

KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ \* FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ PROGRAMI

2671

UYDU YAYIN ALICISI

İsmail Hakkı ÇAVDAR

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde  
"Yüksek Lisans (Elektronik Mühendisliği)"  
Ünvanının Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 8 Ocak 1988  
Tezin Sözlü Savunma Tarihi : 29 Ocak 1988

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Hasan DİNÇER

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Mümtaz YILMAZ

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Kemal ERDOĞDU

Enstitü Müdürü: Prof. Dr. Doğan TURHAN

T. C.  
Yükseköğretim Kurulu  
Dokümantasyon Merkezi

Ocak 1988  
TRABZON

## ÖNSÖZ

İletişim alanında son yılların en güncel konularından biri olan uydu iletişimi üzerinde, dünyada olduğu gibi ülkemizde de yoğun çalışmalar yapılmaktadır. Bu çalışmada uydu iletişim dizgesini inceledim, uydu yayın alıcısı üzerinde bir tasarım yöntemi geliştirip, gerçekleştirilebilme olanağını araştırdım.

Bana bu güncel konu üzerinde çalışma olanağını sağlayan ve değerli bilgileriyle çalışmama yön veren sayın hocam, Elektronik Anabilim Dalı Başkanı Doç. Dr. Hasan Dinçer' e ayrıca tüm K.T.Ü. Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümü değerli öğretim elemanlarına teşekkürü borç bilirim.

İsmail Hakkı Çavdar

Ocak - 1988

Trabzon

## İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	V
SUMMARY .....	VII
BÖLÜM 1. GİRİŞ .....	1
BÖLÜM 2. UYDU İLETİŞİMİ.....	3
2.1. Giriş .....	3
2.2. Uydular Aracılığıyla İletişimin Tarihçesi .....	5
2.3. Uydular Aracılığıyla İletişimin Öğeleri	7
2.4. Ülkemizde Uydu İletişiminin Durumu ....	8
BÖLÜM 3. UYDU YAYIN ALICISI .....	11
3.1. Giriş .....	11
3.2. Uydu İletişim Dizgesinde modülasyon Yöntemleri .....	12
3.3. Uydu İletişim Dizgesinde Kayıplar .....	14
3.4. İşaret Düzeyinin Belirlenmesi .....	15
3.5. Düşük Gürültülü Dönüştürücü .....	19
3.6. İkinci Dönüştürücü .....	54
BÖLÜM 4. UYDU ALICI DİZGESİNİN GERÇEKLENMESİ VE TESTİ .....	79
4.1. Giriş .....	79
4.2. Birinci Dönüştürücünün Gerçeklenmesi ve Testi .....	79

4.3. İkinci Dönüştürücünün Yapımı ve Karşılaşılan Güçlükler .....	83
4.4. Düşük Gürültülü Yükseltecin Kazanç ve Gürültü Faktörü Ölçümü .....	84
BÖLÜM 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	88
KAYNAKLAR .....	89
EKLER .....	92
ÖZGEÇMİŞ .....	101

## ÖZET

Uydu iletişim dizgesi son yıllarda, diğer dizgelere nazaran birçok üstünlüklerinden dolayı tercih edilmektedir. Okyanus aşırı kıtalar arasında tek iletişim dizgesi olarak kullanılmaktadır. Bu iletişim dizgesinin en önemli üstünlükleri; ekonomikliği, kanal kapasitesinin fazla olması ve bu dizge ile TV yayınının yapılabilmesidir.

Uydu iletişim dizgesi göndermeç, uydu tekrarlayıcısı ve alıcıdan oluşur. Göndermeçten uyduya gönderilen işaret uydu tekrarlayıcısında kuvvetlendirilip frekans bandı değiştirildikten sonra tekrar alıcıya gönderilir. Göndermeç-uydu tekrarlayıcısı ve alıcı arasında işaretin iletimi parabolik uydu antenleri ile yapılır. Göndermeç ve alıcı birimlerinden oluşan üniteye yer istasyonu adı verilir.

Günümüzde uydu iletişim dizgeleri okyanusaşırı kıtalar arasında iletişimde kullanılmasının yanında, ulusal ve bölgesel iletişimde de diğer dizgelerin yerini almaktadır.

Uydu iletişim dizgelerinin yaygın olarak kullanılmasından sonra, uydu gücü artırılmış dolayısıyla daha küçük çaplı antenler ve küçük güçlü alıcılarla uydu yayınının doğrudan alınabilmesi güncel hale gelmiştir.

Uydu yayın alıcısı, uydu iletişim dizgesinin en önemli birimlerinden biridir. Alıcı girişindeki işaret

düzeyinin çok düşük olması nedeniyle kazancı yüksek, gürültü sıcaklığı çok düşük uydu alıcı antenlerine gereksinim vardır.

Uydu yayın alıcısı prensib olarak, Ku bandda (12GHz) gelen işaretin standart TV alıcılarında izlenebilmesi için UHF veya VHF bandına dönüştürülmesi işlemini yerine getirir.

Alıcı, düşük gürültülü dönüştürücü (DGD), ikinci dönüştürücü ve FM demodülatör-GM modülatör devrelerinden oluşur. Bu çalışmada uydu yayın alıcısı tasarımı yapılmış ve deneysel olarak gerçekleştirilebilme olanağı araştırılmıştır. Tasarımda bilgisayar kullanılmış ve Fortran 77 dilinde bir program geliştirilmiştir. Tasarım düşük gürültülü dönüştürücü ve ikinci dönüştürücü olarak iki aşamada yapılmıştır.

Tasarımı yapılan uydu yayın alıcısının deneysel olarak gerçekleştirilebilme olanağı araştırılmıştır. İleri bir teknoloji gerektiren düşük gürültülü dönüştürücü mikrodalga devre elemanlarıyla gerçekleştirilmiş ve üzerinde çeşitli deneyler yapılmıştır. Gerçekleştirilen bu dönüştürücünün uydu yayın alıcısı dizgesine uyarlılığı araştırılmıştır. İkinci dönüştürücü ise pratik olarak gerçekleştirilmiştir.

Yapılan bu çalışmalarını içeren bu tez beş ana bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde konuya bir giriş yapılmıştır. İkinci bölümde uydu iletişimi ve uydu iletişiminin ülkemizdeki durumu üzerinde durulmuştur. Üçüncü bölümde uydu yayın alıcısı tasarımı yapılmış, tasarımı yapılan dizgenin gerçekleştirilmesi ve testi dördüncü bölümde incelenmiştir. Beşinci bölümde ise sonuçlar ve önerilerde bulunulmuştur. Bilgisayar programı, veriler ve sonuçlar ekte sunulmuştur.

Bu çalışma ile ülkemizdeki uydu iletişimi hakkında bilgi birikiminin artacağı umulmakta ve geliştirilen tasarım yöntemi ile gerçekleştirilebilme olanağı artacaktır.

## SUMMARY

Satellite communication systems are being preferred to other system due to their numerous advantages in recent years. They are being used as the sole means of intercontinental communication over oceans. The main advantages such systems offer are economics, high capacity and the ability to realise TV broadcast via these systems.

A satellite communication systems consists of a transmitter, a satellite repeater and a receiver. The signal sent to the satellite by the transmitter is amplified at the satellite repeater and after a change of its frequency band sent back to the receiver. The transmission of the signal between these elements is facilitated by the use of parabolic satellite antennae. The unit made of the receiver and transmitter is called an earth station.

Satellite communication, besides its intercontinental usage, is now spreading in use to cover national and regional communication areas to replace the existing systems. Intensive work is being carried out in Turkey on satellite communication systems for national and regional broadcast systems.

To this two transponders have been hired from INTELSAT-V over the Hint Ocean. Several powerful earth station have been installed throughout the country and broadcast trials have started.

As a consequence of the widespread usage of satellite communication systems, power values have been increased therefore bringing with it the problem of being able to use antennae with much smaller diameters and less powerful receiver. The signal transmitted from the satellite is attenuated under the influence of several factors on its way to the receiver. The high altitude of the satellite and the high value of the signal frequency are the main factors affecting this attenuation. On the other hand, several atmospheric phenomena cause attenuation as well. These can be listed shortly as noise due to rain and humidity, Faraday refraction, and outer space noise.

Satellite broadcast receiver is one important element of the communication systems. The signal level at the input of the receiver is determined with due consideration of the transmission losses and satellite power. Satellite receiver antennae with high gain and very low noise temperatures are required owing to the low level of this input signal. Satellite broadcast receivers are designed to have high gain and ability to work with low noise levels.

Satellite broadcast receiver performs the conversion of the incoming signal in the Ku-band to UHF or VHF band in order to comply with standard TV reception. This conversion is called "down conversion" since it is a process from a higher frequency band to a lower frequency band.

Although this can be realised through a single conversion process, double conversion is usually used due to the advantages it offers.

The receiver consists of the low noise down converter, secondary converter, and GM modulator-FM demodulator circuits. Low noise down converter and the receiver antennae (top of buildings, roofs etc.). The signal at the output of the converter is in the SHF band ( $\approx 1$  GHz) thus a coaxial cable is used to transmit this signal



to the secondary converter inside the building. At the output of the secondary converter the signal is in the UHF or VHF band so that it can be applied to the input of standart TV receivers.

In this study the design of a satellite broadcast receiver has been realised and the possibility of realising an experimental prototype has been investigated. The design is programmed in FORTRAN 77 and developed as a computer based design, namely, low noise down converter and secondary converter designs.

Low noise converter unit is used to convert signal sent from 12 GHz band to 1-1,5 GHz band. Low noise converter includes the low noise amplifier, local oscillator and mixer circuits. As the active element GaAs FET has been used. In the design of the low noise amplifier the objective has been to achieve uniform gain response high gain and low noise. Stability, gain and noise analysis of the amplifier have been carried out. Besides, the impedance mismatch of the low noise amplifier has been matched to 50 ohms. Microstrip lumped elements have been used for impedance matching. Gunn oscillator has been the choice for the local oscillator. Several experiments aiming to study the feasibility of this oscillator in the systems have been carried out. The design of the mixer involves the selection and the double gate GaAs FET active element.

Secondary converter is the second unit of the satellite broadcast receiver. It is used to convert the signal in the SHF band to a signal in the UHF/VHF band. In structure it includes similar elements to the low noise converter. In the design of the secondary converter the amplifier is thought of as a transistor amplifier and impedance matching has been realised by well known passive elements. The design has been carried out by the s-parameters. The mixer circuits is taken to be a double diode balanced mixer circuit and the local oscillator as a crystal controlled oscillator together

with frequency tripling circuits.

The possibility to realise an experimental prototype of the satellite receiver designed has been investigated. The low noise converter that requires high technology has been realised by microwave circuit elements and their compliance with the satellite broadcast receiver systems has been investigated experimentally. The secondary converter has been constructed.

This report consist of five chapters. In the first chapter an introduction to subject has been attempted. The scend chapter covers the satellite communication and present state in the country. The third chapter describes the design of the satellite broadcast receiver, whereas the construction of the system designed and tests performed on it are given in the fourth chapter. The fifth chapter contanis the conslusions and the proposals developed. The computer program used for the design and tha data are presented in the appendices.

With this study it is hoped that the accumulation of information about satellite communication will increase and that the design method developed will be of use in realisation of such a system.

## BÖLÜM 1. GİRİŞ

İletişim gereksiniminin artması yeni iletişim tekniklerinin araştırılması ve geliştirilmesine yol açmıştır. Televizyon çağımızın en önemli kitlesel iletişim araçlarından biridir. Televizyon önceleri sadece ulusal ya da bölgesel iletişimde kullanılabilirdi.

Yüzyılımızın ikinci yarısından itibaren televizyonun sadece ulusal ve bölgesel iletişimde değil, uluslararası iletişimde de kullanılması düşünülmüştür. Bu düşünceden sonra yoğun çalışmalara girilmiştir ve TV'nin okyanusaşırı kıtalar arasında kullanılabilmesi için çeşitli teknikler geliştirilmiştir. Bu teknikler sırası ile yüksek frekans radyo dalgaları, denizaltı kabloları ve mikrodalga dalgalarıdır. Bu yöntemlerle belirli sürelerde okyanusaşırı kıtalar arasında iletişim sağlanabilmiştir. Fakat bu dalgaların birçok sakıncaları vardı. Bu sakıncaların başlıcaları ekonomik olmayışları, bant genişliğinin dar olması ve yayının kalite yönünden kötü oluşu olarak sayılabilir. Bu nedenlerden ötürü okyanus aşırı kıtalar arasında yeni bir dizgenin geliştirilmesini zorunlu kıldı. İletişim tarihinde büyük bir aşama olarak nitelendirilen uydu aracılığıyla iletişim çalışmalarına başlandı.

Uydular aracılığıyla iletişim çalışmaları ayın pasif uydu olarak kullanılması ile başlamıştır. Ayın dünya eksenini sürekli yer değiştirmesi iletişimi tam olarak sağlayamadı. Daha sonra uydu olarak bir balon uzaya fırlatıldı. Balonun pasif bir uydu olması

kullanılan göndermeç güçlerinin yüksek olmasını gerektiriyordu. Bu nedenle aktif uyduların, yani donanımlarında yükselteç içeren uyduların gerçekleştirilme çalışmalarına başlandı. Günümüzde aktif uydularla okyanus aşırı kıtalar arasında iletişim yapılabilmektedir.

Uydular aracılığıyla iletişim göndermeç, uydu tekrarlayıcısı ve alıcı öğelerinden oluşur. Göndermeç ve alıcıya yer istasyonu adı verilir. Ulusal amaçlı iletişimde büyük güçte yer istasyonları kullanılır.

Son yıllarda uzaya doğrudan yayın uyduları fırlatılmış, bu uygulamadan sonra doğrudan yayın alabilecek alıcılar gündeme gelmiştir. Doğrudan yayının alınabilmesi için, uydu göndermeç güçleri artırılmış dolayısıyla daha küçük çapta parabolik antenler ve daha düşük güçlü alıcılar sayesinde yayının alınabilmesi güncel hale gelmiştir.

İleri bir teknoloji gerektiren uydu yayın alıcılarının tasarımı ve gerçekleştirilebilmesi için daha sonraki bölümlerde yöntemler geliştirilecektir. Bu yöntemlerle ülkemizde uydu yayın alıcısı hakkında bilgi birikimi artacak ve gerçekleştirilebilmesi kolaylaşacaktır.

## BÖLÜM 2. UYDU İLETİŞİMİ

### 2.1. Giriş :

1956 yılına kadar okyanusaşırı kıtalar arasında iletişim ancak yüksek frekans (HF) radyo dizgeleri kullanılarak gerçekleştirilebiliyordu. Ancak bu tarihte Atlas Okyanusuna, Amerika kıtası ile Avrupa kıtası arasında döşenen denizaltı kablosu iletişim alanında büyük bir aşama olarak nitelendirildi. TAT-1 olarak adlandırılan ilk denizaltı kablosundan o tarihte geçirilebilen 48 telefon kanalı, günümüzde kullanılan dizgelerin kanal kapasiteleriyle karşılaştırıldığında çok düşük bir kapasite olarak nitelendirilebilirdi o günün koşulları altında ve yüksek frekans radyo dizgelerine göre nitelik ve nicelik açılarından çok yüksek bir kapasite olarak değerlendirilmekteydi. Fakat denizaltı kablosunun sağladığı bu üstünlük ancak 1965 yılına kadar sürdü. Denizaltı kablosunun yeterli düzeyde iletişim sağlayamaması yeni tür bir dizgenin geliştirilmesini zorunlu kıldı. Bunun sonucu, 1965 yılında iki kıta arasındaki iletişim, iletişim tarihinde büyük bir olay olarak nitelendirilen bir yöntemle uydu kullanılarak gerçekleştirildi. Bu tarihten sonra uydu iletişimi alanında yoğun çalışmalar başladı.

Uydu alanındaki gelişmelere değinmeden önce, uydunun kısa sürede bu derece yaygınlaşmasının nedenlerine biraz daha ayrıntılı bakalım.

1) Yüksek frekans dizgesi, denizaltı kablosu gerçekleştirilmeden önce okyanusaşırı kıtalar arasında kullanılan tek iletişim aracı idi. Bu tür bir dizgede

iletişim, yüksek frekans bandındaki dalgaların iyonosfer ile yer arasındaki yansımasından yararlanarak sağlanmaktadır. Bu dizgenin en önemli dört sakıncası ;

a) İyonosferdeki düzensizlikler nedeniyle, iyonosferden yansıyan dalgaların aldıkları yollar farklı olmakta, bunun sonucu ortaya çıkan faz farklılıkları antene ulaşan dalgaların zayıflamasına yol açmaktadır.

b) Yüksek frekans radyo dizgesinde kullanılan frekans bandı frekans modülasyonuna olanak vermemektedir. Buda genlik modülasyonuna nazaran daha üstün olarak nitelendirilen frekans modülasyonunun üstünlüklerinden yararlanmayı önlemektedir.

c) Zorunlu olarak genlik modülasyonu tekniğinin kullanılması ve iyonosferin yol açtığı kayıplar nedeni ile kullanılan güç çok yüksek olmaktadır.

d) Dizgenin kanal kapasitesi çok düşüktür.

Sayılan bu sakıncalardan ötürü yüksek frekans dizgesi denizaltı kablosunun kullanılmasıyla etkinliğini yitirmiştir.

2) Denizaltı kablolarının kıtalar arası iletişimde kullanılması TAT-1 kablosu ile başladı. (Kırımkan,1978). Bu dizgenin, ekonomik açıdan ve güvenilirlik açısından uydu dizgeleri ile karşılaştırılabilir olmasına karşın teknik açıdan uydu dizgelerine göre en önemli sakıncası bant genişliğinin dar olmasıydı. Bant genişliğinin dar olması sonucu kablodan geçirilebilen kanal sayısı düşük olmakta ve daha önemlisi denizaltı kablolarından televizyon yayını yapılamamasıdır.

3) Mikrodalga dizgeleri, teknik açıdan uydu ile hemen hemen aynı yapıdadır. Ancak bu dizgenin okyanusaşırı kıtalar arasında kullanılması, kullanılan frekans bandının istasyonlarda bulunan antenlerin birbirlerini görmelerini gerektirmesi nedeniyle olanaksızdır. Çünkü bu dizgede, iki nokta arasında hiçbir engel olmaması gereklidir.

Yukarıda yapılan açıklamalar sonunda uydu dizgesinin okyanusaşırı kıtalar arasında kullanılabilecek en uygun dizge olduğu anlaşılmaktadır. Ancak bugün uydu iletişim

dizgeleri yalnız okyanusaşırı iletişimde değil, ulusal ve bölgesel iletişimde ve diğer dizgelerin yerini alma yolundadır.

## 2.2 Uydular Aracılığıyla İletişimin Tarihçesi :

Uydu aracılığıyla iletişime ilişkin çalışmalar çok önceleri başlamış, fakat bu çalışmalara ait uygulamalara ancak 1954 yılında başlanabilmıştır. Bu uygulamalardan ilki 1954 yılı Temmuz'unda gerçekleştirilmiş ve bu deneyde dünyadan ay'a gönderilen bir mesaj aydan yansıyarak tekrar dünyadan alınmıştır. Bu deneyin başarı ile sonuçlanması, ayın pasif bir uydu olarak kullanılabilceğini göstermiştir. Ancak ayın pasif bir uydu olarak kullanıldığı bu bağlantıda iletişim sürekli olamıyordu. Çünkü iletişimin sürekliliği için ayın göndermeç ve alıcı tarafından görülmesi zorunluydu. Ay olmadığı zamanlarda iletişim kesilmekteydi. Bu tür bir iletişimin diğer bir olumsuz yanı sıra iletişim için kullanılan göndermeç güçlerinin çok yüksek olmasıydı. Bu bağlantıda 100 KW lık göndermeçler, 26 m. çapında parabolik antenler ve 430 MHz taşıyıcı frekansı kullanılmıştı. (Kırımkan,1978). Gücün bu derece yüksek olmasının nedeni ayın pasif bir uydu olmasıydı. Yani gelen işaret hiçbir işlem görmeden aya çarparak geri dönmekteydi. Bu ise kayıpların son derece yüksek olmasına yol açmaktaydı. Ayın bu sakıncalarını önlemek üzere yoğun çalışmalara girişildi. 1960 yılında ECHO adlı 30 m. çapında bir balon 1500 km. yükseklikte bir yörüngeye yerleştirildi. Bu balon Amerika'da iki merkez arasında iletişimi sağladı. Bu uygulamada 960 MHz ve 2290 MHz taşıyıcı frekansları kullanıldı. (Kırımkan,1978).

Pasif uyduların iletişim olanağının çok yüksek olmasına karşın kullanılan gücün çok yüksek olması ve bu gücün çok büyük kısmının boş yere harcanması bu tür iletişimi olumsuz yönde etkiliyordu. Bu uygulamada göndermeçten çıkan 10 KW.lık gücün balondan alıcı istasyona ulaşmasındaki kayıp oderece yüksek olmaktadır ki alıcı

antene çıkış gücünün ancak  $1/10^{18}$  i ulaşabiliyordu. Ayrıca alıcı tarafından alınan çok düşük düzeydeki bu işaretin, gürültü düzeyinin üzerinde tutulabilmesinin sağlamak amacıyla çok düşük gürültülü alıcılara gerek duyuluyordu (Kırımkan,1978).

18 Aralık 1958 yılında yörüngeye yerleştirilen ve içinde yükselteç bulunan ilk uydu SCORE ile uydu iletişiminde yeni bir dönem başladı. Kullanılan yükseltecin çıkış gücü 8 W. idi. İletişimde 150 MHz ve 122 MHz taşıyıcı frekansları kullanılmıştı. Ancak bu uydunun çalışması, enerji kaynağı olarak akü kullanılması nedeniyle 12 gün sürmüş ve bu süre sonunda akülerin boşalması nedeniyle yayın durmuştur.

Daha sonra atılan Courier 1B uydusunda SCORE gibi pasif uydular ile aktif uydular arasında bir geçiş olarak düşünülmüştür. 1960 yılı sonlarında 1000 km. yükseklikteki bir yörüngeye yerleştirilen ve gecikmeli iletişim uydusu olarak nitelendirilen bu uydu, bir yer istasyonundan gönderilen bilgiyi 2 GHz frekansında tekrar dünyaya göndermiştir.

İlk televizyon yayını 1962 yılında fırlatılan Telstar 1 uydusu ile gerçekleştirildi. Bu uydu Fransa ile Japonya'da bulunan yer istasyonları arasında iletişim sağlamıştır. Bu uyduda bir elektron tübü, 1064'ü transistör 1464'ü diyot olmak üzere toplam 2528 yarı iletken bulunuyordu. Bu uyduya gönderilen işaretin taşıyıcı frekansı 6390 MHz , gelen işaretin taşıyıcı frekansı ise 4170 MHz idi.

Böylece Telstar uydusu ile aktif uydular kullanılarak iletişim dönemi başlamış oldu. 20 Ağustos 1964 yılında uluslararası iletişim alanında uydu kullanımı sağlamak amacıyla 11 ülke birleşerek Uluslararası İletişim Uyduları Örgütü'nü (INTELSAT : International Telecommunication Satellite) kurdu.

Uydu üzerinden ticari iletişim resmi olarak 1965 yılında INTELSAT 1 uydusunun yörüngeye yerleştirilmesi ile başlamış oldu. Bu uyduyu INTELSAT II, III, IV, IVA, V ve



VA uyduları izledi. Günümüzde okyanusaşırı kıtalar arasında modern uydu iletişimi yapılmaktadır.

### 2.3. Uydular Aracılığıyla İletişimin Öğeleri :

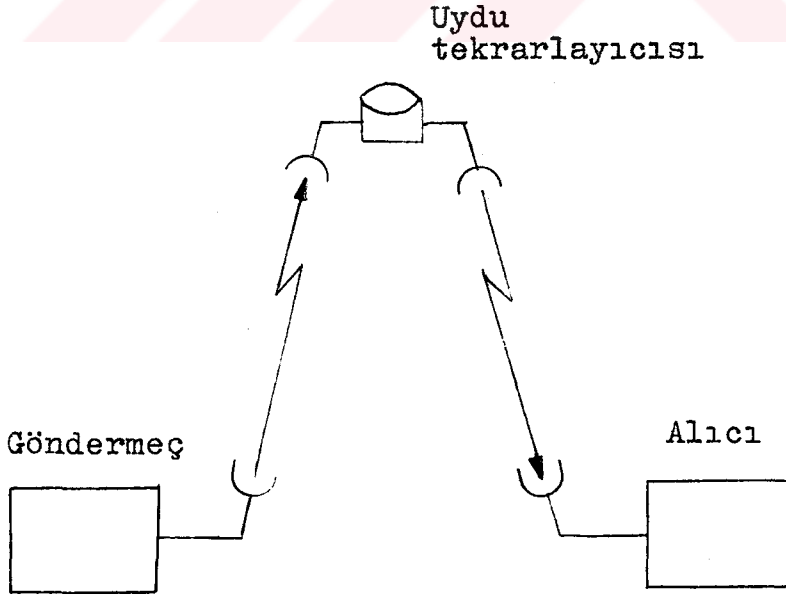
Bir uydu iletişim dizgesinin üç temel ögesi vardır.

Bunlar;

- a) Göndermeç,
- b) Uydu tekrarlayıcısı,
- c) Alıcı

dır. Burada göndermeç ve alıcı birimine yer istasyonu adı verilir. Gönderici istasyondan uydu tekrarlayıcısı arasında olan yola yer istasyonu-uydu bağlantısı, uydudan alıcı yer istasyonuna olan yolada uydu-yer istasyonu bağlantısı denir.

Bu şekilde, bir gönderici yer istasyonu bir uydu tekrarlayıcısı ve bir alıcı yer istasyonundan oluşan devreye de uydu devresi denir. Göndermeç-uydu tekrarlayıcısı-alıcı arasında işaretin iletimi parabolik uydu antenleri ile sağlanır. Uydu iletişim dizgesinin prensib olarak gösterimi Şekil 2.1 de görülmektedir.



Şekil 2.1 Uydu İletişim Dizgesi.

Bugün dünyada işletilmekte olan birçok uydu iletişim dizgesi bulunmaktadır. Bu dizgeleri kullanım amaçlarına göre altı ana gruba ayırmak olasıdır. Bu gruplar Uluslararası İletişim Dizgeleri, Bölgesel Uydu İletişim Dizgeleri, Askeri Uydu Dizgeleri, Özel Amaçlı Uydu Dizgeleri, Ulusal Uydu İletişim Dizgeleri ve Deneysel Uydu İletişim Dizgeleridir.

Uyduları yörüngedeki hareketlerine göre, Rastgele Uydu Dizgeleri, Denetimli Hareketli Uydu Dizgeleri ve Yerle Eşzamanlı Uydu Dizgeleri olarak üç kısma ayırabiliriz. Günümüzde en yaygın olarak kullanılan yerle eşzamanlı uydu dizgeleridir.

#### 2.4. Ülkemizde Uydu İletişiminin Durumu :

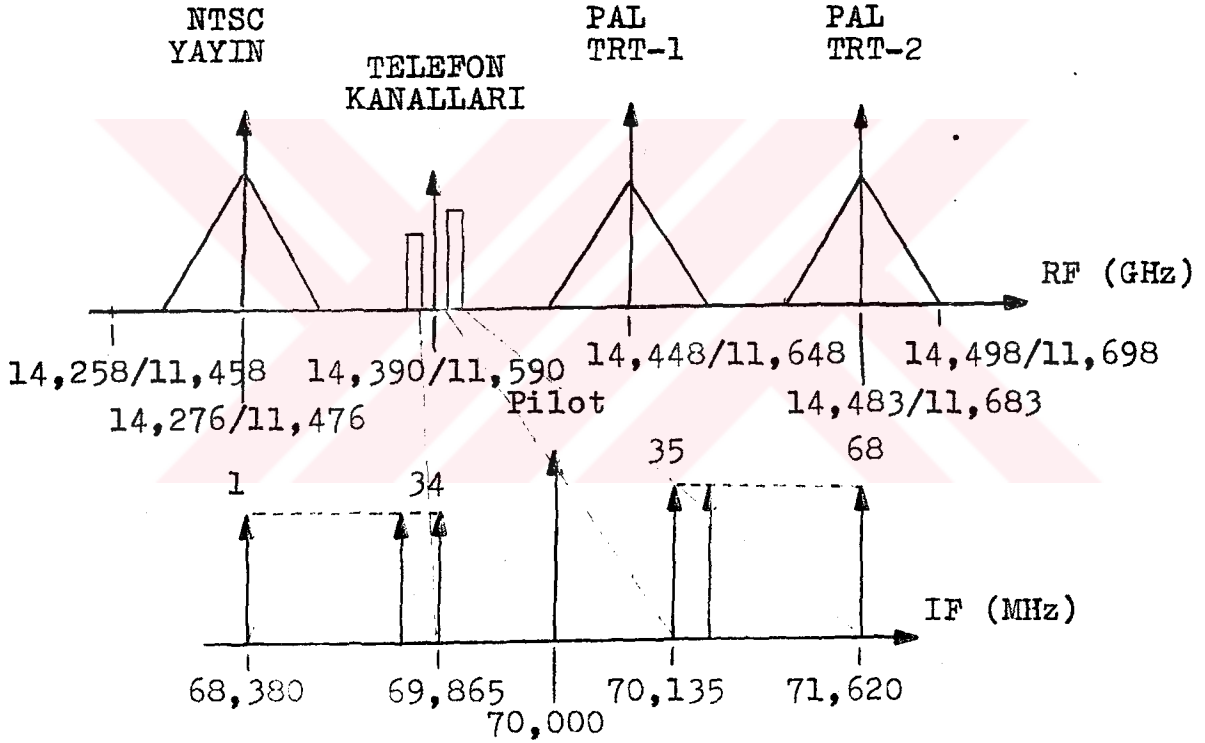
Türkiye'de bilindiği üzere, TV programlarının hazırlanması, yapımı ve yayını TRT (Türkiye Radyo Televizyon) kurumu aracılığıyla yapılmaktadır. Hazırlanan programlar tüm Türkiye'de aynı anda yayınlanmak için Ankara'daki TRT stüdyolarından, yurdun çeşitli yerlerinde bulunan ana TV göndermeçlerine dağıtılır. Güçlü ana TV istasyonlarından yapılan yayınlara rağmen coğrafi yapısı nedeni ile gölgede kalan yurdun bazı yöreleri bu yayınları sağlıklı bir şekilde veya hiç izleyememektedir. Bu durum özellikle dağlık olan Doğu ve Güneydoğu Anadolu ile Karadeniz bölgesinin iç kesimlerinde kendini en belirgin biçimde göstermektedir. Ulusal yayının sağlıklı bir şekilde alınamaması nedeniyle özellikle sınır bölgelerimiz yabancı yayınların etkisinde kalmaktadır (Aygün,1987).

Yeni radyo-link dizgeleri kurarak ulaşılamayan ulaşmak, veya varolan göndermeçlerin çıkış gücünü artırmak yoluyla bu sorunu çözmeye çalışmak, gereken yeni altyapı nedeniyle hem gayri ekonomik olacak hemde gerçekleşmesi uzun zaman alacaktır.

Televizyon yayınlarının yurdun her yerinde arazi ve coğrafi yapıya, ana merkeze uzaklığına, yatırımı artırıcı faktörüne ve diğer etkenlere bağlı olmaksızın kaliteli bir şekilde alınıp izlenebilmesi TV kanal sayısının en

ekonomik ve hızlı bir şekilde tüm yurttte izlenebilecek şekilde arttırılması ancak TV programlarının uydu aracılığıyla iletişimi ile olası olacaktır.

PTT (Posta Telefon Telgref) Genel Müdürlüğü Türki-  
de uydu iletişim dizgeleri kullanarak yurtiçi TV yayını  
için 5/6/1986 tarihinde Hint Okyanusu Üzerinde 66°doğu  
boylamında bulunan INTELSAT-V uydusundan biri 241 MHz,  
diğeri 77 MHz bant genişliğinde olan iki adet gönderme-  
alıcı (transponder) kiralamıştır. (Aygün,1987).  
241 MHz'lik transponderin kullanımı Şekil 2.2 de göste-  
rilmiştir.



Şekil 2.2 241 MHz'lik Transponderin Kullanımı.

Bu transponderler sayesinde dört TV programının uy-  
du aracılığıyla yurdun her yerinde izlenebilmesi olası ol-  
maktadır. Yurdun çeşitli bölgelerine alış-veriş yetenekle-  
rine sahip yer istasyonları kurulduğu gibi, TRT kurumu

tarafından yalnız alış özelliğine sahip TVRO (TV Receive Only) küçük yer istasyonlarıda kurulmaktadır.

Ayrıca önemli olayları (deprem, kaza, spor yarışması, tören vb. ) anında uydu ile bağlantı kurup yurdun her bölgesinde izlenebilecek şekilde yayın yapabilen seyyar uydu iletişim merkezleride kurulmaktadır. Bu seyyar yer istasyonları 1 TV yayını gönderme ve 11 adet otomatik telefon teleks veya data kanallarıyla donatılmış ve bu yüzden bunlara seyyar uydu iletişim merkezleri denmiştir.

## BÖLÜM 3. UYDU YAYIN ALICISI

### 3.1. Giriş :

Uydu yayın alıcısı, daha öncede değinildiği gibi uydu iletişim dizgesinin öğelerinden biridir. Uydular aracılığıyla iletişimde işaret ; göndermeçten uyduya, uydudan da alıcıya ulaşır. Uyduya ulaşan işaret belirli bir düzeye kadar kuvvetlendirilip tekrar alıcıya gönderilir. İşaret bu yolu alırken birçok etkenlerden ötürü zayıflamaktadır. Bu yüzden alıcıların çok duyarlı olması gerekmektedir. Alıcının donanımı anten ve aşağı dönüştürücüden oluşmaktadır. Antenden alınan Ku veya C bandındaki frekans modülasyonlu işaretin standart TV alıcısından izlenebilmesi için UHF veya VHF frekans bandına dönüştürülmesi gerekir. Bu dönüştürmeye "Aşağı Dönüştürme" adı verilir.

Alıcının temel işlevi, frekans dönüştürme işlemidir. Bu dönüştürme tek yapılabildiği gibi iki kez de yapılabilmektedir. Tek dönüştürmede alınan işaret Ku bandından UHF-VHF bandına dönüştürülmektedir. İki kez uygulanan dönüştürmede işaret birinci dönüştürücüde Ku bandından SHF bandına, ikinci dönüştürücüde ise SHF bandından UHF-VHF bandına dönüştürülmektedir. Genelde iki kez dönüştürme yapılan iki dönüştürücülü alıcılar kullanılmaktadır. İki dönüştürücülü alıcının tek dönüştürücülü alıcıya göre birçok üstünlüğü vardır. Bu üstünlükleri şöyle açıklayabiliriz.

Uydu iletişim dizgesinde parabolik uydu antenleri kullanılır. İletişimin sağlıklı olabilmesi için antenlerin birbirini görebilmesi gerekmektedir. Bu nedenle alıcı antenleri açıkta (bina üstü, açık arazi vb. ) yerleştirilir. Uydudan gelen işaret, yaklaşık 12 GHz frekans bandındadır. Antenin odak noktasından alınan bu Ku frekans bandındaki işaret dalga klavuzu ile dönüştürücü girişine iletilir. Tek dönüştürmede, dönüştürücü antenin odak noktasına yerleştirilmelidir. Dönüştürücü çıkışı eşeksenli kablo yardımıyla alınır. Bu nedenle kablo ile çatıdan indirilen ara frekans işareti tek kanallı olmak durumundadır. İki kez dönüştürme uygulanan alıcılarda ise ilk dönüştürme ile istenen tüm kanalları içeren bant genişliği iletilmekte, yeni bir dönüştürme ile yalnız bir kanal taşıyabilen bantgenişliğinde ikinci ara frekans üretilmektedir. İki dönüştürmeli alıcılarda ilk dönüştürücü antenle beraber çatıda yerleştirilir, ilk dönüştürücünün çıkışı eşeksenli kablo yardımıyla çatıdan bina içindeki ikinci çeviriciye iletilir. Kanal seçme işlemi ikinci dönüştürücüde yapılır. Tek dönüştürücülü alıcılarda kanal seçme işlemi, ancak antenin odak noktasına yerleştirilen dönüştürücüde yapılabileceği için zordur. Kanal seçme kolaylığının yanısıra bu türün başka üstünlükleri de vardır. Daha düşük frekans- ta çalışan yerel osilatör kullanıldığı için otomatik frekans denetimi daha kolaydır. Bu denetim birinci osilatörün yanlışlarına da düzeltir. İkinci ara frekansta istenilen işaret süzmek ve genliği sınırlamak daha kolaydır. Bu üstünlüklerinden ötürü burada iki dönüştürme uygulanan iki dönüştürücülü alıcılar üzerinde durulacaktır.

Şekil 3.1 de uydu yayın alıcısının prensib gösterilimi verilmiştir.

### 3.2. Uydu İletişim Dizgesinde Modülasyon Yöntemleri:

Uydu yayıncılığında kuramsal olarak genlik, frekans veya faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) modülasyonlarından birisinin kullanılabileceği düşünülebilir (Esen,1978). Ancak kolaylığına karşın şu nedenlerle genlik modülasyonu

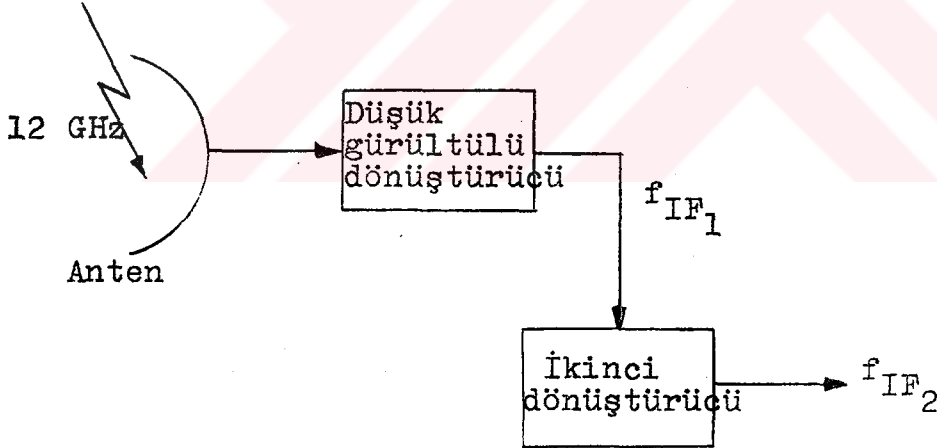
yeğlenmemektedir.

a) Uyduda gereken güç diğer modülasyon türlerine nazaran çok fazladır.

b) Alıcı yerel osilatörde gereken kararlılığı sağlamak güçtür.

Faz kaydırmalı anahtarlama, frekans modülasyonuna kıyasla biraz daha az güç gerektirmektedir. Buna karşın bant genişliğinde ve taşıyıcı/gürültü oranı gereksinmesinde artma söz konusudur. Alıcıların tüm donanımı, frekans modülasyonuna nazaran daha karmaşık ve daha pahalıdır.

Görüldüğü gibi yayın uyduları için frekans modülasyonu (FM) en uygun yöntem olmaktadır. Planlamada temel olarak alınan ses ve görüntü işareti birleştirilir. Frekans modülasyonlu görüntü-ses'ten oluşan bu işaret daha sonra 12 GHz'deki taşıyıcıya yüklenir.



Şekil 3.1 Uydu Yayın Alıcısının Prensipleri Gösterilimi.

### 3.3. Uydu İletişim Dizgesinde Kayıplar :

Yayın alıcısının tasarımına geçmeden önce kayıpları incelemekte yarar vardır. Bir uydu iletişim dizgesinde istenilen iletişim kapasitesini sağlayabilmek için, uydunun elektronik donatımının en verimli bir biçimde kullanılması gereklidir. Ancak bu donatımın en verimli bir biçimde kullanılmasını sağlayabilmek için çalışma yapılacak ortamın koşullarının son derece iyi bilinmesi zorunludur. Uydu dizgelerinde en önemli sorun uydunun çıkış gücünün oldukça sınırlı olmasıdır. Bunun nedeni uyduda kullanılan güç kaynaklarının yüksek güçlü yükselteç kullanmaya olanak vermemesidir. Ancak ileride yüksek güçlü yükselteç kullanmaya olanak verecek bir tekniğin geliştirilmesi söz konusu olsa bile, çıkış gücünü belirli bir düzeyin üzerine çıkarmak, girişim nedeniyle olanaksızdır. Uyduda çıkış gücündeki bu kısıtlamayı gidermek bu durumda uydu alıcı birimlerine düşmektedir. Bu ise alıcı dizgesinde kullanılan donatımın diğer iletişim dizgelerindeki donatımdan farklı olmasını gerektirmektedir. Uydudan düşük güçle gönderilen işaretlerin uzaydaki birçok olay nedeniyle zayıflaması ve bundan sonra alıcıya ulaşması, alıcıda yüksek kazançlı, düşük gürültü sıcaklıklı antenlerle, çok duyarlı düşük gürültülü yükselteçlerin kullanılmasını zorunlu kılmaktadır.

Uzay, dizge kayıplarının en önemli kaynağıdır. Uydudan gönderilen ve alıcıya ulaşan bir taşıyıcının büyüklüğü ;

- a) Uydu ile yer istasyonu arasındaki uzaklığa,
- b) İyonosferik yutmaya,
- c) Atmosferik yutmaya bağlıdır.

Ayrıca alıcı tarafından alınan bir taşıyıcının birçok özelliği; atmosferdeki kırılma ve yansıma ile Faraday dönmesiyle değişikliğe uğrar.

Alınan taşıyıcının gürültü düzeyi ise ;

- a) Güneş gürültüsünden
- b) Galaktik gürültüden
- c) Çeşitli yutma bölgelerinden
- d) Atmosferdeki nemden

olumsuz yönde etkilenir.



Atmosferdeki kayıplar : atmosfer gazlarının neden olduğu kayıplar özellikle oksijen ve su buharı, işaretin zayıflamasına yol açarlar. Atmosferik kayıplara ek olarak yağmurun neden olduğu zayıflamanın değeride oldukça büyüktür. Yağmurun neden olduğu zayıflama yutma ve dağıtma olmak üzere iki şekilde gerçekleşir.

Uzaydaki gürültü kaynakları : mikrodalga bölgesinde en önemli gürültü kaynakları galaktik gürültü, yıldız ve gezegen gürültüleri, atmosferik emmenin yarattığı gürültü ve yerkürenin radyasyonudur. Güneşte oluşan birtakım hareketler-güneş patlamaları gibi- sırasında gürültü düzeyi 20 ile 40 dB kadar artar. Bu nedenle bu düzeydeki bir gürültünün alıcılar üzerindeki etkisi oldukça büyüktür. (Kırımkan,1978).

Uydu iletişim dizgesinde tüm kayıpları 3.1 eşitliği ile tanımlamak olasıdır. (Freeman,1975)

$$L = 21,98 + 20 \log \frac{d}{\lambda} \quad (3.1)$$

Burada ;

d :Uydunun yerden yüksekliği (metre)

$\lambda$  :İşaretin dalga boyu (metre)

L :Yol kaybı (dB)

Eşitlik 3.1 den görüldüğü gibi uydunun yerden yüksekliği (d) arttıkça ve işaretin frekansı arttıkça yol kaybı artmaktadır.

#### 3.4. İşaret Düzeyinin Belirlenmesi :

Uydu yayın alıcısı tasarımında işaret düzeyinin belirlenmesi büyük önem taşır. Yayını izlenecek uydunun efektif izotropikal ışınma gücü (e.i.r.p.) bilinmeli ve ancak buradan hareket edilerek alıcı girişindeki işaret düzeyi bulunabilir. Efektif izotropikal ışınma gücü, uydu göndermeç çıkış gücü ile göndermeç antenin kazanç çarpımıdır.

İşaret düzeyini belirlemek için önce uydu seçimi yapılmalıdır. Biz bu çalışmada PTT Genel Müdürlüğü'nün Hint Okyanusu üzerinde 66° doğu boylamında bulunan INTELSAT-V uydusundan kiralamış olduğu transponder yayınlarını alabilmeyi amaçladığımız için bu uyduyu seçelim. Bu uydunun özellikleri ;

Gelen işaretin frekans bandı : 10,95 - 11,7 GHz

Uydunun yerden yüksekliği : 35900 km.

İşaret düzeyi, uydu-alıcı iniş bağlantısı gözönüne alınarak hesaplanır. Bu bağlantıda iniş yol kaybı bulunup ve e.i.r.p. değeri o bölge için saptandıktan sonra alıcı girişindeki işaret düzeyi belirlenir. e.i.r.p. uydunun yaydığı spot ışınının kapladığı her bölgededeğişik değerler alır. Bunun nedeni uydu spot ışınının bir merkeze odaklanmasından kaynaklanmaktadır. Bu merkezde e.i.r.p. maksimumdur. Odak noktası olan merkezden uzaklaştıkça e.i.r.p. azalır.

Alıcı girişindeki işaret düzeyi ;

$$= e.i.r.p - iniş yol kaybı \quad (3.2)$$

ifadesi ile belirlenir. İniş yol kaybı ise daha önce eşitlik 3.1 de verilen L bağıntısı ile bulunur.

$$L = 21,98 + 20 \log \frac{d}{\lambda}$$

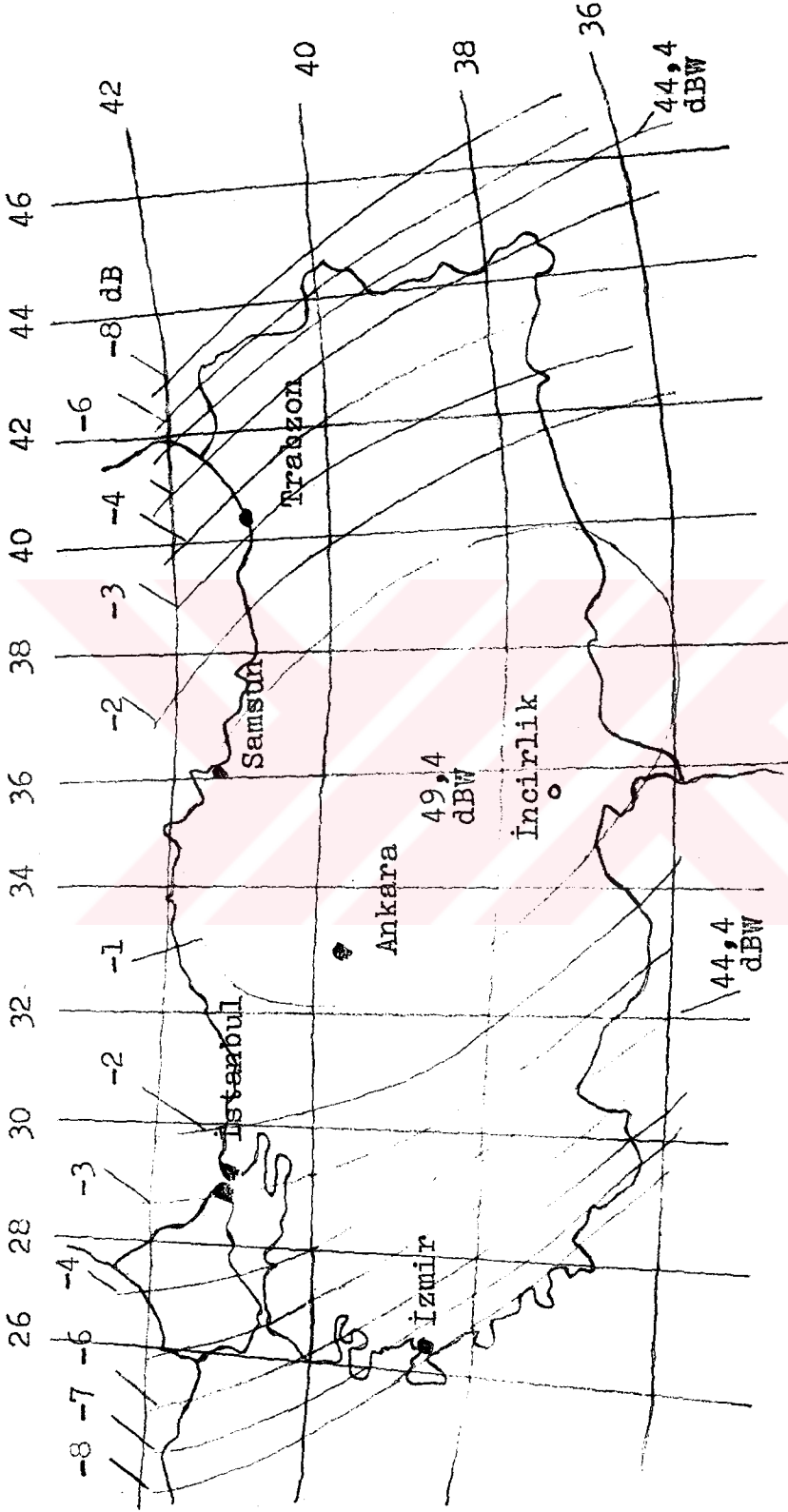
Burada :

$$d = 35900 \cdot 10^3 \text{ m.}$$

$$\lambda = 0,026 \text{ m.}$$

Dalga boyunun bulunmasında ( $\lambda = c/f$ ) bağıntısı kullanılmış, frekans bant ortası  $f=11,325$  GHz alınmıştır. Verilenler 3.2 bağıntısında yerine konulduğunda iniş yol kaybı L ;

$$L = 204,62 \text{ dB olarak bulunur.}$$



Şekil 3.2 Intelsat-V uydusu batı spot ışını kaplama alanı.

Daha önce değinildiği ve eşitlik 3.2 de de görüldüğü gibi alıcı girişindeki işaret düzeyinin belirlenmesi için e.i.r.p. in bilinmesi gerekmektedir. Şekil 3.2 de görüldüğü gibi INTELSAT-V uydusu için batı spot ışını kaplama alanı çıkartılmıştır. Buradan yararlanarak e.i.r.p. saptanabilir. Şekilde görüldüğü gibi e.i.r.p. bir başka deyişle uydu gücü merkezde 49,4 dBW'tır. Bu güç en zayıf yer olan batı kıyılarımızda 43,9 dBW'tır.

Yayının Trabzon'dan izleneceği için Trabzon'daki gücün alınması gerekir. Trabzon'daki güç merkezden 4 dB düşüktür. O halde Trabzon için e.i.r.p. 45,4 dBW' tır.Şimdi alıcı girişindeki işaret düzeyi ;

=e.ir.p. - iniş yol kaybı

= 45,4 - 204,62

= -159,22 dBW

Görüldüğü gibi bu düzey çok düşüktür. Bu işareti alabilmek için çok duyarlı uydu alıcı dizgesine gereksinim vardır.

Şimdi, radyo-link dizgesi ile uydu dizgesi arasındaki farkı daha iyi açıklayabilmek amacıyla, uydu alıcı dizgilerinde kullanılan donatımın özelliklerine değinelim. Uydudan alınan bu çok düşük düzeyli işaretleri değerlendirebilmek için uydu alıcılarında kazancı yüksek, gürültü sıcaklığı çok düşük ve hareketli antenlerle, duyarlılığı çok yüksek alıcılara gerek vardır. Antenlerin hareketli olması uyduyu sürekli izlemek için gereklidir.

Burada yeniden +45,4 dBW gücüyle gönderilen işareti yeniden ele alalım. Bu işaret uzayda 204,62 dB zayıflamaya uğramaktadır. Anten kazancı 0 dB olan bir dizgede, alınan bu işaretin düzeyi alıcı girişinde -159,22 dB olmaktadır. Alıcının band genişliği 60 kanal için 4 MHz alınabilir. (Kırımkan,1978). Aynı alıcının gürültü katsayısını 10 dB olarak varsaydığımızda frekans

modülasyonu (FM) eşik düzeyini,

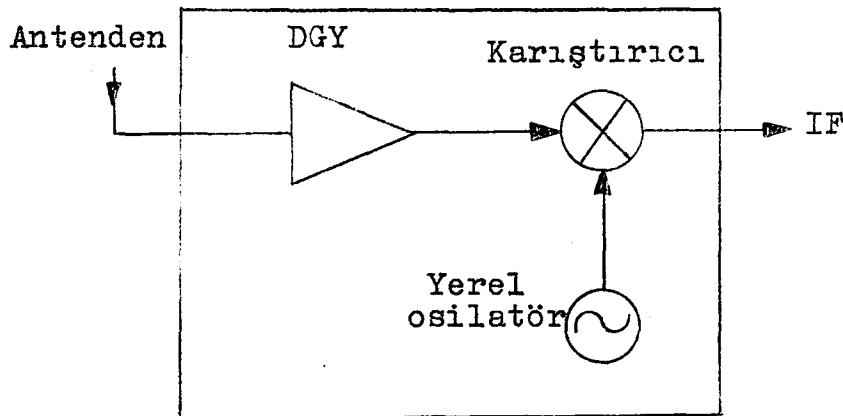
$$\begin{aligned} \text{FM eşik düzeyi} &= -204 + 10 \log \text{BW} + 10 + \text{NF}_{\text{dB}} \quad (3.3) \\ &\quad \text{(MHz)} \\ &= -118 \text{ dBW} \end{aligned}$$

olarak buluruz. Bulunan bu değer bir taşıyıcının alıcı girişindeki olabilecek en düşük düzeyidir. Uydudan alınan -159,22 dBW düzeyindeki işareti, alıcının FM düzelme eşiğine yani -118 dBW' a yükseltmek için 41,22 dB kazanç gereklidir. Bu ise 10,95-11,7 GHz frekans bandında, verimliliği % 55 olan 4,5 m. çaplı bir anten ile sağlanabilir.

### 3.5. Düşük Gürültülü Dönüştürücü :

Düşük gürültülü dönüştürücü (DGD) uydu alıcı dizgesinin en önemli birimidir. Antenin odak noktasına yerleştirilir. 12 GHz civarında uydudan gönderilen işareti, Ku banttan SHF (1-1,5 GHz) bandına dönüştürür. Bu dönüştürme işleminde, uydudan gelen ve anten kazancı ile çarpılan işaretin düzeyi çok düşük olduğundan bu birimin kazancı yüksek ve gürültü katsayısı düşük almalıdır. DGD : düşük gürültülü yükselteç, karıştırıcı ve yerel osilatör devrelerinden oluşur (Basile,1985).

Düşük gürültülü dönüştürücünün (DGD) öbek çizimi Şekil 3.3 de gösterilmiştir.



Şekil 3.3 DGD Öbek Çizimi.

Uydudan gelen işaretler, gürültü sıcaklığı çok düşük ve kazancı yüksek olan anten yardımıyla alınır. Alınan bu işaretler düşük gürültülü yükselteçte yükseltildikten sonra karıştırıcıya verilir. Yerel osilatör ile çarpılan bu Ku band işareti SHF bandına dönüştürülmüş olur.

### 3.5.1. Düşük Gürültülü Yükselteç :

Uydu alıcı dizgesinde, düşük gürültülü yükseltecin önemi çok büyüktür. Zayıflamış olarak gelen işaretin mümkün olduğu kadar arındırılıp kuvvetlendirilmesi gerekmektedir.

Mikrodalga yükselteçlerinin özelliklerini açıklayan terimler, kararlılık sabiti, kazanç, band genişliği ve duran dalga oranıdır. Ayrıca yükseltecin tasarımı ve yapımı için gürültü faktörü, bozulma, güvenilirliği, mekanik yapısı ve eleman özellikleri önemlidir.

Uydu yayın alıcı dizgesinde yükselteç devrelerinde GaAs FET' lerin (MESFET) düşük gürültü, yüksek kazanç ve dinamik çalışma bölgesi gösteren özellikleri, daha önce hiçbir üç-üçlü (aktif) elemanın kullanılmadığı mikrodalga frekanslarında bu elemanların tercih nedeni olmaktadır. MESFET' ler bugün Ku bandı dahil bütün mikrodalga frekanslarında değişik amaçlar için kullanılmaktadır. İlk zamanlarda yalnızca yüksek kazanç ve düşük gürültülü yükselteç elemanı olarak, daha sonrada aynı amaçla fakat çok daha geniş bantlı yükselteç elemanı olarak kullanılmışlardır. Küçük işaret uygulamalarında kat başına 10 dB' in üstünde kazanç ve 2 dB' in altında gürültü sayıları Ku bandında elde edilebilmektedir. (Honjo,1984).

Geniş bantlı yükselteçten istenilen özellikler aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Band boyunca en düşük gürültü sayısını verebilmesi (düşük gürültü istenen uygulamalarda)
- Band boyunca düzgün kazanç değişimi
- Band boyunca girişinde küçük yansıma katsayısı (büyük geri dönüş kaybı) göstermesi
- Düşük intermodülasyon ve çapraz modülasyon

Birinci ve üçüncü amacın çoğu kez aynı anda gerçekleştirilmesi çatışır ve uygulama alanına göre amaçlardan birine ağırlık verilir.

Aktif elemanın yalnız başına kullanılmasıyla yukarıda belirtilen amaçlara ulaşılamaz. Tüm uygulamalarda katlar arasında pasif ve saf reaktif elemanlardan oluşan empedans uyumlama devreleri yerleştirilir. Bu devreler, mikrodalga frekanslarına kadar olan bölgelerde bilinen toplu elemanlar kullanarak, mikrodalga frekanslarında ise mikroserit toplu elemanlar veya mikroserit hatlarla birlikte toplu elemanların kullanılmasıyla gerçekleştirilmektedir. (Niclas,1984).

Mikrodalga yükselteçlerinde kazanç, kararlılık, gü-rültü ve uyumlama değerleri transistörün s-parametreleri kullanılarak bulunur (Dinçer,1985).

Bir transistörün s-parametreleri ;

$S_{11}$  : Giriş yansımaya katsayısı

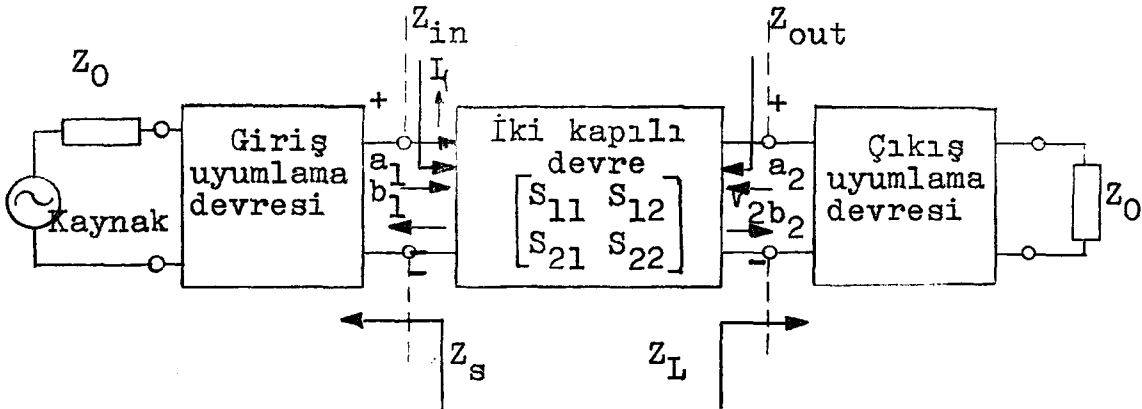
$S_{12}$  : Ters iletim katsayısı

$S_{21}$  : İleri iletim katsayısı

$S_{22}$  : Çıkış yansımaya katsayısı

olarak tanımlanır.

İki kapılı bir devrede s-parametrelerinin gösterilimi Şekil 3.4 de görülmektedir.



Şekil 3.4 İki Kapılı Yükselteç Devresi.

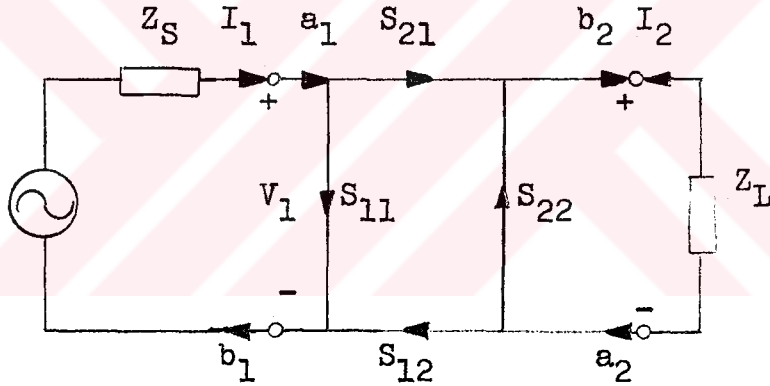
Yükselteç tasarımı yapılırken aşağıda belirtilen işlemlerin yapılması gerekir. Bunlar ;

- a) Kazancın hesaplanması
- b) Kararlılığın incelenmesi
- c) Gürültü faktörünün incelenmesi
- d) Empedans uyumsuzluğunun incelenmesi

gibi işlemlerdir.

- a) Yükselteç Tasarımında Kazanç Faktörü :

İki kapılı devrenin aktarım işlevi s-parametreleri türünden elde edilir. Şekil 3.5 de kaynak ve yük ile birlikte akış çizgesi görülmektedir.



Şekil 3.5 İki Kapılı Devrenin Güç Akış Çizgesi.

İki kapılı devrenin güç akış çizgesinden hareket edilerek güç dönüştürme kazancı bulunur.

Yükselteç tasarımı için kullanılan önemli bir eşitlik "Güç Dönüştürme Kazancı" dır. Güç dönüştürme kazancı yüke aktarılan gücün kaynaktan alınabilen güce oranı olarak tanımlanır.

$$G_T = \frac{\text{Yüke aktarılan güç}}{\text{Kaynakta varolan güç}}$$



$$G_T = \frac{|b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|b_S|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)} \quad (3.4)$$

Giriş yansımaya katsayısı :  $\Gamma_S$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (3.5)$$

Çıkış yansımaya katsayısı :  $\Gamma_L$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.6)$$

olmaktadır.  $Z_S$  kaynak empedansı,  $Z_L$  yük empedansı olup  $Z_0$  ise s-parametreleri ölçümünde normlandırma empedansıdır.

Burada  $\Gamma_S = S_{11}^*$  ve  $\Gamma_L = S_{22}^*$  olarak alınmıştır.

Güç dönüştürme kazancı  $G_T$  ;

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11} \Gamma_S) (1 - S_{22} \Gamma_L) - S_{21} S_{12} \Gamma_L \Gamma_S|^2} \quad (3.7)$$

olarak bulunur.

Eşitlik 3.7 de veriler yerine konulduğunda yükseltecin güç dönüştürme kazancı bulunur.

b) Yükselteç Tasarımında Kararlılık Faktörü :

Yükselteç tasarımında kararlılık faktörü önemli bir özelliktir. Kararlılık sabitine göre devrenin kararlı çalışıp çalışmadığı anlaşılır. Devre bazı frekanslarda osilasyona girebilir.

O nedenle devrenin kararlılığı bant boyunca incelenmelidir.

Yükseltecin kararlılığı kararlılık faktörü ile incelenir. Kararlılık faktörü K ;

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.8)$$

olarak tanımlanır.

Büyük dönüştürme kazancı elde edebilmek için giriş ve çıkış empedansları aktif ögenin giriş ve çıkış empedanslarının eşleniği yapıldığı durumda, eğer K birden büyükse devre kararlıdır.

Eşlenik uyumlama koşulunda

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}$$

olur.

Aktif ögenin giriş ve çıkış yansımaya katsayıları ;

$$\begin{aligned} \Gamma_{in} &= \frac{b_1}{a_1} = \frac{S_{11} (1 - S_{22} \Gamma_L) + S_{21} S_{12} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \\ &= \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} + S_{11} \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} + S_{22} \quad (3.10)$$

Yükselteç tasarımında transistörün kararlı ve kararsız olduğu bölgeleri doğrudan Smith diyagramı üzerinde çizmek çok yararlı olur. Böylece yükseltecin giriş ve çıkışına bağlanacak empedansın değiştirilebileceği sınırlar kolayca görülür.

Bu bölgelerin sınırları eşitlik 3.9 ve 3.10 bire eşitlenerek bulunur.

$$\Gamma_{in} < 1 \quad \text{kararlı bölge}$$

$$\Gamma_{in} > 1 \quad \text{kararsız bölge}$$

Benzer şekilde,

$$\Gamma_{out} < 1 \quad \text{kararlı bölge}$$

$$\Gamma_{out} > 1 \quad \text{kararsız bölge}$$

Bu bölgeler yükseltecin çıkışı ve girişi için ayrı ayrı çizilir. Çıkış kararlılık bölgesi aşağıdaki gibi bulunur.

$$|\Gamma_{in}| = \left| s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} \right| = 1 \quad (3.11)$$

Eşitlik 3.11 den  $\Gamma_L$  elde edilir ve bu değer çizilecek daire üzerindedir. Bu dairenin yarıçapı  $r_L$  ;

$$r_L = \left| \frac{s_{12} s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.12)$$

Dairenin Smith diyagramı merkezinden uzaklığı  $C_L$  ;

$$C_L = \frac{(s_{22} - \Delta s_{11}^*)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.13)$$

Burada;

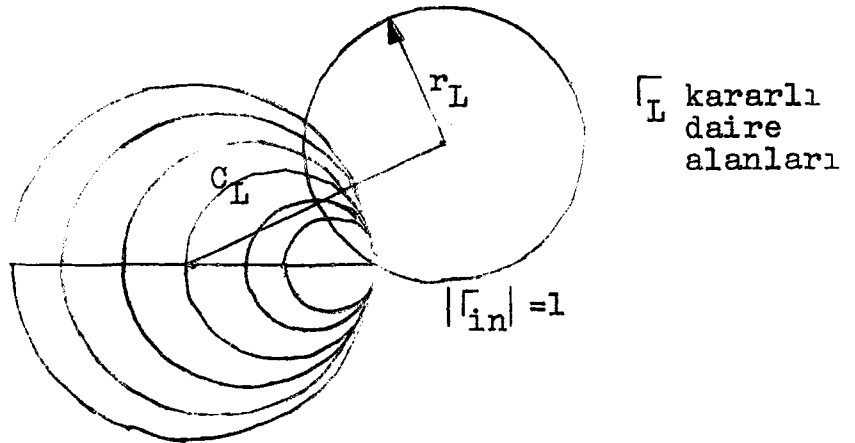
$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} \quad \text{olarak alınmaktadır.}$$

Giriş kararlılık için ;

$$r_S = \left| \frac{s_{11}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.14)$$

$$C_S = \frac{(s_{11} - \Delta s_{22}^*)^*}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.15)$$

Şekil 3.6 da çıkış devresi için kararlı ve kararsız bölgeyi belirleyen daire görülmüyor. Hangi kararlı olduğu  $|\Gamma_{in}| < 1$  koşulu ile belirlenir.



Şekil 3.6 Çıkış Devresi İçin Kararlı ve Kararsız Bölgeler.

c) Yükselteç Tasarımında Gürültü Faktörü :

Yükselteç tasarımında diğer önemli bir durum giriş  $S_i / N_i$  (işaret/gürültü) oranının çıkış  $S_o / N_o$  oranına bölünmesi ile ifade edilen gürültü faktörüdür.

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (3.16)$$

Tek katlı veya giriş ve çıkış işaret/gürültü oranları bilinen katlı devrelerin gürültü faktörleri 3.16 bağıntısı ile bulunur.

Çok katlı bir yükseltecin gürültü faktörü F şöyle bulunur.

$$F = F_1 + \frac{F_2-1}{G_1} + \frac{F_3-1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n-1}{G_1 G_2 G_{n-1}} \quad (3.17)$$

Burada ;

$F_1$  : Birinci katın

$F_2$  : İkinci katın

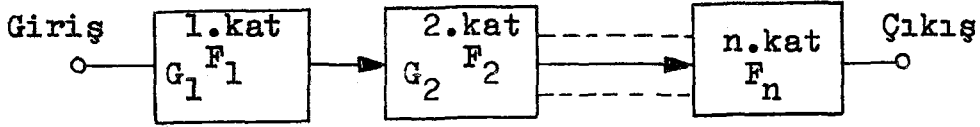
$F_n$  : n. katın gürültü faktörleridir.

$G_1$  : Birinci katın

$G_2$  : İkinci katın

$G_{n-1}$  : n-1. katın kazanç değerleridir.

Görüldüğü gibi birinci katın gürültü değeri çok önemlidir. Birinci katta gürültü en düşük düzeyde olmalıdır. Sistem gürültüsünü büyük ölçüde birinci katın gürültüsü belirler. Diğer katların gürültüsü kazançta bölündüğü için gürültü değerine etkileri gittikçe azalır.



Şekil 3.7 Ardarda bağlanmış bir yükselteçte gürültüler.

Düşük gürültülü yükselteç tasarımında seçilen aktif ö-  
ğenin gürültüsü doğrudan etkilidir. Aktif ögenin hangi ko-  
şullarda düşük gürültülü çalıştığı kataloglardan elde edilir.  
Ayrıca seçilen ögenin düşük gürültülü çalışması için özel  
öngerilimleme değerleri sağlanır. Düşük gürültülü çalışması  
için görmesi gereken giriş ve çıkış empedansları bulunur.  
Bu koşullarda tasarımı yapılan devre düşük gürültülü olarak  
çalışır.

Genelde iki kapılı devrenin gürültü katsayısı giri-  
şinde varsayılan gürültü direnci ile tanımlanır. Gürültü  
faktörü;

$$F = F_{\min} + 4 r_n \frac{|\Gamma_S - \Gamma_0|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 - \Gamma_0|^2} \quad (3.18)$$

olarak tanımlanır (Hewlett Packard,1972).

Burada  $r_n$  transistörün gürültü direncidir.  $F_{\min}$   
transistörün minimum gürültü faktörü olup bu değer katalog-  
larda verilmektedir.

Tasarım her zaman küçük gürültü faktörü için yapıl-  
maz. Özel  $F_i$ ' ler elde edebilmek için gerekli kaynak empe-  
danslarını bulabilmek üzere Smith diyagramı üzerine sabit

gürültü faktörü daireleri çizilir. Bu amaçla önce gürültü faktörü parametresi  $N_i$  tanımlanır.

$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4 r_n} |1 + \Gamma_0|^2 \quad (3.19)$$

Burada  $F_i$  istenilen gürültü faktörü dairesidir.  $N_i$  değerinin belirlenmesi ile çizilecek dairenin merkezi ve yarıçapı aşağıdaki gibi bulunur.

Merkez ;

$$C_{F_i} = \frac{\Gamma_0}{1 + N_i} \quad (3.20)$$

Yarıçap ;

$$R_{F_i} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i (1 - |\Gamma_0|^2)} \quad (3.21)$$

Eşitlik 3.19' dan  $N_i=0$  için  $F_i=F_{\min}$  bulunur.  $F_{\min}$  merkezi Smith diyagramı üzerinde  $\Gamma_0$  noktasını verir, çapı sıfırdır. Diğer dairelerin merkezi de bu noktadadır.

d) Yükseltecin empedans uyumsuzluğunun incelenmesi :

Geniş bantlı yükselteç tasarımında temel sorun kararlılığı bozmadan, düz ve geniş bantlı bir kazanç tepesi ve düşük bir gürültü faktörü elde etmek için uygun giriş ve çıkış uyumlama devreleri ve eleman değerlerini bulmaktır.

Yükselteç tasarımında katlar arasında ve giriş, çıkış empedans uyumlama devrelerinde genellikle mikrogerit toplu elemanlı devreler kullanılmaktadır. Geniş bantlı uygulamalarda ise, yalnızca MIC toplu elemanları

kullanıldığı gibi toplu elemanların mikroşerit hatlarla kullanıldığı devrelere de rastlanmaktadır.

MESFET' lerde elde edilebilir en büyük kazanç, elemanın iç yapısı ve paketleme parazitlerinden ötürü, frekansla azalan bir değişme gösterir. Bu nedenle, kazancın değişmemesi istendiğinde her frekansta elde edilebilir kazancın elde edilmemesi gerekeceği söylenebilir. Dolayısıyla, empedans uyumlama devreleri, bir band boyunca MESFET'in sabit kazanç, vermesini sağlayacak empedansı gösterecek şekilde tasarımlanır.

MESFET' in gürültü sayısı büyük ölçüde geçit-kaynak ( $C_{gs}$ ) kapasitesine, geçiş iletkenliğine ve karışık bir bağıntı ile gürültü parametrelerine bağlıdır. Gürültü parametrelerinin frekansa bağımlı olarak değişmesi sonucu, gürültüyü minimum yapan kaynak empedansı da frekansa bağımlı olarak değişir. Bir band boyunca gürültü sayısının minimum yapılması istendiğinde, empedans uyumlama devresinin bu empedansı söz konusu band boyunca göstermesi gerekecektir.

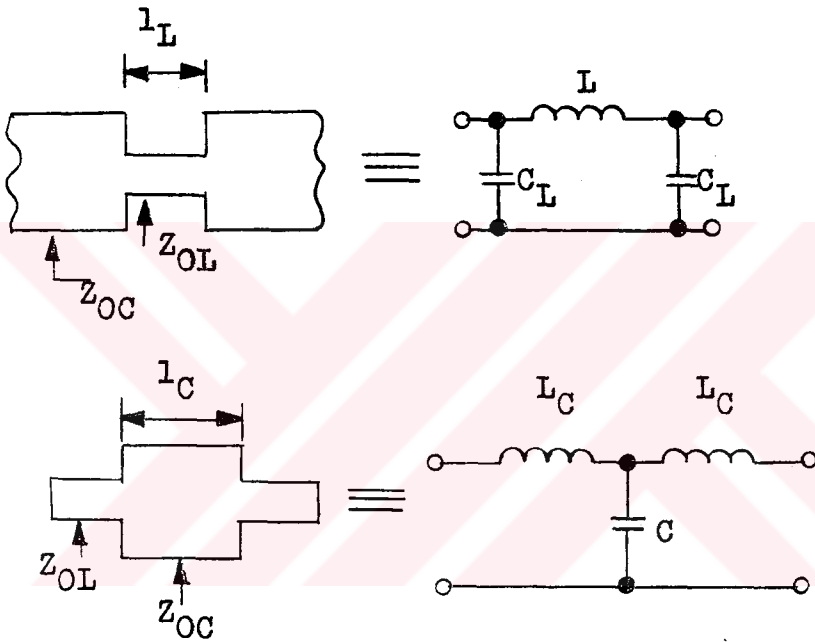
Mikroşerit toplu elemanlı uyumlama devreleri çok değişik çalışmalara konu olmuştur. Elemanın gerçek bir toplu eleman yapısı gösterebilmesi için, eleman boyutlarının dalga boyuna göre çok küçük olması gerekir. Basit bir kondansatör sonu açık devre kısa bir hat parçası ile gerçekleştirilebilir. Bu tür bir kondansatör mikroşerit devrelerde paralel bir kondansatör gibi davranır, bu yapı ile elde edilebilen kapasite değerleri 0,1 - 10 pF arasında değişir. En kolay ve doğru olarak gerçekleştirilebilen bu tür kondansatör çoğu kez yeğlenir.

Diğer bir kondansatör geçmeli türden (inter-digital) olup 0,01 - 2  $\mu$ F arasında değerler elde edilebilmektedir. Bu tür kapasite, devrede seri kapasite gibi davranır. Ancak, geçmeli kondansatör yapısı çok fazla parazit içerir ve değeri parmaklar arası açıklığa çok bağlıdır. Bu nedenle, istenilen bir kapasite değerini doğru olarak elde etmek olanaksızdır ve gerçekleştirilmede çok hassas ince-film teknolojisi gerektirir.



En basit endüktans, sonu kısa devre ince ve kısa bir hat parçası ile elde edilebilir. Paralel bir endüktans gibi davranan bu yapı değeri kolay ayarlanabildiğinden geniş bir uygulama alanı bulmaktadır.

Farklı toplu elemanların bir arada kullanılması sonucu değerleri önceden belirlenmesi zor olan süreksizlikler ortaya çıkar. Süreksizliklerin tam olarak belirlenebileceği iki temel yapı vardır. Bunlar şekil 3.8 de gösterilmiştir.



Şekil 3.8 Temel endüktif ve kapasitif hatlar ve eşdeğerleri.

Temel endüktif mikroserit hat için,

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1} \left( \frac{WL}{Z_{OL}} \right) \quad (3.22)$$

Temel kapasitif mikroşerit hat için,

$$l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1} (WC Z_{OC}) \quad (3.23)$$

Burada:

$l_L$  : Endüktif mikroşerit hattın boyu (mm)

$\lambda_{gL}$  : Endüktif hat etkin dalga boyu (mm)

$Z_{OL}$  : Endüktif hattın karakteristik empedansı (ohm)

$l_C$  : Kapasitif mikroşerit hattın boyu (mm)

$\lambda_{gC}$  : Kapasitif hat etkin dalga boyu (mm)

$Z_{OC}$  : Kapasitif hattın karakteristik empedansı (ohm)

olarak tanımlanır (Palamutçuoğlu,1987).

Görüldüğü gibi, elemanların gerçekleştirilebilmesi için ;

$$\frac{WL}{Z_{OL}} \leq 1 \quad \text{ve} \quad WC Z_{OC} \leq 1 \quad (3.24)$$

olmalıdır.

Burada  $Z_{OL}$  ve  $Z_{OC}$  hattın karakteristik empedansı olup,

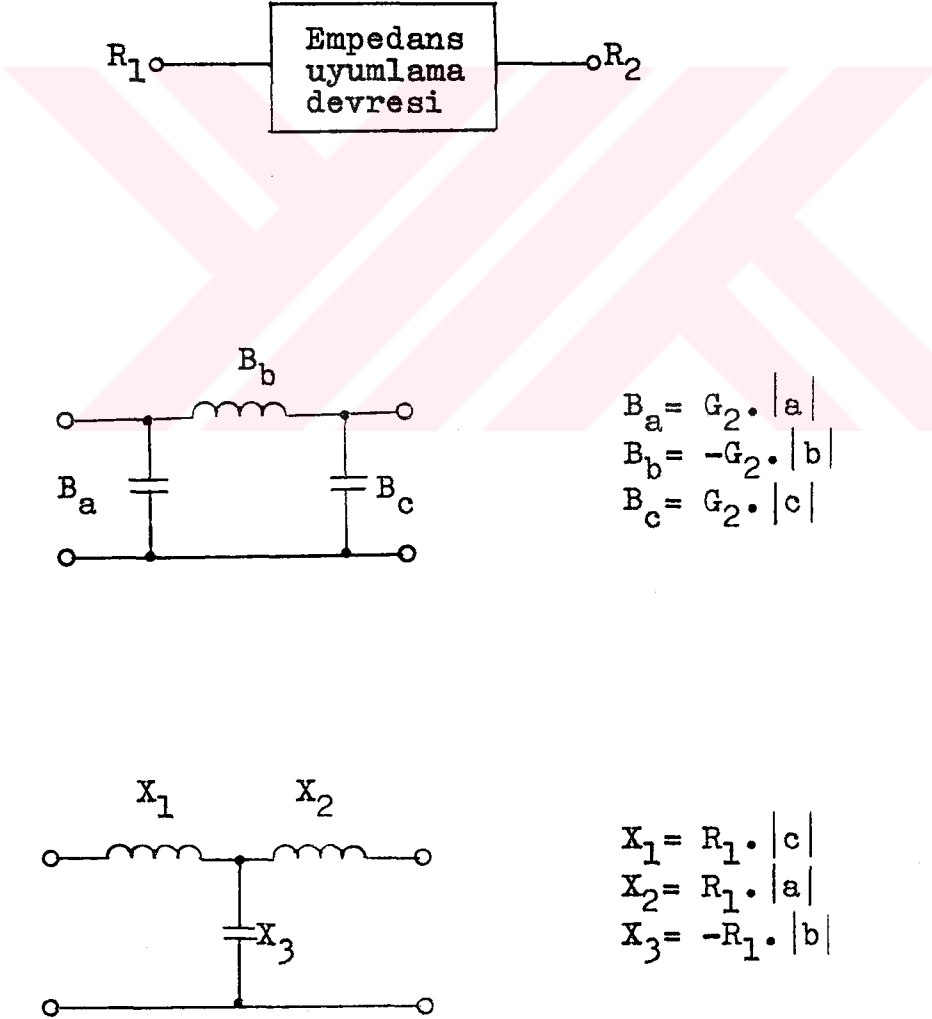
$$Z_0 = \frac{377 h}{\sqrt{\epsilon_r W} \left[ 1 + 1,735 e^{-0,0724 \left( \frac{W}{h} \right)^{-0,836}} \right]} \quad (3.25)$$

ifadesi ile tanımlanır (Locke,1985).

- $h$  : Mikroşeritin kalınlığı (mm)  
 $W$  : Mikroşeritin genişliği (mm)  
 $\lambda$  : Dielektrik ortamın dalga boyu (mm)  
 $\epsilon_r$  : Dielektrik sabiti

olarak tanımlanır.

Mikroşerit hatlarla empedans uyumlama devreleri tasarılırken, önce en optimum  $\pi$  ve T tipi uyumlama devrelerinin toplu eleman değerleri bulunur. Toplu eleman değerleri bilinen bir yöntemle bulunabilir. Aşağıda iki empedansı uyumlayan  $\pi$  ve T tipi uyumlama devrelerinin tasarım örneği verilmektedir (Atalay,1977).



Şekil 3.9  $\pi$  ve T tipi empedans uyumlama devreleri.

Burada :

$$a = \frac{n - \cos \beta}{n \sin \beta} \quad (3.26)$$

$$b = \frac{-1}{n \sin \beta} \quad (3.27)$$

$$c = \frac{1 - n \cos \beta}{n \sin \beta} \quad (3.28)$$

Buna göre  $G_1$  ve  $G_2$  iletkenliklerini uyumlayan devresinin admitansları :

$$B_a = G_2 \frac{n - \cos \beta}{n \sin \beta} \quad (3.29)$$

$$B_b = G_2 \frac{-1}{n \sin \beta} \quad (3.30)$$

$$B_c = G_2 \frac{1 - n \cos \beta}{n \sin \beta} \quad (3.31)$$

Benzer şekilde  $R_1$  ve  $R_2$  empedanslarını (dirençlerini) uyumlayan T devresinin reaktansları :

$$X_1 = R_1 \frac{1 - n \cos \beta}{n \sin \beta} \quad (3.32)$$

$$X_2 = R_1 \frac{n - \cos \beta}{n \sin \beta} \quad (3.33)$$

$$X_3 = R_1 \frac{-1}{n \sin \beta} \quad (3.34)$$

ifadeleri ile hesaplanır.

Burada ;

$$n = \frac{R_1}{R_2} = \frac{G_2}{G_1} \quad (3.35)$$

Uygulanacak iki dirençten büyüğüne daima  $R_1$  denilebilir.

$\beta$  : Empedans uyumlama devresinin oluşturduğu faz kayması olup değeri,

$$\cos^{-1} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} < \beta \leq 180 \quad (3.36)$$

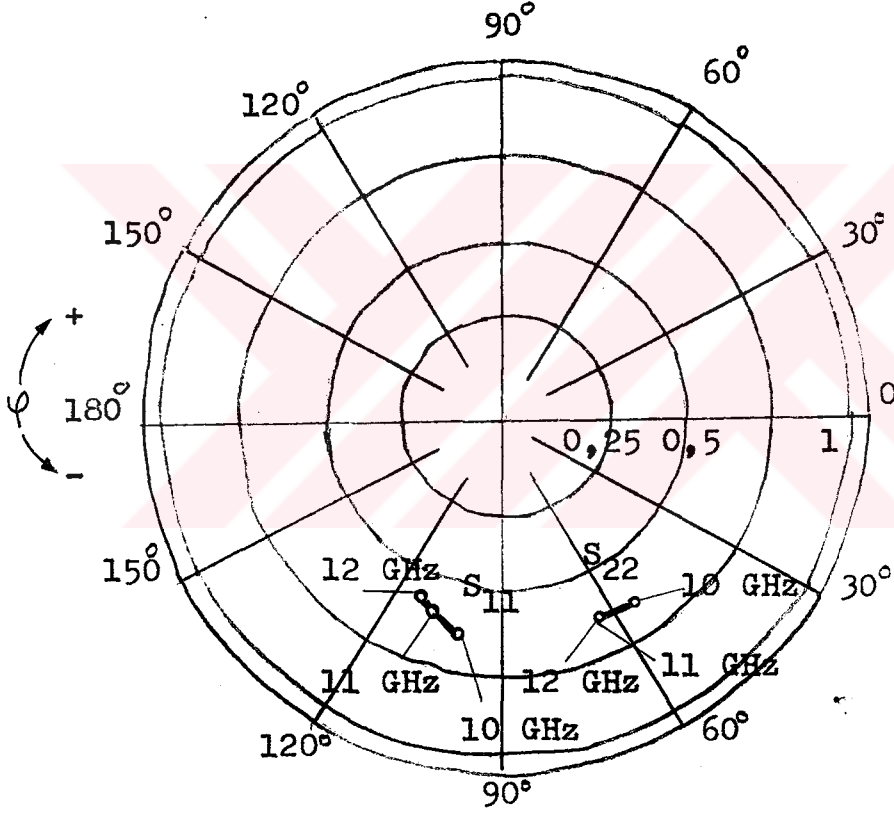
arasında değişir.

e) Düşük Gürültülü Yükselteç Tasarım Sonuçları :

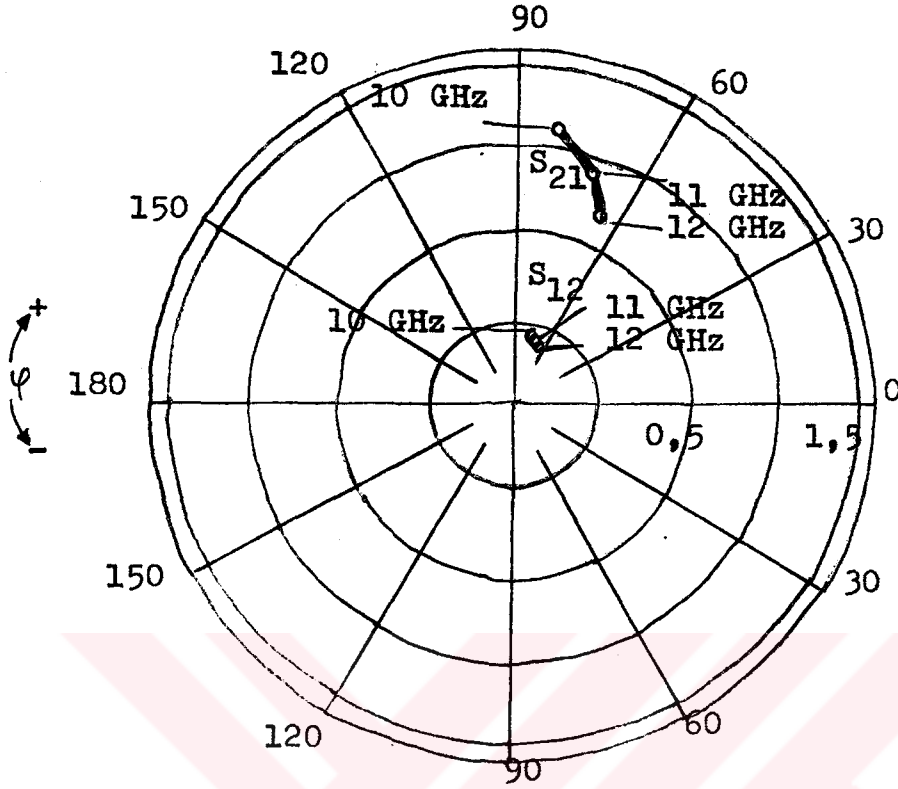
Düşük gürültülü yükselteç tasarımı s-parametreleri kullanılarak tasarlanmıştır. Tasarımda aktif öge olarak GaAs FET düşünülmüştür. Geliştirilen bilgisayar programı ile (bk. Ek.1) düşük gürültülü yükseltecin kazanç, gürültü faktörü, kararlılık analizi yapılmıştır. Ayrıca mikrosarit toplu elemanlarla empedans uyumlama devreleri, giriş çıkış ve katlar arası empedans uyumlama devreleri olarak üç aşamada incelenmiştir.

Tasarım yaparken gürültü faktörünün 5 dB' den küçük kazancın 30 dB' den büyük olması amaçlanmıştır. Düşük gürültülü yükseltecin giriş ve çıkışı mikroserit toplu elemanlarla 50 ohm' a uyumlandırılacak şekilde tasarım yapılmıştır.

Seçilen GaAs FET GAT6 dır. Bu elemana ait s-parametreleri aşağıda verilmiştir. Bu değerler GaAs FET' in  $V_{DS}=5$  Volt,  $I_{DS}=10$  mA. koşullarında geçerlidir.



Şekil 3.10 Giriş ve çıkış yansımaya katsayılarının ( $S_{11}$  ,  $S_{22}$ ) frekansla değişimi.



Şekil 3.11 Ters iletim ve ileri iletim katsayısının ( $S_{12}$  ,  $S_{21}$ ) frekansla değişimi.

Şekil 3.10 ve 3.11 den GAT6 GaAs FET' e ait s-parametreleri elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} f &= 10 \text{ GHz için ;} \\ S_{11} &= 0,79 \angle -101^\circ \\ S_{12} &= 0,055 \angle 63^\circ \\ S_{21} &= 1,29 \angle 80^\circ \\ S_{22} &= 0,77 \angle -54^\circ \end{aligned}$$

$f = 11$  GHz için ;

$$S_{11} = 0,770 \quad \underline{-110^\circ}$$

$$S_{12} = 0,057 \quad \underline{65^\circ}$$

$$S_{21} = 1,240 \quad \underline{72^\circ}$$

$$S_{22} = 0,770 \quad \underline{-60^\circ}$$

$f = 12$  GHz için ;

$$S_{11} = 0,750 \quad \underline{-116^\circ}$$

$$S_{12} = 0,059 \quad \underline{67^\circ}$$

$$S_{21} = 1,190 \quad \underline{64^\circ}$$

$$S_{22} = 0,770 \quad \underline{-60^\circ}$$

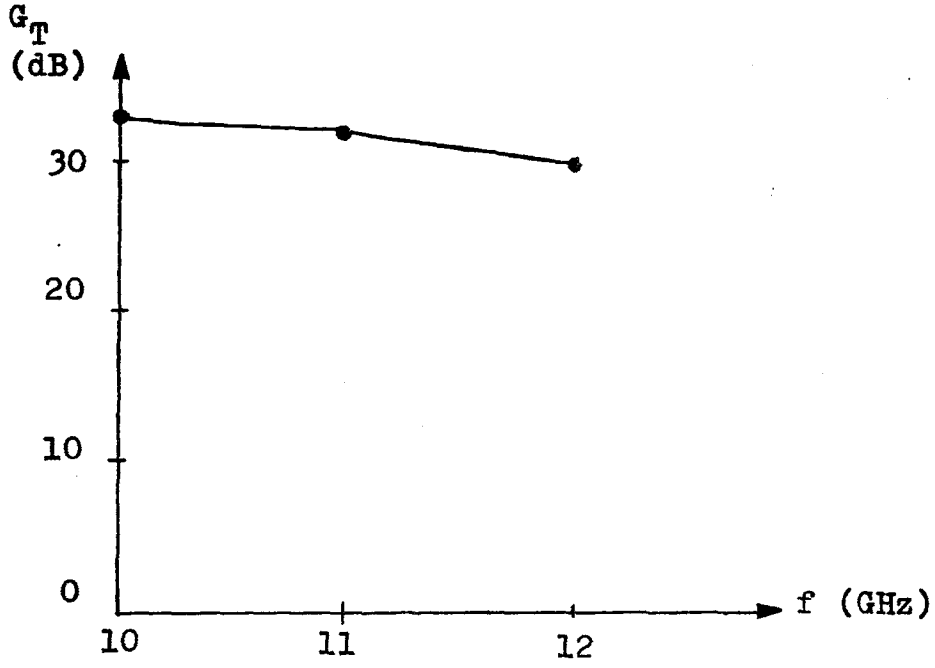
S-parametreleri kullanılarak yapılan tasarımda kazanç ve gürültü faktörünün frekansa göre değişimi band boyunca incelenmiştir. Kuramsal olarak kazanç ve gürültü faktörünün frekansa göre değişimi tablo 3.1 de görülmektedir.

Frekans(f) (GHz)	10	11	12
Kazanç( $G_T$ ) (dB)	33,75	32,44	30,16
Gürültü fak. (F) (dB)	4,08	3,84	4,06

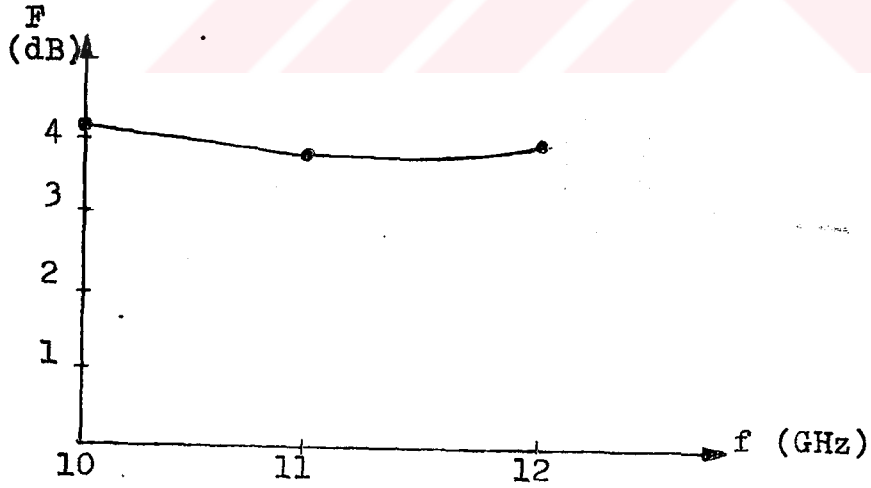
Tablo 3.1

Kuramsal sonuçlara göre düşük gürültülü yükseltecin kazanç-frekans öz eğrisi ve gürültü faktörü-frekans öz eğrisi aşağıdaki gibidir.





Şekil 3.12 DGY kazanç-frekans özeğrisi.

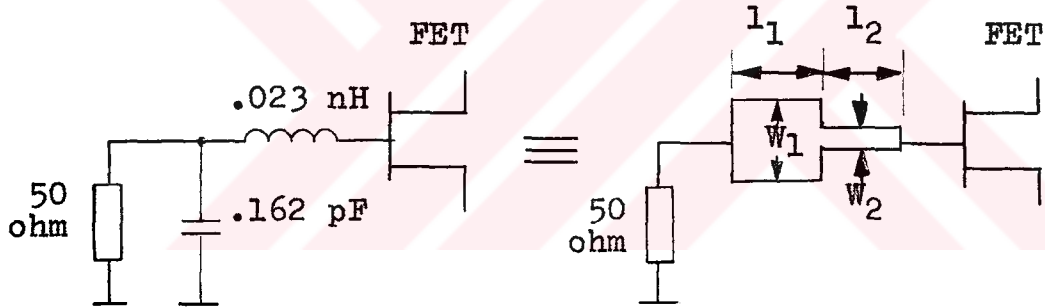


Şekil 3.13 DGY gürültü faktörü-frekans özeğrisi.

Tasarımdan önce amaçlanan kazanç ve gürültü faktörü değerlerine kuramsal olarak ulaşılmıştır.

Düşük gürültülü yükseltecin tasarımında empedans uyumlama devre tasarımı, mikroşerit toplu elemanlarla yapılmıştır. Önce bilinen pasif devre eleman değerleriyle uyumlama devresi tasarımlanmış daha sonra bu elemanlardan mikroşerit toplu elemanlara geçiş yapılmıştır. Düşük gürültülü yükseltecin amaçlanan kazanç değerini sağlayabilmesi için üç katlı olarak gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle empedans uyumlama giriş, katlar arası ve çıkış uyumlama devreleri olarak üç aşamada incelenmiştir.

Mikroşerit malzeme olarak DUROID seçilmiştir. Mikroşeritin kalınlığı (h) 0,638 mm. dielektrik katsayısı ( $\epsilon_r$ ) 2,2 olarak alınmıştır. Tasarımlanan uyumlama devre yapıları eleman değerleri ve mikroşerit hat boyutları aşağıdaki gibidir.



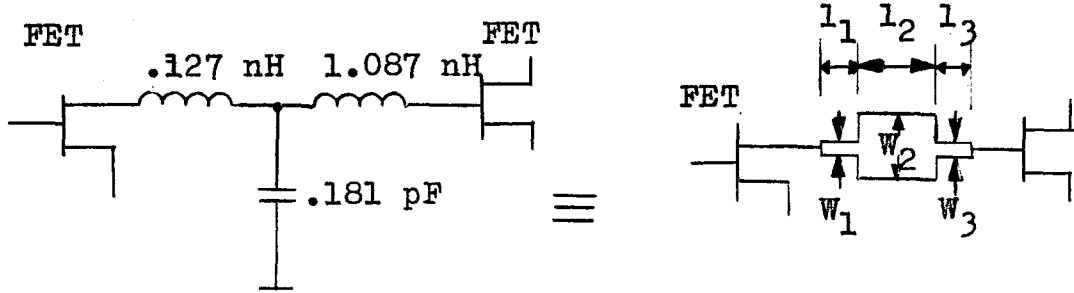
$$\begin{aligned} l_1 &= 1,553 \text{ mm} \\ W_1 &= 3 \text{ mm} \\ l_2 &= 0,06 \text{ mm} \\ W_2 &= 0,5 \text{ mm} \end{aligned}$$

Şekil 3.14 Giriş empedans uyumlama devresi.

Giriş empedans uyumlama devresinde DGY' nin girişi 50 ohm' a uyumlandırılmıştır. (Şekil 3.14) Uyumlama devresindeki endüktansın değeri ve buna karşılık düşen

mikrogerit hattın boyuda gözardı edilebilecek kadar küçüktür.

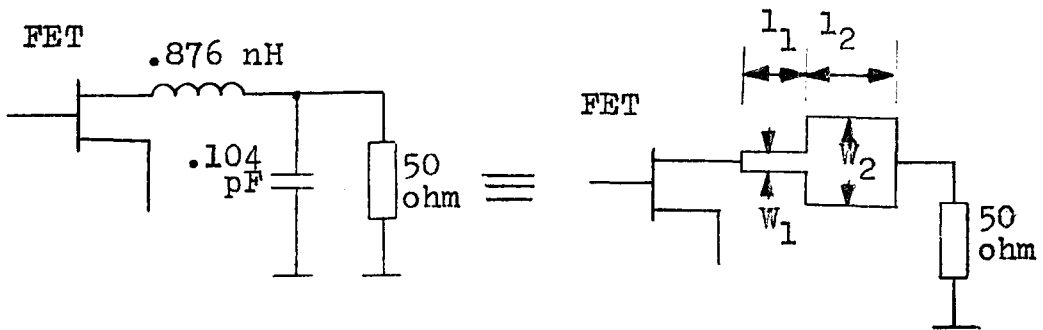
Katlar arası empedans uyumlama devresi tasarım sonuçları şekil 3.15 deki gibidir.



$$\begin{aligned} W_1 &= 0,5 \text{ mm} \\ l_1 &= 0,325 \text{ mm} \\ W_2 &= 3 \text{ mm} \\ l_2 &= 1,373 \text{ mm} \\ W_3 &= 0,5 \text{ mm} \\ l_3 &= 3,87 \text{ mm} \end{aligned}$$

Şekil 3.15 Katlar arası empedans uyumlama devresi.

Düşük gürültülü yükseltecin çıkışı 50 ohm olacak şekilde tasarlanmıştır. Çıkış uyumlama devresi 3.16 da görülmektedir.



Şekil 3.16 Çıkış empedans uyumlama devresi.

Burada ;

$$W_1 = 0,5 \text{ mm}$$

$$l_1 = 2,577 \text{ mm}$$

$$W_2 = 3 \text{ mm}$$

$$l_2 = 2,659 \text{ mm}$$

Tüm olarak düşük gürültülü yükselteç devresi şekil 3.17 de verilmiştir. Şekil 3.17 de verilen DGY' nin eleman değerleri ;

$$T_1 = T_2 = T_3 = \text{GAT6 GaAs FET}$$

$$R_s = 100 \text{ Ohm}$$

$$C_s = 15 \text{ pF}$$

$$C_c = 4 \text{ pF}$$

$$C_G = C_D = 8 \text{ pF}$$

$R_s$  akaç' ın öngerilimleme akım sınırlandırıcı direnci olup,  $I_{DS} = 10 \text{ mA}$ . olacak şekilde hesaplanır.  $C_c$ , d.c. blok kapasitesidir.  $C_c = 4 \text{ pF}$  olarak seçilir.  $C_G = C_D = 8 \text{ pF}$  kapasiteleri besleme devresinden gelebilecek parazitik işaretleri süzmek amacıyla konulur.  $T_{L1} \dots T_{L6}$  mikroserit hat elemanları olup boyları  $\lambda/4$  uzunluğunda olmalıdır (Basile, 1985).

$$l_1 = 1,553 \text{ mm}$$

$$W_1 = 3 \text{ mm}$$

$$l_2 = 0,325 \text{ mm}$$

$$W_2 = 0,5 \text{ mm}$$

$$l_3 = 1,373 \text{ mm}$$

$$W_3 = 3 \text{ mm}$$

$$l_4 = 3,87 \text{ mm}$$

$$W_4 = 0,5 \text{ mm}$$

$$l_5 = 0,325 \text{ mm}$$

$$W_5 = 0,5 \text{ mm}$$

$$l_6 = 1,373 \text{ mm}$$

$$W_6 = 3 \text{ mm}$$

$$l_7 = 3,87 \text{ mm}$$

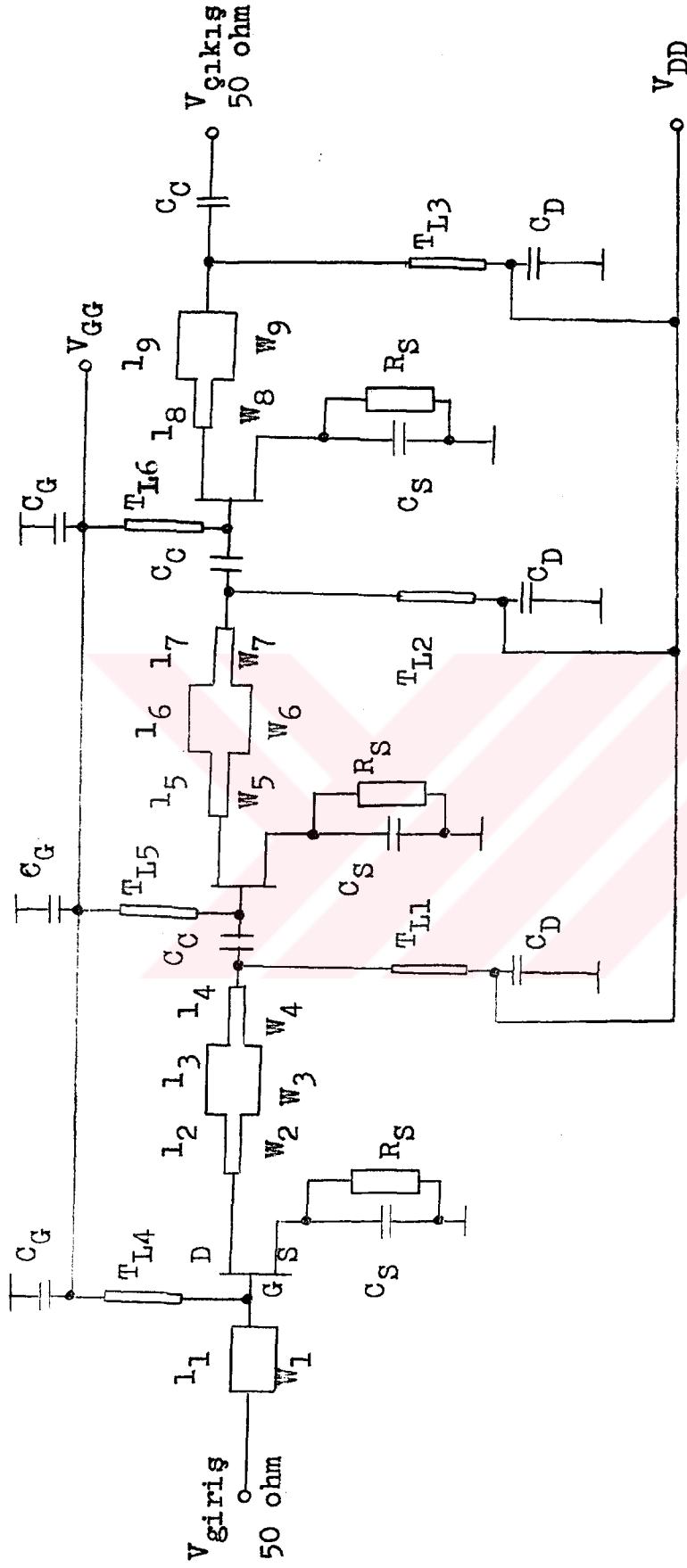
$$W_7 = 0,5 \text{ mm}$$

$$l_8 = 2,577 \text{ mm}$$

$$W_8 = 0,5 \text{ mm}$$

$$l_9 = 2,659 \text{ mm}$$

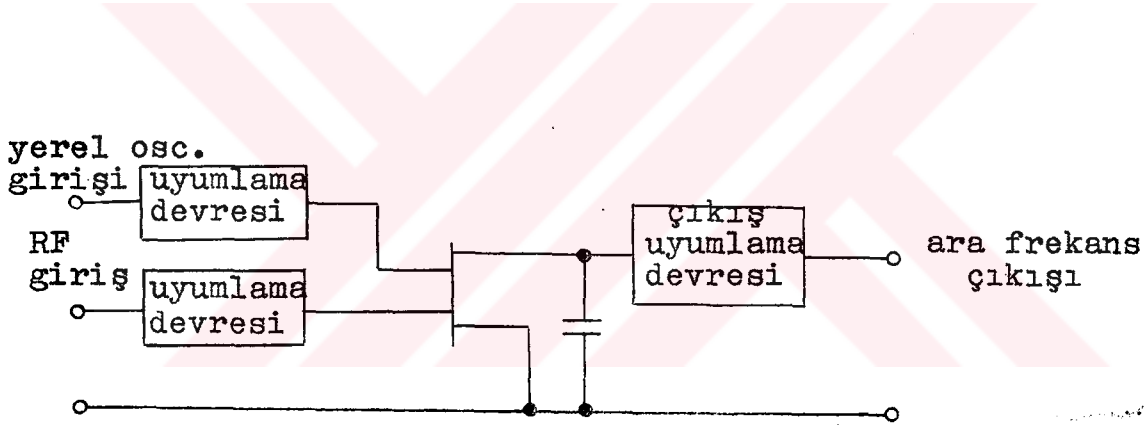
$$W_9 = 3 \text{ mm}$$



Şekil 3.17 Düşük gürültülü yükselteç devresi.

### 3.5.2. Karıştırıcı Tasarımı :

Düşük gürültülü dönüştürücünün (DGD) önemli bir bölümüde karıştırıcı devresidir. Karıştırıcı devresi yardımı ile 12 GHz Ku-band işaretinin frekans bandı SHF bandına (1-1,5 GHz) dönüştürülür. Bugün uygulamada birçok çeşit mikrodalga karıştırıcı devreleri kullanılmaktadır. Bunların en önemlileri GaAs FET ve Schottky diyotlarla gerçekleştirilen karıştırıcı devreleridir. Özel olarak imal edilen çift geçitli GaAs FET karıştırıcılar yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.18 de çift geçitli GaAs FET karıştırıcı devresi (DGFET mixer) verilmiştir (Kerमारrec,1982).



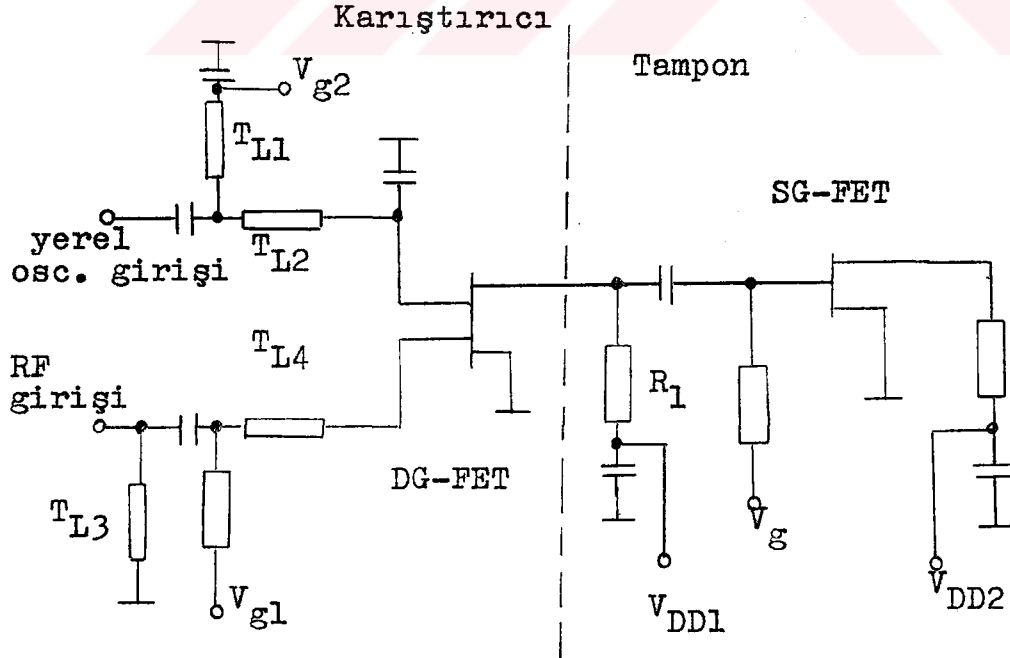
Şekil 3.18 Çift geçitli GaAs FET karıştırıcı.

Çift geçitli GaAs FET' in, geçitlerinden birine yerel osilatör işareti, diğerine ise R.F. işareti verildiğinde çıkışından ara frekans (IF) işareti alınmaktadır. Bu yapının, schottky diyotlu karıştırıcılara nazaran üstünlüğü olmasına rağmen yapımı zordur. Tamamen bir fabrikasyon teknolojisi gerektirir. Bu tür karıştırıcılar kıymık (chip) teknolojisi ile üretilirler.

12 GHz bandında doğrudan uydu yayın alıcılarında karıştırıcı devresi için çift geçitli GaAs MESFET' ler geliştirilmiştir. (Suglura,1983). Geliştirilen bu MESFET'lerle

oluşturulan karıştırıcılar kıymık teknolojisi ile üretilirler. Şekil 3.18 de prensip şeması verilen karıştırıcı devresinde empedans uyumlama işlemi mikroşerit hatlarla yapılır. Kıymık boyutlarını küçültmek için çıkış (IF) empedans uyumlama devresi yerine bir tampon devresi kullanılması daha uygundur (Honjo,1983). Karıştırıcının çıkışından elde edilen ara frekanslı işaretin frekansı, girişe göre küçük olduğundan empedans uyumlama için kullanılan mikroşerit hatının boyu uzun olmaktadır. Bu nedenle kıymık boyutunu küçültmek için çıkışta bir tampon devre kullanılır.

Şekil 3.19 da tampon devreli ve çift geçitli GaAs FET'li karıştırıcı devresi verilmiştir. RF ve yerel osilatör işaretleri sırasıyla birinci ve ikinci geçitlere uygulanırlar. Ara frekans işareti akaç' dan alınarak tampon devresinin girişine verilir. Karıştırıcı devresinden yalıtılmış olarak esas ara frekans işareti tek geçitli GaAs FET' in akaç elektrodundan alınır.  $T_{L1}$  ve  $T_{L2}$  mikroşerit hat elemanları olup yerel osilatör ile çift geçitli GaAsFET' in giriş empedansını uydururlar.  $T_{L3}$  ve  $T_{L4}$  ise radyo frekans çıkış (DGY çıkışı : 50 ohm) empedansını uyumlamayı sağlarlar.



Şekil 3.19 Çift geçitli karıştırıcı ve tampon devresi.

Mikroşerit hat uzunlukları çeyrek dalga ( $\lambda/4$ ) uzunluğundadır (Tsuji,1983).

Tampon katı ; tek katlı direnç-kapasite kuplajlı bir yükselteçtir. Tampon için giriş direnci ya da karıştırıcı için yük direnci  $R_1$  ile gösterilen bir dirençle belirlenir. (Şekil 3.19)

Karıştırıcı-tampon için eşdeğer devre şekil 3.20 de gösterilmektedir. (Sugiura,1983) Burada ; I, karıştırıcı ara frekans çıkış işareti için eşdeğer kaynak akımını gösterir.  $G_d$  , karıştırıcı FET için akaç iletkenliğidir.  $G_1$  ise  $R_1$  direnci iletkenliğidir.  $C_g$  ise tampon katı FET' in giriş eşdeğer kapasite değeridir.

$G_1$  iletkenindeki V gerilimi :

$$V = I / (G_d + G_1 + j\omega C_g) \quad (3.37)$$

olur. (Tsuji,1983) Objektif tasarım frekansa önemli ölçüde bağımlı olmaksızın V gerilimini artırmaktır. Bu amaç için  $C_g$  büyük olmalıdır.

Empedans uyumluluğu sağlandığında, G yük iletkeni üzerindeki  $V_m$  gerilimi ;

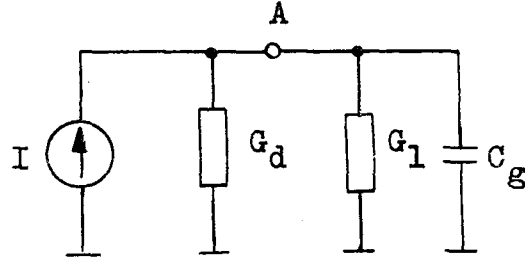
$$V_m = I \sqrt{G/G_d} / (2G + j\omega C_g) \quad (3.38)$$

olur. Tam empedans uyumluluğu sağlanamamasından ötürü oluşan kayıp L ;

$$L = |V_m/V|^2 = G \left[ (G_d + G_1)^2 + (\omega C_g)^2 \right] / G_d \left[ (2G)^2 + (\omega C_g)^2 \right] \quad (3.39)$$

ile verilir.





Şekil 3.20 Karıştırıcı tampon eşdeğer devresi.

1,15 dB IF' da,

$$G=G_1=4 \text{ mS}$$

$$G_d=2 \text{ mS}$$

$$C_g=0,5 \text{ pF}$$

olarak verildiğine göre (Sugiura,1983) kayıp  $L = 1,3$  (1,1 dB) olmaktadır. Eğer tampon katı kullanmayıp empedans uyumlama devresi kullanılırsa yük iletkenliği  $G = 20 \text{ mS}$  (50 ohm) olur. Bu durumda kayıp  $L = 0,3$  (-5,2 dB) olur. Görüldüğü gibi tampon katı kullanıldığında kayıp daha azdır.

Karıştırıcı için gürültü faktörü iki aşamada incelenir. Birincisi çıkış empedans uyumlama devresinden ötürü oluşan gürültü diğeri ise GaAs FET' in oluşturduğu gürültüdür. Uyumlama devresinin oluşturduğu gürültü  $F_1$  ;

$$F_1 = (G_d+G_1) / G_d \quad (3.40)$$

GaAs FET' den ötürü oluşan gürültü ;

$$F_2 = F_0 + r_n(G_d+G_1) \quad (3.41)$$

Burada ;

$F_0$  : Minimum gürültü sayısı,

$r_n$  : GaAs FET' in gürültü direncidir.

Devrenin toplam gürültüsü,  $F$  ;

$$F = F_1 \cdot F_2 = (G_d + G_1) \left[ F_0 + r_n (G_d + G_1) \right] / G_d \quad (3.42)$$

olur.

$$F_0 = 1,1 \text{ (0,4 dB)}$$

$$r_n = 60 \text{ ohm}$$

$$G_d = 2 \text{ mS}$$

$$G_1 = 4 \text{ mS}$$

olarak verildiğinde (Sugiura,1983) devrenin toplam gürültü faktörü  $F = 4,4$  (6,4 dB) . Eğer tampon katı yerine empedans uyumlama devresi kullanılırsa,  $G_1 = G_d = 20 \text{ mS}$  (50 ohm) alınır. Değerler yerine konulduğunda gürültü faktörü  $F=7$  (8,5 dB) olmaktadır.

Bu örneklerden sonra karıştırıcı devresi olarak çift geçitli GaAs MESFET ve tampon katından oluşan bileşik devrenin seçimi teknik açıdan daha uygundur (Sugiura,1983).

### 3.5.3. Yerel Osilatör Tasarımı ve Seçimi :

Uydu alıcı dizgesinde kullanılan yerel osilatör bir mikrodalga osilatördür. Osilasyon frekansı yaklaşık 10 GHz' dir. Uydu alıcı dizgesinde kullanılacak olan yerel osilatörün aşağıda belirlenen özellikleri içermesi gerekir (Basile,1985).

Frekans : 10 GHz

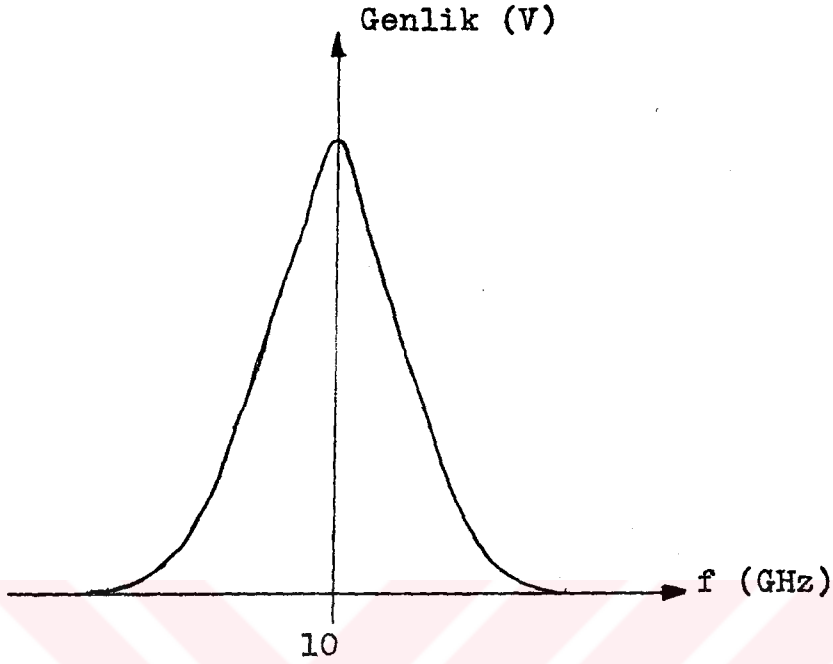
Kararlılık :  $\pm 1,6 \text{ MHz}$

Çalışma sıcaklığı :  $-30 - +50 \text{ }^\circ\text{C}$

Çıkış gücü :  $\geq 10 \text{ dBm}$

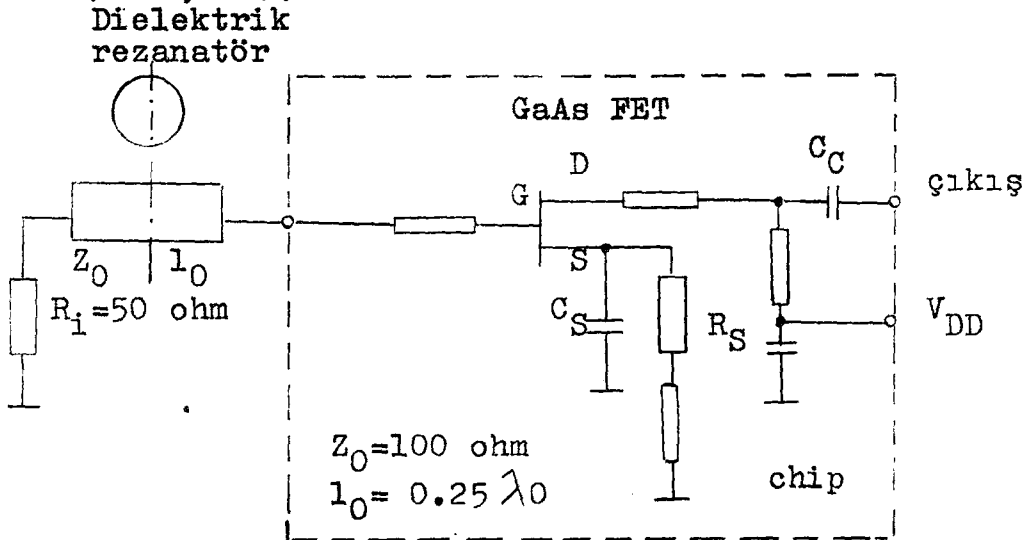
Frekans tepkisi : (bk. şekil 3.21)

Bugün uydu alıcı dizgelerinde kullanılan çok çeşitli mikrodalga yerel osilatörler bulunmaktadır. Bunlardan en önemlileri dielektrik rezanötrlü osilatörler ve Gunn osilatörlerdir. Dielektrik rezanötrlü osilatörün devre diyagramı şekil 3.22 de görülmektedir (Hori,1983).



Şekil 3.21 Yerel osilatörün frekans tepkisi.

Şekil 3.22 dielektrik rezonatörlü osilatörün devre yapısını göstermektedir. Tamamen kıymık teknolojisi ile üretilen yerel osilatöre 50 ohm' la sonlandırılmış dielektrik rezonatörün ilavesiyle devre tamamlanmaktadır. Devrede kullanılan elemanların değerleri aşağıdaki gibidir. (Hori,1983)



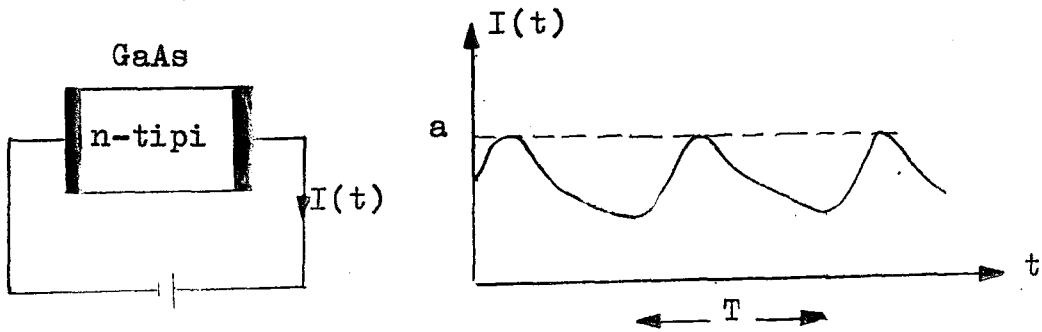
Şekil 3.22 Dielektrik rezonatörlü osilatör.

$$\begin{aligned} R_s &= 50 \text{ ohm} \\ C_s &= 0,3 \text{ pF} \\ C_d &= 12 \text{ pF} \\ C_c &= 8 \text{ pF} \end{aligned}$$

Dielektrik rezonatörlü osilatörün gerçekleştirilmesi zordur. Bunun için mikrodalga laboratuvarımızda bulunan Gunn osilatörünün alıcı dizgesine uyarlılığı araştırılmış ve üzerinde bazı deneyler yapılmıştır.

Gunn osilatörünün esasını Gunn diyodudur. 1963 yılında yarı iletkenlere yüksek alanların etkisini araştıran İngiliz bilim adamı J.B. Gunn tarafından GaAs de gövdesel transfer edilmiş elektron etkisi denilen olay keşfedilmiştir. Kuvvetli elektriksel alan etkisinde bulunan GaAs de iletimi incelemek amacıyla yaptığı çalışmalar sırasında GaAs e 2000 V/ cm civarında elektrik alanı uygulamış ve çok yüksek frekanslı osilasyonları (yaklaşık 1 GHz) gözlemlemiştir. (Şekil 3.23)

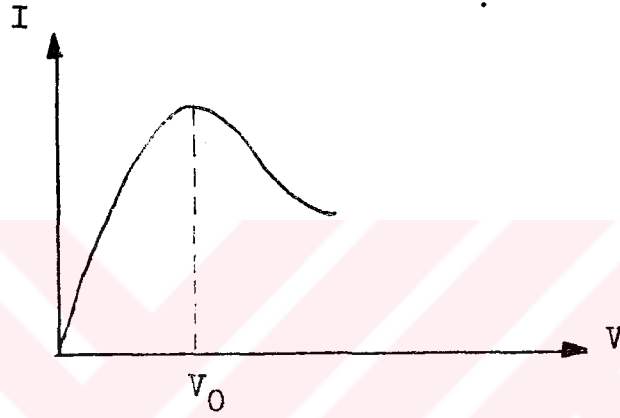
Gunn olayı yalnızca n-tipi yarı iletkenlerde oluşmaktadır. Dolayısıyla olay elektronlarla ilgilidir. GaAs kristalinin iki ucu arasına doğru gerilim uygulandığında normal olarak elektronlar pozitif elektroda doğru yol alırlar. Uygulanan gerilim büyüdükçe akan akımda büyüyecektir.



Şekil 3.23

Uygulanan gerilimi dolayısıyla alan şiddetini artırmak aynı zamanda anoda doğru ilerleyen elektronların

hızını artırmak demektir. Ancak belirli bir alan şiddetinden sonra elektronlar yavaşlamakta yani akım azalmaktadır. Yani gerilim yükselmiş olmasına rağmen akım düşer. Buna negatif direnç oluşumu adı verilir. Alan şiddeti artırılmaya devam edilirse bu alan şiddeti elektronları yüksek enerji bandından koparmaya yetecek ve tekrar akım artmaya başlayacaktır. Şekil 3.24 de GaAs kristali için akım-gerilim öz eğrisi verilmiştir.



Şekil 3.24 GaAs kristali için akım-gerilim öz eğrisi.

Şekil 3.24 de görüldüğü gibi  $V_0$  geriliminde negatif direnç özelliği başlamaktadır.

Negatif dirençten başka Gunn elemanında diğere bir olay daha oluşmaktadır. GaAs' e gerilim uygulandığında kristal yapısının içinde elektriksel alanın süreksizlik göstererek yükseldiği sınırlı bölgeler oluşur. Bu bölgeler, elektronların sürüklendikleri yönde bir kontakdan diğerine doğru hareket ederler. Bu yüksek alan bölgeleri anoda ulaştığında kaybolur. Ve katoda yeniden anoda doğru ilerleyen yüksek alan bölgeleri oluşur. Bu olay periyodik olarak devam eder. Bir yüksek alan bölgesinin katoddan anoda gidişi için geçen süre osilasyon frekansını verir. Yani kısa bir kristal, uzun bir kristale nazaran daha yüksek frekansta osilasyon yapmaktadır. Örneğin  $10 \mu\text{m}$  uzunluğundaki GaAs kristalinde osilasyon periyodu  $0,1 \text{ ns}$  olmakta yani osilasyon frekansı  $10 \text{ GHz}$  e karşı düşmektedir.

Gunn osilasyonlarını kullanılır duruma getirmek için diyodu boşluk rezonatörünün içine yerleştirmek gerekir. Bu durumda uygun çalışma modunda frekans doğrudan diyot tarafından değilde daha çok rezonatör tarafından belirlenir.

Alıcı dizgesinde kullanılmak üzere PM 7015 X tip Gunn osilatörü seçilmiştir. Bu osilatörün özellikleri ;

Frekans sahası : 8,4 - 12,4 GHz

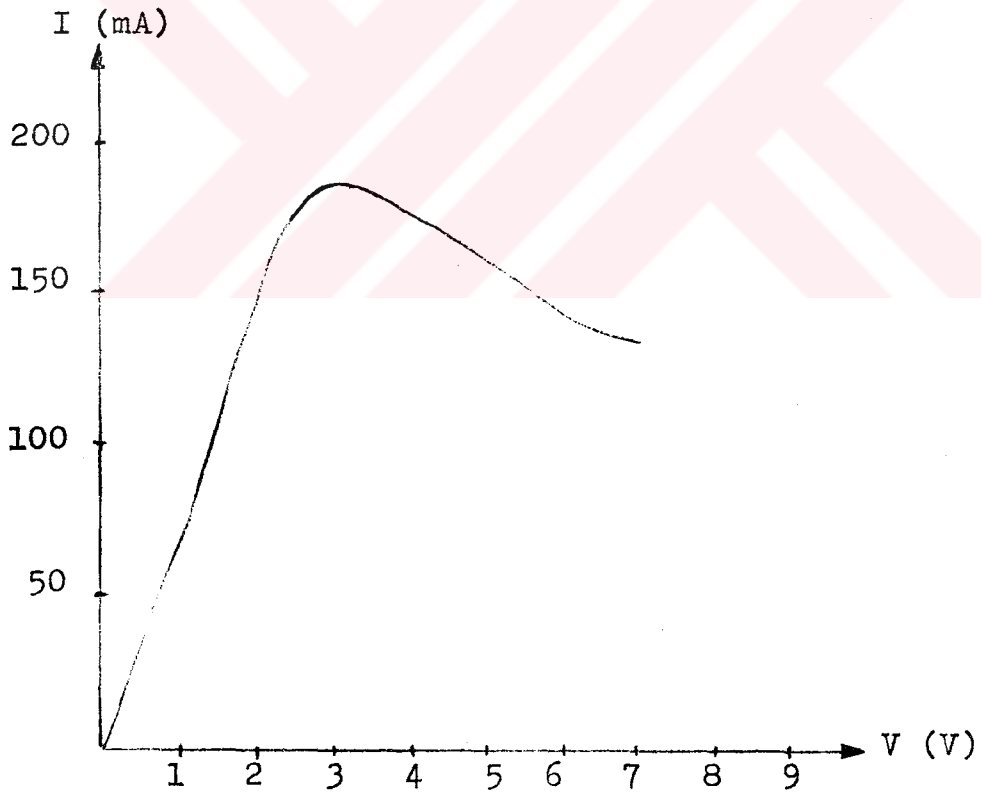
Çıkış gücü : 5 mW

Besleme gerilimi : 7-9 V DC negatif

Akım : 100-150 mA

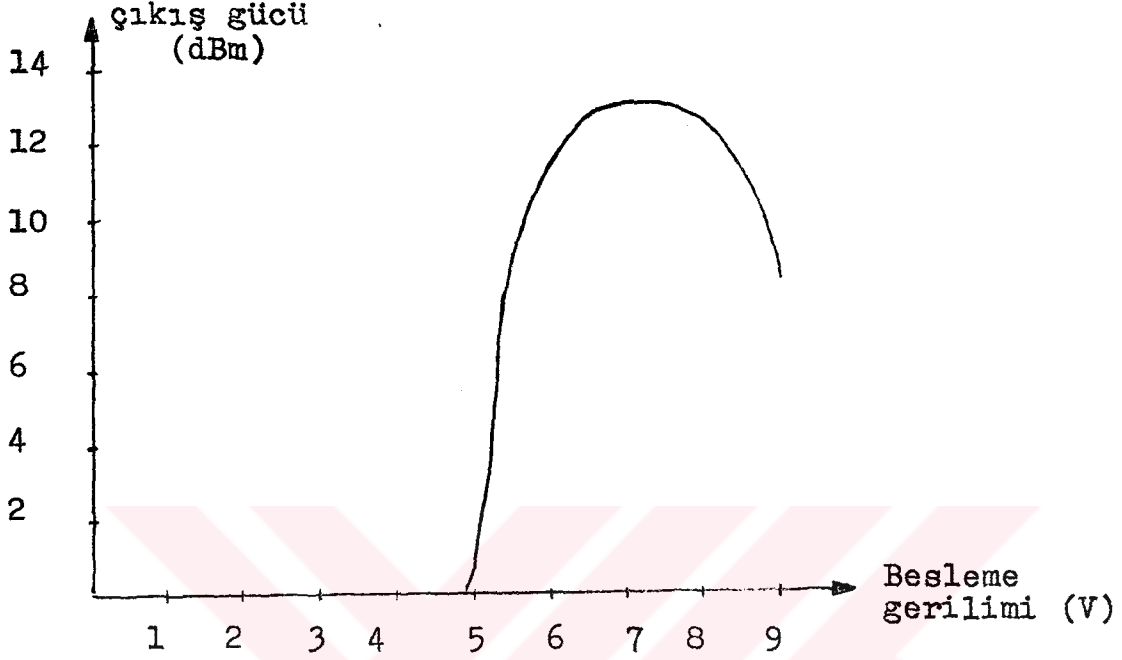
Çalışma sıcaklığı : -40 - +70 C

Gunn osilatörünün deneysel olarak elde edilen akım-gerilim özegrisi ;

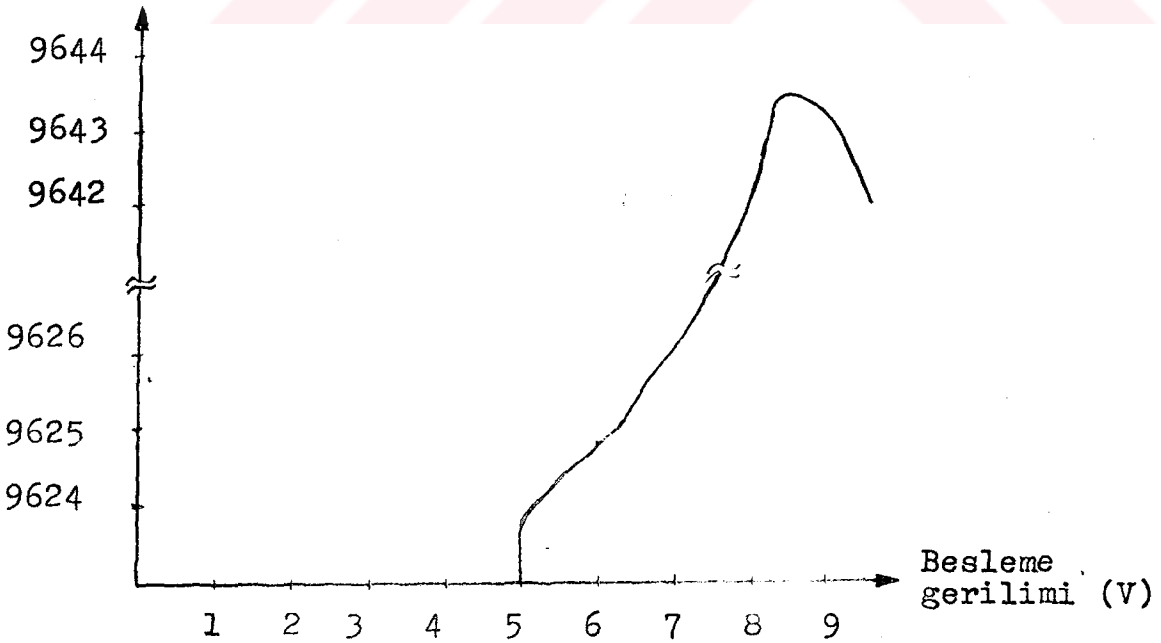


Şekil 3.25 Gunn osilatörünün akım-gerilim özegrisi.

Gunn osilatörünün besleme gerilimi ile çıkış gücü de-  
ğişimi şekil 3.26 da verilmiştir.

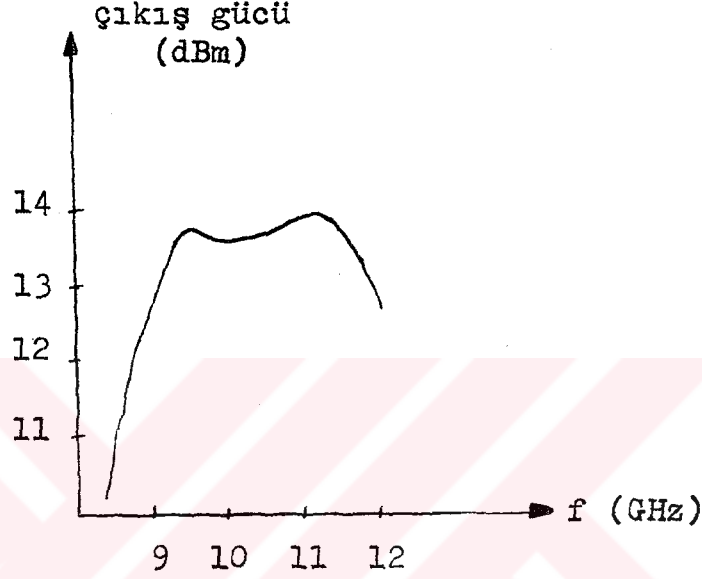


Şekil 3.26 Besleme gerilimi-çıkış gücü değişimi.  
Besleme gerilimi ile osilasyon frekansı değişimi ;



Şekil 3.27 Besleme gerilimi-frekans değişimi.

Son olarakta frekans-çıkış gücü değişimi verilmektedir. (Şekil 3.28)



Şekil 3.28 Gunn osilatörü frekans-çıkış gücü değişimi.

Bu deneylerden sonra Gunn osilatörünün uydu alıcı dizgesinde kullanılabileceği anlaşılmıştır.

### 3.6. İkinci Dönüştürücü :

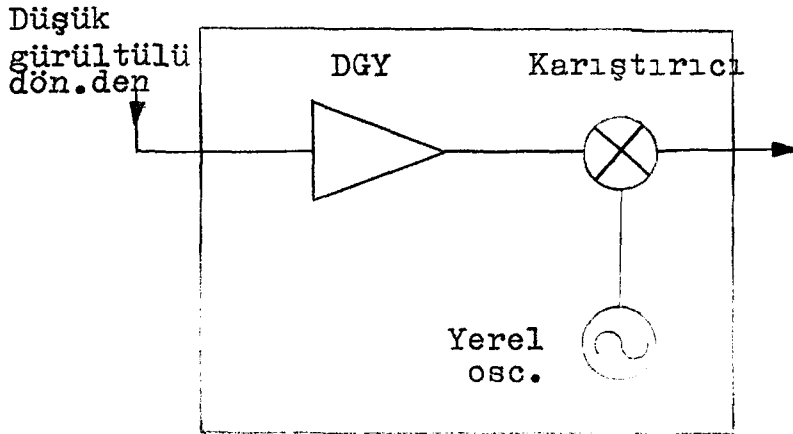
Düşük gürültülü dönüştürücü çıkışından alınan ara frekans işaretinin frekansı 950-1750 MHz' dir. Bu işaretin standart TV alıcılarının çalıştığı UHF veya VHF frekans bandına dönüştürülmesi gerekir. Uydu alıcı dizgesinde ikinci dönüştürücü kullanımının amacı 950 MHz - 1750 MHz bandındaki işareti UHF veya VHF bandına dönüştürmektir. Daha önce açıklandığı gibi, parabol anten yardımıyla alınan işaret, alçak gürültülü dönüştürücü çıkışında 950-1750 MHz bandında olmaktadır. Parabol anten ve düşük gürültülü dönüştürücü



genellikle binanın çatısında veya açık bir arazide bulunur. Düşük gürültülü dönüştürücü çıkışından alınan işaret eksenli kablo ile ikinci dönüştürücü girişine aktarılır. İkinci dönüştürücü genellikle bina içinde yerleştirilir. İkinci dönüştürücünün çıkışında demodülatör devresi kullanılarak FM formundaki işareten bildiri işareti elde edilir. Elde edilen bu bildiri işareti, frekansı UHF veya VHF bandı içerisinde olan taşıyıcı işarette tekrar GM modülasyonuna tabi tutularak standart TV alıcısı girişine verilir.

İkinci dönüştürücü; daha düşük frekansta çalışan düşük gürültülü dönüştürücü gibi düşünülebilir. Tasarım yaklaşımı aynıdır ve düşük gürültülü dönüştürücü de olduğu gibi düşük gürültülü yükselteç - karıştırıcı - yerel osilatör devrelerini içerir. Bu dönüştürücünün tasarımı ve pratik olarak gerçekleştirilebilmesi, düşük gürültülü dönüştürücüye nazaran; giriş işaretinin seviyesi daha yüksek ve frekansı daha düşük olduğundan daha kolaydır.

İkinci dönüştürücünün öbek çizimi şekil 3.29 da verilmiştir.



Şekil 3.29 İkinci dönüştürücü öbek çizimi.

İkinci dönüştürücünün çalışma ilkesi kısaca şöyle özetlenebilir. Düşük gürültülü dönüştürücü çıkışında

eşeksenli kablo yardımıyla alınan işaret düşük gürültülü yükselteç tarafından kuvvetlendirilerek karıştırıcıya uygulanır. Yerel osilatörün salınım frekansı tasarımda uygun seçilerek karıştırıcı çıkışında işaret UHF veya VHF bandına dönüştürülür. Bu dönüştürücü tasarımında yüksek kazanç ve düşük gürültü sayısı amaçlanmalıdır.

### 3.6.1. Düşük Gürültülü Yükselteç :

Düşük gürültülü yükselteç, ikinci dönüştürücünün ilk kısmını oluşturur. Tasarım yaklaşımı, düşük gürültülü dönüştürücü de tasarlanan düşük gürültülü yükseltecin benzeridir. Burada da tasarım s-parametreleri yardımıyla yapılır. Amaçlanan tasarım sonuçları :

Yükselteç frekans bandı : 950-1750 MHz

Kazanç :  $\geq 30$  dB

Gürültü faktörü :  $\leq 5$  dB

olmalıdır.

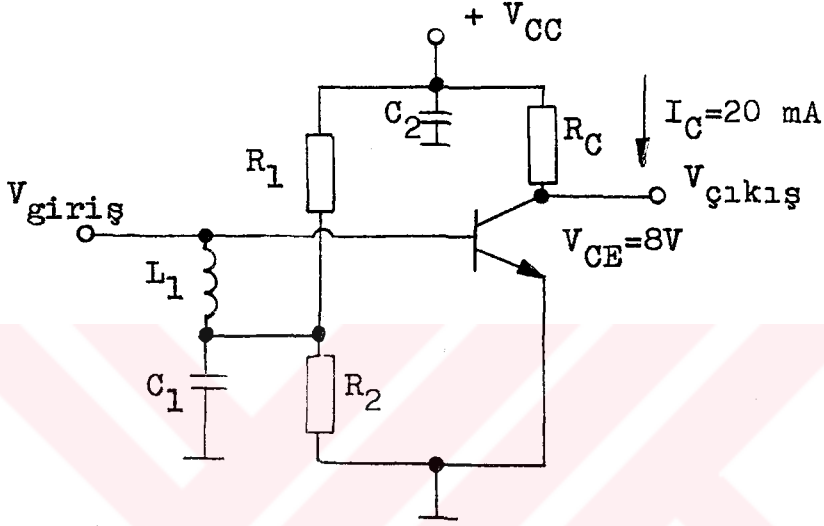
Küçük işaretli mikrodalga yükselteçleri genellikle A sınıfında çalışırlar. Uygulamada 4 GHz' e kadar olan frekanslarda bipolar transistörler için ortak emitör montajı kullanılır. 4 GHz' e kadar imal edilmiş transistörler vardır. Bu transistörlerin optimum gürültü faktörleride oldukça düşüktür.

Yükselteç tasarımında kullanılmak üzere BFR 91A transistörü seçilmiştir. Bu transistörün kullanılacak olan frekans bandında kazancı 10 dB kadardır. Yeterli kazancı sağlayabilmek için ardışıl yükselteçlerin kullanılması düşünülmüştür. Ardışıl bağlı yükselteçlerde tüm devrenin gürültü faktörü, birinci katın gürültüsüne oldukça bağlıdır. Bu nedenle birinci katın mümkün olduğu kadar düşük gürültü çalışacak şekilde tasarlanması gerekir. Bunu elde edebilmek için giriş empedans uyumlama devresi mümkün olduğu kadar az elemanlı yapılması gerekir. Çünkü fazladan bağlanacak her eleman gürültü faktörünü artırır.

BFR 91A transistörü için  $V_{CE}=8$  V,  $I_C=20$  mA ve  $h_{FE}=50$  alınmıştır. Bu değerler için s-parametreleri yardımıyla

kazanç, kararlılık ve gürültü faktörü analizi yapılmıştır. Yükselteç tasarımında ilk yapılacak iş transistörün bu koşullarda çalışabilmesi için öngerilimleme devre elemanlarının tasarımı yapılmalıdır.

Öngerilimleme devre tasarımı yöntemi şekil 3.30 da verilmiştir.



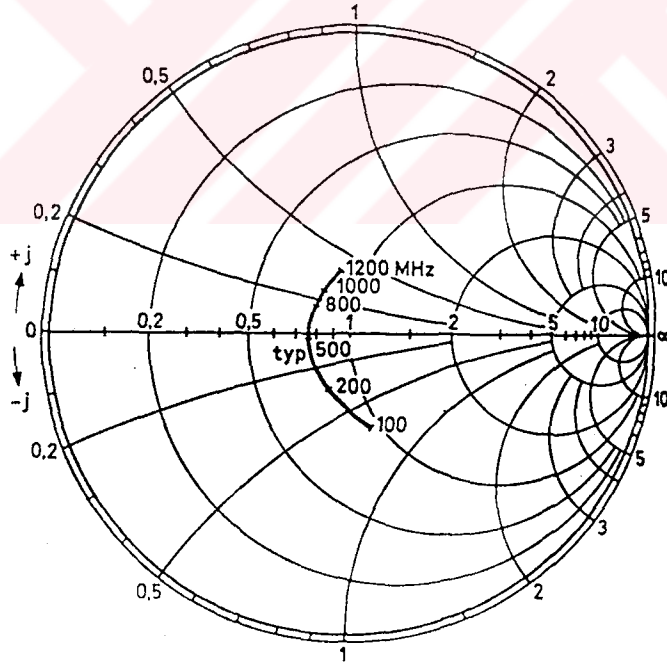
Şekil 3.30 Öngerilimleme devresi.

Öngerilimleme devresinde kullanılan  $R_1$  ve  $R_2$  dirençleriyle kollektör akımı ( $I_C$ ) nın 20 mA olması sağlanır.  $R_C$  direnci yardımıyla  $V_{CE}=8 V$  a ayarlanır.  $V_{CC}$  değeri  $R_C$  direnci üzerindeki gerilim değeri ile  $V_{CE}$  gerilim değerinin toplamına eşittir.  $C_1$  ve  $C_2$  kapasiteleri yükseltecin çalışma frekansında kısa devre olacak biçimde seçilir ve beslemeden gelebilecek parazit bileşenleri topraklamak amacıyla kullanılmıştır. D.C için konulan bu kapasiteler a.c durumda kısa devre olup toprakla birleşir. Devrenin d.c durumunda bu kapasiteler açık devre olur. Böylece devreyi d.c öngerilimleme için konulan  $R_1$  ve  $R_2$  dirençleri a.c durumda etkili olmazlar.  $L_1$  endüktansı besleme devresinden gelebilecek a.c bileşenlerin transistörün baz'ına

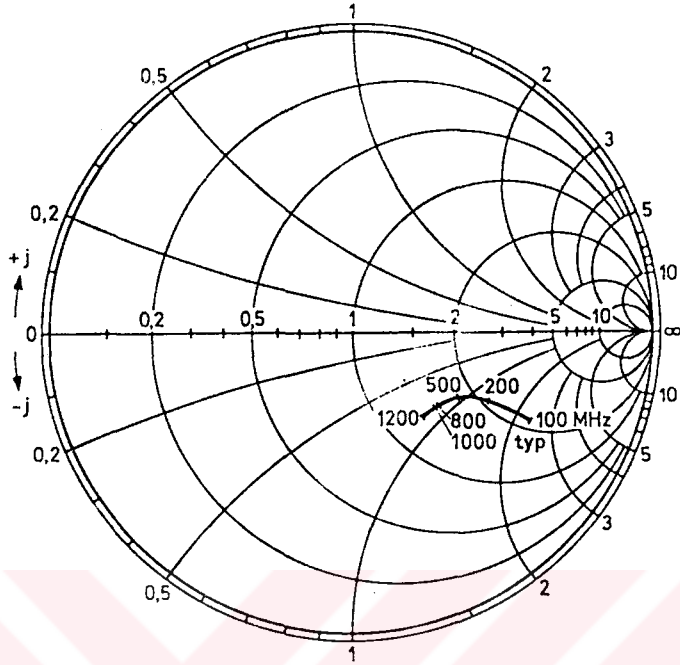
gelmesini önlemek için kullanılmıştır.

Empedans uyumlama devreleri bilinen pasif toplu elemanlarla gerçekleştirilebilecek şekilde tasarlanmıştır. Yükseltecin giriş ve çıkışı 50 ohm' a uyumlandırılmıştır. Giriş ve çıkış uyumlama devreleri mümkün olduğu kadar az elemanla yapılacak şekilde L devresi ile, katlar arası ise T tipi empedans uyumlama devresi olarak tasarlanmıştır.

BFR 91A transistörü için giriş ve çıkış empedans eğrilerinin frekansa göre değişimi şekil 3.31 de verilmiştir. Giriş empedans eğrileri  $S_{11}$  den, çıkış empedans eğrileri ise  $S_{22}$  den türetilmiştir. (Philips,1987).



a)  $S_{11}$  den türetilmiş giriş empedansı x 50 ohm



b)  $S_{22}$  den türetilmiş çıkış empedansı x 50 ohm

Şekil 3.31 Giriş ve çıkış empedans eğrileri.

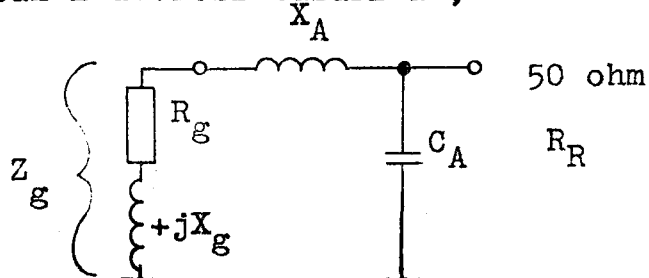
BFR 91A transistörü için verilen empedans eğrilerinden giriş ve çıkış empedansı çıkartılabilir.

Giriş empedansı  $Z_g = 37,5 + j20$  ohm

Çıkış empedansı  $Z_ç = 60 - j40$  ohm

olmaktadır.

Yükseltecin giriş empedansını 50 ohm' a uyumlamak için kullanılacak L devresi tasarımı ;



Şekil 3.32 Giriş empedans uyumlama devresi.

$$X'_A = \sqrt{R_g(R_g - R_R)} \quad (3.43)$$

$$X_A = X'_A - X_g \quad (3.44)$$

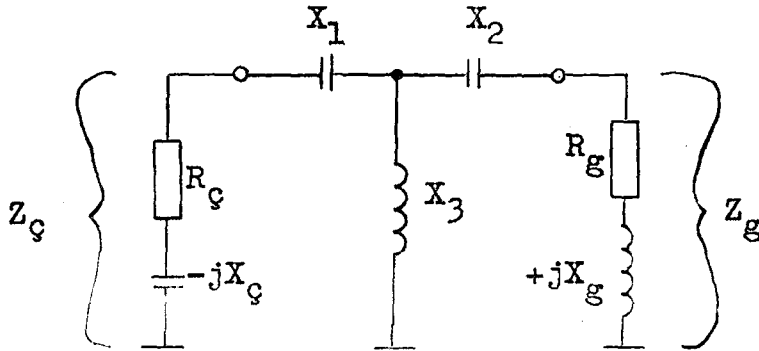
$$X_B = R_g \sqrt{\frac{R_R}{R_g - R_R}} \quad (3.45)$$

$$L_A = \frac{X_A}{\omega} \quad (3.46)$$

$$C_A = \frac{1}{\omega X_B} \quad (3.47)$$

şeklindedir.

Katlar arası empedans uyumlama devresi olarak aşağıdaki empedans uyumlama T devresi seçilmiştir.



Şekil 3.33 Katlar arası empedans uyumlama devresi.

$$X_1 = -R_g |c| + X_g \quad (3.48)$$

$$X_2 = - R_{\zeta} |a| - X_g \quad (3.49)$$

$$X_3 = R_{\zeta} |b| \quad (3.50)$$

Burada ;

$$a = \frac{\sqrt{n} - \cos \beta}{n \sin \beta} \quad (3.51)$$

$$b = \frac{-1}{\sqrt{n} \sin \beta} \quad (3.52)$$

$$c = \frac{1 - \sqrt{n} \cos \beta}{\sqrt{n} \sin \beta} \quad (3.53)$$

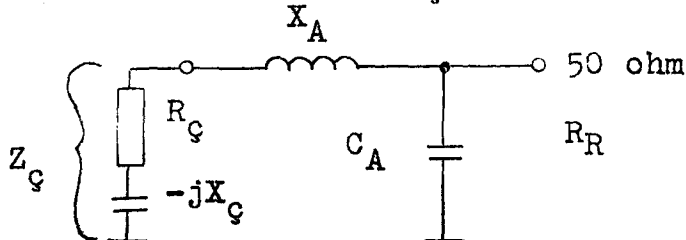
olmaktadır (Atalay, 1977, S. 466).

$$n = \frac{R_{\zeta}}{R_g} \quad (3.54)$$

$$\beta = \cos^{-1} \frac{R_g}{R_{\zeta}} \quad (3.55)$$

olarak alınmalıdır.

Çıkış empedans uyumlama devresi girişte olduğu gibi L tipi devre olarak tasarlanmıştır.



Şekil3.34 Çıkış empedans uyumlama devresi.

$$X_A = \sqrt{R_g(R_g - R_g)} \quad (3.56)$$

$$X_B = R_g \sqrt{\frac{R_R}{R_g - R_R}} \quad (3.57)$$

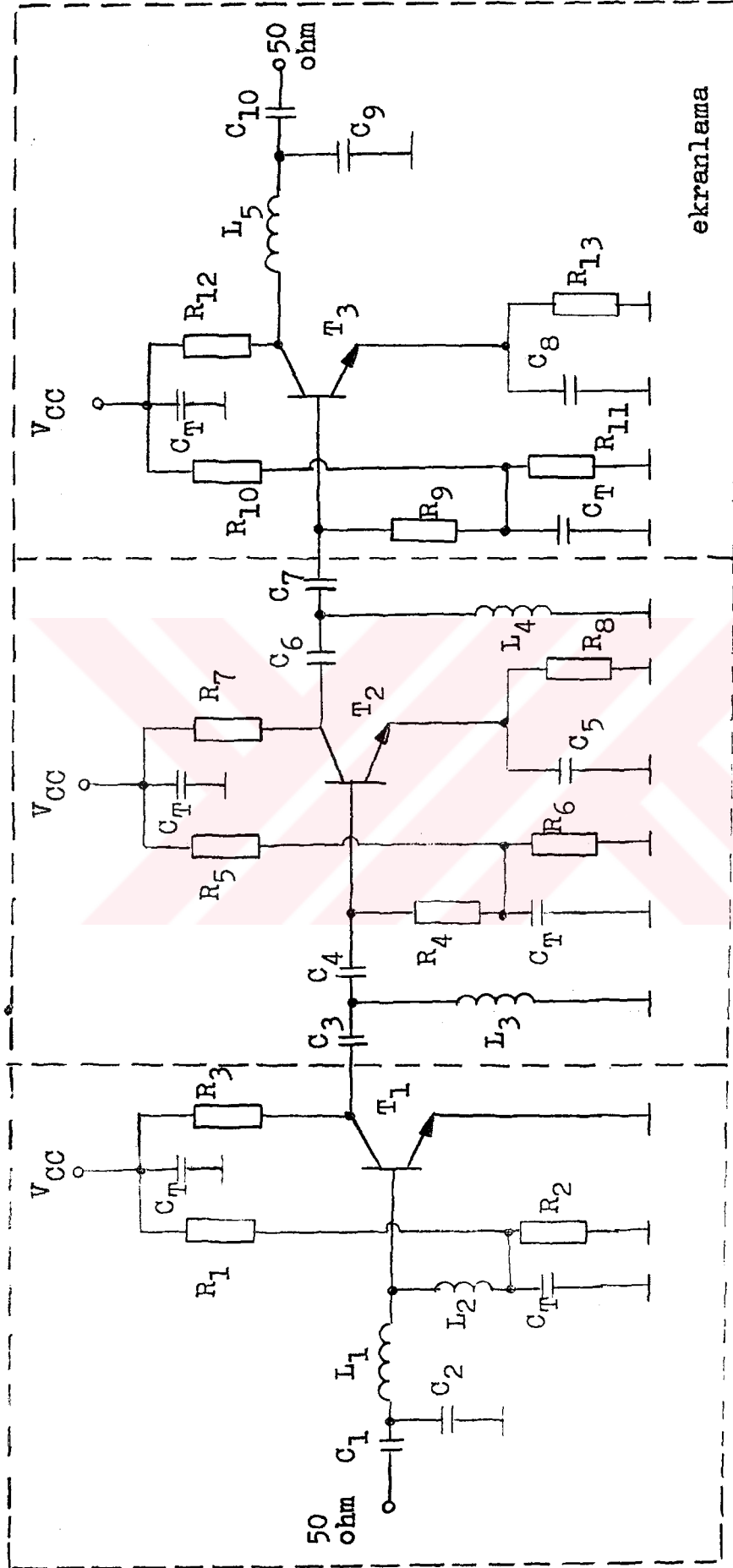
olarak tasarlanır.

Tasarımı yapılan düşük gürültülü yükselteç şekil 3.35 de görülmektedir.

Tasarımlanan düşük gürültülü yükseltecin eleman değerleri aşağıda verilmiştir.

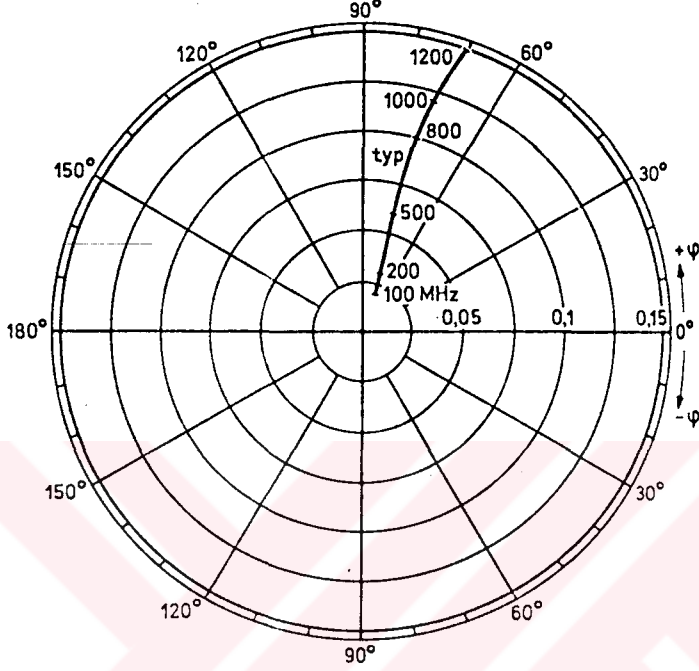
$T_1 = \text{BFR 91A}$	$C_1 = 100 \text{ pF}$
$T_2 = \text{BFR 91A}$	$C_2 = 1,36 \text{ pF}$
$T_3 = \text{BFR 91A}$	$C_3 = 1,92 \text{ pF}$
$R_1 = 560 \text{ ohm}$	$C_4 = 32,17 \text{ pF}$
$R_2 = 220 \text{ ohm}$	$C_5 = 1,8 \text{ pF}$
$R_3 = 350 \text{ ohm}$	$C_6 = 1,92 \text{ pF}$
$R_4 = 220 \text{ ohm}$	$C_7 = 32,17 \text{ pF}$
$R_5 = 330 \text{ ohm}$	$C_8 = 2,5 \text{ pF}$
$R_6 = 220 \text{ ohm}$	$C_9 = 0,87 \text{ pF}$
$R_7 = 350 \text{ ohm}$	$C_{10} = 100 \text{ pF}$
$R_8 = 180 \text{ ohm}$	$C_T = 47 \text{ nF}$
$R_9 = 220 \text{ ohm}$	$L_1 = 10 \text{ nH}$
$R_{10} = 330 \text{ ohm}$	$L_2 = 0,19 \text{ nH}$
$R_{11} = 220 \text{ ohm}$	$L_3 = 21,82 \text{ nH}$
$R_{12} = 350 \text{ ohm}$	$L_4 = 21,82 \text{ nH}$
$R_{13} = 180 \text{ ohm}$	$L_5 = 7,35 \text{ nH}$



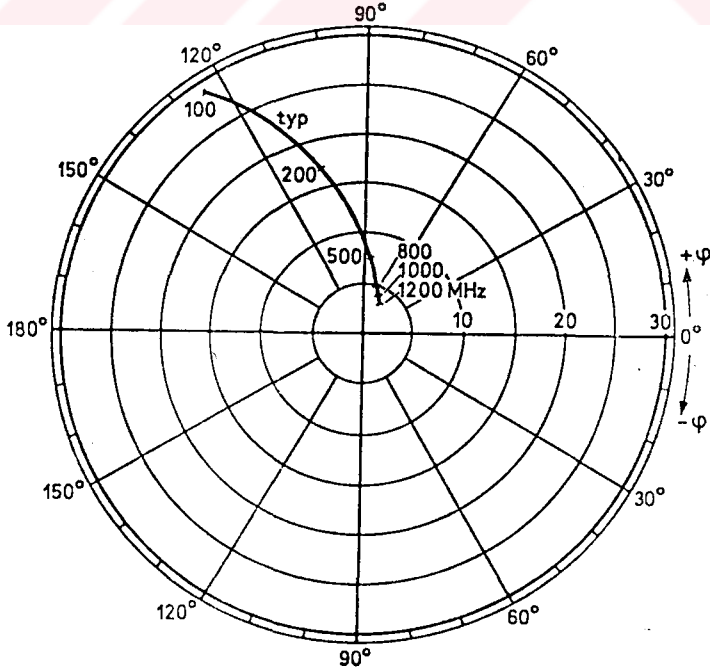


Şekil 3.35 950-1750 MHz düşük gürültülü yükselteç.

Tasarlanan yükseltecin kararlılık, kazanç ve gürültü analizi geliştirilen bilgisayar programı yardımıyla yapılmıştır. BFR 91A transistörü için  $V_{CE}=8$  V,  $I_C=20$  mA koşullarında s-parametreleri aşağıda verilmiştir (Philips,1987).



a) İleri iletim katsayısı ( $S_{12}$ )



b) Ters iletim katsayısı ( $S_{21}$ )

Şekil 3.36 BFR 91A transistörü için s-parametreleri.

Verilen eğrilerden yükseltecin frekans bandı için s-parametreleri kolayca elde edilebilir.

$$f = 800 \text{ MHz}$$

$$S_{11} = 0,14 \quad \underline{155^\circ}$$

$$S_{12} = 0,10 \quad \underline{73,6^\circ}$$

$$S_{21} = 4,60 \quad \underline{77,5^\circ}$$

$$S_{22} = 0,42 \quad \underline{-39,1^\circ}$$

$$f = 1000 \text{ MHz}$$

$$S_{11} = 0,17 \quad \underline{133^\circ}$$

$$S_{12} = 0,12 \quad \underline{72,3^\circ}$$

$$S_{21} = 3,80 \quad \underline{71,2^\circ}$$

$$S_{22} = 0,41 \quad \underline{-43,6^\circ}$$

$$f = 1200 \text{ MHz}$$

$$S_{11} = 0,21 \quad \underline{115^\circ}$$

$$S_{12} = 0,14 \quad \underline{70,5^\circ}$$

$$S_{21} = 3,20 \quad \underline{64,4^\circ}$$

$$S_{22} = 0,39 \quad \underline{-51^\circ}$$

$$f = 1500 \text{ MHz}$$

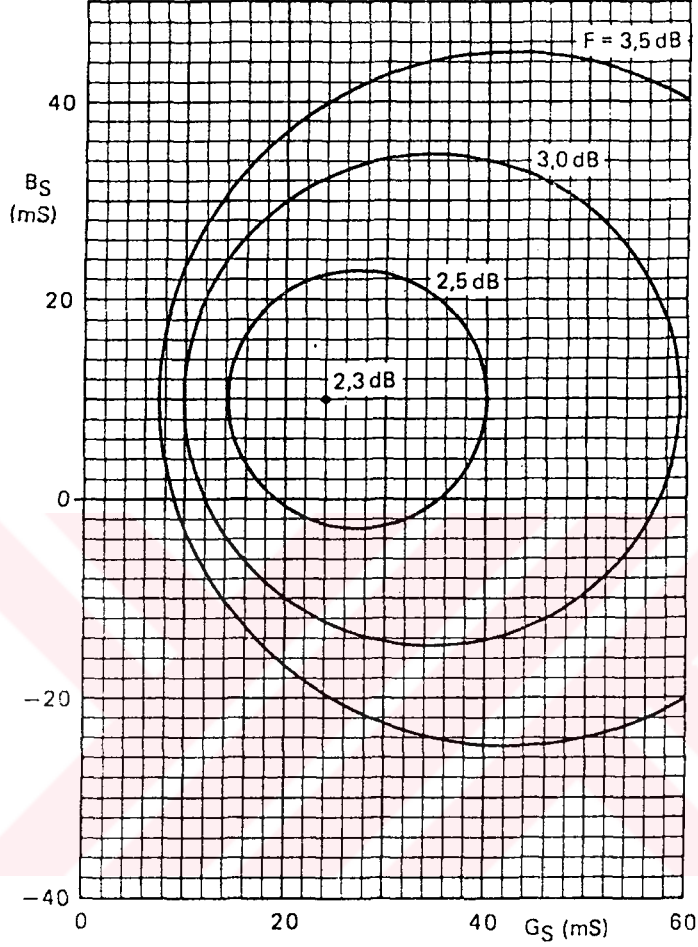
$$S_{11} = 0,27 \quad \underline{102^\circ}$$

$$S_{12} = 0,17 \quad \underline{67^\circ}$$

$$S_{21} = 2,80 \quad \underline{57,2^\circ}$$

$$S_{22} = 0,36 \quad \underline{-61,3^\circ}$$

Şekil 3.37 de sabit gürültü daireleri görülmektedir.



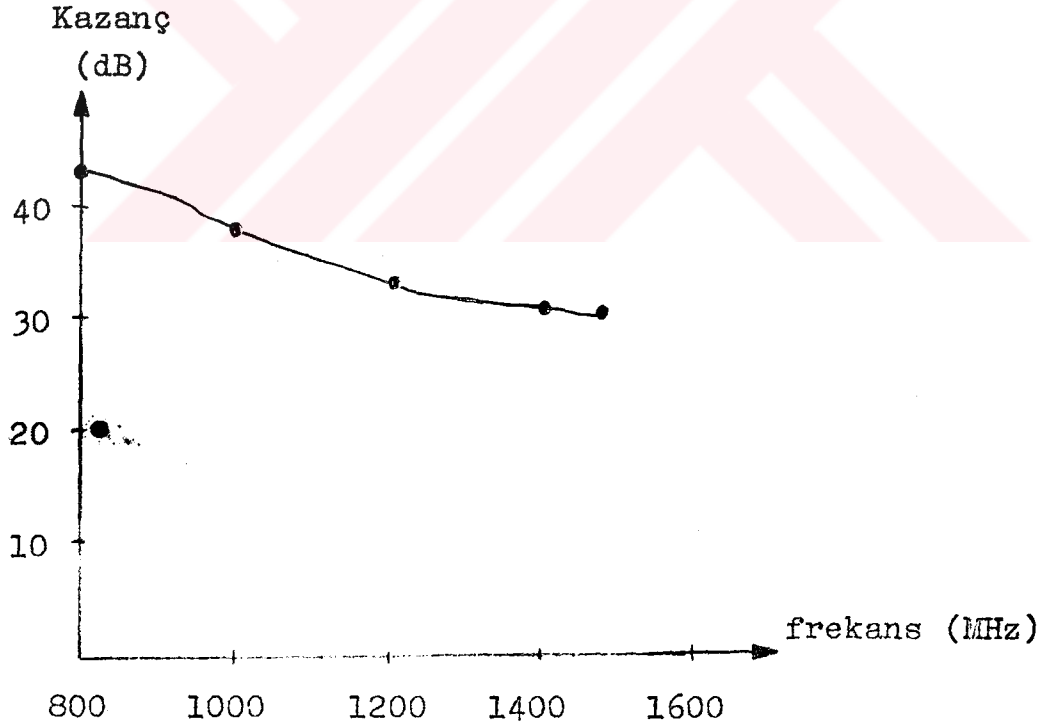
Şekil 3.37 BFR 91A transistörü için sabit gürültü daireleri.

BFR 91A transistörü için  $f_T=6$  GHz, optimum gürültü faktörü  $F=1,6$  dB olarak alınmıştır (Philips,1987).

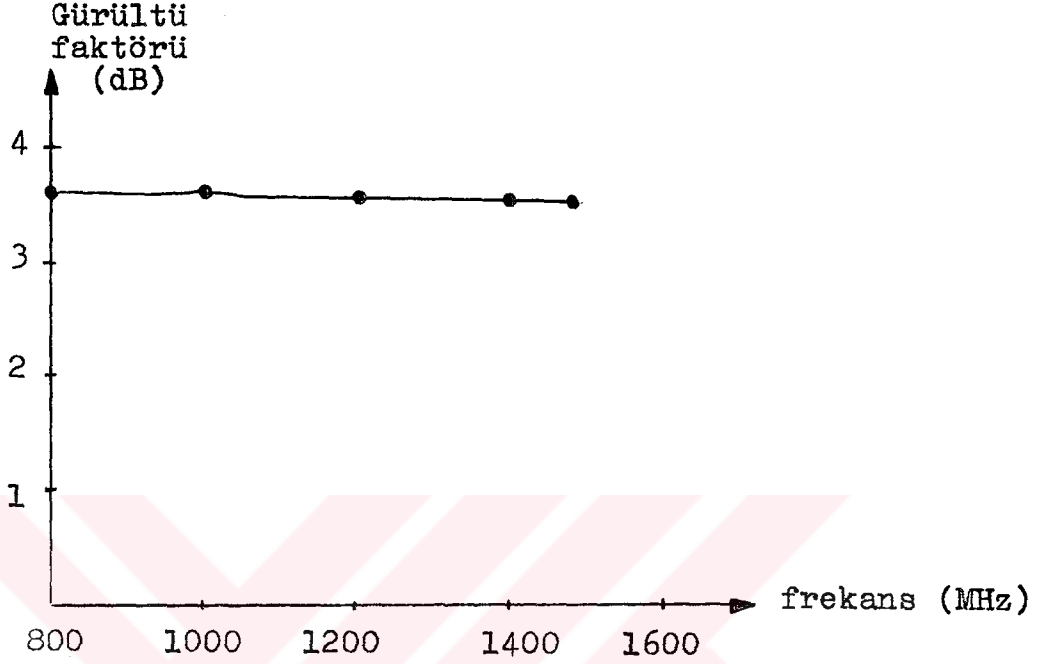
Alçak gürültülü yükselteç tasarım sonuçları aşağıda verilmektedir.

Frekans (f) (MHz)	800	1000	1200	1500
Kazanç ( $G_T$ ) (dB)	43,22	38,12	33,38	29,72
Gürültü fak. (F) (dB)	3,64	3,68	3,65	3,65

Tablo 3.2



Şekil 3.38 Düşük gürültülü yükseltecin frekans-kazanç özeliğisi.

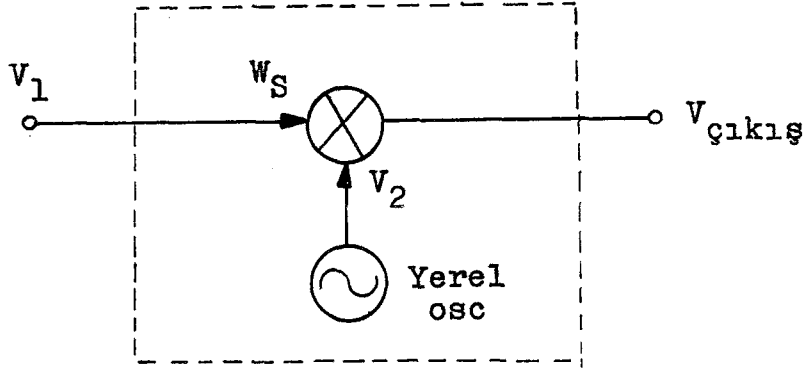


Şekil 3.39 Düşük gürültülü yükseltecin frekans-gürültü faktörü değişimi.

Tasarım sonuçlarından görüldüğü gibi kuramsal olarak tasarım amaçlarına ulaşılmıştır. Artık devre gerçekleştirilebilme aşamasına gelmiştir.

### 3.6.2 Karıştırıcı Tasarımı :

İkinci dönüştürücüde, 950-1750 MHz bandı aralığındaki giriş işaretinin UHF veya VHF bandına dönüştürülmesi için karıştırıcı kullanılır. Karıştırıcı devrelerin aktif ögesi genellikle diyottur. Karıştırma prensibi kısaca şöyle özetlenebilir. Karıştırma işlemini, Şekil 3.40 da verilen prensib devre üzerinde açıklayalım.



Şekil 3.40 Karıştırıcı devre prensib gösterimi.

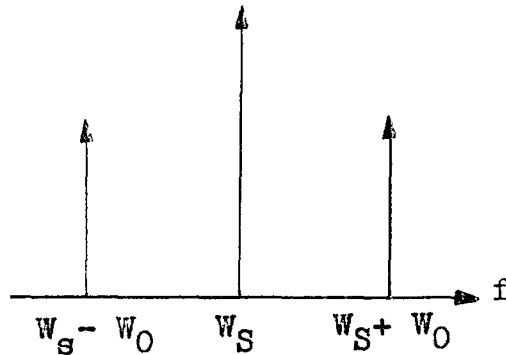
Prensib devreyi analiz edersek karıştırma işleminde esas iki sinüsoidal işaretin çarpılmasıdır. Bilindiği gibi çarpma işleminden sonra, karıştırıcı çıkışında birkaç bileşen ortaya çıkmaktadır. Bunların en önemlileri  $W_s$ ,  $(W_s - W_o)$ ,  $(W_s + W_o)$ ,  $(W_s - W_o) \pm W_o$  ve  $(W_s + W_o) \pm W_o$  bileşenleridir. Bunlardan  $(W_s - W_o) \pm W_o$  ve  $(W_s + W_o) \pm W_o$  in genliği diğer bileşenlerin yanında gözardı edilecek kadar küçük tür.

Burada ;

$W_s$  : Giriş işaret frekansı,

$W_o$  : Yerel osilatör frekansı' dır.

Karıştırıcı çıkışında oluşan frekans tayfı şekil 3.41 de verilmiştir.



Şekil 3.41 Karıştırıcı frekans tayfı.

Dönüştürmede amaç giriş frekansının daha alta frekans bandına dönüştürülmesi olduğundan,  $W_s - W_0$  bileşeninin süzülüp alınması gerekir. Bunu gerçekleştirmek için, karıştırıcı çıkışında alçak geçiren süzgeç (AGS) kullanılır.

Karıştırıcı devrelerde en önemli faktör çevrim kaybıdır. Karıştırıcı tasarımında bu faktör mümkün olduğu kadar küçük tutulmalıdır. Bir karıştırıcı için çevrim kaybı (L) 3.58 bağıntısı ile tanımlanır.

$$L = \frac{\text{mümkün giriş işaret gücü}}{\text{ara fr.ta mümkün çıkış gücü}} \quad (3.58)$$

Çevrim kaybında yalnızca karıştırıcı diyodunun karakteristiklerini bilmek yeterli değildir. Kullanılan devreinde bilinmesi gerekir.

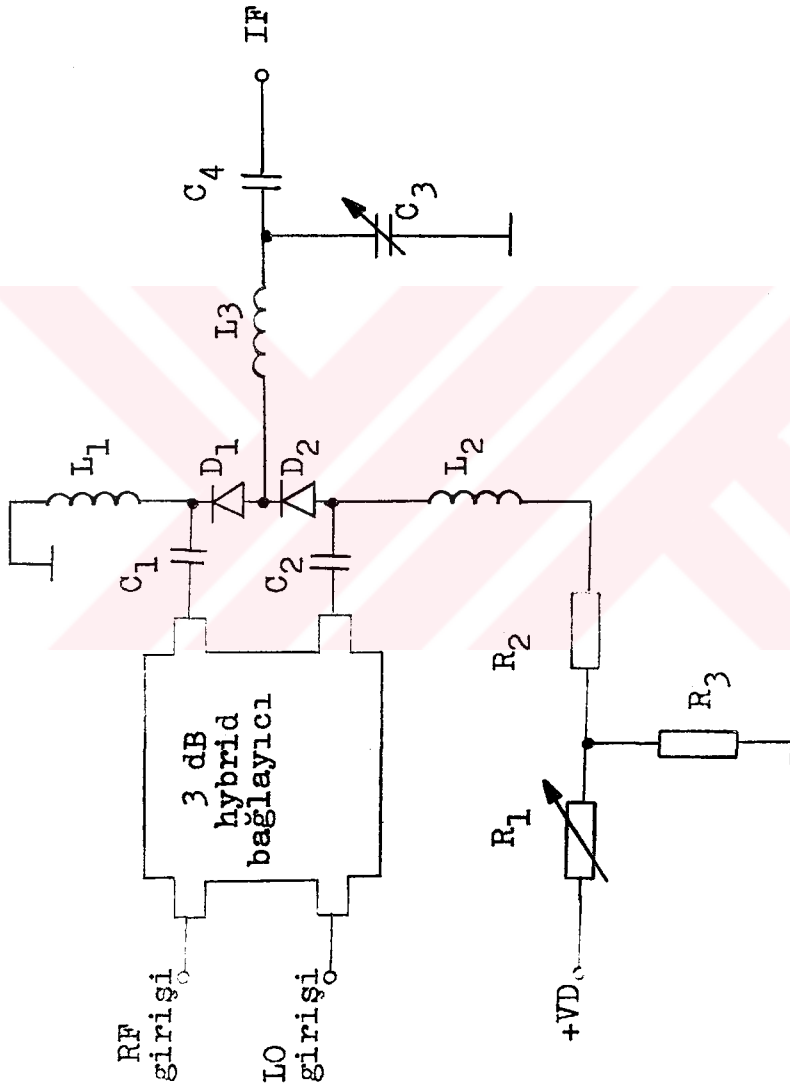
Uydu alıcı dizgesinin ikinci dönüştürücüsünde gerçekleştirilmek üzere şekil 3.42 deki dengeli karıştırıcı devresi tasarlanmıştır. RF ve yerel osilatör giriş işaretleri 3 dB hibrit bağlayıcı üzerinden  $D_1$  ve  $D_2$  karıştırıcı diyotlarına uygulanır.  $D_1$  ve  $D_2$  diyotları mikrodalga diyotları olup MBD 102 olarak seçilmiştir.

Karıştırıcı devresinde  $R_1$ ,  $R_2$  ve dirençleri diyotların öngerilimini sağlayan, gerilim bölücü olarak çalışırlar.  $L_1$  ve  $L_2$  bobinleri boğucu bobin olup, a.c işaretlerin besleme devresini etkilemesini ve besleme devresinden gelebilecek parazitik bileşenlerin karıştırıcı devresini etkilemesini önlerler.

Karıştırıcı devre çıkışında oluşan ara frekans işareti alçak geçiren süzgeç üzerinden alınır. Burada  $L_3$  ve  $C_3$  ten oluşan devre AGS olarak çalışır. Bu devrenin kesim frekansı  $1 / W\sqrt{LC}$  ile belirlenir.

$C_1$  ve  $C_2$  kapasiteleri giriş işaretlerinin diyotlara ulaşmasını ve hem RF devresinden hemde yerel osilatör devresinden gelebilecek d.c bileşenleri süzmek amacıyla konulmuştur.





Şekil 3.42 Dengeli karıştırıcı devresi.

### 3.6.3. Yerel Osilatör Tasarımı :

950-1750 MHz frekans bandındaki işaretin UHF veya VHF bandına dönüştürülmesi için karıştırıcı devresi ile birlikte yerel osilatör devresine gereksinim vardır.

Kullanılmakta olan çok çeşitli osilatör devre yapıları vardır. Bu yapıları; RC faz kaydırmalı osilatörler, Wien köprü osilatör, kollektörü akordlu osilatör ve kristal kontrollü osilatörler olmak üzere dört ana gruba ayırmak olasıdır.

RC faz kaydırmalı osilatörlerinin frekans kararlılıklarının pek iyi olmaması ve frekansı değiştirmek için devredeki tüm kapasitelerin değiştirilmesi en önemli sakıncalarıdır. Wien köprü osilatörün frekans kararlılığı oldukça iyidir. Fakat yüksek frekanslarda salınım yapan wien köprü osilatörün tasarımı ve yapımı oldukça güçtür. Kollektörü akordlu osilatörlerde de yüksek frekanslarda iyi frekans kararlılığı ve verim alınamamaktadır.

İkinci dönüştürücü' de yerel osilatör olarak, frekans kararlılıkları oldukça iyi ve yüksek frekanslarda salınım yapan kristal kontrollü osilatörün tasarımı ve gerçekleşmesi amaçlanmıştır.

Kollektörü akordlu osilatörlerin frekans kararlılığı, özellikle rezonans devresinin Q çarpanı ile belirlenir. Q büyük olduğu zaman, rezonans eğrisi dikey olarak tepe değerine ulaşır ve fazın frekansa bağlı olarak değişim hızı çabuktur. Bu iki etkende osilatörün frekans kararlılığına katkıda bulunur. Bununla ilgili olarak, rezonans devresi ile paralel bağlı herhangi bir eşdeğer direnç etkin Q' yu azaltır. Bundan ötürü, frekans kararlılığını geliştirmek için bunun rezonans devresi üzerindeki yükleme etkisi minimuma indirilmelidir.

Pek çok uygulamalarda L-C rezonans devresi ile elde edilebilen kararlılıktan çok daha yüksek frekans kararlılığı gereklidir. Bu gereksinimi karşılamak amacıyla kristalli osilatörler kullanılmaktadır. Kristal osilatörlerde bilinen L-C devresinin yerini bir kuartz kristal

alır. Bazı kristal maddeler, özellikle kuartz piezoelektrik özellikleri gösterir. Bir elektrik alanının etkisi altında bırakıldıkları zaman mekaniksel olarak biçim değiştirirler. Piezo-elektrik, aynı zamanda bunun tersininde doğru olduğunu göstermektedir. Yani bir kuvvet etkisi altında kristalin biçimi değiştirildiği zaman, karşılıklı yüzeyler arasında bir gerilim oluşur. Bu piezo-elektrik özelliğin sonucu olarak, iletken elektrodlar arasına yerleştirilen ince bir kuartz levha, elektrodlar alternatif bir gerilim kaynağına bağlandığı zaman mekanik olarak titreşir. Titreşimler ve elektriksel işaretler, kristalin doğal mekanik rezonans frekansında maksimuma erişirler.

Pek çok fiziksel sistem, örneğin Newton hareket yasalarına uyan mekanik hareketler diferansiyel denklemlerle belirlenir. Titreşken bir cismin hareket denklemi, denklem 3.59 ile verilir (Brophy, 1984, S. 276).

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = F(t) \quad (3.59)$$

Burada  $F(t)$  ; titreşimi oluşturan kuvveti,  $m$  ; titreşen cismin kütlesini,  $b$  ; sönüm sabitini ve  $k$  ; kuvvet sabitini sembol eder.  $x$  ise cismin her an konumunu gösterir. Bu denklemi kristalde oluşan titreşim için yazarsak,

$m$  : kristalin kütlesini,

$b$  : iç kayıp katsayısını,

$k$  : kristalin esneklik sabitini gösterir.

Bu bağıntı seri bir rezonans devresindeki akım bağıntısı (3.60) ile biçim olarak özdeştir.

Seri bir rezonans devresindeki akım :

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = I(t) \quad (3.60)$$

Denklem 3.59 ve 3.60' ın karşılaştırılması ile titreşen kütlelerin endüktansa benzediği, mekanik kayıpların dirence eşdeğer olduğu ve esnekliğin kapasitenin tersine eşdeğer olduğu görülür. İki denklemin özdeş oluşları nedeni ile, mekanik rezonanstaki beklenir ve bilinen Q çarpanı :

$$Q = \frac{W_0 L}{R} \quad (3.61)$$

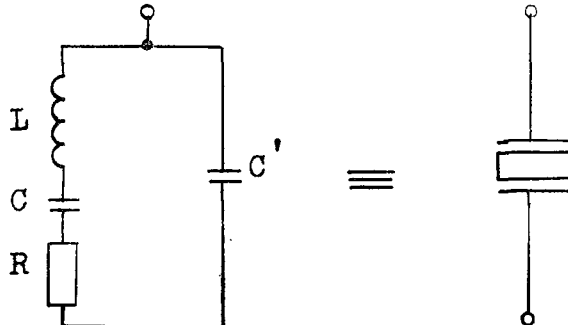
olduğuna göre mekanik Q çarpanı ise

$$Q = \frac{W_m}{b} \quad (3.62)$$

olur (Brophy, 1984, S. 276).

Buna göre, kuartz kristalinde iç kayıplar çok küçük olduğundan 100000' e ulaşan Q değerleri elde edilebilir.

Kuartzın piezo-elektik özellikleri, mekanik titreşimlere karşılık gelen elektrod gerilimleri oluştururlar. Bu, elektriksel parametrelerin bir devre ile gösterilebileceğini ortaya koymaktadır. Denklem 3.59 ve 3.60' ın karşılaştırılması ile görülebileceği üzere, söz konusu uygun devre, bir direnç, bir endüktans ve bir kapasitenin seri dizilişidir. Buna, aralarındaki kristalin bir dielektrik gibi davrandığı elektrodların oluşturduğu paralel levhali kapasiteyi de eklemek gerekmektedir. Eşdeğer devre şekil 3.43 de görülmektedir.



Şekil 3.43 Bir kristalin eşdeğer devresi,

Kuartz kristalinin seri-paralel eşdeğer devresi bir seri rezonans frekansı (sıfır empedans) ve bir paralel rezonans frekansı (sonsuz empedans) olacağını göstermektedir. Seri rezonans frekansı,

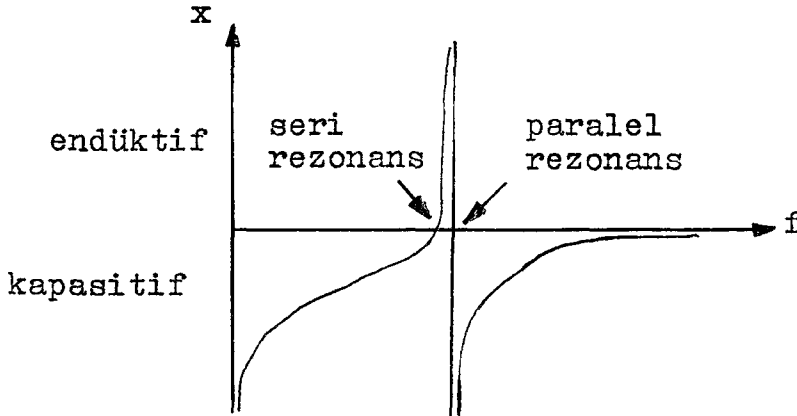
$$\omega_s = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.63)$$

dir.  $C'$  nin reaktansı  $L$  ve  $C$ 'nin bileşiminin net endüktif reaktansına eşit olduğu zaman paralel rezonans oluşur. Böylece paralel rezonans frekansı,

$$\omega_p = \sqrt{(1/L)(1/C + 1/C')} \quad (3.64)$$

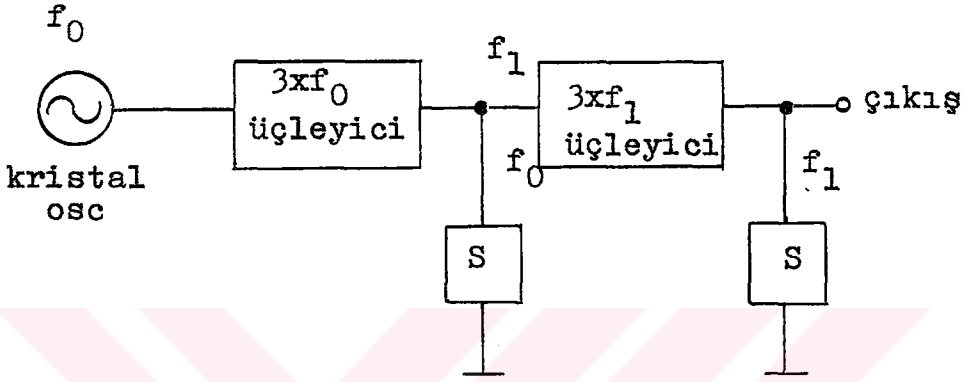
ile verilir. Bu durumda, paralel rezonans frekansı seri rezonans frekansından her zaman büyüktür. Fakat  $C' < C$  olduğundan iki değer birbirlerine oldukça yakındır. Şekil 3.44 de gösterildiği gibi, reaktans rezonans frekanslarının hem üstünde hemde altında kapasitiftir.

Bir kuartz kristal osilatörünün büyük  $Q'$  su sayesinde son derece kararlı osilatörler gerçekleştirmek olasıdır. Paralel rezonans frekansı daha çok kullanılmakla birlikte, seri rezonans frekansıda kullanılabilir.



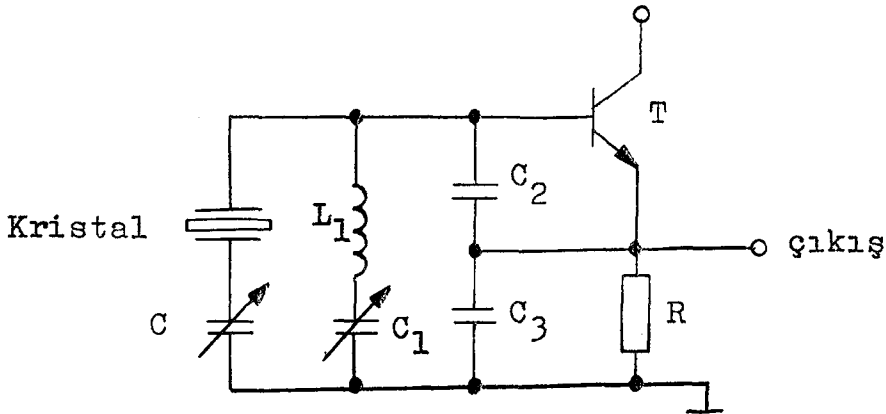
Şekil 3.44 Kuartz kristalin empedansı.

İkinci dönüştürücüde kullanılmak üzere , kristal kontrollu yerel osilatörün tasarımında, istenilen frekans elde edebilmek için frekans çarpıcı (katlayıcı) devrelere gereksinim olduğu açıktır. Şekil 3.45 tasarımı yapılan yerel osilatörün öbek çizimini göstermektedir.



Şekil 3.45 Yerel osilatör öbek çizimi.

Öbek çizimde görüldüğü gibi kristal osilatörden elde edilen işaretin üçleyici ile üçüncü harmoniği alınmaktadır. Üçleyicilerin çıkışlarında kullanılan süzgeç devreleri, üçleyicilerin çıkışlarında oluşacak birinci harmoniklerini süzmek için kullanılır. Üçleyiciler transistörler olarak düşünülmüş ve tasarım ona göre yapılmıştır. Kristal osilatör şekil 3.46 da görülmektedir.



Şekil 3.46 Kristal osc. devresi.

Osilatörün salınım frekansı çok yüksek olduğundan bu salınıma çarpıcılar sayesinde ulaşıldığından çıkış gücü oldukça düşmektedir. Bu nedenle mümkün olduğu kadar en az çarpma işlemi ile bu salınımı elde etmek gerekir. Bunun içinde kristal frekansının büyük seçimi gerekmektedir. Kullanılmak amacıyla seçilen kristal frekansı 136,7 MHz olarak seçilmiştir. Fakat yapılan deney devre uygulamasında osilatörün çıkışında 45,57 MHz ölçülmüştür. Bu sonuç da kristalin bir harmonik kristal olduğunu göstermektedir.  $L_1$  ve  $C_1$  den oluşan seri rezonans devresi 136,7 MHz e akordludur. Tasarımlanan yerel osc. devresi şekil 3.47 de verilmiştir. R direnci akım sınırlayıcı direnç olarak kullanılmıştır. Transistörler frekans üçleyici olarak çalışmaktadır. Yerel osilatör devre eleman değerleri aşağıdaki gibidir.

$$T_1 = \text{BFW 92}$$

$$L_1 = 135 \text{ nH}$$

$$T_2 = \text{BFW 92}$$

$$L_2 = 1,2 \text{ mH}$$

$$T_3 = \text{BFR 91}$$

$$L_3 = 15 \text{ nH}$$

$$C_1 = 2-22 \text{ pF}$$

$$L_4 = 135 \text{ nH}$$

$$C_2 = 2-22 \text{ pF}$$

$$L_5 = 1,67 \text{ nH}$$

$$C_3 = 220 \text{ pF}$$

$$L_6 = 15 \text{ nH}$$

$$C_4 = 220 \text{ pF}$$

$$R = 560 \text{ ohm}$$

$$C_5 = 150 \text{ pF}$$

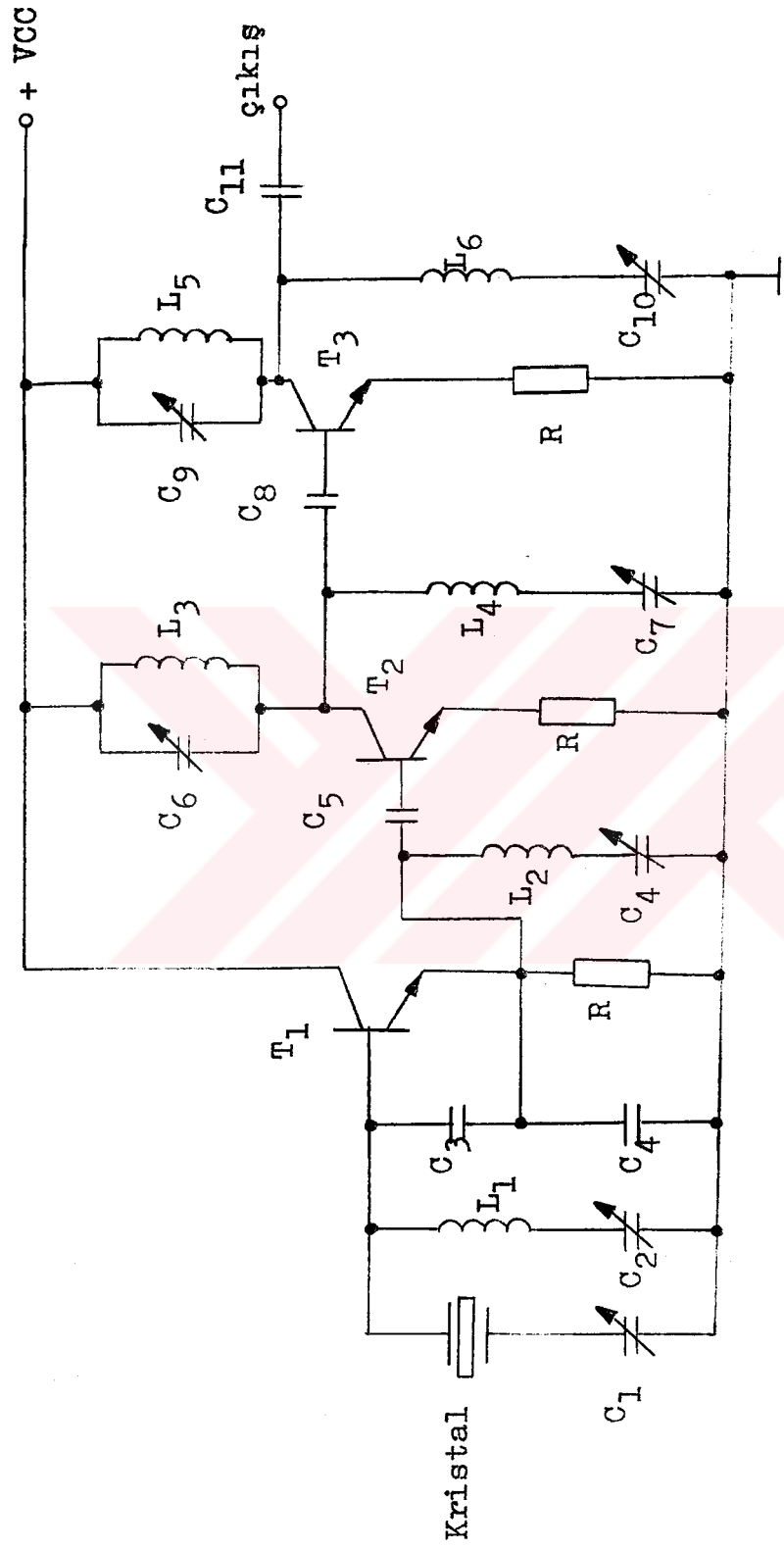
$$C_6 = 2-22 \text{ pF}$$

$$C_7 = 2-22 \text{ pF}$$

$$C_8 = 100 \text{ pF}$$

$$C_9 = 2-22 \text{ pF}$$

$$C_{10} = 2-22 \text{ pF}$$



Şekil 3.47 Yerel osilatör devresi.



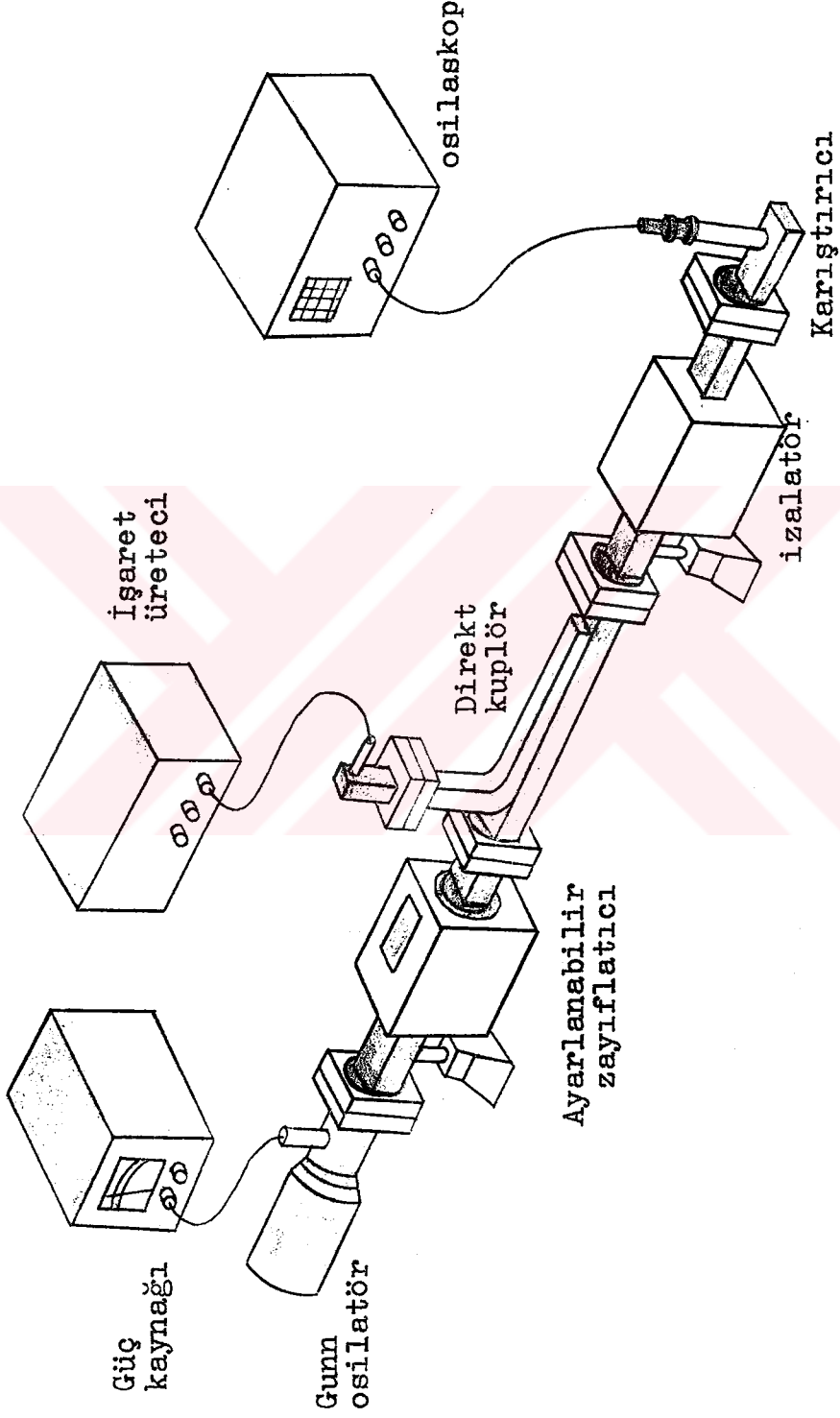
## BÖLÜM 4. UYDU ALICI DİZGESİNİN GERÇEKLENMESİ VE TESTİ

### 4.1. Giriş :

Tasarımı yapılan uydu alıcı dizgesinin parabolik anten, düşük gürültülü dönüştürücü ve ikinci dönüştürücüden oluştuğu bölüm.3' de açıklanmıştı. Parabolik anten ve düşük gürültülü dönüştürücünün yapımı ileri bir teknoloji gerektirdiğinden oldukça güçtür. Bu çalışmada birinci dönüştürücü mikrodalga devre elemanlarıyla prensib olarak gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen birinci dönüştürücü üzerinde çeşitli deneyler yapılarak uydu alıcı dizgesine uyarlılığın araştırılmıştır. İkinci dönüştürücü devresinde pratik olarak gerçekleştirilmiştir.

### 4.2. Birinci Dönüştürücü' nün Gerçekleştirilmesi ve Testi :

Birinci dönüştürücü devresinde mikrodalga işaret üretici, gunn osilatörü ve mikrodalga karıştırıcı devre elemanları kullanılmıştır. Gerçekleştirilen devre yapısı şekil 4.1 de verilmiştir.



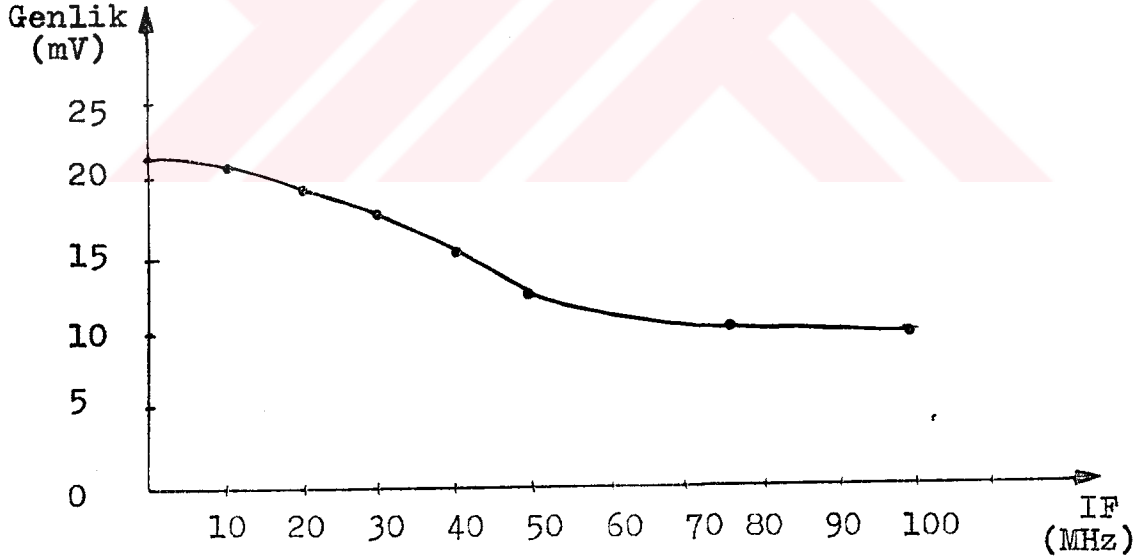
Şekil 4.1 Birinci dönüştürücü deney bağlantı düzeneği.

Gerçekleştirilen devre üzerinde giriş işaret kaynağı olarak gunn osilatörü kullanılmış ve frekansı değiştirilerek çıkışta oluşan ara frekansın, frekansı ve genlik değişimleri incelenmiştir. Yapılan ölçüm sonuçları tablo 4.1 de verilmiştir.

IF (MHz)	10	20	30	40	50	75	100
Genlik (mV)	22	20	18	16	13	12	11

Tablo 4.1

Elde edilen sonuçlara göre birinci dönüştürücünün ara frekans genlik-frekans özegrisi şekil 4.2 de çizilmiştir.



Şekil 4.2 Birinci dönüştürücü çıkışı frekans-genlik özegrisi.

Deneyisel olarak ferçekleştirilen birinci dönüştürücü üzerinde ikinci olarak yapılan deney, dönüştürücünün çevrim kazancının bulunması deneyi olup deney işlem sırası aşağıda anlatıldığı gibidir.

a)  $f=100$  MHz olacak şekilde yerel osc frekansı 9 GHz' e, gunn osc.ü ise 8,9 GHz' e ayarlanır.

b) Karıştırıcı ve yerel osc devre dışı bırakılır. Dönüştürücünün çıkışına güç metre bağlanır. Güç metreden 1 mW (0 dBm) okununcaya kadar zayıflatıcı ayarlanır. Zayıflatıcının gösterdiği değer  $A_2$  olarak kaydedilir.

c) Karıştırıcı ve yerel osc devreye sokulur ve karıştırıcının çıkışına bir osilaskop bağlanır. Bu durumda değişik işaret güçlerine karşılık düşen çevrim kazançları bulunur. Zayıflatıcı ayarlanarak değişik işaret güçleri elde edilir. Zayıflatıcının gösterdiği her değişik değere  $A_1$  adı verilirse, işaret gücü  $P_s$  ;

$$P_s = ( A_1 - A_2 ) \quad \text{dBm} \quad (4.1)$$

olarak bulunur. Ara frekans gücü ise, osilaskopun gösterdiği değere  $V_{pp}$  denilirse ;

$$P_{IF} = ( V_{pp} / 2\sqrt{2} )^2 / R_{IF} \quad (4.2)$$

$R_{IF}$  koaksiyel kablo empedansı olup 50 ohm alınır. Ara frekans gücü ( $P_{IF}$ ) dBm cinsinden aşağıdaki gibi bulunur.

$$P_{IF} = 20 \log (V_{pp}) - 56 \quad (4.3)$$

Dönüştürücünün çevrim kazancı (L) aşağıda verilen 4.4 bağıntısında verildiği gibi hesaplanır.

$$L = ( A_2 - A_1 ) - P_{IF} \quad (4.4)$$

Deneyde elde edilen sonuçlar tablo 4.2 de verilmiştir.

$A_1$ (dB)	48	42	36	30	24	18	12	6	0
$P_s$ (dB)	42	40	34	28	22	16	10	4	-2
$V_{pp}$ (mV)	10	13	35	70	140	280	550	800	900
$P_{IF}$ (dBm)	-36	-34	-25	-19	-13	-7	-12	2	3
L (dB)	-10	-6	-9	-9	-9	-9	-88	-6	-1

Tablo 4.2

#### 4.3 İkinci Dönüştürücünün Yapımı ve Karşılaşılan Güçlükler :

Yüksek frekanslarda devrenin büyüklüğü, devrede kullanılan baskı kartının cinsi ve devrenin yerleştirildiği kutunun mekanik yapısı çok önemlidir.

İkinci dönüştürücü ; düşük gürültülü yükselteç, yerel osc ve karıştırıcı devrelerinden oluşur. Yapıma önce her üç devrenin baskı kartının hazırlanması ile başlanmıştır. Baskı kartı olarak, çift yüzlü kart kullanılmıştır. Kartın bir yüzüne elemanlar yerleştirilmiş, diğer yüzü ise topraklanarak devreler ekranlanmıştır. Elemanlar yerleştirildikten sonra devreler d.c olarak incelenmiş, aktif öğelerin tasarımında alınan d.c değerlerde çalışması için gerekli ayarlamalar yapılmıştır. Katlar arasındaki olumsuz etkileri azaltmak için yükselteç ve osc devrelerinde katlar arası bakır levhalarla ekranlanmıştır. Devre küçük boyutlarda olduğu için elemanlar birbirine yakın olmaktadır. elemanların yakın olması nedeniyle birbirini etkilemeleri daha kolay olmaktadır.

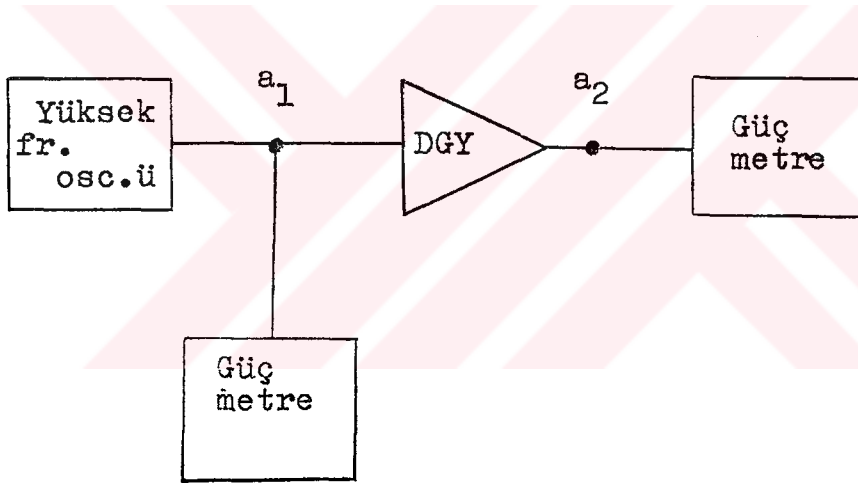
Yükseltecin yapımında çok küçük kapasite değerlerini elde edebilmek için değişik değerli kapasiteler seri ya da paralel bağlanmıştır. Buda devrede olumsuz etkiye neden olmaktadır.

Yerel osc yapımında önce kristal osilatör devresi gerçekleştirilerek çıkış frekansı 136,7 MHz olarak ölçülmüştür. Daha sonra frekans üçleyiciler teker teker devreye sokulmuştur.

#### 4.4. Düşük Gürültülü Yükseltecin Kazanç ve Gürültü Faktörü Ölçümü :

##### 4.4.1. Kazanç Ölçümü :

Düşük gürültülü yükseltecin kazancını ölçmek için şekil 4.3 deki ölçüm düzeneği kullanılır.



Şekil 4.3 Kazanç ölçüm düzeneği.

Yüksek frekans üretici yükseltecin çalışma frekansına ayarlandıktan sonra a<sub>1</sub> ve a<sub>2</sub> güçleri okunarak yükseltecin kazancı aşağıdaki 4.5 bağıntısı yardımıyla bulunur.

$$G_{(dB)} = a_2 - a_1 \quad (4.5)$$

olarak bulunur.

#### 4.4.2. Gürültü Faktörü Ölçümü :

Gürültü faktörü iki yöntemle ölçülebilir.

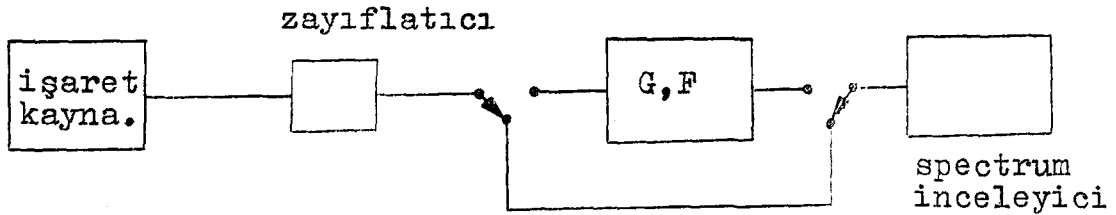
- a) Küçük işaretler yöntemi
- b) Gürültü diyodu yöntemi.

a) Küçük işaretler yönteminde işaret kaynağı kullanılır. Test edilecek cihazın (TEC) kazanç-frekans eğrisi elde edilir. Bu eğriden GB elde edilir. Daha sonra işaret kaynağı TEC den kaldırılarak TEC' in girişine oda sıcaklığındaki sonlandırma elemanı bağlanır. TEC' in çıkış gürültü gücü güçmetre veya uygun cihazla ölçülür ve gürültü sayısı aşağıdaki gibi bulunur (Dinçer,1985).

$$F = \frac{N_0}{k.GB.T_0} = \frac{1}{T_0} \cdot \frac{N_0}{GB} \quad (4.6)$$

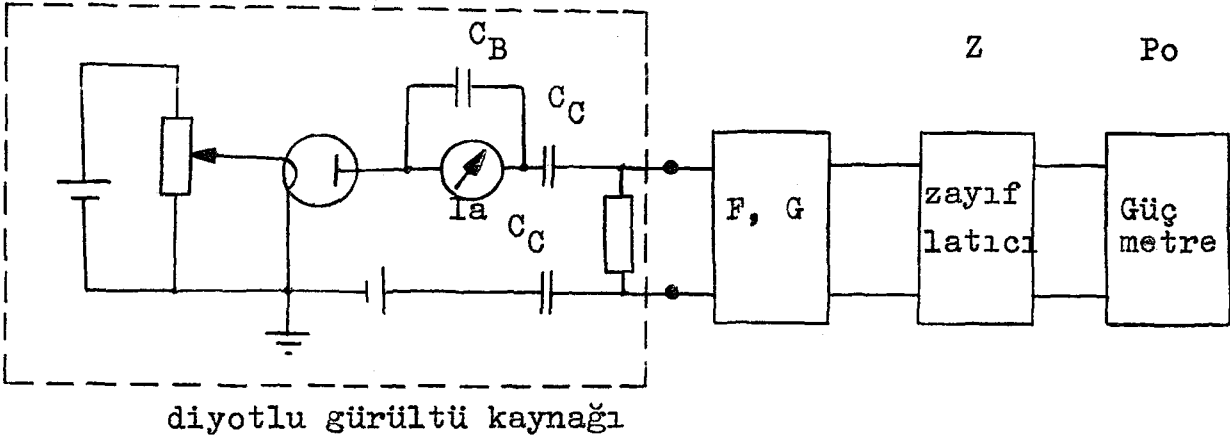
Bu yöntem fazla zaman almaktadır (özellikle GB' nin bulunmasında). Bu tür ölçmede doğruluk en fazla  $\pm 1$  dB dir, Büyük gürültü sayılı sistemlerin F' nin ölçülmesinde üstünlük sağlar.

Spectrum inceleyici kullanarak aynı yöntemle F daha kısa sürede ölçülebilir. Spectrum inceleyici ile ölçme yöntemi şekil 4.4 de verilmiştir.



Şekil 4.4 Spectrum inceleyici ile gürültü ölçme yöntemi.

b) Gürültü diyotu yöntemi :



Şekil 4.5 Gürültü diyotu yöntemi ile gürültü ölçümü.

Ölçme, diyot akımı ( $I_a$ ) sıfır iken  $P_o$  gücü ölçülür. Bu durumda zayıflamada sıfırdır. Diyot akımı ayarlanarak  $Z=3$  dB iken çıkışta aynı  $P_o$  gücü elde edilir. (Bu durumda çıkış gücü iki katına çıkmış demektir).

$R_g$ ' deki mevcut gürültü gücü ;

$$= \frac{e_t^2}{4 R_g} = kTB \quad (4.7)$$

diyotun çıkış gürültü gücü ;

$$= \frac{e_s^2}{4 R_g} = e I_a R_g \frac{B}{2} \quad (4.8)$$

$I_a = 0$  iken,

$$P_o = kTBGF \quad \left( F = \frac{N_0}{kTBG} \right)$$

diyot akımı  $I_a$  yapılıncaya,

$$2 P_o = kTBGF + \frac{e I_a R_g B G}{2}$$



$$2kTBGF = kTGBF + \frac{e I_a R_g BG}{2}$$

$$F = \frac{e I_a R_g}{2kT} \quad (4.9)$$

$$\frac{e}{2kT} = 20 \text{ dir} \quad F = 20 I_a R_g \quad (4.10)$$

4.10 bağıntısından gürültü sayısı F rahatlıkla bulunabilir.



## BÖLÜM 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, uydu iletişim dizgesi incelenmiş ve iletişimin öğeleri hakkında bilgi verilmiştir. Çalışmanın özünü oluşturan uydu yayın alıcısı geliştirilen bilgisayar programı yardımıyla tasarlanmış ve gerçekleştirilebilmesi için bir yöntem geliştirilmiştir. Tasarım sonuçları gerek ilgili bölümlerde gerekse ekte sunulan bilgisayar çıktı sonuçlarında verilmiştir.

Tasarlanan uydu yayın alıcısı eldeki olanaklarla gerçekleştirilmeye çalışılmış ve bu amaçla deneysel çalışmalar yapılmıştır. Deney sonuçları ilgili bölümlerde verilmiştir. Birinci dönüştürücü deneysel olarak, ikinci dönüştürücü de pratik olarak gerçekleştirilmiştir.

Parabolik antenin kullanılması ile birlikte gerçekleştirilen dizgeden daha iyi sonuç alınabileceği, uydu yayının izlenebileceği anlaşılmıştır.

KAYNAKLAR

- Atalay, H., Transmisyon Tekniđi, K.T.Ü. Makina-Elektrik Fak. yayınları, No. 5, s. 439-474, Trabzon, 1977.
- Aygün, İ., Uydu Haberleşme Sistemi, PTT İşletmesi Genel Müdürlüğü yayını, sayı. 56, s. 4-9, Ankara, 1987.
- Basile, P., DBS front-end in the 12 GHz band, Attı 32<sup>o</sup> Congresso per l'elettronica, Riena, 1985.
- Brobhy, J., Fenciler İçin Temel Elektronik (Redaksiyon: Mehmet Zengin), A.Ü. Fen Fak. yayınları, No. 132, s. 276, Ankara, 1984.
- Dinçer, H., S-parametreleri yardımıyla mikrodalga yükselteç tasarımı, Yüksek Frekans Devreleri, K.T.Ü. Elektrik-Elektronik Müh. Böl. Lisansüstü ders notları, Trabzon, 1985.
- Esen, H., Uydulardan Doğrudan Yayın, EMO Elektrik Mühendisliği dergisi, sayı. 257, s. 141-162, 1978.
- Freeman, R.L., Telecommunication Transmission Handbook, John Wiley and Sons, Inc, Canada, 1975.
- Hawlett, P., S-parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design: Application Note, 95-1, Reprinted Compliments of Hawlett Packard, Journal Vol. 18, No. 6, Feb. 1967.

- Hawlett, P., S-parameter design:Application Note, 154, 1-34, 1972.
- Honjo, K., Ultra-broad-band GaAs monolithic amplifier, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, No. 7, July 1982.
- Honjo. K., Low Noise, Low power dissipation GaAs monolithic broadband amplifiers, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-31, No. 5, 1983a.
- Honjo, K., Microwave broadband GaAs monolithic amplifier, The Transactions of the IECE of Japan, Vol.E66, No. 5, May 1983b.
- Honjo, K., X-band low noise GaAs monolithic Frequency Converter, Proceedings of the IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, GaAs IC, October 1984.
- Hori, S., GaAs monolithic MIC's for Direct Broadcast Satellite Receivers, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-31, No. 12, December 1983.
- Kermarrec, C., Monolithic circuits for 12 GHz broadcasting satellite reception, IEEE 1982.
- Kırımkan, O., Uydular aracılığıyla haberleşme, EMO Elektrik Mühendisliği dergisi, sayı. 256, s. 87-129, 1978.
- Locke, J., RF Power Transistors:Application Note AN-6118, RCA Solid State, England, 1975.
- McDermott, M.G., An x-band monolithic mixer, GEC Hirst Research Centre, Wembley, 1985.
- Palamutçuoğlu, O., Koşullu Kararlı MESFET' ler kullanarak gerçekleştirilen 1-2 GHz mikrodalga kuvvetlendiricileri, Elektrik Mühendisliği 2. Ulusal Kongresi, Cilt. 2, Ankara, 1987.

Philips, Wideband transistors and hybrids, Data handbook, Book S10, 1987.

Sugiura, T., 12 GHz band GaAs dual-gate MESFET monolithic mixers, Proceedings of the IEEE Gallium Arsenide Integrated circuit symposium-GaAs IC, Phoenix, Arizona, October 1983a.

Sugiura, T., 12 GHz-band low noise GaAs monolithic amplifiers, IEEE Transactions on microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-31, No. 12, December 1983b.

Türkiye' de Uydular aracılığı ile TV Program Nakli, PTT Genel Müdürlüğü yayını, 1986.



EKLER

EK : 1

Açıklamalar :

Bölüm. 3' de değinildiği gibi, düşük gürültülü dönüştürücü (DGD) ve ikinci dönüştürücüde yer alan düşük gürültülü yükselteçlerin (DGY) tasarımı bilgisayar yardımıyla yapılmıştır. Geliştirilen Fortran 77 dilindeki program yardımıyla düşük gürültülü yükselteçlerin, kararlılık, kazanç, gürültü analizleri yapılmış ve empedans uyumsuzluğu incelenmiş, giriş ve çıkışı 50 ohm' a katlar arasında ise optimum uyumlamayı sağlayan empedans uyumlama devre eleman değerleri hesaplanmıştır.

Program 10-12 GHz yükselteç tasarımı ve 1-1,5 GHz yükselteç tasarımı olarak iki aşamada yazılmıştır. Program, verilere göre tasarlanması istenen veya analizi yapılmak istenen yükselteç devresini tasarlamaktadır.

Ekte bilgisayar programı, veriler ve tasarım örneklerine göre sonuçlar verilmiştir.

```
C
COMPLEX S(2,2)
COMPLEX RS,RL,Z
COMPLEX ZG,ZC
READ*,RN
READ*,FN
C.....KARARLILIK ANALIZI.....
DO 10 J=800,1400,200
  JJ=J
  IF(JJ.EQ.1400) THEN
  JJ=JJ+100
  END IF
  PRINT*, 'TRANSISTORUN S PARAMETRELERI F=',JJ,'MHZ'
  WRITE(6,'(////////)')
  DO 1 I=1,2
  READ*(S(I,K),K=1,2)
  PRINT*(S(I,K),K=1,2)
  1 CONTINUE
  AK=(1+(CABS(S(1,1)*S(2,2)-S(1,2)*S(2,1)))**2/(CABS(S(1,1))**2
  *(CABS(S(2,2))**2)/(2*CABS(S(1,2)*S(2,1))))
  WRITE(6,'(////////)')
  IF (AK.GE.1) THEN
  PRINT*, 'DEVRE',JJ,'MHZ DE KARARLIDIR K=',AK
  ELSE
  PRINT*, 'DEVRE',JJ,'MHZ DE KARARSIZDIR K=',AK
  END IF
C
C
C..... KAZANC ANALIZI.....
RS=CONJG(S(1,1))
RL=CONJG(S(2,2))
Z=(1-S(1,1)*RS)*(1-S(2,2)*RL)-S(2,1)*S(1,2)*RL*RS
GT=(CABS(S(2,1))**2*(1-(CABS(RS))**2)*(1-(CABS(RL))**2)/((CABS(Z)
)***2)
F=0.0
GT=ABS(GT)
C..... GURULTU ANALIZI.....
F=FN+4*RN*(CABS(RS)*RL)**2/((1-(CABS(RS))**2)*(CABS(1,RL))**2)
F=F+(F-1)/GT+(F-1)/(GT**2)
C
F=ABS(F)
F=10*ALOG10(F)
GT=(10*ALOG10(GT))*3
WRITE(6,'(////////)')
PRINT*, 'DEVRENIN KAZANCI ',JJ,'MHZ DE',GT,'DB DIR'
WRITE(6,'(////////)')
PRINT*, 'DEVRENIN GURULTU FAKTORU',F,'DB DIR'
WRITE(6,'(////////)')
10 CONTINUE
C
IF(J.EQ.1500) GO TO 50
C.....EMPEDANS UYGUNSUZLUGUNUN INCELENMESI.....
C.....10 12 GHZ ALCAK GURULTULU YUKSELTEC TASARIMI.....
READ*,H,WC,ER,WB
READ*,ZG
READ*,ZC
GO TO 50
19 F=11.325E+09
RG=REAL(ZG)
CG=AIMAG(ZG)
RC=50
IF (RG.GT.RC) THEN
R1=RG
R2=RC
ELSE
R1=RC
R2=RG
PRINT*, 'TERS D NECEK'
END IF
C..... GIRIS EMPEDANS UYGUNLAMA DEVRE HESABI.....
CC=(1)*CG
C
```

C

```

P=3.141592
XA=SQRT(R2*(R1^R2))
XA=XA+CC
XB=SQRT((R1**2*R2)/(R1^R2))
XA=ABS(XA)
XB=ABS(XB)
B1=XA/(2*P*F)
C1=1/(2*P*F*XB)
WRITE(5, '(//)//')
PRINT*, 'L1=', B1, 'H'
PRINT*, 'C1=', C1, 'F'
ZOL=377*H/((SQRT(ER*WB))*(1+1.735*EXP(-0.0724)*(WB/4)**(0.836))))
ZOC=377*H/((SQRT(ER*WB))*(1+1.735*EXP(-0.0724)*(WC/4)**(0.836))))
T=(30000000)/(SQRT(ER)*F)*1000
A1=T/(2*P)*ASIN((2*P*F*B1)/ZOL)
D1=T/(2*P)*ASIN(1/(2*P*F*C1*ZOC))
WRITE(6, '(//)//')
PRINT*, 'A1=', A1, 'MM'
PRINT*, 'D1=', D1, 'MM'

```

CCCCC

.....KATLAR ARASI EMPEDANS UYGUNLAMA DEVRE HESABI.....

```

RO=REAL(ZC)
CO=AIMAG(ZC)
IF(RO.GT.RG) THEN
R1=RO
R2=RG
ELSE

```

```

R1=RG
R2=RO
PRINT*, 'TERS D NECEK'
END IF
CK=(1)*CO
XA=SQRT(R2*(R1^R2))
XA=XA+CC
XB=SQRT((R1**2*R2)/(R1^R2))
XC=CK
XA=ABS(XA)
XB=ABS(XB)
XC=ABS(XB)
B2=XA/(2*P*F)
B3=XC/(2*P*F)
C2=1/(2*P*F*XB)
WRITE(6, '(//)//')
PRINT*, 'L2=', B2, 'H'
PRINT*, 'L3=', B3, 'H'
PRINT*, 'C2=', C2, 'F'
A2=T/(2*P)*ASIN((2*P*F*B2)/ZOL)
A3=T/(2*P)*ASIN((2*P*F*B3)/ZOL)
D2=T/(2*P)*ASIN(1/(2*P*F*C2*ZOC))
WRITE(6, '(//)//')
PRINT*, 'A2=', A2, 'MM'
PRINT*, 'A3=', A3, 'MM'
PRINT*, 'D2=', D2, 'MM'

```

C



C.....CIKIS KATI EMPEDANS UYGUNLAMA DEVRE HESABI.....

C  
C  
C  
C  
C  
C  
C

```

IF(RD.GT.RC) THEN
R1=RD
R2=RC
ELSE
R1=RC
R2=RD
PRINT*,*TERS D NECEK*
END IF
XA=SQRT(R2*(R1^2+R2))
XA=XA+CK
XB=SQRT(((R1**2+R2)/(R1^2+R2))
XA=ABS(XA)
XB=ABS(XB)
B4=XA/(2*P*F)
C3=1/(2*P*F*XB)
WRITE(S,*(//////)*)
PRINT*,*L4=*,B4,*H*
PRINT*,*C3=*,C3,*F*
A4=T/(2*P)*ASIN((2*P*F*B4)/ZOL)
D3=T/(2*P)*ASIN(1/(2*P*F*C3*ZOC))
WRITE(S,*(//////)*)
PRINT*,*A4=*,A4,*MM*

```

```

PRINT*,*D3=*,D3,*MM*
IF(J.EQ.12) GO TO 100

```

C

C.....1,5 GHZ ALCAK GURULTULU YUKSELTEC TASARIMI.....

C  
C  
C  
C  
C  
C  
C

C.....GIRIS EMPEDANS UYGUNLAMA DEVRE HESABI.....

```

50 RG=REAL(ZG)
GG=AIMAG(ZG)
P=3.141592
RI=50
F=1.35E+09
IF (RG.GT.RI) THEN
R1=RG
R2=RI
ELSE
R1=RI
R2=RG
PRINT*,*TERS DNECEK*
END IF
XA=SQRT(R2*(R1^2+R2))
XB=SQRT(((R1**2+R2)/(R1^2+R2))
GG=( 1)*GG
XA=XA+GG
XA=ABS(XA)
XB=ABS(XB)
BA=XA/(2*P*F)
C1=1/(2*P*F*XB)
WRITE(S,*(//////)*)
PRINT*,*C1=*,C1,*F*
PRINT*,*L1=*,BA,*H*

```

C

C  
C  
C  
C  
C.....KATLAR ARASI EMPEDANS UYGUNLAMA DEVRE HESABI.....

```
RJ=REAL(ZC)
GO=AIMAG(ZC)
IF(RJ.GT.RG) THEN
R1=RJ
R2=RG
ELSE
R1=RG
R2=RJ
END IF
PRINT*, 'TERS D NECEK'
R=R1/R2
B=ACOS(SQRT(R2/RL)) * 4
```

```
X1=R1*(1+SQRT(R)*COS(B))/(SQRT(R)*SIN(B))
X2=(1)*(R1*(SQRT(R)*COS(B))/(R*SIN(B)))
X3=R1/(SQRT(R)*SIN(B))
GO=(1)*GO
X1=X1+GO
X2=X2+GO
X1=ABS(X1)
X2=ABS(X2)
X3=ABS(X3)
C2=1/(2*P*F*X1)
C3=1/(2*P*F*X2)
B2=X3/(2*P*F)
WRITE(5, '(//////)')
PRINT*, 'L2=', B2, 'H'
PRINT*, 'C2=', C2, 'F'
PRINT*, 'C3=', C3, 'F'
PRINT*, 'FAZ KAYMASI =', B, 'RADYAN'
```

C  
C  
C  
C  
C.....CIKIS KATI EMPEDANS UYGUNLAMA DEVRE HESABI.....

```
IF(RJ.GT.RI) THEN
R1=RJ
R2=RI
ELSE
R1=RI
R2=RJ
PRINT*, 'TERS DONECEK'
END IF
XA=SQRT(R2*(R1+R2))
XA=XA+GO
XA=ABS(XA)
XB=SQRT(R1**2+R2/(R1+R2))
XB=ABS(XB)
B3=XA/(2*P*F)
C4=1/(2*P*F*XB)
WRITE(5, '(//////)')
PRINT*, 'L3=', B3, 'H'
PRINT*, 'C4=', C4, 'F'
```

100 STJP  
END

VERI

.30  
1.55  
(.126, .059) (.028, .095)  
(.995, 4.490) (.325, .254)  
(.115, .124) (.036, .114)  
(1.224, 3.597) (.296, .282)  
(.088, .190) (.046, .131)  
(1.382, 2.835) (.245, .303)  
(.056, .264) (.065, .153)  
(1.516, 2.353) (.172, .315)  
0.68 3 2.2 0.5  
(37.5, 20)  
(60, 40)



SONUC

TRANSISTORUN S PARAMETRELERI F= 800 MHZ

(0.125999987,0.59000003E\_01) (0.28000008E\_01,0.950000286E\_01)  
(0.995000004,4.48999977) (0.324999988,0.263999998)

DEVRE 800 MHZ DE KARARLIDIR K= 1.05793403

DEVRENIN KAZANCI 800 MHZ DE 43.2281341 DB DIR

DEVRENIN GURULTU FAKTORU 3.64435863 DB DIR

TRANSISTORUN S PARAMETRELERI F= 1000 MHZ

(0.115000009,0.124000012) (0.359999984E\_01,0.114000022)  
(1.22399997,3.59700012) (0.296000003,0.282000005)

DEVRE 1000 MHZ DE KARARLIDIR K= 1.07747268

DEVRENIN KAZANCI 1000 MHZ DE 38.1260376 DB DIR

DEVRENIN GURULTU FAKTORU 3.68919944 DB DIR

TRANSISTORUN S PARAMETRELERI F= 1200 MHZ

(0.879999995E-01,0.139999997) (0.460000000E-01,0.130999982)  
(1.38199996,2.88500022) (0.245000004,0.302999973)

DEVRE 1200 MHZ DE KARARLIDIR K= 1.10880661

DEVRENIN KAZANCI 1200 MHZ DE 33.3830413 DB DIR

DEVRENIN GURULTU FAKTORU 3.65978241 DB DIR

TRANSISTORUN S PARAMETRELERI F= 1500 MHZ

(0.560000017E-01,0.253999998) (0.659999847E-01,0.156000018)  
(1.51599979,2.35299963) (0.171999990,0.314999997)

DEVRE 1500 MHZ DE KARARLIDIR K= 1.07818794

DEVRENIN KAZANCI 1500 MHZ DE 29.7247619 DB DIR

DEVRENIN GURULTU FAKTORU 3.65934181 DB DIR

TERS DONECEK

C1= 0.136130603E 11 F  
L1= 0.194597029E 09 H  
TERS D NECEK

L2= 0.218297913E 07 H  
C2= 0.192518570E 11 F  
C3= 0.321743048E 10 F  
FAZ KAYMASI = 0.259053058      RADYAN

L3= 0.735186134E 08 H  
C4= 0.878720327E 12 F

### ÖZGEÇMİŞ

5.11.1964 tarihinde Trabzon' da dünyaya gelen Çavdar, ilk, orta ve lise öğrenimini Trabzon' da tamamladı. Yüksek öğrenimini Ankara Gazi Üniversitesi Elektronik Bölümünden Temmuz 1985 döneminde lisans derecesiyle mezun olarak tamamladı.



21.4.1986 tarihinden beri K.T.Ü Müh. Mim. Fak. Elektrik-Elektronik Bölümü Elektronik Anabilim dalında Araştırma Görevlisi olarak görev yapan Çavdar halen bekâr olup, Almanca bilmektedir.

**T. C.**  
Yükseköğretim Kurulu  
Dokümantasyon Merkezi