

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**K BANT VE C BANT
FREKANS MODÜLASYONLU SÜREKLİ DALGA RADARI
TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Abdulkadir Geylani KÜÇÜKOĞLU

Savunma Teknolojileri Anabilim Dalı

Savunma Teknolojileri Programı

OCAK 2023

ISTANBUL TECHNICAL UNIVERSITY ★ GRADUATE SCHOOL

**K BAND AND C BAND
FREQUENCY MODULATED CONTINUOUS WAVE RADAR
DESIGN AND IMPLEMENTATION**

M.Sc. THESIS

**Abdulkadir Geylani KÜÇÜKOĞLU
(514191027)**

Department of Defense Technologies

Defense Technologies Programme

Advisor: Asst. Prof. Ramazan YENİÇERİ

JANUARY 2023

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 514191027 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Abdulkadir Geylani KÜÇÜKOĞLU, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “K BANT VE C BANT FREKANS MODÜLASYONLU SÜREKLİ DALGA RADARI TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Dr. Öğr. Üyesi Ramazan YENİÇERİ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Dr. Öğr. Üyesi Ramazan YENİÇERİ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Müştak Erhan YALÇIN
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Barış KARAKAYA
Fırat Üniversitesi

Teslim Tarihi : 28 Aralık 2022
Savunma Tarihi : 27 Ocak 2023





Aileme,



ÖNSÖZ

Bu çalışmaya desteklerinden dolayı Dr. Öğr. Üyesi Ramazan YENİÇERİ'ye, Dr. Yusuf SEVİNÇ'e, Dr. Salih ZENGİN'e, TÜBİTAK SAGE'ye ve çalışma arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Aralık 2022

Abdulkadir Geylani KÜÇÜKOĞLU
(Elektronik ve Haberleşme Mühendisi)





İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ	xv
ŞEKİL LİSTESİ	xvii
ÖZET	xix
SUMMARY	xxi
1.GİRİŞ	1
1.1. Radar	2
1.1.1. Radar denklemi	3
1.1.2. Radar frekansları	3
1.1.3. Radar uygulamaları	4
1.1.4. Doppler etkisi	4
1.2. FMSD Radar Temelleri	4
1.2.1. FMSD radar uygulamaları	6
1.2.2. Benzer teknolojiler	7
1.2.3. FMSD radar özellikleri	7
1.3. Temel RF Elektronik Kavramları	8
1.3.1. S parametreleri	8
1.3.2. Harmonik	8
1.3.3. Üçüncü derece kesişme noktası	9
1.3.4. 1 dB sıkıştırma noktası	10
1.3.5. Titreşim gürültüsü	10
1.3.6. Faz gürültüsü	10
1.3.7. Çıkıntı	11
1.4. RF Devre Blokları	12
1.4.1. Voltaj kontrollü osilatör	12
1.4.2. Faz kilitli döngü	13
1.4.3. Döngü filtre	13
1.4.4. Düşük gürültülü yükselteç	15
1.4.5. Filtre	15
1.4.6. Anten	16
1.4.7. Mikser	16
1.5. FMSD Radar Performans Bozucu Etkiler	16
1.5.1. Faz gürültüsü	16
1.5.2. Lineer olmayan frekans taraması	17
1.5.3. Yığın	18
1.5.4. Karıştırıcı ve interferans	18
1.5.5. Çok yönlülük	19

1.5.6. Hava koşulları	19
1.5.7. Titreşim	19
1.5.8. Sıcaklık.....	19
2.TASARIM VE GERÇEKLENMESİ.....	21
2.1. Simülasyon Modeli.....	22
2.2. K Bant Donanım.....	30
2.2.1. Döngü filtre tasarımı	30
2.2.2. K bant alçak geçiren filtre tasarımı	35
2.2.3. K bant bant geçiren filtre tasarımı.....	36
2.2.4. IF bant filtre tasarımı.....	39
2.2.5. Alıcı verici antenleri arasındaki sızıntı.....	40
2.3. C Bant FMSD Radar Sistemi	45
2.3.1. C bant alçak geçiren filtre	48
2.3.2. C bant bant geçiren filtre.....	49
2.3.3. C bant laboratuvar test düzeneği	50
2.3.4. C bant saha test düzeneği	53
2.3.5. C bant doppler etkili test düzeneği.....	56
2.3.6. C bant karıştırıcı, interferans ve yığın etkili test düzeneği.....	58
2.4. Algoritma.....	58
3.SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	61
KAYNAKLAR.....	63
ÖZGEÇMİŞ.....	67

KISALTMALAR

ADC	: Analog to Digital Converter
CFAR	: Constant False Alarm Rate
DB	: Decibel
DBC	: Decibels Relative to The Carrier
F	: Frequency
FC	: Center Frequency
FFT	: Fast Fourier Transform
FMSD	: Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga
FMCW	: Frequency Modulated Continuous Wave
FKD	: Faz Kilitli Döngü
FPGA	: Field Programmable Gate Array
GHZ	: Giga Hertz
HZ	: Hertz
IF	: Intermediate Frequency
IP3	: 3. Derece Kesişme Noktası
İNG	: İngilizce
KHZ	: Kilo Hertz
LC	: Inductor Capacitor
LO	: Lokal Osilatör
MHZ	: Mega Hertz
P1DB	: 1 DB Sıkıştırma Noktası
PLL	: Phase Locked Loop
RF	: Radio Frequency
S	: Saniye
US	: Mikro Saniye
V	: Volt
VCO	: Voltage Controlled Oscillator
VKO	: Voltaj Kontrollü Osilatör
VNA	: Vector Network Analyzer



SEMBOLER

C	: 4-8 GHz
K	: 18-27 GHz
W	: 75-110 GHz





ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Mesafe ölçüm hataları.	56
---	----





ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Radar Temel Çalışma Yapısı [14].	2
Şekil 1.2 : Doppler frekans kayması [16].	4
Şekil 1.3 : FMSD radar blok şeması.	5
Şekil 1.4 : FMSD radar zaman-frekans ve zaman-ara frekans grafiği [18].	5
Şekil 1.5 : FMSD radar uygulamaları [3, 20, 23, 24].	6
Şekil 1.6 : İki portlu bir devrenin s parametresi matrisi [25].	8
Şekil 1.7 : Osilatör çıkışı spektrumu.	9
Şekil 1.8 : Üçüncü derece kesişme noktası gösterimi [26].	9
Şekil 1.9 : Yükselteç giriş gücü-çıkış gücü grafiği [27].	10
Şekil 1.10 : Faz gürültüsü ölçümü.	11
Şekil 1.11 : Çıkıntı ölçümü.	12
Şekil 1.12 : Voltaj kontrollü osilatör kontrol voltajı-çıkış frekansı grafiği [29].	12
Şekil 1.13 : Faz kilitli döngü temel yapısı.	13
Şekil 1.14 : Döngü filtre devre şeması [28].	14
Şekil 1.15 : Optimum faz gürültüsü bant genişliği [28].	14
Şekil 1.16 : Filtre frekans yanıtı gösterimi [30].	15
Şekil 1.17 : Mikser portları.	16
Şekil 1.18 : Hedeflerin faz gürültüsünde maskelenmesi [19].	17
Şekil 1.19 : Basamaklı frekans taraması yapılırken IF spektrum [19].	18
Şekil 2.1 : FMSD radar blok şeması.	21
Şekil 2.2 : Sistem simülasyonu modeli.	22
Şekil 2.3 : Sistem modeli frekans üretimi bölümü.	23
Şekil 2.4 : C bant geliştirme kartı LMX2492EVM faz gürültüsü ölçümü.	24
Şekil 2.5 : C bant faz gürültüsü simülasyonu.	24
Şekil 2.6 : Sistem modeli anten bölümü.	25
Şekil 2.7 : Sistem modeli iletim kanalı bölümü.	26
Şekil 2.8 : Sistem modeli bozucu etkiler bölümü.	26
Şekil 2.9 : Sistem modeli alıcı bölümü.	27
Şekil 2.10 : Sistem modeli mikser bölümü.	27
Şekil 2.11 : Sistem simülasyonu K bant sinyal spektrumu.	28
Şekil 2.12 : Sistem simülasyonu üçgen frekans modülasyonu.	28
Şekil 2.13 : Sistem simülasyonu IF bant sinyal spektrumu.	29
Şekil 2.14 : 8192 ve 32768 boyutlu FFT karşılaştırması.	30
Şekil 2.15 : Döngü filtre optimum bant genişliği [28].	31
Şekil 2.16 : Döngü filtrede faz marjinin salınıma etkisi [28].	31
Şekil 2.17 : Üçgen tipi frekans modülasyonu parametreleri f_{DEV} ve F_{MOD} [41].	32
Şekil 2.18 : TI PLLatinum Sim'de döngü filtre tasarımı.	33
Şekil 2.19 : Üçgen tipi frekans taraması frekans-zaman grafiği.	33
Şekil 2.20 : Sürekli dalgalı testere tipi frekans taraması frekans-zaman ölçümü.	34
Şekil 2.21 : K bant alçak geçiren filtre şekli.	35
Şekil 2.22 : K bant alçak geçiren filtre ölçümü.	36

Şekil 2.23 : K bant bant geçiren filtre şekli.	36
Şekil 2.24 : K bant bant geçiren filtre ölçümü.	37
Şekil 2.25 : K bant bant geçiren filtreler.	37
Şekil 2.26 : K bant bant geçiren filtre 3 boyutlu gösterim.	38
Şekil 2.27 : K bant bant geçiren filtre ikinci versiyon ölçümü.	38
Şekil 2.28 : IF bant filtre şematik.	39
Şekil 2.29 : IF bant filtre kartı.	39
Şekil 2.30 : IF bant filtre simülasyonu.	40
Şekil 2.31 : K bant alıcı verici antenleri.	40
Şekil 2.32 : K bant alıcı verici antenleri ikinci üretim.	41
Şekil 2.33 : K bant 2x2 alıcı verici dizi antenleri.	41
Şekil 2.34 : K bant 1x4 alıcı verici dizi antenleri.	42
Şekil 2.35 : K bant donanım.	42
Şekil 2.36 : K bant donanım spektrum ölçümü.	43
Şekil 2.37 : K bant donanım test düzeneği blok şeması.	44
Şekil 2.38 : K bant donanım test düzeneği	44
Şekil 2.39 : K bant donanım IF sinyal spektrumu.	45
Şekil 2.40 : C bant radar sistemi blok şeması.	46
Şekil 2.41 : C bant sistem simülasyonu RF spektrumu.	46
Şekil 2.42 : C bant radar sistemi sistem simülasyonu IF bant spektrumu.	47
Şekil 2.43 : C bant radar sistemi test düzeneği blok şeması.	48
Şekil 2.44 : C bant alçak geçiren filtre şematığı.	48
Şekil 2.45 : C bant alçak geçiren filtre ölçüm sonucu.	49
Şekil 2.46 : C bant bant geçiren filtre şematığı.	49
Şekil 2.47 : C bant bant geçiren filtre ölçümü.	50
Şekil 2.48 : C bant laboratuvar test düzeneği blok şeması.	51
Şekil 2.49 : C bant laboratuvar test düzeneği.	51
Şekil 2.50 : C bant üçgen frekans taraması frekans zaman ölçümü.	52
Şekil 2.51 : C bant spektrum ölçümü.	52
Şekil 2.52 : C bant radar sistemi 5 m'deki hedef için IF spektrum ölçümü.	53
Şekil 2.53 : C bant radar sistemi saha test düzeneği blok şeması.	53
Şekil 2.54 : C bant radar sistemi test düzeneği.	54
Şekil 2.55 : C bant test düzeneği ve hedef.	54
Şekil 2.56 : 5 m mesafe ölçümü.	55
Şekil 2.57 : Mesafe ölçümleri spektrum verileri.	55
Şekil 2.58 : Doppler test düzeneği blok şeması.	56
Şekil 2.59 : Doppler test düzeneği.	57
Şekil 2.60 : 50 KHz doppler frekans kayması ölçümü.	57
Şekil 2.61 : Karıştırıcı, interferans ve yığın test düzeneği blok şeması.	58
Şekil 2.62 : Algoritma blok şeması.	59

K BANT VE C BANT FREKANS MODÜLASYONLU SÜREKLİ DALGA RADARI TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ

ÖZET

Modern sistemler, teknolojik gelişmelerle daha zorlu koşullara uyum sağlamayı gerektirmektedir. Mikrodalga radar sistemleri zorlu çevresel koşullarda etkili ve yüksek doğrulukla çalışabilmektedir. Yüksek çözünürlük ve doğruluk, düşük maliyet ve güç tüketimi, hızlı ölçme yetenekleri sebebiyle frekans modülasyonlu sürekli dalga (FMSD) radar sistemleri günümüzde otomotivden endüstriye birçok alanda tercih edilmektedir.

Bu çalışmada K bant frekans modülasyonlu sürekli dalga radarı detaylı olarak analiz edilerek modellenmekte ve gerçekleştirilmektedir. RF ön uç benzetimleri için AWR Microwave Office programı Visual System Simulation (VSS) benzetim aracı kullanılmaktadır. Bu program ile faz kilitli döngü (ing. Phase Lock Loop), voltaj kontrollü osilatör (ing. Voltage Controlled Oscillator) blokları, güç yükselteç ve düşük gürültülü yükselteç; alçak geçiren ve bant geçiren filtreler; verici ve alıcı antenleri; iletim kanalı, mikser, temel bant filtre ve temel bant yükselteç; analog sayısal dönüştürücü (ing. analog to digital converter) ve hızlı Fourier dönüşüm (ing. fast Fourier transform) modellenmektedir.

K bantta tasarlanan donanımda temel FMSD radar blokları; voltaj kontrollü osilatör içeren mikser entegresi baz alınarak, alçak geçiren ve bant geçiren filtreler, anten, güç bölücü, analog filtre ve yükselteçler tasarlanmaktadır.

C bantta faz kilitli döngü, düşük gürültülü yükselteç, mikser, güç bölücü, güç yükselteç geliştirme kartları ve anten kullanılarak; alçak geçiren ve bant geçiren filtreler tasarlanarak FMSD radar sistemi oluşturulmaktadır. Kurulan sistem kullanılarak tarama periyodu, faz gürültüsü, harmonik şiddeti, jammer, doppler frekans kayması parametrelerinin radar performansına etkileri incelenmektedir. FPGA ve ADC kullanılarak radar sinyal işleme algoritmasının geliştirilmesi için test verileri toplanmaktadır. Toplanan veriler MATLAB ortamında işlenerek mesafe ve hız hesaplamaları yapılmaktadır.

Radar sinyal işleme algoritması sınırlı vuru yanıtı (ing. finite impulse response) bant geçiren filtre, pencereleme, FFT, sabit yanlış alarm oranı (ing. constant false alarm rate) detektörü, hareketli ortalama (ing. moving average) filtre, mesafe ve hız hesaplama algoritmalarını içermektedir.

Laboratuvar ortamında yapılan mesafe ölçümleri çeşitli uzunluklarda koaksiyel kablolar kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Ek bir faz kilitli döngü geliştirme kartı ile doppler frekans kayması oluşturulmaktadır. Saha testinde huni anten kullanılarak mesafe ölçümü yapılmaktadır.



K BAND AND C BAND FREQUENCY MODULATED CONTINUOUS WAVE RADAR DESIGN AND IMPLEMENTATION

SUMMARY

Modern systems require adaptation for harsh conditions with technological developments. Microwave radar systems work efficiently and accurately at tough environmental conditions. Frequency modulated continuous wave (FMCW) radar systems are used in many areas from automotive to industry because of high resolution, high accuracy, low cost, low power consumption, and fast measurement.

In this work, K band frequency modulated continuous wave radar is designed and implemented in detail. The Visual System Simulation tool of AWR Microwave Office program is used for RF front-end simulation. With use of this program, these blocks are modeled which are phase lock loop, and voltage controlled oscillator; power amplifier, and low noise amplifier; low pass filter, and band pass filter; transmitter antenna, and receiver antenna; channel, mixer, baseband filter, baseband amplifier; sampling frequency of analog to digital converter (ADC); points of fast fourier transform (FFT).

The hardware designed in K band contains basic FMCW radar blocks which are a mixer integrated circuit with voltage controlled oscillator, and designed units that are low pass filter, band pass filter, antenna, power divider, analog filter and amplifier.

The FMCW radar system built in C band contains phase lock loop, low noise amplifier, mixer, power divider, power amplifier boards, antenna, low pass filter, and band pass filter. The parameters that are sweep period, phase noise, harmonic level, jammer, and doppler shift are analyzed with use of the system. Test data are gathered using FPGA, and ADC for developing radar signal processing algorithms. Range and velocity are calculated with processing the data at MATLAB.

Radar signal processing algorithms contain finite impulse response band pass filter, windowing, constant false alarm rate detector, moving average filter, range and velocity calculation algorithms.

Range measurement tests are conducted using coaxial cables with different lengths at the laboratory. Doppler frequency shift is generated with another phase lock loop development board. Range measurements are conducted using a horn antenna.



1. GİRİŞ

Radar sistemleri son yılların popüler araştırma konusudur. İlk zamanlarında radar sistemleri büyük ve pahalı olmalarından dolayı sadece askeri uygulamalarda kullanılabiliirdi. Ancak son yıllardaki entegre devre teknolojilerindeki gelişmeler sayesinde radar sistemleri, baskı devre kartı ve entegre devre seviyesinde uygulanabilmektedir [1]. Voltaj kontrollü osilatör, faz kilitli döngü gibi temel bloklar ayrıık devreler olarak kullanılmak yerine hepsi içinde radar alıcı-verici entegresi olarak kullanılabilmektedir. K bant ve W bant, Avrupa Telekomünikasyon Standartları Enstitüsü tarafından kullanıma açılması ile birlikte K ve W bantlara çıkan çalışma bantları sayesinde radar sistemleri daha küçük, yüksek doğrulukta ve yüksek çözünürlükte olabilmektedir. Bu gelişmeler radar sistemlerinin ticari uygulamalardaki kullanımını arttırmaktadır. Başlıca otomotiv [2, 3], endüstri [4, 5] ve tıp [6, 7] olmak üzere birçok alanda kullanılan radar sistemleri; kamera, lazer, kızılötesi gibi alternatif teknolojilere göre önemli avantajları vardır.

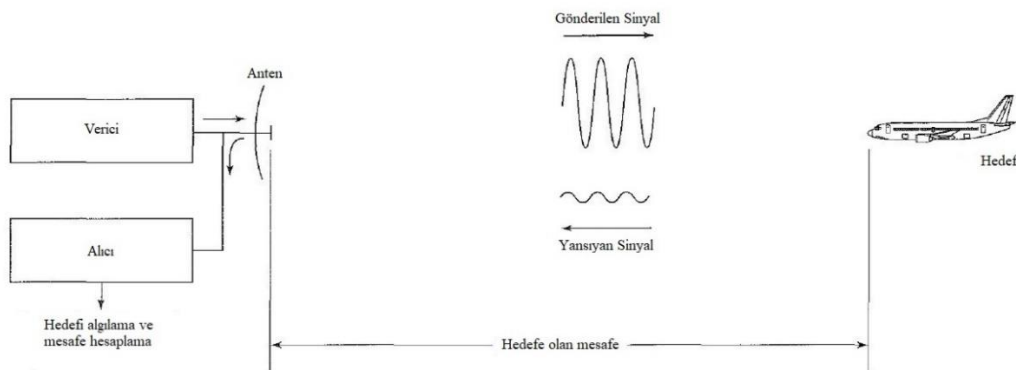
Basit yapısı, düşük çıkış gücü ve yüksek doğruluğundan dolayı sürekli dalga radar sistemleri diğer radar sistemlerine kıyasla daha çok tercih edilmektedir [8]. Sürekli dalga radar sistemlerinden modülasyonsuz sürekli dalga radarı ile tek frekansta yayın yaparak hedeften yansıyan sinyaldeki faz değişimine bakarak hedef algılama ve hız ölçümü yapılırken mesafe ölçümü yapılamamaktadır. Frekans modülasyonlu radar sisteminde hız ölçümü ile birlikte yüksek çözünürlüklü mesafe ölçümü yapılabilmesinden dolayı en yaygın kullanılan sürekli dalga radar sistemidir [9, 10].

Voltaj kontrollü osilatör, faz kilitli döngü gibi temel bloklar ayrıık devreler olarak kullanılmak yerine hepsi içinde radar alıcı-verici entegresi olarak kullanılabilmektedir. Analog Devices, Infineon, ST Microelectronic, Texas Instruments ve NXP firmalarının K ve W bantlarda radar alıcı-verici entegreleri kısa mesafe ölçüm uygulamalarında piyasayı domine etmektedir. Radar yapısı itibari ile zorlu çevre şartlarında çalışabilmektedir. Bu özelliği diğer teknolojilere göre tercih edilmesine sebep olmaktadır, ancak otomotiv için üretilen radar alıcı-verici entegrelerinin donanımsal kısıtlamaları bulunmaktadır [11].

Maliyet etkin ve yaygınca kullanılan frekans modülasyonlu sürekli dalga radarı entegreleri, uzman mühendisler tarafından donanımsal limitlerin ötesinde kullanılmak istenmektedir. Sayısal sinyal işleme bloğu veya mikrokontrolcü bloğunun paralel sinyal işleme yapamaması kaynaklı ölçümdeki gecikme, yetersiz tarama periyodu, düşük maksimum hız ve yetersiz FFT çözünürlüğü gibi donanımsal kısıtlamalardan dolayı mesafe ve hız ölçümlerinde belirsizlikler oluşmaktadır [12, 13]. Bu belirsizlikler hız arttıkça daha fazla olmaktadır. Bu tezde kötü hava şartlarında ve yüksek hızlarda düşük hata payı ile mesafe ölçümü yapabilmek için K bant donanım tasarımı ve FPGA’da uygulanabilir algoritma geliştirmesi yapılmaktadır. Çalışma, K bant donanım tasarımı ve gerçekleştirilmesi; algoritma geliştirmeleri için C bantta modüler radar sistemi tasarımı ve gerçekleştirilmesini içermektedir.

1.1. Radar

Radar, hedeflerin tespiti ve konumunun belirlenmesi için kullanılan elektromanyetik bir sistemdir. Özel yapıda bir dalga göndererek yansıyan sinyalin algılanması ile çalışır. Elektromanyetik yapısından dolayı insanların göremediği karanlık, sis, yağmur, kar gibi koşullarda dahi çalışabilir. Basit yapıda bir radar sistemi osilatör, verici anteni, alıcı anteni ve alıcıdan oluşmaktadır (Şekil 1.1) [14]. Gönderilen sinyalinin bir kısmı hedefe çarparak bütün yönlerde saçılmaktadır. Alıcı anteni hedeften yansıyan sinyalin kendisine gelen bir kısmını alıp alıcıya iletir. Alıcıda algılanan sinyal işlenerek hedefin varlığı, mesafesi ve bağlı hızı ölçülmektedir. Gönderilen sinyal ile algılanan sinyal arasındaki süre ölçülerek mesafe hesaplanır. Hedefin yönü gelen sinyalin yönü belirlenerek ölçülür. Bu genelde dar hüzmeli antenler kullanılarak yapılmaktadır [15].



Şekil 1.1 : Radar Temel Çalışma Yapısı [14].

Radar ile hedef arasında bağıl hız varsa taşıyıcı frekansta doppler frekans kayması olur. Doppler frekans kayması ölçülerek bağıl hız hesaplanır veya bu doppler etkisi kullanılarak durağan hedefler ile hareketli hedefler ayrımı yapılır ve hedef takibinde kullanılır.

Radar ilk olarak düşman uçakları yaklaştığında algılamak için kullanıldı. Modern radar sistemleri hedefin yönünü, mesafesini ve hızını tespit ederek takip etmektedir. En çok kullanılan dalga yapısı sinüs sinyali ile modüle edilmiş dikdörtgen darbe trenidir.

Mesafe, gönderilen darbe sinyali ile yansıyan darbe sinyali arasındaki geçen zaman T ile ölçülür. Elektromanyetik dalga ışık hızı c ile yayıldığı için mesafe R denklem 1.1 ile hesaplanır.

$$R = \frac{cT}{2} \quad (1.1)$$

1.1.1. Radar denklemi

Radar sistemi ölçülebilir maksimum mesafesi; verici, alıcı, anten, hedef ve çevre özellikleri ile alakalıdır. Radar sistemi yönlü bir anten kullanarak çıkış gücünü P_t belirli bir yöne verir. Anten kazancı G antenden belirli bir yönde çıkan gücün izotropik antene kıyasla ne kadar güçte olduğunu ifadesidir. Hedef, gönderilen sinyalin bir kısmını çeşitli yönlere yansıtır, bu sinyalin bir kısmı radar sistemine geri yansır. Gönderilen sinyalin gücünün alınan sinyal gücüne oranı hedefin radar kesit alanı σ ile ifade edilir. Alıcı anteni yansıyan sinyalin bir kısmını alır, bu alıcı anteni etkili alanı A_e ile ifade edilir. Maksimum radar mesafesi R_{maks} yansıyan sinyalinin gücünün P_r alıcının algılayabileceği minimum sinyal gücüne S_{min} eşit olduğu mesafeye kadardır. Maksimum radar mesafesi bu parametreler ile denklem 1.2 kullanılarak hesaplanır. Denklem 1.2 temel radar denklemi olarak kullanılmaktadır [14].

$$R_{maks} = \left(\frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{min}} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (1.2)$$

1.1.2. Radar frekansları

Radar sistemlerinin ilk zamanlarında radar sistemlerini düzenlemek için kullanılan frekans bantlarına harf kodları atanıldı. Asıl amacı askeri bilgileri gizlemek olarak kullanılsa da bu kodlama geçerliliğini sürdürmektedir. C bant 4-8 GHz, K bant 18-27 GHz, W bant 75-110 GHz olarak Uluslararası Telekomünikasyon Birliği tarafından belirlenmiştir [15].

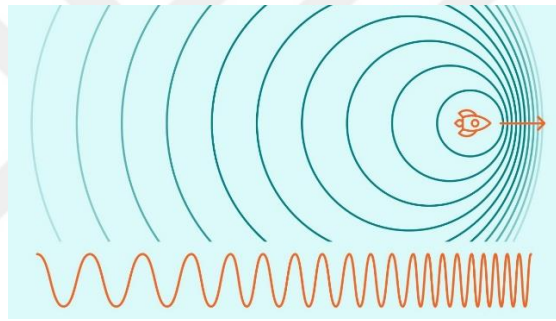
1.1.3. Radar uygulamaları

Düşman uçak ve füzelerinin erken uyarısı, hava savunma sistemlerinde hedef tespiti ve takibi, savaş alanı gözetlemesi, askeri araçların navigasyonu radar askeri uygulamalarıdır. Hava trafik kontrolü, liman gemi kontrolü, hava durumu radarları, otomotiv radarları, endüstriyel radarlar sivil radar uygulamalarıdır.

1.1.4. Doppler etkisi

Optik ve akustik alanlarından iyi bilindiği gibi eğer osilasyon kaynağında veya izleyicide hareket varsa frekansta kayma olur (Şekil 1.2). Buna doppler etkisi denir ve sürekli dalga radarlarının temelini oluşturur. Osilasyon frekansı f_0 , bağıl hız V_r olan bir radar ve hedef için doppler frekans kayması f_d denklem 1.3 ile hesaplanır [14].

$$f_d = \frac{2V_r f_0}{c} \quad (1.3)$$



Şekil 1.2 : Doppler frekans kayması [16].

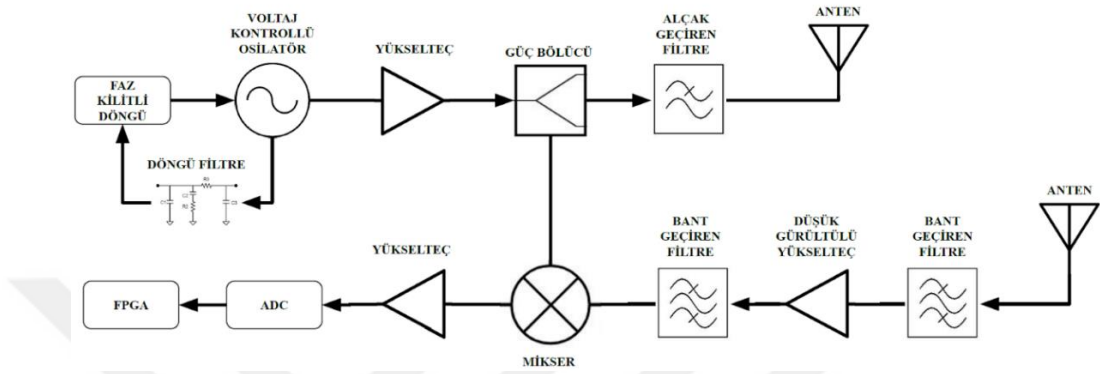
1.2. FMSD Radar Temelleri

Sürekli dalga radarları zaman bilgisi eksikliği nedeniyle mesafe ölçemez. Mesafe ölçüm kabiliyeti genlik, frekans veya faz modülasyon kullanarak kazanılabilir. Darbe radarları genlik modülasyona örnektir. Diğer sıkça kullanılan teknik frekans modülasyonudur. Uçuş zamanı frekans değişimi ile orantılıdır. Frekans değişimi ne kadar fazla ise uçuş zamanı değişimi o kadar fazla olur, daha doğru mesafe ölçümü yapılır ancak spektrum çok geniş olur. Frekans modülasyonu üçgen, testere, sinüs biçimli veya daha kompleks tiplerde olabilir.

Frekans modülasyonlu sürekli dalga (FMSD) radarının darbe radarından diğer bir farkı elektromanyetik dalga yayını sürekli yapılmaktadır. Yayın yapılan sinyalinin frekansı lineer olarak değişir. Yansıyan sinyal ile üretilen sinyalin kopyası mikserde çarpılarak

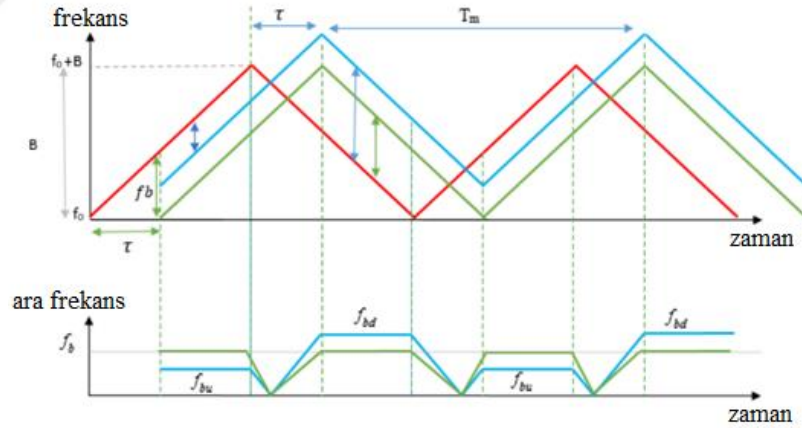
iki sinyal arasındaki frekans farkı bulunur ve mesafe ölçülür. Testere tipi frekans modülasyon en basit ve yaygın olarak kullanılanıdır [17].

Şekil 1.3’de FMSD radarının temel blok diyagramı verilmektedir. Üretilen sinyalin bir kısmı alıcı için referans sinyal olarak kullanılarak vuru frekansında sinyal elde edilmektedir.



Şekil 1.3 : FMSD radar blok şeması.

Şekil 1.4’deki kırmızı çizgi üretilen sinyali, yeşil çizgi yansıyan sinyali, mavi çizgi dopplerli yansıyan sinyali ifade etmektedir.



Şekil 1.4 : FMSD radar zaman-frekans ve zaman-ara frekans grafiği [18].

Üretilen sinyal ile yansıyan sinyal mikserde çarpıldıktan sonra ara frekansında (ing. intermediate frequency) f_b sinyal ortaya çıkmaktadır. Eğer doppler yoksa vuru frekansı mesafeyi ifade etmektedir. Doppler frekans kayması varsa vuru frekansı doppler toplamı ve vuru frekansı doppler farkı iki sinyal oluşmaktadır. Mesafe denklem 1.4 ve 1.5 toplanarak, doppler ise farkları alınarak hesaplanır [18]. Bu hesaplama $f_b > f_r$ kabul edilerek yapılır. Eğer yüksek hızlarda kısa mesafeler ölçülüyorsa toplam ve fark yer değiştirir. Toplam doppleri verir, fark mesafeyi verir.

$$f_{du} = f_b - f_d \quad (1.4)$$

$$f_{bd} = f_b + f_d \quad (1.5)$$

f_b belirlendikten sonra mesafe R denklem 1.6 kullanılarak hesaplanır. B bant genişliği, T_m tarama periyodudur.

$$R = \frac{c(f_{bu} + f_{bd})T_m}{8B} \quad (1.6)$$

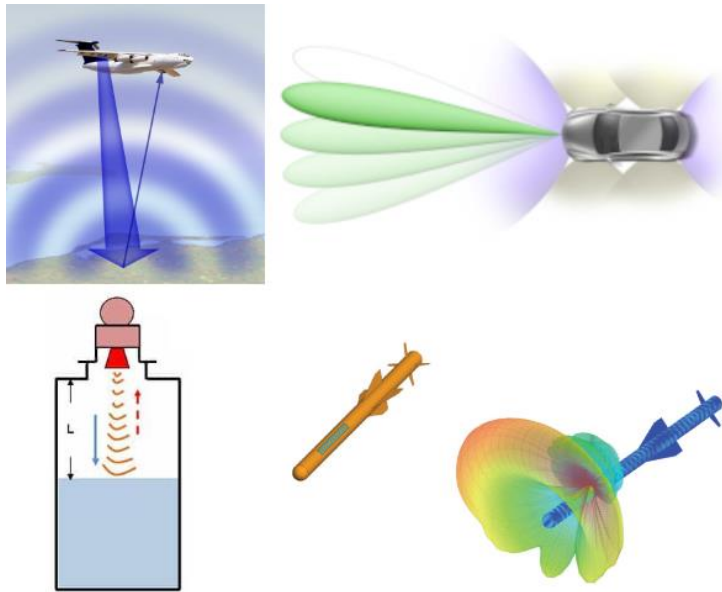
Bağıl hız V_r denklem 7 kullanılarak hesaplanır.

$$V_r = \frac{c(f_{bd} - f_{bu})}{8f_c} \quad (1.7)$$

Darbe radarında olduğu gibi FMSD radarında da mesafe ve hızda belirsizlikler vardır. Mesafeden dolayı frekans kayması olmaktadır ama bağıl hızdan dolayı da doppler frekans kayması olmaktadır. Ölçülen frekans kayması, FFT’de alınan pencere süresine bağlı olarak belirli bir çözünürlükte olmaktadır. Mesafe ve hız çözünürlük miktarı kadar belirsizlik gelmektedir. Diğer bir belirsizlik algoritmanın mesafe ve hızı hesaplama süresinde mesafe ve hızdaki değişimden gelmektedir [19].

1.2.1. FMSD radar uygulamaları

Hedef algılayıcı [20], patlama sensörü [21], yükseklik ölçer, arayıcı başlık radarı [22] FMSD radarı askeri uygulamalarıdır. Depo sıvı seviyesi ölçümü [23], navigasyon, araç çarpışma önleme, park sensörü [3], endüstriyel mesafe ölçümleri [4] ve nabız ölçümü [8] sivil uygulamalarıdır (Şekil 1.5).



Şekil 1.5 : FMSD radar uygulamaları [3, 20, 23, 24].

1.2.2. Benzer teknolojiler

Kızılötesi, ultrason, darbe radarı, lazer ve kamera kısa mesafe ölçümleri için kullanılan yaygın teknolojilerdir. Kızılötesi ile mesafe ölçümü avantajları; dikey ve yüzeysel hareketleri algılamada iyidir, geniş görüş açılı ve düşük maliyetlidir. Dezavantajları; dairesel hareketleri algılamada kötüdür, yağmur ve siste çalışamaz. Ultrason ile mesafe ölçümü avantajları; kısa mesafelerde daha yüksek doğruluktadır ve düşük maliyetlidir. Dezavantajları; çok kısa mesafelerde çalışabilir, hız ölçemez, gürültü, rüzgar gibi çevresel faktörlerden etkilenir. Darbe radarı ile mesafe ölçümü avantajları: yüksek güç kullanarak uzun mesafeler ölçmek mümkündür, interferans ve karıştırıcılara karşı önlem kolaydır. Dezavantajları; kısa mesafeleri ölçmek zordur, çalışmaya başlaması zaman alabilir. Lazer ile mesafe ölçümü avantajları; çok yönlüdür, hızlı çalışıp ölçüm yapabilir, hassas ölçüm yapabilir, tespit edilmesi ve karıştırılması zordur. Dezavantajları; sis, yağmur gibi atmosferik olaylardan etkilenebilir, bütün yüzeylerde iyi çalışmayabilir, kısıtlı görüş alanı vardır. Kamera ile mesafe ölçümü avantajları; kullanım esnekliğidir, nesne sınıflandırması, mesafe ve hız ölçümü yapılabilir, düşük maliyetlidir. Dezavantajları; gölge ve kötü hava şartlarından etkilenir, kompleks donanım ve yazılım gerektirir.

1.2.3. FMSD radar özellikleri

Yüksek çözünürlüklü mesafe ölçümü yapılabilir. Mikrodalga FMSD radarları cm seviyesine kadar çözünürlük sağlayabilir. Yüksek doğrulukta ölçüm yapılabilir, düşük güç tüketimi ile çalışabilir, mesafe kısa sürede ölçülebilir ve başlangıç süresi kısadır. Kötü hava koşullarında çalışabilir. Düşük dalga boyu sayesinde toz, yağmur, sis vb. parçacıklarda kolaylıkla ilerleyebilir. Gece ve gündüz çalışabilir. Sıcaklık farklılıklarından etkilenmez. Düşük maliyetlidir. Benzer düşük güçlü teknolojilere kıyasla daha yüksek mesafe ölçülebilir. Radom kullanarak çeşitli yüzeylere uyumlu yerleştirilebilir. Darbe radarına göre daha kısa mesafe ölçülebilir. Çıkış gücü düşük olduğu için atmosfer kaybından, interferans ve karıştırıcılardan etkilenebilir. Sürekli yayın yaptığından çevredeki diğer sistemleri etkileyebilir. Darbe radarına göre daha fazla işlem gücü gerektirebilir. Yüksek bant genişliği gerektiğinden regülasyonlardan etkilenebilir.

1.3. Temel RF Elektronik Kavramları

1.3.1. S parametreleri

Yüksek frekanslı devrelerde voltaj ve akım yerine devreyi dalga olarak tanımlamak gerekir. S parametreleri, uzun ifadesiyle Saçılma parametreleri, RF elektronik devre elemanlarının lineer özelliklerini ifade eder. Bu parametreler kullanılarak devrenin kazancı, kaybı, empedansı, faz gecikmesi ve gerilim duran dalga oranı hesaplanabilir [25].

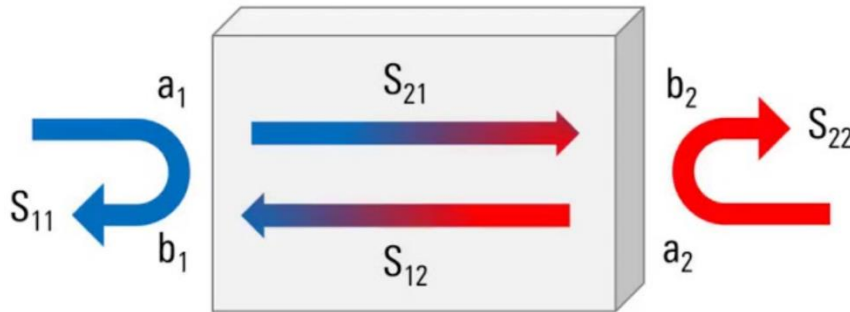
Pratiklik açısından giren dalga ve çıkan dalga terimleri kullanılmaktadır. Örnek olarak iki portlu bir devrenin Şekil 1.6'da belirtilen 4 elemanlı S parametreleri şunları ifade etmektedir:

S_{11} = giriş portu yansıması

S_{12} = ters yönde kazanç

S_{21} = ileri yönde kazanç

S_{22} = çıkış portu yansıması

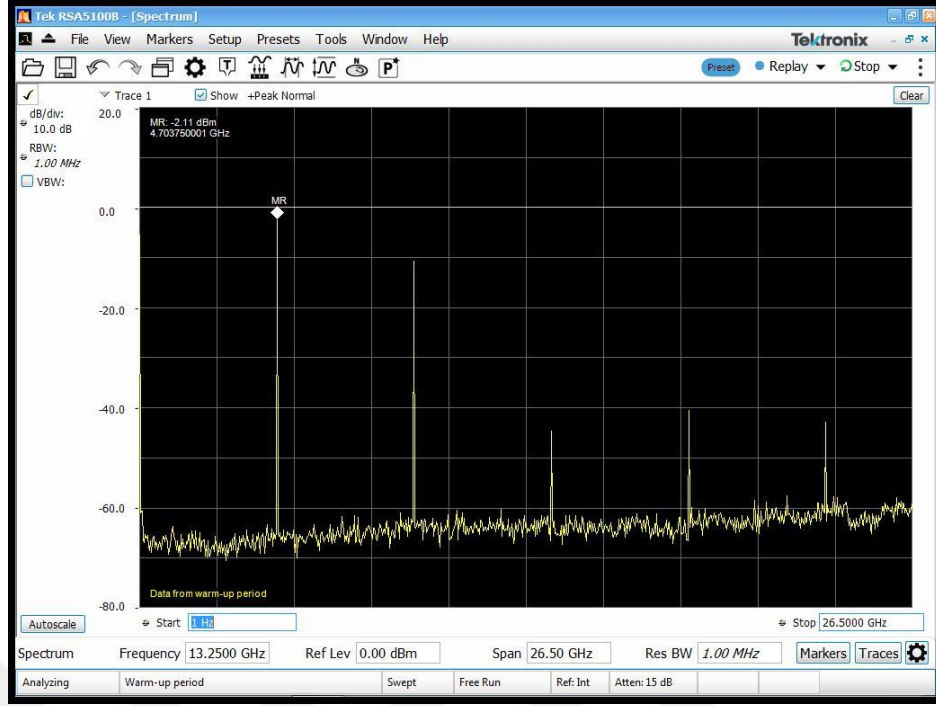


Şekil 1.6 : İki portlu bir devrenin s parametresi matrisi [25].

S_{11} ve S_{22} parametreleri giriş ve çıkış portunun empedans uyumunun ifadesidir.

1.3.2. Harmonik

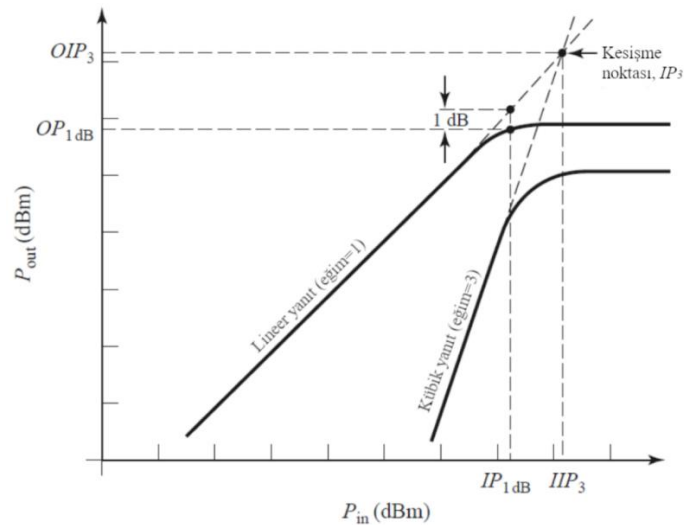
Osilasyon kaynağı belirli frekansta sinyal üretirken geri besleme devresinden kaynaklı bu frekansın tam katlarında da geri besleme devresi zayıflatma oranındaki güçte sinyaller üretir (Şekil 1.7). Bu sinyaller alçak geçiren filtre kullanılarak bastırılır, eğer filtre kullanılmazsa yükselteçten geçen güçleri artarak sistem performansını etkileyebilir.



Şekil 1.7 : Osilatör çıkışı spektrumu.

1.3.3. Üçüncü derece kesişme noktası

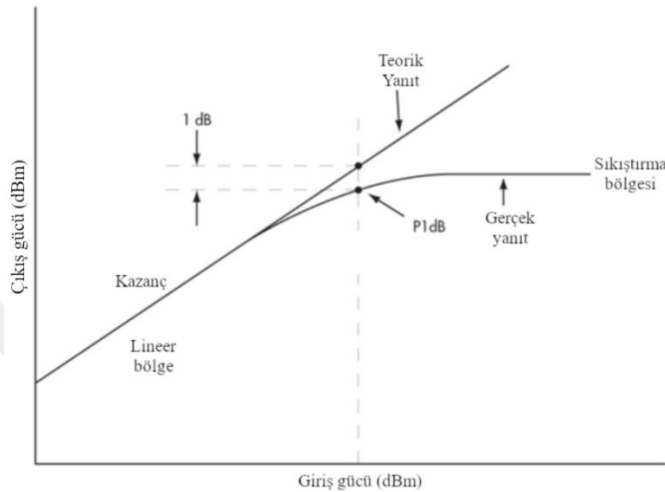
Üçüncü derece kesişme noktası (ing. third-order intercept point, IP3), üçüncü derece bileşenlerin gücünün asıl bileşen gücüne ulaştığı teorik noktadır (Şekil 1.8). İlgili yükselteç için lineer çalıştığı bölgeden lineer olmayan bölgeye geçtiği noktadır. Teorik olarak bir cihazın lineerliğini tanımlamak için kesişme noktasının herhangi bir kuvveti alınabilir. Ama üçüncü derece kesişme noktasının benzersiz özelliklerinden dolayı yetkililer tarafından cihazların lineerlik seviyesini belirtmek için kullanılmaktadır [25].



Şekil 1.8 : Üçüncü derece kesişme noktası gösterimi [26].

1.3.4. 1 dB sıkıştırma noktası

Yükselteçler genellikle belirli bir frekans bandında sabit bir kazanç sağlar. Şekil 1.9'daki yükselteç giriş gücü-çıkış gücü grafiğinde belirtildiği gibi lineer bölgede sabit kazanç sağlanırken giriş gücü arttıkça sağlanan kazanç azalarak lineer olmayan bölgede çalışılmaktadır. Bu kazancın 1 dB azaldığı noktaya 1 dB sıkıştırma noktası (P1dB) adı verilir.



Şekil 1.9 : Yükselteç giriş gücü-çıkış gücü grafiği [27].

Yükselteç 1 dB sıkıştırma noktasına geldiğinde lineer çalışmamaktadır. Lineer çalışmayan yükselteç sinyalde bozulmalara, harmoniklere ve ara modülasyon ürünleri oluşmasına sebep olmaktadır [27].

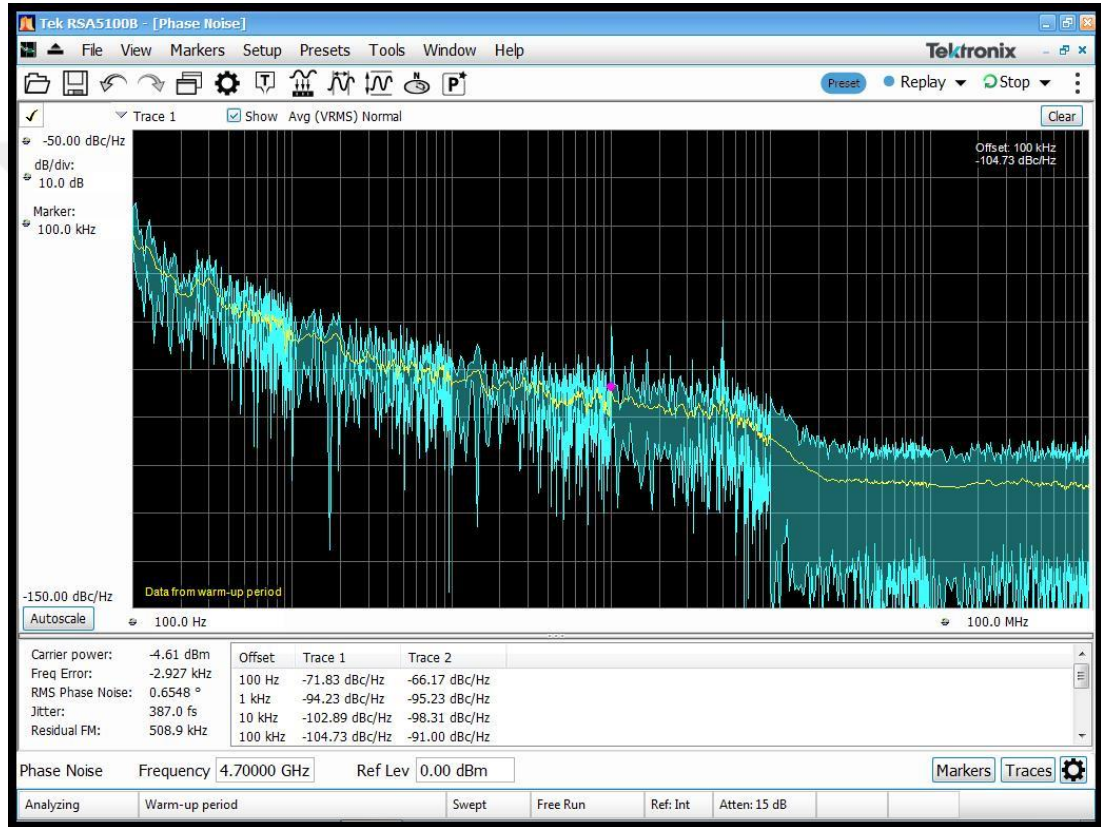
1.3.5. Titreşim gürültüsü

Direnç içeren bütün bileşenler termal gürültü oluştururken, yarıiletken bazlı bütün bileşenler de titreşim gürültüsü (ing. flicker noise) oluşturur. Temel sebebi hala bilinmese de değerlendirilmelidir. Titreşim gürültüsü termal gürültü gibi beyaz değil pembedir. Yani enerjisi düşük frekanslarda yüksektir, $1/f$ ile orantılıdır. Bundan dolayı düşük frekanslarda baskınken yüksek frekanslarda termal gürültünün gölgesinde kalmaktadır. Osilatörlerde titreşim gürültüsü de modüle edilerek üretilen frekanstaki sinyale yakın kalmaktadır. Bu da faz gürültüsünde önemli rol almaktadır.

1.3.6. Faz gürültüsü

Faz gürültüsü, osilatörde üretilen çeşitli gürültülerin sonucudur. Direnç termal gürültüye, transistör termal gürültü ve titreşim gürültüsüne, güç beslemesi

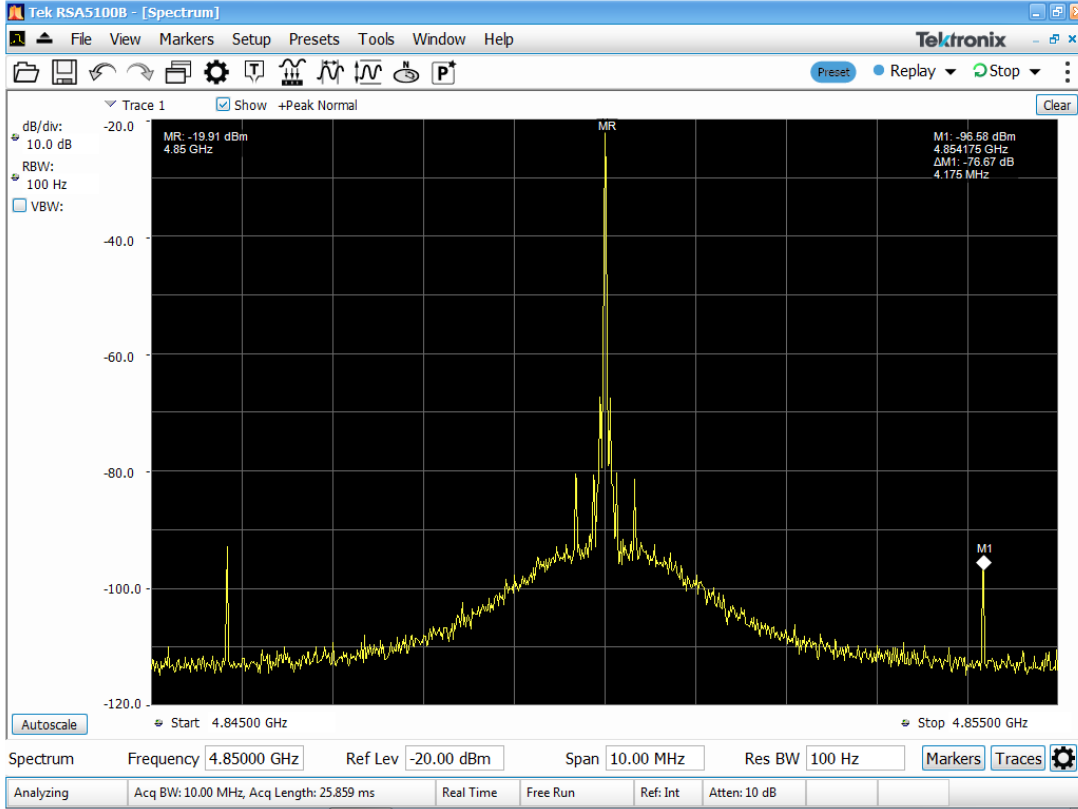
dalgalanmalara sebep olarak birlikte osilatör çıkışında faz gürültüsü oluşumuna etki ederler. Sinyali bozabileceği için birçok RF sistem faz gürültüsü isterlerini sağlamaya çalışır. Sayısal sistemler için faz gürültüsü faz gecikmesi (ing. phase jitter) olarak ifade edilir. Faz gürültüsü frekans domaininde kısa süreli rastgele dalgalanmalardır, genel olarak gürültü yoğunluğunun taşıyıcı sinyal gücüne oranı ile ifade edilir ve dBc/Hz birimi kullanılır (Şekil 1.10). Titreşim, g kuvveti, ivmelenme vb. durumlarda radar gibi hassas sistemlerde faz gürültüsünü artırarak performans kaybına sebep olmaktadır [28].



Şekil 1.10 : Faz gürültüsü ölçümü.

1.3.7. Çıkıntı

Çıkıntı (ing. spur), taşıyıcı sinyalin frekansından belirli bir ofsette yoğunlaşmış gürültü olarak ifade edilebilir (Şekil 1.11). Birçok çıkıntı çeşidi ve birçok sebebi vardır ama çoğunlukla hangi ofsette olacağı tahmin edilebilir. Çıkıntılar genelde faz dedektör frekansının katlarında, referans sinyalinin frekansında ve iletişim kanal aralığında ortaya çıkmaya meyillidir [28].

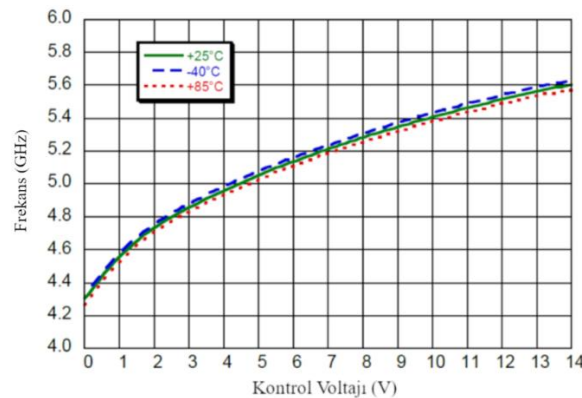


Şekil 1.11 : Çıkıntı ölçümü.

1.4. RF Devre Blokları

1.4.1. Voltaj kontrollü osilatör

Voltaj kontrollü osilatör (ing. voltage controlled osilator, VCO), çıkış sinyali frekansının girişine uygulanan voltajın genliği ile uygulanabilir bir aralıkta değişmesi için tasarlanan devre elemanıdır (Şekil 1.12) [29].



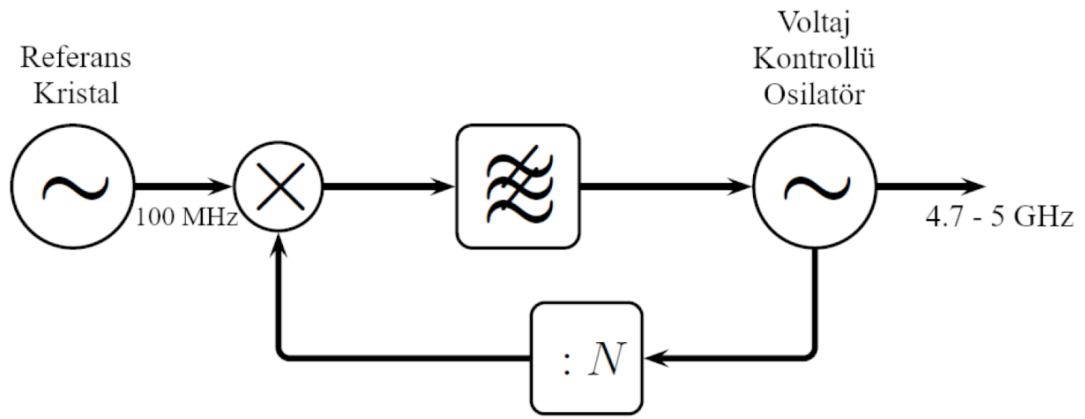
Şekil 1.12 : Voltaj kontrollü osilatör kontrol voltajı-çıkış frekansı grafiği [29].

Voltaj kontrollü osilatör kazancı MHz/V birimi ile ifade edilir ve frekans değişiminin voltaj değişimine oranıdır. Bu parametre döngü filtre tasarımında kullanılarak faz

kilitli döngü devre elemanın voltaj kontrollü osilatörü kararlı bir döngüde sürmesini sağlar.

1.4.2. Faz kilitli döngü

Modern RF sistemlerin en önemli devre elemanı faz kilitli döngüdür (ing. phase lock loop, PLL). Voltaj kontrollü osilatörleri (VKO) kararlı ve digital olarak kontrol edilebilmesini sağlamaktadır. Bu konsept referans sinyal fazı ile osilatör fazını faz dedektör ile karşılaştırarak senkron etmeyi içerir. Faz kilitli döngü (FKD) ifadesi referans sinyal fazına kilitlenmesinden gelmektedir. Frekans bölücü kullanarak voltaj kontrollü osilatörün frekansı farklı bir referans frekansa senkron edilebilir (Şekil 1.13). Başka bir frekans bölücü de referans osilatör sonrasına yerleştirilerek kesirli frekanslarla senkronizasyon yapılabilmektedir.

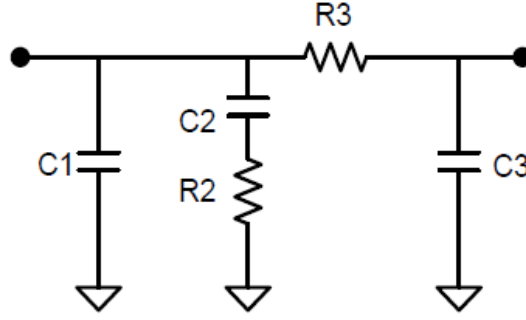


Şekil 1.13 : Faz kilitli döngü temel yapısı.

Senkronizasyonda genlik yerine faz kullanılmasının temel sebebi, faz lineer ve daha az değişken karakterde iken genlik sinüs yapısında değişmektedir [19].

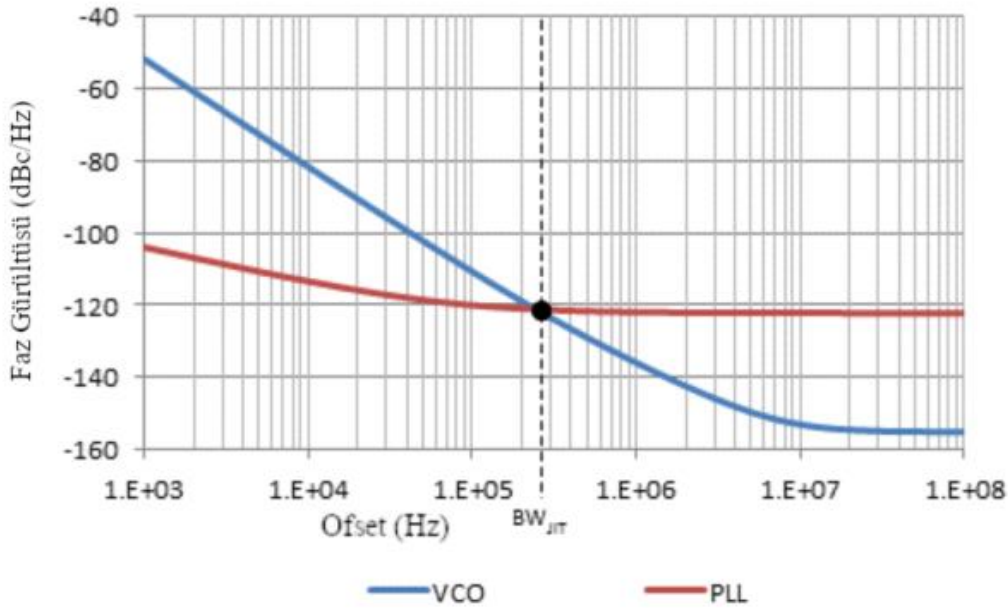
1.4.3. Döngü filtre

Döngü filtre, faz kilitli döngünün şarj pompası akımını voltaj kontrollü osilatörün kontrol voltajına çeviren alçak geçiren filtredir (Şekil 1.14). Ancak herhangi bir alçak geçiren filtre değildir. Döngü filtre transfer fonksiyonu faz kilitli döngünün frekans bölücü değerini, şarj pompası kazancını ve voltaj kontrol osilatörün kazancını içermektedir. Bu kapalı döngü transfer fonksiyonu faz kilitli döngünün frekans değişim hızını, faz gürültüsünü, çıkıntılarını ve kararlılığını derinden etkilemektedir [28].



Şekil 1.14 : Döngü filtre devre şeması [28].

Faz kilitli döngünün faz gürültüsü döngü filtreden geçerek özellikleri değişir. Referans osilatörün faz gürültüsü voltaj kontrollü osilatörden iyi olduğu sürece, faz kilitli döngü voltaj kontrollü osilatörün taşıyıcı sinyalinin yakınında faz gürültüsünü azaltır. Faz kilitli döngü, voltaj kontrol osilatörün taşıyıcı sinyalinin frekansına yakında faz gürültüsünü azaltırken, bu frekanstan uzaklaştıkça etkisi azalır ve faz kilitli döngünün faz gürültüsü daha yüksek kalır (Şekil 1.15) [28]. Bu geçişin olduğu bant genişliği genelde döngü filtrenin bant genişliği olarak alınır.



Şekil 1.15 : Optimum faz gürültüsü bant genişliği [28].

Faz gürültüsü, çıkıntı ve kilitlenme süresi döngü filtrenin etkilediği en önemli parametrelerdir, özellikle döngü filtre bant genişliğinin. Düşük bant genişliği çıkıntıları ve faz gürültüsünü azaltırken kilitlenme süresini arttırır. Farklı uygulamalar farklı istelere sahip olduğundan her uygulama için uygun tek bir döngü filtre tasarımı yoktur.

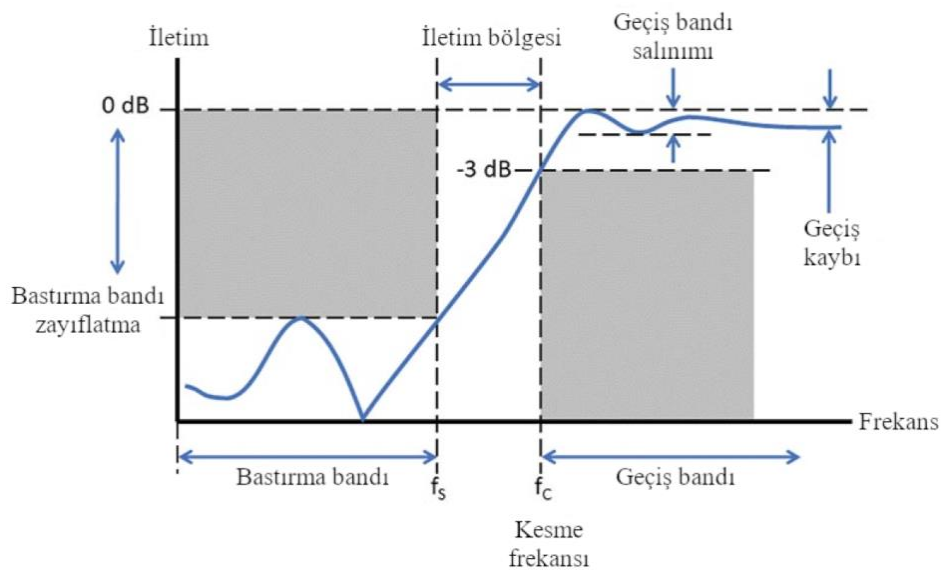
1.4.4. Düşük gürültülü yükselteç

Düşük gürültülü yükselteç, iyi sinyal gürültü oranı sağlarken sinyali yükselten bir RF yükselteç çeşididir. Bu yükselteçler genelde alıcının başlangıcında anten ve filtreden sonra kullanılır. Düşük gürültülü yükselteçte gürültüyü belirtmek için gürültü figürü kullanılır. Lineerlik seviyesini belirtmek için IP3 ve P1dB parametreleri kullanılır. Düşük gürültülü yükselteçler, alıcıda düşük seviyede sinyalleri yükseltmek için optimize edildikleri için P1dB seviyeleri diğer yükselteçlere göre düşüktür.

1.4.5. Filtre

Filtre, belirli frekansta salınım yapan rezonatör yapıları ile istenmeyen sinyallerin sisteme girmesini engellemek için kullanılır. Artan kablosuz sistemler var olan frekans bantlarını yoğun olarak kullanmaktadır. Bu sistemlerin birbirine interferans yapmaması için filtreler çok önemli rol oynamaktadır. Filtrelerin fonksiyonlarına göre bant geçiren filtre, alçak geçiren filtre, yüksek geçiren filtre ve bant durduran filtre çeşitleri vardır. Teknolojilerine göre LC filtre, çentik filtre, yüzey akustik dalga (ing. surface acoustic wave, SAW) filtre, oyuk (ing. cavity) filtre, dalga kılavuzu filtre gibi çeşitleri vardır [30].

Geçiş bandı, filtrenin minimum kayıpla geçirdiği frekans bandını, bastırma bandı sinyalin yüksek oranda zayıflatıldığı frekans bandını, geçiş kaybı geçiş bandındaki kaybı, bastırma bandı zayıflatma bastırma bandındaki zayıflama seviyesini ifade eder (Şekil 1.16).



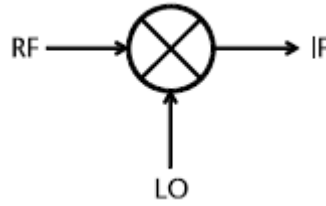
Şekil 1.16 : Filtre frekans yanıtı gösterimi [30].

1.4.6. Anten

Anten elektrik sinyallerini elektromanyetik dalgalara dönüştüren devre elemanıdır. Çift yönlü olarak çalışır. Anten kazancı en yüksek yayının yapıldığı yöndeki yayılan gücün ölçüsüdür. Mikroşerit, yagi-uda, çanak, faz dizi, parabolik, boynuz (ing. horn) gibi birçok anten çeşidi vardır. Boyutlarına, bant genişliğine, polarizasyon ve kazancına göre seçilerek uygun frekansta kullanılmaktadırlar.

1.4.7. Mikser

RF mikser bir frekans çevirici devre elemanıdır. RF frekanstaki sinyalleri IF banda düşürerek daha kolay işlenmesini sağlar. Lineer olmamayı veya zaman varyansını kullanarak bunu başarır. Ancak işlem sırasında birçok yapay sinyal ortaya çıkar, bu sebeple iyi filtrelenmesi gerekmektedir. RF mikser üç portlu bir cihazdır. İki portuna (RF ve LO) uygulanan iki farklı frekanstaki sinyalin frekans farklarında ve toplamalarında sinyaller üreterek üçüncü portundan çıkar (Şekil 1.17).



Şekil 1.17 : Mikser portları.

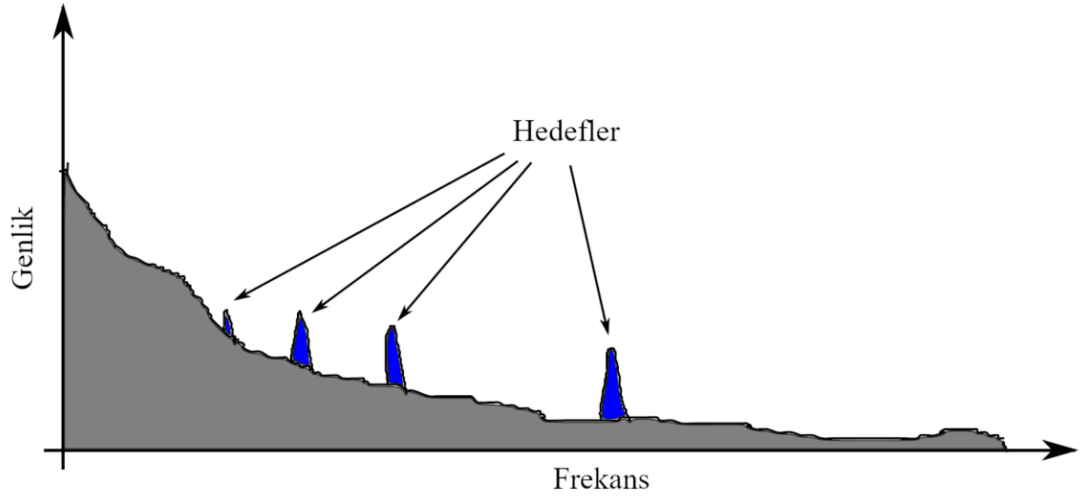
Mikserler sistem performansını etkileyen birçok sorunları vardır. Bunlar portlar arasındaki sızıntılar ve gürültü figürleridir. Bu bozucu etkiler filtreler kullanılarak azaltılmaya çalışılır.

1.5. FMSD Radar Performans Bozucu Etkiler

1.5.1. Faz gürültüsü

Faz gürültüsü FMSD radar performansını bozan en önemli etkilerden biridir. Radarın performansını birkaç şekilde etkiler. Temel sorun, radar yayın ve almayı eş zamanlı yapar, bu sebeple yayın yapılan sinyal alıcıya sızar. Bu sızıntı, antenler arasında olabilir, sirkülatörde olabilir, baskı devre kartı üzerinde olabilir, mikserde olabilir. Sızan sinyal yüksek olabilir ve düşük gürültülü yükselteci, mikseri veya ADC'yi sature edebilir. Sızıntıdan dolayı alıcıya gelen bu gürültü hedefleri maskeleyebilir veya

mesafe ölçümünde belirsizliğe sebep olabilir (Şekil 1.18). Aynı sorun yığınlar için de geçerlidir [19].

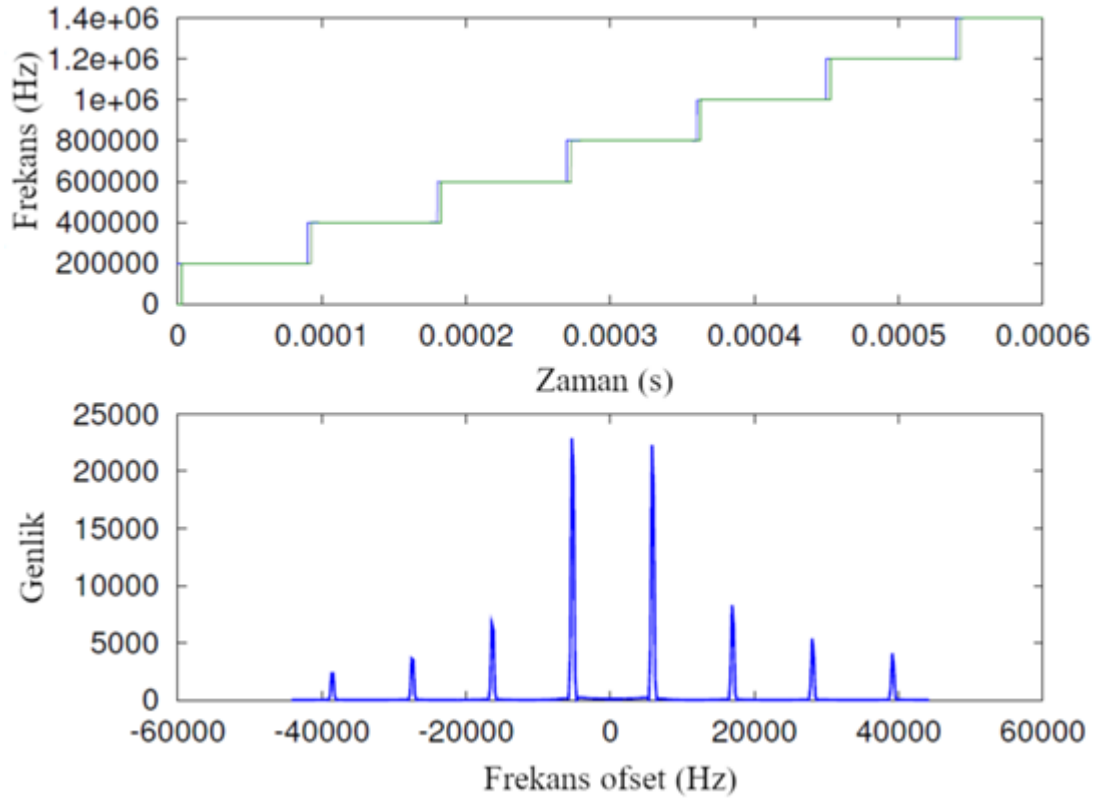


Şekil 1.18 : Hedeflerin faz gürültüsünde maskelenmesi [19].

Faz gürültüsünü azaltmak için döngü filtre bant genişliği azaltılabilir [28]. Sızıntıyı azaltmak için antenler arasındaki sızıntı miktarı azaltılabilir, en basit yöntem antenler arasındaki mesafeyi arttırmaktır ancak mekanik olarak mümkün değilse antenler arasına çeşitli rezonans yapıları eklenerek sızıntı azaltılarak faz gürültüsü etkisi azaltılabilir [31].

1.5.2. Lineer olmayan frekans taraması

İdeal lineer frekans taramasında spektrumda hedefin mesafesine denk gelen frekansta bir tepe oluşur ve buradan hedef algılama ve mesafe ölçümü çok kolaydır sinyalin gürültüye oranı yüksek olduğundan dolayı. Ancak, faz kilitli döngü devresi frekans taramasını lineer olarak değil basamaklarla yapmaktadır ve bu lineer olmayan taramanın spektrumunda belirli aralıklarla sinc şeklinde güç seviyesi azalan birçok tepe oluşur (Şekil 1.19). Bu tepeler mesafe ölçümünde belirsizliğe yol açabilir, gürültü seviyesini yükselttiği için maksimum menzili azaltabilir ve birden fazla hedef durumunda diğer hedefleri gölgeleyebilir [19]. Diğer bir lineer olmayan etki testere tipi taramada frekans bandının üst frekansından alt frekansına geçerken olmaktadır. Bu geçiş faz kilitli döngü tarafından yavaş ve aşırı salınım yaparak olmaktadır. Bu da spektrumda istenmeyen birçok tepenin ortaya çıkmasına ve ölçüm belirsizliğine sebep olmaktadır.



Şekil 1.19 : Basamaklı frekans taraması yapılırken IF spektrum [19].

Lineer olmayan frekans taramasını etkisini azaltmak için taramadaki frekans basamak sayısından daha az sayıda örnek alınabilir [19]. Aşırı salınım etkisi için ADC'yi aç kapat yaparak salınım olan durumda sinyal işlemeye veri aktarmadan çözmeye çalışılabilir [32].

1.5.3. Yığın

Dünya yüzeyinin (toprak, su, kum veya orman) radar kesit alanı çoğu zaman hedeften daha yüksek olduğu için yığın, radar sistemleri için büyük bir sorun olmaktadır.

Hareketsiz veya hızı bilinen radar sistemleri için doppler frekans kayması kullanılarak hedef ile yığın ayrımı yapılabilir [33]. Sabit yanlış alarm oranı (ing. constant false alarm rate, CFAR) algoritmasının asıl fonksiyonu gürültü istatistiklerine, hedef davranışlarına ve yığın davranışlarına bağlıdır. CFAR algoritması kullanılarak yığın ve hedef ayrımı yapılabilir [34, 35].

1.5.4. Karıştırıcı ve interferans

FMSD radar karıştırıcı ve interferans altında belirli anlarda yanlış hedef algılaması yapabilir. Lineer frekans taraması yapılırken interferans veya jammer frekanslarında

bütün tarama periyoduna oranla kısa bir süre çalıştığından çok kısa bir süre algılanabilir. Pencereleme, CFAR ve hareketli ortalama filtre ile bu etkiler azaltılabilir [17, 36].

1.5.5. Çok yönlülük

Çok yönlülük (ing. multipath) radar sistemi ile hedef arasında yansıtıcı yüzeylerden dolayı oluşan birden fazla iletim yoludur. Yayın yapılan sinyal birçok yoldan ilerleyip hedeften yansıyarak alıcıya ulaştığında farklı mesafelerde hedefler algılanmasına veya ölçümde belirsizliğe yol açabilir. Bu etki birden fazla alıcı anteni kullanılarak uzaysal çeşitlilikten yararlanarak azaltılabilir [37].

1.5.6. Hava koşulları

Kar, yağmur, sis veya nem elektromanyetik dalgaların zayıflamasına sebep olmakta ve radar sistemlerinde maksimum ölçülebilir mesafeyi azaltmaktadır. Bu etki azaltılamadığından maksimum mesafeyi arttırmak için anten kazancı ve çıkış gücü artırılabilir.

1.5.7. Titreşim

Radar sistemi hareketli bir platform üzerinde titreşime maruz kalabilmektedir. Bu titreşim faz gürültüsünü arttırarak ölçümde belirsizliklere sebep olabilir. Bu etkiyi azaltmak için titreşime dayanıklı kristal osilatörler kullanılabilir [38].

1.5.8. Sıcaklık

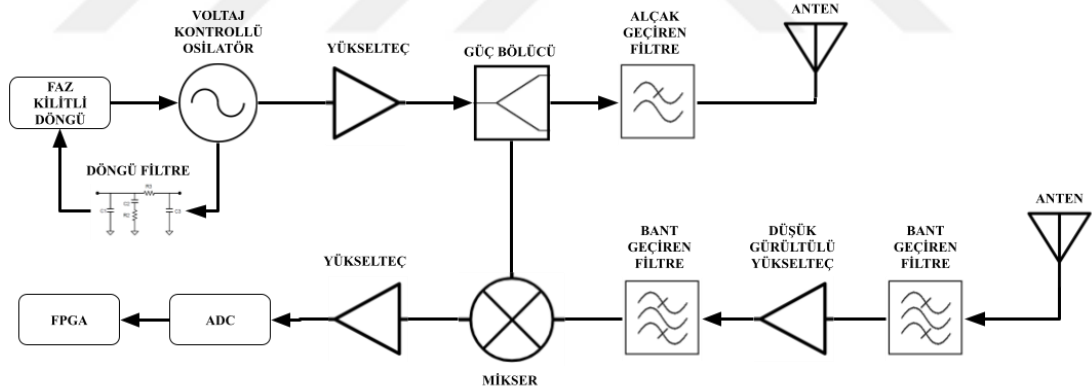
Düşük sıcaklıkta yükselteç kazançları artar ve termal gürültü azalarak maksimum mesafeyi arttırır. Yüksek sıcaklık ise tersine maksimum mesafeyi azaltır. Yüksek sıcaklık etkisi soğutucu kullanılarak veya anten kazancını arttırarak azaltılabilir.



2. TASARIM VE GERÇEKLENMESİ

FMSD radar sistemi tasarlanırken amaçlanan performans ve mekanik isterler; maksimum 20 m, 1 m çözünürlük, 1 m hata payı, yüksek bağıl hız ile ölçüm yapabilmek, küçük ebatlarda anten ve RF ön-uca sahip olmaktır. Mekanik boyutların oldukça küçük olabilmesi için kullanılabilecek FMSD radar kullanımına belirtilen bantlar W bant ve K bantlardır. W bantta tasarım ve ölçümlerin zor olması, kullanılabilecek ticari entegrelerin donanımsal olarak fonksiyonel isterlerin sağlanmamasından dolayı tercih edilmemektedir [11].

K bant radar sistemi için gerekli temel bloklar Şekil 2.1’de belirtildiği gibi voltaj kontrollü osilatör, faz kilitli döngü, döngü filtre, mikser, yükselteç, güç bölücü, alçak geçiren filtre, bant geçiren filtre, düşük gürültülü yükselteç, analog yükselteç, ADC ve FPGA’dır.



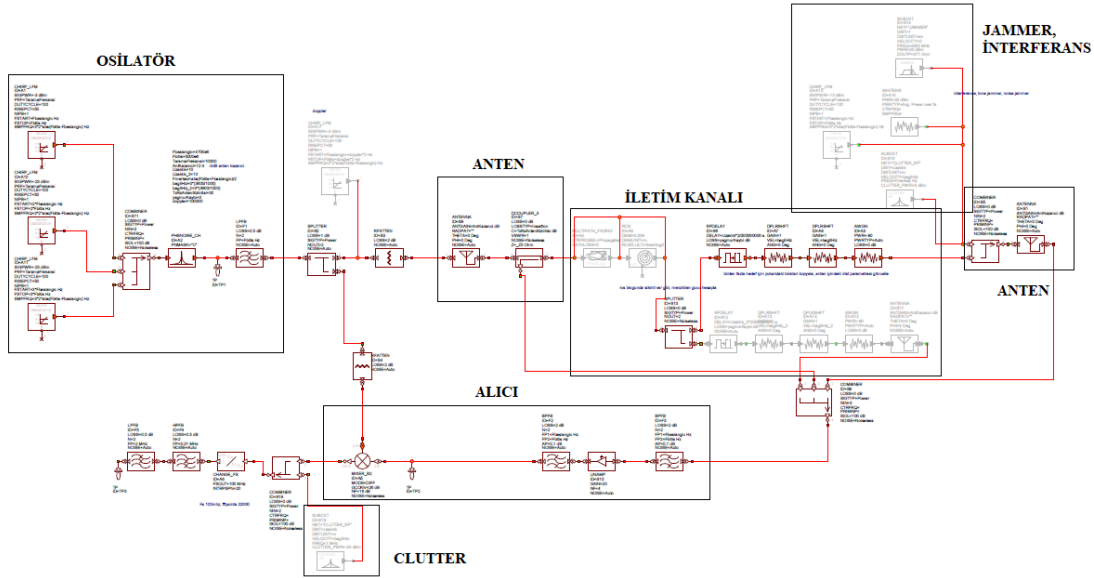
Şekil 2.1 : FMSD radar blok şeması.

K bant frekans bandında infineon, STM, UMI, NXP firmalarının voltaj kontrollü osilatör entegrelerinden uygun olanı seçilmektedir. Voltaj kontrol osilatörünü sayısal olarak kontrol edecek faz kilitli döngü entegresi için Texas Instrument firmasının frekans taraması fonksiyonlu faz kilitli döngü entegresi seçilmektedir. Mikser, yükselteç ve güç bölücü blokları için voltaj kontrollü osilatör ile bütünleşik bir entegre seçilerek güç ve alan tasarrufu sağlanmaktadır. Düşük gürültülü yükselteç için Macom firmasının entegresi kullanılmaktadır. Analog yükselteç için Analog Devices firmasının diferansiyel yükselteçleri kullanılmaktadır. FPGA ve ADC blokları için

ECLYPSE Z7 geliştirme kartı kullanılmaktadır. Anten için TÜBİTAK SAGE firmasının anteni kullanılmaktadır. Döngü filtre, alçak geçiren filtre ve bant geçiren filtre tasarlanarak üretilmektedir.

2.1. Simülasyon Modeli

Kullanılacak temel bloklar belirlendikten sonra tasarımın optimizasyonu, geliştirilmesi, filtrelerin ve diğer blokların parametrelerinin belirlenmesi için AWR Microwave Office programının sistem simülasyonu aracı kullanılarak seçilen entegre parametreleri ile birlikte FMSD radar sistemi modellenmektedir (Şekil 2.2). Sistem simülasyonu blokları temel olarak RF bileşenlerin kazanç, P1dB ve gürültü figürü gibi üretici verilerinin kullanılarak matematiksel modellenmesini sağlamaktadır.

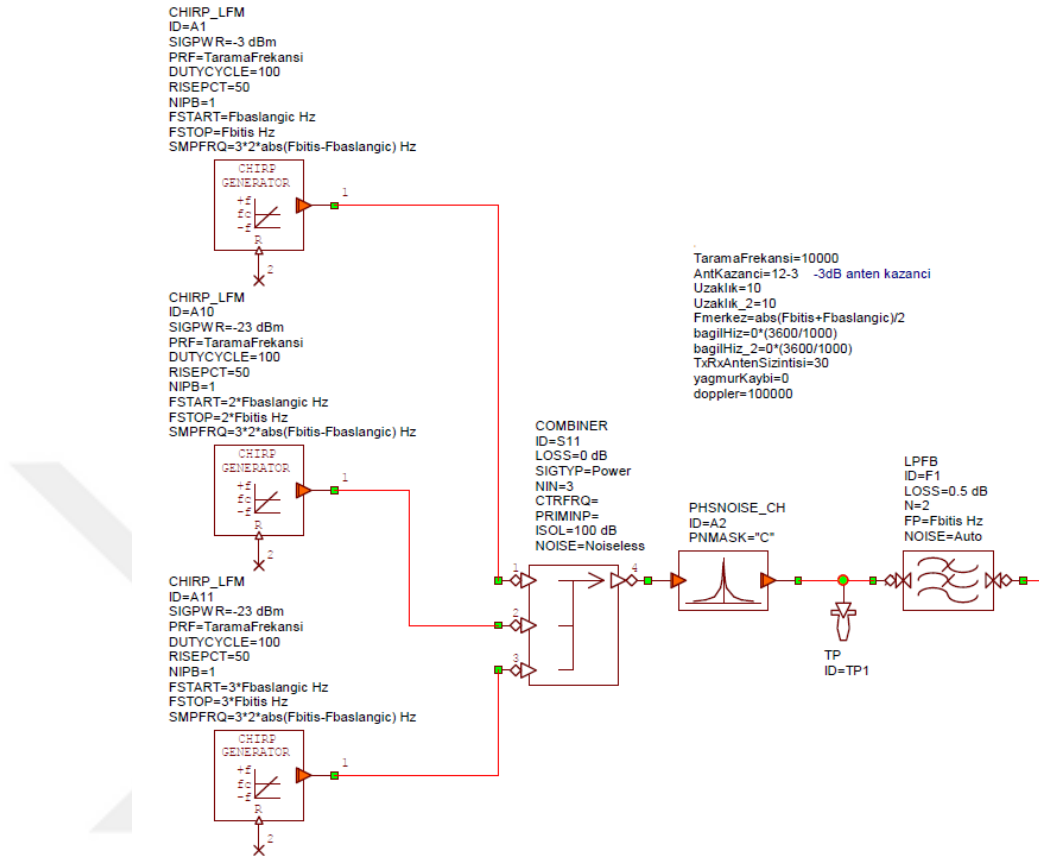


Şekil 2.2 : Sistem simülasyonu modeli.

Sistem simülasyonları tasarım hakkında daha iyi bilgi sahibi olunmasına ve sonraki tasarımlarda feragat edilecek durumlarda daha doğru kararlar verilmesine yardımcı olmaktadır.

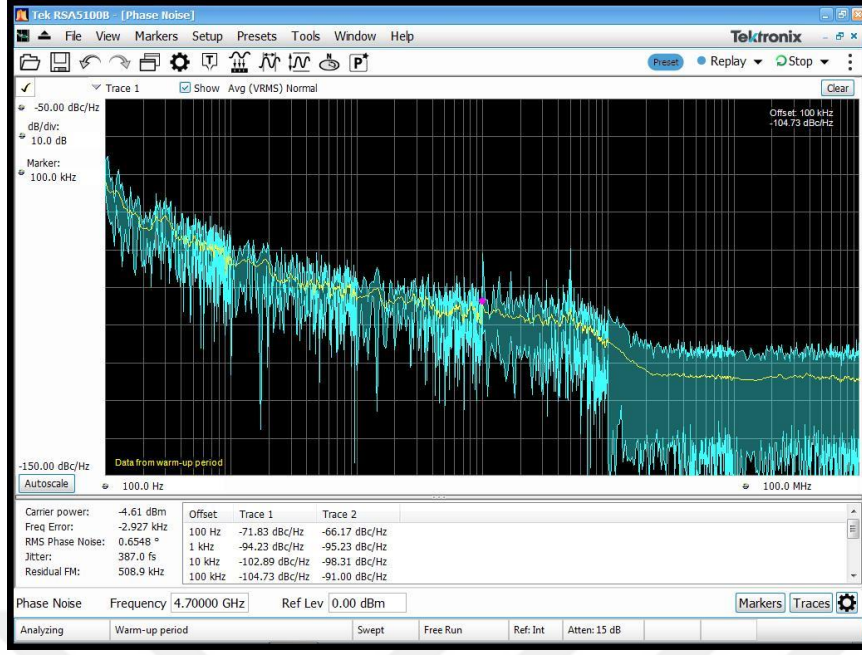
Benzetim modelinde voltaj kontrollü osilatör, döngü filtre ve faz kilitli döngü blokları Şekil 2.3'deki blokları ile oluşturulmaktadır. CHIRP_LFM (chirp linear frequency modulation) bloğu kullanılarak tarama frekansı, tarama periyodu ve modülasyon çeşidi girilmektedir. Seçilen voltaj kontrollü osilatör entegresinin çıkış gücü, faz gürültüsü ve harmonik güçleri modellenmektedir. Harmonikleri azaltmak için

kullanılan alçak geçiren filtrenin kaybı, çalışma frekans bandı ve bant dışı zayıflatma miktarı LPFB (low pass filter block) ile eklenmektedir.



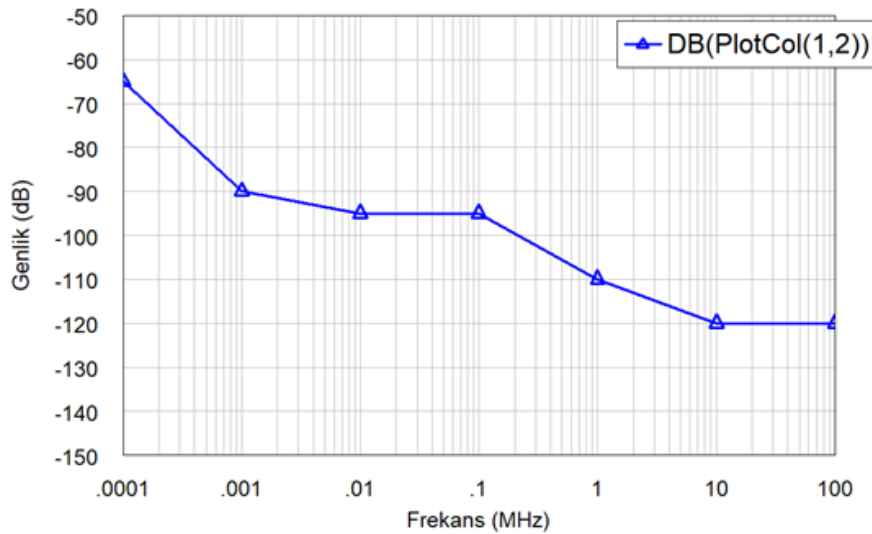
Şekil 2.3 : Sistem modeli frekans üretimi bölümü.

Faz gürültüsü simülasyon kolaylığı açısından frekans sentezleyici bütünün yani voltaj kontrol osilatör, döngü filtre ve faz kilitli döngü entegrelerin ayrı ayrı değil birlikte oluşturdukları faz gürültüsü modellenmeye çalışılmaktadır. Döngü filtre bölümünde de açıklandığı gibi döngü filtrenin optimum bant genişliğine kadar voltaj kontrol osilatörün faz gürültüsü yüksekken sonrasındaki frekanslarda faz kilitli döngü entegresinin faz gürültüsü baskın olmaktadır. Modelleme yaparken sadece voltaj kontrol osilatörün faz gürültüsünü eklemek yerine döngü filtre bant genişliğine göre modellenmesi gerekmektedir. K bant donanım için döngü filtre bant genişliği yaklaşık 130 KHz olarak tasarlanmaktadır. Faz gürültüsü modellenirken 130 KHz'ye kadar voltaj kontrol osilatör üretici faz gürültüsü verisi girilirken 130 KHz sonrasında faz kilitli döngü üretici faz gürültü verisi girilerek veri dokümanına PHSNOISE_CH (phase noise channel) bloğuna K faz gürültüsü dokümanı olarak eklenmektedir. C bant sistem için üretici verisine ek olarak faz gürültüsü ölçümü Şekil 2.4'deki gibi yapılarak daha hassas olarak faz modellenmektedir.



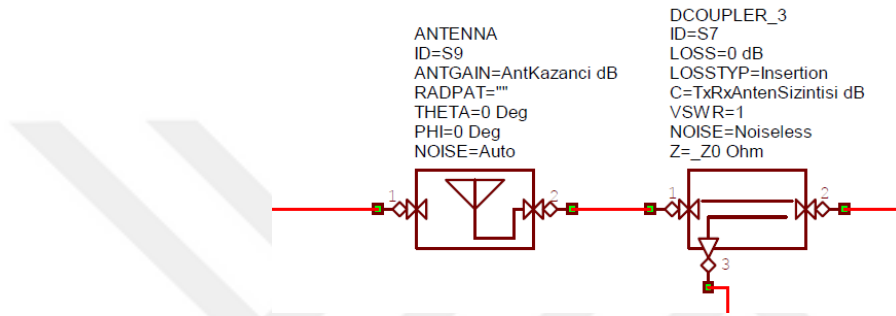
Şekil 2.4 : C bant geliştirme kartı LMX2492EVM faz gürültüsü ölçümü.

LMX2492EVM geliştirme kartında kullanılan döngü filtrenin bant genişliği 435 KHz'dir [39]. Faz kilitli döngü entegresi Texas Instrument verisine göre 10 KHz sonrasında -120 dBc/Hz olarak verilmektedir [40]. 435 KHz'ye kadar voltaj kontrollü osilatör faz gürültüsünden dolayı 100 Hz'de -66 dBc/Hz, 1 KHz'de -95 dBc/Hz ölçülürken 435 KHz sonrasında azalarak -123 dBc/Hz seviyelerine inmektedir. Üretici verileri ile birlikte ölçümden faydalanarak oluşturulan modelde faz gürültüsü grafiği Şekil 2.5'de çizdirilmektedir. Burada 100 Hz'de -66 dBc/Hz'den başlayarak 10 MHz'de -120 dBc/Hz olacak şekilde azalarak faz gürültüsü ölçüme yakın şekilde modellenmektedir.



Şekil 2.5 : C bant faz gürültüsü simülasyonu.

ANTENNA bloğu kullanılarak anten kazancı atmosferik kayıp modellenmektedir (Şekil 2.6). Anten kazancı modellenirken antenin yarım güç hüzmeye genişliğindeki kazanç değeri kullanılarak sistemin maksimum anten kazancındaki performansı yerine 3 dB daha düşük kazanç için performansına bakılarak hedefin sadece tam anten karşında olduğu durumlara ek olarak farklı açılarda olabileceği de modele eklenmektedir. ANTENNA bloğu ek olarak anten hüzmesi verisi eklenerek hedefin bulunabileceği theta ve phi açıları girilerek o açıdaki kazancı kullanarak da simüle edebilmektedir.



Şekil 2.6 : Sistem modeli anten bölümü.

Alıcı verici antenleri arasında mesafeye bağlı olarak belirli bir miktarda sinyal alıcı anteni sızmaktadır. Faz gürültülü sızan bu sinyal için önlemler alınmadığı durumda hem ADC'nin dinamik aralığını kısıtlayabilir hem de hedefleri gölgeleyebilir. Bu sızıntı parametresi simülasyon modeline yönlü kuplör bloğu aracılığı ile eklenmektedir. DCOUPLER_3 (directional coupler 3 ports) bloğu birinci portundan gelen sinyalin belirli bir miktarda kopyasını alarak üçüncü porta iletmektedir. Kopyalama oranına antenler arasındaki sızıntı girilmektedir. Üçüncü port sonrasında alıcı anteninden gelen sinyal ile toplanarak alıcıya iletilmektedir.

Verici anteninden yayılan sinyal atmosferde ilerleyerek hedefe ulaşır, hedefin radar kesit alanı kadar yansıma yaparak alıcı antenine döner. Atmosferde ilerlerken sinyalde frekansa ve mesafeye bağlı olarak atmosferik kayıp olur. Bu kayıp anten bloğu ile eklenmektedir. Hedefin radar kesit alanı 1 m^2 olarak kabul edilmektedir bu parametre hedefe ulaşan sinyalin ne kadarının alıcı antenine ulaşacağını belirtmektedir. Radar ve hedef arasında bağlı hız varsa doppler frekans kayması olmaktadır, bu DPLRSHIFT (doppler shift) bloğu ile Şekil 2.7'de belirtildiği gibi modellenmektedir. Alıcıda kullanılan bant genişliğindeki gürültü oranı hesaplanarak AWGN (additive white gaussian noise channel) bloğu ile modele eklenmektedir. Gönderilen sinyal hedeften

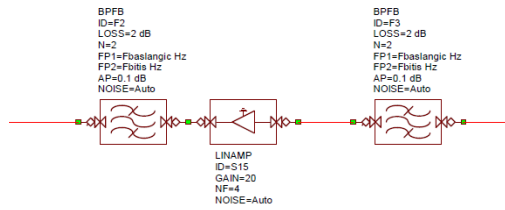
The screenshot displays a circuit simulation in LTSpice. The circuit consists of two parallel signal paths. The top path begins with a 'MULTIPATH_FADING' block, followed by a 'RFLAY' block, then a 'DPLRSHIFT' block, and finally a 'COMBINER' block. The bottom path starts with a 'SPLITTER' block, followed by a 'RFLAY' block, then a 'DPLRSHIFT' block, and finally a 'COMBINER' block. Both paths converge at a common output point. The simulation results show a plot of the output signal.

Atmosferde yayınlan sinyaller çevrede bulunan çeşitli yansıtıcı yüzeylerden dolayı hedefe ulaşır alıcıya ulaşana kadar birden fazla yoldan ilerleyebilmekte ve farklı gecikmelerde sinyaller alıcıya ulaşarak mesafe doğruluğunu bozmaktadır. Bu durum haberleşme sistemlerinde çok yönlülük olarak ifade edilmekte ve modele eklenmektedir.

[illegible]

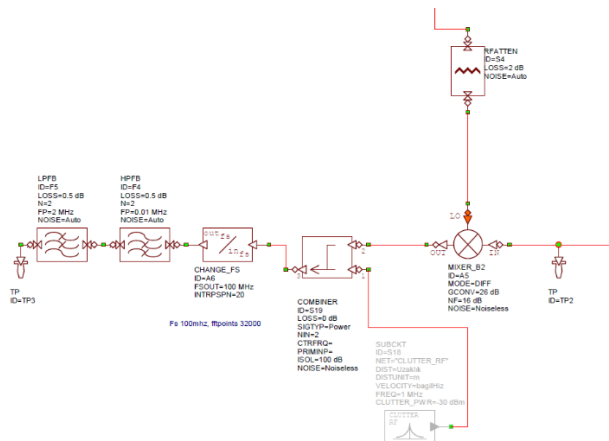
26

Alıcılarda genel olarak tercih edilen yapı alınan sinyali önce bir bant geçiren filtreden geçirerek ilgilenilmeyen frekanslardaki sinyalleri düşürdükten sonra gürültü figürünü düşük tutmak için düşük gürültü yükselteçten geçirilir. Sonrasında ilgilenilmeyen frekanslardaki sinyaller ve gürültüyü süzmek için ikinci bir bant geçiren filtreden geçirilir. Sistem modelinde bant geçiren filtrenin frekansı, kaybı ve derecesi parametre olarak girilmektedir. Düşük gürültülü yükselteci kazanç, gürültü figürü, 1 dB sıkıştırma noktası ve çıkış üçüncü seviye kesişme noktası parametreleri ile modellenmektedir (Şekil 2.9).



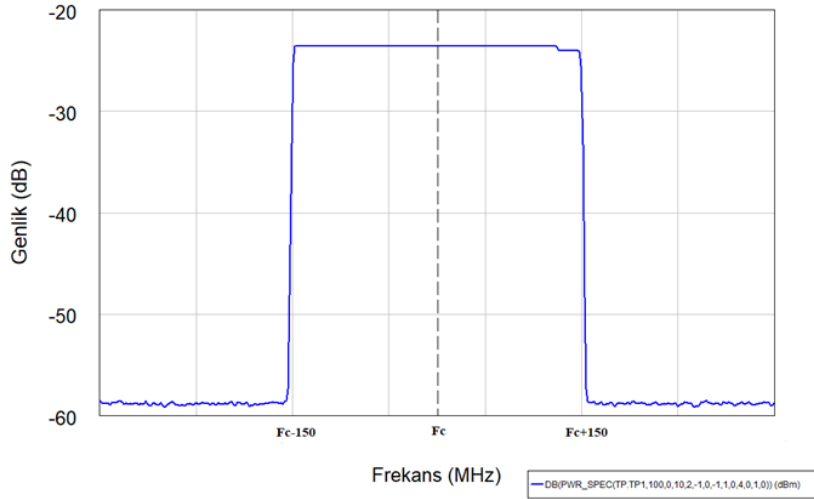
Şekil 2.9 : Sistem modeli alıcı bölümü.

Bant geçiren filtreden geçtikten sonra sinyal mikserin RF portuna iletilir. Frekans sentezleyici bölümünde üretilen sinyal güç bölücü ile ikiye bölünerek mikserin LO portuna iletilir. İki sinyal çarpılarak IF (intermediate frequency) bantta sinyal elde edilir. Mikser IF portunda RF ve LO frekansları arasındaki farkta sinyal ile birlikte toplamalarında da sinyal oluşmaktadır. Alçak geçiren filtre ile bu bileşen bastırılmaktadır. Antenler arasındaki sızıntıdan dolayı verici ve alıcı yolları kadar gecikmeli bir sinyal farkı birkaç Hz'de faz gürültüsü ile birlikte oluşmaktadır. ADC dinamik aralığını kısıtlamaması için yüksek geçiren filtre ile gücü düşürülmektedir. Mikser gürültü figürü, dönüştürme kazancı ve sızıntı parametreleri ile; alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre giriş kaybı ve dereceleri ile modellenmektedir (Şekil 2.10).



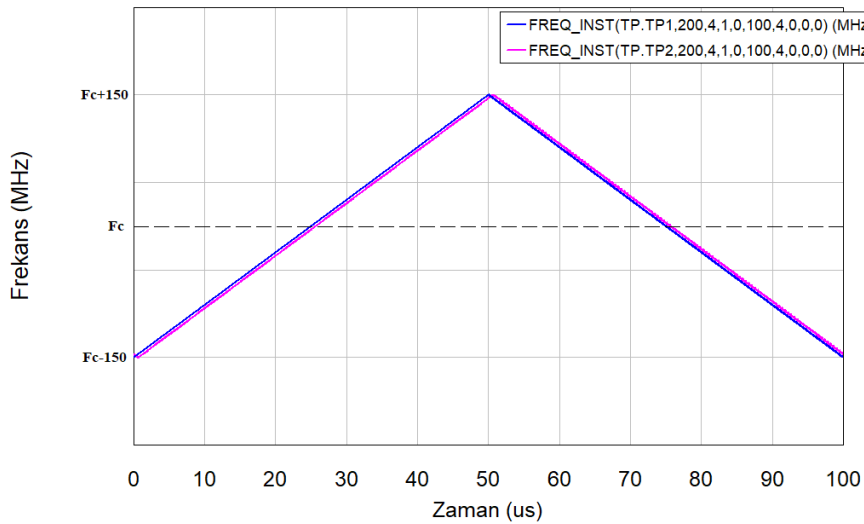
Şekil 2.10 : Sistem modeli mikser bölümü.

Frekans sentezleyici bölümü ile K bantta 300 MHz bant genişliği üçgen lineer frekans modülasyon ile 100us periyotta tarama yaparak verici sinyali üretilmektedir. Üretilen sinyale faz gürültüsü eklendikten sonra alçak geçiren filtreden geçirilmektedir. Şekil 2.11’de alçak geçiren filtre çıkışındaki sinyalin spektrumu verilmektedir.



Şekil 2.11 : Sistem simülasyonu K bant sinyal spektrumu.

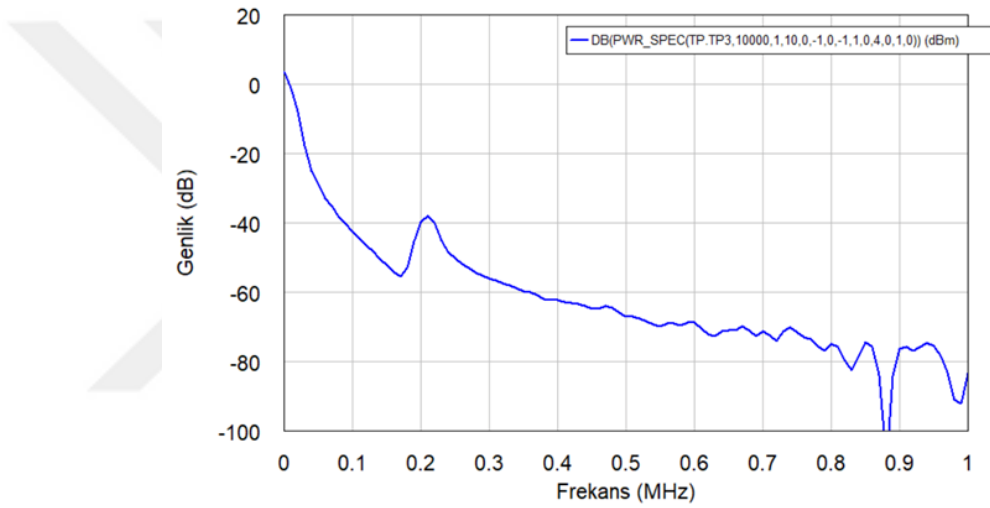
Sentezlenen sinyal antenden yayıldıktan sonra hedeften yansıyor alıcıya gelene kadar mesafeye bağlı gecikme olmaktadır. Gönderilen sinyal mavi, alınan sinyal pembe olarak Şekil 2.12’de frekans zaman simülasyonu verilerek sinyaller arasındaki gecikme belirtilmektedir. 5 metredeki hedef için 33ns zaman farkı olmaktadır.



Şekil 2.12 : Sistem simülasyonu üçgen frekans modülasyonu.

5m uzaklıktaki hedeften yansıyan sinyal mikserde IF banda indikten sonra filtrelerden geçmektedir. Filtre çıkışındaki sinyalin spektrumu Şekil 2.13’de verilmektedir. 0

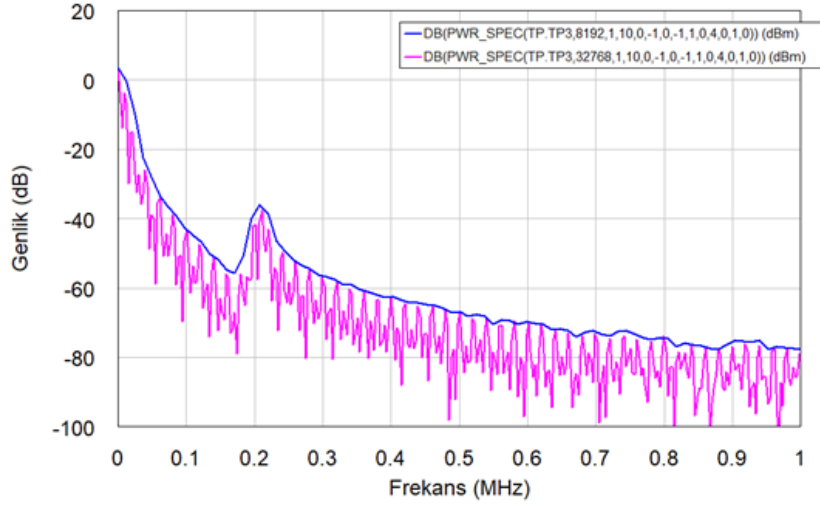
Hz'deki tepe alıcı verici antenleri arasındaki sızıntıdan dolayı oluşmaktadır. 0.2 MHz 5m'deki hedeften yansıyan sinyal ile oluşmaktadır. 0 Hz'deki bileşen yüksek geçiren filtre ile gücü biraz azaltılsa da hedeften yansıyan sinyale göre yine yüksektir. Bu bileşenin seviyesi antenler arasındaki sızıntı azaltılarak, analog ve sayısal yüksek geçiren filtreler ile azaltılarak hedeften yansıyan sinyalleri gölgelemeyecek seviyede tutulması gerekmektedir. Sistem simülasyonları sayesinde anten sızıntısı ve faz gürültüsü modellenerek, gerekli analog ve sayısal filtrelerin karakteri çıkarılabilmektedir. Filtreler yetersiz kaldığında ise antenler arasındaki sızıntıyı azaltmak gerekebilir veya döngü filtre optimize edilerek faz gürültüsü azaltmak gerekebilir.



Şekil 2.13 : Sistem simülasyonu IF bant sinyal spektrumu.

İki yakın hedef arasındaki ayrımın yapılabilmesi için en önemli parametre mesafe çözünürlüğüdür, bu parametre kullanılan bant genişliğine bağlıdır. 300 MHz bant geniş için 0.5 m mesafe çözünürlüğü elde edilmektedir. Bant genişliği arttıkça çözünürlük cm seviyesine inmektedir W band otomotiv çözümlerinde olduğu gibi. Ancak düşük frekans bantlarında bant genişliği arttırmanın çeşitli dezavantajları vardır. En temel problem zor ve maliyetli olan geniş bant empedans uyumudur. Başka bir sorun ise geniş bant RF blokların maliyetlerinin yüksek olmasıdır. Bu maliyet ve zorluklarla başa çıkılsa bile regülasyonlar tarafından kısıtlanmaktadır. 0.5m mesafe çözünürlüğünün sinyal işlemede de aynı kalabilmesi için FFT çözünürlüğünün de iyi olması gerekmektedir. FFT çözünürlüğü, ADC örnekleme frekansın FFT boyutuna oranı ile belirlenmektedir. ADC örnekleme frekansının sinyali bozulmadan alacak kadar yüksek olması gerekmektedir. FFT boyutunu ise FPGA veya kullanılan

donanıma sığabilecek maksimum boyuta göre belirlenmektedir. Bu çalışmada genellikle 100 MHz ADC ve 32768 boyutlu FFT kullanılmaktadır. Şekil 2.14’de 8192 ve 32768 noktalı FFT’lerin çözünürlüğe etkileri belirtilmektedir, FFT boyutu arttıkça çözünürlük artmaktadır ancak kaynak kullanımı da artmaktadır [11].



Şekil 2.14 : 8192 ve 32768 boyutlu FFT karşılaştırması.

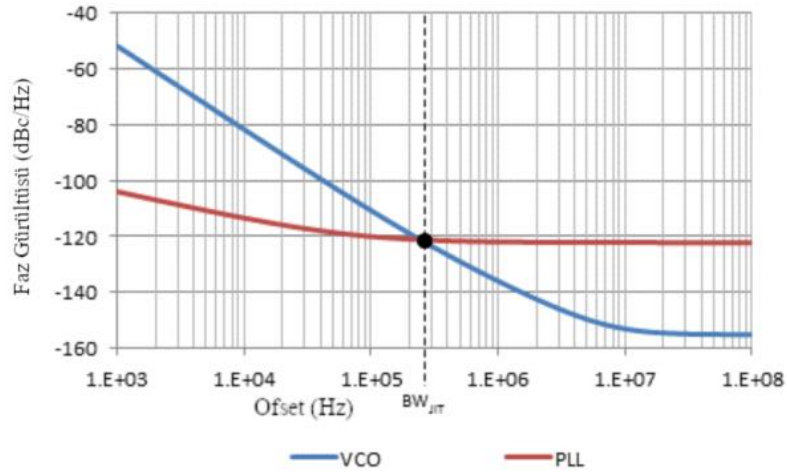
2.2. K Bant Donanım

Voltaj kontrol osilatör ve faz kilitli döngü entegreleri seçimi sonrası yapılan sistem simülasyonları ile düşük gürültü yükselteç ve fitreler ile ilgili parametreler belirlenmektedir. Düşük gürültü yükselteç Macom firmasının gerekli kazanç ve gürültü figüründe seçilmektedir. Sonrasında döngü filtre, K bant alçak geçiren filtre, K bant band geçiren filtre, IF bant alçak geçiren ve yüksek geçiren filtreler tasarlanmaktadır. Tasarlanan filtreler üretildikten sonra ölçülüp optimize edilmektedir.

2.2.1. Döngü filtre tasarımı

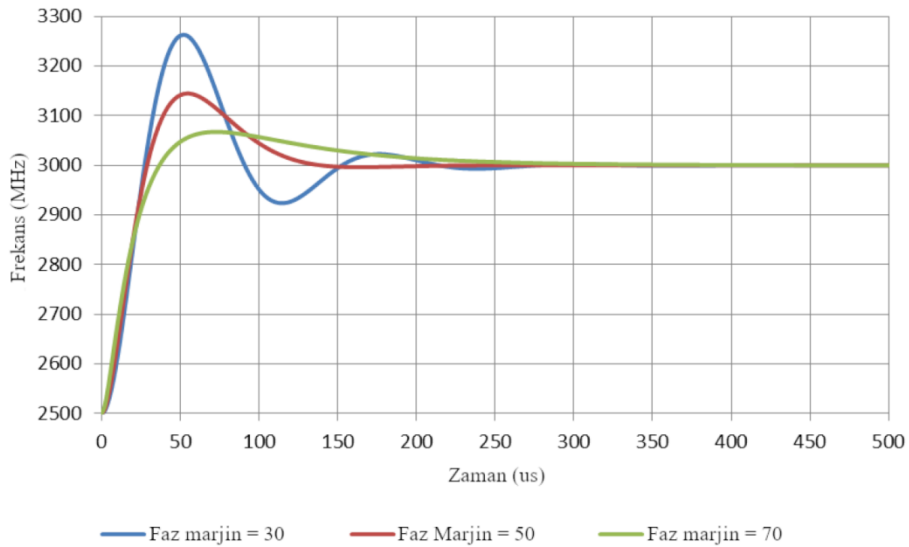
Döngü filtre tasarımında bant genişliği, faz marjın ve filtre derecesini kullanarak uygulama için gerekli optimum gecikme, faz gürültüsü, çıkıntı (ing. spur) ve kilitlenme süresi elde edilir (Şekil 2.15) [28]. FMSD radarı için önemli olan yönü kısa tarama periyotlarının kullanılabilmesi için kilitlenme süresi kısa olacak şekilde bant genişliği artırılması gerekmektedir ancak bant genişliğinin artması voltaj kontrol osilatörden kaynaklı faz gürültüsünü arttıracak için optimizasyon yaparken en uygun bant genişliğinde tasarlamak gerekmektedir. Optimizasyon için başlangıç noktası voltaj

kontrol osilatörün faz gürültüsünün faz kilitli döngü faz gürültüsüne eşit olduğu frekans yaklaşık 500 KHz alınabilir (Şekil 2.15).



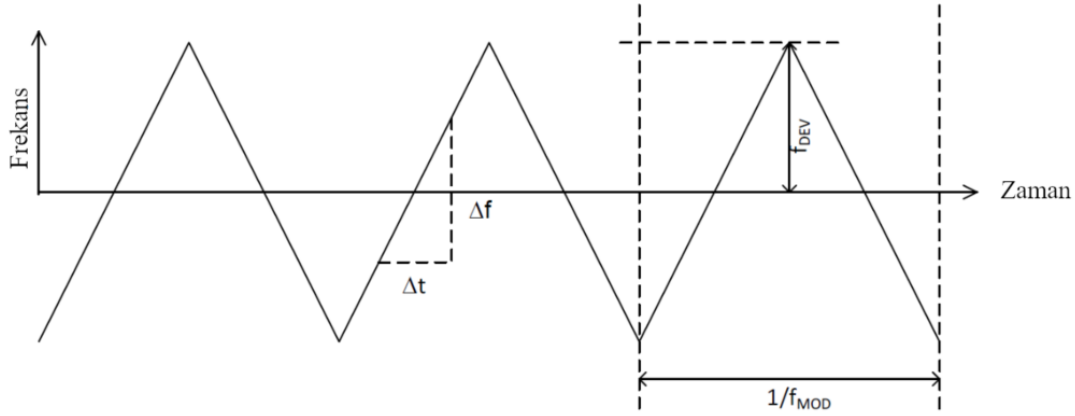
Şekil 2.15 : Döngü filtre optimum bant genişliği [28].

Döngü filtrenin faz marjini faz kilitli döngünün frekansa kilitlenme süresini etkilemektedir. Düşük faz marjinlerde daha kısa sürede kilitlenmektedir ancak salınımlara sebep olarak lineer frekans modülasyonu taramasının lineerliğini etkilemektedir. Testere tipi lineer frekans taramasında tarama bittikten sonra başlangıç frekansa dönerken salınım olmaktadır. Faz marjin düşük olması durumunda bu salınım çok fazla olarak sistemin performansını etkilemektedir (Şekil 2.16). Tarama sırasında da faz kilitli döngü taramayı küçük adımlarla yaparken aralarda salınımlar yaparak lineerliği kötü etkilemektedir. Genel uygulamalarda faz marjini başlangıç olarak 45° alınırken FMSS radarı uygulamalarında 70° alınmalıdır.



Şekil 2.16 : Döngü filtrede faz marjinin salınıma etkisi [28].

Döngü filtrenin bant genişliğinin FMSD radar uygulamaları için optimizasyonu ile ilgili Texas Instrument firmasından Dean Banerjee 3 kural içeren bir doküman sunmaktadır [41]. Bu kurallar için gerekli terimler Şekil 2.17’de f_{DEV} ve f_{MOD} gösterilmektedir.



Şekil 2.17 : Üçgen tipi frekans modülasyonu parametreleri f_{DEV} ve f_{MOD} [41].

Dean Banerjee tarama hızı için döngü filtre bant genişliği seçilmesi ile ilgili kuralları aşağıdaki gibidir:

Döngü filtre bant genişliği (BW), faz kilitli döngü entegresinin şarj pompasının ayırık örnekleme hızından etkilenmeyecek kadar hızlı dönebilmeleri için yeterince geniş olmalıdır. Bunun için denklem 2.1 sağlamalıdır.

$$BW > \sqrt{\frac{f_{DEV} f_{MOD}}{4N}} \quad (2.1)$$

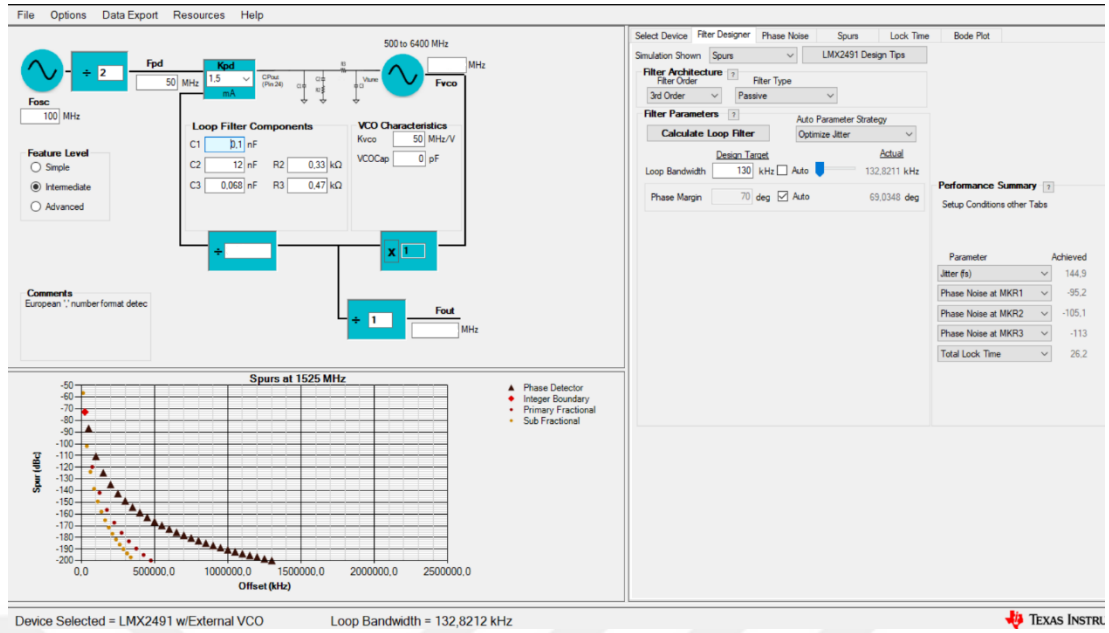
Bant genişliği, faz kilitli döngü entegresinin şarj pompasının ayırık örnekleme etkilerinin döngünün hızını çok yavaşlatmaması için yeterince geniş olmalıdır. Bunun için denklem 2.2 sağlamalıdır.

$$BW > \frac{f_{DEV}}{5N} \quad (2.2)$$

Bant genişliği, frekans taramasındaki yön değişikliklerinde yeterince hızlı yanıt verebilmesi için yeterince geniş olmalıdır. Bunun için denklem 2.3 sağlamalıdır.

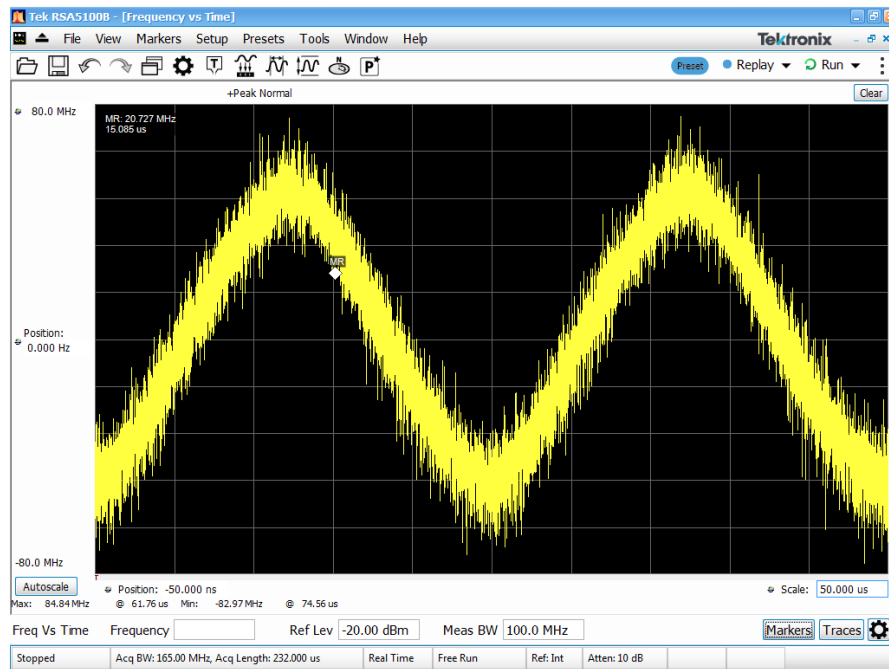
$$\frac{f_{DEV}}{f_{MOD}} < 1.7N \quad (2.3)$$

Bu denklemlere göre hesaplanan bant genişliği 130 KHz ve faz marjın 70° kullanılarak TI PLLatinum Sim programında tasarlanmaktadır (Şekil 2.18).



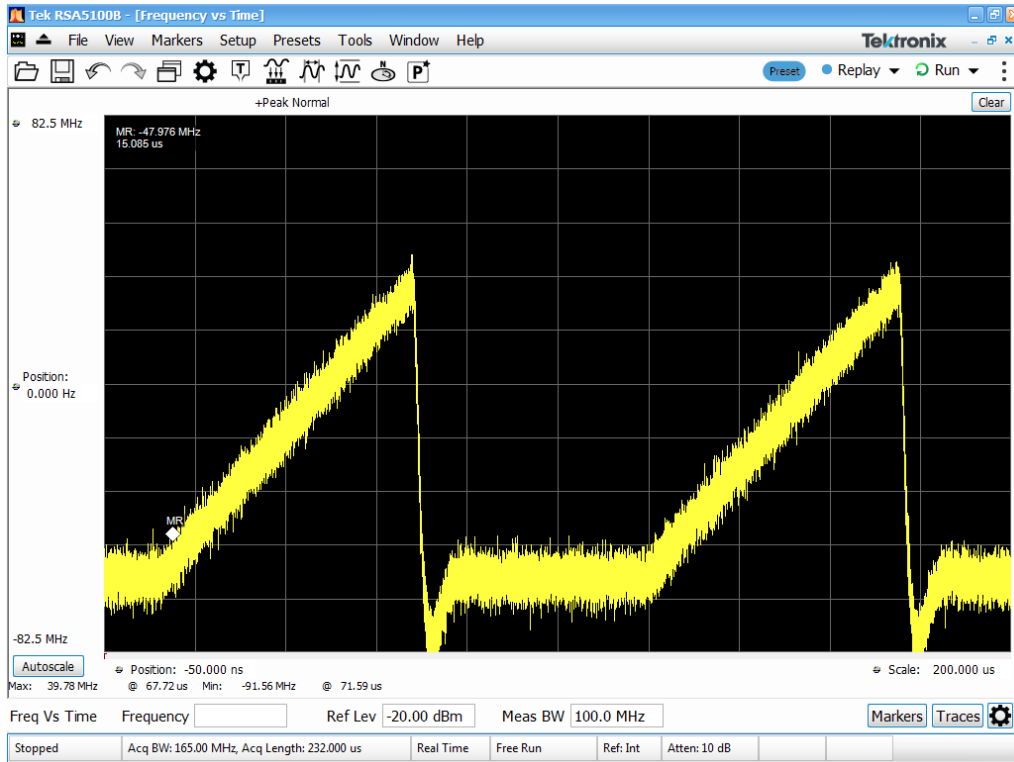
Şekil 2.18 : TI PLLatinum Sim’de döngü filtre tasarımı.

Tasarlanan döngü filtre ile 100 us’de 300 MHz bant genişliğinde üçgen frekans taraması yapılabilir. Döngü filtre performansına K bant donanım üzerinde voltaj kontrol osilatör çıkışına probe lehimlenerek Tektronix RSA5100B cihazında frekans-zaman ölçümü yapılarak bakılmaktadır. Cihazın maksimum okuyabileceği bant genişliği 165 MHz olduğu için tarama eğimi korunarak tarama bant genişliği küçültülerek 80 MHz’ye periyot ise 25 us’ye indirilerek ölçüm yapılmaktadır (Şekil 2.19).

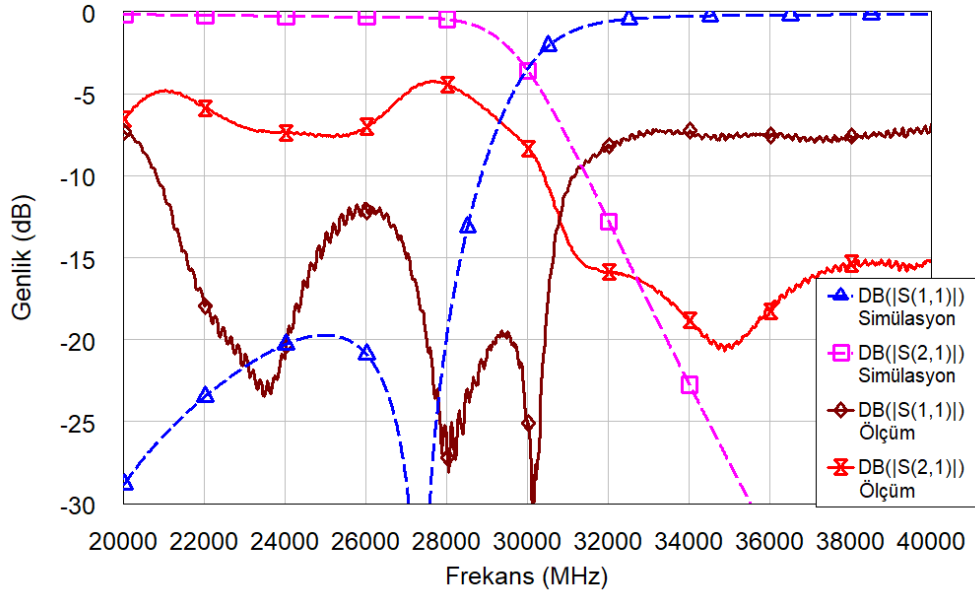


Şekil 2.19 : Üçgen tipi frekans taraması frekans-zaman grafiği.

Yüksek bağıl hızlı ve düşük mesafeli uygulamalarda doppler frekans kayması mesafe frekans değişiminden fazla olması durumunda üçgen tipi frekans taramasında hedef mesafesi yanlış ölçülebilmektedir. Örneğin 5 m'deki hedef için bağıl hız yokken 200 KHz'de sinyal elde edilirken 25 KHz olan dopplerden dolayı 175 KHz ve 225 KHz'de iki IF sinyal elde edilecek. Bunların ortalaması alınarak mesafe doğru bir şekilde hesaplanabilmektedir. Ancak doppler 200 KHz olduğunda IF sinyaller 0 Hz'de ve 400 KHz'de olacak ve 0 Hz'deki anten sızıntısı ile birlikte filtrelenerek mesafe 10 m bağıl hız 0 m/s ölçülecektir. Doppler 200 KHz üzerine çıktığında ise IF sinyallerden 0 Hz'de olanı kosinüs özelliğinden dolayı negatif frekans da pozitif frekans olarak ölçülerek mesafe yanlış hesaplanacaktır. Üçgen tipi frekans taramasının bu dezavantajlarından dolayı yüksek bağıl hızlarda alternatif bir frekans taraması kullanılmaktadır. Bu frekans taramasında kısa bir süre sabit bir frekansta sürekli dalga yayını yapıp doppler frekans kayması ölçülmekte sonrasında testere tipi frekans taramasındaki gibi 50 us'de 300 MHz frekans bandı taranarak mesafeden kaynaklı frekans değişimi ile doppler frekans kayması toplamı ölçülmektedir. Sonrasında bu ölçümden doppler frekans kayması çıkarılarak mesafe hesaplanmaktadır. Bu sürekli dalgalı testere tipi frekans taraması 80 MHz'lik bant kullanılarak döngü filtre performansı geliştirilmek için ölçülmektedir (Şekil 2.20).



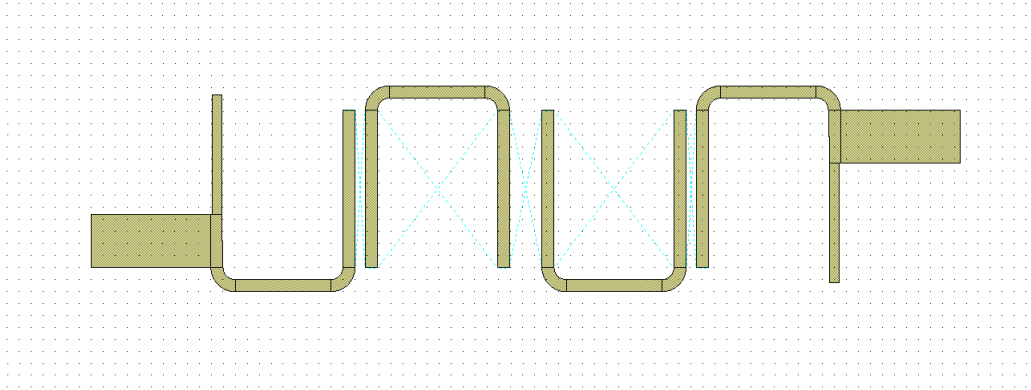
Şekil 2.20 : Sürekli dalgalı testere tipi frekans taraması frekans-zaman ölçümü.



Şekil 2.22 : K bant alçak geçiren filtre ölçümü.

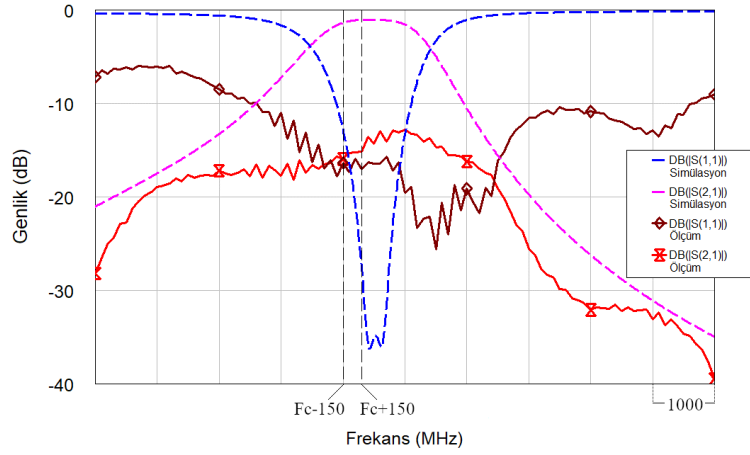
2.2.3. K bant bant geçiren filtre tasarımı

Alıcı anteninden gelen sinyallerin istenmeyen frekans bileşenlerini filtrelemek için bant geçiren filtre kullanılmaktadır. Mikroşerit filtre yapısında toka (ing. hairpin) şeklinde filtre tasarlanmaktadır. Toka yapısı için AWR Microwave Office programının filtre aracı ile ilk tasarım yapıp optimize edildikten sonra Şekil 2.23'de gösterilen filtre tasarlanmaktadır.



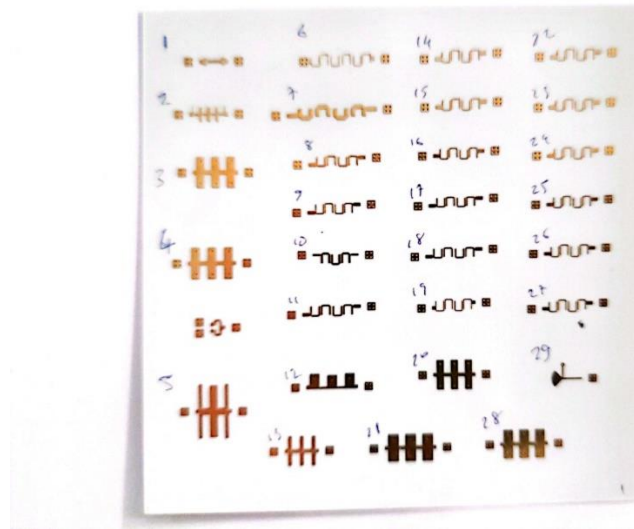
Şekil 2.23 : K bant bant geçiren filtre şekli.

Tasarlanan filtre 0.254 mm Rogers RO4350B baskı devre kartı üzerine basıldıktan sonra probalar kullanılarak VNA cihazı ile S11 ve S21 parametreleri ölçülmektedir (Şekil 2.24). Ölçüm sonucundan da görüldüğü gibi ilginilen frekans bandındaki giriş kaybı -15 dB seviyelerinde ölçülmektedir, 4-5 dB probdan kaynaklı olup filtrenin giriş kaybı -10 dB olmaktadır. Giriş portu empedans uyumu -10 dB'den düşük ölçülmektedir.



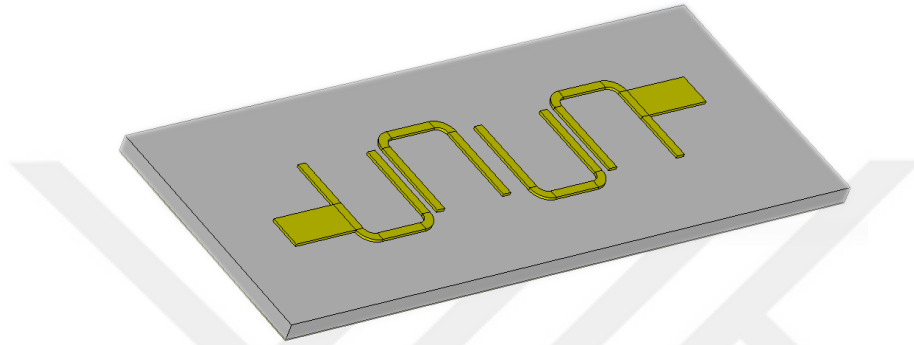
Şekil 2.24 : K bant band geçiren filtre ölçümü.

Filtrenin ölçüm sonucu ile benzetim arasında merkez frekansta kayma, bant genişliğinde artma ve giriş kaybında artma olmaktadır. Band geçiren filtrenin derecesinin yüksek olması ve keskin bir frekans yanıtının olması, filtrenin üretimsel toleranslardan alçak geçiren filtreye kıyasla daha fazla etkilenmesine sebep olmaktadır. Filtre kullanılan rezonatörün uzunluğu filtrenin merkez frekansını belirlemekte ve bu uzunluktaki üretimsel farklılar merkez frekansı değiştirmektedir. Rezonatörün sinyal atlama (ing. coupling) boşluklarının genişliği filtrenin bant genişliğini etkilemektedir. Bu boşluklar oldukça ince olduklarından en az yüzde 30 toleransla üretilebilmektedir ve filtrenin bant genişliğini değiştirmektedir. Bu sorunların giderilmesi için defalarca üretim yaparak iterasyon yapıp vakit kaybetmek yerine ayrı bir kartta çeşitli merkez frekanslarda ve bant genişliklerinde birçok filtre tasarlanarak Şekil 2.25’de verilen filtre kartı üretilmektedir.



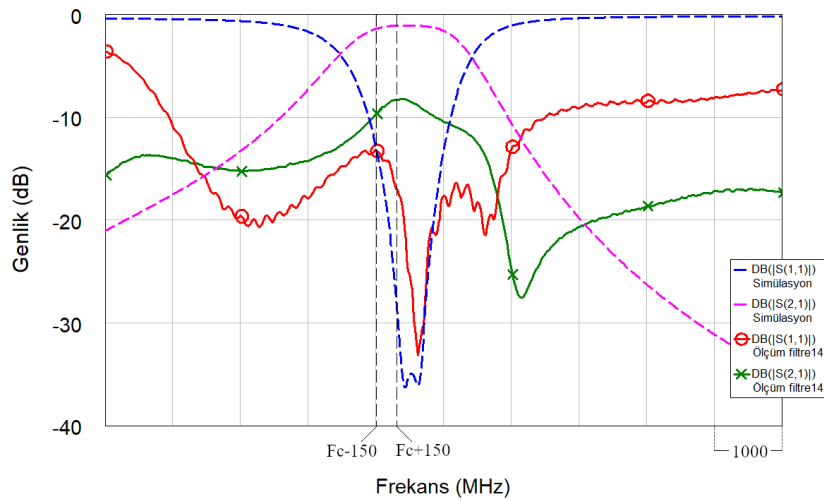
Şekil 2.25 : K bant band geçiren filtreler.

Bu filtreler tasarlanırken ilk versiyondan farklı olarak 3 boyutlu elektromanyetik analiz programında simülasyon yapılarak daha hassas bir şekilde optimize edilmektedir (Şekil 2.26). AWR Microwave Office programı temelde mikroşerit devre bloklarını kullanarak basitleştirilmiş ve hızlı bir elektromanyetik analiz yapmaktadır. 3 boyutlu elektromanyetik analiz programında ise mikroşerit yapı bir bütün olarak alt blokların birbirine etkisi de dahil edilerek çok daha kompleks ve gerçeğe yakın şekilde analiz yapılmaktadır.



Şekil 2.26 : K bant bant geçiren filtre 3 boyutlu gösterim.

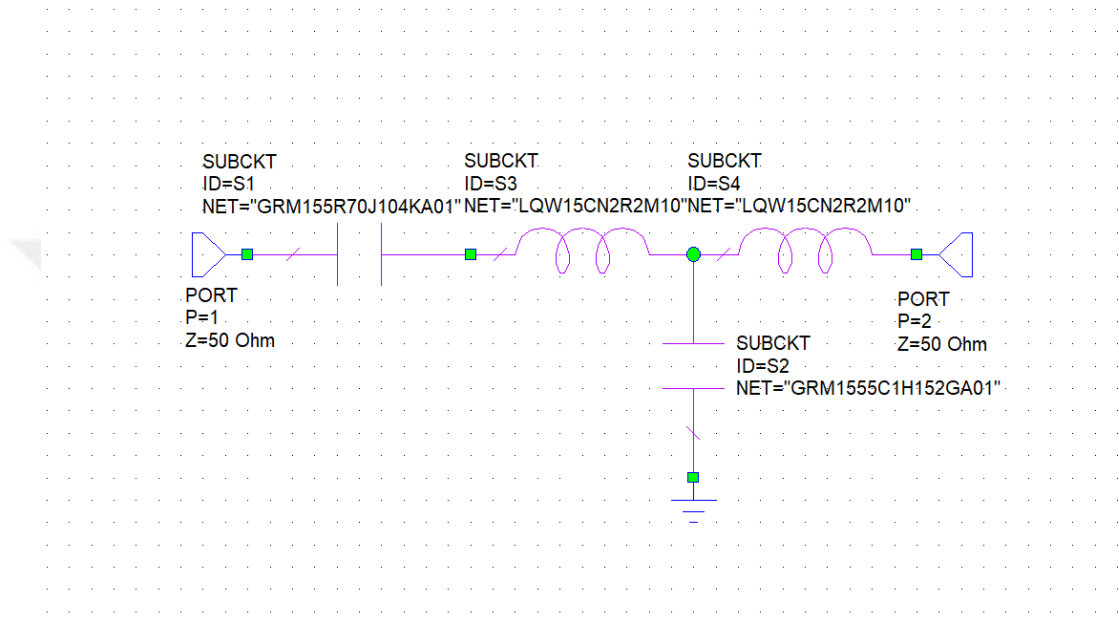
Bütün filtrelerin tasarım ve ölçüm modellerine çalışmanın temel ögesi olmadığı için verilmemektedir. Gelecek çalışmalar için kullanılacak versiyona ait ölçüm sonuçları Şekil 2.27’de verildiği gibi tasarlanan merkez frekans ve bant genişliğine yakın çalışmaktadır, giriş kaybı ölçüm problemlerinden dolayı 4-5 dB fazla ölçülmektedir. Ölçülen kayıp -8 dB, probdan kaynaklı yaklaşık 4 dB kayıp için filtre 4 dB giriş kaybı çalışmaktadır. İlk üretimdeki -10 dB’lik iletim kaybı ikinci üretimde -4 dB seviyelerine düşürülmektedir.



Şekil 2.27 : K bant bant geçiren filtre ikinci versiyon ölçümü.

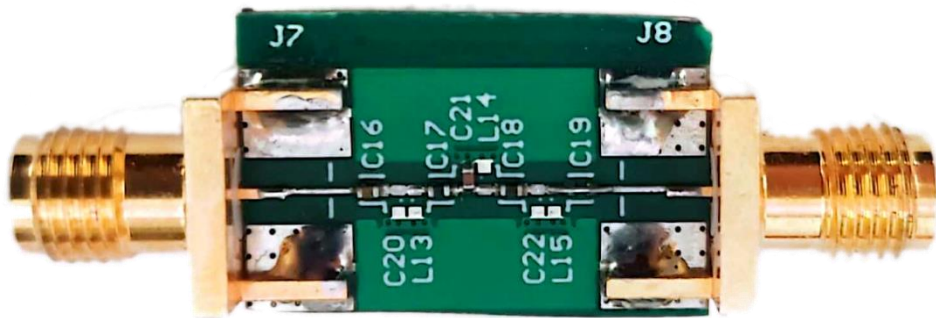
2.2.4. IF bant filtre tasarımı

Alçak geçiren filtre mikserden sızan lokal RF sinyalleri ve mikserde çarpılan verici ve alıcı sinyallerinin toplamı frekansındaki bileşeni filtrelemek için kullanılmaktadır. Yüksek geçiren filtre ise verici alıcı antenleri arasındaki sızıntının mikserde IF banda indirilen 0 Hz'deki bileşeni filtrelemek için kullanılmaktadır. AWR Microwave Office programında LC filtre tasarımı yapılmaktadır (Şekil 2.28).



Şekil 2.28 : IF bant filtre şematik.

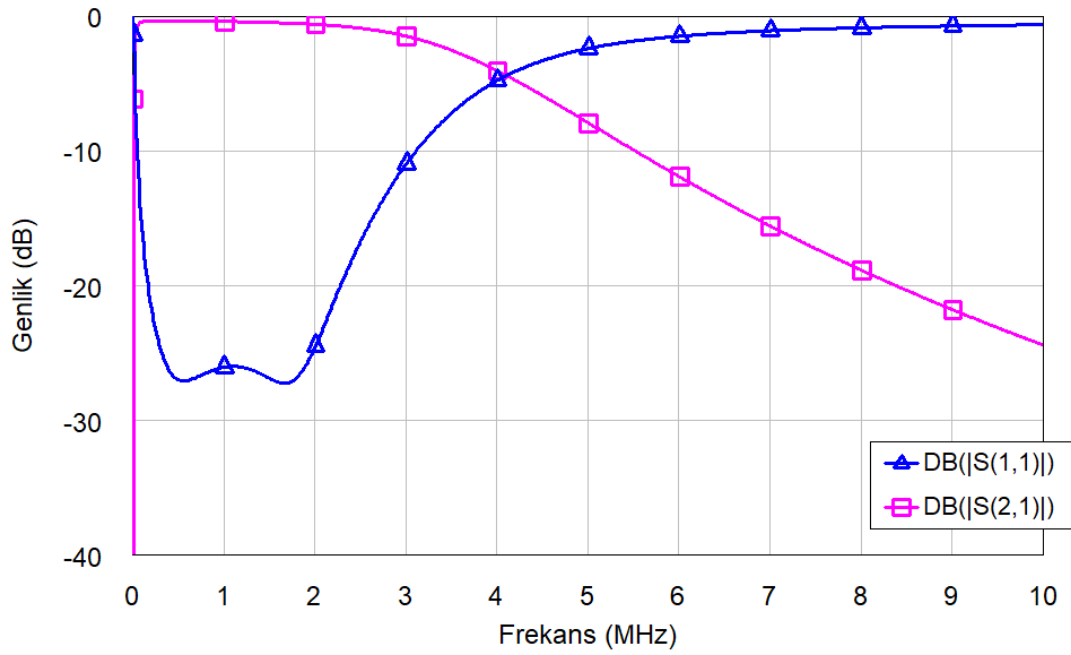
İndüktör ve kapasitör değerleri belirlendikten sonra program kütüphanesindeki o değerlerdeki ölçüm sonuçlarını içeren modeller kullanılarak optimize edilmektedir. Bileşenler karta lehimlenerek üretimi yapılan filtre Şekil 2.29'da gösterilmektedir.



Şekil 2.29 : IF bant filtre kartı.

Filtrenin çalışma frekansı çok düşük olduğu için VNA ile ölçülememektedir. Sinyal üretici ve spektrum analizör kullanılarak performansı ölçülerek doğrulanmaktadır. Düşük frekanslarda indüktör ve kapasitörün parazitik etkileri çok düşük olduğu için

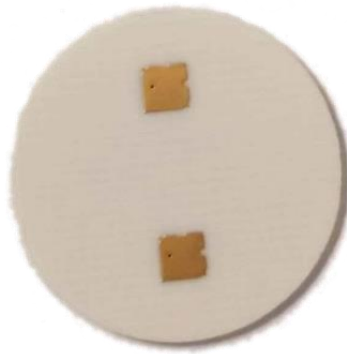
simulasyon sonucuna çok yakın çalışmaktadır. Tasarlanan filtre 20 KHz yüksek geçiren ve 2 MHz alçak geçiren filtrelerin simülasyonu Şekil 2.30'da verilmektedir.



Şekil 2.30 : IF bant filtre simülasyonu.

2.2.5. Alıcı verici antenleri arasındaki sızıntı

Verici ve alıcı antenleri arasında aralarındaki uzaklığa bağlı olarak sızıntı olmaktadır. Bu sızıntı üretilen sinyalin faz gürültülü olmasından dolayı alıcıda lokal sinyali ile çarpılıp IF banda indirildiğinde 0 Hz ve yakınında sızıntı seviyesinde sinyal oluşmaktadır, Şekil 2.13'deki IF spektrumunda da verilmektedir. Bu sızıntı, FMSSD radar sisteminin minimum ölçebileceği mesafeyi etkilemektedir, IF band yüksek geçiren filtre ile seviyesi azaltılarak sistemin minimum ölçebileceği mesafe geliştirilmektedir. İlk olarak 2 cm çapında daire baskı devre kartı üzerinde üretilen antenlerin kazancı 5 dB olmaktadır. Sızıntısı ise -25 dB olarak ölçülmektedir (Şekil 2.31).



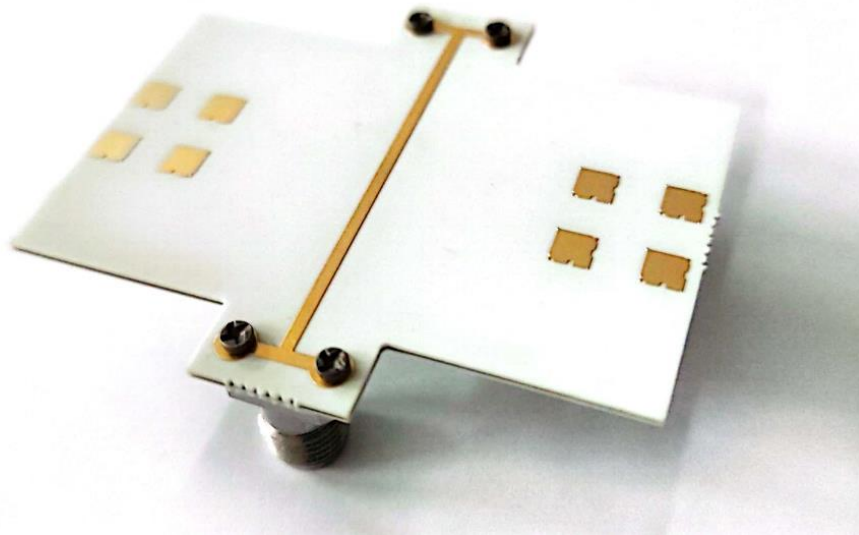
Şekil 2.31 : K bant alıcı verici antenleri.

-25 dB anten sızıntısı yüksek olduğundan antenlerin toprak katmanında bakırında boşluk açarak ve anten katmanında aralarına Şekil 2.32'deki gibi bakır ekleyerek sızıntı değeri -35 dB'ye düşürülmektedir [31]. Antenin basıldığı baskı devre kartı boyutu da 4cmx2cm boyutlarına arttırılarak antenler arasındaki mesafe de arttırılarak sızıntı düşürülmektedir.



Şekil 2.32 : K bant alıcı verici antenleri ikinci üretim.

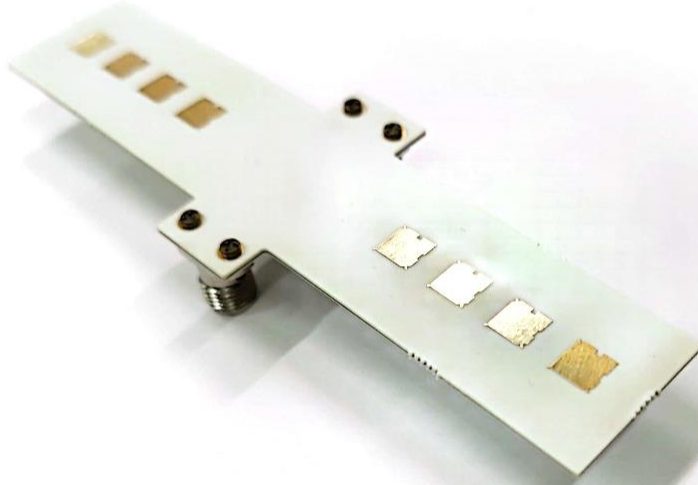
Anten kazancını arttırmak için çeşitli dizi anten tasarımları yapılmaktadır. 2x2 dizilim yapısı ile tasarlanarak baskı devre kartının diğer yüzeyinde birleştirilerek dizi anten oluşturulmaktadır (Şekil 2.33). Bu anten ile anten kazancı 12 dB'ye çıkarılmaktadır. Sızıntı seviyesi ise -50 dB olarak ölçülmektedir.



Şekil 2.33 : K bant 2x2 alıcı verici dizi antenleri.

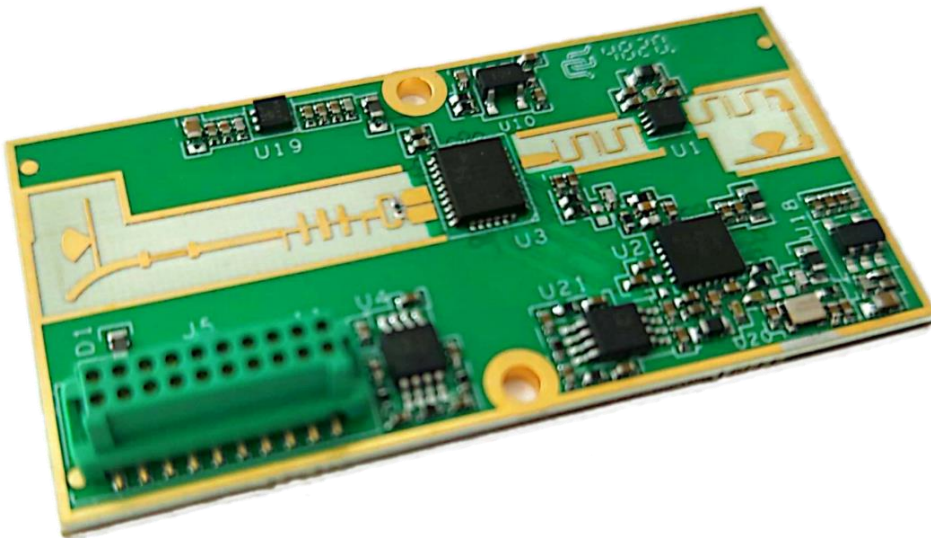
2x2 dizilimli anten yapısına alternatif olarak 1x4 dizilimli anten de tasarlanarak üretilmektedir. 0.508 mm Rogers RO4350B taban kullanılarak üretilen dizi antene sızıntı ve kazançları kolaylıkla ölçülebilmesi için vidalanabilir RF konektör

eklenmektedir (Şekil 2.34). 1x4 dizi anten kazancı 11 dB olmaktadır. Bu dizi antende alıcı verici antenleri arasına bakır eklenmediği için sızıntı -35 dB olarak ölçülmektedir. Antenler arasına bakır eklenerek sızıntı değeri -50 dB seviyelerine düşürülebilir.



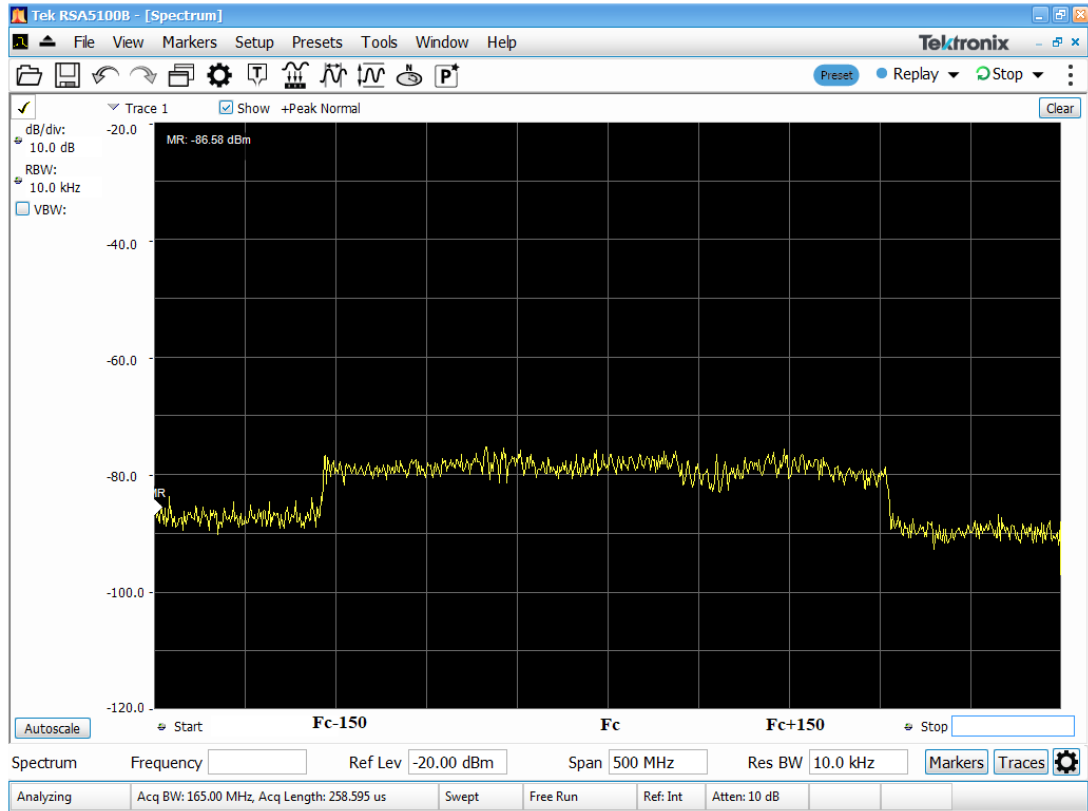
Şekil 2.34 : K bant 1x4 alıcı verici dizi antenleri.

FMSD radarı için gerekli bileşenler seçildikten sonra filtreler ve antenler kullanılarak; güç devreleri tasarımları, IF yükselteç tasarımı ve baskı devre tasarımı yapılarak K bant donanım üretilmektedir (Şekil 2.35). U3 voltaj kontrol osilatör entegresi, U2 faz kilitli döngü entegresi, U1 düşük gürültülü yükselteç, U4 ve U21 IF yükselteç, U18, U19 ve U10 güç devresi entegreleridir.



Şekil 2.35 : K bant donanım.

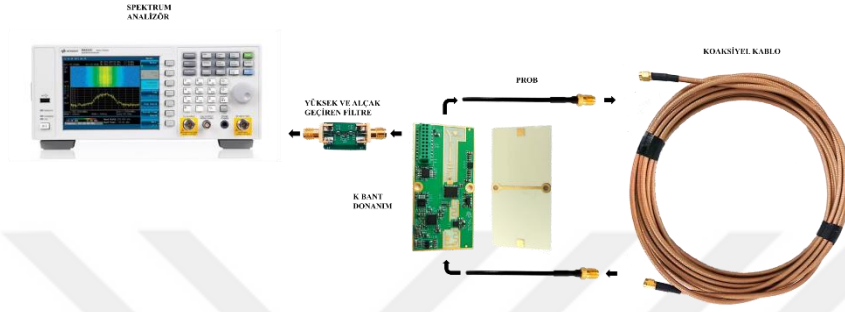
20 pinli Harwin konektörü kullanılmaktadır. Bu pinlerle güç, toprak, IF sinyal, voltaj kontrol osilatör ve faz kilit döngü entegrelerinin programlama sinyalleri iletilmektedir. IF sinyal daha sonra IF filtreden geçerek ADC'ye iletilmektedir. K bant donanım ile lineer şekilde frekans taraması sentezini test edebilmek için voltaj kontrol osilatör entegresi çıkışına probe lehimlenerek Tektronix RSA5100B cihazında spektrum ve frekans-zaman ölçümleri yapılmaktadır. Faz kilitli döngü entegresi LMX2491 Texas Instruments TICS PRO programı ile 100 us periyotlu 300 MHz bant genişliğinde üçgen frekans taraması için programlanmaktadır. Şekil 2.19'da 80 MHz bant genişliğinde yapılan üçgen frekans taraması frekans-zaman ölçümü verilmektedir. Şekil 2.36'da K bant donanımın 300 MHz frekans taraması spektrum ölçümü verilmektedir.



Şekil 2.36 : K bant donanım spektrum ölçümü.

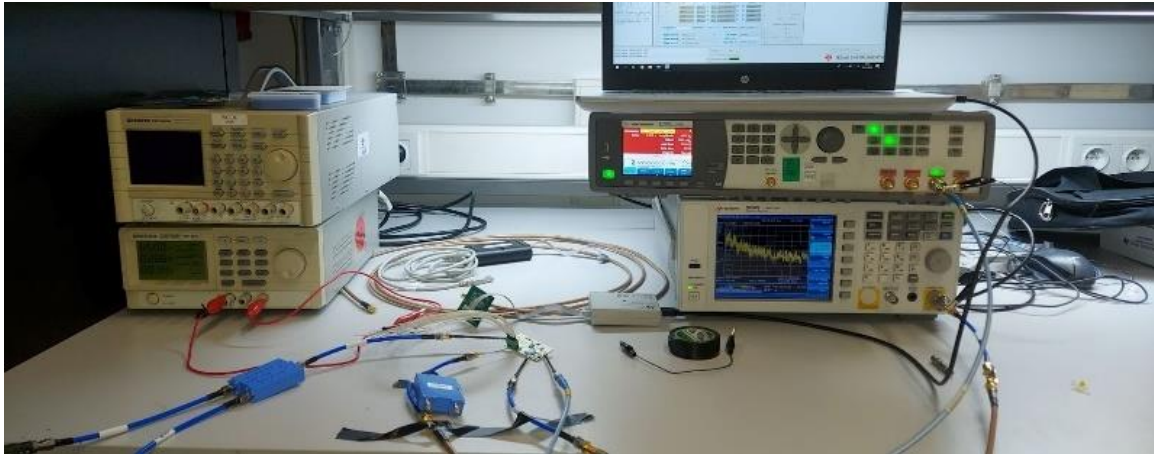
Frekans taraması başarılı bir şekilde yapılmaktadır ancak güç seviyesi düşük olmaktadır. Voltaj kontrol osilatör entegresi çıkış gücü programlanarak artırılması gerekmektedir ancak üretici tarafından program sağlanmadığı için başka bir program ve SPI haberleşme kiti ile programlanması gerekmektedir.

Çıkış gücünün yaklaşık 30 dB düşük olması, bant geçiren filtrenin ilk üretimde giriş kaybının yüksek olması ve anten kazancının düşük olmasından dolayı sinyal gürültü oranı düşük olmaktadır. Bu yüzden antenler kullanılarak birkaç metreden fazla mesafe henüz ölçülememektedir. Sistemin alıcı ve IF bölümlerini test etmek için alıcı girişine prob lehimlenerek iletim hattı olarak koaksiyel kablo kullanılarak Şekil 2.37’de blok şeması verilen test düzeneği kurulmaktadır.



Şekil 2.37 : K bant donanım test düzeneği blok şeması.

Faz gürültüsünü azaltmak için referans kristal yerine sinyal üreticiden referans sinyal bağlanarak test düzeneği Şekil 2.38’deki gibi kurulmaktadır. Mikser IF portundan elde edilen sinyal IF yükselteçten geçtikten sonra konektörle IF filtreye iletilmektedir. Sinyal filtreden geçtikten sonra Keysight N9322C spektrum analizöre iletilerek pencereleme yapılmakta ve FFT alınmaktadır.



Şekil 2.38 : K bant donanım test düzeneği

K bant donanımındaki bant geçiren filtrelerdeki üretimsel kayma ve anten kazancının düşük olmasından dolayı laboratuvar ortamında 0.7 m fiziksel 1 m elektriksel uzunluktaki koaksiyel kablo ile IF sinyal ölçümü yapılmaktadır (Şekil 2.39). 1 m

koaksiyel kablo sinyalin hedefe gidip yansıma mesafesi toplamıdır, yani 0.5 m ölçüm yapılması beklenmektedir. 0.5 m'ye karşılık gereken IF frekansı bağlı hız yokken 20 KHz'dir. Ölçüm sonucu yaklaşık olarak 40 ve 50 KHz'lerde sinyal alınmaktadır. Ortalaması alınarak 45 KHz kabul edilirse mesafe 1.125 m olarak ölçülmektedir. 0.625 m hata ile 1 m altında hata yapılarak ölçülmektedir.

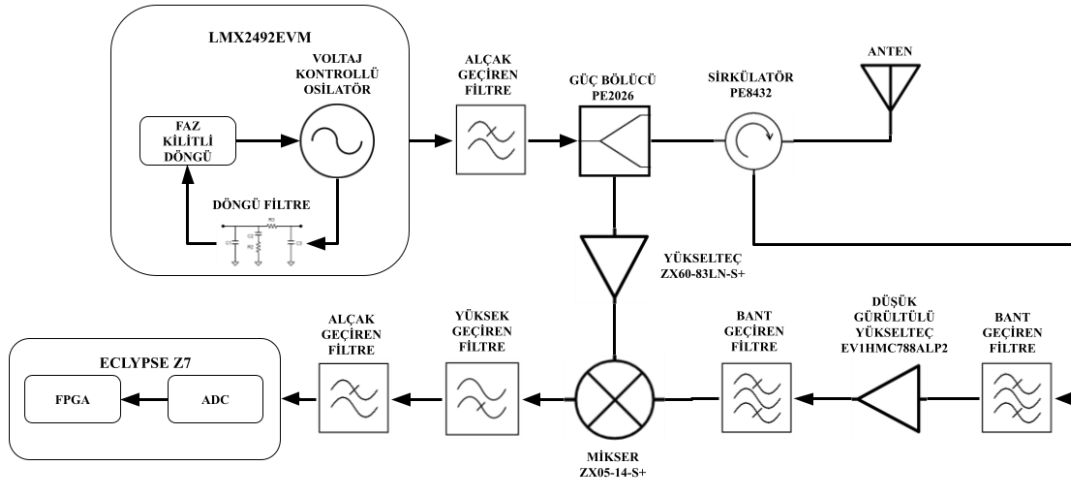


Şekil 2.39 : K bant donanım IF sinyal spektrumu.

2.3. C Bant FMSD Radar Sistemi

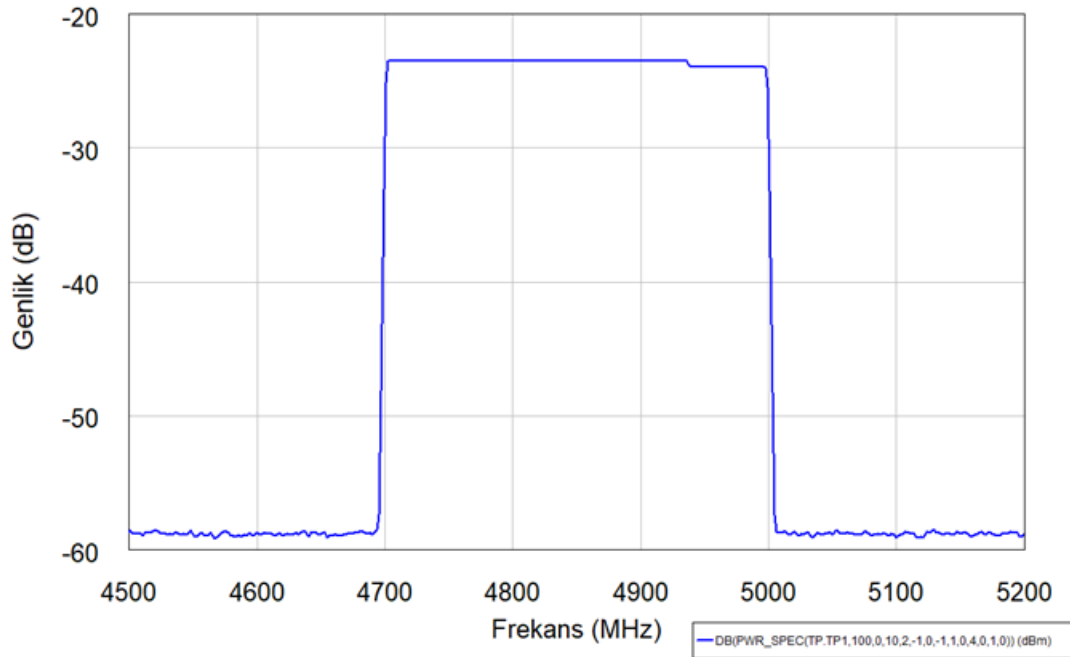
K bantta çeşitli testleri yapmaktaki zorluk ve maliyetlerden dolayı C bant FMSD radar sistemi modüler bloklar ile kurulmaktadır. Bu sistem ile filtre, yükselteç, anten kazancı, modülasyon çeşitleri, bant genişliği, tarama periyodu dahil birçok parametre ile ilgili denemeler yapılarak sistem performansı geliştirilmektedir. Bu sistem ile laboratuvar ortamında doppler frekans kayması, jammer, interferans, yığın düzenekleri kurularak algoritma geliştirilmesi için test verileri toplanabilmektedir.

C bant radar sistemi faz kilitli döngü, güç bölücü, yükselteç, sirkülatör, anten, mikser, düşük gürültülü yükselteç, ADC ve FPGA kartlarından oluşmaktadır (Şekil 2.40).



Şekil 2.40 : C bant radar sistemi blok şeması.

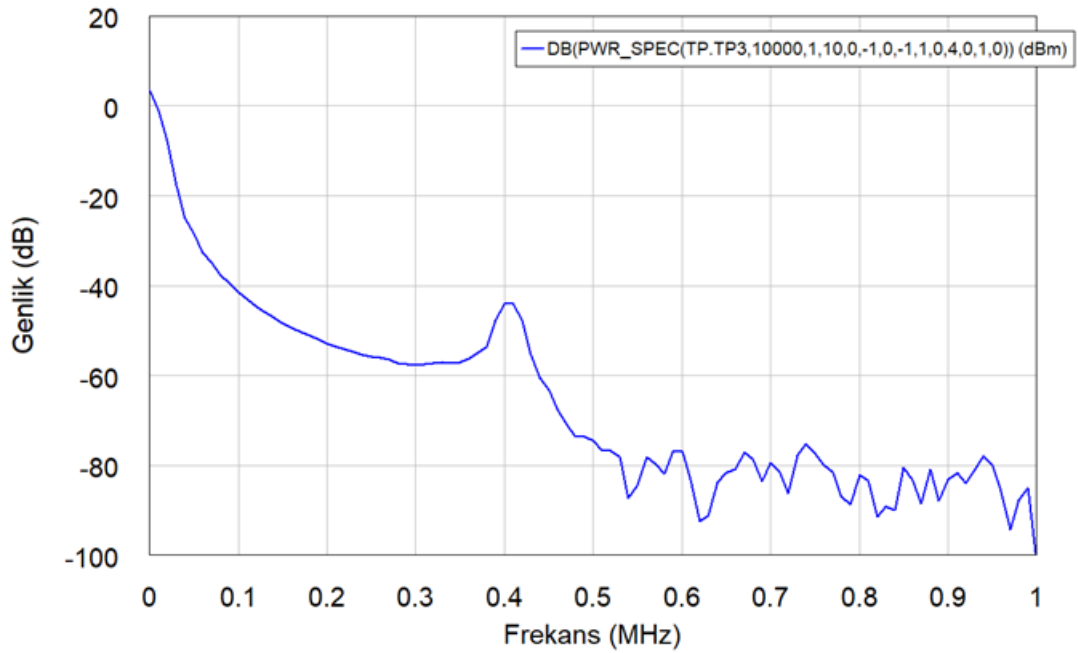
C bant radar sistemi için AWR Microwave Office programında oluşturulan modelde seçilen geliştirme kartlarının özelliklerine göre parametreler ayarlanarak yapılan sistem simülasyonlarına göre spektrum grafiği Şekil 2.41’de verilmektedir. 4700 MHz ile 5000 MHz frekans bandında 100 us periyotta üçgen modülasyonlu frekans taraması yapılmaktadır.



Şekil 2.41 : C bant sistem simülasyonu RF spektrumu.

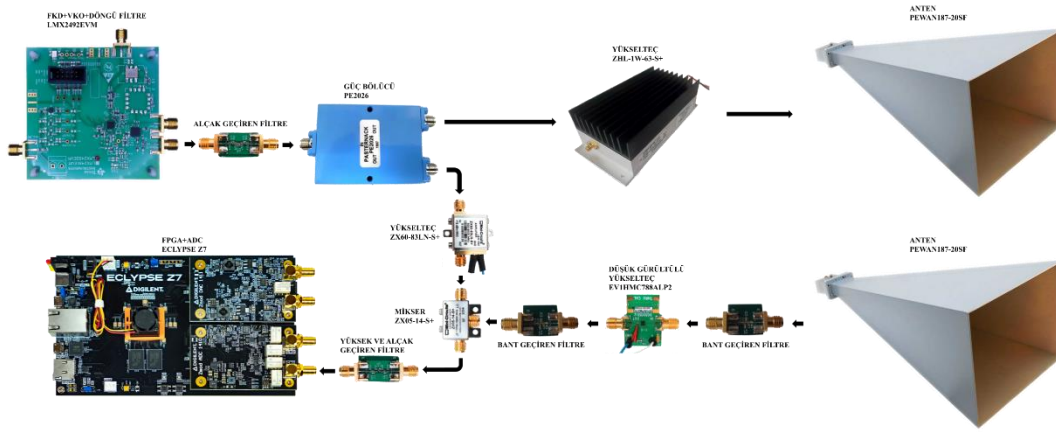
K bant donanım ile aynı bant genişliği ve periyotta çalıştırılarak benzer IF spektrumlar oluşturulmaktadır. 20 metre maksimum mesafe için 800 KHz IF sinyal elde edilmesi beklenmektedir. Bloklar ve bloklar arasındaki gecikmelerden dolayı bu frekans birkaç KHz değişebilmektedir. Antenler arasındaki sızıntı kullanılarak kalibrasyon yapıp

algoritmada bu belirsizlik giderilebilmektedir. Şekil 2.42’de 10 m uzaklıktaki hedef için elde edilen IF sinyalin spektrum simülasyon sonucu verilmektedir.



Şekil 2.42 : C bant radar sistemi sistem simülasyonu IF bant spektrumu.

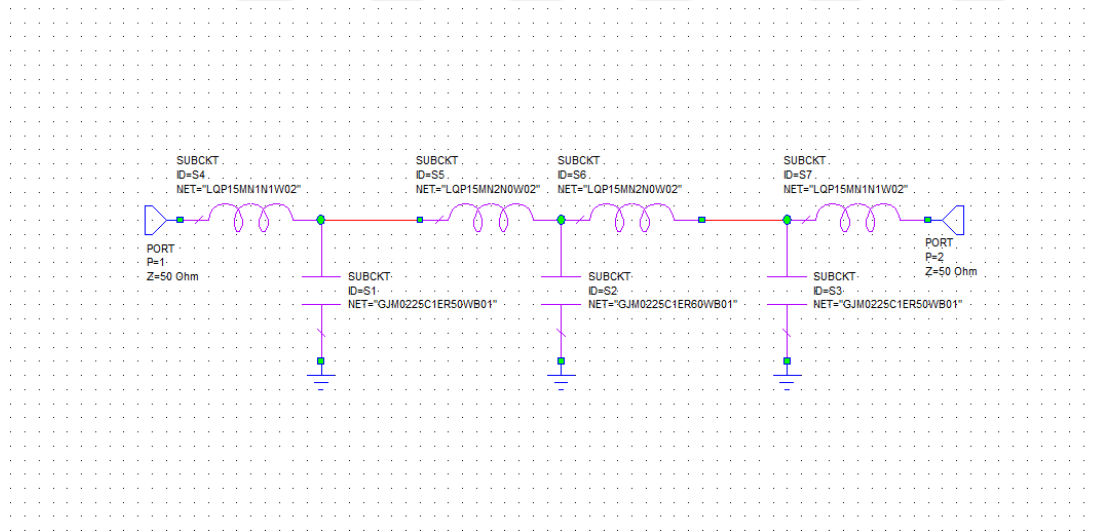
Faz kilitli döngü bloğu için Ti firmasının üzerinde voltaj kontrol osilatör ve döngü filtre bulunduran LMX2492EVM kodlu geliştirme kartı kullanılmaktadır. 4.7 GHz’den 5.4 GHz’e kadar -3 dBm seviyesinde sinyal üretilebilmektedir. Üçgen, testere, sürekli dalga ve benzeri birçok modülasyonlu sinyal üretilebilmektedir. Maksimum frekans tarama hızı yapılan testlere göre 300 MHz bant genişliğinde 15 us olmaktadır. Harmonik seviyelerin yüksekliğinden dolayı 5.4 GHz kesme frekanslı alçak geçiren filtre tasarlanmaktadır. Güç bölücü bloğu için Pasternack firmasının PE2026 kodlu ürünü kullanılmaktadır. Güç bölücüden bölündükten sonra sinyal gücü yaklaşık -8 dBm olmaktadır. Mikserin LO portu için gerekli güç seviyesi +7 dBm üzeri tercihen +13 dBm olduğu için 20 dB kazançlı yükselteç kullanılarak sinyal seviyesi yaklaşık +12 dBm seviyesine yükselmektedir. Antenden gelen sinyal tasarlanan bant geçiren filtreler ve düşük gürültü yükselteçten geçerek mikserle ilerlemektedir. IF banda indirilen sinyal K bantta tasarlanan IF alçak geçiren ve yüksek geçiren filtrelerden geçerek ECLYPSE Z7 kartının ADC’sine ilerlemektedir. Seçilen geliştirme kartları ve filtreler ile oluşturulan detaylı blok diyagram Şekil 2.43’de verilmektedir.



Şekil 2.43 : C bant radar sistemi test düzeneği blok şeması.

2.3.1. C bant alçak geçiren filtre

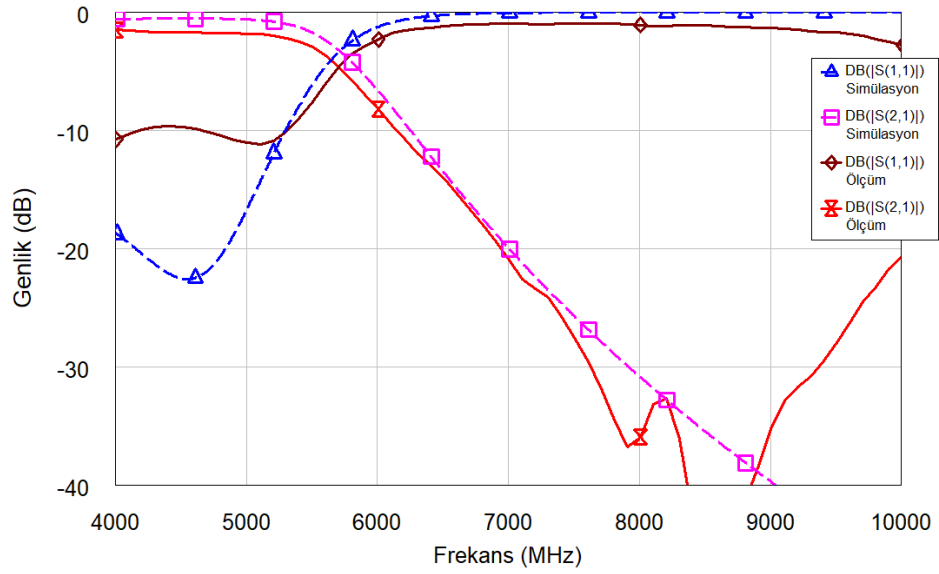
LMX2492EVM geliştirme kartından sentezlenen sinyalin harmonikleri Şekil 1.7’de verildiği gibi yüksek seviyededir. Bu harmoniklerin güçlerini azaltmak için alçak geçiren filtre kullanımı gerekmektedir. 5.4 GHz kesme frekansında alçak geçiren filtre LC filtre yapısıyla indüktör ve kapasitör kullanılarak AWR Microwave Office programında tasarlanmaktadır (Şekil 2.44).



Şekil 2.44 : C bant alçak geçiren filtre şematığı.

Kullanılan baskı devre kartı malzemesine göre simülasyon ile ölçüm arasında farklılıklar oluşabilmektedir, bu etkiler filtre optimize edilerek giderilmektedir. Optimize edildikten sonra ZVA40 vektör devre analizör (ing. vector network analyzer, VNA) cihazı ile ölçülen S parametreleri ve simülasyon sonucu Şekil 2.45’de verilmektedir. Kesme frekansı simülasyon sonucu ile benzer olmaktadır. S11 parametresi -10 dB’den düşük ölçülmektedir, giriş empedans uyumu 4.7 – 5.4 GHz

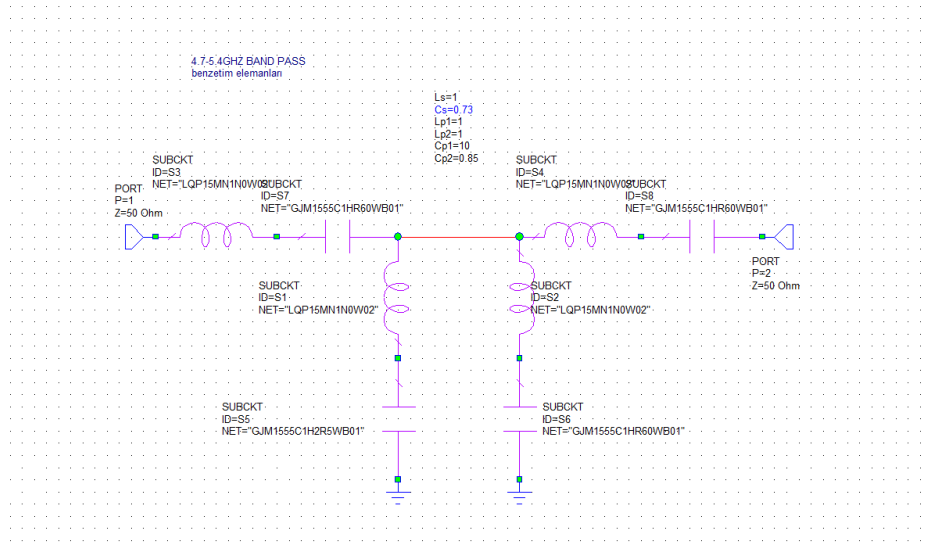
boyunca sağlanmaktadır. Giriş kaybı konektör ve baskı devre kartı kayıplarından dolayı birkaç dB yüksek ölçülmektedir.



Şekil 2.45 : C bant alçak geçiren filtre ölçüm sonucu.

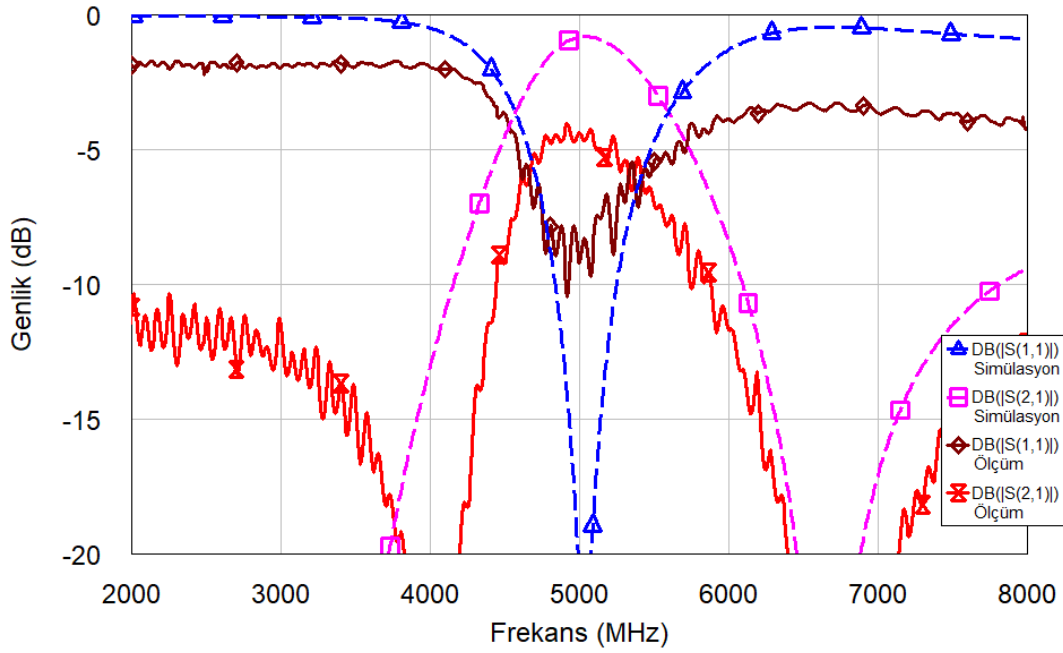
2.3.2. C bant band geçiren filtre

C bant radar sistemi alıcısına giren sinyalleri filtrelemek için band geçiren filtre kullanılmaktadır. 4.7 GHz ve 5.4 GHz bandında band geçiren filtre indüktör ve kapasitör kullanılarak AWR Microwave Office programında tasarlanmaktadır. Filtre çeşidi olarak eliptik LC filtre kullanılmaktadır. Eliptik filtre yapısı geçiş bandında iki seri band geçiren rezonatör ve geçiş bandının sonlarında iki band sönümleyen rezonatör içermektedir (Şekil 2.46).



Şekil 2.46 : C bant band geçiren filtre şematığı.

Bant geçiren filtreler keskin frekans yanıtları olduğu için üretimden daha fazla etkilenmektedir. Diğer filtreler birkaç iterasyonda istenen performans yakalanırken bant geçiren filtrelerde 10 üzeri iterasyon gerekebilir. Bant geçiren filtrenin S parametreleri simülasyon grafiği ve ZVA40 VNA ile ölçülen S parametreleri Şekil 2.47’de verilmektedir. Ölçülen filtrenin geçiş bandı simülasyon ile örtüşmektedir. S11 parametresi -8 dB seviyelerine kadar indirilmektedir.

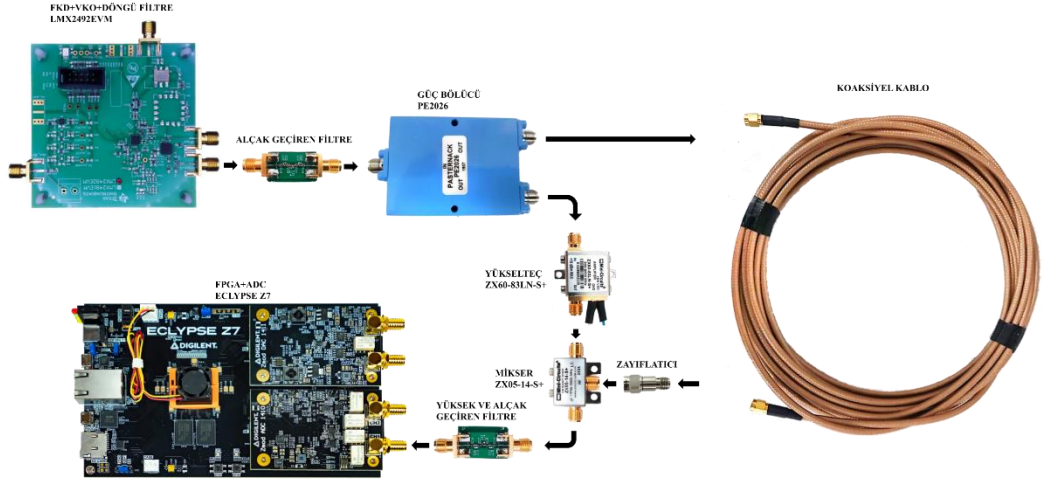


Şekil 2.47 : C bant bant geçiren filtre ölçümü.

S11 parametresi -10 dB altında olması performans açısından istenen bir durumdur ancak optimizasyon sırasında -10 dB altına düşürüldüğünde bant dışı zayıflatma 10 dB altına düştüğü gözlemlendiğinden optimum seviye olarak -8 dB'ye ayarlanmaktadır. Bu durumda bant dışı zayıflatma oranı 10 dB'den fazladır. Konektör ve lehim kayıpları ve bileşen toleranslarından dolayı giriş kaybı tasarlanandan fazla olmaktadır, düşük gürültülü yükselteç kazancı ile bu kayıplar tolere edilmektedir.

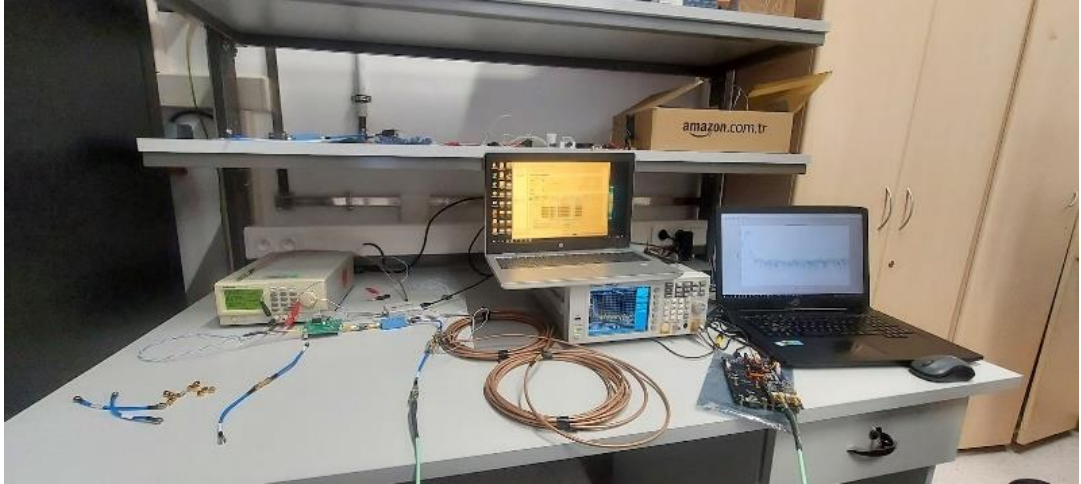
2.3.3. C bant laboratuvar test düzeneği

C bant FMSD radar sistemi ile FMSD radarın birçok özelliği laboratuvar ortamında test edilmek istenmektedir ancak anten kullanılarak yapılan testlerde çevreden gelebilecek etkilerden dolayı test parametresinin etkisi doğru karakterize edilememektedir. Bunun C bant radar sistemi ile laboratuvar ortamında test yapabilmek için huni anten yerine çeşitli uzunluklarda koaksiyel kablolar eklenerek gecikme verilip gerekli testler yapılmaktadır (Şekil 2.48).



Şekil 2.48 : C bant laboratuvar test düzeneği blok şeması.

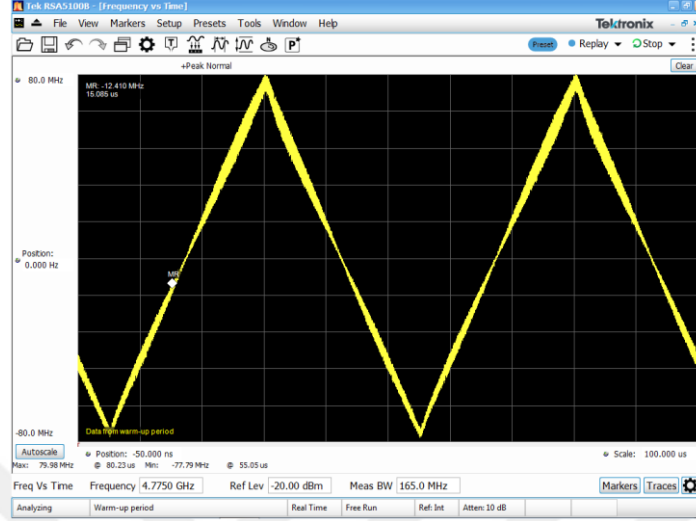
Laboratuvar test düzeneğinde frekans taraması yapmak için faz kilitli döngü geliştirme kartı, harmonikleri bastırmak için alçak geçiren filtre, alıcıya referans iletmek için güç bölücü, miksera yeterli güçte referans uygulayabilmek için yükselteç, sinyali geciktirmek için koaksiyel kablo ve zayıflatıcı, referans sinyalle geciktirilen sinyali çarpmak için mikser, IF sinyali filtrelemek için IF filtre, sinyali örneklemek için ADC ve örneklenen veriyi MATLAB programına aktarıp sinyal işlemek için FPGA geliştirme kartı kullanılmaktadır. Bu geliştirme kartları ile kurulan test düzeneği Şekil 2.49’da verilmektedir.



Şekil 2.49: C bant laboratuvar test düzeneği.

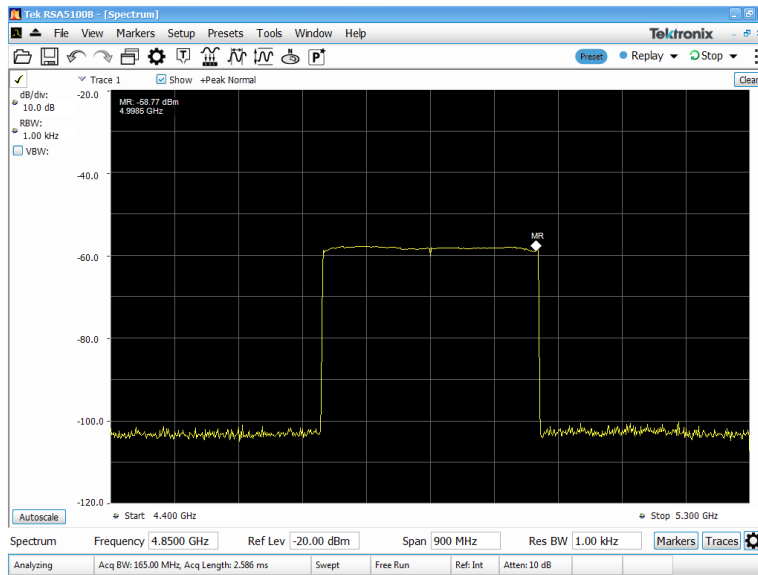
Çıkış gücü, harmonik seviyeleri, filtre giriş kaybı, yükselteç kazancı, alıcı-verici anten sızıntısı, frekans taraması çeşitleri, bant genişliği, tarama periyodu, örnekleme frekansı, FFT boyutu dahil birçok parametre bu test düzeneği kullanılarak test edilmektedir. 4.775 GHz merkez frekansında 50 us periyot ile 160 MHz bant

genişliğinde üçgen frekans taraması yapılarak Tektronix RSA5100B spektrum analizör ile frekans zaman grafiği ölçülmektedir (Şekil 2.50). Daha yüksek bant genişliklerinde frekans-zaman ölçümü yapılamamaktadır.



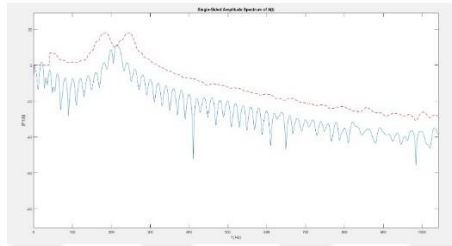
Şekil 2.50 : C bant üçgen frekans taraması frekans zaman ölçümü.

K bant donanımına kıyasla daha yüksek güçte sinyal üretildiği için sinyal gürültü oranı daha yüksek olmak ölçülmektedir ve ölçüm daha az gürültülü gözükmemektedir. 4.85 GHz merkez frekansında 300 MHz bant genişliğinde 100 us periyotla üçgen frekans taraması yapılarak Şekil 2.51'deki spektrum ölçülmektedir. Şekil 2.41'deki system simülasyonu ile güç seviyesinde farklılık oluşmasının sebebi spektrum analizörün giriş portunun yanmaması için zayıflatıcı kullanılmasından dolayı olmaktadır. Bu yüzden faz gürültüsü de daha az ölçülmektedir.



Şekil 2.51 : C bant spektrum ölçümü.

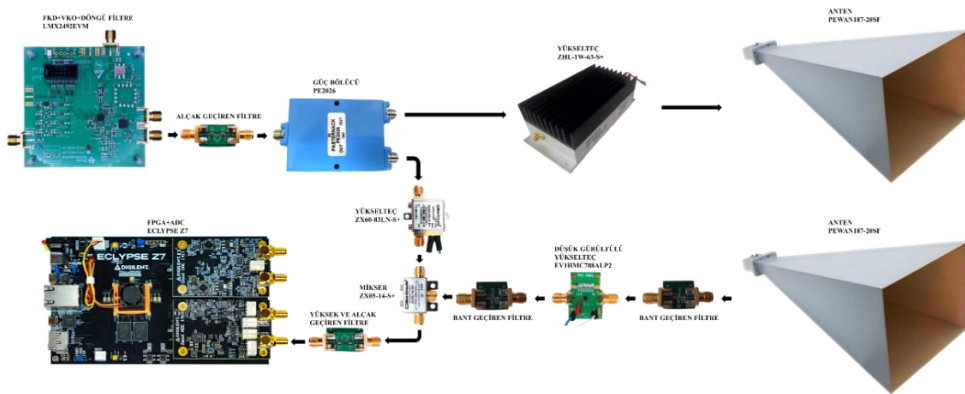
Laboratuvar test düzeneği ile çeşitli uzunluklarda kablolar kullanılarak IF sinyaller üretilmektedir. 7 m fiziksel uzunluklu koaksiyel kablo elektriksel olarak 10 m olmaktadır. 10 m elektriksel uzunlukta kablo ile 5 m uzaklıktaki hedef için olan gecikme verilmektedir. 10 m elektrisel uzunluklu koaksiyel kablo ile üretilen IF sinyal örneklendikten sonra MATLAB programına aktarılmaktadır. MATLAB programında pencereleme ve FFT uygulandıktan sonra CFAR algoritmasından geçirilerek spektrumdaki tepe nokta bulunup 5 m mesafe hesaplanmaktadır. Şekil 2.52’de mavi çizgi spektrumu kırmızı kesik çizgiler ise CFAR eşiğini belirtmektedir.



Şekil 2.52 : C bant radar sistemi 5 m'deki hedef için IF spektrum ölçümü.

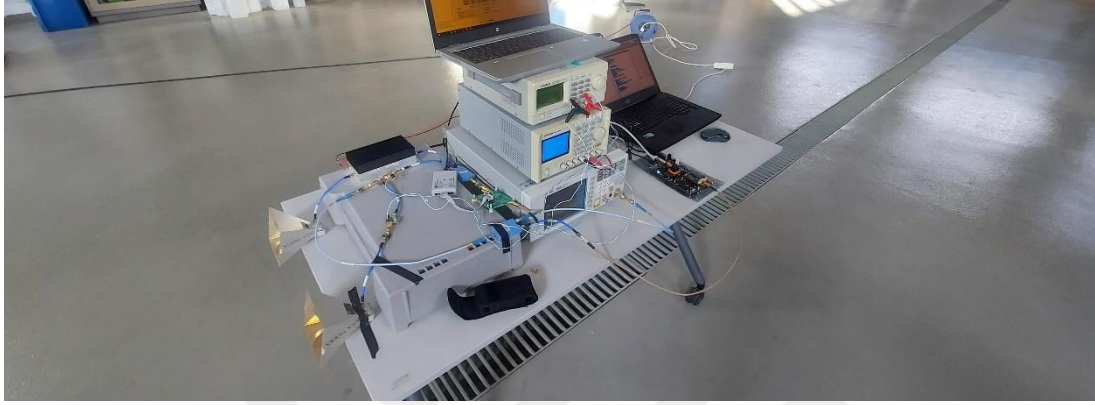
2.3.4. C bant saha test düzeneği

C bant modüler radar sistemi antenler ile kullanılarak saha test düzeneği oluşturulmaktadır (Şekil 2.53). Saha test düzeneğinde laboratuvar test düzeneğine ek olarak vericide Minicircuits firmasının 1 Watt çıkış gücü olan yükselteci kullanılarak üretilen sinyal daha yüksek güçle gönderilerek sinyal gürültü oranı arttırılmaktadır. Alıcıda bant geçiren filtreler kullanılarak bant dışı sinyallerin alıcıya girmesi engellenmektedir ve düşük gürültülü yükselteç kullanılarak gürültü figürü azaltılmakta ve alınan sinyal güçlendirilmektedir. Pasternack firmasının 20 dB kazançlı huni antenleri alıcı verici antenleri olarak kullanılmaktadır. Bu antenler arasındaki sızıntı yaklaşık -45 dB olacak şekilde yerleştirilmektedir.



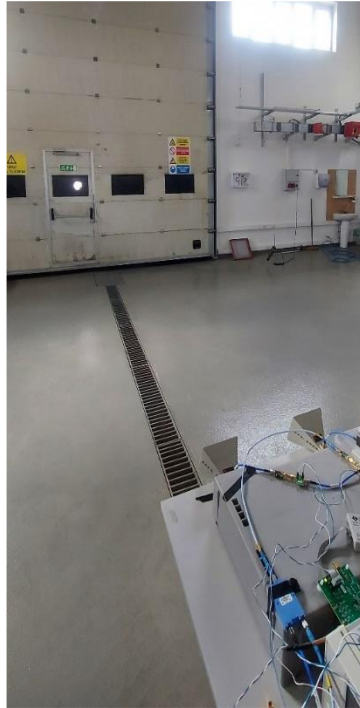
Şekil 2.53 : C bant radar sistemi saha test düzeneği blok şeması.

Alternatif olarak TÜBİTAK SAGE firmasının 12 dB kazançlı huni antenleri ile de testler yapılmaktadır. Bu test düzeneği kullanılarak 0.5 m'den 20 m'ye kadar çeşitli mesafeler ölçülmektedir. Test düzeneği Şekil 2.54'deki gibi kurularak mesafe ölçümleri yapılmaktadır. Test düzeneğinde IF sinyal güç bölücü ile bir kopyası spektrum analizöre iletilirken bir kopyası örneklenerek MATLAB programındaki algoritmada mesafe hesaplanarak iki ölçüm doğrulanmaktadır.



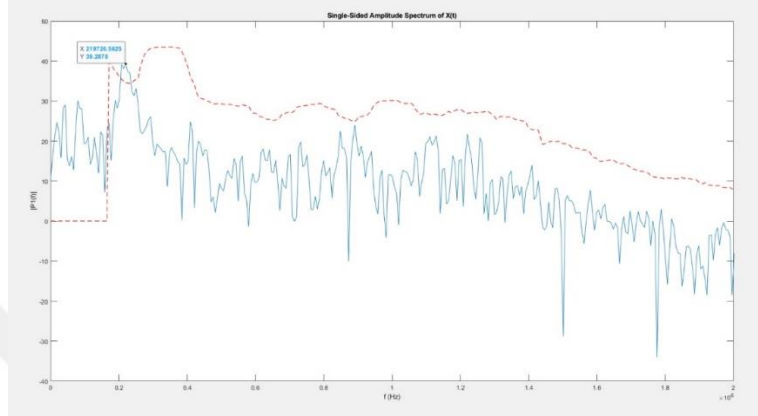
Şekil 2.54 : C bant radar sistemi test düzeneği.

Hangarda yapılan testlerde hedef olarak hangar kapısı kullanılmaktadır (Şekil 2.55). Kapıya olan uzaklık lazer mesafe ölçer ile ayarlanmaktadır. Test düzeneğinde blokları birleştirmek için kullanılan ara koaksiyel kablolar sebebi ile ölçümler 0.4 m offsetli yapılmaktadır.



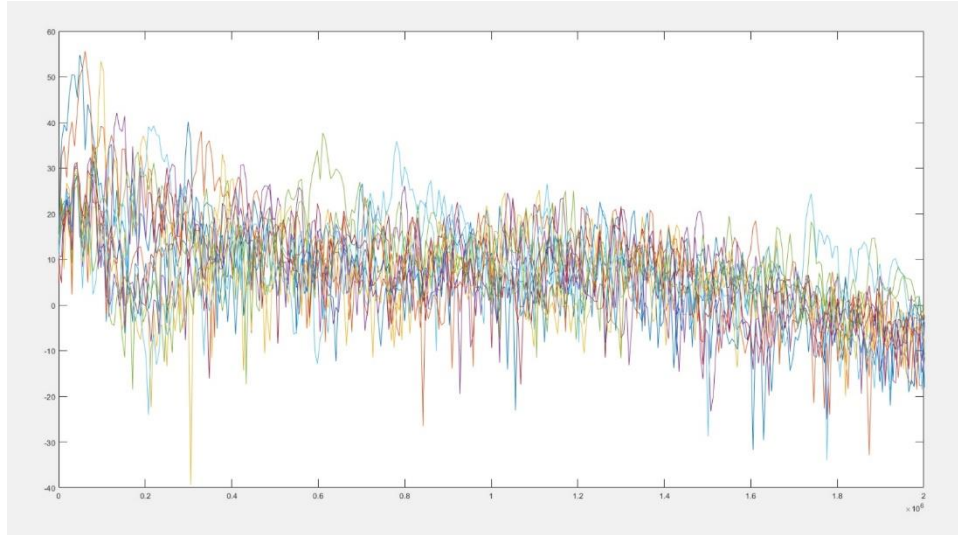
Şekil 2.55 : C bant test düzeneği ve hedef.

5m uzaklıkta yapılan ölçüme ait MATLAB çıktısı Şekil 2.56'da belirtildiği CFAR algoritması ile hedef tespit edilip 5.5 m olarak ölçülmektedir. 0.4 m'lik test düzeneğinde kullanılan bağlantı kablolarından gelen ofset ile ölçümler yapılmaktadır. Bu ofset çıkarıldığında 5.1 m olarak ölçüm kalibre edilerek 0.1 m hata ile ölçüm yapılmaktadır.



Şekil 2.56 : 5 m mesafe ölçümü.

0.5 m'den 20 m'ye kadar birer metre aralıklarla yapılan ölçümlere ait IF sinyal spektrum verileri Şekil 2.57'de verilmektedir. Örnekleme frekansı 100 MHz periyot 100 us bant genişliği 300 MHz kullanılarak 0.5 çözünürlükte mesafe ölçümü yapılmaktadır. Sıfır dolgusu yapılarak 32768 boyutlu FFT alınmaktadır.



Şekil 2.57 : Mesafe ölçümleri spektrum verileri.

Bu ölçümlerde hesaplanan mesafeler Çizelge 2.1'de verilmektedir. Bu tabloya göre ölçümler 1 m'den az hata ile donanımsal olarak başarılı bir şekilde yapılmakta ve

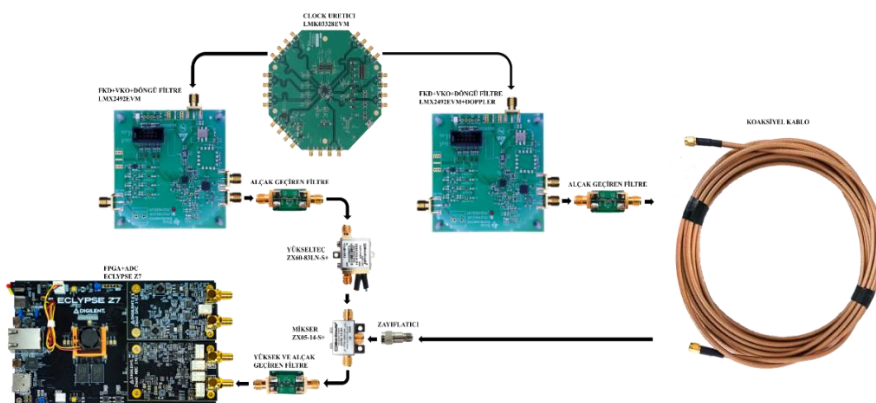
Tablodaki hata payı hesaplanırken 0.4 m ofset düşülerek hesaplanmaktadır.

Çizelge 2.1 : Mesafe ölçüm hataları.

Mesafe[m]	Ölçüm [m]	Hata Payı [m]
0.5	1.22	0.32
1	1.52	0.12
2	2.44	0.04
3	3.35	0.05
4	4.57	0.17
5	5.5	0.1
6	6.25	0.15
7	7.5	0.1
8	8.25	0.15
9	9.45	0.05
10	10.67	0.27
15	15.25	0.15
20	19.53	0.87

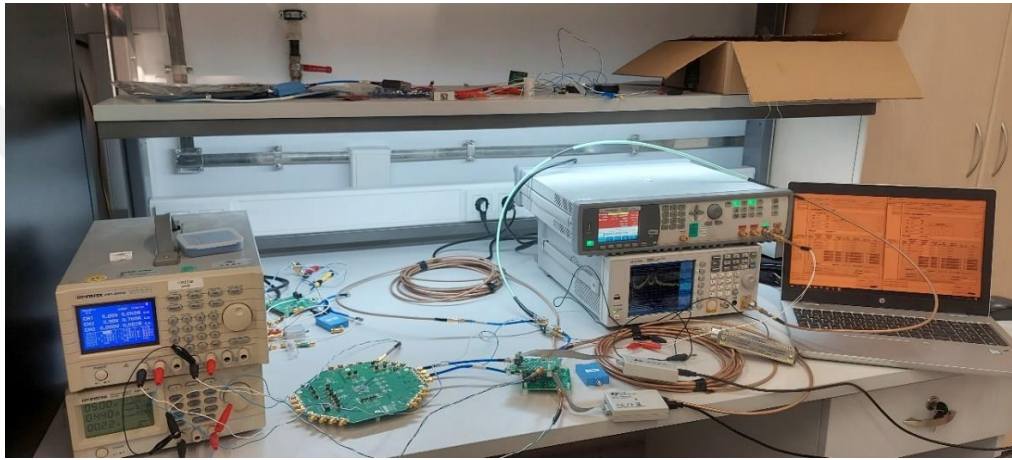
2.3.5. C bant doppler etkili test düzeneği

Çalışmanın en önemli amaçlarından biri yüksek hızlarda doğru ölçüm yapmaktır. Kablolulu ve antenli test düzenekleri hareketsiz olduğundan algoritma geliştirmek için bu düzeneklerle uygun veri elde edilememektedir. Laboratuvar ortamında doppler frekans kayması oluşturmak için birbirine faz senkron faz kilit döngü geliştirme kartları kullanılarak doppler frekans kayması oluşturulmaktadır. FMSD radarda hedeften yansıyan sinyaldeki gecikme zaman ekseninde frekans kayması oluşturmaktadır ve bu laboratuvar ortamında uygun uzunlukta koaksiyel kablo ile oluşturulmaktadır. Doppler frekans kayması ise frekans ekseninde oluşan kayma olarak ifade edilebilir ve kablo ile bu sistem için oluşturulamamaktadır. Doppler etkisini oluşturmak için Şekil 2.58’de verilen düzenek oluşturulmaktadır.



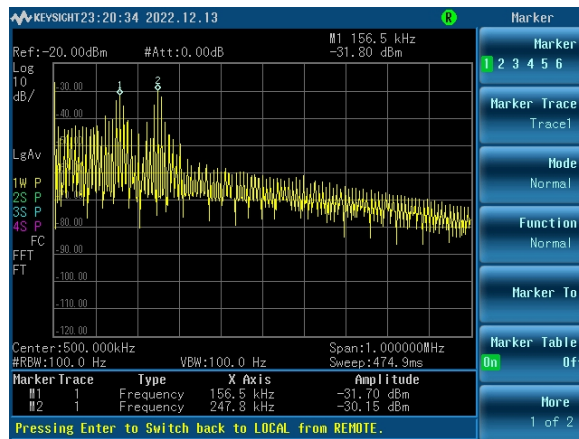
Şekil 2.58 : Doppler test düzeneği blok şeması.

Bu düzenekte sinyal üretici kartı ile iki faz kilitli döngü kartına 100 MHz referans sinyal üretilerek faz senkronizasyonları yapılmaktadır. Faz kilitli döngü kartlarından biri ile alıcı referans sinyali (4.7 - 5 GHz bandında tarama yapan) oluşturulup mikserin LO portuna verilmekte diğer faz kilitli döngü kartı ile doppler frekans farkı eklenerek ($4.7+f_d - 5+f_d$ GHz bandında tarama yapan) sinyal oluşturulup koaksiyel kablodan gönderilerek mikserin RF portuna verilmektedir. Frekans taramalarının da senkron başlayabilmesi için faz kilitli döngü kartlarına uygun periyotta tetik sinyalleri uygulanmaktadır. Böylece IF bantta hem hedefe uzaklıktan dolayı oluşan f_b frekans farkı oluşmakta hem de f_d doppler frekans kayması oluşmaktadır (Şekil 2.59).



Şekil 2.59 : Doppler test düzeneği.

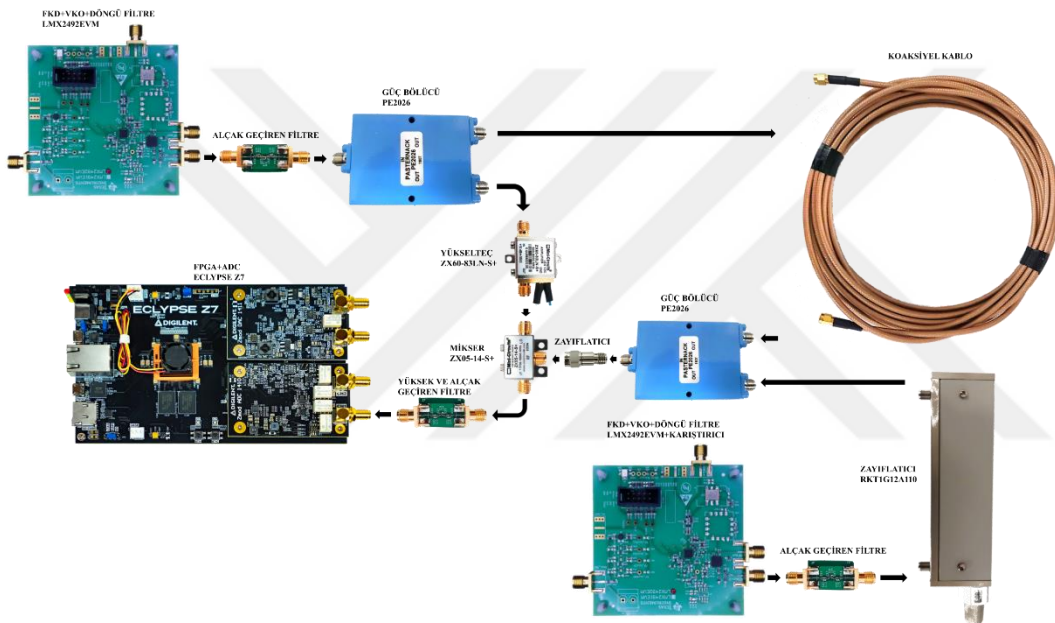
Bu test düzeneği ile 10 m elektriksel uzunluklu koaksiyel kablo kullanılarak 200 KHz'de IF sinyal elde edilebilmektedir. 50 KHz doppler frekans kayması ekleyerek 156.5 KHz'de ve 247.8 KHz'de iki tepe elde edilmektedir (Şekil 2.60). Bu iki tepenin ortalaması alınarak 202 KHz elde edilerek mesafe hesaplanmaktadır. Farkının yarısı ise 45.65 KHz ile bağıl hız hesaplanmaktadır.



Şekil 2.60 : 50 KHz doppler frekans kayması ölçümü.

2.3.6. C bant karıştırıcı, interferans ve yığın etkili test düzeneği

Jammer, yığın, interferans gibi bozucu etkilere karşı algoritma geliştirme çalışmaları için Şekil 2.61’de verilen test düzeneği kullanılmaktadır. Bu düzeneğe başka bir faz kilitli döngü kartı ile asenkron tarama yapılarak interferans oluşturup ayarlanabilir zayıflatıcıdan geçirilerek çeşitli güç seviyelerinde interferans sisteme eklenebilmektedir. Sabit bir frekansta veya bantta sinyal üreterek yığın veya jammer oluşturularak çeşitli güç seviyelerinde sisteme eklenerek algoritma geliştirme için test verileri toplanabilmektedir.

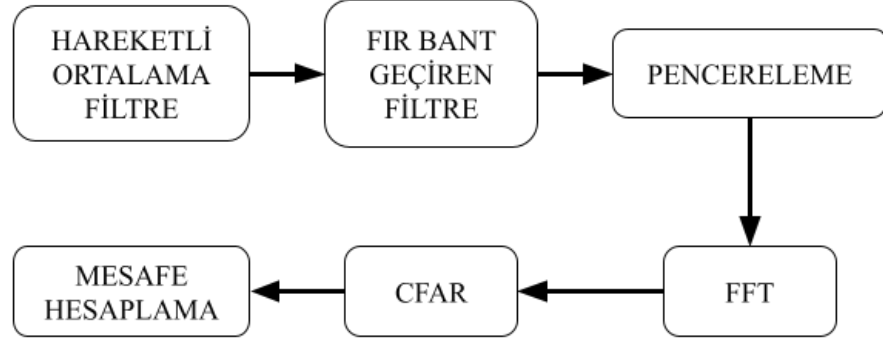


Şekil 2.61 : Karıştırıcı, interferans ve yığın test düzeneği blok şeması.

2.4. Algoritma

Algoritma temel olarak; hareketli ortalama filtre, bant geçiren filtre, pencereleme, FFT, CFAR, mesafe ve hız hesaplama bloklarından oluşmaktadır (Şekil 2.62). Gürültünün ortalaması sıfır olduğu için hareketli ortalama filtre örneklenen verinin ortalamasını alarak gürültüyü azaltmaktadır. FIR (finite impulse response) bant geçiren filtre ilgilenilen frekans bandı dışındaki frekansları filtreleyerek interferans ve gürültüyü azaltmaktadır. Pencereleme, belirli bir zaman dilimindeki veriyi alıp belirli katsayılarla çarparak veriyi düzgünleştirir. FFT, sinyali zaman domaininden frekans domainine çevirmektedir. CFAR kullanılarak hedef tespit eşiği gürültü seviyesine göre adaptif ayarlanarak doğru hedef tespiti yapılır. Mesafe ve hız hesaplama

algoritmaları, FMSD radar temellerini kullanarak elde edilen f_b frekansı ve f_d frekanlarından mesafe ve hız hesaplaması yapmaktadır.



Şekil 2.62 : Algoritma blok şeması.



3. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Radar sistemi, AWR Microwave Office programı ile gerçeğe çok yakın bir model oluşturularak sistem geliştirme maliyetleri düşürülmekte ve çeşitli senaryolar denenerek sistem performansı artırılmaktadır. Kurulan C bant sistem ile modelde yapılan analizler laboratuvarda test edilerek doğrulanmaktadır.

K bantta tasarlanan sistem başarılı şekilde frekans modülasyonlu sinyal üretmekte ve birkaç metre uzaklık düşük hata ile ölçülebilmektedir. Ancak VKO çıkış gücünün arttırılamaması, anten kazancının düşük olması ve bant geçiren filtrelerin iletim bantlarının kaymasından dolayı SNR düşük olduğundan beklenen maksimum menzile sağlanamamaktadır. C bantta oluşturulan test düzeneği ile başarılı ölçümler yapılmakta, birçok parametrenin performans etkileri incelenmekte ve algoritma için veri toplanmaktadır. Doppler frekans kayması için oluşturulan test düzeneği ile laboratuvar ortamında başarılı bir şekilde doppler frekans kayması oluşturulmaktadır. C bant radar sistemi ile yüksek hızlarda 1 m'den az hata ile ölçümler yapılabilir. K bant sistem dizi anten, optimize edilen bant geçiren filtre ve faz gürültüsü daha düşük oluşturacak bir referans kristal osilatör ile tekrar tasarlanacaktır. Jammer, interferans ve yığın altında sistem performansını iyileştirecek algoritma geliştirme çalışmaları yapılacaktır. Algoritma FPGA içerisine kodlanarak hızlı mesafe ve hız ölçümü yapılarak algoritmadaki gecikmeden kaynaklı mesafe ölçüm hataları azaltılacaktır.



KAYNAKLAR

- [1] **C. Li, X. Y. Yu, C.-M. Lee, D. Li, L. Ran ve J. Lin**, «High-Sensitivity Software-Configurable 5.8-GHz Radar Sensor Receiver Chip in 0.13- μ m CMOS for Noncontact Vital Sign Detection,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 58, no. 5, pp. 1410-1419, May 2010.
- [2] **C. Waldschmidt, J. Hasch ve W. Menzel**, «Automotive Radar — From First Efforts to Future Systems,» *IEEE Journal of Microwaves*, cilt 1, no. 1, pp. 135-148, 2021.
- [3] **J. Hasch, E. Toprak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel ve C. Waldschmidt**, «Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 60, no. 3, pp. 845-860, 2012.
- [4] **B. Atayants, V. Davydochkin, V. Ezerskiy, V. Parshin ve S. Smolskiy**, *Precision FMCW Short-Range Radar for Industrial Applications*, Artech, 2014.
- [5] **P. Kaminski, K. Staszek, K. Wincza ve S. Gruszczynski**, «K-band FMCW Radar Module With Interferometric Capability For Industrial Applications,» %1 içinde 2014 15th International Radar Symposium (IRS), Gdansk, 2014.
- [6] **C. Li, V. M. Lubecke, O. Boric-Lubecke ve J. Lin**, «A Review on Recent Advances in Doppler Radar Sensors for Noncontact Healthcare Monitoring,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, cilt 61, no. 5, pp. 2046-2060, 2013.
- [7] **R. Rotman**, «Recent Advances Using Microwaves For Imaging, Hyperthermia and Interstitial Ablation of Breast Cancer Tumors,» %1 içinde 2011 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS 2011), Aviv, 2011.
- [8] **H.-C. Kuo, C.-C. Lin, C.-H. Yu, P.-H. Lo, J.-Y. Lyu, C.-C. Chou ve H.-R. Chuang**, «A Fully Integrated 60-GHz CMOS Direct-Conversion Doppler Radar RF Sensor With Clutter Canceller for Single-Antenna Noncontact Human Vital-Signs Detection,» *IEEE*

Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 64, no. 4, pp. 1018-1028, 2016.

- [9] **L. Piotrowsky, T. Jaeschke, S. Kueppers, J. Siska ve N. Pohl**, «Enabling High Accuracy Distance Measurements With FMCW Radar Sensors,» IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 67, no. 12, pp. 5360-5371, 2019.
- [10] **W. Butler**, «Design Considerations for Intrusion Detection Wide Area Surveillance Radars for Perimeters and Borders,» %1 içinde 2008 IEEE Conference on Technologies for Homeland Security, Waltham, 2008.
- [11] **A. Badar-ud-din**, «Exploring The Potentials Of Commercial Radar Chipset For Proximity Sensing With Resolving Velocity Ambiguity,» The Graduate School Of Natural And Applied Sciences, Ankara, 2022.
- [12] **C. Zhang, M. Cao, Y. Li, Y. Gong ve Y. Huang**, «Velocity Ambiguity Resolution For Wideband Automotive Millimeter Wave Radar: A Carrier Frequency Multiplexing Framework,» Journal of Electromagnetic Waves and Applications, cilt 34, no. 3, pp. 375-389, 2019.
- [13] **N. Reddy ve M. Swamy**, «Resolution of Range and Doppler Ambiguities in Medium PRF Radars in Multiple-target Environment,» %1 içinde ICASSP '84. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, San Diego, 2003.
- [14] **M. I. Skolnik**, Introduction to Radar Systems, 3th dü., New Delhi: Tata McGraw-Hill Publishing Company Limited, 2001.
- [15] **P. Sanjeeva, C. R. Shenkar ve T. Srinivas**, «Radar systems,» Malla Reddy College Of Engineering & Technology, Secunderabad, 2019.
- [16] **I. Liu**, «Doppler Effect Investigation,» [Çevrimiçi]. Available: <https://science-journal.arduino.cc/sj/module/sound/project/doppler-effect-investigation>. [Erişildi: 3 2 2023].
- [17] **M. Umehira, Y. Watanabe, X. Wang, S. Takeda ve H. Kuroda**, «Inter-radar Interference in Automotive FMCW Radars And Its Mitigation Challenges,» %1 içinde 2020 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), Hiroshima, 2020.
- [18] **M. Y. Abdulrazigh, E. Uzundurukan ve A. Kara**, «Design of Modular FMCW Radar and Quantization of Its Range Error,» Sakarya University Journal Of Computer And Information Sciences, cilt 1, no. 2, pp. 1-11, 2018.

- [19] **R. Undheim**, «Design Of A Linear FMCW Radar Synthesizer With Focus On Phase Noise,» Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, 2012.
- [20] A. University, «Defence or Civil Radar – it’s a Matter of Wave Propagation,» 54 2017. [Çevrimiçi]. Available: <https://altairuniversity.com/25321-defence-or-civil-radar-its-a-matter-of-wave-propagation/>. [Erişildi: 19 12 2022].
- [21] **Y. B. Yetkil, S. Demir ve B. Donmez**, «A Precise And Compact Height Of Burst Sensor For Guided Missiles,» %1 içinde 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR), Guangzhou, 2016.
- [22] **M. Jankiraman**, «Antiship Missile Seeker,» %1 içinde FMCW Radar Design, Norwood, Artech House, 2018, pp. 325-359.
- [23] **H. Chen, Y. Li ve X.-m. Wang**, «Digital Signal Processing for A Level Measurement System Based on FMCW Radar,» %1 içinde 2007 IEEE International Conference on Control and Automation, Guangzhou, 2007.
- [24] **C. Wolff**, «Altimeters,» [Çevrimiçi]. Available: <https://www.radartutorial.eu/02.basics/Altimeter.en.html>. [Erişildi: 3 2 2023].
- [25] «S-Parameter,» MATLAB, [Çevrimiçi]. Available: <https://www.mathworks.com/discovery/s-parameter.html>. [Erişildi: 19 12 2022].
- [26] **R. C. H. Li**, «Main Parameters And System Analysis In RF Circuit Design,» %1 içinde RF Circuit Design, 2nd dü., New Jersey, John Wiley & Sons, 2012, pp. 429-499.
- [27] «What is P1dB?,» everything RF, 23 7 2018. [Çevrimiçi]. Available: <https://www.everythingrf.com/community/what-is-p1db>. [Erişildi: 19 12 2022].
- [28] **D. Banerjee**, PLL Performance, Simulation, and Design, 5th dü., Dean Banerjee, 2017.
- [29] Macom, «MAOC-009265,» [Çevrimiçi]. Available: <https://www.macom.com/products/product-detail/MAOC-009265>. [Erişildi: 19 12 2022].
- [30] **H. W. Silver**, «Filter Basics: Stop, Block, And, Roll(Off),» Nuts and Volts, 7 2018. [Çevrimiçi]. Available: <https://www.nutsvolts.com/magazine/article/filter-basics-stop-block-and-rolloff>. [Erişildi: 19 12 2022].

- [31] **M. V. Narayana, G. Immadi, H. Khan, K. V. Karthik, G. H. Babu, P. K. Reddy ve V. Sahithi**, «Performance Analysis Of Small Antenna With Slotted Meander-Line Resonator And Defective Ground For Wireless Applications,» *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, cilt 11, no. 7, pp. 10571-10574, 2016.
- [32] **S. Machado ve S. Mancheno**, «Automotive FMCW Radar Development and Verification Methods,» *Chalmers University of Technology; University of Gothenburg, Gothenburg*, 2018.
- [33] **M. Jankiraman**, «Doppler Processing,» %1 içinde *FMCW Radar Design*, Norwood, Artech House, 2018, pp. 233-270.
- [34] **Y.-T. Hwang, Y.-C. Chen, C.-R. Hong, Y.-T. Pei, C.-H. Chang ve J.-C. Huang**, «Design And FPGA Implementation Of A FMCW Radar Baseband Processor,» %1 içinde *2012 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, Kaohsiung, 2013.
- [35] **D. T. Nugraha, A. Roger, R. Ygnace ve F. B. Khalid**, «Integrated Target Detection Hardware Unit For Automotive Radar Applications,» %1 içinde *2017 European Radar Conference (EURAD)*, Nuremberg, 2017.
- [36] **K. Eraltay**, «FMCW Radarların Ve Karşı Tedbirlerinin İncelenmesi,» *Hacettepe Üniversitesi, Ankara*, 2011.
- [37] **H.-N. Wang, Y.-W. Huang ve S.-J. Chung**, «Spatial Diversity 24-GHz FMCW Radar With Ground Effect Compensation for Automotive Applications,» *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, cilt 66, no. 2, pp. 965-973, 2017.
- [38] «Ultimate Guide to Understanding Phase Noise,» *Bliley Technologies*, 20 2 2020. [Çevrimiçi]. Available: <https://blog.bliley.com/ultimate-guide-to-phase-noise>. [Erişildi: 19 12 2022].
- [39] «LMX2492EVM Evaluation Module User's Guide,» 3 2014. [Çevrimiçi]. Available: <https://www.ti.com/tool/LMX2492EVM>. [Erişildi: 21 12 2022].
- [40] «LMX2491 6.4-GHz Low Noise RF PLL With Ramp/Chirp Generation,» 1 2017. [Çevrimiçi]. Available: <https://www.ti.com/product/LMX2491>. [Erişildi: 21 12 2022].
- [41] **D. Banerjee**, «Ramp Speed Analysis for Triangle Wave,» [Çevrimiçi]. Available: https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/48/1134.Ramp-Speed-Analysis-for-Triangle-Wave.pdf. [Erişildi: 22 12 2022].

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad

: Abdulkadir Geylani KÜÇÜKOĞLU

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2018, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
- **Yüksek lisans** : 2023, İstanbul Teknik Üniversitesi, Savunma Teknolojileri Anabilim Dalı, Savunma Teknolojileri

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2018 yılında İTÜ Havacılık Araştırma Merkezinde çalıştı.
- 2019 yılından beri TÜBİTAK SAGE’de çalışmaya devam ediyor.

YÜKSEK LİSANS TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Küçükoğlu A. G., Yeniçeri R.,** K Bant Frekans Modülasyonlu Sürekli Dalga Radarı Tasarımı ve Gerçeklenmesi, *International Eurasian Conference On Science Engineering And Technology*, 2022, Ankara.

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Herekoglu O., Hasanzade M., Saldiran E., Cetin A., Ozgur I., Kucukoglu A. G., Ustun M.B., Yuksek B., G., Yeniçeri R., Koyuncu E., Inalhan G.,** Flight Testing of a Multiple UAV RF Emission and Vision Based Target Localization Method, *IAA Scitech 2019 Forum*, 2019, San Diego.