

27736

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

2.4-2.7 GHz RADYO-RÖLE ALT BAND ÇEVİRİCİ
TASARIMI ve GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. H.Bülent YAĞCI

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 22 Haziran 1992

Tezin Savunulduğu Tarih : 9 Temmuz 1992

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Osman PALAMUTÇUOĞULLARI

Diğer Jüri Üyeleri : Prof.Dr. Ercan TOPUZ

Yrd.Doç.Dr. Ali TOKER

TEMMUZ 1992

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması kapsamında mikrodalga frekanslarından UHF bölgesine bir alt-band çevirici gerçekleştirilmesi bulunmaktadır. Tasarım ve gerçekleştirme aşamasındaki adımlar ve ölçüm sonuçları bu çalışma içinde sunulmuştur.

Çalışmalarım boyunca büyük katkılarda bulunan, pratik düşüncelerle hız kazandıran ve mühendislik çalışma şevki veren değerli Hocam Prof.Dr.Osman PALAMUTÇUOĞULLARI'na çok teşekkür ederim. Ayrıca laboratuvar imkanlarından yararlandığım TÜBİTAK Mikrodalga Lab. elemanlarına ve tezimin hazırlanmasında yardımcı olan tüm arkadaşlarıma ve aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Haziran, 1992

H.Bülent YAĞCI

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	iv
SUMMARY.....	v
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2. RF KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI.....	3
BÖLÜM 3. BAND GEÇİREN SÜZGEÇ ve KARIŞTIRICI TASARIMI.....	5
3.1. Band-geçiren Süzgeç Tasarımı.....	9
3.2. Karıştırıcı Tasarımı.....	14
BÖLÜM 4. SENTEZLEYİCİLİ YEREL OSİLATÖR TASARIMI.....	17
4.1. Sentezleyici Tasarımının Özellikleri.....	18
4.2. S-Parametreleri Yardımıyla GDO Tasarımı....	18
4.3. Evre Kilitli Çevrimin Oluşturulması.....	22
BÖLÜM 5. ARA FREKANS ÇIKIŞ KUVVETLENDİRİCİ KATI.....	24
BÖLÜM 6. ALT-BAND ÇEVİRİCİ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ, ÖLÇÜM ve TEST SONUÇLARI.....	31
6.1. RF Kuvvetlendirici Ölçümleri.....	31
6.2. Süzgeç Ölçümleri.....	33
6.3. Yerel Osilatör Ölçümleri.....	35
6.4. AF Çıkış Kuvvetlendiricisi Ölçümleri.....	36
6.5. Sisteme Uygulanan Testler.....	36
BÖLÜM 7. SONUÇ.....	40
KAYNAKLAR.....	42
ÖZGEÇMİŞ.....	44

ÖZET

2.4-2.7 GHz Radyo-Röle alt band çevirici olarak adlandırılan bu sistem, 300 MHz'lik mikrodalga işaret bandının UHF bölgesinde 560-860 MHz bandına indirmek için tasarlanmıştır. Bu çeşit bir alt band çevirici uydusu alıcısı olarak veya mikrodalga TV yayınlarının alınmasında rahatlıkla kullanılabilir. Arabsat uydusunda alıcı olarak kullanılabileceği gibi, aynı frekans bandında TV yayınlarına alıcı olarak da kullanılabilmektedir. Bu tür yayınlarda 16 TV kanalı bulunmaktadır ve yaklaşık olarak 186 MHz band genişliği kapsamaktadır.

Bu tez çalışmasında, gerçekleştirilen düzende bulunan blokların, tasarımları, uygulamada bir araya getirilişleri, sonuçta yapılan ölçüm ve deneylerle istenen şartları ne ölçüde sağlandığı gösterilmiştir.

Sistem genel olarak beş ana bloktan oluşmuştur. Düşük gürültülü RF kuvvetlendirici, süzgeç katı, yerel osilatör (YO) katı, karıştırıcı ve ara frekans (AF) kuvvetlendiricisi.

Düşük gürültülü RF kuvvetlendiricisi tasarımında NEC'in NE72084 GaAs MESFET'i kullanılmıştır. Bu elemanla 8 GHz'e kadar, yeterli düzeyde yüksek kazanç ve düşük gürültü sayısı (NF) elde edilebilmektedir. Ayrıca düşük maliyetli olması da önem taşır. Süzgeç katında ara bölme, üç ve iki elemanlı süzgeçler kullanılmıştır. RF ve YO çıkışında band geçiren türden süzgeçler kullanılmıştır. Yerel osilatör olarak bir evre kilitli çevrim (PLL) yardımıyla frekans sentezleme yoluna gidilmiştir. Bu şekilde 1839 MHz'de kristal sabitliğinde bir yerel osilatör işareti elde edilmiştir. Böylece girişte düşük gürültülü RF kuvvetlendiriciden ve daha sonra band geçiren süzgeçten geçen işaret yerel osilatör ile beraber tek diyodlu karıştırıcı katında karıştırılarak fark frekanslı terim elde edilmiş olur. Son olarak ara frekans kuvvetlendirici (AF) katında 560-860 MHz bandına getirilen işaret yaklaşık olarak 15dB kadar kuvvetlendirilerek çıkışa ulaştırılır. Çıkıştan DC besleme alma düzeneği de ayrıca eklenmiş ve bu şekilde band çevirici sistem tasarımı tamamlanmış olur. Tasarlanan sisteme ait tanımlayıcı ölçümler de yapılmış ve ilgili bölümde sunulmuştur.

SUMMARY

DESIGN AND REALIZATION OF A 2.4 - 2.7GHz

RADIOLINK DOWN-CONVERTER

The main idea of designing this system is to convert approximately 300MHz frequency band from 2.4-2.7GHz to 560-860MHz. This kind of a down-converter can be used as a satellite receiver or a custom microwave TV distribution system. Arabsat is one of the satellites for which the device can be used as a receiver. On the other hand it is possible to receive the TV channels which are transmitted in the frequency band mentioned above. It is known that 32 TV channels are transmitted (half reverse polarized) in the 2.5-2.68GHz frequency band. The device, which is the result of this thesis is capable of receiving these TV channels as well. Five sub-circuits are used in order to achieve this result: low-noise RF amplifier, filter block, local oscillator (LO), mixer and intermediate amplifier (IF) amplifier. The design approach of these circuits are summarized below.

RF Amplifier Design :

The input signal level is extremely low. Therefore it should be designed as a low-noise amplifier. NEC 720 series GaAs FETs are suitable for this application. The NE72084 is NEC's low cost 1.0 μm recessed gate GaAs FET, offering a low noise figure and high gain through 8GHz. It is designed for consumer applications.

For low-noise design, the transistor data must include S-parameters at the low noise bias and four noise parameters. One common noise parameter set is:[1]

$F_{\min}$ Minimum noise figure (<3dB)

$R_n = N/G_G$ Noise resistance

$Y_{\text{on}} = G_{\text{on}} + jB_{\text{on}}$ Optimum noise admittance

The noise figure of the two-port is determined by the generator admittance (or impedance) presented to the [1]

input terminals and is calculated from :

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{On}|^2$$

The output port is tuned for the maximum available gain if the amplifier is single-stage. In a two-stage, low-noise design the interstage circuit will probably be tuned for minimum second-stage noise figure. The N-parameter is invariant to lossless transformations.

The noise performance of a transistor is often visualized by plotting noise circles on the Γ_G plane for bipolar transistors and for FETs. Some additional effects on low-noise performance are 3dB Lange coupler losses, microstrip-line losses, non-optimum dc biasing, and resistive losses. Feedback can also be used in low-noise designs to vary $F_{\min}$ and Y_{On} . When feedback is used, the noise figure may be reduced, but the available gain is also reduced. The minimum noise measure is invariant to lossless feedback elements. It is not invariant to the common lead, and is usually lowest for the common-emitter or common-source transistors.

In the design of a single stage amplifier, the specifications are usually clearly focused on either gain, noise figure, or output power. When the additional specification of input and/or output match is added by the system designer, a design trade-off will be necessary. For example, if we consider the design of a low-noise amplifier using the parameters at low noise bias there are three basic designs to consider :[2-6]

1. Design M_1 for low-noise,

$$\Gamma_G = \Gamma_{On}$$

Design M_2 for

$$\Gamma_L = S_{22}'^* = \left[S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{On}}{1 - S_{11}\Gamma_{On}} \right]^*$$

This gives $F_{\min}$, high input VSWR, and low-output VSWR, which is the most common design technique.

2. Design M_1 for low-noise,

$$\Gamma_G = \Gamma_{On}$$

Design M_2 for

$$S_{11}' = \Gamma_{On}^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_{On}}$$

which gives

$$\Gamma_L = \frac{S_{11} + \Gamma_{On}^*}{D - S_{22}\Gamma_{On}^*}$$

This case gives F_{min} , low-input VSWR, and high-output VSWR with a possibility of oscillation (if $k < 1$).

3. Trade-off of input and output VSWR, perhaps even at the sacrifice of increased noise figure.

By considering a two-stage design, it may be possible to achieve F_{min} , $S_{11}' = 0$, $S_{22}' = 0$, and stability at the expense of lower gain. Each case must be evaluated with the parameters provided; design trade-offs are required to meet optimum system performance.

Matching circuits M_1 and M_2 provide two degrees of freedom which can be used to match the input and the output of the amplifier stage (for $k > 1$). If M_1 is used to provide a particular value of Γ_G , only one degree of freedom remains available and an option has to be made for input match only, for output match only or a suitable compromise between the two.

Filter Block :

The filter block includes two different filters. One of them filters the RF input signal between 2.4-2.7 GHz and the other one filters the LO signal at 1839MHz. Both of these filters are short-end interdigital filters. The output of the RF amplifier is combined with three element filter and the output of the LO is combined with two element filter connected at the input of the mixer diode [7-11].

The RF filter has got 5dB loss at the passband of 2.4 - 2.7GHz. The LO filter loss is in neglectable range.

Mixer :

A single diode mixer is used in order to get the difference frequency band between RF input and LO. Today single-diode mixers exhibit 8dB noise figure performance in access of 100GHz. The burden of establishing receiver sensitivity is still largely dependant on the mixer throughout the microwave frequency range. Recently, low-noise GaAs FET amplifiers are being used below 50GHz to improve the system noise figure, but above this frequency the diode is the only device that can be used for frequency-conversion applications [1].

The mixer, which can consist of any device capable of exhibiting nonlinear performance, is essentially a multiplier. Unfortunately, no physical nonlinear device is a perfect multiplier. Thus, they contribute noise and produce last number of spurious frequency components. For example, the voltage-current relationship for a diode can be described as an infinite power series,

$$I = a_0 + a_1 V + a_2 V^2 + a_3 V^3 + \dots$$

where V is the sum of both input singals and I is the total signal current. If the RF signal is substantially smaller than the LO signal and modulation is ignored, the frequency components of the current I are

$$\omega_d = n\omega_p \pm \omega_s$$

The desired output signal is the difference frequency. Therefore, the mixer output contains the necessary microstrip elements in order to vanish the sum frequency and other mixer products.

Local Oscillator :

A Phase Locked Loop (PLL) is used in order to get a constant oscillation at 1839 MHz. The voltage controlled oscillator (VCO) functions between 1500-2000 MHz. A common emitter amplifier is added to the output of the oscillator. Then a two step division is performed so as to use the PLL integrated circuit. The crystal which is used to compare with VCO output signal, operates at 7.183 MHz [7].

The synthesised LO signal is performed to the interdigital filter so as to suppress the second harmonic products and other parasitic signals.

IF Amplifier Design :

IF amplifier has been designed in order to get maximum flat gain ($G \approx 15\text{dB}$) between 560-860MHz (UHF band). The input and output ports of the active device have been matched in order to provide the above condition. The active device used in IF amplifier is BFR92A (SMD type). The given S-parameters in the catalog of this device at the desired band were not enough, so modeling of the device was required and then missing S-parameters have been calculated. The results of the measurements show that all of the required specifications are obtained [11-16].

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Band çevirici, yüksek frekans elektronığında sıkça karşılaşılan ve birçok uygulamada zorunlu olarak kullanılan türden devrelerdir. Sistemin ana ilkesi, istenilen frekans bandını oldukça sabit bir yerel osilatörle birleştirip, karıştırıcı çıkışında istenen frekans bileşenin seçilmesine dayanır. Karıştırıcı çıkışında, toplam veya fark frekanslı bileşenlerin seçilmesi durumuna göre sırasıyla sistem, üst-band veya alt-band çevirici olarak adlandırılır.

Bu tez çalışmasında gerçekleştirilen sistem bir alt-band çeviricidir (Down-Converter). Sistemin sağladığı özelliklerin genel tanımı şu şekilde yapılabilir: 2400-2700MHz giriş bandı, 560-860MHz çıkış frekansı, 15±1dB dönüştürücü kazancı ve yaklaşık olarak OdBm çıkış seviyesi. Bu özelliklere sahip bir sistemi oluşturan bloklar, bu tez çalışmasının konusunu oluşturmaktadır.

İkinci bölümde, 2.4-2.7GHz bandında düşük gürültülü RF kuvvetlendirici tasarımı ele alınmıştır. Bu tasarımda NEC-72084 tipi GaAs MESFET kullanılmıştır. Düşük gürültülü tasarıma uygun, kolay bulunur ve ucuz olması nedeni ile bu eleman seçilmiştir. Bu bölümde FET'in giriş ve çıkışındaki empedans uydurucu devreler anlatılmaktadır [1-7].

Üçüncü bölümde, sistemin en önemli bloklarından biri olan süzgeçlerin ve karıştırıcı bloklarının tasarımı ve gerçekleştirilmesi anlatılmaktadır. Bu bölümde ayrıca mikroşerit hatlı karıştırıcı girişi yapısı ve çıkışındaki karıştırma ürünlerinin bastırılmasına ilişkin elemanların düzenlenmesi de ele alınmaktadır [8-11].

Dördüncü bölümde, sentezleyicili yerel osilatör tasarımı (YO) anlatılmaktadır. Evre kilitli çevrim kullanılarak gerçekleştirilen bu osilatör faz gürültüsü ve çıkış seviyesinin karıştırıcıyı sürebilecek şekilde olması yönlerinden geliştirilmiştir.

Beşinci bölümde, fark frekanslı işareti kuvvetlendirmek için gerekli düzen ele alınmış ve ara frekans kuvvetlendiricisi tasarlanmıştır [12]. Bu kuvvetlendirici tek veya çift katlı olabilecek şekilde düşünülmüştür. Buna göre çıkış seviyesini ve toplam dönüştürücü kazancını arttırmak olası olacaktır.

Altıncı bölümde, alt-band çeviricinin yukarıda anlatılan bloklarının birleştirilmesi aşamasında uygulama yöntemlerine yer verilmiştir. Ayrıca biraraya getirilen sistemin istenilen özellikleri sağlayıp sağlamadığını belirleyebilmek için yapılan testler ve ölçüm sonuçları verilmiştir [13-16].

Böyle bir sistem uygulamada uydu alıcısı olarak veya çok kanallı mikrodalga TV dağıtım sistemlerinde alıcı olarak kullanılabilir. Özellikle ikinci olarak belirtilen uygulama Ülkemiz için çok yeni ancak dünyada kullanılmakta olan bir sistemdir. Uygun koşullarda kablolu TV(CATV)'ye ikinci bir seçenek olacak kadar güçlü bir sistemdir. Sistem 2500-2686MHz bandındaki 16 TV kanalının alınıp UHF bandına indirilmesi şeklinde çalışmaktadır. Uzak yerleşim birimlerinde kablo çekilmesi zorunluluğunun kalkması ve her TV'nin tek bir anten ve bu tez çalışmasında oluşturulan alıcının kullanılması ile birçok yayını izlemesinin sağlanması, sistemin üstünlüklerinden bazılarıdır.

BÖLÜM 2. RF KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI

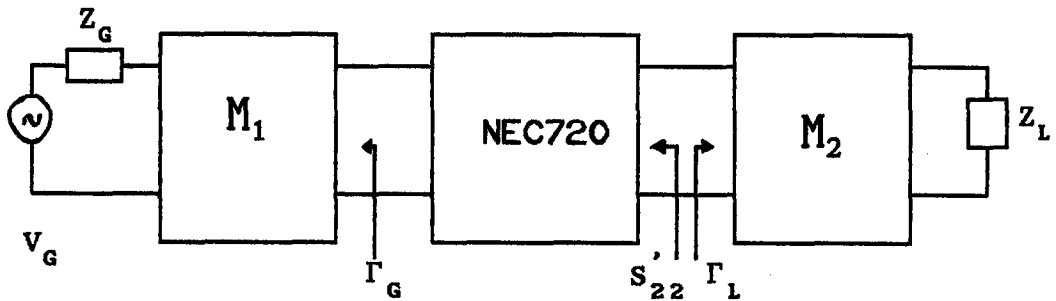
2.4-2.7GHz aralığında tasarlanmak istenen kuvvetlendirici katın sağlaması planlanan özellikleri şunlardır:

- Frekans bandı boyunca 9 ± 1 dB kazanç,
- Gürültü sayısı $NF < 3$ dB,
- Giriş ve çıkışın 50Ω 'a uydurulması,
- $\epsilon_r = 2.7$ ve $h = 1$ mm olan plaket üzerinde gerçekleştirilmesi.

Bu kuvvetlendiriciyi gerçekleştirmek için NEC720 serisi GaAs MESFET kullanılmıştır. FET'in düşük gürültülü (0.8 dB, 4 GHz'de), yeterince yüksek kazançlı ve ucuz olması seçim nedenlerinden bazılarıdır.

$$F = F_{\min} + \frac{4R_n |\Gamma_S - \Gamma_{ON}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2 |1 + \Gamma_{ON}|^2} \quad (2.1)$$

(2.1) yardımıyla kuvvetlendiricinin gürültü sayısı hesaplanabilir [2]. Şekil 2.1'de kuvvetlendirici, bloklar halinde görülmektedir.



Şekil 2.1 Kuvvetlendiricinin ilkesel şeması.

Düşük gürültülü kuvvetlendirici tasarımında genellikle M_1 ;

$$\Gamma_G = \Gamma_{on} \quad (2.2)$$

ve M_2 de ;

$$\Gamma_L = S_{22}^* = \left[S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{on}}{1 - S_{11}\Gamma_{on}} \right]^*$$

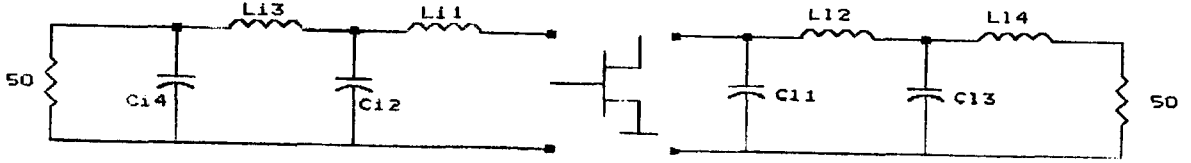
olacak şekilde tasarlanır [1]. Böylece $F = F_{min}$ ve girişte yüksek (empedans uyumsuzluğundan), çıkışta da düşük duran dalga oranı (VSWR) elde edilmiş olur.

Bu tasarımda (2.2) bağıntısı uyarınca, giriş empedans uydurucu devresi minimum gürültü sayısı için ve çıkış devresi ise, maksimum kazanç sağlayacak şekilde gerçekleştirilmiştir. NE72084 tranzistoru için kararlılık incelemesi yapıldığında, elemanın kararsız olduğu görülür. Bu durumu önlemek için tranzistorun çıkışında kayıplı sonlandırma yapılmıştır. Optimizasyon işlemleri sonucunda elde edilen $R = 40\Omega$ değerinde direnç ile kararlılık sağlanmıştır. Bu durumda hesap yolu ile bulunan S-parametreleri Tablo 2-1'de verilmektedir.

Tablo 2-1 S-parametreleri.

f [GHz]	S_{11}	S_{21}	S_{12}	S_{22}
2	0.83 $\angle -64^\circ$	2.82 $\angle 118^\circ$	0.045 $\angle 46^\circ$	0.62 $\angle -18^\circ$
3	0.7 $\angle -87^\circ$	2.29 $\angle 94^\circ$	0.056 $\angle 29^\circ$	0.55 $\angle -23^\circ$

Empedans uydurma devrelerinin ilkesel tasarımı MAD programı [12] yardımıyla Şekil 2.2 a) ve b)'de görüldüğü gibi elde edilmiştir. Bu tasarım sırasında Tablo 2-1'de hesaplanan S-parametreleri kullanılmıştır.



Şekil 2.2.a) M_1

b) M_2

a) Girişe ait empedans uydurucu devre M_1 .

b) Çıkışa ait empedans uydurucu devre M_2 .

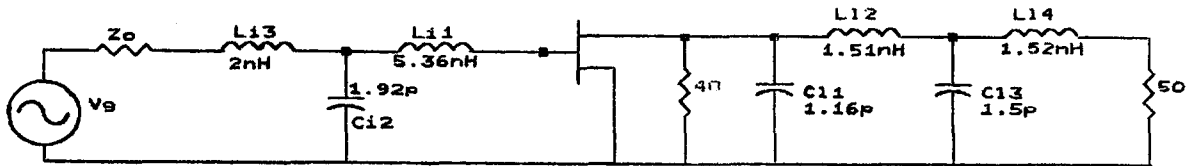
M_1 devresinin eleman değerleri :

$$L_1 = 5.35\text{nH} \quad C_2 = 1.92\text{pF} \quad C_3 = 2.5\text{nH} \quad C_4 = 2.03\text{pF}$$

M_2 devresinin eleman değerleri :

$$C_1 = 1.16\text{pF} \quad L_2 = 3.51\text{nH} \quad C_3 = 1.5\text{pF} \quad L_4 = 3.5\text{nH}$$

Elde edilen bu sonuçlar HP-APPCAD programı ile optimize edilerek, en uygun eleman değerleri belirlenmiştir. Bu değerler Şekil 2.3'de görüldüğü gibidir.



Şekil 2.3 RF kuvvetlendiriciye ait devre şeması.

(Kutuplama devresi yokken)

Tasarlanan RF kuvvetlendiricinin analiz sonucu Şekil 2.4'de verilmiştir.

Şekil 2.6'da görüldüğü gibi kuvvetlendiricinin gerçekleştirme aşamasında hesaplara girmeyen etkenler nedeniyle mikroşerit elemanlara bazı eklemeler yapıldığı görülmektedir. Bu işlem plaket üzerine metal parçaların eklenmesi ile yapılmış ve bu sayede devrenin bir bütün halinde optimizasyonun gerçekleştirilmesini sağlamıştır. Bu sayede Bölüm 3'de anlatılacak olan süzgeç ve karıştırıcı bloklarına da ortak dengeleme olanağı sağlanmıştır. RF kuvvetlendiricinin ölçüm sonuçları Bölüm 6'da ayrıntılı olarak verilecektir.



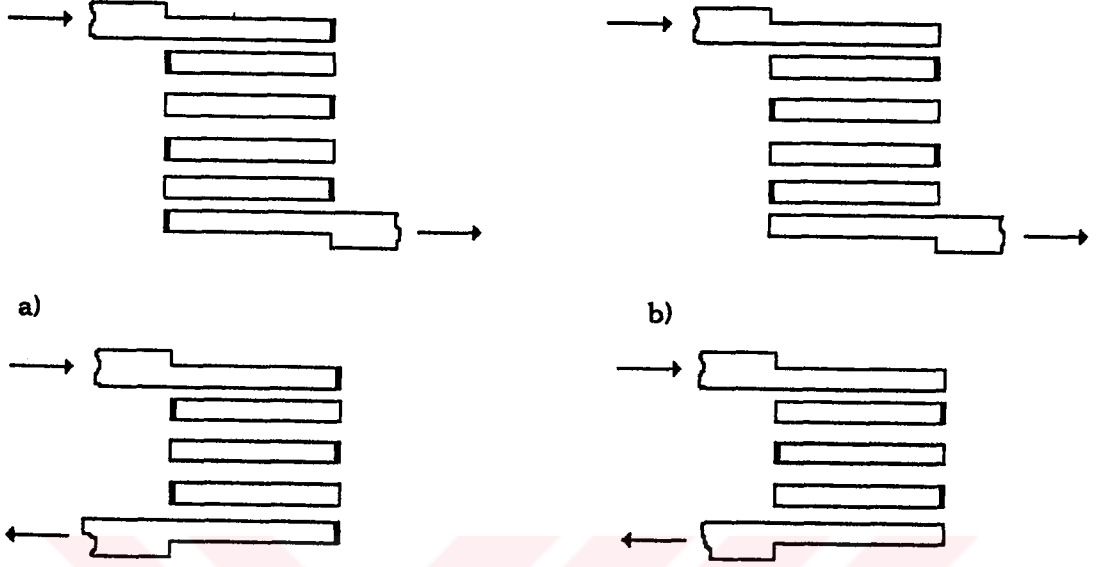
BÖLÜM 3. BAND-GEÇİREN SÜZGEÇ ve KARIŞTIRICI TASARIMI

Bu bölümde mikroşerit hatlı paralel kuplajlı (INTERDIGITAL FILTER) band-geçiren süzgeç tasarımı ve tek diyodlu karıştırıcı tasarımına yer verilecektir. Compact Software'ın [9] Microwave Filter Design Kit adlı yazılım paketi yardımıyla gerçekleştirilmiştir.

3.1. Band-Geçiren Süzgeç Tasarımı

Süzgeç bloğu esas olarak üç ana yapıdan meydana gelmektedir; RF kuvvetlendirici çıkışı, YO çıkışı ve karıştırıcı çıkışındaki istenmeyen bileşenlerin bastırılmasını sağlayan band durdurucu süzgeç yapıları. Ayrıca karıştırıcı öncesi mikroşerit hatlı yerel osilatör kuplajı da oldukça önemli elemanlar içermektedir. Bu sayede hem YO işaretinin RF kuvvetlendirici tarafında, hem de RF işaretinin YO tarafında açık devre görmesine neden olacak $\lambda/4$ hatlar kullanılmıştır. Bu konudaki diğer tasarım adımları daha sonra sunulacaktır.

Bu çalışmada paralel kuplajlı mikroşerit hatların incelenmesi ve sonuçların geliştirilmesinden doğan interdigital süzgeç yapısı kullanılmıştır. Şekil 3.1'de bu tipten süzgeçler, sonları kısa ve açık devre hallerinde görülmektedir. Interdigital süzgeç yapısı aslında paralel kuplajlı süzgeç yapısının iç elemanlarının kendi üzerine katlanmış şeklidir. Mikroşerit hatlar, sonları açık veya kısa devre olabileceği gibi tek ya da çift sayıda da sıralanmış olabilirler. Tek sayıda hattan oluşan devre yapısında giriş ve çıkış aynı tarafta, çift sayıda elemandan oluşan devrede ise zıt taraflardadır.



Şekil 3.1. Interdigital süzgeç türleri.

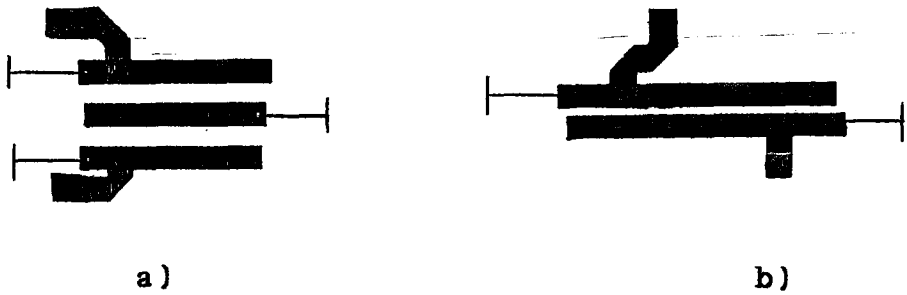
Şekil 3.1'de görülen, TEM modunda çalışan mikroşerit rezonatörlerdir. Bu türden süzgeç modelinin geliştirilmesi ilk olarak Bolljahn ve Matthaei tarafından yapılmıştır [10]. Burada her bir hat elemanı band ortası frekansta çeyrek dalga boyunda olacak şekilde kullanılmıştır. Bu yapıda her hat elemanı bir rezonatör olarak davranır. Yalnızca giriş ve çıkış elemanları empedans uydurma işlevi için kullanılır. Genel olarak interdigital band-geçiren süzgeçler şu özelliklere sahiptir;

- a) Küçük ve toplu bir yapıları olması,
- b) Üretimi sırasında hata olasılığı düşmektedir,
- c) İkinci geçirme bandı, merkez frekansının üç katındadır,
- d) Kesim frekansı ve durdurma bandı değerleri yüksek dereceli kutuplarla, dc'de ve merkez frekansının katlarında geliştirilmiştir,

e) Üretim kolaylığı nedeniyle hatalardan oluşabilecek kayıplar yoktur.

Bunlara karşın gerçekleştirme sırasında fiziksel boyutların kritik değerler alması ve kısadevre hatlarının oluşturulması gibi zorlukları da vardır. Gerçekleştirme sırasında delik içi kaplama tekniği kullanılarak baskılı devre üzerinde kısadevreler yaratılmıştır.

Bu çalışmada RF kuvvetlendirici çıkışında üç elemanlı, YO çıkışında ise iki elemanlı süzgeçler kullanılmıştır. Bu süzgeçlerin giriş ve çıkışlarındaki empedans uydurucu hatlar ototransformatör modeliyle yerleştirilmiştir. Böylece empedans uydurma işlevi rezonans hatları ile ortak olarak gerçekleştirilmiş olur. Şekil 3.2'de bu süzgeçler görülmektedir. Çift sayılı hattan oluşan süzgeçlerde giriş ve çıkış uçları zıt köşelerde, tek sayılı hattan oluşan süzgeçlerde ise aynı taraftadır.



Şekil 3.2 a) RF süzgeci, b)YO süzgeci.

Süzgeçlerin tasarımları Compact Software Microwave Filter Design Kit [9] kullanılarak gerçekleştirilmiştir. CHEBYCHEFF yanıtlı süzgeç tasarımı seçilmiştir. Tablo 3-1'de tasarım değerleri verilmiştir.

TABLO 3-1 Süzgeç Tasarım Kriterleri

	RF Süzgeci	YO Süzgeci
Merkez Frek.:	2.6 GHz	1.839 GHz
Band-Gen. :	%10	%10
Sonlandırma :	50 Ω	50 Ω
Dalgalanma :	0.1dB	0.1dB
Hat sayısı :	3	2

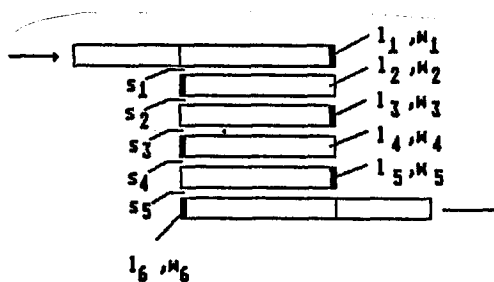
Bu değerleri sağlayan tasarım adımları kullanılarak her iki süzgeç için sırasıyla şu sonuçlar elde edilmiştir.

RF Süzgeç için

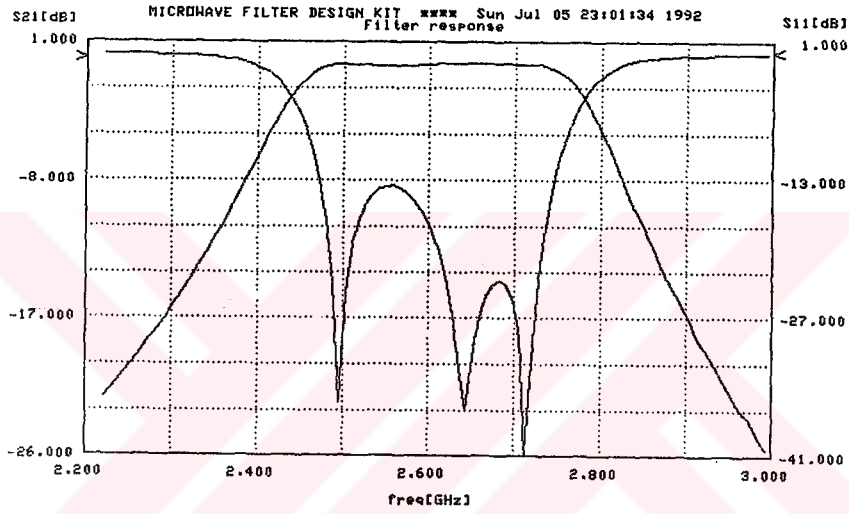
	S	w	l
No:	Boşluk/mm.	H.Genişlk./mm.	Uzunluk/mm.
1	0.0929	1.8720	19.8417
2	0.9023	3.9654	19.8417
3	0.9023	4.1868	19.5615
4	0.0929	3.9654	19.5615
5	0.0000	1.8720	19.8417

YO Süzgeç için

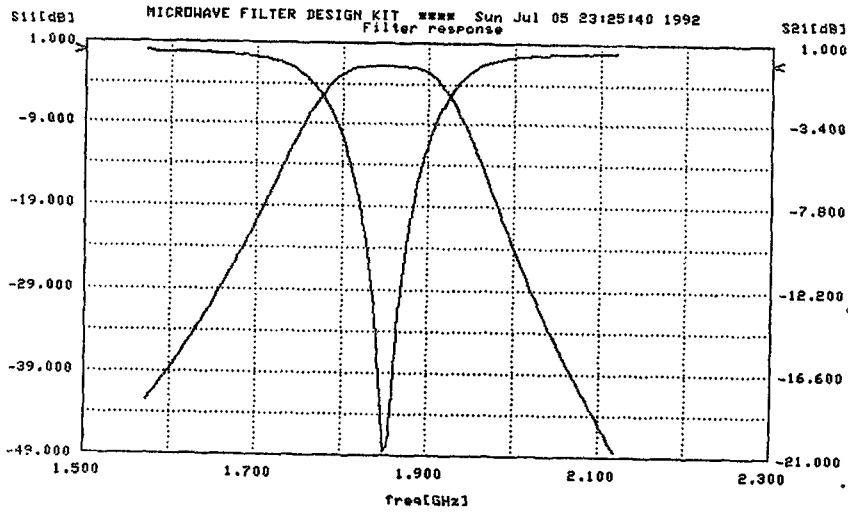
No:	Boşluk/mm.	H.Genişlk./mm.	Uzunluk/mm.
1	0.1466	2.0766	27.9357
2	1.2161	4.3513	27.9357
3	0.1466	4.3513	27.5266
4	0.0886	2.0766	27.9357



Bu değerler rezonans hatlarıyla birlikte giriş ve çıkış hatlarını da içermektedir. Optimizasyon sonucu Şekil 3.2'de durum seçilmesi hem daha az yer kaplaması hem de gerçekleştirme kolaylığı bakımından uygun bulunmuştur. Bu devrelere ait analiz sonuçları Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'de verilmiştir.



Şekil 3.3 RF Süzgeç Analiz sonucu.



Şekil 3.4 YO Süzgeç Analiz Sonucu.

3.2. Karıştırıcı Tasarımı

Mikrodalga bandında karıştırıcıların geliştirilmesi II.Dünya savaşında radarların geliştirilmesi ile başlamış ve 8dB gibi yüksek gürültü sayıları elde edilmiştir. Günümüzde tek diyodlu karıştırıcılarla, bu değerler ancak 100GHz'lerde oluşmaktadır. Ancak alıcı duyarlılığını belirleyen en önemli öge hala karıştırıcı katıdır. Son zamanlarda düşük gürültülü GaAs FET karıştırıcılar 50GHz'e kadar oldukça iyi gürültü performansı elde edilebilmektedir ancak yine de bu frekansın üzerinde karıştırma uygulamaları için yalnızca diyod kullanılmaktadır.

Karıştırıcı temelde doğrusal olmayan yapı nedeniyle çarpıcı işlevi oluşturmaktan kaynaklanmaktadır. Ancak tüm doğrusal olmayan elemanlar ideal çarpıcı olmadığından birçok hayal frekanslı bileşenler oluşturmaktadırlar. (3.1)'de diyodun V-I ilişkisi görülmektedir.

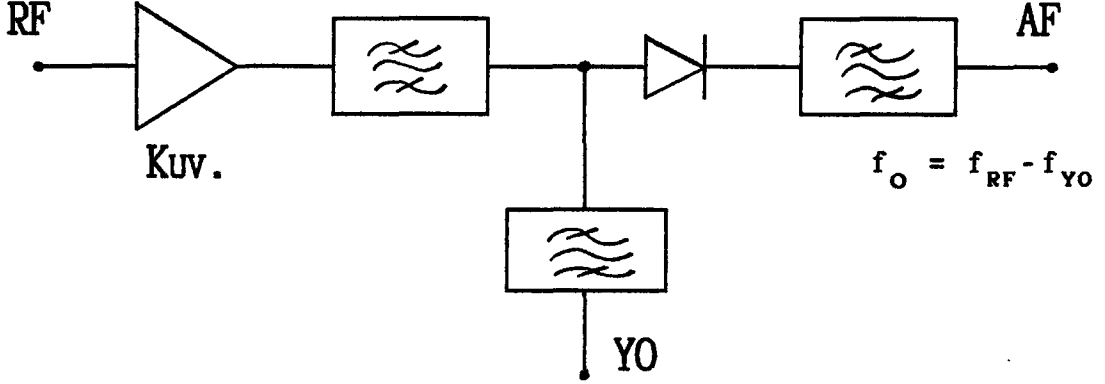
$$I = a_0 + a_1V + a_2V^2 + a_3V^3 + \dots \quad (3.1)$$

(3.1) bağıntısında V ve I giriş işaretlerinin toplamını simgelemektedir. RF işareti YO işareten küçük ve modülasyon ihmal edilirse I akımının frekans bileşenleri (3.2)'deki gibidir.

$$\omega_d = n\omega_p \pm \omega_s \quad (3.2)$$

Burada p indisi giriş işaretini s ise YO işaretini göstermektedir. Görüldüğü gibi alt-band çevirici için fark frekanslı ve üst-band çevirici yada YO harmoniği üretmek için ise toplam frekanslı bileşenler seçilebilmektedir.

Bu sistemde tek diyodlu karıştırıcı kullanılmıştır. Şekil 3.5'de sistem modeli görülmektedir.



Şekil 3.5 Karıştırıcı modeli.

Bu uygulamada, Şekil 3.5'de görülen blok diagram uyarınca tek diyodlu karıştırıcı ve süzgeçler yardımıyla band çevirme işlemi gerçekleştirilmiştir. Bu türden karıştırıcılar, çok geniş bantlı karıştırma işlerinde kullanılamazlar. Ancak bu uygulamadaki band genişliği bu tür bir karıştırıcının kullanılmasına elverecek düzeydedir.

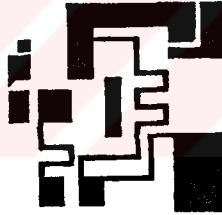
Tek Diyodlu Karıştırıcı Teorisi:

Böyle bir karıştırıcı tasarlarken, sistemin RF, YO ve AF frekanslı işaretleri sezebilmesi büyük önem taşır. Bu nedenle, kullanılan diyodun sisteme gösterdiği empedansın bilinmesi gereklidir. Diyodun doğrusal olmayan yapısı, bu aşamada çeşitli güçlülere sebep olur. Ancak RF, YO ve AF olmak üzere üç farklı frekans bölgesinde, empedans analizörü ve network analizör kullanılarak bu değerler belirlenebilir.

Diyodun YO empedansının ölçümünde YO çıkış gücü,

dc kutuplama, frekans ve fiziksel diyod parametreleri bağımlı değişkenleri oluştururlar. Bu nedenle gerçek çalışma durumu şartlarının iyi belirlenmesi ve bu şartlar altında ölçümlerin yapılması gereklidir. Bu ölçümler için gerekli düzenler [1]'de verilmiştir.

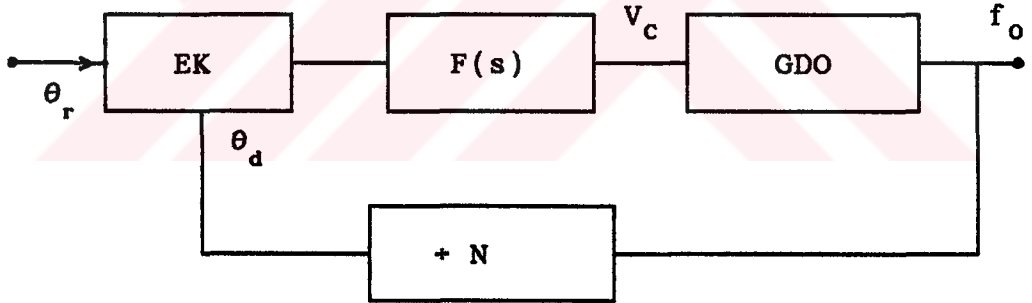
Sonuç olarak uygulamada gerçekleştirilen devre yapısı Şekil 3.6'da görülmektedir. Diyod çıkışında istenmeyen frekans bileşenlerini ayırmak için gerekli süzgeç $\lambda/4$ mikroşerit hatlarla ve fark frekans bölgesinde gerçekleştirilen band-geçiren süzgeçle gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.6 Karıştırıcı katı baskılı devresi.

BÖLÜM 4. SENTEZLEYİCİLİ YEREL OSİLATÖR TASARIMI

Yerel osilatör aşamasında, frekans sentezleme yolu seçilmiş ve evre kilitli çevrim (EKÇ) kullanılmıştır. EKÇ, çıkış işaretinin frekans ve fazını giriş işaretine kilitleyen bir negatif geribesleme çevrimidir. Bilinen ilk EKÇ tekniği 1932'de eşzamanlı radyo işareti seçilmesinde uygulanmıştır [7]. EKÇ'ler, frekans sentezlemede kullanıldığı gibi, süzgeçleme, motor hız kontrolü, FM ve demodülasyonu, işaret sezilmesi ve diğer birçok uygulamada kullanılmaktadır. Genel olarak EKÇ yapısı Şekil 4.1'deki bloklardan oluşur.



Şekil 4.1 EKÇ blok yapısı.

Şekil 4.1'deki yapı içerisinde her blok uygulamanın türüne bağlı olarak farklı özellikleri sağlamak zorundadır. Gerilim denetimli osilatör en önemli yapılardan biridir. Bölüm 4.2'de GDO tasarımı ayrıntılı olarak sunulmaktadır. Bunun dışında NECUPC1477 EKÇ tümdevresi kullanılarak evre karşılaştırıcısı (EK) ve referans osilatör (XTAL) elde edilmiştir. Bölme işlemi ise iki aşamada TELEFUNKEN 1+4 ve 1+64 bölücüleri kullanılarak Şekil 4.2'de görüldüğü gibi sağlanmıştır.

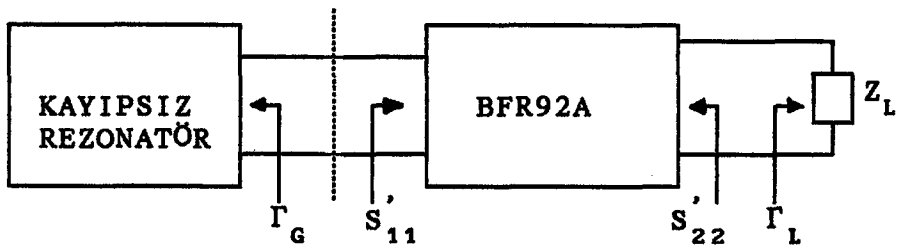
4.1. Sentezleyici Tasarımının Özellikleri

Bir sentezleyici oluşturulurken gerçekleştirilecek blokların tasarımında, istenilen kararlılık, hızlı yanıt verme süresi ve bu sistemin kullanılacağı yerin özelliklerine dikkat edilmelidir. Tasarım sırasında gözönünde bulundurulması gereken özellikler:

- 1) Kullanılan merkez frekansı,
- 2) Uzun süreli frekans kararlılığı,
- 3) Isı ile frekans kararlılığı,
- 4) Besleme gerilim değişimlerinde frekans kararlılığı,
- 5) Evre gürültüsü,
- 6) Harmoniklerin seviyesi,
- 7) Çıkış empedansı,
- 8) Çıkış RF gücü,
- 9) Boyut,
- 10) Maliyet, olarak düşünülmektedir.

4.2. S-Parametreleri Yardımı İle Gerilim Denetimli Osilatör Tasarımı

Osilatör ile kuvvetlendirici tasarımı oldukça benzer yöntemlerle gerçekleştirilmektedir. İkisinde de aynı tranzistorlar, dc besleme elemanları ve S-parametreleri seti kullanılabilir. Şekil 4.2'de ilkesel yapı görülmektedir.



Şekil 4.2 Osilatör tasarımı ilkesel yapısı.

Şekil 4.2'de giriş kapısına kayıpsız bir rezonans devresi bağlanır. Bu devre yardımıyla (4.1)'de verilen [1] osilasyon şartları sağlanır.

$$K < 1$$

$$\Gamma_G S'_{11} = 1 \quad (4.1)$$

$$\Gamma_L S'_{22} = 1$$

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (4.2)$$

$$D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

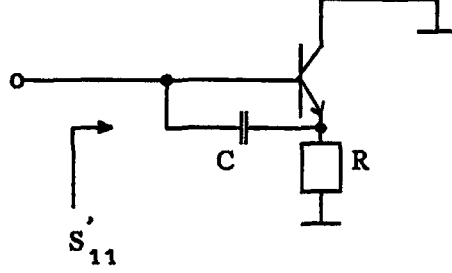
Şekil 4.2'de tranzistorun giriş ve çıkışında bulunan pasif elemanlar yardımıyla (4.3) parametreleri elde edilir [1].

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_G}{1 - S_{11}\Gamma_G} \quad (4.3)$$

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

Eğer kararlılık sabiti ($K < 1$) olmuyorsa ya tranzistorun ortak ucu değiştirilir yada pozitif geri besleme uygulanır. $\Gamma_G = 1/S'_{11}$ ve $\Gamma_L = 1/S'_{22}$ şartını sağlayacak şekilde seçildiğinde veya bu koşullardan biri sağlandığında devre osilasyona başlamış olur. Genel olarak iki kapılı osilatör tasarımı bu adımlarla yapılır.

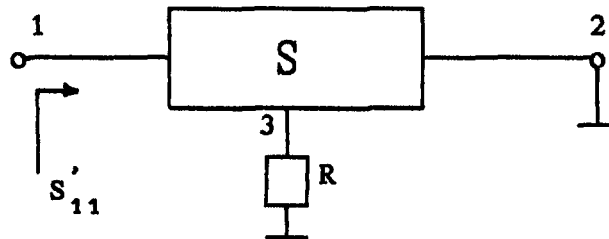
Seçilen osilatör modeli Şekil 4.3'de görülmektedir.



Şekil 4.3 Osilatör Modeli.

Bu modelde yukarıda anlatılan yöntemler uygulanarak (4.1) şartları sağlanacak şekilde C ve R elemanlarının optimum değerleri hesaplanmıştır [14]. Bu hesaplar sırasında izlenen yol:

- i-) C kapasitesi ile tranzistor birer iki kapılı olarak birbirlerine kaskad bağlanmış şekilde S-parametreleri hesaplanmıştır,
- ii-) Devre ortak emetörlü yapıdan çıkıp üç kapılı olarak ele alınmış ve üçüncü kapıya bir R direnci bağlanmış durumda yeni üç kapılı S-parametreleri hesaplanmıştır [14].
- iii-)Sonuç olarak Şekil 4.4'deki 2 no'lu kapısı toprağa kısa devre edilmiş, 3 no'lu kapısı ise dirençle sonlandırılmış 3-kapılı için S'_{11} bağıntısı bulunmuş olur.



Şekil 4.4 Osilatör Blok Yapısı.

Bu durumda bilgisayar programı yardımıyla iterasyon yaparak $Z_L=R$ olacak şekilde, (4.1) ve (4.3) bağıntılarını sağlayan R ve C değerleri bulunabilmektedir [14].

Sonuç olarak; $C = 0.47\text{pF}$ ve $R = 390 \Omega$ için en uygun şartlar elde edilmiştir.

Tranzistorun girişinden görülen empedansın kapasitif kısmı Şekil 4.5'deki endüktans tarafından kompanze edilecektir.



Şekil 4.5. Tranzistor girişindeki eşdeğer endüktans devresi.

$$L_{es} = L - \frac{1}{\omega^2 C_d} \quad (4.4)$$

$f = 1.4$ ve 2.2GHz 'deki eşdeğer tranzistor giriş empedansı he saplanacak olursa [14];

$$Z_{i1} = -0.22 - j256 \quad \text{ve} \quad Z_{i2} = -16.5 - j146$$

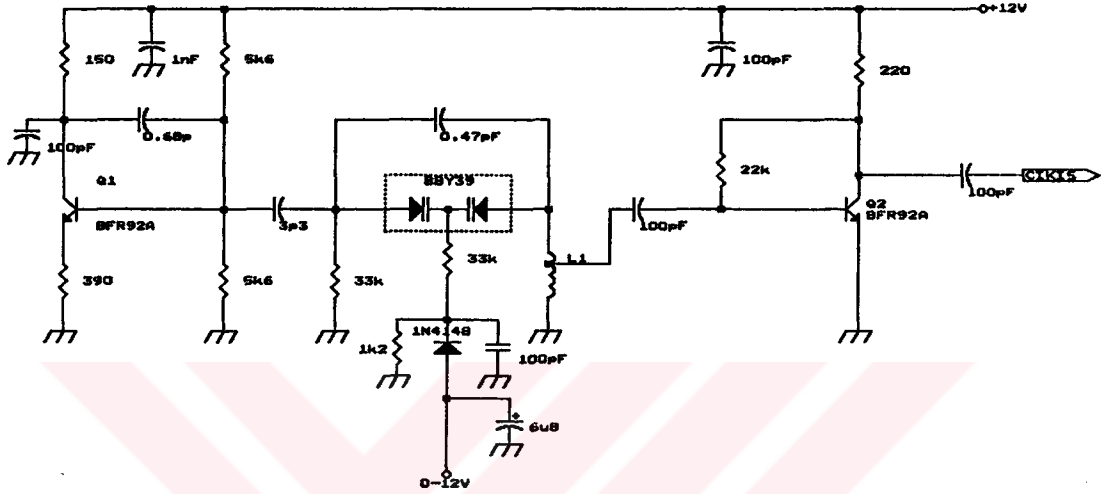
bulunur. C_d varaktör diyodun kapasitesi olmak üzere,

$$L=40\text{nH} \text{ seçilirse} \quad C_d = 0.2 - 2.2 \text{ pF},$$

$$L=30\text{nH} \text{ seçilirse} \quad C_d = 0.27 - 14.3 \text{ pF}$$

arasında değişebilecek şekilde kullanılacaktır.

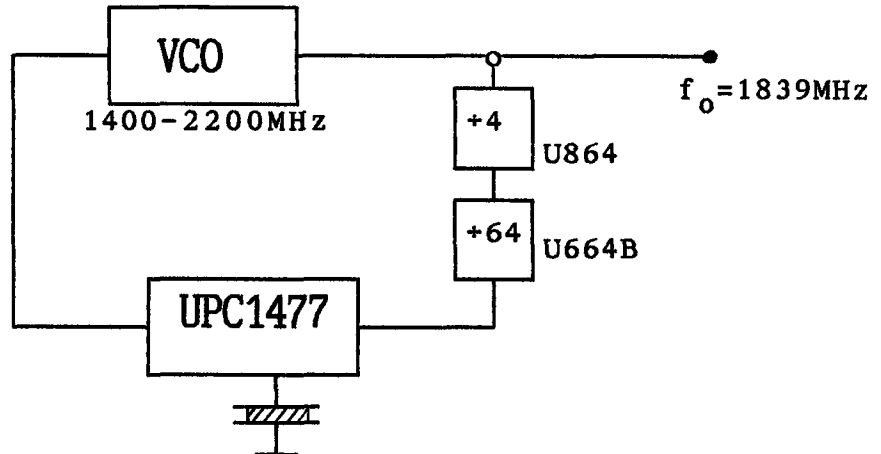
BFR92A tranzistoru $V_{CE}=10V$ ve $I_C=20\text{ mA}$ için kutuplanmış olarak GDO şeması Şekil 4.6'da verilmiştir.



Şekil 4.6 Gerilim denetimli osilatör devresi.

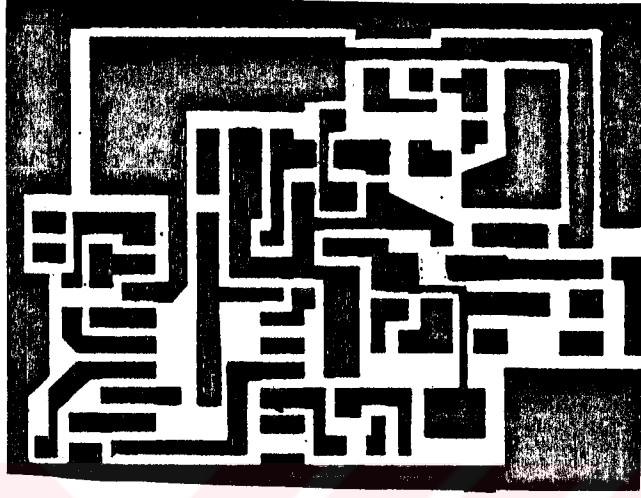
4.3. Evre Kilitli Çevrimin Oluşturulması

Bu tez çalışmasında gerçekleştirilen EKÇ Şekil 4.7'deki bloklardan oluşmaktadır.



Şekil 4.7 Gerçekleştirilen EKÇ yapısı.

Şekil 4.9'da da Şekil 4.8'deki devrenin baskı devresi görülmektedir.

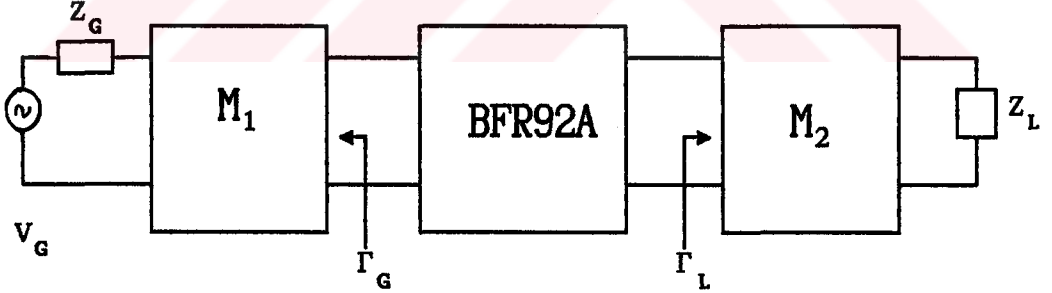


Şekil 4.9 Yerel osilatör baskı devresi.

BÖLÜM 5. ARA FREKANS KUVVETLENDİRİCİ KATI

Bu çalışmanın son katı olan ara frekans kuvvetlendiricisi (AF Kuvvetlendirici) tasarımından maksimum güç kazancı hedef alınmıştır. Kuvvetlendiricinin sağlaması istenen şartlar; $G_T \approx 15\text{dB}$ (500 – 850MHz) ve giriş çıkış empedanslarının 50Ω'a uygun olmasıdır. Aktif eleman olarak yüzey montaj türünden, BFR92A tranzistoru seçilmiştir.

Alışılacak tasarım adımları uygulanarak Şekil 5.1'deki yapı için çalışma frekanslarındaki kararlılığı ve elde edilebilir maksimum güç kazançları 5.1 ve 5.2 denklemleri yardımıyla kontrol edilmiş [1] ve Tablo 5-1'deki sonuçlar HP-APPCAD analiz programı yardımıyla belirlenmiştir [13].



Şekil 5.1 AF kuvvetlendiricinin ilkesel yapısı.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (5.1)$$

$$D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$|S_{12}| < 1 - |S_{11}|^2$$

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{22}|^2$$

$$G_{Tmax} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (5.2)$$

Tablo 5-1 BFR92A'nın kararlılık ve kazanç analizi sonuçları.

Frekans [GHz]	K	Gt [dB]	MSG [dB]	MAG [dB]	Gamma [Gen]	Kaynak [Açı]	Gamma [Gen]	Yük [Açı]
0.500	1.03	16.3	22.1	21.1	0.83	168	0.90	15
0.800	1.11	12.5	18.5	16.5	0.70	-178	0.82	14
1.000	1.04	11.6	16.6	15.3	0.75	179	0.85	19
1.200	1.01	10.4	15.2	14.4	0.84	-178	0.91	20

Maksimum kazanç elde edebilmek için ise aktif elemanın giriş ve çıkışında, karmaşık eşlenik empedans uydurma yolu seçilmiştir. Bu türden iki kapılılarda ardışık karmaşık eşlenik yöntemini uygulamak gerekmektedir. Bu durumda (5.3) yardımıyla Γ_{Gm} ve Γ_{Lm} değerleri hesaplanabilir [1].

$$\frac{B_1}{2|C_1|} > 1 \text{ şartı altında}$$

$$\Gamma_{Gm} = \frac{C_1^*}{|C_1|} \left[\frac{B_1}{2|C_1|} - \sqrt{\frac{B_1^2}{2|C_1|^2} - 1} \right] \quad (5.3)$$

$$C_1 = S_{11} - DS_{22}^*$$

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

$$\frac{B_2}{2|C_2|} > 1 \text{ şartı altında}$$

$$\Gamma_{Lm} = \frac{C_2^*}{|C_2|} \left[\frac{B_2}{2|C_2|} - \sqrt{\frac{B_2^2}{2|C_2|^2} - 1} \right]$$

(5.4)

$$C_2 = S_{22} - DS_{11}^*$$

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

Yukarıdaki bağıntılarda S_{12} yeterince küçük ise, $C_1 \approx S_{11}$ ve $C_2 \approx S_{22}$ olur. Bu durumda Γ_{Gm} ve Γ_{Lm} değerlerinin, tranzistorun S_{11} ve S_{22} parametrelerine yakın değerler aldığı gözlenir.

Normal olarak, aktif elemanlar düşük frekanslarda kararsız olabilmektedirler ($K < 1$). Bu nedenle, herhangi bir osilasyonu engellemek için, düşük frekansları kısa devre etmek en etkili çözüm olarak seçilmiştir. Böylece osilasyon nedeniyle tranzistorun zarar görmesi de önlenmiş olur.

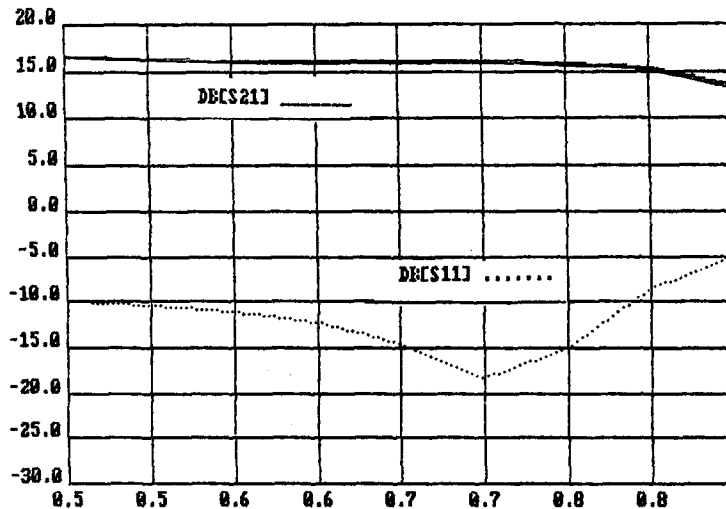
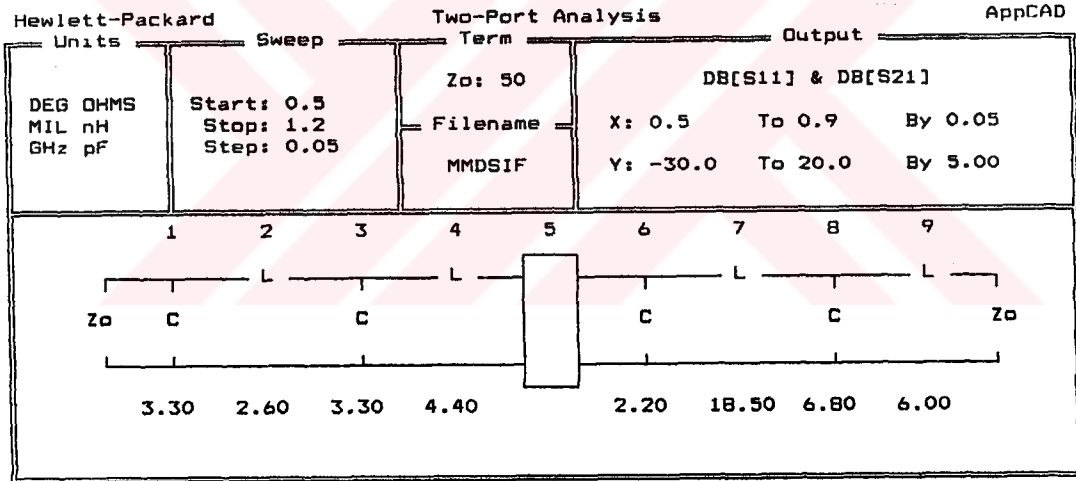
Bu aşamadan sonra, elde edilen kaynak ve yük yansıma katsayıları kullanılarak, Smith abağı yardımı ile empedans uydurma işlemi gerçekleştirilebilir. Ancak bu çalışmada MAD [13] programı kullanılarak bu işlemler yapılmıştır. Buradan elde edilen sonuçlar daha sonra Hewlett-Packard'ın APPCAD programı ile analiz edilmiş ve gerekli optimizasyonlar yapılmıştır. BFR92A'nın ilgili frekans bölgesindeki S-parametreleri Tablo 5-2'de verilmiştir [13].

Tablo 5-2 BFR92A S-parametreleri.

f [GHz]	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
0.500	0.305	-156.4	6.55	92.8	0.04	72	0.62	-12
0.800	0.296	-175.46	4.23	82.74	0.06	75.5	0.6	-12.2
1.000	0.22	-174.7	3.8	80.1	0.084	78.7	0.57	-17.8
1.200	0.22	-176.3	3.3	76	0.1	79.7	0.57	-19.4

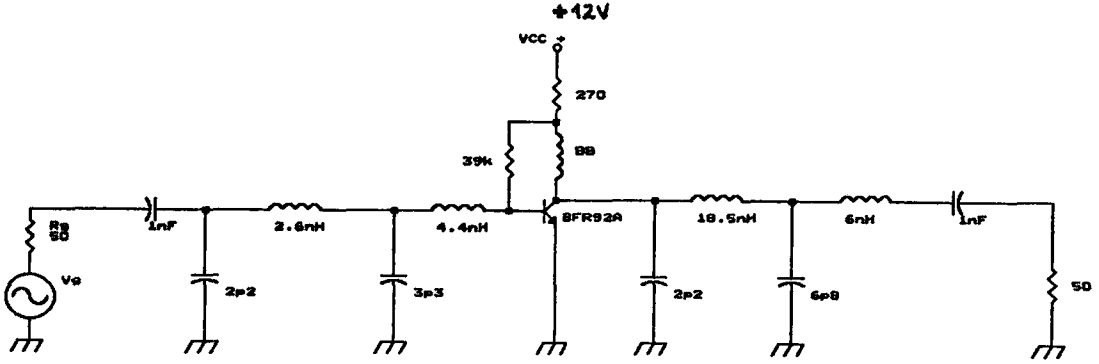
Tablo 5.3'de optimizasyon aşamasında AF kuvvetlendiricinin durumu görülmektedir. Şekil 5.2'de de tasarlanan AF kuvvetlendiricinin kuramsal sonuçları verilmiştir.

Tablo 5-3 Kuvvetlendirici Optimizasyonu.



Şekil 5.2 S_{21} ve S_{11} (dB) frekans ile değişimi.

AF kuvvetlendirici Şekil 5.3 halinde optimize edilmiş ve, $I_C=20\text{mA}$ ve $V_{CE}=10\text{V}$ için kutuplanmıştır.



Şekil 5.3 AF kuvvetlendiriciye ait devre şeması.

Şekil 5.3’de görülen endüktanslar mikroşerit hat olarak gerçekleştirilmiştir. Dört endüktans için toplam hat uzunlukları şu şekilde hesaplanmıştır [8]: Gerçekleştirilebilecek hat kalınlığı $w = 0.25\text{mm}$ seçilmiş ve $h = 1\text{mm}$ ve $\epsilon_r = 2.7$ ’lik taban malzemesi için (5.5) yardımıyla $Z_{oL} = 132.65\Omega$ hesaplanmıştır.

$$Z_{oL} = \frac{119.9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[\ln \left\{ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right\} - \frac{1}{2} \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right] \left[\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right] \right] \quad (5.5)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad , \quad wL = Z_{oL} \sin \left(\frac{2\pi l_i}{\lambda_g} \right) \quad i=1..4 \quad (5.6)$$

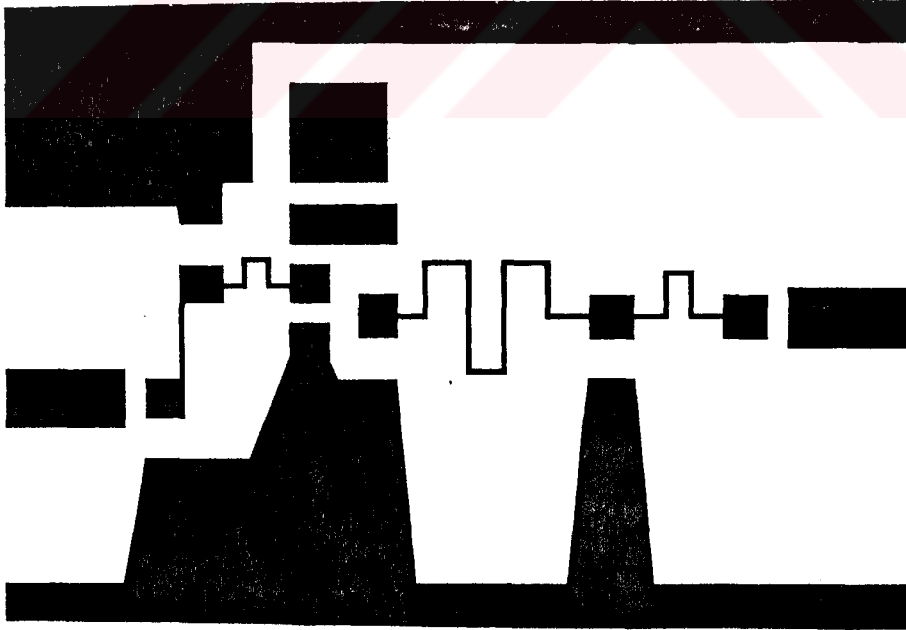
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r}{0.96 + \epsilon_r (0.109 - 0.004\epsilon_r) \{\log(10 + Z_o) - 1\}} \quad (5.7)$$

(5.6) ve (5.7) yardımıyla endüktansların mikro-şerit hat uzunlukları hesapları aşağıdaki sonuçları vermiştir.

$$\begin{aligned} L_1 &= 3.246\text{mm} \\ L_3 &= 25.549\text{mm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_2 &= 5.509\text{mm} \\ L_4 &= 7.543\text{mm} \end{aligned}$$

AF kuvvetlendiricinin baskı devresi Şekil 5.4'de görüldüğü gibidir. Çizim normal boyutun 5 katı olarak yapılmış, daha sonra küçültülmüştür. Şekil 5.4 gerçek boyutun 3.3 katıdır.



Şekil 5.4 AF kuvvetlendiriciye ait baskı devre şeması.

Laboratuvar ölçüm sonuçları da bu sonuçları doğrulamaktadır. Bu sonuçlar 6.Bölüm'de ayrıntılı olarak belirtilmiştir.

BÖLÜM 6. ALT BAND ÇEVİRİCİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ, ÖLÇÜM ve TEST SONUÇLARI

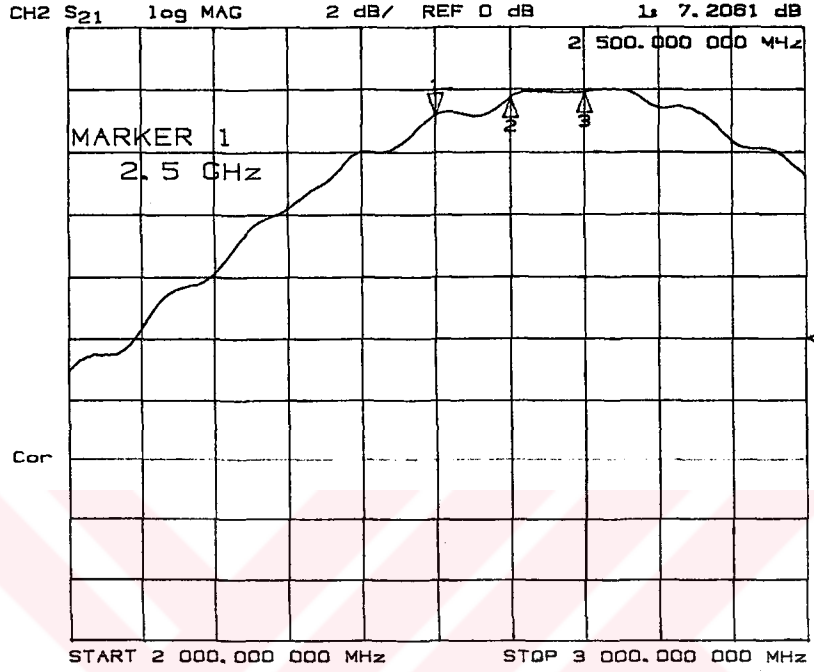
Önceki bölümlerde tasarım yöntemleri anlatılmakta olan bloklar, uygulamada biraraya getirilmeden önce tek tek kurulmuş ve gerekli test ve karakteristik belirleme ölçümleri yapılmıştır. Bu çalışmalar Bölüm 1.'de de belirtildiği gibi $\epsilon_r = 2.7$ ve $h = 1\text{mm}$ olan epoksi taban malzemesi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Plaket daha sonra Alüminyum blok kutu içine çalışır hale getirilmiştir.

6.1. RF Kuvvetlendirici Ölçümleri

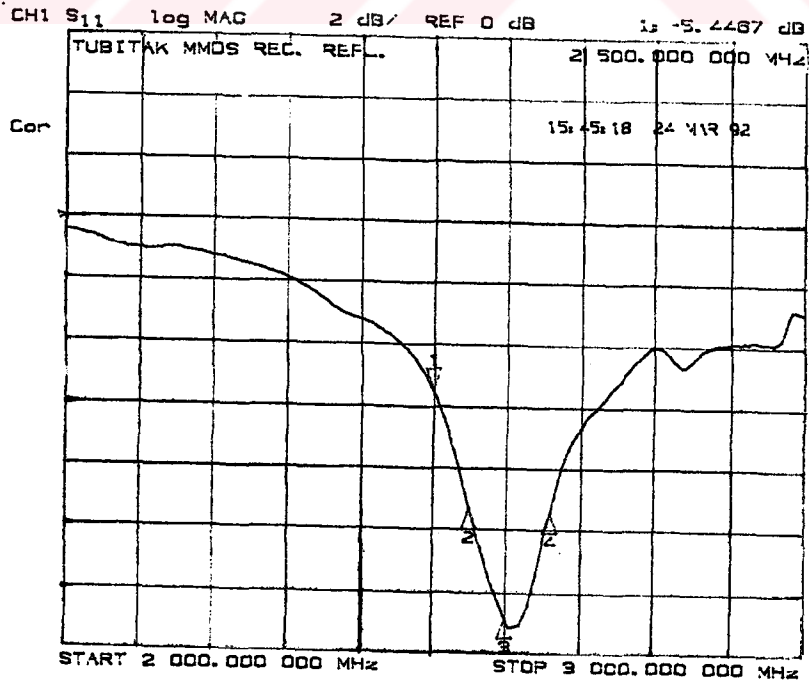
TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi Mikrodalga laboratuvarındaki HP 8053A ve 85046A Network Analizör ile yapılan geçiş (S_{21}) ve giriş yansıma (S_{11}) ölçümleri sunulmuştur. Bu ölçümler $V_{DS}=4\text{V}$ ve $I_D=20\text{mA}$ kutuplama şartlarında yapılmıştır.

HP 8053A ile yapılan S_{21} ve S_{11} ölçümlerinin sonuçları Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'de görülmektedir. Bu ölçümler sırasında optimizasyon işlemleri de yapılmış ve devre son durumunu almıştır. Ölçümler farklı taban malzemeleri üzerinde tekrarlanmış ve tabanın incelenmesi durumunda kazancın düştüğü gözlenmiştir.

Kuvvetlendiricinin besleme kaynağı 4V olduğundan plaket üzerinde de yalnızca 12V regülatör bulunduğundan LM317 ile ayrı bir besleme kaynağı elde edilmesi yoluna gidilmiştir.



Şekil 6.1. Kuvvetlendiricinin S_{21} ölçüm sonucu.

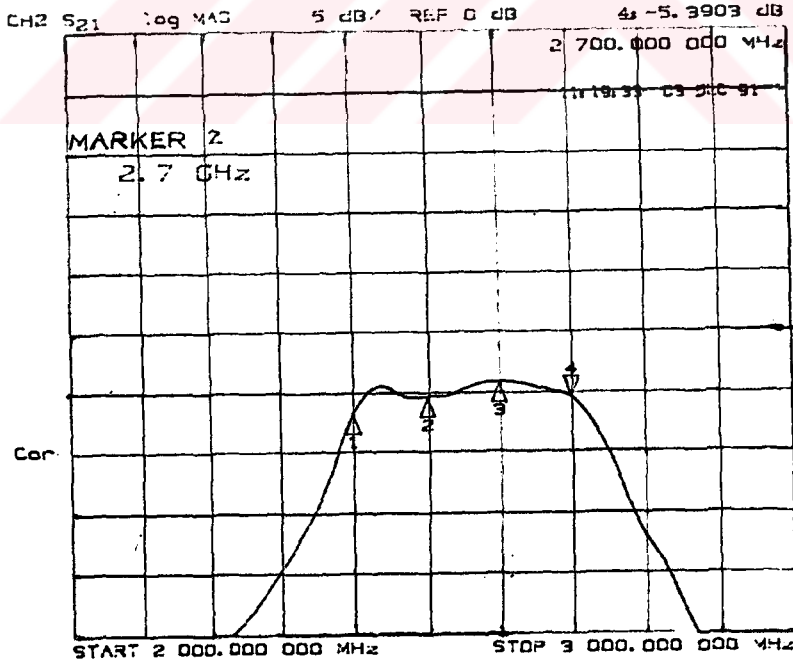


Şekil 6.2 Kuvvetlendiricinin S_{11} ölçüm sonucu.

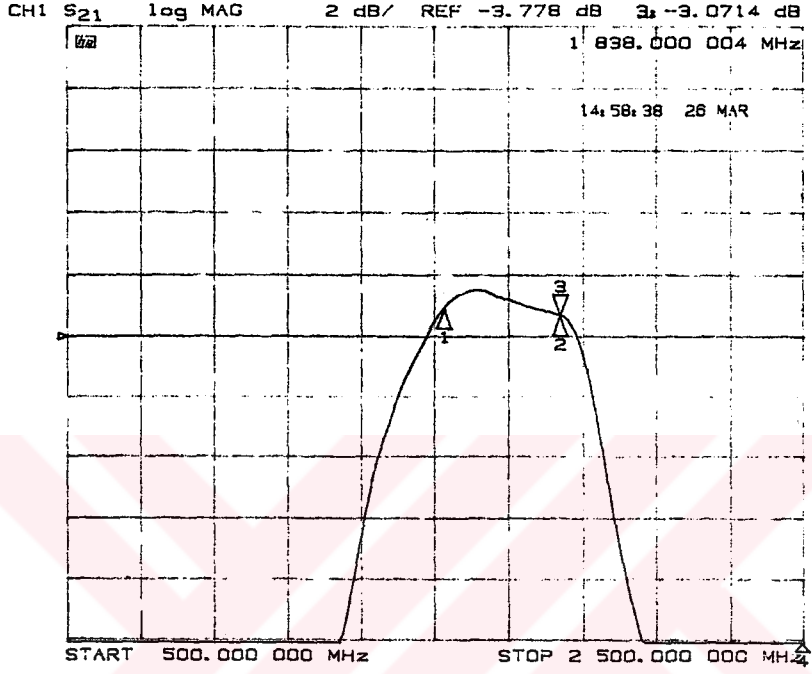
6.2. Süzgeç Ölçümleri

2.4-2.7 GHz band-geçiren süzgeç Bölüm 3.'de anlatıldığı gibi mikroşerit hatlar kullanarak gerçekleştirilmiştir. Geçiş kaybı birçok farklı koşul altında ölçülmüş ve Şekil 6.3' de de görüldüğü gibi yaklaşık olarak 5dB olarak gözlenmiştir.

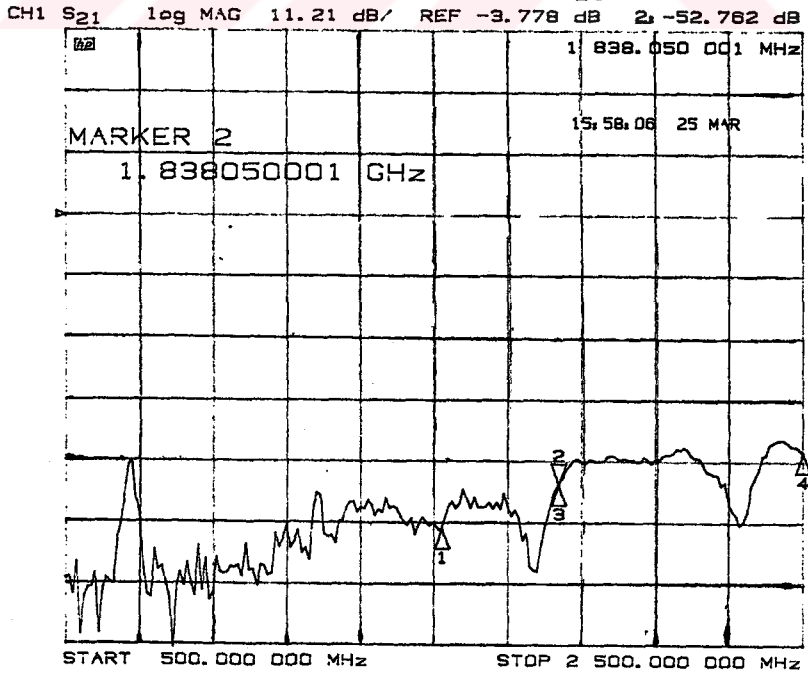
Şekil 6.4'de YO çıkış süzgecinin ölçüm sonuçları görülmektedir. Ayrıca Bölüm 3'de belirtilen RF kuv.-YO çıkışları arasındaki izolasyon da ölçülmüş ve Şekil 6.5' de sunulmuştur.



Şekil 6.3 RF Çıkış süzgeci S_{21} ölçüm sonucu.

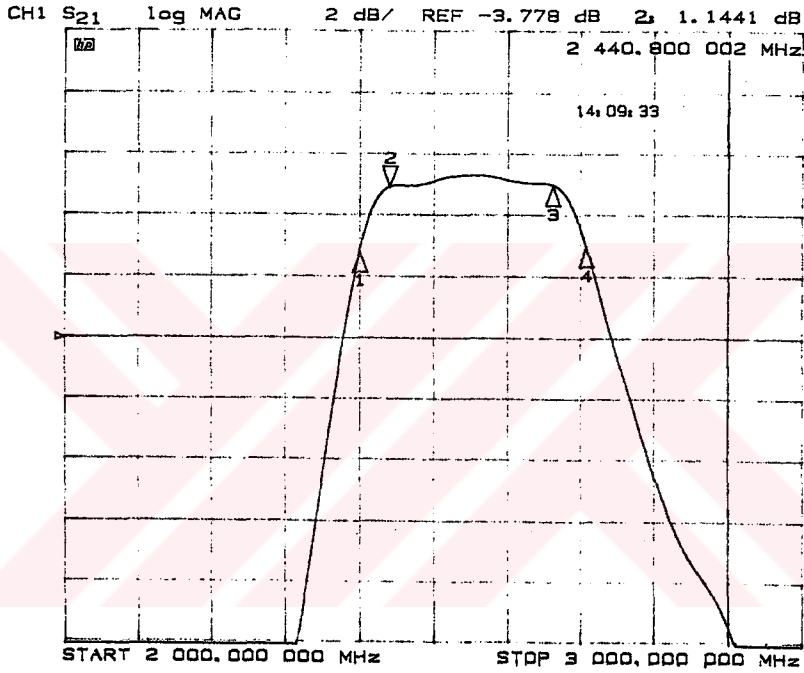


Şekil 6.4 YO çıkışı süzgeç S₂₁ ölçüm sonucu.



Şekil 6.5 Osilatör ve kuvvetlendirici çıkışları arası izolasyon Ölçümü.

Şekil 6.6'da RF kuvvetlendirici ve süzgecinin birlikte yapılan ölçme sonucu verilmiştir. İki katın birlikte ölçülmesi ortak optimizasyon olanağını sağlamaktadır.



Şekil 6.6 RF Kuv. ve Süzgecin birlikte ölçüm sonucu.

6.3. Yerel Osilatör Ölçümleri

Sentezleyicili yerel osilatör, uzun zaman frekans sabitliği, faz gürültüsü, çıkış seviyesi ve sıcaklıkla frekans değişimi testlerinden geçirilmiş ve sonuç olarak sentezleyicili yerel osilatörün gerektirdiği gibi sabit ve yaklaşık olarak 8dBm çıkış seviyeli osilasyon elde edildiği görülmüştür. Özellikle uzun zaman kararlılığı ve sıcaklıkla değişim test edilmiş ve sonuçların istenen sınırlar içinde kaldığı görülmüştür.

6.4. Ara Frekans Çıkış Kuvvetlendiricisi Ölçümleri

AF katı 500-850MHz bandında kazanç sabitliği ve farklı tabanda çalışmanın getirdiği optimizasyonların belirlenmesi açısından ölçümlere tabi tutulmuş ve yaklaşık olarak istenen değerleri sağladığı görülmüştür.

6.5. Sistemin Toplam Gerçekleştirme ve Ölçümleri

Alt-band çevirici bu dört bloğun bir araya getirilip uygun bağlantı ve besleme devrelerinin eklenmesiyle oluşturulmuştur. Sistem içinde 12V ve 4V'luk iki ayrı besleme gerilimi kullanılmıştır. Ana besleme hattı aynı zamanda çıkış ucu olduğu için LC süzgeç yardımıyla çıkış üzerinden sistem besleme kaynağı alınmıştır.

6.5. Sisteme Uygulanan Testler

a) 1dB bastırma noktası testi,

Bu testler HP 8690B SWEEP osilatör ve HP 8565 spektrum analizörü yardımıyla gerçekleştirilmiştir.

Buna göre;

Tablo 6-1 Test Sonuçları

f:	Çıkış Seviyesi.
2500 MHz	6 dBm
2600 MHz	8 dBm
2686 MHz	8 dBm

Alt-band çeviricinin toplam dönüştürme kazancı 15 dB olarak ölçülmüştür. Bu da ara frekans katının kazancına karşılık gelmektedir.

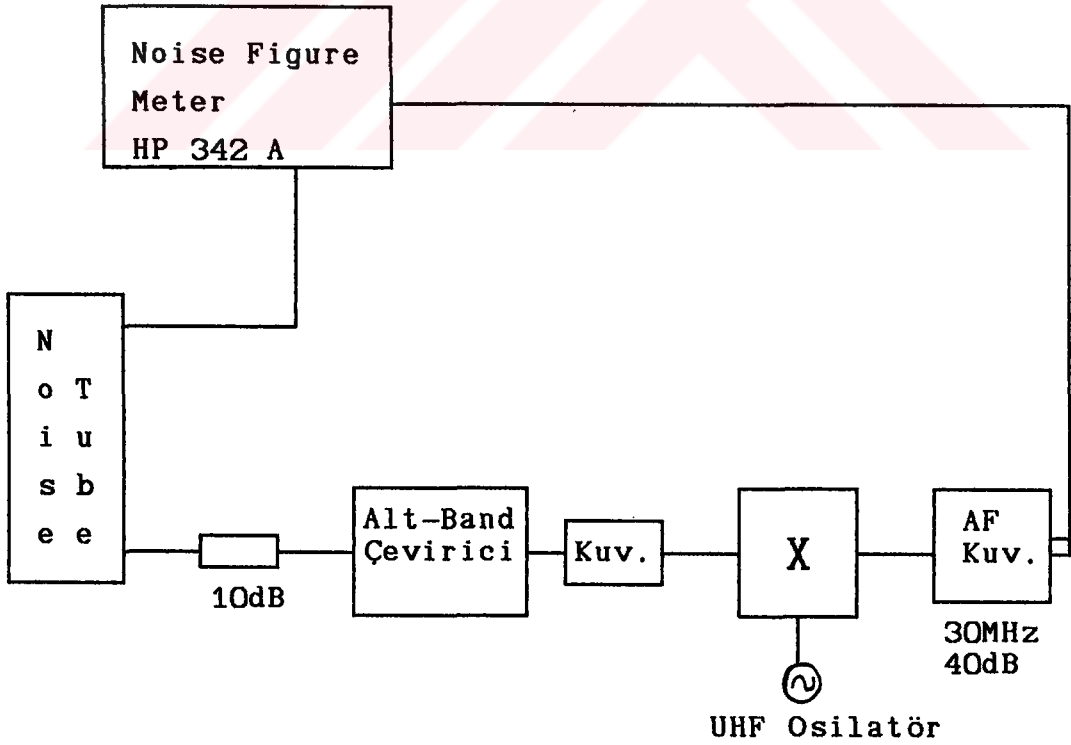
b) İki ton kesişme noktası,

Tablo 6-2 Test Sonuçları

f:	Seviye:
2450 MHz	-18 dBm
2560 MHz	-12 dBm
2686 MHz	-10 dBm

c) Gürültü sayısı ölçümü,

Şekil 6.7'de ölçüm düzenneği görülmektedir. HP342A kullanılarak ve ilgili gürültü kaynağı ile ölçümler yapılmıştır.



Şekil 6.7 Gürültü sayısı ölçüm düzenneği.

Şekil 6.7'deki düzenekle yapılan ölçmeler sonucunda Tablo 6-1 oluşturulmuştur.

Tablo 6-3 Gürültü Sayısı Sonuçları

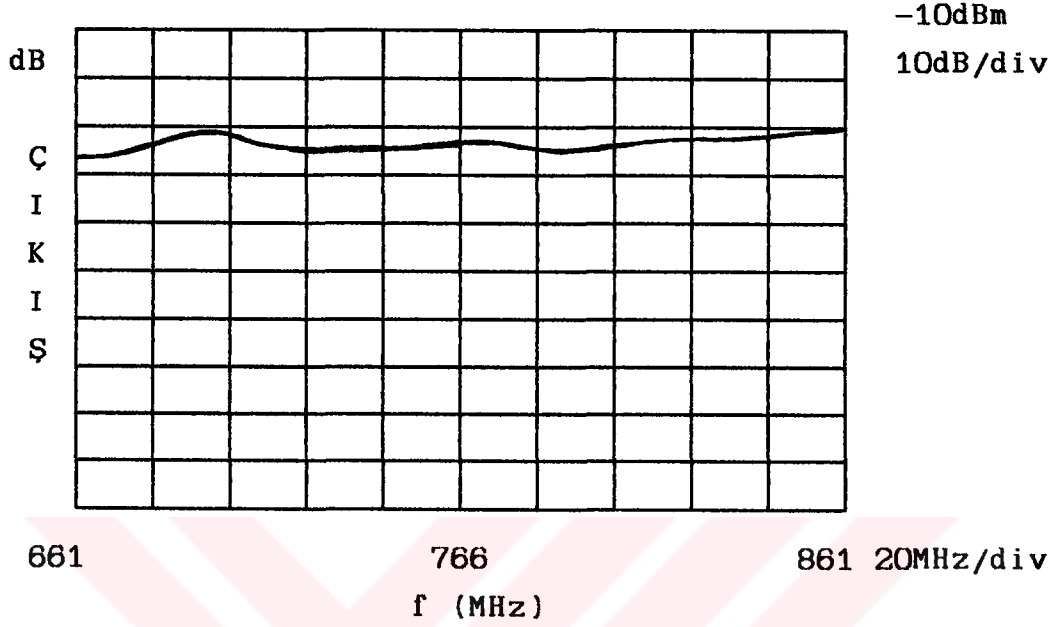
f (MHz)	Toplam NF (dB)
690	7
710	6.5
750	6.5
770	6.5
800	7.5
850	8
900	8.5

Tablo 6-3'de verilen sonuçlar kullanılarak test altındaki sistemin NF'i Friis bağıntısı yardımıyla bulunabilir [7].

d) Alt-band çevirici dönüştürme işlevi ölçümleri,

Alt-band çeviricinin geçiş karakteristiği ölçümleri uzun süreli olarak test edilmiştir. Giriş işareti olarak 2500-2686 MHz uygulanmış HP8690B ve çıkışın f ile değişimi Şekil 6.8'de gösterilmiştir.

Sistemin kutulanması ise alüminyum blok içine freze ile işlenerek yerleştirme şeklinde gerçekleştirilmiştir. Oluşan kutu 90x170mm boyutunda, yüksekliği 40mm'dir. Alıcının girişi N-tipi, çıkışı ise F-tipi bağlantı elemanı kullanarak kutulanmıştır.



Şekil 6.8. Alt-band çevirici çıkışı.

Şekil 6.8'de $P_i = -46$ dBm ve $f_i = 2500-2700$ MHz için çıkış işaretinin değişimi görülmektedir.

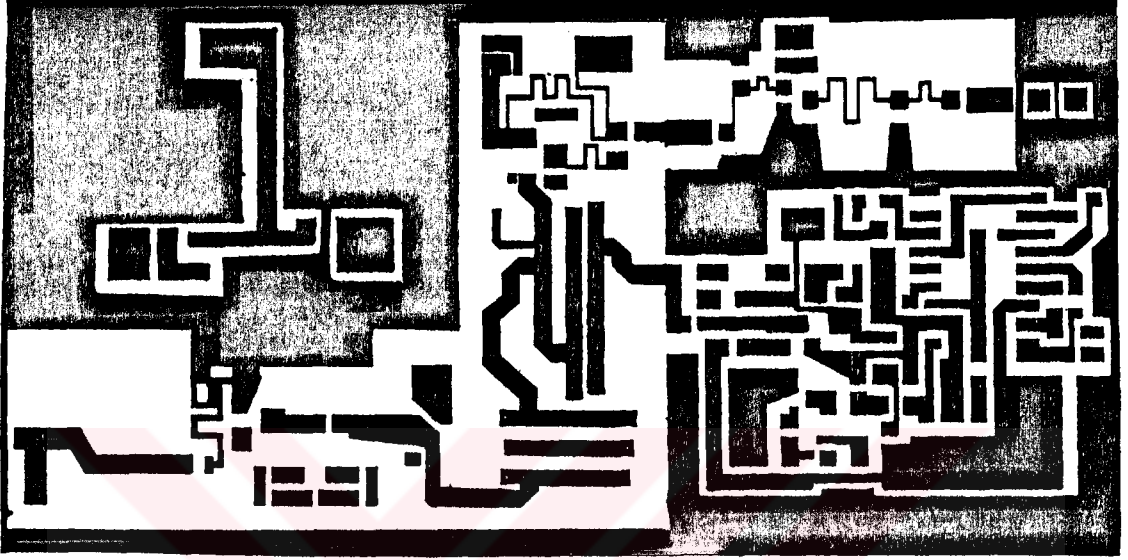
BÖLÜM 7. SONUÇ

Tasarlanan ve gerçekleştirilen band-çevirici ile 2.4-2.7GHz frekans bandı 560-860MHz aralığına, istenen şartları sağlayarak indirilmiştir. Uygulamada sistemi oluşturan blokların sağlaması gereken özellikler belirlenmiş ve bu amaçla prototip halinde gerçekleştirme ve ölçümler yapılmıştır. Ölçüm sonuçları Bölüm 6'da verilmiştir.

Yapılan ölçümler sonucunda genel olarak aranan özelliklerin varlığı belirlenmiştir. Bazı bölümlerde geliştirmelere gerek duyulduğu gözlenmiştir. Örneğin çıkış katı kuvvetlendiricisinin kazancını, iki katlı yapılarak arttırmak düşünülen çözümlerden birisidir. Bu sayede toplam dönüştürme kazancı arttırılmış olacaktır. Ayrıca gürültü sayısını azaltmak için de giriş kuvvetlendiricisinin kazancını arttırmak ve süzgeç kayıplarını azaltma yolunda geliştirmeler yapmak uygun birer çözüm olabilecektir.

Gerçekleştirilen alt-band çevirici mikrodalga çok noktalı dağıtım sistemi (MMDS) için oldukça uygun bir alıcı oluşturmaktadır. Böylece kablolu TV sistemlerine alternatif olabilecek özelliklerdeki bir sistemin alıcısı oluşturulmuştur.

Tasarlanan alt-band çeviricinin Şekil 7.1'de baskılı devresi gerçek boyutuna uygun olarak görülmektedir.



Şekil 7.1 2.4-2.7 GHz alt-band çeviricinin baskı devresi.

KAYNAKLAR

- [1] VENDELIN, G.D., PAVIO, A.M., ROHDE, U.L., Micro-wave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques, J. Wiley & Sons, 1990.
- [2] SOARES, R., GaAs MESFET Circuit Design, Artech House, 1988.
- [3] KRAUSS, H.L., BOSTAIN, C.W., RAAB, F.H., Solid State Radio Engineering, John Wiley & Sons, 1980.
- [4] VENDELIN, G.D., Design of Amplifiers and Oscillators by S-Parameter Method, John Wiley & Sons, 1982.
- [5] HA, T.T., Solid State Microwave Amplifier Design, John Wiley & Sons, 1981.
- [6] CARSON, R.S., High Frequency Amplifiers John Wiley & Sons, 1981.
- [7] SMITH, J., Modern Communication Circuits, Mc Graw Hill, 1986.
- [8] EDWARDS, T.C., Foundations for Microstrip Circuit Design, John Wiley & Sons, 1981.
- [9] SPORKMANN, T., Microwave Filter Design Kit, Compact Software, 1988.
- [10] MATTHAEI, L.G., Interdigital Bandpass Filters, IRE Tran. on MTT, vol-10, No.6, pp.75-87, Nov. 1962.
- [11] WENZEL, R.J., Exact Theory of Interdigital Bandpass Filters and Related Coupled Structures, IRE Tran. on MTT, vol.13, No.5, pp. 559-575, Sept.1965.
- [12] MİLLİ, M., Geniş Bandlı Kuvvetlendirici Tasarımı ve Optimizasyonu için Yeni bir Yaklaşım, MSEE Tezi, 1988.
- [13] HP-APPCAD, Hewlett-Packard, Microwave Application Computer Aided Design Program, 1990.

- [14] ÇAKMAK, M., 950-1750MHz TV Uydu Alıcısı İçin Frekans Sentezleyici Tasarımı, Eylül 1991, Bitirme Ödevi.
- [15] ŞALK, B., MMDS Ara Frekans Kuvvetlendirici Tasarımı, Eylül 1991, Bitirme Ödevi.
- [16] RIZZI, P.A., Microwave Engineering, Prentice Hall, 1988.



ÖZGEÇMİŞ

H.Bülent YAGCI 24 Şubat 1968'de Mersin'de doğdu. İlk Orta ve Lise Öğrenimini Mersin'de Ö.TOROS LİSESİ'nde tamamladı. 1985 de aynı Lise'den birincilikle mezun oldu. Aynı yıl İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümüne girdi. Şubat-1990'da bu bölümden üçüncü olarak mezun oldu. Mayıs-1990'da Elektronik A.B.D. da açılan sınavla Araştırma Görevlisi oldu. 1990-1991 Kış yarısında İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Programı'nda Yüksek Lisans öğrenimine başladı. Halen Elektronik Ana Bilim dalında görevini sürdürmektedir.