



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**YENİ TRANZİSTOR TEKNOLOJİLERİ KULLANILARAK
MİKRODALGA DEVRE TASARIMI**

Müh. Onur ESAME
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman
Prof.Dr. Ayten KUNTMAN

Haziran, 2005

İSTANBUL



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**YENİ TRANZİSTOR TEKNOLOJİLERİ KULLANILARAK
MİKRODALGA DEVRE TASARIMI**

Müh. Onur ESAME
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman
Prof.Dr. Ayten KUNTMAN

Haziran, 2005

İSTANBUL

Bu çalışma/....../ 2005 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Mühendisliği programında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

Prof. Dr. Ayten KUNTMAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. O. Nuri UÇAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. A. Fahri BURŞUK
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Doç. Dr. Aydın AKAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Doç. Dr. Sabri ARIK
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

ÖNSÖZ

Entegrasyon fikrinin doğuşundan bu yana, transistör boyutları 25 μ m'den (1960) 90nm'ye (2003) kadar düşerek, entegre devrelerin çok büyük ölçüde hızlanmasını sağlamıştır. Bu sayede yüksek hızlı kablosuz iletişime artan talebin karşılanabileceği, standartlararası çalışabilen, düşük maliyetli kablosuz yerel ağ bağlantılı (WLAN) çözümler mümkün olmuştur. Tüm bu spesifikasyonları sağlayabilecek bir alıcı-verici mimarisinin en önemli yapıtaşlarından birisi de Gerilim Kontrollü Osilatör (VCO) devresidir. Bu tezde IEEE 802.11a standardı ile tamamiyle uyumlu, entegre, yüksek performanslı, düşük maliyetli, tek kırmık üzerine tasarlanmış bir LC Gerilim Kontrollü Osilatör (VCO) devresi tasarlanmıştır.

Tez çalışmam süresinde desteğini esirgemeyen danışman hocam Prof. Dr. Ayten KUNTMAN' a teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca; değerli katkılarından ve sağladıkları çalışma ortamından dolayı Sabancı Üniversitesi öğretim üyelerinden Doç. Dr. Yaşar GÜRBÜZ, Doç. Dr. İbrahim TEKİN ve Doç. Dr. Ayhan BOZKURT'a teşekkür ederim. Son olarak, tez süresince beni yalnız bırakmayan ailem ve arkadaşlarıma teşekkür etmek isterim.

Ağustos, 2005

İbrahim Onur Esame

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
TABLO LİSTESİ	vi
SEMBOL LİSTESİ	vii
ÖZET	viii
SUMMARY	ix
1. GİRİŞ	1
2. GENEL KISIMLAR.....	4
2.1. MODERN RF ALICI-VERİCİ MİMARİLERİ.....	4
2.1.1 Direkt Çeviren Alıcı Mimarisi	5
2.1.1 Düşük-IF ya da sayısal IF Alıcı Mimarisi	6
2.1.1 In Phase ve Quadrature (I/Q) Dengesi Mimarisi.....	7
2.2. RF MALZEME SİSTEMLERİ VE TRANZİSTOR TIPLERİ.....	8
2.2.1. Malzeme Sistemleri.....	8
2.2.2. Transistör Tipleri.....	13
2.3. RF TEKNOLOJİ KARŞILAŞTIRMASI VE TEKNOLOJİ SEÇİMİ	18
2.4. SIGE BICMOS TEKNOLOJİSİ.....	22
2.5. VCO TASARIMININ TEMELLERİ	24
2.5.1. Taban ve Kaynak Gürültüsü Bağışıklığı	28
2.5.2. Faz Gürültüsü	29
2.5.3. Güç Tüketimi	30
2.5.4. Çapraz Bağlamalı $-G_m$ Osilatörü	31
3. MALZEME VE YÖNTEM	32

4. BULGULAR	35
4.1.RF TEKNOLOJİ KARŞILAŞTIRMASI.....	35
4.1.1. Akım-Gerilim Eğrileri.....	35
4.1.2. Güç Hesaplamaları	37
4.1.3. Kararlılık Eğrileri	38
4.1.4. Karakteristik frekanslar (f_t ve f_{max}).....	40
4.1.5. Minimum Gürültü Katsayısı.....	43
4.2.- G_M DEVRESİ TASARIMI.....	45
4.3.LC TANKI TASARIMI	48
4.4. TAMPON DEVRE TASARIMI.....	50
4.5 VCO SERİMİ BENZETİMLERİ	50
4.6 SERİM SONRASI BENZETİM SONUÇLARI.....	58
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	61
EK-1. TRANZİSTORLARA AİT MODEL PARAMETRELERİ.....	65
KAYNAKLAR	68
ÖZGEÇMİŞ	72

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	:Kablosuz erişimde veri hızının önümüzdeki 4 yıl için planlanan gelişimi	2
Şekil 1.2	:Modern bir heterodin alıcı-verici mimarisi	2
Şekil 2.1	:DCR mimarisi ve özellikleri	6
Şekil 2.2	: a) Hartley mimarisi, b) Weaver mimarisi	7
Şekil 2.3	: Weaver mimarisi çalışma prensibi	7
Şekil 2.4	: Önemli III-V grubu malzemelerde band aralığının kafes sabitiyle değişimi	10
Şekil 2.5	: SiGe/Si HBT'un fiziksel yapısı.....	16
Şekil 2.6	: SiGe/Si HBT enerji band diagramı	16
Şekil 2.7	: SiGe HEMT'un fiziksel yapısı.....	18
Şekil 2.8	: SiGe HEMT'un enerji band diyagramı	18
Şekil 2.9	: SiGe HBT kesiti ve SiGe BiCMOS proses kesiti	22
Şekil 2.10	: SiGe HBT enerji band diagramı.....	23
Şekil 2.11	: Alıcı-verici mimarisinde hedeflenen VCO parametreleri	24
Şekil 2.12	: $-G_m$ LC Osilatörü	27
Şekil 2.13	: Osilatör faz gürültü spektrumu.....	29
Şekil 2.14	: Çapraz bağlamalı diferansiyel $-G_m$ LC osilatörü.....	31
Şekil 3.1	: Çalışmanın akış grafi.....	33
Şekil 4.1	: Tranzistorların akım-gerilim eğrileri a) AlGaAs/GaAs HBT, b) Si/SiGe HBT, c) InGaAs/InP HBT, d) AlGaAs/GaAs HEMT, e) InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT	36
Şekil 4.2	: Tranzistorların kararlılık eğrileri a) AlGaAs/GaAs HBT, b) Si/SiGe HBT, c) InGaAs/InP HBT, d) AlGaAs/GaAs HEMT, e) InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT	39
Şekil 4.3	: Tranzistorların f_t eğrileri a) AlGaAs/GaAs HBT, b) Si/SiGe HBT, c) InGaAs/InP HBT, d) AlGaAs/GaAs HEMT, e) InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT	41
Şekil 4.4	: Tranzistorların f_{max} eğrileri a) AlGaAs/GaAs HBT, b) Si/SiGe HBT, c) InGaAs/InP HBT, d) AlGaAs/GaAs HEMT, e) InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT	42
Şekil 4.5	: Tranzistorların NF_{min} eğrileri a) AlGaAs/GaAs HBT, b) Si/SiGe HBT, c) InGaAs/InP HBT, d) AlGaAs/GaAs HEMT, e) InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT	44
Şekil 4.6	: VCO devresi ve tampon devrenin Cadence şematığı.....	46
Şekil 4.7	: Tank Varaktörü için a) kapasitenin, b) kalite faktörünün, gerilimle değişimi	48
Şekil 4.8	: Tank endüktansı için a)endüktansın, b)kalite faktörünün gerilimle değişimi	49

Şekil 4.9	: VCO Diferansiyel çıkış salınımı	52
Şekil 4.10	: VCO Tonlama aralığı	52
Şekil 4.11	: VCO Faz Gürültüsü	53
Şekil 4.12	: VCO Çıkış İşaretinin gücü	53
Şekil 4.13	: VCO ikinci ve üçüncü harmoniklerin gücü	54
Şekil 4.14	: VCO Devresi Serimi	55
Şekil 4.15	: Diferansiyel çekirdek devrenin bir kısmının serim ayrıntısı	56
Şekil 4.16	: Kutuplama devresinin serim ayrıntısı	57
Şekil 4.17	: Serim sonrası çıkış salınımı	58
Şekil 4.18	: Serim sonrası tonlama aralığı	58
Şekil 4.19	: Serim sonrası faz gürültüsü	59
Şekil 4.20	: Serim sonrası temel frekasnlı işaretin çıkış gücü	59
Şekil 4.21	: Serim sonrası 2. ve 3. harmonik işaretlerin çıkış gücü	60

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1	:Çeşitli Malzeme Sistemlerinin Güç Uygulamaları Bakımından önemli özellikleri.....	12
Tablo 2.2	:Karbon teknolojisinin Uygulama Alanları.....	13
Tablo 2.3	:Modern RF Tranzistorlar için Literatür Araştırması Sonuçları.....	20
Tablo 2.4	:WLAN uygulamaları için çeşitli VCO Topolojilerinin Performansı	25
Tablo 2.5	:WLAN uygulamaları için tasarlanmış SiGe BiCMOS VCO'ler	26
Tablo 4.1	:Tranzistorların karakteristik frekansları.....	40
Tablo 4.2	:VCO devresindeki elemanların değerleri.....	47
Tablo 4.3	:VCO performans özeti	51
Tablo 5.1	: RF Tranzistor Teknoloji Karşılaştırması.....	60

SEMBOL LİSTESİ

ADS	:Advanced Design Systems
AMS	:Austria Micro Systems
DCR	:Direct Conversion Receiver
HBT	:Heterojonksiyon Bipolar Tranzistor
HEMT	:Yüksek Elektron Mobiliteli Tranzistor
IEEE	:Institute of Electrical and Electronics Engineering
IC	:Tümdevre
IF	:Ara Frekans
LNA	:Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici
MEM	:Mikroelektromekanik
MEMS	:Mikroelektromekanik Sistem
PA	:Güç Kuvvetlendirici
RF	:Radyo Frekansı
RFIC	:Radyo Frekanslı Tümdevre
VCO	:Gerilim Kontrollü Osilatör
WBG	:Geniş band aralıklı
WLAN	:Kablosuz Yerel Alan Ağı
WPAN	:Kablosuz Kişisel Alan Ağı

ÖZET

YENİ TRANZİSTOR TEKNOLOJİLERİ KULLANILARAK MİKRODALGA DEVRE TASARIMI

Bu tezde IEEE 802.11a standardı ile tamamiyle uyumlu, entegre, yüksek performanslı, düşük maliyetli, tek kırmık bir LC Gerilim Kontrollü Osilatör (VCO) devresi tasarlanmıştır. Bu bağlamda, CMOS teknolojisinin limitleri göz önünde bulundurularak, bu teknolojinin yerini almaya aday çeşitli malzeme sistemleri (SiGe, GaAs, InP ve WBG malzemeler) ve olası RF transistör tipleri (BJT, HBT, HEMT, MOSFET, MESFET) incelenmiştir.

Bunun yanı sıra, hedeflenen uygulama için doğru teknoloji seçimi amacıyla bu transistör çeşitleri ve malzeme sistemleri Agilent's Advanced Design Systems (ADS) ortamında ortak performans parametreleri altında karşılaştırılmıştır.

Yapılan literatür araştırması ve simulasyon sonuçlarına dayanarak 5-6 GHz frekans bandındaki uygulamalar için 0.35µm SiGe BiCMOS teknolojisinin uygun olabileceği öngörülmüş ve CADENCE tasarım ortamında bu teknoloji kullanılarak 4.4-5.9 GHz bandında çalışan, 1.5 GHz akort aralıklı, -114 dBc/Hz faz gürültülü (1 MHz ofset frekansında) bir VCO devresi tasarlanmıştır. Devrenin güç tüketimi ise 49.5 mW kadardır.

SUMMARY

RF CIRCUIT DESIGN USING NOVEL TRANSISTOR TECHNOLOGIES

Since the idea of integration, the minimum dimensions of transistors have dropped from 25 μ m (1960) to 90nm (2003) resulting in a tremendous improvement in the speed of integrated circuits. As the technology scaled down, integration of discrete RF components of a transceiver into a single chip has become possible, leading to cost and area effective solutions for the Wireless Local-Area Network (WLAN) market which is driven by the increasing demand for high-speed wireless connectivity and increasing availability of cost-effective standard-based interoperable products.

The goal of this thesis is to design and design a fully integrated, high-performance, low-cost, Voltage Controlled Oscillator (VCO) compatible with IEEE 802.11a standard. To accomplish this, it is necessary to evaluate the potentials and limitations of RF material systems and devices and combine them with IC design methodologies.

Through this perspective, a variety of material systems (Si, SiGe, GaAs, InP and Wide Band-gap materials) as well as possible RF device types (BJTs, HBTs, HEMT, MOSFETs, MESFETs) that are the promising technologies to push the limits of CMOS is analysed. These material systems and device types are compared under common Figure of Merit (FOM) definitions to accomplish the true technology choice for the targeted application. The technology survey and simulation results shows that SiGe BiCMOS technology would be a suitable candidate for the 5-6 GHz applications.

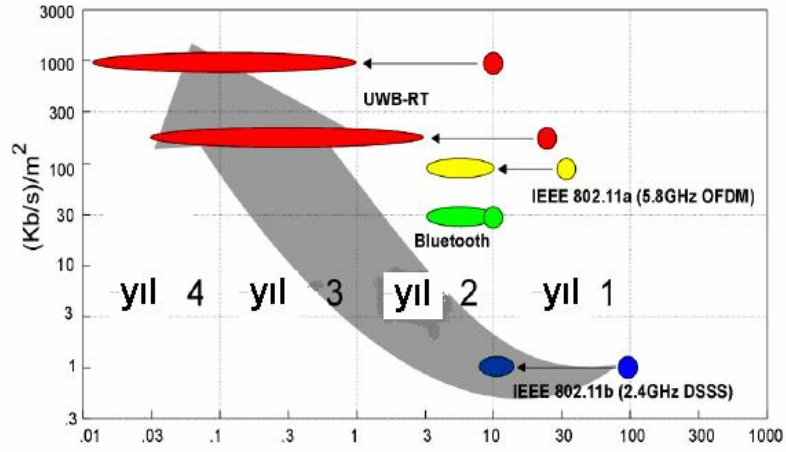
After literature survey and technology choice, a 4.4-5.9 GHz differential LC VCO is designed using 0.35 μ m SiGe BiCMOS process. The VCO has a tuning range of 1.5 GHz, phase noise of -114 dBc/Hz at 1MHz offset and a power consumption of 49.5 mW.

1. GİRİŞ

Haberleşme elektroniği sektörü giderek artan fonksiyonellik ve mobilite ihtiyacından dolayı yoğun bir büyüme ve araştırma çabası içindedir [1]. Bu çabalar sonucu yeni nesil, yüksek veri hızlı, kablosuz haberleşme sistemlerinin sayısı giderek artmaktadır. Yüksek veri hızı ve band genişliği için alıcı ve verici devrelerinin oldukça yüksek RF performansı sağlamaları beklenmektedir. İstenen performans parametrelerine ulaşmak için Silisyum malzeme sisteminin ve CMOS tranzistorların baskın olduğu çok geniş ölçekli tümdevre tasarımı ile çeşitli malzeme sistemleri (SiGe, GaAs, InP) ve tranzistor tiplerinin (MESFET, HEMT, HBT) kullanıldığı ayırık RF elektroniğinin birleştirilmesi önemlidir. Bu da Silisyum CMOS teknolojisinin sınırlarının zorlanmasına ve RF tümdevre (RFIC) kavramının doğmasına neden olmuştur [2].

Giderek artan veri hızı ihtiyacı, frekans bandı düzenlemelerine ve yeni standart tanımlamalarına neden olmuştur. Bu standartlardan bazıları IEEE tarafından 1999 yılında tanımlanan, 2.4 GHz bandını kullanan ve 11 Mbps'ye kadar veri hızı sağlayan 802.11b, 2002'de ilk ürünleri markete sunulan ve 5GHz'te 54 Mbps'e kadar veri hızı sağlayabilen 802.11a ve 802.11a ile 802.11b'nin birleşimi sayılabilen 802.11g'dir. Bunların yanısıra yüksek veri hızlı haberleşme ve lokasyon takibi uygulamaları için kullanılan geniş-bantlı IEEE 802.15 WPAN (Wireless Personal Area Network) standardı tanımlamıştır [3]. (Şekil 1.1)

Bu standartların belirlediği yüksek performanslı ve düşük maliyetli ürünlerin üretilmesi için alıcı-verici mimarilerinin tek bir kırmık içerisine entegrasyonu en optimum çözüm olacaktır. Bunun için tasarlanması düşünülen alıcı-verici mimarisinin seçimi oldukça önemlidir.

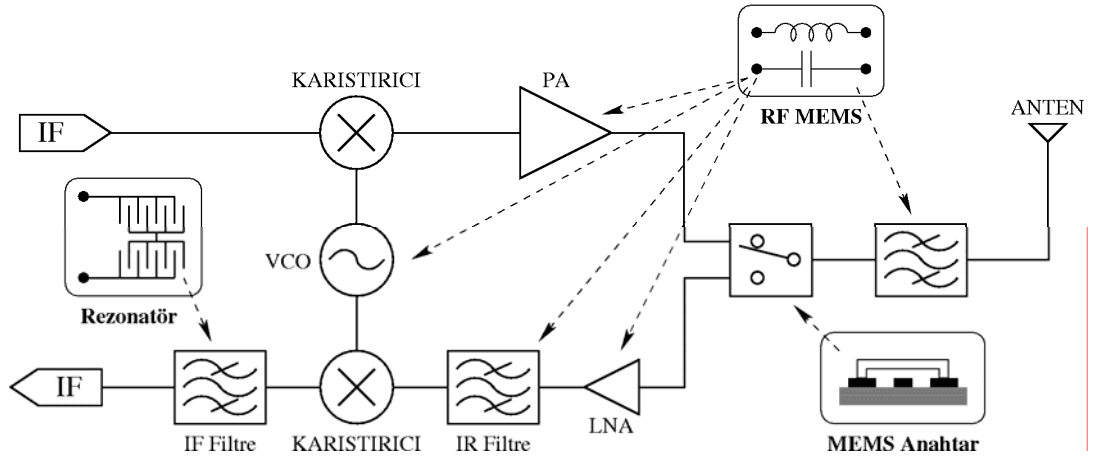


○ : Bina içi yaklaşık alıcı-verici menzili [m]

○ : Yaklaşık yer menzili [m]

Şekil 1.1: Kablosuz erişimde veri hızının önümüzdeki 4 yıl için planlanan gelişimi

Şekil 1.2'de modern bir heterodin alıcı-verici sisteminin blok şeması verilmiştir. Bu alıcı-verici mimarisindeki blokların tasarımında kullanılacak teknolojinin seçimi tasarım açısından büyük önem taşır.



Şekil 1.2: Modern bir heterodin alıcı-verici mimarisisi

Gerilim kontrollü osilatör, bu heterodin alıcı-verici mimarisinde frekans sentezlenmesi işleminin en önemli bileşenidir. VCO devresi, yapıdaki aktif elemanların ısı gürültülerini istenen seviyede, frekansta ve akort aralığında periyodik bir işarete dönüştürme prensibiyle çalışır. VCO performansını belirleyen önemli performans parametreleri Osilasyon frekansı (f_{osc}), akort aralığı, akort lineerliği, çıkış genliği, güç tüketimi, besleme ve ortak işaret bastırma oranı ile çıkış işaretinin saflığıdır.

Bu perspektifte yapılan literatür araştırması sonucunda Radyo frekanslı (RF) tasarımlarda uygulama alanı olan teknolojiler incelenmiş ve önemli teknoloji parametreleri gözönüne alınarak bir teknoloji değerlendirmesi yapılmıştır. Ayrıca geleneksel ve modern RF tranzistorlar (GaAs HBT, SiGe HBT, InP HBT, GaAs HEMT, GaAs pHEMT) ADS (Advanced Design Systems) simulasyon ortamında ortak performans tanımlarına göre analiz edilmiş (f_T , f_{max} , NF_{min} , güç, verim, kararlılık) ve geniş bir karşılaştırma yapılmıştır [4]. Bu karşılaştırma sonucunda hedeflenen çalışma frekansı için yüksek hızlı ($f_c > 200$ GHz) ve düşük gürültülü ($NF_{min} \sim 1.5$ dB) SiGe Heterojonksiyon Bipolar Tranzistorların (HBT) bulunduğu SiGe BiCMOS teknolojisinin kullanılması uygun görülmüştür. Tüm literatür araştırması, teknoloji analizi ve laboratuvar imkanları gözönüne alınarak, hedeflenen VCO devresinin tasarımı AMS 0.35µm SiGe BiCMOS teknolojisi kullanılarak yapılmıştır.

2.GENEL KISIMLAR

2.1.MODERN RF ALICI-VERİCİ MİMARİLERİ

Bu bölümde günümüzde kullanılan önemli RF radyo alıcı-verici mimarileri anlatılacaktır. Genel olarak alıcı yapılarından bahsedilecek olup verici yapılarındaki sinyal akışının da tersi yönde benzer şekilde işleyeceği gözönünde bulundurulmalıdır.

Geleneksel bir süperheterodin alıcısı, girişine gelen RF sinyalini iki ya da daha fazla basamakta temel-band işarete dönüştürür. Yapıdaki her karıştırıcı (mikser) devresi, girişindeki işareti düşük frekanslı bir arafrekans (IF) sinyaline çevirirerek filtrelenmek ya da kuvvetlendirilmek üzere çıkışına iletir. Tipik olarak bir süperheterodin mimarisinde temel-band işaretinden önce iki arafrekans mevcuttur. (Örnek: 70 MHz, 455 kHz) IF frekansı

$$f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}|$$

ifadesindeki gibi tanımlıdır. Burada f_{RF} ve f_{LO} sırasıyla mikserin girişindeki RF ve lokal osilatör işaretlerinin frekanslarıdır. Böyle bir mimaride entegrasyon seviyesini sınırlayan en büyük unsur, işaret IF frekansına çevrilirken oluşan ‘görüntü (imaj) frekansları’ dır. Görüntü frekansı, istenen işaretin haricinde IF frekansına karışabilecek istenmeyen frekans bileşeni olarak tanımlanır ve aşağıdaki eşitliklerle ifade edilebilir;

$$f_{im} = f_{LO} - f_{IF} = f_{RF} - 2f_{IF}$$

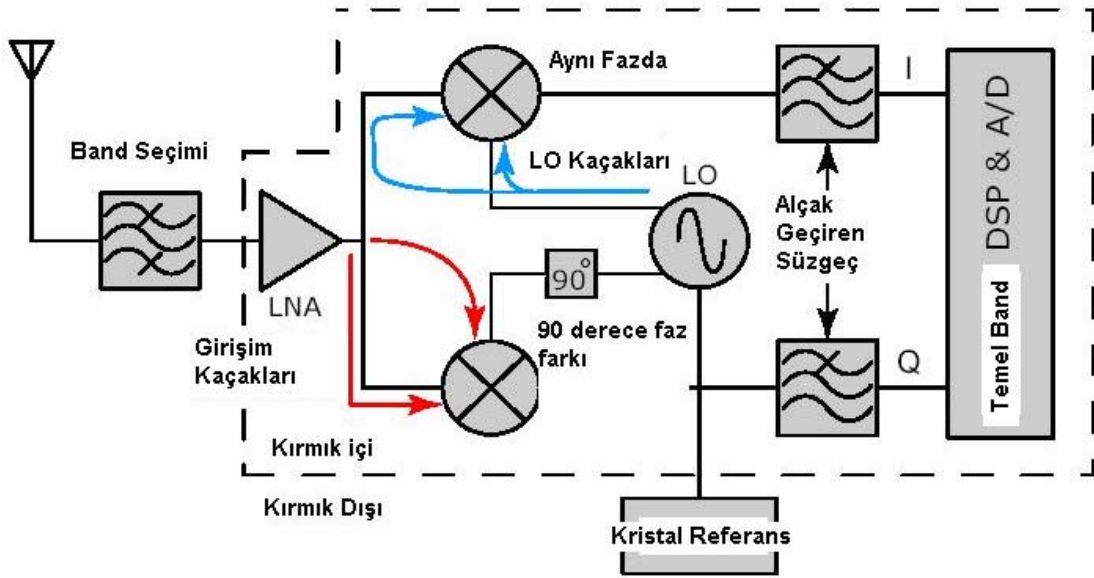
$$f_{im} = f_{LO} + f_{IF} = f_{RF} + 2f_{IF}$$

Görüntü frekansı, RF işaretinin Lokal Osilatör frekansından IF frekansı kadar aşağıda ya da yukarıda olmasına göre iki ayrı frekansta görülebilir. Daha önce de belirtildiği gibi geleneksel bir süperheterodin mimarisindeki en büyük sorun bu imaj frekanslarını yaratabileceği tümleştirme sınırlaması olacaktır. Bu sorunu giderebilmek üzere çeşitli araştırma grupları tarafından alternatif alıcı-verici mimari fikirleri ortaya atılmış ve bu mimariler gerçekleştirilmiştir. Bu aşamada bu mimarilerin günümüzde yaygın olanlarından bahsedilecektir.

2.1.1 Direkt Çeviren Alıcı Mimarisi (Direct Conversion Receiver-DCR)

Süperheterodin mimarisine alternatif olarak RF işareti, birkaç aşama yerine tek bir aşamada DC (baseband) işarete dönüştürülebilir. Bu mimariye ‘homodin’, ‘zero IF’ ya da ‘direct conversion receiver (DCR)’ gibi çeşitli isimler verilmiştir ve son zamanlarda üzerinde en çok araştırma yapılan mimarilerden birisidir [5, 6, 7]. Bu mimaride işaret kendisinin görüntüsü olduğundan, görüntü frekanslarını bastıran ayrık filtrelerle gerek duyulmayacaktır. Bu sayede bu mimari entegrasyon seviyesi bakımından en ideal mimari seçimi olacaktır.

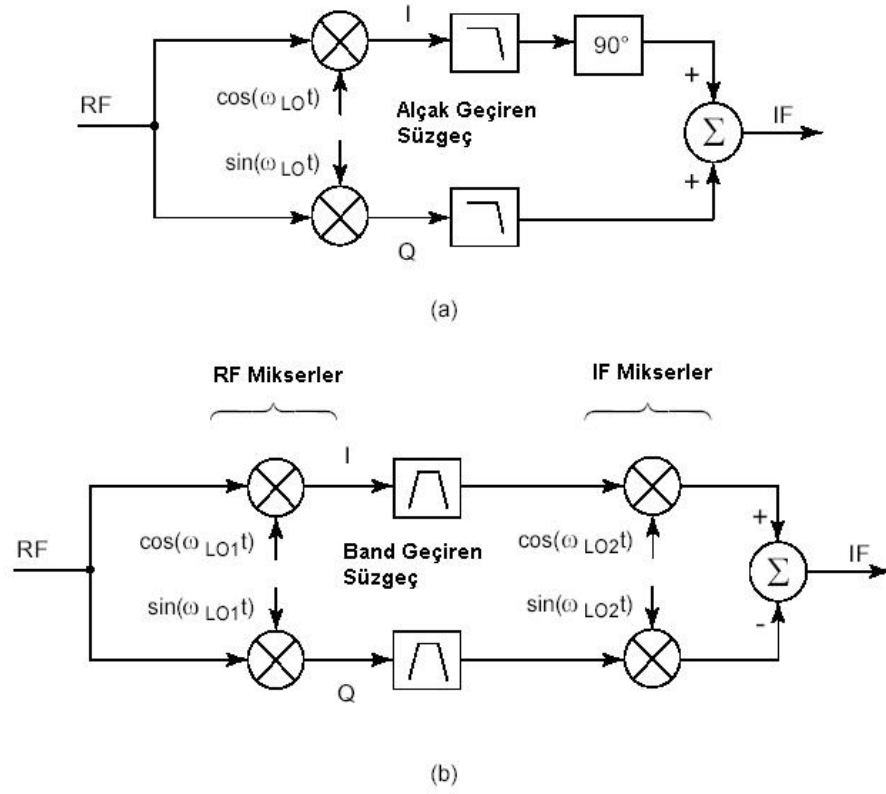
Bu önemli avantajının yanında, mimarinin tasarımını zorlaştıran ‘self-mixing’ problemi (Lokal osilatördeki kaçak akımların düşük gürültülü kuvvetlendirici (LNA) çıkışından yansiyarak tekrar mikserin girişinde parazitik bir işaret oluşturması) ve DC ofset problemi önemli engellerdir. Bunların yanında $1/f$ gürültüsünün düşük frekanslarda baskın olması mimariye gürültü sorununu da getirmektedir. Mimarinin tasarımını zorlaştıran diğer önemli bir sorun da ‘in-phase’ ve ‘quadrature’ işaretlerinin eşleşmesi sorunudur (I/Q mismatch). Şekil 2.1’te basitleştirilmiş bir DCR yapısı ve bu mimarinin önemli özellikleri gösterilmiştir [8].



Şekil 2.1: DCR mimarisi ve özellikleri

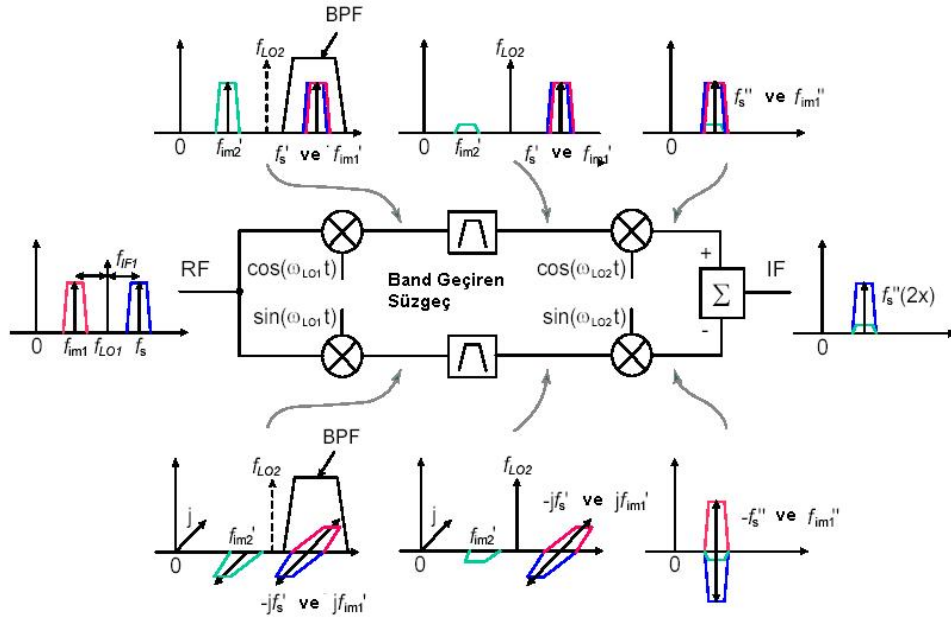
2.1.2 Düşük-IF ya da Sayısal-IF alıcı mimarisi

Bu mimarideki en önemli motivasyon DCR mimarisindeki DC ofset ve $1/f$ gürültüsü problemlerini çözmek ve bunun yanı sıra yüksek seviyede entegrasyon sağlayabilmektir [9, 10]. Bir süperheterodin alıcısında olduğu gibi bu mimaride de sıfır olmayan bir arafrekans bulunmaktadır. Yalnız bu IF frekansı bir Analog-Sayısal dönüştürücü (ADC) tarafından örneklenebilecek kadar düşük bir frekansta olacaktır. Bu yüzden bu yapıya Sayısal-IF mimarisi de denilmektedir. Bu sayede hem $1/f$ gürültüsü azaltılmış, hem de yüksek seviye entegrasyon sağlanmış olacaktır. Ancak buradaki en önemli sorun da ‘imaj frekansı’ bileşenlerinin ortaya çıkacak olması, bu bileşenleri elimine edebilecek devre yapılarının mimariye eklenmesi ve bu yüzden devre karmaşıklığının artması olacaktır. Şekil 2.2’de görüntü problemini önlemek için kullanılabilecek Hartley ve Weaver yapıları gösterilmiştir.



Şekil 2.2: a) Hartley mimarisi, b) Weaver mimarisi

Bu mimarilerden bir tanesinin (Weaver) görüntü frekansını nasıl bastırdığı ise Şekil 2.3'te kısaca özetlenmiştir.



Şekil 2.3: Weaver mimarisi çalışma prensibi

1.1.3 In-phase ve Quadrature (I/Q) Dengesi Mimarisi

Bu mimari de yine DCR yapısında ortaya çıkan I/Q dengesizliğini gidermek amacıyla düşünülmüştür. Bir DCR mimarisinde I/Q dengesizliği kazanç hatası (ϵ) ve faz hatası (θ) sebebiyle ortaya çıkar. Kazanç ve faz hatalarını gidermek üzere mimaride uyarlamalı filtreler kullanılabilir [11]. Ancak bu da yine devrenin karmaşıklığını artırıcı bir faktör olacaktır.

Tüm bu incelenen alıcı yapılarında osilatör devresini performansı oldukça önemlidir. Uygulamaya göre bu performansı belirleyen önemli osilatör parametreleri, osilasyon frekansı, akort aralığı, faz gürültüsü, çıkış işaretinin genliği ve lineerliği ile devrenin güç tüketimidir. Bu çalışmada bir DCR mimarisinde kullanılmak üzere IEEE 802.11a standartları gözönünde bulundurularak 5-6 GHz bandında çalışabilecek düşük faz gürültülü, düşük güç tüketimli, geniş akort aralıklı bir VCO tasarımı hedeflenmiştir.

2.2 RF MALZEME SİSTEMLERİ VE TRANZİSTOR TİPLERİ

Radyo frekansında devre tasarımları düşük frekanslı uygulamalara göre bazı kavramsal farklılıklar gösterir. Bu farklılıklardan en önemlisi RF uygulamalarında kullanılabilecek teknolojilerin çeşitliliğidir (Burada teknoloji ile kastedilen malzeme sistemi ve tranzistor tipidir). Orta frekans elektroniği uygulamalarını malzeme tipi olarak Silisyum ve tranzistor olarak ta MOSFET domine ederken, RF uygulamalarında göreceli olarak oldukça fazla malzeme sistemi ve tranzistor tipi bulunmaktadır [12]. RF devre tasarımlarında kullanılan malzeme sistemleri arasında Si, SiGe, GaAs ve InP; tranzistor tipleri arasında ise MOSFET, MESFET, HBT ve HEMT sayılabilir.

Bu kısımda ideal bir yarıiletkenin özellikleri, önemli yarıiletken malzeme grupları, RF tranzistor tipleri ve RF tranzistorların önemli performans parametreleri incelenecektir.

2.2.1 Malzeme Sistemleri

İdeal bir yarıiletken malzeme kendisine uygulanan elektrik alana en az bir yük taşıyıcı parçacık ile hızlı bir şekilde cevap verir. Enerji band yapısında çok dik tepeler ve vadiler bulunur. Ayrıca direkt band aralıklı yapıya sahiptir. Taşıyıcı hızı

düşünüldüğünde en küçük band aralıklı yarıiletken ideale en yakın olandır. Ancak önemli olan taşıyıcıların daha önceden belirlenmiş bir bölge doğrultusunda hızlı hareket etmesidir. Bunun kontrolü de band aralığı mühendisliğinin en önemli sorunudur. Bu sorun heterojonksiyonlu malzemelerin fabrikasyonuna yol açmıştır. Bir heterojonksiyon, band aralığı enerjileri birbirinden farklı iki ayrı yarıiletken malzemenin üstüste konulmasıyla oluşturulabilir. Bu şekilde oluşturulan bir yapıda taşıyıcılar için 3 farklı hareket tanımlanabilir;

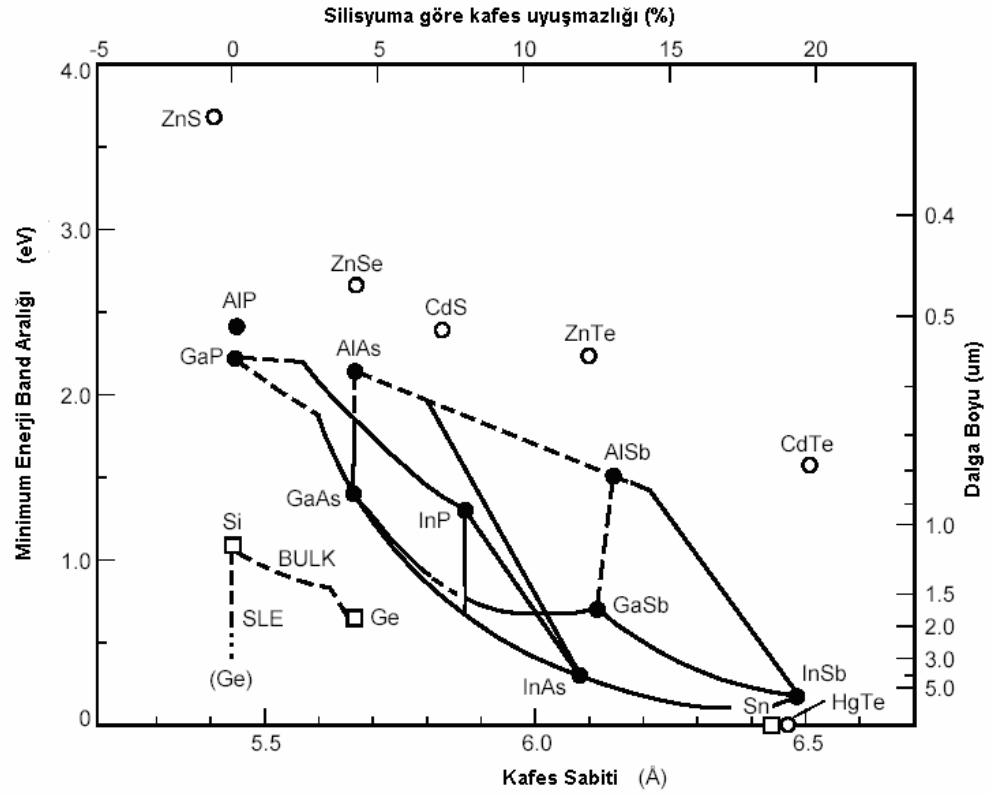
- 1) Elektronlar ve delikler jonksiyon yakınında düşük band aralıklı yarıiletkene doğru hareket edebilirler (1. Tip),
- 2) Elektronlar ve delikler birbirlerinden bağımsız olarak ayrı yarıiletken malzemelere doğru hareket edebilirler (2. Tip), ya da
- 3) Bir taşıyıcı etkilenmezken diğer taşıyıcı hareket edebilir. (3. Tip)

Örneğin bir Heterojonksiyon Bipolar Tranzistor'da (HBT) 3. tip hareket gözlenir.

Yarıiletken malzemelerin kafes sabitleri düşünüldüğünde 3 farklı heterojonksiyon tanımlanabilir;

- 1) Lattice-matched (lm)
- 2) Pseudomorphic (pm)
- 3) Metamorphic (mm)

Heterojonksiyon araştırmalarının başlangıcında sadece kafes sabiti aynı olan malzemelerin (lm) bir heterojonksiyon oluşturacağı düşünülmüş, ancak daha sonra kafes sabitleri farklı olsa bile malzemelerin üstüste koyularak heterojonksiyon oluşturulabileceği ve gerilme (pm) veya gevşeme (mm) hareketi ile kafes yapısının ayarlanabileceği görülmüştür. Bu dejenere kafes yapısıyla jonksiyon bölgesindeki enerji band aralığı değiştirilebilir. Şekil 2.4'de bazı III-V grubu malzemelerin band aralıklarının kafes sabitleriyle değişimi gösterilmiştir.



Şekil 2.4: Önemli III-V grubu malzemelerde band aralığının kafes sabitiyle değişimi

Heterojonksiyon prensibi ile çalışan 2 önemli RF tranzistor tipi bulunur;

- Yüksek Elektron Mobiliteli Tranzistor (HEMT)
- Heterojonksiyon Bipolar Tranzistor (HBT)

Bu iki tranzistor tipine ve çalışma prensiplerine ‘Tranzistor tipleri’ bölümünde değinilecektir.

RF malzeme sistemleri içinde en yaygın olan yarıiletken malzeme grupları GaAs, SiGe, InP ve geniş band aralıklı (Wide Band Gap (WBG)) malzeme gruplarıdır. Bunların içinde GaAs, ‘direkt band aralıklı’ bir yarıiletkendir. Bir yarıiletkenin direkt band aralıklı olması, iletim bandının minimumunun valans bandının maksimumunun hemen üzerinde olması anlamına gelir ki bu da iletim ve valans bandları arasında çok küçük bir enerji değişimiyle geçiş olmasını sağlar. GaAs malzemelerin Silisyuma göre yüksek taşıyıcı mobilitesi ve yüksek doymuş sürüklenme hızı gibi avantajları vardır. Bunun yanı sıra yarı yalıtkan taban üzerinde tranzistor fabrikasyonuna elverişli olması

nedeniyle p-tipi Silisyum tabanda önemli problemler yaratan parazitik etkiler azaltılmış olur.

SiGe malzemelerde ise ısı iletkenlik GaAs malzeme sistemine göre daha fazladır. Bu sayede ekstra bir soğutucu bölgeye (heatsink) gerek duyulmaz. Ayrıca Si ve Ge endüstride oldukça yaygın kullanıldığından malzeme karakterizasyonu ve kontrolü GaAs'a göre çok daha iyidir [13].

InP malzemeler yüksek frekanslarda GaAs malzemelere göre çok daha düşük gürültülü olup bu malzemelerle üretilen tranzistorlar çok daha fazla akım kazancı sağlayabilir. Ancak henüz yeterince tecrübe edilmemiş bir yarıiletken tipi olması karakterizasyonunu ve proses kontrolünü zorlaştırdığı gibi kırılkan yapısı ve oldukça pahalı olması sebebiyle entegrasyon işlemi oldukça zordur.

SiC, GaN gibi WBG yarıiletkenler çok yüksek belverme gerilimleri ve yüksek elektron doyma hızları sebebiyle yüksek güçlü RF uygulamaları için oldukça ilgi çekicidir. Ancak bunların içinden SiC pullar pahalı ve küçük çaplı olduğundan kütle üretimi için tercih edilmez. RF güç elektroniği uygulamaları için en büyük potansiyele sahip olan GaN ise nispeten daha az bulunan bir malzemedir.

Bütün bu malzeme sistemlerinin yanısıra malzeme özellikleri bakımından ideal yarıiletkene en yakın olan Karbon (Diamond) çeşitli araştırma grupları tarafından RF uygulamaları anlamında en fazla gelecek vaadeden malzeme sistemi olarak görülmektedir. Bu bağlamda bu çalışma sırasında Karbon malzeme sistemiyle ilgili geniş bir literatür araştırması yapılmış ve bu malzemenin potansiyel uygulamaları araştırılmıştır [14].

Teorik performansı düşünüldüğünde, karbon, üstün malzeme özellikleri dolayısıyla RF elektroniğinde özellikle yüksek güç uygulamaları için en ideal malzeme sistemidir. Tablo 2.1' de Karbon'un güç uygulamaları için önemli özelliklerinin diğer malzemelerle karşılaştırılması verilmiştir [15]. Tablo'dan da anlaşılacağı gibi yüksek güç uygulamalarında Karbon'un malzeme özellikleri diğer bütün malzeme sistemlerinden daha üstündür.

Tablo 2.1: Çeşitli malzeme sistemlerinin güç uygulamaları bakımından önemli özellikleri

Özellik	Si	GaAs	6H-SiC	4H-SiC	GaN	Karbon
Band Aralığı (eV)	1.12	1.43	3.03	3.26	3.45	5.45
Belverme Elektrik Alanı, Ec (kV/cm)	300	400	2500	2200	2000	10000
Elektron Mobilitesi, μ_n (cm ² /V.s)	1500	8500	500 80	1000	1250	2200
Delik Mobilitesi, μ_p , (cm ² /V.s)	600	400	101	115	850	850
Isıl İletkenlik, λ (W/cm.K)	1.5	0.46	4.9	4.9	1.3	22
Doymuş Elektron Sürüklenme Hızı, v_{sat} , (x10 ⁷ cm/s)	1	1	2	2	2.2	2.7

Örneğin bir tranzistor için güç kazancının 1'e düştüğü frekans olarak tanımlanan f_{max} değeri Silisyum ile karşılaştırıldığında n-tipi bir tranzistor için 53 kat, p-tipi bir tanzistor için 42 kat daha yüksektir. Bir RF güç tranzistoru için maksimum belverme gerilimi düşünüldüğünde Karbon'da bu değer Silisyum'dan 512 kez büyüktür. Yine güç uygulamaları için önemli bir performans parametresi olan ısıl iletkenlik düşünüldüğünde Karbon'un ısıl iletkenliği diğer bütün malzeme sistemlerinden en az 5 kat daha yüksektir.

Tüm bu üstün malzeme özelliklerine rağmen proses anlamındaki teknolojik problemler Karbon'un tümleştirilmesini ve RF devre tasarımlarında kullanılmasını güçleştirmektedir. Öncelikler Karbon için uygun kristal yapıda ve kafes sabitinde taban bulunması çok zordur. Tek tip atom tarafından katkılanabildiğinden (Boron) bipolar tranzistor kavramı henüz tam anlamıyla uygulanabilmiş değildir. Ayrıca stabilite ve pasivasyon problemleri de yüzeyinin işlenmesini zorlaştıran önemli etkenlerdendir.

RF güç tranzistoru uygulamalarında en iyi sonuçlar Karbon alan etkili tranzistorlarla (FET) alınmıştır. Geçit uzunluğu 0.2 μm olan bir Karbon MESFET tranzistorla yapılan

ölçümler sonucunda 11.5 GHz f_t , 40 GHz f_{max} değerleri elde edilmiştir. Ayrıca maksimum savak akım yoğunluğu 300 mA/mm ve savağa uygulanabilecek maksimum gerilimin 68 V olduğu ölçülmüştür [16]

RF Tranzistor uygulamalarının yanında Karbon, RF Mikroelektromekanik Sistemler (MEMS) için de oldukça geniş uygulama alanı bulmuştur. Piezorezistivite, mekanik sertlik ve yüksek ısı iletkenlik gibi malzeme özellikleri dolayısıyla özellikle MEMS ile tasarlanan fiziksel sensörler Karbon kullanılarak gerçekleştirilebilir [17]

Yüzey akustik dalga (SAW) cihazların yapısında da Karbon teknolojisi kullanılmaktadır. Bunun en büyük sebebi Karbon'un diğer bütün mazemeler arasında en yüksek SAW hızına sahip olmasıdır. Bu sayede çeşitli uygulamalar için (optik haberleşme, mobil telefonlar) Karbon kullanılarak SAW rezonatörler ya da filtreler tasarlanmıştır []. Ayrıca SAW filtreler ve Field Emission (FE) cihazlar Karbon'un ticari olarak kullanıldığı uygulama alanlarıdır. Tablo 2.2 Karbon'un uyulama bulduğu alanlar ve bu alanlardaki mevcut durumu ile ilgili yapılan literatür araştırmasını özetlemektedir.

Tablo 2.2: Karbon Teknolojisi'nin uygulama alanları

Uygulama Alanı	Mevcut Durum	Önemli Özellik	Uygulamadaki Zorluk
BJT	Araştırma/Geliştirme	Yüksek DC β	Katkılama
FET	Araştırma/Geliştirme	40 GHz f_{max}	Katkılama
MEMS	Araştırma/Geliştirme	640 MHz rezonans frekansı	Yetersiz sayıda uygulama
SAW Cihazlar	Endüstriyel	İlk ticari Karbon ürün	
FE Cihazlar	Endüstriyel	100 THz osilasyon frekansı	

2.2.2 Tranzistor Tipleri

Bu bölümde RF tasarımlarda kullanılan tranzistor tipleri anlatılacaktır. Ancak daha önce tüm tranzistorların ortak performan parametreleri baz alınarak sağlıklı bir karşılaştırma yapılabilmesi için bu performans parametreleri tanımlanacaktır.

Kararlılık: Çalışma frekansına bağlı olarak bir RF tranzistor için kararlılığın ölçülmesi amacıyla bir ‘k’ kararlılık sabiti tanımlanmıştır. Bu sabit y-parametreleri cinsinden aşağıdaki eşitlikle ifade edilebilir;

$$k = \frac{2 \operatorname{Re}(y_{11}) \operatorname{Re}(y_{22}) - \operatorname{Re}(y_{12} y_{21})}{|y_{12} y_{21}|}$$

$k > 1$ için tranzistor koşulsuz olarak kararlıdır ancak $k < 1$ için istenmeyen osilasyonlar görülebilir, yani tranzistor koşullu olarak kararlıdır. Bu katsayı tranzistorun koşulsuz olarak kararlı kalacağı frekans bölgesini belirtmesi açısından önemlidir.

Kesim Frekansı (f_t) ve Maksimum Osilasyon Frekansı ($f_{\max}$): Kesim frekansı bir tranzistorun küçük işaret akım kazancının 1’e eşit olduğu frekans olarak tanımlanır. Bu frekanstan sonra tranzistor akım kazancı sağlamaz.

Maksimum osilasyon frekansı ise tranzistorun güç kazancının 1’e düştüğü frekans olarak tanımlanır. Bu değerden sonra tranzistor güç kazancı sağlamaz.

Tranzistor tasarımlarında genel olarak f_t değeri $f_{\max}$ değerinden büyüktür. Ancak tasarıma göre bazı hallerde küçük te olabilir. Bu iki frekans bölgesi arasındaki bölge tranzistor akım kazancı sağlamaz ancak sadece gerilim kazancı sağlaması istenen bazı uygulamalarda kullanılabilir. Maksimum osilasyon frekansından büyük frekanslarda ise tranzistoru kullanmak anlamlı değildir. Genel olarak RF tranzistorlar kesim frekanslarını 1/5’i frekanslara kadar çalıştırılabilir. Ancak yeni bir kavram olan ‘dağılmış kuvvetlendirici’ kavramı ile tranzistorler iletim hattı gibi modellenip çok daha yüksek frekanslarda çalıştırılabilmektedir [18].

Minimum Gürültü Katsayısı (NF_{min}): Bu değer tranzistorun giriş ve çıkışının eşlenmiş (matched) olmasına bağlıdır. Gürültü katsayısı aşağıdaki gibi tanımlanır

$$NF = SNR_{in}/SNR_{out}$$

ve tranzistorun giriş ve çıkış port empedanslarının uyumlu olduğu durum için NF_{min} değerine eşit olur. Bu eşitlikte SNR_{in} ve SNR_{out} giriş ve çıkışın işaret-gürültü oranlarıdır. Minimum gürültü katsayısı bir sistemin işarete ne kadar gürültü kattığını gösterir. İdeal bir iletim sistemi için 1'e eşit olur ancak pratikte her zaman 1'den büyüktür.

Çıkış Güç Seviyesi (P_{out}) ve Güç Eklenmiş Verim (PAE): Güç tranzistorları için önemli olan bu parametreler sisteme verilen gücün ne kadarının yüke aktarıldığının bir ölçüsüdür. Güç tranzistorları, gürültü katsayıları önemli olmadığından çıkış güç seviyelerine veya güç eklenmiş verimlerine göre karşılaştırılabilirler. Güç eklenmiş verim aşağıdaki gibi tanımlıdır;

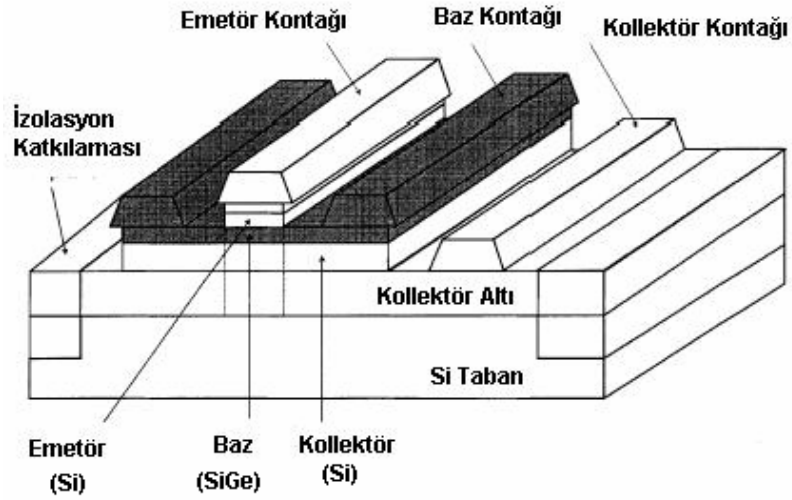
$$PAE = \frac{P_{out}(rf) - P_{in}(rf)}{P_{in}(dc)}$$

Tezin bu kısmında Radyo Frekanslarında kullanılan tranzistor tipleri incelenecek ve bir sonraki bölümde ise kullanılacak teknolojinin seçilmesi amacıyla yukarıda tanımlanan performans parametreleri bakımından bir karşılaştırma yapılacaktır.

Orta Frekanslarda kullanılan BJT ve MOSFET RF frekanslarında da kullanılmakta ancak Si malzeme sisteminin özelliklerinden dolayı çok yüksek frekanslara çıkılamamaktadır. Çalışma prensipleri ve fiziksel yapıları iyi bilindiği için bu kısımda onlardan bahsedilmeyecek, daha çok yeni tranzistor teknolojileri olan HBT ve HEMT anlatılacaktır.

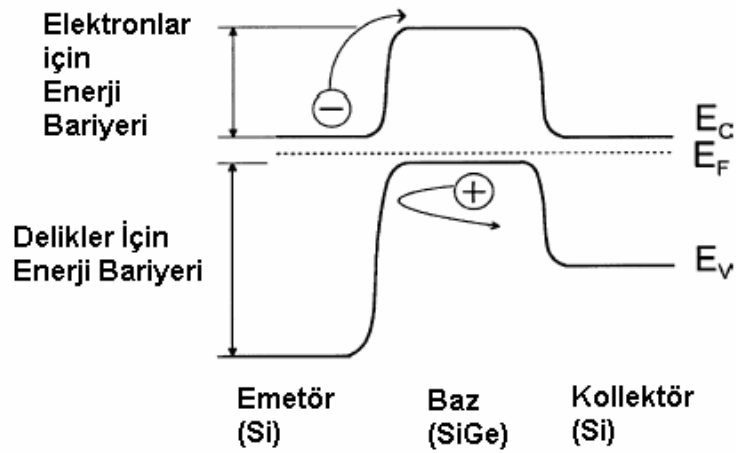
a) Heterojonksiyon Bipolar Tranzistor (HBT):

Fiziksel yapısı Şekil 2.5' te SiGe malzeme sistemi için verilen bir HBT'un enerji band yapısı da Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.5: SiGe/Si HBT'un fiziksel yapısı

HBT'un çalışma prensibi BJT'unkine benzemekle beraber aradaki fark enerji band yapılarından anlaşılabilir. Şekil 2.6 incelenirse emetör-baz heterojonksiyonundaki emetör malzemesinin band aralığının bazinkine oranla daha yüksek olması, yani aradaki enerji farkı, band yapısını elektronların emetörden baza olan hareketini kolaylaştıracak şekilde değiştirirken bazdan emetöre giden deliklerin karşılaşacağı enerji bariyerini artırır. Dolayısıyla bazdan emetöre delik enjeksiyonu önemli ölçüde bastırılmış olur. Bu durumda BJT'a göre çok daha fazla akım kazancı elde edilebilir [19].



Şekil 2.6: SiGe/Si HBT enerji band diagramı

Bir HBT’da DC akım kazancı aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$\beta \approx \frac{N_E w_E D_B}{N_B w_B D_E} \exp\left(\frac{\Delta E_G}{kT}\right)$$

Burada N_E ve N_B emetör ve baz katkı konsantrasyonları, w_E ve w_B emetör ve baz genişlikleri, D_E ve D_B emetör ve bazdaki difüzyon katsayıları, k Boltzmann sabiti ve T de tranzistorun mutlak sıcaklığıdır. Eşitlikteki üssel ifadeye bakılırsa akım kazancını düşürmeden baz bölgesini BJT’a çok daha fazla katkılayabilmek mümkündür. Bazın yüksek katkılı olmasının iki önemli avantajı vardır;

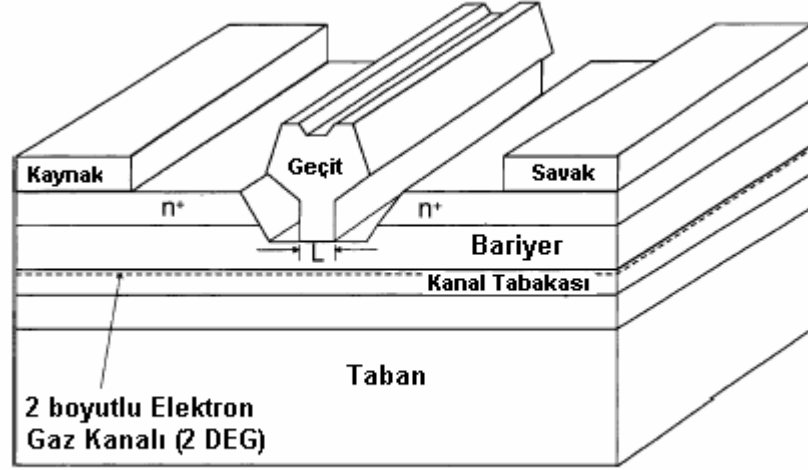
- 1) Düşük baz direnci dolayısıyla yüksek $f_{\max}$ ve düşük $NF_{\min}$ değerleri elde edilebilir.
- 2) İnce baz bölgesi dolayısıyla elektronların bazı daha hızlı geçmesi sağlanır ve daha yüksek f_t değerleri elde edilir.

Yukarıda GaAs HBT için anlatılan çalışma prensipleri ve fiziksel özellikler diğer malzeme sistemleri için de (Örneğin SiGe HBT, InP HBT) geçerlidir.

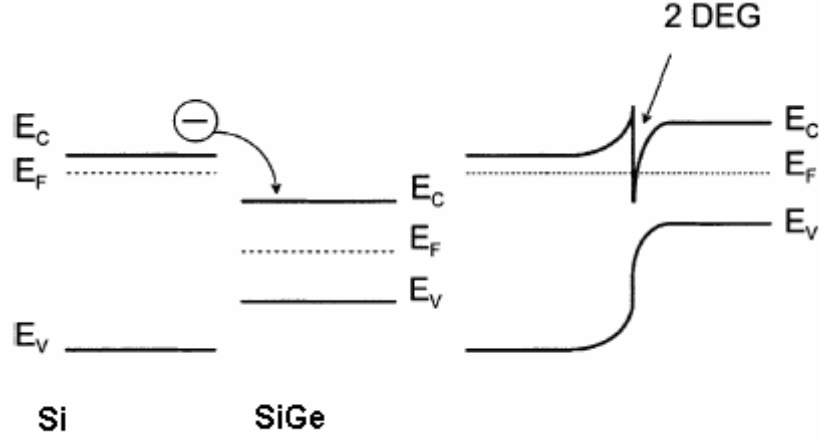
b) Yüksek Elektron Mobiliteli Tranzistor (HEMT):

Heterojonksiyon kavramının ilk defa uygulandığı tranzistor yapısı HEMT’dur. Önce Fujitsu tarafından HEMT ismiyle ortaya atılan bu tranzistor tipi daha sonra çeşitli araştırma grupları tarafından değişik şekilde isimlendirilmiştir (SDHT, MODFET, TEGFET, HFET) [20].

Bir SiGe HEMT tranzistorun fiziksel yapısı ve enerji band diagramı Şekil 2.7 ve 2.8’ de gösterilmiştir.



Şekil 2.7: SiGe HEMT'un fiziksel yapısı



Şekil 2.8: SiGe HEMT'un enerji band diyagramı

Si ve SiGe bölgelerindeki enerji farklılığı jonksiyon yakınlığında çok ince bir tabakada iletim enerjisinin Fermi seviyesinin altına düşmesine yol açar. Bu sayede 2-boyutlu electron gazı (2DEG) kanalı denilen bir bölge oluşur ve burada çok sayıda serbest elektron ortaya çıkar. Bu kanaldaki elektrnlar uzaysal olarak katkılayıcı atomlarından ayrıldığı için savak-kaynak arasına uygulanan pozitif bir gerilimle çok hızlı bir şekilde savağa doğru hareket ederler. Bu kanala 2-boyutlu denmesinin sebebi de tabakanın çok ince olması ve bu sayede elektronların saçılmaksızın sadece kanaa paralel yönde hareket etmesidir.

2.3 RF TEKNOLOJİ KARŞILAŞTIRIMI VE TEKNOLOJİ SEÇİMİ

Tezin bu bölümünde bir önceki bölümde çalışma prensipleri ve fiziksel yapıları anlatılan modern RF tranzistorları çeşitli malzeme sistemleri için daha önce tanımlanan ortak performans parametrelerine dayanarak karşılaştırılmıştır [21]. Bu karşılaştırma için öncelikle DC ve s-parametresi ölçümleri önceden yapılmış tranzistor modelleri kullanılmıştır. Bu model parametreleri ile model eşitlikleri ADS Analog/RF tasarım ortamında sembolik cihazlar olarak tanımlanmış, DC ve AC benzetimleri yapılmış ve çeşitli performans parametresi eğrileri çizdirilmiştir. Aşağıda hangi performans parametresi için hangi simulasyonların yapıldığı kısaca özetlenmiştir;

- 1) DC Analiz sonucunda akım-gerilim eğrileri çıkarılmış, bu eğriler yardımıyla optimum kutuplama noktası, çıkış gücü, optimum kutuplamadaki güç tüketimi ve DC-RF verimi hesaplanmıştır.
- 2) AC frekans taraması ve S-parametresi analizleri sonucunda kararlılık eğrileri, f_t ve f_{max} ile NF_{min} eğrileri çıkarılmıştır.

AlGaAs/GaAs HBT, Si/SiGe HBT, InGaAs/InP HBT, AlGaAs/GaAs HEMT ve AlGaAs/GaAs pseudomorphic HEMT olmak üzere 5 ayrı RF tranzistor tipi için tüm bu simulasyonlar uygulanmış ve eğriler çıkarılmıştır. Simulasyon sonuçları ve eğriler tezin bulgular kısmında sunulmuştur.

Bunun yanısıra modelleri mevcut olmayan bazı RF tranzistorlar için de aynı performans parametreleri dikkate alınarak literatür araştırması sonucu bir karşılaştırma yapılmıştır. Tablo 2.3 bu araştırma sonuçlarını özetlemektedir [22-25].

Tablo 2.3: Modern RF Tranzistorlar için literatür araştırması sonuçları

	f_T (GHz)	f_{max} (GHz)	NF_{min}	Çıkış Gücü (Ya da güç yoğunluğu)	Fiyat	Tümleştirme Potansiyeli
Si BJT	84	100	H		L	L
GaAs MESFET	168	177	M	125W (2 GHz'te)	M	HH
AlGaAs/GaAs HEMT	113	151	L	200W (2 GHz'te)	M/H	H
GaAs pHEMT	152	290	L	~0.05W (94 GHz'te)	M/H	H
GaAs mmHEMT	200	400	L		M/H	H
InP HEMT	362	600	LL	~0.03W (94 GHz'te)	HH	H
GaAs HBT	156	275	H	2.52W (7.5 GHz'te)	H	H
InP HBT	305	300	H	1.17W (18 GHz'te)	HH	L
InP HBT (TS)	300	1100				
SiGe HBT	156	160	M	230W (2.8 GHz'te)	L	H
SiC MESFET	22	50	M	HH	H	L
AlGaN/GaN HEMT	110	155	L	HH	H	L
Si MOSFET	240	66	M	L	L	HH
SOI MOSFET	150		M	L	L	HH
Si LDMOSFET			M	120W (2 GHz'te)	M	L
SOI LDMOSFET			M		M	HH

Yukarıdaki tablodaki f_t ve f_{max} değerleri ait oldukları tranzistor için bulunan maksimum değerlerdir. Tabloda;

LL: çok düşük
 L: düşük
 M: orta
 H: yüksek
 HH: çok yüksek

Anlamına gelmektedir. TS ise değişik bir tranzistor tasarım metodu olan ‘Transferred Substrate’ ın kısaltılmışıdır.Yukarıdaki tablo incelendiğinde InP malzeme sistemli HBT’ların THz mertebesine kadar akım kazancı sağladıkları görülebilir. Genel olarak HEMT’ların çok düşük NF_{min} değerlerine sahip oldukları, III-V grubu malzeme sisteminin (GaN, SiC) yüksek frekanslarda çok yüksek çıkış güçleri veya güç yoğunlukları verdikleri, Si tabanlı tranzistorların da tümleştirme potansiyelinin yüksek olduğundan ve fiyatlarının düşük olması sebebiyle kütle üretimi için uygunluğundan söz edilebilir.

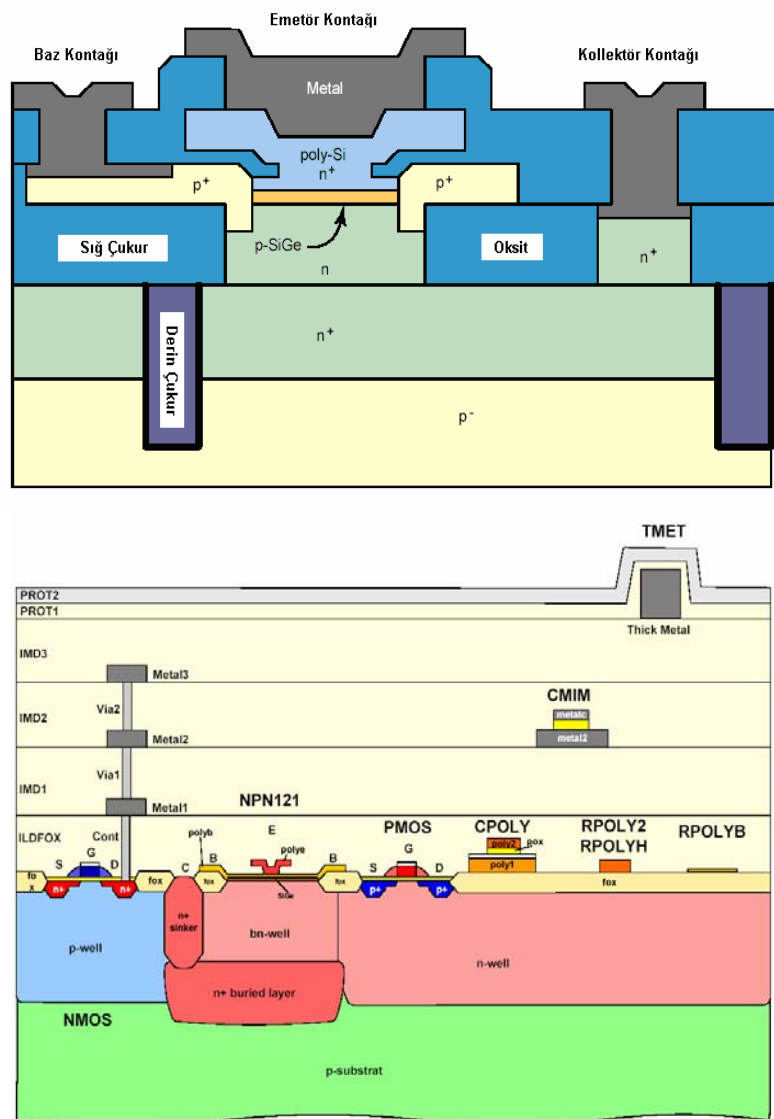
Tüm literatür araştırmaları ve ADS benzetimleri sonucunda tasarımda kullanılacak teknoloji belirlenirken aşağıdaki maddeler dikkate alınmıştır;

- Hedeflenen Frekans bandında (5-6 GHz) çalışma imkanı vermesi
- Yüksek f_t ve f_{max} değerli tranzistorlar kullanılabilmesi
- Tümleştirme potansiyelinin yüksek olması
- Kütle üretimi için uygun ve ucuz olması
- Düşük NF_{min} değerli tranzistorlar kullanılabilmesi
- Çalışma frekansında yeterli çıkış gücü verebilmesi

Bu esaslar laboratuvarda mevcut teknolojiler dikkate alınarak IEEE 802.11a standardında çalışması hedeflenen LC VCO devresinin tasarımı için SiGe HBT tranzistorları içeren AustriaMikroSystems (AMS) ‘in 0.35 μm SiGe BiCMOS teknolojisinin kullanılmasında karar kılınmıştır.Bir sonraki bölümde kısaca bu teknolojiiden bahsedilecektir.

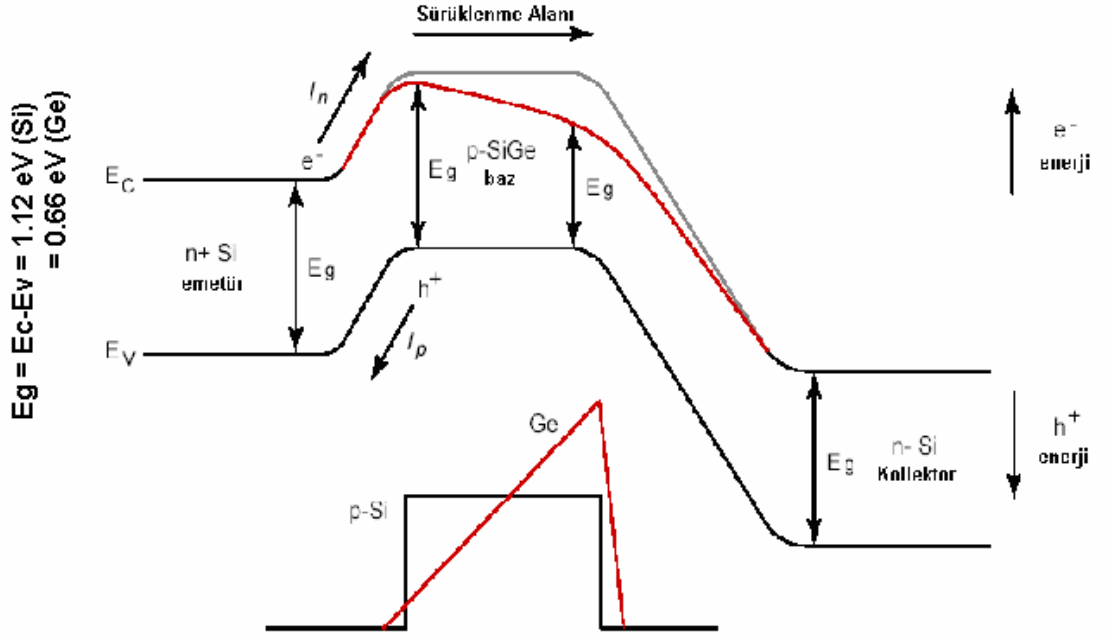
2.4 SİGE BİCMOS TEKNOLOJİSİ

Silisyum (Si) ve Germanyum (Ge) her ikisi de periyodik tablonun IV. Sütun elemanlarıdır. Ge, Si'a göre daha düşük band aralığına sahiptir (0.66 eV). Si'a Ge eklenmesi ve $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$ şeklinde bir alaşım oluşturulması ortaya Silisyumunkinden daha düşük band aralıklı bir malzeme çıkaracaktır. Bu şekilde baz bölgesine Germanyum katkılanmış bir tranzistorun bazı emetörüne göre daha düşük bir band aralığına sahip olacaktır (SiGe HBT). Şekil 2.9da bir SiGe HBT'un kesiti Ge eklenen bölge ile SiGe BiCMOS proses kesitini göstermektedir.



Şekil 2.9: SiGe HBT kesiti ve SiGe BiCMOS proses kesiti

Şekil 2.10’da ise bu yapının enerji band diagramı verilmiştir. Bu diagramın altındaki çizim de Ge konsantrasyonunun baz boyunca değişimini göstermektedir.



Şekil 2.10: SiGe HBT enerji band diagramı

Bir RF tranzistorun önemli performans parametrelerinden birisi olan $NF_{\min}$ transistordaki genişband gürültü kaynakları tarafından belirlenir. Bipolar tranzistorlarda bu gürültünün temel sebebi baz ve kollektör 'shot noise' ile ısı gürültüdür. Bu kaynakların getireceği gürültü baz direncini (r_B) düşürerek, kesim frekansını (f_T) artırarak ya da tranzistorun akım kazancını (β) artırarak azaltılabilir. Tüm bu parametreler HBT'un yapısal özellikleri nedeniyle optimize edildiğinden SiGe HBT'larda $NF_{\min}$ değeri 0.4 dB'ye kadar düşebilir [26]. Bunun yanında SiGe HBT'larda düşük frekans gürültüsü ($1/f$) de Si BJT ile karşılaştırılabilir mertebededir [27]. Bu yüzden SiGe HBT tranzistorlar düşük faz gürültülü RF osilatör devrelerinin tasarımı için oldukça iyi bir seçimdir.

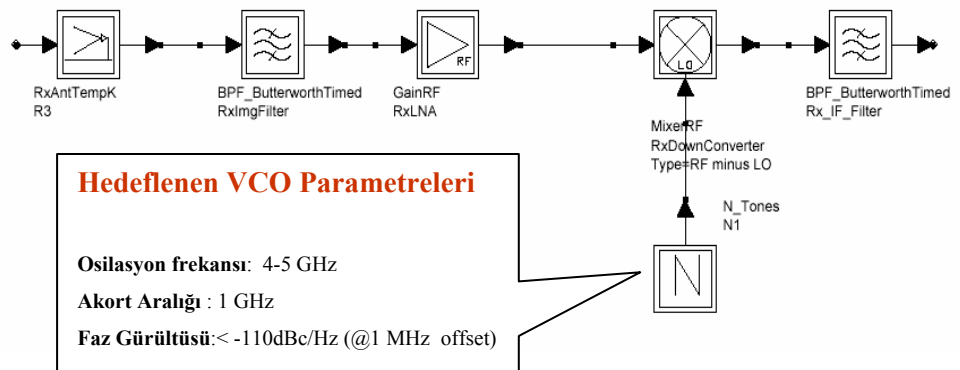
Tasarımda kullanılan 0.35 μm SiGe BiCMOS prosesi (S35D4M5) 4 metal-4 poly bir proses olup 29 maske adımından oluşur. Tasarımda kullanılan npn121 HBT'lar tek kollektör ile emetör kontağına ve 2 baz kontağına sahip olup f_t ve $f_{\max}$ değerleri 59 GHz ve 63 GHz'tir. Bu tranzistorun kullanılmasındaki temel amaç 2 baz kontağı sayesinde bipolar tranzistor için en büyük direnç olan baz direnci yarıya düşürülmüş olur. Emetör zaten yüksek katkılı bir bölge olduğundan ve kollektör kontağı da yüksek katkılı bir n-

tipi bölgeden (buried layer) alındığından burdaki dirençleri düşürmek için ek kontak almaya gerek yoktur. Çünkü alınan kontaklar kontak direncini düşürecek fakat parazitik etkileri artıracaktır.

Prosesteki HBT modelleri VBIC (Vertical Bipolar Inter Company) model baz alınarak çıkarılmış ve 20 GHz'e kadar geçerliliği ölçülmüştür. Emetör genişliği sabit olup 0.4 μm 'dir. Emetör uzunluğu ise 0.8 μm ile 24 μm arasında ayarlanabilir. MOSFET modellerin geçerliliği ise 6 GHz'e kadar garanti edilmiştir.

2.5 VCO TASARIMININ TEMELLERİ

Bir RF alıcı-verici mimarisinin önemli yapıtaşlarından birisi olan Gerilim Kontrollü Osilatörün (VCO) geniş çapta bir Analog/RF tümleştirmesiyle gerçekleştirilmesi oldukça ilgi çekici bir konudur. VCO, modern kablosuz haberleşme sistemlerinde frekans sentezleme devresinin yapı taşıdır. VCO performansını belirleyen önemli performans parametreleri Osilasyon frekansı (f_{osc}), akort aralığı, akort lineerliği, çıkış genliği, güç tüketimi, besleme ve ortak işaret bastırma oranı ile çıkış işaretinin saflığıdır. Şekil 2.11'de bir heterodin kablosuz alıcı-verici sisteminde VCO devresinin yeri belirtilmiş ve bu tasarımda hedeflenen parametreler kısaca özetlenmiştir.



Şekil 2.11: Alıcı-verici mimarisinde hedeflenen VCO parametreleri

RF alıcı-verici yapılarında genel olarak iki tip osilatör devresi kullanılmaktadır. Bunlar Ring osilatör ve LC osilatör yapılarıdır. Ring Osilatörler genel olarak basit yapılı ve geniş tonlama aralıklıdır. Ring yapılarla ilgili pek çok uygulama olmasına rağmen yüksek faz gürültülü olmaları sebebiyle genel olarak tercih edilmemektedirler. Bu tasarımda da standardın belirlediği -110dBc/Hz faz gürültüsünün altında bir değere ancak LC osilatör devresi ile ulaşılabileceği belirlenmiş ve topoloji olarak LC osilatör devresi seçilmiştir. LC osilatörler de kendi aralarında –Gm osilatörü, Collpitts ve Hartley osilatörleri gibi farklı topolojilere ayrılırlar. Bunlar arasında RF uygulamalar için en yaygın kullanılanı -Gm osilatörü devresidir. Tablo 2.4 ‘te WLAN uygulamalarında kullanılan osilatörler [28-35], Tablo 2.5’te ise 5GHz WLAN uygulamaları için SiGe BiCMOS teknolojisiyle tasarlanmış Osilatör yapıları ve performansları özetlenmiştir [36-41].

Tablo 2.4: WLAN uygulamaları için çeşitli VCO topolojilerinin performansı

(*CC olarak gösterilen topoloji Çapraz Bağlamalı (Cross-Coupled) anlamına gelmektedir)

Teknoloji	Topoloji	Diferansiyel	Osilasyon Frekansı (GHz)	Akört Aralığı (MHz)	Faz Gürültüsü @1MHz (dBc/Hz)	Kaynak Akımı (mA)	Besleme Gerilimi (V)	Ref
0.35 μ SiGe BiCMOS	CC	Evet	4.7	509	-107	18	3	[28]
0.25 μ siGe BiCMOS	CC, quadrature	Evet	5.2	250	-93	3	1.5	[29]
0.5 μ GaAs	Clapp	Hayır	5.2	1000	-133 (@10MHz)	25	5	[30]
0.35 μ m CMOS	CC	Evet	5.2	320	-104.5 (@5MHz)	7.9	3.3	[31]
0.18 μ CMOS	CC Quadrature	Evet	4.7	780	-134 (@3MHz)	3.5	1.5	[32]
0.25 μ CMOS	CC	Evet	5.8	240	-115	1	2.5	[33]
0.13 μ m SOI CMOS	CC	Evet	5.6	2560	-114.6	2	1	[34]
InGaP/GaAs HBT	CC	Evet	4.39	290	-118	-	3.5	[35]

Osilatör blokları Radyo Frekansında tümdevre olarak genellikle “Ring Osilatörü” ya da “LC Osilatörü” topolojileri kullanılarak gerçekleştirir. Bu iki topolojiden Ring Osilatörü yapısı nispeten basit yapılı ve yüksek akort aralığına sahip olmasına rağmen yüksek güç tüketimi ve en önemlisi yüksek faz gürültüsü (1MHz offset için 802.11a standardının belirlediği -110dBc/Hz değerine ulaşılması zordur) nedeniyle bu çalışmanın çalışma frekansı olan 5GHz uygulamaları için tercih edilmemektedir.

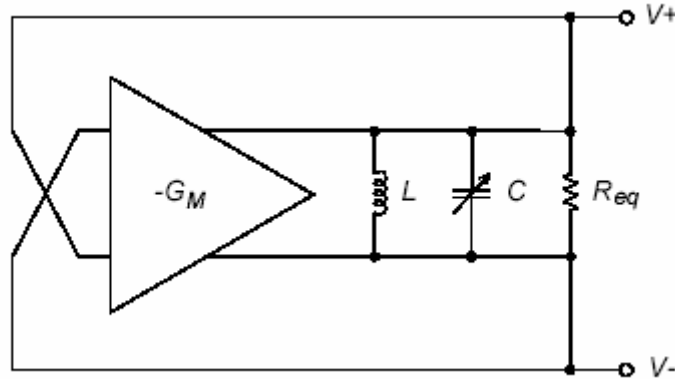
Tablo 2.5: WLAN uygulamaları için tasarlanmış çeşitli SiGe BiCMOS VCO’ler
(CC olarak gösterilen topoloji Çapraz Bağlamalı anlamına gelmektedir)

Teknoloji	Topoloji	Dif?	Osilasyon Frekansı (GHz)	Tonlama Aralığı (MHz)	Faz Gürültüsü @1MHz (dBc/Hz)	I _{tot} (mA)	V _{CC} (V)	Ref
0.35μm SiGe BiCMOS	CC	E	4.7	509	-107	18	3	[36]
0.5μm SiGe BiCMOS	CC	E	4.3	177	-119	1.7	2.5	[37]
0.25μm SiGe BiCMOS	CC	E	5.2	250	-93	3	1.5	[38]
0.25μm SiGe BiCMOS	CC	E	5.6	672	-133 (@3MHz)	4	2.5	[39]
0.4μm SiGe BiCMOS	CC	E	5.25	870	-114.6	3	2.5	[40]
0.8μm SiGe BiCMOS	CC	E	5.05	203	-99	15	2.7	[41]

IEEE 802.11 standardına uyumlu olmak üzere “-G_m LC osilatörü” çoğu zaman diferansiyel yapıda gerçekleştirir [42, 43]. Bunun sebebi alıcı-verici mimarisi gözönünde bulundurularak anlaşılabilir; Bir RF alıcı-verici yapısı düşünüldüğünde osilatör çıkışı genellikle Gilbert-hücresi olarak gerçekleştirilen mikseri süreçlerinden diferansiyel olması istenir. Buna ek olarak diferansiyel yapılar ortak işaret gürültü bileşenlerine karşı daha az duyarlı olduğundan ve devredeki LC tankındaki endüktansın kalite faktörünü yükselttiğinden tercih sebebidir. Yine Tablo 2.4 incelendiğinde GaAs veya SOI CMOS teknolojileri kullanılarak oldukça yüksek akort aralıkları elde edildiği görülmektedir.

Bunun yanısıra Ring Osilatör topolojisi de yüksek akort aralığının kritik olduğu tasarımlarda tercih edilebilir.

Şekil 2.12’de en basit hali görülen diferansiyel $-G_m$ LC osilatörünün çalışma prensibi şöyle açıklanabilir;



Şekil 2.12: $-G_m$ LC Osilatörü

LC tankıyla rezonans frekansı belirlenen yapıda endüktans ve kapasite elemanlarının ideallsizliklerinden kaynaklanan kayıplar osilasyonun belli bir süre sonra bitmesine yol açar. Endüktansa seri bir R eşdeğer direnciyle modellenilebilecek olan bu kayıpları kompanze edebilmek için bu R direncinden büyük bir $-R'$ direnci, devredeki aktif elemanlar sayesinde oluşturulabilir. Bu sayede osilasyon genliği sınırlandığı yere kadar büyümeye devam edecektir. Osilatörün akort aralığı da tank kapasitesinin sabit (Transistor parazitik kapasiteleri ve endüktansın parazitik kapasitesi) ve değişken (Varaktör) kısımlarıyla ayarlanabilir.

Yukarıda çalışma prensibi anlatılan yapının tasarımında dikkat edilecek ve performansı belirleyici noktalar şöyle özetlenebilir;

- Standardın belirlediği perofmans parametreleri de gözönüne alınarak, akort aralığını maksimize edecek, faz gürültüsünü de minimize edecek parametrelerin belirlenmesi (devrenin süreceği kapasitif yük (C_L), Çıkış salınımı (V_{out}), Merkez frekans (f_{osc}), güç parametreleri (P_{diss} , P_{out}))
- Kırmık-içi endüktansın Tasarımı

- Gerilim kontrollü kapasitenin (Varaktör) Tasarımı
- Negatif direnci oluşturacak transistörlerin seçimi (MOS, ya da HBT) ve tasarımı
- Osilatör Çıkışındaki Tampon devrenin tasarımı

Tezin bu kısmında diferansiyel bir $-G_m$ LC osilatörünün tasarımındaki önem taşıyan taban ve kaynak gürültüleri, faz gürültüsü ve güç tüketimi gibi zorluklardan bahsedilecek ve bu topoloji hakkında detaylı bir bilgi verilecektir.

2.5.1 Taban ve kaynak gürültüsü bağışıklığı

Senkron sayısal devrelerde tranzistörlerin anahtarlanması işlemi bir saat işareti tarafından tetiklenir. Bu aynı anda kırmık içinde çok fazla sayıda tranzistörün anahtarlanması anlamına gelir ki CMOS tranzistörler anahtarlama anında akımın büyük kısmını çektikleri için gerilimin yüksek ve alçak seviyeleri oldukça gürültülü hale gelir. Sayısal devrelerde gürültü çok kritik bir faktör olmadığından sayısal devreler için gürültüye bağışıktır denilebilir. Ancak analog devreler için durum farklıdır. Analog devrelerin sabit bir kutuplama noktasını sağlayabilmesi için besleme geriliminin (V_{DD}) ve toprağın (gnd) oldukça kararlı olması zorunludur. Bu sorun analog devrelerde kaynak gürültüsü olarak karşımıza çıkar. Bu nedenden dolayı analog devreler düşük gürültülü beslemelere sahiptir [44].

Analog devrelerle ilgili bir diğer problem de işaret taşıyan metal hatlarla tranzistörlerin tabanla yaptıkları elektromagnetik girişimdir. Taban gürültüsü olarak adlandırılan bu sorun RF işaretin kalitesini önemli ölçüde düşürebilir.

Yukarıda bahsedilen bu sorunlar diferansiyel topolojiler kullanılarak giderilebilir. Kırmıktaki bazı bölgelerde diferansiyel hatlar boyunca taban ve kaynak gürültüsü yaklaşık olarak aynı ve birbirini yok edecek yöndedir. Bu şekilde gürültü bastırılmış olur. Bu bastırma ortak işareti bastırma olarak isimlendirilir ve diferansiyel topolojilerin en büyük avantajıdır. Bu tasarımda da daha karmaşık yapıları olması ve daha çok tranzistör gerektirmesine rağmen gürültüyü iyileştirici etkisi sebebiyle diferansiyel topoloji kullanılması uygun görülmüştür.

2.5.2 Faz gürültüsü

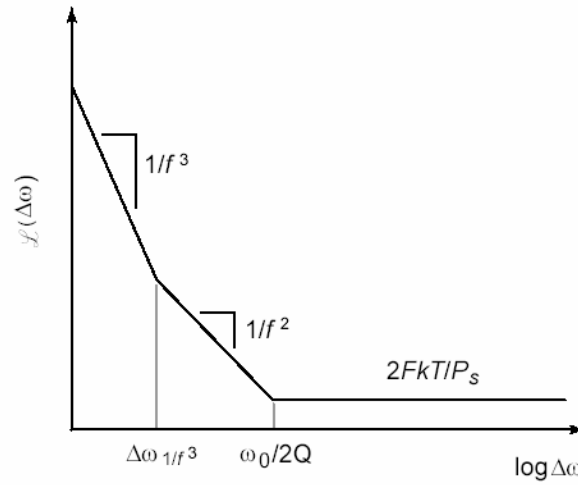
İdeal bir osilatörün çıkış işareti, A osilasyon genliği, ω_0 osilasyon frekansı ve Φ faz ofseti olmak üzere matematiksel olarak

$$v(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi)$$

şeklinde ifade edilir. Ancak devredeki aktif ve pasif elemanlar osilasyon genliğine ve fazına da rasgele gürültü ekler ve eşitlik aşağıdaki hale dönüşür;

$$v(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t))$$

Frekans, fazın zaman göre türevi olduğundan osilatörün çıkış spektrumunda fazdaki rasgele değişimlerden dolayı yanbandlar ortaya çıkacaktır. Bu yanbandlar faz gürültüsü olarak bilinir. Şekil 2.13'te Leeson tarafından tanımlanan osilatör faz gürültü spektrumu gösterilmiştir [45].



Şekil 2.13: Osilatör faz gürültü spektrumu

Şekil incelenirse spektrumun üç ayrı bölgeden oluştuğu görülecektir; $1/f^3$, $1/f^2$ ve gürültü tabanı. Bu bölgelerin kesiştikleri yerler de frekans ekseninde gösterilmiştir.

Faz gürültüsü taşıyıcı frekanstan belli bir ofset frekansı kadar uzak bir frekanstaki gürültü seviyesinin taşıyıcı frekanstan ne kadar aşağıda olduğunun dB olarak ifadesidir

ve dBc/Hz şeklinde birimlendirilir. Örneğin IEEE 802.11a standardı için faz gürültüsünün değeri 1MHz ofset frekansında -110 dBc/Hz ya da daha düşük olmalıdır.

Bir $-G_m$ LC osilatöründe tank devresinin eşdeğer direnci (R_{eq}) faz gürültüsünün baskın bileşenidir [11]. Bu eşdeğer direnc genellikle düşük kalite faktörlü (Q) endüktanslar ile sınırlı olduğundan düşük faz gürültülü osilatör tasarımında tank endüktansının kalite faktörünün artırılması, yani endüktans tasarımı büyük önem taşır. Si tabanların dirençleri düşük olduğundan bu problem Si entegre devreler için her zaman problem yaratmıştır.

2.5.3 Güç tüketimi

Herhangi bir entegre devrenin güç tüketimini indirgemenin iki yolu vardır;

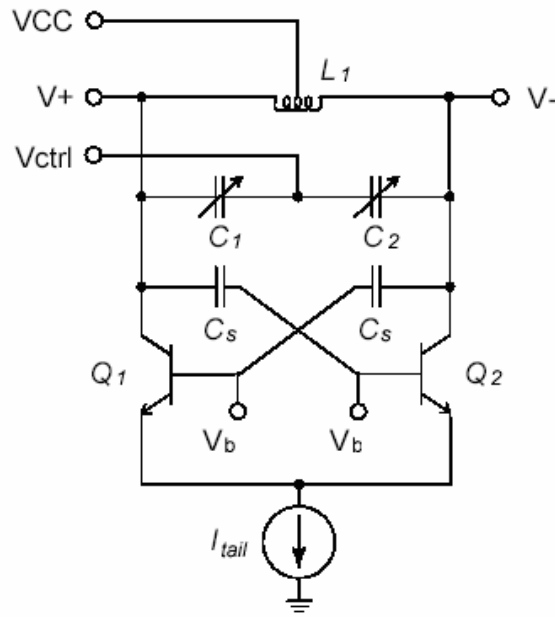
- Besleme Gerilimini (V_{cc}) düşürmek ya da
- Devreden çekilen toplam akımı azaltmak

Bu yollardan ilki teknolojiyle belirlendiğinden tasarımcı tarafından belirlenemez. Ancak günümüzde bazı modern proseslerde yüksek beslemeli ya da düşük beslemeli modüller bulunmaktadır. Böylelikle devrenin güç tüketiminin düşürülmesi ancak devreden çekilen akımın düşürülmesiyle sağlanabilir. Bu da devredeki kutuplama devrelerinin ve osilatör çıkışındaki tampon devrenin tasarımının önemini bir kat daha artırmaktadır.

Devrede faz gürültüsünün minimize edilebilmesi ve bir sonraki blok olan mikserin sürülebilmesi için çıkış sinyal seviyesinin olabildiğince büyük yapılması gereklidir. Ancak böyle büyük genlikli bir işareti tamponlayabilmek genellikle osilatörün harcadığı güçten daha fazla bir güç tüketimine sebep olur. Bu yüzden osilatör devrelerinin güç tüketimi söylenirken genellikle tampon devrenin harcadığı güç ayrıca belirtilir.

2.5.4 Çapraz Bağlamalı $-G_m$ osilatörü

RF tümdevre tasarımlarında en yaygın kullanılan topoloji olan çapraz bağlamalı diferansiyel $-G_m$ gerilim kontrollü osilatörünün çekirdek yapısı Şekil 2.14' te gösterilmiştir;



Şekil 2.14: Çapraz bağlamalı diferansiyel $-G_m$ LC osilatörü

Bu çalışmada da bu topoloji temel alınmış ve negatif direnci sağlamak üzere yüksek f_T değerli bipolar tranzistorlar kullanılmıştır. Bipolar tranzistorlar hızlı olmalarının yanı sıra daha düşük $1/f$ gürültüsüne sahip olmaları, shot ve ısı gürültülerinin FET kanal gürültüsüne göre daha düşük olması ve mA başına daha yüksek iletkenlik sağlayabilmeleri gibi özelliklerinden dolayı alan etkili tranzistorlara göre avantajlıdır.

3.MALZEME VE YÖNTEM

Çalışma boyunca öncelikle RF alıcı-verici yapıları incelenmiş, daha sonra seçilen DCR yapısı için tasarlanması düşünülen VCO bloğu için geniş bir teknoloji aratırması yapılmıştır. Bu teknoloji araştırmasında AlGaAs/GaAs HBT, Si/SiGe HBT, InGaAs/InP HBT, InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT ve AlGaAs/GaAs HEMT tranzistorlarının ölçüm sonuçları çıkarılmış modelleri bilgisayar ortamına aktarılmış, burada çeşitli performans parametreleri bakımından karşılaştırılmış ve bu teknolojiler arasından seçilen SiGe BiCMOS teknolojisi kullanılarak IEEE 802.11a standardında kullanılmak üzere diferansiyel bir Gerilim Kontrollü Osilatör devresi tasarlanmıştır.

İlk olarak tranzistor modellerinin benzetimleri Agilent firmasının Advanced Design Systems (ADS) ortamında gerçekleştirilmiştir. Bu simülasyonlarda kullanılan her tranzistor için model parametreleri ve bu modellerin akım-gerilim bağıntıları Ek-1’de verilmiştir;

RF Tranzistorlar için model parametreleri

Ek-1’deki model parametreleri oda sıcaklığında AlGaAs/GaAs HBT, Si/SiGe HBT, InP HBT, GaAs HEMT ve GaAs pHEMT tranzistorlarına aittir [46-50].

ADS ortamında yapılan karşılaştırma sonucu seçilen SiGe BiCMOS teknolojisi kullanılarak tasarlanan VCO bloğunun tüm benzetimleri (DC, AC, S-Parametresi, TRANSIENT analizleri, Periyodik Kararlı Hal (PSS) Analizi ile periyodik gürültü (PNOISE) analizi) CADENCE benzetim ortamında yapılmıştır.

Aşağıda bu çalışmada izlenen yöntem ve kullanılan malzemelerin olduğu bir akış grafi verilmiştir. Buradaki ilk iki adım literatürden yararlanarak tamamlanmış, üçüncü ve

dördüncü adımlarda ADS ortamı kullanılmış, son adımda ise CADENCE'tan yararlanılmıştır.



Şekil 3.1: Çalışmanın akış grafi

Karşılaştırılan transistörler için kullanılan modeller bu modellerin akım-gerilim bağıntıları aşağıda özetlenmiştir;

1. AlGaAs/GaAs HBT için ADS HBT modeli kullanılmıştır. Bu model UCSD HBT modeli baz alınarak oluşturulmuştur ve fiziksel özellikleri temel olarak Standart Gummel-Poon modeline dayandırılmıştır. Modelin akım gerilim bağıntısı

$$I_c = \frac{I_s \times \left(\exp\left(\frac{qV_{BEi}}{NF \times k \times T}\right) \right)^{-1}}{DD \times q^3_{\text{mod}}}$$

şeklinde tanımlanmıştır. Bu eşitlikte DD, Early etkisini, heterojonksiyon etkilerini ve yüksek akımlarda BETA'nın düşüşünün etkisini gösteren bir parametredir. q3 ise soft-knee etkisi olarak isimlendirilir.

2. Si/SiGe HBT ve InGaAs/InP HBT için VBIC bipolar tranzistor modeli kullanılmıştır. Bu model de Gummel-Poon modelinin yeni fiziksel etkilerin eklendiği modern bir versiyonu olarak görülebilir. Bu modelin akım-gerilim bağıntısı da aşağıda verilmiştir;

$$I_{be} = I_s \left(\exp\left(\frac{V_{be}}{Nf \times V_t}\right) - 1 \right)$$

3. AlGaAs/GaAs HEMT ve InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT tranzistorları için EEsof Scalable Nonlinear HEMT (EEHEMT1) modeli kullanılmıştır. Bu modelin akım-gerilim bağıntısı ise

$$I_{DS} = \beta \times (V_{gs} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \tanh(\alpha V_{DS})$$

şeklinde tanımlanmıştır.

4.BULGULAR

4.1.RF TEKNOLOJİ KARŞILAŞTIRMASI

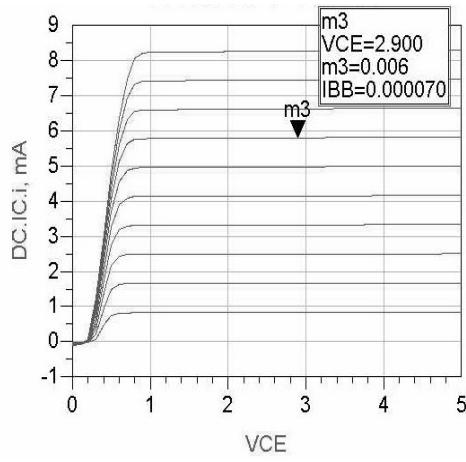
Çalışmanın bu kısmında RF devre tasarımında yaygın olarak kullanılan teknolojilerin (AlGaAs/GaAs HBT, Si/SiGe HBT, InP HBT, GaAs HEMT ve GaAs pHEMT) ADS ortamında yapılan benzetimlerinin sonuçları verilmiştir. Bu benzetimlerin amacı daha önce de belirtildiği gibi bu teknolojilerin potansiyelini ve limitlerini bulmak, ortak performans parametreleri altında karşılaştırarak tasarlanacak VCO için en uygun olanını seçmektir. Bu amaç doğrultusunda her teknoloji (tranzistor+malzeme sistemi) için aşağıdaki performans parametreleri karşılaştırılmıştır;

- Akım-Gerilim Eğrileri
- Güç hesaplamaları
- Kararlılık eğrileri
- Karakteristik frekanslar (f_T ve f_{max})
- Minimum gürültü katsayısı (NF_{min})

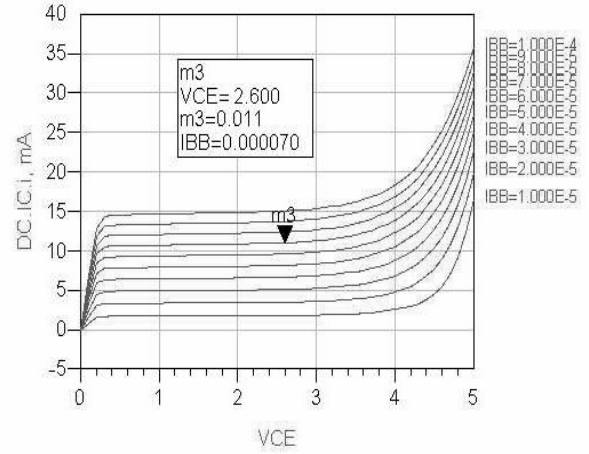
Aşağıda ADS benzetim ve karşılaştırma sonuçları verilmiştir;

4.1.1 Akım-Gerilim Eğrileri

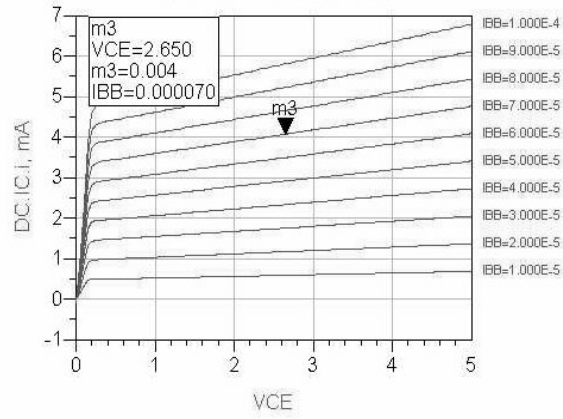
Bu analiz için tüm tranzistorların $V_{CE}(V_{DS})$ gerilimleri 0-5 V arasında taranmış ve kolektör (ya da savak) akımının kolektör-emetör (ya da savak-kaynak) gerilimiyle değişimi çizdirilmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 4.1’de verilmiştir.



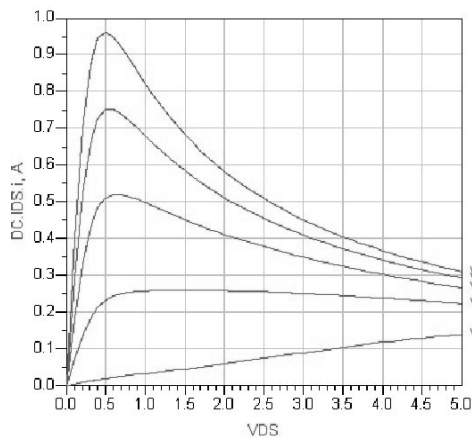
a)



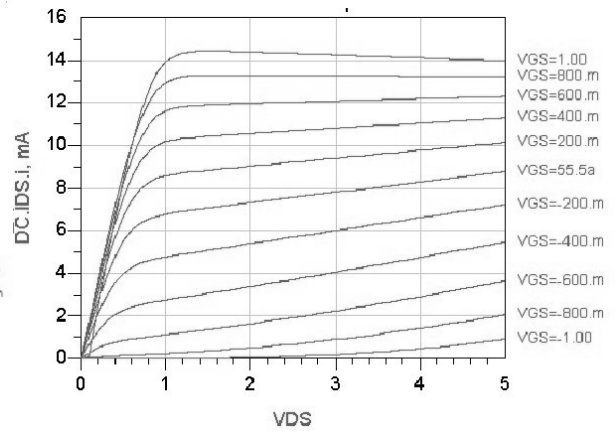
b)



c)



d)



e)

Şekil 4.1: Transistörlerin akım-gerilim eğrileri a) AlGaAs/GaAs HBT, b) Si/SiGe HBT, c) InGaAs/InP HBT, d) AlGaAs/GaAs HEMT, e) InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT

4.1.2 Güç Hesaplamaları

Güç hesaplamalarında tranzistor akım-gerilim eğrilerinin yardımıyla yük doğrusu çizdirilirken a) V_{CE} (V_{DS}) geriliminin en yüksek değeri V_{Cemax} , 5 V olarak alınmış, b) tranzistorların maksimum DC güç tüketimleri PD_{max} , 50 mW olarak belirlenmiştir. Bu yük doğrusu yardımıyla V_{CE} (V_{DS}) kutuplamasının optimum noktası hesaplanmıştır. Buna göre tranzistorlar için optimum kutuplama gerilimleri AlGaAs/GaAs HBT için 2.9V, Si/SiGe HBT için 2.6V, InGaAs/InP HBT için 2.65V, AlGaAs/GaAs HEMT için 2.8 V ve InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT için 2.95 V bulunmuştur.

Çıkış gücü kollektör (ya da savak) akımının ve kollektör-emetör (ya da savak-kaynak) geriliminin tepe değerleri olan I_p ve V_p değerleri kullanılarak A-sınıfı operasyon için

$$P_{out} = 0.5 \times I_p \times V_p$$

şeklinde hesaplanmıştır,

DC güç tüketimi de optimum kutuplama noktasındaki değerler kullanılarak hesaplanmış, sadece bipolar tranzistörlerin bazlarından çekilen akım çok düşük olduğundan hesaplamalara katılmamıştır.

Son olarak DC-RF verimi yani RF çıkış gücünün DC güç tüketimine oranı yüzde olarak

$$\eta_{DC,RF} = 100 \times (P_{out} / P_{DC})$$

İfadesinden hesaplanmış ve her bir tranzistor için aşağıdaki sonuçlar bulunmuştur;

$$\eta_{DC,RF,GaAsHBT} = 100 \times (3.022/8.347) = 36.21$$

$$\eta_{DC,RF,SiGeHBT} = 100 \times (5.753/12.47) = 46.15$$

$$\eta_{DC,RF,InPHBT} = 100 \cdot (2.835/6.394) = 44.34$$

$$\eta_{DC,RF,GaAsHEMT} = 100 \cdot (286.1/728.3) = 39.29$$

$$\eta_{DC,RF,GaAspHEMT} = 100 \cdot (3.426/9.861) = 34.75$$

Yukarıdaki değerlere bakıldığında %46 ile SiGe HBT ve %44 ile InP HBT'un diğerlerine göre verilen DC gücü daha efektif kullandıkları söylenebilir.

4.1.3 Kararlılık Eğrileri

Tüm aktif elemanlar gibi RF transistörler de belirli bir kritik frekansın (f_k) üzerindeki bölgede koşulsuz kararlı olarak çalışırlar. Bu frekansın altına transistörler koşullu kararlıdır ve osilasyona girebilirler.

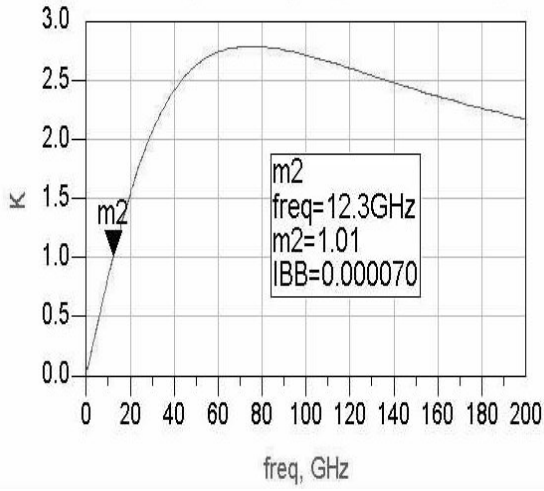
Kararlı bölge, kararlılık faktörü 'k' nın 1'den büyük olduğu frekanslardır. Kararlılık faktörü s-parametreleri cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir [50].

$$k = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2(s_{12} \times s_{21})}$$

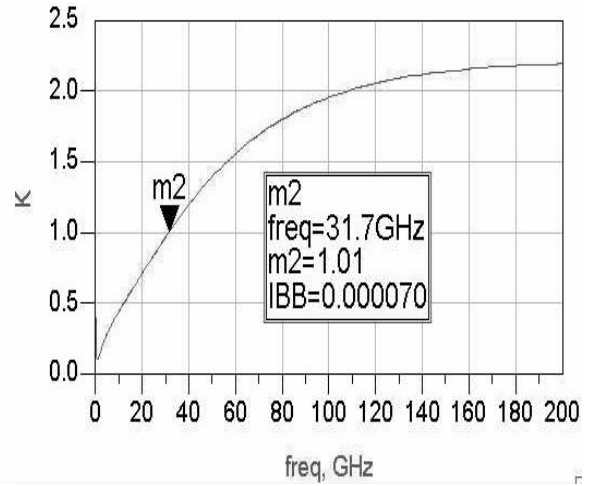
Bu ifadede

$$|\Delta| = |s_{11} \times s_{22} - s_{12} \times s_{21}|$$

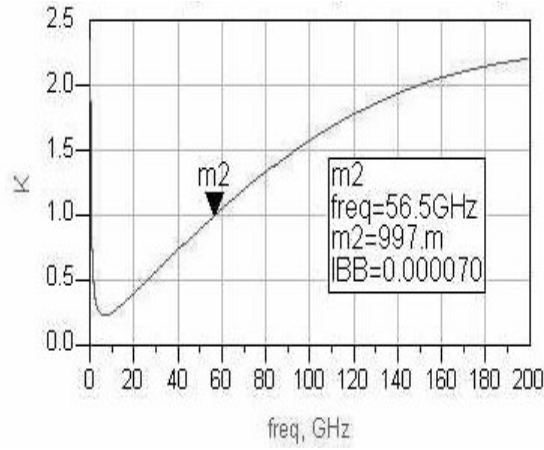
dir. Yapılan benzetimler sonucu k'nın 1'e eşit olduğu frekanslar AlGaAs/GaAs HBT için 12.3 GHz, Si/SiGe HBT için 31.7 GHz, InGaAs/InP HBT 56.5 GHz, GaAs HEMT için 26 GHz ve GaAs pHEMT için 93 GHz bulunmuştur. Aşağıda benzetim sonuçları ve 'k' nın frekansla değişimi görülebilir (Şekil 4.2)



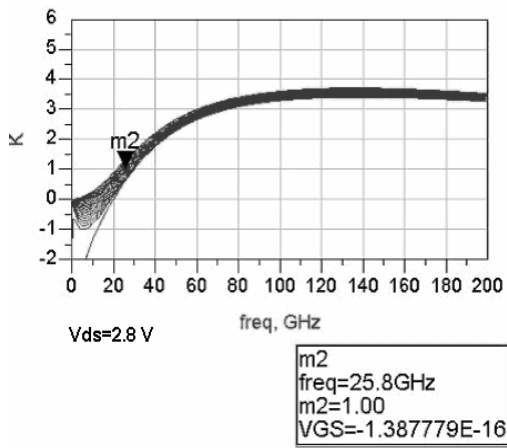
a)



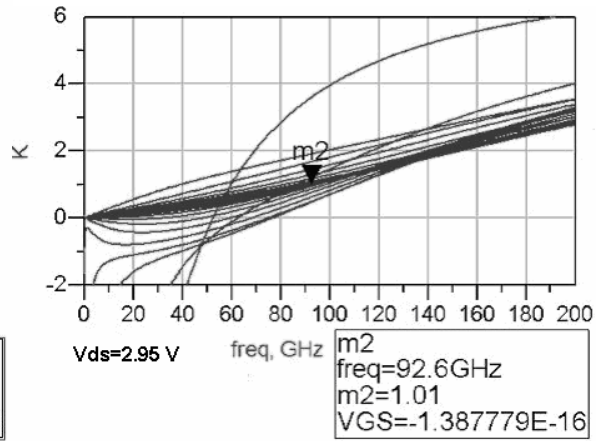
b)



c)



d)



e)

Sekil 4.2: Transistörlerin kararlılık eğrileri, a) AlGaAs/GaAs HBT, b) Si/SiGe HBT, c) InGaAs/InP HBT, d) AlGaAs/GaAs HEMT, e) InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT

4.1.4 Karakteristik Frekanslar (f_t ve f_{max}):

Daha önce de belirtildiği gibi f_T , küçük işaret akım kazancının genliğinin 1'e yani 0 dB'e düştüğü frekans olarak tanımlanır. Bir başka deyişle tranzistorun akım kazanc sağlamamaya başladığı frekans şeklinde de söylenebilir.

f_{max} , yani maksimum osilasyon frekansı ise tranzistorun güç kazancı sağlamamaya başladığı frekans olarak tanımlanır. f_t ile f_{max} arasında bipolar ve unipolar tranzistorlar için olmak üzere iki ayrı bağıntı tanımlanabilir. Bu ifade bipolar tranzistorlar için

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_t}{8\pi R_B C_{jBC}}}$$

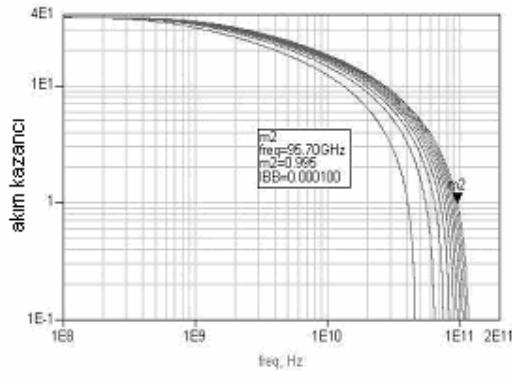
Unipolar tranzistorlar için ise

$$f_{max} = \frac{f_t}{2\left(\frac{R_g + R_s + R_D}{R_{ds}} + (2\pi f_t R_g C_{gd})\right)^{0.5}}$$

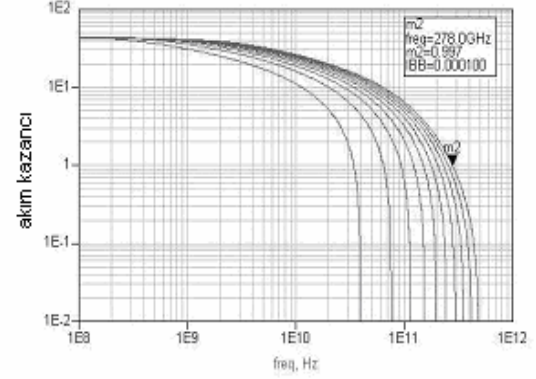
şeklindedir. Bu ifadelerin ilkinde R_B baz direnci, C_{jBC} ise baz-kollektör jonksiyon kapasitesidir. İkinci ifadedeki R_g , R_s ve R_D sırasıyla geçit, kaynak ve savak parazitik dirençleri, R_{ds} tranzistorun çıkış direnci ve C_{gd} ise geçit-savak jonksiyonunun kapasitesidir. Yapılan ADS benzetimleri sonucunda f_t (akım kazancı-frekans) ve f_{max} (güç kazancı-frekans) değerleri Tablo 4.1' de verilmiştir. Şekil 4.3 ve 4.4'te ise ADS benzetim sonuçları görülebilir.

Tablo 4.1: Tranzistorların karakteristik frekansları

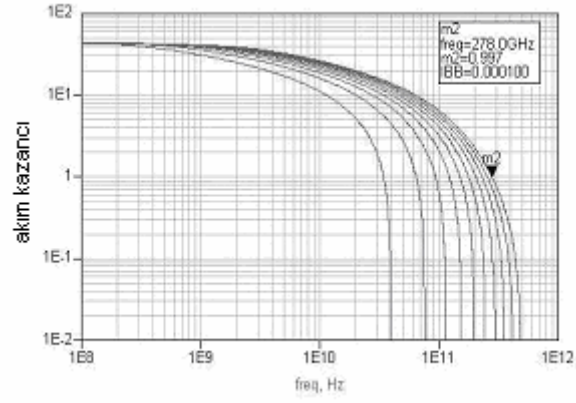
Tranzistor	f_t (GHz)	f_{max} (GHz)
AlGaAs/GaAs HBT	95.70	151.7
Si/SiGeHBT	278	134.6
InGaAs/InPHBT	302.6	416.6
AlGaAs/GaAs HEMT	28.1	89.1
GaAs pHEMT	53.65	125



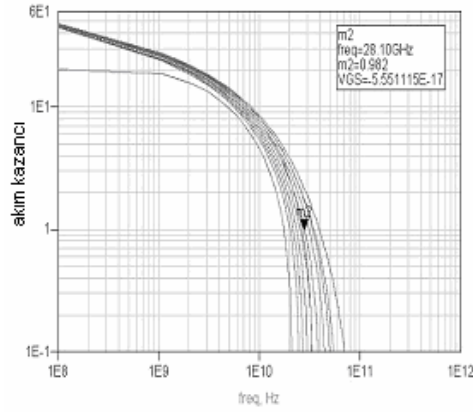
a)



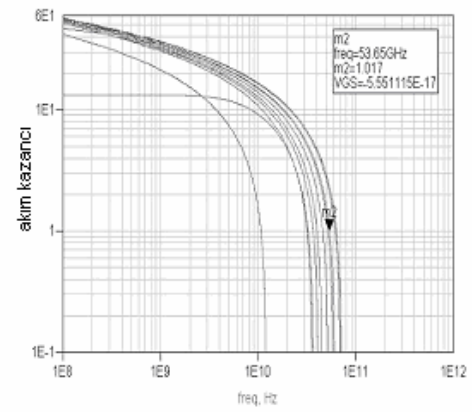
b)



c)

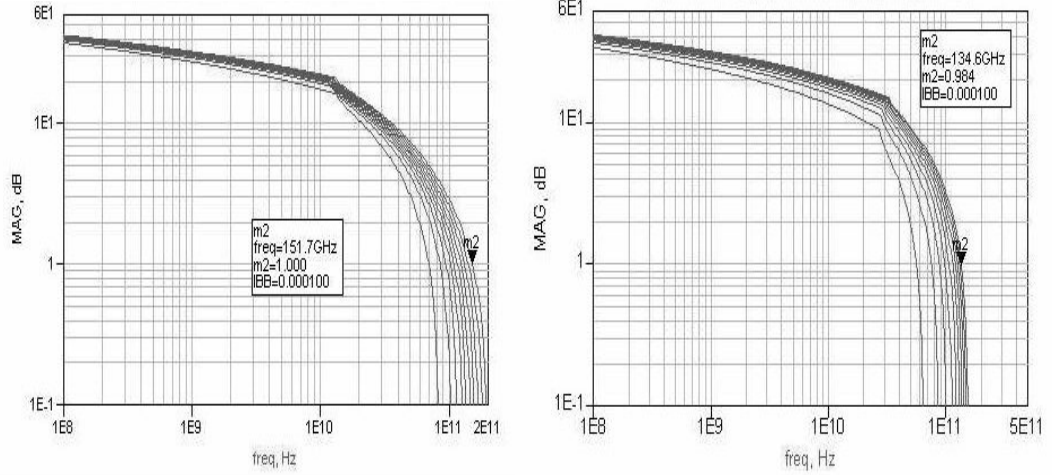


d)



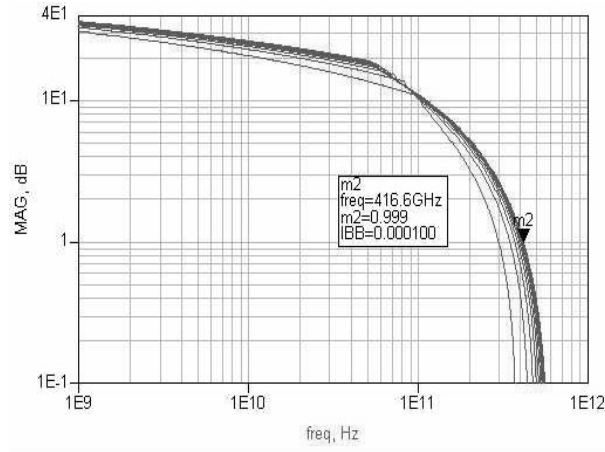
e)

Şekil 4.3: Tranzistorların f_T eğrileri a) AlGaAs/GaAs HBT, b) Si/SiGe HBT, c) InGaAs/InP HBT, d) AlGaAs/GaAs HEMT, e) InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT

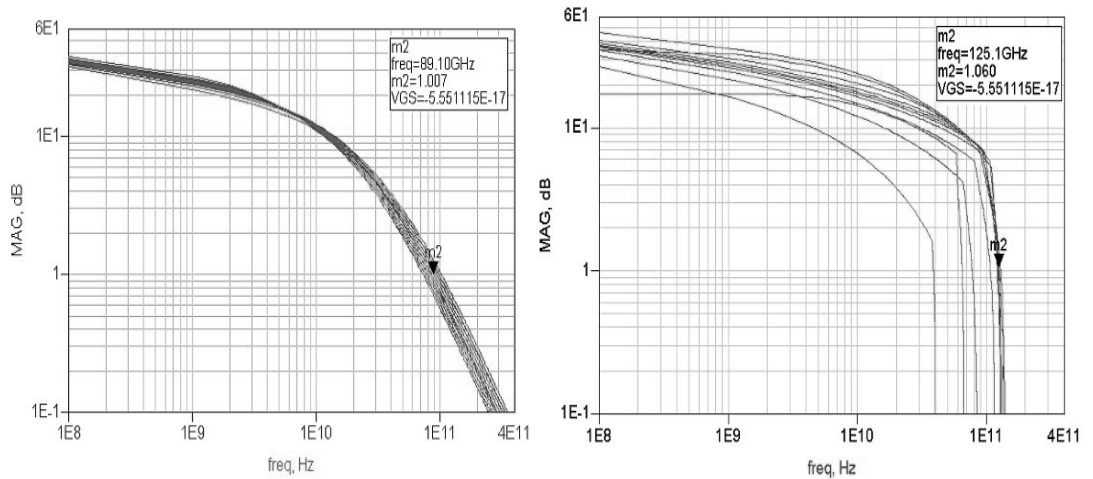


a)

b)



c)



d)

e)

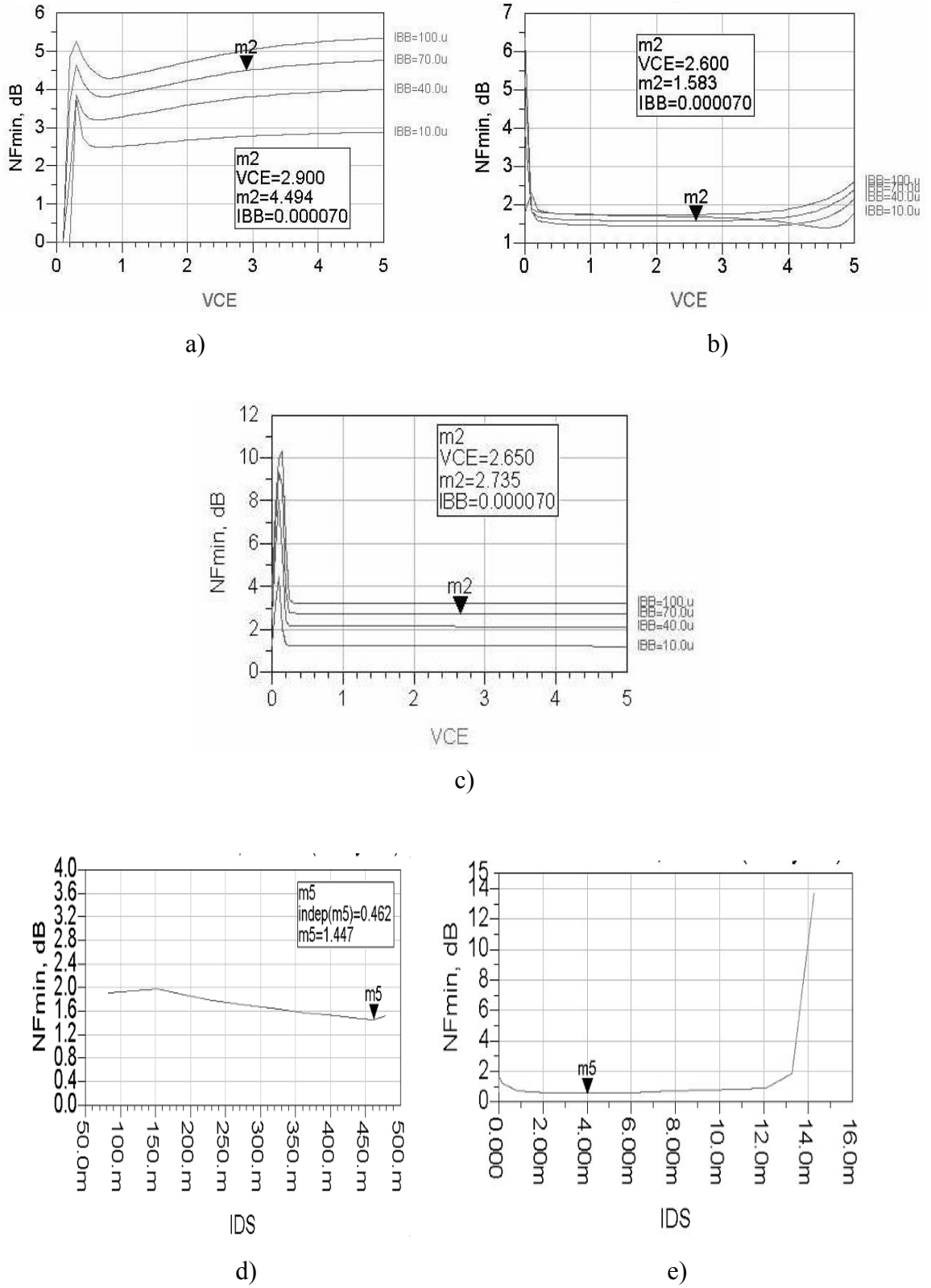
Şekil 4.4: Transistörlerin $f_{\max}$ eğrileri a) AlGaAs/GaAs HBT, b) Si/SiGe HBT, c) InGaAs/InP HBT, d) AlGaAs/GaAs HEMT, e) InGaAs/AlGaAs/GaAs pHEMT

4.1.5 Minimum Gürültü Katsayısı (NF_{min})

Minimum gürültü katsayısı hesaplanırken, hesaplamanın yapıldığı frekans 5 GHz alınmış, tranzistorların kutuplamaları da hepsi için daha önceden bulunan optimum kutuplama değerlerine göre yapılmıştır. Sonuçta teorik olarak da beklendiği gibi GaAs pHEMT 'un minimum gürültü katsayısı bipolar tranzistorlara göre oldukça düşük çıkmıştır (0.6 dB). GaAs HEMT için ve SiGe HBT için 1.5 dB bulunan NF_{min} değeri GaAs HBT için 5 dB ve InP HBT için ise çalışma frekansında 2.7 dB bulunmuştur.

Buradan SiGe HBT'un bipolar bir tranzistor olmasına rağmen unipolar tranzistorlarla karşılaştırılabilir mertebelerdeki minimum gürültü katsayısı sebebiyle düşük gürültülü uygulamalarda (örneğin düşük gürültülü kuvvetlendirici veya düşük faz gürültülü osilatör) uygun bir seçim olduğu sonucuna varılmıştır.

Şekil 4.5'te tranzistorların ADS ortamında yapılan gürültü katsayısı analiz sonuçları verilmiştir.



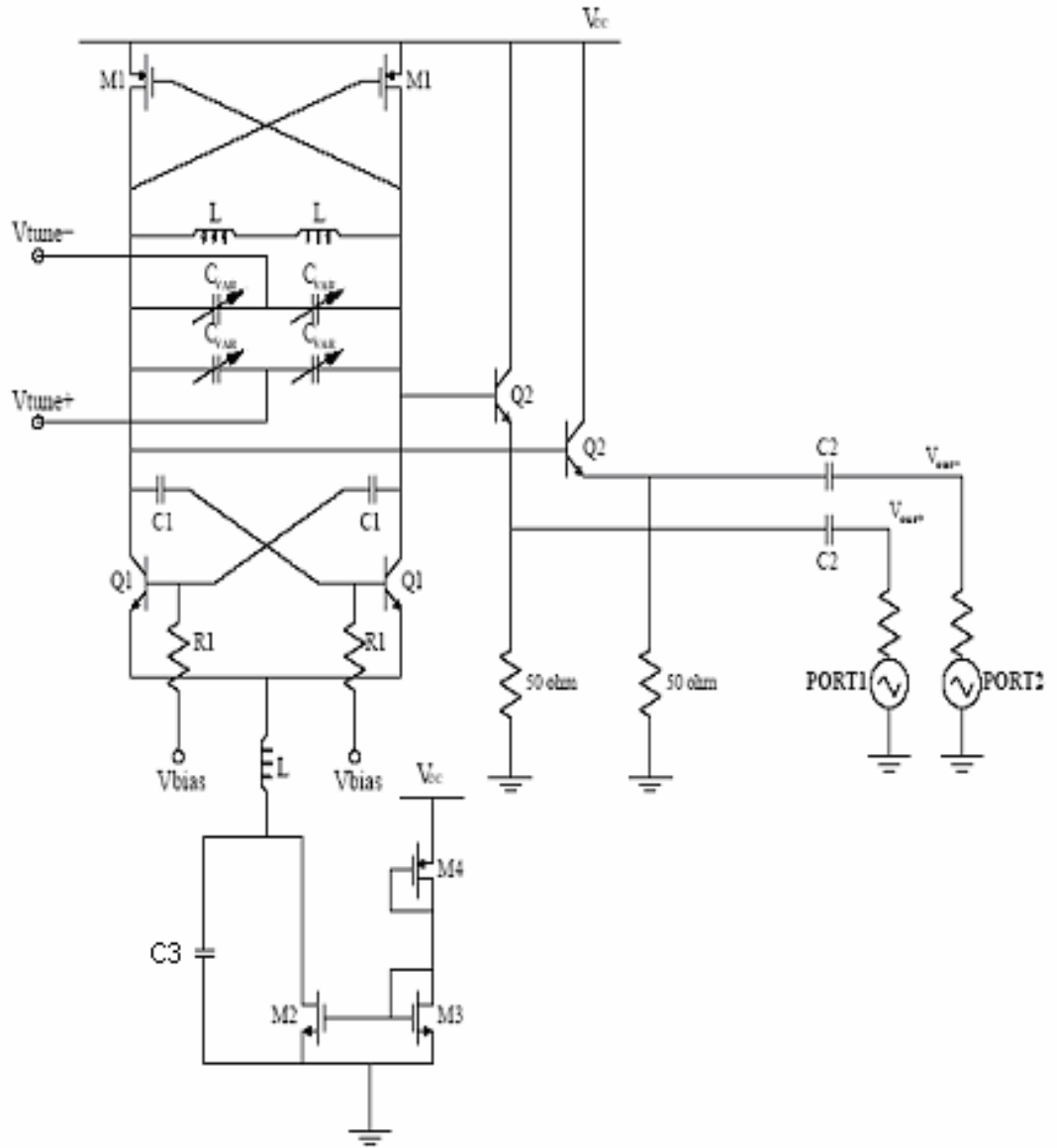
Şekil 4.5: Tranzistorların NF_{min} eğrileri a) $AlGaAs/GaAs$ HBT, b) $Si/SiGe$ HBT, c) $InGaAs/InP$ HBT, d) $AlGaAs/GaAs$ HEMT, e) $InGaAs/AlGaAs/GaAs$ pHEMT

4.2. $-G_m$ DEVRESİ TASARIMI

Tasarımı yapılan VCO için temel LC diferansiyel topoloji seçilmiştir. Bir VCO devresinin tasarımının üç ayrı alt devreden oluştuğu söylenebilir; $-G_m$ devresi, LC tankı ve tampon devre. Bu kısımda bunlardan $-G_m$ devresinin tasarımı anlatılacaktır.

$-G_m$ devresinde, negatif geçiş iletkenliği ($-G_m$) sağlamak üzere HBT'lar ve PMOS tranzistorlar kullanılmıştır. LC topolojinin ve diferansiyel yapının seçilmesinin sebepleri ikinci bölümde tartışılmış olduğundan burada bu konudan söz edilmeyecektir.

Çekirdek devrenin tasarımında en önemli nokta yüksek f_T 'li (~ 60 GHz) SiGe HBT'ların kullanılmış olmasıdır. Bu sayede $1/f$ gürültüsü önemli ölçüde azaltılmış ve belirli bir kutuplama için MOS tranzistorlara göre daha yüksek geçiş iletkenliği elde edilebilmiştir. Şekil 4.6'da tasarımda kullanılan VCO devresi görülmektedir. Tablo 4.2'de ise tasarımda kullanılan elemanların değerleri verilmiştir.



Şekil 4.6: VCO devresi ve tampon devrenin şematiği

Tablo 4.2: VCO Devresindeki Elemanların değerleri

Devre Elemanı	Değeri
L	1.05 nH
C _{var}	376 fF
C1	250 fF
C2	10 pF
C3	180 fF
M1	W/L = 75/0.35 μm
M2	W/L = 40/1 μm
M3	W/L = 5/1 μm
M4	W/L = 15/0.35 μm
Q1	Emetör Alanı = 21.5 μm^2
Q2	Emetör Alanı = 24 μm^2

Burada tank devresinin genliğinin LC tankının paralel eşdeğer direnciyle ve kuyruk akımıyla orantılı olacağı aşağıdaki ifadeye bakılarak söylenebilir [51].

$$V_{tnk} \approx I_{tail} R_{eq}$$

Bu genlik tranzistorun kutuplandığı bölgeye göre ya kuyruk akım ya da besleme gerilimiyle sınırlıdır.

Devrenin üst kısmındaki PMOS tranzistorlar ise osilasyon düğümüne paralel bağlı olup ekstra bir negatif iletkenlik getirmesi amacıyla devreye eklenmiştir. Bu sayede daha düşük kuyruk akımıyla istenen geçiş iletkenliği değeri elde edilebilmiştir.

4.3 LC TANKI TASARIMI

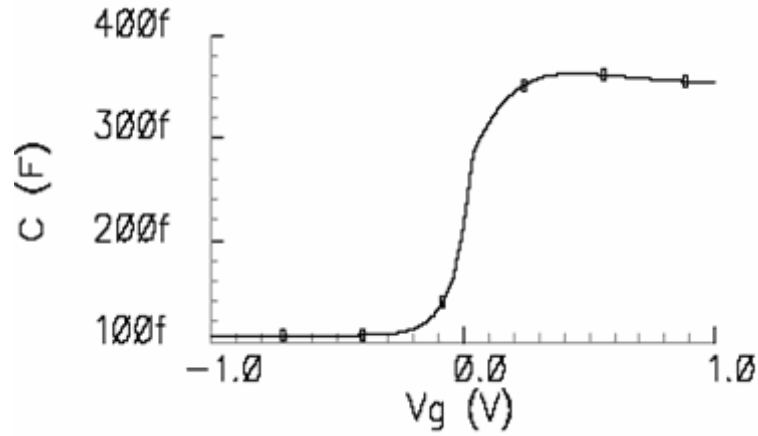
Bir düşük faz gürültülü RF LC VCO devresinin tasarımının belki de en önemli parçası LC tankının tasarımıdır. LC tankı endüktans ve varaktörlerden oluşur. Bu tasarımda geleneksel LC tankı tasarımlarına göre en büyük fark akümülayon modlu diferansiyel tonlamalı varaktörlerin kullanılmış olmasıdır.

Akümülayon (yığılma) modlu varaktörler sayesinde tonlamayı sağlayan geçit oksidi kapasitesinin daha lineer değişmesi sağlanmış bu sayede 4.4-5.9 GHz bölgesinde oldukça lineer bir tonlama elde edilebilmiştir.

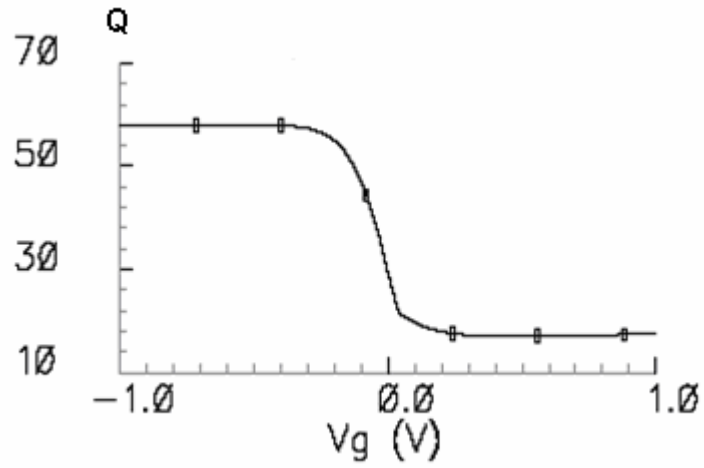
Tonlamanın diferansiyel olması sayesinde ise flicker gürültüsü gibi ortak mod gürültü işaretlerinin (common-mode noise) bastırılması sağlanmıştır ve daha geniş bir tonlama aralığı (4.4 GHz-5.9 GHz) elde edilmiştir.

LC tankının performansını belirleyen önemli bir parametre de varaktör ve endüktansın, yani tank devresinin kalite faktörüdür. Genel olarak akümülayon modlu varaktörler oldukça yüksek kalite faktörüne ($Q \sim 50-80$) sahip olduklarından tank kalite faktörünü belirleyen düşük kalite faktörlü endüktans elemanıdır.

AMS 0.35 μm SiGe BiCMOS teknolojisinin kütüphanesindeki mevcut akümülayon modlu varaktör yapısının kapasite-gerilim (C-V) eğrisi ve kalite faktörünün varaktör üzerindeki gerilimle değişimi Şekil 4.7' de verilmiştir.



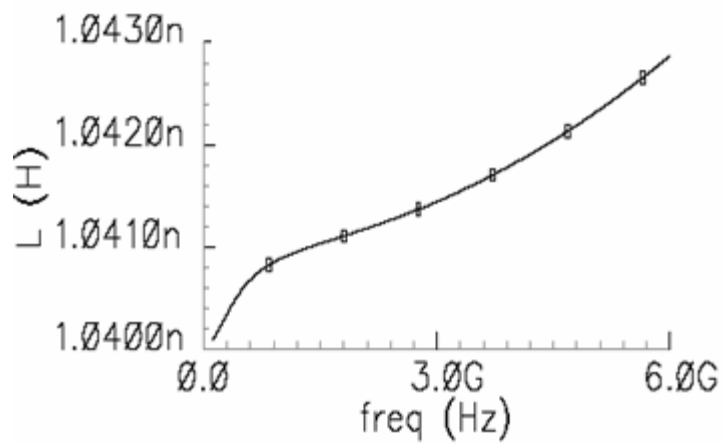
a)



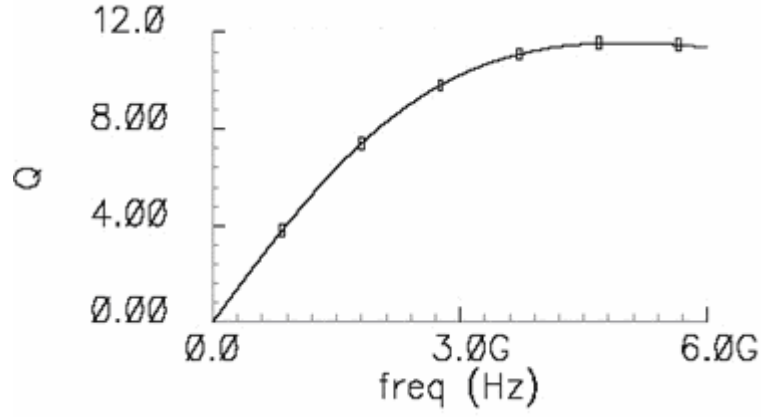
b)

Şekil 4.7: Tank Varaktörü için a)kapasitenin, b)kalite faktörünün, gerilimle değişimi

Daha önce de bahsedildiği gibi endüktansın kalite faktörünün yüksek olması osilatör faz gürültüsünün düşük olmasıyla birebir bağlantılıdır. Bu bağlamda LC tankındaki endüktansın tasarımı RF LC VCO devresinin en kritik noktalarından birisidir. Bu çalışmada LC tankı AMS 0.35 μm SiGe BiCMOS teknolojisinin endüktans kütüphanesinden alınmış 1.05 nH değerli ve 11.8 kalite faktörlü endüktansın kullanılması uygun görülmüş bu sayede en düşük faz gürültüsünün elde edilmesi amaçlanmıştır. Endüktans elemanın analiz sonuçları Şekil 4.8’ de verilmiştir.



a)



b)

Şekil 4.8: Tank endüktansı için a)endüktansın, b)kalite faktörünün gerilimle değişimi

4.4 TAMPON DEVRE TASARIMI

Tamponlayıcı devre VCO çıkışı ile çıkış portu arasındaki yüksek giriş empedanslı ve 50Ω çıkış empedanslı ve yaklaşık '1' kazançlı devredir. Tasarımındaki temel amaç osilasyon düğümlerinin gördüğü empedansı yükseltmek, bu sayede LC tankının eşdeğer empedansının çıkış empedansından etkilenmesinin engellemektir. Ayrıca çıkışı da 50Ω empedansa uydurularak VCO 'nun çıkış gücünün yansımaları engellenmiştir (Şekil 4.6).

4.5 VCO BENZETİMLERİ VE SERİMİ

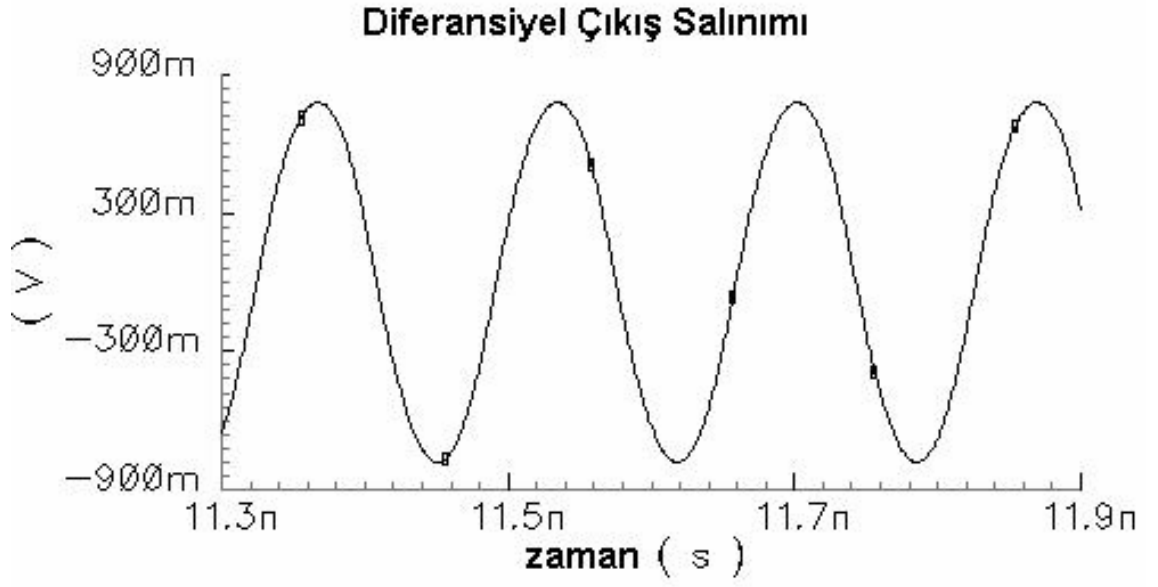
Tasarımda öncelikle faz gürültüsünün düşük olmasına önem verilmiş ve -110 dBc/Hz 'in altında bir faz gürültüsü değeri hedeflenmiştir. Bunun yanında geniş tonlama aralığı ve düşük güç tüketimi de tasarımdaki diğer önemli hedeflerdir. Bu kısımda IEEE 802.11a standardı için tasarlanan ve şematığı Şekil 4.6'da verilen diferansiyel LC VCO devresinin en üst seviye simülasyonları sunulmuş ve performansı gösterilmiştir. Tablo 4.3'de iki ayrı besleme gerilimi için tasarlanmış VCO devresinin performans özeti verilmiştir.

Tablo 4.3: VCO performans özeti

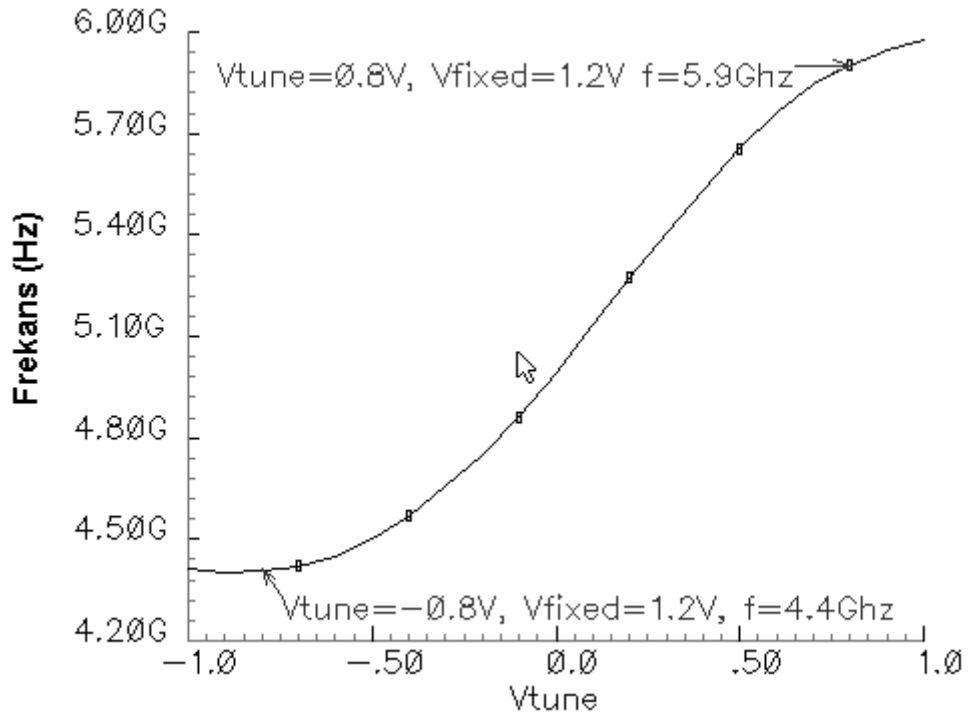
Performans Parametresi	VCO1	VCO2
Devreden çekilen toplam akım (Tampon devre dahil)	18.8mA	34.4mA
Devrenin toplam güç tüketimi(Tampon devre dahil)	47mW	113.2mW
Devreden çekilen toplam akım (Tampon devre hariç)	1.25mA	2.6mA
Devrenin toplam güç tüketimi(Tampon devre hariç)	3.125mW	8.58mW
Frekans	4.4GHz – 5.9GHz	4.3GHz – 5.8GHz
Tonlama Aralığı	1.5GHz	1.5GHz
Faz Gürültüsü @ 1MHz (dBc/Hz)	-110.2' den -114.8'e	-108'den -114'e
Maksimum çıkış gücü (dBm)	2.1	7.3
Besleme Gerilimi (V_{DD})	2.5 V	3.3 V
İkinci harmoniğin gücü (dBm)	-23 'ten -29'a	-14'ten -18'e

Aşağıda, tasarlanan VCO devresi için CADENCE ortamında yapılan DC, TRANSIENT, PSS ve PNOISE analizleri sonucu bulunan çıkış salınımı, tonlama aralığı, faz gürültüsü, çıkış işaretinin gücü ve ikinci harmoniğin gücü eğrileri gösterilmiştir.

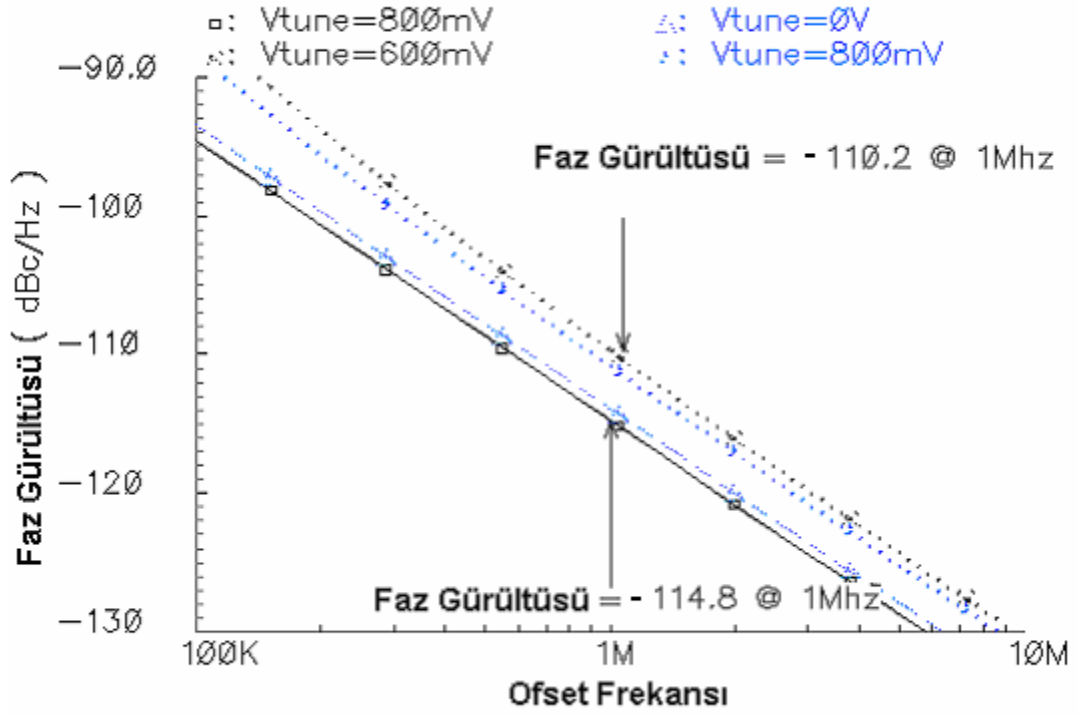
Devrenin seriminde tranzistorların uygun eşleşmeleri için simetriye özen gösterilmiştir. Diferansiyel çekirdek devre sağ ve sol kısma ayrılmış ve mümkün olduğunca karesel bir yapı elde edilmeye çalışılmıştır. Devre Si taban üzerinde $811\mu\text{m} \times 790\mu\text{m} = 640\mu\text{m}^2$ yer kaplamaktadır. Devrenin bu denli fazla yer kaplamasının en büyük sebebi Şekil 4.14'den da anlaşılacağı gibi kullanılan endüktanslardır. Devrenin serim ayrıntıları da Şekil 4.15 ve Şekil 4.16'da ayrıca gösterilmiştir.



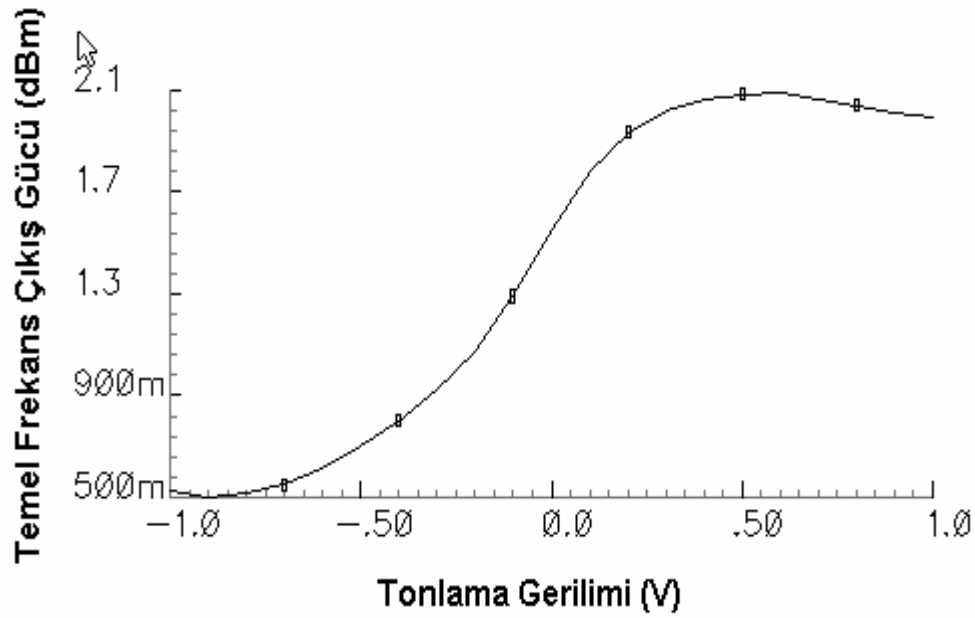
Şekil 4.9: VCO Diferansiyel çıkış salınımı



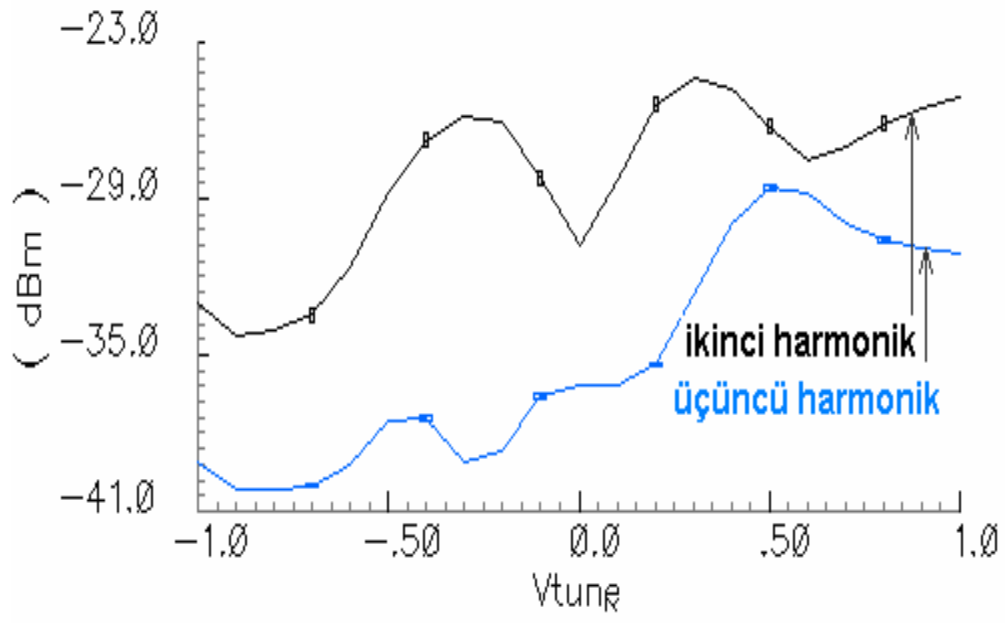
Şekil 4.10: VCO Tonlama aralığı



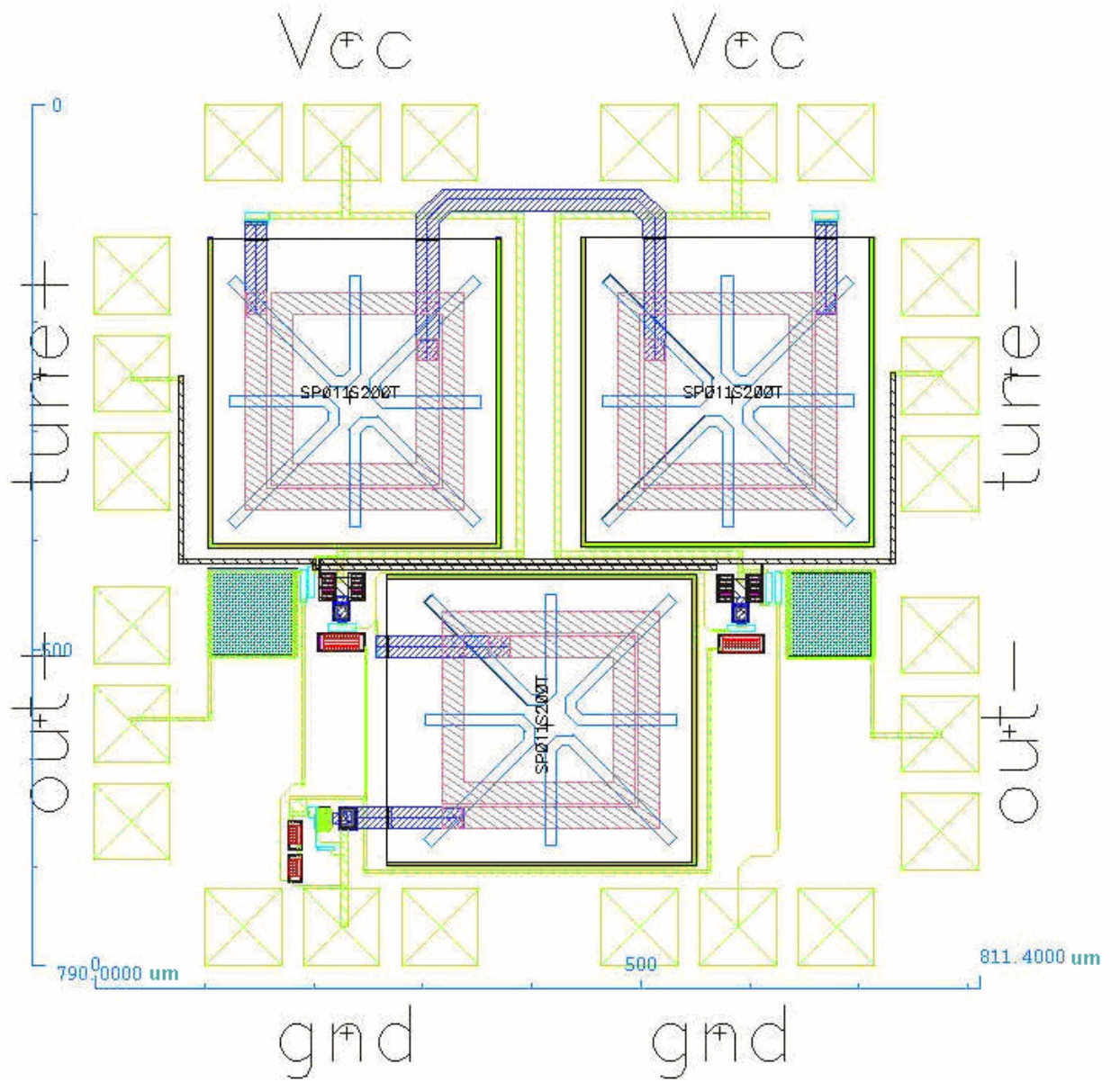
Şekil 4.11: VCO Faz Gürültüsü



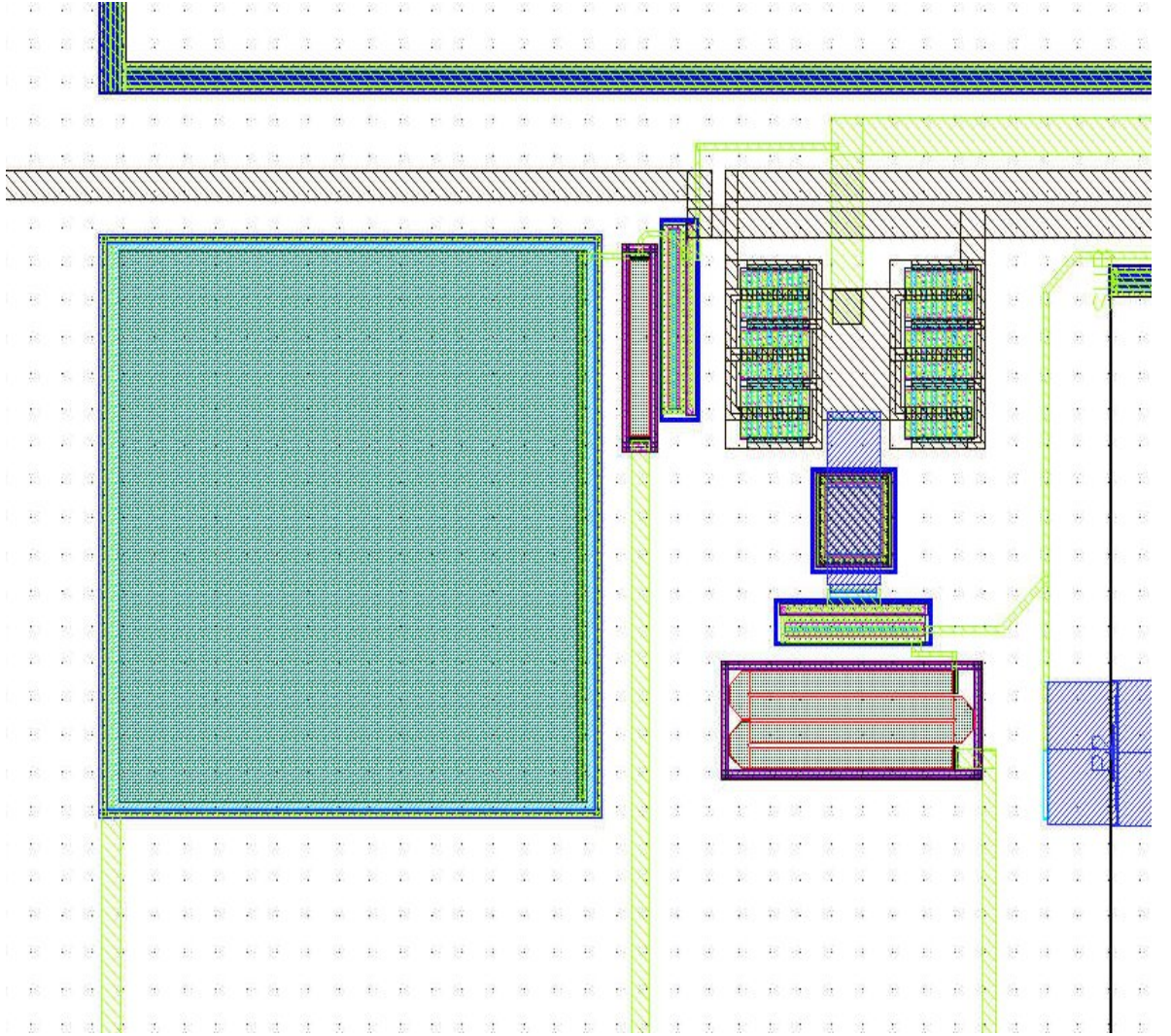
Şekil 4.12: VCO Çıkış İşaretinin gücü



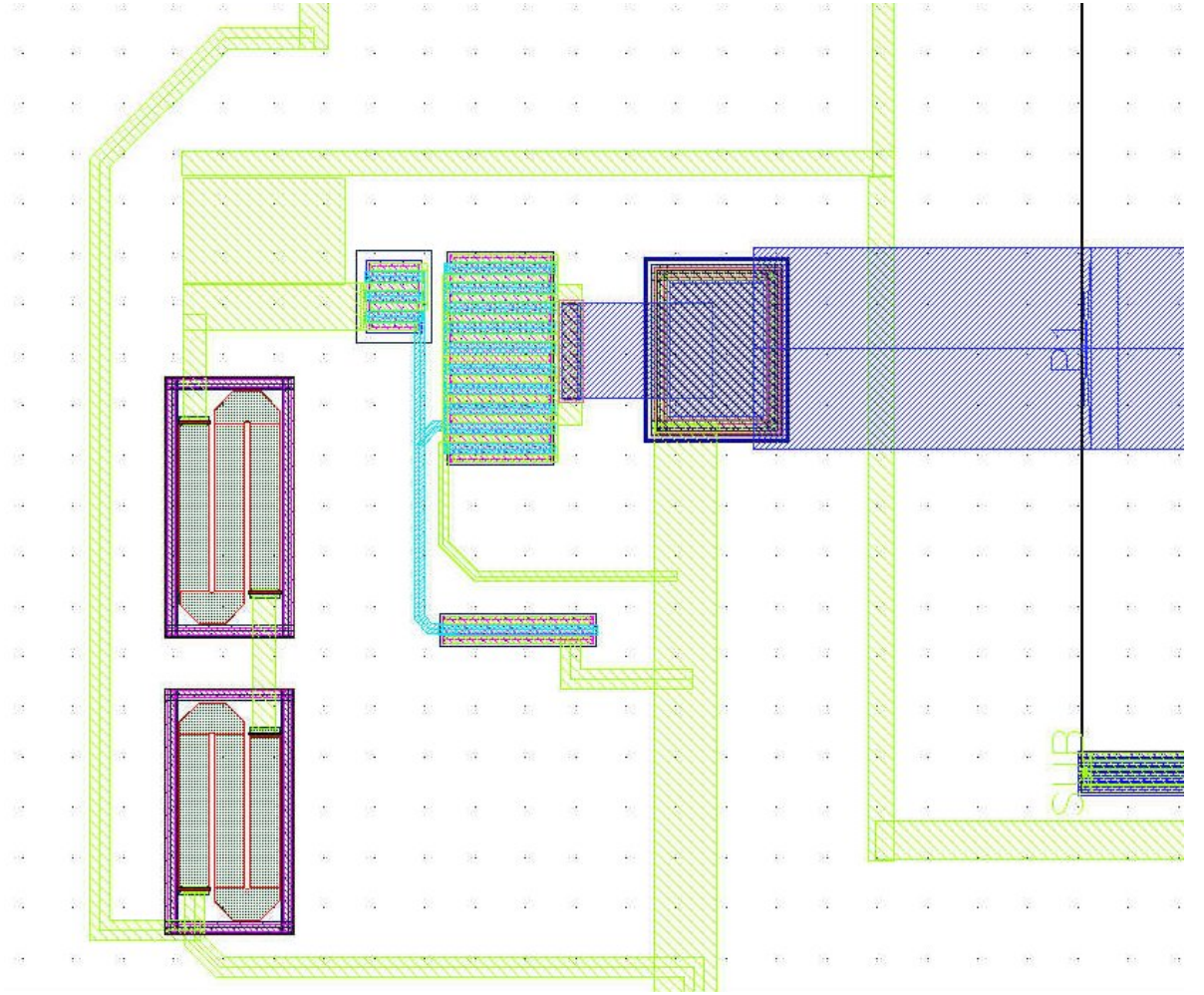
Şekil 4.13: VCO ikinci ve üçüncü harmoniklerin gücü



Şekil 4.14 VCO Devresinin Serimi



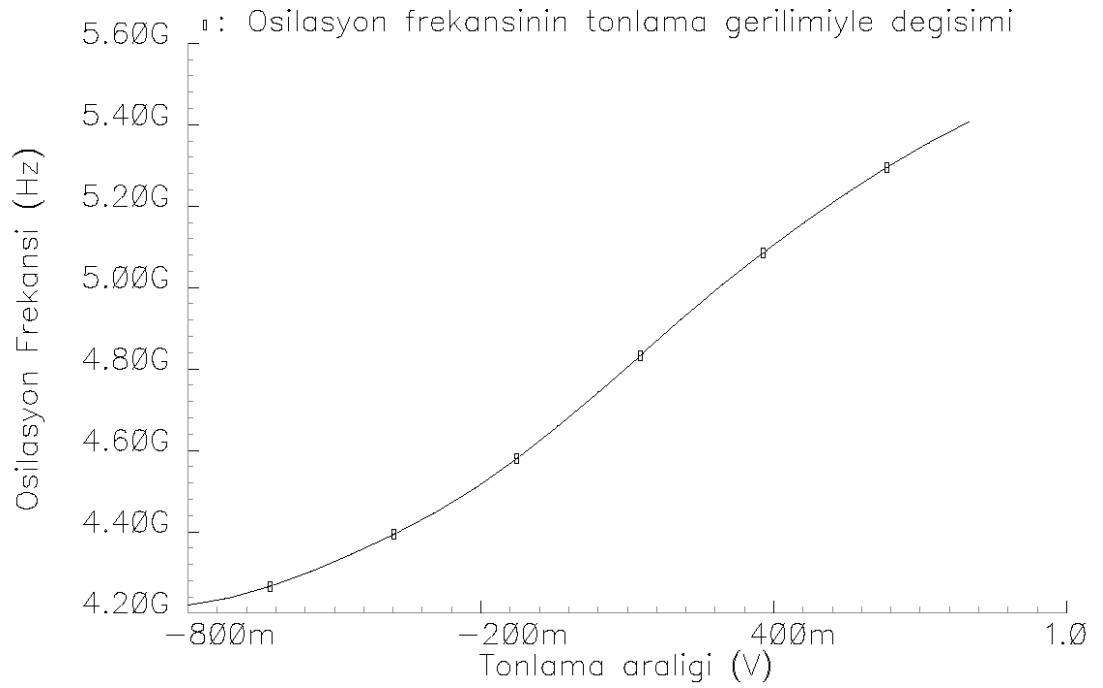
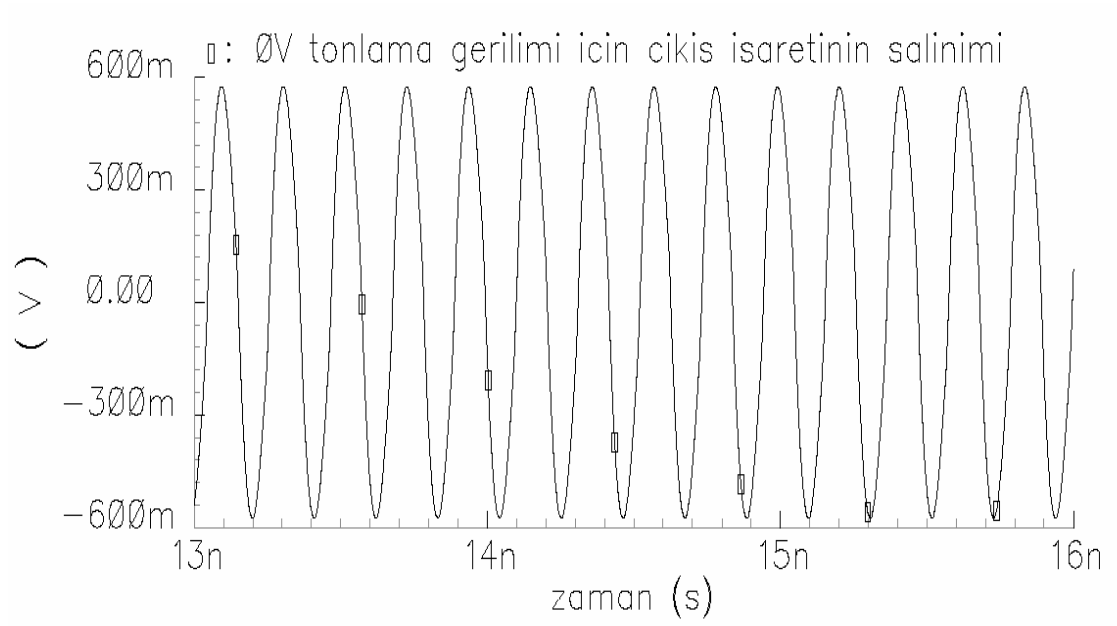
Şekil 4.15 Diferansiyel çekirdek devrenin bir kısmının serim ayrıntısı

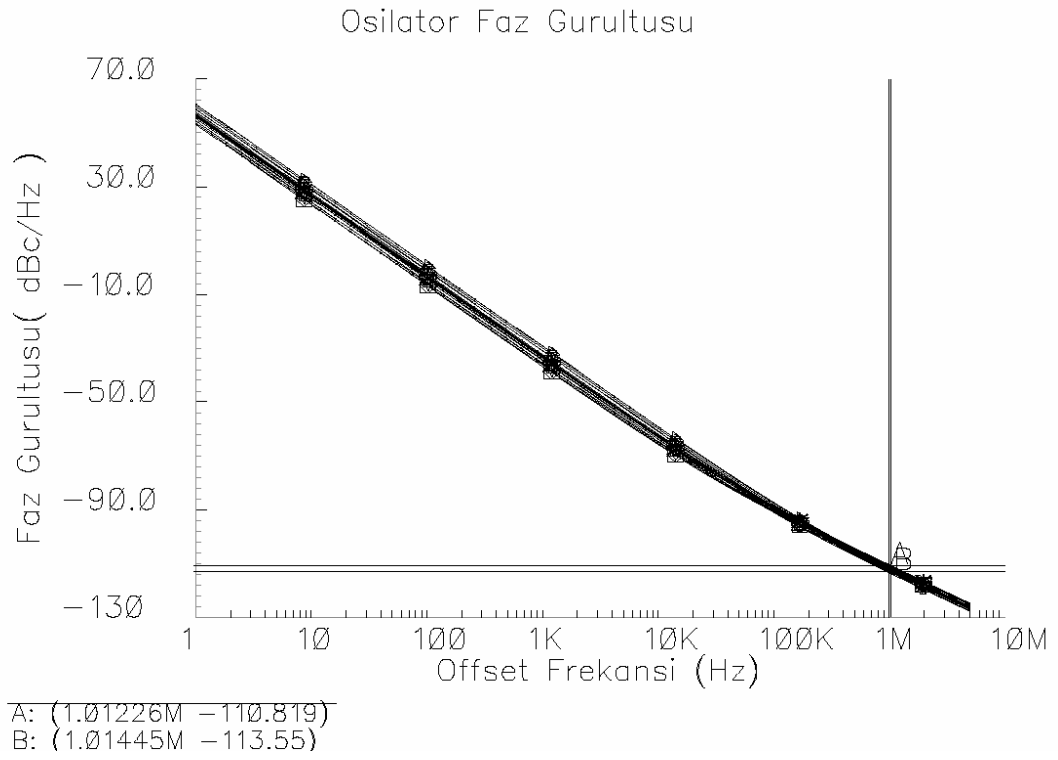


Şekil 4.16 Kutuplama devresinin serim ayrıntısı

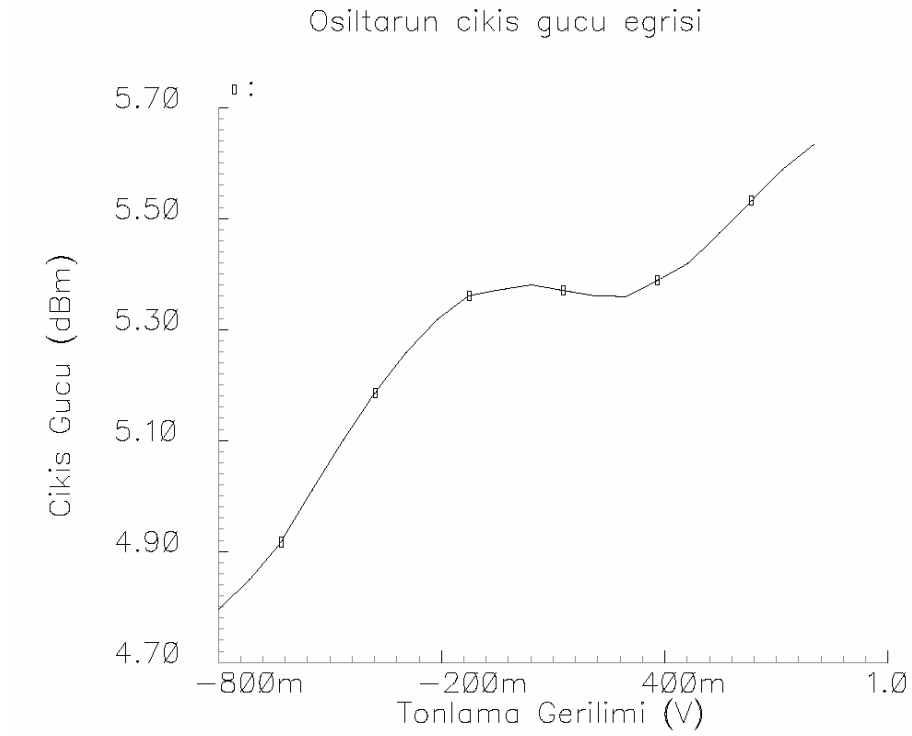
4.6 SERİM SONRASI BENZETİM SONUÇLARI

Aşağıda serim sonrası yapılan Cadence benzetimlerinin sonuçları verilmiştir.

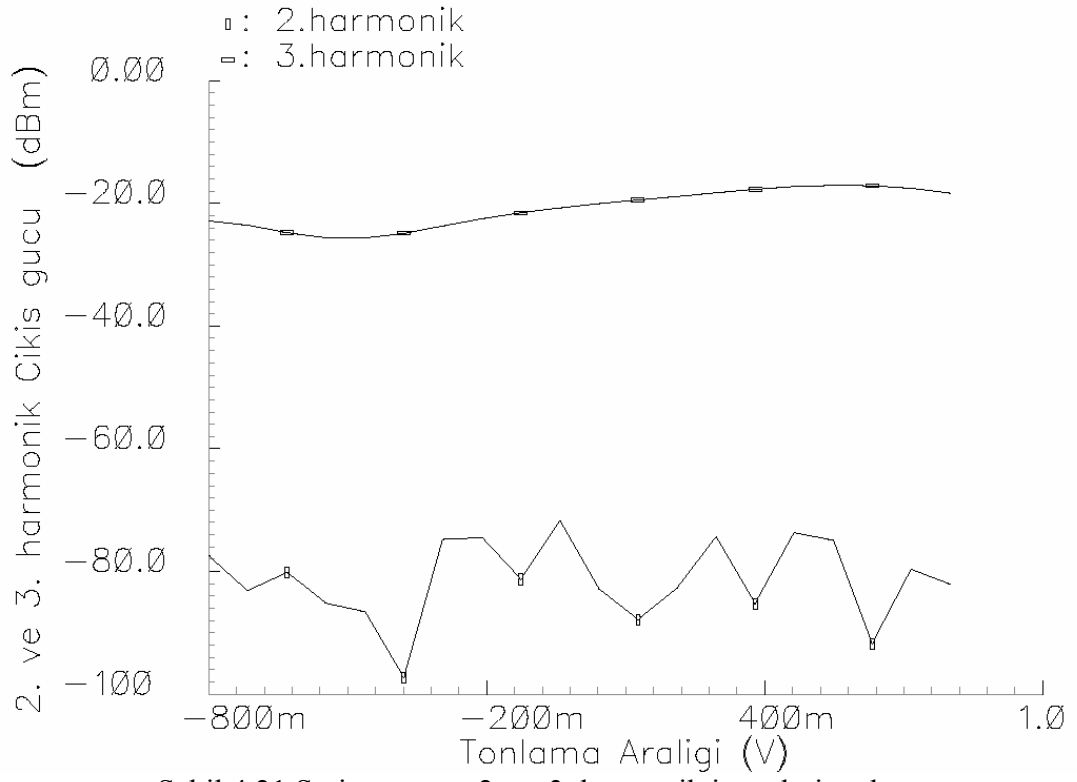




Şekil 4.19 Serim sonrası faz gürültüsü



Şekil 4.20 Serim sonrası temel frekasnlı işaretin çıkış gücü



Şekil 4.21 Serim sonrası 2. ve 3. harmonik işaretlerin çıkış gücü

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Haberleşme elektroniği sektörü giderek artan fonksiyonellik ve mobilite ihtiyacından dolayı yoğun bir büyüme ve araştırma çabası içindedir. Bu çabalar sonucu yeni nesil, yüksek veri hızlı, kablosuz haberleşme sistemlerinin sayısı giderek artmaktadır. Yüksek veri hızı ve band genişliği için alıcı ve verici devrelerinin oldukça yüksek RF performansı sağlamaları beklenmektedir. İstenen performans parametrelerine ulaşmak için Silisyum malzeme sisteminin ve CMOS tranzistorların baskın olduğu çok geniş ölçekli tümdevre tasarımı ile çeşitli malzeme sistemleri (SiGe, GaAs, InP) ve tranzistor tiplerinin (MESFET, HEMT, HBT) kullanıldığı ayrık RF elektroniğinin birleştirilmesi yani RF tümdevre tasarımı elektroniğin en ilgi çekici konularından birisidir.

Giderek artan veri hızı ihtiyacı, frekans bandı düzenlemelerine ve yeni standart tanımlamalarına neden olmuştur. Bu standartlardan bazıları IEEE tarafından 1999 yılında tanımlanan, 2.4 GHz bandını kullanan ve 11 Mbps'ye kadar veri hızı sağlayan 802.11b, 2002'de ilk ürünleri markete sunulan ve 5GHz'te 54 Mbps'e kadar veri hızı sağlayabilen 802.11a ve 802.11a ile 802.11b'nin birleşimi sayılabilen 802.11g'dir.

Bu bağlamda bu çalışmada öncelikle RF alıcı-verici mimarileri incelenmiş, bu mimarilerdeki blokların gerçekleştirilmesinde kullanılan malzeme sistemleri ve tranzistor tipleri hakkında geniş bir literatür araştırması yapılmış, incelenen teknolojiler ADS ortamında önemli performans parametreleri bakımından karşılaştırılmış ve yapılması düşünülen tasarım için SiGe BiCMOS teknolojisinin kullanılması uygun bulunmuştur. Daha sonra AMS 0.35µm SiGe BiCMOS teknolojisi kullanılarak CADENCE ortamında IEEE 802.11a standardıyla uyumlu, 4.4 GHz-5.9 GHz arasında çalışabilen, düşük faz gürültülü ve düşük güç tüketimli diferansiyel LC VCO devresinin tasarımı yapılmıştır.

RF alıcı-verici yapıları incelenirken geleneksel süperheterodin alıcısı temel alınarak direct conversion alıcı (DCR), low-IF, digital-IF ve In phase/Quadrature (I/Q) yapıları anlatılmıştır. Bu mimariler arasından DCR mimarisi, alıcı-verici devresini oldukça basitleştirmesi ve tüm alıcı-verici sisteminin tek kırmık içinde toplanabilme imkanı vermesi sebebiyle baz alınmış ve VCO bloğu bir DCR sisteminde kullanılması motivasyonu ile tasarlanmıştır.

Daha sonra RF teknoloji karşılaştırılması ve teknoloji seçimi yapılmıştır. Bunun için öncelikle teknolojinin malzeme sistemi ve tranzistor tipiyle beraber düşünülmesi gerektiği gözönünde bulundurulmuştur.

Yapılan ADS simülasyonları sonucunda GaAs tabanlı HBT ve HEMT' ların yüksek çıkış gücü ve yüksek belverme gerilimleri nedeniyle güç uygulamaları için uygun teknolojiler olacağı belirlenmiş, tranzistorun tasarımına göre çıkış güçlerinin çok yüksek seviyelere çıkabileceği görülmüştür. Bununla birlikte güç ile ilgili performans parametreleri bakımından SiGe ve InP tabanlı tranzistorlar da GaAs tabanlı eşleniklerine göre karşılaştırılabilir mertebededirler

Tranzistor gürültüsü incelenirken her bir teknoloji için minimum gürültü katsayısı (NF_{min}) hesaplanmıştır. Bu hesaplama sonucunda GaAs pHEMT'un diğerlerine göre oldukça düşük NF_{min} değerine sahip olduğu (0.6dB) görülmüştür. GaAs HEMT ve SiGe HBT'ların da yaklaşık 1.5 dB NF_{min} değeriyle düşük gürültülü RF uygulamaları için uygun iki alternatif olabileceği söylenebilir.

Karakteristik frekanslara bakıldığında ise malzeme özelliklerinin tranzistor hızına yansıdığı InP tabanlı HBT, 302 GHz f_T ve 416 GHz f_{max} değerleri sayesinde çok yüksek frekanslarda çalışma imkanı vermektedir. InP HBT'nin yanısıra karakteristik frekans değerlerine bakıldığında SiGe HBT 'un da 5-6 GHz frekans bandı tasarımlar için oldukça uygun bir seçim olacağı aşikardır.

ADS benzetimleri sonucu 278 GHz f_T ve 135 GHz f_{max} değerleri bulunan SiGe HBT'lar yüksek hızlarının ve düşük gürültü faktörlerinin yanısıra diğer teknolojilere göre çok daha ucuz olması, yine diğer teknolojilere göre en geniş çapta tümleştirme imkanı

vermesi ve yüksek pul verimi gibi faktörler gözönünde bulundurulduğunda bir RF gerilim kontrollü osilatör bloğu için en uygun seçim olacaktır. Bütün bu avantajlarının yanısıra en önemli dezavantajlarının düşük belverme gerilimleri (2.7 V) olduğu da unutulmamalıdır. Ancak belverme geriliminin osilatörden çok güç kuvvetlendiricileri için önemli bir parametre olduğu söylenebilir.

Tüm bu teknoloji karşılaştırmasının sonucu Tablo 5.1’ de özetlenmiştir. Bu doğrultuda tasarlanması hedeflenen diferansiyel LC VCO topolojisinin tasarımında AMS 0.35 SiGe BiCMOS teknolojisi kullanılmıştır.

Tablo 5.1: RF Tranzistor Teknoloji Karşılaştırması

Tranzistor	Optimum kutuplamada DC güç tüketimi (mW)	Çıkış Gücü (mW)	f_t (GHz)	f_{max} (GHz)	NF_{min} (dB)	k=1 frekansı (GHz)
AlGaAs/GaAs HBT	8.347	3.022	95.70	151.7	5.026	12.3
SiGe HBT	12.47	5.753	278	134.6	1.748	31.7
InGaAs/InP HBT	6.394	2.835	302.6	416.6	2.735	56.5
AlGaAs/GaAs HEMT	728.3	286.1	28.1	89.1	1.447	25.8
GaAs pHEMT	9.861	3.426	53.65	125	0.590	92.6

Çalışmanın son bölümünde seçilen bu teknolojiyle 5-6 GHz bandında çalışabilen, IEEE 802.11a standardıyla uyumlu, 1 MHz ofset frekansında -110 dBc/Hz ‘ten daha düşük faz gürültüsüne sahip, en az 1 GHz genişliğinde tonlama aralıklı bir LC VCO devresinin tasarımı hedeflenmiştir. Ayrıca devrenin güç tüketiminin düşük olması ve kullanılması düşünülen DCR alıcı mimarisinde kendisinden sonra gelen mikser bloğunu sürebilmesi için yeterli derecede çıkış salınımı (çıkış gücü) verebilmesi istenen diğer özelliklerdir.

Bu hedefler doğrultusunda AMS 0.35 μm SiGe BiCMOS teknolojisi kullanılarak CADENCE ortamında yapılan tasarımda yüksek hızlı SiGe HBT’lar kullanılarak

4.4GHz-5.9GHz arası çalışma frekansı elde edilebilmiştir. Tonlama aralığı cinsinden bu ifade %25'lik bir tonlama aralığına denke gelmektedir. Bu yüksek tonlama aralığı akümülayon modlu varaktörlerin diferansiyel tonlaması sayesinde elde edilebilmiştir.

Faz gürültüsü düşünüldüğünde de hedeflenen -110 dBc/Hz değerinin altına inilmiş ve benzetim sonuçlarında 1MHz ofset frekansında VCO'nun faz gürültüsü en iyi tonlama geriliminde -114 dBc/Hz olarak elde edilmiştir. Bu değer en kötü halde yine 1 MHz ofset frekansında -110 dBc/Hz olarak belirlenmiştir ki bu da hedeflenen standard için yeterli bir seviyedir. Gürültü performansının daha da iyileştirilmesi için ise yüksek kalite faktörlü endüktans tasarımı gereklidir.

Devrenin çıkış gücü tonlama aralığı boyunca 0.5 dBm ve 2.1 dBm arasında değişmektedir. Tamponlayıcı devre dahil VCO'nun kaynaktan çektiği toplam akım yaklaşık 19 mA'dir. Bu akımın 1.25 mA'lık kısmı çekirdek devrede, kalanı ise tamponlayıcı devrede kullanılmaktadır. 2.5 V kaynakla beslendiği düşünülürse devrenin toplam güç tüketimi 47 mW olacaktır. Bu gücün de 3.125 mW'lık kısmı çekirdek osilatör devresinde, kalanı da tamponlayıcı devrede tüketilmektedir. İkinci ve üçüncü harmonik işaretlerin seviyesi ise en iyi durumda sırasıyla -29 dBm ve -40 dBm, en kötü durumda da -23 dBm ve -28 dBm olarak bulunmuştur.

Çalışmanın bundan sonraki safhaları için düşünülen, dikkatli bir seriminin yapılması, serim sonrası benzetimlerinin gerçekleştirilmesi, prototipinin fabrikasyona gönderilmesi ve ölçümlerinin yapılmasıdır.

RF osilatör tasarımı ile ilgili daha sonrası için hedeflenenler ise endüktans elemanı olarak kütüphane elemanını kullanılması yerine endüktansın tasarlanması ve bu sayede çok düşük faz gürültülü osilatör yapısı elde edilebilmesi, LC tankı MEMS ile gerçekleştirilmiş ve daha düşük güç tüketimli bir osilatör devresi tasarımıdır.

EK-1: TRANZİSTORLARA AİT MODEL PARAMETRELERİ

AlGaAs/GaAs HBT [46]

TNOM = 25, IS = 8.36e-26, NF = 1, NR = 1, ISA = 2.18e-18, NA = 4.51, ISB = 1e10, NB = 2, VAF = 300, VAR = 100, IK = 0.1, BF = 500, BR = 1000, ISE = 2.7e-18, NE = 1.8, ISEX = 4e-24, NEX = 1.3, ISC = 1.2e-14, NC = 2, ISCX = 5.2e-14, NCX = 2, FA = 0.995, BVC = 28, NBC = 6, ICS = 1e-30, NCS = 2, RE = 16, REX = 2000, RBX = 55, RBI = 20, RCX = 10, RCI = 20, CJE = 14fF, VJE = 1.384, MJE = 0.5, CEMIN = 3fF, FCE = 0.975, CJC = 8fF, VJC = 1.077, MJC = 0.514, CCMIN = 3fF, FC = 0.8, CJCX = 7fF, VJCX = 1.4, MJCX = 0.514, CXMIN = 4fF, XCJC = 1, CJS = 0.05 fF, VJS = 1.4, MJS = 0.01, TFB = 0.3ps, TBEXS = 0.1ps, TBCXS = 0, TFC0 = 1ps, ICRIT0 = 12mA, ITC = 6mA, ITC2 = 30mA, VTC = 10, TKRK = 0.5ps, VKRK = 10, IKRK = 12mA, TR = 350ps, TRX = 350ps, FEX = 0.25, RTH = 2200C/W, CTH = 3e-10 C/joule, KFN = 0, AFN = 1.5, BFN = 1, XTI = 2, XTB = -2.8, TNE = 0, TNC = 0, TNEX = 0, EG = 1.645, EAA = -0.495, EAB = -0.1, EAE = 0.105, EAE = 0.105, EAB = 0, EAX = 0, XRE = 0.5, XREX = 0.5, XRB = 0.5, XRC = 0.5, TVJE = -1.5e-3, TVJCX = -1.5e-3, TVJCI = -1.5e-3, TVJS = -1.5e-3, XTITC = 0, XTITC2 = 0, XTTF = 0.75, XTTKRK = 0.6, XTVKRK = 0.6, XTIKRK = 0.6, XRT = 1.2, XRT = 1.2, DTMAX = 1000

Si/SiGe HBT [47]

IS = 4:10589E-15, NF = 1.01, IBEI = 1.748E-17, NEI = 1.0, WBE = 1, IBEN = 1.5433E-13, NEN = 2, IBCI = 1.031E-16, NCI = 1.02, IBCN = 1.4127E-12, NCN = 1.5, IKF = 8.55E-2, NR = 1.01, IKR = 0.35E-2, VEF = 45, VER = 39, RCI = 3.24, RCX = 0.24, RBX = 5.26, RS = 0.001, RBI = 10, RBP = 0.001, RE = 1.1, CJE = 105E-15, PE = 0.76, ME = 0.36, AJE = 0.5, CJEP = 76E15, CJC = 3.0E15, PC = 0.72, MC = 0.42, AJC = 0.5, GAMM = 2.5E11, HRCF = 2, VO = 1, RTH = 400, CTH = 10E14, FC = 0.9,

AVC2 = 21.5, AVC1 = 6.515, TNOM = 300 IS = 5.2621E15, QP0 = 20.25E14, ICH = 5.5036E2, HFE = 1.0, HFC = 1.0, HJEI = 1.0, HJCI = 1.0, IBEIS = 3.65433E17, MBEI = 1.0249, IREIS = 1.4573E13, MREI = 2.0, IBCIS = 0.543E16, MBCI = 1.057, IBCXS = 2.7E20, MBCX = 1.005, IBETS = 0, ABET = 40, FAVL = 1.0286, QAVL = 11.1E5, ALFAV = 8.25E5, ALQAV = 1.96E4, RBI0 = 25.01, RBX = 2.03, FGEO = 0.6557, FQI = 0.9055, RE = 1.3470, RCX = 8.624, CJEI0 = 105E15, VDEI = 0.75, ZEI = 0.35, ALJEI = 1.8, CJCI0 = 79E15, VDCI = 0.71, ZCI = 0.38, VPTCI = 416, RCI0 = 5.2, VLIM = 0.70, VCES = 0.05, VPT = 1, RTH = 400.0, CTH = 10.0E14, TNOM = 300

InP HBT [48]

IS = 6e-13, BF = 50, NF = 1, VAF = 12, IKF = 0, ISE = 6e-40, NE = 1, BR = 3, NR = 1, VAR = 100, ISC = 1e-30, NC = 1, RB = 54, IRB = 0, RBM = 54, RE = 10, RC = 0, CJE = 4fF, VJE = 0.9, MJE = 0.5, CJC = 2.5fF, VJC = 20, MJC = 0.01, XCJC = 0.5, CJS = 0, VJS = 0.75, MJS = 0.5, FC = 0.8, XTF = 0, TF = 0.44psec, VTF = 0, ITF = 0, PTF = 43, TR = 1nsec, KF = 0, Af = 1, KB = 0, AB = 1, FB = 1, ISS = 0, NS = 1, NK = 0.5, FFE = 1, TNOM = 25, EG = 1.11, XTB = 0, XTI = 35

GaAs HEMT [49]

VTO = -1.5, GAMMA = 0.05, VGO = -0.5, VDELTA = 0.0, VCH = 1, GMMAX = 0.7, VDSO = 2.0, VSAT = 1.0, KAPA = 0, PEFF = 2.0, VTSO = -10.0, IS = 1.0e-20, N = 1.0, RIS = 2.0, RID = 0.0, TAU = 1.0e-20, CDSO = 0.8e-12, RDB = 1.0e09, CBS = 1.6e-12, VTOAC = -1.5, GAMMAAC = 0.05, VDELTAC = 0.0, GMMAXAC = 0.6, KAPAC = 0.0, PEFFAC = 10.0, VTSOAC = -10.0, GDBM = 0.0, KDB = 0.0, VDSM = 1.0, C11O = 3e-12, C11TH = 0.3e-12, VINFL = -1.0, DELTGS = 0.5 DELTDS = 1.0, LAMBDA = 0.05, C12SAT = 0.3e-12, CGDSAT = 0.11e-11, KBK = 0.0, VBR = 15.0, NBR = 2.0, IDSOC = 1, RD = 1.0, RS = 1.0, RG = 1.0, UGW = 1.0, NGF = 1.0, VCO = 10.0, VBA = 1.0, VBC = 1.0, MU = 0, DELTGGM = 0.0, DELTGGMAC = 0.0, ALPHA = 0.001, TNOM = 25, RGTC = 0.0, RDTC = 0.0, RSTC = 0.0, VTOTC = 0.0, GMMAXTC = 0.0, GAMMATC = 0.0, VINFLTC = 0.0, VTOACTC = 0.0, GMMAXACTC = 0.0, GAMMAACTC = 0.0, XTI = 3.0, KMOD = 1, KVER = 1

GaAs pHEMT [49]

VTO = -1.15, GAMMA = 0.0518, VGO = -0.250, VDELTA = 0.0, VCH = 0.816,
 GMMAX = 0.0128, VDSO = 2.0, VSAT = 0.801, KAPA = 0.0037, PEFF = 1.14,
 VTSO = -10.0, IS = 0.62e-10, N = 1.85, RIS = 22.7, RID = 22.7, TAU = 0.0, CDSO =
 5.52e-15, RDB = 6.0e09, CBS = 2.7e-14, VTOAC = -1.17, GAMMAAC = 0.0235,
 VDELTAAC = 0.0, GMMAXAC = 0.01538, KAPAAAC = -0.0344, PEFFAC = 1.14,
 VTSOAC = -10.0, GDBM = 6.98e-04, KDB = 149, VDSM = 0.633, C11O = 28.42e-15,
 C11TH = 9.77e-15, VINFL = -0.890, DELTGS = 2.8, DELTDS = 0.529, LAMBDA =
 0.150, C12SAT = 5.02e-15, CGDSAT = 3.96e-15, KBK = 1.8e-08, VBR = 3.5, NBR =
 5.0, IDSOC = 0.013, RD = 23.14, RS = 10.29, G = 2.138, UGW = 24.0e-06, NGF = 1.0,
 VCO = -0.588, VBA = 0.501, VBC = 0.697, MU = 0.0015, DELTGGM = 0.00775,
 DELTGGMAC = 0.00943, ALPHA = 0.236, TNOM = 25, RGTC = 0.0, RDTC = 0.0,
 RSTC = 0.0, VTOTC = 0.0, GMMAXTC = 0.0, GAMMATC = 0.0, VINFLTC = 0.0,
 VTOACTC = 0.0, GMMAXACTC = 0.0, GAMMAACTC = 0.0, XTI = 3.0, KMOD =
 1, KVER = 1

KAYNAKLAR

- [1] BAKI R. A., EL-GAMAL M. N., "RF CMOS Fully-Integrated Heterodyne Front-End Receivers Design Technique for 5 GHz Applications", *IEEE ISCAS 2004*, pp. 960-963.
- [2] FENG M., SHEN S. -C., CARUTH D. C., HUANG J-J. "Device Technologies for RF Front- End Circuits in Next-Generation Wireless Communications", *Proceedings of IEEE*, vol.92, no:2, Feb 2004.
- [3] NOE *TARGET Project Description*, V1.0, Dec 5 2003.
- [4] <http://www.target-net.org/publications.html>.
- [5] LOKE A., ALI F., "Direct conversion radio for digital mobile phones – design issues, status ad trends" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, no.11, pp.2422-2435, Nov. 2002.
- [6] MATSUZAWA A., "RF-SoC-expectations and required conditions", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.50, no.1, pp.245-253, Jan 2002.
- [7] SVITEK R., RAMAN S., "A SiGe active sub-harmonic front-end for 5-6 GHz direct conversion receiver applications", *2003 IEEE RFIC Symposium Digest*, June 2003 .
- [8] MAXEY C. A., "Switched tank VCO designs and single crystal Silicon contour-mode disk resonators for use in radio frequency sources", *MSc Thesis*, July 30, 2004.
- [9] CROLS J., STEYAERT M.S.J., "Low-IF topologies for high performance analog front ends of fully integrated receivers" *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol.45, no.3, pp.269-282, Mar. 1998.
- [10] MASHHOUR A., DOMINO W., BEAMISH N., "On the direct conversion receiver- a tutorial", *Microwave Journal*, vol.44, no.6, pp.114-128, June 2001.
- [11] SANDERSON D. I., "A 5-6 GHz Silicon-Germanium VCO with tunable polyphase outputs", *MSc. Thesis*, May 8, 2003.

- [12] SCHWIERZ F., LIOU J.J. "Semiconductor Devices for RF Applications: evolution and current status" *Microelectronics Reliability*, 41, 145-168, 2001.
- [13] DUNN J. S., "Foundation of RF CMOS and SiGe BiCMOS technologies" *IBM J. Res. And Dev.* Vol.47 No: 2/3 March/May 2003.
- [14] <http://www.vuse.vanderbilt.edu/~wkang>
- [15] OZPINECI B., TOLBERT L. M., *ORNL/TM*, pp.257, 2003.
- [16] ALEKSOV A. et al., *Diamond and Related Materials*, vol.12 pp.391-398, 2003.
- [17] NAKAHATA H., et al. *Semiconductor Science Technology*., vol.18, no. 3, pp.96-100, Mar 2003.
- [18] AHN H. -T and ALLSTOT D.J. "A 0.5-8.5 GHz Fully Differential CMOS distributed Amplifier", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 37, no.8, pp.985-993, Aug 2002.
- [19] OHUE E. "100-GHz f_T Si homojunction bipolar technology", *Dig. Symp VLSI Technol* , pp.106-107, 1996
- [20] MIMURA T., HIYAMIZU S., FUJII T, NANBU K., "A new field effect transistor with selectively doped GaAs/n-Al_xGa_{1-x}As Heterojunctions", *Jpn J Appl Phys*, pp.225-227, 1980.
- [21] <http://www.target-net.org/publications.html>.
- [22] HANSON D.F., "A survey of recent progress on HEMT and HBT power transistors for Ka Band"
- [23] KONIG U.. "SiGe and GaAs as competitive technologies for RF applications", *IEEE BCTM* 5.1, 87-92, 1998.
- [24] OSTLING M., KOO S.M., LEE K., DANIELSSON E., DOMEIJ M., ZETTERLING C.M., "SiC Device technology for high voltage and RF power applications", *proc. 23rd International Conference on Microelectronics (MIEL 2002)*, vol 1, NIS, Yugoslavia, 12- 15 May, 2002.
- [25] DUNN J. S., "Foundation of RF CMOS and SiGe BiCMOS technologies" *IBM J. Res. And Dev.* Vol.47 No: 2/3 March/May 2003.
- [26] WANG X., WANG D., MASSE C., BACON P., „Low phase noise SiGe Voltage Controlled Oscillators for wireless applications“, *Microwave Journal*, vol.45, no.2, pp 84- 99, Feb 2002.
- [27] COSTA D., TUTT M.N., KHATIBZADEH A., PAVLIDIS D., "Tradeoff between 1/f noise and microwave performance in AlGaAs/GaAs

heterojunction bipolar transistors”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol.41, no.8, pp. 1347-1350, Aug 1994.

- [28] YOUNG G.K., HYAN S.K., JUNG H.B., JAC H.O., CHANG W.K., “Fully integrated differential VCO with buffer amplifier using 0.35 μ m SiGe BiCMOS for C-Band wireless RF transceiver”, *Radio and Wireless Conference, 2003, RAWCON '03 Proceedings*, pp. 297 - 300 Aug10-13, 2003.
- [29] MAZOUFFRE O., LAPUYADE H., BEGUERET J.-B., CATHELIN A., BELOT D., DEVAL Y. “A 5GHz low power quadrature SiGe VCO with automatic amplitude control”, *IEEE BCTM* pp. 57-60, 2003.
- [30] BUCK B. J., GEEN M. W., DEARN A. W., LONG A. P., MELVIN S. P., DEVLIN L. M., CLIFTON, J. C, “GaAs MMICs for 5.2GHz HIPERLAN”, *RF& Microwave Circuits for Commercial Wireless Applications, IEE Colloquium*, pp.1-7, 13 Feb 1997.
- [31] LAM C., RAZAVI B., “A 2.6-GHz/5.2-GHz frequency synthesizer in 0.4- μ m CMOS technology” *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. 35 , Iss. 5, pp. 788 -794, May 2000.
- [32] CHI B., SHI B., “Low power CMOS VCO and its divide-by-2 dividers with quadrature outputs for 5GHz/2.5GHz WLAN Transceivers”, *IEEE 2002 International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, pp. 525-528, 2002.
- [33]. WU S. M., “A 5.8-GHz High Efficient, Low Power, Low Phase Noise CMOS VCO for IEEE 802.11a”, *Proc. of The 3rd IEEE International Workshop on System-on-Chip for Real-Time Applications*, pp. 127-129, 2003.
- [34] FONG N. H. W., PLOUCHART J. -O., ZAMDMER N., DUXIAN L., WAGNER L. F., PLETT C., TARR N. G., “Design of Wide-Band CMOS VCO for Multiband Wireless LAN Applications”, *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, Vol. 38, No. 8, pp. 1333-1342, Aug 2003.
- [35] YUNSEONG E., KEECHUL E, K., BYUNGDU O., “Low noise 5 GHz differential VCO using InGaP/GaAs HBT technology” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 13, No. 7, pp. 259-261, July 2003.
- [36] YOUNG G. K. et al., “Fully integrated differential VCO with buffer amplifier using 0.35 μ m SiGe BiCMOS for C-Band wireless RF transceiver”, *IEEE 0-7803-7829-6/03*, 2003.
- [37] MOON H. et al., “A Fully Differential LC-VCO Using a New Varactor Control Structure”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, No. 9, Sep. 2004.

- [38] MAZOUFFRE O. et al., "A 5GHz low power quadrature SiGe VCO with automatic amplitude control", *IEEE BCTM 3.4* pp 57-60.
- [39] CHU M. et al., "NSGA-based parasitic aware optimization of a 5GHz low-noise VCO", *IEEE 7803-8175-0/04*, pp 169-174, 2004.
- [40] SANDERSON D. I., RAMAN S., "5-6 GHz SiGe VCO With Tunable Polyphase Output for Analog Image Rejection and I/Q Mismatch Compensation", *2003 IEEE MTT-S Digest*, pp A169-A172, 2003.
- [41] GRAU G. et al., "Current-Folded Up-Conversion Mixer and VCO with Center-Tapped Inductor in a SiGe-HBT Technology for 5-GHz Wireless LAN Applications", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 35, No. 9, Sep. 2000.
- [42] BHATTACHARJEE J., MUKHERJEE D., GEBARA E., NUTTINCK S., LASKAR J. "A 5.8 GHz Fully Integrated Low Power Low Phase Noise CMOS LC VCO for WLAN Applications", *2002 IEEE MTT-S Digest*, pp. 585-588, 2002.
- [43] CHU Y-K., CHUANG H-R., "A Fully Integrated 5.8 GHz U-NII Band 0.18- μ m CMOS VCO", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol.13, No. 7, pp. 287-289, Jul 2003.
- [44] LARSSON P., "Measurements and analysis of PLL jitter caused by digital switching noise", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 36, No. 7, pp.1113-1119, July 2001.
- [45] LEESON D.B., "A simple model of feedback oscillator noise spectrum", *Proceedings of the IEEE*, vol.54, pp.329-330, Feb 1966.
- [46] CHAKRAVORTY A., GARG R., MAITI C.K., *Applied Surface Science*, vol. 224, pp. 354-360, 2004.
- [47] <http://hbt.ucsd.edu>
- [48] www.ece.usb.edu/Faculty/rodwell/Classes/ECE594A/
- [49] TAYLOR. R. M. S., BARNARD A. J. *Waveform Simulator Reference*. Retrieved August 16, 2004 from <http://www.barnardmicrosystems.com/download/waveform.doc>, 1999.
- [50] GONZALES "Microwave transistor amplifiers" Prentice-Hall 1984.
- [51] HAJIMIRI A., LEE T.H., "Design Issues in CMOS differential LC oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, pp. 717-724, May 1999.

ÖZGEÇMİŞ

Onur Esame, 12.06.1978' de Adana'da doğdu. Adana Anadolu Lisesi'nden 1996' da mezun oldu. 2002 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde lisans öğrenimini tamamladı. Aynı yıl İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans eğitime başladı. Halen İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde yüksek lisans eğitimini sürdürmekte ve Sabancı Üniversitesi'nde bir Avrupa Birliği 6. Çerçeve projesinde çalışmaktadır