^2 = \frac{P_L}{P_{1+}} = \frac{\text{Uydurulmuş yüke aktarılan güç}}{\text{Giriş düzlemine gelen güç}} \quad (2-4-14)$$

Eğer kaynakta hatta uydurulmuşsa P_{1-} elimine edileceğinden P_{1+} en büyük değerine ulaşır yani $P_{1+} = P_{av}$ olur.

$$|S_{e1}|^2 = \frac{P_L}{P_{av}} = \frac{\text{Uydurulmuş yüke aktarılan güç}}{\text{Girişten çekilebilecek en büyük güç}} \quad (2-4-15)$$

Yukarıdaki ifade dönüştürücü güç kazancı olarak bilinir.

En son olarak geri transmisyon katsayısı S_{1e} 'i ele alalım.

$$|S_{1e}|^2 = \frac{|b_1|^2 P_{1-}}{|a_e|^2 P_{e+}} \quad (2-4-16)$$

Ayrıca (2-4-15) yardımıyla kayıp tanımından dönüştürücü kayıp oranında tayin edilebilir.

$$L_r = 10 \log \frac{P_{av}}{P_L} \quad (2-4-17)$$

$$L_r = 10 \log \frac{1}{|S_{e1}|^2} \quad (2-4-18)$$

2-5 Mason İşaret Akış Diagramı Kuralları

Mason formülünü burada ispatını vermeden açıklamaya çalışacağız. C çıkış büyüklüğünü R giriş büyüklüğünü göstermek üzere

$$T = \frac{C}{R} = \sum_{k=1}^N \frac{P_k q_k}{q} \quad (2-4-19)$$

T: Sistemin giriş değişkeni R ile çıkış değişkeni C arasındaki toplam transfer fonksiyonudur.

N: Toplam ileri yol sayısı

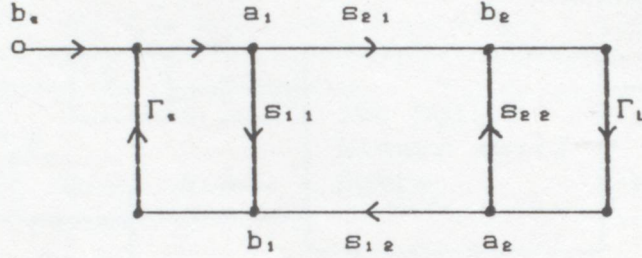
P_k : Giriş ve çıkış arasında var olan ileri yollardan k.'sının iletim fonksiyonu

$q = 1 - (\text{Bütün farklı kapalı çevrimlerin iletim fonksiyonlarının toplamı}) + (\text{Birbirine dokunmayan kapalı çevrimlerin iletim fonksiyonlarının ikişer ikişer çarpımlarının toplamı}) - (\text{Birbirine dokunmayan kapalı çevrimlerin üçer üçer çarpımının toplamı}) + \dots$

NOT: Birbirine dokunmayan kapalı çevrimler ortak düğümleri olmayan kapalı çevrelerdir.

q_k : k. ileri yolun kaldırılması ile elde olunan diagramın q' 'su.

Mason formülünü daha iyi anlayabilmek için $T=b_2/b_1$ 'i Şekil 3-4'de verilen işaret akış diagramından yararlanarak bulmaya çalışalım..



Şekil 2-5 iki uçlu mikrodalga kuvvetlendiricisinin işaret akış diagramı

$$P_1 = S_{21}$$

$$\Sigma L(1)^1 = 0$$

$$\Sigma L(1) = S_{11}\Gamma_1 + \Gamma_1 S_{21} S_{12}\Gamma_2 + \Gamma_2 S_{22} \quad \Sigma L(2) = S_{11}\Gamma_1\Gamma_2 S_{22}$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{P_1 (1 - \Sigma L(1)^1)}{1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2)}$$

$$= \frac{S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma_1 - \Gamma_1 S_{21} S_{12}\Gamma_2 - \Gamma_2 S_{22} + S_{11}\Gamma_1\Gamma_2 S_{22}}$$

olarak bulunur. Burada

$L(1)$: Bütün farklı kapalı çevrimlerin iletim fonksiyonlarının toplamı

$L(2)$: Birbirine değmeyen kapalı çevrimlerin iletim fonksiyonlarının ikişer ikişer çarpımının toplamı

Bu örnek için

$$q = 1 - L(1) + L(2)$$

$L(1)^1$: 1. ileri yolun kaldırılması ile elde olunan bütün farklı kapalı çevrimlerin iletim fonksiyonlarının toplamı.

1. ileri yol kaldırıldığında Şekil 2-5'de görüldüğü gibi hiç bir kapalı çevre kalmaz. O halde

$$q_1 = 1 - L(1)^1 = 1$$

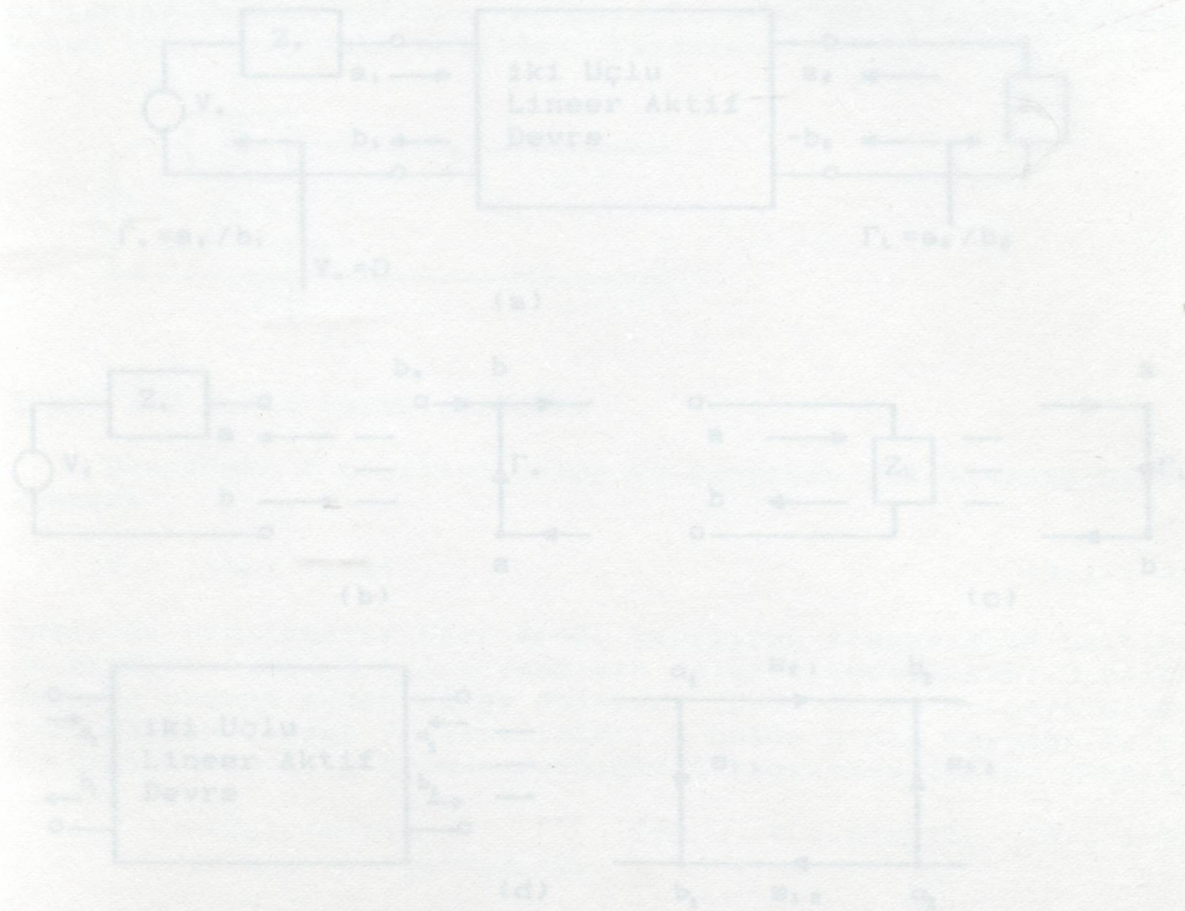
Yine Şekil 2-5'den görülebileceği gibi giriş ve çıkış arasındaki var olan tek ileri yolun iletim fonksiyonu.

iki uçlu $P_1 = S_2$ ER İÇİN KUVVETLENDİRİCİ TEORİSİ

3 dir. Güç Kazanç Eşitlikleri

3-1-1 Aktif İki Uçlu Devrenin Dönüştürücü Güç Kazancı (Transducer Power Gain)

Aktif iki uçlu devrenin dönüştürücü güç kazancını aşağıdaki şekilde tanımlayarak ifade edebiliriz.



Şekil 3-1 (a) Uygulama devresi (b) Kaynağı (c) Yükü (d) İki uçlu aktif devrenin işaret akış diagramı karşılıkları

Özellikle dönüştürücü güç kazancı formülü yazalım.

$$G_p = \frac{P_2}{P_1} \quad \text{Z}_L \text{ 'de harcanan güç} \quad (3-1-1-1)$$

$P_1 \dots$ Kaynağa gelebilecek en büyük güç (V_s, Z_s)

Yükte aktarılan güç gelen güçle yansıyan gücün toplamına eşittir.

$$P_2 = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (3-1-1-2)$$

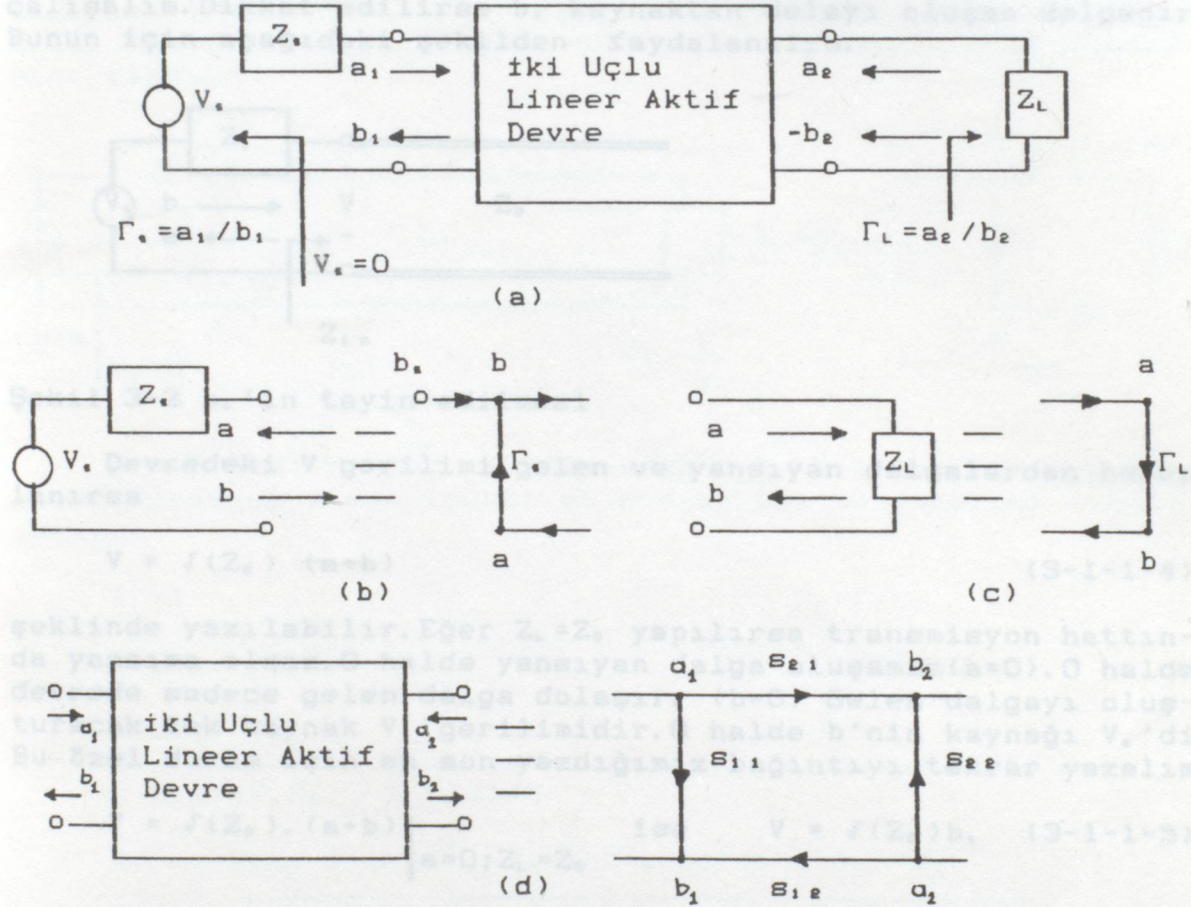
Burada Γ_L Şekil 3-1'de tanımlandığı gibi yükün yansıması

İKİ UÇLU DEVRELER İÇİN KUVVETLENDİRİCİ TEORİSİ

3-1 Güç Kazanç Eşitlikleri

3-1-1 Aktif İki Uçlu Devrenin Dönüştürücü Güç Kazancı (Transducer Power Gain)

Aktif iki uçlu devrenin dönüştürücü güç kazancını aşağıdaki şekilden faydalananarak izah etmeye çalışalım.



Şekil 3-1 (a) Uygulama devresi (b) Kaynağın (c) Yüklün (d) İki uçlu aktif devrenin işaret akış diagramı karşılıkları

Öncelikle dönüştürücü güç kazancı formülünü yazalım.

$$G_t = \frac{P_1}{P_{s, \max}} = \frac{Z_L \text{ 'de harcanan güç}}{\text{Kaynaktan çekilebilecek en büyük güç } (V_s, Z_s)} \quad (3-1-1-1)$$

Yüke aktarılan güç gelen güçle yansıyan gücün toplamına eşittir.

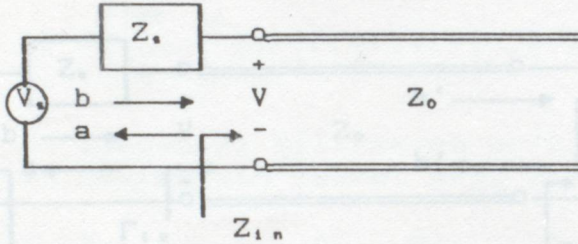
$$P_L = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (3-1-1-2)$$

Burada Γ_L Şekil 2-1'de tanımlandığı gibi yükün yansıma

katsayısıdır. Devrenin empedansları cinsinden yükün yansıma katsayısı

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3-1-1-3)$$

olarak tanımlanır. Kaynaktan çekilebilecek en büyük güce geçmeden önce Şekil 3-1'de ki kaynağın işaret akış diagramına karşı gelen devredeki b_+ parametresini kaynak gerilimi, iç direnci ve de karakteristik empedans cinsinden tanımlamaya çalışalım. Dikkat edilirse b_+ kaynaktan dolayı oluşan dalgadır. Bunun için aşağıdaki şekilden faydalanalım.



Şekil 3-2 b_+ 'in tayin edilmesi

Devredeki V gerilimi gelen ve yansıyan dalgalardan hesaplanırsa

$$V = \sqrt{Z_0} (a + b) \quad (3-1-1-4)$$

şeklinde yazılabilir. Eğer $Z_L = Z_0$ yapılırsa transmisyon hattında yansıma olmaz. O halde yansıyan dalga oluşmaz ($a=0$). O halde devrede sadece gelen dalga dolaşır. ($b=0$) Gelen dalgayı oluşturacak tek kaynak V_s gerilimidir. O halde b_+ 'nin kaynağı V_s 'dir. Bu özel durum için en son yazdığımız bağıntıyı tekrar yazalım

$$V = \sqrt{Z_0} (a + b) \quad \Big|_{a=0; Z_L=Z_0} \quad \text{ise} \quad V = \sqrt{Z_0} b_+ \quad (3-1-1-5)$$

Şekil 3-2'deki devreye bu durum için Kirchhoff gerilim ya da KVL uygulanırsa V gerilimi aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$V = \frac{V_s}{Z_s + Z_0} Z_0 \quad (3-1-1-6)$$

Son iki bağıntı birbirine eşitlenirse b_+ 'in değeri istenilen parametreler cinsinden kolayca aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$b_+ = \frac{V_s}{Z_s + Z_0} \sqrt{Z_0} \quad (3-1-1-7)$$

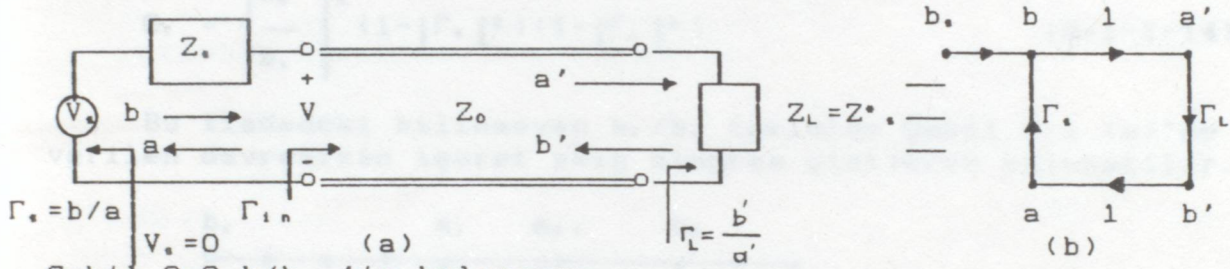
Kaynaktan çekilen gücü yazmak istersek şöyle yazabiliriz

$$P_{i,n} = |b|^2 - |a|^2 = |b|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) ; \Gamma_s = b/a \quad (3-1-1-8)$$

Kaynaktan en büyük gücü çekme durumunda $|a|=0$ ve

$$P_{a.v.s.} = |b|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) \Big|_{\Gamma_{i,n} = \Gamma_s^*} \quad (3-1-1-9)$$

olarak yazılabilir. Burada b 'yi b_s cinsinden yazmaya çalışalım $P_{a.v.s.} = P_{i,n}$ eşitliği $\Gamma_{i,n} = \Gamma_s^*$ durumunda geçerli olduğu bilgisinde kullanalım Bunun için aşağıdaki şekildeki gibi kaynağın $Z_L = Z_s^*$ ile sonlandırıldığını varsayalım ve işaret akış diagramını çizelim.



Şekil 3-3 b/b_s 'in bulunması

Şekil 3-3 (b)'den yararlanarak b/b_s bulunabilir. İşaret akış diagramına mason işaret akış-diagramı kaidelerini uygulayalım.

$$P_1 = 1$$

$$P_2 = \Gamma_s \Gamma_L$$

$$\Sigma L(1)^1 = \Gamma_s \Gamma_L$$

$$\Sigma L(1)^2 = 0$$

$$\Sigma L(2)^2 = 0$$

$$\Sigma L(1) = \Gamma_s \Gamma_L ; \Sigma L(2) = 0$$

$$\frac{b}{b_s} = \frac{P_1 (1 - \Sigma L(1)^1) + P_2 (1 - \Sigma L(1)^2)}{1 - \Sigma L(1) - \Sigma L(2)} = \frac{P_1}{1 - \Sigma L(1)}$$

$$\frac{b}{b_s} = \frac{1 - \Gamma_s \Gamma_L + \Gamma_s \Gamma_L}{1 - \Gamma_s \Gamma_{i,n}} \quad \text{ise} \quad \frac{b}{b_s} = \frac{1}{1 - \Gamma_s \Gamma_{i,n}} \quad (3-1-1-10)$$

$$\Gamma_{i,n} = \Gamma_s^* \text{ olarak alındığına göre} \quad \frac{b}{b_s} = \frac{1}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (3-1-1-11)$$

$$|b| = \frac{|b_s|}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (3-1-1-12)$$

yazılabilir.

(3-1-1-8)'den

$$P_{in} = |b|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)$$

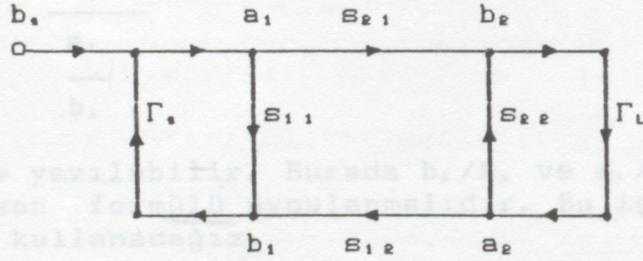
idi. Burada $|b|$ yerine (3-1-1-12)'deki eşidi yerine yazılırsa, kaynaktan çekilebilecek en büyük güç bulunabilir.

$$P_{av} = \frac{|b_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)^2} (1 - |\Gamma_s|^2) = \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (3-1-1-13)$$

Artık bulduğumuz sonuçlardan yararlanarak dönüştürücü güç kazancını yazabiliriz.

$$G_t = \left| \frac{b_e}{b_s} \right|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (3-1-1-14)$$

Bu ifadedeki bilinmeyen b_e/b_s terimide Şekil 3-1 (a)'de verilen devremizin işaret akış diagram çizilerek bulunabilir.



Şekil 3-4 iki uçlu mikrodalga kuvvetlendiricisinin işaret akış diagramı

$$P_1 = S_{21}$$

$$\Sigma L(1)^4 = 0$$

$$\Sigma L(1) = S_{11}\Gamma_s + \Gamma_s S_{21}S_{12}\Gamma_L + \Gamma_L S_{22} \quad \Sigma L(2) = S_{11}\Gamma_s\Gamma_L S_{22}$$

$$\frac{b_e}{b_s} = \frac{P_1 (1 - \Sigma L(1)^4)}{1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2)}$$

$$= \frac{S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma_s - \Gamma_s S_{21}S_{12}\Gamma_L - \Gamma_L S_{22} + S_{11}\Gamma_s\Gamma_L S_{22}} \quad (3-1-1-15)$$

Bu sonuç (3-1-1-14)'de yerine yazılırsa

$$G_t = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - \Gamma_s S_{21}S_{12}\Gamma_L|^2} \quad (3-1-1-16)$$

$$(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - \Gamma_s S_{21}S_{12}\Gamma_L = 1 - S_{11}\Gamma_s - \Gamma_s S_{21}S_{12}\Gamma_L - \Gamma_L S_{22} + S_{11}\Gamma_s\Gamma_L S_{22}$$

sol taraf ayrıştırılırsa eşitliğin gerçekleştiği görülür.

$$-S_{11}\Gamma_s - \Gamma_s S_{21} S_{12} \Gamma_L - \Gamma_L S_{22} + S_{11}\Gamma_s \Gamma_L S_{22} = 1 - S_{11}\Gamma_s - \Gamma_s S_{21} S_{12} \Gamma_L - \Gamma_L S_{22} + S_{11}\Gamma_s \Gamma_L S_{22}$$

Yukardaki dönüştürücü güç kazancı formülü kullanışlı değildir. Paydadaki terimleri Γ_{in} ve Γ_{out} 'nin fonksiyonu şeklinde yazmak çok daha kullanışlıdır. Bunun için öncelikle Şekil 3-4'ten yararlanarak Γ_{in} ve Γ_{out} 'nin tanımı gelen ve yansıyan dalgalar cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} \quad (a) \quad \text{ve} \quad \Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} \quad (b) \quad (3-1-17)$$

Şimdide hesaplama işine geçelim

$$\Gamma_{in} = \frac{\frac{b_1}{b_s}}{\frac{a_1}{b_s}} \quad (3-1-18)$$

Şeklinde yazılabilir. Burada b_2/b_s ve a_1/b_s terimlerine ayrı ayrı mason formülü uygulanmalıdır. Bu işlem için Şekil 3-4'ü yeniden kullanacağız.

NOT: Mason formülü uygulanırken mutlaka ve mutlaka giriş değişkeni b_s (bağımsız değişken) olmalıdır. Aksi takdirde işlem doğru sonuç vermez.

$$\frac{b_1}{b_s} = ?$$

$$P_1 = S_{11}$$

$$\Sigma L(1)^1 = \Gamma_L S_{22}$$

$$\Sigma L(2)^2 = 0$$

$$P_2 = S_{21} \Gamma_L S_{12}$$

$$\Sigma L(2)^2 = 0$$

$$\Sigma L(1) = \Gamma_s S_{11} + \Gamma_s S_{21} S_{12} \Gamma_L + \Gamma_L S_{22} \quad \Sigma (L2) = \Gamma_s S_{11} \Gamma_L S_{22}$$

$$\frac{b_1}{b_s} = \frac{P_1 (1 - \Sigma L(1)^1) + P_2}{1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2)} = \frac{S_{11} (1 - \Gamma_L S_{22}) + S_{21} \Gamma_L S_{12}}{(1 - \Gamma_s S_{11}) (1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_s S_{21} \Gamma_L S_{12}}$$

$$\frac{b_1}{b_s} = \frac{S_{11} (1 - \Gamma_L S_{22}) + S_{21} \Gamma_L S_{12}}{(1 - \Gamma_s S_{11}) (1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_s S_{21} \Gamma_L S_{12}} \quad (3-1-19)$$

$$\frac{a_1}{b_1} = ?$$

$$P_1 = 1$$

$$\Sigma L(1)^1 = \Gamma_L S_{22}$$

Devre değişmediği için

$$1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2) = (1 - \Gamma_{11} S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_{12} S_{21} \Gamma_L S_{12} \quad (3-1-1-20)$$

$$= 1 - \Gamma_{11} S_{11} - \Gamma_{12} S_{21} S_{12} \Gamma_L - \Gamma_L S_{22} + \Gamma_{11} S_{11} \Gamma_L S_{22}$$

terimi devre değişmedikçe değişmez. O halde

$$\frac{a_1}{b_1} = \frac{P_1 (1 - \Sigma L(1)^1)}{1 - \Sigma L(1) + \Sigma L(2)}$$

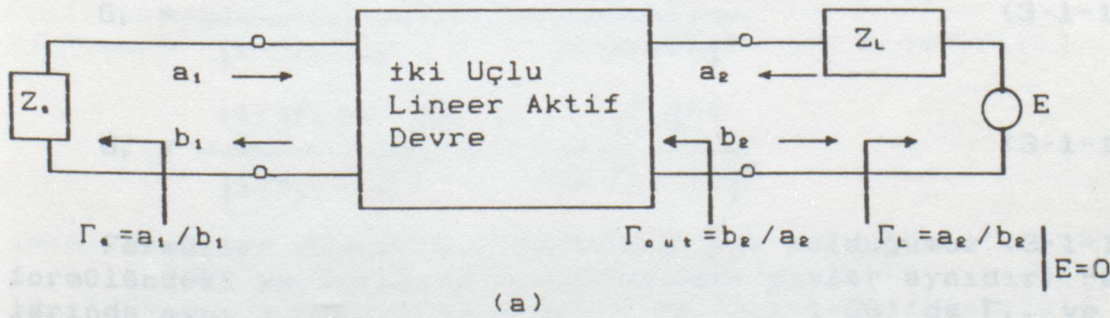
$$\frac{a_1}{b_1} = \frac{1 - \Gamma_L S_{22}}{(1 - \Gamma_{11} S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_{12} S_{21} \Gamma_L S_{12}} \quad (3-1-1-21)$$

(3-1-1-19) ve (3-1-1-21) birleştirilirse şu sonuç elde edilir.

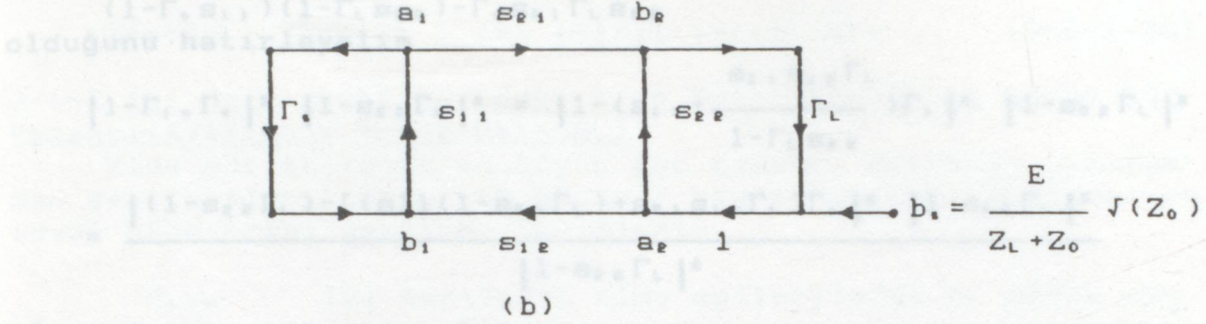
$$\Gamma_{in} = \frac{S_{11} (1 - \Gamma_L S_{22}) + S_{21} \Gamma_L S_{12}}{1 - \Gamma_L S_{22}}$$

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (3-1-1-22)$$

Γ_{out} 'uda benzer yolla hesaplayacağız. Fakat aynı devreyi kullanırsak hataya düşeriz ve yanlış sonuç elde ederiz. O da $1/\Gamma_L$ olur. Hatalı sonuç çıkmasının nedeni mason kuralının veya bizim yaptığımız işlem hatalarından dolayı değildir. Hataımızı Γ_{out} 'ın tanımından anlayabiliriz. Tanıma göre Γ_{out} bulunurken giriş gerilim kaynağı kısa devre edilir ve devre çıkıştan sürülür. Son cümlede anlattığımız işi eşdeğer devreyi ve ona tekabül eden işaret akış diagramını çizerek gösterelim



değerlerini yerine yazıp gösterelim. Payda (3-1-1-16) formülünde



Şekil 3-5 (a) Γ_{out} 'un hesabı için kurulan devre düzeni (b) Bu devreye tekabül eden işaret akış diagramı.

Artık mason formülü ve Şekil 3-5 yardımıyla Γ_{out} 'un hesaplanmasına başlayabiliriz.

$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{P_1(b_2)(1 - \sum L(1)^i) + P_2(b_2)}{P_1(a_2)(1 - \sum L(1)^i)} \quad (3-1-1-23)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{S_{22}(1 - \Gamma_s S_{11}) + S_{12} \Gamma_s S_{21}}{(1 - \Gamma_s S_{11})}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_s}{1 - \Gamma_s S_{11}} \quad (3-1-1-24)$$

olarak buluruz. Γ_{in} ve Γ_{out} 'u G_t 'yi daha kullanışlı bir şekle sokmak için kullanacağımızı söylemiştik. Kullanışlı olduğunu iddia ettiğimiz dönüştürücü güç kazancı formülleri aşağıdaki gibidir.

$$G_t = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{in} \Gamma_s|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (3-1-1-25)$$

$$G_t = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_s|^2 |1 - \Gamma_{out} \Gamma_L|^2} \quad (3-1-1-26)$$

Formüller dikkatle incelenirse ilk bulduğumuz (3-1-1-16) formülündeki paylarla bu formüllerdeki paylar aynıdır. Payda- larında aynı olduğunu (3-1-1-25) ve (3-1-1-26)'da Γ_{in} ve Γ_{out}

değerlerini yerine yazıp gösterelim. Paydanın (3-1-1-16) formülünde

$(1-\Gamma_s S_{11})(1-\Gamma_L S_{22}) - \Gamma_s S_{21} \Gamma_L S_{12}$ olduğunu hatırlayalım

$$\begin{aligned} |1-\Gamma_s \Gamma_s|^2 |1-S_{22} \Gamma_L|^2 &= |1-(S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_L}{1-\Gamma_L S_{22}}) \Gamma_s|^2 |1-S_{22} \Gamma_L|^2 \\ &= \frac{|(1-S_{22} \Gamma_L) - [(S_{11}(1-S_{22} \Gamma_L) + S_{21} S_{12} \Gamma_L) \Gamma_s]|^2 |1-S_{22} \Gamma_L|^2}{|1-S_{22} \Gamma_L|^2} \end{aligned}$$

$(1-S_{22} \Gamma_L)$ parentezine alınır

$$|(1-\Gamma_s S_{11})(1-\Gamma_L S_{22}) - \Gamma_s S_{21} \Gamma_L S_{12}|^2$$

olarak bulunur. Benzer şekilde ikinci formülde Γ_{out} yerine e -şidi (3-1-1-24) yazılıp hesap yapılırsa ilk formülde bulduğumuz payda ile aynı sonuca ulaşırız.

Dönüştürücü güç kazancının uygulamada önemli üç özel durumu vardır. Bunlar şöyle sıralayabiliriz.

Uydurulmuş dönüştürücü güç kazancı: (Matched Transducer Power Gain $\Gamma_s=0, \Gamma_L=0$) Giriş ve çıkış devreleri mükemmel olarak sırasıyla kaynak ve yük empedansına uydurulmuşsa, dönüştürücü güç kazancı

$$G_{t.} = |S_{21}|^2 \quad (3-1-1-27)$$

olur.

Tek geçişli dönüştürücü güç kazancı: (Unilateral Transistor Power Gain $|S_{12}|^2=0$) Geriye (reverse) güç kazancı sıfıra ayarlandığında oluşan ileri güç kazancına tekabül eder. $S_{12}=0$ olduğundan $\Gamma_{in}=S_{11}$; $\Gamma_{out}=S_{22}$ olur. Buna göre

$$G_{t.} = \frac{(1-|\Gamma_s|^2)}{|1-S_{11} \Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (3-1-1-28)$$

şeklinde $G_{t.}$ formülü basitleşir.

En büyük tek geçişli dönüştürücü güç kazancı: (Maximum Unilateral Transistor Power Gain $|S_{12}|^2=0$) Bu kazanç $\Gamma_s=S_{11}^*$ ve $\Gamma_L=S_{22}^*$ olduğu durumda elde edilir.

$$G_{t.} = \frac{|S_{21}|^2}{(1-S_{11}^*)^2 (1-S_{22}^*)^2} \quad (3-1-1-29)$$

şeklinde ifade edilebilir. $(1-S_{11}^*)^2 = (1-S_{11})^2$ dir. Zira bir sayının kompleks eşleniği ile kendisinin modülü aynıdır. Çünkü kompleks bir sayının modülü işaretlerine bakılmaksızın reel

ve imajinel kısmının karelerinin toplamının kareköküdür. (3-1-1-30)

$$Z=a+jb ; Z^*=a-jb ; \text{ ise } |Z|=|Z^*|=\sqrt{a^2+b^2} \quad (3-1-1-30)$$

3-1-2 İki Uçlu Aktif Devreden Elde Edilebilecek En Büyük Güç Kazancı(Available Power Gain G_a)

Elde edilebilecek en büyük güç kazancı devrenin çıkışından çekilebilecek en büyük gücün , kaynaktan çekilebilecek en büyük güce oranı şeklinde tanımlanır.

$$G_a = \frac{P_{a.v.n}}{P_{a.v.s}} = \frac{\text{iki kapılıdan elde edilebilecek en büyük güç}}{\text{Kaynaktan elde edilebilecek en büyük güç}}$$

Kaynaktan en büyük gücü çekmek için gerekli şartları daha önceden (3-1-1-13) aşağıdaki gibi hesaplamıştık.

$$P_{a.v.s} = |b|^2 (1-|\Gamma_s|^2) \Big|_{\Gamma_{in}=\Gamma_s^*} = \frac{|b_s|^2}{1-|\Gamma_s|^2} \quad (3-1-2-6)$$

Yükten çekilebilecek en büyük güç ise yük değeri

$$P_{a.v.n} = |b_L|^2 (1-|\Gamma_L|^2) \Big|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} \quad (3-1-2-1)$$

şeklinde yazılabilir. O halde elde edilebilecek en büyük güç kazancı

$$G_a = \left| \frac{b_L}{b_s} \right|^2 \frac{(1-|\Gamma_s|^2)(1-|\Gamma_{out}|^2)}{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} \quad (3-1-2-2)$$

olarak bulunur. b_L/b_s ($\Gamma_L=\Gamma_{out}^*$) terimini Şekil 3-4'deki işaret akış diagramına mason formülünü uygulayarak bulmaya çalışalım. öncelikle b_L/b_s 'i bulalım daha sonra $\Gamma_L=\Gamma_{out}^*$ yaparak istenilen şartıda sağlamış oluruz.

$$P_1 = S_{21}$$

$$\Sigma L(1)^1 = 0$$

$$\Sigma L(1) = S_{11}\Gamma_s + \Gamma_s S_{21} S_{12}\Gamma_L + \Gamma_L S_{22} \quad \Sigma L(2) = S_{11}\Gamma_s \Gamma_L S_{22}$$

$$\frac{b_L}{b_s} = \frac{P_1 (1-\Sigma L(1)^1)}{1-\Sigma L(1)+\Sigma L(2)} = \frac{S_{21}}{1-S_{11}\Gamma_s -\Gamma_s S_{21} S_{12}\Gamma_L -\Gamma_L S_{22} +S_{11}\Gamma_s \Gamma_L S_{22}}$$

$$= \frac{S_{21}}{(1-\Gamma_s S_{11})(1-\Gamma_L S_{22})-\Gamma_s S_{21} \Gamma_L S_{12}}$$

$$\frac{b_2}{b_1} = \frac{S_{21}}{(1-S_{11}\Gamma_s)(1-\Gamma_{out}\Gamma_L)} \quad (3-1-2-3)$$

$$\left. \frac{b_2}{b_1} \right|_{\Gamma_L = \Gamma_{out}^*} = \frac{S_{21}}{(1-S_{11}\Gamma_s)(1-|\Gamma_{out}|^2)} \quad (3-1-2-4)$$

$$\left| \frac{b_2}{b_1} \right|_{\Gamma_L = \Gamma_{out}^*}^2 = \frac{|S_{21}|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2 |1-|\Gamma_{out}|^2|^2} \quad (3-1-2-5)$$

olur. Buda (3-1-2-1)'de yerine yazılırsa istenilen sonuç elde edilir.

$$G_s = \frac{(1-|\Gamma_s|^2)}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1-|\Gamma_{out}|^2|^2} \quad (3-1-2-6)$$

Elde edilebilecek en büyük gücün en büyük değeri

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{|S_{12}S_{21}|} \geq 1 \quad (3-1-2-7)$$

$$\text{için } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3-1-2-8)$$

$$G_{s,max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} |K - \sqrt{K^2 - 1}| \quad (3-1-2-9)$$

şeklinde yazılabilir.

Bundan dolayı bir mikrodalga kuvvetlendiricisi ancak $\Gamma_{s,}$ ve $\Gamma_{L,}$ yansımaya katsayılarına sahip yüklerle sonlandırılırsa elde edilebilecek en büyük güç kazancının (K i dönüştürücü güç kazancının en büyük değerine eşittir) (G_s) en büyük değerine ulaşır. ($G_{s,max}$) Burada $\Gamma_{s,}$ ve $\Gamma_{L,}$ sırasıyla elde edilebilecek en büyük kazanç için kaynağın ve yükün yansımaya katsayılarıdır. Elde edilebilecek en büyük gücün tepe değerine en büyük osilasyon frekansı sınırına ulaşıldığında elde edilir.

$K=1$ 'ken kararlı olan en büyük kazanç ifade edilebilir.

$$G_{s,e} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (3-1-2-10)$$

3-1-3 Çalışma Güç Kazancı (Operating Power Gain G_o)

Çalışma güç kazancı çıkışa aktarılan çıkışa aktarılan gücün girişten çekilen güce oranı şeklinde tanımlanır.

$$G_p = \frac{P_L}{P_{i,n}} \quad (3-1-3-1)$$

(3-1-1-8) ve (3-1-1-17-a)'dan yararlanarak

$$P_{i,n} = |a_1| (1 - |\Gamma_{i,n}|^2) \quad (3-1-3-2)$$

(3-1-3-2) ve (3-1-1-2)'den

$$G_p = \frac{|b_2| (1 - |\Gamma_L|^2)}{|a_1| (1 - |\Gamma_{i,n}|^2)} \quad (3-1-3-2)$$

şeklinde yazılabilir. Yine Şekil 3-4'e mason kuralını uygulayarak b_2/a_1 'i bulmaya çalışalım. Bu iki oranı daha önce bulduğumuz için aynen yazalım.

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{b_2/b_s}{a_1/b_s} = \frac{P_1(b_2)}{P_1(a_1) (1 - \sum L(1)^i)} \quad (3-1-3-3)$$

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{S_{2,1}}{(1 - \Gamma_L S_{2,2})}$$

bu sonuçları birleştirirsek

$$G_p = \frac{1}{1 - |\Gamma_{i,n}|^2} |S_{2,1}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{2,2} \Gamma_L|^2} \quad (3-1-3-4)$$

olarak bulunur.

$$\Gamma_{i,n} = S_{1,1} + \frac{S_{2,1} S_{1,2} \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{2,2}} = \frac{S_{1,1} - S_{1,1} S_{2,2} \Gamma_L + S_{1,2} S_{2,1} \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{2,2}} \quad (3-1-3-5)$$

$$= \frac{S_{1,1} - (S_{1,1} S_{2,2} - S_{1,2} S_{2,1}) \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{2,2}} = \frac{S_{1,1} - \Delta \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{2,2}} \quad (3-1-3-5)$$

$$\Delta = S_{1,1} S_{2,2} - S_{1,2} S_{2,1} \quad (3-1-3-7)$$

olduğu gözönüne alınarak G_p ifadesi aşağıdaki normda yazmaya çalışalım.

$$G_p = |S_{2,1}|^2 g_L \quad (3-1-3-8)$$

$\Gamma_{i,n}$ 'in yukarda bulduğumuz normunu (3-1-3-5) kullanarak g_L 'yi ifade edelim.

$$\begin{aligned}
g_L &= \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{\left(1 - \left| \frac{s_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - \Gamma_L s_{22}} \right|^2\right) |1 - s_{22} \Gamma_L|^2} \quad (3-1-4-3) \\
&= \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - s_{22} \Gamma_L|^2 |s_{11} - \Delta \Gamma_L|^2} \\
&= \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - \Gamma_L s_{22})(1 - \Gamma_L^* s_{22}^*) - (s_{11} - \Delta \Gamma_L)(s_{11}^* - \Delta^* \Gamma_L^*)} \\
&= \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |\Gamma_L|^2 |s_{22}^2|^2 - \Gamma_L^* s_{22}^2 - \Gamma_L s_{22}^* - (|s_{11}|^2 - s_{11} \Delta^* \Gamma_L^* - \Delta \Gamma_L s_{11}^* + |\Delta|^2 |\Gamma_L|^2)} \\
&= \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |s_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) - s_{22}^* \Gamma_L^* - s_{22} \Gamma_L + s_{11} \Delta^* \Gamma_L^* + s_{11}^* \Delta \Gamma_L} \\
&= \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |s_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(s_{22} \Gamma_L) + 2\text{Re}(s_{11}^* \Delta \Gamma_L)} \\
&= \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |s_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}[\Gamma_L (s_{22} + s_{11}^* \Delta)]} \\
g_L &= \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{1 - |s_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2 (|s_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2\text{Re}(\Gamma_L C_2)} \quad (3-1-3-9)
\end{aligned}$$

Burada

$$C_2 = s_{22} - \Delta s_{11}^* \quad (3-1-3-10)$$

olduğu görülür.

3-1-4 En Düşük Gürültü Seviyesinde Elde Edilebilecek En Büyük Kazanç (Associated Gain)

Bu güç giriş yansımaya katsayısı optimum gürültü performansını sağlayacak şekilde seçilmişse elde edilebilecek en büyük güçtür. Yani $\Gamma_{in} = \Gamma_{opt}$ 'dan elde edilebilecek en büyük güç

$$G_{ass} = \frac{1 - |\Gamma_{opt}|^2}{|1 - s_{11} \Gamma_{opt}|^2} |s_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad (3-1-4-1)$$

Burada

$$\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{12} s_{21} \Gamma_{opt}}{1 - s_{11} \Gamma_{opt}} \quad (3-1-4-2)$$

ise formül şu şekile dönüşür.

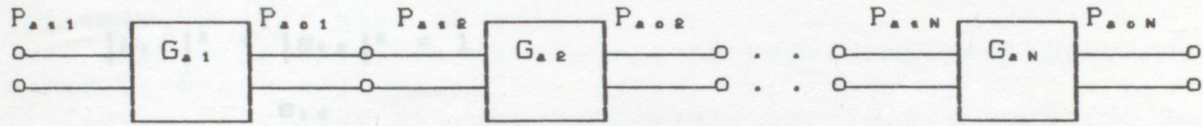
$$G_{ass} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_{opt}|^2 - |S_{22} - \Gamma_{opt}|^2} \quad (3-1-4-3)$$

3-1-5 Ard Arda Bağlı Kuvvetlendiricilerin Kazancı

Elde edilebilecek en büyük güç kazancının tanımını yazalım

$$G_s = \frac{\text{Çıkıştan elde edilebilecek en büyük güç}}{\text{Girişten elde edilebilecek en büyük güç}}$$

bu tanım Şekil 3-6'daki ard arda bağlı devre için düşünelim.



$P_{1,1}$ = Kaynaktan elde edilebilecek en büyük güç
 $P_{1,2}$ = Çıkıştan elde edilebilecek en büyük güç

Şekil 3-6

Her kat için tek tek güçler şöyle yazılabilir.

$$G_{1,1} = \frac{P_{1,2}}{P_{1,1}}$$

$$G_{2,2} = \frac{P_{2,3}}{P_{2,2}}$$

$$G_{N,N} = \frac{P_{N,N}}{P_{N,N}}$$

Açık olarak görülüyorki $P_{1,N} = P_{1,(N-1)}$ 'dür. O halde

$$G_{1,1} \cdot G_{2,2} \dots G_{N,N} = \frac{P_{1,N}}{P_{1,1}} = G_{TOT}$$

Toplam elde edilebilecek en büyük gücün her katın tekk tek elde edilebilecek en büyük güç kazançlarının çarpımına eşittir.

3-1-6 Kayıpsız Resiprok Devreden Elde Edilebilecek En Büyük Güç

Elde edilebilecek en büyük güç (3-1-2-6)'dan

$$G_s = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{|1 - |\Gamma_{out}|^2|}$$

olduğu hatırlanırsa ve ayrıca (3-1-1-24)'ten yararlanılarak

$$G_s = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 - |S_{22}(1 - \Gamma_s S_{11}) + S_{12}\Gamma_s S_{21}|^2} \quad (3-1-6-1)$$

olarak yazılabilir.

Resiprokluk şartı altında

$$S_{12} = S_{21}$$

ve devrenin kayıpsız olduğu düşünülerek

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

$$S_{11} = - \frac{S_{12}}{S_{22}^*} S_{22}^* \quad (3-1-6-2)$$

yazılabilir. Bu durumda elde edilebilecek en büyük güç

$$G_s = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{12}|^2}{|1 + (S_{12}/S_{22}^*) S_{22}^* \Gamma_s|^2 - |S_{22} + (S_{12}/S_{22}^*) \Gamma_s|^2}$$

$$G_s = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{12}|^2}{1 + |S_{22}|^2 |\Gamma_s|^2 - |S_{22}|^2 - |\Gamma_s|^2} = 1$$

Görüldüğü gibi kayıpsız resiprok devreden elde edilebilecek en büyük güç birdir.

3-2 Kararlılık

3-2-1 Kararlılık Üzerine sınırlar

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (3-2-1-1)$$

$$G_t = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (\Gamma_{in} = \Gamma_s^*) \quad (3-2-1-2)$$

(1) ve (2) nolu ifadelerden kararsızlığa neden olan yani sonsuz kazanca tekabül eden değerler açıkça görülebilir. Buda $\Gamma_{in} = 1, G \rightarrow \infty$ değeri olduğu anlaşılır. Genelde kararlılığı sağlayan ve mümkün olduğu kadar büyük kazanç ($G \gg 1$) elde edilmek istenilir. Buda $|S_{21}|^2 \gg 1, \Gamma_L \approx 0$ ve $\Gamma_{in} \ll 1$ şartları altında gerçekleşir. Bu son koşul geçirme bandının ortalarında sağlanabi-

lır. Bandın köşelerinde ise oldukça dar bir bölgede bu şart sağlanır. Devrenin içindeki koşullarda ufak bir değişiklik $\Gamma_{1,n}$ 'i 1'e yükseltebilir. Çok güzel bir yaklaşıklıkla $s_{1,2}=0$ alınabilir. Bu durum, tek geçişli (unilateral) durum olarak bilinir. Bu durumda kararlılık çok daha iyi sağlanır.

$\Gamma_L=0$ olduğunda yük tam manasıyla hatta uydurulmamış demektir. $\Gamma_L=0$ koşuluna erişmek için mümkün olduğu kadar kullanışlı yük kullanılmalıdır ki bunun kararlılık üzerinde olumlu bir tesiri olsun.

Aşağıdaki kabulleri yaparak sabitleştirilmiş sonuçlar çıkarılır.

(a) $|\Gamma_L| < 1$ ve tipik bir pasif yük ile ilgileniyorsak ($\text{Reel}\{\Gamma_L\} > 0$)

Bu durum çözümü zor ve ilginç olan durumdur. Ki yük ikinci kuvvetlendiricinin girişi ise $\text{Reel}\{\Gamma_L\} < 0$ olması artık imkansız değildir. Ve $|\Gamma_L|$ biri aşabilir.

(b) $|s_{1,1}| < 1$, yükselticinin giriş empedansı pozitiftir. Uyurma $\Gamma_L=0$ 'dan sağlanır.

Negatif direnç fikrine'de böylece bir giriş yapalım. Bu durum genellikle $|\Gamma| > 1$ olduğunda ortaya çıkar. Zira $Z_L = -\Gamma_L + jX_L$ ($\Gamma_L > 0, X_L > 0$) olarak gösterilebilir ki

$$|\Gamma| = \frac{|Z_L - Z_0|}{|Z_L + Z_0|} = \frac{|jX_L - (\Gamma_L + Z_0)|}{|jX_L + (Z_0 - \Gamma_L)|} = \frac{\sqrt{X_L^2 + (\Gamma_L + Z_0)^2}}{\sqrt{X_L^2 + (Z_0 - \Gamma_L)^2}} > 1$$

Olduğu görülebilir. Negatif direnç kavramı (3-1-1-2) nolu ifadenin çözümünde önem kazandığı görülür. Bu ifadeden de $|\Gamma_{1,n}| > 1$ ve bundan dolayı da $G < 0$ olduğu görülür. Eğer $|s_{2,1}|$ yeterince büyükse $|G| > 1$ 'dir. Eğer $\Gamma_{1,n} > 1$ ki buda giriş empedansının reel kısmının negatif olmasına tekabül eder.

$$P = \frac{1}{2} |a_1|^2 (1 - \Gamma_{1,n}^2)$$

eşitliğinden giriş empedansı negatif olmasına rağmen mutlak olarak büyük bir değere sahip negatif güç kazancı G elde edilebileceği görülür. Bu durum enerjinin terimi olarak basitçe açıklanabilir. Bu şartlar altında ($|\Gamma_{1,n}| > 1$) Girişten yansıyan güç $\frac{1}{2} |\Gamma_{1,n}|^2 |a_1|^2$, girişe verilen güçten $\frac{1}{2} |a_1|^2$ büyük olduğu görülür. Buda kuvvetlendiricinin tersine (çıkıştan girişe) güç jeneratörü gibi davrandığı sonucunu verir.

3-2-2 Koşullu ve Koşulsuz Kararlılık

Koşulsuz kararlı kuvvetlendiriciler diğer sınıf kuvvetlendiricilerden bu özellikleri ile ayrılırlar. Tek geçişli (Unilateral) transistörler bu sınıf kuvvetlendiriciler sınıfına girer. Tek geçişli transistörler için $|s_{1,2}| = 0$ 'dır. $|s_{1,2}| = 0$ olmayan kuvvetlendiricilerde tabiatıyla vardır. Kararlılığın sağlanması için artık yeni şartlarında sağlanması gerekmektedir. Biz bu şartların $[S]$ matrisinden yararlanarak ifade etmeye çalışacağız.

Teoride tek geçişlilik (Unilaterity) $s_{12}=0$ bağıntısı ve $|s_{11}| < 1$, $|s_{22}| < 1$ bağıntıları ile birlikte anılır. Bu özelliğe sahip kuvvetlendiriciler aşağıda sıralayacağımız kıymetli özellikleri gösterirler.

- (i) Koşulsuz kararlılık
- (ii) Osilasyon ve kararsızlık oluşmadan kuvvetlendiricinin her iki ucundada uydurma yapılabilir.
- (iii) Kullanılan aktif elemanın karakteristiği olarak (şahsi) kuvvetlendirme tanımlanabilir. Buda s_{21} 'nin ölçülmesi ile hesaplanabilir.

Koşulsuz Kararlılık :

Bir kuvvetlendirici hiç bir zaman osilasyona girmiyorsa kuvvetlendirici koşulsuz kararlıdır. Tabii ki rastgele pasif empedansların (reel kısmı sıfırdan büyük olan) giriş ve çıkışa bağlanması koşulu altında. Bu özellik (3-2-1-1) kullanılarak rahatlıkla gösterilebilir. s_{12} tek geçişli transistörlerde sıfır olduğuna göre $\Gamma_{in}=s_{11}$ ve $\Gamma_{out}=s_{22}$ giriş ve çıkış uçlarındaki empedanslar pasif olduğuna göre her halükarda $|s_{11}| < 0$, $|s_{22}| < 0$ olacaktır. Demek ki bütün Γ_i değerleri için $\Gamma_{in} < 1$, yine bütün Γ_o değerleri içinde $\Gamma_{out} < 1$ 'dir.

$$\Gamma_{out} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_i}{1-\Gamma_i s_{11}} \quad (3-2-1-3)$$

Demek ki giriş ve çıkış uçlarına reel kısmı negatif olan empedanslar bağlanmadıkça bu tip kuvvetlendiriciler kararlıdır. Klasik kararlılık teorisinde negatif reel kısma sahip empedanslar kararsızlık nedenidir.

Koşulsuz kararlılık durumuna erişilmediğinde iki uçlu devreler koşullu kararlı olarak iki sınıfta incelenirler.

Koşullu Kararlılık :

Aktif iki uçlu önerilen sonlandırmalar kullanıldığında kararlı ve güvenli bir yapıya sahip olabilir. Bu durumda kuvvetlendiriciye kararlı konumda tutan, osilasyona sebep olmayan sonlandırmalar izin verilen sonlandırmalardır. Bunların dışına çıkıldığında iki uçlu devre kararsız konuma düşer. Her iki uçtaki sonlandırmalar yansıma katsayıları Γ_i ve Γ_o ile tanımlanırlar. Kuvvetlendirici artık iki düzlem için çizilen smith abaklarıyla özdeşleştirilebilir. Bunlar bir tanesi giriş düzlemi Γ_i , bir tanesi çıkış düzlemi Γ_o için olmak üzere kararlılık abakları olarak anılır.

Bu katagorideki koşullu kararlı kuvvetlendiricilerde kendi aralarında iki alt bölüme ayrılırlar bunlardan biri uydurmanın (matching) mümkün olduğu diğeri ise uydurmanın mümkün olmadığı konumdur.

- (i) Uydurulabilir koşullu kararlı kuvvetlendiriciler:

Bu durumda uydurmayı sağlayan sonlandırmaların her ikiside kararlı bölgeye düşer. Pratikte uydurucu devreler giriş ve çıkıştaki empedanslar s_{11} ve s_{22} 'yi sıfır yapacak şekilde standart

$R_0 = 50\Omega$ 'a uydururlar. Bu standartlaştırma mikrodalga frekanslarında yani parçaların transmisyon hattı dalga kılavuzları ile birbirine bağlandığı frekanslarda bağlantıların çok daha kolay yapılmasına vesile olur.

(ii) Uydurulamayan koşullu kararlı kuvvetlendiriciler:

Hesaplamalara bağlı olarak uydurmayı sağlayan sonlandırmalarda en azından bir tanesi negatif reel kısma sahip olabilir ve kararsız bölgeye düşebilir. Aktif parça halen daha kuvvetlendirici olarak kullanılabilir, yalnız kararlı bölgede olan iki sonlandırma empedansı ile sonlandırılmalıdır. Bu durumda artık uydurmanın sağlanamayacağı ise açıktır. O halde kuvvetlendirici için $s_{11} = 0$ ve $s_{22} = 0$ 'dır. Bu durumda kazancı yüksek olabilir ama kazanç eğrisinin doğrusala (smoothness) yakın olma durumu ve kullanılabilir band genişliği istenilenin dışına çıkar.

3-2-3 Koşullu kararlılıkta [S] matrisinin fonksiyonu olarak karşılaşılan durumlar:

Koşullu kararlılığı literatüre göre tanımlayabilmek için Z_1 ve Z_2 'yi hesaplamalı ve [Z] matrisini kullanmalıyız. Bir düzen dahilinde [S] matrisinden yararlanabilmek için orjinal tanımlamalar yazılmalıdır.

$$\operatorname{Re}[Z_1] \geq 0 \quad (a) \quad \operatorname{Re}[Z_2] \geq 0 \quad (b) \quad (3-2-1-4)$$

Z_1 ve Z_2 'ye tekabül eden yansıma katsayıları sırasıyla Γ_1 ve Γ_2 olsun.

$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (a) \quad \Gamma_2 = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0} \quad (b) \quad (3-2-1-5)$$

(3-2-1-4) ve (3-2-1-5)'in bir sonucu olarak

$$|\Gamma_1| \leq 1 \quad (a) \quad |\Gamma_2| \leq 1 \quad (b) \quad (3-2-1-6)$$

bulunur. Koşulsuz kararlılıkta [S] matrisi için daha kullanışlı olan bu iki koşuldur. Not edelim ki Γ_1 ve Γ_2 değerleri Γ_1 ve Γ_2 'den çok farklı şeyler değildir. Fakat burada harici bir sinyal kaynağı yoktur. İki uçlu devrenin simetrisi gözönüne alınırsa hesaplamalar dahada basitleşir. Örneğin Γ_2 'in devrenin girişine etkisini hesaplamışsak sadece indislerdeki bir yerine iki koyarak Γ_1 'in çıkışa etkisini bulabiliriz. Önemle not etmeliyiz ki indislerin değişmesiyle elde edilen ifadeler değişmeyebilir.

(3-2-1-6) (b) ifadesini sağlayan pasif bir sonlandırmayı (Γ_2) çıkışa bağlamakla işe başlayalım ve girişten görülen yansıma katsayısı Γ_{1n} 'i hesaplayalım.

Bu durum için koşulsuz kararlılığın bir koşulu ortaya çıkar.

$$|\Gamma_{1n}| \leq 1$$

İki ön koşul ile sınırlayacağımız kuvvetlendirici, [S] matrisi ile tanımlayabilir. Bu iki temel durumda iki kapının

kararlı olduğunu ve matris elemanlarının direkt olarak ölçülebileceğini farz edersek. O halde

$$|S_{11}| \leq 1 \quad (a) \quad |S_{22}| \leq 1 \quad (b) \quad (3-2-1-7)$$

yazılabilir. (3-2-1-1)'de verilen ifade de Γ_1, Γ_2 ile yer değiştirilirse giriş yansıma katsayısı

$$\Gamma_{1n} = S_{11} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_2}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \quad (3-2-1-8)$$

olarak yazılabilir. Buradan biraz karmaşık işlemler sonucu koşulsuz kararlılık koşulu olarak

$$\left| \frac{\Delta}{S_{22}} + \frac{S_{12} S_{21}}{S_{22} (1 - |S_{22}|^2)} \right| + \frac{|S_{12}| |S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} \leq 1 \quad (3-2-1-9)$$

bulunur. Bu ifade indislerin değişmesi ile istenilen sonuç elde edilemediğinden bu ifadeyle aynı işlevi gören şu üç ifade koşulsuz kararlılık koşulu olarak kullanılır.

$$k = 1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 \quad (a) \quad k \geq 1 \quad (b) \quad (3-2-1-10)$$

$$\frac{|S_{12}| |S_{21}|}{1 - |S_{22}|^2} \leq 1 \quad (a) \quad (3-2-1-11)$$

$$\frac{|S_{12}| |S_{21}|}{1 - |S_{11}|^2} \leq 1 \quad (b)$$

Bunlar koşulsuz kararlılık için gerekli üç koşuldur. Bu ifadeler yukarıda görüldüğü gibi gerçekte alt indislerin değiştirilmesiyle değişmez.

3-3 Kuvvetlendiricilerde Uydurma ve Kararlılık

Biz aktif iki uçlu devreye kaynaktan en büyük gücü aktarmak, yükten ise en büyük gücü almak isteriz. Bu kazancında en büyük dönüştürücü güç kazancına karşı gelmesini isteriz.

Bu nedenle Z_L yük empedansına sahip devrenin giriş empedansı Z^* , 'e eşit olması gerekir. Giriş kaynağı kısa devre edilmişken çıkıştan görülen empedansta Z^* , 'a eşit olması gerekir. Bunları yansıma katsayıları cinsinden ifade edecek olursak.

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{Z^* - Z_0}{Z^* + Z_0} = \Gamma^* = \Gamma_{1n}$$

Daha önce çıkarmış olduğumuz olduğumuz bağıntıları kullanarak şu sonuçları yazabiliriz.

$$\Gamma_{in} = \Gamma_s^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}}{1/\Gamma_L - S_{22}} \quad (3-3-1)$$

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* (V_s=0) = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}}{1/\Gamma_s - S_{11}} \quad (3-3-2)$$

Pratikte bilindiği gibi transistörün S-parametreleri ihtiyaç duyulan çalışma frekansında seçilir. Bu nedenle uydurmayı sağlayan Z_s, Z_L 'yi buna bağlı olarak Γ_s ve Γ_L 'yi saçılma parametreleri cinsinden hesaplamak gerekir. Şimdi Γ_s 'yi hesaplayalım:

$$\Gamma_s = S_{11}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^*}{1/\Gamma_L^* - S_{22}^*}$$

$$\Gamma_L^* = \frac{S_{22} - \Delta \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s}$$

Ki burda Δ [S] matrisinin determinantıdır.

$$\Delta = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3-2-4)$$

$$\Gamma_s = S_{11}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^* (S_{22} - \Delta \Gamma_s)}{1 - S_{11} \Gamma_s - |S_{22}|^2 + S_{22}^* \Delta \Gamma_s}$$

$$\Gamma_s = S_{11}^* + \frac{S_{12}^* S_{21}^* (S_{22} - \Delta \Gamma_s)}{(1 - |S_{22}|^2) + \Gamma_s (S_{22}^* \Delta - S_{11})} \quad (3-2-5a)$$

Bu ifade genişletilirse

$$\Gamma_s (1 - |S_{22}|^2) + \Gamma_s^2 (S_{22}^* \Delta - S_{11}) = \Gamma_s (\Delta S_{11}^* S_{22}^* - |S_{11}|^2 - \Delta S_{12}^* S_{21}^* + S_{11}^* - S_{11} |S_{22}|^2 + S_{12}^* S_{21}^* S_{22})$$

$$\Delta \Delta^* = |\Delta|^2 = \Delta S_{11}^* S_{22}^* - \Delta S_{12}^* S_{21}^* \Delta S_{21}^* S_{12}^*$$

Bunlardan yararlanarak aşağıdaki ifade çıkarılır.

$$(S_{11} - S_{22}^* \Delta) \Gamma_s^2 + (|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - 1) \Gamma_s + (S_{11}^* - S_{11} |S_{22}|^2 + S_{12}^* S_{21}^* S_{22}) = 0$$

Buradaki sabit terim C^* 'e eşittir.

$$C^* = (S_{11}^* - S_{22} \Delta^*) = (S_{11} - S_{22}^* \Delta)^* \quad (3-2-5b)$$

ve böylece $\Gamma_{1n}^* = \Gamma_*$ ifadesini sağlayan Γ_* değerleri tayin edilebilir.

$$C_1 \Gamma_*^2 + B_1 \Gamma_* + C^* = 0 \quad (\Delta)$$

denkleminin çözümü bize neticeyi verir.

$$\Gamma_* = \frac{B_1 \pm \sqrt{(B_1^2 - 4|C_1|^2)}}{2C_1}$$

(Δ) ve (*) denklemini karşılaştırılınca

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^* \Delta \quad (3-2-3)$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

olduğu görülebilir.

Benzer yolla en büyük güç koşulunu sağlayan Γ_L yük yansıma katsayıları

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{(B_2^2 - 4|C_2|^2)}}{2C_2}$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$(3-2-4)$$

$$C_2 = S_{22} - S_{11}^* \Delta$$

şeklinde bulunabilir.

Şimdi $B_1^2 - 4|C_1|^2$ terimini açarak hesaplayabiliriz.

$$B_1^2 - 4|C_1|^2 = (1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2 - 4|S_{12}|^2 |S_{21}|^2$$

Sonuç ifadesi olarakta aşağıdaki formda yazılabilir. (Ayrıntı için [2]'de sayfa 34'e bak.)

$$B_1^2 - 4|C_1|^2 = 4(K_2^2 - 1) |S_{12} S_{21}|^2 \quad (3-2-5a)$$

Burada K

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}| |S_{21}|} \quad (3-2-5b)$$

(3-2-5a) ifadesinin sağ tarafı alt indislerin yer değiştirilmesi ile sonuç değişmez. Bundan dolayı

$$B_1^2 - 4|C_1|^2 = B_2^2 - 4|C_2|^2 \quad (3-2-5b)$$

dir. Şimdi de giriş ve çıkışı aynı anda uydurma ihtimallerini

araştıralım. Bu araştırmayı K parametresinden yararlanarak yapacağız. K parametresi transistöre seri bir reaktif devre bağlansa dahi devrenin karakterini tayin eden K parametresi değişmez.

Kararlılıktan biliyoruz ki Z_1 ve Z_2 empedanslarının reel kısımları pozitif olmalıdır. Dolayısı ile

$$|\Gamma_1| < 1 \text{ ve } |\Gamma_2| < 1$$

olacaktır.

Yine biliyoruz ki eğer girişten ve çıkıştan görülen yansıma katsayılarının modülü bir'den büyükse (Ki bu negatif reel kısma sahip empedanstır demekti.) Bunun sonucu olarak devre kararsız olacak ve osilasyona girecektir.

$$|K|=1 \text{ olduğunda}$$

Bu durumda $B_1^2 = 4|C_1|^2$ ve $B_2^2 = 4|C_2|^2$ 'dir. Ve bundan dolayı $|\Gamma_1| = |\Gamma_2| = 1$ 'dir. Pratikte bu durumda kuvvetlendirici uyduzamaz.

$$|K| > 1 \text{ ise}$$

a- $K > 1$ bu durumda diskriminant sıfırda büyüktür ve giriş ve çıkış için ayrı ayrı iki çözüm mevcuttur.

$$\Gamma_{1s} = \frac{B_1 - \sqrt{(B_1^2 - 4|C_1|^2)}}{2C_1}$$

$$\Gamma_{2s} = \frac{B_2 + \sqrt{(B_2^2 - 4|C_2|^2)}}{2C_2}$$

$$\Gamma_{1L} = \frac{B_2 - \sqrt{(B_2^2 - 4|C_2|^2)}}{2C_2}$$

$$\Gamma_{2L} = \frac{B_1 + \sqrt{(B_1^2 - 4|C_1|^2)}}{2C_1}$$

Bu çözümlerin modüllerinin birbirleri ile çarpımını devrenin her bir ucu için bire eşit çıkacaktır. Giriş düzleminde :

$$|\Gamma_{1s}| |\Gamma_{2s}| = 1 \quad (3-2-6a)$$

$$(A-B)$$

$$(A+B)$$

$$= \frac{[B_1 - \sqrt{(B_1^2 - 4|C_1|^2)}][B_2 + \sqrt{(B_2^2 - 4|C_2|^2)}]}{4|C_1|^2}$$

$$= |A^2 - B^2|$$

En genelde

$$= \frac{B_1^2 - (B_1^2 - 4|C_1|^2)}{4|C_1|^2} = \frac{4|C_1|^2}{4|C_1|^2} = 1$$

Benzer şekilde çıkış düzleminde

$$|\Gamma_{1L}| |\Gamma_{2L}| = 1 \quad \text{olduğu hatırlanır ve} \quad (3-2-6b)$$

olduğu yukarıdaki gibi gösterilebilir

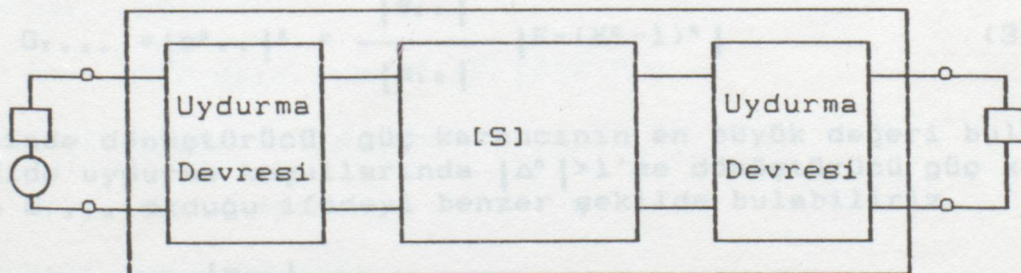
Bu elde ettiğimiz ifadelerden giriş ve çıkışın aynı anda uydurulabileceği sonucu çıkar yine bu sonuçlara bakarak $K > 1$ için çözümlerden birinin mutlaka modülünün birden küçük olduğu kararlılık şartını sağladığı görülür. Eğer $|\Delta| < 1$ ise kaynak ve yük empedanslarına bakmaksızın kuvvetlendirici koşulsuz kararlıdır. Burada çözerek bulduğumuz sonuçlarda Γ_{1L} ve Γ_{2L} için $B_1 > 0$ ve $B_2 > 0$ 'dır. Eğer $|\Delta| > 1$ ise kuvvetlendirici halen hatta uydurulabilir. Bu durumda elde edilmiş olan sonuçlar Γ_{2L} ve Γ_{1L} 'dir. Çünkü $B_1 < 0$ ve $B_2 < 0$ 'dır. (Açıklama için EK-1'e bak.)

Bu nedenle eğer K bir'den büyükse giriş ve çıkışta uydurma yapmak her zaman mümkün olduğu sonucuna varırız. Eğer bulduğumuz çözüm çiftlerini $(\Gamma_{1L}, \Gamma_{2L})$ veya $(\Gamma_{2L}, \Gamma_{1L})$ 'yi B_1 'in işaretine bağlı olarak dönüştürücü güç kazancı formülünde yerine koyarsak ilk çözüm çiftinden $G_{T_{max}}$, sonuncu çözüm çiftinden de $G_{T_{min}}$ çıkarılabilir ki bunlar optimum koşullu kararlılık koşulunu sağlarlar.

$G_{T_{min}}$, $G_{T_{max}}$ K 'nın terimi olarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$G_{T_{min}} (G_{T_{max}}) = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} |K \pm (K^2 - 1)^{1/2}| \quad (3-2-7)$$

negatif işaret için $B_1 > 0$ (max) ve pozitif işaret içinde $B_1 < 0$ (min)'dir.

[S_A]

Şekil 3-7

$G_{T_{max}}$ direkt hesaplanması oldukça yorucudur. Bu sonuca S_{21}/S_{12} oranının değişmezliği prensibinden ve K 'nın tanımından hareketle çabuk ve kolayca ulaşabiliriz.

Şekil 3-7'de görüldüğü gibi girişinden ve çıkışından uydurulduğuna göre $S_{11}^A = S_{22}^A = 0$ 'dır.

En genelde

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \text{ ise}$$

$$|\Delta^A| = |S_{12}^A S_{21}^A| = |S_{12}^A| |S_{21}^A| \text{ ve}$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|} \text{ olduğu hatırlanır ve } S_{11} \rightarrow S_{11}^A, S_{22} \rightarrow S_{22}^A, \Delta \rightarrow \Delta^A, S_{12} \rightarrow S_{12}^A, S_{21} \rightarrow S_{21}^A \text{ konursa}$$

$$K = \frac{1 + |\Delta^A|^2}{2 |\Delta^A|}$$

olarak bulunur. $|\Delta^A| = x$ dersek ve ifadeyi düzenlersek bir bilinmeyenli ikinci derece bir denklem elde ederiz.

$$x^2 - 2Kx + 1 = 0 \quad x_{1,2} = \frac{2K \pm \sqrt{(4K^2 - 4)}}{2}$$

$$x_{1,2} = K \pm \sqrt{(K^2 - 1)}$$

$$x_{1,2} = |\Delta^A| = |S_{12}^A| |S_{21}^A| = K \pm \sqrt{(K^2 - 1)} \quad (*)$$

koşulsuz kararlılık için $|\Delta^A| < 1$ olmalıdır. O halde negatif işaretli çözümü gözönüne alınmalıdır. Bir de

$$\frac{|S_{21}^A|}{|S_{12}^A|} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (#)$$

Özelliği gözönüne alınırsa ve de (*) ve (#) ifadeleri taraf tarafa çarpılırsa

$$G_{T_{21}} = |S_{21}^A|^2 = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} |K - (K^2 - 1)^{1/2}| \quad (3-2-8)$$

şeklinde dönüştürücü güç kazancının en büyük değeri bulunur. Şimdide uydurma koşullarında $|\Delta^A| > 1$ 'se dönüştürücü güç kazancının $G_{T_{12}}$ olduğu ifadeyi benzer şekilde bulabiliriz.

$$G_{T_{12}} = \frac{|S_{12}|}{|S_{21}|} |K + (K^2 - 1)^{1/2}| \quad (3-2-9)$$

b- $K < -1$ Bu durumda çözüm için $\{\Gamma_{11}, \Gamma_{21}\}$ veya $\{\Gamma_{21}, \Gamma_{11}\}$ çiftleri alınmalıdır ki buda iki ayrı şartın aynı anda gerçekleşmesini gerektirir. Bu nedenle aynı anda çıkış ve giriş uyduyduuramaz. Hatta doğal olarak kuvvetlendirici kararsızdır. Bu nedenle kuvvetlendirici olarak kullanılamaz.

$|K| < 1$ olma durumu

Bu durumda $B^2 - 4|C_1|^2 < 0$ ve benzer şekilde $B^2 - 4|C_2|^2 < 0$
Bundan dolayıda

$$|\Gamma_{11}| = |\Gamma_{22}| = |\Gamma_{12}| = |\Gamma_{21}|$$

Uydurma imkanı yoktur ve kuvvetlendirici koşullu kararlıdır. Bu durum kararlılık dairelerinin çizilmesinin gerekli olduğu konumdur.

3-3-1 Kararlılık Dairelerinin Smith Abağı Üzerinde İncelenmesi

ZL'nin giriş empedansı Z_{in} 'in etkisi, alternatif olarak Γ_L 'nin Γ_{in} 'e etkisini hesaplayarak hesaplayarak başlayalım. Giriş yansıma katsayısı formülünü yazalım.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}}$$

Biliyoruzki eğer $|\Gamma_{in}|$ birden küçükse, osilasyon riski yoktur. $|\Gamma_{in}| = 1$ 'ken Γ_L 'nin geometrik yerini çizecek olursak bu geometrik yer kararlılığın sınırı olacaktır. Daha sonrada elde edilen geometrik bölgenin içindeki bölge kararlı ise (yani bu bölgedeki Γ_L değeri için $|\Gamma_{in}| < 1$) bu bölgenin Smith abağı ile arakesiti hangi Γ_L değeri için devrenin kararlı olduğu nu gösterecektir. Kararlı değilse kararlılık dairesinin dışındaki bölgenin Smith abağı ile arakesiti kararlı Γ_L değerlerini verecektir. O halde öncelikle $|\Gamma_{in}| = 1$ koşulundan bu sınır bölgenin sınırını tayin etmeye çalışalım.

$$\left| S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right| = 1$$

Bu ifadeyi açarsak

$$|S_{11}(1 - \Gamma_L S_{22}) + S_{21}S_{12}\Gamma_L| = |1 - \Gamma_L S_{22}|$$

ve şu eşitliğide kullanırsak

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$$

aşağıdaki şekle dönüşür.

$$|S_{11} - \Delta\Gamma_L| = |1 - \Gamma_L S_{22}|$$

Bu ifadenin her iki tarafının karesini alıp $|A|^2 = A.A^*$ bağıntısından yararlanarak şu şekilde yazabiliriz.

$$(S_{11} - \Delta\Gamma_L)(S_{11}^* - \Delta^*\Gamma_L^*) = (1 - \Gamma_L S_{22})(1 - \Gamma_L^* S_{22}^*)$$

Son ifadeyi de açarsak

$$|S_{11}|^2 - |\Delta|^2 |\Gamma_L|^2 - S_{22}^* - \Delta \Gamma_L - S_{11} - \Delta^* \Gamma_L^* \\ = 1 + |\Gamma_L|^2 |S_{22}|^2 - \Gamma_L S_{22} \Gamma_L^* S_{22}^*$$

son ifade düzenlenirse

$$(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) |\Gamma_L|^2 - 2\text{Re}(\Gamma_L S_{22}) + 2\text{Re}(S_{22}^* - \Delta \Gamma_L) = |S_{11}|^2 - 1$$

ve $\text{Re}(AB) + \text{Re}(AC) = \text{Re}(A(B+C))$ özelliğinden yararlanarak

$$|\Gamma_L|^2 - \frac{2}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \text{Re}\{(S_{22} - S_{22}^* \Delta) \Gamma_L\} = \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3-3-1-1)$$

Bu son ifade (kompleks) karmaşık düzlemde daire denklemdir. Bunun ispatı 6. bölümde verilmiştir. (3-3-1-1) denklemi (6-1-1) denklemi ile özleştirilirse

$$B=1$$

$$C = \frac{(S_{22} - S_{22}^* \Delta)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3-3-1-3)$$

$$A = \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

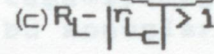
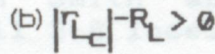
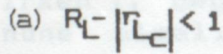
olarak bulunur. (6-1-6) ve (6-1-7) de (3-3-1-2)'de bulunan sonuçlar yerine yazılırsa

$$\Gamma_{Lc} = \frac{C^*}{B} = \frac{(S_{22} - S_{22}^* \Delta)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{Merkez}) \quad (3-3-1-3)$$

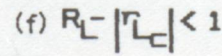
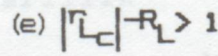
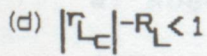
$$R_L = \frac{\sqrt{BA + |C|^2}}{B} = \frac{|S_{22} S_{12}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{Yarıçap})$$

Bu sonuçlar $|\Gamma_{1n}|=1$ koşulunu sağlayan yük düzlemindeki Γ_L değerlerinin çizdiği geometrik yeri verir. $|\Gamma_{out}|=1$ için benzer yolla

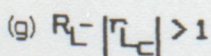
$$\Gamma_{sc} = \frac{(S_{11} - S_{22}^* \Delta)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \\ R_s = \frac{|S_{22} S_{12}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3-2-1-4)$$



Kararsız bölge yok



Kararsız bölge yok



Kararsız bölge yok

Not : Taralı yerler kararsız bölgeleri göstermektedir. a,c,f,g şıklarında $R_L > |r_{LC}|$
b,d,e şıklarında $|r_{LC}| > R_L$

Şekil 3-8 Muhtelif durumlar için kararlılık daireleri ve kararsız bölgelerin tayin edilmesi olarak bulunur.

Pratikte $|S_{11}| < 1$ 'dir. Bu bilgi ışığı altında $Z_L = Z_0$ ken $\Gamma_L = 0$ olacaktır ki bu nokta Smith abağının merkezine tekabül edecektir. $\Gamma_L = 0$ için $|\Gamma_{1n}| = |S_{11}|$ ve $|\Gamma_{1n}| < 1$ olacaktır. Kararlılık şartı $|\Gamma_{1n}| < 1$ sağlandığına göre Smith abağının merkezini içeren bölge kararlı diğer bölge için ise devrenin girişi kararsız olacaktır.

Şu halde kararsızlık dairesi Smith abağının merkezini kararlılık şartı $|\Gamma_{1n}| < 1$ sağlandığına göre Smith abağının merkezini içeren bölge kararlı diğer bölge için ise devrenin girişi kararsız olacaktır.

Şu halde kararsızlık dairesi Smith abağının merkezini kapsıyorsa kararlılık dairesinin içindeki bölge için giriş kararlı, dışındaki bölge için kararsızdır. Kararlılık dairesi Smith abağının merkezini kapsamıyorsa kararsızlık dairesinin içi kararsız dışı kararlı bölgedir. Tabii ki bu sonuçları çıkarırken Γ_L değerlerinin Smith abağında taşamıyacağına da göz önüne almalıyız. Şekil 3-8 incelenirse bu sonuçlar daha iyi anlaşılacaktır.

Şekil 3-8'den Γ_L düzleminde koşulsuz kararlılık için

$$|R_L - |\Gamma_{Lc}|| > 1$$

Γ_L düzleminde

$$|R_s - |R_{sc}|| > 1$$

sonucu çıkacaktır. Bu sonuçlardan yararlanarak aşağıdaki daha genel sonuçlar çıkarılabilir.

1- Kararlı $K > 1$ ve $|\Delta| < 1$

a- Koşulsuz kararlılık

$$||\Gamma_{1s}| - \Gamma_s| > 1 \quad ; \quad |S_{22}| < 1 \text{ için}$$

$$||\Gamma_{1c}| - \Gamma_L| > 1 \quad ; \quad |S_{11}| < 1 \text{ için}$$

b- Koşullu kararlılık

$$||\Gamma_{1s}| - \Gamma_s| < 1 \quad ; \quad |S_{22}| < 1 \text{ için}$$

$$||\Gamma_{1c}| - \Gamma_L| < 1 \quad ; \quad |S_{11}| < 1 \text{ için}$$

2- Kararsız $K > 1$ ve $|\Delta| > 1$

$$K < 1 \text{ ve } |\Delta| < 1$$

4 GÜRÜLTÜ

4-1 Gürültünün Tabiatı

Elektriksel gürültünün etkileri elektrik ve elektronik sistemlerin çıkışında gözlenir. Telefon hatlarındaki gürültü, TV ekranındaki karlanma gibi. Bunların sebebidir sistemin ilk katında işaretin kuvvetlendirilmesi sırasında dahili olarak üretilen gürültüdür. Diğer katların sistem çıkışına etkisi yok denecek kadar azdır. Friis formülüne bakınız.

Bu bölümde elektrik ve elektronik sistemlerde var olan temel gürültü tiplerini, bunların kaynaklarını belirleme metodlarını gürültülü devre analizi açısından inceleyeceğiz. Buna ek olarak gürültü band genişliği, spektral yoğunluk gibi... kavramlarda gireceğiz.

4-1-1 Gürültünün Tanımlanması

Gürültü en genel olarak arzulanan işareti belirsizleştiren, etkileyip bozan, istenmeyen herhangi bir işarettir. Bu istenmeyen işaret çalışılan sisteme dışardan gelebilir. 50 Hz'lik güç hatlarında, elektrostatik ve EM kuplaj sırasında, flüoresan lambalarda olduğu gibi. Çok yakın devreler arasında ki karşılıklı haberleşmede de güç kaynaklarından veya mikrofonlardaki parçaların mekanik olarak titreşmelerinden dolayı istenmeyen işaretler oluşabilir. Galaktik radyasyonlar ve güneş fırtınaları hariç, bunlar hep insanların sebep olduğu istenmeyen işaretlerdir. Bunlar ekranlama, filtreleme, devre elemanlarının gürültü performansı açısından geliştirilmesi ile en düşük seviyeye çekilebilir.

Görüldüğü ki haberleşme sistemlerde iki ana gürültü sınıfı vardır. Birincisi iletim hattından kaynaklanır ve harici gürültü olarak adlandırılır. Galaktik, solar, dünya-yer (Earth-bound) gürültüsü gibi. İkinci tip gürültü ise alıcının kendisinden kaynaklanır. Buda dahili gürültü olarak ifade edilir. Apaçık bir şekilde görüleceği gibi harici gürültünün varlığı verilen frekans bandında antenin belirli bir miktar gürültü gücü ile (P_{ant}) anılmasına sebep olur. Bu da kazancın antenin ışıma diagramının, antenin yere göre konumunun, antenin kuzey kutbu (gerçek kuzey) ile yaptığı açının ve alınan işaret frekansının fonksiyonudur. İkinci kategorideki gürültü kaynakları maddenin doğasından ortaya çıkmaktadır. Bu tip gürültü devrenin çalışma koşullarına da bağlıdır. Bu tip gürültü devre yapım teknolojisinin gelişmesi veya devre koşullarının değişmesi ile değişir. Fabrikasyon metodunun geliştirilmesi ile transistörlerde çok büyük miktarda gürültü azalmasına erişilebilmiştir.

Biz «gürültü» kelimesini elektronik sistemi meydana getiren parçaların fiziğinin bir sonucu olarak kendi kendine meydana gelen salınımlar, dalgalanmalar için veya temel rasgele gürültü kaynakları için kullanacağız. Buna mutlak sıfırın (-273°K) üzerindeki sıcaklıklarda iletkenlerde oluşan, görünen ısı gürültüyü örnek olarak gösterebiliriz. Bu nedenle gürültü

tam kesin olarak önceden belirlenemez ,hepten ihmal edilemez. Fakat hesaplanabilir.

Gürültü önemli bir büyüklüktür. Zira sistemlerin çalışma kademelerini (Dynamic range) gürültü belirler. Bir devrenin çalışabileceği en yüksek işaret seviyesini devre karakteristiği belirler .Fakat dedekte edilebilecek en düşük seviyeyi ise yine gürültü belirler. Ve yine duyargaların (sensörlerin) duyarlılığının sınırıda gürültüdür.

Haberleşme sistemlerindeki bu temel bilinen etkilerinin yanında kontrol ve haberleşme sistemlerinde de gürültü bir problemdir. Örneğin var olan rasgele gürültü işaretinde oluşabilecek bir tepe belirli bir gerilim seviyesinde tetikleme yapan bir devrenin tasarımı zorluk çıkarır. Tetiklememe işareti karışan gürültünün tepeleri seviye dedektörünün yanlış olarak tetiklenmesine neden olur. Yanlış tetiklemeyi yok etmek, azaltmak için gürültünün azaltılması gerekir.

Gürültünün önemini vurgulamak için ele alınabilecek bir diğer haberleşme sistemi «Teleprinter» hatlarıdır. Burada ikili kodda 5 darbe kullanarak 32 sembol gönderilir. Şayet sistemdeki rasgele işaretler istenen işaretle kıyaslanabilir şiddet te iseler, alıcı tarafında gönderilmeyen bir darbe gözükabilir ve buda sistemin alıcı ucunda doğru olmayan bir sembolün kaydına neden olur. Bu halde ,gürültü, kendini alınan mesajda bir hata olarak gösterir. Burada şu özelliği belirtmek ilginç olabilir. Bir çok dillerde ,okuyucu bir veya birkaç harfin eksik yada yanlış olan kelimelerdeki bilgiyi doğru alabilir. Eğer bir sayıda bir hata olursa belli haller dışında («zaman» için düzeltme yapılabilir,örneğin dakikalar 59'u aşamaz.) okuyucu tarafından hiç bir düzeltme yapılması mümkün değildir. Bu nedenle telgraf sonlarında sayısal mesajlar tekrarlanır.

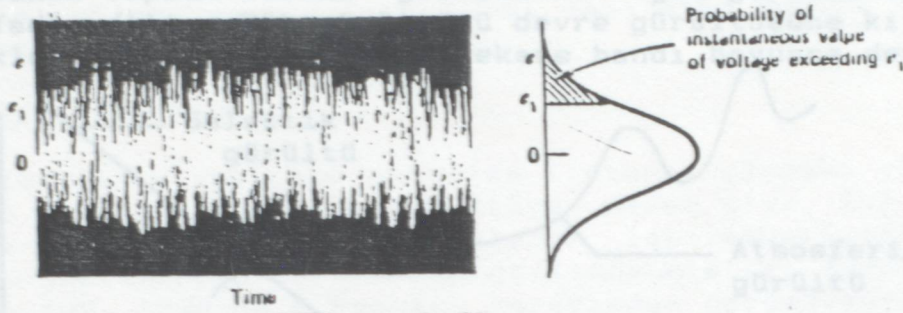
Özet olarak elektriksel gürültü bir haberleşme sisteminde daima mevcut olan istenmeyen işaret olarak tanımlanabilir. Mevcudiyeti istenen işaretin alınmasını engellemek meykindir ve işaret dedeksiyonunda «Limitleyici faktör»'dür. Bir diğer deyişle alıcı sistemlerinin ve ölçme cihazlarının hassasiyeti üzerinde en son sınırlayıcı faktördür. Bu nedenle gürültünün etüdü , haberleşme sistemlerinin etüdü önemli bir kısımdır ve sistem performansını tayin ettiği için limitleyici tesiri hesaplanmalıdır.

4-1-2 Gürültünün özellikleri

Gürültü rasgele bir işarettir. Hem genlik hemde faz olarak rasgele olan frekans bileşenleri içerir. Buna rağmen etkin değeri tayin edilebilir. Her hangi bir zamandaki kesin , tam genliği önceden belirlenemez. Gürültünün her hangi bir andaki genliği önceden belirlenebilseydi gürültü problem olmazdı.

Gürültüyü nasıl rasgele bir yapı olduğu belirlenebilir. Bir çok gürültü zamanla genlik olarak Gauss ve Normal dağılım gösterir. Bu eğriler altındaki alan belirli olayın olma olasılığını verir. Olasılık 0 ile 1 arasında değerler alabildiğine göre eğri altındaki toplam alan birdir. Şekil 4-1'den Gauss dağılımı için gürültünün alabileceği gerilim seviyelerinin ol

ma olasılıkları tayin edilebilir.



Şekil 4-1 Gürültünün dalga şekli ve genliğinin Gauss dağılımı

Şekil 4-1'de gürültü sıfır gerilim seviyesine oturtulmuştur. Şekil 4-1'den görüldüğü gibi gürültünün sıfır gerilim seviyesinden büyük veya küçük olma olasılığı 0.5'dir. Belirli bir e_1 seviyesini düşünecek olursak bu e_1 seviyesinden daha büyük gürültü genliğine ulaşma olasılığı Şekil 4-1'deki turalı alandır. İyi bir mühendislik yaklaşımı ile genelde elektriksel gürültü, gürültü dalgasının etkin değerinden ± 3 katı içerisinde kalır. Tepeden tepeye değeri ise etkin değerinin 6 katı içerisinde zamanın % 99,7 'de kalır.

4-2 Gürültü Tipleri

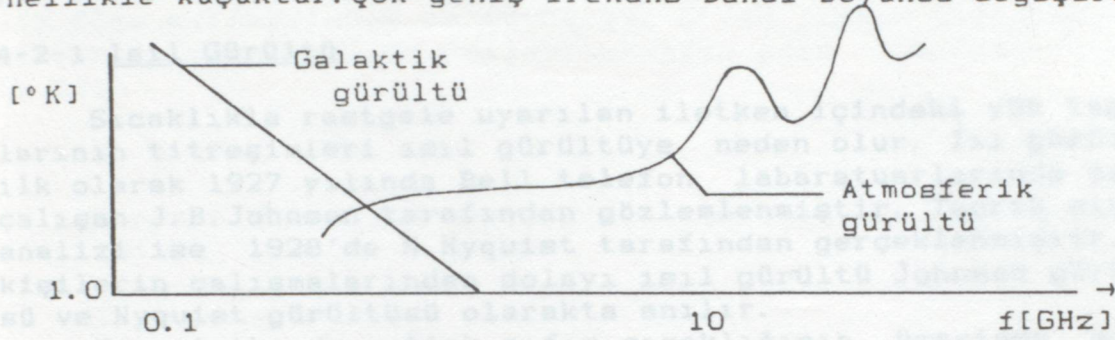
Gürültüyü pek çok kaynağı vardır. Geniş olarak tabii ve yapma diye sınıflandırılabilirler. İnsan tarafından yapılanlar (man-made) esas olarak elektrik cihazlarından çıkarlar. Örneğin komütatör motarları, ateşleme sistemlerinde bujilerden, hatalı anahtarlamalardan, elektrikli traş makinelerinden çıkan gürültü... Bu işaretler çok kere regüler özelliklere sahiptirler. Bu nedenle girişimin bir şekli olarak kabul edilebilirler.

Kıvılcımlanan bujilerin gürültü tesiri TV ekranında bütün resmi kaplayan parlak noktalar seti olarak görülebilir. İnsan tarafından yapılan gürültü üzerindeki etüd, bu gürültünün bastırıcı veya geliştirilmiş elemanlar kullanılarak kaynağında en düşük seviyeye çekilebileceği veya ortadan kaldırılabileceğini göstermiştir.

Gürültünün tabii formları kozmik radyasyondan, atmosferden gelen gürültüyle elektronik devre elemanlarında bulunan şeklidir. Kozmik gürültü ve atmosfer parazitleri genellikle sisteme alıcı antenlerden geçerek girerler. Kozmik gürültü, solumar ve galaktik kaynaklardan gelen EM radyasyondan ibarettir. Solar radyasyon etüdü çok geniş bir konudur. Radyo işaretlerinin alınmasına etkileri iyi bilinmektedir. Solar radyasyonun alıcı anten üzerindeki dolaysız (direk) etkisi anten ışınma paterninin yönsel özelliklerinde değişiklik yaparak azaltılabilir.

Galaktik kaynaklarının gürültü etkisi çok daha yaygındır ve galaksi yıldızlarının radyasyonu nedeni ile oluşurlar. Özellikle belli radyo yıldızları (Cassiopeia gibi), muntazam olarak belli bir miktar radyasyon saçarlar, ki bu, anten kaynağını

başka bir yöne uygun olarak yönelterek indirgenebilir. Gök gürültüsünün toplam etkisi genellikle «gök gürültü sıcaklığı» ile ifade edilir. Gök gürültüsü devre gürültüsüne kıyasla genellikle küçüktür. Çok geniş frekans bandı boyunca değişir.



Şekil 4-2 Gök gürültü sıcaklığının frekansla değişimi

Şekil 4-2 'den gök gürültüsünün C bandında en az olduğu görülmektedir. Bu bölge alçak gürültü penceresi (A low noise window) diye adlandırılır. Bihassa radyo astronomi, uzay haberleşmesi ve uydu haberleşmesi alanlarında kullanılır. Mademki radyo yıldızlarından ve uzay uydularından alınan işaretler genellikle küçüktür. O halde göğün çeşitli bölgelerinde alınan arkazemin (background) gürültüsünün mümkün merteye alçak tutulması zorunludur. Bu arkazemin gürültüsüne 22 GHz'de su buharından, kardan saçılan radyasyondan ve 60 GHz'de atmosferde O_2 absorpsiyonundan dolayı ilave vardır. Ve bu etkiler Şekil 4-2' de rezonans tepeleri olarak görülmektedir.

En çok problem olan tabii gürültü devre gürültüsüdür ve genellikle ısı ve tanecik gürültüsü olarak bilinir. Isıl gürültü bir iletken içinde serbest elektronların rasgele hareketleri neticesi oluşur. Bir iletken içersindeki titreşen atomlarla çarpışmaları nedeniyle elektron hareketi sıcaklığa bağlıdır. iletkende düzensiz değişen dalgalanmalar akım oluşturur. iletken içindeki ortalama akım sıfırdır. Fakat rastgele düzensizlikteki değişimler iletken uçlarında açık devre gürültü gerilimi oluşturur. Aynı olay alan etkili transistörün iletken kanalında da oluşur. Diğer taraftan, tanecik gürültü nedeniyle, bir havası alınmış tüpte katod yüzeyinde oluşan elektron saçılmasındaki rastgele düzensiz değişimler oluşur. Aynı olay bir transistörde p-n veya metal-yarıiletken diodun da rastlanır. Çünkü yük taşıyıcılarının potansiyel engelini geçişi rastgele bağımsız olaylar serisinden ibarettir. Tanecik gürültüsü olaral mütalaa edilir.

Devre gürültüsü, anlaşılabilirliği gibi, elektronik bileşenlerin tabiatlarının sonucudur ve ortadan kaldırılamazlar. Bu nedenle devre gürültüsü etüdü haberleşme sistem etüdünün önemli bir bölümünü teşkil eder. Bununla beraber, devre gürültüsü, elektronik bileşenleri uygun şekilde seçerek ve düşük sıcaklık kullanımı (Parametrik kuvvetlendirici gibi) ile indirgenebilir.

Bir alıcıda gürültü genellikle çok geniş bir frekans bandını kapladığından belirli bir frekans bandı seçerek onu önle

mek mümkün değildir. Bu sistemde gürültü gücünün hesaplanması sistem için tanımlanmış bir band genişliğinde olur ki bu genellikle kullanılan alıcının bandı, yada etüd edilen transmisyon sisteminin band genişliğidir.

4-2-1 Isıl Gürültü

Sıcaklıkla rastgele uyarılan iletken içindeki yük taşıyıcılarının titreşimleri ısı gürültüye neden olur. Isıl gürültü ilk olarak 1927 yılında Bell telefon laboratuvarlarında çalışan J.B.Johnson tarafından gözlemlenmiştir. Teorik olarak analizi ise 1928'de H.Nyquist tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu kişilerin çalışmalarından dolayı ısı gürültü Johnson gürültüsü ve Nyquist gürültüsü olarakta anılır.

Her iletkeninde mutlak sıfır sıcaklığının üzerinde elektronlar rastgele bir hareket içindedirler. Ve bu titreşim sıcaklığa bağlıdır. Her elektron 1.59×10^{-19} C'luk yük taşıdığından dolayı materyalin içinde elektronlar gibi rastgele hareket eden bir çok küçük akım dalgaları mevcuttur. Bu hareketler dolayısı ile oluşan akımın ortalama değeri sıfırdır. Yani net bir akım akışı yoktur. Yalnız kısa süreli olarak akımda dalgalanmalar meydana getirir. Buda iletken uçları arasındaki gerilime artış verir.

Bir iletken içindeki en büyük gürültü gücü (N_t)'nin kullanılan sistemin band genişliği ve sıcaklıkla doğru orantılı olduğu bulunmuştur. Bu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$N_t = kT\Delta f$$

(4-2-1-1)

Burada

- 23

k =Boltmann sabiti= 1.38×10^{-23} [W-sec/°K]

T =iletkenin kelvin derecesi cinsinden sıcaklığı [°K]

Δf =Kullanılan sistemin gürültü band genişliği [Hz]

Oda sıcaklığında (290°K), 1-Hz'lik bir band genişliği için (4-2-1-1) ifadesinden hesapla $N_t = 4 \times 10^{-21}$ W bulunur. Bu 1 W referans alınır -204 dB'dir.

(4-2-1-1) ifadesi ile hesaplanan güç taşıyıcıların ısı uyarılması neticesinde oluşmuştur. Başka sebeplerden dolayı da iletkeninde gürültü oluşa bilir. Ancak burada bunları göz önüne almayacağız.

(4-2-1-1)'deki gürültü gücü band genişliği ile doğru orantılıdır. Formüle bakılınca gürültünün hesabında band genişliği önemlidir. Örneğin 1000 Hz ile 1001 Hz arasında çalışan bir sistemle 1 Hz ile 2 Hz arasında çalışan bir sistemde oluşan gürültü gücü (4-2-1-1) gereği aynı olacaktır. Isıl gürültüdeki bu sonuç «beyaz gürültü» olarak anılır. Gürültünün fourier analizi neticesi frekansla değişimi çizilecek olursa bunun bütün frekans bölgesinde sabit genlikli düz bir çizgiyle ifade edilebileceğini söyleyebiliriz. Aslında ısı gürültünün beyaz ışıkla özdeşleştirilmesi tamamen doğru değildir. Zira beyaz ışık Herz başına sabit enerji değil, dalga boyu başına sabit enerji taşır.

Isıl gürültü ölçme sistemlerinin hassasiyetini sınırlar. Bir kuvvetlendirici gürültüsüz olarak gerçekleştirilmiş olsa

bile işaret kaynağının iç direnci gürültü ihtiva edecektir.

(4-2-1-1) ifadesi daha kullanışlı bir şekle sokulabilir. Biz biliyoruz ki işaret kaynağının iç direnci beslediği devrenin iç direncine eşitse o kaynaktan en büyük güç çekilebilir. Elde edilebilecek en büyük güç $E^2/4R$ (Etkin değerler cinsinden) olarak ifade edilebileceğine göre : Gürültü kaynağı E_t için

$$N_t = kT\Delta f = E_t^2/4R \quad (4-2-1-2)$$

Bu nedenle R direncine sahip E_t (Etkin değere sahip) gürültü gerilimi

$$E_t = \sqrt{4kT\Delta f} \quad (4-2-1-3a)$$

Burada

R = Direnç yada iletkenin empedansının gerçel kısmıdır.

$4kT = 1.61 \times 10^{-20}$ oda sıcaklığında ($290^\circ K$)

Gürültü gerilimleri ile çalışırken sık sık büyüklüklerin karesel ortalama değerlerinden söz etmek gereğini duyacağız. Isıl gürültünün karesel beklendik (Ortalama değerini) $E[e^2]$ olarak göstereceğiz. Etkin değer ise karesel ortalama değerle değerlerin kareköküdür. Bu nedenle $E_t = \sqrt{E[e^2]}$ e^2 ile E^2 eşdeğer oldukları her ikiside karesel ortalamayı göstermek için kullanılabilirler. Isıl gürültü gerilimini aşağıdaki alternatif formda da yazabiliriz.

$$E_t^2 \text{ veya } E[e^2] = 4kT\Delta f \quad (4-2-1-3b)$$

(4-2-1-3) eşitliği gürültülü çalışmada oldukça önemli-dir. Bunlar akılda tutulması gereken alt sınırı belirler.

NOT: Isıl gürültü için daha mükemmel bir tanım

$$E_t^2 = 4kT_p(f)df$$

dir. Burada $p(f)$ planck faktörü olarak bilinir. Burada

$$p(f) = \frac{hf}{kT} (e^{hf/kT} - 1)^{-1}$$

dir.

$$h = 6.62 \times 10^{-34} \text{ [j-Sec]} \text{ planck sabitidir.}$$

Mikrodalga frekanslarında ve oda sıcaklığında $hf/kT \ll 1$ olduğu için $p(f)$ terimi ihmal edilir. Bu nedenle bütün pratik durumlar için $p(f)=1$ 'dir.

(4-2-1-3)'de çok önemli birkaç sonuç çıkarılabilir. Bunlar gürültü gerilimini band genişliğinin karekökü ile doğru orantılıdır ve çalışma frekansının nereye merkezlendiğinin önemi yoktur. Reaktif bileşenler ısı gürültü oluşturmaz. Eşitlik içinde kullanılan direnç basit olarak sadece devrenin ve parçanın direnci değildir. Fakat daha doğru olarak karmaşık

empedansın gerçek kısmıdır . Endüktans durumunda bunu Eddy akımları içerir.Kapasite olma durumunda ise dielektrik kayıpları buna sebep olmuştur.

Bir örnek olarak 1 Hz band genişliğine sahip bir 1000Ω 'luk direncin rms gürültü gerilimi 4 nV olarak bulunabilir.

Isıl gürültü haliyle en düşük seviyeye çekilmesi gerekir.(4-2-1-3) nolu eşitlikten bunun bir kaç pratik yolu olduğu görülebilir.Sistemin direnci mümkün olduğu kadar küçük tutulmalı , buna ilaveten sistemde seri direnç elemanlarından kaçınılınmalıdır. Band genişliğide mümkün olduğu kadar , yani işaretin geçebileceği kadar dar tutulmalıdır.Bir sistem tasarımında frekansı sınırlamak bir sonraki çare olarak düşünülmelidir.Labaratuvar uygulamalarında frekansın sınırlandırılması dalga analizörleri , ayarlı voltmetreler ve filtrelerle sağlanabilir. Genelde frekans sınırlandırması giriş kuplaj devreleri ve sensörler için istenmez.Bu işaret ve sensörün gürültüsünü düşürür. Ama bu kuplaj yada kaynak devresini takip eden kuvvetlendiricinin gürültüsünü düşürmez.

Görüldüğü gibi her iletkenle zamanla değişen bir akım ve buna bağlı olarak belirli bir güç vardır. Yanlız bu yeni bir güç kaynağı değildir.Yani gürültülü bir dirence seri bir diod bağlayıp gürültü işaretini doğrultup bir transistörlü radyoyu çalıştıramayız. Bir iletken başka bir iletkenle bağlandığında birinden diğerine güç akışı olacaktır.Eğer 300°K'daki bir dirence paralel olarak 0°K'deki bir direnç bağlanırsa , yüksek sıcaklık dereceli dirençten düşük sıcaklıklı dirence doğru bir güç akışı olacaktır.Ta ki ısı dengesi kurulana kadar sıcak direnç serinlemeye soğuk direnç ise ısınmaya çalışacaktır . Bu noktadan sonra daha başka bir güç çıkışı sözkonusu olmayacaktır.Yani geçici bir güç akışı sözkonusudur.

4-2-2 Tanecik Gürültüsü

Tarihsel gelişimi nedeniyle önce elektron tüplerindeki tanecik gürültüsünü ele alalım. Meseleyi böyle ele alışımızın nedeni, bu tip gürültünün mekanizmasını tüplerdeki akım mekanizmasını, inceleyerek daha kolay anlayabiliriz.

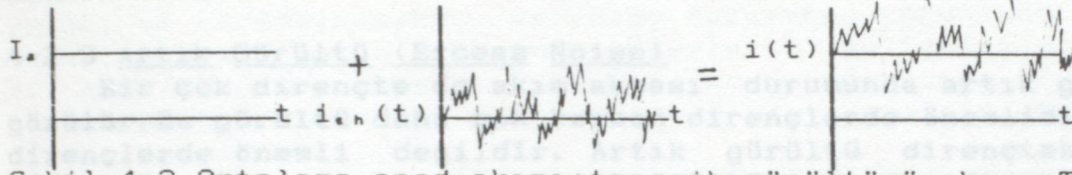
Bir vakum diodda akım katoddan elektron çıkması nedeniyle. Bu elektron çıkışından hemen sonra oradaki vakumu geçerek anoda varırlar. Her elektron anoda ayrık (discrete) miktar elektrik yükü taşır ve küçük bir akım darbesi oluşturur. Akım darbelerinin toplamı diodun net I. anod akımını oluşturur.

Mamafih elektronların çıkması (emisyonu) katodun yüzey koşullarına, elektronların şekline ve aralarındaki potansiyel farkına bağlı rastgele bir işlemdir.Bu çıkan elektronların sayısında rastgele dalgalanmalara (fluctuations) neden olur ve böylece diodun akımı zamanla değişken,bir bileşen ihtiva eder Mademki anoda ulaşan her elektron bir tanecik gibidir, dalgalanan akım bileşeni $E[i^2, \dots]$ karesel ortalamaya neden olur.

Sıcaklığı sınırlı bir diodda dalgalanmalar çok belirgindir ve dolayısıyla tanecik gürültü en büyüğüdür. Bu nedenle ani diod akımı

$$i(t) = I_a + i_n(t) \quad (4-2-2-1)$$

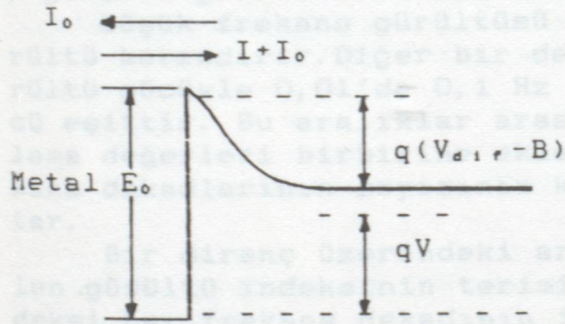
dir, ki burada I_a anod akımı ve $i_n(t)$ «tanecik» gürültü nün bileşenidir.



Şekil 4-3 Ortalama anod akımı+tanecik gürültüsü akımı=Toplam anod akımı

Metal-Yarıiletken Diodda Tanecik gürültü

Metal-Yarı iletken diodlarda akım akışı, genellikle bir difüzyon prosesidir ve bununla ilgili akım difüzyon gürültüsüdür. Şans eseri olarak bu gürültünün engelin bir tarafından diğer tarafına emisyonla temsil edilebileceği gösterilebilir, akım taşıyıcılarının potansiyel engelinin bir tarafından diğerine geçişleri rastgele bağımsız olay dizisi teşkil etmektedir. O halde bu koşullarda tanecik gürültüsü beklenmelidir.



Şekil 4-4 Metal-yarıiletken diodda akım akışı

Bir metal yarıiletken diodda akım akması hızlı bir prosesdir. İki sınıf taşıyıcılar ele alınmalıdır. (1) Metalden yarıiletkenine geçen taşıyıcılar. Bunlar, her zaman aynı yükseklikte engeli geçerler. (E_0) bu taşıyıcıların oluşturduğu akım I_0 'dır. Uygulanan gerilim V 'nin yavaş bir fonksiyonudur. (2) Yarıiletken metale geçen taşıyıcılar. Metale V gerilimi uygulanmışsa, bu taşıyıcılar için engel yüksekliği $q(V_{a,r} - V)$ 'dir ve burada $V_{a,r}$ kontağın difüzyon potansiyelidir. Bu grup taşıyıcıların akımı $C \exp[-q(V_{a,r} - V)/kT]$, burada C , tıpkı I_0 gibi dışarıdan uygulanan gerilimin yavaş bir fonksiyonudur.

Sıfır kutuplama gerilimi toplam akım sıfır olduğundan $I_0 = C \exp(-qV_{a,r}/kT)$ 'dir ve C ve I_0 V 'ye bağımlılıklarının aynı olduğunu varsayarak, toplam akım

$$I = I_0(V) [\exp(qV/kT) - 1] \quad (4-2-2-2)$$

olarak bulunur. Gürültü açısından iki akım bileşeni var $-I_0$ ve $I_0 \exp(qV/kT) = I + I_0$ ve bu bileşenlerin her biri tam tanecik gürültü etkisini gösterirler bu nedenle

spektrumu $1/f$ ile orantılı olan gürültü için kullanılır.
 $2S_1(f) = 2q[(I+I_0) + I_0]$ karakteristiği $1/f$ şeklindedir. q ge-
veya $2S_1(f) = 2q(I+2I_0)$ şeklinde de yazılabilir. $1/f$ gürültüsü (4-2-2-3)
olarak elde edilir.

4-2-3 Artık Gürültü (Excess Noise)

Bir çok dirençte dc akım akması durumunda artık gürültü görülür. Bu gürültü daha çok karbon dirençlerde önemlidir. Tel dirençlerde önemli değildir. Artık gürültü dirençteki ısı gürültüsüne ilaveten var olan bir gürültü olduğu için artık gürültü olarak adlandırılmıştır.

Kompozit karbon dirençte olduğu gibi süreksiz ortamlarda akım akışı olduğu zaman oluşur. Bir karbon direnç bir araya sı kııştırılmış karbon parçacıklarından yapılmıştır ve bu nedenle direnç üzerinden akım düzensiz olarak akmaya meyyleder. Karbon parçacıklar arasında sanki küçük parçacıklar vardır. Buda gürültünün $1/f$ spektrumuna artım verir. $1/f$ spektrumu ile anlatılmak istenilen gürültü gücünün frekansla ters orantılı olarak değiştiğidir. Bu nedenle gürültü gerilimi arttıkça frekans kare köküyle orantılı olarak azalır. Frekans $1/10$ kat azalır ise, gürültü gerilimi ≈ 3 kat artar.

Düşük frekans gürültüsü frekansın her dekadında eşit gürültü barındırır. Diğer bir deyişle $10'$ la 100 Hz bandındaki gürültü gücüyle $0,01'$ de $0,1$ Hz kadar olan frekans bandındaki gürültü eşittir. Bu aralıklar arasında ilişki yoktur. Karesel ortalama değerleri birbirine eklenebilir. Toplam gürültü gücü frekans dekadlarının sayısının karekökü ile orantılı olarak artar.

Bir direnç üzerindeki artık gürültü dB olarak ifade edilen gürültü indeksinin terimi olarak ölçülebilir. Gürültü indeksi her frekans dekadının içindeki direnç üzerine volt başına gürültünün μV olarak sayıdır. Böylece, akım akışı nedeniyle oluşan gürültü bile düşünülürse, bu akım veya dirençten ziyade gerilim düşümünün terimi olarak ifade edilebilir. Bazı dirençlerin gürültü indeksi 10 dB 'e kadar yüksek olabilir ki buda $3 \mu V$ 'a tekabül eder. Bu önemli bir dağılım olabilir.

4-2-4 Düşük-Frekans Gürültüsü ($1/f$ Gürültüsü)

Düşük-frekans gürültüsü veya $1/f$ gürültüsünün bir kaç eşsiz özelliği vardır. Gürültünün spektral yoğunluğu arttıkça sı nırsız olarak frekans azalır. Firle ve Winston $1/f$ gürültüsünü 6×10^{-5} Hz'e kadar ölçebilmişlerdir. Bu frekans günde ancak bir kaç defa periyodunu tamamlar.

Vakum tüplerde ilk olarak gözleendiğinde, gürültü "dalgalanma gürültüsü" olarak adlandırılmıştı. Zira dalgalanma plaka akımında gözlemlenmişti. Daha bir çok isimler bu gürültüyü anlatmak için kullanılmıştır. Literatürde artık gürültü, pembe gürültü, yarıiletken gürültüsü, düşük frekans gürültüsü ve kontak gürültüsü gibi isimlere rastlanmaktadır. Bunların hepsi aynı şeyi anlatmaktadır. "Kırmızı gürültü" terimi gürültü gücü

spektrumu $1/f^\alpha$ ile orantılı olan gürültü için kullanılır. Tipik gürültü gücü karakteristiği $1/f^\alpha$ şeklindedir. α genellikle birdir. Fakat farklı devrelerde α -nın 0,8 ile 1,3 arasında değerler aldığı gözlemlenmiştir. $1/f$ gürültüsünün ana sebebi yarıiletken düzeneklerde yüzey meteryallerinin özellikleridir. Taşıyıcıların taşıyıcıların yüzey enerji konumunda üremesi ve rekombinasyonu ve yüzey durumunun yoğunluğu önemli faktörlerdir. Üretim sırasında yüzeylerin geliştirilmesi ile $1/f$ gürültüsü azaltmıştır. Fakat silisyum yüzeylerde büyütülen oksit tabaka arasındaki bölge gürültü üretilmesinin merkezleridir.

Halford'un işaret ettiği gibi $1/f$ gürültüsü oldukça yaygındır. Sadece tüpler, transistörler, diodlar ve dirençler içinde değil karbon mikrofonde, termistörlerde, ince flimlerde ve ışık kaynaklarında gözlenmektedir. Membran potansiyelindeki dalgalanmalar, dalgalanma gürültüsü olarak adlandırılmıştır. Çok düşük frekanslarda dalgalanma gürültüsü açısından temiz elektronik kuvvetlendiriciye rastlanmamıştır. Halford $\alpha = 1$ en çok yaygın olan değerdir. Fakat farklı α 'e sahip başka mekanizmalarda mevcuttur. Örneğin dünyanın dönme frekansındaki dalgalanmanın α 'sı 2'dir. Galaktik radyasyonun güç spektral yoğunluğu için $\alpha=2,7$ 'dir.

$1/f$ gürültüsünün gücü frekansla ters orantılıdır (K_1) Bir banddaki gürültü miktarını hesaplamak ilgilenilen frekans kademesinde K_1 'in integrali ile mümkündür. Sonuç şu şekilde dedir.

$$N_f = K_1 \ln\left(\frac{f_n}{f_1}\right) \approx K \ln\left(1 + \frac{\Delta f}{f_1}\right) \approx K \frac{\Delta f}{f_1} \quad (4-2-4-1)$$

f_n ve f_1 sembolleri bahsettiğimiz bandın üst ve alt frekans sınırlarıdır.

Gürültü gerilimine tekabül eden karesel ortalama değer

$$E_r^2 = K \ln\left(\frac{f_n}{f_1}\right) = K \ln\left(1 + \frac{\Delta f}{f_1}\right) \approx K \frac{\Delta f}{f_1} \quad (4-2-4-2)$$

Band 1 Hz genişliğinde olduğu zaman, $f_n = f_1 + 1$ dir. O zaman (4-2-4-2) şu şekilde yazılabilir.

$$S(f) = \frac{K}{f} \quad [V^2 / \text{Hz}] \quad (4-2-4-3)$$

Bu $1/f$ gürültüsünün spektral yoğunluğudur.

$1/f$ gürültü gücü frekans düşerken sürekli olarak arttığı için biz şu soruyu sorabiliriz. Neden dc'de gürültü sonsuz değildir. Teorik olarak 0 frekans veya dc'de 1Hz band genişlikli gürültü gerilimi sonsuz olmalıdır. Toplam gürültüyü uygulamaların çoğunda kontrol edilebilir yapacak pratik yaklaşımlar

vardır. Dekad başına düşen gürültü sabittir. Fakat 0,1'den 1 Hz'e kadar olan dekad 1'den 10 Hz'e kadar olan dekaddan band genişliği olarak daha dardır. Fakat dc kuvvetlendiricilerde $1/f$ gürültüsünü düşündüğümüz zaman, kuvvetlendiricinin açık tu tulduğu zamanın uzunluğu ile bağımlı olarak frekans cevabının bir alt limiti vardır. Bu alt kesim frekansı cihazın açık kal ma süresinden uzun periyoda sahip frekans bileşenlerini zayıf latır yok eder.

Bir numerik örnekle bu olayı daha iyi anlamaya çalışalım üst kesim frekansı 1000 Hz olan bir kuvvetlendirici düşünelim Farz edelimki kuvvetlendirici bir gün açık tutulmuş olsun 1 gün yaklaşık 10^{-3} Hz'e tekabül eder. Bu durumda kuvvetlendiricinin band genişliği 8 dc kaddır. Kuvvetlendirici 100 gün açık durursa 2 dekad daha eklenecektir. Bir başka deyişle toplam gürültü bir günlük gürültünün $\sqrt{2}$ katına çıkar. Görüldüğü gibi hertz başına gürültü sonsuz olabilir ama toplam gürültü son-sonludur.

Bir gerçeği hatırlatmak gerekirse ölçme zamanının artması ile $1/f$ gürültüsü ile sınırlı dc kuvvetlendiricinin hassas bir şekilde ölçmeleri mümkün değildir. Bunun tersine beyaz gürültü ölçülürken hassaslık ölçme zamanının kareköküyle orantılı olarak artar.

4-2-5 Beyaz Gürültü

Bazı gürültü kaynakları, 10^{13} Hz (mor-ötesi) 'e kadar olan frekans bölgesi için uniform gürültü dağılımına sahiptir. 10^{13} den sonra spektrum quantum teorisinin tahmin ettiği şekilde düşer. Bu gürültüye beyaz ışığa analogi olmak üzere «beyaz gürültü» denir. En önemli örnekleri, bir dirençteki ısı gürültü, tüpler ve transistörlerdeki tanecik gürültüsüdür, ki bunlar aynı zamanda Gaussian dağılımına sahip oldukları için «Gauss Beyaz Gürültüsü» adı verilir.

Şayet N_0 , sadece pozitif frekanslar olmak üzere Hz başına güç ise, hem negatif hemde pozitif frekanslar için spektral güç yoğunluğu $N_0/2$ dir.

Beyaz gürültü işaretinin toplam ortalama gücü

$$P_{av} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S_0}{2} dw \rightarrow \infty \quad \text{ve hiç bir pratik devre}$$

tarafından gerçekleştirilemez. Haberleşme devreleri sınırlı bir banda sahip olduklarından, beyaz gürültünün belirlenmiş band genişliğindeki filitreden geçişinin sonuçlarını mütalaa etmek pratik açıdan uygun olacaktır. Bu halde, filitrenin çıkışındaki gürültüye bandı sınırlı beyaz gürültü yada renklendirilmiş gürültü denir.

Bandı Sınırlı Beyaz Gürültü

Beyaz gürültü $\pm B$ Hz band genişliğine sahip ideal bir al-

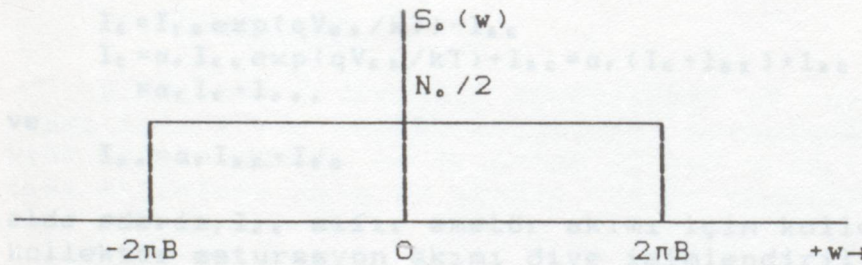
çak geçiren filtreden geçilirse , çıkış gürültüsü filtrenin $H(w)$ transfer fonksiyonu yardımıyla elde edilebilir: Daha önce mütalaa edildiği gibi,

$$\frac{S_o(w)}{S_i(w)} = |H(w)|^2 \quad (4-2-5-1)$$

yazılabilir. Burada, $S_o(w)$ ve $S_i(w)$, sırasıyla çıkış ve giriş spektral güç yoğunluklarıdır. $|H(w)|=1$ olarak,

$$P_{a.v} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_o(w) dw = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi B}^{2\pi B} \frac{N_o}{2} dw = N_o \cdot B \cdot W \quad (4-2-5-2)$$

elde ederiz.



Şekil 4-5 Bandı sınırlı beyaz gürültünün spektral güç yoğunluğu

4-3 Transistörde Isıl ve Tanecik gürültüsü

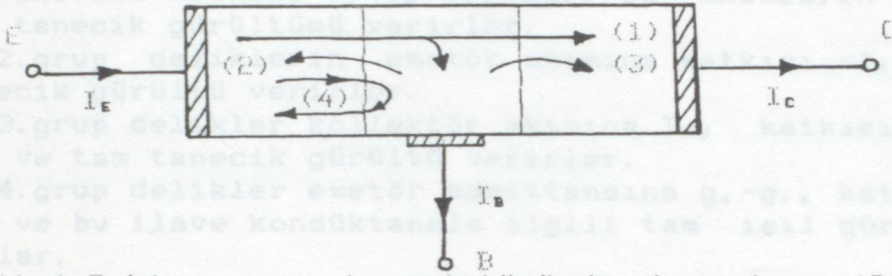
Metal yarı iletken diodlarda «tanecik» gürültüsü hesabına benzer bir yol takip ederek transistörlerde ısı ve tanecik gürültüsünü bularak , gürültü kaynaklarının da içeren küçük sinyal eşdeğer devresini elde edelim. Tam bir model kurmak, oldukça kompleks olduğundan, basit olsun diye , bir pnp transistöründe , bütün akımın pratik olarak delikler tarafından taşındığını var sayıyoruz. Buna göre akımı oluşturan delikleri dört sınıfta toplayabiliriz:

(1) Emetör tarafından baz bölgesine enjekte edilen ve bir kısmı kollektör tarafından toplanan delikler. Bu deliklerin emetör akımına katkısı $I_{E\beta} \exp(qV_{EB}/kT)$, kollektör akımına katkısı $\alpha_r I_{E\beta} \exp(qV_{EB}/kT)$ ve baz akımına katkısı $(1-\alpha_r) I_{E\beta} \exp(qV_{EB}/kT)$ dir. α_r faktörü, ileri akım kuvvetlendirme (forward current amplification) dir.

(2) Bazda meydana gelip emetör tarafından toplanan delikler. Bunlar bazdan emetöre $I_{B\beta}$ akımı akmasına neden olurlar.

(3) Bazda meydana gelip kollektör tarafından toplanan delikler. Bunlar bazdan kollektöre I_{Bc} akımı akmasına neden olurlar.

(4) Emetörden baza enjekte edilen delikler, fakat bu delikler toplanmadan yada rekombinasyona uğramadan tekrar emetöre dönerler. Emetör akımında a.c. bileşen olarak katkıda bulunurlar , ki hemen aşağıda göreceğiz.



Şekil 4-5 bir p.n.p. transistöründe akım akışı (Bütün akım pratik olarak delikler tarafından taşınır.)

Böylece toplam emetör ve kollektör d.c.akımları için,

$$I_E = I_{ES} \exp(qV_{EB}/kT) - I_{BE} \quad (4-3-1)$$

$$I_C = \alpha_f I_{ES} \exp(qV_{EB}/kT) + I_{BC} = \alpha_f (I_E + I_{BE}) + I_{BC} \\ = \alpha_f I_E + I_{C0}, \quad (4-3-2)$$

ve

$$I_{C0} = \alpha_f I_{BE} + I_{BC} \quad (4-3-3)$$

elde ederiz, I_{C0} sıfır emetör akımı için kollektör akımıdır ve kollektör saturasyon akımı diye isimlendirilir.

Alçak frekans emetör kondüktansı g_{e0} ,

$$g_{e0} = \left. \frac{\partial I_E}{\partial V_{EB}} \right|_{\partial V_{BC}=0} = \frac{q}{kT} I_{ES} \exp\left(\frac{qV_{EB}}{kT}\right) = \frac{q}{kT} (I_E + I_{BE}) \quad (4-3-4)$$

alçak frekans transfer kondüktansı g_{c0} , (genellikle g_e ile gösterilir.)

$$g_{c0} = \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{EB}} \right|_{\partial V_{BC}=0} = \frac{q}{kT} \alpha_f I_{ES} \exp\left(\frac{qV_{EB}}{kT}\right) = \alpha_f g_{e0} \quad (4-3-5)$$

ve alçak frekans akım kuvvetlendirme faktörü, α_0 .

$$\alpha_0 = \frac{\partial I_C}{\partial I_E} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{EB}} \div \frac{\partial I_E}{\partial V_{EB}} = \frac{g_{c0}}{g_{e0}} = \alpha_f \quad (4-3-6)$$

olarak tanımlanabilirler.

Yüksek frekanslarda 4.grup delikler, emetör kondüktansına g_{e0} katkısını verirler. Ayrıca yüksek frekans bölgesinde emetör ve frekans dirençleri, admitans haline gelirler: $y_e = g_e + jb_e$, ve Y_c . (Difüzyon bir rastgele prosesdir; bir emetör tarafından t anında verilen delikler gecikme zamanlarında bir

dağılıma sahip olarak kolektöre varırlar)

Şimdi yukarıda saydığımız gruplardaki deliklerin transistörün gürültüsüne katkısını tartışalım:

1. 1.grup deliklerin emetör akımına katkısı $I_E + I_{B,E}$ ve kollektör akımına katkısı $\alpha_r (I_E + I_{B,E})$ dır. Bu akımların her ikisinde tam tanecik gürültüsü verirler.
2. 2.grup deliklerin emetör akımına katkısı $-I_{B,E}$ dir ve tam tanecik gürültü verirler.
3. 3.grup delikler kollektör akımına $I_{B,C}$ katkısında bulunurlar ve tam tanecik gürültü verirler.
4. 4.grup delikler emetör admittansına $g_e - g_o$ katkısını yaparlar ve bu ilave kondüktansla ilgili tam ısı gürültü oluşturmurlar.

Netice olarak, bir f frekansı civarındaki Δf artım bandı için $(2S_{i^*, i_e}(f)\Delta f)$

$$E[i^*, i_e] = 2q(I_E + 2I_{B,E})\Delta f + 4kT(g_e - g_o)\Delta f \quad (4-3-7)$$

$$E[i^*, i_c] = 2qI_{B,C}\Delta f$$

Şimdi bir f frekansı civarındaki Δf incremental frekans bandı için i^*, i_e çapraz ilişkisini hesaplamalıyız. Alçak frekans bölgesinde I_E ve I_C ortak olarak $\alpha_r (I_E + I_{B,E})$ terimini ihtiva ettikleri için, bu akımla ilgili tanecik gürültü için,

$$2\left(\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E[i^*, i_e]}{T}\right) = 2q\alpha_r (I_E + 2I_{B,E})\Delta f = 2kTg_{e..}\Delta f \quad (4-3-8)$$

alabiliriz. Burada transistör boyunca akımın taşınma süresini ihmal ediyoruz.

Yüksek frekanslarda difüzyonun bir rastgele proses olduğu hesaba katılmalıdır, öyleki t anında kollektöre varan deliklerin gecikme süreleri rastgele bir dağılıma sahiptir. Yüksek frekans bölgesinde bir frekans civarındaki Δf artım bandı için,

$$2\left(\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E[i^*, i_e]}{T}\right) = 2kTY_{e..}\Delta f = \alpha 2kTY_{e..}\Delta f \quad (4-3-9)$$

olarak verilebilir. α parametresi, $\alpha = Y_{e..}/Y_e = \alpha_o / (1 + jf/f_c)$ yüksek frekans akım kuvvetlendirme faktörü olarak isimlendirilir. f_c transistörün alfa kesim frekansıdır.

Yüksek enjeksiyon seviyelerinde taşıyıcıların engeli geçmeleri artık bir seri bağımsız rastgele hadise olarak ele alınamaz.

Gürültü, yüksek seviyede enjeksiyon etkilerini hesaba alacak şekilde geliştirilmiş kollektif metodla hesaplanmalıdır.

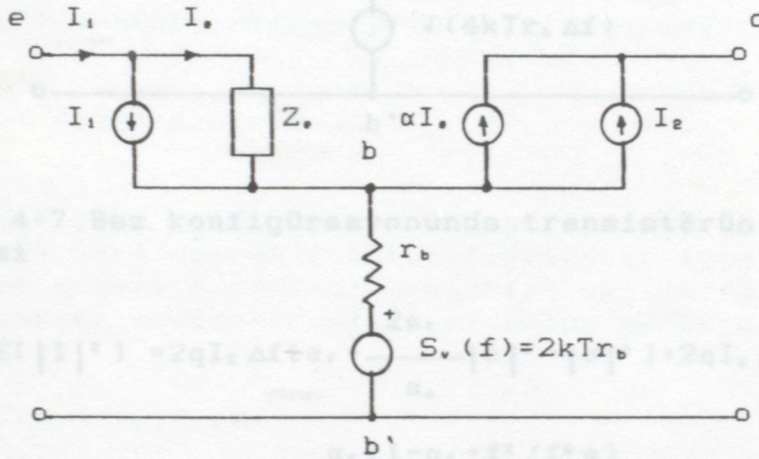
Silisyum transistörlerde $I_{B,E}$ ve $I_{B,C}$ ihmal edilebilecek kadar küçüktür. (4-3-7) denklemlerinde gerekli geliştirmeyi yaparsak, transistör gürültü akımları için,

$$E[i^2,] = 2qI_E \Delta f + 4kT(g_{\bullet} - g_{\bullet\bullet}) \Delta f \quad (4-3-10)$$

$$E[i^2_e] = 2qI_e \Delta f \quad (4-3-11)$$

$$E[i^*, i_2] = 2kTY_{e\bullet} \Delta f = \alpha 2kTY_{\bullet} \Delta f \quad (4-3-12)$$

elde ederiz. Yukarıdaki gürültü kaynaklarından başka kontakların ve gövde bölgesinin direncinin ısı gürültüsünü hesaba katmalıyız. En önemli ısı gürültü kaynağı dar baz bölgesinde oluşan ısı gürültü kaynağıdır. Baz konfigürasyonunda transistörün gürültü eşdeğeri (Şekil 4-6)'da verilmiştir.



Şekil 4-6 Baz konfigürasyonunda transistörün gürültü eşdeğer devresi

4-3-1 Transistörlerin Alternatif Eşdeğer Devreleri

Şimdi baz ve emetör konfigürasyonu için çok faydalı iki eşdeğer devre üzerinde duracağız. İlk olarak baz konfigürasyonunu ele alalım: Bu konfigürasyonda (Şekil 4-7) tanecik gürültü e emf'li Z_0 ye seri bir kaynak ve kollektöre bağlı i akım kaynağıyla temsil edeceğiz. Şekil (4-6) ve (4-7) deki devreleri açık emetör için karşılaştırarak e ve i için aşağıdaki eşitlikleri yazabiliriz: (Bir f civarında Δf için)

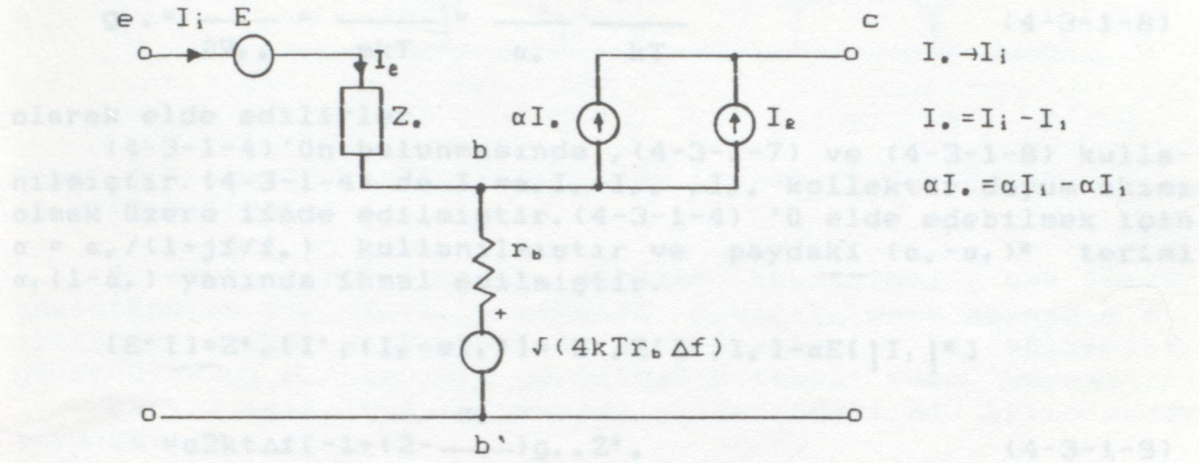
$$e = i Z_0, \quad i = i_2 - \alpha i_1 \quad (4-3-1-1)$$

(4-2-3-12) - 14 denklemlerini (4-2-3-15)'de yerine koyarsak

$$E[e^2] = E[i^2] |Z_0|^2 = [2qI_E \Delta f + 4kT(g_{\bullet} - g_{\bullet\bullet}) \Delta f] \quad (4-3-1-2)$$

$$E[|i|^2] = E[(i_2 - \alpha i_1)(i_2^* - \alpha^* i_1^*)]$$

$$= E[|i_2|^2 + |\alpha|^2 - 2\text{Re}(\alpha E[i_1, i_2^*])]$$



Şekil 4-7 Baz konfigürasyonunda transistörün gürültü eşdeğer devresi

$$E[|I|^2] = 2qI_E \Delta f \left\{ \alpha_r - \frac{2\alpha_r}{\alpha_o} |\alpha|^2 + |\alpha|^2 \right\} + 2qI_{c0} \Delta f \quad (4-3-1-3)$$

$$= 2qI_E \Delta f \frac{\alpha_r [1 - \alpha_r + f^2 / f^2 \alpha]}{1 + f^2 / f^2 \alpha} + 2qI_{c0} \Delta f \quad (4-3-1-4)$$

Yukarıda $\alpha_r = I_c / I_E$ dc akım kuvvetlendirmesini $\alpha_o = \partial I_c / \partial I_E$ alçak frekans akım kuvvetlendirmesinden farklı alındı. Bazen α_r akıma bağlıdır. Böyle hallerde α_o artık α_r ye eşit değildir I_{B_E} ve I_{B_C} ihmal edilirse, $I_c = \alpha_r I_E$ ve

$$\alpha_o = \partial I_c / \partial I_E = \alpha_r + \Delta I_E \frac{\partial \alpha_r}{\partial I_E} \quad (4-3-1-5)$$

ki burada kolektör doyma akımının I_{C0} gürültüsü ve dır. Genellikle α_r artan I_E ile artar, öyleki $\alpha_o > \alpha_r$ dir. Bunun için bir kaç neden vardır. En önemli nedenlerden biri emetör baz uzay yük bölgesindeki «recombination»dır. Recombination emetör akımına bir katkısı olmasına karşın, kolektör akımına hiç bir katkıda bulunamaz. Bu durumda, I_E , emetör akımıyla, baz bölgesine aşıl原因 deliklerin akımı $I_{E_s} \exp(qV_{E_s} / kT)$ birbirinden ayırt edilmelidir. Buna göre,

$$I_E = I_{E_s} \exp(qV_{E_s} / mkT), \quad I_c = \alpha'_r I'_{E_s} \exp(qV_{E_s} / kT) \quad (4-3-1-6)$$

olarak yazılabilir, burada $m V_{E_s}$ 'nin yavaş değişen fonksiyonu-
dur ve recombination tesirini hesaba alır. $\alpha_r = I_c / I_E$ ise

$$\alpha_o = \frac{\partial I_c}{\partial I_E} = \frac{\partial I_c}{\partial V_{EB}} \div \frac{\partial I_E}{\partial V_{EB}} = m \frac{I_c}{I_E} = m \alpha_r \quad (4-3-1-7)$$

$$g_{..} = \frac{\partial I_E}{\partial V_{EB}} = \frac{q I_E}{mkT} = \frac{\alpha_r}{\alpha_o} \frac{q I_E}{kT} \quad (4-3-1-8)$$

olarak elde edilirler.

(4-3-1-4)'ün bulunmasında , (4-3-1-7) ve (4-3-1-8) kullanılmıştır. (4-3-1-4) de $I_c = \alpha_r I_E + I_{c..}$, $I_{c..}$ kollektör doyum akımı olmak üzere ifade edilmiştir. (4-3-1-4) 'ü elde edebilmek için $\alpha = \alpha_o / (1 + jf/f_o)$ kullanılmıştır ve paydaki $(\alpha_o - \alpha_r)^2$ terimi $\alpha_r (1 - \alpha_r)$ yanında ihmal edilmiştir.

$$\begin{aligned} [E^* I] &= Z^* \cdot [I^* \cdot (I_E - \alpha I_c)] = Z^* \cdot E[I^* \cdot I_E] - \alpha E[|I_c|^2] \\ &= \alpha_o \cdot 2kT \Delta f [-1 + (2 - \frac{\alpha_o}{\alpha_r}) g_{..} Z^*] \end{aligned} \quad (4-3-1-9)$$

Bir çok hallerde basitleştirilmiş ifadeler kullanılır ilk anda $|Z_o|$ olarak , bütün frekanslar için yaklaşık alçak frekans değeri $R_{..} = kT/qI_E$ alınır ve $4kT(g_{..} - g_{..})\Delta f$ pratikte ilgilenilen frekanslar için nisbeten küçüktür. Böylece , $E[e_2]$ olarak

$$E[e_2] = 2kTR_{..} \Delta f \quad (4-3-1-10)$$

alınabilir. Daha ileri gidilerek, e ile i arasındaki korelasyon nisbeten küçük ve ekseriya sanaldır ve bu nedenle e ve i' yi bağımsız olarak almakla küçük bir hata yapılır:

$$E[E^* I] = 0 \quad (4-3-1-11)$$

dır. Son olarak , $(f/f_o)^2 \ll 1$ olduğu alçak frekanslarda, (4-3-1-4) aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$E[i^2] = 2qI_E \alpha_r (1 - \alpha_r) \Delta f + 2qI_{c..} \Delta f \quad (4-3-1-12)$$

ki burada kollektör doyma akımının tam tanecik gürültüsü ve partition gürültü terimi hesaba alınmıştır. Emetör akımının $\alpha_r I_E$ kısmının kollektöre ve $(1 - \alpha_r) I_E$ kalan parçasının baza ayrılmasıyla ilgili gürültü (partition) spektral yoğunluk fonksiyonu

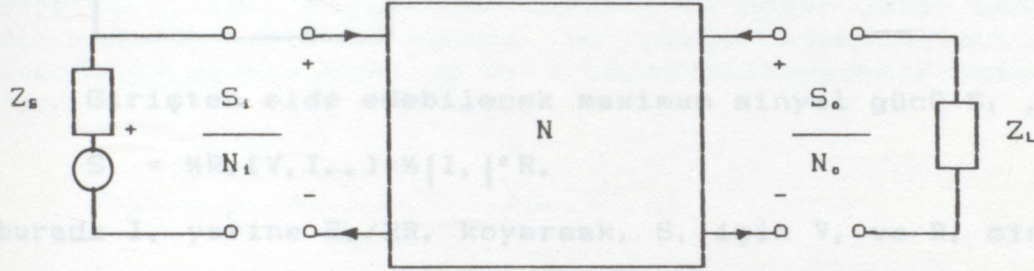
$$S_p(f) = 2qI_E \alpha_r (1 - \alpha_r) \quad (4-3-1-13)$$

dir.

Emetör konfigürasyonunda , şekil 4-8 deki eşdeğer devre sık sık kullanılmaktadır.

içinde çeşitli noktalarda sinyal gücünün gürültü gücüne oranı, genellikle performansın bir kriteri olarak kullanılır. Sistem performansının bu kriteri, belli bazı aktif sistemler (Amplifikatörler ve alıcılar) için yeterli değildir. Neticesi olarak, sistem performansını ölçen diğer kriterler kullanılması gerekli bulunmuştur.

En çok kullanılan kriter, gürültü faktörü (noise figure)' dir. Genellikle bir sistemin (ki bu bir amplifikatör yada alıcı olabilir) gürültülüğünü bir giriş kapısında diğer çıkış kapısında olmak üzere sinyal gürültü oranlarını ele alarak ölçer.



Şekil 4-9 Gürültülü iki kapılı

Eğer S_1/N_1 ve S_o/N_o , sırasıyla iki kapılının giriş ve çıkış kapıları için sinyal gücünün gürültü gücüne oranı ise, iki kapılının içinden geçen sinyale etkisi için bir ölçü, bu iki oranı karşılaştırarak elde edilebilir.

Genellikle gürültü faktörünü tanımında, «available power» tanıtılır. Pratikte, giriş empedansı ve kaynak empedansının F' in değerine etkir, buna karşın çıkış empedansı etkimez. Bu nedenle «available signal power» ve şayet kaynak direkt olarak girişe bağlanmışsa sinyal kaynağından «available power» kavramlarını kullanmak faydalı bulunmuştur. Buna göre F gürültü faktörü

$$F = \frac{(S_1/N_1)}{(S_o/N_o)} \quad (4-4-1)$$

olarak tanımlanır. Burada

S_1 = Elde edilebilecek en büyük giriş sinyal gücü ;

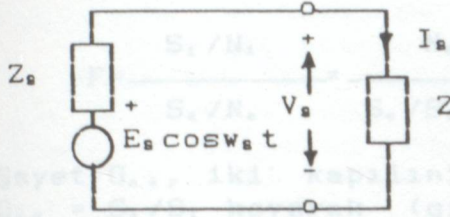
N_1 = Elde edilebilecek en büyük giriş gürültü gücü ;

S_o = Elde edilebilecek en büyük çıkış sinyal gücü ;

N_o = Elde edilebilecek en büyük çıkış gürültü gücü ;

Bu tanım, devrenin giriş empedansının sinyal kaynağının uydurulmuş olduğuna işaret eder, bu esnada yük empedansını devrenin çıkış empedansına uydurulmuş olabilir yada olmayabilir.

Mamafih, haberleşme sistemlerinin çoğunda, empedans uydurma her iki kapiya birden uygulanır, çünkü uydurma koşulları genellikle çeşitli nedenlerle kullanılır. Buna rağmen bazı özel hallerde, özel uygulamada, optimum koşulları elde etmek için, uydurulmuş empedanslar kullanmamak daha elverişli olabilir.



Şekil 4-10 Bir sinyal kaynağından elde edilebilecek en büyük güç

Girişten elde edebilecek maximum sinyal gücü S_i ,

$$S_i = \frac{1}{2} R_s [V_s I_s] = \frac{1}{2} |I_s|^2 R_s \quad (4-4-3)$$

burada I_s yerine $E_s / 2R_s$ koyarsak, S_i için V_s ve R_s cinsinden

$$S_i = \frac{|E_s|^2}{8R_s} \quad (4-4-2)$$

Girişteki maximum gürültü gücü (Z_s in $T_s = 290^\circ K$ de tutulduğu «gürültü faktörü» tanımında kabul edilmiştir.)

$$N_i = kT_s \Delta f \quad (4-4-3)$$

olarak bulunmuştur. O halde S_i / N_i oranı için,

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{|E_s|^2}{8kTR_s \Delta f} \quad (4-4-4)$$

elde ederiz, ve çıkış «available» yada «actual» (S_o / N_o) oranı için, şayet F 'yi biliyorsak,

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{|E_s|^2}{8kTR_s \Delta f} \cdot \frac{1}{F} \quad (4-4-5)$$

buluruz. Burada, F 'in belli bir frekansta $[F(f)]$ iki kapılıının gürültü faktörü olduğunu (Spot Noise Figure) ve $F \geq 1$ olduğuna işaret edilir. $\Delta f, f$ merkez frekansını haiz band geçiren ideal dar bandlı filtrenin band genişliğidir. Şayet filtre ideal değilse, gürültü band genişliğiyle çalışır:

$$\Delta f = \frac{1}{H^2} \int_0^\infty |H(f)|^2 df \quad (4-4-6)$$

Burada $H(f)$ filtrenin transfer karakteristiği ve $H_s = |H(f)|$

(f_0 , merkez frekansı)dır.

Mademki F (4-4-1) tanımı gereğince sistemce iki farklı noktada sinyal gücü/gürültü gücü oranını kullanır, bazen F için aşağıdaki alternatif ifadeyi kullanmak daha elverişli olur:

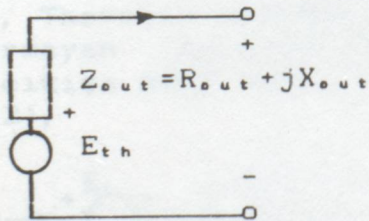
$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} = \frac{N_o}{S_o / S_i \times N_i} \quad (4-4-7)$$

Şayet G_{av} , iki kapılının «available power gain» ise, o halde $G_{av} = S_o / S_i$ koyarak (giriş ve çıkış empedansları «simultaneously» uydurulmuş) ve $N_i = kT_0 \Delta f$ kullanarak, F için (4-4-7) 'den

$$F = \frac{N_o / \Delta f}{G_{av} kT_0} = \frac{N_o}{N_{o, \dots}} = G_{av} kT_0 \Delta f \quad (4-4-8)$$

elde ederiz. (4-4-8)'i sözle ifade edelim : Bir iki-kapılı verilen bir frekansta gürültü faktörü (spot noise figure) 1- verilen frekansta birim band genişliği için çıkış kapısından elde edilebilecek en büyük toplam gücünün 2- Standart T_0 (290.K) sıcaklığındaki giriş sonlandırmasının 1-içindeki kat kısına oranı olarak tanımlanabilir. (4-4-8)'de G_{av} 'ı iki kapılının çıkış kapısının Thevenin eşdeğerini göz önüne alarak (4-11) aşağıdaki şekilde ifade edebiliriz:

$$G_{av} = \frac{S_o}{N_o} = \left| \frac{E_{th}}{E_s} \right|^2 \frac{R_s}{R_{out}} \quad (4-4-9)$$



Şekil 4-11 Bir iki kapılının çıkış kapısından Thevenin eş değer devresi

(4-4-9)'a göre, ideal iki kapılı (gürültüsüz) için $N_o = N_{o, \dots}$ olduğundan, $F=1$ dir.

$kT_0 = 4.10^{-21}W$ dır, ve F (dB) olarak ifade edilebilir, şöyleki $F_{dB} = 10 \log F$ dir.

Bir radar alıcısı için F 'in tipik değeri 10 civarındadır, tipik bir alçak gürültü mikrodalga amplifikatörü için 1,5 civarındadır.

(4-4-9)'da $N_o = N_s + N_{o, \dots}$ koyarak, ki burada N_s , f_0 frekansı civarındaki Δf incremental band genişliğinde iki-kapılının içindeki gürültü kaynaklarının çıkış kapısında oluştuğu available güctür,

$$F = 1 + N_e / N_o, \dots$$

yada,

$$F - 1 = N_e / N_o, \dots \quad (\text{excess gürültü faktörü}) \quad (4-4-10)$$

4-5 Lineer iki-Kapılıda Gürültünün Temsil Edilmesi

içinde güç kaynakları bulundurmeyen lineer bir iki-kapılı, şekil 4-9 'da verilen kapı akım ve gerilim polaritelerini referans alarak, 6 matrisden biriyle tanımlanabilir. İki kapılı karakterize eden bu matrisler; iki immittance matrisi $[Z]$ ve $[Y]$, iki hybrid matris $[H]$ ve $[G]$, ve iki transmisyon matrisi $[A]$ ve $[B]$.

Örneğin $[Z]$ matrisi bir çift denklemle tanımlanır:

$$V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 \quad (4-5-1)$$

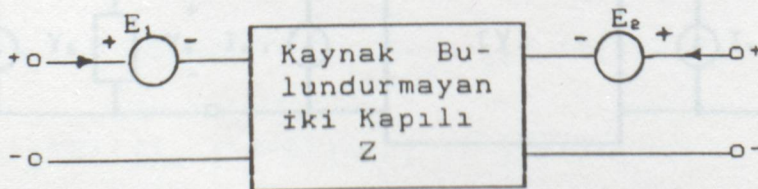
$$V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2$$

Eğer iki kapılı iç (gürültü) kaynak ihtiva ediyorsa, (4-5-1) aşağıdaki şekilde modifiye edilmelidir:

$$V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2 + E_1 \quad (4-5-2)$$

$$V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2 + E_2$$

(4-5-1) ve (4-5-2) 'deki determinate gerilim ve akım fonksiyonlarının frekans domenine transfer edildiğini varsayıyoruz, dolayısıyla V, I fonksiyonlar periyodik olmadığı zaman Fourier transformlarını; periyodik olduğu zaman kompleks genliklerini göstermektedir. Benzer biçimde E_1, E_2 de, sırasıyla $-e_1(t)$ ve $e_2(t)$ stasyonær gürültü akım fonksiyonlarının yerine göre Fourier transformu yada genliğinin istatistiksel ortalamasını temsil etmektedir. Z katsayıları da frekansın fonksiyonudur. Böylece, Thevenin teoremi yardımıyla iki-kapılı içinde kaynak bulundurmeyen (dolayısıyla gürültüsüz) devre ve biri girişe diğeri çıkışa seri bağılı iki kaynağa ayrılmış durumdadır. (Şekil 4-12),

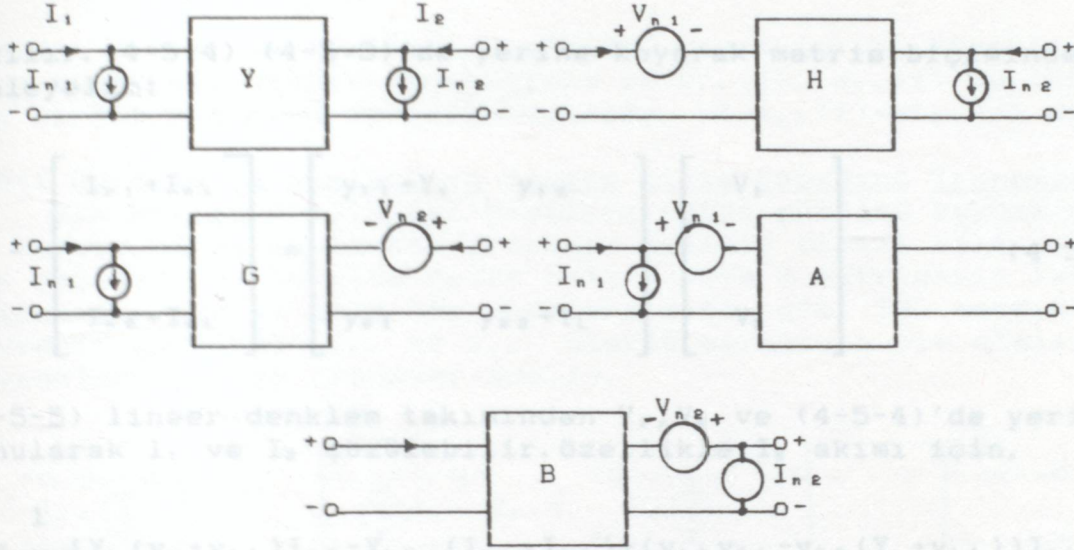


Şekil 4-12 iç kaynak bulunduran iki kapılı devrenin kaynaksız iki kapılı ve dış gerilim kaynakları olarak ayrılması

Netice olarak iki kapılı devrenin gürültüsü, biri girişe diğeri çıkışa seri bağıllık gerilim kaynağıyla tamamen temsil edilebiliyor. Burada şu notu kaydedelim: E_1 ve E_2 kaynakları bağımsız varsaymak için hiç bir neden yoktur, dolayısıyla herhangi

bir Δf bandında sadece E_1 ve E_2 'yi değil, kompleks korrelasyonda (E_1, E_2^*) vermek gereklidir.

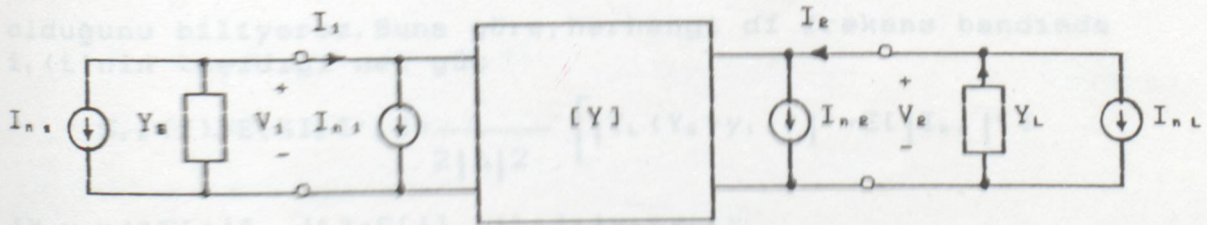
Benzer yöntemle, iki-kapılıyı karakterize eden diğer matrisler ile de devrenin iç kaynaklarını kapılarda dış kaynaklarla temsil edebiliriz. (Şekil 4-13)



Şekil 4-13 İki kapılı iç kaynaklarının kapılarda temsil edilmesi

Kullanılacak olan formun seçimi genellikle hesaplama için uygunluk mütalaasından sonra elde edilir.

Gürültülü bir iki-kapılının bu gösterimlerini kullanarak iki-kapılı herhangi iki-iki uçlu arasına bağlandığında çıkış büyüklükleri tayin edebiliriz. Şekil 4-14'de düzeni ele alalım, ki burada I_{n1} ve I_{n2} gürültü akım kaynakları ve Y matrisiyle belirtilmiş bir ikikapılı, sırasıyla I_{n1} ve I_{n2} gürültü kaynaklarıyla Y_s ve Y_L 'ye bağlansın. (Şekil 4-14)



Şekil 4-14 Gürültülü iki uçlu arasına bağlanmış gürültülü iki kapılı

iki kapılı için

$$I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2 + I_{n1} \quad (4-5-3)$$

$$I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2 + I_{n2}$$

şilde yazılabilir:

ve giriş çıkış sonlandırmaları için

$$-I_1 = Y_s V_1 + I_{n1}$$

$$-I_2 = Y_L V_2 + I_{n2}$$

(4-5-4)

yazılır. (4-5-4) (4-5-3)'de yerine koyarak matris biçiminde düzenleyelim:

$$- \begin{bmatrix} I_{n1} + I_{n1} \\ I_{n2} + I_{n2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} + Y_s & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} + Y_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4-5-5)$$

(4-5-5) lineer denklem takımından V_1, V_2 ve (4-5-4)'de yerine konularak I_1 ve I_2 çözülebilir. Özellikle I_2 akımı için,

$$I_2 = \frac{1}{\Delta} [Y_L (Y_s + y_{11}) I_{n2} - Y_L V (I_{n1} + I_{n1}) + (y_{12} y_{21} - y_{22} (Y_s + y_{11})) I_{n1}] \quad (4-5-6)$$

buluruz, burada Δ devre determinantı olup, (4-5-5) den

$$\Delta = (y_{11} + Y_s)(y_{22} + Y_L) - y_{12} y_{21} \quad (4-5-7)$$

dir. Şekil-4-13e için

(4-5-6) ve (4-5-7) 'den, $i_2(t)$ akımının spektral güç yoğunluğu fonksiyonunu teşkil edebiliriz. Önceden, kompleks genliğiyle verilmiş bir stasyoner gürültü akımının negatif frekanslarında içeren spektral yoğunluğu çarpı Δf

$$S_i(f_n) df = E[|I(f_n)|^2] = \Delta f E[I(f_n) I^*(f_n)]$$

olduğunu biliyoruz. Buna göre, herhangi df frekans bandında $i_1(t)$ nin taşıdığı net güç

$$S_{i,2}(f) = E[|I_2|^2] = \frac{1}{2|\Delta|^2} \left[|Y_L (Y_s + y_{11})|^2 + E[|I_{n2}|^2] \right. \\ \left. + |Y_L y_{21}|^2 E[|I_{n1}|^2] + E[|I_{n1}|^2] + |y_{21} y_{12} - y_{22} (Y_s + y_{11})|^2 E[|I_{n1}|^2] + 2|Y_L|^2 \text{Re}\{Y_s^* (Y_s + y_{11}) [I_{n1} I_{n2}^*]\} \right] \quad (4-5-8)$$

Burada $E[|I_{n1}|^2] = E[|I_{n1}|^2] = E[|I_{n1}|^2] = E[|I_{n1}|^2] = E[|I_{n1}|^2] = 0$ dir, çünkü bu kaynak bağımsız varsayıldı. (4-5-8)'i güç spektral yoğunlukları cinsinden yazarak, yük cinsinden akan gürültü akımının spektral yoğunluğunu devrenin admitans matrisi yük ve kaynak terimleri cinsinden elde ederiz. Buna $[Y]$ matrisiyle verilmiş iki kapının gürültü matrisi aşağıdaki şe-

kilde yazılabilir:

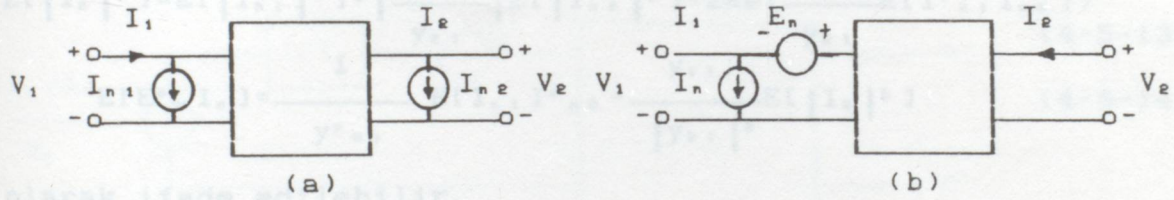
$$\begin{bmatrix} S_{11}(f) & S_{12}(f) \\ S_{21}(f) & S_{22}(f) \end{bmatrix}$$

Y matrisiyle verilmiş bir iki kapılı gürültü matrisi

Burada $S_{11}(f)$ ve $S_{22}(f)$ I_n gürültü kaynaklarını karakterize eden spektral yoğunluk fonksiyonu ve $S_{12}(f)$, $S_{21}(f)$ bu ikisinin karşıt yoğunluk fonksiyonudurlar, ki $S_{12}(f) = S_{21}^*(f)$ dir.

4-5-1 Gürültü Kaynaklarının Sadece Giriş Kapısına Transformasyonu

Sık sık, gürültülü iki-kapılıyı, bütün gürültü kaynaklarını sadece giriş kapısında transfer edilmiş olması hali kolaylık sağlar, bu durumda devre hala Y veya Z matrisiyle temsil edilebilir. Şekil 4-14 'de gösterildiği gibi [Y] matrisi ve devrenin gürültüsü I_{n1} ve I_{n2} olarak sırasıyla ele alalım ve kaynakları girişe transfer edelim.



Şekil 4-15 [Y] matrisi ve I_{n1} , I_{n2} kaynaklarıyla temsil edilmiş gürültülü iki kapılın (b)'deki gibi temsil edilmesi

Şekil-4-15a için

$$I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2 + I_{n1} \quad (4-5-9)$$

$$I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2 + I_{n2}$$

yazarak bunları şekil 4-15b'deki için yazılanlarla karşılaştıralım:

$$I_1 = y_{11} (V_1 = E_n) = y_{12} V_2 = I_n \quad (4-5-10)$$

$$I_2 = y_{21} (V_1 = E_n) + y_{22} V_2$$

(4-5-9) ve (4-5-10)'dan

$$I_{n2} = y_{21} E_n$$

$$I_{n1} = I_n + y_{11} E_n$$

ve buradan

$$E_n = I_{n2} / y_{21}, \quad I_n = I_{n1} - (y_{11} / y_{21}) I_{n2} \quad (4-5-11)$$

olarak bulunur. E_n ve I_n nın bir Δf bandında taşıdıkları net

güç

$$E[E_n E_n^*] = \frac{1}{|y_{e1}|^2} E[I_{n2} I_{n2}^*] \quad (4-5-12)$$

veya

$$E[|E_n|^2] = \frac{1}{|y_{e1}|^2} E[|I_{n2}|^2] \quad (4-5-12)$$

$$E[I_n I_n^*] = (I_{n1} - \frac{y_{11}}{y_{e1}} I_{n2}) (I_{n1}^* - \frac{y_{11}^*}{y_{e1}^*} I_{n2}^*) \quad (4-5-2-3)$$

veya

$$E[|I_n|^2] = E[|I_{n1}|^2] + \frac{y_{11}}{y_{e1}} E[|I_{n2}|^2] - 2\text{Re}(\frac{y_{11}}{y_{e1}} E[I_{n1}^* I_{n2}]) \quad (4-5-13)$$

$$E[E_n^* I_n] = \frac{1}{y_{e1}^*} E[I_{n1} I_{n2}^*] - \frac{y_{11}}{|y_{e1}|^2} E[|I_{n2}|^2] \quad (4-5-14)$$

olarak ifade edilebilir.

4-5-2 Gürültü Matrisinden Gürültü Faktörünü Tayin Etme

Bir kuvvetlendiricinin gürültü faktörü ifadesi (4-5-8)de ki çıkış gürültü akımı ifadesinden bulunabilir: Buna göre Δf de iki kapılı çıkışından Y_L ye aktarılan güç, (Y_L gürültüsünü hesaba katmayacağız.)

$$\begin{aligned} N_o &= \text{Re}[E[I_2 I_2^*] Z_L] \\ &= \frac{g_L}{2|\Delta|^2} \left[|Y_s + y_{11}|^2 E[|I_{n2}|^2] + |y_{e1}|^2 (E[|I_{n1}|^2] + E[|I_{n2}|^2]) \right. \\ &\quad \left. + 2\text{Re}(y_{e1}^* (Y_s + y_{11})) E[I_{n1}^* I_{n2}] \right] \quad (4-5-2-1) \end{aligned}$$

tır, ve bu toplam çıkış gürültü gücünde, kaynak gürültüsünün payı (4-5-2-1) den,

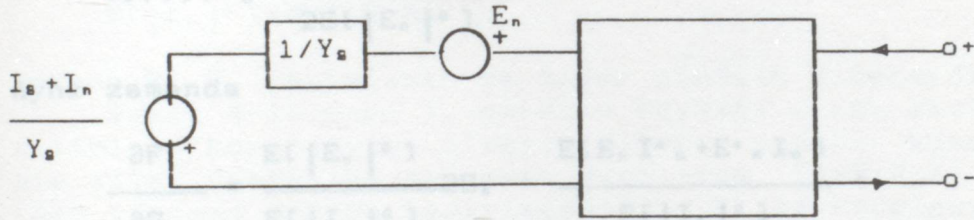
$$\frac{g_L}{2|\Delta|^2} [|y_{e1}|^2 E[|I_{n2}|^2]] = \frac{g_L}{|\Delta|^2} [|y_{e1}|^2 2kTg_{\Delta f}] \quad (4-5-2-2)$$

olarak bulunur. Bu nedenle gürültü faktörü F ,

$$F = \frac{N_o}{N_{o,s}}$$

$$\begin{aligned}
& |Y_s + y_{11}|^2 E[|I_{n2}|^2] + |y_{21}|^2 E[|I_{n1}|^2] \\
& + 2\text{Re}\{y_{21}^* (Y_s + y_{11}) E[I_{n1}^* I_{n2}]\} \\
= & 1 + \frac{|y_{21}|^2 4kT_0 g_s \Delta f}{E[|I_s|^2] + E[|I_n|^2]} \\
= & 1 + \frac{1}{(g_s^2 + b_s^2) 4kT_0 g_s \Delta f} \left[((g_s + g_{11})^2 + (b_s + b_{11})^2) E[|I_{n2}|^2] \right. \\
& + (g_s^2 + b_s^2) E[|I_{n1}|^2] + (g_{21} (g_s + g_{11}) \\
& + b_{21} (b_s + b_{11})) E[(I_{n1}^* I_{n2} + I_{n1} I_{n2}^*)] \\
& \left. - j(b_{21} (g_s + g_{11}) + g_{21} (b_s + b_{11})) (E[I_{n1}^* I_{n2}] - E[I_{n1} I_{n2}^*]) \right] \quad (4-5-2-3)
\end{aligned}$$

Şayet devre şekil 4-15b 'deki gibi devre bütün gürültü kaynakları giriş kapısında toplanacak şekilde düzenlenmiş ise Thevenin teoremi yardımıyla devre şekil 4-16 'daki tekrar düzenlenebilir.



Şekil 4-16 Devre ve kaynak gürültü kaynaklarının giriş kapısında toplanması

Bu durumda gürültü faktörü, gürültüsüz kuvvetlendiricinin giriş uçlarından elde edilebilecek en büyük toplam gürültü gücünün standart sıcaklıktaki kaynak direncinden elde edilebilecek gürültü gücüne oranından bulunabilir:

$$\begin{aligned}
F &= \frac{E\left[\left(\frac{I_s + I_n}{Y_s} - E_n\right)^2\right] - E\left[\left(\frac{I_s + I_n}{Y_s} - E_n\right)^*\right]}{E\left[\left(\frac{I_s}{Y_s}\right)\left(\frac{I_s}{Y_s}\right)^*\right]} \\
&= 1 + \frac{E[|I_n|^2]}{E[|I_s|^2]} + \frac{E[|E_n|^2]}{E[|I_s|^2]} |Y_s|^2 - \frac{2\text{Re}\{E[(E_n I_s^*) Y_s]\}}{E[|I_s|^2]} \quad (4-5-2-4)
\end{aligned}$$

(4-5-2-4) kaynak empedansına göre optimize edilebilir. Bunun için, (4-5-2-4) aşağıdaki biçimde yeniden düzenlenebilir:

$$F = \frac{E[|I_n|^2]}{E[|I_s|^2]} + \frac{E[|E_n|^2]}{E[|I_s|^2]} (G_s^2 + B_s^2) -$$

$$- \frac{E[E_n I_n^* + E_n^* I_n]}{E[|I_n|^2]} G_n - j \frac{E[E_n I_n^*] - E[E_n^* I_n]}{E[|I_n|^2]} B_n$$

Burada $Y_n = G_n + jB_n$ 'dir.

Optimize edebilmek için F 'in G_n 'e ve B_n 'e göre kısmi türevlerini sıfıra eşitlemek gerekir.

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial G_n} &= \frac{\partial F}{\partial B_n} = 0 \\ \frac{\partial F}{\partial B_n} &= \frac{E[|E_n|^2]}{E[|I_n|^2]} 2B_n - j \frac{E[E_n I_n^* - E_n^* I_n]}{E[|I_n|^2]} = 0 \text{ 'dan} \\ B_{n, opt} &= j \frac{E[E_n I_n^* - E_n^* I_n]}{2E[|E_n|^2]} = 0 \end{aligned} \quad (4-5-2-5)$$

Aynı zamanda

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial G_n} &= \frac{E[|E_n|^2]}{E[|I_n|^2]} 2G_n - \frac{E[E_n I_n^* + E_n^* I_n]}{E[|I_n|^2]} + \\ &= \frac{E[|I_n|^2] + E[|E_n|^2] (G_n^2 + B_n^2) - E[E_n I_n^* + E_n^* I_n] G_n - j E[E_n I_n^* - E_n^* I_n] B_n}{E[|I_n|^2]} \end{aligned}$$

$$\frac{\partial E[|I_n|^2]}{\partial G_n} = \frac{E[|I_n|^2]}{G_n}$$

ve mademki $E[|I_n|^2] = 4kT_n G_n \Delta f$ dir. O halde

dir. Ve

$$G_{n, opt} = \left[\frac{E[|I_n|^2]}{E[|E_n|^2]} + \frac{E[E_n I_n^* - E_n^* I_n]}{4(E[|E_n|^2])^2} \right]^{1/2} \quad (4-5-2-6)$$

elde ederiz, (4-5-2-5) ve (4-5-2-6)'yı (4-5-2-4)'de yerine koyarsak

$$F_{n, opt} = 1 + \frac{E[|I_n|^2]}{E[|I_n|^2]} + \frac{E[E_n I_n^* + E_n^* I_n]}{E[|I_n|^2]} \left[\frac{E[|I_n|^2]}{E[|E_n|^2]} + \frac{E[E_n I_n^* - E_n^* I_n]}{4E[|E_n|^2]^2} \right]^{1/2}$$

$$\frac{E[E_n I_n^* - E_n^* I_n]}{2E[|E_n|^2]E[|I_n|^2]} \quad (4-5-2-7)$$

4-6 iki Kapılınlının Gürültü Parametreleri Ve Gürültü Faktörü

Daha önce, gürültülü lineer bir iki kapılınlının iç gürültü kaynaklarının, kapılara çıkarılabileceğini ve giriş kapısında devre gürültüsünün bir gerilim ve akım kaynağıyla toplandığı eşdeğer devrenin, işleme en elverişli olanı olduğunu gördük. Dolayısıyla bu kaynakların tam spesifikasyonu, iç gürültü kaynaklarının kapı gerilim ve akımlarına katkısı probleminde, iç kaynakların spesifikasyonuna eş değerdir. Mademki gürültü faktörü hesabında sadece çıkış akım veya gerilim dalgalanmalarının karesel ortalamaları gerekiyor, ohalde kaynakları self ve karşıt spektral yoğunluk fonksiyonları belirlemek yeterlidir. (4-5-2-4'e bak) Buna göre, gürültü gerilim kaynağı dalgalanması (fluctuation) bir eş değer gürültü direnciyle ifade edilebilir, şöyleki:

$$E[|E_n|^2] = 4kT_e R_n \Delta f \quad (4-6-1)$$

Burada R_n, E_n kaynağının eş değer gürültü direncidir.

Şekil 4-16'daki I_n gürültü kaynağı akımı bir gürültü gerilimiyle korelasyonu olmayan diğeri tam bir korelasyona sahip olmak üzere iki bileşene ayrılırsa, (4-5-2-4) gürültü faktörü ifadesi dahada basitleşebilir. E_n 'le korelasyonu olmayan bileşene I_u dersek, bir f frekansında

$$E[E_n I_u^*] = 0 \quad (4-6-2)$$

$$(I_n - I_u) I_u^* = 0 \quad (4-6-3)$$

E_n le tam korelasyona sahip gürültü akım bileşeni, $I_n - I_u$, $Y_e E_n$ biçiminde yazılabilir, $Y_e = G_e + jB_e$ korelasyon admitansı adını alır, şu halde $E[E_n I_n^*]$ aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$E[E_n I_n^*] = E[E_n (I_n - I_u)^*] = Y_e^* E[|E_n|^2] \quad (4-6-4)$$

I_n gürültü kaynağının I_u bileşeni, bir G_u gürültü iletkenliği terimi cinsinden

$$E[|I_u|^2] = 4kT_e G_u \Delta f \quad (4-6-5)$$

olarak yazılabilir. Buna göre $E[|I_n|^2]$,

$$\begin{aligned} E[|I_n|^2] &= E[|I_n - I_u|^2] + E[|I_u|^2] \\ &= 4kT_e [|Y_e|^2 R_n + G_u] \Delta f \end{aligned} \quad (4-6-6)$$

dır. (4-6-1), (4-6-4), (4-6-5) (4-6-6) yı (4-5-2-4) de yerlerine koyalım:

$$F=1+\frac{1}{4kT_e G_s \Delta f} \{4kT_e \Delta f [|Y_r|^2 2R_n + G_u] + 4kT_e \Delta f R_n |Y_s|^2 - 4kT_e \Delta f R_n 2R_n) Y^* Y_s \}$$

$$F=1+\frac{1}{G_s} \{G_u + R_n [G_s^2 + B_s^2 + G_s^2 + B_s^2 - 2(G_r G_s + B_r B_s)]\}$$

$$F=1+\frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_r)^2 + (B_s - B_r)^2] \quad (4-6-7)$$

Böylece gürültü faktörü dört gürültü parametresinin (G_u , R_n , G_r ve B_r) fonksiyonudur. Bu parametreler, genellikle çalışma noktasının ve çalışma frekansının fonksiyonudurlar ve dış devreye (sonlandırmalara) bağlı değildir.

(4-6-7) de gürültü faktörü kaynak empedansına göre optimize edilir ve optimum kaynak empedansı değeri $G_{s,opt} + jB_{s,opt}$ iki kapılı gürültü parametreleri cinsinden bulunur. $G_{s,opt}$, $B_{s,opt}$ 'nin G_u , R_n , G_r , B_r cinsinden ifadesi, (4-6-1), (4-6-4) (4-6-6) ya (4-5-2-5) ve (4-5-2-6) de kullanarak da bulunabilir:

$$B_s = j \frac{j2ImE[(E_n I^*_{n'})]}{2E[|E_n|^2]} = +B_r \quad B_s = +B_r \quad (4-6-8)$$

$$G_{s,opt} = \left[\frac{4kT_e \Delta f (|Y_r|^2 R_n + G_u)}{4kT_e \Delta f R_n} - B_r^2 \right]^{1/2} \text{ den}$$

$$G_{s,opt} = \left[\frac{G_u + R_n G_r^2}{R_n} \right]^{1/2} \quad (4-6-9)$$

bulunur, ve gürültü faktörünün minimum değeri

$$F_{opt} = 1 + 2R_n (G_r + G_{s,opt}) \quad (4-6-10)$$

olarak elde edilir.

Gürültü faktörü F_{opt} , $G_{s,opt}$, $B_{s,opt}$ ve R_n cinsinden,

$$F = F_{opt} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_{s,opt})^2 + (B_s - B_{s,opt})^2] \quad (4-6-11)$$

olarak yazılabilir. (4-6-11), bir lineer iki kapılının her giriş sonlandırması için gürültü faktörünü verir. F_{opt} , $G_{s,opt}$, $B_{s,opt}$ ve R_n ölçme yoluyla elde edilir.

F_{opt} , $G_{s,opt}$, $B_{s,opt}$ ve R_n nin verilmiş değerlerinden, $E[|E_n|^2]$, $E[|I_n|^2]$ ve $E[E_n I_n^*]$ bulunabilir. Bunun için, önce

(4-6-8), (4-6-9) ve (4-6-10) dan Y_n ve G_n bulunur. Netice olarak, belli bir kaynak ve yükle bir lineer iki kapılının giriş yada çıkış uçlarındaki akım yada gerilimde istenen dalgalanmalar (fluctuations), iki-kapılı parametreleri ve $E[|E_n|^2]$ ve $E[|I_n|^2]$ cinsinden bulunabilir. Böylece iki-kapılı kapılarda dalgalanmalar bakımından tamamen $E[|E_n|^2]$, $E[|I_n|^2]$, $E[E_n I_n^*]$ yada alternatif olarak F_{opt} , G_{opt} , B_{opt} ve R_n cinsinden belirlenebilir.

4-7 Gürültü Band Genişliği

Gürültü band genişliği genelde kullanılan 3 dB band genişliği ile aynı değildir. Bunlardan biri işaret için band genişliği diğeri gürültü için band genişliğidir.

Bir kuvvetlendiricinin veya ayarlı devrenin band genişliği yarım güç noktaları arası frekans bölgesidir. Yarım güç noktaları frekans ekseninde merkez ve orta frekanstaki referansreferans değerlerine göre işaret iletişimi 3 dB kayba uğratılmış noktalardır. 3 dB'lik azalma güç seviyesindeki % 50'lik kayıba ve gerilim seviyesinde merkez frekans referans olarak %70,7'lik bir gerilim seviyesini gösterir.

Gürültü band genişliği Δf , gerçek frekans kazancı eğrisinin altında kalan alanı veren fakat frekansla sabit olan dikdörtgen şekilli güç kazancı eğrisinin genişliğidir. O halde gürültü band genişliği güç eğrisinin altında kalan alanın (Güç kazancının frekansa bağlı eğrisinin integrali) gerçek güç kazanç - frekans eğrisinin tepe değerine bölünmeleri ile bulunabilir. Bu anlattığımız şu şekilde ifade edilebilir.

$$\Delta f = \frac{1}{G} \int_0^{\infty} G(f) df \quad (4-7-1)$$

Burada

Δf = Hertz olarak gürültü band genişliği

$G(f)$ = Frekansın fonk'u olarak güç kazancı

G_0 = Güç kazancının tepe değeri

Güç kazancı devre geriliminin karesi ile doğru orantılı olduğundan dolayı eş değer gürültü band genişliği şu şekilde yazılabilir.

$$\Delta f = \frac{1}{A^2_{v0}} \int_0^{\infty} [A_v^2(f)] df \quad (4-7-2)$$

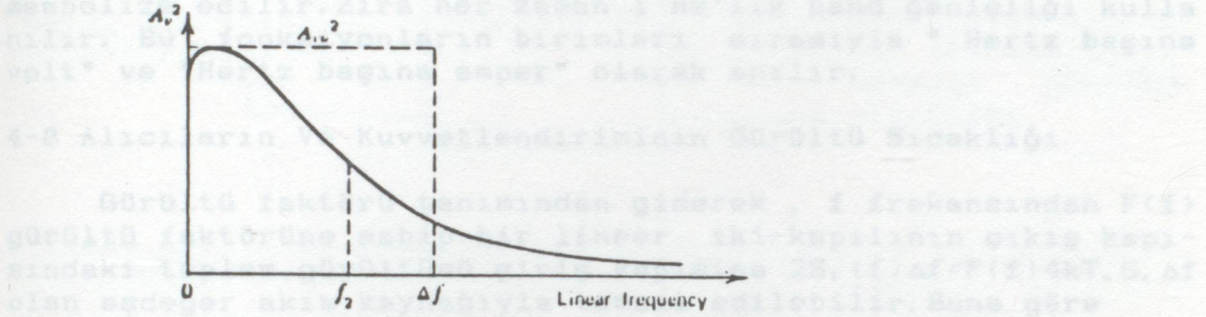
Burada

$A_v(f)$ = frekansın fonksiyonu olarak gerilim kazancı

A_v = orta bandın gerilim kazancı

(4-7-2) ifadesi daha kullanışlıdır.

Şekil 4-47 'de geniş bandlı bir kuvvetlendirici için tipik bir örnek verilmiştir. Kesik kesik çizilmiş dikdörtgenin altında kalan alanla $A_v^2(f)$ eğrisinin altında kalan alan birbirine eşittir.



Şekil 4-17 Gürültü band genişliğinin tanımlanması

Tekli R-C devresi için yüksek frekans cevabı şekil 4-17' de gösterildiği gibi hesaplanırsa, gerilim kazancı 6 db/oktave 'lık bir eğimle azalır ve Δf $n/2$ 'ye veya (1,571, ϵ) gerilim kazanç eğrisinin üst kesim frekansının 1,571 katına eşittir. İki R-C hatlı aynı kuvvetlendiricinin frekans cevabı incelenirse yüksek frekans gerilimi 12 dB/oktave 'lık bir eğimle düşer ve gürültü band genişliği kesim frekansı f_c nin 1,222 katıdır. Daha fazla ard arda bağlı R-C devresi kullanılırsa Δf gürültü band genişliği 3dB band genişliğine ulaşır.

Eğer kazanç eğrisi için matematiksel bir denklem bulunamıyorsa grafik metodla gürültü band genişliği hesaplanabilir. Milimetrik bir kağıda çizilen karesel gerilim kazancı frekans eğrisi altında kalan karelerin sayısı hesaplanıp yüksekliği karesel gerilim kazancının tepe değeri olan aynı kare sayısını veren dikdörtgen şekilli eğrinin yatay genişliği Δf 'i verecektir.

Spektral yoğunluk terimi band genişliğinde depo edilen gürültüyü tanımlamak için kullanılır. Biz biliyoruz ki gürültü bir çok frekans bileşeni içerir. Biz bunların nasıl dağıldığını öğrenmek istiyorsak birim band genişliği başına düşen ortalama karesel gürültüyü frekansa bağlı olarak çizmemiz gerekir. Isıl gürültü için spektral yoğunluk $S(f)$

$$S(f) = \frac{E^2}{\Delta f} = 4kTR \quad [V^2/Hz] \quad (4-7-3)$$

dir. Beyaz gürültü kaynaklarının f 'e bağlı $S(f)$ eğrisi basitçe düz yatay bir doğrudur.

Gürültü ölçülürken sık sık gürültünün etkin değeri ile çalışılır. Spektral yoğunluğun bir çeşiti olarak gürültü band genişliği Δf 'in karekökünü gürültünün etkin değerine bölerek

E

 $\sqrt{\Delta f}$ $[V/Hz^{1/2}]$

(4-7-4)

bulabiliriz. Bu matematiksel sonuç band genişliği 1 Hz olan gürültü geriliminin etkin değeri olarak yorumlanabilir. $E/\sqrt{\Delta f}$ ölçülebilen bir büyüklük olduğunda not edelim. Bu yoğunluk fonksiyonu sık sık $E/\sqrt{\sim}$ veya akım olma durumunda $I/\sqrt{\sim}$ olarak sembolize edilir. Zira her zaman 1 Hz'lik band genişliği kullanılır. Bu fonksiyonların birimleri sırasıyla "Hertz başına volt" ve "Hertz başına amper" olarak anılır.

4-8 Alıcıların Ve Kuvvetlendiricinin Gürültü Sıcaklığı

Gürültü faktörü tanımından giderek, f frekansından $F(f)$ gürültü faktörüne sahip bir lineer iki-kapılının çıkış kapısındaki toplam gürültüsü giriş kapısına $2S_1(f)\Delta f = F(f)4kT_0G\Delta f$ olan eşdeğer akım kaynağıyla temsil edilebilir. Buna göre

$$F(f)4kT_0G\Delta f = 4kT_0G\Delta f + [F(f) - 1]4kT_0G\Delta f \quad (4-8-1)$$

olarak yazılabilir, eşitliğin sağ tarafındaki birinci terim, T_0 sıcaklığındaki kaynak iç empedansının gürültüsünü ve ikinci terim iki-kapılının iç gürültüsünü temsil etmektedir. iki-kapılının iç gürültüsü için,

$$[F(f) - 1]4kT_0G\Delta f = 4kT_nG\Delta f$$

yazarak, lineer iki kapılının gürültü sıcaklığını

$$T_n = [F(f) - 1]T_0 \quad (4-8-2)$$

olarak tanımlanabilir.

Gürültü sıcaklığının avantajı gürültü sıcaklığının toplamsal olmasıdır. Şayet kaynak oda sıcaklığında değil, T_n eşdeğer gürültü sıcaklığında ise, o halde kaynak ve iki kapılının eşdeğer gürültü sıcaklığı

$$T_{eq} = T_n + T_0 \quad (4-8-3)$$

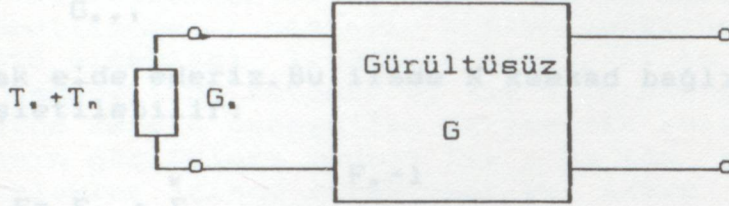
dır ve bütün gürültü kaynakları, G_0 'e paralel $2S_1(f)\Delta f = 4kT_{eq}G\Delta f$ olan bir kaynakla temsil edilebilir. Buna göre lineer iki-kapılının gürültü faktörü, F

$$F = 1 + \frac{T_n}{290^\circ K} \quad (4-8-4)$$

dır. Kaynak sıcaklığı $190^\circ K$ den farklı ise, gürültü faktörü, $F_{290^\circ K}$ cinsinden

$$F = 1 + (F_{290^\circ K} - 1) \frac{290^\circ K}{T_0} \quad (4-8-5)$$

Bu şekilde , lineer iki-kapılının gürültü davranışı T_n sıcaklığındaki girişteki kaynak iç direncinin gürültüsüyle temsil edilebilmektedir.

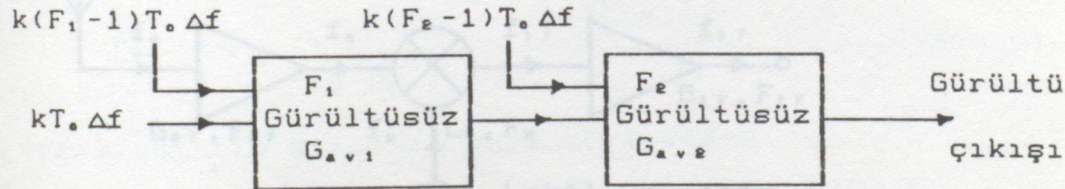


Şekil 4-18 Lineer bir iki kapılının eşdeğer gürültü sıcaklığı

4-9 Ard Arda Bağlanmış İki-Kapılıların Gürültü Faktörü (Friis Formülü)

İki veya daha fazla iki-kapılıları (kuvvetlendiriciler gibi) daha fazla kazanç vermeleri için kaskad bağladığımızda, sistemin toplam gürültü faktörü önemli olur.

«Available» güç kazancı G_{av} ve gürültü faktörü F olan; i -ki katın kaskad bağlanmasından oluşmuş bir kuvvetlendirici ele alalım, öyleki birbirinden bağımsız katların elde edilebilir en büyük kazançları ve gürültü faktörleri sırasıyla $G_{av1}, G_{av2}; F_1$ ve F_2 olsun.



Şekil 4-19 Kaskad bağlı iki lineer iki-kapılı

Geçen bölümde , bir lineer iki-kapılının iç gürültüsünün girişine $S_i(f) = 4k[F(f)-1]T_n \Delta f$ olan eş değer gürültü kaynağıyla temsil edilebileceğini gördük. Buna göre ,iki bloğun iç gürültülerini girişe transfer ederek ,gürültüsüz hale getirebiliriz ve ikinci bloğun çıkışındaki elde edilebilir toplam gürültü gücünü

$$\begin{aligned} N_o &= kT_n \Delta f G_{av1} G_{av2} + k(F_1 - 1)T_n \Delta f G_{av1} G_{av2} + k(F_2 - 1)T_n \Delta f G_{av2} \\ &= kF_1 T_n \Delta f G_{av1} G_{av2} + k(F_2 - 1)T_n \Delta f G_{av2} \end{aligned} \quad (4-9-1)$$

olarak yazabiliriz. Toplam iki kapılının gürültü faktörü

Verilen iki katın toplam available gürültü gücü

$$F = \frac{\text{Katları ideal olduğu haldeki toplam available gürültü gücü}}{\text{Verilen iki katın toplam available gürültü gücü}}$$

$$= \frac{F_1 k T_0 \Delta f G_{a v 1} G_{a v 2} + (F_2 - 1) k T_0 \Delta f G_{a v 2}}{k T_0 \Delta f G_{a v 1} G_{a v 2}}$$

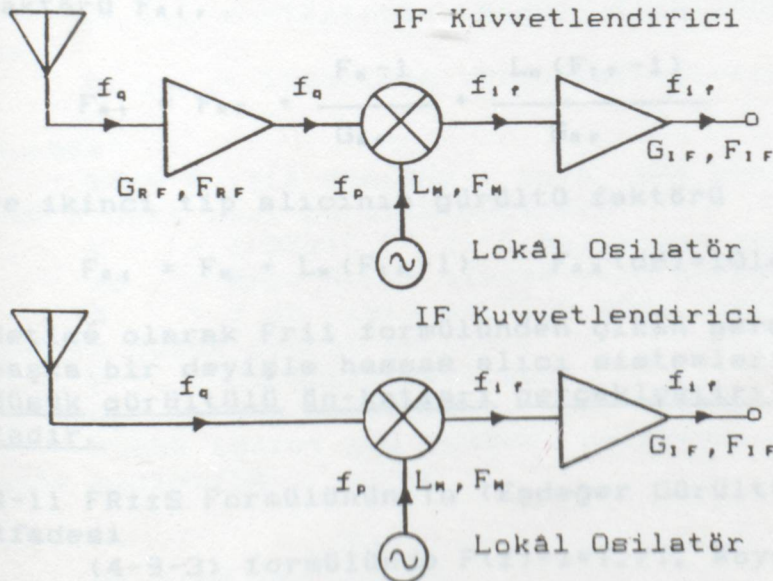
$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{a v 1}} \quad (4-9-2)$$

olarak elde ederiz. Bu ifade N kaskad bağlı iki kapılılar için genişletilebilir:

$$F = F_1 + \sum_{n=2}^N \frac{F_n - 1}{G_{a v 1} G_{a v 2} \dots G_{a v (n-1)}} \quad (4-9-3)$$

(4-9-3)'den, şayet birinci katın kazancı yeteri kadar büyükse, sistemin gürültü faktörüne hakim terim F_1 olduğunu, ve ikinci ve daha sonraki katların gürültü faktörlerinin katkılarının nisbeten küçük olduğu sonucu çıkarılabilir. Mamafih, eğer ilk kat düşük seviyede kazanca sahipse, ikinci katın gürültüsünün sistem gürültüsündeki payı ağırlık kazanır. Böyle bir durum ilk kat karıştırıcı olduğu zaman ortaya çıkar. (Şekil 4-20)

4-10 Mikrodalga Alıcı Ön katları Ve Duyarlılık



Şekil 4-20 iki tip Alıcı ön-kat (front-end) gerçekleştirilmesi
a- Karıştırıcı-IF kuvvetlendiricisi tarafından alçak gürültü RF kuvvetlendiricisi

b- Yüksek kazançlı düşük gürültülü IF kuvvetlendiricisinin taşıdığı düşük gürültülü karıştırıcı

Düşük gürültülü X-band (8.2-12.4 GHz) parametrik kuvvetlendirici ele alalım, bu iki kapılının gürültü sıcaklığı $T_{RF} = 100. K$ ($F_{RF} = 1.3$ dB, oran olarak 1.349) ve RF kazancı $G_{RF} = 15$ dB (oran olarak 31.6228) olsun. Bu önkuvvetlendiricinin $F_M = 8$ dB (oran olarak 6.3, gürültü sıcaklığı $T_M = 1500. K$) olan

bir karıştırıcı +IF kuvvetlendiricisiyle takip edebildiğini varsayarak , alıcı sistemin toplam olarak gürültü faktörü 1.82 dB (1.52) ve gürültü sıcaklığı 150.K bulunur. Sistemin gürültü faktörüne , IF katının payı %30 civarındadır.

Eğer alıcı sistem düşük gürültülü rezistif karıştırıcı ($L_M=2$ dB, $F_M=2$ dB, oran 1.5) ile alçak gürültülü yüksek kazançlı IF kuvvetlendiriciyle ($F_{IF}=1$ dB (1.2589), $G_{IF}=40$ dB (10000)) takibediliyorsa , sistemin toplam gürültüsü $F_R=3$ dB (1.9952), gürültü sıcaklığı $T_R=300$.K olur , ki bu bir evvelki sisteme göre sadece 1 dB kötüdür. Bu tip alıcının gürültüsü daha büyük olmasına karşın bahsedilen parametrik kuvvetlendiriciyi çalıştıranın güçlükleri nedeni ile , bu tip alıcı tercih edilir. Bu zorluklar içinde sirkülatör ve ilave bir yerel osilatör kullanma gereği sayılabilir, ki bu ilave sistemler alıcıyı daha karmaşık ve pahalı yapmaktadır.

Şekil 9-21 her iki tip alıcı içinde , ikinci katın gürültü faktörü parametre alındığına göre , alıcı sistem gürültü faktörünün birinci katın gürültü faktörüyle değişimini vermek tedir. $L_M=2$ dB, $G_{RF}=15$ dB alınmıştır. Şekil 9-21'deki eğrilerden hemen anlaşılan , alçak gürültülü karıştırıcılar kadar alçak gürültülü IF kuvvetlendiricilere de ihtiyaç vardır. Örneğin $F_I = 1$ dB olduğu halde , IF kuvvetlendirici gürültüsündeki 1 dB'lik kötüleşme aynen sistem gürültü faktörüne yansımaktadır

NOT: F_{R1} formülüne göre Şekil 9-20a 'daki sistemin gürültü faktörü F_{R1} ,

$$F_{R1} = F_{RF} + \frac{F_M - 1}{G_{RF}} + \frac{L_M (F_{IF} - 1)}{G_{RF}} \quad F_{R1} \text{ (dB)} = 10 \log(F_{R1})$$

ve ikinci tip alıcının gürültü faktörü

$$F_{R1} = F_M + L_M (F_{IF} - 1) \quad F_{R2} \text{ (dB)} = 10 \log(F_{R2})$$

Netice olarak F_{R1} formülünden çıkan gerçek , düşük gürültülü başka bir deyişle hassas alıcı sistemlerin gerçekleştirilmesi düşük gürültülü ön-katları gerçekleştirilmesiyle mümkün olmak tadır.

4-11 F_{R1} Formülünün T_n (Eşdeğer Gürültü Sıcaklığı) Cinsinden ifadesi

(4-9-3) formülünde $F(f)-1=T_n/T_0$ koyarak,

$$T_n = T_{n1} + \frac{T_{n2}}{G_{A1}} + \frac{T_{n3}}{G_{A1}G_{A2}} + \dots + \frac{T_{nn}}{G_{A1}G_{A2}\dots G_{An}}$$

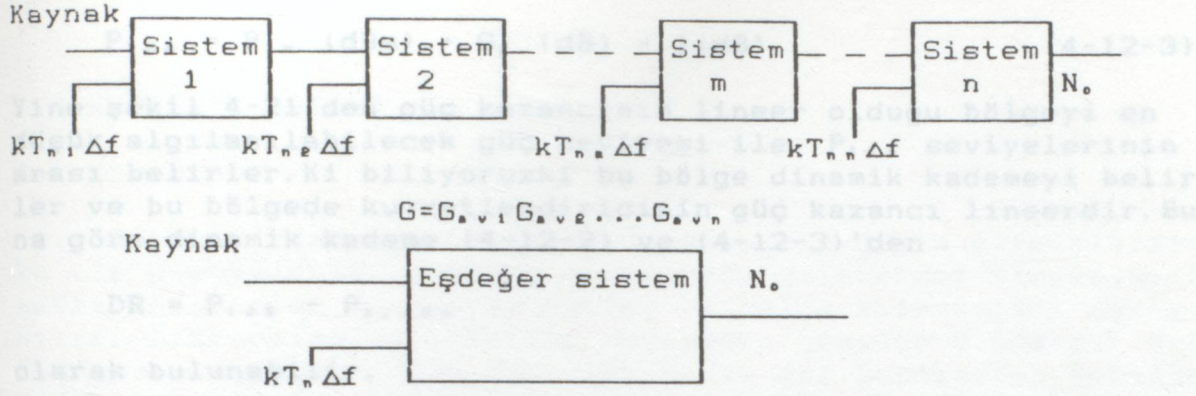
elde edilir, burada T_n n adet ard arda bağlı sistemin eşdeğer gürültü sıcaklığı ; $T_{n1}, T_{n2}, \dots, T_{nn}$ sırasıyla , 1., 2., ..., n. sistemin eşdeğer gürültü sıcaklığıdır.

G_{A1}

G_{A2}

G_{A3}

G_{An}



4-12 Algılanabilecek En Küçük Güç Seviyesi

Kuvvetlendirici (özellikle yüksek güçlü kuvvetlendirici) tasarımında en önemli kavramlardan biri dinamik kademedir. Dinamik kademe giriş gücü ile çıkış gücünün, doğrusal (lineer) olarak değiştiği kademedir. Düşük güç seviyesinde dinamik kademe, gürültü figürü ve en düşük algılanabilecek işaret $P_{s,d}$ ile sınırlanır. Yüksek güç seviyesinde ise 1dB bastırma noktası ile sınırlanır. Bu şekil 4-21'de gösterilmiştir.

Giriş ve çıkış algılanabilecek en düşük güçler gürültü gücüne bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{i,d} = kT\Delta f(\text{dBm}) + M(\text{dB}) + \Delta f(\text{dB}) + F(\text{dB}) \quad (4-12-1)$$

ve

$$P_{o,d} = kT\Delta f(\text{dBm}) + M(\text{dB}) + \Delta f(\text{dB}) + F(\text{dB}) + G_p \quad (4-12-2)$$

burada

$kT\Delta f = -114 \text{ dBm/MHz}$ (veya -174 dBm/Hz veya -84 dBm/GHz)
 300°K 'deki ısı gürültü gücüdür.

$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ Boltzmann sabitidir.

Δf = Mega Hertz olarak band genişliğidir.

$M = 3 \text{ dB}$, ısı gürültü gücü üzerindeki algılanabilecek en düşük işaret gücüdür.

F = Gürültü faktörüdür

G_p = Güç kazancıdır.

Küçük işaret güç kazancı aşağıdaki gibi tanımlanabileceğini biliyoruz.

$$G_p = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad [\text{dB}]$$

$$= P_{out}(\text{dBm}) - P_{in}(\text{dBm}) \quad [\text{dB}]$$

Buradan da

$$P_{out}(\text{dBm}) = P_{in}(\text{dBm}) + G_p(\text{dB})$$

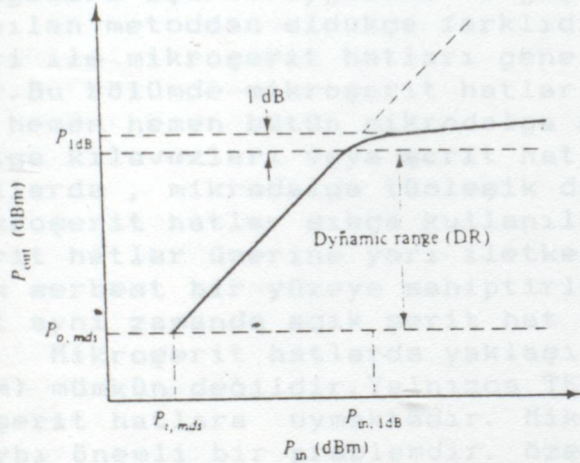
Şekil 4-21'den 1 dB bastırma noktasında çıkış gücü aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{1dB} = P_{1n} \text{ (dBm)} + G_p \text{ (dB)} - 1 \text{ (dB)}$$

$$(4-12-3)$$

Yine Şekil 4-21'den güç kazancının lineer olduğu bölgeyi en düşük algılanılabilecek güç seviyesi ile P_{1dB} seviyelerinin arası belirler. Ki biliyoruz ki bu bölge dinamik kademeyi belirler ve bu bölgede kuvvetlendiricinin güç kazancı lineerdir. Bu na göre dinamik kademe (4-12-2) ve (4-12-3)'den

$DR = P_{1dB} - P_{o,mds}$ olarak bulunabilir.



$P_{o,mds}$ = Algılanabilecek en düşük çıkış işaret gücü

P_{1dB} = Algılanabilecek en düşük giriş işaret gücü

Şekil 4-21 1 dB bastırma noktası ile dinamik kademelerin belirlenmesi

5-2 Mikrogerit Hatların Karakteristik Özellikleri

Mikrogerit hatları yaygın olarak yüksek hızlı iletişim sistemlerinde birbiriyle bağlantı kurmak için kullanılırlar. Zira bunlar birleştirilerek tek bir hatla kullanılabilir ve bu şekilde iletişim için gerek duyulan kabloları göstermektedir. Şekil 5-1'de çeşitli tipteki hatların kesit ve netrilleri gösterilmektedir.

5 MİKROŞERİT HATLAR

5-1 Giriş

Bütün mikrodalga tüpleri yüksek çıkış güçlü elemanlardır. Bu tip elemanlarla kurulmuş devrelerde geleneksel transmisyon hatlarından olan koaksiyel hatlar ve dalga kılavuzları kullanılır. Mikrodalga yarıiletken devreleri genelde 0.008 mm^2 'den 0.08 mm^2 'e kadar olan değerler kadar yer kaplayacak şekilde yarıiletken yonga (chip) şeklinde fabrikalarda üretilirler. Bu yongalara işaret uygulama ve güç alma metodu tüpler için kullanılan metoddan oldukça farklıdır. Mikrodalga tümleşik devreleri ile mikroşerit hatları genelde yongalarla birleştirilirler. Bu bölümde mikroşerit hatlarla ilgileneceğiz. 1965'den önce hemen hemen bütün mikrodalga aletlerinde koaksiyel kablo, dalga kılavuzları veya şerit hatlı devreler kullanılırdı. Son yıllarda, mikrodalga tümleşik devrelerinin ilerlemesi ile, mikroşerit hatlar sıkça kullanılmaya başlanmıştır. Zira mikroşerit hatlar üzerine yarı iletken elemanlar yerleştirilebilecek serbest bir yüzeye sahiptirler. Bu nedenle bir mikroşerit hat aynı zamanda açık şerit hat olarakta adlandırılabilir.

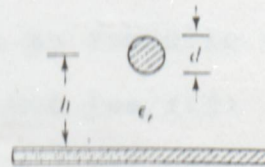
Mikroşerit hatlarda yaklaşık TEM modundan başka mod (çözüm) mümkün değildir. Yalnızca TEM teorisi yaklaşık olarak mikroşerit hatlara uymaktadır. Mikroşerit hatlardaki radyasyon kaybı önemli bir problemdir. Özellikle kısa devre yerlerinde, köşelerde v.d'da görülür. Bununla birlikte ince ve yüksek kaliteli dielektrik metaryeller kullanılarak açık şerit hattın ısrının kaybı dikkate değer ölçüde azaltılmıştır. Bir mikroşerit hat daha iyi iç bağlantı özellikleri ve kolay fabrikasyon gibi özellikleri ile bir üstünlük sağlar. Sonsuz uzun yer düzlemi üzerine oturtulmuş sonsuz uzun dielektrik tabana sahip mikroşerit hat için devre analizi bir çok araştırmacılar tarafından yapılmıştır. Mikroşerit hatların nümerik analizi çok büyük kapasiteli bilgisayarlara ihtiyaç gösterir. Halbuki mikroşerit hat problemleri genelde nümerik hesaplamalara ihtiyaç duyulmadan uygun dönüşümlerle çözülebilir.

5-2 Mikroşerit Hatların Karakteristik Empedansı

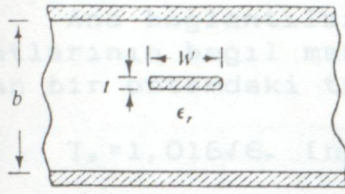
Mikroşerit hatlar sayısal bilgisayarlarda yüksek hızlı lojik devreleri birbirine bağlamakta sıkça kullanılırlar. Zira bunlar otomatikleştirilmiş tekniklerle üretilebilmekte ve işaret iletimi için gerek duyulan uniform yapıyı göstermektedirler. Şekil 5-1'de çeşitli tipteki iletim hattının kesit geometrileri gösterilmiştir.



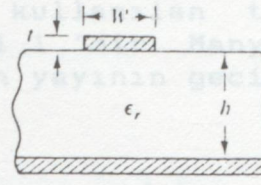
(a) Koaksiyel kablo



(b) Yer üstünde kablo



(c) Şerit hat



(d) Mikroşerit hat

Şekil 5-1 Çeşitli tipteki iletim hatlarının kesit geometrisi

Şekil 5-1d'den görülebilir ki mikroşerit hattın karakteristik empedansı şerit hattın yer düzlemine olan uzaklığının ve taban malzemesinin bağıl dielektrik sabitinin fonksiyonudur. Mikroşerit hattın karakteristik empedansının hesaplanmasının çeşitli yolları vardır. Alan eşitliği metodu bir kaç araştırmacı tarafından karakteristik empedansının kesin değerini hesaplamak için kullanılmıştır. Mahmafih, bunların kullanılımı büyük bilgisayarlara gereksinim duyar ve karmaşıktır. Bir diğer metotta kesin iyi bilinen bazı eşitliklerde bazı değişiklikler yapılarak karakteristik empedans eşitliği çıkarılmaktadır. Bu metod karşılaştırmalı veya dolaylı metod olarak adlandırılabilir. Burada en son bahsi geçen metodu kullanacağız. Şekil 5-1b' deki transmisyon hattı için verilen vede iyi bilinen karakteristik empedans eşitliği aşağıdaki gibidir.

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{4h}{d} \quad h \gg d \text{ için} \quad (5-2-1)$$

Burada

ϵ_r = ortamın bağıl dielektrik sabiti

h = telin merkezinden yer düzlemi arasındaki uzaklık

d = telin çapı

Eğer ortamın bağıl dielektrik sabiti ϵ_r 'nin etkin değeri ve mikroşerit hat için telin çapı d hesaplanabiliyorsa, mikroşerit hattın karakteristik empedansı hesaplanabilir.

5-2-1 Dielektrik Sabitinin Etkin Değeri ϵ_r .

Homojen dielektrik ortam için, birim uzunluk başına yayılım (propogasyon) gecikmesi

$$T_0 = \sqrt{\mu\epsilon} \quad (5-2-1-1)$$

burada

μ = Ortamın permeabilitesi

ϵ = Ortamın permitivitesi

dir. Serbest uzayda yayılım gecikmesi şu formülle verilir.

$$T_{0r} = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = 3,333 \text{ [ns/m]} = 1,016 \text{ [ns/ft]} \quad (5-2-1-2)$$

Burada

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ [H/m]} = 3,83 \times 10^{-7} \text{ [H/ft]}$$

$$\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ [F/m]} = 2,69 \times 10^{-12} \text{ [F/ft]}$$

Ana bağlantıları sağlamak için kullanılan transmisyon hatlarının bağıl manyetik geçirgenliği 1 'dir. Manyetik olmayan bir ortamdaki transmisyon hattının yayının gecikmesi

$$T_0 = 1,016 \sqrt{\epsilon_r} \text{ [ns/ft]} \quad (5-2-1-3)$$

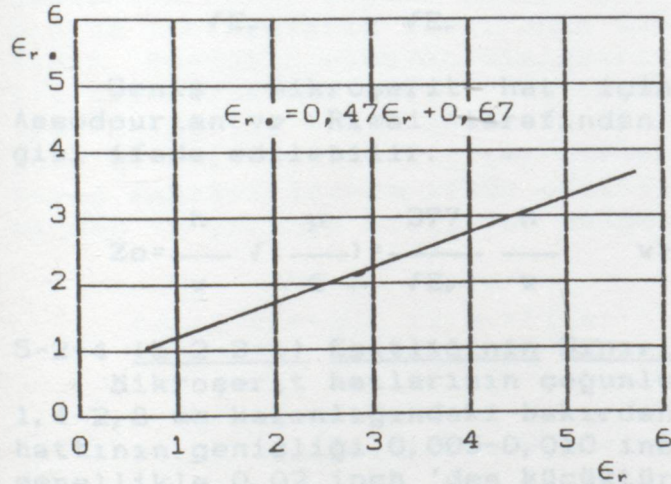
Mikroşerit hattın etkin bağıl dielektrik sabiti ile taban metaryelinin bağıl dielektrik sabiti birbirine bağlanabilir. Dr. Giacomo ve arkadaşları bir kaç farklı taban metaryelinin bağıl dielektrik sabitini ve yayının gecikmesini ölçerek mikroşerit hattın etkin bağıl dielektrik sabiti için ampirik eşitlik keşfetmişlerdir. Onun ampirik eşitliği, şekil 5-2'de gösterildiği gibi, aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\epsilon_{r,e} = 0,475\epsilon_r + 0,67 \quad (5-2-1-4)$$

Burada

ϵ_r = Taban malzemesinin bağıl dielektrik sabitidir.

$\epsilon_{r,e}$ = Mikroşerit hattın etkin bağıl dielektrik sabiti



Şekil 5-2 Mikroşerit hattın bağıl dielektrik sabitinin fonksiyonu olarak etkin dielektrik sabiti

5-2-2 Dikdörtgen iletkenlerin eşdeğer dairesel iletken dönüştürülmesi

Mikroşerit hattın enine kesiti dikdörtgendir. Fakat dikdörtgen iletkenin eşdeğer dairesel iletken dönüştürülmesi arzulanır. Springfield dönüşüm için ampirik bir eşitlik bulunmuştur. Onun bulduğu eşitlik şu şekildedir.

$$d = 0,67w (0,8 + t/w) \quad (5-2-2-1)$$

Burada

d = yerin üzerindeki telin çapı

w = mikroşerit hattingenişliği

t = mikroşerit hattın kalınlığı

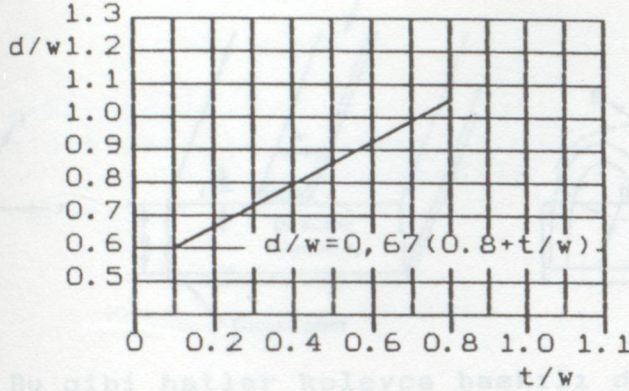
0,1 den 0,8 arasındaki kalınlık-Genişlik oranının limiti şekil 5-3 deki gibi gösterilebilir.

5-2-3 Karakteristik Empedans Eşitliği

Dielektrik sabiti için (5-2-1-4) ve (5-2-2-1) eşitliği

eşdeğer çap için (5-2-1)'de birleştirilirse şu sonuç bulunur.

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{(E_r + 1,41)}} \ln\left(\frac{5,98h}{0,8w+t}\right) \quad h < 0,8w \text{ için} \quad (5-2-3-1)$$



Şekil 5-3 Bir yer düzlemindeki dairesel ve dikdörtgen iletken arasındaki ilişki grafiği

(5-2-3-1) eşitliği dar mikroşerit hatların karakteristik empedansını verir. Yayının hızı ise

$$v = \frac{c}{\sqrt{E_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{E_r}} \text{ m/s} \quad (5-2-3-2)$$

Geniş mikroşerit hat için karakteristik empedans Assodourian ve Rimai tarafından çıkarılmıştır ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$Z_0 = \frac{h}{w} \sqrt{\left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)} = \frac{377}{\sqrt{E_r}} \frac{h}{w} \quad w \gg h \text{ için} \quad (5-2-3-3)$$

5-2-4 (5-2-3-1) Eşitliğinin Sınırları

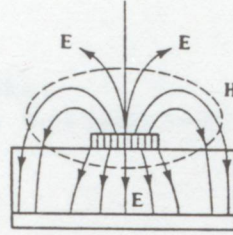
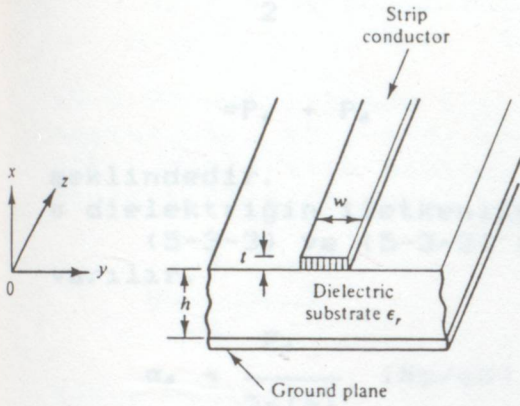
Mikroşerit hatlarının çoğunluğunun tabanı (yer düzlemi) 1,4-2,8 mm kalınlığındaki bakırdan yapılır. En dar transmisyon hattının genişliği 0,005-0,010 inch arasındadır. Hat genişliği genellikle 0,02 inch 'den küçüktür. Netice itibarı ile kalınlık-genişlik oranının 0,1 'den küçük olduğu durumlar genelde kullanılmaz. (5-2-2-1) eşitliğindeki doğru hat yaklaşımından kalınlık-genişlik oranını sınırlar. 0,1 ve 0,8 arasındaki karakteristik empedans değerleri oldukça hassastır.

İlgilenilen metaryellerin dielektrik sabitleri frekansla pek fazla değişmediğinden dolayı mikroşerit hattın dielektrik sabiti frekanstan bağımsız düşünülebilir. (5-2-3-1) eşitliğinin geçerliliği hattın genişliği w 'nin % 80 'inden büyük dielektrik yüksekliği h değerleri için şüphelidir. Mikroşerit hattın karakteristik empedansının tipik değerleri 50 Ω ile 150 Ω arasında değişir. Buna göre parametrelerin değerleri $E_r=5,23$, $t=2,8$ mils, $w=10$ mils ve $h=8$ mils'den $E_r=2,9$, $t=2,8$ mils, $w=10$ mils ve $h=67$ mils'e kadar değişir.

5-2 Mikroşerit Hatlarda Kayıplar

Mikroşerit transmisyon hatları iletken bir tabaka üzerine oturtulmuş biraz daha kalın bir dielektrik tabakayla onun üzerine ilâştirilmiş iletken şerit yollardan ibarettir.

Mikroşerit hatlar hem bilgisayar teknolojisinde hemde mikrodalga teknolojisinde genişçe kullanılır.



Şekil 5-4 Mikroşerit hattın diagramı

Bu gibi hatlar kolayca baskılı devre tekniğiyle üretilebildiğinden, bunlar şüphesiz ekonomik ve teknik değeri vardır.

Mikroşerit hattın karakteristik empedansı ve dalga yayılım hızı bir önceki bölümde incelenmişti. Mikroşerit hattın diğer bir karakteristiği de kayıptır. Mikroşerit hattın baskın çözümünün kayıp sabiti hattın geometrisine, dielektrik tabanın ve iletkenlerin elektronik özelliklerine ve frekansa bağlıdır. Magnetik olmayan dielektrik taban için baskın mikroşerit hat çözümünde iki tip kayıp vardır. Bunlar tabanın dielektrik kaybı ile ohmik şerit ve iletken yer düzlemindeki kayıplardır. Bu iki kaybın toplamı birim uzunluk başına kayıp olarak kayıp faktörü içinde ifade edilebilir. Transmisyon hattı teorisinden +z yönünde ilerliyen dalganın taşıdığı güç

$$P = \frac{1}{2} \text{Re} \{ V I^* \} = \frac{1}{2} (V \cdot e^{-\alpha z} I^* \cdot e^{-\alpha z})$$

$$P = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{Z_0} e^{-2\alpha z} = P_0 e^{-2\alpha z} \quad (5-3-1)$$

burada

$$P_0 = |V|^2 / 2Z_0 \text{ yani } z=0 \text{ 'daki güçtür.}$$

α kayıp sabitide aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\alpha = - \frac{dp/dz}{2p(z)} = \alpha_d + \alpha_c \quad (5-3-2)$$

Burada α_d dielektrik kayıp sabiti ve α_c ise iletkenin ohmik kayıp sabitidir. (5-3-2) eşitliğindeki z doğrultusundaki gücün gradyeni direnç içindeki birim uzunluk başına kayıp güç ve dielektrik içindeki birim uzunluk başına kayıp gücün terimi (toplam) olarak ifade edilebilir. Buda

$$- \frac{dp(z)}{dz} = - \frac{d}{dz} \left(\frac{1}{2} V I^* \right) = \frac{1}{2} \left(- \frac{dV}{dz} I^* + \frac{1}{2} \left(- \frac{dI^*}{dz} \right) V \right)$$

$$= \frac{1}{2} (RI) I^* + \frac{1}{2} \sigma V^* V = \frac{1}{2} |I|^2 R + \frac{1}{2} |V|^2 \sigma$$

$$= P_e + P_d \quad (5-3-3)$$

şeklinde dir.

σ dielektriğin iletkenliğidir.

(5-3-3) ve (5-3-2)'nin birleştirilmesi ile şu sonuca varılır.

$$\alpha_d \approx \frac{P_d}{2p(z)} \quad [\text{Np/cm}] \quad (5-3-4)$$

ve

$$\alpha_e \approx \frac{P_e}{2p(z)} \quad [\text{Np/cm}] \quad (5-3-5)$$

5-3-1 Dielektrik Kayıpları

Dielektriğin iletkenliği ihmal edilemeyeceği zaman dielektrik içindeki elektrik ve magnetik olanlar artık aynı fazda değildirler.

Dielektrik kayıp sabiti aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\alpha_d = \frac{\sigma}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad [\text{Np/cm}] \quad (5-3-6)$$

Burada σ dielektrik tabanın santimetre başına mho cinsinden iletkenliğidir. Dielektrik kayıp sabiti kayıp tanjantının terimi olarak gösterilebilir. Katıp tanjantı bildiğimiz gibi aşağıdaki gibidir.

$$\tan \theta = \frac{\sigma}{w\epsilon} \quad (5-3-7)$$

O halde dielektrik kayıp sabiti aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\alpha_d = \frac{w}{2} \sqrt{(\mu\epsilon)} \tan \theta \quad [\text{Np/cm}] \quad (5-3-8)$$

Mikroşerit hat magnetik olmayan dielektrik sistemi olduğundan dolayı, mikroşerit hattın üstündeki dielektrik tabaka havadır ve kayıpsızdır. Welch ve Pratt dielektrik taban için kayıp sabiti ifadesi çıkarmışlardır. Sonraları Purel ve arkadaşları Welch'in bulduğu eşitliği geliştirmişlerdir. Ve sonuç şu şekildedir.

$$\alpha_d = 4,34 \frac{q\sigma}{\sqrt{E_r}} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 1,634 \cdot 10^3 \frac{q\sigma}{\sqrt{E_r}} \quad [\text{dB/cm}] \quad (5-3-9)$$

(5-2-9) eşitliğinde $1Np$ yerine dönüşüm faktörü 8,686 dB konulmuştur. E_r (5-1-1-4) ifadesi ile verilen dielektrik tabanın etkin dielektrik sabitidir. q Wheeler tarafından tanımlanan dielektriğin doldurma oranıdır ve şu şekilde tanımlanmıştır.

$$q = \frac{E_r - 1}{E_r} \quad (5-3-10)$$

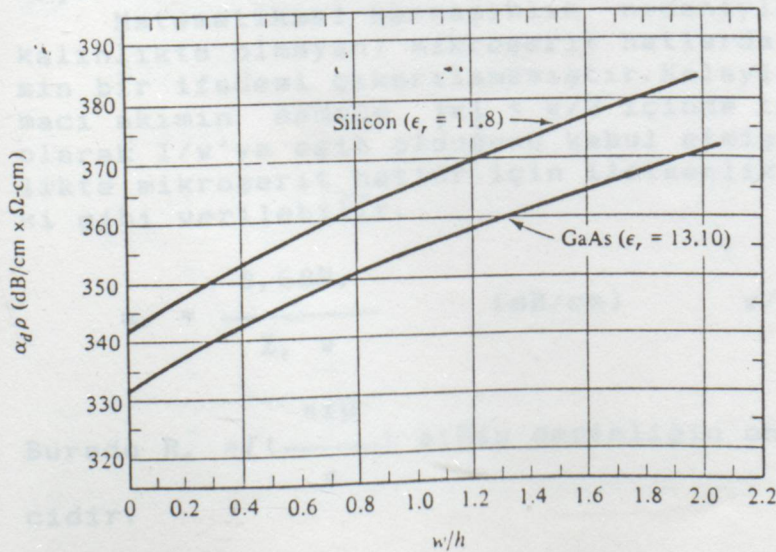
Kayıp sabiti sık sık birim dalga boyu cinsinden de ifade edilebilir.

$$\alpha_d = 27,3 \left(\frac{q \tan \theta}{E_r} \right) \frac{1}{\epsilon_0} \quad [\text{dB}/\epsilon_0] \quad (5-3-11)$$

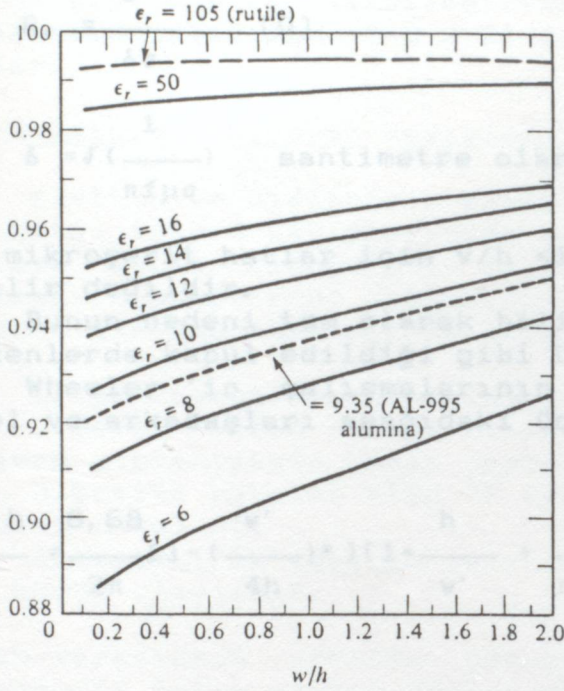
Burada

$\epsilon_0 = \epsilon_0 / \sqrt{E_r}$ ve ϵ_0 serbest uzayın dalga boyudur. veya $\epsilon_0 = c / (f \sqrt{E_r})$ ve c boşlukta ışık hızıdır.

Not etmeliyizki kayıp tanjantı $\tan \theta$ frekanstan bağımsızdır. Dalga boyu başına dielektrik kayıp sabitide frekanstan bağımsızdır. Diğer taraftan, eğer taban dielektriğinin iletkenliği frekanstan bağımsız ise (örneğin yan iletken için) birim dielektrik kaybıda frekansdan bağımsızdır. q , E_r ve w/h 'nin fonksiyonu olduğu için, doldurma oranı için kayıp tanjantı $q E_r / E_r$ ve iletkenlik için $q / \sqrt{E_r}$ 'de bu değişkenlerin fonksiyonudur. Şekil 5-5 mikrodalga tümleşik devreler için kullanışlı olan dielektrik sabitleri kademesinde doldurma faktörünün kayıp tanjantını w/h 'nin fonksiyonu olarak göstermektedir. Pratik uygulamaların çoğunda, bu faktör bir alınabilir. Şekil 5-6 Mikrodalga tümleşik devreler için kullanılan Silisyum ve Galyum arsenid tabanların $\alpha_d p$ ürünü, değeri w/h 'nin fonksiyonu olarak çizilmiştir.



Şekil 5-6 Silisyum ve Galyum Arsenid tabanlar için w/h 'nin fonksiyonu olarak dielektrik kayıp faktörü



Şekil 5-5 w/h 'nın fonksiyonu olarak doldurma faktörünün kayıp tanjantı

Tasarım için doldurma oranının iletkenliği w/h 'ya bağlılığı ihmal edilebilecek kadar azdır ki pratik olarak ihmal edilebilir.

5-3-2 Ohmik Kayıplar

Düşük kayıplı taban üzerine oturan mikroşerit hatta mikrodalga frekanslarında öncelikle baskın olan kayıp kaynakları mükemmel olmayan iletkenlerdir. Mikroşerit hattın EM dalga nedeniyle iletkenlerinden geçen akım etkin derinlik kadar iletkenin yüzeyinde içine giren bölgede yoğunlaşmıştır. Hem şerit iletkeninin kalınlığı hemde taban iletkeninin kalınlığı etkin derinliğin üç dört katıdır. Şerit iletkeninde ve taban iletkeninde enine kesitteki akım yoğunluğu uniform değildir. Mikroşerit iletkeni ohmik kayıpların büyük bir kısmını içerir. Mikroşerit hattaki akım yoğunluğu şekil 5-11'de gösterilmiştir.

Matematiksel karmaşıklık nedeniyle ideal olmayan (sıfır kalınlıkta olmayan) mikroşerit hatlarda akım yoğunluğunun kesin bir ifadesi çıkarılamamıştır. Kolaylıktan bir çok araştırmacı akımın sadece $|x| < w/2$ içinde toplandığını ve üniform olarak I/w 'ya eşit olduğunu kabul etmişlerdir. Bu kabul ile birlikte mikroşerit hatlar için iletkenlik kayıp sabiti aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\alpha_c \approx \frac{8,68R_s}{Z_0 w} \quad [\text{dB/cm}] \quad w/h > 1 \text{ için} \quad (5-3-2-1)$$

Burada $R_s = \sqrt{\frac{n f \mu}{\sigma}}$ etkin derinliğin ohm olarak yüzey direncidir.

$$R_s = \frac{1}{\delta \sigma} \quad [\Omega]$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{n f \mu \sigma}} \quad \text{santimetre olarak etkin derinliktir.}$$

Dar mikroşerit hatlar için $w/h < 1$, (5-3-2-1) eşitliği uygulanabilir değildir.

Bunun nedeni tam olarak bilinmeyen akım dağılımının iletkenlerde kabul edildiği gibi üniform olmamasıdır.

Wheeler'in çalışmalarının sonuçlarından yararlanarak Pucel ve arkadaşları aşağıdaki üç formülü çıkarmışlardır.

$$\frac{\alpha_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8,68}{2\pi} \left[1 - \left(\frac{w'}{4h} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h}{w'} + \frac{h}{\pi w'} \left(\ln \frac{4\pi w}{t} + \frac{t}{w} \right) \right] \frac{w}{h} \frac{1}{2\pi} \quad \text{için}$$

(5-3-2-2)

$$\frac{\alpha_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8,68}{2\pi} \left[1 - \left(\frac{w'}{4h} \right)^2 \right] \left[1 + \frac{h}{w'} + \frac{h}{w'} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right] \frac{1}{2\pi} \frac{w}{h} \quad \text{için}$$

(5-3-2-3)

$$\frac{\alpha_c Z_0 h}{R_s} = \frac{8,68}{\{w'/h + 2/\pi \ln[2\pi e(w'/(2h) + 0,94)]\}^2} \left[\frac{w'}{h} + \frac{w'/(nh)}{w'/(2h) + 0,94} \right]$$

$$\left[1 + \frac{h}{w'} + \frac{h}{\pi w'} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right] 2 \leq \frac{w}{h} \quad \text{için} \quad (5-3-2-4)$$

Burada α_c santimetre başına desibel olarak iletkenlik kaybıdır. (ohmik kayıptır)

$$e = 2,178$$

$$w' = w + w$$

$$\Delta w = \frac{1}{\pi} \left(\ln \frac{4\pi w}{t} + 1 \right) \quad \frac{2t}{h} < \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad \text{için}$$

$$\Delta w = \frac{1}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right) \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad \text{için}$$

(5-3-2-2) den (5-3-2-4)'e kadar hesaplanan α_c değerleri şekil

5-7'de çizilmiştir. Karşılaştırma için Assadourian ve Rimal tarafından çıkarılan (5-3-2-1) ifadeside aynı diagramda çizilmiştir.

5-3-3 Işınım Radyasyon kayıpları

iletken ve dielektrik kayıplarına ilaveten, bir mikroşerit hattı ışınım kayıplarınada sahiptir. Işınım kayıpları, geometriye bağlı olduğu gibi dielektrik tabanın kalınlığına ve dielektrik sabitinede bağlıdır. Lewin aşağıdaki yaklaşımları yaparak bir kaç süresizlik için ışınımları hesaplamıştır.

1. TEM transmisyonu (dalga yayını)
2. Şerit hattın etrafı etkin değere sahip genlikçe eşit uniform dielektrikle kaplı olması yaklaşımı
3. Şerite paralel olan TE elektrik alanından mütevellî ışınımı ihmal et.
4. Dielektrik tabanın kalınlığı serbest uzay dalga boyundan küçük olmalıdır.

Lewin tarafından verilen sonuçlardan açık devre edilmiş bir mikroşerit hatta ışınım edilen gücün toplam harcanan güce oranı

$$\frac{P_{rad}}{P_t} = 240n^2 \left(\frac{h}{\epsilon_0} \right)^2 \frac{F(\epsilon_r)}{Z_0} \quad (5-3-3-1)$$

şeklindedir. Burada $F(\epsilon_r)$ radyasyon (ışınım) faktörüdür. Aşağıdaki gibi verilebilir.

$$F(\epsilon_r) = \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r} - \frac{(\epsilon_r - 1)}{2\epsilon_r \sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_r} + 1}{\sqrt{\epsilon_r} - 1} \quad (5-3-3-2)$$

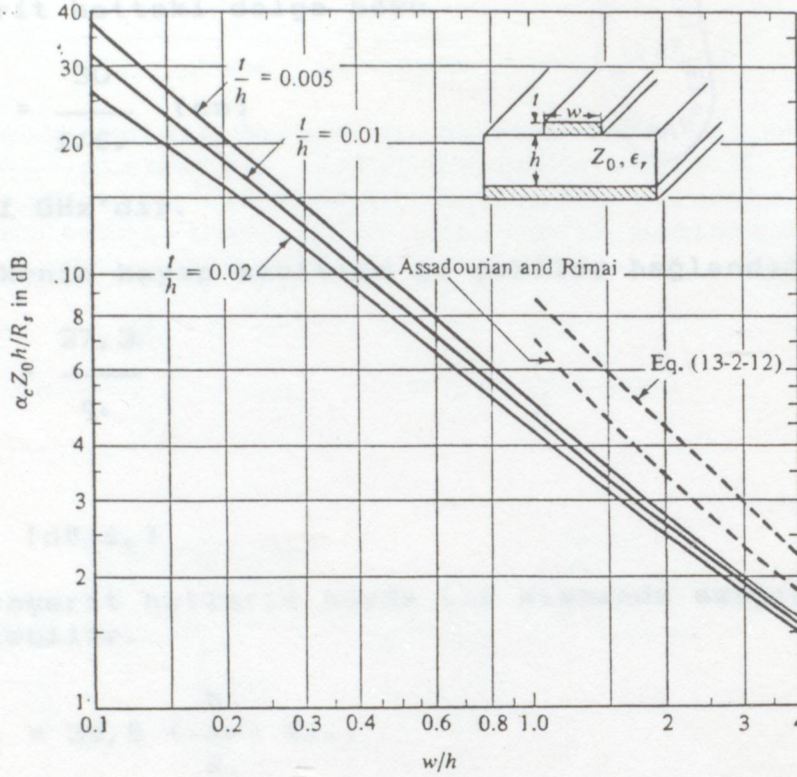
Görülebilir ki taban malzemesinin dielektrik sabiti artarken ışınım faktörü azalır. Alternatif olarak (5-3-3-1) şu şekilde yazılabilir.

$$\frac{P_{rad}}{P_t} = \frac{R_r}{Z_0}$$

Burada R_r (açık devre edilmiş mikroşerit hattın) ışınım direncidir. Ve şu şekilde verilebilir.

$$R_r = 240 n^2 \left(\frac{h}{\epsilon_0} \right)^2 F(\epsilon_r)$$

Işınım direnci R_r 'in mikroşerit hattın karakteristik empedansının reel kısmına oranı açık devre süresizlikten yayılan gücün bir küçük oranını verir.



Şekil 5-7 w/h 'nin fonksiyonu olarak mikroşerit hattın iletkenlerin teorik kayıp faktörüdür.

(5-3-3-1) 'e bakarak , karakteristik empedans arttıkça ısıtım kaybının azaldığı görülebilir. Düşük dielektrik sabitli dielektrik tabanlar için yüksek empedans seviyelerinde ısıtım önemlidir. Yüksek dielektrik sabitli tabanlar için ise düşük empedans seviyelerine ulaşılan kadar ısıtım önemlidir.

5-4 Mikroşerit Hattın Kalite Faktörü

Bir çok mikrodalga tümleşik devresi yüksek Q 'lu rezonans devrelerine ihtiyaç gösterir. Mikroşerit hattın kalite faktörü çok yüksektir. Fakat tabanın ısıtım kayıpları ve düşük dielektrik sabitleri bu değeri sınırlar. Biliyoruz ki mikroşerit hat takı uniform akım dağılımı için , mikroşerit hat için ohmik kayıp sabiti (5-3-2-1)'de şu şekilde verilmiştir.

$$\alpha_c = \frac{8,68R_s}{Z_0 w} \quad [\text{dB/cm}] \quad (5-4-1)$$

ve yine mikroşerit hatlar için karakteristik empedans karakteristik empedans (5-2-3-3) den

$$Z_0 = \frac{h}{w} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{w} \quad (\Omega) \quad (5-4-2)$$

Mikroşerit hattaki dalga boyu

$$\epsilon_0 = \frac{30}{f\sqrt{\epsilon_r}} \text{ [cm]} \quad (5-4-3)$$

Burada f GHz'dir.

Q_c iletkenin kayıp sabitine şu şekilde bağlandığından dolayı

$$Q_c = \frac{27,3}{\alpha_c} \quad (5-4-4)$$

Burada

$$\alpha_c \text{ [dB}/\epsilon_0]$$

Q_c mikroşerit hatların büyük bir kısmında aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$Q_c = 39,5 \left(\frac{h}{R_s} \right) f_{GHz} \quad (5-4-5)$$

Burada h santimetredir ve R_s şu şekilde verilebilir.

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} = 20\pi \sqrt{\frac{f_{GHz}}{\sigma}} \quad (\text{MKS birim sistemde}) \quad (5-4-6)$$

Sonuç olarak mikroşerit hattın kalite faktörü Q_c bir çok mikroşerit hat için

$$Q_c = 0,63h \sqrt{\sigma f_{GHz}} \quad (5-4-7)$$

Burada σ metre başına mho'dur.

Bakır şerit için, iletkenlik $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ mho/m'dir. O halde

Q_c

$$Q_{c, p} = 4780h \sqrt{f_{GHz}} \quad (5-4-8)$$

şeklını alır.

10GHz'deki 25 mil'lik alimünyum için en büyük elde edilebilir Q_c 954'tür.

Benzer şekilde, dielektrik kayıp sabitine bağlı kalite faktörü Q_d 'de vardır. O da şu şekilde verilir.

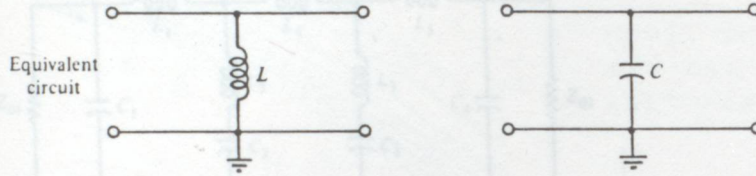
$$Q_d = \frac{27,3}{\alpha_d} \quad (5-4-9)$$

Burada α_d dB/ég cinsindendir.

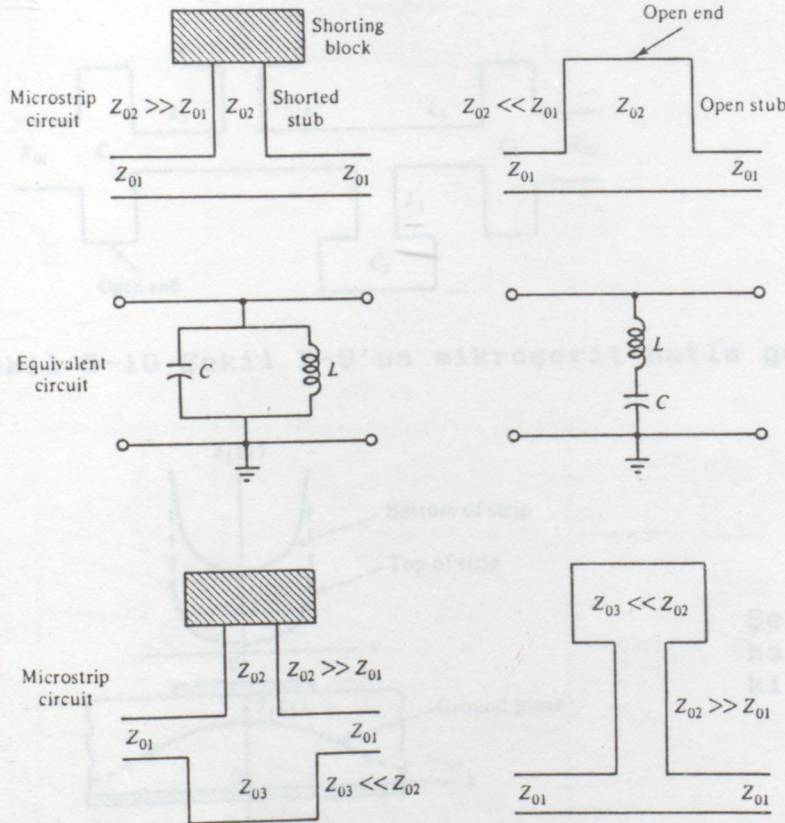
(5-3-11) ve (5-4-9) birleştirilirse (kullanılırsa)

$$Q_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot \tan \theta} \approx \frac{1}{\tan \theta}$$

olarak bulunabilir. Burada λ_0 santimetre boyutundadır. Not etmeliyizki dielektrik kayıp sabitine bağlı Q_d kalite faktörü dielektrik kayıp tanjantının tersinden bulunabilir. Burdan elde edilen sonuç hemen hemen frekanstan bağımsızdır.



Şekil 5-9 Eşdeğer devre



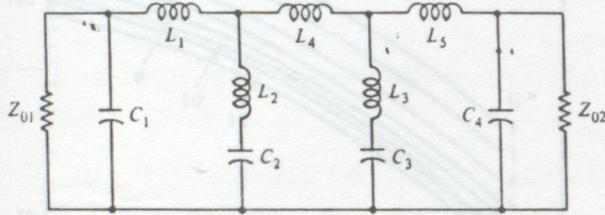
Şekil 5-8 Mikroşerit hatların gerçekleştirilmesi

5-4 Mikroşerit Hatların Gerçekleştirilmesi

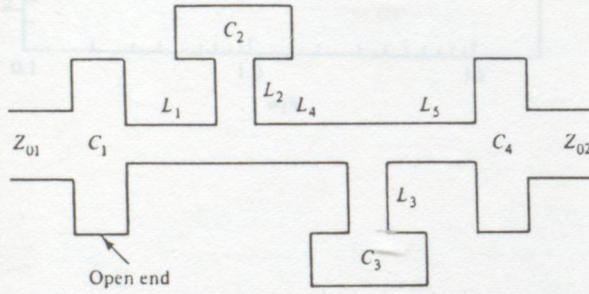
Transmisyon hattı teorisinden biliyoruz ki çok kısa boy-
lu hatlarda açık devre sonlandırmanın kapasite, kısa devre
sonlandırmanın indüktans görevi görür. Mikrodalga tümleşik
devrelerinde kapasite ve indüktans farklı formlarda mikroşerit
hatlar kullanılarak kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Şekil
5-8'de birkaç toplu değişik parametrelili devrelerin mikroşerit
hatlara gerçekleştirilmesini göstermektedir. Şekil 5-8'de sade

ce mikroşerit hatların iletkenlerinin şekli gösterilmiştir , onların karakteristik empedansları standart eşitliklerden bulunmalıdır.

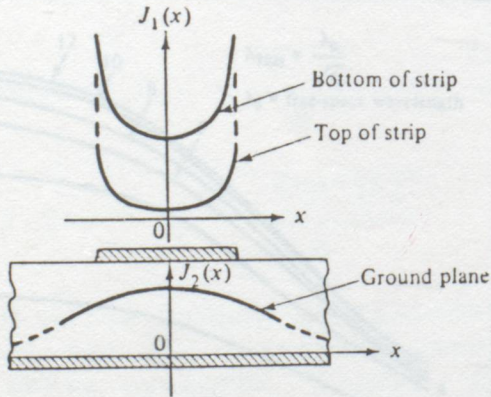
Şekil 5-9'da verilen karmaşık elektronik devrenin mikroşerit hatlarla gerçekleştirilmiş şekli şekil 5-10'da verilmiştir.



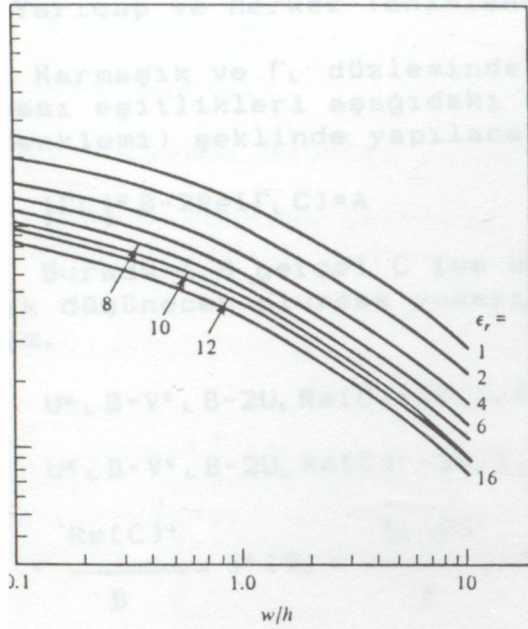
Şekil 5-9 Eşdeğer devre



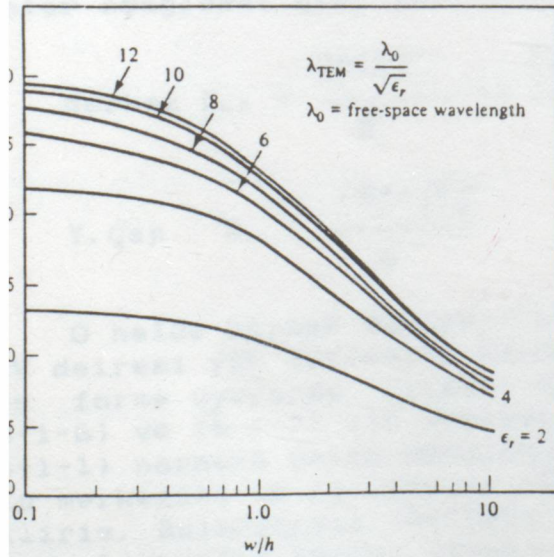
Şekil 5-10 Şekil 5-9'un mikroşerit hatla gerçekleştirilmesi



Şekil 5-11 Mikroşerit hattın iletkenlerinde ki akım dağılımı



Şekil 5-12 Mikroşerit hattın w/h 'nin fonksiyonu olarak karakteristik empedansı.



Şekil 5-13 Mikroşerit hattın w/h 'nin fonksiyonu olarak normalize dalga boyu

6-Dairelerin Merkez ve Yarıçaplarının Hesaplanması

6-1 Yarıçap ve Merkez Tanımlanması

Karmaşık ve Γ_L düzlemindeki Merkez ve Yarıçapların hesaplanması eşitlikleri aşağıdaki normda olduğunu göstermek (daire denklemi) şeklinde yapılacaktır.

$$|\Gamma_L|^2 B - 2\text{Re}[\Gamma_L C] = A \quad (6-1-1)$$

Burada A, B gerçel C ise karmaşık sayıdır. $\Gamma_L = U_L + jV_L$ olarak düşünecek olursak yukarıdaki denklemi şu şekilde açabiliriz.

$$U_L^2 B + V_L^2 B - 2U_L \text{Re}[C] + 2V_L \text{Im}[C] = A \quad (6-1-2)$$

$$U_L^2 B + V_L^2 B - 2U_L \text{Re}[C]^* - 2V_L \text{Im}[C]^* = A \quad (6-1-3)$$

$$\left[U_L - \frac{\text{Re}[C]^*}{B} \right]^2 + \left[V_L - \frac{\text{Im}[C]^*}{B} \right]^2 = \frac{A}{B} + \left[\frac{\text{Re}[C]^*}{B} \right]^2 + \left[\frac{\text{Im}[C]^*}{B} \right]^2 \quad (6-1-4)$$

$$\left[U_L - \frac{\text{Re}[C]^*}{B} \right]^2 + \left[V_L - \frac{\text{Im}[C]^*}{B} \right]^2 = \frac{BA + |C|^2}{B^2} \quad (6-1-5)$$

(6-1-5) ifadesi bizim çok iyi tanıdığımız daire denkleminin başka bir şey değildir. Bu denklemden merkez ve yarıçaplar aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\text{Merkez } \Gamma_{Lc} = \frac{\text{Re}[C]^*}{B} + j \frac{\text{Im}[C]^*}{B} = \frac{C^*}{B} \quad (6-1-6)$$

$$\text{Y.Çap } R_L = \frac{\sqrt{BA + |C|^2}}{B} \quad (6-1-7)$$

O halde kaynak düzlemindeki gürültü, kazanç veya kararlılık dairesi yük düzlemine dönüştürüldüğünde (6-1-1) ile verilen forma uyuyorsa direkt olarak ara işlemleri yapmaksızın (6-1-6) ve (6-1-7) ile verilen sonuçları kullanabiliriz. Yani (6-1-1) normuna gelen denklemin daire denklemi olduğunu anlayıp merkezini ve yarıçapını (6-1-6) ve (6-1-7) den tayin edebiliriz. Bulacağımız (Dönüşümler neticesinde) ifadeler içerisinde birbirine benzer parçalar bulunduğu için aşağıdaki notasyonları kullanmak uygun görülmüştür.

$$R = 1 - |S_{11}|^2 \quad (6-1-8)$$

$$T = S_{22} - S_{11}^* \Delta \quad \text{Burada } \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (6-1-9)$$

$$V = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (6-1-10)$$

$$X = \Gamma_{opt}^* - S_{11} \quad (6-1-11)$$

$$Y = \Delta - S_{22} \Gamma_{opt}^* \quad (6-1-12)$$

6-2 Yük Düzlemi Gürültü Daireleri

Kaynak yansımaya katsayısı (Γ_s) formundaki gürültü figürünün aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$F_i = F_{s.in} + \frac{4R_n |\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (6-2-1)$$

Sabit gürültü figürü F_i için kaynak yansımaya katsayısı düzleminde Γ_s değerlerine göre çizecek olursak bir daire denklemi elde edeceğimizi biliyoruz. Bu daire girişi uydurma şartı kullanılarak yük düzlemine transfer edilebilir.

$$\Gamma_s = \Gamma_{s.in} = [S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L}]^* = [\frac{S_{11} - \Gamma_L \Delta}{1 - S_{22} \Gamma_L}]^* \quad (6-2-2)$$

Bu işlem lineer bir dönüşüm olduğuna göre Γ_s düzlemindeki daireler Γ_L düzleminde çizilebilir. Yalnız orijinden geçen Γ_s dairesi Γ_L düzleminde bir doğruya dönüşecektir. Bu doğruya çapı sonsuz olan daire olarak düşünebiliriz.

Γ_L dairelerinin merkez ve çaplarını bulmak için (6-2-1) ifadesi düzenlenirse

$$\frac{(F_i - F_{s.in}) |1 + \Gamma_{opt}|^2}{4R_n} = \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{1 - |\Gamma_s|^2} \quad (6-2-3)$$

Şimdide denklemin sol tarafını N_i olarak tanımlayacak olursak ve (6-2-2)'den yararlanarak Γ_s , Γ_L ile yer değiştirilirse

$$N_i = \frac{F_i - F_{s.in}}{4R_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (6-2-4)$$

ise (6-2-3) şu şekle dönüşür.

$$N_i (1 - |\Gamma_s|^2) = |\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2 \quad (6-2-5)$$

Şimdide (6-2-2) kullanılırsa

$$N_i \left[1 - \frac{|S_{11} - \Gamma_L \Delta|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \right] = \left| \frac{S_{11} - \Gamma_L \Delta}{1 - S_{22} \Gamma_L} - \Gamma_{opt}^* \right|^2$$

$$N_i |1 - S_{22} \Gamma_L|^2 - N_i |S_{11} - \Gamma_L \Delta|^2 = |S_{11} - \Gamma_L \Delta - \Gamma_{opt}^* (1 - S_{22} \Gamma_L)|^2 \quad (6-2-6)$$

Şimdide denklemin sağ ve sol tarafını ayrı ayrı düzenleyecek olursak

Sağ taraf

$$\begin{aligned} N_1 (|1+S_{22} \Gamma_L|^2 - 2R_0 [S_{22} \Gamma_L]) - N_1 (|S_{11}|^2 + |\Gamma_L \Delta|^2 - 2R_0 [S_{11}^* \Gamma_L \Delta]) \\ = |\Gamma_L|^2 (|S_{22}|^2 N_1 - |\Delta|^2 N_1) - 2R_0 [\Gamma_L (S_{22} - S_{11}^* \Delta) N_1] + N_1 - N_1 |S_{11}|^2 \\ = |\Gamma_L|^2 (N_1 |S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2R_0 [\Gamma_L (S_{22} - S_{11}^* \Delta) N_1] + N_1 (1 - |S_{11}|^2) \end{aligned}$$

Sol taraf

$$\begin{aligned} |S_{11} - \Gamma_{opt}^* + \Gamma_L (S_{22} \Gamma_{opt}^* - \Delta)|^2 = |S_{11} - \Gamma_{opt}^*|^2 + |\Gamma_L|^2 |S_{22} \Gamma_{opt}^* - \Delta|^2 \\ + 2R_0 [(S_{11} - \Gamma_{opt}^*) (S_{22} \Gamma_{opt}^* - \Delta) \Gamma_L] \end{aligned}$$

ve bu iki sonuç birleştirilirse

$$\begin{aligned} |\Gamma_L|^2 [N_1 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) |S_{22} \Gamma_{opt}^* - \Delta|^2 - 2R_0 [\Gamma_L [N_1 (S_{22} - S_{11}^* \Delta) \\ + (S_{11} - \Gamma_{opt}^*) (S_{22} \Gamma_{opt}^* - \Delta)]]] \\ = |S_{11} - \Gamma_{opt}^*|^2 - N_1 (1 - |S_{11}|^2) \end{aligned} \quad (6-2-7)$$

(6-2-7) ile (6-1-1) karşılaştırılırsa

$$A = |S_{11} - \Gamma_{opt}^*|^2 - N_1 (1 - |S_{11}|^2) \quad (6-2-8)$$

$$B = N_1 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) |S_{22} \Gamma_{opt}^* - \Delta|^2 \quad (6-2-9)$$

$$C = N_1 (S_{22} - S_{11}^* \Delta) + (S_{11} - \Gamma_{opt}^*) (S_{22} \Gamma_{opt}^* - \Delta) \quad (6-2-10)$$

olarak bulunabilir. (6-1) bölümündeki notasyon kullanılarak yukarıda bulduğumuz sonuçlar.

$$A = |X|^2 - N_1 R$$

$$B = -|Y|^2 + N_1 V$$

$$C = X^* Y + N_1 T$$

olarakta yazılabilir.

6-3 Yük Düzlemi Güç Kazancı Daireleri

Güç kazancı (3-1-1-25)'dan şu şekilde çıkarılmıştı.

$$G_p = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (6-3-1)$$

ki burada

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (6-3-2)$$

6-4-1 Çıkış Kararlılığı

Bu ifadeyi tekrar düzenleyerek yazacak olursak

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Gamma_L \Delta|^2}$$

$$|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 k |S_{11} - \Gamma_L \Delta|^2 = \frac{|S_{21}|^2}{G_p} (1 - |\Gamma_L|^2)$$

$$1 + |S_{22}\Gamma_L|^2 - 2\text{Re}[S_{22}\Gamma_L] - |S_{11}|^2 - |\Gamma_L \Delta|^2 + 2\text{Re}[S_{11}\Gamma_L \Delta]$$

$$= \frac{|S_{21}|^2}{G_p} - \frac{|S_{21}|^2}{G_p} |\Gamma_L|^2 - |\Gamma_L|^2 [|S_{22}|^2 |\Delta|^2 - \frac{|S_{21}|^2}{G_p}]$$

$$- 2\text{Re}[\Gamma_L (S_{22} - S_{11}\Delta)]$$

$$= |S_{11}|^2 - 1 + \frac{|S_{21}|^2}{G_p} \quad (6-3-3)$$

(6-3-3) ifadesi (6-1-1) ile özleştirilirse

$$|\Gamma_L|^2 B - 2\text{Re}[\Gamma_L C] = A$$

netice olarak

$$A = \frac{|S_{21}|^2}{G_p} - 1 - |S_{11}|^2 = -R + \frac{|S_{21}|^2}{G_p} \quad (6-3-4)$$

$$|S_{22}|^2 - |\Delta|^2 + \frac{|S_{21}|^2}{G_p} = V + \frac{|S_{21}|^2}{G_p} \quad (6-3-5)$$

$$C = S_{22} - S_{11}\Delta = T \quad (6-3-6)$$

6-4 Yük Düzlemi Kararlılık Daireleri

Bir iki kapının giriş ve çıkış dirençleri pozitif kaldığı müddetçe devre kararlıdır. Bu dirençler kaynak ve yük empedanslarına ve iki kapının devre parametrelerine bağlıdır.

Kararlılığı gözlemin en uygun yolu kararlılığın sınırını Smith abagına çizmektir. Çıkış kararlılık dairesi hangi yük yansımaya katsayısı için giriş direncinin sıfır olduğunu gösterir. Benzer yolla giriş kararlılık dairesi hangi kaynak yansımaya katsayısı için çıkış direncinin sıfır olduğunu gösterir.

6-4-1 Çıkış Kararlılığı

Çıkış kararlılığının sınırı giriş yansım katsayısının genliğinin nerede bire eşit olduğunu hesaplayarak bulunabilir

$$|\Gamma_{IN}| = |S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}| = 1 \quad (6-4-1-1)$$

$|\Gamma_{IN}|=1$ olduğuna göre (3-1-3-5)'deki alternatif Γ_{IN} formleri formülünden

$$|S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2 = |1 - S_{22}\Gamma_L|^2 \quad (6-4-1-2)$$

$$[|\Delta|^2 - |S_{22}|^2]|\Gamma_L|^2 - 2\text{Re}[\Gamma_L [S_{11}\Delta + S_{22}]] = 1 - |S_{11}|^2 \quad (6-4-1-3)$$

ve daha önce tanımlanan notasyon kullanılarak

$$A=R \quad (6-4-1-4)$$

$$B=-V \quad (6-4-1-5)$$

$$C=-T \quad (6-4-1-6)$$

6-4-2 Giriş Kararlılığı

Giriş kararlılık dairesini bulmak için çıkış yansım katsayısını hesaplayalım.

$$|\Gamma_{OUT}| = |S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1-S_{11}\Gamma_s}| = 1 \quad (6-4-2-1)$$

Buna birde girişin uydurma kararlılığı şartını da eklersek

$$\Gamma_s = \Gamma_{IN}^* = |S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}|^* \quad (6-4-2-2)$$

(6-4-2-1)'i düzenleyerek

$$|S_{22}(1-S_{11}\Gamma_s) + S_{12}S_{21}\Gamma_s| = |1-S_{11}\Gamma_s|$$

$$|S_{22} - \Delta\Gamma_s| = |1-S_{11}\Gamma_s|$$

$$|S_{22}^* - \Delta^*\Gamma_s^*| = |1-S_{11}^*\Gamma_s^*|$$

Bu son bulduğumuz ifadeye (6-4-2-2)'yi ilave edersek

$$|S_{22}^* - \Delta^* [\frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}]|^2 = |1-S_{11}^* [\frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}]|^2$$

$$|S_{22}^* - |S_{22}|^2 \Gamma_L - \Delta^* (S_{11} - \Delta\Gamma_L)|^2 = |1-S_{22}\Gamma_L - S_{11}^* (S_{11} - \Delta\Gamma_L)|^2$$

$$\begin{aligned}
|S_{22}^* - \Delta^* S_{11} + \Gamma_L [|\Delta|^2 |S_{22}|]^2 &= |1 - |S_{11}|^2 + \Gamma_L [\Delta S_{11}^* - S_{22}]|^2 \\
|\Gamma_L|^2 [(|\Delta|^2 - |S_{22}|^2)^2 - |\Delta S_{11}^* - S_{22}|^2] &- 2\text{Re}[\Gamma_L (1 - |S_{11}|^2) \cdot \\
&\quad (\Delta S_{11}^* - S_{22}) - (S_{22} - \Delta S_{11}^*) (|\Delta|^2 - |S_{22}|^2)] \\
&= |1 - |S_{11}|^2|^2 - |S_{22}^* - \Delta S_{11}|^2 \quad (6-4-2-3)
\end{aligned}$$

Yine alternatif daire denklemi ile karşılaştırırsak sonuç olarak

$$A = |1 - |S_{11}|^2|^2 - |S_{22}^* - \Delta S_{11}|^2 = R^2 - |T|^2 \quad (6-4-2-4)$$

$$B = | |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 |^2 - |\Delta S_{11}^* - S_{22}|^2 = V^2 - |T|^2 \quad (6-4-2-5)$$

$$\begin{aligned}
C &= (1 - |S_{11}|^2)(\Delta S_{11}^* - S_{22}) - (S_{22} - \Delta S_{11}^*)(|\Delta|^2 - |S_{22}|^2) = \\
&= -T(R - V) \quad (6-4-2-6)
\end{aligned}$$

6-5 Yük Düzlemi Alınabilecek En Büyük Güç Kazancı Daireleri

En büyük güç kazancı formülü

$$G_E = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 - |S_{22} - \Delta\Gamma_s|^2} \quad (6-5-1)$$

Şeklinde çıkarılmıştı. Buna giriş uydurma koşulunda sokulursa

$$\Gamma_s = \Gamma_{sN} = \frac{(S_{11} - \Delta\Gamma_L)^*}{(1 - S_{22}\Gamma_L)^*} \quad (6-5-2)$$

Sonuç olarak

$$\frac{G_E}{|S_{21}|} = \frac{N}{D}$$

çıkar. Bir N payı ile D paydasını ayrı ayrı açacağız.

$$\begin{aligned}
N &= |1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2 \\
&= |\Gamma_L|^2 [|S_{22}|^2 - |\Delta|^2] - 2\text{Re}[\Gamma_L (S_{22} - \Delta S_{11}^*)] (1 - |S_{11}|^2) \\
D &= |(1 - S_{22}\Gamma_L)^* - S_{11} (S_{11} - \Delta\Gamma_L)^*|^2 - |S_{22} (1 - S_{22}\Gamma_L)^* - \Delta (S_{11} - \Delta\Gamma_L)^*|^2 \\
&= |1 - |S_{11}|^2 - \Gamma_L^* (S_{22}^* - \Delta^* S_{11})|^2 \\
&\quad - |(S_{22} - \Delta S_{11}^*) - \Gamma_L^* (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|^2
\end{aligned}$$

$$= |\Gamma_L|^2 [|S_{22}^* - \Delta S_{11}^*|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2] \\ - 2 \operatorname{Re} [\Gamma_L ((1 - |S_{11}|^2) (S_{22} - \Delta S_{11}^*) - (S_{22} - \Delta S_{11}^*) (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2))] + |1 - |S_{11}|^2|^2 - |S_{22} - \Delta S_{11}^*|^2$$

Şimdide

$$\frac{G_E}{|S_{21}|^2} \text{ D-N Normunda düşünülür ve}$$

$$|\Gamma_L|^2 B - 2 \operatorname{Re} [\Gamma_L C] = A$$

ile özleştirilir ve sonuç olarak

$$A = 1 - |S_{11}|^2 + \frac{G_E}{|S_{21}|^2} [|S_{22} - \Delta S_{11}^*|^2 - (1 - |S_{11}|^2)^2]$$

$$B = |\Delta|^2 - |S_{22}|^2 + \frac{G_E}{|S_{21}|^2} [|S_{22}^* - \Delta^* S_{11}|^2 - (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)^2]$$

$$C = \Delta S_{11}^* - S_{22} + \frac{G_E}{|S_{21}|^2} [(1 - |S_{11}|^2) (S_{22} - \Delta S_{11}^*) - (S_{22} - \Delta S_{11}^*) (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)]$$

elde edilir.

6-6 Kaynak Düzlemindeki Reel Eksenin Yük düzlemine Transformasyonu

Eğer kaynak yansıma katsayısı reel eksen üzerinde ise girişi çeyrek dalga transformatörü ile uydurmak mümkündür. Reel eksen aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\operatorname{Im}[\Gamma_s] = 0 \quad (6-6-1)$$

veya

$$\Gamma_s = \Gamma_s^* = 0 \quad (6-6-2)$$

Girişten en büyük gücü çekme koşulundan yararlanılırsa

$$S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} - S_{11}^* - \left[\frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right]^* = 0$$

$$(S_{11} - S_{11}^*) |1 - S_{22} \Gamma_L|^2 + S_{12} S_{21} \Gamma_L (1 - S_{22} \Gamma_L)^* S_{12}^* S_{21}^* \Gamma_L^* (1 - S_{22} \Gamma_L) = 0$$

$$(S_{22}^* \Delta - S_{22} \Delta^*) |\Gamma_L|^2 + (S_{11}^* S_{22} - \Delta) \Gamma_L - (S_{11} S_{22}^* - \Delta^*) \Gamma_L^* = S_{11}^* - S_{11}$$

$$2\text{Im}[S_{22}^* \Delta] |\Gamma_L|^2 + j2\text{Im}[(S_{11}^* S_{22} - \Delta) \Gamma_L] = j2\text{Im}[S_{11}^*]$$

$$\text{Im}[S_{22}^* \Delta] |\Gamma_L|^2 + \text{Im}[(S_{11}^* S_{22} - \Delta) \Gamma_L] = \text{Im}[S_{11}^*]$$

$$\text{Im}[S_{22}^* \Delta] |\Gamma_L|^2 - \text{Re} \left[\frac{j}{2} (S_{11}^* S_{22} - \Delta) \Gamma_L \right] = \text{Im}[S_{11}^*]$$

Yine bu ifade

$$|\Gamma_L|^2 B - 2\text{Re} [\Gamma_L C] = A$$

ile özleştirilirse

$$A = \text{Im}[S_{11}^*] \quad (6-6-3)$$

$$B = \text{Im}[S_{22}^* \Delta] \quad (6-6-4)$$

$$C = \frac{j}{2} (S_{11}^* S_{22} - \Delta) \quad (6-6-5)$$

sonuçları çıkarılabilir.

6-7 Kaynak Düzlemindeki Birim Admitans Dairesinin Yük Düzlemine Transformasyonu

Kuvvetlendirici tasarımında giriş uydurma devresinin kayıplarını en düşük seviyede tutmak önemlidir. Bu ise giriş uydurma devresini mümkün olduğu kadar basit yapmakla gerçekleştirilebilir.

Eğer kaynak admitansının reel kısmı hali hazırda bire eşitse tek yan hatlı uydurma devresi kullanılabilir. Eğer kaynak düzlemindeki bu birim daire giriş uydurma şartı kullanılarak yük düzlemine çizilirse tek yan hatlı uydurma devresine tekabül eden daire çıkarılabilir. Bu daire üzerinde seçilecek yük değerinde girişi uydurmak için tek yan hatlı uydurma devresi yeterli olacaktır. Girişi güç bakımından devreye uydurma şartı giriş ve çıkış yansıma katsayılarının fonksiyonu olarak yazılacak olursa

$$\Gamma_s = \Gamma_{1N}^* = \left[S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \right] \quad (6-7-1)$$

Bu transformasyon gereği her Γ_L değerine karşı gelen bir Γ_s değeri vardır. Kaynak admitansı bir olan daireyle ilgilendiğimizde göre öncelikle kaynak düzlemindeki bu daireyi matematiksel olarak ifade edelim

$$|\Gamma_s - x|^2 = \Gamma^2 \quad \text{burada } x = -0,5, \Gamma = 0,5 \text{ dir}$$

7-KUTUPLAMA DEVRELERİ

(6-7-1) '1 kullanarak birim daireyi yük düzlemine hareket ettirelim.

$$\begin{aligned}
 & \text{Ge } S_{12} S_{21} \Gamma_L \text{ mikrodalga kuvvetlendiricileri A, B, C sınıfı} \\
 & |S_{11}| + \frac{1}{1-S_{22}\Gamma_L} - x|^2 = \Gamma^2 ; |S_{11} - x(S_{22} - \Delta)\Gamma_L|^2 = \Gamma^2 |1-S_{22}\Gamma_L|^2 \\
 & |S_{11} - x|^2 + |xS_{22} - \Delta|^2 |\Gamma_L|^2 + 2\text{Re}[(S_{11}^* - x)(xS_{22} - \Delta)\Gamma_L] = \\
 & \Gamma^2 + \Gamma^2 |S_{22}|^2 |\Gamma_L|^2 - 2\text{Re}[\Gamma^2 S_{22}\Gamma_L] \\
 & |\Gamma_L|^2 [xS_{22} - \Delta|^2 - \Gamma^2 |S_{22}|^2] + 2\text{Re}[(S_{11}^* - x)(xS_{22} - \Delta) + \Gamma^2 S_{22}] \Gamma_L = \\
 & \Gamma^2 - |S_{11} - x|^2 \quad (6-7-2)
 \end{aligned}$$

Bu sonuç

$$|\Gamma_L|^2 B - 2\text{Re}[\Gamma_L C] = A$$

Kompleks daire denklemi ile birebir eşlenirse

$$A = \Gamma^2 - |S_{11} - x|^2 \quad (6-7-3)$$

$$B = |xS_{22} - \Delta|^2 - \Gamma^2 |S_{22}|^2 \quad (6-7-4)$$

$$C = (S_{11}^* - x)(xS_{22} - \Delta) + \Gamma^2 S_{22} \quad (6-7-5)$$

olarak bulunur.

Özet olarak mikrodalga güç transistör için güvenli çalışma noktası şu şekilde belirlenebilir.

1. En büyük kollektör akımı I_{C1}

2. En büyük kollektör akısı

3. İkinci kırılma

4. En büyük junction sıcaklığında (200°C) en büyük güç tüketimi

Mikrodalga kuvvetlendiricileri radarlar, haberleşme, endüstriyel ve navigasyonel elektronik sistemlerde kullanılır. Bunların karakteristikleri Tablo 7-2'de gösterilmiştir.

7-2 DC Kutuplama Devreleri

Mikrodalga kuvvetlendiricilerinde DC kutuplama devrelerinin tasarımı kadar önemlidir. Güç kuvvetlendiricilerin yüksek kazanç, yüksek güç, yüksek etkililik ve düşük gürültü gibi özellikleri DC kutuplama devrelerine bağlıdır. DC kutuplama devresi tasarımı belirli bir çalışma noktası sağlamak ve bu nokta, DC ve devre parametrelerinin değişimlerinde DC sabit tutulur.

7-KUTUPLAMA DEVRELERİ

7-1 Giriş

Genel olarak mikrodalga kuvvetlendiricileri A, B C sınıfı modunda çalıştırılabilirler. A sınıfında kollektör veya kanal akımı asla kesime gitmez. B sınıfında devre yaklaşık olarak kesim noktasında kutuplanır ve C sınıfında ise kesim noktasının altında kutuplanır. Bununla birlikte, mikrodalga kuvvetlendiricileri genelde küçük işaret ve büyük işaret modu olmak üzere iki sınıfa ayrılırlar. Küçük işaret modunda GaAs MESFET kuvvetlendiricinin optimum yük admitansı kanal kondüktansı ($\partial I_{ds} / \partial V_{gs}$)'na eşittir. Büyük işaretle çalışmada, giriş işaret seviyesi artacak ve kapı gerilimi V_{gs} nonlineer bölgeye girecektir. Çıkış akımı ki burda kanal akımı I_{ds} bu üst limite varacaktır ve yük doğrusunun gradyeni çıkış gücünü arttırmak için artmalıdır. Şekil 7-1 ve şekil 7-2 iki tip çalışmayı göstermektedir. $I_{ds} = 0$, $V_{gs} = 0$ ken kanal akımının doyumuna ulaştığı değerdir.

Mikrodalga kuvvetlendiricilerinin dc kutuplama çalışma noktası yapılacak uygulamalara bağlıdır. GaAs MESFET kuvvetlendirici ve mikrodalga silisyum transistörün güvenli çalışma bölgesi hesaplanabilir. Bunların çalışma gerilim ve akımları Tablo 7-1'de gösterilmiştir.

Özet olarak, GaAs MESFET'in güvenli çalışma noktası aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

1. En büyük kanal kaynak gerilimi V_{gs} .
2. En büyük kanal akımı I_{ds} .
3. Kapıya (giriş) uygulanan en büyük işaret gücü
4. 175°C en büyük jonksiyon sıcaklığında en büyük güç tüketimi

Özet olarak, Mikrodalga silisyum transistör için güvenli çalışma noktası ise aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

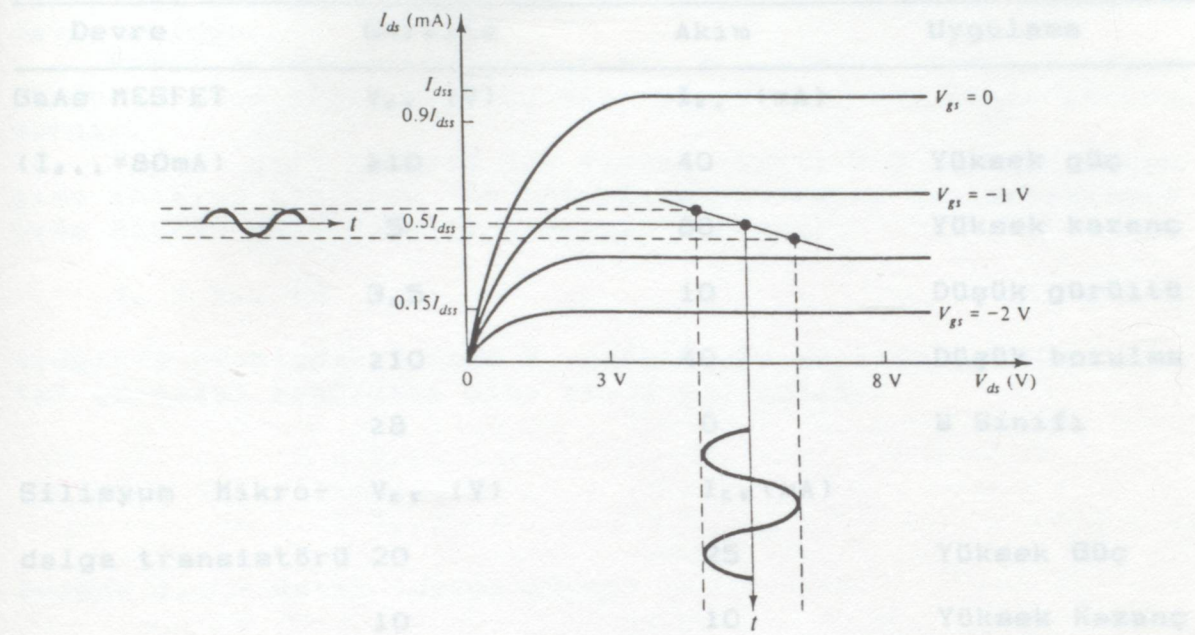
1. En büyük kollektör emetör gerilimi V_{ce}
2. En büyük kollektör akımı
3. İkinci kırılma
4. En büyük jonksiyon sıcaklığındaki (200°C) en büyük güç tüketimi

Mikrodalga kuvvetlendiricileri radarlarda, haberleşmede, endüstriyel ve novigasyonel elektronik sistemlerde kullanılır. Bunların karakteristikleri Tablo 7-2'de gösterilmiştir.

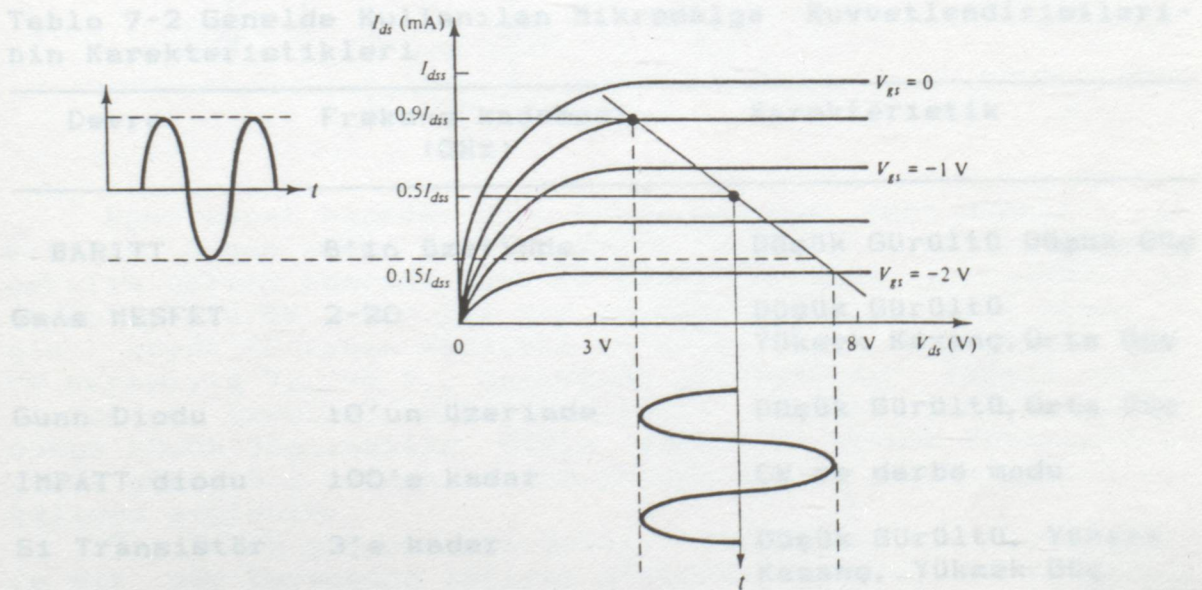
7-2 DC Kutuplama Devreleri

Mikrodalga kuvvetlendiricilerinde DC kutuplama devrelerinin tasarımı kadar önemlidir. Çünkü kuvvetlendiricilerin yüksek kazanç, yüksek güç, yüksek etkinlikli ve düşük gürültü gibi özellikleri dc kutuplama devrelerine bağlıdır. DC-kutuplama devresi tasarımındaki özellik sabit bir çalışma noktası sağlamak ve bu noktayı ısı ve devre parametrelerinin değişimlerinde de sabit tutmaktır.

Tablo 7-1 GaAs MESFET'in Silisyum Mikrodalga Transistörüne Gövenli Çalışma Noktası



Şekil 7-1 Mikrodalga kuvvetlendiricinin küçük işaret çalışması



Şekil 7-2 Mikrodalga kuvvetlendiricinin büyük işaret çalışması

Tablo 7-1 GaAs MESFET ve Silisyum Mikrodalga Transistörünün Güvenli Çalışma Noktası

Devre	Gerilim	Akım	Uygulama
GaAs MESFET	V_{ds} (V)	I_{ds} (mA)	
($I_{ds} = 80\text{mA}$)	≥ 10	40	Yüksek güç
	5	80	Yüksek kazanç
	3,5	10	Düşük gürültü
	≥ 10	40	Düşük bozulma
	28	0	B Sınıfı
Silisyum Mikro-	V_{ce} (V)	I_{ce} (mA)	
dalga transistörü	20	25	Yüksek Güç
	10	10	Yüksek Kazanç
	10	3	Düşük Gürültü
	≥ 20	25	Düşük distor-
	≥ 20	0	siyon
	≥ 28	0	B Sınıfı
			C Sınıfı

Tablo 7-2 Genelde Kullanılan Mikrodalga Kuvvetlendiricilerinin Karakteristikleri

Devre	Frekans kademesi (GHz)	Karakteristik
BARITT	8'in üzerinde	Düşük Gürültü Düşük Güç
GaAs MESFET	2-20	Düşük Gürültü Yüksek Kazanç, Orta Güç
Gunn Diodu	10'un üzerinde	Düşük Gürültü, Orta Güç
IMPATT diodu	100'e kadar	CW ve darbe modu
Si Transistör	3'e kadar	Düşük Gürültü, Yüksek Kazanç, Yüksek Güç
Tünel diodu	20'nin üstünde	Düşük Gürültü, Düşük Güç
TRAPATT diodu	2-4	Yüksek Gürültü Yüksek Güç

7-2-1 Mikrodalga GaAs MESFET' ler için DC Kutuplama Devreleri

Mikrodalga GaAs MESFET kuvvetlendiricilerde iki tip DC kutuplama devresi vardır. Bunlar pasif ve aktif dc kutuplama devreleridir.

Pasif dc kutuplama devreleri: Mikrodalga FET kuvvetlendiricilerinde kullanılan üç tip pasif dc kutuplama devresi vardır.

Tip 1: Çift Kutuplu Güç Kaynağı: Şekil 7-3 iki güç kaynağına ihtiyaç gösteren dc kutuplama devresini göstermektedir. GaAs MESFET için gate geriliminin kademesi

$$V_p < V_{gs} < 0$$

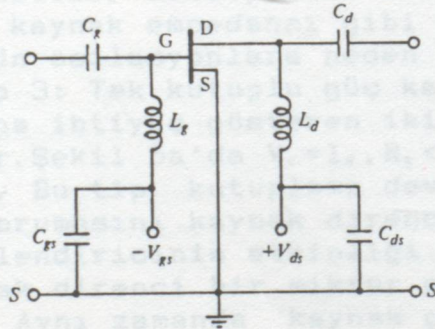
(7-2-1-1)

arasında olmalıdır. Burada V_p pinch-off gerilimidir. Kapı (Gate) gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$V_{gs} = V_p \left(1 - \sqrt{\frac{I_{ds}}{I_{ds0}}}\right) \quad (7-2-1-2)$$

Burada $I_{ds} =$ Kanal (dmin) akımı

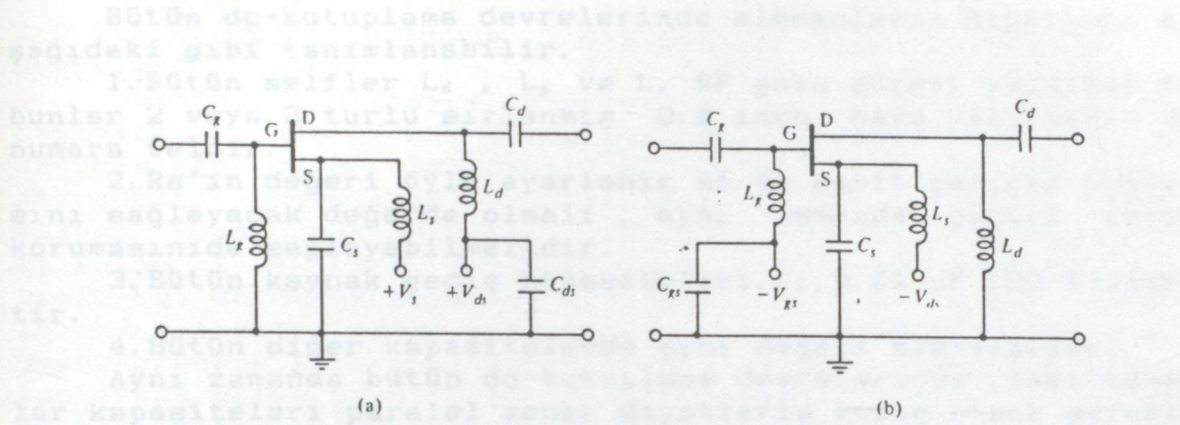
$$I_{ds0} = V_{gs} = 0 \text{ 'ken doyum kanal akımıdır.}$$



Şekil 7-3 Çift Kutuplu Güç Kaynağı Devresi

Eğer kanal kapıdan önce kutuplanmışsa GaAs MESFET'i yakabilir. Uygun açma iletime sokma metodu önce kapıya negatif gerilim vermek sonrada pozitif kanal gerilimi uygulamaktır. Alternatif olarak, her iki güç kaynağında aynı anda açmak için, büyük RC zaman sabiteli ve küçük RC zaman sabiteli devre sırasıyla V_{gs} ve V_{ds} kaynağına eklenmelidir. Kaynak direkt olarak yer terminaline bağlandığında, kaynak indüktansı oldukça küçük yapılabilir. Böyle yapmakla yüksek frekanslarda düşük gürültü, yüksek kazanç, yüksek güç ve yüksek etkinlikli çalışma sağlanır.

Tip 2: Tek güç kaynağı. Şekil 7-4'deki her bir devre, sadece bir güç kaynağına ihtiyaç gösteren dc-kutuplama devresini göstermektedir.



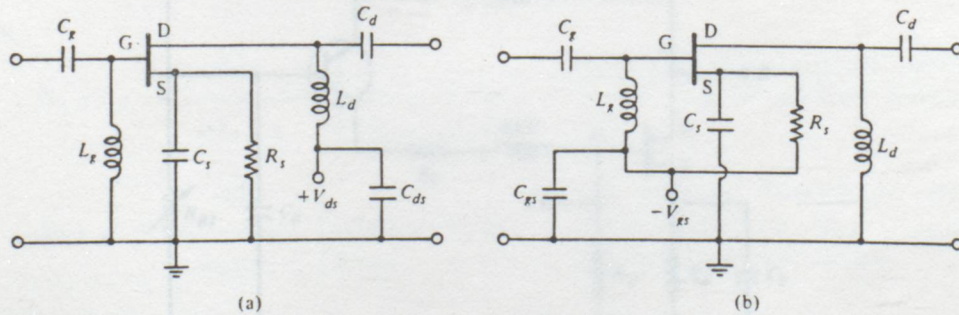
Şekil 7-4 Tek güç kaynaklı devreler.

Bir pozitif güç kaynağı : Şekil 4a'da gösterilen devre bir tek pozitif güç kaynağını içerir. Kapı gerilimi V_{gs} , kanal gerilimi V_{ds} , uygulanmadan önce negatif kutuplanmalıdır ve V_{gs} , uygulanmadan önce V_{ds} kaynak gerilimi uygulanmalıdır.

Bir negatif güç kaynağı : Şekil 7-4b'de sadece bir tek negatif güç kaynağı içeren devre görülmektedir. Kapı gerilimi V_{gs} , , kaynak gerilimi V_{ds} uygulanmadan önce uygulanmalıdır.

Bu tip kutuplama devreleri kaynak tarafında (source) mik rodalga geçiş (süzme) kapasitelerine ihtiyaç gösterir. Yalnız bu kapasiteler daha yüksek frekanslarda küçük seri kaynak empedansı kaynak empedansı gibi davranabilir ve yüksek gürültüye mümkün osilasyonlara neden olur.

Tip 3: Tek kutuplu güç kaynağı. Şekil 7-5 sadece bir güç kaynağına ihtiyaç gösteren iki dc-kutuplama devresini göstermektedir. Şekil 5a'da $V_{gs} = I_{ds} R_s < V_{ds}$ ve b şıkında $V_{gs} = -I_{ds} R_s > -V_{ds}$ dir. Bu tip kutuplama devrelerinde açılma kapanma geçici durum korumasını kaynak direnci uygun şekilde sağlar. Mahmafih , kuvvetlendiricinin etkinliği ve gürültü figürü artabilir zira kaynak direnci bir miktar güç harcayacak ve gürültü üretecektir. Aynı zamanda kaynak geçiş kapasitesi düşük frekanslı osilasyonlar neden olabilir.



Şekil 7-5 Tek kutuplu güç kaynağı devreleri

Bütün dc-kutuplama devrelerinde elemanların değerleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

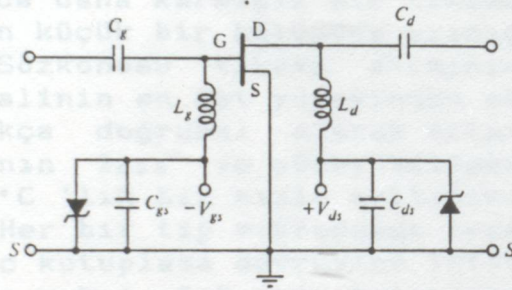
1. Bütün selfler L_d , L_g ve L_s RF şoku görevi yaparlar. Ki bunlar 2 veya 3 turlu sırlanmış 0.1 inch hava yalıtkanlı 26 numara teldir.

2. R_s 'in değeri öyle ayarlanır ki V_s sabit çalışma noktasını sağlayacak değerde olmalı, aynı zamanda geçici durum korumasını da sağlayabilmelidir.

3. Bütün kaynak geçiş kapasiteleri, C_s , 0.01 μF 100 V-disk'tir.

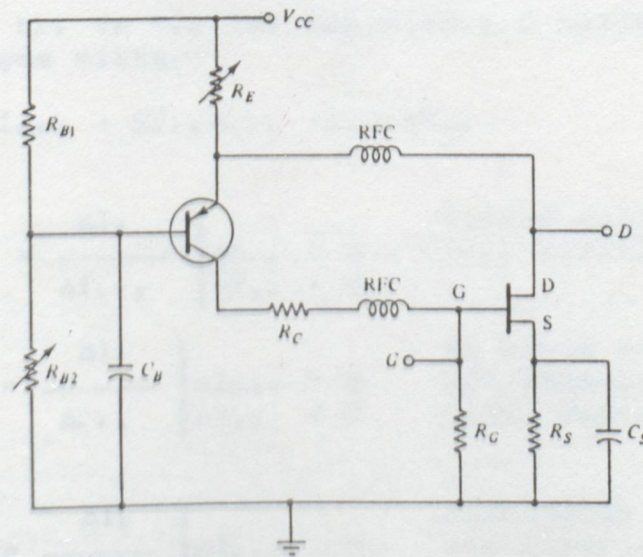
4. Bütün diğer kapasitelerde aynı değeri alabilirler.

Aynı zamanda bütün dc-kutuplama devrelerinde, bazı zamanlar kapasiteleri paralel zener diyotlarla kuple etmek gereklidir. Zener diyotlar geçici durumlarda, ters kutuplamalarda ve ani gerilim yükselmelerinde koruma görevini görürler. Şekil 7-6 paralel zener diyotlu dc-kutuplama devresini göstermektedir.



Şekil 7-6 Zener diyotlu dc-kutuplama devresi

Aktif dc-kutuplama devreleri. Şekil 7-7'de ortak kaynaklı (source) GaAsMESFET'li devre için aktif dc-kutuplama devresini göstermektedir. Çalışma noktası R_{B1} ve R_E tarafından kontrol edilir. R_{B1} sabit V_{ds} , R_E sabit I_{ds} akımı sağlamak için ayarlanır. GaAs MESFET'ler için en iyi kutuplama devresi aşağıdaki koşulları sağlamalıdır. MESFET'in kaynak ucu geçici durum koruması için iyi bir yer bağlantısına sahip olmalıdır.



Şekil 7-7 GaAs MESFET için aktif dc-kutuplama devresi

7-2-2 Mikrodalga Silisyum Transistörler için DC-Kutuplama Devreleri

Mikrodalga silisyum transistörün kollektör akımı I_c ısı bağımlıdır. Bunun sonucu olarakta tıkama kollektör akımı I_{cbo} , dc-akım kazancı h_{FE} baz-emetör gerilimi V_{BE} 'de ısı bağımlıdır. Mikrodalga transistör devrelerinin çoğunda özellikle yüksek kazanç veya düşük gürültü istenildiğinde emetör en kısa şekilde dc olarak yere bağlanmalıdır. Böylelikle emetör geri beslemesi en düşük seviyede tutulmuş olur. Mikrodalga frekanslarında emetör süzme kapasitesi tasarım frekansında sık sık düşük frekans kararsızlığına neden olur. Buda kutuplama osilasyonlarına artım verir. Düşük frekanslarda tıkama kollektör akımı I_{cbo} transistörün tıkama yönünde kutuplanmış pn jonksiyonundan akar. Klasik olarak, bu sızıntı akımı mikrodalga yarıiletken jonksiyonunda her 10° 'de bir iki katına çıkar. Mahmafi, mikrodalga silisyum transistörleri mikrodalga frekanslarında daha karmaşık bir tıkama akımı akışına sahiptirler. Bu akımın küçük bir bölümünde bildiğimiz I_{cbo} terimi ile karşılaşır. Söz konusu tıkama akımının büyük bölümünü ise silisyum kristalinin en üst yüzeyinden akan yüzey akımıdır. Bu akım ısı arttıkça doğrusal olarak artar. Bu nedenle toplam tıkama akımının I_{cbo} ve yüzey bileşenlerinden oluştuğunu ve ısıyla $0.5/^\circ C$ 'lik bir hızla arttığını söyleyebiliriz.

Her bir tip mikrodalga transistörlü kuvvetlendirici farklı dc kutuplama devresine ihtiyaç duyabilir. Örneğin, yüksek lineer çıkış gücü için kutuplanmış transistör çalışma noktasını öyle sabit tutmak zorundadır ki 1dB bastırma noktasının sıcaklık artımıyla düşmemelidir ve böylece devredeki en büyük güç noktasının harcanımı artan ısıyla artmamalıdır.

Matematiksel olarak, mikrodalga silisyum transistörünün kollektör akımı I_c aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$I_c = f(I_{cbo}, h_{FE}, V_{BE}) \quad (7-2-2-1)$$

Çünkü I_{cbo} , h_{FE} ve V_{BE} ısı bağımlıdır. O halde kollektör akımındaki değişme miktarı

$$\Delta I_c = S_{I_{cbo}} \Delta I_{cbo} + S_{h_{FE}} \Delta h_{FE} + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} \quad (7-2-2-2)$$

Burada

$$S_{I_{cbo}} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{cbo}} \quad \left| \begin{array}{l} \Delta h_{FE} = 0 \\ \Delta V_{BE} = 0 \end{array} \right.$$

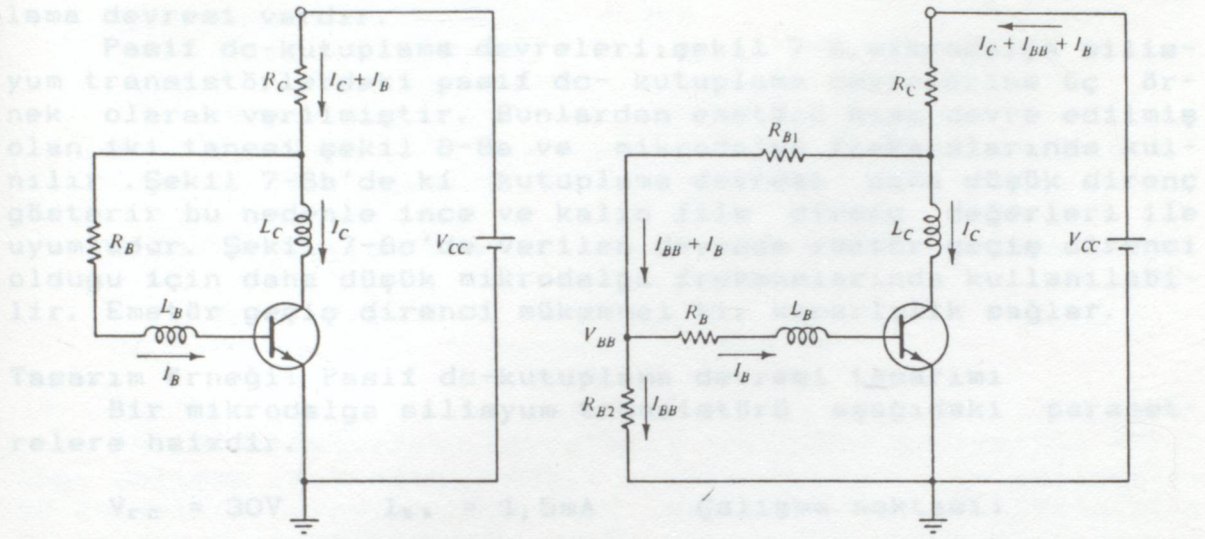
tıkama kollektör akımının I_{cbo} kararlılık faktörüdür

$$S_{h_{FE}} = \frac{\Delta I_c}{\Delta h_{FE}} \quad \left| \begin{array}{l} \Delta I_{cbo} = 0 \\ \Delta V_{BE} = 0 \end{array} \right.$$

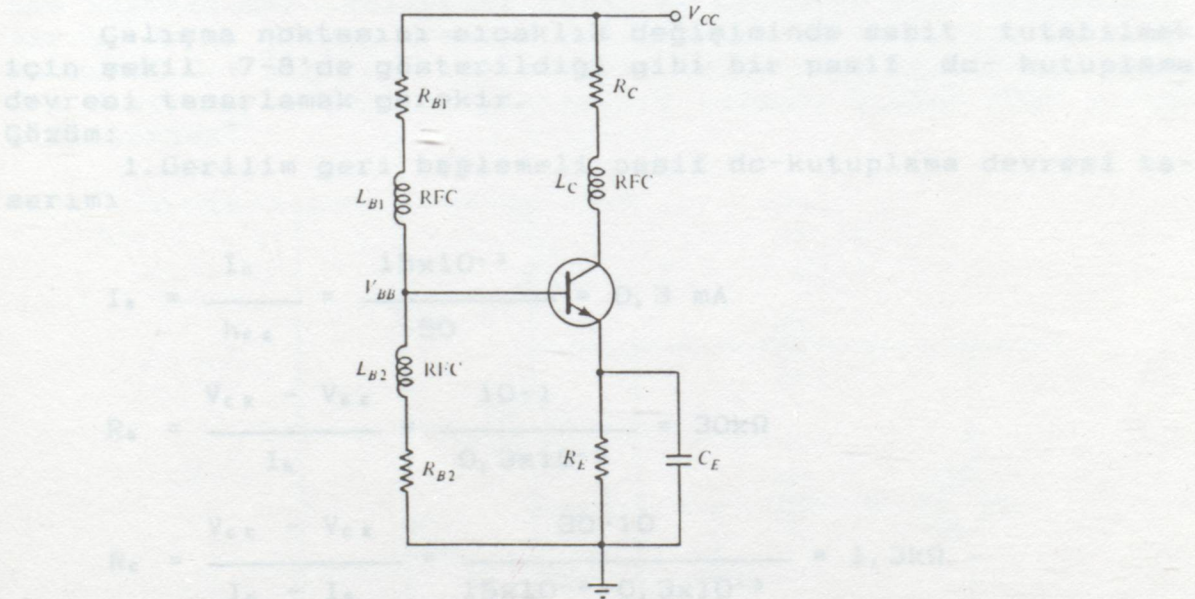
dc ortak emetörlü devre akım kazancı h_{FE} 'nin kararlılık faktörüdür.

$$S_{V_{BE}} = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_{BE}} \quad \left| \begin{array}{l} \Delta I_{cbo} = 0 \\ \Delta h_{FE} = 0 \end{array} \right.$$

Baz-emetör gerilimi V_{BE} 'nin kararlılık faktörüdür



(a) Gerilim geri besleme (b) Sabit baz akımlı geri besleme



(c) Emetör geçiş direçli dc-kutuplama devresi

Şekil 7-8 Mikrodalga silisyum transistör için dc-kutuplama devreleri

Kararlılık faktörleri (7-2-2-2)'den belirli dc-kutuplama devresi için hesaplanabilir. Ondan sonra I_C kolektör akımının ısıyla değişimi önceden belirlenebilir. Pratik devre tasarımının da dc-kutuplama devresindeki direnç değerleri kararlılık faktörü ve çalışma noktasından belirlenebilir.

Mikrodalga silisyum transistörlerinde iki tip dc-kutup-

lama devresi vardır.

Pasif dc-kutuplama devreleri: Şekil 7-8, mikrodalga silisyum transistörlerdeki pasif dc- kutuplama devrelerine üç örnek olarak verilmiştir. Bunlardan emetörü kısa devre edilmiş olan iki tanesi Şekil 8-8a ve mikrodalga frekanslarında kullanılır. Şekil 7-8b'de ki kutuplama devresi daha düşük direnç gösterir bu nedenle ince ve kalın film direnç değerleri ile uyumludur. Şekil 7-8c'de verilen devrede emetör geçiş direnci olduğu için daha düşük mikrodalga frekanslarında kullanılabilir. Emetör geçiş direnci mükemmel bir kararlılık sağlar.

Tasarım örneği: Pasif dc-kutuplama devresi tasarımı

Bir mikrodalga silisyum transistörü aşağıdaki parametrelere haizdir.

$V_{CC} = 30V$ $I_{BB} = 1,5mA$ Çalışma noktası:
 $V_{BB} = 3V$ $I_{CBO} = 0$ $V_{CE} = 10V$
 $V_{BE} = 1V$ $h_{FE} = 50$ $I_C = 15mA$

Çalışma noktasını sıcaklık değişiminde sabit tutabilmek için Şekil 7-8'de gösterildiği gibi bir pasif dc- kutuplama devresi tasarlamak gerekir.

Çözüm:

1. Gerilim geri beslemeli pasif dc-kutuplama devresi tasarımı

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{15 \times 10^{-3}}{50} = 0,3 \text{ mA}$$

$$R_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_B} = \frac{10-1}{0,3 \times 10^{-3}} = 30k\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_B} = \frac{30-10}{15 \times 10^{-3} + 0,3 \times 10^{-3}} = 1,3k\Omega$$

2. Sabit baz akımlı ve gerilim geri beslemeli dc-kutuplama devresi tasarımı

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B} = \frac{3-1}{0,3 \times 10^{-3}} = 6,67k\Omega$$

$$R_{B1} = \frac{V_{CE} - V_{BB}}{I_{BB} + I_B} = \frac{10-3}{1,5 \times 10^{-3} + 0,3 \times 10^{-3}} = 3,89k\Omega$$

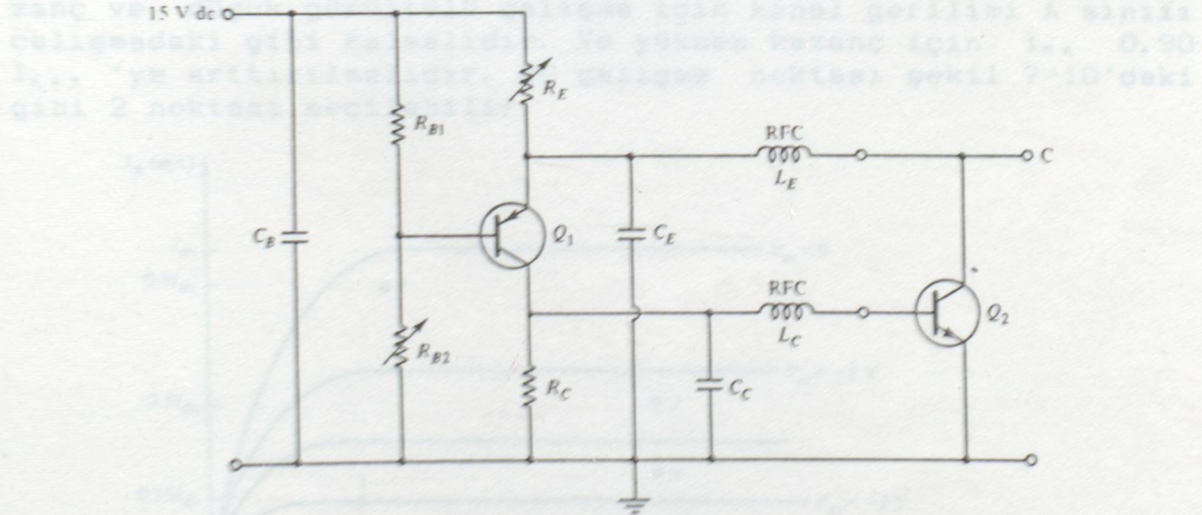
$$R_{B2} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_{B2}} = \frac{3 - 1}{1,5 \times 10^{-3}} = 2k\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_{B1} + I_{B2}} = \frac{30 - 10}{15 \times 10^{-3} + 1,5 \times 10^{-3} + 0,3 \times 10^{-3}} = 1,19k\Omega$$

3. Emetör geçiş dirençli dc-kutuplama devresi tasarımı

$$R_E = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_E} = \frac{3 - 1}{0,3 \times 10^{-3}} = 6,67k\Omega$$

Aktif dc-kutuplama devreleri: Kutuplama devresinin özelliği çalışma noktasını sabit tutmasıdır. En çok kullanılan dc-kutuplama devrelerinden biri şekil 7-9'da gösterilmiştir ki burada Q_1 npn transistör ve Q_2 mikrodalga silisyum transistörüdür. Aktif dc-kutuplama devresi oldukça geniş bir sıcaklık kademesinde sabit bir çalışma noktası temin eder. Çalışma noktası R_{B2} ve R_E ile ayarlanabilir. R_{B2} belirli bir V_{CE} , R_E ise belirli bir kollektör akımı I_C sağlamak için ayarlanabilir. L_E ve L_C yüksek frekans şokları iki ve üç turluk 36 numara sızdı 0,1 inç hava yalıtkanlı tellerle yapılabilir. R_{B1} 100Ω 1/4 W direnç ve geçiş kapasiteleri (süzme) 0,01μF 100V - disk olabilirler.



Şekil 7-9 Mikrodalga silisyum transistör için aktif dc-kutuplama devresi

Isıl kompenzasyon açısından pasif kutuplama devreleri de istenilen sonuçları sağlar. Mahmahi, dc-akım kazancı değişimi geniş ise otomatik kompenzasyon ancak aktif kutuplama devresi ile sağlanabilir. Buna ilaveten aktif kutuplama devresi düşük gürültülü veya yüksek güçlü kuvvetlendiriciler için daha iyi çalışma noktası kararlılığı sağlar. Aktif kutuplama devreleri mikrodalga transistörünün kollektör akımını algıla-

yan ve kollektör akımını sabit tutacak baz akımını ayarlayan bir geri besleme çevrimidir.

7-2-3 Kutuplama Devresi Tasarımı

Mikrodalga kuvvetlendirici devresinde dc çalışma noktası Q'nın seçimi uygulamanın içine bağlıdır. GaAs MESFET için dc-kutuplama devresi kararlı bir çalışma noktasını sağlamalıdır. Kaynak direnci R_s şu şekilde ifade edilebilir.

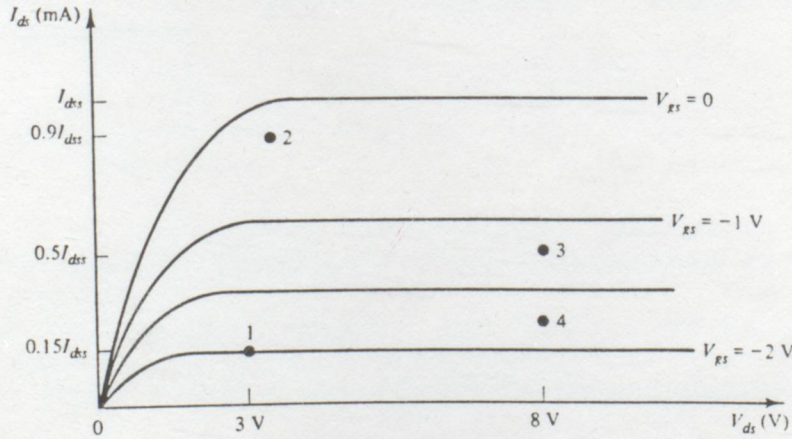
$$R_s = - \frac{V_{gs}}{I_{ds}} = - \frac{V_p}{I_{ds}} \left(-\sqrt{\left(\frac{I_{ds}}{I_{ds,sat}} \right)} \right) \quad (7-2-3-1)$$

(7-2-3-1) eşitliği R_s geri besleme direnci; I_{ds} değişiminin ve buna bağlı olarak V_{gs} ve $I_{ds,sat}$ 'nın etkisini azaltır.

Genelde A sınıfı lineer kuvvetlendiriciler düşük gürültü, alçak güç ve yüksek kazancı sağlarlar. Fakat B ve AB sınıfı kuvvetlendiriciler daha yüksek etkinlikli çalışırlar. GaAs MESFET kuvvetlendirici için dc- çalışma noktasının seçimi üç tip çalışma sınıfına ayrılabilir.

1. Düşük güç düşük gürültülü çalışma. Düşük güçlü ve düşük gürültülü kuvvetlendiriciler nispeten düşük kanal-kaynak gerilimi V_{ds} ve I_{ds} akımı ile çalışırlar. Ki genelde I_{ds} $0,15I_{ds,sat}$ 'ye eşittir. Bu koşul altında çalışma noktası Q şekil 7-10 'da gösterildiği gibi 1 noktasında seçilir. Bu tip çalışma klasik A tipi çalışmasıdır.

2. Yüksek kazanç ve düşük gürültülü çalışma. Yüksek kazanç ve düşük gürültülü çalışma için kanal gerilimi A sınıfı çalışmadaki gibi kalmalıdır. Ve yüksek kazanç için I_{ds} $0,90 I_{ds,sat}$ 'ye arttırılmalıdır. DC çalışma noktası şekil 7-10'daki gibi 2 noktası seçilebilir.



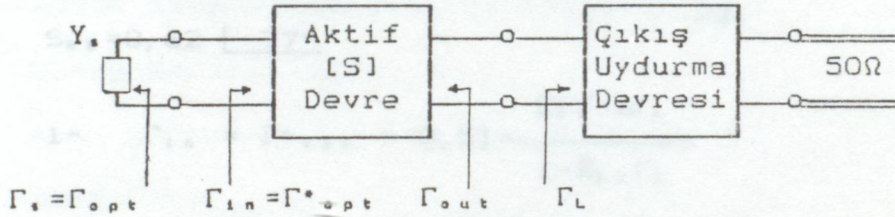
Şekil 7-10 GaAs MESFET'li kuvvetlendirici için dc çalışma noktası

3. Yüksek güç ve yüksek etkinlikli çalışma. Güç çıkışı arttırıldığı gibi kanal gerilimi V_{ds} de arttırılmalıdır. Diğer taraftan I_{ds} kanal akımı I_{ds} A sınıfı çalışmada kalabilmek için azaltılmalıdır. DC çalışma noktası Q, şekil 7-10'da görüldüğü gibi 3 noktasında $V_{ds} \approx 8-10V$ ve $I_{ds} = 0,51 I_{ds,sat}$.

8-Düşük Gürültü Kuvvetlendirici Tasarımı

8-1 Giriş

Düşük gürültü kuvvetlendirici tasarımı için öncelikle $\Gamma_i = \Gamma_{opt}$ olmalıdır. Bir ileriki aşama için kuvvetlendiricinin girişinden en büyük gücü çekebilmek için $\Gamma_{in} = \Gamma_{opt}^*$ olmalıdır. Bu iki şart belirli bir Γ_L değeri için mümkündür. En ideal olarak $\Gamma_L = \Gamma_{opt}^*$ şartı da bunlara ilaveten sağlanabiliyorsa da ha mükemmel bir tasarımın gerçekleşebileceği aşıkardır. (Bakınız şekil 8-1) Ancak belirli bir Γ_L değeri için $\Gamma_{in} = \Gamma_{opt}^*$ şartı sağlanabildiğinden bu geribesleme devresi kullanmadan gerçekleştirilemez. Hatta $\Gamma_{in} = \Gamma_{opt}^*$ şartı için bulunacak Γ_L değerinin kuvvetlendiriciyi kararlı durumda tutup tutamayacağıda hesaplanmalıdır. Söz konusu Γ_L için kuvvetlendirici kararlı değilse girişten en büyük gücü çekmek mümkün değildir. Ancak gürültü, kazanç ve kararlılık daireleri çizilerek en düşük gürültü figürüne sahip en yüksek kazançlı Γ_L için tasarım tekrarlanır.



Şekil 8-1 Düşük Gürültülü Devre Tasarımı

8-2 Tasarım için izlenecek Olan Yol

1- $\Gamma_{in} = \Gamma_{opt}^*$ şartını sağlayan Γ_L değeri aşağıdaki formülden hesaplanır.

$$\Gamma_{in} = \frac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} = \Gamma_{opt}^*$$

2- K ve hesaplanır, kararlılık daireleri yük düzlemine çizilerek bulunan Γ_L için kuvvetlendiricinin kararlı olup olmadığı gözlenir.

(a) Eğer sistem kararlı ise $F_1 = F_{min}$ ve $Kazanç = G_0$ (Çalışma güç kazancı) formülünden tayin edilir.

(b) Daha sonra çıkış için empedans uydurucu devre tasarlanır.

(c) Mikroşerit hatlarla kuvvetlendirici gerçekleştirilir.

3- Eğer en düşük gürültü figürü için Γ_L kuvvetlendiriciyi kararsız yapıyorsa

(a) Kararlılık daireleri (giriş ve çıkış) yük düzlemine çizilerek kararlı bölgeler tayin edilir.

(b) Gürültü, kazanç daireleri aynı düzleme çizilir.

(c) En düşük gürültülü ve mümkün olduğu kadar yüksek kazanç veren Γ_L değeri yük düzleminde smith abağından tesbit edilir. Mümkünse uydurma devrelerindeki tasarım kolaylığı nedeniyle Γ_L değeri birim daire veya reel eksen üzerinde seçilmelidir.

(d) Çıkış için uydurma devresi tasarlanır.

(e) istenirse mikroşerit hatlarla kuvvetlendirici tasarlanabilir.

NE71083 Düşük gürültülü GaAsMESFET aşağıdaki parametrelere sahiptir. (Databook'dan) Çalışma noktası $V_{ds} = 3V$ ve $I_{ds} = 100mA$ 'dır. Çalışma frekansı ise 6 GHz'dir. Buna göre düşük gürültülü bir kuvvetlendirici tasarlamaya çalışalım.

$$S_{11} = 0,44 \angle -103^\circ \quad F_{min} = 3dB$$

$$S_{12} = 0,07 \angle 20^\circ \quad \Gamma_o = 0,51 \angle 180^\circ$$

Artık 6. bölümdeki sonuçlardan faydalanarak kararlılık daireleri çizilebilir. Bundan so $R_n = 5\Omega \approx (\frac{2}{3g_0})$ çıkış Γ_L 'nin kararlı bölgede olup olmadığına görebiliriz 3g.

$$S_{22} = 0,62 \angle -77^\circ$$

$$1 - \Gamma_{in} = \Gamma_{opt}^* = -0,51 = \frac{S_{11} - \Delta \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (8-1)$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} = 0,288579 \angle -147,119^\circ$$

sonuçlar (8-1)'de yerine yazılarak

$$\Gamma_L = 1,2 \angle 64^\circ \quad R, V, T \text{ parametreleri (8-2)'de yerine ko-$$

olarak bulunur.

2) Görülüyorki $|\Gamma_L| > 1$ olduğundan kuvvetlendirici kararsızdır. Şu halde kaynaktan en büyük güç çekilemeyecektir. En düşük gürültü figürünü sağlayan yeni vede kararlı Γ_L değerini bulmaya çalışalım.

3- Giriş için çıkış kararlıdır.

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|} = 1,582947 > 1$$

(a)

Giriş ve çıkış kararlılık dairelerini yük düzlemine çizmek için 6. bölümdeki sonuçlardan yararlanmadan önce gerekli olan R, T, V, X, Y parametrelerini tayin edelim.

$$R = 1 - |S_{11}|^2 \quad ; \quad T = S_{22} - S_{11}^* \Delta$$

$$V = |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad ; \quad X = \Gamma_{opt}^* - S_{11}$$

$$Y = \Delta - S_{22} \Gamma_{opt}^*$$

Yine $R=1-|0,44|^2$ ise $R=0,8064$ Γ_{1c} kararlı bölgedir. Dolayısıyla $|\Gamma_{1c}| < 1$ için $T=0,62-0,44 \underline{-103} \quad 0,288579 \underline{-147,119}$

$$T=0,5178 \underline{-84,64}$$

$$V=|0,62|^2 - |0,288579|^2 = 0,30112$$

$$V=0,30$$

$$X=-0,51-0,44 \underline{-103} = -0,411021 + 0,42872j$$

$$X=0,593918 \underline{133,7924}$$

$$Y=0,288579 \underline{-147,119} + 0,62.0,51 \underline{-77^\circ}$$

$$Y=0,495298 \underline{-110,224}$$

Artık 6. bölümdeki sonuçlardan faydalanarak kararlılık dairelerini çizelim. Bundan sonra hesapladığımız Γ_L 'nin kararlı bölgede olup olmadığını görebiliriz.

Çıkış kararlılığı

$$\begin{aligned} A &= R & \Gamma_{1c} &= \frac{C^*}{B} \\ B &= -V & & \\ C &= -T & R_L &= \pm \frac{\sqrt{BA + |C|^2}}{B} \end{aligned} \quad (8-2)$$

yukarıda bulduğumuz R, V, T parametreleri (8-2)'de yerine konursa

$$\Gamma_{1c} = 1,726 \underline{84,64} \quad R_L = 0,5375$$

olarak bulunur. $S_{22} < 1$ olduğuna göre şekil 8-2'de görüleceği gibi bu kararlılık dairelerinin dışı kararlı bölgedir. O halde her $|\Gamma_L| < 1$ için çıkış kararlıdır.

Giriş kararlılığı

$$\begin{aligned} A &= R^2 - |T|^2 & A &= 0,38216 & \Gamma_{1c} &= \frac{C^*}{B} \\ B &= V^2 - |T|^2 & B &= 0,1781 & R_g &= \frac{\pm \sqrt{BA + |C|^2}}{B} \\ C &= -T(R-V) & C &= -0,2622 \underline{-84,64} \end{aligned}$$

$$\Gamma_{1g} = 1,4721 \underline{84,64} \quad R_g = 0,14707$$

yine şekil 8-2'ye bakılırsa yük düzlemine çizilen giriş kararlılık dairesinin dışı kararlı bölgedir. Dolayısıyla ($|\Gamma_L| < 1$) için kararsız bölge yoktur.

(b) Gürültü ve kazanç dairelerini yine 6. bölümde bulduğumuz neticelerden yararlanarak hesaplayalım

Şimdide önce yük düzlemi gürültü daireleri sonrada kazanç dairelerinin merkez ve yarıçaplarını 6. bölümde çıkardığımız sonuçlardan faydalanarak bulalım.

$$N_1 = \frac{(F_1 - F_{n,1}) |1 + \Gamma_{o,p}|^2}{4R_n}$$

$$A = |X|^2 - N_1 R$$

$$B = -|Y|^2 + N_1 V$$

$$C = X^* Y + N_1 T$$

$$F_1 = F_{n,1} = 3\text{dB için } N_1 = 0$$

$$A = 0,352738 \quad ; \quad B = 0,24532$$

$$C = 0,593918. 0,495298 \angle -133,794 - 110,222$$

$$C = 0,29416 \angle -180$$

$$\text{Merkez} = \frac{C^*}{B} = -1,2$$

$$\text{Yarıçap} = 1,69$$

$$F_1 = 4\text{dB için } N_1 = \frac{2,5118 - 1,9952}{4,5} \cdot |1 - 0,51|^2$$

$$N_1 = 0,019$$

$$A = 0,3373 \quad ; \quad B = 0,25$$

$$C = -0,29416 + 0,019. 0,5178 \angle -84,64$$

$$= -0,29324 - 0,009795j = 0,2934 \angle 1,91^\circ$$

$$\text{Merkez} = \frac{0,2934}{0,25} \angle -1,91 = 1,1736 \angle -1,91$$

$$\text{Yarıçap} = 1,65$$

yük düzlemi kazanç dairelerine geçerek okursak

Şekil 8-2 Kararlılık dairelerinin yük düzleminde çizilmesi.

Şekil 8-2 Kararlılık dairelerinin yük düzleminde çizilmesi.

$$A = -R + \frac{|S_{21}|^2}{G_p}$$

$$B = V + \frac{|S_{21}|^2}{G_p}$$

$$C = T$$

$$G_T(\max) = 11,59$$

10dB için

$$A = -0,8064 + \frac{2,28^2}{10} \quad \text{ise } A = -0,28656$$

$$B = 0,3 + \frac{2,28^2}{10} \quad \text{ise } B = 0,81984$$

$$C = 0,5178 \angle -84,64$$

$$\text{Merkez} = 0,63158 \angle 84,64$$

$$\text{Yarıçap} = 0,22219$$

9dB için

$$G_p = 10^{0,9/10} = 7,94$$

$$A = -0,8064 + \frac{2,28^2}{7,94} \quad A = -0,151689$$

$$B = 0,3 + \frac{2,28^2}{7,94} \quad B = 0,95471$$

$$C = 0,5178 \angle -84,64$$

$$\text{Merkez} = 0,54236 \angle -84,64 \quad ; \text{Yarıçap} = 0,3677$$

8dB için

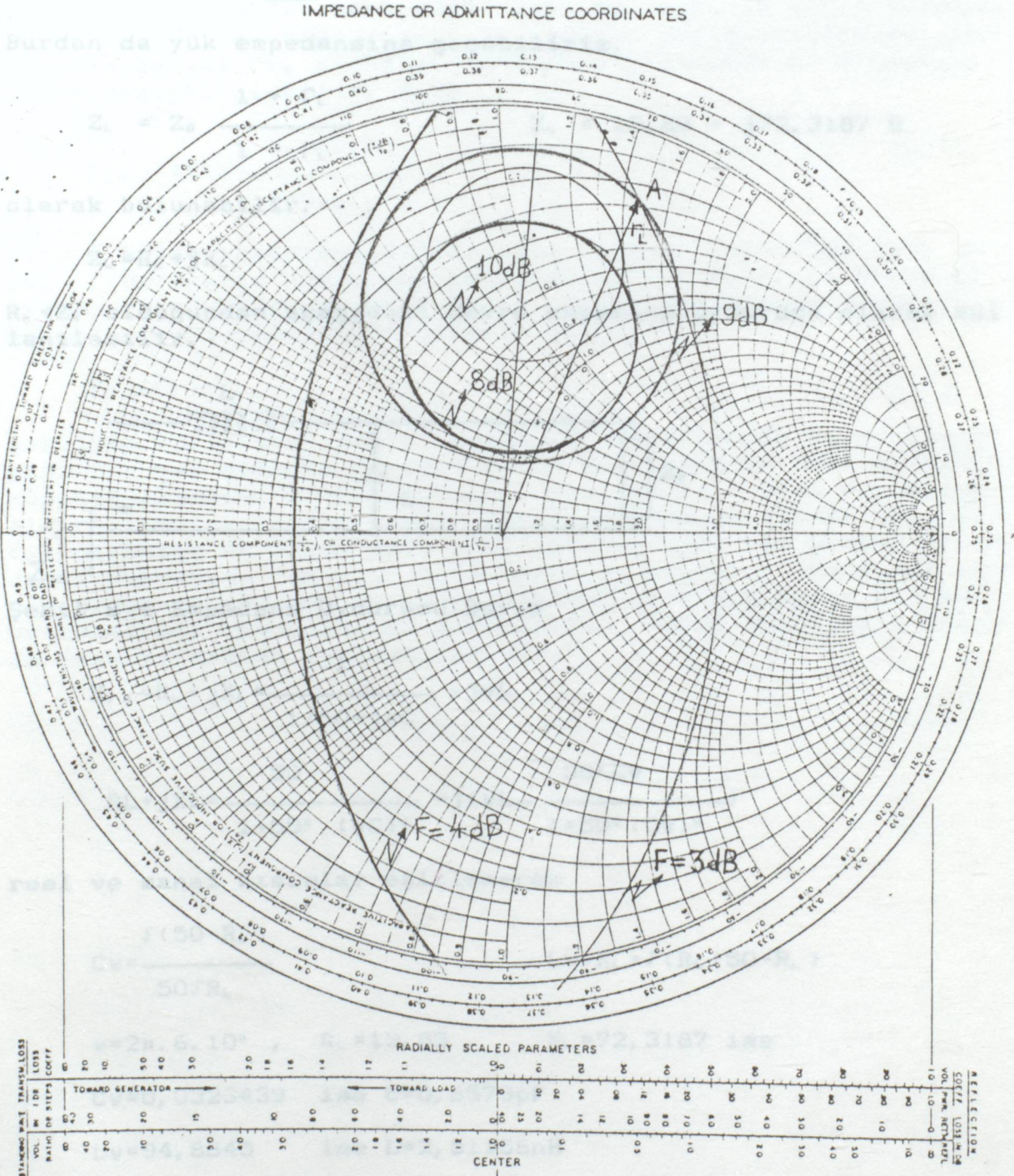
$$G_p = 10^{0,8/10} = 6,3095$$

$$A = 0,0175 \quad ; B = 1,1239$$

$$\text{Merkez} = 0,4607 \angle -84,64 \quad ; \text{Yarıçap} = 0,278$$

(c) Bu sonuçlardan yararlanarak gürültü ve sabit kazanç

dairelerin Şekil 8-3 çizilmiştir. Şekil 8-3'de A noktası 10 dB'lik kazanç ve 10 dB'lik gürültüye karşılık gelir. Bu noktadan yola çıkarak Şekil 8-3'de A noktası 10 dB'lik kazanç ve 10 dB'lik gürültüye karşılık gelir. Bu noktadan yola çıkarak Şekil 8-3'de A noktası 10 dB'lik kazanç ve 10 dB'lik gürültüye karşılık gelir.



Şekil 8-3 Gürültü ve kazanç dairelerinin Yük düzlemine çizilmesi

8-3 Sonuç

daiirelerini Şekil 8-3 'de çizilmiştir. Şekil 8-3 'de A noktası için $F=3\text{dB}$ ve kazanç $G_p = 10\text{ dB}$ ' dir. Biz bu noktayı yeni Γ_L değeri olarak tayin etmiş olalım. Bu çözümden yararlanarak çıkış empedans uydurma devresini tasarlamaya geçelim.

(d) Şekil 8-3'den Γ_L okunursa

$$\Gamma_L = 0.838 \angle 68^\circ$$

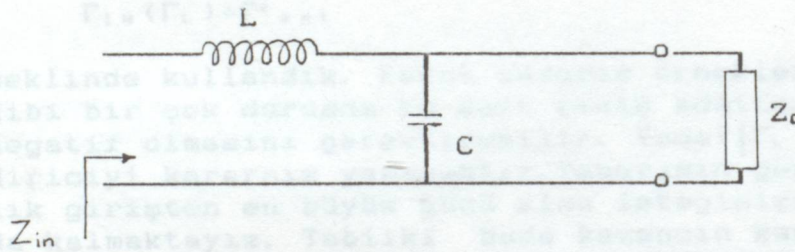
Buradan da yük empedansına geçebiliriz.

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad Z_L = 13.83 + j72.3187 \Omega$$

olarak bulunabilir.

$$Z_L = R_L + jX_L$$

$R_L < Z_0$ olduğundan aşağıdaki devre empedans uydurucu olarak kullanılabilir.



Şekil 8-4 Empedans Uydurucu Devre

$$Z_{in} = R_L + jX_L = \frac{1}{1/50 + j\omega C} + j\omega L$$

$$R_L + jX_L = \frac{50}{1 + 50^2 (\omega C)^2} + j\left(\omega L - \frac{50^2 C\omega}{1 + 50^2 (C\omega)^2}\right)$$

reel ve sanal kısımlar eşitlenerek

$$C\omega = \frac{\sqrt{50 - R_L}}{50\sqrt{R_L}}$$

$$L\omega = X_L + \sqrt{R_L (50 - R_L)}$$

$$\omega = 2\pi \cdot 6 \cdot 10^9, \quad R_L = 13.83, \quad X_L = 72.3187 \text{ ise}$$

$$C\omega = 0.0323439 \text{ ise } C = 0.8579 \text{ pF}$$

$$L\omega = 94.6845 \text{ ise } L = 2.51158 \text{ nH}$$

olarak bulunur.

8-3 Sonuç

Gürültülü iki kapılının gürültü figürü

$$F = F_{s,1n} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (E1-1)$$

olarak yazılabilir. Görüldüğü gibi bu eşitlik çıkış yansıma katsayısı Γ_L 'den bağımsızdır. Bu nedenle girişten görülen yansıma katsayısı Γ_{1n} gürültü figürünü etkilemeden Γ_L değiştirilerek değiştirilebilir. Zira

$$|\Gamma_{1n}|^2 = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (E1-2)$$

dir. O halde tasarımda izlediğimiz yoldada görüldüğü gibi uygun Γ_L seçilerek hem düşük gürültü figürü ($F_1 = F_{s,1n}$) hemde girişten en büyük gücü çekebilecek Γ_{1n} 'i belirlemek mümkündür. Bunun gerçekleşmesi için gerekli şartı

$$\Gamma_{1n}(\Gamma_L) = \Gamma_{opt}^* \quad (E1-3)$$

şeklinde kullandık. Fakat tasarım örneklerimizde de görüldüğü gibi bir çok durumda bu şart çıkış admitansının reel kısmının negatif olmasını gerektirebilir. Yada ($|\Gamma_L| > 1$) Buda kuvvetlendiriciyi kararsız yapacaktır. Tasarımın gerçekleşmesi için artık girişten en büyük gücü alma isteğimizden vaz geçmek zorunda kalmaktayız. Tabii ki buda kazancın düşmesine neden olduğunu gördük. Bu problem ancak geri beslemeli bir kuvvetlendirici tasarlanarak çözülebilir. Burda anlattığım metod la kazancı dahada iyileştiremeyiz.

$$B_1 = 1 - |\Delta|^2 - |a_{11}|^2 - |a_{21}|^2 > 0 \quad (E1-7)$$

Bu nedenle

$$B_2 = 1 - |\Delta|^2 - |a_{12}|^2 - |a_{22}|^2 > 0 \quad (E1-8)$$

B_1 ve B_2 aynı işaretli olduğuna göre $k > 1$ ve $B_1 > 0$ koşullarını yazıp taraf tarafı içleyelim

$$\frac{1 - |\Delta|^2 - |a_{11}|^2 - |a_{21}|^2 - 2|a_{11}||a_{21}|}{1 - |\Delta|^2 - |a_{11}|^2 - |a_{21}|^2} > 0 \quad (E1-9)$$

EK-1 B_1 ve B_2 'nin işareti

$$k > 1$$

$$1 - |\Delta|^2 > 0 \quad (|\Delta| < 1)$$

(E1-1)

koşulları için incelemeye başlayalım (3-2-1-9)'dan

$$2\text{Re}(s_{11}s_{22}^*s_{12}^*s_{21}) < (1 - |s_{22}|^2)(1 - |s_{11}|^2 + |s_{21}|^2|s_{12}|^2 - 2|s_{12}||s_{21}|) \quad (E1-2)$$

yazılabilir. (Ayrıntı için bakınız Referans-4)

$$|\Delta|^2 = |s_{11}|^2|s_{22}|^2 + |s_{21}|^2|s_{12}|^2 - 2\text{Re}(s_{11}s_{22}^*s_{12}^*s_{21}) \quad (E1-3)$$

olduğuna göre (E1-2), (E1-3)'de yerine konursa

$$1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - 2|s_{12}||s_{21}| + |\Delta|^2 > 0 \quad (E1-4)$$

sonucuna ulaşılır. $|\Delta| < 1$ olduğuna göre $|\Delta| \rightarrow 1$ yazılırsa bu eşitsizlik bozulmaz.

$$1 - |s_{11}|^2 + 1 - |s_{22}|^2 > 2|s_{12}||s_{21}| \quad (E1-5)$$

Ve eğer $|s_{11}| > |s_{22}|$ ise $1 - |s_{11}|^2 \rightarrow 1 - |s_{22}|^2$ yazmak hayli hayli eşitsizliği sağlar

$$1 - |s_{22}|^2 > |s_{12}||s_{21}| \quad (E1-6)$$

bu sonuç (3-2-1-10)'la aynı olduğuna dikkatinizi çekelim. (E1-1)'deki koşullar altında (3-2-1-11) 'de eşitsizliğide gerçekler fakat bu eşitsizlik (E1-6)'da bulduğumuz eşitsizlikten daha zayıftır. Bu sonuçlar altında (3-2-6-a) ve (3-2-6-b)'de sonuçları veren denklemlerdeki B_1 ve B_2 'nin işaretinin (3-2-3) ve (3-2-4)'deki tanımlarındanda yararlanarak birbirine aynı olması gerektiği görülür. $|s_{11}| > |s_{22}|$ kâbulü altında bunların işaretinin pozitif olduğunu gösterelim.

$$B_1 = \underbrace{1 - |\Delta|^2}_+ + \underbrace{|s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}_+ > 0 \quad (E1-7)$$

Bu nedenle

$$B_2 = 1 - |\Delta|^2 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 > 0 \quad (E1-8)$$

B_1 ve B_2 aynı işaretli olduğuna göre $k > 1$ ve $B_2 > 0$ koşullarını yazıp taraf tarafa toplayalım

$$\begin{array}{r} 1 + |\Delta|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - 2|s_{12}||s_{21}| > 0 \\ + \quad 1 - |\Delta|^2 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 > 0 \\ \hline 1 - |s_{11}|^2 > |s_{12}||s_{21}| \end{array} \quad (E1-9)$$

bulunur buda (3-2-1-11)ifadesi ile aynıdır.

$k > 1, |\Delta| > 1$ olma durumu

Artık iki-kapılı koşulsuz kararlı değildir. Fakat koşulsuz kararlılığın bir koşulu, $k > 1$, sağlanmaktadır. Fakat E1-6 ve E1-9 artık geçerli değildir. Yine $|S_{11}| - |S_{22}|$ kabul edelim.

$$1 - |S_{11}|^2 < |S_{12}| |S_{21}| \quad (E1-10)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}| |S_{21}| \quad (E1-11)$$

Biliyoruzki uydurmanın sağlanabilmesi için B_1 ve B_2 aynı işaretli olmalıydı. $|\Delta| > 1$ olduğuna göre B_2 negatiftir. O halde B_1 de negatif olmalıdır.

$$B_2 = 1 - |\Delta|^2 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 < 0 \quad (E1-12)$$

$k > 1$ ise ve E1-11'den

$$1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 > 2 |S_{12}| |S_{21}|$$

$$2 |S_{12}| |S_{21}| > 2 - 2 |S_{22}|^2$$

Buradan $|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 > 1 - |S_{22}|^2$ bulunur. B_1 ifadesinde bu sonucu kullanalım.

$$\begin{aligned} B_1 &= 1 - |\Delta|^2 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 \\ &= -(|\Delta|^2 - |S_{11}|^2) + 1 - |S_{22}|^2 < 0 \end{aligned}$$

olarak bulunur.

EK-2 Alternatif Gürültü Faktörü ifadesi
(4-6-11)'den gürültü faktörü

$$F = F_{opt} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s - G_{s,opt})^2 + (B_s - B_{s,opt})^2]$$

olduğunu biliyoruz. Bu ifadede R_n , G_s , B_s , $G_{s,opt}$ ve $B_{s,opt}$ normalize edilerek yazılırsa

$$F = F_{s,n} + \frac{r_n}{g_s} [(g_s - g_o)^2 + (b_s - b_o)^2] \quad (E2-1)$$

bulunabilir. Burada

$r_n = R_n / Z_o$ iki kapılının normalize gürültü direncidir.

$y_s = g_s + j b_s$ normalize kaynak admitansdır.

$y_o = g_o + j b_o$ en düşük gürültü figürünü veren optimum normalize kaynak admitansdır.

Normalize kaynak admitansı ve Optimum normalize kaynak admitansı aşağıdaki gibi sırasıyla normalize kaynak yansım katsayısı ve optimum normalize kaynak yansım katsayısı cinsinden yazılabilir.

$$y_s = \frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s} \quad ; \quad y_o = \frac{1 - \Gamma_o}{1 + \Gamma_o} \quad (E2-2)$$

Burada Γ_o optimum kaynak yansım katsayısıdır.

(E2-2) ve (E2-1) birleştirilirse gürültü figürü ifadesi

$$F = F_{s,n} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_o|^2} \quad (E2-3)$$

Γ_n direnci 50Ω 'luk kaynak direnci kullanılırken ($\Gamma_s = 0$) gürültü figürünün F 'in ölçülmesi ile bulunabilir. Ohalde

$$r_n = (F_{s=0} - F_{s,n}) \frac{|1 + \Gamma_o|^2}{4 |\Gamma_o|^2} \quad (E2-4)$$

den hesaplanarak bulunabilir. Yada Databook 'larda bulunabilecek transistörün g_s parametresi cinsinden van der Ziel'in hesapladığı gibi yaklaşık olarak bulunabilir. Bahsi geçen ifade aşağıda verilmiştir.

$$R_n \approx \frac{2}{3 g_s} \quad (E2-5)$$

Gürültü figürü dairelerini hesaplamak için gürültü figürü parametresi N_i 'yi bölüm 6'daki gibi tanımlayarak gerekli

işlemler yapıldıktan sonra (6-2-8), (6-2-9) ve (6-2-10) sonuçları aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$A = |S_{11} - \Gamma_{opt}^*|^2 - N_1 (1 - |S_{11}|^2) \quad (6-2-8)$$

$$B = N_1 (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) |S_{22} \Gamma_{opt}^* - \Delta|^2 \quad (6-2-9)$$

$$C = N_1 (S_{22} - S_{11}^* \Delta) + (S_{11}^* + \Gamma_{opt}) (S_{22} \Gamma_{opt}^* - \Delta) \quad (6-2-10)$$

Bu sonuçlardan yararlanarak

$$C_{F1} = \frac{C^*}{B} = \frac{\Gamma_0}{1 + N_1} \quad (E2-6)$$

$$R_{F1} = \frac{\sqrt{(BA + |C|^2)}}{B} = \frac{1}{1 + N_1} [N_{e1} + N_1 (1 - |\Gamma_0|^2)]^{1/2} \quad (E2-7)$$

olarak bulunabilir.

(E2-6) ve (E2-7)'den görülebilir ki $N_1 = 0$ 'ken $F_1 = F_{1n}$ ve F_{1n} dairesinin merkezi Γ_0 'ın üzerindedir. Diğer gürültü figürü dairelerinin merkezleri optimum kaynak yansımaya katsayısı Γ_0 boyunca sıralanırlar.

KAYNAKLAR

- 1-Microwave Circuit Analysis And Amplifier Design, LIAO Samuel Y. 1987 Prentice Hall, Inc.
- 2-On Microwave Low Noise Feedback Amplifiers and Control Circuits , ALBINSSON Björn. Technical Report No 194 School of Electrical and Computer Engineering Chalmers University of Technology Göteborg, SWEDEN.
- 3-Microwave Devices and Circuits , LIAO Samuel Y. 1987 Prentice Hall, Inc.
- 4-Microwave Circuits and Amplifiers , GRIVET P. Volume 2, 1976 Academic Press.
- 5-Microwave Engineering, RIZZI Peter A. 1988 Prentice Hall, Inc.
- 6-Microwave Amplifiers and Oscillators , GENTILI Christian. 1986 North Oxford Academic Publishers Ltd.
- 7-Broadband Low Noise Bipolar Transistor Amplifier , KAZEMINEJAD Said. Ph D. Thesis , 1980 University of Bradford.
- 8-Low Noise Electronic Design , MOTCHENBACHER C.D. Honeywell Inc. FITCHEN F.C., University of Bridgeport. 1973 John Wiley & Sons Inc.
- 9-Elektrik Devrelerinde Gürültü , Yüksek lisans Ders Notları: Doç. Dr. Filiz GÜNEŞ. Yıldız Üniversitesi.
- 10-Microwave Transistors, Data Handbook. 1985 Philips

ÖZGEÇMİŞ

1967'de Almanya'da doğdum.ilk ve orta tahsilimi istanbul'da ki muhtelif okullarda yaptım.1984 yılında Yalova Lisesi'nden mezun oldum.Aynı yıl Yıldız Üniv. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümünü kazandım. 1988 yılında bölümümü birincilikle bitirdim. Halen bu bölümde Yüksek Lisans öğrenimime devam ediyorum. Aynı zamanda Fen Bilimleri Enstitüsüne bağlı Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktayım.

