

DÜŞÜK FAZ GÜRÜLTÜLÜ OSİLATÖR TASARIMI

LOW PHASE NOISE OSCILLATOR DESIGN

MURAT AYDIN

Prof. Dr. ERDEM YAZGAN

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim - Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2013

MURAT AYDIN'ın hazırladığı "**Düşük Faz Gürültülü Osilatör Tasarımı**" adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Başkan

Prof. Dr. HAYRETTİN KÖYMEN

Danışman

Prof. Dr. ERDEM YAZGAN

Üye

Prof. Dr. ADNAN KÖKSAL

Üye

Yrd. Doç. Dr. MEHMET DEMİRER

Üye

Dr. TARIK REYHAN

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak onaylanmıştır.

Prof. Dr. FATMA SEVİN DÜZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversite veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

__ / __ / 20__

Murat AYDIN

ÖZET

DÜŞÜK FAZ GÜRÜLTÜLÜ OSİLATÖR TASARIMI

MURAT AYDIN

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. ERDEM YAZGAN

Eylül 2013, 66 sayfa

Bu çalışma kapsamında düşük faz gürültülü voltaj kontrolü osilatör tasarımı yapılmış ve tasarım gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmanın amacı hesaplamalar, simülasyonlar yaparak faz gürültüsü en düşük seviyede olacak şekilde 2.8 GHz merkez frekans ve 200 MHz bant genişliğine sahip voltaj kontrollü osilatör tasarımının yapılması ve tasarımın gerçekleştirilerek osilatörün performans ölçümlerinin yapılmasıdır. Voltaj kontrollü osilatör tasarımında ortak kolektörlü Colpitts Osilatör yapısı ve paralel (LC) rezonatör kullanılmıştır. Voltaj kontrollü osilatörün simülasyonları için ADS programı kullanılmış ve osilatör devresi gerçekleştirildikten sonra simülasyonlara benzer ölçüm sonuçları elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler : Düşük Faz Gürültülü Osilatör, Colpitts Osilatör, Paralel (LC) Rezonatör

ABSTRACT

LOW PHASE NOISE OSCILLATOR DESIGN

MURAT AYDIN

Master of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. ERDEM YAZGAN

September 2013, 66 pages

At this work, a low phase noise voltage controlled oscillator designed and implemented. The purpose of this work is to design a low phase noise voltage controlled oscillator which has 2.8 GHz center frequency 200 MHz bandwidth with making calculations and simulations, to implement the design and to make the performance measurements. Common collector Colpitts Oscillatör topology and parallel (LC) resonator is used at the design of voltage controlled oscillator. ADS is used for the simulations and after implementation similar simulation results and performance measurements are achieved.

Keywords : Low Phase Noise Oscillator, Colpitts Oscillator, Parallel (LC) Resonator

TEŞEKKÜR

Tez çalışmam boyunca her türlü yardım ve desteğini esirgemeyen, tezin tamamlanmasında büyük emeği olan danışman hocam Prof. Dr. Erdem YAZGAN'a, tez ile ilgili yapıcı eleştirileri ve bana yol gösterişi için hocam Prof. Dr. Hayrettin KÖYMEN'e, tez çalışmamın başlangıcı, tasarımı ve gerçekleşmesi sırasında bilgi ve tecrübelerinden çok yararlandığım hocam Dr. Tarık REYHAN'a çok teşekkür ederim.

Sevgilerini her an kalbimde hissettiğim, hayatım boyunca beni her zaman destekleyen canım aileme, annem Gül AYDIN, babam Mehmet AYDIN ve kardeşim Müge AYDIN'a teşekkür ederim.

Gerek çalışmalarım sırasında gerek hayatın diğer alanlarında her sıkıntımı, her mutluluğumu paylaştığım, fikir alışverişinde bulunduğum kız arkadaşım İrmak ÖZONAY'a teşekkür ederim.

Tez çalışmam ile ilgili ürettirdiğim devre ve yaptığım ölçümler için kaynak sağlayan Bilkent Üniversitesi Uzay Teknolojileri Araştırma Merkezi'ne (BilUzay) ve Meteksan Savunma Sanayii A.Ş.'ne teşekkür ederim.

Yüksek lisansa başlamam için beni teşvik eden Kuzeyhan ÖZDEMİR ve tez çalışmalarımda bana destek olan İrfan YILDIZ'a teşekkür ederim.

Tez çalışmam ile ilgili faydalı tartışmalarımız için Sinan OSMANOĞLU, Çağatay GÜNGÖR ve Çağdaş YAĞBASAN'a teşekkür ederim.

Tez çalışmam süresince bana hep moral veren ve yol gösteren BilUzay ve Meteksan Savunma A.Ş.'deki bütün arkadaşlarıma özellikle Alperen COŞKUN, Kazım PEKER, Muhammed ACAR, Ceyhun KELLEÇİ, Kağan KAYA ve Onur TANYERİ'ye teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vi
TABLolar LİSTESİ.....	viii
1. GİRİŞ.....	1
2. HABERLEŞME SİSTEMİ YAPISI	3
2.1. Haberleşme Sistemleri Genel Özellikleri.....	3
2.1.1. Alıcıların Genel Özellikleri.....	4
2.1.2. Vericilerin Genel Özellikleri	5
2.2. Haberleşme Sistemlerinde Kullanılan Birimler.....	6
2.2.1. Antenler	6
2.2.2. Filtreler.....	7
2.2.3. Yükselteçler.....	7
2.2.4. Karıştırıcılar	7
2.2.5. Yerel Osilatörler	8
2.2.6. Modülatörler - Demodülatörler	9
3. OSİLATÖRLER ve FAZ GÜRÜLTÜSÜ.....	10
3.1. Osilatörler.....	10
3.2. Osilatör Yapıları	12
3.3. Faz Gürültüsü	13
3.3.1. Faz Gürültüsünün Hesaplanması	15
3.3.2. Faz Gürültüsünü Arttıran Etkenler	19
3.3.3. Faz Gürültüsünün Etkileri	19
4. VOLTAJ KONTROLLÜ OSİLATÖR TASARIMI.....	21
4.1. Tasarımdaki Malzeme Seçimi	22
4.1.1. Alttaş Seçimi	22
4.1.2. Transistör Seçimi.....	23
4.1.3. Varaktör Seçimi.....	23
4.1.4. Pasif Eleman Seçimi	24
4.2. Osilatör Tasarım Aşamaları	25
4.2.1. Rezonatör Tasarımı ve Simülasyonlar	25
4.2.2. Osilatör Tasarımı, Hesaplamalar ve Simülasyonlar	32
4.3. Baskı Devre Kartı Çizimi.....	42

5. UYGULAMA ve ÖLÇÜMLER.....	44
5.1. Varaktör Ölçümleri	44
5.2. Rezonatör Ölçümleri	45
5.3. Voltaj Kontrollü Osilatör Ölçümleri	47
5.3.1. Frekans Sürme Ölçümleri	47
5.3.2. Ayar Voltajına Karşı Gelen Frekans Ölçümleri	48
5.3.3. Yükleme Ölçümleri	49
5.3.4. Osilatör Çıkış Gücü ve Faz Gürültüsü Ölçümü:.....	51
6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA	58
KAYNAKLAR.....	59
EKLER.....	62
ÖZGEÇMİŞ.....	65

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 Haberleşme Linki.....	3
Şekil 2.2 Alıcıların genel yapısı	4
Şekil 2.3 Vericilerin genel yapısı	5
Şekil 2.4 Karıştırıcıların Alıcı ve Verici Devrelerinde Kullanımı	8
Şekil 2.5 Yerel Osilatör Blok Şeması.....	8
Şekil 2.6 Modülatör ve demodülatörlerin alıcı ve verici devrelerinde kullanımı	9
Şekil 3.1 Osilatör Geribesleme Modeli	10
Şekil 3.2 Döngü kazancına göre osilasyon genliğindeki değişimler.....	11
Şekil 3.3 Osilatör Yapıları.....	12
Şekil 3.4 Kusursuz Bir Sinüsoidal Dalganın Frekans Spektrumundaki Görüntüsü.....	13
Şekil 3.5 Osilatör Çıkışındaki Sinüsoidal Sinyalin Frekans Spektrumundaki Görüntüsü	14
Şekil 3.6 Faz Gürültüsü	15
Şekil 3.7 Leeson Modeli'ne göre bir Osilatör Modeli	16
Şekil 3.8 Bir Transistörün Faz Gürültüsü Spektrumu	17
Şekil 3.9 Düşük QL , Düşük fc Durumundaki Faz Gürültüsü Spektrumu.....	18
Şekil 3.10 Yüksek QL , Yüksek fc Durumundaki Faz Gürültüsü Spektrumu	18
Şekil 3.11 Düşük Faz Gürültülü Osilatöre Sahip Alıcı Sistemi	20
Şekil 3.12 Yüksek Faz Gürültülü Osilatöre Sahip Alıcı Sistemi	20
Şekil 4.1 Colpitts Osilatör Blok Şeması.....	21
Şekil 4.2 Paralel LC Rezonatör Devresi.....	25
Şekil 4.3 Varaktörün ADS programındaki modeli.....	27
Şekil 4.4 Varaktör kalite faktörü simülasyonu düzeneği	27
Şekil 4.5 Varaktörün ters besleme voltajına karşı kalite faktörü eğrisi.....	28
Şekil 4.6 Tasarlanan Rezonatörün Şematığı.....	29
Şekil 4.7 Örnek bir rezonatör kalite faktörü simülasyonu	31
Şekil 4.8 Varaktörün ters besleme voltaj değerlerine karşı gelen rezonans frekans eğrisi	31
Şekil 4.9 Rezonatörün farklı rezonans frekanslarına karşı gelen kalite faktörü simülasyonu	32
Şekil 4.10 Tasarlanan osilatörün şematığı.....	33
Şekil 4.11 Tasarlanan Osilatörün Değişken Akım (AC) Modeli	35
Şekil 4.12 Osilatör devresi	38
Şekil 4.13 Rezonatör kısmı ve aktif kısım admitans simülasyonu.....	39
Şekil 4.14 Oscitest alt programı ile yapılan simülasyon sonucu	40
Şekil 4.15 Faz gürültüsü simülasyonu.....	41
Şekil 4.16 Ayar Voltajı simülasyonu	41
Şekil 4.17 Sinyal Çıkış Gücü Simülasyonu	42
Şekil 4.18 Baskı Devre Kartı.....	43
Şekil 5.1 Osilatör Baskı Devre Kartının Dizgisi Yapılmış Halinin Görüntüsü	44
Şekil 5.2 Varaktörün ters besleme voltaj değerlerine karşı gelen rezonans frekansı ölçümü.	45
Şekil 5.3 Rezonatörün farklı rezonans frekanslarına karşı gelen kalite faktörü ölçümü.....	46
Şekil 5.4 Örnek bir kalite faktörü ölçümü	46
Şekil 5.5 Ayar Voltajına Karşı Gelen Frekans Ölçümleri.....	49
Şekil 5.6 Devre Analizörü kullanılarak yapılan empedans değişimi ölçüm düzeneği.....	49
Şekil 5.7 Yükleme ölçümü düzeneği.....	50
Şekil 5.8 Faz Kilitli Döngü Devresi	51
Şekil 5.9 Tasarlanan Döngü Filtresi Şematığı.....	52
Şekil 5.10 Döngü Filtresinin Sisteme Etkisi	53
Şekil 5.11 VKO'nun Sinyal Çıkış Gücü Ölçümü	54
Şekil 5.12 Örnek Bir Faz Gürültüsü Ölçümü	55

Şekil 5.13 VKO'nun Taşıyıcıdan 10 kHz Uzaklıktaki Faz Gürültüsü Ölçümü.....	55
Şekil 5.14 VKO'nun Taşıyıcıdan 100 kHz Uzaklıktaki Faz Gürültüsü Ölçümü.....	56

TABLÖLÄR LİSTESİ

Tablo 4.1 Çeşitli Alttaş Özellikleri.....	23
Tablo 5.1 Frekans Sürme Ölçümleri.....	48
Tablo 5.2 Yükleme Ölçümü	51

1. GİRİŞ

Osilatörler aktif ve pasif devre elemanlarından meydana gelen, herhangi bir giriş RF sinyali uygulanmadan çıkışlarında sinüs ya da birbirini tekrar eden sinyaller veren cihazlardır. Yani besleme hatlarındaki DC gücü istenilen radyo frekanslarına dönüştüren cihazlardır. Osilatör tasarımlarında kullanılan transistörlerin doğaları gereği osilatörler doğrusal değildir. Osilatörlerin doğrusal olmaları durumunda osilatör devresindeki osilasyon zamanla belirsiz bir şekilde büyüyerek hiçbir zaman durgun-duruma ulaşamazdı [1,2].

Bazı osilatörler sinüs sinyal çıkışı verirken, sinüs olmayan sinyal çıkışı veren osilatörler de mevcuttur. Bunlara örnek olarak kare dalga, darbe ve testere dişi çıkışlı osilatörler verilebilir. Bu osilatörler daha çok sayısal devrelerde ve kontrol devrelerinde kullanılır. Sinüs çıkış veren osilatörler ise televizyon, radyo, ölçüm sistemleri, haberleşme sistemleri gibi birçok alanda kendine yer bulabilmektedir. İstenilen frekanslara ulaşmak için osilatör tasarımlarında kapasitör, indüktör, rezistör gibi pasif malzemelerden faydalanılır. Bazen daha yüksek kararlılık isteyen uygulamalarda sözedilen pasif malzemeler yerine piezoelektrik kristaller kullanılır. Bu tip osilatörlere kristal osilatörler denir [2,3].

Osilatörler bant genişliklerine göre dar bantlı ve geniş bantlı olarak ikiye ayrılırlar. Dar bantlı osilatörlerin bant genişlikleri merkez frekanslarından çok daha dar iken geniş bantlı osilatörlerin bant genişlikleri merkez frekanslarının birkaç katına çıkabilmektedir. Genişbant ve dar bantlı osilatör tasarımları hakkında daha detaylı bilgi ve bu tasarımlar için kullanılan devre elemanları Bölüm 4'te ele alınacaktır.

Osilatörlerin çıkış sinyal kararlılığı için uzun dönem kararlılığı ve kısa dönem kararlılığı olacak şekilde iki adet kararlılıktan sözedilebilir. Uzun dönem kararlılığı osilatörlerin performanslarında meydana gelen saatlik, günlük, aylık, yıllık değişimleri gösterir. Kısa dönem kararlılığı ise saniye mertebesindeki zaman dilimlerinde osilatörün performans değişimini gösterir. Osilatörlerdeki faz gürültüsü bir kısa dönem kararlılığı ölçütüdür ve osilatör çıkış sinyalinin ne kadar kusursuz olduğunu belirler [4]. Faz gürültüsü ne kadar düşükse sinyal o kadar kusursuzdur denebilir. Haberleşme sistemlerinin başarısı için de faz gürültüsünün düşük olması çok büyük bir öneme sahiptir.

Bu tezde ortak kolektör yapılı paralel indüktör-kapasitör (LC) ayarlı Colpitts Osilatör yapısı üzerinde çalışılmıştır. Bu çalışmanın amacı colpitts osilatör topolojisini anlamak, bu topolojiye uygun bir şekilde hesaplamalar, simülasyonlar yaparak faz gürültüsü en düşük seviyede olacak şekilde osilatörün tasarımını yapmak ve uygulamaya geçilerek osilatörün performans ölçümlerini yapmaktır.

Bu çalışma kapsamında; Bölüm 2'de voltaj kontrollü osilatörlerin haberleşme sistemleri içerisindeki rolünü daha etkin bir şekilde belirtmek amacıyla bir haberleşme sisteminin iç yapısı, genel özellikleri, görevleri ve birimleri anlatılmıştır.

Bölüm 3'te voltaj kontrollü osilatörler daha detaylı şekilde incelenmiş, bazı önemli osilatör yapıları verilmiştir. Ayrıca faz gürültüsünün tanımı, faz gürültüsü hesaplamaları, faz gürültüsünün sisteme etkileri, faz gürültüsünü arttıran etkenler ve faz gürültüsünü düşürmek için yapılması gerekenler verilmiştir.

Bölüm 4'te voltaj kontrollü osilatör tasarımında kullanılacak malzeme seçimlerinde dikkat edilmesi gereken hususlar verilmiş, rezonatör ve osilatör tasarımları ile ilgili yapılan hesaplamalar, simülasyonlar ve baskı devre kartı üretimindeki süreçlerden söz edilmiştir.

Bölüm 5'te voltaj kontrollü osilatör kartının dizgisi yapılmış hali, ölçüm ortamlarının hazırlanması, yapılan performans ölçümleri ve ölçümler ile ilgili yapılan yorumlara yer verilmiştir.

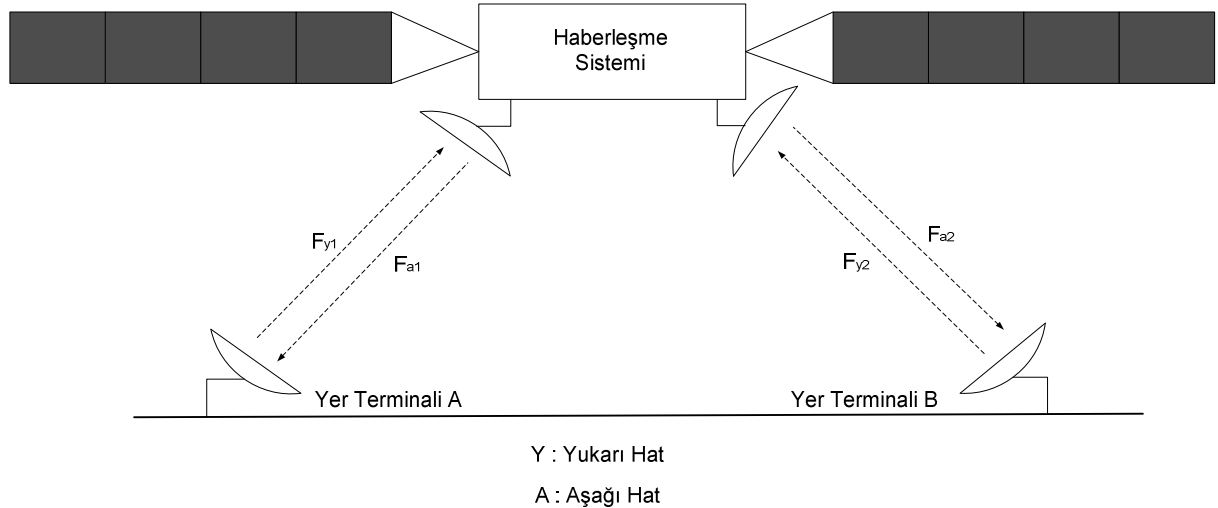
Bölüm 6'da ise tasarlanan osilatör ile ilgili sonuçlar ve osilatörün özellikleri ve performansı ile ilgili tartışma kısımları verilmiştir.

2. HABERLEŞME SİSTEMİ YAPISI

Haberleşme insanlık tarihinin başlangıcından beri çok önemli bir yere sahip olmuştur. Eski çağlarda dumanla, çeşitli hayvanlarla, ağaçlara vurarak yapılan haberleşme zaman geçtikçe telgraf, faks, telefonun kullanımı ile ilerlemiş ve günümüzde internet ve uydu teknolojisi haberleşme için kullanılmaya başlanmıştır. Günümüzde dünyanın herhangi bir noktasından başka herhangi bir noktasına çok küçük el cihazlarıyla haberleşme sağlanabiliyor. Kablosuz uzaktan algılama sistemleri, navigasyon sistemleri, RFID sistemleri, GSM sistemleri gibi sistemlerin kullanımı ile haberleşme insanların günlük hayatının bir parçası olmuştur [5]. Bu bölümün daha sonraki kısımlarında haberleşme sistemleri ve elemanları genel hatları ile tanıtılacaktır.

2.1. Haberleşme Sistemleri Genel Özellikleri

Haberleşme sistemleri bir noktadan diğerine bilgi aktarırlar. Şekil 2.1’de tipik bir uydunun haberleşme linki görülebilir [6]:



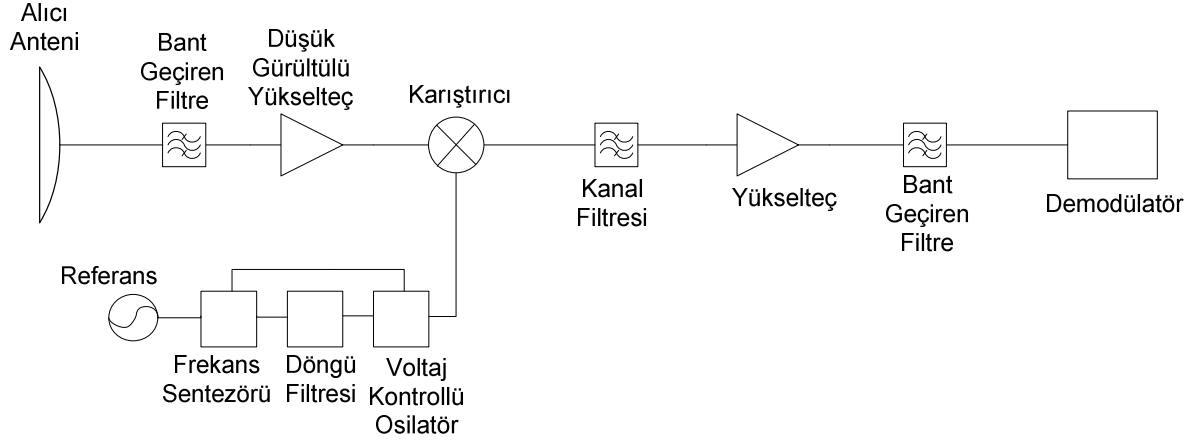
Şekil 2.1 Haberleşme Linki

Şekil 2.1’de yer terminali A ve yer terminali B dünya üzerinde farklı noktalarda uyduya sinyal gönderip uydudan sinyal alarak birbirleriyle haberleşmektedir. F_{y1} ve F_{y2} yer terminallerinden uyduya gönderilen yukarı hat sinyallerini, F_{a1} ve F_{a2} ise uydudan yer terminallerine gönderilen aşağı hat sinyallerini göstermektedir.

Haberleşme sistemlerinde alıcı ve verici kısımları vardır. Şekil 2.1’de sinyal F_{y1} ve F_{a2} hattını izlediğinde yer terminali A verici B ise alıcı yer terminali görevi görür. F_{a1} ve F_{y2} hattı izlendiğinde, tam tersi durum söz konusudur.

2.1.1. Alıcıların Genel Özellikleri

AM, FM, analog, sayısal, tek çevrimli, birden çok çevrimli, frekans atık, geniş spektrumlu, frekans atlamalı gibi çeşitleri olan birçok farklı teknoloji ile üretilmiş alıcılar vardır [7]. Alıcıların genel yapısını gösteren devre şeması Şekil 2.2'de görülebilir [5].



Şekil 2.2 Alıcıların genel yapısı

Vericiler sinyali gönderirken sinyali modüle ederek gönderirler. Alıcılar modüle edilmiş sinyali (taşıyıcı sinyal) antenden alırlar. Taşıyıcı sinyali yerel osilatör yardımıyla daha düşük frekansta olan temelbant frekanslarına indirirler ve sinyalin içindeki bilgi bu şekilde demodülatör ile alınır. Şekil 2.2'de kullanılan malzemelerin genel özellikleri Bölüm 2.2'de haberleşme sistemlerinde kullanılan birimler başlığı altında anlatılacaktır.

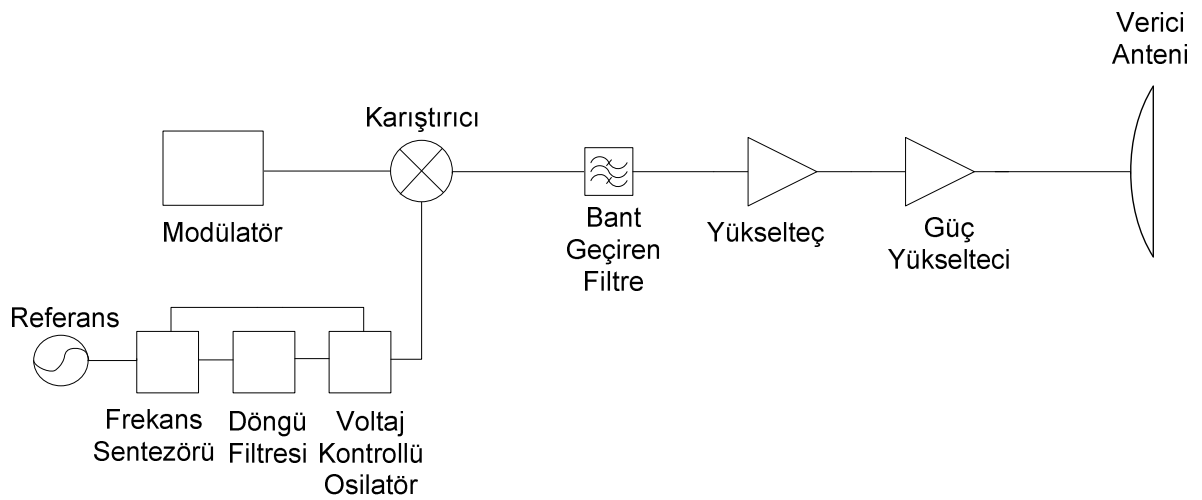
Alıcının performansını belirleyen bazı etkenler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- **Hassasiyet:** Alıcılar çok düşük güç seviyesindeki sinyalleri doğru bir şekilde alma yeteneğine sahip olmalıdır. Bu gereklilik analog alıcılarda sinyal gürültü oranı ile (SNR), sayısal alıcılarda ise bir hata oranı ile (BER) belirlenir.
- **Seçicilik:** Alıcının seçiciliği yan kanallardaki istenmeyen sinyallerin sönmülendirilmesi ile belirlenir. Sönmülendirme gereksinimini azaltmak için çoğu haberleşme sisteminde aynı hızla içerisinde iki komşu kanalda bilgi taşınmaz.
- **Spur sinyallerini engelleme:** Bu gereksinimdeki başarı vericinin gönderdiği frekanstan farklı herhangi frekansta gelen sinyallerin sönmülendirilmesi ile belirlenir. Filtrelerin doğru seçimi ile bu gereksinim sağlanmaya çalışılır.
- **İntermodulasyon sinyallerine dayanıklılık:** Alıcılar kendi içlerinde intermodulasyon sinyalleri yaratırlar. Bu sinyallerin düşük olması alıcı sisteminin başarısını artırır.

- Frekans kararlılığı: Alıcılarda yerel osilatörün frekans kararlılığı ve faz gürültüsü, sinyalin frekansında herhangi bir kayma olmaması için ve sinyalin gürültü oranını arttırmamak için özen gösterilmesi gereken konulardır.
- Radyasyon yayılımı: Yerel osilatörlerin kaçakları karıştırıcıdan geçerek antenden ortama yayılabilir. Bu radyasyon enterferanslara neden olabilir. Alıcıda yerel osilatör kaçaklarının en düşük seviyeye indirilmesi gerekir [5].

2.1.2. Vericilerin Genel Özellikleri

Vericiler modüle edilmiş bir sinyal oluşturarak antene gönderirler. Vericilerin genel yapısını gösteren devre şeması Şekil 2.3'teki gibidir [5,8].



Şekil 2.3 Vericilerin genel yapısı

Vericiler modülasyon ile sinyali modüle ederler, yani sinyale bilgi yüklerler. Modüle edilmiş sinyali yerel osilatörler ile yüksek frekanslara çıkardıktan sonra sinyalin gücünü yükselterek antene gönderirler. Verici sisteminin vermesi gereken sinyalden farklı olarak vericiden herhangi bir sinyal üretilmemesi gerekir [9].

Vericilerin alıcılar ile birleştirilerek kullanıldığı durumlar vardır. Bu durumlarda antene bağlanmak için bir ayırıcı filtre, döndürgeç ya da anahtar kullanılabilir. Verici ve alıcıların birlikte kullanıldıkları konfigürasyon alıcı-verici olarak adlandırılır [5]. Şekil 2.3'te kullanılan malzemelerin genel özellikleri Bölüm 2.2'de haberleşme sistemlerinde kullanılan birimler başlığı altında anlatılacaktır.

Vericinin performansını belirleyen bazı etkenler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Çıkış gücü: Vericinin çıkış gücünün modülasyona ve mesafeye göre yeterli seviyede olması gerekmektedir. Çıkış gücünü yüksek tutmak için vericilerde güç yükselteçleri kullanılmaktadır.
- Verimlilik: Vericinin DC den RF'e çevrim verimliliğinin yüksek olması gerekmektedir. Yani vericide RF gücün artmasının DC olarak çekilen güce oranının yüksek olması gerekmektedir.
- Gürültü: Verici çıkışındaki sinyalin temizliği açısından yerel osilatörlerin yarattığı gürültünün (faz gürültüsü) ya da nicemeleme gürültüsünün düşük olması gerekmektedir.
- Sahte sinyaller: Verici çıkışında gönderilmesi gereken frekanstan farklı frekanslarda sinyal çıkışı olmaması gerekir. Bu sinyallerin antene gönderilmeden önce filtrelenerek çok düşük seviyelere çekilmesi gerekir [5,10].

2.2. Haberleşme Sistemlerinde Kullanılan Birimler

Bütün haberleşme sistemlerinin ortak olarak kullandığı temel birimler vardır. Antenler, filtreler, yükselteçler, osilatörler, karıştırıcılar, modülatör ve demodülatörler bu temel birimlerden bazılarıdır. Bu birimlerin özellikleri haberleşme sisteminin çeşidine, haberleşme yapılacak ortama, mesafeye vb. özelliklere göre farklılıklar gösterir. Haberleşme sistemlerini oluşturan birimlerin genel özellikleri aşağıdaki gibidir:

2.2.1. Antenler

Antenler alıcı biriminin sinyali aldığı birim, vericinin ise sinyali gönderdiği birimdir. Alıcı için antenlerin görevi taşıyıcı sinyali alıcı sistemine en yüksek güç ile almaktır. Verici için antenlerin görevi ise taşıyıcı sinyali gönderilecek noktaya doğru en yüksek güç ile göndermektir. Hem alıcı hem verici sistemlerinde antenler boş uzaydaki dalgalar ile alıcı-verici sistemi üzerindeki dalgalar arasında geçiş yapılmasını sağlayan birimlerdir. Antenlerin sistem gereksinimlerine göre kullanılacak dizi antenler, reflektör antenler, horn antenler, spiral antenler, slot antenler gibi birçok çeşitleri vardır. Genellikle alıcı-verici yapılarında aynı anten bir anahtarlama yapısı ile hem alıcı anteni, hem de verici anteni olarak kullanılır. Alıcı ve verici antenleri olarak iki farklı anten yapısı kullanılan uygulamalar da mevcuttur. Bu gibi uygulamalarda verici sisteminde yüksek güçte sinyal çıkışı olması ve alıcı girişine düşük güçte sinyal gelmesinden dolayı iki anten arasındaki yalıtımın yüksek tutulması gerekmektedir [11,12].

2.2.2. Filtreler

Filtreler ihtiyaca göre bazı frekansları geçirir, bazı frekansların sönümlenmesini sağlarlar. Filtrelerin geçirme özelliklerine göre alçak geçiren filtre (LPF), yüksek geçiren filtre (HPF), bant geçiren filtre (BPF), bant durduran filtre (BRF), notch filtre gibi çeşitleri vardır. Filtrelerin üretim teknolojilerine göre iletim hattı filtreler, dalga kılavuzu filtreler, konektörize filtreler, baskı devre kartı yüzeyine monte edilebilen filtreler gibi birçok çeşidi vardır. Genellikle karıştırıcılardan sonra istenilen frekansa göre alçak geçiren veya yüksek geçiren filtreler kullanılır. Vericide taşıyıcı sinyalin harmoniklerini bastırmak amacıyla bant geçiren filtreler kullanılır. Alıcıda taşıyıcı kanalların seçildiği kısımlarda bant geçiren filtrenin özel bir versiyonu olan yüzey akustik dalga (SAW) filtreler kullanılır. Özellikle alıcı devrelerinin başarısı alıcı devrelerindeki filtrelerin başarısı ile doğru orantılıdır [12,13,14].

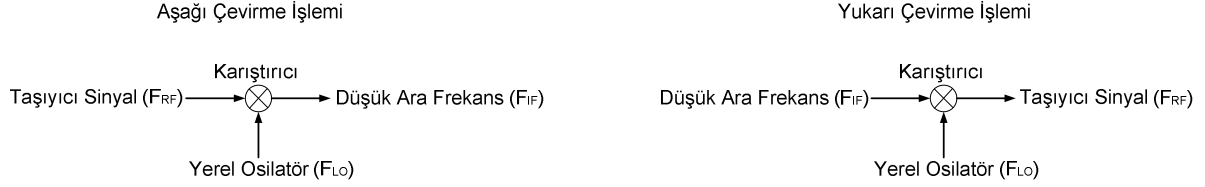
2.2.3. Yükselteçler

Yükselteçler sinyallerin gücünü yükseltirler. Yükselteçlerin üretim teknolojilerine göre dalga kılavuzu yükselteçler, konektörize yükselteçler, baskı devre kartı yüzeyine monte edilebilen yükselteçler gibi çeşitleri vardır. Alıcı ve verici tarafında kullanılmalarına göre yükselteçlerin çeşitleri değişebilir. Örneğin alıcı tarafında antenden hemen sonra kullanılan yükselteçler sistemin gürültü figürüne direk etki ettikleri için, alıcı girişlerinde düşük gürültülü yükselteçler (LNA) kullanılır. Bu yükselteçlerin kazançlarının yüksek ve gürültü figürlerinin düşük olması gerekir. Diğer taraftan verici tarafında antenden hemen önce kullanılan yükselteçlerin doyuma girmeden yüksek seviyede güç çıkışı sağlamaları gerekir. Bu nedenle vericinin çıkışındaki yükselteçlerin güç yükseltici (PA) olması tercih edilir. Bunların dışında yükselteçlerin bir sonraki birimde bozulmaya sebep olmamaları için birbiri ardına takılabilir olması önemlidir. Yükselteçlerin birbiri ardına takılabilir olması, yükselteçlerin en yüksek sinyal çıkış gücünün en yüksek sinyal giriş gücünden daha düşük olmasıdır [12,15].

2.2.4. Karıştırıcılar

Karıştırıcılar alıcı sistemlerindeki alınan sinyalin ve verici sistemlerindeki gönderilen sinyalin istenilen frekansa kaydırılmasını sağlarlar. Alıcılarda yerel osilatör (LO) ve yüksek frekanslı sinyal (alıcıya gelen taşıyıcı sinyal (RF)) karıştırıcıya girdi olarak verilerek sinyalin daha düşük ara frekansa (IF) indirilmesi sağlanır. Bu işleme aşağı çevirme işlemi denir. Vericide ise temelbanttan gelen düşük ara frekanstaki sinyal (IF) ve

yerel osilatör (LO) karıştırıcıya girdi olarak verilerek sinyalin fark veya toplam frekans olarak daha yüksek frekansa (RF) çıkarılması sağlanır. Bu işleme yukarı çevirme işlemi denir. Karıştırıcıların alıcı ve verici devrelerinde kullanımını gösteren grafik Şekil 2.4'te görülebilir.

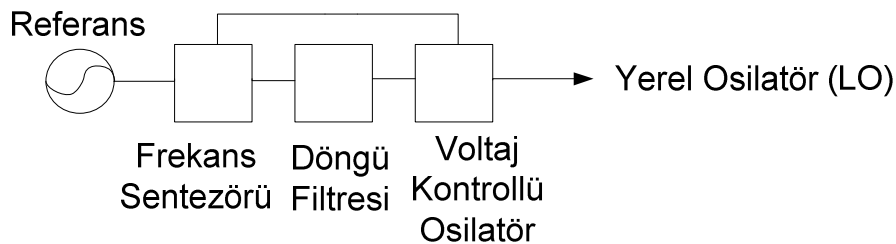


Şekil 2.4 Karıştırıcıların Alıcı ve Verici Devrelerinde Kullanımı

Karıştırıcıların çıkış sinyal güçleri giriş sinyal güçlerinden daha düşüktür. Bu aradaki farka çevrim kaybı denir. Karıştırıcıların çift yan bant karıştırıcılar (DSB), tek yan bant karıştırıcılar gibi (SSB) çeşitleri vardır. Karıştırıcıya girdi olarak verilen sinyallerin frekanslarının hem toplamının hem de farkının çıkışta görüldüğü karıştırıcılara çift yan bant karıştırıcı denir. Karıştırıcıya girdi olarak verilen sinyallerin frekanslarının toplamının ya da farkının çıkışta görüldüğü, diğer frekansın karıştırıcı içerisinde sönmüldürildiği karıştırıcılara ise tek yan bant karıştırıcı denir [14,16].

2.2.5. Yerel Osilatörler

Yerel osilatörler (LO) belirli bir frekansta sinyal üretirler. Yerel osilatörler karıştırıcılara temel sinyali sağlayarak yüksek frekanstaki bir RF sinyalini istenilen düşük bir frekansa indirmek ya da düşük frekanstaki bir sinyali daha yüksek bir frekansa çıkarmak için kullanılırlar. Yerel osilatörler genellikle voltaj kontrollü osilatörler (VKO), frekans sentezörleri ve döngü filtresinden oluşur. Voltaj kontrollü osilatörler bir frekans bant aralığında sinyal üretirler. Bu bant içindeki sinyali haberleşme hattı için gerekli frekansa kilitleme işlemi frekans sentezörü ve döngü filtresi tarafından sağlanır. Şekil 2.5'te örnek bir yerel osilatörün blok şeması görülebilir:

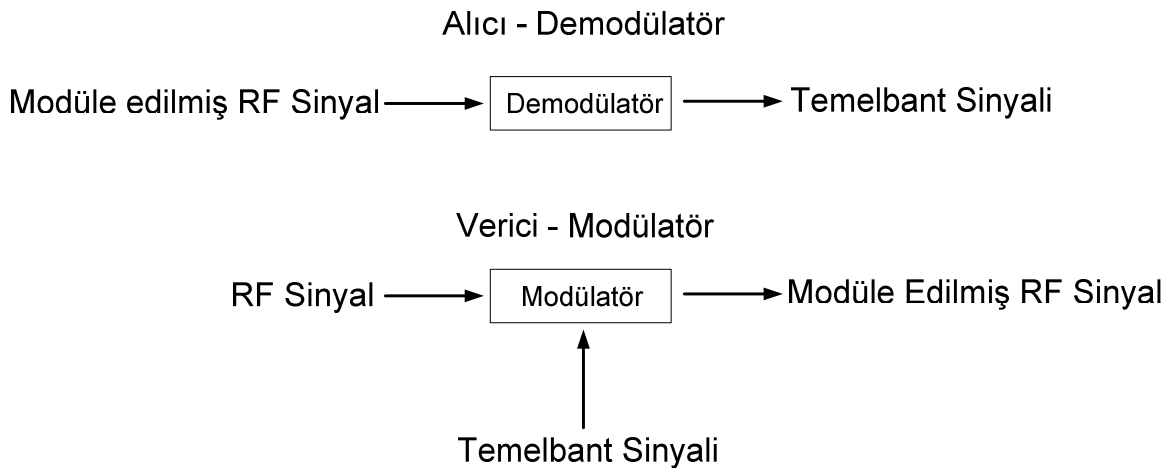


Şekil 2.5 Yerel Osilatör Blok Şeması

Şekil 2.5'te görüldüğü gibi frekans sentezörüne referans olarak bir sinyal verilir. Sentezör bu sinyali referans alarak voltaj kontrollü osilatörün ayar hattına, osilatörü istenilen frekansa getirecek sinyal yollar. Voltaj kontrollü osilatör ile frekans sentezörü arasında döngü filtresi vardır. Bu filtre sistemde kapalı döngü geri besleme sistemi oluşturur. Bu geribesleme sistemi sayesinde frekans sentezörünün voltaj kontrollü osilatöre gönderdiği sinyale göre voltaj kontrollü osilatör istenilen frekansa kilitlenir. Bu filtrenin döngü bantgenişliği ne kadar geniş olursa sistem o kadar hızlı kilitlenir, faz gürültüsü o kadar yüksek olur ve dış etkilere karşı o kadar korunaklı olur. Döngü bant genişliği ne kadar dar olursa da sistem o kadar yavaş kilitlenir, faz gürültüsü o kadar düşük olur ve dış etkilere karşı o kadar korunaksız olur (yani sisteme dışarıdan gelen sistemi bozabilecek sarsıntı, sıcaklık değişimi gibi durumlarda kilitlenme sorunları olabilir). Kilitlenen sinyalin faz gürültüsünün yüksek olması alıcı sisteminde sembol hatalarının yaşanmasına neden olur. Dolayısı ile kilitlenen sinyalde faz gürültüsünün düşük olması sistemin başarısını gösterir [13,14].

2.2.6. Modülatörler - Demodülatörler

Modülatörler vericilerde, demodülatörler ise alıcılarda kullanılır. Modülatörler RF sinyalini modüle ederek bilgi içeren temelbant sinyalini RF sinyaline entegre ederler. Alıcılarda ise modüle edilmiş sinyal alındıktan sonra işlenmesi için RF sinyalinden ayrılıp temelbant frekanslarına indirilmelidir. Demodülatör modüle edilmiş sinyalin RF sinyalinden kurtulup temelbant frekansına indirilme işlemini yapar. Modülatör ve demodülatörlerin alıcı ve verici devrelerinde kullanımını gösteren grafik Şekil 2.6'da görülebilir [9,17].



Şekil 2.6 Modülatör ve demodülatörlerin alıcı ve verici devrelerinde kullanımı

3. OSİLATÖRLER ve FAZ GÜRÜLTÜSÜ

Bu bölümde voltaj kontrollü osilatörler ve faz gürültüsü daha detaylı şekilde incelenmiştir. Osilatörlerdeki Barkhausen Kriterleri üzerinde durulmuş ve bazı önemli osilatör yapıları verilmiştir. Ayrıca faz gürültüsünün tanımı, hesaplamaları, sisteme etkileri, faz gürültüsünü arttıran etkenler ve faz gürültüsünü azaltmak için yapılması gerekenler verilmiştir.

3.1. Osilatörler

Osilatörler teorik olarak kusursuz sinüsoidal dalga veren cihazlardır. İdeal bir sinüsoidal dalga aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [18,19].

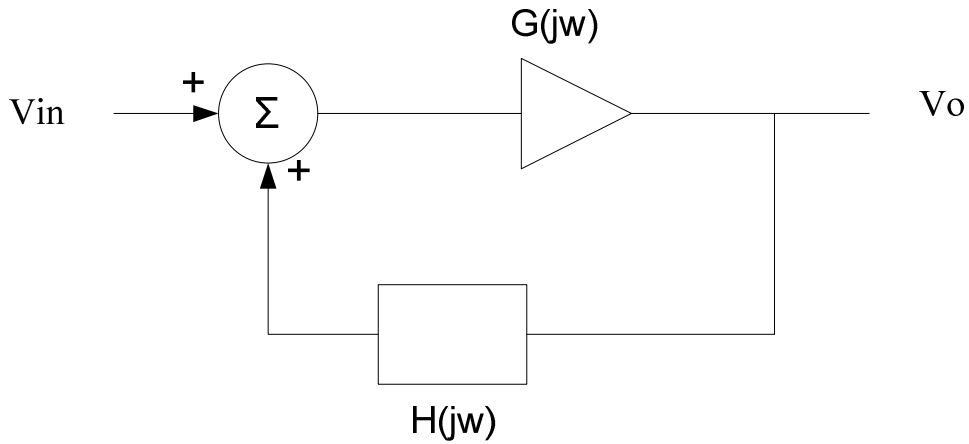
$$V(t) = V_o \sin(2\pi ft) \quad (3.1)$$

Fakat gerek sinyalin genliğinde meydana gelebilecek bozulmalar gerekse fazında meydana gelebilecek bozulmalardan dolayı pratikte bir sinüsoidal dalga üreten osilatörün çıkışı aşağıdaki şekilde ifade edilir [4].

$$V(t) = V_o (1 + A(t)) \sin(2\pi ft + q(t)) \quad (3.2)$$

$A(t)$ sinyalin genliğinde meydana gelebilecek bozulmaları, $q(t)$ ise sinyalin fazında meydana gelebilecek bozulmaları ifade eder [18].

Osilatörler kazancı frekansa bağlı olarak değişen bir yükselteç $G(j\omega)$ ve tepkisi frekansa bağlı değişebilen bir geribesleme bloğu ile modellenebilir. Osilatör için gerekli kısımların bulunduğu bir osilatör geribesleme modeli Şekil 3.1'de görülebilir [3].



Şekil 3.1 Osilatör Geribesleme Modeli

Şekil 3.1'deki modele göre çıkış voltajı aşağıdaki hesap ile bulunur.

$$V_o = (V_{in} + V_o H(j\omega)) G(j\omega) \quad (3.3)$$

$$V_o = \frac{V_{in} G(j\omega)}{1 - G(j\omega)H(j\omega)} \quad (3.4)$$

Bir osilatörde osilasyonun oluşabilmesi için herhangi bir V_{in} değeri uygulanmadığında V_o değerinin 0 olmaması gerekir. Bu durumun oluşabilmesi için Eş. (3.4)'te ya yükselteçin kazancının $G(j\omega)$ sonsuz olması (ki bu mümkün değildir) ya da $1 - G(j\omega)H(j\omega)$ ifadesinin sıfıra eşit olması gerekir.

$$1 - G(j\omega)H(j\omega) = 0 \quad (3.5)$$

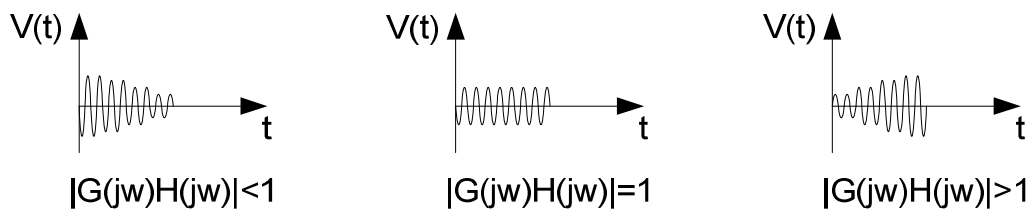
$$G(j\omega_0)H(j\omega_0) = 1, \quad (3.6)$$

$$|G(j\omega_0)H(j\omega_0)| = 1, \quad \arg(G(j\omega_0)H(j\omega_0)) = \pm 2n\pi, n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.7 \text{ a-b})$$

olmalıdır. Yani osilasyonun başlayabilmesi için döngü kazancının mutlak değerinin bire eşit olması, aynı zamanda açısının da $\pm 2n\pi$, $n=0,1,2,\dots$ olması gereklidir. Eş. (3.7a) ve Eş. (3.7b) kriterleri Barkhausen Kriterleri olarak bilinir [3,20].

Barkhausen Kriterleri'nin osilatör tarafından sağlanması, iki eşlenik kutbun imajiner eksen üzerinde yer alması demektir. Fakat döngü kazancının doğrusal olmayan doğası gereği kutuplar tam olarak imajiner eksen üzerinde değildir. Doğrusal olmayan etkiler osilatörün kutuplarının yerlerini değiştirebilir. Kutupların buldukları yeri değiştirmeleri osilasyonun genliğinde azalma ya da artmaya sebep olabilir.

Osilasyonun başlaması için osilatörün iki kompleks eşlenik kutbunun sağ-yarım düzlemde olması gerekmektedir. İki kompleks eşlenik kutup sağ-yarım düzlemde iken devredeki termal titreşimlerden kaynaklanan gürültü voltajından dolayı çıkış genliğinde artma meydana gelir. Bu artma kutupların biraz daha sağ tarafa kaymalarına neden olur. Osilasyonun genliği arttıkça transistörün genlik-kısıcıcı yeteneği sayesinde kutuplar imajiner eksene doğru yönelir. Kutuplar imajiner eksene yaklaştıkça osilasyonun genliği azalır ve durgun-durumda bir frekansta kutuplar imajiner eksenin üzerinde kalırlar. Bu frekans voltaj kontrollü osilatörün osilasyon frekansıdır [3,20]. Şekil 3.2'de döngü kazancına göre osilasyonun genliğindeki değişimler gösterilmiştir [20,21].



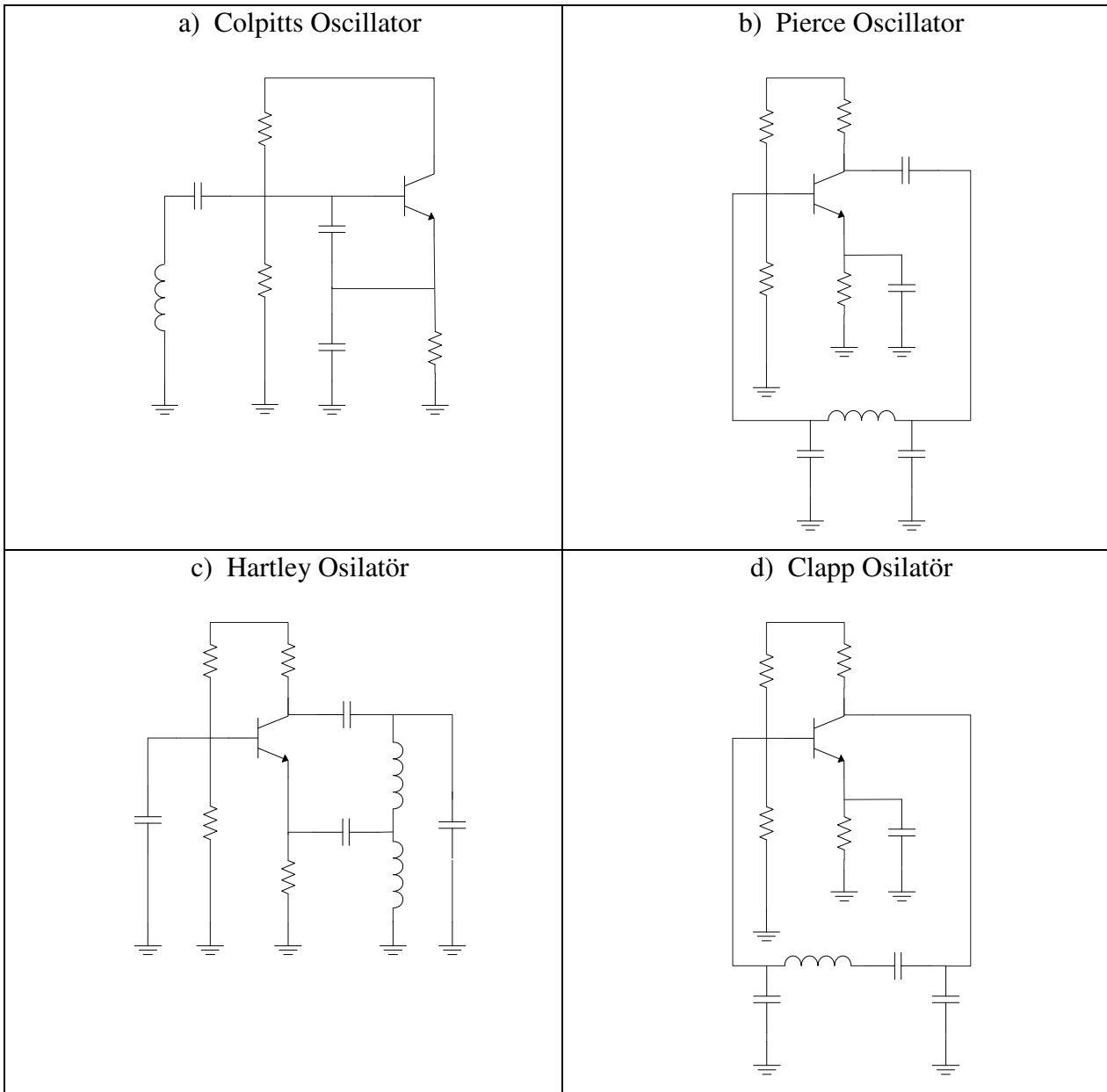
Şekil 3.2 Döngü kazancına göre osilasyon genliğindeki değişimler

Osilasyonun tam olarak hangi frekansta olacağı osilatör devresindeki doğrusal olmayan etkiler ile belirlenirken, osilasyonun başlayıp başlamayacağı Nyquist Test ile belirlenir.

Nyquist Test detaylı bir şekilde Bölüm 4.2.2 Osilatör Tasarımı, Hesaplamalar ve Simülasyonlar bölümünde verilmiştir.

3.2. Osilatör Yapıları

Birçok osilatör yapısı içerisinde önemli olan ve en sık kullanılan bazı yapılar Şekil 3.3'te gösterilmiştir. Osilatörler farklı tipte transistörlerden (JFET, BJT, MOSFET vb.) yapılabilmektedir. Şekil 3.3'te gösterilen osilatör şematikleri çift kutuplu bağlantı transistörleri (BJT) kullanılarak üretilen şematiklerdir [3].



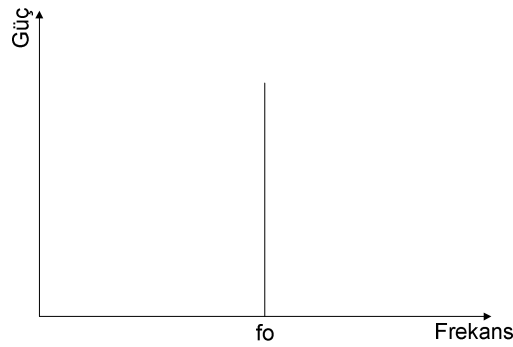
Şekil 3.3 Osilatör Yapıları

Osilatör yapılarında çok küçük pasif eleman değişiklikleri ya da yer değişiklikleri yapılarak yukarıdaki osilatör yapıları birbirlerine dönüştürülebilir. Genellikle rezonatörler

osilatör yapısının hangi çeşit yapı olduğunu belirler [18]. Şekil 3.3'teki yapılara da bakıldığında negatif rezistans yaratacak pasif eleman yerleşiminin farklı olduğu ve rezonatör yapılarının farklı olduğu görülür. Örneğin Colpitts yapısı için kapasitif voltaj bölücü yapısı kullanılıp indüktör eklenerek osilasyon başlatılırken, Hartley yapısında kapasitif bölücü yerine indüktif bölücü kullanılmıştır.

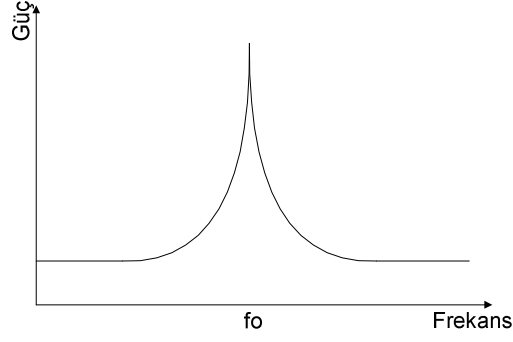
3.3. Faz Gürültüsü

Teorik olarak osilatörlerin çıkışlarında kusursuz bir sinüsoidal sinyal üretmeleri beklenir fakat pratikte osilatörlerde sinyalin kusursuzluğunu bozan etkenler vardır. Bir sinüsoidal sinyalin frekans spektrumundaki görüntüsü Şekil 3.4'teki gibidir [5].



Şekil 3.4 Kusursuz Bir Sinüsoidal Dalganın Frekans Spektrumundaki Görüntüsü

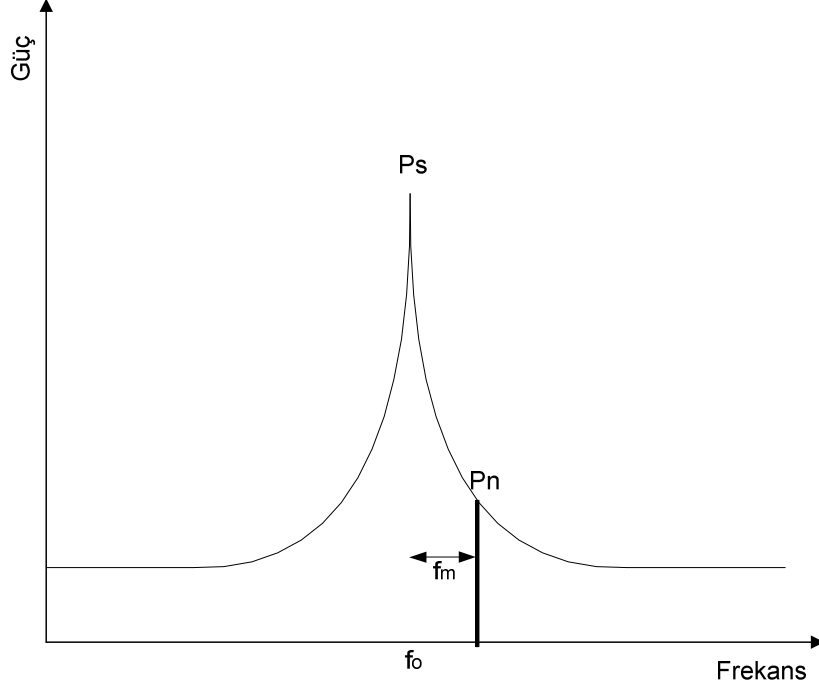
Bu sinüsoidal sinyale sinyalin kusursuzluğunu bozan etkenlerin etkisi eklendikten sonra, sinyal frekans spektrumunda Şekil 3.5'teki gibi görünür.



Şekil 3.5 Osilatör Çıkışındaki Sinüsoidal Sinyalin Frekans Spektrumundaki Görüntüsü

Bir sinüsoidal sinyalin kusursuzluğunu bozan etkenler sonucu sinyalin genliği ve fazında küçük dalgalanmalar görülür. Osilatörler doğaları gereği genlik kısıtlayıcı özelliğe sahip olduklarından dolayı sinyalin genliğinde meydana gelen küçük dalgalanmalar sönümlenir, sinyalin fazındaki dalgalanmalar osilatörün gürültüsünde belirleyici etken olur [3]. Osilatör çıkış sinyalinde genlik gürültüsünün etkisi faz gürültüsünün etkisinin yanında ihmal edilecek seviyededir. Dolayısı ile ilgilenilecek olan gürültü faz gürültüsüdür. Şekil 3.5'te f_0 frekansındaki sinyale taşıyıcı sinyal, etrafındaki gürültüye ise faz gürültüsünün spektral yoğunluğu denir. Gürültünün taşıyıcı sinyale göre sağ ya da sol tarafında kalan kısmına ise tek yan bant faz gürültüsü denir [3]. Tek yan bant faz gürültüsü, Şekil 3.5'te de görüleceği gibi spektral yoğunluğun yarısıdır.

Faz gürültüsü frekans spektrumunda taşıyıcı sinyalden belirli bir frekans uzaklıktaki 1 Hz bant genişliği içinde ölçülen gürültü gücünün, üretilen sinyalin gücüne oranı olarak tanımlanabilir. Dolayısı ile faz gürültüsünün birimi dBc/Hz'dir [3].



Şekil 3.6 Faz Gürültüsü

Faz gürültüsü Şekil 3.6'da [4,19] gösterildiği gibi f_o frekansına f_m kadar uzaklıktaki 1 Hz bant genişlikli gürültü gücünün, f_o frekansındaki sinyalin gücüne oranıdır [4,20].

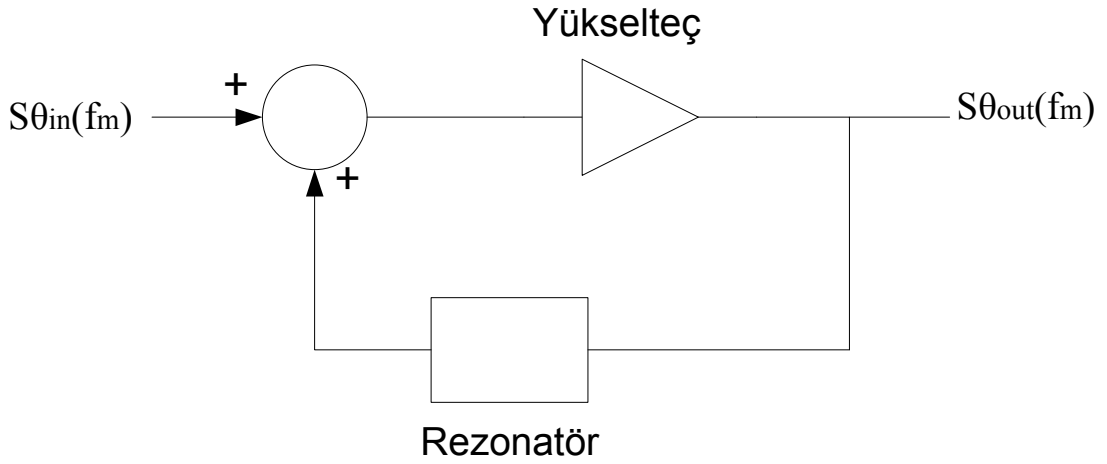
$$L(f_m) = \frac{P_{n_{f_o+f_m}}}{P_{s_{f_o}}} \quad (3.8)$$

Eş. (3.8)'de $P_{s_{f_o}}$ taşıyıcı sinyalin gücünü, $P_{n_{f_o+f_m}}$ ise taşıyıcı sinyalden f_m kadar uzaklıkta 1 Hz bant içerisindeki toplam gürültü gücünü göstermektedir [3].

Faz gürültüsü, bir sinyalin kısa dönemli rastgele frekans dalgalanmasının bir ölçütüdür [20]. Bir sinyalin frekansı fazının türevi olduğu için, aynı zamanda sinyalin fazındaki dalgalanmanın ölçütü olarak da ifade edilebilir.

3.3.1. Faz Gürültüsünün Hesaplanması

Faz gürültüsünün hesabında en yaygın olarak kullanılan model Leeson Modeli'dir. Leeson Modeli'ne göre bir osilatör Şekil 3.7'deki gibi modellenenir [20].



Şekil 3.7 Leeson Modeli'ne göre bir Osilatör Modeli

Şekil 3.7'deki bantgeçiren rezonatörün transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir [20]:

$$H(\omega_m) = \frac{1}{1 + j(2Q_L \omega_m / \omega_o)} \quad (3.9)$$

Eş. (3.9) 'da Q_L :yüklenmiş kalite faktörü (Loaded Q), ω_o : taşıyıcı frekansı, ω_m : merkez frekansa olan uzaklıktır. Burada $\frac{\omega_o}{2Q_L} = BW/2$ 'dir. (BW : rezonatörün bant genişliği)

Eş. (3.4) faz gürültüsü için uygulanırsa, eşitlikte $H(\omega_m)$ yerine koyulur ve faz gürültüsünün herhangi bir zayıflamaya uğramadan rezonatöre geçtiği varsayılırsa faz geribesleme döngüsünün kapalı döngü tepkisi aşağıdaki gibi ifade edilir [20].

$$\Delta\theta_{out}(f_m) = \left(1 + \frac{\omega_o}{j(2Q_L \omega_m)}\right) \Delta\theta_{in}(f_m) \quad (3.10)$$

Eş. (3.10)'da $\Delta\theta_{out}$ devrenin çıkış fazında meydana gelen değişiklikler, $\Delta\theta_{in}$ ise devrenin giriş fazında meydana gelen değişikliklerdir. Faz spektral yoğunluğu ise aşağıdaki gibi ifade edilir [20].

$$S\theta_{out}(f_m) = \left(1 + \frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_o}{2Q_L}\right)^2\right) S\theta_{in}(f_m) \quad (3.11)$$

Eş. (3.11) faz spektral yoğunluğunu gösterdiğine göre, tek yan bant faz gürültüsü aşağıdaki gibi olur [20].

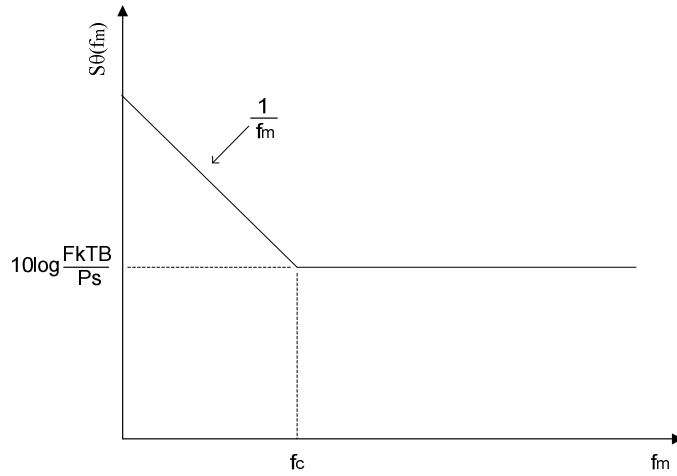
$$L(f_m) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_o}{2Q_L}\right)^2\right) S\theta_{in}(f_m) \quad (3.12)$$

Eş. (3.11)'de kullanılan faz gürültüsünün spektral yoğunluğunun ($S_{\theta_{in}}(f_m)$) formülü aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$S_{\theta_{in}}(f_m) = \Delta\theta^2 = \frac{FkTB}{P_s} \left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right) \quad (3.13)$$

Eş. (3.13)'te **F** : yükseltecin gürültü faktörü, **k** : Boltzmann sabiti, **T** : sıcaklık, **B** : bant genişliği, **P_s** : osilatör çıkışındaki ortalama güç, **f_c** : transistörün flicker noktasıdır [3,20].

Osilatör tasarımlarında kullanılan transistörlerin gürültü tabanı taşıyıcı sinyalden belirli bir frekans uzaklıkta oluşur. Bu frekansa kadar gürültü tabanından daha yüksek bir gürültü mevcuttur. Bu frekansa 1/f noktası, flicker noktası ya da köşe frekansı (**f_c**) denir. Rezonatörün kalite faktörüne, transistör seçimine ve tasarımın yapısına göre osilatör tasarımlarında faz gürültüsünün kırılma noktaları olarak 1/f noktası yerine 1/f² ve 1/f³ noktaları görülebilir. Bir transistörün faz gürültüsü spektrumunun örnek gösterimi Şekil 3.8'de görülebilir [3].



Şekil 3.8 Bir Transistörün Faz Gürültüsü Spektrumu

Eş. (3.13) Eş. (3.12)'nin içinde yerine koyulursa Leeson modeli'ne göre toplam tek yan bant faz gürültüsü aşağıdaki gibi olur [20].

$$L(f_m) = \frac{1}{2} \frac{FkTB}{P_s} \left(1 + \frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_o}{2Q_L}\right)^2\right) \left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right) \quad (3.14)$$

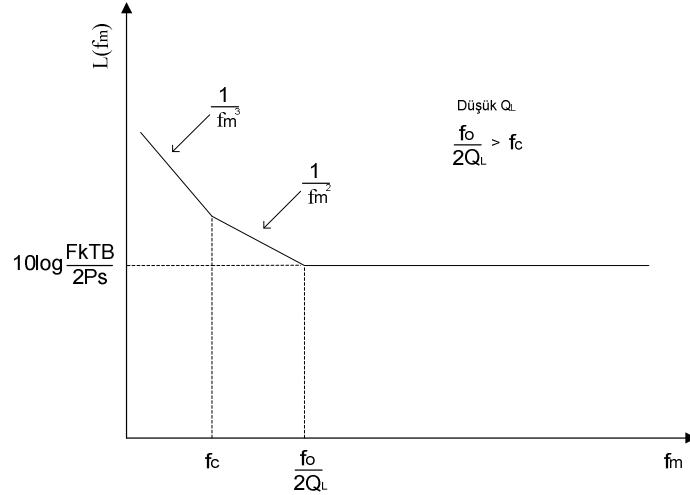
Eş. (3.14)'te faz gürültüsüne etkisi olan faktörler aşağıdaki gibidir [3,22];

$\left(\frac{F_{kTB}}{P_s}\right)$ terimi gürültü tabanının faz gürültüsüne etkisidir (termal gürültüden kaynaklanan her bir 1 Hz içerisindeki faz düzensizliklerinin etkisi olarak ta ifade edilebilir),

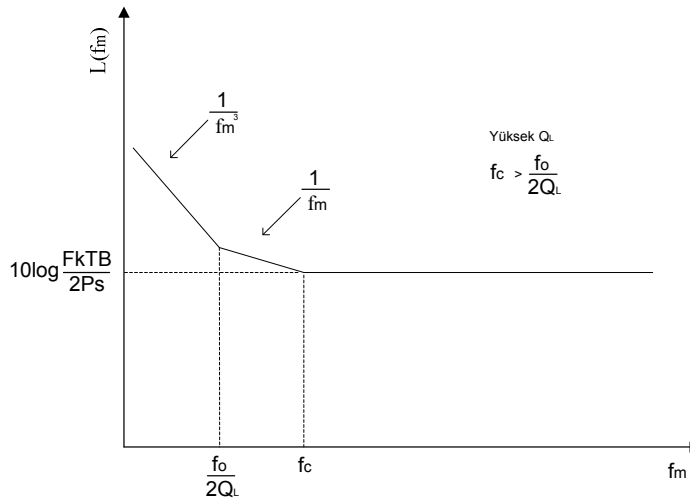
$\left(\frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_0}{2Q_L}\right)^2\right)$ terimi rezonatör kalite faktörünün faz gürültüsüne etkisidir,

$\left(1 + \frac{f_c}{f_m}\right)$ terimi transistörün flicker noktasının faz gürültüsüne etkisidir.

Eş. (3.12) Şekil 3.7'deki yükselteçin çıkışındaki faz gürültüsünü tanımlar. Transistörün köşe frekansı (f_c) ile, merkez frekansının yüklenmiş kalite faktörünün iki katına bölümü ($\frac{f_0}{2Q_L}$) arasındaki bağlantıya göre faz gürültüsü modelleri değişmektedir. Sözedilen bağlantıya göre osilatörlerin faz gürültüsünü gösteren grafikler Şekil 3.9 ve 3.10'da görülebilir [3].



Şekil 3.9 Düşük Q_L , Düşük f_c Durumundaki Faz Gürültüsü Spektrumu



Şekil 3.10 Yüksek Q_L , Yüksek f_c Durumundaki Faz Gürültüsü Spektrumu

$\frac{f_0}{2Q_L}$ ifadesi $BW = \frac{f_0}{Q_L}$ eşitliği düşünüldüğünde, rezonatörün oransal bant genişliğinin yarısına karşı gelmektedir. Eğer f_c değeri $\frac{f_0}{2Q_L}$ değerinden küçük ise (bu durum düşük Q_L değerine karşı gelir) spektral faz gürültüsü rezonatörün kalite faktöründen etkilenmemektedir fakat spektral yoğunluk taşıyıcı sinyale yakın frekanslarda $1/f^3$ ve $1/f^2$ değerlerine bağlı hale gelir. Rezonatörün Q değeri yüksek ise faz gürültüsünde kırılma noktaları olarak $1/f^3$ ve $1/f$ değerlerine bağlılık taşıyıcı sinyale yakın frekanslarda görülebilir [20].

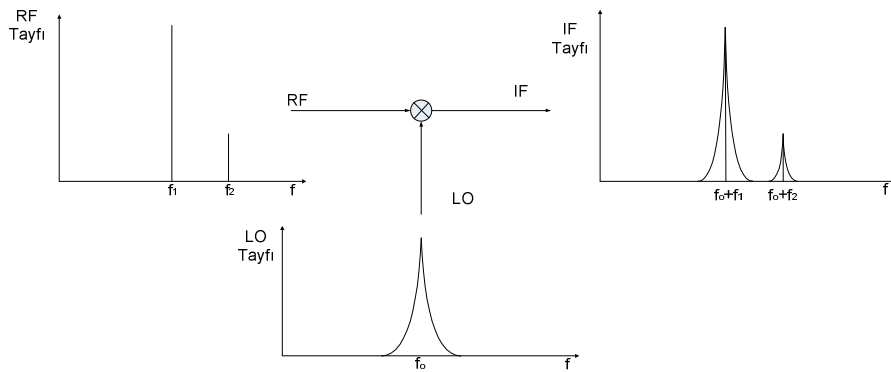
3.3.2. Faz Gürültüsünü Arttıran Etkenler

Leeson modeline göre toplam tek yan bant faz gürültüsü Eş. (3.14)'te gösterilmiştir. Bu eşitliğe göre termal gürültü tabanının yüksek olması, taşıyıcının merkez frekansının yüksek olması, rezonatörün yüklenmiş kalite faktörünün düşük olması, transistörün flicker noktasının (f_c) yüksek olması faz gürültüsünü arttıran etkenlerdir. Bu nedenle osilatör tasarımı yapılırken kullanılan malzemelere özellikle dikkat edilmeli, flicker noktası (f_c) düşük transistörler seçilmeli, yüksek kalite faktörlü rezonatörler dizayn edilmeli (rezonatör tasarımında yüksek kalite faktörlü elemanlar kullanılmalı), taşıyıcı sinyal gücünün gürültü gücüne oranının maksimuma çıkarılması sağlanmalıdır. Bunların dışında güç kaynaklarının kapasitörler ile toprağa bağlanması, tüm tasarımdaki hatların özellikle rezonatörün ayar kısmındaki hatların mümkün oldukça kısa olması, ekranlanmış olması ve dışarıdan herhangi bir gürültü kaynağından gelebilecek gürültünün rezonatörde anlık modülasyona sebep verip taşıyıcı sinyali bozmaması, düşük gürültülü bir güç kaynağının kullanılması faz gürültüsünün minimize edilmesi için dikkat edilmesi gereken bazı noktalardır [12,19,22,23].

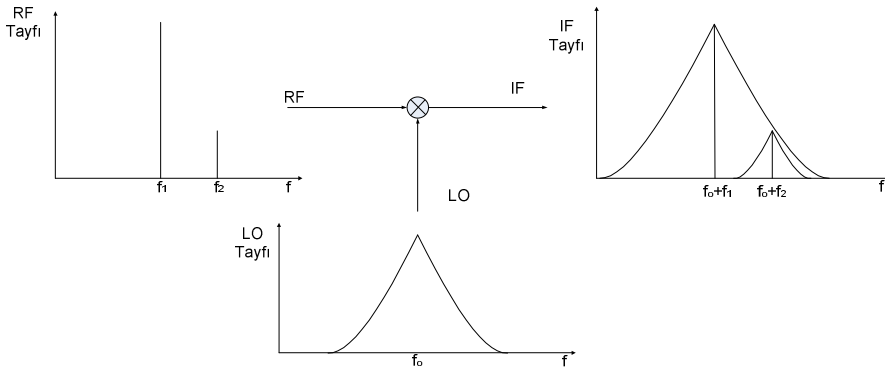
3.3.3. Faz Gürültüsünün Etkileri

Alıcı devrelerinde temelbant birimine verilen sinyalin temizliği ve verici devrelerinde anten birimine verilen sinyalin temizliği, devrelerin yerel osilatörlerinden sağlanan ara frekans (IF) sinyalinin temizliğine bağlıdır. Örneğin alıcı sistemine gelen temiz bir RF sinyali faz gürültüsü yüksek bir yerel osilatör (LO) ile çarpıldığında etkilenmiş bir ara frekans (IF) sinyali oluşur. Bu durum sinyal gürültü oranının (SNR) düşmesine ve bit hata oranının (BER) artmasına neden olur.

Yüksek faz gürültülü yerel osilatörleri olan sistemlerde, taşıyıcı sinyalin frekansına yakın, gücü taşıyıcı sinyalden daha yüksek olan bir bozucu sinyal, alıcının gürültü tabanının yükselmesine neden olur. Başka bir ifade ile frekansı taşıyıcı sinyalin frekansına yakın ve gücü taşıyıcı sinyalden daha yüksek olan bir bozucu sinyal, faz gürültüsü yüksek olan yerel osilatöre sahip bir alıcıya gelirse, karıştırıcıda sadece yerel osilatörün merkez frekansı ile değil, faz gürültüsünün spektral yoğunluğu kadar bir frekans bandı ile de karıştırılır. Bu duruma karşılıklı karıştırma denir. Karşılıklı karıştırmadan dolayı gürültü tabanı yükseldiği için düşük gelen taşıyıcı sinyali kurtarmak zor olur. Karşılıklı karıştırma durumunda faz gürültüsünün etkisi Şekil 3.11 ve Şekil 3.12'de özetlenmiştir [3,24].



Şekil 3.11 Düşük Faz Gürültülü Osilatöre Sahip Alıcı Sistemi

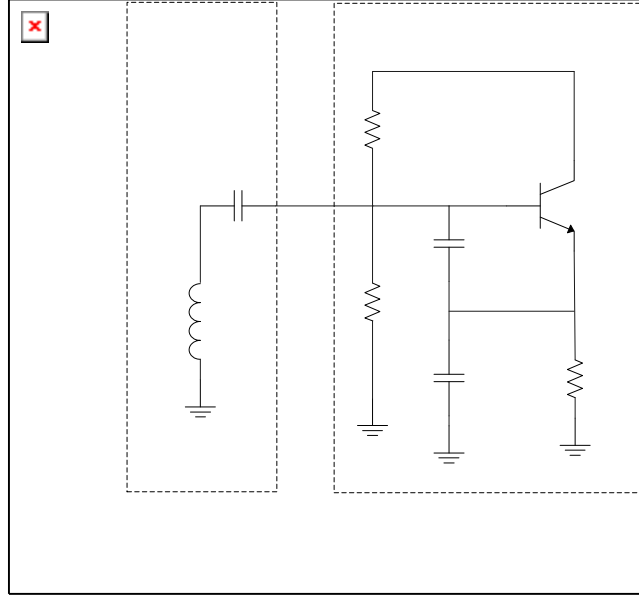


Şekil 3.12 Yüksek Faz Gürültülü Osilatöre Sahip Alıcı Sistemi

Şekil 3.11'de düşük faz gürültülü osilatöre sahip bir alıcı sistemi, Şekil 3.12'de ise yüksek faz gürültülü osilatöre sahip bir alıcı sistemi gösterilmektedir. Taşıyıcı sinyalin f2, bozucu sinyalin ise f1 olduğu düşünülürse, düşük faz gürültülü osilatöre sahip sistemin çıkışında f_0+f_1 ve f_0+f_2 sinyallerinin birbirinden ayrıldığı görülür. Yüksek faz gürültülü osilatöre sahip olan sistemde ise taşıyıcı sinyalin bozucu sinyalin gürültüsü içinde kaldığı görülür. Dolayısı ile osilatörlerin faz gürültüsü değeri, alıcı sistemlerinin istenilen sinyali işleyebilme yeteneğini belirler.

4. VOLTAJ KONTROLLÜ OSİLATÖR TASARIMI

Şekil 4.1'de Colpitts Osilatör yapısının örnek bir blok şeması aktif kısım ve rezonatör olacak şekilde parçalara ayrılarak verilmiştir.



Şekil 4.1 Colpitts Osilatör Blok Şeması

Osilatör tasarımı rezonatör ve aktif kısımdan oluşur. İdeal rezonatörün kayıpsız olması beklenir fakat pratikte rezonatörün kayıpları vardır. Rezonatörün kayıplarını dengelemek için aktif kısımdan görünen empedansın reel kısmının negatif olması gerekir. Rezonatör tarafından görünen ve aktif kısım tarafından görünen empedansların reel kısmının toplamının sıfırdan küçük olduğu olduğu noktada osilasyon başlar. Bu koşulun sağlanması Nyquist Test ile test edilir [3]. Osilasyonun durgun-durumda devam edeceği frekans ise Bölüm 3'te anlatıldığı gibi osilatör tasarımındaki doğrusal olmayan etkiler tarafından belirlenir.

Osilatör tasarımına başlarken transistör, varaktör, pasif eleman ve alttaş gibi malzeme seçimlerine dikkat edilmiştir. Malzeme seçimi ile ilgili kısım Bölüm 4.1'de verilecektir. Şekil 4.1'de rezonatör ile ilgili hesaplama ve simülasyonlar yapılmış daha sonra rezonatör aktif kısım ile entegre edilerek osilasyon için gerekli koşulların sağlanması hesaplamalarla ve simülasyonlar ile test edilmiştir. Bölüm 4.2.1'de rezonatör için yapılan hesaplama ve simülasyonlara yer verilmiştir. Bölüm 4.2.2'de ise aktif kısım ve rezonatör birleştirilerek osilatör tasarım aşamaları hesaplamalar ve simülasyonlar ile adım adım gösterilmiştir. Son olarak baskı devre kartı tasarımı Bölüm 4.3'te verilmiştir.

4.1. Tasarımdaki Malzeme Seçimi

Voltaj kontrollü osilatör tasarımlarında çıkış frekans aralığı, faz gürültüsü, çıkış sinyal gücü, harmoniklerin seviyesi gibi dikkat edilmesi gereken çok sayıda etken vardır. Bu tezde tasarlanacak voltaj kontrollü osilatörün faz gürültüsü diğer kriterlere göre daha önceliklidir. Dolayısıyla osilatör tasarımı sırasında yapılacak tercihler osilatörün faz gürültüsünü en düşük seviyede tutmaya yönelik olacaktır. Bu nedenle seçilecek malzeme önemlidir.

4.1.1. Alttaş Seçimi

Alttaş olarak kullanılacak malzeme seçiminde temel dikkat edilen kriter alttaşın malzemesinin birim mesafedeki kaybıdır. Birim mesafedeki kayıp rezonatördeki kayba da yansıtacağı ve rezonatörün kalite faktörünü düşüreceği için osilatörün faz gürültüsünün artmasına neden olur. Birim mesafedeki kaybı belirleyen parametre kayıp tanjant değeridir. Kayıp tanjant değeri ne kadar düşük olursa iletim hattındaki birim mesafedeki kayıp o kadar az olur. Alttaş seçiminde dikkat edilmesi gereken bir diğer önemli etken de alttaşın bağıl dielektrik katsayısıdır. Alttaşın bağıl dielektrik katsayısının artması mikroşerit yapı düşünüldüğünde hatlar üzerinde daha fazla kapasitansa neden olmaktadır. Dolayısı ile bu parazitik kapasitanslardan etkilenmemek için hatların daha ince yapılması gerekir. Bu durum baskı devre kartı üretimini zorlaştıracaktır. Mikrodalga devrelerinde hatlar ve lehimlerin toprak ile etkileşiminden kaynaklanan kaçak kapasitansın minimum olması hedeflenmektedir. Bu nedenle baskı devre kartının üretilebilirliği açısından da düşünüldüğünde seçilmesi gereken alttaşın bağıl dielektrik katsayısı mümkün oldukça küçük olmalıdır. Alttaş seçimi için piyasadaki farklı firmalardan alttaşlar araştırılmıştır. Araştırılan alttaşların bağıl dielektrik katsayısı ve kayıp tanjant değerleri Tablo 4.1'de görülebilir [25]:

Alttaş Üreticisi	Alttaş Modeli	ϵ_r	$\tan \delta$ (kayıp tanjant)
Taconic	RF-35	3.5 (2 – 10 GHz)	0.0018 (2 GHz)
Taconic	TacSpeed 3200	3.2 (2 – 10 GHz)	0.005 (10 GHz)
Isola	FR408	3.7 (1 GHz)	0.010 (1 GHz)
Isola	IS630	3.2 (2 – 10 GHz)	0.005 (10 GHz)
Arlon	25FR	3.58 (10 GHz)	0.0035 (10 GHz)
Nelco	N4000-13 L	3.7 (2.5 GHz)	0.014 (2.5 GHz)
Nelco	N6000	3.5 (1 GHz)	0.007 (1 GHz)

Rogers	RO4350B	3.48 (10 GHz)	0.0031 (2.5 GHz)
Rogers	Duroid 6002	2.94 (8-40 GHz)	0.0012 (10 GHz)

Tablo 4.1 Çeşitli Altaş Özellikleri

Rogers Duroid 6002 yüksek frekanslı baskı devre kartlarında sıklıkla kullanılan bir altaştır. Bu bilgiler doğrultusunda bağıl dielektrik katsayısı ve birim mesafedeki kaybı en az olan Rogers Duroid 6002 model altaşın kullanılmasına karar verilmiştir.

4.1.2. Transistör Seçimi

Transistör seçiminde dikkat edilecek temel etkenler transistörün F_t değerinin osilasyon frekansından yüksek olması ve flicker gürültü köşe frekansının (f_c) mümkün oldukça düşük olmasıdır. Bunların yanında kazancının yüksek olması ve gürültü figürünün düşük olması da transistörde olması gereken özelliklerdir [22,26]. Transistör seçimi için farklı tip transistörlerin karakteristik özellikleri araştırılmıştır. Transistörlerin flicker gürültü köşe frekansları sıcaklık, beta, transistörün çektiği akım gibi değerlere göre değişir. Transistörler kendi aralarında gruplandırılarak yaklaşık flicker gürültü köşe frekansları üzerinden konuşulabilir. JFET'lerin (bağlantı alan etkili transistör) flicker gürültü köşe frekansı tipik olarak 50-100 Hz arasında değişmektedir fakat 1 GHz frekansına kadar kullanılabilirler için mikrodalga osilatör tasarımlarında önemlerini yitirmişlerdir. GaAs FET'lerin (gallium arsenide alan etkili transistör) flicker gürültü köşe frekansı tipik olarak 10 MHz'den daha yüksektir. MOS transistörlerin (metal-oksit yarıiletken transistör) flicker gürültü köşe frekansları GaAs FET'ler kadar olmasa da oldukça yüksektir. BJT'lerin (çift kutuplu bağlantı transistör) flicker gürültü köşe frekansları tipik olarak birkaç kHz içerisinde [3,20].

Silikon teknolojisi ile üretilen BJT'lerin F_t değeri 25 GHz'e kadar çıkabilmektedir. Bunların yanında GaAs HBT ve SiGe (silicon germanium) transistörlerin F_t değeri 100 GHz'e kadar çıkabilmektedir [20]. Bu bilgiler doğrultusunda silikon BJT'ler üzerinde yoğunlaşmış ve araştırılan birçok firma ve transistör arasından F_t değeri 25 GHz, 2 GHz'deki kazancı 20 dB, 2 GHz'deki tipik gürültü figürü değeri 1.2 dB olan NXP firmasının BFG425W parça numaralı transistörünün kullanılmasına karar verilmiştir.

4.1.3. Varaktör Seçimi

Varaktör osilatörün frekans değiştirebilme kabiliyetini sağlayan aynı zamanda limitleyen elemandır. Varaktörün kapasitesinin değişmesi ile rezonans frekansı değişir. Varaktörün

maksimum ve minimum kapasitans değerleri osilatördeki rezonatörün rezonans frekansını istenilen frekans aralığına getirmelidir. Varaktörler rezonatörlerin kalite faktörünü belirleyen komponentlerden biridir. Dolayısıyla çalışma frekansında rezonatörün kalite faktörünün yüksek olması gerekir. Voltaj kontrollü osilatörlerde kullanılabilen varaktörler abrupt ya da hyperabrupt olmak üzere iki çeşittir [20]. Abrupt varaktörlerin kapasitans ayar aralığı hyperabrupt varaktörler kadar fazla değildir. Bununla birlikte abrupt varaktörlerin seri rezistansları hyperabrupt varaktörlerden düşük olduğu için abrupt varaktörler daha yüksek kalite faktörüne sahip olup daha düşük faz gürültüsüne neden olurlar. Hyperabrupt varaktörler abrupt varaktörlerden daha yüksek kapasitans değişimine sahip ve daha lineerdirler. Seri rezistansları da abrupt varaktörlerden daha yüksek olması nedeniyle daha yüksek faz gürültüsüne neden olurlar. Genellikle genişbantlı osilatör tasarımlarında hyperabrupt varaktörler kullanılırken dar bantlı osilatör tasarımlarında abrupt varaktörler kullanılır [3,20]. Tasarlanacak osilatör 2.8 GHz merkez frekansında ve 200 MHz bant genişlikli olacağı için tasarımda abrupt varaktör kullanılmasına karar verilmiş, yapılan piyasa araştırması sonrasında Toshiba firmasından seri rezistansı 0.44 Ω olan (dolayısıyla kalite faktörü yüksek olan) ve kapasitans değişimi (lehimden kaynaklanan kaçak kapasitansları hariç) 1.5pF - 5.5 pF arasında değişen 1SV280 parça numaralı varaktör seçilmiştir.

4.1.4. Pasif Eleman Seçimi

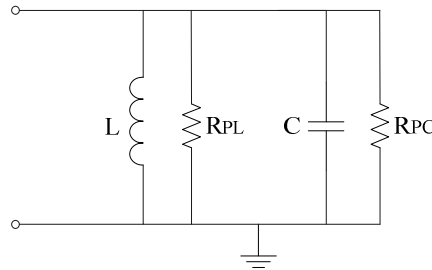
Mikrodalga devre tasarımlarında frekans arttıkça dalga boyu küçüldüğü için, baskı devre kartları mümkün oldukça küçük tasarlanmaya ve kullanılan elemanlar mümkün oldukça küçük seçilmeye dikkat edilir. Bunun nedeni kullanılan büyük elemanlardaki büyük ayak izlerinden kaynaklanan kapasitansların ve ayak izlerinin üzerine sürülecek lehim miktarından kaynaklanan kapasitansların devreye etki etmesini önlemektir [20]. Küçük malzemelerde ayak izlerinden ve lehimden kaynaklanan ekstra kapasitans minimuma iner. Bu doğrultuda seçilen pasif malzemelerin (kapasitör, direnç ve indüktör) çok büyük bir kısmı 402 paket malzemelerden seçilmiştir. Fakat tasarımda 402 paket malzemelerin yanı sıra osilatörün gürültüsünü azaltmak için kullanılması gereken 603 paket ve tantalum kapasitörler de vardır. Seçilen 402 paket kapasitör ve indüktörler Johanson Technology firmasından seçilmiştir. Johanson Technology firmasının kapasitör ve indüktör değerlerinin yüksek frekanslarda nasıl davrandığını gösteren MLC-Soft ve MLI-Soft isimli yazılımları vardır. Bu yazılımlardan faydalanılarak komponent seçimi yapılmıştır.

4.2. Osilatör Tasarım Aşamaları

Düşük faz gürültülü osilatör tasarımları için genellikle Bölüm 3.2'de gösterilen Colpitts, Hartley, Clapp, Pierce yapıları kullanılır. Bu yapılar, devre elemanlarında yapılacak küçük değişiklikler ile birbirlerinin yerlerini alabilirler. Osilatör tasarımı çalışmalarında paralel indüktör-kapasitör ayarlı Colpitts Osilatör yapısı üzerinde durulmuştur.

4.2.1. Rezonatör Tasarımı ve Simülasyonlar

Pasif elemanlı rezonatörler kapasitör ve indüktörlerin seri ya da paralel olarak bağlanmasıyla tasarlanırlar. Tasarlanan voltaj kontrollü osilatör için paralel bir indüktör-kapasitör (LC) rezonatör kullanımı tercih edilmiştir. Örnek bir paralel (LC) rezonatör devresi Şekil 4.2'de görülebilir.



Şekil 4.2 Paralel LC Rezonatör Devresi

Şekil 4.2'de R_{PL} ve R_{PC} sırasıyla indüktörün ve kapasitörün kayıplarını göstermektedir. İdeal komponentler kullanılarak oluşturulan paralel bir rezonatör devresinde herhangi bir kayıp olmayacağı için R_{PL} ve R_{PC} değerleri dikkate alınmaz. Şekil 4.2'deki rezonatör devresinin çıkışından görülen admitans

$$Y_R = G_R + jB_R = G_R + \left(j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \right) = Y_R + \frac{1 - \omega^2 LC}{j\omega L} \quad (4.1)$$

olur [3]. Rezonans anında rezonatörün portlarından tamamen reel bir admitans görünür [27]. Dolayısıyla imajiner kısım sıfıra eşitlenirse

$$B_R = \frac{1 - \omega^2 LC}{j\omega L} = 0 \quad (4.2)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

rezonans frekansı olarak bulunur [3]. Şekil 4.2'de görülen indüktörün ve kapasitörün kalite faktörleri sırasıyla Eş. (4.4) ve Eş. (4.5)'te verilmiştir.

$$Q_L = \frac{R_{PL}}{\omega L} \quad (4.4)$$

$$Q_C = wCR_{PC} \quad (4.5)$$

Rezonatörün toplam kalite faktörü R_{PL} ve R_{PC} değerlerinin eşdeğer rezistansı alınarak

$$Q_R = \frac{R_{PC} R_{PL}}{(R_{PC} + R_{PL})wL} = \frac{1}{\frac{wL}{R_{PC}} + \frac{wL}{R_{PL}}} = \frac{1}{\frac{1}{wCR_{PC}} + \frac{wL}{R_{PL}}} \quad (4.6)$$

yani

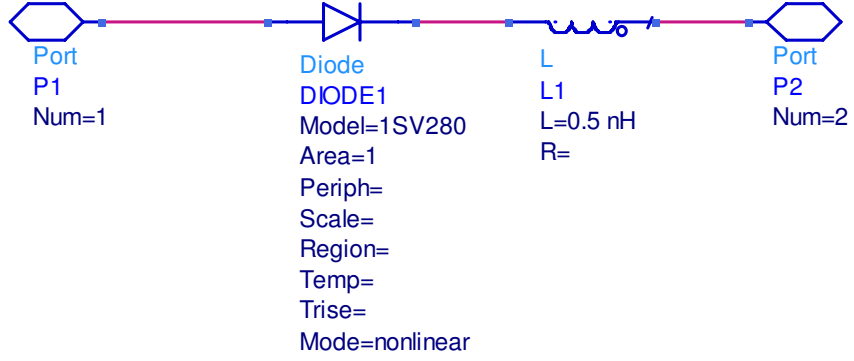
$$\frac{1}{Q_R} = \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_L} \quad (4.7)$$

olarak bulunur [28]. Bu sonuç ile rezonatörün kalite faktörüne hem indüktörün hem de kapasitörün kalite faktörlerinin etkisi olduğu görülür.

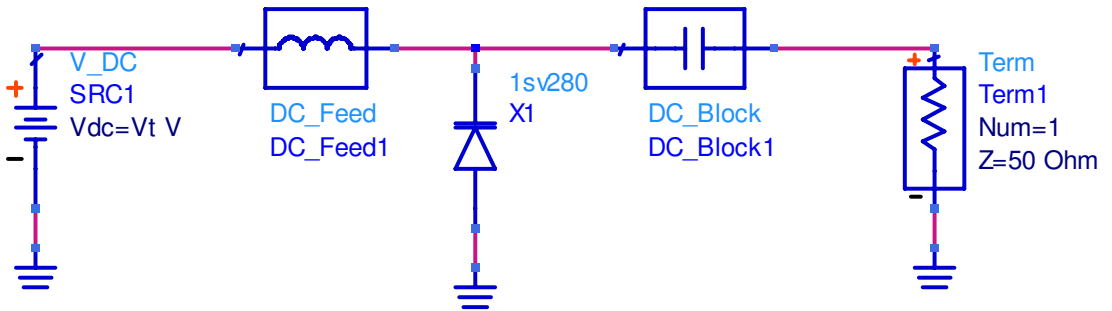
Rezonatörde kullanılacak varaktörün modeli, varaktörün üretici firma tarafından sağlanan Spice parametreleri göz önüne alınarak Advanced Design System (ADS) programında oluşturulmuştur [29]. Varaktöre farklı ters besleme voltajları uygulanarak kalite faktörü simülasyonları yapılmıştır. Şekil 4.3 varaktörün ADS programındaki modelini, Şekil 4.4 varaktörün kalite faktörü simülasyon düzeneğini, Şekil 4.5 ise varaktörün ters besleme voltajına karşı kalite faktörü eğrisini göstermektedir (Şekil 4.5'te Kırmızı:2.7 GHz, Mavi:2.8 GHz, Yeşil:2.9 GHz'dir.).



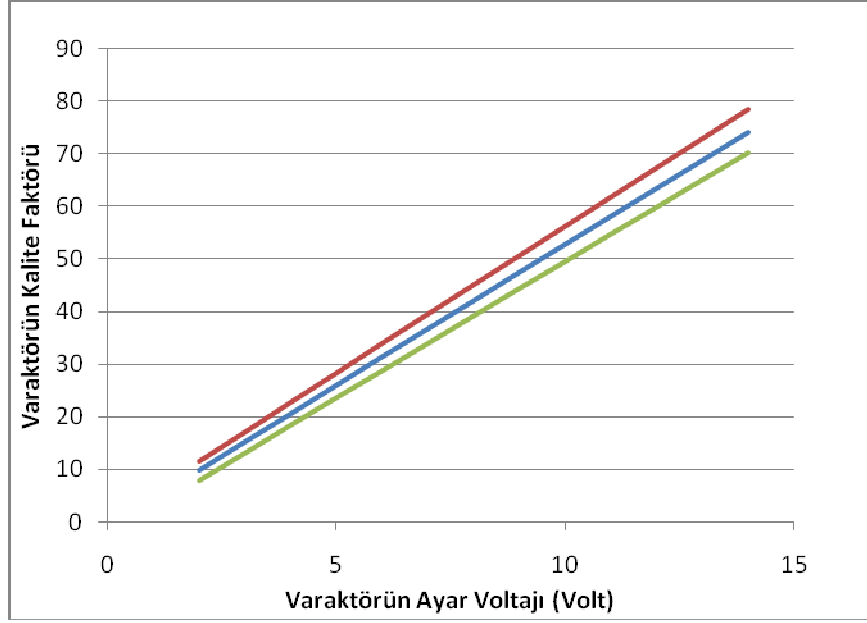
Diode_Model
1SV280
Is=5.381E-16 Bv=15 Vjsw=
Rs=0.44 lbv=1E-6 Fcsw=
Gleak= Nbv= AllowScaling=no
N=1.037 lbvl= Tnom=
Tt= Nbv= Trise=
Cd= Kf= Xti=
Cjo=6.89E-12 Af= Eg=
Vj=3.272 Ffe= AllParams=
M=0.9812 Jsw=
Fc= Rsw=
Imax= Gleaksw =
Imelt= Ns=
Isr= Ikp=
Nr= Cjsw=
lkf= Msw=



Şekil 4.3 Varaktörün ADS programındaki modeli



Şekil 4.4 Varaktör kalite faktörü simülasyonu düzeneği



Şekil 4.5 Varaktörün ters besleme voltajına karşı kalite faktörü eğrisi

Rezonatörde varaktörün artı bacağı toprağa bağlanıp eksi bacağındaki ters besleme voltaj değeri değiştirilerek kapasitansı değiştirilmiştir. Varaktörün kapasitansı ile rezonansa gelmesi için varaktöre paralel olarak toprağa bağlanan bir iletim hattı indüktör olarak kullanılmıştır. Genellikle paketli indüktörlerin kalite faktörleri düşüktür ve rezonatörlerin kalite faktörlerini düşüren komponentler indüktörlerdir. Bundan dolayı paketli indüktör kullanmak yerine iletim hattı kullanılmıştır. İletim hattının kaybı çok düşük olduğu için kalite faktörü paketli indüktörlere göre yüksektir. Teorik olarak iletim hattı kayıpsız olarak düşünülürse, iletim hattının sonundaki herhangi bir yüke göre girişindeki empedans Eş. (4.8) ile ifade edilebilir [30].

$$Z_{in}(l) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (4.8)$$

Eş. (4.8)'de Z_{in} iletim hattının girişinden görünen empedans değerini, Z_0 karakteristik empedansı, Z_L sonlandırılan yükün empedans değerini, β faz sabitini, l ise iletim hattının uzunluğunu göstermektedir.

İletim hattı kısa devre olduğu için $Z_L = 0$ 'dır. Dolayısıyla giriş empedans eşitliği Eş. (4.9) şeklini alır [30].

$$Z_{in}(l) = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (4.9)$$

Devrede kullanılacak iletim hattının fiziksel olarak boyu dalgaboyuna göre çok küçük olduğu için, $\beta l \ll 1$, $\tan(\beta l) \approx \beta l$ olarak ifade edilebilir. Dolayısıyla Eş. (4.9), Eş. (4.10) şeklini alır [30].

$$Z_{in}(l) = jZ_0(\beta l) \quad (4.10)$$

İletim hattını indüktör olarak düşünülüp giriş empedans değeri bir indüktörün giriş empedans değerine eşitlenirse:

$$Z_{in}(l) = jZ_0(\beta l) = j\omega L \quad (4.11)$$

==>

$$L = \frac{Z_0(\beta l)}{2\pi f} = \frac{Z_0 l}{\lambda f} = \frac{Z_0 EL}{360f} \quad (4.12)$$

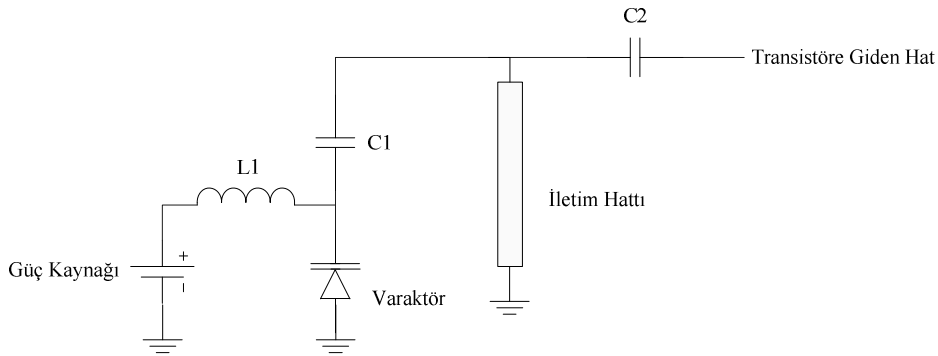
bulunur. Eş. (4.12)'de EL elektriksel uzunluktur. İletim hattı toprakla sonlandırıldığı için iletim hattının giriş empedansının Smith Çizelgesi üzerinde kısa devreden başlayarak kapasitif alana geçmemesi amacıyla elektriksel uzunluğun $\lambda/4$ 'ten düşük olması gerekmektedir.

İletim hattının genişliği 16 mil (0.4 mm) uzunluğu ise 55 mil (1,4 mm) seçilmiştir. AWR Design Environment programının TX-Line isimli simülasyon yazılımında baskı devre kartı ve iletim hattının özellikleri girilerek karakteristik empedans (Z_0) 89.68 Ω , EL ise 7.42° olarak hesaplanmıştır. Bu hesaplamalara göre $L = Z_0 EL/360f = \frac{89.68 \cdot 7.42}{360 \cdot 2.8 \cdot 10^9} = 0.66$ nH

olarak bulunur. Aynı simülasyon ADS programında da yapılmış ve iletim hattının girişindeki empedansın imajiner kısmı $0.217j$ olarak hesaplanmıştır. $j\omega L = 0.217j$ ==>

$$L = \frac{0.217}{2 \cdot \pi \cdot 2.8 \cdot 10^9} = 0.62 \text{ nH} \text{ olarak bulunmuştur.}$$

Tasarlanan rezonatörün şematiği Şekil 4.6'daki gibidir:



Şekil 4.6 Tasarlanan Rezonatörün Şematiği

Varaktörün eksi bacağına gelebilecek gürültüler rezonatörün karakteristiğini bozabilir ya da gelebilecek gürültüye göre osilatörün faz gürültüsü etkilenebilir. L1 varaktörün eksi bacağına dışarıdan herhangi bir gürültü gelmesini engellemek amacıyla kullanılmıştır. C1 kapasitörü varaktörün eksi bacağına verilen DC voltajın iletim hattı üzerinden toprağa kısa devre olmasını engellemek için kullanılmıştır. C2 ise iletim hattından gelen toprak

bağlantısını DC olarak bloklamak ve AC olarak rezonatörün cevabını beyz bacağına göstermek için kullanılmıştır.

Eş. (4.7) paralel LC rezonatörlerin kalite faktörünü gösteren bir eşitliktir. Eş. (4.7)'de de gösterildiği gibi rezonatörün kalite faktörüne kapasitör ve indüktörlerin kalite faktörlerinin etkileri vardır. Şekil 4.6'daki rezonatör için Eş. (4.7)'deki kapasitör hem C1 hem de varaktörün kalite faktörlerini sembolize etmektedir. İndüktör kalite faktörü yüksek olması bakımından iletim hattı olarak kullanılmıştır.

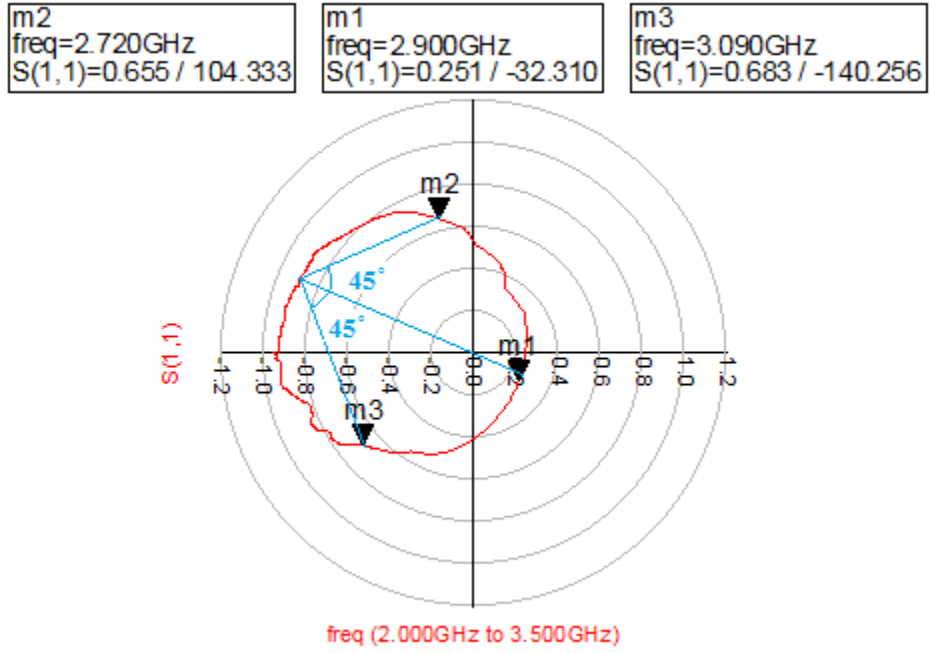
Varaktörün farklı ters besleme voltajı değerlerinde, rezonatörün hangi frekans aralığında rezonansa geldiği ve bu frekanslardaki kalite faktörünün simülasyonu ADS programı kullanılarak yapılmıştır. Şekil 4.6'da rezonatörün transistöre giden hattına bir port bağlandığında, rezonatörün Smith Çizelgesi'nde görülen S11 değeri bir halka şeklindedir. Rezonatörün kalite faktörünü ölçmek için halka üzerinde üç farklı frekans noktası ve bağlaşım katsayısının bulunması gereklidir. Frekanslardan ilki Smith Çizelgesi'nin merkez noktasından halkaya dik gelecek çizginin halkayı kestiği noktadır. Bu frekans rezonatörün merkez frekansını (f_c) gösterir. Merkez noktadan halkaya çizilen çizgi uzatılıp halkayı ikinci kestiği nokta referans alınarak çizilen çizgiden $\pm 45^\circ$ açı ile çizilen çizgilerin halkayı kestiği noktalar, ikinci ve üçüncü frekans noktalarıdır (f_2, f_3). Eğer merkez noktası halkanın içinde kalıyorsa uzatılan çizgi ters yöne doğru çizilmelidir. Halkanın çapı d ise bağlaşım katsayısı

$$\kappa = \frac{d}{2 - d} \quad (4.13)$$

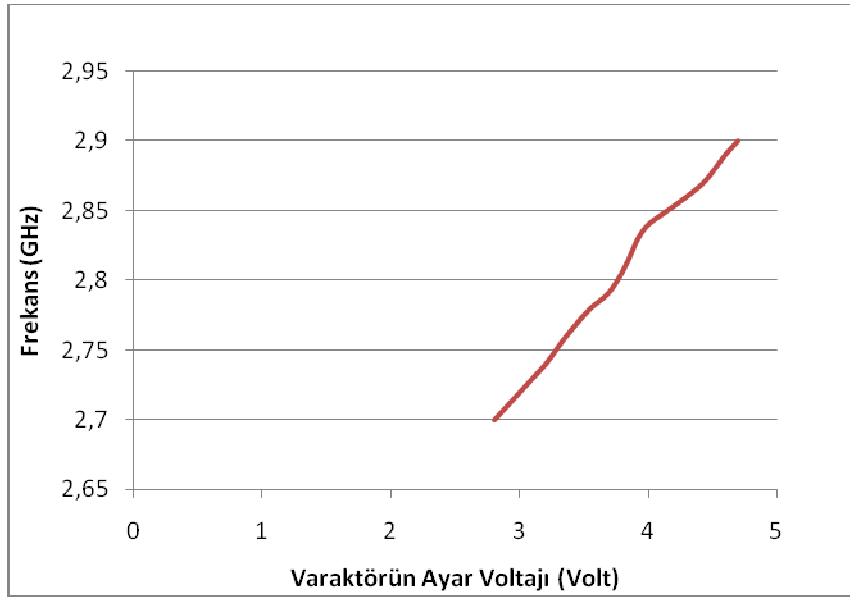
olarak hesaba katılır. Üç adet frekans noktası ve bağlaşım katsayısı kullanılarak rezonatörün kalite faktörü

$$Q = \frac{f_c}{f_2 - f_3} (1 + \kappa) \quad (4.14)$$

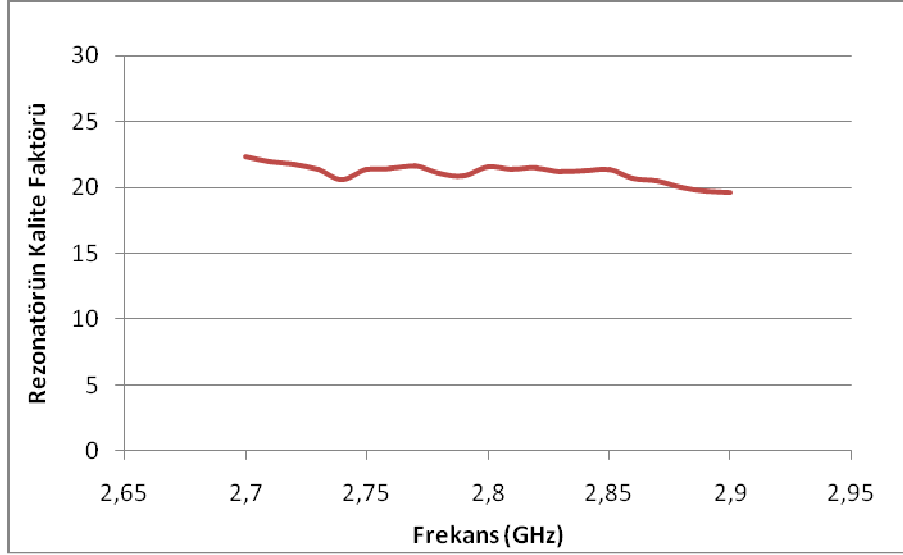
olarak bulunur [31,32]. Bu kalite faktörü ölçüm yöntemi ile yapılan ADS programındaki simülasyona göre Şekil 4.7 örnek bir kalite faktörü simülasyon sonucunu, Şekil 4.8 varaktörün ters besleme voltajı değerlerine karşı gelen rezonans frekans eğrisini, Şekil 4.9 ise rezonatörün farklı rezonans frekanslarına karşı gelen kalite faktörünün grafiğini göstermektedir.



Şekil 4.7 Örnek bir rezonatör kalite faktörü simülasyonu



Şekil 4.8 Varaktörün ters besleme voltaj değerlerine karşı gelen rezonans frekans eğrisi



Şekil 4.9 Rezonatörün farklı rezonans frekanslarına karşı gelen kalite faktörü simülasyonu

Varaktörün ters besleme voltajı değerine karşı gelen rezonans frekansı ölçümünde, varaktörün en yüksek ve en düşük voltaj ayar değerleri içinde rezonatörün istenilen frekans aralığında rezonansa geldiği görülmüştür. Yapılan simülasyonlarda rezonatörün kalite faktörü 20 ile 25 arasında çıkmıştır. Eş. (3.14)'te görüldüğü gibi kalite faktörünün azalması faz gürültüsünün artmasına neden olmaktadır. Dolayısıyla frekans 2.9 GHz'e yaklaştıkça faz gürültüsü ölçümlerinde bir artma görülebilir.

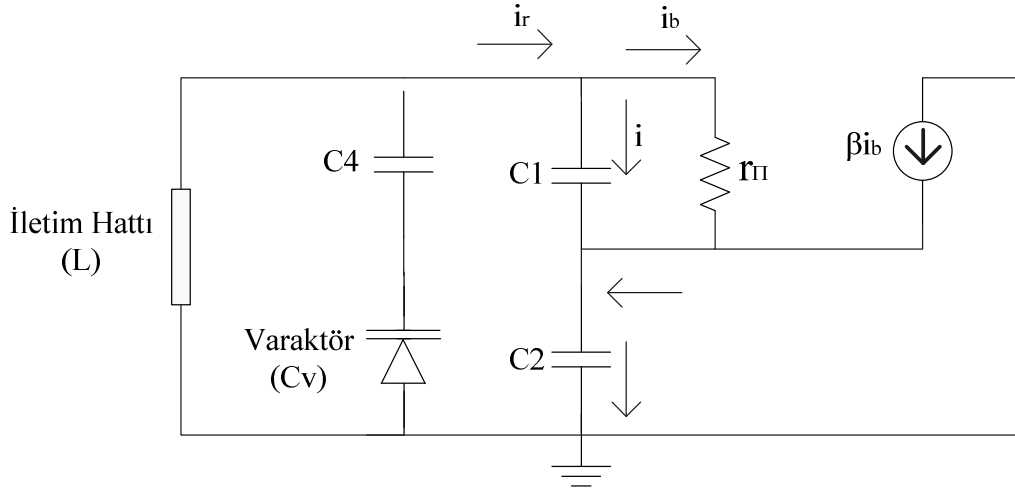
4.2.2. Osilatör Tasarımı, Hesaplamalar ve Simülasyonlar

Osilatör tasarımı için paralel (LC) ayarlı Colpitts Osilatör yapısı üzerinde durulmuştur. Şekil 4.10 tasarlanan Colpitts Osilatör'ün şematığını göstermektedir.

Tasarlanan osilatörde;

- Rezonatör kısmından aktif kısma, yani C5'in transistör tarafındaki bacağına rezonatör tarafından herhangi bir DC sinyal gelmemektedir. C5 sadece rezonatörün AC cevabını transistöre yansıtmaktadır. Bu noktadaki DC sinyal sadece R2 ve R3 dirençleri ile yapılmış voltaj bölücünün çıkışındaki voltaj seviyesidir.
- Beyz voltajının değişmesi transistör tarafından çekilen akımın değişmesine dolayısıyla osilasyon frekansının, çıkış gücünün, faz gürültüsünün değişmesine neden olur. R2 ve R3 dirençleri için söz edilen parametreler test edilerek sırasıyla 4.7 k Ω ve 10 k Ω olarak seçilmiştir.
- C1 ve C2 kapasitörleri osilasyon frekansına ve döngü kazanç koşuluna etki edecekleri için özel olarak seçilmelidir. C1 kapasitansı transistörün beyz-emiter kapasitansı ile, C2 kapasitansı ise transistörün kolektör-emiter kapasitansı ile paraleldir [3,33]. Bu nedenle C1 kapasitansının istenilen kapasitans değerini sağlaması için beyz-emiter kapasitansından çok daha yüksek bir kapasitansa sahip olması, aynı zamanda C2 kapasitansının da kolektör-emiter kapasitansından çok daha yüksek bir kapasitansa sahip olması gerekmektedir. Transistörün beyz-emiter ve kolektör-emiter kapasitansları 80 fF'tır. C1 ve C2 kapasitörleri sırasıyla 0.6 pF ve 2.2 pF seçilmiştir.
- L1 emiter bacağına yüksek RF empedans göstererek emiterdeki bütün RF gücün R1 üzerinden toprağa akmasını engellemek üzere tasarıma eklenmiştir.
- C3 çıkış kapasitörü olarak kullanılmıştır. Osilatörün çıkışı SMA konektör devreye lehimlenerek alınacağı için TL2 SMA konektörün lehimleneceği yer olarak simülasyonlarda hesaba katılmıştır.
- L3 kolektör bacağına güç kaynağından sadece DC sinyal gelmesini, dış ortamdan herhangi bir gürültü gelmemesini aynı zamanda da güç kaynağına kolektör bacağından herhangi bir RF sinyal gitmemesini sağlar. Yani güç kaynağı ile kolektör bacağı arasındaki bütün RF bağlantıyı keserek sadece DC geçişi olmasını sağlar.
- C6 kolektör bacağındaki RF sinyalin toprağa bağlanmasını sağlar. C7 ve C8 güç kaynağından herhangi bir şekilde gelebilecek gürültüyü önlemek için kullanılmıştır.

Tasarlanan osilatörün AC modeli Şekil 4.11'de görülebilir.



Şekil 4.11 Tasarlanan Osilatörün Değişken Akım (AC) Modeli

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} \quad (4.15)$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} \quad (4.16)$$

$$Z_3 = j\omega L // \left(\frac{1}{j\omega C_v} + \frac{1}{j\omega C_4} \right)^{-1} \quad (4.17)$$

olarak varsayıldığında Şekil 4.11'de iki adet döngü denklemi yazılırsa

$$i_r Z_3 + (i_r - i_b) Z_1 + (i_r + \beta i_b) Z_2 = i_r (Z_1 + Z_2 + Z_3) + i_b (-Z_1 + \beta Z_2) = 0 \quad (4.18)$$

$$(i_r - i_b) Z_1 - i_b r_\pi = i_r Z_1 - i_b (Z_1 + r_\pi) = 0 \quad (4.19)$$

eşitlikleri bulunur [3]. Bu eşitlikler çözüldüğünde yani denklemlerin determinanı sıfıra eşitlendiğinde osilasyon oluşur [3].

$$\begin{vmatrix} (Z_1 + Z_2 + Z_3) & (-Z_1 + \beta Z_2) \\ Z_1 & -(Z_1 + r_\pi) \end{vmatrix} = 0 \quad (4.20)$$

Determinant işleminin sonucunda

$$\begin{aligned} & -(Z_1 + Z_2 + Z_3)(Z_1 + r_\pi) - Z_1(-Z_1 + \beta Z_2) = \\ & = (Z_1 + Z_2 + Z_3)r_\pi + \beta Z_1 Z_2 + Z_1(Z_2 + Z_3) = 0 \end{aligned} \quad (4.21)$$

bulunur. Bu eşitliğin sağlanması için imajiner kısım sıfıra eşitlenirse

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 = \frac{1}{j\omega_0 C_1} + \frac{1}{j\omega_0 C_2} + j\omega_0 L // \left(\frac{1}{j\omega_0 C_v} + \frac{1}{j\omega_0 C_4} \right)^{-1} = 0 \quad (4.22)$$

$$-\frac{1}{w_0 C_1} - \frac{1}{w_0 C_2} + \frac{jw_0 L}{1 - w_0^2 LC_r} = 0, \quad C_r = \left(\frac{1}{C_v} + \frac{1}{C_4}\right)^{-1} \quad (4.23)$$

$$\frac{w_0 (C_1 + C_2)}{w_0^2 C_1 C_2} = \frac{w_0 L}{1 - w_0^2 LC_r} \quad (4.24)$$

$$w_0 = \sqrt{\frac{1}{L \left[\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) + C_r \right]}} \quad (4.25)$$

osilasyon frekansı olarak bulunur [3,34]. Üzerinde çalışılan osilatör tasarımına benzer bir yapının AC modeli analiz edilmiş, MathCAD programı yardımı ile osilasyon frekansını aynı şekilde bulmuştur [20]. Eş. (4.21)'in reel kısmı sıfıra eşitlenirse,

$$\beta Z_1 Z_2 + Z_1 (Z_2 + Z_3) = (\beta + 1) Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 = 0 \quad (4.26)$$

yani,

$$\beta + 1 > -\frac{Z_3}{Z_2} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}, \quad Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \quad (4.27)$$

ve

$$\beta > \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{C_2}{C_1} \quad (4.28)$$

osilasyon koşulunun başlangıcı olarak bulunur [3].

Osilatör devresinde kullanılan transistörün β değeri 80'dir [35]. C_1 kapasitörü 0.6 pF, C_2 kapasitörü ise 2.2pF seçilmiştir. Dolayısıyla Eş. (4.28) tasarlanan devre için geçerlidir. Osilasyon frekansının bulunması için yapılan hesaplamalarda, simülasyon ile hesaplamaların paralel gitmesi için Johanson Technology'nin ADS programı için hazırlanmış olduğu kapasitör modelleri referans alınarak kapasitörlerin yüksek frekanslardaki gerçek kapasitans değerleri bulunmuş, bu değerler hesaplamalarda kullanılmıştır. 2.8 GHz frekansında C_1 kapasitörü 0.7 pF olarak, C_2 kapasitörü ise 4 pF olarak, C_4 kapasitörü ise 25.8 pF olarak davranmaktadır. C_r değeri Eş. (4.25)'te yerine koyulursa

$$w_0 = \sqrt{\frac{1}{L \left[\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) + \left(\frac{C_v C_4}{C_v + C_4} \right) \right]}} \quad (4.29)$$

bulunur. Kullanılan varaktörün kapasitans ayar aralığı ve 1.5 pF ile 5.5 pF'tır. Pratikte bu kapasitans değerlerine, lehimden ve malzemenin baskı devre kartı üzerindeki ayakizinden kaynaklanan ekstra kapasitans eklenecektir. Tasarlanan devrede varaktöre ve diğer devre

elemanlarına dış etkenler tarafından eklenebilecek kapasitans 0.5 pF olarak öngörölmüş ve hesaplamalarda varaktörün kapasitans ayar aralığı 2 pF - 6 pF olarak alınmıştır. Eş. (4.29) varaktörün en yüksek ve en düşük kapasitans değerleri için tekrar yazılırsa osilasyon frekansı

$$\sqrt{\frac{1}{(2\pi)^2 L \left[\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) + \left(\frac{C_v C_4}{C_{vy} + C_4} \right) \right]}} < f_0 < \sqrt{\frac{1}{(2\pi)^2 L \left[\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) + \left(\frac{C_v C_4}{C_{va} + C_4} \right) \right]}} \quad (4.30)$$

olarak bulunur. Eş. (4.30)'da C_{vy} ve C_{va} sırasıyla varaktörün en yüksek ve en düşük kapasitans değerini göstermektedir. Kapasitör ve indüktör değerleri Eş. (4.30)'da yerine koyulursa osilasyon frekansı

$$\sqrt{\frac{1}{(2\pi)^2 \times 0.66nH \left[\left(\frac{1.2pF \times 4.5pF}{1.2pF + 4.5pF} \right) + \left(\frac{6pF \times 26.3pF}{6pF + 26.3pF} \right) \right]}} < f_0$$

$$< \sqrt{\frac{1}{(2\pi)^2 \times 0.66nH \left[\left(\frac{1.2pF \times 4.5pF}{1.2pF + 4.5pF} \right) + \left(\frac{2pF \times 26.3pF}{2pF + 26.3pF} \right) \right]}}$$

$$2.56 \text{ GHz} < f_0 < 3.69 \text{ GHz}$$

arasında değişir.

Osilatör devresinde osilasyonun başlaması için bazı koşulların sağlanması gerekmektedir. Osilatör devresi aktif kısım yani transistör içeren kısım ve rezonatör kısmı olarak ikiye ayrıldığında (Şekil 4.12), aktif kısımdan görünen admitans

$$Y_a(A, w) = G_a(A, w) + jB_a(A, w) \quad (4.31)$$

rezonatör kısmından görünen admitans ise

$$Y_r(w) = G_r(w) + jB_r(w) \quad (4.32)$$

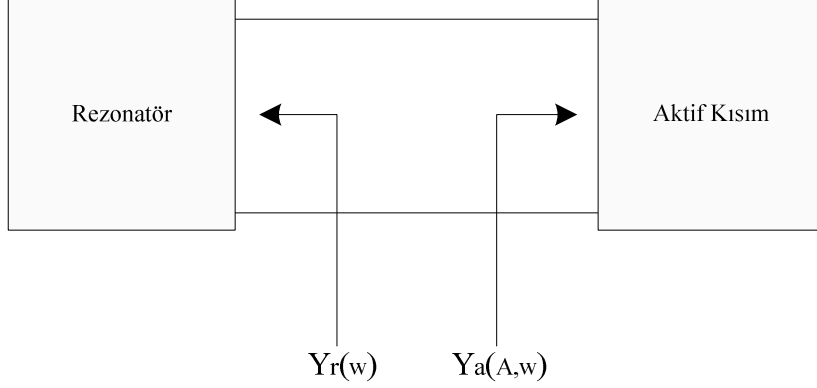
olarak ifade edilebilir [3]. Eş. (4.31)'de A transistör devresinin akımının büyüklüğü, w ise frekanstır. Rezonatör devresinin cevabı sadece frekans ile değişirken, aktif kısmın cevabı hem frekansla hem de transistör devresinin akımına göre değişir. Şekil 4.12'deki devrenin toplam döngü admitansı gözönüne alınırsa

$$Y_a(A_0, w_0) + Y_r(w_0) < 0$$

eşitsizliğindeki toplamı reel yapan ve eşitsizliği sağlayan w_0 ve A_0 değerlerinde osilasyon başlayabilir demektir.

$$Y_a(A_0, w_0) + Y_r(w_0) = 0 \quad (4.33)$$

eşitliğini sağlayan A_0 ve w_0 değerlerinde ise osilasyon oluşur [3]. Tasarlanan rezonatör devresi seri LC yapısında olması durumunda ise admitans yerine empedans kullanarak $Z_a(A_0, w_0)$ ve $Z_r(w_0)$ değerleri için aynı analiz yapılacaktır.



Şekil 4.12 Osilatör devresi

Eş. (4.31) ve Eş. (4.32), Eş. (4.33) içerisinde yerlerine koyulursa, osilatör koşulları

$$G_a(A_0, w_0) + G_r(w_0) = 0 \quad (4.34)$$

$$jB_a(A_0, w_0) + jB_r(w_0) = 0 \quad (4.35)$$

olur. Eğer

$$G_a(A, w) + G_r(w) > 0 \quad (4.36)$$

ise devrede toplam kondüktansı (G) pozitif olacağı için osilasyon başlamaz. Eğer

$$G_a(A, w) + G_r(w) < 0 \quad (4.37)$$

ise osilasyonun genliği büyür. Devrede osilasyonun başlayabilmesi için Eş. (4.35) ve Eş. (4.37)'nin sağlanması gerekir. Eş. (4.37)'nin sağlanması için

$$G_a(A, w) < 0 \quad (4.38)$$

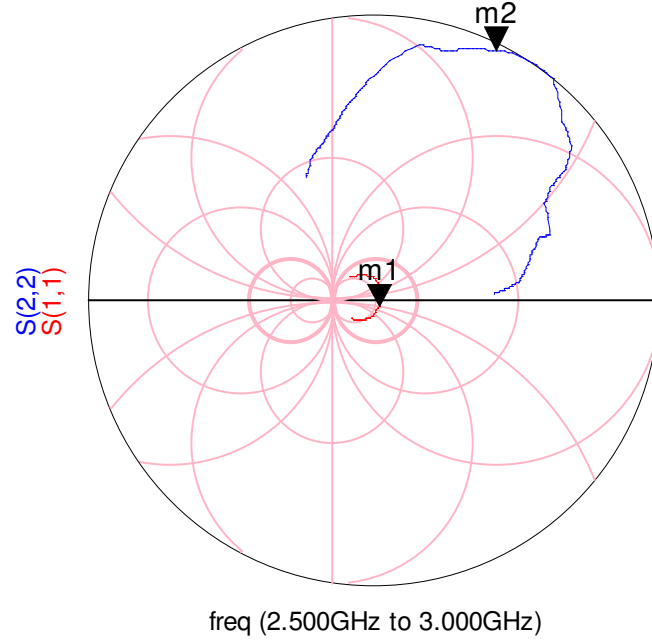
$$|G_a(A, w)| > G_r(w) \quad (4.39)$$

eşitsizliklerinin sağlanması gerekir [3]. $G_a(A, w)$ değerinin sıfırdan küçük olması, rezonatör kısmından gelecek kayıpları dengelemek içindir. Eş. (4.37) sağlandığı sürece osilasyon genliği büyümeye devam eder. Akımın genliği durgun-duruma geldiğinde ($A = A_0$ ve $w = w_0$ sağlandığında) w_0 frekansında osilasyon oluşur. Bu sonuç Bölüm 2'de belirtilen Barkhausen Kriterleri'nin sağlanmasıdır [3].

Eş. (4.38) ve Eş. (4.39)'u test etmek için ADS programında aktif kısım ve rezonatör kısmı birbirinden ayrılarak admitansları ölçülmüştür. Şekil 4.13'te yapılan simülasyon sonucu görülebilir.

m1
 freq= 2.800GHz
 S(1,1)=0.189 / -52.142
 admittance = Y0 * (0.761 + j0.235)

m2
 freq= 2.800GHz
 S(2,2)=6.625 / 64.048
 admittance = Y0 * (-0.846 - j0.235)



Şekil 4.13 Rezonatör kısmı ve aktif kısım admitans simülasyonu

Birinci işaretin olduğu port (m1) rezonatör tarafı, ikinci işaretin olduğu port (m2) ise aktif taraftır. Simülasyonda görüldüğü gibi osilasyonun başlaması için gerekli olan Eş. (4.38) ve Eş. (4.39) sağlanmaktadır. Transistör devresindeki akımın büyüklüğü durgun-duruma geldiğinde Eş. (4.34) ve Eş. (4.35) sağlanarak ω_0 frekansında osilasyon devam eder.

Eş. (4.34) ve Eş. (4.35) yardımıyla;

$$G_a(A_0, \omega_0) = -G_r(\omega_0) \quad (4.40)$$

$$jB_a(A_0, \omega_0) = -jB_r(\omega_0) \quad (4.41)$$

bulunur. Yansıma katsayısının admitans cinsinden formülü ise

$$\Gamma = \frac{1 - Y}{1 + Y} \quad (4.42)$$

olarak tanımlanır.

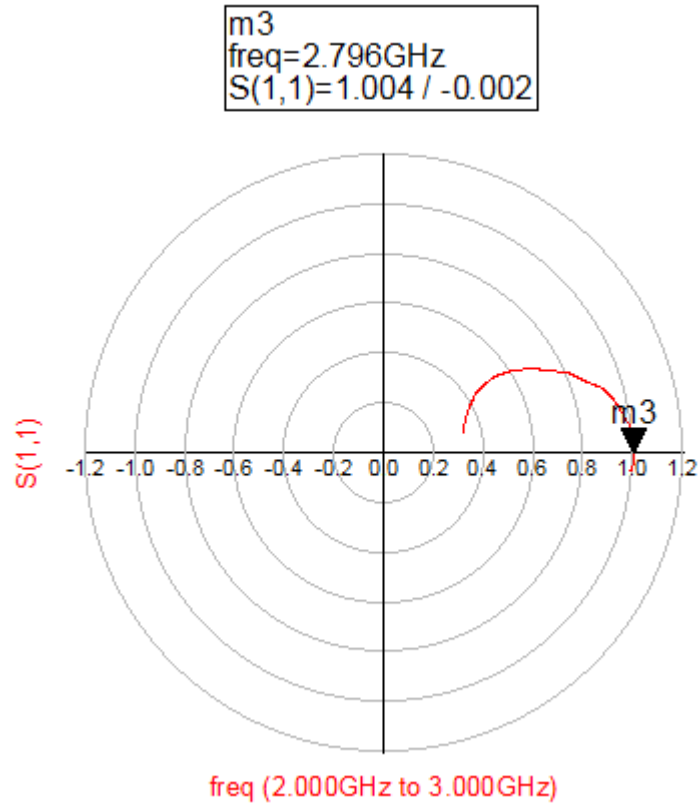
Osilatör devresinde aktif kısımdan ve rezonatör kısmından görünen yansıma katsayıları birbiri ile çarpılırsa

$$\begin{aligned} \Gamma_{\alpha}\Gamma_r &= \frac{1 - Y_{\alpha}(A_0, w_0)}{1 + Y_{\alpha}(A_0, w_0)} * \frac{1 - Y_r(w_0)}{1 + Y_r(w_0)} = \\ &= \frac{1 - G_{\alpha}(A, w) - jB_{\alpha}(A, w)}{1 + G_{\alpha}(A, w) + jB_{\alpha}(A, w)} * \frac{1 - G_r(w) - jB_r(w)}{1 + G_r(w) + jB_r(w)} \end{aligned} \quad (4.43)$$

ifadesi bulunur. Eş. (3.15) ve Eş. (3.16), Eş. (3.18) içerisinde yerlerine koyulursa

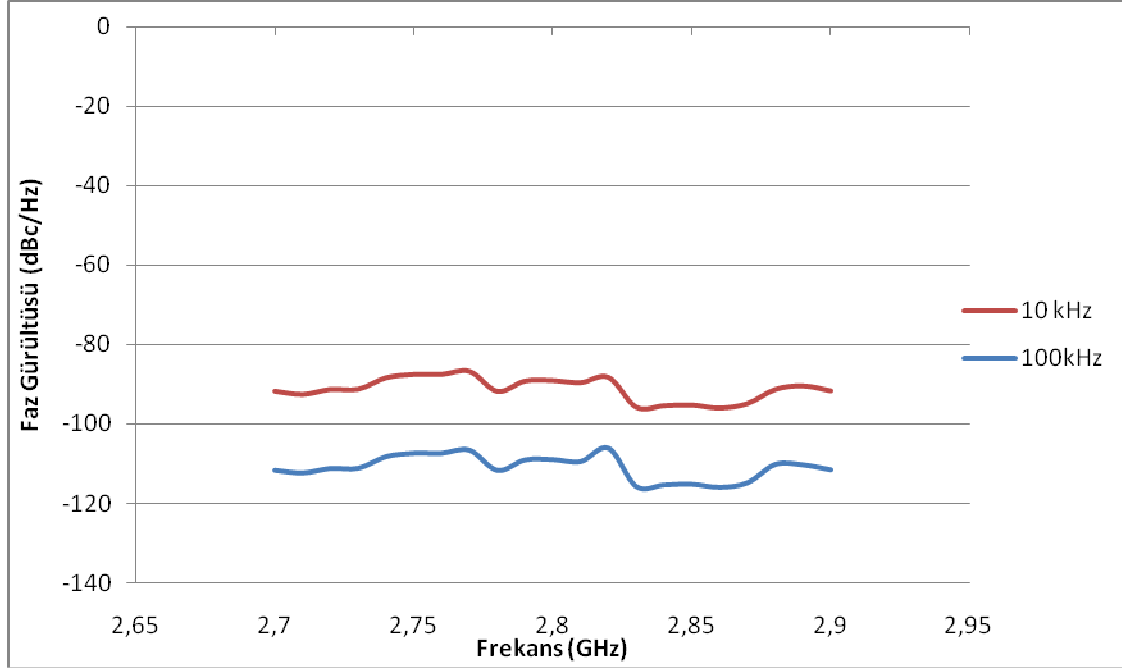
$$\Gamma_{\alpha}\Gamma_r = \frac{1 + G_r(w) + jB_r(w)}{1 - G_r(w) - jB_r(w)} * \frac{1 - G_r(w) - jB_r(w)}{1 + G_r(w) + jB_r(w)} = 1 \quad (4.44)$$

sonucu çıkar [3]. Eş. (4.43)'ün test edilmesi için osilatörün aktif kısmı ve rezonatör kısımları arasına ADS programında bu test için hazırlanmış [36] Oscstest alt programı kullanılarak simülasyon yapılmıştır. Oscstest alt programı Eş. (4.43)'te yapılan hesabın bir benzerini yaparak döngü kazancının hesaplanmasını sağlar [3]. Frekans arttıkça Oscstest simülasyonunun sonucunun Smith Çizelgesi'nde saat yönünde hareket etmesi, reel kısmının 1'den büyük, açısının da 0° olduğu durumda devrede osilasyon potansiyeli vardır. Bu durum kompleks eşlenik kutupların sağ-yarım düzlemde olması manasına gelmektedir [3]. Bu test Nyquist Test olarak adlandırılır [3]. Nyquist Test ile ilgili yapılan simülasyonun sonucu Şekil 4.14'te görülebilir.

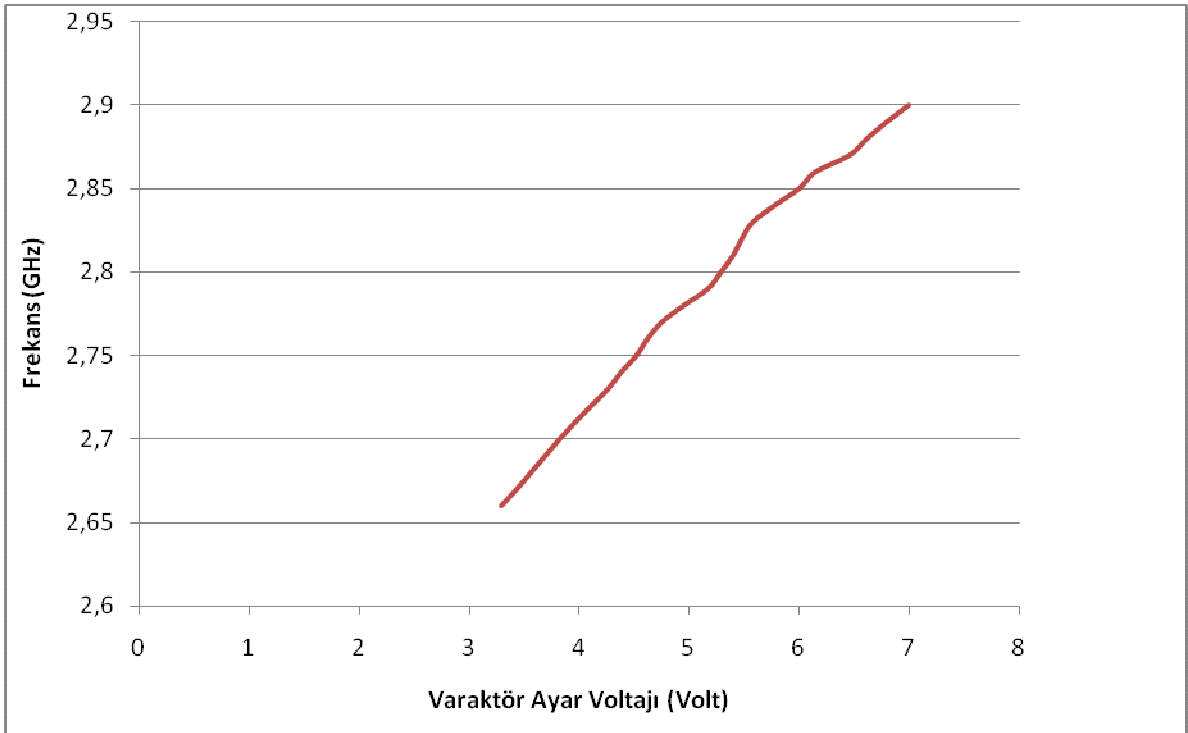


Şekil 4.14 Oscstest alt programı ile yapılan simülasyon sonucu

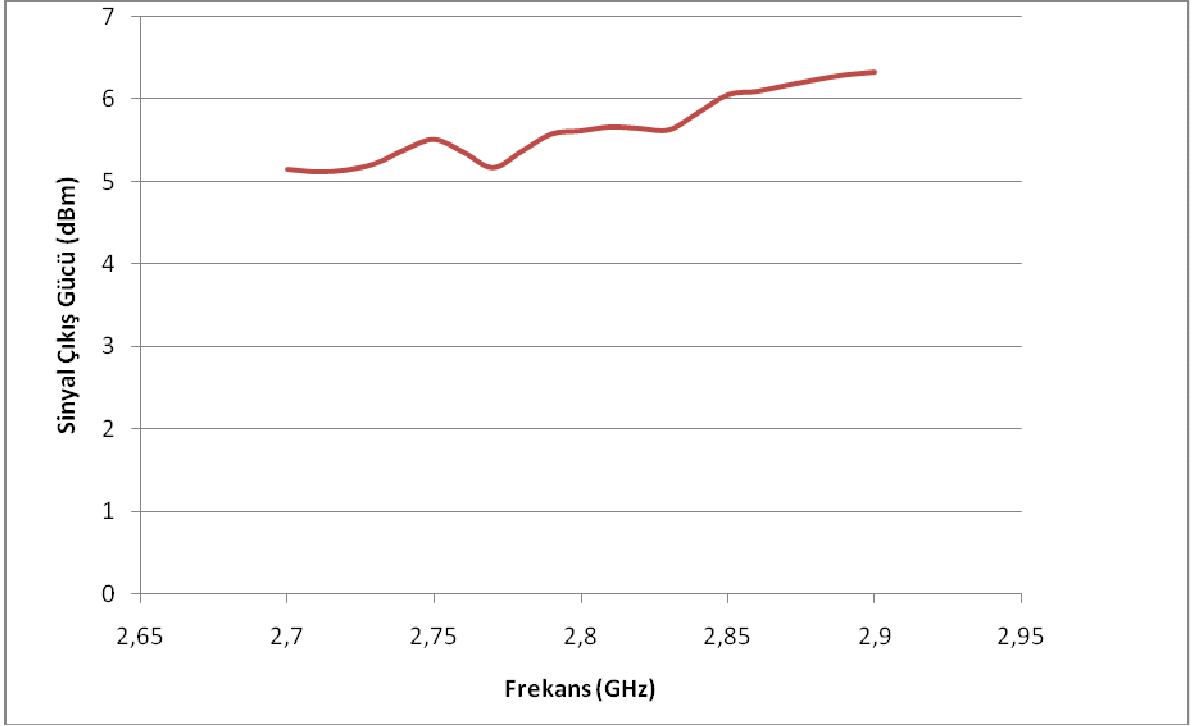
Tasarlanan osilatör devresinin frekansının, faz gürültüsünün ve sinyal çıkış gücünün simülasyonları ADS programının Oscport isimli alt programı kullanılarak yapılmıştır. Oscport harmonik balans analizini kullanmaktadır [36]. Farklı çıkış frekanslarında yapılan simülasyonlarda elde edilen faz gürültüsü, ayar voltajı ve sinyal çıkış gücü değerleri sırasıyla Şekil 4.15, Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'de görülebilir.



Şekil 4.15 Faz gürültüsü simülasyonu



Şekil 4.16 Ayar Voltajı simülasyonu

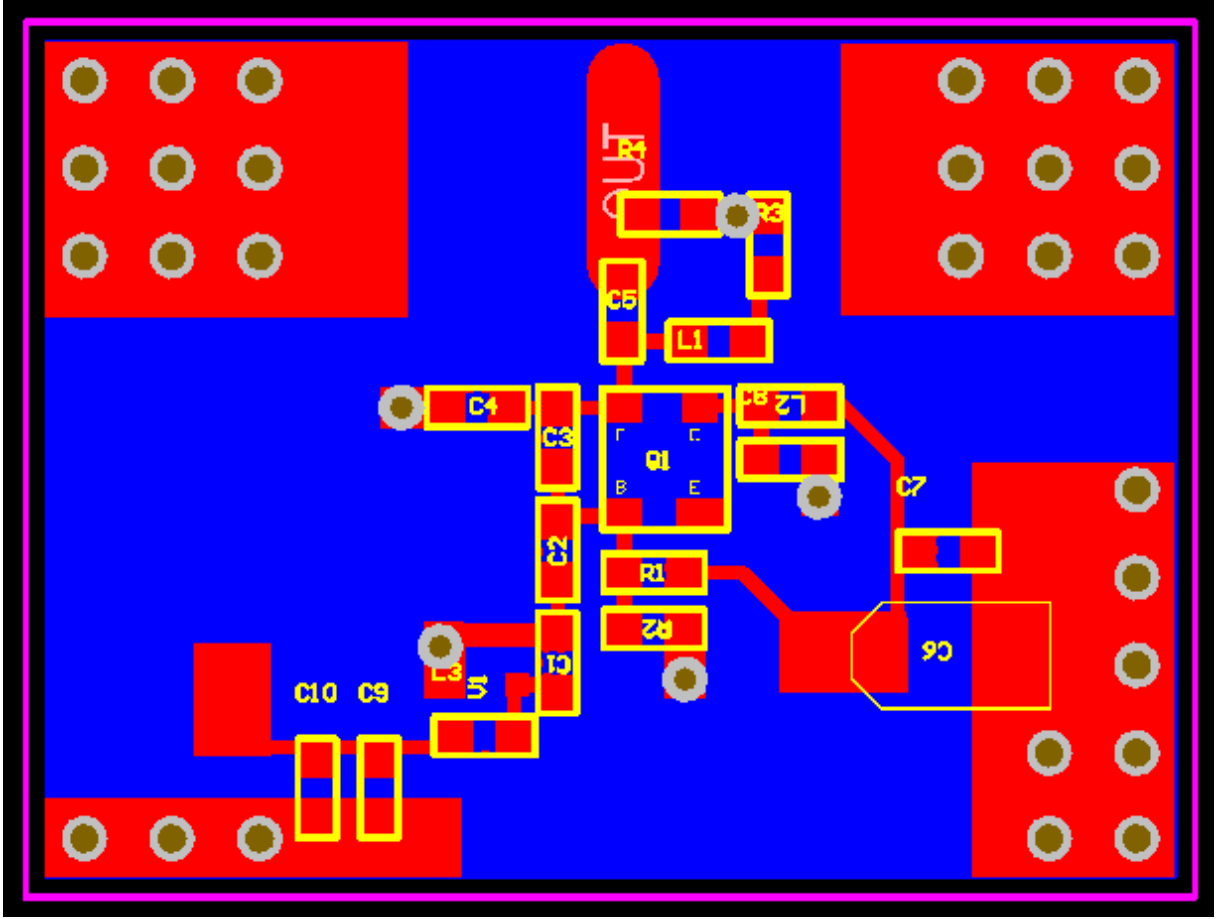


Şekil 4.17 Sinyal Çıkış Gücü Simülasyonu

Yapılan simülasyonlarda tasarlanan voltaj kontrollü osilatörün faz grütlüsü 10 kHz uzaklıkta -90 dBc/Hz etrafında, 100 kHz uzaklıkta ise -110 dBc/Hz etrafında değişmektedir. Varaktörün ayar voltajına karşı gelen frekans simülasyonlarında, tasarlanan voltaj kontrollü osilatörde istenilen frekans aralığına varaktörün ayar voltajı içerisinde ulaşılabileceği görülmüştür. Ayrıca simülasyonlarda sinyal çıkış gücünün çok fazla değişmediği, frekansa bağlı olarak 6 dBm etrafında değiştiği görülmüştür.

4.3. Baskı Devre Kartı Çizimi

Çalışılan frekans arttıkça dalgaboyu küçülmekte ve tasarlanan devreler de dalgaboyuna orantılı olarak küçülmektedir. Tasarlanan voltaj kontrollü osilatörün baskı devre kartı çizimleri Altium Designer programı kullanılarak yapılmıştır. Baskı devre kartının çizimi Şekil 4.18'de görülebilir.

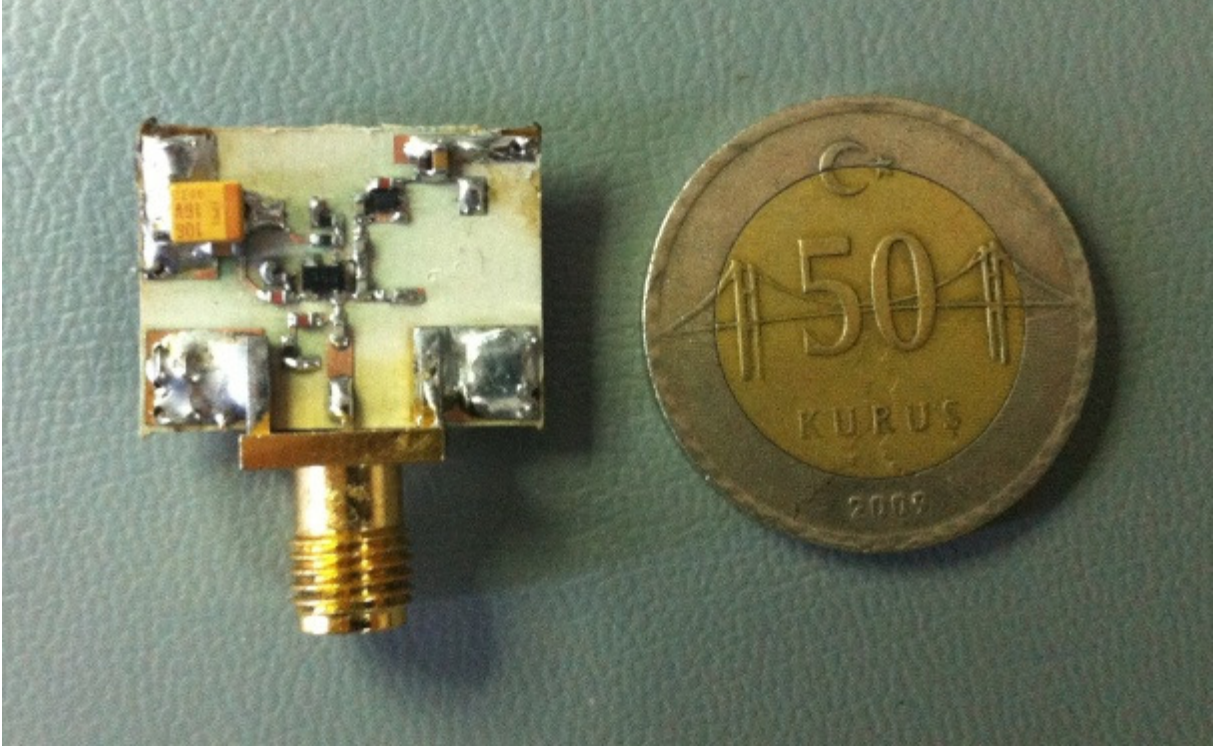


Şekil 4.18 Baskı Devre Kartı

Rezonatörden transistöre gelen hat mümkün oldukça kısa tutulmuştur. Baskı devre kartının boyutları 15 mm x 20 mm'dir. Osilatör çıkışı devreye SMA konektör lehimlenerek alınmıştır. Osilatör çıkışını almak için kullanılan hat genişliği hattın karakteristik empedansı 50Ω olacak şekilde çizilmiştir.

5. UYGULAMA ve ÖLÇÜMLER

Rogers 6002 alttaş üzerine ürettirilen baskı devre kartı dizilmiş ve ölçüme hazır hale getirilmiştir. Hatlar arasında kapasitansı arttırmamak için mümkün olduğu kadar az lehim kullanılmasına özen gösterilmiştir. Kartın dizgisinin yapılmış hali Şekil 5.1'de görülebilir.



Şekil 5.1 Osilatör Baskı Devre Kartının Dizgisi Yapılmış Halinin Görüntüsü

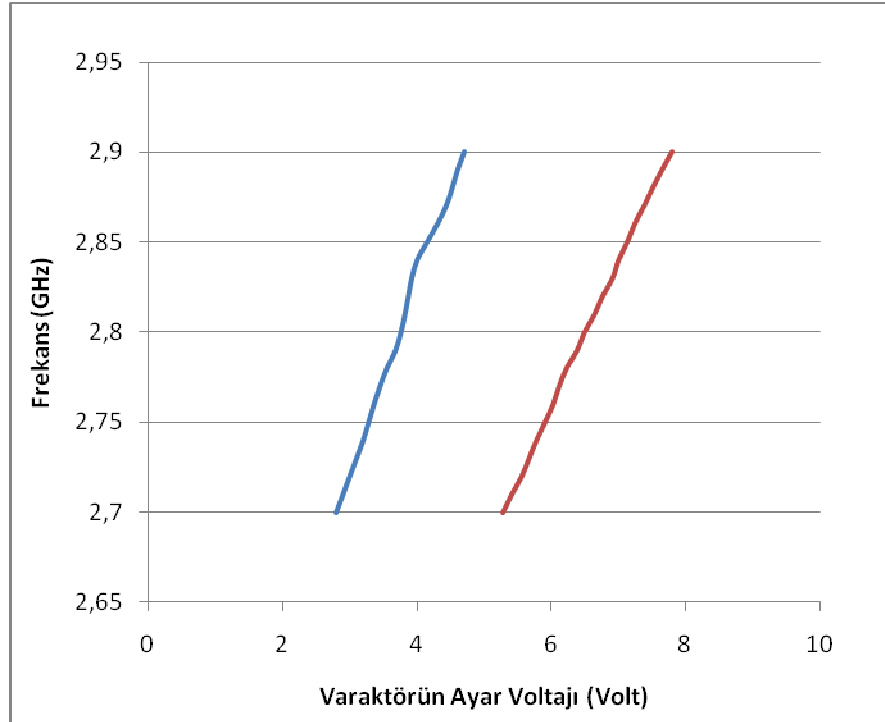
Ölçümlere öncelikle varaktör ve rezonatörün ölçümlerinden başlanmış olup, sonra voltaj kontrollü osilatörün (VKO) kritik parametrelerinin ölçümleri yapılarak devam edilmiştir.

5.1. Varaktör Ölçümleri

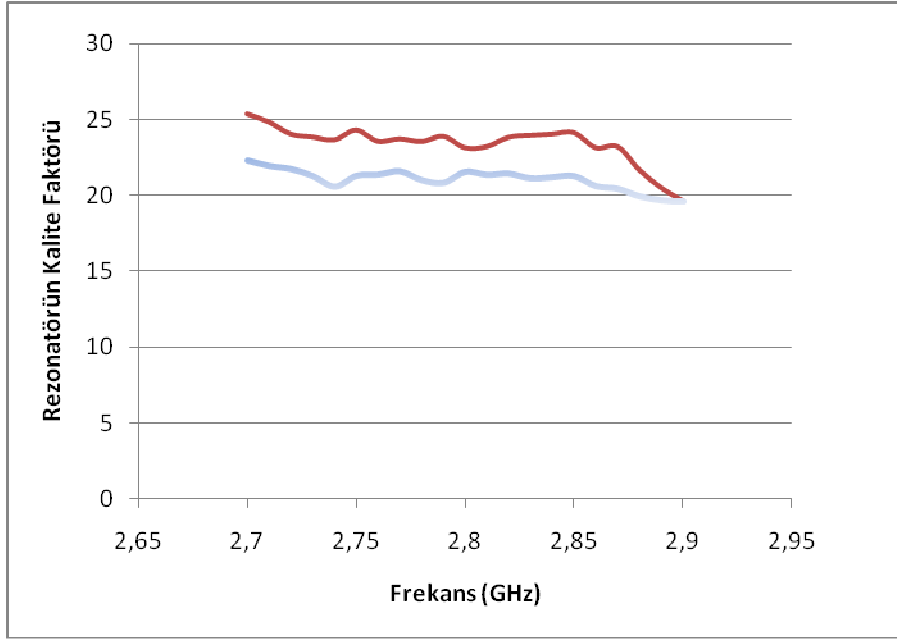
Agilent E8361C marka devre analizörü kullanılarak varaktörün kalite faktörü ölçümü yapılmıştır. Devre analizörü ilk önce ölçümün alınacağı kablo referans alınarak Agilent 85052D parça numaralı kalibrasyon kiti ile kalibre edilmiştir. Devre analizöründe açık devre ve kısa devre durumlarında kanalın karakteristiği Smith Çizelgesi'nde nokta şeklini alıncaya kadar elektriksel uzunluk ayarları yapılmıştır. SMA kart tipi bir konektörün aktif ucuna varaktörün eksi bacağı, toprağa ise varaktörün artı bacağı gelecek şekilde varaktör lehimlenmiştir. Devre analizörünün besleme t'si özelliği kullanılarak varaktörün eksi bacağına DC voltaj verilirken aynı zamanda RF olarak nasıl davrandığı ölçülmeye çalışılmıştır. Varaktörün kalite faktörü kalibrasyon kitinin kalite faktöründen daha yüksek olduğu için varaktörün S11 değeri Smith Çizelgesi'nin dışına çıkmış, negatif rezistans göstermiştir. Dolayısıyla varaktörün kalite faktörü devre analizörü ile ölçülememiştir.

5.2. Rezonatör Ölçümleri

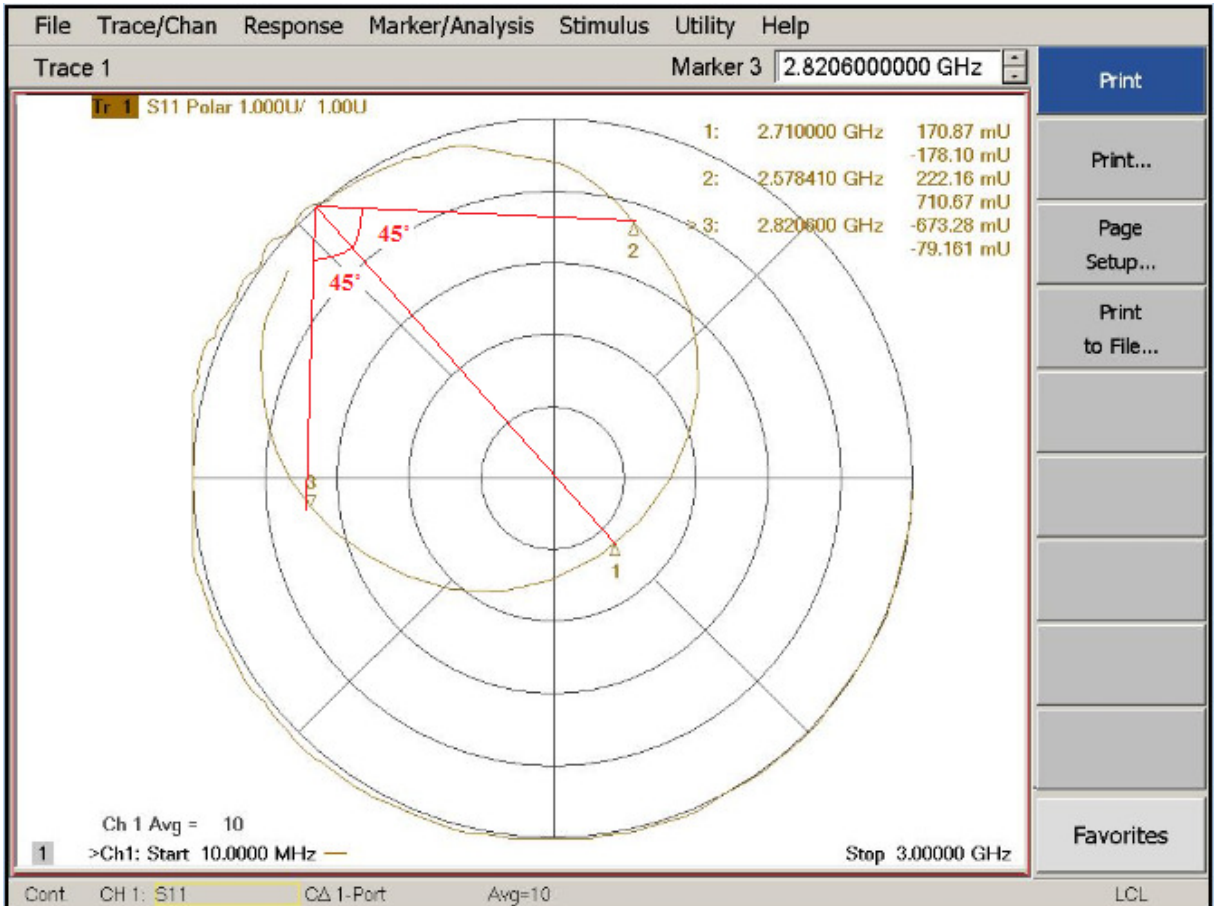
Rezonatörün kalite faktörü ölçümleri Bölüm 4.2.1'de sözedilen simülasyon düzeneğinin aynısı baskı devre kartı üzerinde kurularak yapılmıştır. Simülasyonda transistöre giden hattaki port yerine devre analizörü bağlanmış ve Bölüm 4.2.1'de verilen ölçüm yapılmıştır. Yapılan ölçümlere göre varaktörün ters besleme voltaj değerlerine karşı gelen rezonans frekans eğrisi, rezonatörün farklı rezonans frekanslarına karşı gelen kalite faktörü grafiği ve örnek bir kalite faktörü ölçümü sırasıyla Şekil 5.2, Şekil 5.3 ve Şekil 5.4'te gösterilmiştir. Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'te mavi ile gösterilen datalar simülasyon sonuçlarını, kırmızı ile gösterilen datalar ise ölçüm sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 5.2 Varaktörün ters besleme voltaj değerlerine karşı gelen rezonans frekansı ölçümü



Şekil 5.3 Rezonatörün farklı rezonans frekanslarına karşı gelen kalite faktörü ölçümü



Şekil 5.4 Örnek bir kalite faktörü ölçümü

Bölüm 4.2.1'de Eş. (4.7)'de görüldüğü gibi rezonatörün toplam kalite faktörü bağlaşım kapasitörünün, varaktörün ya da iletim hattının kalite faktöründen daha yüksek olması gibi bir durum söz konusu değildir. Varaktörün düşük ayar voltajlarında osilasyon frekansı düşük, yüksek ayar voltajlarında yüksektir. Bölüm 4.2.1'de yapılan simülasyonlara göre varaktörün ayar voltajı arttıkça kalite faktörü de yükselmektedir. Bağlaşım kapasitörlerinin ise kalite faktörleri frekans arttıkça düşmektedir. Yapılan simülasyonlar ve ölçümlerde, frekans arttıkça rezonatörün kalite faktörünün azaldığı görülmüştür. Bu durum, 2.7 GHz frekansında varaktörün rezonatörün toplam kalite faktörüne etkisi en kritik olan komponent olduğunu, frekans 2.9 GHz'e yaklaştıkça bağlaşım kapasitörlerinin kalite faktörlerinin toplam kalite faktörü üzerindeki etkisinin arttığını gösterir. Rezonatör kalite faktörü ölçümleri simülasyon sonuçlarından biraz daha yüksek çıkmıştır. Bu durumun iki nedeni olabilir. Birincisi devre analizörünün kalibrasyonu iyi yapılamamış olabilir, ikincisi ise Johanson Technology firmasının kapasitörlerinin gerçek kalite faktörleri ADS programı için firmanın verdiği modellerin kalite faktörlerinden daha yüksek olabilir.

5.3. Voltaj Kontrollü Osilatör Ölçümleri

5.3.1. Frekans Sürme Ölçümleri

Voltaj kontrollü osilatörün besleme voltajı değıştikçe osilasyon frekansı da değışir. Frekans Sürme osilatörün besleme hattındaki değışimlere karşı hassasiyetini gösteren bir parametredir. Birimi MHz/Volt'tur [37]. Tasarlanan VKO'nun besleme voltajı 10.5 Volttur. Osilatörün besleme voltajı 10.5 Volt'a, varaktör ise osilatörün merkez frekansı olan 2.8 GHz frekansında sinyal verecek ayar voltajı seviyesine ayarlanmıştır. Varaktörün ayar voltajı sabit tutularak VKO besleme voltajı 9.5 Volt ile 11.5 Volt arasında değıştirilerek çıkış frekansındaki değışiklik gözlenmiştir. Alınan ölçümler Tablo 5.1'de görülebilir.

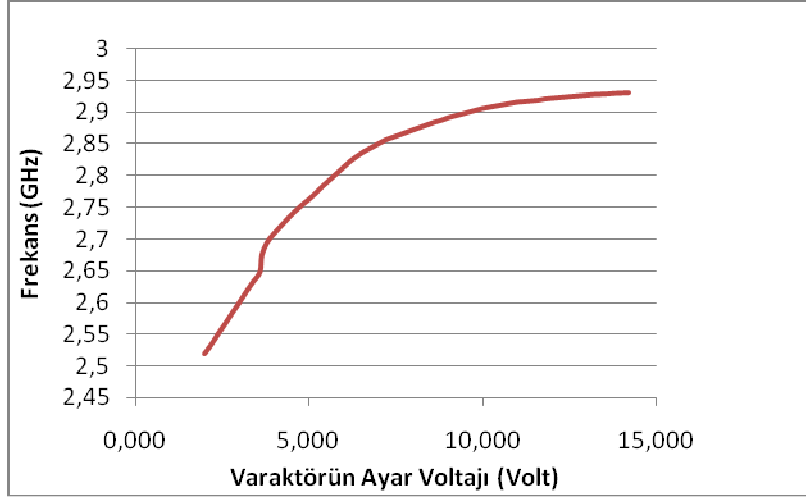
Vcc (Volt)	Frequency (GHz)
11,500	2,796
11,250	2,797
11,000	2,798
10,750	2,799
10,500	2,800
10,250	2,801
10,000	2,8015
9,750	2,802
9,500	2,803

Tablo 5.1 Frekans Sürme Ölçümleri

Frekans sürme değerinin düşük olması osilatörlerde istenilen bir durumdur [20]. Ani voltaj yükselmelerinde VKO'nun besleme voltajının etkilenmesini en aza indirmek için besleme hattı farklı değerlerde kapasitörler ile toprağa bağlanmıştır. Tablo 5.1'de görüldüğü gibi osilatörün besleme voltajındaki 2 Volt'luk bir değişim, çıkış frekansındaki 7 MHz'lik bir değişime sebep olmaktadır. Dolayısıyla osilatörün frekans sürme değeri 3.5 MHz/Volt'tur.

5.3.2. Ayar Voltajına Karşı Gelen Frekans Ölçümleri

Osilatörün ayar voltajı değiştikçe, osilasyon frekansı değişmektedir. Osilasyon frekansı değişimini başlıca etkileyen faktör varaktörün ters besleme voltajına karşı kapasitans eğrisidir. Bundan dolayı ayar voltajına karşı gelen frekans ölçümlerinin varaktörün kapasitans eğrisine çok benzer olması beklenir. Şekil 5.5'te ayar voltajına karşı gelen frekans ölçümleri görülebilir.

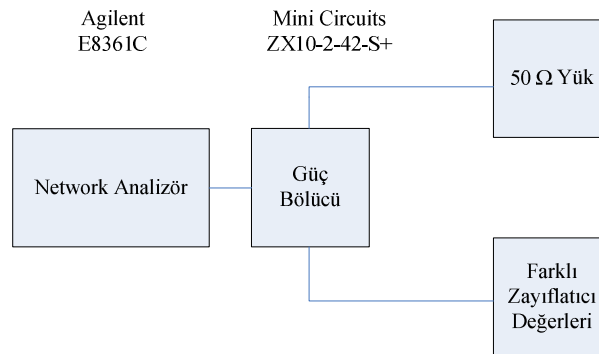


Şekil 5.5 Ayar Voltajına Karşı Gelen Frekans Ölçümleri

Şekil 5.5'te gösterilen ayar voltajına karşı gelen frekans ölçümleri grafiği ve varaktörün data sayfasında verilen varaktörün ters besleme voltajına karşı kapasitans eğrisi grafikleri birbirlerine çok benzerdir [38]. Osilatörlerde birim ayar voltajı değişimindeki osilasyon frekansı değişimine ise Ayar Hassasiyeti denir [37]. Ayar hassasiyeti özellikle döngü filtresi tasarımlarında kullanılan önemli bir parametredir. Şekil 5.5'e göre osilatörün ayar hassasiyeti 200 MHz'lik osilatör bant genişliği için 35.7 MHz/Volt'tur.

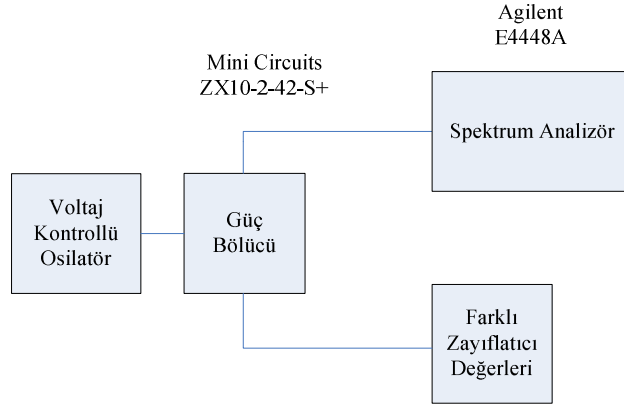
5.3.3. Yükleme Ölçümleri

Yükleme, osilatörün çıkışındaki yükün ideal olmamasından kaynaklanan osilatör çıkış frekansındaki sapmanın bir ölçütüdür [37]. Osilasyon frekansı ölçümleri osilatörün çıkışı direk olarak spektrum analizöre bağlanarak yapılmıştır. Yani spektrum analizörün giriş empedansının 50 Ω olduğu varsayılmıştır. Ölçüm düzeneğinde osilatörün çıkışında görülecek empedans değişimi devre analizörü kullanılarak ölçülmüştür. Bu ölçüm düzeneği Şekil 5.6'da görülebilir.



Şekil 5.6 Devre Analizörü kullanılarak yapılan empedans değişimi ölçüm düzeneği

Devre analizörünün bir çıkışı Mini Circuits ZX10-2-42-S+ marka güç bölücü ile ikiye bölünmüştür. Devre analizörünün güç bölücüye bağlı olan çıkışı VKO'nun çıkışını sembolize etmektedir. Güç bölücünün çıkışındaki uçlardan birincisine spektrum analizörü sembolize edecek 50 Ω bağlanmıştır. Güç bölücünün ikinci ucuna bağlanan zayıflatıcı değerlerine göre devre analizörünün osilatörü sembolize eden ucundaki S11 değişmekte dolayısıyla osilatörün göreceği empedans değişmektedir. Devre analizörü yardımıyla osilatörün çıkışından görünecek empedans değişikliği not edilmiş ve devre analizörü yerine VKO, 50 Ω yükün yerine ise spektrum analizör bağlanarak ölçüm düzeneği kurulmuştur. Yükleme ölçümünün yapıldığı ölçüm düzeneği Şekil 5.7'de gösterilmiştir. Bu ölçümde varaktörün ayar voltajı VKO'nun merkez frekansı olan 2.8 GHz frekansında sinyal verecek ayar voltajı seviyesine ayarlanmıştır.



Şekil 5.7 Yükleme ölçümü düzeneği

Bağlanan zayıflatıcı değerlerine göre osilatörün çıkışından görünen S11 değerleri ve osilatör çıkış frekans değişimi Tablo 5.2'de görülebilir.

Güç bölücünün ikinci ucuna bağlı olan zayıflatıcı değeri	VKO'nun çıkış portundan görünen S11 değeri (dB)	VKO Çıkış Frekansı (GHz)
50 ohm	-20	2,8001
7dB attenuator	-14,9	2,79953
6dB attenuator	-13,5	2,7994
5dB attenuator	-12,9	2,79887
3dB attenuator	-9,7	2,79753
2dB attenuator	-8,2	2,79723

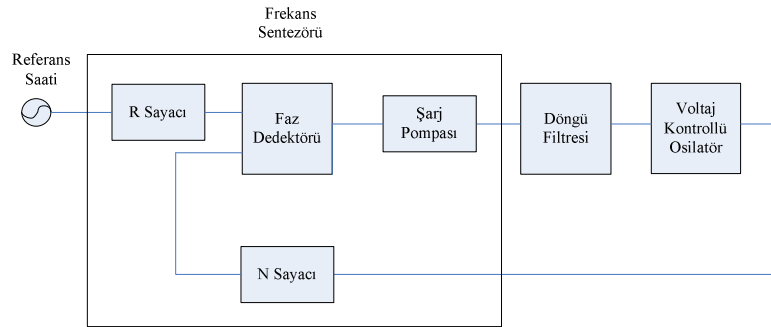
Açık Devre	-7,6	2,79683
------------	------	---------

Tablo 5.2 Yükleme Ölçümü

Yükleme değerinin düşük olması osilatörler için istenilen bir durumdur. Yükleme değeri ne kadar düşük olursa VKO'nun çıkışındaki empedans değişikliklerine olan hassasiyeti o kadar az olur. Tablo 5.2'de görüldüğü gibi VKO'nun çıkışından görünen S11 değeri -20 dB ile -7.6 dB arasında değiştiğinde VKO'nun çıkış frekansındaki değişim yaklaşık 3.2 MHz olarak ölçülmüştür.

5.3.4. Osilatör Çıkış Gücü ve Faz Gürültüsü Ölçümü:

Varaktörün ters besleme voltajı değiştirilerek osilatör frekans bandında farklı frekanslara ayarlanabilmektedir. Fakat varaktörün kontrol voltajında gerek ortamdan gerekse güç kaynağından gelebilecek gürültüler osilatörün çıkış frekansında küçük değişimlere neden olmaktadır. Frekanstaki değişimler spektrum analizördeki faz gürültüsü ölçümlerinde osilasyon frekansından farklı frekanslarda çıkış sinyalleri varmış gibi görünmesine neden olmaktadır ve faz gürültüsü doğru bir şekilde ölçülememektedir. Bu nedenle voltaj kontrollü osilatörün faz gürültüsü ve çıkış gücü ölçümleri için belirli bir frekansa kilitlenmesi gerekmektedir. Osilatörün kilitlenmesi için Analog Devices firmasının ADF4156 parça numaralı sentezör çipinin değerlendirme kartı kullanılarak faz kilitli döngü (PLL) devresi tasarlanmıştır. Faz kilitli döngü, osilatörün çıkış frekansının frekans sentezörüne uygulanan referans saati ile kıyaslanıp, referans saatinin katlarına kilitlendiği bir geribesleme sistemidir. Örnek bir faz kilitli döngü devresi Şekil 5.8'de görülebilir [39].

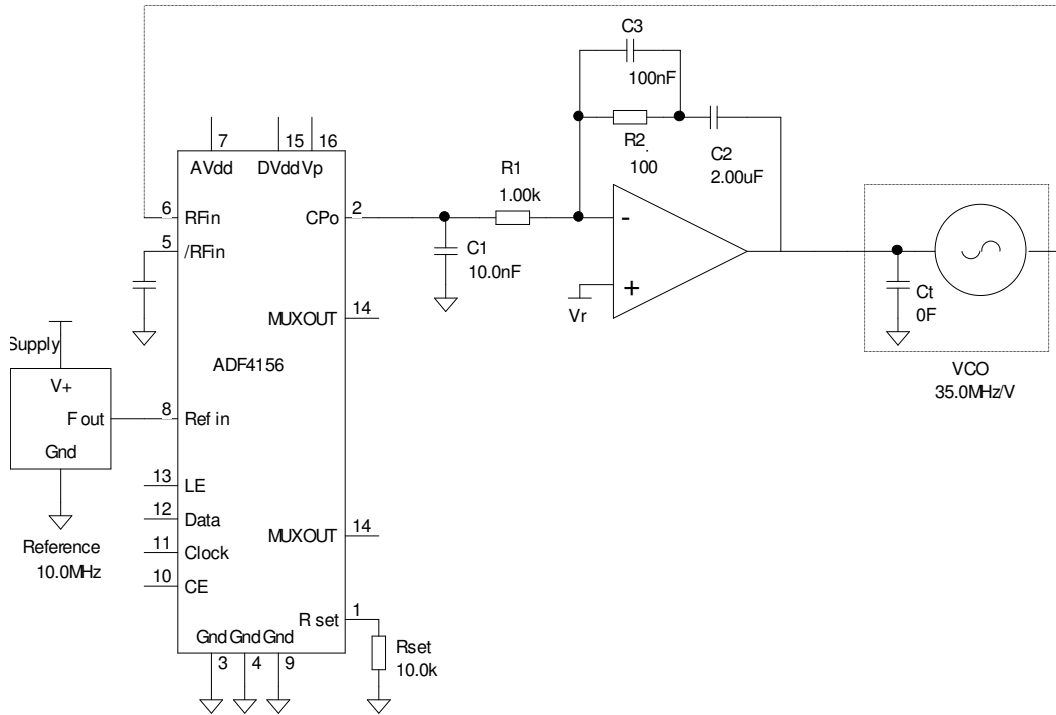


Şekil 5.8 Faz Kilitli Döngü Devresi

Faz kilitli döngü devresinde frekans sentezörü çipinin yanında bir de döngü filtresine ihtiyaç duyulmaktadır. Sentezör çipinin içinde referans saatinin R sayacı ile bölünmesi ile oluşan sinyal, voltaj kontrollü osilatörün çıkışından alınan bir örneğin N sayacı ile bölünmesinden oluşan sinyal ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma işlemi faz dedektörü ile

yapılır. Yapılan karşılaştırmaya göre sentezörün şarj pompası çıkışından osilatörün çıkış frekansının referans saatinin katlarına kilitlenmesi için gerekli sinyaller, osilatörün kontrol voltajına döngü filtresinden geçirilerek verilir [40]. Döngü filtresi, kullanılan osilatörün ayar voltajı aralığının ve sentezörün şarj pompasının özelliklerine göre aktif ya da pasif olabilir [40,41]. Osilatörün en yüksek ayar voltajının, sentezörün şarj pompası çıkış seviyesinden düşük ve eşit olduğu durumlarda pasif, yüksek olduğu durumlarda aktif döngü filtreleri kullanılır. Pasif döngü filtreleri genellikle direnç ve kapasitörlerden oluşur. Aktif döngü filtreleri ise işlemsel yükselteçler içerir [14].

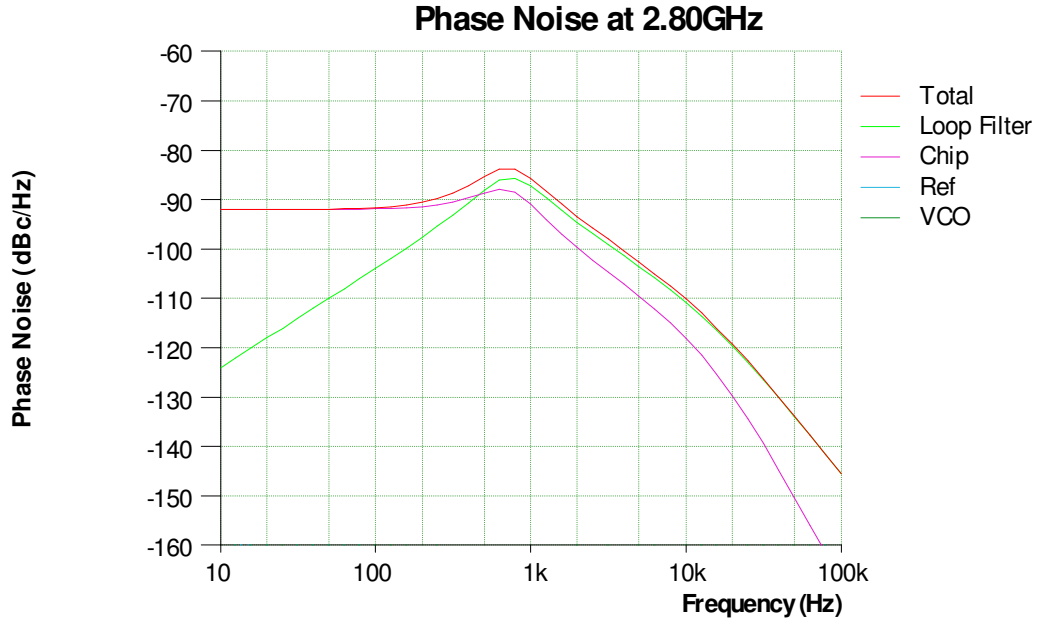
ADF4156 kodlu sentezörün şarj pompası çıkışı 0 Volt'tan başlayarak 4.5 Volt'a kadar çıkabilmektedir. Osilatör tasarımında kullanılan 1SV280 parça numaralı varaktörün ise ayar voltajı 0-15 Volt arasındadır [38,42]. Bundan dolayı 0-4.5 Volt arasındaki şarj pompası voltajını 0-15 Volt olan varaktör kontrol voltajına eşlemek için Analog Devices firmasından AD8675 parça numaralı işlemsel yükselteç kullanılarak bir döngü filtresi tasarlanmıştır. Döngü filtresinin tasarımı Analog Devices firmasının ADISIM-PLL isimli yazılımı ile yapılmıştır. Tasarlanan döngü filtresinin şematığı Şekil 5.9'da görülebilir.



Şekil 5.9 Tasarlanan Döngü Filtresi Şematığı

Tasarlanan faz kilitli döngü sistemi ile, yalnızca osilatörün faz gürültüsünün ölçülebilmesi için, taşıyıcı frekanstan faz gürültüsü ölçülecek frekans kadar uzaklığa faz kilitli döngü

sisteminden ek bir gürültü gelmemesi gerekir. Eğer faz kilitli döngü sisteminden ek bir gürültü gelirse osilatörün faz gürültüsü tam olarak ölçülemez yani ölçülen faz gürültüsünün ne kadarının faz kilitli döngü sisteminden ne kadarının osilatörden geldiği anlaşılamaz. Bundan dolayı 10 kHz ve 100 kHz'deki faz gürültüsünün rahatlıkla ölçülebilmesi için kapalı döngü bant genişliği 1 kHz civarında tasarlanmıştır. Tasarlanan faz kilitli döngünün bütün sisteme faz gürültüsü olarak etkisini gösteren faz gürültüsü grafiği Şekil 5.10'da görülebilir.

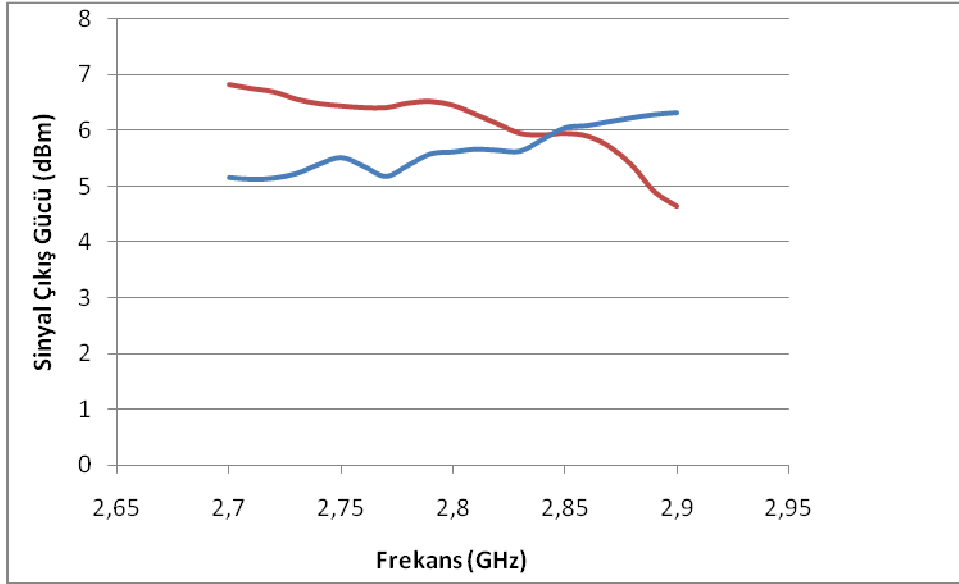


Şekil 5.10 Döngü Filtresinin Sisteme Etkisi

Şekil 5.10'da sağ tarafta toplam, döngü filtresinden kaynaklanan, sentezör çipinden kaynaklanan, referans saatinden kaynaklanan ve VKO'dan kaynaklanan faz gürültüsü değerleri farklı renkler ile ifade edilmiştir. Taşıyıcıdan 10 KHz ve 100 KHz uzaklıktaki faz gürültüsüne bakıldığında toplam faz gürültüsü sadece VKO'nun faz gürültüsüne bağlı olduğu görülür. Yani 10 kHz'de -110 dBc/Hz'den daha yüksek faz gürültülerinin, 100 kHz'de ise -145 dBc/Hz'den daha yüksek faz gürültülerinin ölçülebileceği görülür.

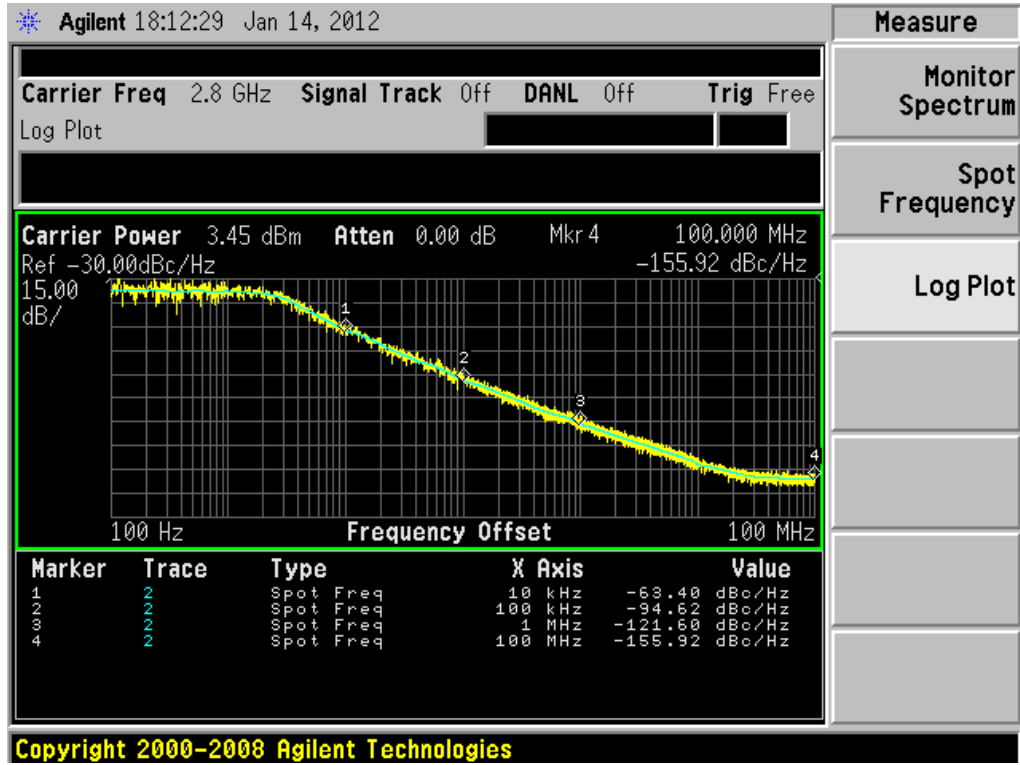
Tasarlanan faz kilitli döngü devresi ile voltaj kontrollü osilatörün çıkış gücü ve faz gürültüsü ölçümleri yapılmıştır. Ölçümlerde VKO'nun çıkışından sentezör devresine örnek göndermek için VKO'nun çıkışına Mini Circuits ZX10-2-42-S+ marka güç bölücü konularak sinyal ikiye bölünmüş ve bir çıkışı sentezörün RF girişine diğer çıkışı ise spektrum analizöre verilmiştir. Dolayısıyla VKO'nun gerçek çıkış gücü spektrum analizör tarafından ölçülen çıkış gücünden 3 dB daha fazladır. Frekanslara göre çıkış gücünün spektrum analizör ile ölçüm sonucu Şekil 5.11'de görülebilir. Şekil 5.11'de ölçülen

değerlere sinyalin ikiye bölünmesinden kaynaklanan 3 dB'lik fark eklenmiştir. Şekil 5.11'de mavi ile gösterilen datalar simülasyon sonuçlarını, kırmızı ile gösterilen datalar ise ölçüm sonuçlarını göstermektedir.

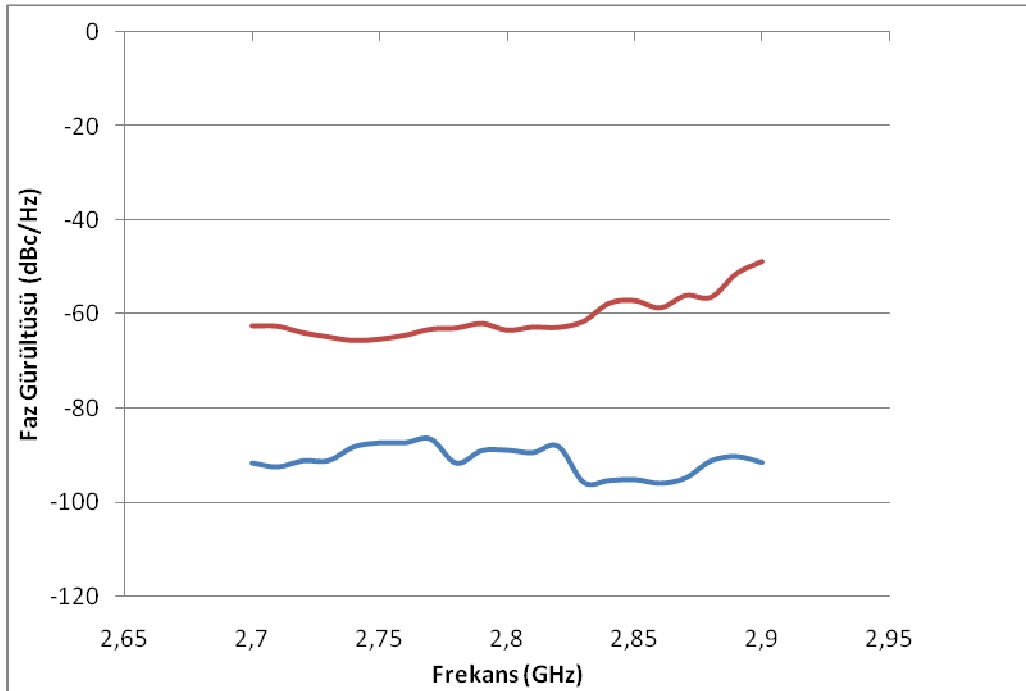


Şekil 5.11 VKO'nun Sinyal Çıkış Gücü Ölçümü

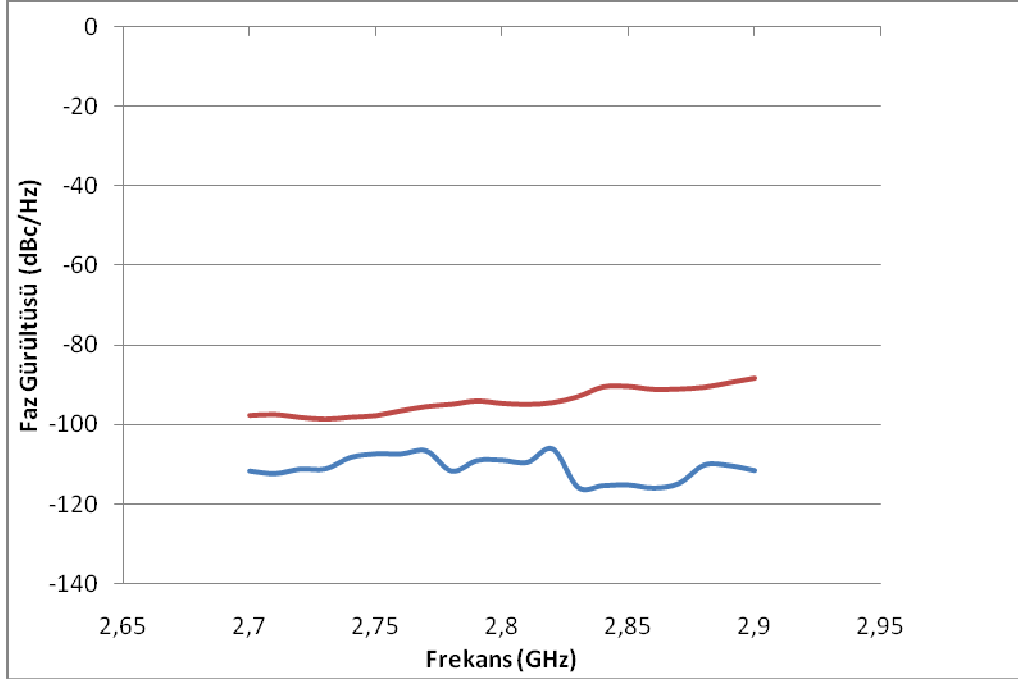
VKO'nun taşıyıcı frekanstan 10 kHz ve 100 kHz uzaklıkta faz gürültüsü ölçümü yapılmıştır. Örnek bir faz gürültüsü ölçümü ve faz gürültüsünün taşıyıcı frekanstan 10 kHz ve 100 kHz uzaklıktaki ölçümleri sırasıyla Şekil 5.12, Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'te görülebilir. Şekil 5.13 ve Şekil 5.14'te mavi ile gösterilen datalar simülasyon sonuçlarını, kırmızı ile gösterilen datalar ise ölçüm sonuçlarını göstermektedir.



Şekil 5.12 Örnek Bir Faz Gürültüsü Ölçümü



Şekil 5.13 VKO'nun Taşıyıcıdan 10 kHz Uzaktaki Faz Gürültüsü Ölçümü



Şekil 5.14 VKO'nun Taşıyıcıdan 100 kHz Uzaklıktaki Faz Gürültüsü Ölçümü

Bölüm 5.2'de rezonatör ölçümlerinde frekans 2.9 GHz'e yaklaştıkça rezonatörün kalite faktörünün düştüğü görülmektedir. Kalite faktörünün düşmesine paralel olarak faz gürültüsü 2.9 GHz civarında yükselmiştir.

Simülasyonlarda herhangi bir gürültü kaynağı kullanılmadığı için VKO'nun faz gürültüsü simülasyonu hiç gürültüsüz bir ortamda yapılmış gibidir. Fakat pratikte ortamda ölçümün yapıldığı alandaki cihazların sinyallerinden kaynaklanan bir gürültü söz konusudur. Bundan dolayı simülasyonlarda VKO'nun besleme hattına ve rezonatörde varaktörün artı ucuna gürültü voltaj kaynakları eklenmiştir. Gürültü voltaj kaynaklarının değerleri 100 nV'a ayarlanmış ve faz gürültüsü simülasyonlarındaki değişiklikler gözlenmiştir. Besleme hattına eklenen gürültü voltaj kaynağı faz gürültüsünü 4 dB artırırken, varaktörün artı ucuna eklenen gürültü voltaj kaynağı faz gürültüsünü 25 dB arttırmıştır. Dolayısıyla faz gürültüsü en çok varaktörün girişindeki gürültüden etkilenmektedir. Lab ortamındaki gürültünün ne kadar olduğu tam olarak bilinemediği için 100 nV'luk bir gürültü simülasyonda hesaba katılarak faz gürültüsüne etkisi gözlenmiştir. Simülasyon ve ölçümdeki faz gürültüsü karşılaştırılırken, simülasyonda bulunan değerlere lab ortamı düşünülerek 100 nV'luk bir gürültü kaynağının etkisi de göze alınırsa daha doğru bir karşılaştırma yapılmış olur.

Osilatörün faz gürültüsü ölçümleri sırasında gürültü tabanı ölçümleri de yapılmıştır. Gürültü tabanı ortalama olarak -155 dBc/Hz ölçülmüştür. Voltaj kontrollü osilatörün

gürültü tabanının yüksek olması kullanılan sistemin sinyal gürültü oranının düşmesine neden olacağı için gürültü tabanının düşük olması voltaj kontrollü osilatörler için istenilen bir özelliktir.

6. SONUÇLAR ve TARTIŞMA

Tez kapsamında ortak kolektör paralel (LC) yapılı voltaj kontrollü osilatör tasarlanmış, baskı devre kartı ürettirilmiş, devre elemanları dizilmiş, üretilen osilatör çalıştırılmıştır ve ölçümleri alınmıştır.

Voltaj kontrollü osilatörün ölçülen çalışma frekansları, devrenin AC modeli çizilerek yapılan hesaplamalar sonucunda bulunan en yüksek ve en düşük osilasyon frekansı sınırlarının içerisinde çıkmıştır. Ayar voltajına karşı gelen frekans ölçümlerinde belirli frekans için osilatöre verilmesi gereken ayar voltajlarında simülasyonlar ile ölçümler arasında 1-2 Volt kadar fark görülmüştür. Bu farkın nedeni daha önceden öngörülen ayak izlerinden ve lehimden kaynaklanan ekstra kapasitansın farklı olması ya da transistörün doğrusal olmayan etkilerinden dolayı osilasyon frekansının hafifçe kayması olabilir. Voltaj kontrollü osilatörün ölçülen sinyal çıkış gücü de, simülasyonda bulunan sinyal çıkış gücü de $6 \text{ dBm} \pm 1 \text{ dB}$ içinde değişmektedir.

Tasarlanan voltaj kontrollü osilatörde faz gürültüsünün en düşük seviyede olması hedefi vardır. Bundan dolayı faz gürültüsünü düşürebilmek için malzeme seçimine dikkat edilmiş, baskı devre kartı çizimlerinde kayıplar düşünülerek hatlar mümkün oldukça kısa tutulmuş, ölçümlerde osilatörün devre dışından gelen gürültüler ile faz gürültüsünün artmaması için besleme hatları voltaj regülatörleri ile beslenmiş, baskı devre kartının etrafı faraday kafesi ile kapatılmıştır. Baskı devre kartının etrafına yapılan Faraday kafesi faz gürültüsünün birkaç dB azalmasını sağlamıştır. Bunların dışında faz gürültüsünü düşürmek amacıyla çıkış kapasitörü için farklı kapasitör değerleri denenmiştir. Fakat çıkış kapasitörünün faz gürültüsünde çok fazla etkisi olmadığı görülmüştür. Faz gürültüsü, devreye farklı çıkış kapasitörü değerleri takıldığında 1-2 dB içinde değişmektedir.

Voltaj kontrollü osilatörün faz gürültüsünün rezonatörün kalite faktörünün ölçümleri ile orantılı olarak azaldığı ya da arttığı görülmüştür. Özellikle 2.9 GHz frekansına yaklaşıldıkça rezonatörün kalite faktöründe ölçülen azalma, voltaj kontrollü osilatöre faz gürültüsünde artma olarak yansımıştır. Rezonatörün kalite faktörü ölçümleri simülasyon sonuçlarından biraz daha yüksek çıkmıştır. Bu durum devre analizörünün kalibrasyonunun iyi yapılamamış olması ile ya da kullanılan kapasitörlerin gerçek kalite faktörlerinin ADS programı için verilen modellerin kalite faktörlerinden daha yüksek olması ile açıklanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Odyniec M., RF and Microwave Oscillator Design, Boston, Artech House, 1-4, **2002**
- [2] Chattopadhyay D., Electronics (Fundamentals And Applications), New Age International, 224-233, **2006**
- [3] Gonzalez G., Foundations of Oscillator Circuit Design, Norwood, Artech House, 1-94, 130-142, 251-309, **2007**
- [4] Agilent Technologies, Phase Noise Characterization of Microwave Oscillator, 3-11, **2007**
- [5] Chang K., Hamradio - RF and Microwave Wireless Systems, Texas, JOHN WILEY & SONS, INC.,149-196, **2000**
- [6] ITU, Handbook on Satellite Communications,Wiley, 41-46, **2002**
- [7] Golio M., RF and Microwave Circuits, Measurements and Modeling, Phoenix, CRC Press, (12-1)-(12-9), **2008**
- [8] Pozar D. M., Microwave and RF Design of Wireless Systems, JOHN WILEY & SONS, INC.,335-347, **2001**
- [9] Eskelinen P., Introduction to RF Equipment and System Design, Boston, Artech House, 87-168, **2004**
- [10] Helfenstein M, Moschytz G. S., Circuits and Systems for Wireless Communications, KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS, 23-32, **2002**
- [11] Chang K., Bahl I., Nair V., RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems, JOHN WILEY & SONS, INC.,473-475, **2002**
- [12] Sayre C. W., Complete Wireless Design, McGraw Hill Professional, 95-99, 309-317, **2008**
- [13] Misra D. K., Radio Frequency and Microwave Communication Circuits, JOHN WILEY & SONS, INC.,295, 449-485, **2004**
- [14] Davis W. A., Radio Frequency Circuit Design, JOHN WILEY & SONS, INC., 84-89, 222-240, **2001**
- [15] Lee T. H., The Design of Cmos Radio-Frequency Integrated Circuits, Cambridge University Press, 272, 344-345, **2001**
- [16] Rohde U. L., Newkirk D. P., RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications, JOHN WILEY & SONS, INC., 636-647, **2004**

- [17] Losee F. A., RF Systems Components and Circuits Handbook, Boston, Artech House, 177-178, **2005**
- [18] Rhea R. W., Discrete Oscillator Design: Linear, Nonlinear, Transient, and Noise Domains, Artech House, 173, 236, **2010**
- [19] Mini Circuits, Characterizing and Minimizing VCO Phase Noise, Uygulama Notları, **1999**
- [20] Rohde U. L., A. Poddar K., Böck G., The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications, 9-79, 87-148, 159-199 **2005**
- [21] Garg R. K., Dixit A., Yadav P., Basic Electronics, Firewall Media, 284-285, **2008**
- [22] Silver J. P., Phase Noise, http://www.odysseus.nildram.co.uk/Systems_And_Devices_Files/PhaseNoise.pdf (Eylül, **2013**)
- [23] Rosu I., Phase Noise in Oscillators, <http://www.qsl.net/va3iul/Phase%20noise%20in%20Oscillators.pdf> (Eylül, **2013**)
- [24] Grebenkemper C. J., Local Oscillator Phase Noise and Its Effect on Receiver Performance, Watkins-Johnson Company, Vol. 8 No. 6 November/December, **1981**
- [25] Huschka M., New Base Materials for Multilayer Applications in High-Speed Digital and RF Technology, Taconic Advanced Dielectric Division, **2002**
- [26] Grebennikov A., RF And Microwave Transistor Oscillator Design, Wiley, 205-214, **2007**
- [27] Silver J. P., Colpitts Oscillator Tutorial, http://www.odysseus.nildram.co.uk/RFMicrowave_Circuits_Files/Oscillator_Colpitts.pdf (Eylül, **2013**)
- [28] Razavi B., RF Microelectronics, Prentice Hall, 521-524, **2011**
- [29] Toshiba 1SV280 Spice Parametreleri, Berkley Spice2G6 Diode Model
- [30] Cheng D. K., Fundamentals of Engineering Electromagnetics, Addison-Wesley Publishing Company, 353-357, **1993**
- [31] Kajfez D., Hwan E. J., Q-Factor Measurement with Network Analyzer, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, NO. 7, JULY, 666-670, **1984**
- [32] Kajfez D., Q Factor Measurements, Analog and Digital, 7-9, **1999**
- [33] Rohde U. L., Oscillator Basics and Low-Noise Techniques for Microwave Oscillators and VCOs, 4-5, **2000**
- [34] Pota H. R., Analysis of Common-Collector Colpitts Oscillator, **2005**

- [35] NXP BFG425 Veri Sayfası, **2010**
- [36] Agilent Technologies, Oscillator Design Guide, **2004**
- [37] Mini Circuits, VCO Test Methods, Uygulama Notları, **1999**
- [38] Toshiba 1SV280 Veri Sayfası, **2007**
- [39] Curtin M., O'Brien P., Phase-Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters–Part 2, **1999**
- [40] Fox A., PLL Synthesizers, **2002**
- [41] Harney A., Designing High-Performance Phase-Locked Loops with High-Voltage VCOs, **2009**
- [42] Analog Devices ADF4156 Veri Sayfası, Rev. C, **2011**

EKLER

EK-1 SÖZLÜK

Admittance: Admitans
Amplitude-limiting capability: Transistörün genlik-kısıcıcı yeteneği
Bias Tee: Besleme T'si
Cascadable: Birbiri ardına takılabilir olma durumu
Charge pump: Şarj pompası
Circulator: Döndürgeç
Closed loop feedback system: Kapalı döngü geri besleme sistemi
Closed loop response: Kapalı döngü tepkisi
Conversion loss: Karıştırıcılardaki çevrim kaybı
Coupling coefficient: Bağlaşım katsayısı
Duplexer: Ayırıcı filtre
Electrical length: Elektriksel uzunluk
Evaluation pcb: Değerlendirme kartı
Footprint: Ayak izi
Free space: Boş uzay
Frequency agile: Frekans atik
Frequency pushing: Frekans sürme
Frequency synthesizer: Frekans sentezörü
Gain-Bandwidth product (Ft): Kazanç-bantgenişliği çarpımı
Handheld devices: Küçük el cihazları
Impedance: Empedans
Isolation: Yalıtım
Load pull: Yükleme
Long-term stability: Uzun-dönem kararlılık
Loop bandwidth: Döngü bantgenişliği
Loop filter: Döngü filtresi
Loss Tangent: Kayıp tanjant
Network analyzer: Devre analizörü
Noise voltage source: Gürültü voltaj kaynağı
Opamp: İşlemsel yükselteç
Phase feedback loop: Faz geribesleme döngüsü
Phase locked loop: Faz kilitli döngü
Phase spectral density: Faz spektral yoğunluğu
Port: Alt program
Pulse: Darbe
Quantization noise: Nicemleme gürültüsü
Reciprocal mixing: Karşılıklı karıştırma
Relative dielectric constant: Bağlı dielektrik katsayısı
Right-half plane: Sağ-yarım düzlem
Saturation: Doyum
Short-term stability: Kısa-dönem kararlılık
Single conversion: Tek çevrimli
Single sideband phase noise: Tek yan bant faz gürültüsü
Spectral density: Spektral yoğunluk
Spurious signals: Sahte sinyaller
Steady-State: Durgun-durum

Substrate: Alttaş
Transceiver: Alıcı-verici
Transmission line: İletim hattı
Tuning sensitivity: Ayar hassasiyeti

EK-2 KARŞILAŞTIRMA

Tasarlanan voltaj kontrollü osilatör ile piyasada satılan Hittite, Crystek ve RFMD firmalarının benzer frekans aralığına sahip voltaj kontrollü osilatörlerinin özelliklerinin karşılaştırıldığı tablo aşağıda verilmiştir.

	Tasarlanan VKO	HMC386LP4	HMC416LP4	CVCO55BE-2600-2900	VCO790-2965KY
Frekans Ayar Aralığı	2.7 - 2.9 GHz	2.6 - 2.8 GHz	2.75 - 3 GHz	2.6 - 2.9 GHz	2.865 - 3.065 GHz
Ayar Voltajı	2 - 15 V	0 - 10 V	0 - 10 V	0.3 - 4.7 V	1.3 - 4 V
Sinyal Çıkış Gücü	+5.5 dBm \pm 0.5 dB	+5 dBm \pm 0.5 dB	+4.5 dBm \pm 0.5 dB	+5 dBm \pm 3 dB	+7 dBm \pm 3 dB
Faz Gürültüsü (10 kHz uzaklıkta)	-60 dBc/Hz	-90 dBc/Hz	-90 dBc/Hz	-95 dBc/Hz	-89 dBc/Hz
Faz Gürültüsü (100 kHz uzaklıkta)	-95 dBc/Hz	-114 dBc/Hz	-114 dBc/Hz	-117 dBc/Hz	-111 dBc/Hz
Frekans Sürme	3.5MHz/V	2 MHz/V	-1 MHz/V	2.5 MHz/V	3 MHz/V
Yükleme	3 MHz (S11 : -7.6 ile -20 dB arasında)	3 MHz (VSWR: 2.0:1)	3 MHz (VSWR: 2.0:1)	4.5 MHz	27 MHz
Besleme Voltajı	10.5 V	3 V	3 V	5 V	4.1 V
Çekilen Akım	28 mA	35 mA	37 mA	15 mA	26 mA

Karşılaştırma Tablosu

Karşılaştırma tablosunda görüldüğü gibi tasarlanan VKO'nun bazı özellikleri piyasada satılan VKO'lardan daha iyi, bazıları özellikleri eşit seviyede ve bazı özellikleri ise piyasadaki VKO'lardan daha kötüdür.

ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : MURAT AYDIN

Doğum Yeri : ANKARA

Medeni Hali : Bekar

E-posta : murataydin@hacettepe.edu.tr

Eğitim

Lise : 2000 - 2003 Kırıkkale Fen Lisesi

Kırıkkale

Lisans : 2003 - 2008 Bilkent Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği,

Ankara

Yüksek Lisans : 2010 - 2013 Hacettepe Üniversitesi

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği,

Ankara

Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce, iyi derecede.

İş Deneyimi

2008 - 2012 Bilkent Üniversitesi Uzay Teknolojileri Araştırma
Merkezi (BilUzay)

Mikrodalga Tasarım Mühendisi

2012 - 2013 Meteksan Savunma A.Ş.

Mikrodalga Tasarım Mühendisi

Deneyim Alanları

Mikrodalga Devre Tasarımı, Elektromanyetik Teori, Haberleşme Sistemleri

Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

-

Tezden Üretilmiş Yayınlar

-

Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar

-