

T.C.
SÜLEYMAN DEMİREL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

2.4 GHZ ISM BANDI KABLOSUZ HABERLEŞME
SİSTEMLERİ İÇİN YÜKSELTEÇ TİPİ AKTİF
MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI,
SAYISAL SİMÜLASYONU VE GERÇEKLENMESİ

Suna Beyza ARDIÇ

Danışman: Doç. Dr. Adnan KAYA

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİMDALI
ISPARTA – 2010

TEZ ONAYI

Suna Beyza ARDIÇ tarafından hazırlanan “**2.4 GHz ISM Bandı Kablosuz Haberleşme Sistemleri İçin Yükselteç Tipi Aktif Mikroşerit Anten Tasarımı, Sayısal Simülasyonu ve Gerçeklenmesi**” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı’nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Danışman : Doç. Dr. Adnan KAYA

Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği A.B.D

Jüri Üyeleri :

Prof. Dr. Mustafa MERDAN

Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği A.B.D

Yrd. Doç. Dr. Selçuk ÇÖMLEKÇİ

Süleyman Demirel Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği A.B.D

Prof. Dr. Mustafa KUŞCU
Enstitü Müdürü

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaktan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak gösterilmeden kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İÇİNDEKİLER	i
ÖZET.....	iii
ABSTRACT	iv
TEŞEKKÜR.....	v
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	ix
1. GİRİŞ	1
1.1. Çalışmanın Amacı ve Motivasyon	2
2. KAYNAK ÖZETLERİ	5
3. MATERYAL VE YÖNTEM	8
3.1. Materyal	8
3.2. Yöntem.....	8
3.2.1. Kablosuz haberleşme sistemleri.....	10
3.2.2. WLAN ve WPAN sistemleri.....	13
3.2.2.1. WLAN sistemlerinde kullanılan frekanslar	14
3.2.2.2. WLAN standartları.....	15
3.2.2.3. ETS 300 328 standardı	15
3.2.2.4. IEEE standartları	16
3.2.2.5. IEEE 802.11b standardı	17
3.2.2.6. IEEE 802.11g standardı	17
3.2.3. ISM bandı alıcı verici sistemler	19
3.2.3.1. RF alıcı verici sistem tanımı	19
3.2.3.2. RF alıcı verici model elemanları	25
3.2.3.3. RF alıcı verici performans parametreleri	26
3.2.3.4. ISM bandı alıcı verici sistemlerin uygulama alanları	29
3.2.4. Aktif mikroşerit antenler	30
3.2.4.1. Aktif mikroşerit anten tasarım parametreleri	30
3.2.4.2. Yansıma ve geri dönüş kaybı ölçümü	33
3.2.4.3. Kazanç ölçümü.....	37

3.2.5. RF filtre tasarımı	39
3.2.6. Yükselteç tasarımı	43
3.2.6.1. Güç yükselteci tasarımı	44
3.2.6.2. İşaret gürültü oranı	46
3.2.6.3. Gürültü faktörü	46
3.2.6.4. Gürültü şekli	47
3.2.6.5. IP2 / IP3	47
3.2.6.6. Doğrusallık	48
3.2.6.7. Kararlılık	48
3.2.6.8. Performans	49
3.2.7. CC2590 2.4 GHz ön uç modül	49
4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA	51
4.1. Proje Düzenegi	51
4.2. Modül Elemanları Simülasyonları, Devre Şemaları ve Ölçüm Sonuçları	52
4.2.1. Aktif mikroşerit anten simülasyonları ve ölçüm sonuçları	53
4.2.2. RF filtre simülasyonu ve ölçüm sonuçları	61
4.2.3. Güç yükselteci simülasyonu ve ölçüm sonuçları	63
4.2.4. Düşük gürültü yükselteci simülasyonu ve ölçüm sonuçları	67
4.3. CC2590 2.4 GHz Ön Uç Modül Test Sonuçları ve Analizi	70
4.4. Yükselteç Tipi Aktif Mikroşerit Anten Modülü	73
4.5. Yükselteç Tipi Aktif Mikroşerit Anten Modül Test Sonuçları ve Analizi	74
5. SONUÇ	80
6. KAYNAKLAR	82
EKLER	84
ÖZGEÇMİŞ	96

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

2.4 GHZ ISM BANDI KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN YÜKSELTEÇ TİPİ AKTİF MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI, SAYISAL SİMÜLASYONU VE GERÇEKLENMESİ

Suna Beyza ARDIÇ

**Süleyman Demirel Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**

Danışman: Doç. Dr. Adnan KAYA

Bu tez çalışmasında, ISM Bandı kablosuz haberleşme alıcı verici sistemleri ile uyumlu olabilecek yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü üretilmesi amaçlanmıştır.

Modülün elemanları olan aktif anten, düşük gürültü yükselteci (LNA), güç yükselteci (PA) ve mikroşerit filtre 2.4 GHz frekans bandı için tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Simülasyon ve ölçüm sonuçları ile geliştirilen aktif ve pasif elemanlar RF ön uç yapı şeklinde birleştirilmiştir.

Mikroşerit yapıların analizi ve değerlendirmesinde ve aktif elemanlar ile devre tasarımında Microwave Office program paketinden faydalanılmıştır.

Spektrum analizörü ve mikrodalga ekipmanları kullanılarak alınan ölçüm sonuçları, gerçekleştirilen yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülünün, 802.11b/g standartları çerçevesinde 2.4 - 2.5 GHz frekans bandında çalışmakta olduğunu göstermektedir.

Anahtar Kelimeler: Aktif mikroşerit anten, güç yükselteci, düşük gürültü yükselteci, RF filtre, ISM Bandı alıcı verici, WLAN, LNA, PA.

2010, 97 sayfa

ABSTRACT

M.Sc. Thesis

THE DESIGN, NUMERICAL SIMULATION AND REALIZATION OF AMPLIFIER-TYPE ACTIVE MICROSTRIP ANTENNA FOR WIRELESS DATA COMMUNICATION IN 2.4 GHZ ISM BAND

Suna Beyza ARDIÇ

**Süleyman Demirel University
Graduate School of Applied and Natural Sciences
Department of Electronic and Communication Engineering**

Supervisor: Assoc.Prof.Dr. Adnan KAYA

In this thesis, it has been aimed to produce an amplifier-type active microstrip antenna module compatible with ISM Band wireless communication receiver – transceiver systems.

Elements of the module, which are active antenna, low noise amplifier (LNA), power amplifier (PA) and microstrip antenna, were designed and realized for the 2.4 GHz frequency band. The active and passive elements improved through outcomes of simulations and measurements were combined in the shape of RF front end.

In the analysis and evaluation of microstrip structures and in the circuit design with active elements, ‘The Microwave Office’ package programme was used.

The measurement results obtained through the use of spectrum analyzer and microwave equipment indicate that the realized amplifier-type active microstrip antenna module operates in 2.4 - 2.5 GHz frequency band in the frame of 802.11.b/g standards.

Key words: Active microstrip antenna, power amplifier, low noise amplifier, RF filter, ISM Band transceiver, WLAN, LNA, PA.

2010, 97 pages

TEŐEKKÖR

Bu araştırma için beni yönlendiren, karşılaştığım zorlukları bilgi ve tecrübesi ile aşmamda yardımcı olan değerli Danışman Hocam Doç. Dr. Adnan Kaya' ya teőekkürlerimi sunarım.

1798-YL-09 No' lu Proje ile tezimi maddi olarak destekleyen Süleyman Demirel Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim Birimi Başkanlığı' na teşekkür ederim.

Tüm çalışmalarımnda her an desteklerini yanımda hissettiğim aileme sonsuz sevgi ve saygılarımı sunarım.

Suna Beyza ARDIÇ
ISPARTA, 2010

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 3.1. Elektrik ve manyetik alan	10
Şekil 3.2. Kablosuz haberleşme uzayı.....	13
Şekil 3.3. ISM Band	14
Şekil 3.4. ISM bandı alıcı verici sistem blok şeması	19
Şekil 3.5. RIM Blackberry PDA	23
Şekil 3.6. Mikroşerit ışınma	31
Şekil 3.7. Yönlü kuplör	33
Şekil 3.8. Kuplör fiziksel gösterimi	34
Şekil 3.9. İlk ölçüm	35
Şekil 3.10. İkinci ölçüm	36
Şekil 3.11. Mikroşerit hat yapısı	41
Şekil 3.12. Mikroşerit Filtre Tasarımı.....	41
Şekil 3.13. Mikroşerit filtre üzerindeki akım ve ışınma dağılımı	42
Şekil 3.14. IP3, CP1dB parametrelerinin grafiksel gösterimi.....	48
Şekil 3.15. CC2590 2.4-GHz RF ön uç modül	50
Şekil 3.16. CC2590 Blok Şeması.....	50
Şekil 4.1. SDÜ Mikrodalga Laboratuvarı cihazları	51
Şekil 4.2. Spektrum Analizör FSH6.....	51
Şekil 4.3. PCB Üretim İstasyonu	52
Şekil 4.4. Ölçüm düzeneği	52
Şekil 4.5. Meander antenin geometrisi.....	55
Şekil 4.6. Meander anten 3D geometrisi.....	56
Şekil 4.7. Meander antenlerin geri dönüş kaybı simülasyon karakteristiği	56
Şekil 4.8. Meander antenlerin benzetim E-düzlemi ışınma örüntüsü	57
Şekil 4.9. Meander II anten	59
Şekil 4.10. Meander II antenin geri dönüş kaybı ölçüm karakteristiği	60
Şekil 4.11. 2.4 GHz mikroşerit filtre tasarımı	61
Şekil 4.12. 2.4 GHz mikroşerit filtre S11, S21 simülasyon performansı.....	61
Şekil 4.13. 2.4 GHz mikroşerit filtre.....	62
Şekil 4.14. 2.4 GHz mikroşerit filtre S11 ölçüm grafiği	62

Şekil 4.15. 2.4 GHz iki katlı A-sınıfı güç yükselteci (PA) açık devre şeması.....	64
Şekil 4.16. Güç yükselteci S-parametreleri benzetim grafiği	64
Şekil 4.17. Güç yükselteci güç spektrumu benzetim grafiği.....	65
Şekil 4.18. Güç yükselteci PAE benzetim grafiği.....	65
Şekil 4.19. 2.4 GHz iki katlı A-sınıfı güç yükselteci (PA) devre kartı	66
Şekil 4.20. 2.4 GHz iki katlı A-sınıfı güç yükselteci (PA) ölçüm karakteristiği	66
Şekil 4.21. Düşük gürültü yükselteci açık devre şeması.....	68
Şekil 4.22. Düşük gürültü yükselteci S-parametreleri benzetim sonuçları	69
Şekil 4.23. Düşük gürültü yükselteci baskı devre kartı.....	69
Şekil 4.24. Düşük gürültü yükselteci S-parametreleri ölçüm sonuçları.....	69
Şekil 4.25. CC2590 modül alıcı modu transfer parametresi ölçüm grafiği	71
Şekil 4.26. CC2590 modül verici modu transfer parametresi ölçüm grafiği	71
Şekil 4.27. Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü baskı devre şeması	73
Şekil 4.28. Modül alıcı modu transfer parametresi ölçüm grafiği	77
Şekil 4.29. Modül verici modu transfer parametresi ölçüm grafiği	77

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. ISM Bandı Frekans Kanalları (Öztürk, 2004).....	15
Çizelge 3.2. IEEE 802 Kablosuz Ağ Standartları (IEEE, 2009).....	18
Çizelge 4.1. Substrat özellikleri	53
Çizelge 4.2. Ölçümleri yapılan çeşitli geometrilerdeki mikroşerit antenler	54
Çizelge 4.3. Meander antenlerin benzetim ışınım karakteristiği	58
Çizelge 4.4. Meander antenlerin benzetim performans özeti.....	59
Çizelge 4.5. Meander II antenin performansı.....	60
Çizelge 4.6. 2.4 GHz mikroşerit filtre benzetim performansı.....	63
Çizelge 4.7. 2.4 GHz iki katlı güç yükselteci (PA) benzetim performansı	67
Çizelge 4.8. Düşük gürültü yükselteci benzetim performansı	70
Çizelge 4.9. CC2590 modülün farklı anten geometrileriyle transfer parametresi	72
Çizelge 4.10. Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü malzeme listesi.....	74
Çizelge 4.11. Modül verici modu katların kazancı	75
Çizelge 4.12. Modül alıcı modu katların kazancı ve gürültü şekli.....	75
Çizelge 4.13. Modülün alıcı modu benzetim performans karakteristiği.....	76
Çizelge 4.14. Modülün verici modu benzetim performans karakteristiği.....	76
Çizelge 4.15. Modülün farklı anten geometrileriyle transfer parametresi	78
Çizelge 4.16. Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü performans özeti.....	79

SİMGELER VE KISALTMALAR

ADC	Analog Digital Converter
AF	Alçak Frekans
AM	Amplitude Modulation
ASK	Amplitude Shift Keying
BJT	Bipolar Junction Transistor
Bps	Bits Per Second
CDMA	Code Division Multiple Access
CEPT	European Conference of Postal and Telecommunications
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
dB	Desibel
DC	Direct Current
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DP	Dairesel Polarize
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum
ETSI	European Telecommunications Standard Institute
f	Frekans
F	Gürültü Faktörü
FEM	Finite Element Method
FET	Field Effect transistor
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FM	Frekans Modülasyonu
FSK	Frequency Shift Keying
G	Kazanç
GaAs	Gallium Arsenide
GHz	Giga Hertz
GSM	Global System for Mobile Communications
I	Akım Şiddet Birimi
I/O	Input / Output
IC	Integrated Circuit
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

IF	Intermediate Frequency
IrDA	Infrared Data Association
ISM	Industrial, Scientific and Medical
ITU	International Telecommunication Union
K	Kararlılık
L	Uzunluk
LO	Lokal Osilatör
m	Metre
Max	Maksimum
Mbit	Mega Bit
Mbps	Megabits per second
MCM	Multichip Module
MDS	Minimum Detectable Signal
MHz	Mega Hertz
MIC	Microwave Integrated Circuits
mm	Milimetre
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuits
MOM	Method of Moments
Mv	Milivolt
NF	Noise Figure
nm	Nanometre
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
P	Power
PAE	Power Added Efficiency
PC	Personal Computer
PCMCIA	Personal Computer Memory Card International Association
PCS	Personel Communications Systems
PM	Phase Modulation
PSK	Phase Shift Keying
R	Resistance
RF	Radyo Frekansı
RL	Return Loss

S11	Input reflection coefficient
S12	Reverse isolation
S21	Gain
S22	Output reflection coefficient
SD-EFIE	Spectral-Domain Electric Field Integral Equation
SIP	System In Package
SiGe	Silicon Germanium
SNR	Signal Noise Ratio
SRD	Short Range Device
T	Temperature
TDMA	Time Division Multiple Access
UMTS	Universal Mobile Technology System
UWB	Ultra Wideband
V	Voltaj
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area
WPAN	Wireless Personal Area
μ	Magnetic Permeability
Ω	Ohm

1. GİRİŞ

Günümüz kablosuz ve mobil haberleşme sistemlerinde daha küçük boyutlar ve geniş bant ihtiyaçları söz konusudur. Bu nedenle kompakt ve geniş bant mikroserit antenlerle ilgili çalışmalar her geçen gün artmaktadır. Geniş bant, bant genişliği arttırılmış çift frekanslı, dairesel polarize edilmiş ve kazancı arttırılmış çalışmalar son birkaç yıldır yapılmıştır (Ramadin, 2005).

Daha hızlı veri transferi yapmak amacı ile birçok modülasyon tipi geliştirilmiş ve değişik kablolu ve kablosuz protokoller oluşturulmuştur. Cep telefonu sistemlerinin yaygınlaşması ile dikkat çekmeye başlayan kablosuz haberleşme sistemleri, daha hızlı veri alışverişine olanak sağlayan yapıları ile yeni oluşturulan protokoller içerisinde kullanımı en hızlı artan sistemler olmuşlardır. Kablosuz sistemler, özellikle kısa mesafe veri iletişim sistemleri içerisinde, en az kablolu olanlar kadar hızlı ve güvenilir olmaktadır. Kablosuz yerel alan ağ (WLAN) sistemleri, entegre devre teknolojileri ile üretilebilmekte ve böylelikle düşük maliyetli sistemler oluşturulabilmektedir (Rappaport vd., 2002). Kısa mesafe, hızlı veri alışverişine uygun kablosuz haberleşme protokolü olan IEEE 802.11b/g, 2.4–2.5 GHz bandında çalışmakta ve geniş bir kullanım alanına sahip olmaktadır. “Çok Geniş bantlı” (UWB - WiMAX) haberleşme sistemleri, ihtiyaçlara cevap olabilecek düzeyde kapasiteye sahiptir ve geleceğin önemli haberleşme sistemleri olmaya aday protokollerdir. UWB haberleşme sistemleri, 3.1-10 GHz gibi çok geniş bir frekans bandını kullanabilmektedir. Tüm bu gelişmiş sistemlerde RF ön-uç modüller çok önemlidir (Ramadin, 2005).

RF ön uç (front-end) modüller, sayısal temel bant sistem ve anten arasındaki her şey olarak tanımlanabilir. Alıcı için, bu ara bölge filtreler, düşük gürültülü yükselteçler ve aşağı dönüştüren karıştırıcıları içerir. Bu katlar antenden alınan modüle edilmiş işareti işleyerek, temel bantta analog sayısal işaret (ADC) çeviriciye uygun bir giriş işaretine çevirirler. Bu nedenlerle RF ön arka uç modüller, alıcının RF temel bant bölümleri olarak adlandırılır. Alıcı tasarımında öncelikle duyarlılık ve seçicilik parametreleri göz önüne alınmalıdır. Verici tasarımında ise yüksek güç yükselteçleri

kullanılarak sinyaller işlendiğinden lineer olmama durumu öncelikle düşünölmelidir. Bu farklılara rağmen alıcı ve vericide lokal osilatör gibi ortak elemanlar mevcuttur. Analogdan sayısalı hızlı geçişle beraber ön arka uç fonksiyonları gerekli performans, maliyet, boyut ve güç tüketimi faktörleri dikkate alınarak yorumlanmalıdır (Rohde, 2000).

Tüm bu alıcı verici sistemler günümüzde çok geniş uygulama alanları bulmaktadır. ISM Bandı alıcı- verici sistemlerin, endüstriyel ve medikal uygulama alanlarının örnekleri olarak W-LAN, endüstri RF kontrol, telemetri, 2.4GHz WLAN, kablosuz video, TV ve uzaktan kontrol edilen veri iletimi, PC' den PC'ye veri bağlantısı, kablosuz PC dış birimleri (kulaklık, fare, klavye, yazıcı, hoparlör), robotbilim, kısa mesafe yer altı telsiz telefon, anahtarsız giriş, RF kimlik, akıllı mutfak, Bluetooth, DSSS 2.4 GHz WLAN (IEEE802.11b), OFDM, Access Points, PCMCIA v.b. alanlar verilebilir (Geier, 2002).

1.1. Çalışmanın Amacı ve Motivasyon

Proje kapsamında ilk olarak, ISM bandı alıcı verici sistemleri için anten tasarımı yapılacak ve mikrodalga devre teknolojisi kaynaştırılacaktır. Empedans bant genişliği artırılarak, ışımaya örüntüsü iyileştirilecek ve geri dönüş kaybını azaltmak için yeni devre eleman modelleri tasarlanacaktır. Işıma, verimlilik, kazanç, bant genişliği, giriş empedansı gibi aktif anten karakteristikleri, aktif negatif kapasite ve pi şeklinde uyumlandırma devreleri ile iyileştirilecektir. Bu tezdeki temel amaç, gerekli geliştirme çalışması sonucunda ses ve görüntünün, düşük maliyetli, basit, iletişim kalitesi yüksek, düşük güçlü, özellikleri artırılmış bir alıcı verici sistemin, aktif mikroşerit anten bileşenini tasarlamak ve bu sistemin giriş duran dalga oranı, bant genişliği ve yüksek kazanç performansını, yükselteç gibi aktif devreler kullanarak geliştirmektir.

Tasarlanacak sistem ile oluşturulacak sonuçların ulusal boyutta yaygınlaşabilmesi için güç, emisyon tipi, çalışma aralığı, anten (özellikle), RF alan yoğunluğu, frekans tahsisi, iletişim kalitesi gibi kriterler geliştirilecektir. Empedans ayarlama devreleri RF yükselteçler, anten uyumlandırma devreleri gibi çeşitli elektronik uygulamalarda

kullanılmaktadır. Bu tip uyumlandırma sistemleri anten ve ön parça arasında uyumlandırma sağlamaktadır. Elektromanyetik şartların değişmesi, sistemlerdeki karmaşıklık seviyelerinin artması uyumlandırma sistemlerine olan ilgiyi arttırmaktadır. Öncelikle yük altında ön modüller optimum verimlilikle çalışmazlar. Yansıyan güçler nedeniyle antenden ışıyan güçte azalma olmaktadır. Literatürde bulunan aktif anten tasarımlarında genellikle kazancın, ışımanın ya da gürültü faktörünün en uygun şekle girmesi üzerinde yoğunlaşmıştır. Mikroşerit antenler alt tabakaya (substrate) bağlı olarak ışımaya yaparlar. Mikroşerit antenler kompakt yapıları, düşük maliyetleri, düşük profilleri ve baskı devre teknolojisinde kolaylıkla kullanılabilirleri nedeniyle oldukça sık kullanılan elemanlardır. Bu antenlerin önemli bir avantajı da mikrodalga bütünleşmiş devrelerle kolaylıkla birleştirilerek üretilebilmeleridir. Mikroşerit antenler kolaylıkla polarizasyon belirleyebilmeleri ve aktif devrelerle uyumu ile sistem ihtiyaçlarını karşılayabilmeleri nedeniyle askeri ve sivil sektörde uygulama alanı bulmaktadır. Aktif verici – alıcı sistemlerinde mikroşerit antenler kullanıldığında, antenlerin dar bant genişlikleri, iyi olmayan polarizasyon özellikleri, limitli güç kapasitesi ve tolerans problemleri de sisteme eklenir. RF sistemlerde performans parametrelerini iyileştirmek için aktif entegre mikroşerit anten geometrileri kullanılır. Aktif antenlerde geleneksel 50 Ohm giriş çıkış portları yerine mikrodalga devrelerden yararlanılmaktadır. Tipik aktif mikroşerit antenlerde varikap diyot gibi iki terminalli RF elemanlar, ya da GaAs FET gibi 3 terminalli devre elemanları kullanılmaktadır.

Sonuçta, daha etkin anten sistemi geliştirilerek ve performansı artırılmış önerilecek yeni anten geometrileri ile çoklu medya ve yerel sistem, RF-link ve hatta biyomedikal (örneğin kablosuz EEG ölçümleri) uygulamalarda kullanılacak aktif alıcı verici modül tasarımı yapılarak laboratuvar testleriyle devrelerin, taşınabilir ve kullanıcı dostu bir alıcı verici sistem için gerçekleştirilmesi amaçlanmaktadır.

Projemizde geliştirilecek iletişim sisteminin hedefleri daha az karmaşıklık, düşük güç tüketimi, birlikte çalışabilirlik, sonradan sisteme eklenecek bantların kolay adaptasyonu olarak özetlenebilir. Piyasa araştırmaları sonucu yurt içinde bu tür sistemlerin tasarımı veya üretimi olmadığı anlaşılmaktadır. Bu nedenle bu ihtiyaç

yurt dışı firmalardan karşılanmaktadır. Bu projenin gerçekleştirilmek istenmesinin başlıca pratik amaçlarını şöyle sıralayabiliriz;

- a) Yurt dışından temin edilen bu sistemlerin yurt içinde tasarlanması, üretilmesi, gerektiğinde uygulama ihtiyaçları doğrultusunda özgünleştirilmesi,
- b) İthalat yoluyla temin edilen sistemlerin çok yüksek olan idame (bakım, onarım) masraflarının düşürülmesi,
- c) Yurt dışında da sayılı firma tarafından üretilen bu cihazların yurt dışına satış potansiyelinin olması.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

Richards (1948), mikrodalga filtre tasarımına yeni bir teori kazandırmıştır. Richards'ın teoremi; toplu elemanlar ile tasarlanan filtrenin, ayrık iletim hatlarına dönüşümüne dayanmaktadır. Richards'ın dönüşümleri, K. Kuroda'nın dört tanımlaması ile birleşmektedir. Bu tanımlamalar ile; toplu elemanlar filtre prototipi, açık ve kısa devre iletim hattı dalları ile fiziksel olarak gerçekleştirilmektedir.

1994 yılında Lin vd. besleme hattı ile anten arasına aktif elemanlar kullanılarak bant genişliğinin arttırıldığı çalışmalar yapmıştır. Çalışmasında aktif entegre antenlerin gelişimini ve farklı tiplerdeki aktif entegre antenlerin devre yapılarını incelemiştir. Entegreler ile düşük profilli pasif anten elemanları birleştiren çeşitli devreler gösterilmiştir. Yarı optik güç birleştirici diziler ve ışın tarama fazlı dizilerin uygulamalarını incelemiştir. Modern MIC ve MMIC fabrikasyon teknolojisi kullanımı ile, Kompakt, hafif ve düşük maliyetli aktif entegre antenler üretilmiştir. Üstelik aktif entegre antenlerin lineer olmayan elektromanyetik simülasyonları da tartışılmıştır.

Geleneksel radar ve kablosuz sistemlerde antenler ile devreler birbirlerinden ayrı birer alt sistem olarak düşünülürdü. Bu iki topluluk tarafından antenler kendi alanlarında haberleşme sisteminin bir alt sistemi olarak gelişimini sürdürdü. Aktif entegre antenler, antenin yüzeyine entegre bir elemanın yerleştirilmesi ile oluşur. Bütün sistem anten ile birlikte bir ışınım yayıcı gibi davranır (Pozar, 1998).

Lin vd. (1999a), 2.4 GHz yükselteç tipli dairesel polarize (DP) aktif mikroşerit antenlerin tasarımı çalışmasında, alıcı için düşük gürültülü yükselteç (LNA) ve verici konfigürasyonu için A sınıfı güç yükselteci kullanmıştır. İki adet ortogonal besleme için Lange kuplör kullanan 2.4 GHz DP kare mikroşerit anten tasarlamıştır. Mikroşerit antenin boyutları, giriş SWR, akım dağılımı ve ışınım örüntülerini doğru bir biçimde belirlemek için spektral-dağarcık elektrik alan integral denklem (SD-EFIE) tekniğinden faydalanılmıştır. Yarı dengeli yükselteçler (PA, LNA) tasarlamış ve verici ya da alıcı tipli DP aktif mikroşerit anten oluşturmak için mikroşerit anten

ile entegre etmiştir. Mikroşerit anten/yükselteç modülleri toprak düzlemleri birbirine lehimlemek suretiyle, iki adet FR-4 malzeme üzerinde üretilmiştir. Bu çalışmada, DP aktif mikroşerit antenlerin potansiyel uygulama alanlarının endüstriyel, bilimsel ve medikal (ISM) bant kablosuz telefonlar veya kablosuz yerel ağlar için baz istasyon antenlerini kapsadığını belirtmiştir.

Çok çipli modüller; karıştırıcı, demodülasyon, yükseltme, filtreleme ve dedeksiyon gibi sinyal işleme olaylarında büyük bir fonksiyonellik sağlarlar (SIP system-in-package veya multichip module MCM). Bu nedenle, çok çipli ön uç modüller, özellikle son yıllarda RF alıcı verici tasarımına olan eğilimin artması ile önem kazanmıştır. Sistem bütünleşme seviyesindeki sürekli artış nedeniyle tek çip içinde daha fazla fonksiyona ihtiyaç duyulmaktadır ve bu karmaşıklığı arttırmakta ve performansı düşürmektedir. Alıcı verici sistemlere olan bu eğilimin sürekli artması nedeniyle, özellikle tüketiciler, düşük maliyet, düşük güç tüketimi (mobil ve taşınabilir ürünler), küçük boyutlar istemektedirler (Rappaport vd., 2002).

Düzlemsel iletim hatlarından olan mikroşerit hatlar ise, ITT laboratuvarlarında geliştirilmiştir. İlk mikroşerit hat çok kalın bir dielektrik tabakası üzerinde gerçekleştirilmiştir. Dolayısıyla bu yapıda çok fazla frekans dağılması meydana gelmiştir. Bu karakteristik, kalın mikroşerit yerine şerit hattın kullanılmasına neden olmuştur. 1960'larda bu yapının dielektrik malzemesi çok ince hale getirilmiş ve istenilen frekans karakteristiğine ulaşılmıştır. Böylece mikroşerit hat mikrodalga devrelerinde tercih edilen bir yapı haline gelmiştir (Lee, 2004).

Öztürk, 2004 yılındaki tez çalışmasında, kullanıcılara hareket serbestliği ve bilgiye her yerden her zaman ulaşma imkanı sağlayan Kablosuz Yerel Alan Ağlarında (Wireless Local Area Networks, WLAN) kullanılan teknolojiler, standartlar, düzenlemeler ve ülke örnekleri incelenmiş, Türkiye'deki mevcut durum ve sektör beklentileri tespit etmiştir. Çalışma boyunca, uluslararası kuruluşlar ve düzenleyici otoriteler ile yazışmalar, ilgili taraflar için düzenlenen anketler ve her türlü yayın üzerindeki araştırmalar yoluyla, WLAN sistemleri ile ilgili düzenlemeler incelenmiştir. Yapılan bu inceleme ve araştırmalar, WLAN sistemlerinin bir çok

gelişmiş ülkede yaygın olarak kullanıldığını, Türkiye’de ise gerekli düzenlemelerin yapılmamış olması nedeniyle yaygın olmadığını göstermektedir. Sonuç olarak, Türkiye’deki bilgi toplumu olma çabalarına katkı sağlayacağı düşünülerek, WLAN hizmetlerinin gelişmesine ve yaygınlaşmasına imkan veren bir düzenleme önerisi sunulmaktadır.

Maci vd., 2007 yılındaki çalışmasında; çift bant ve çift polarize çalışan yama antenlerin iki yeni konfigürasyonu tanıtmıştır. Kare ve çapraz yama geometrisi tek bir substrat üzerine basılmışlardır, çift frekans ve çift polarizasyon davranışı kenarlara yakın dört dar yarık aracılığı ile elde edilmiştir. Üstelik tek besleme noktası kullanırken oldukça tatmin edici bir eşzamanlı uyumlandırma performansı ortaya çıkar. Çift rezonanslı frekansları öngörmek üzere, basit ve doğru tasarım formülleri fiziksel bir modeli temel alarak türetilmiştir ve tam dalga analizi kullanılarak test edilmiştir. Bazı prototipler de uygulamaya konulup ölçülmüştür.

Görür, 2007 yılındaki çalışmasında, mükemmel performansı sürdürerek çift modlu mikroşerit filtrelerin boyutlarını küçültmek için, yeni bir filtre geometrisi ortaya atmıştır. Bu yeni filtre yarıkli yapıya dayalı çift modlu rezonator içerir. Düz bir hat boyunca yer alan giriş çıkış besleme hatlarının, filtre tepkisi üzerindeki etkisi çift modlu filtre yönüyle incelenmiştir. Önerilen çift modlu mikroşerit rezonatörün, dejenere modları arasındaki eşleşme, pertürbasyon büyüklüğüne bağlı olarak gözden geçirilmiştir. Reel ve sanal eksen iletim sıfırları (TZs) ile birlikte iki adet çift modlu mikroşerit bant geçiren filtre tasarlanmış, üretmiş ve pozitif ve negatif uyumlandırma katsayısının tanımlanması geçerliliğini belgelemek üzere bu uygulamaları ölçüme tabi tutmuştur.

Bowick 2008 yılında, ön uç arka (front end) modüller birkaç bütünleşmiş devreden (IC) oluşmakta olduğunu ve bu bütünleşmiş devrelerin geleneksel silikon CMOS ve gelişmiş silikon germanyum (SiGe) teknolojileri kullanılarak gerçekleştirilebildiğini açıklamıştır.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Materyal

RF devre tasarım ve simülasyonu için endüstride çeşitli yazılım paketleri bulunmaktadır. Bu çalışmada, Moment Metodu kullanan Applied Wave Research's Microwave Office programı, tasarım prosesinde daha fazla esneklik sağladığı için seçilmiştir. Moment Metodu (Method of Moments, MoM) bu tür problemlere uygulanmak için idealdir. Moment Metodu'nda Maxwell' in integral denklemleri matris formuna dönüştürülürler. Daha sonra, dalga boyuyla orantılı tel ızgaralarla modellenmiş katı yapılardan yayılan elektrik alan, segmanlara bölünmüş teller üzerinde oluşturulan matrislerin çözümlerinin birleştirilmesiyle hesaplanabilir. Bu metot, kompleks yapılar ve antenler içeren platformların analiz ve sentezi için geniş uygulama alanı bulmuştur (Harrington, 1968).

Projede üretimini yaptığımız sistemde gereksinim duyulan, çift yüzlü, çok katlı, ince hatlı, küçük delikli, yüzeye monte elemanların kullanıldığı, yoğun elemanlı baskı devre kartları tasarımı ve üretimi planlanmaktadır. Bu nedenle, değişik standart gereksinimleri karşılayabilecek şekilde üretilecek baskı devre kartlarında, kalay-kurşun, selektif lehim ve pozlanabilir lehim maskesi gibi değişik yüzey işlemleri uygulanabilmektedir.

3.2. Yöntem

Tez çalışmamın planı aşağıdaki işlevlerin tümünü kapsayacak biçimde pek çok alt çalışmadan oluşmaktadır;

1. Tasarım ve modelleme

Tasarlanan sistemin performansını belirlemek için AWR Microwave Office gelişmiş simülatörü kullanılmıştır. Bu tezin gerçekleştirilmesi aşamasında deney düzeneğinde, anten ve mikrodalga deney cihazları, spektrum analizör, mikrodalga üreteç, elektrik

ve manyetik alan probu, RF güçmetre, RF dedektör, yönlü kuplör, bölücü ve birleştiriciler ve anten test ekipmanları kullanıldı.

2. Analiz ve değerlendirme

Mikroşerit anten yapılarının karakteristik özelliklerine ilişkin bilgisayar benzetimleri Moment yöntemini kullanan benzetim programları ile yapılan teorik çözümler karşılaştırılarak elde edildi. Özellikle belli geometriler için elde edilen sayısal veriler, elde edilen çözümlerle sonuçları ile karşılaştırıldı.

Bu benzetimlerde yapılan hata ve duyarlılık çözümlenmeleri ışığında en iyi anten yapılarının tespiti yapıldı. Pi uyumlandırma devresi kullanılarak yapılan antenli uygulamada ve oluk yüklü anten uygulamasında teorik, benzetim ve laboratuvar çalışmalarında sonuçların iyi derecede örtüştüğü gösterildi. Uyumlandırma seviyesi de devre parametreleriyle değiştirilerek artırılabilir. Yapılacak teorik analizlerden devre elemanlarının seçilebileceği limitler incelendi. Performans geliştirmede kullanılacak yaklaşımlar farklı anten modelleri kullanılarak, alıcı verici sistemler için en iyi aktif anten modelleri belirlenmeye çalışıldı. Kurulacak matematiksel bağıntılar yardımı ile ölçümlere ilişkin en yüksek performans çözümlenmesi yapıldı.

3. Uygulama ve güncelleme

Bu evrede, tasarımın çıktıları kullanılarak sistem geliştirildi. Sistemin gerçekten analizde belirtilen gereksinimleri karşılayıp karşılamadığı ve doğru çalışıp çalışmadığı test edildi. Bu evre, genel olarak sistemin testler ve kullanıma sunulmasından sonra gerçekleşen sorunları düzeltmeyi kapsamaktadır.

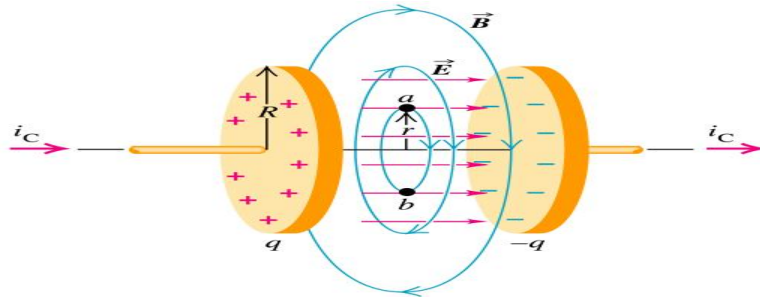
Performansları benzetim ile artırılan modül elemanları birer sistem olarak üretildi ve ölçümleri yapıldı. Üretim aşamasında çift yüzlü, çok katlı, ince hatlı, küçük delikli, yüzeye monte elemanların kullanıldığı, yoğun elemanlı baskı devre kartları kullanıldı. Ölçüm ve benzetim sonuçları değerlendirildi.

Aktif mikroşerit anten ve yükselteç elemanları birleştirilerek, 2.4 GHz ISM Bandı RF-ön uç uygulamalarında kullanılabilecek aktif alıcı verici taşınabilir bir cihaz için gerekli olan yükselteç tipi aktif mikroşerit anten prototipi gerçekleştirilmesi tamamlandı. Gerçeklenen devrelerin ölçümleri yorumlanarak, gerekli görülen simülasyonlarda ve üretilen devrelerde, performans artırıcı değişiklikler yapıldı ve var olan sorunlar giderildi.

Ayrıca, ölçüm ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması ve analizi ile, üretilen bu modülün IEEE802.11b/g standartları ile uyumlu alıcı-verici sistemlerde etkili olarak kullanılabileceği gösterildi.

3.2.1. Kablosuz haberleşme sistemleri

Hertz kullandığı ilk anteni Maxwell denklemlerinden yola çıkarak yapmıştır. Deneyinde, uzaya yayın yapabilmek için elektrik ve manyetik alanlarını, devre elemanları içine hapsedilmekten kurtarmıştır (Şekil.3.1.). Devre elemanı olarak imal edilen bir kondansatörde E alanını kondansatör levhaları arasına hapsedmek ister ve bunun için levhaları birbirine çok yakın olacak şekilde konumlandırır. Aynı şekilde bobinlerde de, içinden akım geçen iletkeni sıkı sıkı sararak, alanın sarımlar içine hapis edilmesini sağlamıştır. Böylece anten teknolojisinin temellerini atmış ve daha fazla çalışma yaparak yeni antenler geliştirmiştir (Buchwald, 1994).



Şekil 3.1. Elektrik ve manyetik alan (Buchwald, 1994)

90' lı yıllarda ikinci nesil hücreli kişisel iletişim sistemleri PCS (Personal Communications Systems) geliştirilmiştir. Yeni sistemler, zaman bölümlü çoklu erişim TDMA (Time Division Multiple Access) ve dar bant kod bölümlü çoklu erişim CDMA (Code Division Multiple Access) standartlarına dayanmaktadır. Sayısal teknoloji kullanan yeni teknolojiler, analog sistemlere nazaran daha yüksek kapasiteli veri iletimine sahip olmalarına rağmen, halen spektrum kullanımında etkili değildir ve yeterince yüksek hızda veri taşıyamamaktadırlar. Ayrıca harici frekans girişimlerine karşı korunaklı değildir (Öztürk, 2004).

Başlangıçta, sadece “s” harfinin kodlanarak iletebilmesi için büyük vericilere ve anten alanlarına ihtiyaç duyan radyo teknolojisi bugün, taşınabilir ve avuç içi bilgisayarlarına takılan özel kartlarla 54 Mbps hızında İnternet erişimine imkan sağlayan bir duruma gelmiştir. 2.4 GHz bandında ve IEEE 802. protokollerinde çalışan bu sistemler, üniversite yerleşkelerinde, havalimanlarında, alış-veriş merkezlerinde kullanılmaya başlanmıştır (Öztürk, 2004).

Geliştirilen bu iletişim teknikleri ile birlikte bir sıra farklı iletişim teknolojileri de geliştirilmiş durumdadır. Bunların da kendilerine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Kullanım alanına ve amacına göre bu teknolojiler birbirinden farklılık arz etmektedir. Bu teknolojiler IrDA, DECT, Home RF, Zigbee ve Bluetooth olarak sınıflandırılabilir (Öztürk, 2004).

Kablosuz veri iletişimde yaşanan bu gelişmeler, doğal olarak sadece internet erişimini kolaylaştırmakla sınırlı kalmamış, bazen farkında bile olmadan kullandığımız bir çok uygulamalarla, günlük hayatımızın bir parçası haline gelmiştir. Bu gelişmelerin bir ürünü de SRD (Short Range Device/ Kısa Menzilli Cihaz) veya ISM (Industrial, Scientific and Medical/ Endüstriyel, Bilimsel ve Tıbbi) olarak tanımlanan frekans bantlarında çalışan cihazlardır (RF Modüller). Bu cihazlar kullanılarak geliştirilen bir çok uygulama vardır. Bunlardan birkaç tanesini şöyle sıralayabiliriz (Öztürk, 2004):

- Ev Otomasyonu Sistemleri

- RKE (Remote Keyless Entry/ Uzaktan Anahtarsız Giriş)
- Kablosuz Alarm ve Güvenlik Sistemleri
- Uzaktan Ölçüm Okuma Sistemleri (Telemetry Systems)
- Kablosuz Kumanda Sistemleri

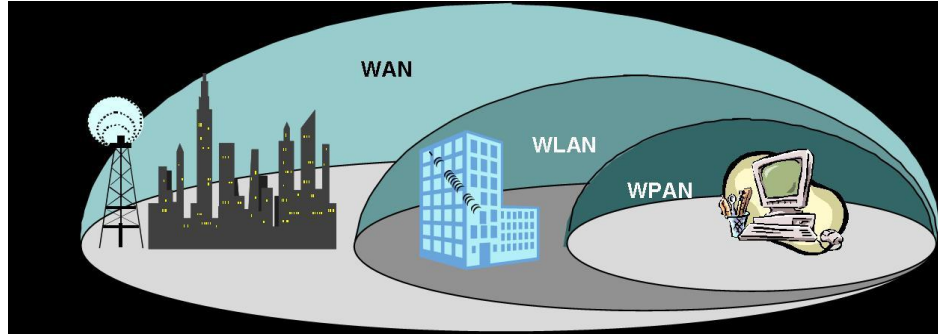
ISM / SRD uygulamalarında kullanılan RF Modüllerin veri aktarım kapasiteleri, IEEE 802.11 standartlarında çalışan cihazlar kadar yüksek değildir. Ancak, kullanım amaçları açısından bakıldığında buna gerek olmadığı görülmüştür. ISM ve SRD uygulamalarında amaç “Komuta ve Kontrol” dür. Amaç bir yerdeki bilgi kütleini bir başka yere aktarmak değildir. Bilginin iletilmesi “Komuta ve Kontrol” yaklaşımı içerisinde sadece araçtır, amaç değildir. Bu açıdan bakıldığında, değil megabit/saniye seviyelerinde veri aktarımı, kilobit/saniye seviyesindeki hızlar bile fazlasıyla yeterli olmakta, ihtiyaçları fazlasıyla karşılamaktadır. Zaten önemli olan, üretilen çözümlerin, maliyet etkin olarak ihtiyacı karşılamasıdır. Buradaki “maliyet” ifadesini sadece para açısından anlamamak gerekir, kullanılan frekans, harcanan bant genişliği, tüketilen enerji, üretilen istenmeyen frekanslar da maliyetin bir parçasıdır (Öztürk, 2004).

Günümüzde kablosuz haberleşme teknolojisi gerek kullanıcıya sağladığı faydalar gerekse üreticiler tarafından düşük maliyete sahip olması sebebiyle çok fazla tercih edilmektedir. Bu nedendir ki son yıllarda bu konu üzerine oldukça araştırma yapılmaktadır. Yeni eklenen iletişim elemanları ve yeni teknolojiler endüstride uygulama alanları yaratmıştır. Kablosuz haberleşme sistemlerine olan talep her geçen gün artmaktadır (Öztürk, 2004).

Kablosuz haberleşme sistemleri ve ürünleri dünyanın her yerinde uyumluluğu sağlamak amacıyla uluslararası bilimsel ve teknik standartlaştırma kurumları tarafından standartlara oturtulmuştur. Bu kurumların içerisinde dünya çapında geçerliliği olan kurum IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)' dir. IEEE kablosuz haberleşme sistemlerini kapsadığı alanlara göre sınıflandırmıştır. Bunlar;

-WPAN (Wireless Personal Area Network / Kablosuz Kişisel Alan Ağı)

- WLAN (Wireless Local Area Network / Kablosuz Yerel Alan Ağı)
- WMAN (Wireless Metropolitan Area Network/Kablosuz Metropol Alan Ağı)
- WWAN (Wireless Wide Area Network / Kablosuz Geniş Alan Ağı)



Şekil 3.2. Kablosuz haberleşme uzayı (Öztürk, 2004)

Bu kapsadığı alan veya kullanıcı miktarına göre sınıflandırılan kablosuz haberleşme sistemlerinden WAN IEEE 802.20 standardını, WMAN 802.16 standardını, WLAN 802.11 standardını ve WPAN 802.15 standardını kullanmaktadır.

Bu sistemlere örnek vermemiz gerekirse;

WPAN sistemler; Bluetooth, Zigbee vb.

WLAN sistemler; Wi-Fi (Wireless Fidelity) vb.

WMAN sistemler; WiMAX

WWAN sistemler; Hücresel sistemler, Nomadic, Handoff vb. şeklindedir (Öztürk, 2004).

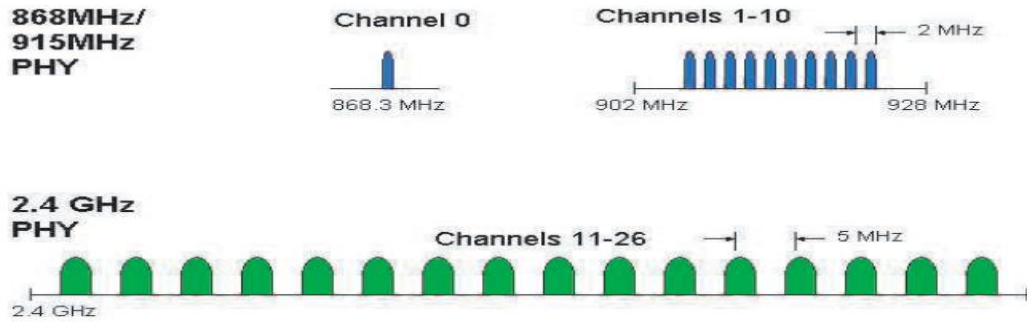
3.2.2. WLAN ve WPAN sistemleri

Son yıllarda daha hızlı veri transferi yapmak amacı ile birçok modülasyon tipi geliştirilmiş ve değişik kablolu/kablosuz protokoller oluşturulmuştur. Cep telefonu sistemlerinin yaygınlaşması ile dikkat çekmeye başlayan kablosuz haberleşme sistemleri, daha hızlı veri alışverişine olanak sağlayan yapıları ile yeni oluşturulan protokoller içerisinde kullanımı en hızlı artan sistemler olmuşlardır. Kablosuz sistemler, özellikle kısa mesafe veri iletişim sistemleri içerisinde, en az kablolu olanlar kadar hızlı ve güvenilir olmaktadır. Kablosuz yerel alan ağı (WLAN)

sistemleri, entegre devre teknolojileri ile üretilebilmekte ve böylelikle düşük maliyetli sistemler oluşturulabilmektedir. Kısa mesafe, hızlı veri alışverişine uygun kablosuz haberleşme protokolü olan IEEE 802.11b/g, 2.4 - 2.5 GHz bandında çalışmakta ve geniş bir kullanım alanına sahip olmaktadır. "Çok Geniş bantlı" (UWB - WiMAX) haberleşme sistemleri, ihtiyaçlara cevap olabilecek düzeyde kapasiteye sahiptir ve geleceğin önemli haberleşme sistemleri olmaya aday protokollerdir (Öztürk, 2004).

3.2.2.1. WLAN sistemlerinde kullanılan frekanslar

WLAN sistemlerinde genellikle ISM bandı kullanılmaktadır. ISM sözcüğünün anlamı "Industrial, Scientific and Medical/ Endüstriyel, Bilimsel ve Tıbbi " kelimelerin kısaltılmasından oluşmaktadır. ISM bantları ITU tarafından 13560 KHz, 27120 KHz, 40.6 MHz, 915 MHz, 2450 MHz, 5800MHz ve 24.125 GHz merkez frekanslarında dünya genelinde tahsis edilmiştir. Bu bantlardan teknik olarak WLAN uygulamasına uygun olan ISM bantları Şekil 3.3' de verilmiştir.



Şekil 3.3. ISM Band (Öztürk, 2004)

Ancak, 900MHz bandı sadece ITU-RR ikinci bölge için ISM bandı olarak belirlenmiştir. Bu nedenle ITU-RR birinci bölgede yer alan Türkiye'de GSM sistemleri için tahsis edilmiş olup; WLAN sistemlerinde kullanılmamaktadır. WLAN sistemleri için 2.4 GHz bandında 2400-2483.5 MHz frekans aralığı, 83.5 MHz bant genişliği ve 13 adet kanal tanımlanmıştır. Bu kanallar ve her kanalın merkez frekans değeri Çizelge 3.1' de gösterilmiştir. Ancak bu 13 kanaldan sadece 3 adedi (1, 7 ve

13) aynı ortamda enterferans yaratmadan çalışabilirler. Çünkü bu kanalların frekans aralığı 5 MHz olmasına karşın bir AP (Access Point)' ler 22 MHz frekans aralığı kullanmaktadır (Öztürk, 2004).

Çizelge 3.1. ISM Bandı Frekans Kanalları (Öztürk, 2004)

1	2412 MHz	6	2437 MHz	11	2462 MHz
2	2417 MHz	7	2442 MHz	12	2467 MHz
3	2422 MHz	8	2447 MHz	13	2472 MHz
4	2427 MHz	9	2452 MHz		
5	2432 MHz	10	2457 MHz		

3.2.2.2. WLAN standartları

WLAN standartları esas itibariyle ETSI, IEEE ve MMAC olmak üzere üç kuruluş tarafından yürütülmektedir. Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü (European Telecommunications Standards Institute, ETSI), 1988 yılında CEPT tarafından Avrupa Posta ve Telekomünikasyon Birliği bünyesindeki telekomünikasyonun standartlaştırılması ile ilgili görevleri yürütmek üzere kurulmuştur (Öztürk, 2004).

3.2.2.3. ETS 300 328 standardı

1992 yılının başlarından itibaren 2.4 GHz' de çalışan WLAN ekipmanlarının üretilmeye ve kullanılmaya başlanmasıyla birlikte ETSI bu bantta FHSS ve DSSS tekniği ile çalışacak sistemlerin temel parametrelerini belirleyen ETS 300 328 dokümanını Mayıs 1993, ikinci baskısını ise Kasım 1996 tarihinde yayımlamıştır. ETS 300 328 standardı "Radio Equipment and Systems (RES) Wideband transmission systems Technical characteristics and test conditions for data transmission equipment operating in the 2, 4 GHz ISM band and using spread spectrum modulation techniques" adıyla yayınlanmıştır. Bu standart esas alınarak TSE tarafından "Elektromanyetik Uyumluluk Ve Radyo Spektrum Konuları (ERM);

Geniş Bantlı İletim Sistemleri; Yaygın Spektrum Modülasyon Tekniğini Kullanan Ve 2, 4 GHz ISM Bandında Çalışan Veri İletim Cihazı; Bölüm 2: RveTTE Direktifinin Madde 3.2'sine Göre Temel Şartları Kapsayan Uyumlaştırılmış EN Standardı” adı altında Türk Standardı olarak yayımlanmıştır. ETS 300 328 standardı aşağıda sıralanan teknik parametrelere sahip olan telsiz veri iletim ekipmanları için gerekli teknik karakteristikleri kapsamaktadır. Geniş bant telsiz modülasyon tekniği;

- Toplam veri hızı : 250 kbit/s'den yüksek
- Çalışma bandı : 2.4 – 2.4835 GHz frekans (ISM)
- Çıkış gücü : Eşdeğer İzotropik Yayılım Gücü ≤ -10 dBW (100 mW)
- Güç yoğunluğu FHSS modülasyon tekniği için -10 dBW
- Güç yoğunluğu DSSS modülasyon tekniği için -20 dBW

ETS 300 328 standardı temel olarak aşağıda sıralanan hususları kapsamaktadır:

- Bu standart sadece verici, alıcı ve alıcı-verici cihazların testlerini kapsamaktadır.
- Test yapılması istenilen cihazlar sabit (fixed), mobil ve taşınabilir (portable) uygulamalarda kullanılmak üzere üretilmiş olabilir. Örneğin; tek başına çalışan bir cihaz veya tak-çalıştır şeklinde çalışan bir bilgisayar kartı olabilir.
- Cihazda dahili bir anten ve/veya anten bağlantı yeri (connector) bulunabilir.
- Bu standartta çalışma frekansı, efektif yayılan güç, güç yoğunluğu ve sahte emisyon değerleri verici ve alıcı cihazlar için tanımlanmıştır.
- Bu standartta test özellikleri, test şartları, ekipman kalibrasyonları ve ölçüm metotları tanımlanmıştır.
- Bu standart genel standart olup özel uygulamalar içeren özel standartların yerine geçebilmektedir.
- Ekipmanlar için ilave standartlar veya özellikler gerekebilir. Örneğin PSTN şebekeye bağlanabilirlik düşünüldüğünde (Öztürk, 2004).

3.2.2.4. IEEE standartları

IEEE 802 LAN/MAN standart komitesi 802.x adı altında bir seri standart yayınlamıştır. Orijinal 802.11 standardı Haziran 1997'de yayınlanmıştır. Bu standart

2.4 GHz bandında FHSS veya DSSS tekniklerinde 2 Mbps'e kadar veri iletişimi sağlanmaktadır. Bu ilk standardın amacı; var olan kablolu LAN' ların, kablosuz olarak genişlemesini gerçekleştirmektir (Sorin, 2001).

3.2.2.5. IEEE 802.11b standardı

WLAN standartları hazırlamak üzere IEEE 802 Executive Committee tarafından kurulan 802.11 Working Group 1-2 Mbps daha hızına sahip olan 802.11 standardının gelecekteki ihtiyaçları karşılamak üzere bir uzantısı olarak 802.11b standartlarını hazırlamıştır. 802.11a ile aynı tarihlerde açıklanmasına rağmen 802.11b standardı üreticiler ve kullanıcılar arasında büyük kabul görmüştür. 802.11b standardı Wi-Fi olarak adlandırıldı. Halen PC endüstrisinde olduğu kadar ICT endüstrisinde de Wi-Fi ürünleri büyük ilgi görmektedir. 802.11b standardında DSSS tekniği kullanılmaktadır. 2.4 GHz bandında 2400-2483.5 MHz frekans aralığı kullanılarak 11 Mbps'e kadar veri iletişim hızlarına ulaşılmaktadır. Dizüstü ve masaüstü bilgisayarlarda kullanılan kablosuz bağlantıyı gerçekleştiren NIC kartı satışlarında olduğu gibi AP satışlarında da büyük artış görülmektedir. 802.11b standardı büyük bir başarı elde etmesine rağmen diğer sistemler tarafından yaratılan girişime maruz kalmaktadır. Çünkü aynı frekans bandı Bluetooth, HomeRF, mikrodalga fırınlar, kordonsuz telefonlar ve amatör telsizler tarafından da kullanılmaktadır. Girişim veri iletişim hızının düşmesine ya da kesilmesine neden olmaktadır (Donran, 2002).

3.2.2.6. IEEE 802.11g standardı

21 Eylül 2000 tarihinde Arizona'da (USA) ilk resmi toplantısını yaparak 802.11g taslak çalışmaları başlatılmıştır. Daha sonra 5 toplantı daha yapılarak çalışmalar sürdürülmüş ve Mayıs 2001 tarihinde yeni WLAN standardı olan taslak 802.11g' nin özellikleri tartışmaya açılmıştır. Ancak, Temmuz 2001'de Oregon'da (USA) yapılan toplantıda 802.11g' nin ilk taslağı üzerinde %75 oranında fikir birliği oluşmuş ancak prosedür seçiminde yaşanan tartışmalar nedeniyle gecikme kararı bildirmiştir (Lui, 2001). Devam eden 4 toplantıdan sonra Sydney' de (Avustralya) Mayıs 2002 tarihinde yapılan toplantıda 802.11g' nin denenmesi ve son onayı için Mayıs 2003 tarihinde anlaşığı duyurmuştur. Devam eden 10 toplantıdan sonra, son toplantı Temmuz 2003 tarihinde California'da (USA) yapılmış ve 802.11g toplantılarının

artık yapılmayacağı ve çalışmanın tamamlandığı duyurulmuştur. Şu anda 802.11g ürünleri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (Öztürk, 2004).

802.11g standardı, 2.4 GHz frekans bandında çalışmakta ve OFDM modülasyon tekniği kullanılarak 802.11b'den daha yüksek veri iletişim hızının (54 Mbps) sağlandığı bir standarttır. Bu standart, 802.11a kadar hızlı olduğu gibi daha güvenli ve 802.11b ile uyumludur. 802.11g standardı aynı zamanda CCK (Complementary Code Keying) modülasyonu ve PBCC (Packet Binary Convolutional Coding) modülasyonunu desteklemektedir. Bu özelliği ile daha hızlı link bağlantısı için bir alternatif olmaktadır. Ayrıca 5 GHz frekans bandına göre daha düşük frekans bandı (2.4 GHz) kullanıldığı için cihaz üretimi daha kolay ve ucuz, RF sinyal zayıflaması ise daha azdır. Kullanılan OFDM modülasyon tekniği sayesinde daha yüksek veri iletişim hızlarına imkan sağlamaktadır. 802.11g standardının en büyük dezavantajı ise 2.4 GHz bandının yoğun kullanılıyor olmasıdır. Bu yoğunluk kullanılabilir boş kanal sayısının azalmasına dolayısıyla iletişim kapasitesinin düşmesine neden olmaktadır. 5 GHz frekans bandında 19 kanal kullanma imkanına sahip olan 802.11a ile kıyaslandığında 802.11g standardının kullanabileceği kanal sayısı yalnızca 3 ile sınırlıdır. Bazı yorumlar ise 802.11g standardının nihai hedefinin 5 GHz olacağı şeklindedir. Çizelge 3.2.' de IEEE 802.11 standartları özetlenmiştir (IEEE, 2009).

Çizelge 3.2. IEEE 802 Kablosuz Ağ Standartları (IEEE, 2009)

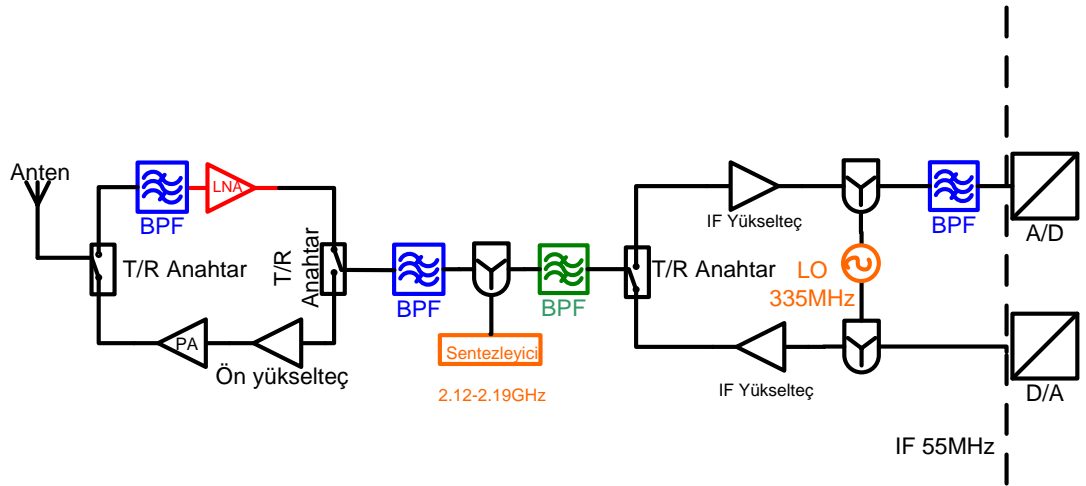
Standart	Frekans	Maksimum Data Hızı	Ortalama Görüş Mesafesi	Modülasyon Tekniği
802.11a	5 GHz	54 Mbps	120 m	OFDM
802.11b	2.4 GHz	11 Mbps	140 m	DSSS
802.11g	2.4 GHz	54 Mbps	140 m	DSSS
Bluetooth	2.4 GHz	720 Kbps	10 m	FSSS

3.2.3. ISM bandı alıcı verici sistemler

3.2.3.1. RF alıcı verici sistem tanımı

Bir alıcı verici sistem; veri alma, veri gönderme, veriyi yorumlama, yükseltme ve süzme gibi işlemleri yapabilen içerisinde çeşitli yüksek frekans elemanları bulunduran mikrodalga sistemdir (Lin vd., 1999b).

RF alıcı verici sistemde, sinyalleri yeterli bir frekansa dönüştürmek için karıştırıcı /sentezleyici, istenmeyen sinyal bileşenlerini kaldırmak için süzgeç ve sinyalleri yeterli bir seviyeye dönüştürmek için yükselteç elemanları kullanılır. Alıcı verici sistem blok şeması Şekil 3.4'de gösterildi (Lin vd., 1999b).



Şekil 3.4. ISM bandı alıcı verici sistem blok şeması (Lin vd., 1999b)

Birinci filtre, genelde ön seçici olarak adlandırılır ve 3 temel fonksiyonu vardır; IM gürültüsünü minimize etmek için RF yükselticiye ve karıştırıcıya gelen spektrumun bant genişliğini sınırlamak, alıcının sahte tepkilerini zayıflatmak, alıcıya dayanan lokal osilatör enerjisini bastırmak (Rohde, 2000).

RF yükselticinin, gürültü şekli, kazanç ve kesim noktaları özellikleri alıcının istenen performansına göre ayarlanır. Yüksek ters yalıtım, osilatörün enerjisini zayıflatma ve

birinci ve ikinci filtreleri birbirinin etkisinden kurtarma açısından önemlidir. Böylece toplam seçiciliğe zarar verilmemiş olur. Düşük ters yalıtım ise filtrelerin birbiriyle etkileşimine neden olur bu da bazı frekanslarda RF seçiciliği bozar (Rohde, 2000).

İkinci filtrenin, fonksiyonları ise alıcının sahte tepki frekanslarını zayıflatmak, doğrudan IF frekans alımını zayıflatmak, RF yükselticiden kaynaklanan imaj frekansındaki gürültüyü zayıflatmak, karıştırıcının ikinci dereceli kesim noktasını bozan RF yükseltici kaynaklı ikinci harmoniğini bastırmaktır. Bant genişliğine dayanarak, ikinci filtre aynı zamanda lokal osilatörün antene geri sızan enerjisini de bastırır. Yüksek frekanslarda bu filtrenin geri dönme tepkisi yoktur çünkü alınan sinyallerin tekli harmonikleri için karıştırıcının çok küçük bir reddi vardır. Bu harmonikler de sisteme sızabilir. Bu filtre 20 dB civarındaki imaj gürültüsünü engellediği için imaj filtresi olarak da adlandırılır. *Enjeksiyon filtresi* LO frekansı civarındaki geniş bantlı gürültüyü zayıflatmak ve karıştırıcının ikinci kesim noktasını düşürme maksatlı olarak ikinci harmoniği zayıflatmak için gerekli olabilir (Rohde, 2000).

Birinci lokal osilatörün, önemli bir özelliği, alıcının bitişik kanallar arasındaki seçiciliğini sağlayan tek yan bant faz gürültüsüdür. LO sinyalleri düşük derecede sahte sinyal içermelidirler, bu sahte sinyaller varsa bu durum alıcıda sahte tepkilere yol açar. LO sıcaklık ve güç kaynağı farklılıklarına rağmen osilasyon yapmaya devam etmelidir. *Birinci IF filtresi*, kendinden sonraki bölümleri etrafını saran IM sinyallerinden korur, bitişik kanal seçiciliği sağlar ve ikinci imajı zayıflatır. Genelde ikinci imaj gereksinimi bitişik kanal seçiciliğinden daha önemlidir. IF zincirinin eşdeğer gürültü bant genişliği önemli bir alıcı özelliğidir çünkü bu özellik dedektöre ne kadar gürültü geldiğini ve alınabilecek modülasyon bant genişliğini belirler. IF yükselteç, genelde yüksek kazançlı bir bölümdür. Karıştırıcıyı doğrudan takip ediyorsa kesim noktası yüksektir çünkü IF yükselteç yüksek seviyeli kapalı kanal sinyallerine karşı korunma sunar (Rohde, 2000).

RF ön uç, genellikle, anten ve sayısal ana bant sistem arasındaki herşey, şeklinde tanımlanır. Alıcının, antenden alınan, modüle edilen sinyalleri, ana bant analog-

sayısal dönüştürücü girişi için uygun sinyallere işleyebilmesi için, bu aralık, tüm filtreleri, düşük gürültü yükselteçlerini (LNAs) ve aşağı dönüştürme karıştırıcılarını içerir. Bu nedenle, RF ön uç, sıklıkla, analog-sayısal ya da alıcının RF ana bant bölümü şeklinde adlandırılır (Bowick, 2008).

RF alıcı sistemin gürültü şekli, modül elemanlarının kazanç ve gürültü şekilleri kullanılarak Friis eşitlikleri içerisinde hesaplanır;

$$NF_{TOTAL} = 10 \log \left[\left(10^{NF_1/10} \right) + \frac{\left(10^{NF_2/10} \right) - 1}{\left(10^{G_1/10} \right)} + \dots + \frac{\left(10^{NF_n/10} \right) - 1}{\left(10^{G_1/10} \right) \times \left(10^{G_2/10} \right) \times \left(10^{G_n/10} \right)} \right] \quad (3.1)$$

Radyolar, bir RF vericinin, önceden gönderdiği modüle edilmiş bilgiyi içeren, RF dalgaları olarak çalışırlar. Alıcı, basitçe, gelen sinyali aşağı dönüştüren, bir düşük gürültü yükseltecidir. Bu nedenle, duyarlılık ve seçicilik, alıcı tasarımında öncelikli parametrelerdir (Bowick, 2008).

Alıcı hassaslığı, sistem performansını yakından etkileyen temel özelliktir. Temel gürültü tarafından sınırlandırılır. Pek çok durumda ortam gürültüsü termal gürültüden fazladır. Bu bölümün ana teması; eleman kazançları ve noise figure'leri, imaj gürültüsü, LO genişband gürültüsüdür. Bu parametreler ayrı ayrı ele alınıp ve hepsi birleştirilerek girişteki eşdeğer noise factor elde edilir. Bu da toplam alıcı hassasiyetinin hesaplanmasında kullanılır (Rohde, 2000).

$$e = \sqrt{F_T kTB \left(\frac{S}{N} \right)_0 R_G} \quad (3.2)$$

$$\frac{S}{N} = \frac{(E_S R_S)}{N_0 B} \quad (3.3)$$

Diğer bir ifadeyle hassasiyet denklem (3.4) ile hesaplanabilir:

$$Hassasiyet = -144 + NF + R_s + \frac{E_s}{N_0} \begin{cases} kT_0 = -144 \\ BER \rightarrow 1E-5 \\ E_s / N_0 \rightarrow 10dB \end{cases} \quad (3.4)$$

Dinamik çalışma aralığı denklem (3.5) ile hesaplanabilir:

$$DR = P_{-1dB} - Hassasiyet \quad (3.5)$$

Alıcı seçiciliği, alınması istenen kanala bitişik kanallara alıcının tepki verme eğiliminin miktarını belirleyen bir parametredir. Uluslar arası düzenlemelerin giderek dar alanlı kanallara yönelmesi alıcı seçiciliğinin önemini arttırmaktadır (Rohde, 2000).

$$Seçicilik = -CR - 10 \text{Log} \left[10^{(-IF_{sel}/10)} + 10^{(-Spurs/10)} + BW \times 10^{(SBN/10)} \right] \quad (3.6)$$

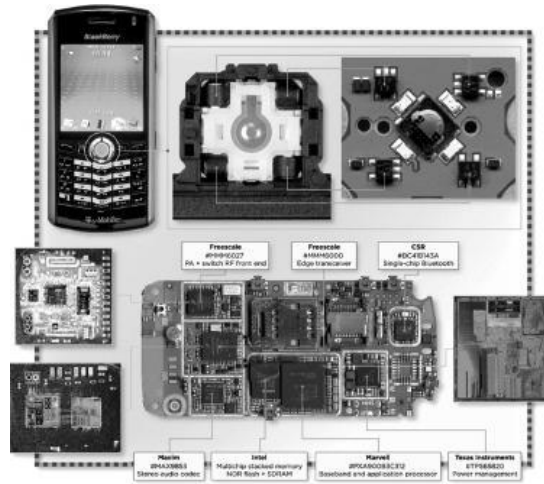
Tersine bir verici, önce bir yüksek gürültü yükseltecinden geçen, bir çıkış sinyalini yukarı dönüştürür. Bu durumda, yükseltecin doğrusalsızlığı, birincil sorundur. Bahsedilen bu farklılıklar dışında, bir alıcı ön uç ve bir verici geri sonu tasarımı, yerel salınıcı (LC) gibi ortak elemanlar içerir (Rohde, 2000).

Entegre devrelerin (ICs) üretimi ve tasarımındaki, gelişmeler ile, geleneksel analog IF sinyal işleme görevleri, sayısal yapılabilecek duruma gelindi. Bu geleneksel analog görevler, sayısal filtreler ve sayısal sinyal işlemciler (DSPs) ile yapılabilir. ‘Texas Ins.’, bu tip devreler için, ‘‘Sayısal radyo işlemcileri’’ terimini ilk olarak kullandı (Rohde, 2000).

Analog devrelerden, sayısal devrelere olan bu göç, hangi ön uç fonksiyonlarının analog ve hangilerinin sayısal uygulanması gerektiği kavramını ortaya çıkardı. Burada, istenen performans, maliyet, boyut ve güç tüketimi faktörlerinin öncelikli değerlendirilmesi gerekir. Analog ve sayısal teknolojilerin karışımı nedeniyle,

karışık sinyal teknolojileri kullanan RF ön-uç yongalar, RF-sayısal ya da RF ana-bant (RF/D) yongalar şeklinde adlandırılır (Bowick, 2008).

Genel sistem performansı içerisindeki ödünleşimler olan, güç tüketimi ve boyut, alıcı ön-uçu ve ana banttaki analog-sayısal (ADCs) arasında belirlenir. Daha detaylı olarak, analog ön-uç, sonuç bitini ortaya çıkarmada mümkün olan, sayısal bit hata oranı (BER) performansı için aşamayı ayarlar. Alıcı, limitler dahilinde, en iyi sinyal gürültü oranı (SNR) potansiyeli için tasarlanır. Kablosuz sinyalleri alan veya gönderen, herhangi bir modern mobil telefon, çoğulortam cihaz ya da ev eğlence kontrol sistemine bakıldığında, bir RF ön uç yapısı görülebilir. Modern mobil araçlar söküldüğünde, çeşitli RF ön uç yongalar içerir. Örneğin Şekil 3.5.'deki RIM Blackberry PDA, alıcı verici yongası ve RF ön uç modülü içerir (Bowick, 2008).



Şekil 3.5. RIM Blackberry PDA (Bowick, 2008).

Ön uç modül, konvansiyonel silikon CMOS ve gelişmiş silikon germanyum (SiGe) teknolojileri gibi, farklı yarı iletken prosesleri temelinde yer alan, çeşitli entegre devreleri (ICs) içerir. Çok yongalı modüller, filtreleme, sezim, yükseltme ve bir karıştırıcı ile demodülasyon gibi, tümü analog sinyal işleme olmayan, çeşitli fonksiyonlar sağlar. Paket içerisindeki sistem, kısaca "SIP" terimi, çok yongalı modül veya MCM için bir sinonimdir (Bowick, 2008).

RF alıcı tasarımında, çok yongalı ön-uç modüller, önemli bir eğilim gösterir. Yani, sistem entegrasyonunun sürekli artan seviyeleri, tek bir yonga içersine daha fazla fonksiyon sıkıştırılmayı gerektirir. Bu eğilime, özellikle tüketim elektroniğinde, düşük maliyet, düşük güç tüketimi (özellikle mobil ve taşınabilir ürünlerde) ve daha küçük ürün boyutu ihtiyacı neden olmaktadır. Basit RF mimarisi, entegrasyon seviyesine bakmaksızın, değişmeden kalmıştır; sinyal filtreleme, sezim, yükseltme ve demodülasyon. Daha belirli bir biçimde anlatırsak, modüle edilmiş bir RF taşıyıcı sinyali, frekansların belirli bir bandı için tasarlanan bir anten ile bağdaştırılır (Bowick, 2008).

RF alıcının ön ucu boyunca, anten modüle sinyalleri geçirir. Bu sinyalin modülasyon ya da bilgi kısmı, bir analog ana-bant şekline gelir ve sayısal dünya için, analog-sayısal dönüşümü için hazırdır. Sayısal dünyada, bilgi, sayısal taşıyıcı dalgalar içerisinden çekilebilir ve ses, video ya da veri şeklinde elde edilebilir (Bowick, 2008).

Entegre modüle varmadan önce, RF ön ucun her bir fonksiyonel bloğu, ayrı bir bileşendir ve bu bileşenler tek başlarına tasarlanmalıdır. Bunun anlamı, RF filtre, dedektör, karıştırıcı-demodülatör ve yükselteç ayrı bileşenlerdir. Daha sonra, bu fiziksel olarak bağımsız bloklar birbirlerine bağlanmalıdır (Bowick, 2008).

Fonksiyon blokları arasındaki empedans farklılıklarından dolayı oluşan sinyal zayıflaması ve bozulmasını önlemek için ve sinyal zayıflamasını minimize etmek için, bileşenlerin empedansı, aynı zamanda yüksek frekans test ekipmanının empedansı olan, 50 ohm karakteristik empedansını sağlamalıdır. 50 ohm koaksiyel kablo girişimi, birbirlerinden bağımsız tasarlanan, RF filtre, LNA ve karıştırıcı arasındaki güç transferini maksimize ederken, sinyal zayıflamasını minimize etmedeki bir ödünleşimdir (Bowick, 2008).

Fonksiyonel entegrasyonun yüksek seviyelerine ve daha düşük maliyet amaçlarına ulaşılabilmesi için, bu RF fonksiyonel blokları, silikon CMOS IC prosesleri gibi, standart yarı iletken prosesler kullanılarak tasarlanmalı ve üretilmelidir. CMOS

teknolojisinin dezavantajlarından birisi, 50 ohm giriş empedansına ulaşmaktaki zorluktur. Alt devreler arasındaki bağlantı hatları, taşıyıcı dalganın dalga boyu ile kıyaslandığında, uzun olduğu zaman, giriş ve çıkış empedanslarının 50 ohm uyumlandırılması tek gerekliliktir. GHz seviyesindeki yüksek frekanslarında ICs ve MCMs'lerde bağlantı hatları kısadır. Böylece, alt devreler arasındaki 50 ohm sorunu bir problem teşkil etmez. Daha uzun baskı devre kartı izlerine bağlanmakta 50 ohm elde etmek gerekir (Bowick, 2008).

RF baskı devre kartları, kartların kat sayısı, üzerindeki delik tipi, kartlarda kullanılan taban malzeme ve kartların üzerine yerleştirilen malzeme paket tipine göre çeşitlilik göstermektedir;

Kat sayısına göre kartlar;

- Tek Katlı (One Sided): Tek iletken kata sahip baskı devre kartlarıdır.
- Çift Katlı (Double Sided): İki iletken kata sahip baskı devre kartlarıdır.
- Çok Katlı (Multilayer): İkiden fazla iletken kata sahip çok katlı baskı devre kartlarıdır.

Kullanılan malzemeye göre kartlar;

- Sert (Rigid) Baskı Devre Kartları
- Esnek (Flex) Baskı Devre Kartları
- Yarı Esnek (Rigid-Flex) Baskı Devre Kartları

Üzerine yerleştirilen malzemenin paket tipine göre kartlar;

- Through hole (DIP)
- Yüzey monteli malzemeler (SMD): Daha fazla bacak sayısına sahip, daha küçük ve elektriksel açıdan performansı daha iyi olan yüzey monteli BGA (Ball Grid Array) paketleri de kullanılmaya başlanmıştır (Bowick, 2008).

3.2.3.2. RF alıcı verici model elemanları

Bir RF alıcı verici genel olarak aşağıdaki elemanları içerir (Lin vd., 1999a):

1. Düşük Gürültü yükselteçleri (LNA)

2. Güç Yükselteçleri (PA)
3. Karıştırıcı (up-converters and down-converters)
4. Osilatör (fixed, VCO and CCO)
5. Alıcı verici anahtarları
6. Mikroşerit hatlar
7. Yüksek frekans kapasitörleri

3.2.3.3. RF alıcı verici performans parametreleri

Bir ön uç alıcı verici sistemin performans etkileri aşağıdaki parametreler ile karakterize edilebilir;

1. Doğrusallık
2. Duyarlılık
3. Seçicilik
4. Kazanç
5. Güç yitimi
6. Maliyet
7. Boyut

Ön uç (front end) modüller birkaç entegre devreden (IC) oluşmaktadır. Bu entegre devreler geleneksel silikon CMOS ve gelişmiş silikon germanyum (SiGe) teknolojileri kullanılarak gerçekleştirilmektedirler. Çok çipli modüller karıştırıcı, demodülasyon, yükseltme, filtreleme ve dedeksiyon gibi sinyal işleme olaylarında büyük bir fonksiyonellik sağlarlar (SIP: System In Package veya MCM: Multichip Module).

Sistem entegrasyonundan bağımsız olarak sinyal filtreleme, dedeksiyon, yükseltme ve demodülasyon gibi bir çok RF yapı değişmeden kalmaktadır. Daha spesifik olarak modüle edilmiş bu RF taşıyıcılı sinyalleri almak için belli bir banda antenlerde tasarlanmalıdır. Antenden alınıp RF ön uç modüllere aktarılan sinyaller, bu devrelerden sonra analog temel bant sinyal formunda sayısal dünyaya dönüşüm için analog sayısal dönüştürücüler için hazır durumdadırlar. Öncelikle sayısal ortamda

bilgi, sayısallaştırılmış taşıyıcılı dalga formlarından tekrar açılır ve uygun ses, video veya datalar oluşturulur (Bowick, 2008).

Entegre modüllere gelmeden önce, RF ön uç fonksiyonel blokların her biri ayrı tasarlanırlar. Bu şu anlama gelmektedir, RF filtreler, dedektörler, karıştırıcı-demodülatör ve yükselteçler ayrı bileşenlerdir. Daha da önemlisi fiziksel bağımsız olan bu bloklar bir araya getirilmek zorundadırlar. Bu bloklar, sinyal zayıflamasını önlemek, bozulma ve fonksiyon blokları arasındaki empedans uyumsuzlukları nedeniyle sinyal yansımalarını minimize edebilmek için yüksek frekans test ekipmanlarının da empedansı olan 50 ohm karakteristik empedansı için standardize edilmelidir. IC ve MCM için GHz frekanslarında bağlantı hatları oldukça kısadır ve bu yüzden alt devreler arasındaki 50 ohm problemi çok önemli değildir (Bowick, 2008).

RF ön uç modül tasarımında en önemli tasarım parametreleri; sinyal gürültü oranı (SNR), alıcı duyarlılığı, alıcı ve kanal filtre seçiciliği ve hatta ADC' in bir çözünürlüğünü içermektedir. RF ön uç modüllerin yüksek seviye tanımları basit fonksiyonlar oluşturmanın yanı sıra potansiyel sistem ödünleşim (trade-off) durumlarını gözden geçirmeyi de ortaya çıkarmaktadır (Bowick, 2008).

Ön uç içerisindeki her bir bileşenden kaynaklanan gürültü, alıcının gürültü katına eklenir, bu da alınacak minimum sinyal limitini belirler. Gürültü, verilen bant genişliğindeki güç ve birimi watt/hertz olan, kendisinin güç spektral yoğunluğu (PSD) ile karakterize edilir (Bowick, 2008).

Her bir elektronik eleman, sistemin termal gürültüsü olarak bilinen sıcaklık ile ilgili minimum miktardaki gürültü ile bir alıcı sisteme bir miktar gürültü katkısında bulunur. Termal gürültü kTB formüle ile belirlenir. Burada; örneğin, oda sıcaklığında, 1Hz bant genişliğinde üretilen termal gürültü aşağıdaki şekilde hesaplanabilir;

$$kTB = (1,23 \cdot 10^{-23} J / K) * (293K) * (1Hz) \quad (3.7)$$

$$kTB = 4,057.10^{-21}W = -174dBm \quad (3.8)$$

Burada,

k: Boltzman sabiti, $1,38.10^{-23}$ J/K,

T: Kelvin cinsinden sıcaklık,

B: gürültü bant genişliğidir (Hz).

Bant genişliğindeki artış, gürültü gücünde bir artışa neden olur ve bu nedenle bir süper heterodin alıcı içerisinde filtreleme, gürültü gücünü sınırlama anlamına gelir. Bu sebeple, son ara frekans (IF) filtre, kanal sezimini desteklemek ve demodülasyon ile sezimden hemen önceki bant içerisindeki gürültü miktarını sınırlamak için, olabildiğince dar seçilmelidir (Bowick, 2008).

Ön uç alıcı bileşenleri, gürültü şekli (NF), gürültü faktörü (F) gibi çeşitli gürültü parametreleri ile karakterize edilir. Bir bütün olarak alıcı için, gürültü faktörü, alıcının çıkışındaki sinyal gürültü oranının, alıcının girişindeki sinyal gürültü oranı ile karşılaştırılmasıdır. Benzer olarak, herhangi bir eleman için gürültü faktörü, çıkıştaki SNR değerinin, girişteki SNR değerine oranıdır;

$$\text{Gürültü Faktörü (F)} = (\text{Çıkış SNR}_2) / (\text{Giriş SNR}_1) \quad (3.9)$$

Gürültü şekli, gürültü faktörünün dB cinsinden değeridir ve logaritmik formatta gösterilir;

$$\text{Gürültü Şekli (NF)} = 10 \cdot \log(\text{SNR}_2 / \text{SNR}_1) \quad (3.10)$$

burada SNR_2 ; bir eleman, cihaz veya alıcının çıkış sinyal gürültü oranıdır ve SNR_1 ; bir eleman, cihaz veya alıcının giriş sinyal gürültü oranıdır (Bowick, 2008).

3.2.3.4. ISM bandı alıcı verici sistemlerin uygulama alanları

ISM Bandı alıcı- verici sistemlerin, endüstriyel, bilimsel ve medikal uygulama alanlarının örnekleri aşağıda verilmiştir (Udea Elektronik, 1999):

- W-lan
- Endüstri RF Kontrol
- Telemetry
- 2.4GHz WLAN
- Kablosuz video, TV ve uzaktan kontrol edilen veri iletimi
- PC'den PC'ye veri bağlantısı
- PC kulaklıkları
- PC kablosuz fare, klavye, ve yazıcı
- Kablosuz hoparlörler
- Robotbilim
- Kısa mesafe yer altı telsiz telefon
- Anahtarsız Giriş
- RF kimlik
- Akıllı mutfak
- Bluetooth
- DSSS 2.4GHz WLAN (IEEE802.11b)
- OFDM
- 2.4GHz WLAN (IEEE802.11g)
- Access Points
- PCMCIA
- PC Kartları
- 2.4GHz Kablosuz telefonlar
- PC kablosuz kalemleri
- Araba çalıştırma için tanıma
- Otobüs, taksi ile durdurma ışıkları arasındaki iletişim
- Mobil telefonlar
- Kablosuz LCD monitörler
- Uzaktan Kontrol
- Otomotiv, Tüketici, İletişim

- Araç lastik basınç sistemleri
- Garaj kapı açma
- Alarm sistemlerinin uzaktan kontrolü

3.2.4. Aktif mikroşerit antenler

Mikroşerit antenlerin son zamanlardaki haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişimi bu antenler üzerindeki çalışmaları hızlandırmıştır. Burada frekans bandı ve rezonans kontrolü gibi etkin performans özellikleri sağlayacak uyumlandırma sistemleri üzerine yoğunlaşılması planlanmaktadır. Kaynak ve yük arasında uyumlandırma için birçok teknik, literatürde kullanılmıştır. Empedans ayarlama devreleri RF yükselteçler, anten uyumlandırma devreleri gibi çeşitli elektronik uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu tip uyumlandırma sistemleri anten ve ön parça arasında uyumlandırma sağlamaktadır. Elektromanyetik şartların değişmesi, sistemlerdeki karmaşıklık seviyelerinin artması uyumlandırma sistemlerine olan ilgiyi arttırmaktadır. Öncelikle yük altında ön modüller optimum verimlilikle çalışmazlar. Yansıyan güçler nedeniyle antenden ışıyan güçte azalma olmaktadır (Kaya, 2008).

Sonuçta kaynak ve yük arasındaki empedans uyumsuzluğunun olduğu sistemlerde enerji tüketimi artmakta ve iletişim kalitesi zarar görmektedir ve hatta yansımadaki sinyal seviyesi çok yüksekse ve izolatör kullanılmamışsa antenli verici sistemlerinde giriş modülleri elektriksel olarak zarar görebilir. En bilinen uyumlandırma devrelerine örnek olarak Pi, L ve T devreleri verilebilir. Pi uyumlandırma sistemi 3 elemanlı olması ve ekstra kontrol parametreleri ile daha etkin seviyelere ulaşılmasını sağlayacağından, L ve T sistemlerine göre tercih edilmektedir. L sistemi sadece 2 değişkene bağlı olduğundan, belirli empedans yük durumlarında etkili olmaktadır. Fakat empedans uyumlandırmadaki esneklik ve ek ölçütler düşünüldüğünde Pi ya da T uyumlandırma sistemleri kullanılmalıdır (Kaya, 2008).

3.2.4.1. Aktif mikroşerit anten tasarım parametreleri

Şekil 3.6.'da genel ışıma yapısı gösterilen, mikroşerit antenler için birçok analiz yöntemi mevcuttur. En çok kullanılanları; iletim hattı, kavite ve tam dalga

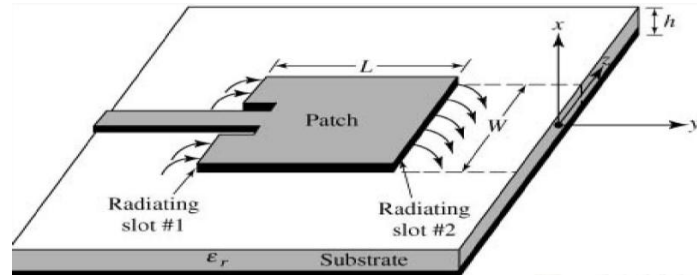
yöntemidir. İletim hattı modeli en kolay olanıdır. Ancak doğruluğu daha azdır ve couplingi modellemesi zordur. İletim hattı modeli ile karşılaştırıldığında kavite modelinde doğruluk daha fazla olmasına rağmen daha karmaşıktır (Balanis, 1997).

Mikroşerit yama anten dizaynı için gerekli olan 3 parametre şunlardır;

Çalışma Frekansı (f_0): Antenin rezonansa uğradığı frekanstır.Çalışmak istediğimiz frekansını temsil eder.

Substrat Dielektrik Sabiti (ϵ_r): Dizayn için seçilmiş dielektrik malzemenin dielektrik katsayısıdır.

Dielektrik Kalınlığı (h): Mikroşerit anten için seçilmiş dielektrik malzemenin yüksekliğidir.



Şekil 3.6. Mikroşerit ışıma (Çakır, 2004)

Tasarlayacağımız antenin hangi çalışma frekansında çalışacağını, kalınlığının ve dielektrik sabitini bildiğimizi ve bu veriler ışığında bizden antenin yama uzunluğu ve genişliğini hesaplayarak dizaynını yapmamızı istendiğini düşünelim. Bu dizaynı yapabilmek için gerekli olan matematiksel ve aritmetik hesaplamaları yapabileceğimiz formüller adım adım verilerek mikroşerit yama anten dizaynı yapılmıştır (Çakır, 2004):

Adım 1: Mikroşerit yama antenin genişliği olan W hesaplanması

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}} \quad (3.11)$$

formülü yardımıyla hesaplanır.

c = havadaki ışık hızı

ϵ_r = kullanılan dielektrik malzeme dielektrik sabiti

f_0 = çalışma frekansı

Adım 2: Efektif dielektrik katsayısını hesaplamak için;

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.12)$$

formülü kullanılır.

Adım 3: Efektif uzunluğun hesaplanması (L_{eff})

$$L_{\text{eff}} = \frac{C}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (3.13)$$

Adım 4: Uzama uzunluğunun hesaplanması (ΔL)

$$\Delta L_{\text{eff}} = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.14)$$

Adım 5: Yama uzunluğunun hesaplanması

$$L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L \quad (3.15)$$

Adım 6: Anten toprak düzlemi boyutları hesaplanması (L_g ve W_g)

İletim hattı modeli sadece sonsuz toprak düzlemine uygulanır. Ancak pratik uygulamalarda sınırlı toprak düzlemi olabilir. Eğer toprak düzleminin boyutu yama boyutlarından daha büyükse, yaklaşık olarak substrat kalınlığının 6 katı ise sonlu ve sonsuz toprak düzlemlerinde benzer sonuçlar elde edilir.

$$L_g = L + 6h \quad (3.16)$$

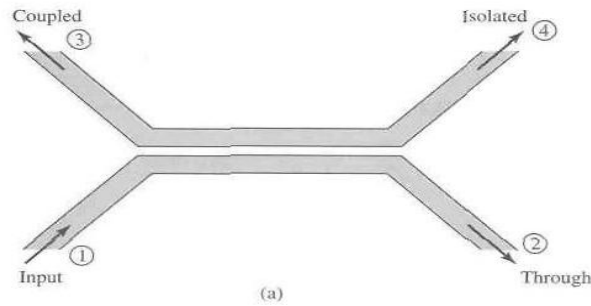
$$W_g = W + 6h \quad (3.17)$$

Adım 7: Besleme noktasının tespiti.

3.2.4.2. Yansıma ve geri dönüş kaybı ölçümü

Geri dönüş kaybı sistemin parçaları arasındaki veya iletim hatları arasındaki empedans uyumsuzluğu nedeniyle gönderilen gücün bir kısmının yansıtılarak geri dönmesi sonucu oluşan güçtür. Geri dönüş kaybının ölçümünde yararlanılacak deney düzeneğinin temel elemanı yönlü koplördür (Pozar, 1998).

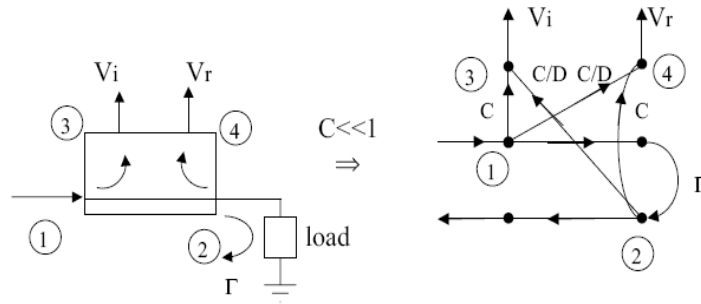
Yönlü koplör mikrodalga sistemlerde yansıyan, iletilen sinyallerden örnekler almamızı sağlayan bir yüksek frekans ölçüm elemanıdır. Koplör 4 portlu bir eleman olup temel şekli aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.7. Yönlü koplör (Pozar, 1998)

Şekil.3.7' de görüleceği üzere bu 4 porttan 1. port giriş portu, 2. port giden (through) portu, 3. port kuplaj olarak isimlendirilen porttur ve son olarak 4. port izole (isolated) porttur.

Ölçüm metoduna değinmeden önce bir küplörün genel yapısı incelemek gerekir (Şekil.3.8).



Şekil 3.8. Kuplör fiziksel gösterimi (Pozar, 1998)

$$V_i = C + \frac{C}{D} \Gamma e^{j\theta} \quad (3.18)$$

$$V_r = \frac{C}{D} + C \Gamma e^{j\phi} \quad (3.19)$$

$$|V_r/V_i| = (|\Gamma| \pm 1/D) / (1 \pm (|\Gamma|)/D) \quad (3.20)$$

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \quad (3.21)$$

Yukarıdaki denklemlerden yararlanarak geri dönüş kaybının;

$$RL = \frac{P_r}{P_i} \quad (3.22)$$

ve

$$RL = \frac{V_r^2}{V_i^2} = |\Gamma|^2 \quad (3.23)$$

denklemlerine eşit olduğu görülür. Decibel olarak değeri ise;

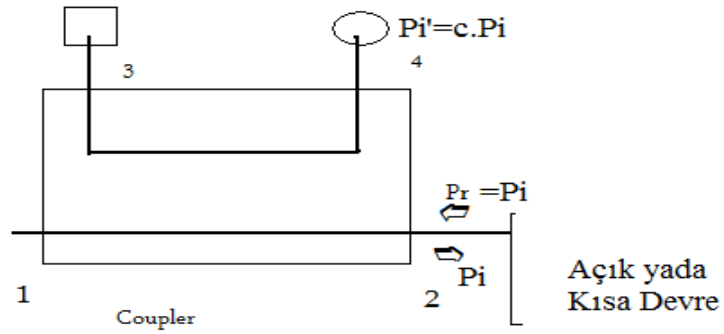
$$RL(\text{dB}) = 20 \log \frac{P_r}{P_i} \quad (3.24)$$

olarak bulunur (Pozar, 1998).

Bir mikrodalga elemanın, yönlü kupleör ile yansıyan gücü ve geri dönüşüm kaybını ölçmek için aşağıdaki iki aşama uygulanmalıdır.

1. Aşama:

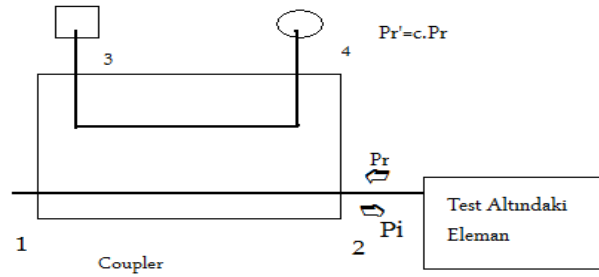
Öncelikle 1. porta (giriş portu) RF sinyal jeneratöründen alınan RF sinyal uygulanır. 2. port bu aşama için boş bırakılarak yani kısa devre yada açık devre yapılarak 3. portta 50Ω değere sahip yük bağlanır. 4. porttan çıkış alınarak, bu çıkış spektrum analizöre bağlanarak çalışılan frekans değeri için bulunan değer P_i' giden gücü verir ve bağlantı şeması Şekil 3.9.' da görülmektedir.



Şekil 3.9. İlk ölçüm (Pozar, 1998).

2. Aşama:

Bu aşamada aynı şekilde Port-1' den giriş sinyali uygulanarak, Port-3' e 50Ω yük bağlanıyor. Burada farklı olarak Port-2 kısa devre ya da açık devre konumunda değildir. Port-2' de test edilecek ekipman bağlanmalıdır. Çıkış sinyali spektrum analizör kullanılarak çalışılan frekans değeri için ölçülür. Ölçüm düzeneği Şekil 3.10.' da gösterilmiştir.



Şekil 3.10. İkinci ölçüm (Pozar, 1998)

Bu iki aşamanın sonucunda, elde edilen P_r' ve P_i değerleri aşağıdaki denklemler yardımıyla yansımaya katsayısı hesaplanabilir.

$$\frac{P_r}{P_i} = \frac{P_r'}{P_i'} \quad (3.25)$$

$$|\Gamma|^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (3.26)$$

Yukarıdaki denklemlerden elde edilen yansımaya katsayısı ile geri dönüş kaybını bulmak için;

$$RL(\text{dB}) = -20 \log |\Gamma| \quad (3.27)$$

formülü kullanılır (Pozar, 1998).

3.2.4.3. Kazanç ölçümü

Antenler için performansı etkileyen ya da performansının ne derece iyi olduğunu gösteren parametrelerden bir diğeri de kazançtır. Anten tek portlu bir eleman olduğundan antenlerin kazanç ölçümleri diğeri sistemlerden biraz daha farklıdır. Kazanç ölçümü için birden fazla metot mevcuttur ve bu metodlardan yaygın olarak kullanılan iki metod; iki anten metodu ve üç anten metodudur (Balanis, 1997).

İki Anten Metodu:

Bu anten kazanç metodu isminden de anlaşıldığı gibi birbirinin aynı iki anten kullanılarak antenin kazancını ölçmede kullanılır. Antenler R kadar mesafe aralığında yerleştirilirler.

Bu R mesafesi antenlerin uzak alan kriterlerini sağlayan bir mesafe olmalıdır. Uzak alan kriteri;

$$R \geq 2 \frac{d^2}{\lambda} \quad (3.28)$$

eşitsizliğini sağlayacak şekilde olmalıdır. Burada;

d= Mikroşerit antenin yama uzunluğu

λ =Dalga boyudur.

Anten kazancı aşağıdaki formül ile hesaplanır;

$$(G_{ot})_{dB} + (G_{or})_{dB} = 20 \log \frac{(4\pi R)}{\lambda} + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \quad (3.29)$$

Burada;

$(G_{ot})_{dB}$ = İletilen antenin kazancı

$(G_{or})_{dB}$ = Alıcı anten kazancı

P_r = Alınan güç (W)

P_t = İletilen güç (W)'tür.

Kazanç hesabında kullanılan bu denklem fiziksel olarak eş olan iki anten arasında olduğundan alıcı ve iletilen anten kazançları eşit varsayılarak aşağıdaki hali alır.

$$(G_{ot})dB=(G_{or})dB=10\log\frac{(4\pi R)}{\lambda}+5\log\left(\frac{P_r}{P_i}\right) \quad (3.30)$$

P_r ve P_t güçleri antenlerin spektrum analizör ile ölçülen güçlerdir. Bu işlemler sonucu kolaylıkla kazanç ölçülmüş olur (Balanis, 1997).

Üç Anten Metodu:

Bu kazanç ölçüm metodu, tasarladığımız antenlerin birebir eşdeğerini kullanmak zorunda olduğumuz iki anten metoduna alternatiftir. Bu metotta aynı frekans aralığında çalışan fiziksel geometrisi birbirinden farklı anten kullanılarak kazanç ölçümü yapılır.

Üç anten metoduyla kazanç ölçümü için aşağıda mevcut 3 denklem çözümlenir. Bu üç denklemden elde edilen sonuçlar matematiksel çözümlene metodları kullanılarak her bir anten için kazanç değerlerine ulaşılır (Balanis, 1997).

$$(G_a)dB+(G_b)dB=20\log\frac{(4\pi R)}{\lambda}+10\log\left(\frac{P_{rb}}{P_{ta}}\right) \quad (3.31)$$

$$(G_a)dB+(G_c)dB=20\log\frac{(4\pi R)}{\lambda}+10\log\left(\frac{P_{rc}}{P_{ta}}\right) \quad (3.32)$$

$$(G_b)dB+(G_c)dB=20\log\frac{(4\pi R)}{\lambda}+10\log\left(\frac{P_{rc}}{P_{tb}}\right) \quad (3.33)$$

Burada;

P_{rb} = İlk anten verici durumunda iken alıcı (test altındaki) antende alınan güç

P_{ta} = İlk anten için iletilen güç

P_{rc} = İkinci anten verici durumunda iken alıcı (test altındaki) antende alınan güç

P_{tb} = İkinci anten için iletilen güçtür.

3.2.5. RF filtre tasarımı

Öncülüğünü Mason, Sykes, Darlington, Fano, Lawson ve Richards'ın yaptığı mikrodalga filtre teorisinin temelleri II. Dünya Savaşı yıllarında atılmıştır. Mikrodalga filtre tasarlamak üzere çeşitli metotlar geliştirilmiştir. İletim parametreleri metodu ile filtre tasarımı 1930' ların sonlarında önerilmiştir. Günümüzde ise, birçok filtre araya girme kaybı metodu ile tasarlanmaktadır. Bu metod devre analizi tekniğine dayanmaktadır (Cheng, 2000).

Mikroşerit filtrelerin, mikrodalga devreleri, radarlar, hücresel haberleşme, test ve ölçüm sistemleri gibi çeşitli uygulama alanları vardır. Küçük boyutlu, ucuz ve üretimlerinin kolay olmaları, mikroşeritlerin günümüzde filtre uygulamalarında sıkça kullanılmasını sağlamıştır. II. Dünya Savaşı boyunca pratik mikrodalga sistemlerinde, dikdörtgen dalga kılavuzları ve/veya koaksiyel hatlar iletim hattı ortamı olarak kullanılmıştır. O dönemde dalga kılavuzlarının yüksek güç isteyen radar sistemlerinde kullanılması oldukça yaygındı. Fakat onların sınırlı bant genişliği ve pahalı olmaları kullanılmalarını zorlaştırıyordu. Geniş bantlı koaksiyel hatlar mikrodalga devreleri için uygundu. Fakat bu hatları karmaşık mikrodalga devrelerinde gerçekleştirmek oldukça güç oluyordu. Bu nedenlerden dolayı, düzlemsel iletim hatları geliştirildi. Bunlar şerit hat, mikroşerit, yarıklı hat gibi iletim hatlarını kapsamaktadır. Bu tip hatlar düşük maliyetli olup aktif devre elemanları ile kuplajları kolaydır (Cheng, 2000).

Filtre seçiminde çalışma özellikleri (gerilim, akım ve sıcaklık), güvenilirlik (maksimum sızıntı akımı, rutubet sınırları, aşırı yük akımı), elektriksel özellikler

(yüksek gerilim karakteristikleri, yalıtma direnci) ve mekanik özellikler (boyutlar, montaj sorunları) en önemli seçim parametreleridir. Filtre performansını belirleyen en önemli faktör, filtrenin ekrana monte edilmiş şeklidir. Bu nedenle iyi bir performans için filtre ekranlı gövdeye, güç kablosunun girdiği noktada monte edilir. Giriş kabloları, çıkış kablolarından oldukça iyi dekuple edilmelidir. Gövde montajlı filtreler tercih edilir. Aksi halde filtreyi ekranlayıp giriş ve çıkışları birbirinden izole etmek gerekir. Filtre gövdesi ile toprak arasında iyi bir elektriksel temas sağlanmalıdır. Bağlantı teli kullanılmamalıdır (Cheng vd., 2000).

Şekil 3.11. mikroşerit hatların temel yapısını göstermektedir. Şekilde W ile belirtilen bölge düz bir mikroşeridin genişliğini temsil etmektedir. Bu iletken kısmın hemen altında h yüksekliğinde dielektrik bir malzeme bulunmaktadır. Bu malzemenin dielektrik katsayısı verimlilik ve kayıplar açısından oldukça büyük bir öneme sahiptir ve ϵ_r ile ifade edilir. Bu maddenin alt yüzeyi ise tamamen iletken bir yüzey ile kaplıdır ancak bu durum her uygulama için geçerli değildir ve bu iletken de şerit hatlara ayrılabilir. Özellikle mikroşerit anten uygulamalarında bu duruma sıkça rastlanmaktadır. Üst kısımda sinyal şerit hatların dalga kılavuzu göstermesi ile yayılımını sürdürürken başta filtre uygulamalarında olmak üzere alt kısım çoğunlukla toprak görevi görür. Mikroşerit iletim hatlarının diğer bir parametresi ise karakteristik empedansı (Z_0)' dır. Mikroşerit filtre tasarım yöntemlerinde de anlatıldığı gibi, iletim hattının uzunluğu doğrudan frekans ile ilgiliyken, devre empedansı ise hatların kalınlığı ile ilgilidir. Karakteristik empedans aşağıdaki şekilde hesaplanabilir (Cheng, 2000):

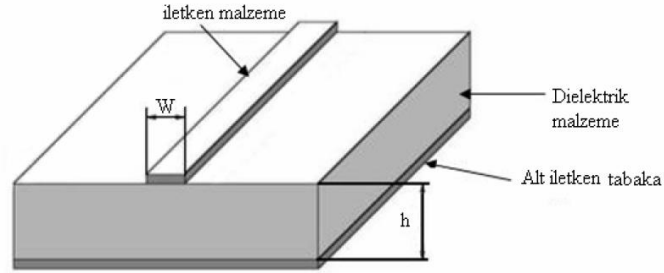
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \quad W/h \leq 1 \quad (3.34)$$

ve

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right)}} \quad W/h \geq 1 \quad (3.35)$$

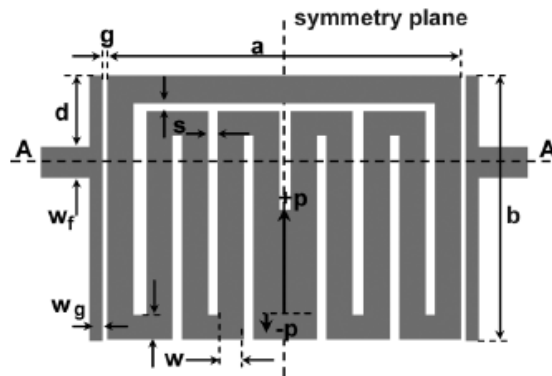
Burada;

$$\epsilon_c = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 h/W}} \quad (3.36)$$



Şekil 3.11. Mikroşerit hat yapısı (Cheng, 2000)

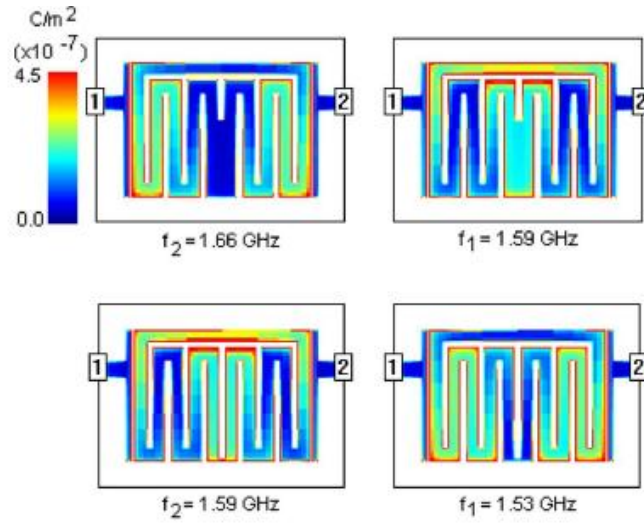
Mikroşerit devre tasarımında en önemli kriterlerden biri devrenin boyutlarıdır. Devre boyutu onun uygulanabilirliğini göstermektedir. Aynı zamanda yüzey alanı, güç tüketimi ile doğrudan ilişkilidir. Boyutların büyük olması kayıpları da arttıracaktır. Şekil 3.12.' de, Görür (2007) tarafından tasarlanan, 1.6 GHz çalışma frekansı olan mikroşerit filtre görülmektedir.



Şekil 3.12. Mikroşerit Filtre Tasarımı (Görür 2007)

Dual mode filtreler kablosuz haberleşme sistemlerinde sıkça tercih edilmektedir. Bunun sebeplerinden başlıcaları dar band, yüksek verim, düşük kayıp ve küçük

boyutlarıdır. Filtrenin beslemesi simetrik bir eksen üzerindedir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılan mikroşerit yapıların besleme hatları doğrudan verimi değiştirdiği gibi kullanılacağı konum için beslemenin bağlantı noktalarının simetrik, 180° gibi durumları da bağlantı için sorun teşkil edebilmektedir. Filtre üzerinde oluşan akımların gözlenmesi için Full-Wave EM Simulator programı kullanılabilir. Bu işlem gerçekleştirildiğinde filtre üzerindeki akım ve ışımaya dağılımı Şekil 3.13 deki gibi gözlenecektir (Görür, 2007).



Şekil 3.13. Mikroşerit filtre üzerindeki akım ve ışımaya dağılımı (Görür, 2007)

Bilinmesi gereken bir diğer konu tasarım sırasında ve bilgisayar ortamında elde edilen değerlerin, ölçüm sonuçları ile birebir örtüşmesinin mümkün olmamasıdır. Bunun sebepleri çok fazla çeşitlilik gösterebilmektedir. Örneğin bir mikroşerit deneme, bilgisayar ortamında yapılan analizlerde kayıp göstermeyebilir. Ancak uygulama sırasında hat üzerinde ortamdan kaynaklanan kayıplar, bağlantı kabloları üzerindeki kayıplar, ölçüm düzeneğinde kullanılan adaptörlerden kaynaklanan kayıplar, bilgisayar ortamında kullanılan malzemenin uygulama sırasında çok hassas ayarlamalarla ve simülâtörde belirlenen değerlerle birebir örtüşmemesinden kaynaklanan kayıplar ve buna benzer daha birçok sebepten dolayı sonuçlar kimi zaman tasarım ile çok büyük farklılıklar gösterebilir. Ancak çok daha profesyonel ve endüstriyel üretim koşulları ile bu kayıplar minimize edilerek tolerans sınırları kapsamına indirgenebilir. Ancak tüm bu olumsuzluklara rağmen ölçüm

sonuçlarındaki mantıklı değerler, tasarımın çalışması hakkında tasarlanana yakın sonuçlar sunar (Cheng, 2000).

3.2.6. Yükselteç tasarımı

RF alıcı verici sistemlerinde önemli bir yere sahip olan düşük gürültü yükselteçleri, alıcıdaki ilk kazanç katıdır. Düşük gürültü yükselteçlerinin aldığı sinyal çok zayıftır, mikro voltlar mertebesinde. Kazançları genellikle orta derecedir (10-20 dB) ve gürültü şekilleri imkan dahilinde olabildiğince düşük olmalıdır (<3 dB). Düşük gürültü yükselteçlerinde doğrusallık ise önemli bir sorundur (Mona vd., 2001).

Bir yükseltecin ideal veya bir elemanın tamamen gürültüsüz olduğu durumda, gürültü şekli, 0 dB değerine eşit olur. Uygulamada ise, yükselteçlerin veya bileşenlerin gürültü şekli daima pozitif bir değer alır (Mona vd., 2001).

RF alanda genel olarak iki yükselteç türü vardır. Bunlar küçük sinyal yükselteçleri ve büyük sinyal yükselteçleri olarak ikiye ayrılırlar. Küçük sinyal yükselteçleri genelde alıcılarda giriş yükselticisi olarak kullanılmaktadır. Bu yükselticilerin yükselttiği sinyaller gerçekten düşüktür. Bu tür yükselteçler LNA (Low Noise Amplifier) olarak bilinirler. İdeal olarak bir LNA aşırı bozulmaya neden olmadan, yüksek seviyedeki sinyalleri alabilirken, RF ön uç mikserleri ve diğer bileşenler tarafından kullanılabilen düşük seviye sinyallerini dönüştürmek için yeterli kazanç sağlayabilir. Büyük sinyal yükselteçleri, sadece genliği büyük olan sinyalleri yükseltmek için kullanılırlar. Bu yükselteçler bildiğimiz çıkış katlarıdır, yani güç yükselticisi olarak bildiğimiz katlardır. Bu iki tür yükselteçler arasındaki önemli bir fark vardır. Yükselteci tasarlarken küçük sinyal yükselteci için veri sayfasında bulunabilecek S-parametreleri kullanılabilir. Yüksek sinyal yükselteçleri için bu geçerli değildir. Burada sadece küçük sinyal yükselteçlerine bakıp IP_2/IP_3 parametreleri belirlenebilir (Yunseong, 2004).

RF ve mikrodalga iletişim sistemlerinde, galyum arsenide (GaAs) işlem teknolojisi ile üretilen düşük gürültü yükselteçleri, gürültü şekli ve kazanç bakımından, en iyi performansı sağlamıştır. Fakat, silikon germanyum (SiGe) heterojonksiyon tek

kutuplu transistörü (HBT) sürekli gelişen performans ile, 10 GHz seviyesindeki frekanslarda, düşük gürültü yükselteçlerinde, benzer veya daha iyi gürültü şekli ve kazanç performansı sağlamaktadır (Bowick, 2008).

Bir süper heterodin alıcı gürültüsünün aksine, dinamik aralığın diğer sonu, bozulma veya sayısal bir alıcı ise, BER' in kötüleşmesi olmaksızın, alıcının alabileceği en büyük sinyaldir. Çok yüksek sinyal seviyeleri, özellikle mikserler ve LNA' lar olmak üzere alıcının bileşenlerinde doğrusal olmayan davranış başlatabilir. Bu doğrusal olmayan etkiler, AM - PM dönüştürme gibi, kazanç sıkıştırma, intermodülasyon bozulması ve çapraz modülasyon olarak belirlenmiştir (Bowick, 2008).

Büyük sinyal seviyelerinde harmonik ve intermodülasyon bozulma, bir alıcının alabileceği en büyük sinyalleri sınırlayan, sıkıştırma ve girişime sebep olur. Bir alıcının dinamik aralığı, MDS ile maksimum sinyal seviyesindeki farka karşılık gelir (Bowick, 2008).

3.2.6.1. Güç yükselteci tasarımı

RF güç yükselteçleri, radyo frekansında çalışan vericilerde gerekli kazancı ve gücü sağlayan, genelde anteni besleyen devre elemanıdır. Yüksek güçte çalıştığı için sistemin en çok akım çeken ve en çok ısı üreten parçasıdır. Özellikle cep telefonu gibi taşınabilir cihazlarda verimliliği, doğrudan pil ömrünü etkilediği için çok önemli bir rol oynar. Cep telefonlarında kullanılanlarının çıkış güçleri 2 Watt ile (33dBm, GSM) 250 mWatt (24dBm, UMTS) arasında değişir. 3.3V da çalışan güç yükselteçleri CDMA/AMPS dual-mod hücresel telefonlar için geliştirilmiştir. Girişteki sinyalin hiç bozulmadan çıkışına aktarılması istenir. Daha iyimser bir deyimle en az bozulmayla (Distortion) aktarması istenir. Burada üç tip distorsiyondan söz edebiliriz (Vizmuller, 1995):

1- Frekans distorsiyonu: Girişteki sinyalin frekansı ne olursa olsun çıkışa aktarılması istenir. Fakat devrede olabilecek kondansatörler buna izin vermez. Ne olursa olsun her yükseltecin mutlaka bir üst frekans sınırı vardır. Direk kuplajlı yükselteçlerde frekans DC (0 Hz)' den başlar.

2- *Faz distorsiyonu*: Devrenin yapılama şekli ve kondansatör, bobin gibi devre elemanlarından oluşur. Devrenin girişine uygulanan sinyalin başlama zamanı ve yönü çıkışta aynı anda görülüyorsa faz distorsiyonu var demektir. Faz bozulması ses devreleri, RF gibi yerlerde önemsizdir. Fakat televizyon gibi ekran taramalarının önem kazandığı yerlerde faz distorsiyonu hiç olmamalıdır.

3- *Lineer olmayan distorsiyon*: Bu bozulma ikiye ayrılır;

a) *Harmonik distorsiyon*: Transistörün doğrusal çalışmaması ve aşırı sinyal girişlerinde çıkışta sinyalin doyum ya da kesime uğraması ile olur. Ses yükselteçlerinde ve genlik modülasyonlu devrelerde hiç istenmeyen bir distorsiyon çeşididir. Bazen de sinyal bilerek harmonik distorsiyonuna uğrattırılır. Bu devreler frekans çoklayıcı devrelerdir.

b) *Intermodülasyon distorsiyonu*: İki ya da daha fazla sinyalin yükselteç içinde karışması ile olur. Bu distorsiyon sonucunda yükselteç çıkışında bu sinyallerin toplamları, farkları ve kendileri görülür.

Güç yükseltici tasarımında öncelikle aşağıdaki maddeler dikkate alınmalıdır (Mona vd., 2001):

1. İstenen bant genişliği üzerindeki (50Ω veya 75Ω), istenen yük direncine (RL) çeviren bir uyumlandırma devresi tasarımı yapılmalıdır.
2. Çıkış direnci istenen RL ile sonlandırıldığında, devre girişinde bir eşlenik uyumlandırma uygulanmalıdır.
3. Sıcaklık ve voltaj değişimlerinde ve çıkış voltaj duran dalga (VSWR) açısından yükseltecin stabil olduğu test edilmelidir ki bu iş oldukça zaman almaktadır. Stabilitayı etkileyen en hassas eleman ise kolektör (veya akaç)DC şokudur.
4. Yükseltecin voltaj, akım ve güç tüketimi oranları, çalışma koşullarını aşmayacak şekilde tasarlanmalıdır.

Genel yükseltme sınıfları şu şekildedir: Sınıf A; RF kesim ve doyum noktaları arasında salınım yapar; DC akım sürekli akar; verimlilik düşüktür. Sınıf B; RF sinyalin yarısı doyum ve kesim noktaları arasında salınım yapar; DC akım her yarım periyotta bir akar. Sınıf AB; DC akım yarım ve tam periyotlar arasında akar; “push-

pull” işlemi. Sınıf C; kısmi RF sinyal salınımı; DC akım yarım periyottan daha az süre için akar. Sınıf D, E, F; anahtarlama yükseltmesi; maksimum voltajda minimum akım akar; filtrelere ihtiyaç duyulur; verimlilik yüksektir (Vizmuller, 1995).

3.2.6.2. İşaret gürültü oranı

Elektronik sistemlerin performansı, işaret gürültü oranına bakılarak değerlendirilir. Tasarımcı mümkün olduğunca yüksek işaret gürültü oranı değerine sahip sistemler ortaya koymalıdır. Örneğin; bir yükseltecin çıkışından en düşük seviyeli işaret, gürültü seviyesinin üstünde yer almalıdır. Genelde radyo iletişiminde ve haberleşmede etkin olduğu düşünülmesine karşın, bu kavram işaret seviyesinin çok küçük ve kazancın çok yüksek olduğu yükselteçlerde de kullanılır (Mona vd., 2001).

3.2.6.3. Gürültü faktörü

Devre elemanları için gürültü faktörü kavramı, gerçek bir direncin oda sıcaklığı koşulunda ürettiği gürültünün, ideal bir direncin ürettiği ısı gürültüye oranıdır. Bir sistemde ise, gürültü faktörü çıkıştaki gürültü gücünün (P_{no}), girişindeki gürültü gücüne (P_{ni}) olan oranıdır. Ayrıca bu kavram, giriş ve çıkıştaki işaret gürültü oranlarını kullanarak da ifade edilebilir (Mona vd., 2001).

$$F_n = \frac{SNR_i}{SNR_o} \quad (3.37)$$

Herhangi bir yükseltece giren gürültü işareti eğer yükselteç sınırlamalarına dahil bir karakteristiğe sahipse, geçerli bir giriş işareti olarak alınır ve kaskat yükselteçlerde en son kat orijinal gürültü işaretinin kendinden önceki katlarda yükseltilebilir gürültü işaretinden oluşmuş bir giriş işareti ile beslenir. Toplam gürültü faktörü bu durumda

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (3.38)$$

Burada;

G_n = n. katın kazancı

F_n = n. katın gürültü faktörüdür.

İlk katta (G_1) daha çok kazanç sağlayarak, F_{tot} değeri, F_1 değerine asimptotik olarak yaklaştırabilir. Bu nedenle, bir alıcıda ilk kat, daha çok kazanç ve düşük bir gürültü şekline sahip olmalıdır (Mona vd., 2001).

3.2.6.4. Gürültü şekli

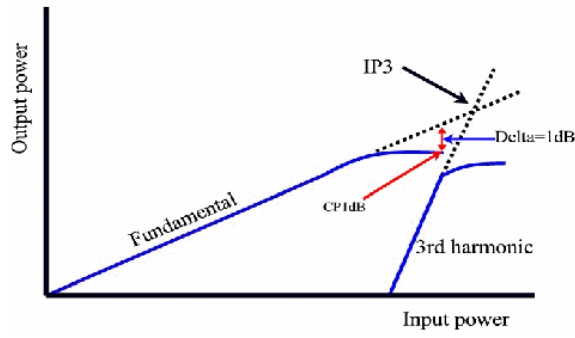
Bir yükseltecin kalitesini veya ideal sapmasını belirten bir ölçüttür. Bu nedenle bir kalite faktörü olarak tanımlanabilir ve gürültü faktörünün dB cinsinden ifadesidir (Mona vd., 2001).

$$NF=10\log_{10}F \text{ (dB)} \quad (3.39)$$

3.2.6.5. IP₂ / IP₃

Yüksek frekans yükselteçleri genelde bir veya birden fazla transistör basamağından oluşur. Bu transistörler belirli noktaya kadar lineer olarak çalışırlar. Lineer olarak çalıştığı alan beyz akımı ve kollektör/emiter voltajına bağlıdır. Beyz akımı yükselteçlerde çok büyük rol oynamaktadır, çünkü bu akım yükselteçlerin gürültü oranını etkiler. Transistörlerin lineer olmadığını ve yükseltecin girişinde yüksek genlikli sinyallerin olduğunu kabul edelim. Bu durumda yükselteçteki transistörler, girişteki sinyallerin şekillerini bozacaktır ve başka sinyaller üretecektir. Bu olaya IMD (Inter Modulation Distortion) adı verilir. IMD olayını belirleyebilmek için IP₂ (Intercept Point) ve IP₃ parametrelerini ölçmemiz gereklidir (Mona vd., 2001).

Şekil 3.14' de IP₃ noktasının gösterimi verilmektedir, IP₂ ise bu gösterime benzerdir. Giriş sinyali yükseldikçe yükseltecin içinde oluşan harmonik sinyaller de (2. ve 3. mertebeli) yükselir. Giriş 1 dB ile yükselirse 3. mertebeli harmonik 3dB ile yükselmektedir. Belirli bir noktada giriş sinyali ve harmonik sinyal birbirine eşit olacaktır. Bu noktaya IP₃ noktası adı verilmektedir. Bu durumda giriş sinyali yükseltecinin içinde oluşan harmonik sinyal tarafından bastırılacaktır. Bu noktaya ulaşmadan önce çıkış sinyali giriş sinyalini takip etmeyi bırakıp değer kaybedecektir. Şekil 3.14' de bu değer kaybı görülmektedir. Çıkıştaki değer kaybı 1 dB' ye ulaştığı



Şekil 3.14. IP3, CP1dB parametrelerinin grafiksel gösterimi (Mona vd., 2001)

noktaya CP 1dB (1 dB Compression Point) noktası denilmektedir. IP_2 ve IP_3 değerleri, yükseltecin yüksek genlikli sinyallerle başa çıkıp çıkamadığını göstermektedir. Bir alıcının giriş katında bulunan yükselteç için bu değerler çok önemlidir. Kısa dalgada bazen sinyaller çok yüksek olabilmektedir. Böyle bir durumda giriş yükselteci boğulup ve sinyal şeklini bozup harmonikler oluşturursa, o zaman yükseltecin ne kadar kaliteli olduğu anlaşılabilir (Mona vd., 2001).

3.2.6.6. Doğrusallık

Bir yükseltecin doğrusallığı, ölçülen eğrinin ideal eğriden ne kadar saptığıyla bağlantılı bir ifade ile tanımlanır. Doğrusallık çoğunlukla doğrusal olmayan karakteri belirten bir yüzde ile tanımlanır (Mona vd., 2001).

3.2.6.7. Kararlılık

Aşağıda verilen 1. veya 2. koşul sağlanıyor ise yükselteç kararlıdır. Büyük μ değerleri, kararlılığı artırır (Mona vd., 2001).

$$\text{Koşul 1. } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad |\Delta| < 1 \text{ ise} \quad (3.40)$$

$$\text{Koşul 2. } \mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.41)$$

3.2.6.8. Performans

RF devre güç/performans dönüşümü ve RF ön uç minimum güç tüketimi, sırasıyla aşağıda verilen denklemler ile hesaplanabilir (Mona vd., 2001);

$$P_{DC} = \kappa' G BW IP3 \quad (3.42)$$

$$P_{min} = IP3_{tot} \left(\sqrt{K_n G_{tot}} + \frac{\sum_{i=1}^{n-1} \sqrt[3]{K_i (F_{i+1} - 1)^{3/2}}}{\sqrt{F_{tot} - F_1}} \right)^2 \quad (3.43)$$

Burada,

$IP3_{tot}$: Toplam 3. dereceden kesişme noktasını,

$K_{n,i}$: n. ve i. katın kararlılığını,

G_{tot} : Toplam kazancı,

F_{tot} : Toplam gürültü şeklini,

F_i : i. katın gürültü şeklini

BW : Bant genişliğini belirtmektedir.

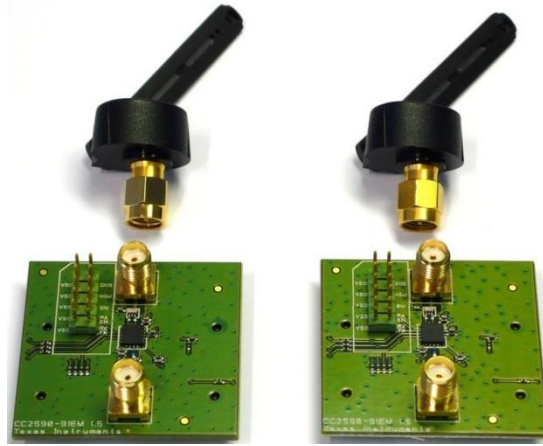
3.2.7. CC2590 2.4 GHz ön uç modül

CC2590 2.4 GHz ön uç modül, Texas Instruments firmasının üretmiş olduğu, düşük güç ve voltajlı, yüksek performanslı ve uygun maliyetli RF ön uçtur. Piyasadaki var olan 2.4 GHz' lik düşük güçteki RF alıcı vericiler, vericiler ve yonga üzeri sistemler için kapsama arttırıcıdır (Texas Instruments, 2010).

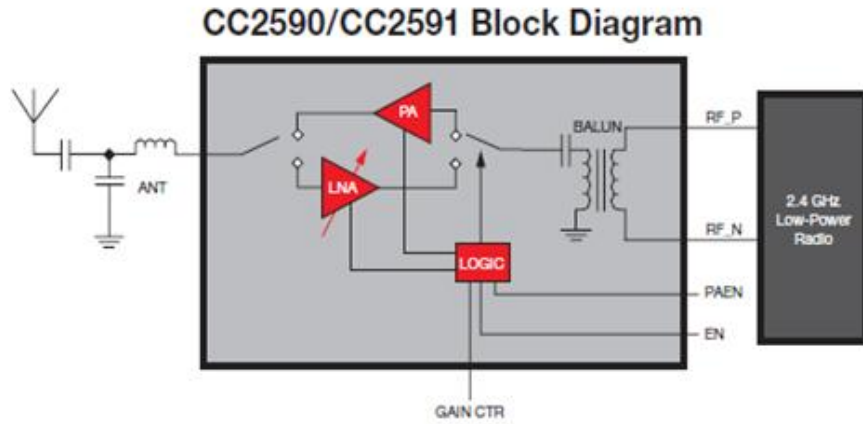
CC2590 2.4 GHz ön uç modül, gelişmiş alıcı hassasiyeti için, düşük gürültü şekil değerine sahip bir LNA ve arttırılmış çıkış gücü için bir güç yükselteci sağlar. 4×4 mm, QFN-16 paketiyle, küçük ebatlı RF tasarımını, yüksek çıkış gücünden (25 mW' a kadar) ödün vermeden sağlar (Texas Instruments, 2010).

CC2590, yüksek performanslı kablosuz uygulamaların basit tasarımları için, güç yükselteci, düşük gürültü yükselteci, anahtarlar, RF uyumlandırma ve balun içerir.

CC2590 2.4 GHz ön uç modül Şekil 3.16.' da ve bu modülün blok şeması Şekil 3.17.' de gösterilmiştir. Ayrıca, CC2590 entegresinin veri sayfası, EK-1 başlığı altında, EKLER bölümünde yer almaktadır (Texas Instruments, 2010).



Şekil 3.15. CC2590 2.4-GHz RF ön uç modül (Texas Instruments, 2010)



Şekil 3.16. CC2590 Blok Şeması (Texas Instruments, 2010)

CC2590 2.4 GHz ön uç modül, 2.4 GHz ISM bant sistemleri, kablosuz sensör ağları, kablosuz endüstriyel sistemler, IEEE 802.15.4 ve ZigBee sistemleri ve kablosuz ses sistemleri gibi çok geniş bir uygulama alanına sahiptir (Texas Instruments, 2010).

4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

4.1. Proje Düzenegi

Proje çalışmalarımız, SDÜ, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Mikrodalga Laboratuvarında gerçekleştirildi. Proje uygulama aşamasında kullanılan laboratuvar ekipmanları; anten ve mikrodalga deney cihazları, spektrum analizör, mikrodalga üreteç, elektrik ve manyetik alan probu, RF güçmetre, RF detektör, yönlü koplör, bölücü ve birleştiriciler, anten test ekipmanları, çeşitli bilgisayar donanımları ve modelleme araçlarıdır. Şekil 4.1.' de, mikrodalga laboratuvarında bulunmakta olan, ölçüm ve devre gerçeklemeleri sırasında kullanılan mikrodalga cihazları ve Şekil 4.2.' de Rohde & Schwarz elde taşınabilir Spektrum Analizör FSH6 gösterilmiştir.



Şekil 4.1. SDÜ Mikrodalga Laboratuvarı cihazları



Şekil 4.2. Spektrum Analizör FSH6

Baskı devre kartlarının uygulamasının yapıldığı PCB üretim istasyonu Şekil 4.3.' de, ve devre ölçümlerinin gerçekleştirildiği ölçüm düzeneği Şekil 4.4.' de gösterilmiştir.



Şekil 4.3. PCB Üretim İstasyonu



Şekil 4.4. Ölçüm düzeneği

4.2. Modül Elemanları Simülasyonları, Devre Şemaları ve Ölçüm Sonuçları

Yükselteç tipi aktif mikroşerit modülü elemanları olan aktif mikroşerit anten, mikroşerit filtre, düşük gürültü yükselteci (LNA) ve güç yükselteci (PA) tasarım ve uygulamalarının tümünde FR4 olarak adlandırılan dielektrik sabiti 4.6, kalınlığı (h) 1.6 mm olan bir dielektrik alt taban malzemesi kullanıldı. FR4 substratın teknik özellikleri Çizelge 4.1' de gösterildi.

Çizelge 4.1. Substrat özellikleri

<i>Substrat Malzeme</i>	<i>Dielektrik Sabiti ϵ_r</i>	<i>Kayıp Tanjantı $\tan\delta$</i>	<i>Dielektrik Kalınlığı (h)</i>	<i>Bakır Kalınlığı</i>
FR4 Cam Elyaf	4.6	0.002	1.6 mm	1.6 μm

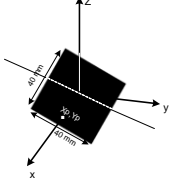
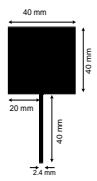
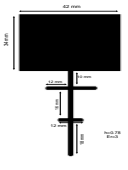

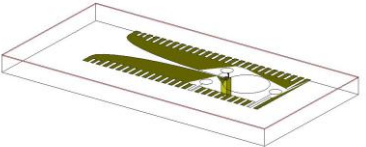
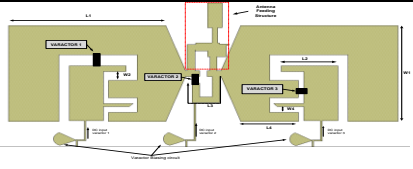
4.2.1. Aktif mikroşerit anten simülasyonları ve ölçüm sonuçları

Bu projenin temel amaçlarından biri kablosuz haberleşme sistemlerinin en önemli elemanlarından biri olan mikroşerit antenler üzerine çalışma yapmak, mevcut geometrileri analiz etmek, mevcut geometriler dışında yeni ve özgün geometriler üzerine çalışma yapmaktır. Bu amaç çerçevesinde mevcut ve yeni geometriler üzerine çalışmalar yapıldı. Tasarımın yaptığımız ve sistemimizde kullanmayı düşündüğümüz aktif anten geometrilerinin bazı avantajları şöyle sıralanabilir:

- İletişim kalitelidir.
- SNR değerini artırır.
- Uzak mesafelere yayın yapabilir.
- Zayıf RF sinyaller için LNA görevi görür.
- Ucuza mal edilir.
- Yüksek frekanstaki iletim hattı kayıplarını azaltır.
- Lineer ya da düzlemsel dizi yapımı oldukça kolaydır.
- PCB yapımı oldukça rahat ve kolaydır.
- Mikrodalga bütünleşmiş devreleri ile kolaylıkla entegre olabilir.

Anten modelleri öncelikle AWR simülasyon ortamında tasarlanıp analiz edildi. Daha sonra simülasyon sonuçlarına göre uygun hale getirilmiş son hali gerçekleştirilerek laboratuvar ortamında ölçüm ve analizleri yapıldı. Tasarlanan antenler ISM bandı 2.4 GHz frekans bandında çalışacak özellik ve performansa sahip şekilde dizayn edildi ve gerçekleştirildi. Ölçümleri yapılan çeşitli geometrilerdeki mikroşerit antenler Çizelge 4.2' de verilmiştir.

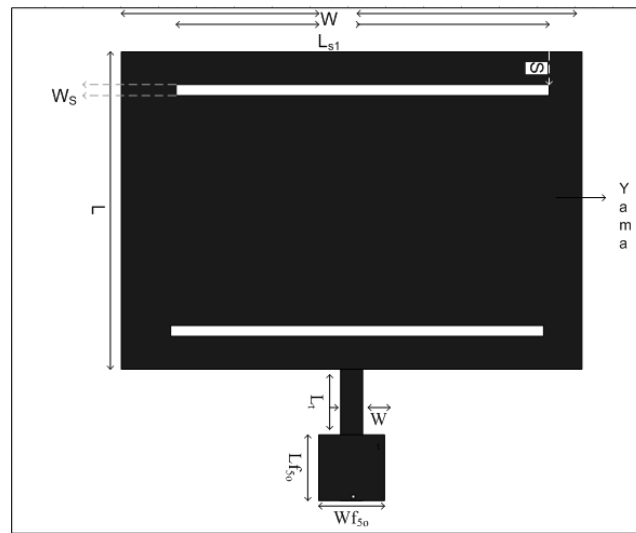
Çizelge 4.2. Ölçümleri yapılan çeşitli geometrilerdeki mikroşerit antenler

Konfigürasyon	Rezonans - Ölçüm			Benzetim
Anten geometrisi	ϵ_r , h (mm)	f_r (GHz)	S_{11} (dB)	Işıma genişliği & Kazanç (f_r)
	2.52, 0.52	2.5	-5.9 dB	84 (7.806 dB)
	2.52, 0.52	2.55	-5.5 dB	86 (7.499 dB)
	3, 0.78	2.6	-12 dB	6.738 dB
	2.52, 0.52	2.1	-8 dB	75 (4.946 dB)
	4.6, 1.6	2.4	-25.9 dB	84 (6.506 dB)
	4.6, 1.6	2.6	-64.9 dB	81 (4.125 dB)

Benzetim ve ölçüm sonuçları, tasarımı yapılan Çizelge 4.2' deki antenlerin 2.4 GHz çalışma frekansı civarında en iyi performans ile çalıştıklarını göstermektedir.

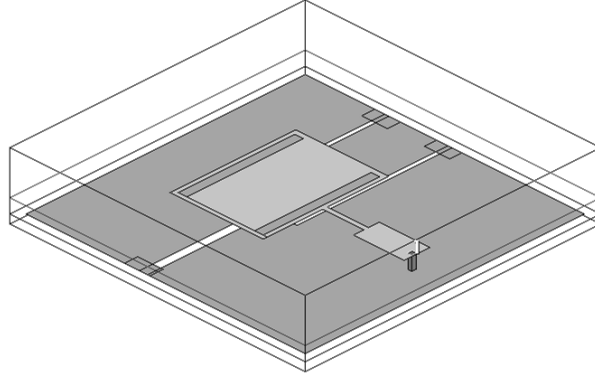
Mikroşerit antenlerin geri dönüş kaybı, 2.1 GHz – 2.6 GHz aralığında, maksimum - 5.5 dB ve minimum -64.90 dB değerlerindedir. Bu değerler, çalışma frekansımız için tasarımı yapılan antenlerin uygun olduğunu gösterir.

Oluk yüklü yama ve toprak düzleminde oluk açılan Meander anten detaylı çalışıldı ve antenin parametre değişikliklerinin sonuçlar üzerindeki etkisi incelendi. Öncelikle, 50 Ω empedanslı ve $(L, W) = (6.187, 3.1)$ mm boyutlu merkezi mikroşerit hat beslemeli $(L, W) = (11.33, 15.2)$ mm boyutlarına sahip bir dikdörtgen mikroşerit referans anten, anten $(L_t, W_t) = (4.922, 0.500)$ mm çeyrek dalga transformatörü ile TM₁₀ modu için tasarlandı. Burada mikroşerit hat besleme ile yamanın uyarılması, ilgili mikrodalga devre entegrasyonu için uygun bir yapı sağlar. Tasarlanan anten geometrisi Şekil 4.5.'de verildi.



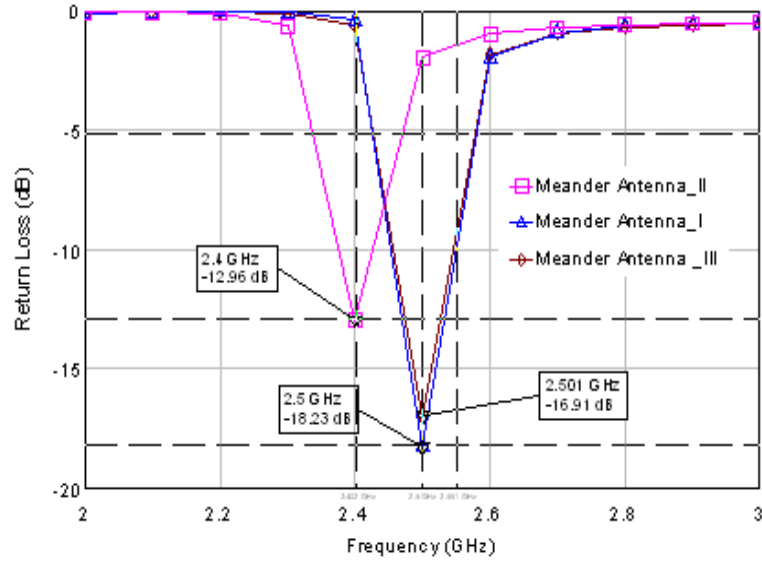
Şekil 4.5. Meander antenin geometrisi

Daha sonra, ışınım kenarlarına yakın bölgelerde $S=0.1$ mm aralığı bırakılarak, dikdörtgen yama üzerinde, iki adet paralel dikdörtgen oluk açıldı. Oluğun boyu $L_s = 14.2$ mm ve genişliği $W_s=1$ mm olacak şekilde belirlendi. Antenin toprak düzleminde, $L/4$ aralığı ile ve birbirine paralel üç benzer oluk açıldı. Şekil 4.6.'da bu yapının üç boyutlu görüntüsü gösterildi. Bu olukların, ışınım yamasının toprak düzlemi üzerindeki imajının içinde ve dışında kalan boyutları sırasıyla, W_g ve L_g 'dir.

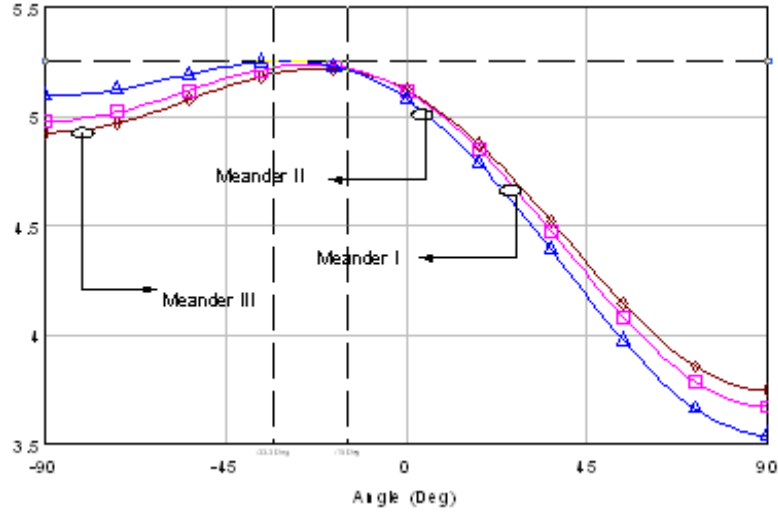


Şekil 4.6. Meander anten 3D geometrisi

W ve L boyutları birbirinden farklı 3 tip Meander antenin, geri dönüş kaybı simülasyon sonuçları Şekil 4.7.' de ve E-düzlemi ışınma örüntüsü Şekil 4.8.' de yer almaktadır.



Şekil 4.7. Meander antenlerin geri dönüş kaybı simülasyon karakteristiği



Şekil 4.8. Meander antenlerin benzetim E-düzlemi ışınma örüntüsü

Tüm polarizasyonlar ve toplam güç özellikleri için belirli yöndeki normalize uzak alan ışınması Çizelge 4.3.' de gösterilmiştir. Burada, toplam güç, E_{θ} ve E_{ϕ} içerisindeki gücün toplamı olarak tanımlanmıştır (AWR, 2010).

$$TP_{wr} = \frac{1}{240\pi} (|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2) \quad (4.1)$$

Birincil düzlem kesiti tüm polarizasyonlarda toplam gücü hapseder ve -90 dereceden 90 dereceye veya $-\pi/2$ radyandan $\pi/2$ radyana, θ' yı tararken, frekansı ve Φ değerini sabitler. Toplam güç P_{ave} olarak normalize edilir. Burada;

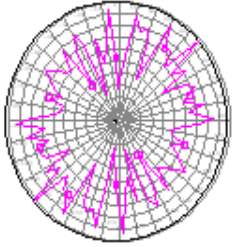
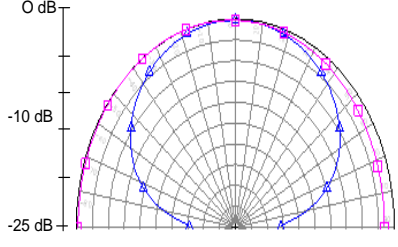
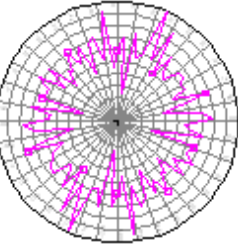
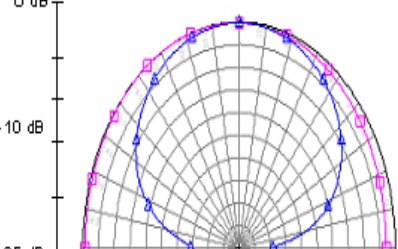
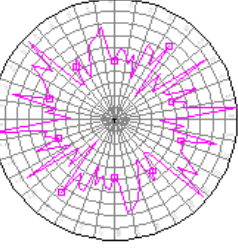
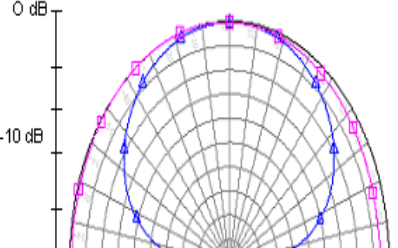
$$P_{ave} = \frac{1}{8\pi} \operatorname{Re} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} (E_{\theta} \cdot H_{\phi}^* - E_{\phi} \cdot H_{\theta}^*) \sin\theta d\theta d\phi \quad (4.2)$$

$$\text{Result} = \sqrt{\frac{TP_{wr}(\theta, \phi)}{P_{ave}}} \quad \text{for } \theta = \frac{\pi}{2}, \phi = \text{const} \quad (4.3)$$

$$E_{\theta} = \frac{\sin\left(\frac{k_0 \Delta L \sin\theta}{2}\right)}{\frac{k_0 \Delta L \sin\theta}{2}} \cos\left(\frac{k_0 (L + \Delta L)}{2} \sin\theta\right) \quad (4.4)$$

$$E_{\phi} = \frac{\sin\left(\frac{k_0 W_e \sin\theta}{2}\right)}{\frac{k_0 W_e \sin\theta}{2}} \cos\theta \quad \text{şeklinde formülize edilir (AWR, 2010).}$$

Çizelge 4.3. Meander antenlerin benzetim ışınım karakteristiği

Anten Tipi	Tüm polarizasyonlar için normalize uzak alan ışınması (Q=0)	Toplam Güç (25 dB)
Meander I Anten		
Meander II Anten		
Meander III Anten		

Tasarımı yapılan 3 tip Meander antenin, rezonans frekansı, geri dönüş kaybı, kazanç, ışınım genişliği ve band genişliği simülasyon sonuçları Çizelge 4.4.'de özetlendi. Antenlerin kazançları 5 dB civarında, ışınım genişlikleri 72° ve reel empedansları 50Ω civarındadır. 2.4 GHz frekansında, geri dönüş kaybı performansında, en iyi sonuç -12.96 dB olarak elde edildiğinden, Meander II anten uygulaması yapılmasına karar verildi.

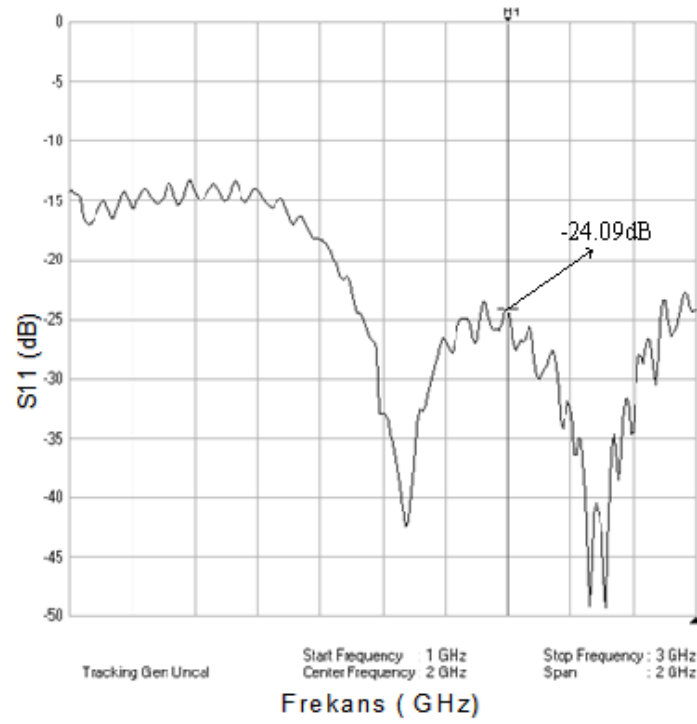
Çizelge 4.4. Meander antenlerin benzetim performans özeti

Parametreler	Meander-I Antenna	Meander-II Antenna	Meander-III Antenna
	W=15.3mm, W _s =1mm	W=15.3mm, W _s =0.5mm	W=16.8mm, W _s =1mm,
	L _{g1} =14.9mm	L _{g1} =17.4mm	L _{g1} =14.9mm
	W _{g1} =1mm	W _{g1} =0.5mm	W _{g1} =1mm
	L _{g2} =14.9mm	L _{g2} =15.4mm	L _{g2} =14.9mm
	L _{g3} =14.9mm	L _{g3} =17.4mm	L _{g3} =14.9mm
	W _{g3} =1mm	W _{g3} =0.5mm	W _{g3} =1mm
Rezonans frekansı (GHz)	2.5	2.4	2.4
Geri dönüş kaybı, S ₁₁ (dB)	-18.23	-12.96	-12.23
Kazanç	5.23 dB	5dB	5.01
Işıma Genişliği	75 ⁰	71 ⁰	72 ⁰
Bant Genişliği	2.454-2.555	2.375-2.428	2.38-2.42

Şekil 4.9.' da gerçekleştirilen anten 36×36 mm boyutlarındadır. Antenin, spektrum analizörü ile ölçülen geri dönüş kaybı sonuçları, Şekil 4.10.' da görülmektedir. 2.4 GHz frekansında -25.09 dB geri dönüş kaybı ölçülmüştür.



Şekil 4.9. Meander II anten



Şekil 4.10. Meander II antenin geri dönüş kaybı ölçüm karakteristiği

Çizelge 4.5. Meander II antenin performansı

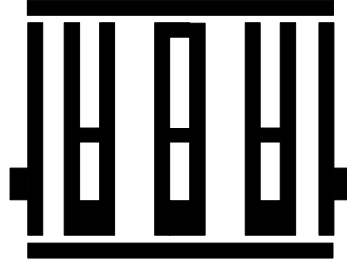
Parametreler	Simulasyon	Ölçüm
Rezonans Frekansı (GHz)	2.4	2.4
Geri Dönüş Kaybı (dB)	-12.96	-24.09
Kazanç (dB)	5.01	5
Işıma Genişliği	71 ⁰	72 ⁰
Bant Genişliği	2.38 - 2.42	2.4 - 2.44

Çizelge 4.5' den incelenebileceği gibi tasarlanan Meander II anten 2.4 GHz frekansında 72⁰ ışına genişliği ile -24.09 dB geri dönüş kaybına sahiptir. Laboratuvar ölçümleri de gösteriyor ki tasarımını yaptığımız Şekil 4.9.' daki mikroşerit anten, 2.4 çalışma frekansı civarında en iyi performansta çalışmaktadır. Simülasyonda çalışma

frekansı için -12.96 dB değerinde geri dönüş kaybı elde edilirken antenin gerçeklenip ölçüm sisteminde ölçülmesi ile -24.09 dB geri dönüş kaybı elde edilmiştir. Aynı zamanda E düzlemi ışınma örüntüsü grafiğine bakılacak olursa, çalışma frekansımızda antenin ışınması en büyük değerlerine ulaşmıştır. Bu sonuçlar, gerçeklediğimiz Meander II antenin çalışma frekansı için iyi bir performans sergilediğini göstermektedir.

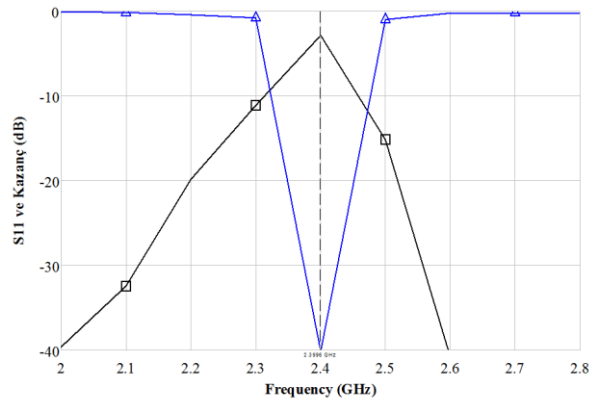
4.2.2. RF filtre simülasyonu ve ölçüm sonuçları

Şekil 4.11 tasarlanan 2.4 GHz mikroşerit filtre baskı devre şemasını içermektedir.



Şekil 4.11. 2.4 GHz mikroşerit filtre tasarımı

2.4 GHz mikroşerit filtre tasarımı simülasyon sonuçları, Şekil 4.12.' de verilmiştir.



Şekil 4.12. 2.4 GHz mikroşerit filtre S11, S21 simülasyon performansı

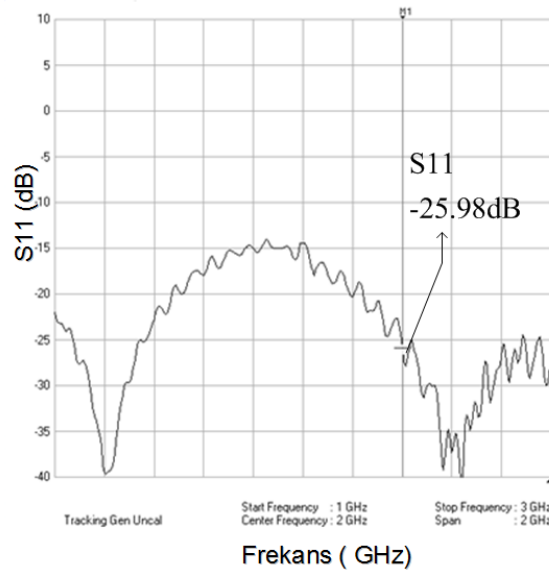
Geri dönüş kaybının geçiş kayıplarından çok daha fazla olduğu aralık filtrenin çalışma aralığını belirlemektedir. Görüldüğü gibi uygulamalarda geri dönüş kaybı ve

geçiş kaybı grafikleri baz alınmıştır. Şekil 4.13’ de üretilen 2.4 GHz mikroşerit filtre devre yer almaktadır.



Şekil 4.13. 2.4 GHz mikroşerit filtre

Üretilen mikroşerit filtre geri dönüş kaybı 2.4 GHz frekansında -25.98 dB geri dönüş kaybı ölçülmüştür (Şekil 4.14).



Şekil 4.14. 2.4 GHz mikroşerit filtre S11 ölçüm grafiği

2.4 GHz mikroşerit filtrenin simülasyon performansı Çizelge 4.6.’ da özetlenmiştir. Grafiklerden ve ölçüm sonuçlarından da anlaşılabilceği gibi filtre dar bir bantta kararlı bir bant geçiren filtre tepkisi göstermektedir. Bu uygulama özgün bir çift-mod filtre tasarımıdır ve avantajları yüksektir. Geçiş bandında dalgalanma olabildiğince düşük tutulmuştur ve 2.4 GHz merkez frekansında -40.15 dB geri dönüş kaybı göstermektedir. Geçiş kayıpları da oldukça düşük olup, geçiş bandında

ise 0 dB ye yaklaşmaktadır. Filtrenin bir diğer avantajı ise küçük boyutlarıdır. Filtrenin üzerinde bulunduğu plakanın boyutları 28×20 mm kadardır. İletim bandında geri dönüş kaybı keskin bir şekilde düşmektedir ve kararlı bir karakteristik göstermektedir.

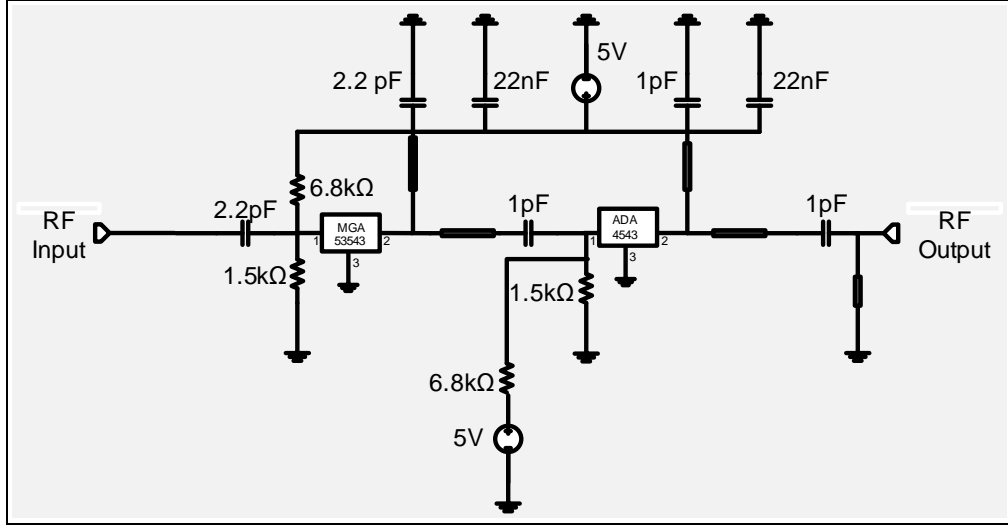
Çizelge 4.6. 2.4 GHz mikroşerit filtre benzetim performansı

Bant Genişliği (MHz)	169.2
Merkez Frekansı (MHz)	2400
Kesim Frekansı (MHz)	2480
Grup Gecikmesi (ns)	0.1
Ekleme Kaybı (dB)	-5
Geçen Bant (MHz)	2320-2480
Kalite Faktörü	12
Geri Dönüş Kaybı (dB)	-40.2
Şekil Faktörü	2.5

4.2.3. Güç yükselteci simülasyonu ve ölçüm sonuçları

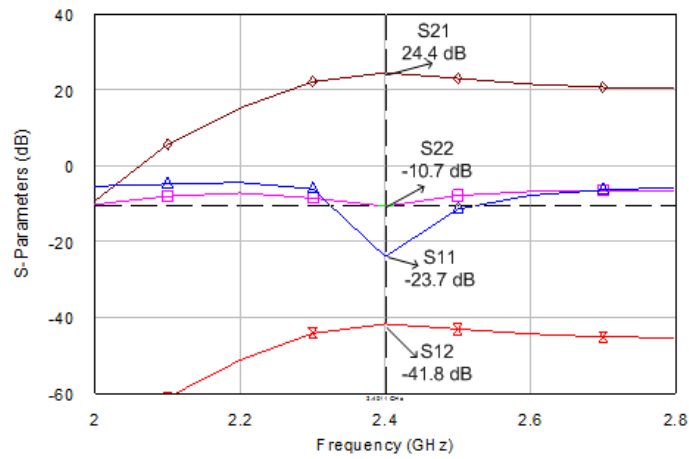
2.4-2.47 GHz (WLAN) frekanslarında çalışan, A-sınıfı, iki katlı güç yükselteci analizi ve tasarımı yapıldı. A-sınıfı güç yükseltecinin ilk katında MGA-53543 lineer yükselteç, ikinci katında ADA-4543 küçük sinyal güç yükselteci kullanıldı. Ayrıca, giriş ve çıkış empedans uyumlandırmaları, uygun kapasitör, direnç değerleri ve mikro şerit hatlar kullanılarak yapıldı. Şekil 4.15. tasarlanan devre açık şemasını göstermektedir. Tasarlanan PA yapısı 5 V besleme gerilimi altında çalışmaktadır. DC besleme hattı, devreden akan mikrodalga sinyallerin bu hat üzerinde kaybolmaması koşulu olan yüksek empedans elde etmek için, dar seçildi. Besleme

hattı, w hattın eni, h alt taban malzemenin yüksekliği olmak üzere, $w/h < 1$ ($0.25/1.6 < 1$) oranı sağlayacak şekilde tasarlandı.

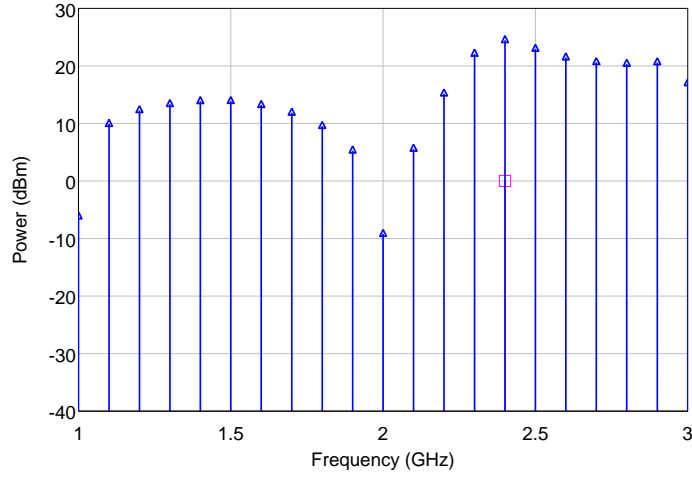


Şekil 4.15. 2.4 GHz iki katlı A-sınıfı güç yükseltici (PA) açık devre şeması

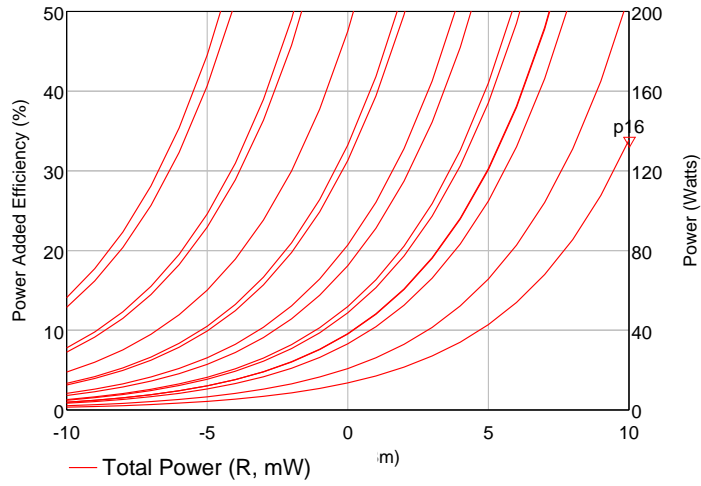
Şekil 4.16.' da güç yükseltcinin, benzetim sonucu elde edilen S-parametre grafiği, Şekil 4.17.' de benzetim sonucu elde edilen güç spektrumu ve Şekil 4.18.' de benzetim sonucu elde edilen PAE grafiği ve yer almaktadır.



Şekil 4.16. Güç yükseltici S-parametreleri benzetim grafiği

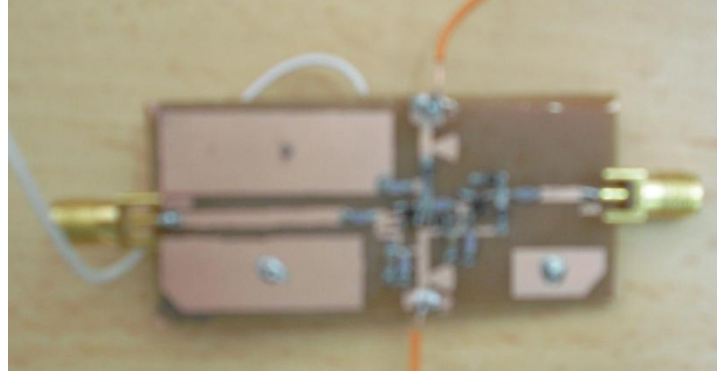


Şekil 4.17. Güç yükselteci güç spektrumu benzetim grafiği



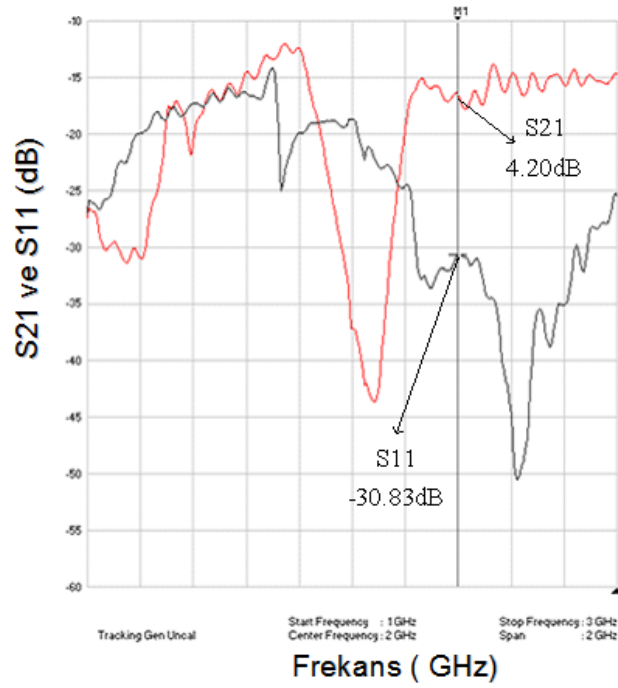
Şekil 4.18. Güç yükselteci PAE benzetim grafiği

Güç yükselteci kazancının 24.4 dB ve kazanç kararlılığının ± 0.5 dB olduğu görülmektedir (Şekil 4.16.). Güç yükseltecinin PAE' si giriş gücünün bir fonksiyonu olarak Şekil 4.18.' de görülmektedir. Verimlilik (PAE) yüksek çıkış güçlerinde yüzde 40 lar civarındadır. Şekil 4.16.' da görüldüğü gibi giriş geri dönüş kaybı 2.3 GHz ve 2.6 GHz arasında -10 dB den daha düşük seviyelerdedir. Şekil 4.19.' da 2.4 GHz iki katlı A-sınıfı güç yükseltecinin devresi gösterilmiştir. Bu devre 60×26 mm boyutlarındadır.



Şekil 4.19. 2.4 GHz iki katlı A-sınıfı güç yükselteci (PA) devre kartı

Gerçeklenen güç yükseltecinin kazanç ve geri dönüş kaybı ölçümleri 6 GHz spektrum analizör ile yapıldı (Şekil 4.20.) ve performans özeti çıkarıldı (Çizelge 4.7.).



Şekil 4.20. 2.4 GHz iki katlı A-sınıfı güç yükselteci (PA) ölçüm karakteristiği

A-sınıfı güç yükselteci seçilmesinin asıl nedeni, yüksek doğrusallık sağlamasıdır. %40 verimlilik düşük olmasına rağmen, sistemimizde kabul edilebilir değerdedir. Sonuçlar, 2.4 GHz iki katlı A-sınıfı güç yükseltecinin, verici sistemlerinde yüksek performans ile kullanılabileceğini göstermektedir. Sinyal bilgisi, faz ve büyüklük

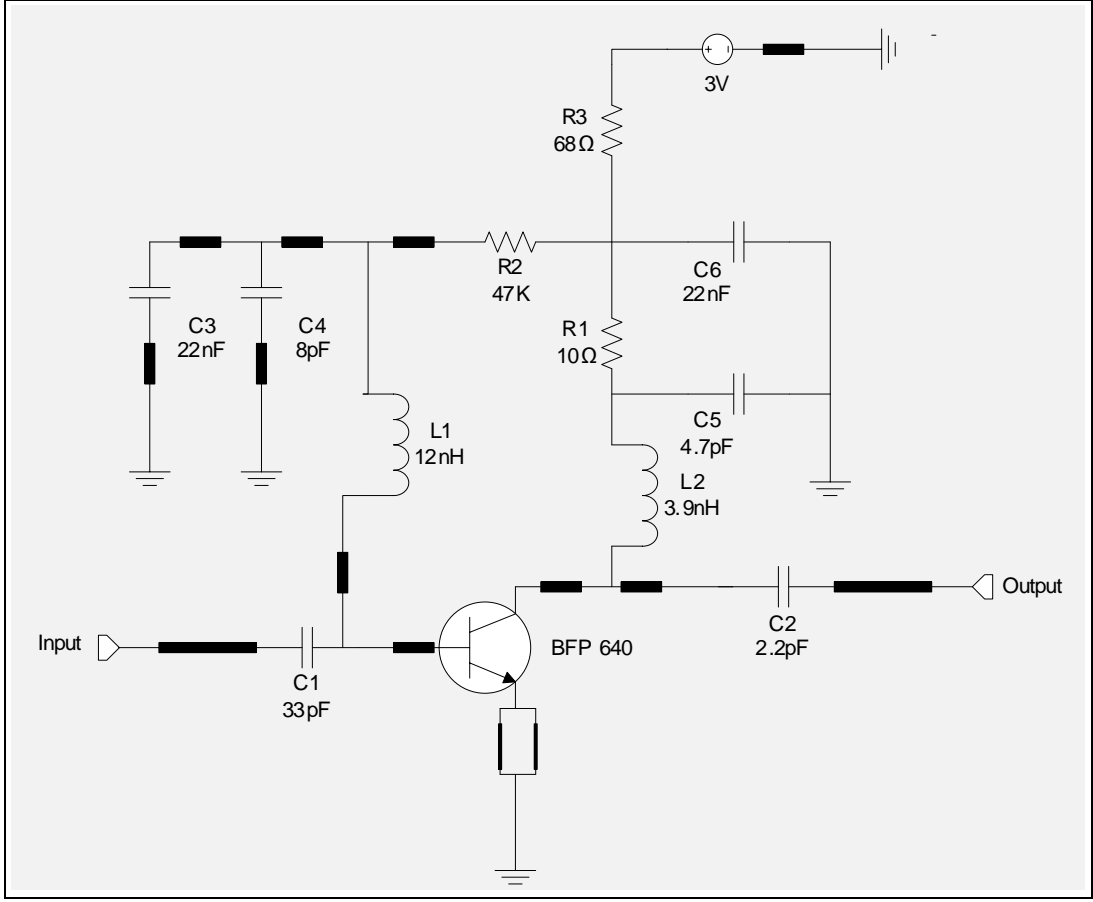
üzerinden taşındığı için, yükselteçlerin lineer olmayan analizi EVM (Error Vector Magnitude) kullanılarak karakterize edilir. EVM, orijinal iletilen sinyal sembolünün, demodüle edilmiş alınan sinyal sembolünden ne kadar saptığının bir ölçüsüdür. 384 kbps sayısal modülasyon için %3 EVM değeri oldukça yeterlidir (Çizelge 4.7.).

Çizelge 4.7. 2.4 GHz iki katlı güç yükselteci (PA) benzetim performansı

Frekans Aralığı	2.4-2.47 GHz
V _{DD}	5V
V _{GG}	5V
Kazanç	24.4 dB
Kazanç kararlılığı	± 0.5 dB
VSWR (Giriş)	<1.2
1 dB Sıkıştırma Noktası	29 dBm
3. dereceden kesişme Noktası (OIP3)	31.4 dBm
EVM (384 kbps sayısal modülasyon)	3%
PAE	40%

4.2.4. Düşük gürültü yükselteci simülasyonu ve ölçüm sonuçları

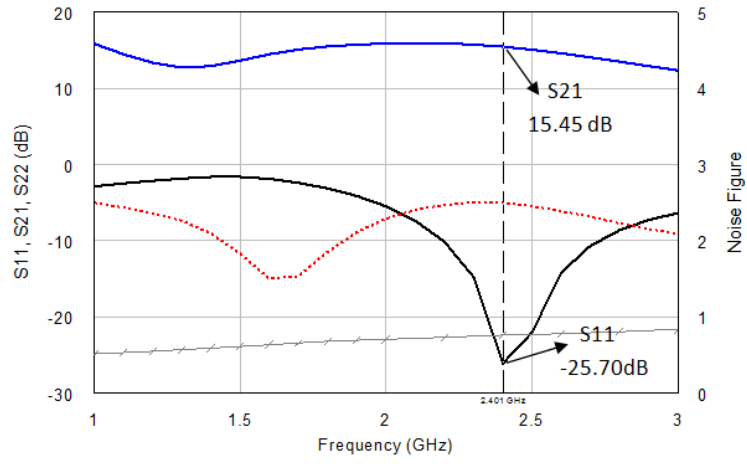
Projemizde, 2.4 GHz ISM bandında kablosuz haberleşme sistemleri için BFP640 SiGe transitörlü düşük gürültü yükselteci (LNA) tasarımı yapılmıştır. BFP640' ı seçmemizin nedeni, BFP620' ye göre yüksek kazanç ve yüksek kesim voltajına olanak sağlamasıdır. LNA devresi, 3V besleme gerilimi ile çalışmaktadır. Ayrıca, giriş ve çıkış empedans uyumlandırmaları, uygun kapasitör, direnç değerleri ve mikro şerit hatlar kullanılarak yapıldı. Tüm devre elemanları FR4 malzeme üzerine yerleştirildi. Şekil 4.21. tasarlanan devre şemasını göstermektedir. Tasarlanan LNA yapısı 3V besleme gerilimi altında çalışmaktadır.



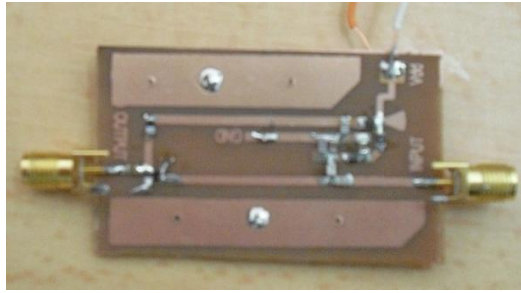
Şekil 4.21. Düşük gürültü yükselteci açık devre şeması

Şekil 4.22. BFP 640 transistörü ile çalışılan düşük gürültü yükseltecinin benzetim sonuçlarını içermektedir. Giriş ve çıkış uyumlandırma devreleri tasarımı tamamlandıktan sonra, yükseltecin simülasyonu yapıldı ve performansı incelendi. Yükseltecin giriş ve çıkış geri dönüş kaybı performansı oldukça iyidir, -25 dB civarındadır. Rezonans frekansında, 3V besleme gerilimi ile 15.45 dB degerinde kazanç (S21) elde edilmiştir. Çalışılan frekans bandında, 0.8 dB gürültü şekli elde edilmesi, sistem duyarlılığının istenen seviyede olduğunu göstermektedir.

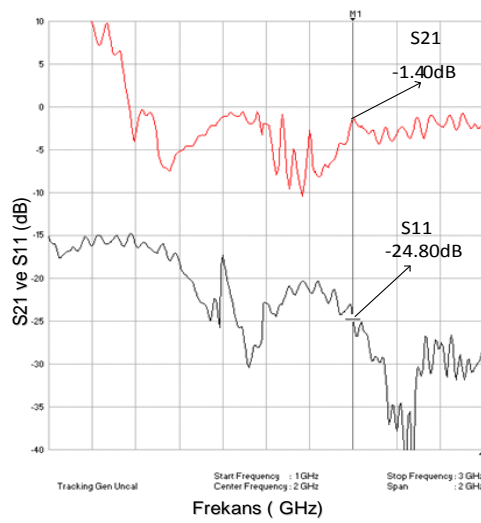
Şekil 4.23.' de düşük gürültü yükselteci devre kartı yer almaktadır ve bu devre, 64×26 mm boyutlarındadır. Devrenin, S21 ve S11 ölçüm performansı Şekil 4.24.' de gösterilmiştir.



Şekil 4.22. Düşük gürültü yükselteci S-parametreleri benzetim sonuçları



Şekil 4.23. Düşük gürültü yükselteci baskı devre kartı



Şekil 4.24. Düşük gürültü yükselteci S-parametreleri ölçüm sonuçları

Düşük gürültülü yükseltecinin, simülasyon ve ölçüm sonuçları Çizelge 4.8'de özetlenmiştir. 3V besleme ile, 15.45 dB kazanç, 0.8 dB gürültü şekli, -25.70 dB giriş yansıma katsayısı ve -6 dB çıkış yansıma katsayısı simülasyon performansı elde edilmiştir. Kazanç, gürültü şekli ve S parametreleri değerlerinde başlangıçtaki hedeflere ulaşılmıştır.

Çizelge 4.8. Düşük gürültü yükselteci benzetim performansı

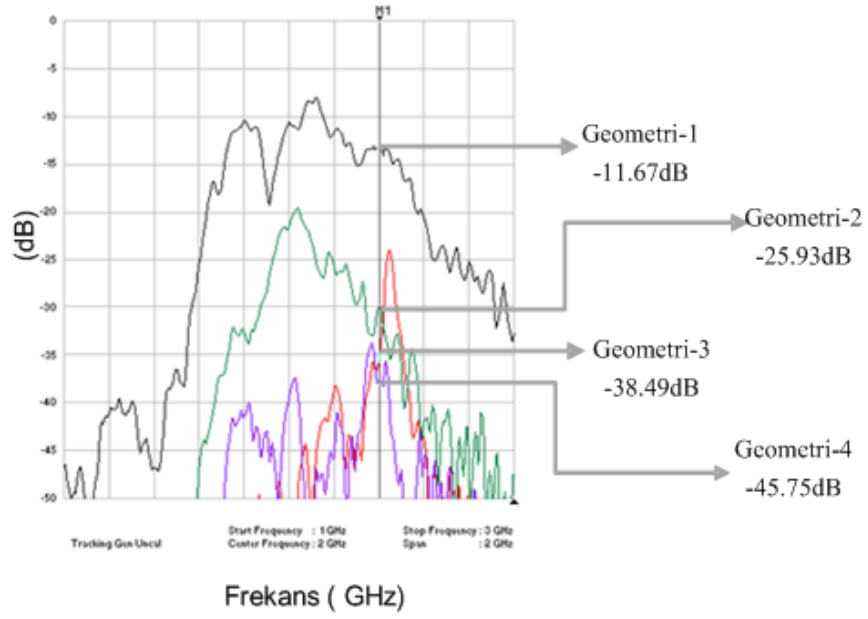
Performans Karakteristikleri	Simülasyon@2.4 GHz
S_{21}	15.45 dB
S_{11}	-25.70 dB
S_{22}	-6 dB
S_{12}	-40 dB
NF (Gürültü Şekli)	0.8 dB
V_{DD} (Güç kaynağı voltajı)	3 V

4.3. CC2590 2.4 GHz Ön Uç Modül Test Sonuçları ve Analizi

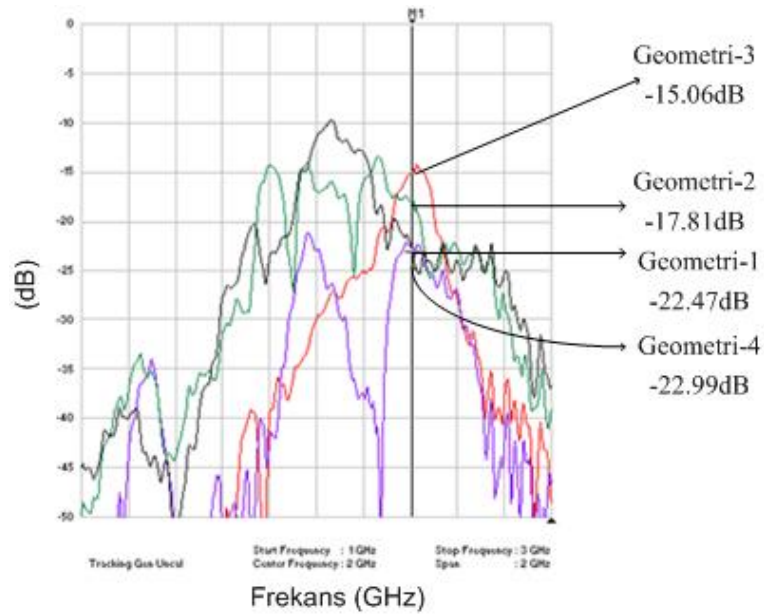
Bu bölümde, Texas Instruments firmasının üretmiş olduğu, CC2590 2.4 Ghz ön uç modül testi, test sonuçları ve değerlendirilmesi yer almaktadır.

CC2590 RF ön uç modül, alıcı modunda, anahtarlar, düşük gürültü yükselteci (LNA) ve balun elemanlarından oluşmaktadır ve toplam gürültü şekli değeri 4.6 dB'dir. Modül verici modunda balun, güç yükseltici (PA) ve anahtar elemanlarında oluşmakta olup çıkış gücü 14 dBm seviyelerine kadar ulaşmaktadır.

CC2590 RF ön uç modül, tasarımı ve üretimi yapılan 2.4 GHz frekans bandında çalışan farklı geometrilerdeki antenler ve modüle dahil olan anten kullanılarak test edilmiştir. CC2590 ile farklı anten geometrileri testinin, Şekil 4.25. alıcı modu transfer parametresi ölçüm grafiğini ve Şekil 4.26. verici modu transfer parametresi ölçüm grafiğini içermektedir.




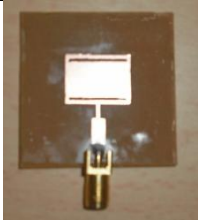
Şekil 4.25. CC2590 modül alıcı modu transfer parametresi ölçüm grafiği



Şekil 4.26. CC2590 modül verici modu transfer parametresi ölçüm grafiği

CC2590 2.4 GHz ön uç modülün farklı anten geometrileriyle, alıcı ve verici modu için performansı Çizelge 4.9.' da gösterilmiştir.

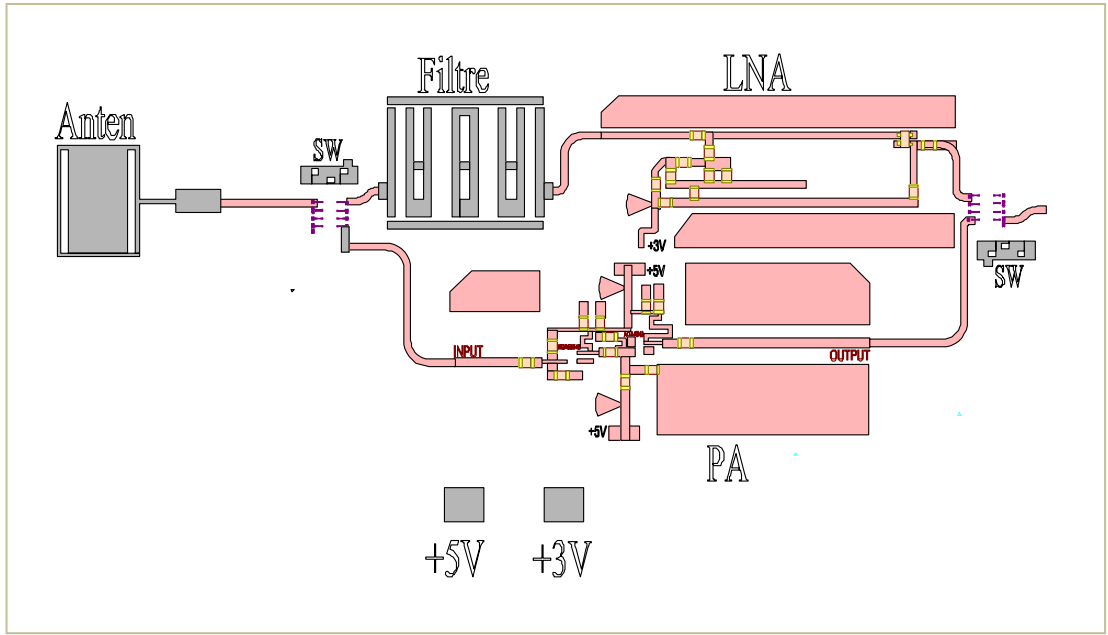
Çizelge 4.9. CC2590 modülün farklı anten geometrileriyle transfer parametresi

Anten geometri No	Anten geometrisi	Alıcı Modu @2.4GHz (dB)	Verici Modu @2.4GHz (dB)
1		-11.67	-22.99
2		-25.93	-17.81
3		-38.49	-15.06
4		-24.75	-22.47

Çizelge 4.9’ da görüldüğü gibi, alıcı modu transfer parametresi, ölçüm CC2590 modülün orjinal anteni ile yapıldığında, -11.67. dB değeri elde edilmiştir. Ölçüm Meander II anten ile yapıldığında, alıcı modu transfer parametresi, -24.75 dB değerine düşmüştür. Verici modu transfer parametresi, modül orijinal anteni ve Meander II anten ile yapılan ölçüm sonuçları, birbirine yakın olup, -22 dB civarındadır.

4.4. Yükselteç Tipi Aktif Mikroşerit Anten Modülü

Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülünün elemanları olan Meander anten, düşük gürültü yükselteci (LNA), güç yükselteci (PA) ve mikroşerit filtre uygulamaları, RF ön uç yapı şeklinde, uygun anahtarlama elemanları seçilerek, birleştirildi. Şekil 4.27.' de, modülün, Microwave Office ortamında hazırlanan devre şeması gösterilmiştir. Bu devre 140×77 mm boyutlarındadır.



Şekil 4.27. Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü baskı devre şeması

Geleneksel anahtarlama elemanlarında ise Pin diyotlar ve FET' ler yüksek frekans bantlarında kullanılmaktadır. Çok bantlı ve çok modlu tekrar konfigüre edilebilir sistemlerde tercih edilen, single-pole-multi-throw (SPMT) gibi çok portlu RF anahtarlar tercih edilmektedir. Çok portlu anahtar konfigürasyonlarında sinyal yolları arasındaki inter modülasyon seviyesindeki artış nedeniyle lineerlik karakteristiği oldukça önemlidir. TDD duplexing metodu T/R anahtarlarla kontrol için kullanılır. Bu projede, anahtarlama devresi olarak, 3V ile kontrol edilen, SPDT anahtar (AS193) kullanıldı.

Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü malzeme listesi Çizelge 4.10.' da verildi. Modül uygulamasında kullanılan, MGA53543, ADA4543, BFP640 ve AS193 entegrelerinin veri sayfaları ise, sırasıyla, EK-2, EK-3, EK-4 ve EK-5 başlıklarıyla EKLER bölümünde yer almaktadır.

Çizelge 4.10. Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü malzeme listesi

No	Malzeme	Malzeme Tipi	Açıklama ve özellik	Adet
1	Kapasitörler	SMD, SOT 805	1 pF (3), 2.2 pF (3), 4.7 pF (1), 8 pF (1), 33 pF (1), 22 nF (4)	13
2	Dirençler	SMD, SOT 805	10 Ω (1), 68 Ω (1), 1.5 k Ω (2), 6.8 k Ω (2), 47 k Ω (1),	7
3	Bobinler	SMD, SOT 805	3.9 nH (1), 12 nH(1)	2
4	Yükselteç	MGA53543	50 MHz to 6GHz Yükselteç	1
5	Yükselteç	ADA4543	Silikon Darlington Yükselteç	1
7	Transisör	BFP640	NPN SiGe Infenion RF Transistör	1
8	RF anahtar	AS193	SPDT RF Anahtar	2
9	Substrat	FR4	h=1.6 mm, $\epsilon_r=4.4$, $\tan(\delta)=0.0010$	1
10	Konnektör	SMA	Koaksiyel RF konnektör	1
Toplam malzeme adedi				29

4.5. Yükselteç Tipi Aktif Mikroşerit Anten Modül Test Sonuçları ve Analizi

2.4 GHz RF yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülünün, her bir katının kazanç, gürültü şekli ve toplam kazanç/gürültü şekli benzetim sonuçları, verici modu için Çizelge 4.11.' de, alıcı modu için Çizelge 4.12' de özetlenmiştir. Bu çizelgelerde, toplam gürültü şekli denklem (3.1) kullanılarak hesaplanmıştır.

Çizelge 4.11. Modül verici modu katların kazancı

Katlar	Kazanç (dB)
T/R anahtar	-1
PA	24.4
T/R anahtar	-1
Aktif Anten	5
TOPLAM	27.4

Çizelge 4.12. Modül alıcı modu katların kazancı ve gürültü şekli

Katlar	Gürültü Şekli (dB)	Kazanç (dB)
Aktif Anten	-	5
T/R anahtar	1	-1
LNA	0.8	15.45
RF Filtre	1.5	-0.5
T/R anahtar	1	-1
Toplam Kazanç	17.95 dB	
Toplam Gürültü Şekli	10 dB	
Toplam Gürültü Sıcaklığı	793.72K	

Denklem (3.4) kullanılarak modül verici hassasiyeti hesaplanabilir;

$$Hassasiyet = -144 + 10 + 10 \log(384/2) + 10 = -101 \text{ dBm}$$

Denklem (3.5) kullanılarak modül verici dinamik aralığı hesaplanabilir;

$$DR = P_{-1\text{dB}} - Hassasiyet = -21 - (-101) = 80$$

Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülünü alıcı ve verici çalışma modlarındaki benzetim performans karakteristiği, sırasıyla Çizelge 4.13. ve Çizelge 4.14' de gösterilmiştir.

Çizelge 4.13. Modülün alıcı mod benzetim performans karakteristiği

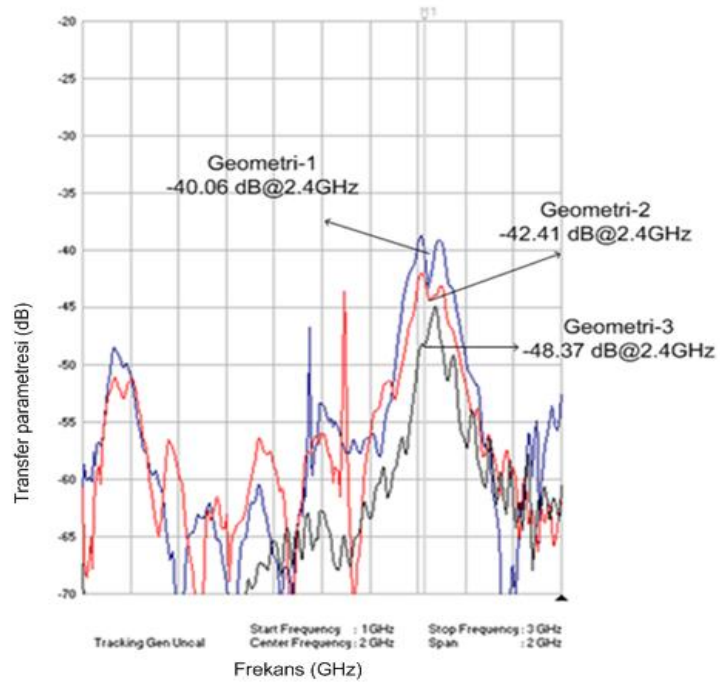
Alıcı Modu	
Doğrusal kazanç	17.95 dB
Gürültü şekli (NF)	10 dB
EVM ($P_{in} = -3\text{dDm}$)	1.5% ($f=2.4\text{GHz}$)

Çizelge 4.14. Modülün verici mod benzetim performans karakteristiği

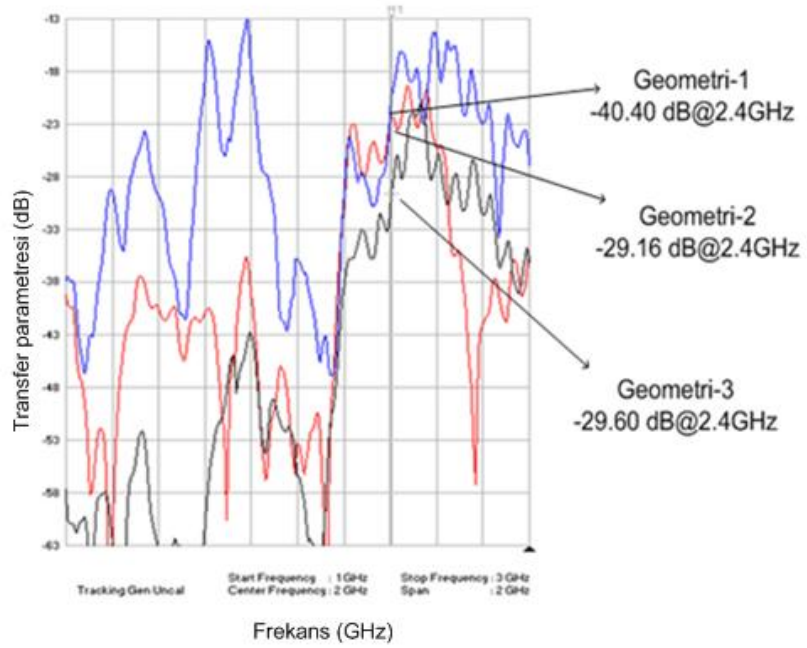
Verici Modu	
Doğrusal kazanç	27.4 dB
Dinamik Aralığı	80 dB
Hassasiyet	-101 dBm (BER 1E-5)

Alıcı modunda, modül, 27.4 dB toplam kazanç ve 10 dB toplam gürültü şekli ile çalışmaktadır. Verici modunda ise 15 dB toplam kazanç, 80 dB dinamik aralığı ve -101 dBm hassasiyet göstermektedir.

Şekil 4.28. yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülünün alıcı modu ve Şekil 4.29. verici modu transfer parametresi ölçüm grafiklerini içermektedir. Burada, yapılan ölçümlerde, modül, tasarımı ve uygulaması yapılan üç farklı geometrideki anten ile test edilmiştir. Alıcı modunda -40 dB seviyeleri ve verici modunda minimum -40 dB, maksimum -29 dB seviyelerine ulaşılmıştır. Burada dikkat edilmesi gereken önemli husus, grafiklerdeki Y skalasının okunmasıdır. FSH View programı, ölçümler alınırken kullanılan spektrum analizörünün bilgisayar arayüzüdür. FSH View ile görüntülenebilen bu çoklu grafiklerde, Y-skalasını, ölçümü seçmek suretiyle değişkenlik göstermektedir. Bu nedenle, grafikler üzerinde ve daha sonraki çizelgelerde ölçüm sonuçları detaylı verilmiştir.





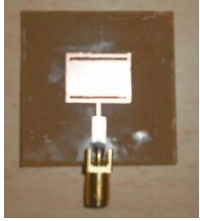
Şekil 4.28. Modül alıcı modu transfer parametresi ölçüm grafiği



Şekil 4.29. Modül verici modu transfer parametresi ölçüm grafiği

Modülün farklı anten geometrileriyle, alıcı ve verici modu için performansı Çizelge 4.15.' de karşılaştırılmıştır.

Çizelge 4.15. Modülün farklı anten geometrileriyle transfer parametresi

Anten geometri No	Anten geometrisi	Alıcı Modu @2.4GHz (dB)	Verici Modu @2.4GHz (dB)
1		-40.06	-40.40
2		-42.41	-29.16
3		-41.37	-29.60

Çizelge 4.15' de görüldüğü gibi, alıcı modu transfer parametresi, üç farklı geometrideki anten için -40 dB civarındadır. Verici modu transfer parametresi, 2 ve 3 nolu geometrilili antenler için -29 dB civarındayken, 1 nolu geometrilili anten de -40 dB değerindedir. Mikroşerit yapıların daha hassas üretimi ve ölçüm ortamı kayıplarının minimize edilmesi ile bu değerler, daha yukarı seviyelere çekilebilir.

Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü performans benzetim ve ölçüm sonuçları Çizelge 4.16.' da yer almaktadır. Modül simülasyon sonuçları, 802.11b alıcı verici sistem standartlarını karşılamaktadır. Ölçüm sonuçları, modülün ISM bandı frekansında çalıştığını göstermektedir. IIP3 ve eşlenik frekansın bastırılması ölçümleri, ölçüm ekipmanı eksikliği nedeniyle yapılamamıştır. Burada, eşlenik frekansın bastırılması, istenen giriş frekansının ürettiği ara frekans sinyal seviyesinin, eşlenik frekansın ürettiği ara frekans sinyal seviyesine oranıdır. Genellikle, dB cinsinden ifade edilir. Eşlenik frekansın bastırılması ölçümünde, istenen ve eşlenik frekansın giriş sinyal seviyelerinin eşit olması gerekmektedir.

Çizelge 4.16. Yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü performans özeti

Parametre	Simülasyon Sonuçları	Ölçüm Sonuçları	802.11b Standartları gereklilikleri
Frekans Bandı	2.4 - 2.48 GHz	2.4 – 2.48 GHz	2.4 - 2.48 GHz
Duyarlılık	-101 dBm	-100 dBm	-92 dBm
IIP3	-22 dBm	-	-12 dBm
Eşlenik Frekansın Bastırılması	30 dB	-	> 29 dB

5. SONUÇ

Bu çalışmada, 2.4 GHz bandı kablosuz haberleşme alıcı verici sistemler için uygun, bir yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü tasarlanmış, devre gerçekleştirilmesi yapıldıktan sonra alınan ölçüm sonuçları analiz edilmiştir. Öncelikle, tüm devre bileşenlerinde istenilen performans elde edildikten sonra, alıcı ve verici simülasyon sonuçları incelenmiştir. Tasarlanan sistemin performans parametreleri, MoM metodu tabanlı Microwave Office benzetim programı kullanılarak değerlendirilmiştir.

Öncelikle, 2.4 GHz frekans bandında çalışan, farklı geometrilerde aktif mikroşerit antenlerin tasarımı, uygulaması ve ölçümleri yapıldı. Aktif mikroşerit antenlerin avantajları, dezavantajları ve ışıma örüntülerini içeren detaylı karakteristiği gösterildi.

Aktif mikroşerit Meander anten detaylı çalışıldı. Meander II antenin, 2.4 GHz frekansında, -12.96 dB benzetim ve -24.09 dB ölçüm değerleri geri dönüş kaybı için oldukça yeterlidir. 5 dB kazanç değeri ve CC2590 modülü ile yapılan ölçüm değerleri nedeniyle, Meander II anten yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modüle dahil edildi.

İkinci aşamada, CC2590 2.4 Ghz ön uç modül, aktif mikroşerit antenlerin performansını deneysel olarak test etme ve uygulaması yapılan yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü ile karşılaştırma amacıyla kullanıldı. CC2590 RF ön uç modül, üretimi yapılan 2.4 GHz frekans bandı farklı geometrilerdeki aktif mikroşerit antenler ile test edildi. Ölçüm sonuçları, bu aktif mikroşerit antenlerin, ISM bandı alıcı verici sistemlerde etkin olduğunu göstermektedir.

Üçüncü aşamada, modülü oluşturacak diğer elemanlar olan, A-sınıfı iki katlı güç yükselteci (24.4 dB kazanç), 2.4 GHz mikroşerit filtre ve düşük gürültülü yükselteci (15.45 dB kazanç ve 0.8 dB gürültü şekli) birer sistem olarak tasarlandı.

Son aşamada, performansları simülasyonlar ile arttırılan modül elemanları, RF ön uç alıcı verici formunu belirleyen anahtarlarla birleştirilerek, yükselteç tipi aktif mikroşerit anten modülü gerçekleştirildi. Alıcı modunda, bu modül, 27.4 dB kazanç ve 10 dB gürültü şekli ile çalışmaktadır. Verici modunda ise 15 dB kazanç, 80 dB dinamik aralığı ve -101 dBm hassasiyet değerine sahiptir. Bu değerler, modülün uygulamasında belirlenen hedeflere ulaşıldığını göstermektedir.

Üretilen modülün, benzetim ve ölçüm sonuçlarının, 802.11b protokolü standartları ile uyumu incelendi. Çizelgeler yardımıyla yapılan karşılaştırmalar, tasarımı ve uygulaması yapılan bu modülün, ISM Bandı ile uyumlu alıcı verici sistemlerde etkili olarak kullanılabilceğini göstermektedir.

Tüm uygulamalarda mikroşerit yapıların hassas ve kayıplı uygulamalar olduğu görülse de endüstriyel uygulamalar ile bu sorunlar minimuma indirgenebilir. Devrenin yaygın olarak kullanılabilmesi için prototipinin oluşturulması ve bu prototipe uygulanacak sistemin tek bir entegre halinde üretilmesi düşünülebilir.

Modülümüz minimum maliyet ile üretilmiş, sinyal kapsama alanı oldukça iyi ve arızalanması pek de kolaylıkla olmayan bir sistemdir. Maksimum veri gönderim hızının yavaşlığı ve mikrodalga fırınlar gibi 2.4 GHz frekans bandında çalışan diğer cihazlarla girişime sebep olabileceği ise sistemimizin dezavantajları arasında yer alır.

Uygulama yaptığımız çalışma, ülkemizde, ISM bandı kablosuz haberleşme sistemleri için geliştirilmiş, performansı arttırılmış özgün bir üründür ve özellikle yurtdışına bağımlı olan sektörde yeni bir anlayış ve pazar oluşturmaktadır.

6. KAYNAKLAR

- AWR, 2010. İnternet Sitesi. <http://web.awrcorp.com/>. Erişim Tarihi: 05.04.2010.
- Balanis, C. A., 1997. Antenna Theory, Analysis and Design, John Wiley & Sons, Inc., 941p. New York.
- Bowick, C., 2008. RF Circuit Design, 2e, Elsevier Inc., 243p. USA.
- Buchwald, J. Z., 1994. The Creation of Scientific Effects: Heinrich Hertz and Electric Waves, University of Chicago Press, 462p. Chicago.
- Cheng, K.K.M., Chan, S.C., 2000. Reduction of Intermodulation Distortion in Microwave Active Bantpass Filters-Theory and Experiments. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 48, 221-225.
- Çakır, G., 2004. Gezgin İletişim Sistemleri İçin Hüzme Yönlendirilmeli Mikroşerit Anten Tasarımı. Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 143s, Kocaeli.
- Donran A., 2002. İnternet Sitesi. <http://www.networkmagazine.com>. Erişim Tarihi: 15.09.2009.
- Geier, J., 2002. Wireless Lans, Wireless System Entegration. Second Edition, 319. Indiana.
- Görür, A., Karpuz, C., 2007. Miniature Dual-Mode Microstrip Filters. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 17, 37-39.
- Harrington, R.F., 1968. Field Computation by Moment Methods, MacMillan, 1208p. New York
- IEEE, 2009. İnternet Sitesi. <http://grouper.ieee.org>. Erişim Tarihi: 24.03.2009.
- Kaya, A., 2008. Meandered Slot and Slit Loaded Compact Microstrip Antenna with Integrated Impedance Tuning Network. Progress in Electromagnetics Research, PIER B 1, 219-235.
- Lee, H. L., 2004. Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory, Measurement, and Circuits, Cambridge University, 844p. New York.
- Lin, S.Y., Chuang, H.R., Horng, T.S., 1999a. 2.4 GHz LNA/PA/circularly polarized active microstrip antennas. Microwave Journal, 42, 22-24.
- Lin, S.Y., Chuang, H.R., 1999b. A 2.4 GHz Transceiver RF Front-end for ISM-Band Digital Wireless Communications. Applied Microwave & Wireless, 20, 32-48.Cop

- Lin, J., Itoh, T., 1994. Active integrated antennas. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 42, 2186-2194.
- Lui, B., 2001. İnternet Sitesi. <http://www.internetnews.com>. Erişim Tarihi: 15.09.2009.
- Maci, S., Gentili, B., 2007. Dual-frequency patch antenna. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 39, 6.
- Mona, M. H., Ismail, M., 2001. RF CMOS Power Amplifiers: Theory, Design and Implementation, Springer, 94p. USA.
- Öztürk, E., 2004. WLAN Kablosuz Yerel Alan Ağları (Wireless Local Area Networks) Teknolojisinin İncelenmesi, Mevcut Düzenlemelerin Değerlendirilmesi ve Ülkemize Yönelik Düzenleme Önerisi. Telekomünikasyon Kurumu, Uzmanlık Tezi, 144s, Ankara.
- Pozar, D. M., 1998. Microwave Engineering, John Wiley & Sons, Inc., 716p. New York.
- Ramadin, D. K., 2005. Overview of Wireless Broadband Technologies, Intel Corporation, 50p. USA.
- Richards, P., 1948. Resistor Transmission-Line Circuits. Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 36, 217-220.
- Rohde, L. U., 2000. RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications, John Wiley&Sons, Inc, 954p. New York.
- Sorin, M. S., 2001. İnternet Sitesi. <http://www.alvarionusa.com>. Erişim Tarihi: 20.09.2009.
- Texas Instruments, 2003. İnternet Sitesi. <http://www.ti.com>. Erişim Tarihi: 20.03.2010.
- Rappaport, T. S., Annamalai, A., Buehrer, R. M., Tranter, W. H., 2002. Wireless Communications: Past Events and A Future Perspective. IEEE Communications Magazine, 50th Anniversary Commemorative Issue, 148-160.
- UDEA, 1999. İnternet Sitesi. <http://www.udea.com.tr>. Erişim Tarihi: 15.03.2009.
- Vizmuller, P., 1995, RF Design Guide, Systems, Circuits and Equations, Artech House, 281p. London.
- YunSeong, E., KwangDu, L., 2004. A 2.4GHz/5.2GHz power amplifier for dual-band applications. Microwave Symposium Digest, 3, 1539 - 1542.

EKLER

2.4-GHz RF Front End, 14-dBm output power

FEATURES

- Seamless Interface to 2.4-GHz Low Power RF Devices from Texas Instruments
- Up to +14-dBm (25mW) Output Power
- 6-dB Typical Improved Sensitivity on CC24xx and CC2500, CC2510, and CC2511
- Few External Components
 - Integrated Switches
 - Integrated Matching Network
 - Integrated Balun
 - Integrated Inductors
 - Integrated PA
 - Integrated LNA
- Digital Control of LNA Gain by HGM Pin
- 100-nA in Power Down (EN = PAEN = 0)
- Low Transmit Current Consumption
 - 22-mA at 3-V for +12-dBm, PAE = 23%
- Low Receive Current Consumption
 - 3.4-mA for High Gain Mode
 - 1.8-mA for Low Gain Mode
- 4.6-dB LNA Noise Figure, including T/R Switch and external antenna match
- RoHS Compliant 4×4-mm QFN-16 Package
- 2.0-V to 3.6-V Operation

APPLICATIONS

- All 2.4-GHz ISM Band Systems
- Wireless Sensor Networks
- Wireless Industrial Systems
- IEEE 802.15.4 and ZigBee Systems
- Wireless Consumer Systems
- Wireless Audio Systems

DESCRIPTION

CC2590 is a cost-effective and high performance RF Front End for low-power and low-voltage 2.4-GHz wireless applications.

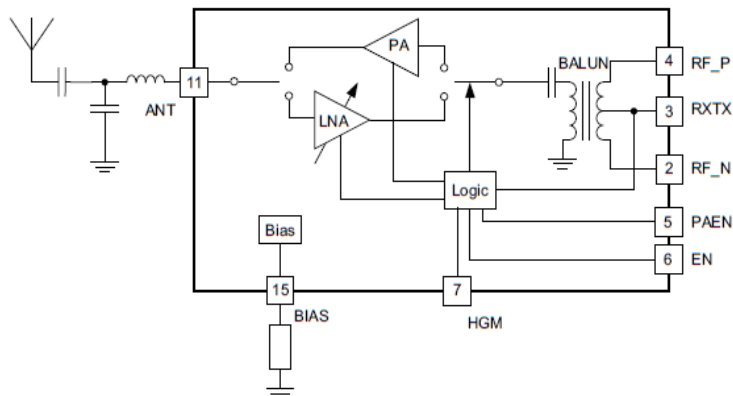
CC2590 is a range extender for all existing and future 2.4-GHz low-power RF transceivers, transmitters and System-on-Chip products from Texas Instruments.

CC2590 increases the link budget by providing a power amplifier for increased output power, and an LNA with low noise figure for improved receiver sensitivity.

CC2590 provides a small size, high output power RF design with its 4×4-mm QFN-16 package.

CC2590 contains PA, LNA, switches, RF-matching, and balun for simple design of high performance wireless applications.

CC2590 BLOCK DIAGRAM





These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Under no circumstances must the absolute maximum ratings be violated. Stress exceeding one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device.

PARAMETER		VALUE	UNIT
Supply voltage	All supply pins must have the same voltage	-0.3 to 3.6	V
Voltage on any digital pin		-0.3 to $V_{DD} + 0.3$, max 3.6	V
Input RF level		+10	dBm
Storage temperature range		-50 to 150	°C
Reflow soldering temperature	According to IPC/JEDEC J-STD-020	260	°C
ESD	Human Body Model, all pins except pin 10	2000	V
	Human Body Model, pin 10	1900	V
	Charged Device Model	1000	V

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

The operating conditions for CC2590 are listed below.

PARAMETER		MIN	MAX	UNIT
Ambient temperature range		-40	85	°C
Operating supply voltage		2.0	3.6	V
Operating frequency range		2400	2483.5	MHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_C = 25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = 3.0\text{V}$, $f_{RF} = 2440\text{MHz}$ (unless otherwise noted). Measured on CC2590EM reference design including external matching components.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Receive current, High Gain Mode	HGM = 1		3.4	4.0	mA
Receive current, Low Gain Mode	HGM = 0		1.8	2.0	mA
Transmit current	$P_{IN} = 0.5\text{ dBm}$, $P_{OUT} = 12.2\text{ dBm}$		22.1		mA
	$P_{IN} = -3.5\text{ dBm}$, $P_{OUT} = 10.0\text{ dBm}$		16.8		mA
Transmit current	No input signal		8.0	10.0	mA
Power down current	EN = PAEN = 0		0.1	0.3	μA
High input level (control pins)	EN, PAEN, HGM, RXTX	1.3		V_{DD}	V
Low input level (control pins)	EN, PAEN, HGM, RXTX			0.3	V
Power down - Receive mode switching time			1.4		μs
Power down - Transmit mode switching time			0.8		μs
RF Receive					
Gain, High Gain Mode	HGM = 1		11.4		dB
Gain, Low Gain Mode	HGM = 0		0		dB
Gain variation, 2400 – 2483.5 MHz, High Gain Mode	HGM = 1		1.2		dB
Gain variation, 2.0V – 3.6V, High Gain Mode	HGM = 1		1.7		dB
Noise figure, High Gain Mode	HGM = 1, including internal T/R switch and external antenna match		4.6		dB
Input 1 dB compression, High Gain Mode	HGM = 1		-21		dBm

DEVICE INFORMATION

The CC2590 pinout and description are shown in Figure 1 and Table 1, respectively.

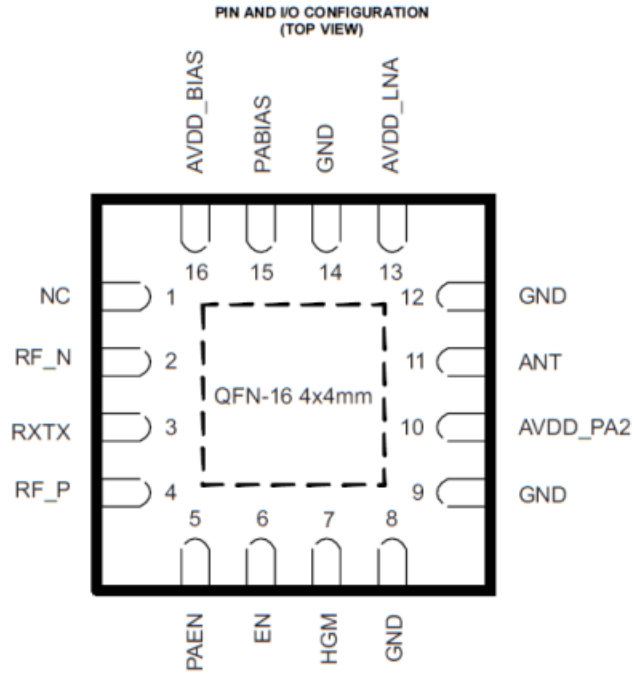


Figure 1.

NOTE:

The exposed die attach pad must be connected to a solid ground plane as this is the primary ground connection for the chip. Inductance in vias to the pad should be minimized. It is highly recommended to follow the reference layout. Changes will alter the performance. Also see the PCB landpattern information in this data sheet.

For best performance, minimize the length of the ground vias, by using a 4-layer PCB with ground plane as layer 2 when CC2590 is mounted onto layer 1.

MGA-53543

50 MHz to 6 GHz High Linear Amplifier



Data Sheet

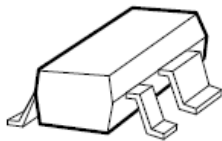
Description

Avago Technologies's MGA-53543 is a high dynamic range low noise amplifier MMIC housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package.

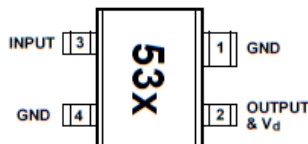
The combination of high linearity, low noise figure and high gain makes the MGA-53543 ideal for cellular/PCS/W-CDMA base stations, Wireless LAN, WLL and other systems in the 50 MHz to 6 GHz frequency range.

MGA-53543 is especially ideal for Cellular/PCS/W-CDMA basestation applications. With high IP3 and low noise figure, the MGA-53543 may be utilized as a driver amplifier in the transmit chain and as a second stage LNA in the receive chain.

Surface Mount Package SOT-343/4-lead SC70



Pin Connections and Package Marking



Note:
TopView. Package marking provides orientation and identification.
"53" = Device Code
"x" = Date code character identifies month of manufacture.

Attention: Observe precautions for handling electrostatic sensitive devices.
ESD Machine Model (Class A)
ESD Human Body Model (Class 1A)
Refer to Avago Application Note A004R: *Electrostatic Discharge Damage and Control.*

Features

- Lead-free Option Available
- Very high linearity at low DC bias power⁽¹⁾
- Low noise figure
- Advanced enhancement mode PHEMT technology
- Excellent uniformity in product specifications
- Low cost surface mount small plastic package SOT-343 (4-lead SC-70)
- Tape-and-Reel packaging option available

Specifications

1.9 GHz, 5V, 54 mA (typ)

- OIP3: 39 dBm
- Noise figure: 1.5 dB
- Gain: 15.4 dB
- P-1 dB: 18.6 dBm

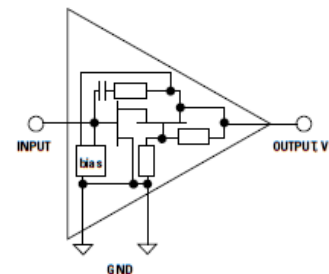
Applications

- Base station radio card
- High linearity LNA for base stations, WLL, WLAN, and other applications in the 50 MHz to 6 GHz range

Note:

1. The MGA-53543 has a superior LFOM of 15 dB. Linearity Figure of Merit (LFOM) is essentially OIP3 divided by DC bias power. There are few devices in the market that can match its combination of high linearity and low noise figure at the low DC bias power of 5V/54 mA.

Simplified Schematic



MGA-53543 Absolute Maximum Ratings^[1]

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
V_{in}	Maximum Input Voltage	V	0.8
V_d	Supply Voltage	V	5.5
P_d	Power Dissipation ^[2]	mW	400
P_{in}	CW RF Input Power	dBm	13
T_j	Junction Temperature	°C	150
T_{stg}	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Thermal Resistance^{B1}
 $(V_d=5.0V) \theta_{jc} = 130^{\circ}C/W$

Notes:

1. Operation of this device in excess of any of these limits may cause permanent damage.
2. Source lead temperature is 25°C. Derate 7.7mW/°C for $T_j > 98^{\circ}C$
3. Thermal resistance measured using 150°C Liquid Crystal Measurement Technique.

Electrical Specifications

$T_c = +25^{\circ}C$, $Z_0 = 50\Omega$, $V_d = 5V$, unless noted

Symbol	Parameter and Test Condition	Frequency	Units	Min.	Typ.	Max.	σ^{B1}
I_d	Current Drawn	N/A	mA	40	54	70	2.7
NF ^[1]	Noise Figure	2.4 GHz 1.9 GHz 0.9 GHz	dB		1.9 1.5 1.3	1.9	0.06
Gain ^[1]	Gain	2.4 GHz 1.9 GHz 0.9 GHz	dB	14	15.1 15.4 17.4	17.0	0.25
OIP3 ^[1,2]	Output Third Order Intercept Point	2.4 GHz 1.9 GHz 0.9 GHz	dBm	36	38.7 39.1 39.7		1.89
P1dB ^[1]	Output Power at 1 dB Gain Compression	2.4 GHz 1.9 GHz 0.9 GHz	dBm		18.3 18.6 19.3		
PAE ^[1]	Power Added Efficiency at P1dB	1.9 GHz 0.9 GHz	%		29.7 28.3		
$RL_{in}^{[1]}$	Input Return Loss	2.4 GHz 1.9 GHz 0.9 GHz	dB		-12.7 -13.2 -11.1		
$RL_{out}^{[1]}$	Output Return Loss	2.4 GHz 1.9 GHz 0.9 GHz	dB		-25.1 -14.3 -14.4		
ISOL ^[1]	Isolation $ s_{12} ^2$	1.9 GHz 0.9 GHz	dB		-23.4 -22.3		

Notes:

1. Measurements obtained from a test circuit described in Figure 1. Input and output tuners tuned for maximum OIP3 while keeping VSWR better than 2:1. Data corrected for board losses.
2. I) Output power level and frequency of two fundamental tones at 1.9 GHz: F1 = 5.49 dBm, F2 = 5.49 dBm, F1 = 1.905 GHz, and F2 = 1.915 GHz.
 II) Output power level and frequency of two fundamental tones at 900 MHz: F1 = -0.38 dBm, F2 = -0.38 dBm, F1 = 905 MHz, and F2 = 915 MHz.
3. Standard deviation data are based on at least 500 pieces sample size taken from 8 wafer lots. Future wafers allocated to this product may have nominal values anywhere between the upper and lower spec limits.

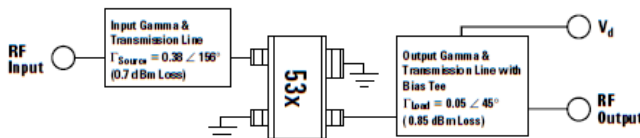


Figure 1. Block Diagram of 1.9 GHz Test Fixture.



Agilent ADA-4543 Silicon Bipolar Darlington Amplifier Data Sheet

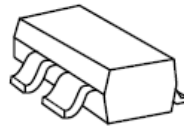
Description

Agilent Technologies' ADA-4543 is an economical, easy-to-use, general purpose silicon bipolar RFIC gain block amplifiers housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package which requires only half the board space of a SOT-143 package.

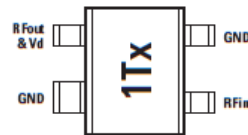
The Darlington feedback structure provides inherent broad bandwidth performance, resulting in useful operating frequency up to 2.5 GHz. This is an ideal device for small-signal gain cascades or IF amplification.

ADA-4543 is fabricated using Agilent's HP25 silicon bipolar process, which employs a double-diffused single polysilicon process with self-aligned submicron emitter geometry. The process is capable of simultaneous high f_T and high NPN breakdown (25 GHz f_T at 6V BVCEO). The process utilizes industry standard device oxide isolation technologies and submicron aluminum multilayer interconnect to achieve superior performance, high uniformity, and proven reliability.

Surface Mount Package SOT-343

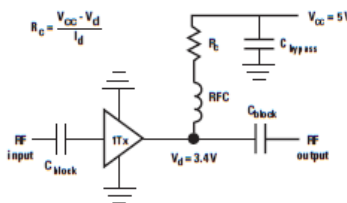


Pin Connections and Package Marking



Note:
Top View. Package marking provides orientation and identification.
"1T" = Device Code
"x" = Date code character identifies month of manufacture.

Typical Biasing Configuration



Features

- Small Signal gain amplifier
- Operating frequency DC – 2.5 GHz
- Unconditionally stable
- 50 Ohms input & output
- Flat, Broadband Frequency Response up to 1 GHz
- Operating Current 10 to 30 mA
- Industry standard SOT-343 package

Specifications

900 MHz, 3.4V, 15 mA (typ.)

- 15.1 dB associated gain
- 1.9 dBm P_{1dB}
- 15 dBm OIP_3
- 3.7 dB noise figure
- VSWR < 2 throughput operating frequency
- Single supply, typical $I_d = 15$ mA

Applications

- Cellular/PCS/WLL base stations
- Wireless data/WLAN
- Fiber-optic systems
- ISM

ADA-4543 Absolute Maximum Ratings^[1]

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum
I_d	Device Current	mA	40
P_{diss}	Total Power Dissipation ^[2]	mW	145
$P_{in\ max}$	RF Input Power	dBm	13
T_j	Channel Temperature	°C	150
T_{stg}	Storage Temperature	°C	-65 to 150
θ_{jc}	Thermal Resistance ^[3]	°C/W	152

Notes:

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Ground lead temperature is 25°C. Derate 6.6 mW/°C for $T_L > 128^\circ\text{C}$.
3. Junction-to-case thermal resistance measured using 150°C Liquid Crystal Measurement method.

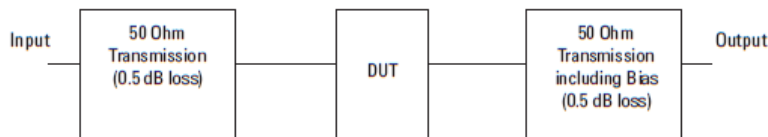
ADA-4543 Electrical Specifications

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $Z_0 = 50\Omega$, $P_{in} = -25\ \text{dBm}$, $I_d = 15\ \text{mA}$ (unless specified otherwise)

Symbol	Parameter and Test Condition: $I_d = 15\ \text{mA}$, $Z_0 = 50\Omega$	Frequency	Units	Min.	Typ.	Max.	Std. Dev.
V_d	Device Voltage $I_d = 15\ \text{mA}$		V	3.1	3.4	3.8	
G_p	Power Gain $(S_{21} ^2)$	100 MHz 900 MHz ^[1,2]	dB	13.5	15.7 15.1	16.5	
ΔG_p	Gain Flatness	100 to 900 MHz 0.1 to 2 GHz	dB		0.4 1.5		
F_{3dB}	3 dB Bandwidth		GHz		3.6		
$VSMR_{in}$	Input Voltage Standing Wave Ratio	0.1 to 6 GHz			1.7:1		
$VSMR_{out}$	Output Voltage Standing Wave Ratio	0.1 to 6 GHz			1.3:1		
NF	50Ω Noise Figure	100 MHz 900 MHz ^[1,2]	dB		3.6 3.7		0.16 0.18
P_{1dB}	Output Power at 1dB Gain Compression	100 MHz 900 MHz ^[1,2]	dBm		2.5 1.9		
OIP_3	Output 3 rd Order Intercept Point	100 MHz ^[3] 900 MHz ^[1,2,3]	dBm		14.6 15.0		
DV/dT	Device Voltage Temperature Coefficient		mV/°C		-5.6		

Notes:

1. Typical value determined from a sample size of 500 parts from 3 wafers.
2. Measurement obtained using production test board described in the block diagram below.
3. I) 900 MHz OIP_3 test condition: $F1 = 900\ \text{MHz}$, $F2 = 905\ \text{MHz}$ and $P_{in} = -25\ \text{dBm}$ per tone.
II) 100 MHz OIP_3 test condition: $F1 = 100\ \text{MHz}$, $F2 = 105\ \text{MHz}$ and $P_{in} = -25\ \text{dBm}$ per tone.



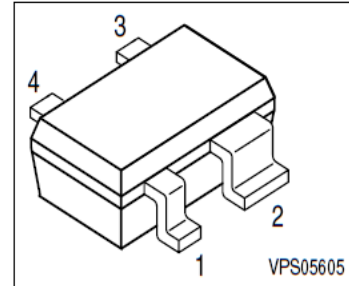
Block diagram of 900 MHz production test board used for V_d , Gain, P_{1dB} , OIP_3 , and NF measurements. Circuit losses have been de-embedded from actual measurements.



NPN Silicon Germanium RF Transistor

Preliminary data

- High gain low noise RF transistor
- Provides outstanding performance for a wide range of wireless applications
- Ideal for CDMA and WLAN applications
- Outstanding noise figure $F = 0.65$ dB at 1.8 GHz
Outstanding noise figure $F = 1.3$ dB at 6 GHz
- High maximum stable gain
 $G_{ms} = 24$ dB at 1.8 GHz
- Gold metallization for extra high reliability
- 70 GHz f_T -Silicon Germanium technology



ESD: Electrostatic discharge sensitive device, observe handling precaution!

Type	Marking	Pin Configuration						Package
BFP640	R4s	1=B	2=E	3=C	4=E	-	-	SOT343

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CEO}	4	V
Collector-emitter voltage	V_{CES}	13	
Collector-base voltage	V_{CBO}	13	
Emitter-base voltage	V_{EBO}	1.2	
Collector current	I_C	50	mA
Base current	I_B	3	
Total power dissipation ¹⁾ $T_S \leq 90^\circ\text{C}$	P_{tot}	200	mW
Junction temperature	T_j	150	°C
Ambient temperature	T_A	-65 ... 150	
Storage temperature	T_{stg}	-65 ... 150	

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction - soldering point ²⁾	R_{thJS}	≤ 300	K/W

¹⁾ T_S is measured on the collector lead at the soldering point to the pcb

²⁾For calculation of R_{thJA} please refer to Application Note Thermal Resistance

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Collector-emitter breakdown voltage $I_C = 1\text{ mA}, I_B = 0\text{ A}$	$V_{(BR)CEO}$	4	4.5	-	V
Collector-emitter cutoff current $V_{CE} = 13\text{ V}, V_{BE} = 0\text{ V}$	I_{CES}	-	-	30	μA
Collector -base cutoff current $V_{CB} = 5\text{ V}, I_E = 0\text{ A}$	I_{CBO}	-	-	100	nA
Emitter-base cutoff current $V_{EB} = 0.5\text{ V}, I_C = 0\text{ A}$	I_{EBO}	-	-	3	μA
DC current gain $I_C = 30\text{ mA}, V_{CE} = 3\text{ V}$	h_{FE}	100	180	320	-



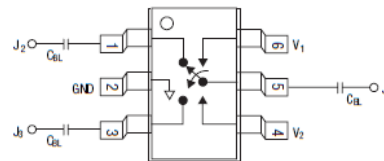
DATA SHEET

AS193-73, AS193-73LF: PHEMT GaAs IC High-Linearity 3 V Control SPDT Switch 0.1–2.5 GHz

Features

- 2.5 to 5 V linear operation
- Harmonics $H_2, H_3 > 65$ dBc @ $P_{1W} = 34.5$ dBm
- Low insertion loss (0.35 dB @ 0.9 GHz)
- High isolation (24 dB @ 0.9 GHz)
- Ultraminiature SOT-6 package
- PHEMT process
- Available lead (Pb)-free and RoHS-compliant MSL-1 @ 260 °C per JEDEC J-STD-020

Pin Out



DC blocking capacitors (C_{dB}) must be supplied externally.
 $C_{dB} = 100$ pF for operating frequency >500 MHz.

Description

The AS193-73 is a PHEMT GaAs FET IC high-linearity SPDT switch in a SOT-6 plastic package. This switch has been designed for use where extremely high linearity, low control voltage, high isolation, low insertion loss and ultraminiature package size are required. It can be controlled with positive, negative or a combination of both voltages. Some standard implementations include antenna changeover, T/R and diversity switching over 3 W. The AS193-73 switch can be used in many analog and digital wireless communication systems including cellular, GSM and UMTS applications.



Skyworks offers lead (Pb)-free, RoHS (Restriction of Hazardous Substances)-compliant packaging.

Electrical Specifications at 25 °C (0, 3 V)

Parameter ⁽¹⁾	Frequency	Min.	Typ.	Max.	Unit
Insertion loss ⁽²⁾	0.1–0.5 GHz		0.30	0.4	dB
	0.5–1.0 GHz		0.35	0.5	dB
	1.0–2.0 GHz		0.45	0.6	dB
	2.0–2.5 GHz		0.55	0.7	dB
Isolation	0.1–0.5 GHz	28	30		dB
	0.5–1.0 GHz	22	24		dB
	1.0–2.0 GHz	17	19		dB
	2.0–2.5 GHz	15	17		dB
VSWR ⁽³⁾	0.1–1.0 GHz		1.2:1		dB
	1.0–2.5 GHz		1.3:1		dB

1. All measurements made in a 50 Ω system, unless otherwise specified.

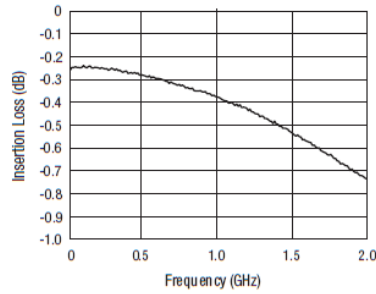
2. Insertion loss changes by 0.003 dB/°C.

3. Insertion loss state.

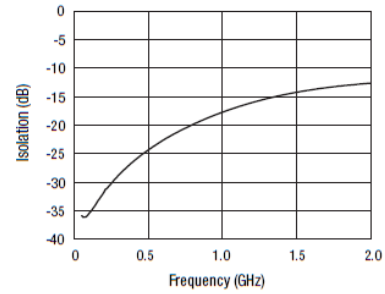
Operating Characteristics at 25 °C (0, 3 V)

Parameter	Condition	Frequency	Min.	Typ.	Max.	Unit
Switching characteristics						
Rise, fall	10/90% or 90/10% RF			60		ns
On, off	50% CTL to 90/10% RF			100		ns
Video feed thru	$T_{RISE} = 1 \text{ ns}$, BW = 500 MHz			50		mV
Input power for -0.1 dB compression	$V_{CTL} = 0/3 \text{ V}$	0.9 GHz		37		dBm
Harmonics H_2, H_3	$P_{IN} = 34.5 \text{ dBm}$	0.9 GHz		-65		dBc
Thermal resistance				25		°C/W
Control voltages	$V_{LOW} = 0 \text{ to } 0.2 \text{ V @ } 20 \mu\text{A max.}$ $V_{HIGH} = 2.5 \text{ V @ } 100 \mu\text{A max. to } 5 \text{ V @ } 200 \mu\text{A max.}$					

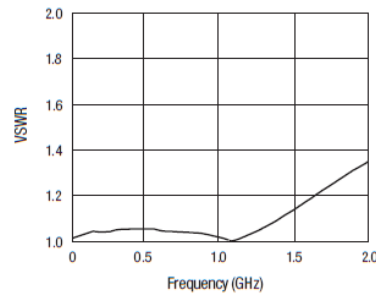
Typical Performance Data



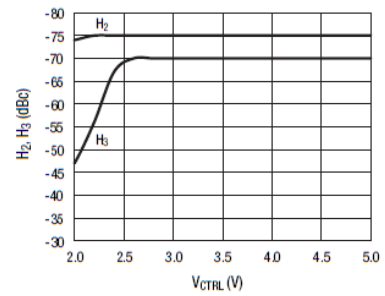
Insertion Loss vs. Frequency



Isolation vs. Frequency



VSWR vs. Frequency



Harmonics vs. Control Voltage
34.5 dBm 900 MHz GSM Pulse

ÖZGEÇMİŞ



Adı Soyadı : Suna Beyza ARDIÇ
Doğum Yeri ve Yılı : Bursa, 1977
Medeni Hali : Evli
Yabancı Dili : İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Yalova Lisesi, 1994

Lisans : Hacettepe Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, 1999

Çalıştığı Kurum / Kurumlar ve Yıl

1999 – 2003 Telsim Telekomünikasyon A.Ş., BSS İşletme Mühendisi

2008 – 2009 Ons Telekomünikasyon (Motorola), BSS İşletme Mühendisi

2008 – 2009 Süleyman Demirel Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme
Mühendisliği Bölümü, Araştırma Görevlisi

2009 – 2010 Servisnet, 3G Teknik Destek Mühendisi

Yayımları (SCI ve diğer makaleler)

1- S. B. Ardiç, Ö. Coşkun, A. Kaya "Düşük Gürültü Yükselteci (LNA) Tasarımı"
URSI (International Union of Radio Science) Türkiye Komitesi IV. Türkiye Bilimsel
Kongresi, Akdeniz Üniversitesi, Antalya/Türkiye, 2008.

2- S. B. Ardiç, A. Kaya, O. Coskun "Slot-Loaded Microstrip Antenna Design of
Transceiver for Wireless Data Communication in ISM Band" Beykent University,
Journal of Science and Technology, 2008.

3- A. Kaya, Ö. Coşkun, S. B. Ardiç "Kablosuz Sayısal Haberleşme İçin 2.4 GHz
Alıcı-Verici Sistem Tasarımı "II. Haberleşme Teknolojileri Ve Uygulamaları
Sempozyumu (Habtekus'08), Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul/Türkiye, 2008.

4- A. Kaya, Ö. Coşkun, S. B. Ardiç "ISM Bandı Alıcı-Verici İçin Band Geçiren Filtre Tasarımı" II. Haberleşme Teknolojileri Ve Uygulamaları Sempozyumu (Habtekus'08) Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul/Türkiye, 2008.

5- O. Coskun, A. Kaya, S. B. Ardic "Possible Health Effects of Wireless Devices" Cell Membranes and Free Radical Research, Volume 1, Number 1, June 2008.

6- O. Coskun, A. Kaya, S. B. Ardic "Possible Health Effects of Wireless Devices" 2nd International Congress on Cell Membranes and Oxidative Stress:Focus on Calcium Signaling and TRP Channels, 25-28 June 2008.