

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
SAVUNMA TEKNOLOJİLERİ VE SİSTEMLERİ ANABİLİM DALI
SAVUNMA ELEKTRONİĞİ VE YAZILIMI
YÜKSEK LİSANS PROGRAMI**

**HAVA ARAÇLARINDA ANTEN ETKİLEŞİM PROBLEMİNE KARŞI
YÜKSEK GÜÇ DAYANIMLI VE PIN DIODE İLE AYARLANABİLEN
VHF BANT GEÇİREN SÜZGEÇ TASARIMI**

**HAZIRLAYAN
CANBERK ÜNAL**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ANKARA – 2021

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
SAVUNMA TEKNOLOJİLERİ VE SİSTEMLERİ ANABİLİM DALI
SAVUNMA ELEKTRONİĞİ VE YAZILIMI
YÜKSEK LİSANS PROGRAMI**

**HAVA ARAÇLARINDA ANTEN ETKİLEŞİM PROBLEMİNE KARŞI
YÜKSEK GÜÇ DAYANIMLI VE PIN DIODE İLE AYARLANABİLEN
VHF BANT GEÇİREN SÜZGEÇ TASARIMI**

**HAZIRLAYAN
CANBERK ÜNAL**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**TEZ DANIŞMANI
Dr. Öğr. Üyesi ALPARSLAN ÇAĞRI YAPICI**

ANKARA – 2021

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Savunma Teknolojileri ve Sistemleri Anabilim Dalı **Savunma Elektronik ve Yazılım** Tezli Yüksek Lisans Programı çerçevesinde **Canberk Ünal** tarafından hazırlanan bu çalışma, aşağıdaki jüri tarafından Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Savunma Tarihi: 27 / 09 / 2021

Tez Adı: Hava Araçlarında Anten Etkileşim Problemine Karşı Yüksek Güç Dayanımlı ve PIN Diyot ile Ayarlanabilen VHF Bant Geçiren Süzgeç Tasarımı

Tez Jüri Üyeleri (Unvanı, Adı - Soyadı, Kurumu)

İmza

Prof. Dr. Sedat NAZLIBİLEK, Başkent Üniversitesi

.....

Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI, Başkent Üniversitesi

.....

Dr. Öğr. Üyesi Serap ALTAY ARPALI, Çankaya Üniversitesi

.....

ONAY

Prof. Dr. Ömer Faruk ELALDI

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Tarih: ... / ... /

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS / DOKTORA TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: 05 / 10 / 2021

Öğrencinin Adı, Soyadı: Canberk ÜNAL

Öğrencinin Numarası: 21720211

Anabilim Dalı: Savunma Teknolojileri ve Sistemleri

Programı: Savunma Elektronikleri ve Yazılımı

Danışmanın Unvanı/Adı, Soyadı: Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI

Tez Başlığı: Hava Araçlarında Anten Etkileşim Problemine Karşı Yüksek Güç Dayanımlı ve PIN Diyot ile Ayarlanabilen VHF Bant Geçiren Süzgeç Tasarımı

Yukarıda başlığı belirtilen Yüksek Lisans tez çalışmamın; Giriş, Ana Bölümler ve Sonuç Bölümünden oluşan, toplam 50 sayfalık kısmına ilişkin, 27 / 09 / 2021 tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı %5'tir. Uygulanan filtrelemeler:

1. Kaynakça hariç
2. Alıntılar hariç
3. Beş (5) kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

“Başkent Üniversitesi Enstitüleri Tez Çalışması Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Usul ve Esaslarını” inceledim ve bu uygulama esaslarında belirtilen azami benzerlik oranlarına tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Öğrenci İmzası:

ONAY

Tarih: ... / ... /

Öğrenci Danışmanı Unvan, Ad, Soyad, İmza:

Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı Yapıcı

TEŞEKKÜR

Bu zamana kadar şahsi ve meslek eğitim hayatımda yüksek fedakarlıklarıyla bana her türlü maddi ve manevi destek sağlayan kıymetli anneme ve babama, meslektaşım olarak bana her zaman yol gösteren ağabeyime teşekkür ederim.

Yüksek lisans öğrenim sürecimde beni destekleyen ve bana sabır gösteren kıymetli eşime teşekkür ederim.

Çalışmanın yürütülmesinde değerli tecrübeleriyle teze değer katan ve desteklerini esirgemeyen danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI hocama teşekkür ederim.

Verdiği fikirler ve sağladığı katkılarıyla çalışma arkadaşlarım Mücahit ALTIN ve Hasan Gökhan UYSAL'a teşekkürü borç bilirim.

Aynı zamanda tezin çıktılarını test edecek imkânı sağlayan TUSAŞ ve ASELSAN şirketlerine de ayrı şükranlarımı sunarım.

ÖZET

Canberk ÜNAL

HAVA ARAÇLARINDA ANTEN ETKİLEŞİM PROBLEMİNE KARŞI YÜKSEK GÜÇ DAYANIMLI PIN DIODE İLE AYARLANABİLEN VHF BANT GEÇİREN SÜZGEÇ TASARIMI

Başkent Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

Savunma Teknolojileri ve Sistemleri Anabilim Dalı

2021

Bu tez çalışmasında, İnsansız Hava Aracı veya benzeri platformlarda kullanılan telsizlerin, röle fonksiyonu icra edilirken antenler arası oluşan etkileşim problemine karşı ayarlanabilir bant geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Filtre tasarımı 118-136 MHz olan ATC bandına göre yapılmıştır. Filtrenin hem gönderici hem de alıcı hattını filtreleyebilmesi ve yüksek güç dayanımına sahip olması gerekliliği sebebiyle filtrede kullanılan elemanlar yüksek güç dayanımlı seçilmiştir. Kapasitif değişkenliği sağlayan ayarlanabilir eleman olarak ise bu özellikleri barındıran PIN diyot seçilmiştir. Yapılan tasarım ve simülasyon çalışmalarının ardından filtrenin PCB kartı üretilmiştir. Üretilen kartın S-Parametre ölçümleri, bant içerisindeki kayma performansı ve antenler arası izolasyon seviyesi Network Analizör cihazı kullanılarak incelenmiştir. Ek olarak filtrenin güç dayanım karakteristiğini belirlemek amacıyla RF Sinyal Jeneratör ve güç yükseltici kullanılarak 42 dBm güce kadar dayanımı test edilmiştir. Son olarak filtre gerçek ortamda telsize bağlanarak röle fonksiyonu icra edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: ayarlanabilir bant geçiren filtre, PIN diyot, VHF, antenler arası etkileşim, röle

ABSTRACT

Canberk ÜNAL

HIGH POWER TUNABLE BAND PASS FILTER DESIGN USING PIN DIODE IN VHF BAND AGAINST ANTENNA COUPLING PROBLEMS ON AIRCRAFTS

Baskent University Institute of Science and Engineering

Department of Defense Technologies and Systems

2021

In this thesis, a tunable band-pass filter was designed in 118-136 MHz VHF band to eliminate coupling problem between the antennas while performing the relay function of the radios used in Unmanned Aerial Vehicles or similar platforms. High power handling components were selected in filter design to use filter both receiver and transmitter lines. Therefore, PIN diode was used in the filter design as a tunable element to provide capacitive variability. After the design and simulation developments were completed, PCB of the filter was produced. S-Parameter measurements of the board, its tuning performance in the band and isolation level between antennas were examined by using the Network Analyzer device. In addition, RF power was applied to filter input gradually by using RF Signal Generator, power amplifier and attenuator in order to determine the power handling characteristic of the filter. Finally, the filter was connected to the radio and the relay function was performed.

Keywords: tunable band pass filter, PIN diode, VHF, antenna coupling, relay

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
ÖZET.....	ii
ABSTRACT	iii
İÇİNDEKİLER	iv
TABLolar LİSTESİ.....	v
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vi
KISALTMALAR.....	vii
1. GİRİŞ	1
2. METODOLOJİ	8
2.1 Filtre Sentezleme Teknikleri	8
2.1.1 Butterworth Yaklaşımı	10
2.1.2 Chebyshev Yaklaşımı.....	12
2.1.3 Bessel Yaklaşımı	14
2.2 Ayarlanabilir Filtre Teorisi	14
2.3 PIN Diyot Teorisi ve Anahtarlama Modelleri	17
2.4 PIN Diyot Sürücü Devre Tasarımı.....	20
2.5 Ayarlanabilir İdeal Filtre Tasarımı.....	21
2.6 Ayarlanabilir Mikroşerit Hat Filtre Tasarımı.....	25
2.6.1 0.8mm FR4 Malzeme ile Filtre Tasarımı	26
2.6.2 1.6mm FR4 Malzeme ile Filtre Tasarımı	29
2.6.3 0.502mm ROGERS 4003 Malzeme ile Filtre Tasarımı.....	31
3. FİLTRENİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE ÖLÇÜMLER	33
3.1 PCB Şematik ve Layout Tasarımı	33
3.2 PCB Devre Üretimi ve Ölçümler	36
3.3 Güç Dayanımı Ölçümü	44
4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	47
KAYNAKLAR.....	49
EKLER	
EK-1: PIN Diode BAP64-06 Veri Föyü	
EK-2: ROGERS Malzeme Veri Föyü	
EK-3: FR4 Malzeme Veri Föyü	

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 1 - Ayarlanabilir Elementler	5
Tablo 2 - Filtre Lumped Eleman Değerleri	22
Tablo 3 - Kapasitör Bankası Değerleri.....	24
Tablo 4 - Malzemeye göre Tasarım Sonuçları Karşılaştırılması.....	32
Tablo 5 - Ölçüm Sonuçları	38
Tablo 6 - Filtre Anten İzolasyon Değer Tablosu.....	44



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1 - Operasyonel Röle Konsepti	2
Şekil 2 - Komşu Kanal Girişimi	3
Şekil 3 - MEMS Anahtar Modeli	6
Şekil 4 - PIN Diyot Doğru Yönde Gerilim Davranışı	6
Şekil 5 - Sanal Parametre Metodu	8
Şekil 6 - Araya Girme Kaybı Metodu Tasarım Aşamaları	9
Şekil 7 - Butterworth Spektrum Cevabı	11
Şekil 8 - Dört Elemanlı Butherworth Düşük Geçirgenli Filtre Prototipi	12
Şekil 9 - Butterworth ve Chebyshev Spektrumları	13
Şekil 10 - Chebyshev Düşük Geçirgenli Filtre Prototipi	14
Şekil 11 - İki-Port Devre Ağının Güç Transferi	15
Şekil 12 - PIN Diyot ile Ayarlanabilen Filtre Mimarisi	16
Şekil 13 - PIN Diyot ve Eşdeğer Devresi	17
Şekil 14 - Doğru Yönlü Seri Direnç - Besleme Akım Grafiği	18
Şekil 15 - Seri SPST Anahtar Modeli	19
Şekil 16 - Şant SPST Anahtar Modeli	20
Şekil 17 - PIN Diyot Sürücü Devre Tasarım Blok Şeması	21
Şekil 18 - PIN Diyot Sürücü Devre Tasarımı	21
Şekil 19 - İdeal Sabit Filtre Tasarımı	22
Şekil 20 - İdeal filtre S-Parametre Diyagramı	23
Şekil 21 - Ayarlanabilir İdeal Filtre Tasarımı	24
Şekil 22 – Mikroşerit Alt Taban Geometrisi	25
Şekil 23 - 0.8mm FR4 Şematik	27
Şekil 24 - 0.8mm FR4 S-Parametre Simülasyon Sonucu	28
Şekil 25 - 0.8mm FR4 Parameter Sweep	28
Şekil 26 - 0.8mm FR4 Parameter Sweep s-Parametre Sonucu	29
Şekil 27 - 1.6mm FR4 Şematik	30
Şekil 28 - 1.6mm FR4 S-Parametre Simülasyon Sonucu	30
Şekil 29 - 0.502mm ROGERS 4003 Şematik	31
Şekil 30 - 0.502mm ROGERS 4003 S-Parametre Simülasyon Sonucu	32
Şekil 31 - BPF PCB Şematik Resmi	34
Şekil 32 - İki Boyutlu Layout Tasarımı	35
Şekil 33 - Üç Boyutlu Layout Tasarımı	36
Şekil 34 - Üretilmiş Gerçek Devre Kartı	37
Şekil 35 - Üretilmiş Gerçek Devre Kartı Üstten Görünüm	37
Şekil 36 - Ölçüm Sonuçları	38
Şekil 37 - Simülasyon ve Gerçek Ölçüm s21 Sonuçları Karşılaştırması	39
Şekil 38 - Merkez Frekans 109 ve 110 Mhz	40
Şekil 39 - Merkez Frekans 112 ve 113 Mhz	40
Şekil 40 - Merkez Frekans 120 ve 123 Mhz	40
Şekil 41 - Merkez Frekans 124.5 ve 125 Mhz	41
Şekil 42 – Antenden Antene Filtresiz s21 Ölçümü	42
Şekil 43 – Antenden Antene Filtreli s21 Ölçümü	43
Şekil 44 - Anten İzolasyon Ölçümleri	44
Şekil 45 - RF Güç Ölçüm Şeması	45
Şekil 46 - RF Güç Ölçüm Test Düzenegi	46

KISALTMALAR

ADS: Advanced Design System
BPF: Band Pass Filter
BST: Barium Strontium Titanate
dB: Decibel
EMC: Electromagnetic Competibility
EMI: Electromagnetic Interference
H/A: Hava Aracı
HT1: Harici Telsiz 1
HT2: Harici Telsiz 2
İHA: İnsansız Hava Aracı
MEMS: Micro-electro-mechanical Structures
MSUB: Microstrip Substrate
PCB: Printed Circuit Board
PIN: Positive-Intrinsic-Negative
RF: Radio Frequency
SPST: Single Pole Single Throw
VHF: Very High Frequency
YIG: Yttrium Iron Garnet

1. GİRİŞ

Gün geçtikçe hem savunma sanayi hem de sivil havacılıkta İnsansız Hava Araçlarına ihtiyaç giderek artmaktadır. Bu platformlar üzerinde çok sayıda radyo frekanslı sistem bulunmaktadır. Boyutları giderek küçülen bu platformlarda RF bileşenler gitgide birbirine daha yakın konumlandırılmaktadır ve bu nedenle önemli çalışma konularından bir tanesi de girişim problemidir. Özellikle antenlerin istemsiz kuplajından kaynaklı olarak sistemlerin performansında düşüş ve hataya sebebiyet vermesi gibi sorunlar oluşmaktadır. Özellikle birden fazla telsizin kullanıldığı hava platformunda telsiz antenlerinin girişim problemi önemli bir çalışma konusudur.

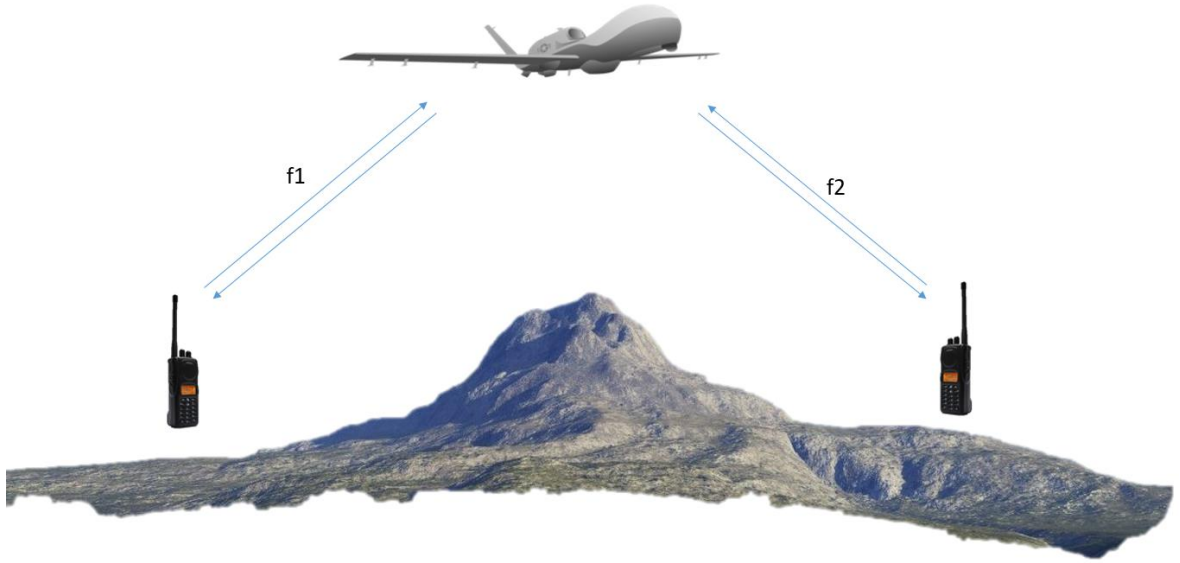
Antenler arasındaki girişim problemini gidermek için çeşitli yöntemlere başvurulabilmektedir. Bunlardan bir tanesi antenler arasındaki izolasyon seviyesini iyileştirmektir. Bu yalıtım seviyesini iyileştirmek için ise genel olarak emici malzemeler veya antenler arası mesafeyi artırma metodu kullanılmaktadır [1], [2]. Platform dış kabuğu üzerinde ek olarak emici malzeme veya antenlerin birbirinden etkilenmesini engelleyecek engeller yerleştirmek ilave hacim kapasitesi gerektirdiği gibi hava aracının aerodinamik yapısını da bozmaktadır. Antenler arası mesafeyi açmak ise küçük platformlar olan İHA’larda yeterli izolasyonu sağlayamamaktadır.

İzolasyon seviyesini artırmak için gerekli bir diğer yöntem ise RF ön uç alıcılarına bant geçiren süzgeç yerleşimi yapmaktır. Telsiz haberleşmesi ise çoğunlukla geniş bantta birçok kanal içeren uygulama türüdür. Bu sebeple aynı frekans bandını kullanan birden fazla kanalın birbiri ile olan girişim seviyesini azaltmak için ayarlanabilir filtre uygun bir çözüm olarak gözükmektedir. Birçok telsiz sistemi geniş bantlı olmasıyla beraber kullanılan kanallar dar bantlıdır ve bu nedenle sistem anahtarlanarak kullanılan çok bantlı yapıya sahiptir. Bu çalışmada uygulama yapılacak frekans bandı 118-136 MHz olup, telsiz frekans kanal aralığı 25 KHz’dir. Dolayısıyla bu tez çalışmasında adaptif filtre bir çözüm olarak tercih edilmiştir.

Aynı zamanda filtrenin kullanılacağı platformların insansız olması ve haberleşme mimarileri seri haberleşme protokolleri üzerine inşâ edildiği için filtre ayarlama yöntemi dijital olarak belirlenmiştir. Dijital adaptif filtreler, tek bir iletim hattı üzerindeki filtre yapısı üzerinde bulunan elemanların kapasitif veya indüktif değerlerinin değiştirilebilmesiyle

frekans bandının istenen banda kaydırılması işlevini görür [3], [4]. Bu sebeple aynı donanım üzerinde, küçük hacimlerde ve çoklu frekanslarda çalışabilmek amacıyla, literatürde ayarlanabilir (tunable), adaptif (adaptive) ve bilişsel (cognitive) olarak adı geçen ayarlanabilir filtre mimarileri, üzerinde çalışılan ve geliştirilen popüler bir konu haline gelmiştir. Ayarlanabilir filtreler, spektrumu farklı frekans bantlarına ayırdığı için spektrum yayılımını ve kullanımını efektif hale getirmektedir. Ayrıca aynı platform üzerinde yer alan anten ve farklı RF ön uç cihazların birbirine olan girişimini önlemektedir.

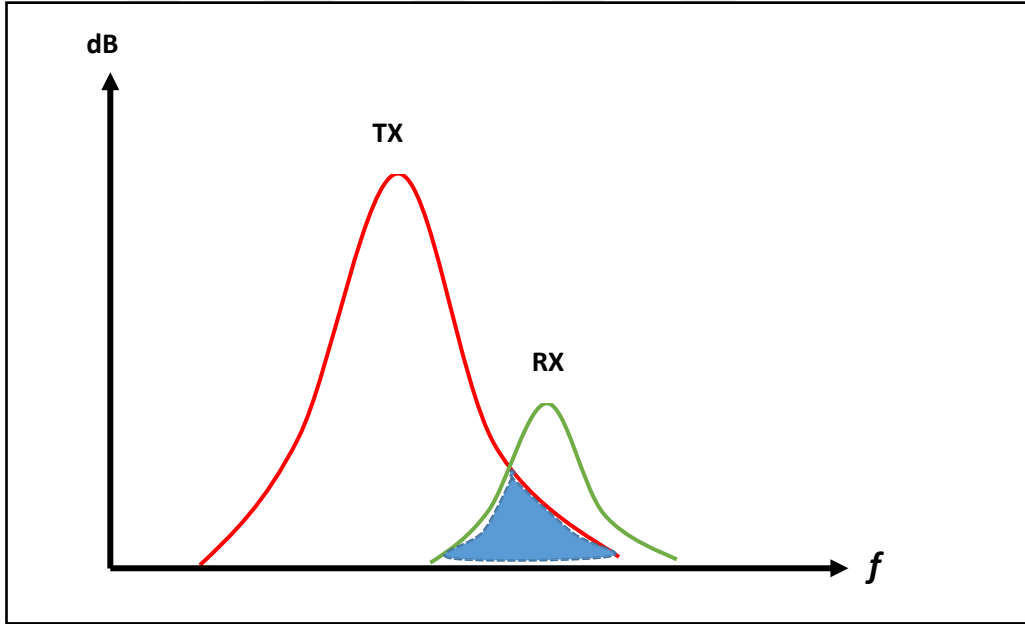
Günümüzde gelişen İHA teknolojisi, keşif, gözetleme ve muhabere alanlarında yer ve hava birliklerine yeni bir destek sahası olmuştur. Bu kapsamda değerlendirildiğinde bu tezin konusu olan kısım muhabere sahasında yer birliklerine hizmet veren Telsiz Röle faydalı yüküdür. Bu sistem, belli sebeplerle (uzaklık, arada engel olması vb.) birbirine görüş açısı (Line of Sight) olmayan iki yer birliğinin farklı frekansta birbiriyle haberleşme sağlayabilmesini sağlayan fonksiyondan oluşur. Röle fonksiyonuna ait operasyonel konsept Şekil 1’de gösterilmiştir.



Şekil 1 - Operasyonel Röle Konsepti

Buradaki röle topolojisinde frekans bölmeli çoklama (Frequency Division Duplexing, FDD) tekniği kullanılmaktadır. Böyle bir fonksiyon icra edilirken hava aracı (H/A) üzerindeki iki telsizden birisi alma (RX) yaparken eş zamanlı olarak diğer telsiz gönderme

(TX) yapmaktadır. Alma yapan telsizi T1 ve gönderme yapan telsizi T2 olarak isimlendirirsek, T1'in aldığı işareti T2 farklı frekansta gönderme yapmaktadır. Benzer şekilde T2 alma durumunda ise T2'nin aldığı işareti T1 farklı frekansta gönderme yapmaktadır. Bu nedenle bu telsizlerin antenleri aynı frekans bandındadır ve birbirine girişimde bulunmaktadır. Böyle bir senaryoda T1'e gelen yayının gücü, T1 ile aynı platform üzerinde bulunan T2'nin aynı anda yaptığı yayın gücüne oranla çok düşük seviyelerde kalmaktadır. T2, T1 ile aynı frekansta olmamasına rağmen T1 frekansına düşen izdüşümündeki komşu kanal kaçak oranı (ACLR) ve T1 alıcısında oluşturduğu istenmeyen gürültüler T1'e gelen yayını duyarsızlaştırmaktadır. Bu durum ise Röle haberleşmesinin sağlıklı yapılamamasına sebebiyet vermektedir. Gönderilen ve alınan işaretlerin spektrumdaki görüntüleri Şekil 2'de görüldüğü gibidir.



Şekil 2 - Komşu Kanal Girişimi

Böyle bir problemin elbette ki sebepleri birden fazladır. T1'in alıcı mimarisinde kullanılan filtreler, güç yükselticiler, karıştırıcılar ve lokal osilatörlerin doğrusallık (linearity) dereceleri ile birlikte telsizlerin bulunduğu platformun topraklaması ve EMI/EMC sağlığı gibi pek çok nedenle doğrudan ilişkilidir. Alıcı hatlarında kullanılan filtrelerdeki seçiciliğin yeterli performansı göstermemesi yakın frekansta yayın yapan komşu kanalın yüksek gücünden, alıcı hattında yer alan devre elemanlarının bozunumuna sebebiyet

verebilmektedir. Benzer şekilde güç yükseltecin doğrusallaştırılması veya düşük kazançta çalıştırılması komşu kanalda oluşacak kaçak seviyesini düşüreceğinden alıcı tarafın hassasiyetini daha az etkileyecektir. Fakat platform seviyesinde çözüm oluşturulduğu için ekipman seviyesinde yapılacak revizyonlar çalışma konusu değildir. Aynı zamanda güç seviyesinin geriletilmesi de haberleşme menziline kayba sebebiyet vereceği için tercih sebebi değildir.

Yapılan gereksinim analizlerinde etkileşimin giderilmesi için gereken izolasyon seviyesi 10-15 dB mertebelerinde olmaktadır. Bu nedenle sistemin en önemli isteklerinden birisi alıcılar arasındaki izolasyon seviyesidir. İkinci önemli istek ise filtrenin sistem performanslarına olan olumlu etkisini artırmak, seçiciliği artırmak ve duyarsızlaşma problemine çözüm olması için hem gönderici hem alıcı hattında filtreleme ihtiyacıdır. Gönderici tarafında filtreleme sağlayabilmek için ise filtrenin yüksek güç dayanımına sahip olması gerekmektedir. Şekil 2’de yer alan komşu kanalların birbirine girişim etkisini azaltmak amacıyla hangi hatta filtrelemenin gerektiği de ayrı bir tartışma konusudur. Alıcı hattına entegre edilecek bir süzgeç band seçiciliğini iyileştirirken, gönderici hattına yerleştirilecek olan süzgeç komşu kanal kaçak seviyesini filtreleyecek ve alıcı tarafında oluşan hassasiyet sorununa çözüm olacaktır. Bu iki fonksiyon da alıcı performansı için önem arz etmektedir. Herhangi bir RF alıcının, kablosuz haberleşmenin ivmeli gelişimi nedeniyle gürültülü bir RF ortamıyla karşı karşıya kalması kaçınılmazdır. Mevcut çok bantlı alıcılar, bant dışı paraziti azaltmak için yüksek frekans seçiciliği ve esnek şekilde ayarlanabilen özellikler gerektirir [13]. Bu nedenle ön-uç frekans seçiciliği geliştirmek amacıyla on-chip LC süzgeç [14], [15] ve çok yollu süzgeç [16]-[20] gibi bazı teknikler geliştirilmiştir.

Bir diğer önemli girişim parametresi menzil daralmasına sebep olan alıcı hassasiyetindeki bozunumdur. Haberleşme menzilin artırılmasının bir yolu alıcı hassasiyetini artırmaktır [21]. Hassasiyette yaşanacak olan sorun dışardan gelen yayın gücünün yetersiz kalması sonucu oluşur, yayın kaynağının sesini duyurabilmesi için yaklaşması gerekir. Fakat bu istenilen bir çözüm yöntemi değildir. Alıcı hassasiyetinin gönderici hattına yerleştirilecek bir süzgeç ile artırılması uygun bir çözüm olabilir.

Teknolojinin gelişmesiyle birlikte RF sistemlerde kullanılan ayarlanabilir devre eleman türleri de gelişmiş ve sayıca artmıştır. Bu nedenle yapılacak tasarım çalışmasında kullanılacak, ihtiyaca en uygun devre elemanının belirlenmesi gerekmektedir. Farklı

mekanik ve kimyasal yapıda frekansa göre ayarlanabilir komponentler üretilmiştir. Bu komponentlere örnek olarak PIN diyotlar, varaktör diyotlar, micro-electro-mechanical structures (MEMS) anahtarlar, ferroelektrik varaktörler verilebilir [13]. Öncelikle bu yöntemler incelenerek tercih edilen yöntemin avantaj ve dezavantajları tespit edilmiştir.

Ayarlanabilir filtreler voltaja bağlı kapasitif farklılık gösteren devre elemanları keşfedilmeden önce sıklıkla mekanik ayarlanabilir yapıda karşımıza çıkmaktadır. Bu tip filtreler, rezonatörlerin cavity adı verilen boşluk boyutlarını ayarlayarak veya bir ferromanyetik itriyum-demir-granat elemanının rezonans frekansını manyetik olarak değiştirerek filtre frekansını ayarlar [13], [14].

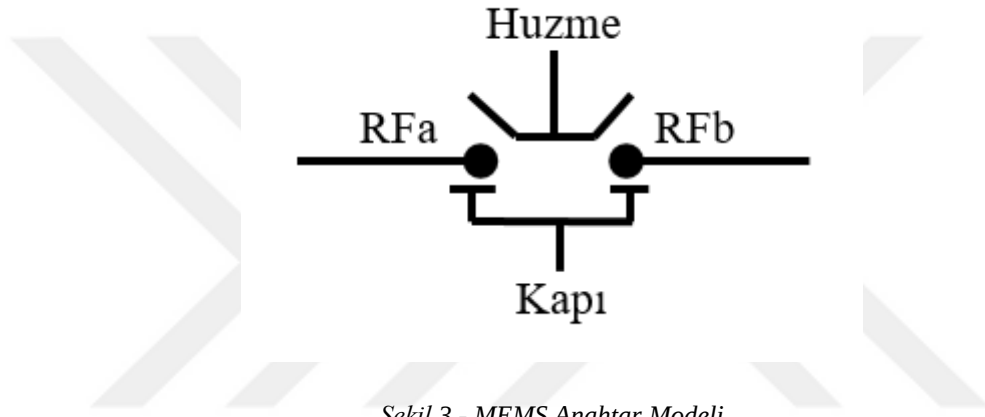
Mekanik ve Yitrium Iron Garnet (YIG) filtrelerdeki ayarlama yöntemine alternatif olarak kullanılan yöntemlerden birisi ise varaktör diyotlardır. Varikap diyot olarak da bilinen bu diyotlar bir çeşit mikrodalga katı-hal (solid-state) yarıiletkenidir. Kapasitans değerinin voltaja bağlı olarak değiştirildiği uygulamalarda kullanılır. Tablo 1’de ayarlanabilir elementlere ait kalite, ayarlanabilme aralığı, güç dayanımı, ayarlanabilme hızı, boyut ve çalıştığı frekans gibi birçok parametre açısından karşılaştırılmaları verilmiştir.

Tablo 1 - Ayarlanabilir Elementler

Parametre	Mekanik ve Piezoelektrik	Yarıiletken	BST	Ferromanyetik	MEMS	PCM	PIN Diyot
Yüksüz Q	Yüksek	Düşük	Orta	Yüksek	Yüksek	Yüksek	Yüksek
Ayarlanma Aralığı	Orta	Dar	Orta	Geniş	Orta	Orta	Orta
Güç Dayanımı	Yüksek	Düşük	Orta	Orta	Yüksek	Orta	Yüksek
Ayarlanma Hızı	Yavaş	Hızlı	Hızlı	Hızlı	Orta	Orta	Yüksek
Boyut	Büyük	Küçük	Küçük	Çok Büyük	Küçük	Küçük	Çok Küçük
Doğrusallık	Çok iyi	Kötü	İyi	İyi	Çok iyi	Çok iyi	Çok iyi
Frekans (GHz)	<20	<30	<3	<20	<40	<100	<3

Bazı çalışmalarda ayarlanabilir elementler kesikli ayarlanabilme ve sürekli ayarlanabilme olarak tasnif edilmişlerdir [15]. Bütün değerlere kesintisiz olarak ayarlanabilmesi nedeniyle en çok tercih edilen yöntem sürekli ayarlanabilir yöntemlerdir. Bu mimarilerde kullanılan elementlere mekanik ve piezoelektrik, Barium Strontium Titanate

(BST), ferromanyetik malzemeler örnek gösterilebilir. PIN diyot ve MEMS kesikli ayarlanabilir kategoride değerlendirilmektedir [16], [17]. Ancak problem çözümü, güç ve maliyet karakteristikleri göz önünde bulundurulduğunda çalışmamızda kesikli yapı tercih sebebi olmaktadır. Ayrıca sürekli ayarlanabilen komponentler güç dayanımı bakımından problem çözümüne uygun olmadığı için tercih edilmemiştir. Bu gibi sebeplere istinaden çalışmada tercih edilebilecek iki element PIN Diode ve MEMS olmaktadır. MEMS, beam ve kapı arasına uygulanan bir DC voltajı ile elektrostatik olarak çalıştırılan röle gibi davranır [18], [19]. MEMS anahtarının sembolik görüntüsü Şekil 3'te gösterildiği gibidir.



Şekil 3 - MEMS Anahtar Modeli

PIN diyot ise eşdeğer devresine bağlı olarak doğru yönde gerilim ile Şekil 4'te gösterildiği gibi davranmaktadır [20].



Şekil 4 - PIN Diyot Doğru Yönde Gerilim Davranışı

Kullanılabilirlik açısından bakıldığında, MEMS tipik olarak daha yüksek bir maliyete sahiptir ve PIN diyotlarından daha büyük bir devre alanı kaplar. Aynı zamanda yüksek DC voltajları gerektirir, çünkü bunların çalışması, elektrostatik tahrik tekniğine dayalıdır. Bununla birlikte, PIN diyotlu yapılarda ise, DC ile RF iletim hatlarını birbirinden ayırmak için birden fazla endüktif bobin gerekir [23]. PIN diyot kapalı durumdayken kasıtsız olarak doğru yönde gerilimini önlemek için daha yüksek ters yönde gerilim voltajı gerektirir [24]. Ek olarak, yeterli ters yönde gerilim olmaz ise izolasyon kaybına sebep olabilir ve bu durum doğrusallığı olumsuz yönde etkiyebilmekle beraber PIN diyotun yanmasına sebebiyet verebilir [25]. Ancak ters besleme devreyi daha kompleks hale getireceği için ikinci bir RF choke önlemi ile bu ihtimal ortadan kaldırılabilmektedir. Sonuç olarak tercih edilen yöntem PIN diyot ile ayarlama olmuştur.

Bu analizler doğrultusunda çalışmanın amacı, küçük boyutlu hava araçlarında görev yükü olarak kullanılan telsiz ve bu bantta çalışan farklı sistemlerin RF gönderici/alıcı birimlerinin birbirine yakın konumlanmasından kaynaklanan etkileşim problemini gidermek amacıyla RF ön alıcı hatlarına frekansa duyarlı dijital olarak ayarlanabilen bir bant geçiren filtre tasarlamaktır.

Bu gibi tasarım isterleri göz önünde bulundurulduğunda, RF güce karşı dayanımı, doğrusallığı, dijital olarak kontrol edilebilirliği, maliyeti ve boyutu gibi özellikleri göz önünde bulundurularak PIN diyot ile ayarlanabilen bant geçiren filtre tasarımı yapılmıştır.

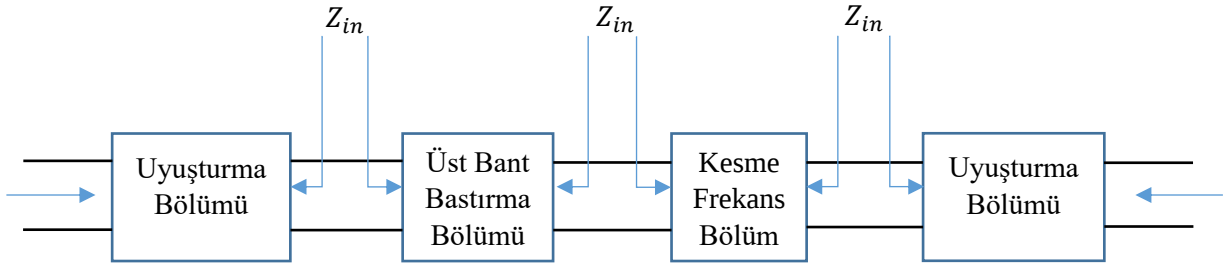
İkinci bölümde, sabit ve ayarlanabilir filtre teorisi, filtre tasarım yaklaşımları, PIN diyot teorisi ve dijital ortamda hazırlanan tasarım ve simülasyonları içeren metodoloji anlatılmıştır. Üçüncü bölümde, tasarım aşamaları ve alınan ölçüm sonuçları gösterilmiştir. Dördüncü bölümde ise gerçekleştirilen süzgecin test sonuçları irdelenmiş ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

2. METODOLOJİ

2.1 Filtre Sentezleme Teknikleri

Tasarlanan bir filtrenin karakteristiğini gösteren en önemli noktalar araya girme kaybı, geri dönüş kaybı ve yabancı kaynaklarda ‘sharpness’ olarak ifade edilen filtrenin spektrumdaki bastırma eğrisidir. Araya girme kaybının minimum ve geri dönüş kaybının maksimum seviyede tutulması ve bastırma eğrisinin dik olması amaçlanır. Bu sayede istenen frekans bandı en geçirgen seviyede, istenmeyen band ise en kayıplı şekilde bastırılacaktır. Giriş portuna yansıyan gücü ifade eden geri dönüş kaybı ise, gönderilen güç oranını düşürmekle beraber alıcı hattına zarar verebileceği için yüksek seviyede tutulması elzemdir. Geri dönüş kaybının artması, daha düşük yansıyan dalga anlamına karşılık gelir. Geri dönüş kaybı, iletim hatlarının ne kadar iyi uyduğu (matching) bir ölçüsüdür. Geri dönüş kaybı yüksekse uyuma iyidir. Sistemlerde geri dönüş kaybı yüksek istenir, bu ise daha düşük bir araya girme kaybını gösterir.

Literatürde filtre tasarımı sanal parametre (image parameter) metodu ve araya girme (insertion loss) metodu olarak iki farklı yöntemle yapılabilmektedir. Sanal parametre yöntemi basit iki bağlantı noktalı ağların bir kaskadı için geçiş bandı ve durdurma bandı özelliklerinin belirlenmesini içerir ve bu nedenle, yöntem nispeten basittir ancak tasarıma rastgele bir frekans yanıtının dâhil edilemiyor olması bir dezavantaj oluşturmaktadır. Yine de, sanal parametre yöntemi basit filtreler için kullanışlıdır ve sonsuz periyodik yapılar ile pratik filtre tasarımı arasında bir köprü görevi görür.

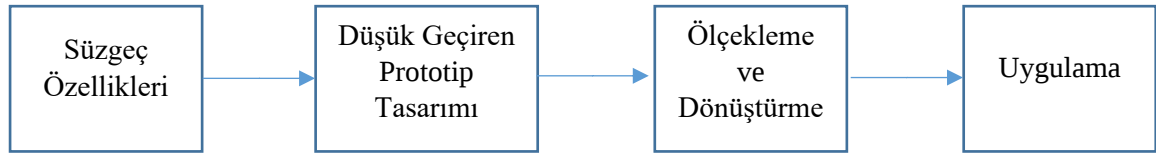


Şekil 5 - Sanal Parametre Metodu

Birbirinden ayrı iki portlu devreler kaskat yapıda birleştirilerek farklı fonksiyonlar tek bir bütün haline getirilmektedir. Gösterilen dörtlü kaskat yapıda uyuşturma birimi, kesme birimi ve bastırma birimi birleştirilerek bir filtre mimarisi oluşturulmuştur [23].

İletim parametreleri metodu ise, sanal parametre yönteminden farklı olarak, istenen bir spektrum cevabını sentezlemek için sistematik bir yolla, geçiş bandı ve bastırma bandı genliği ve faz karakteristikleri üzerinde yüksek ölçüde kontrole izin verir. Bu sebeple araya girme kaybı yönteminde farklı tasarım yaklaşımları ortaya konulmuştur. Örneğin, belirlenen hedef çok düşük araya girme kaybı ise Binomial veya diğer bilinen ismi ile Butterworth yaklaşımı, sivri bir kesme özelliği ise Chebyshev yaklaşımı tercih edilebilir. Hızlı prototiplemenin önemli olduğu günümüzde araya girme yöntemi kullanılmaktadır [23].

Şekil-5'te gösterilen blok diyagramında araya girme kaybı yöntemi ile tasarlanacak bir filtrenin tasarım aşamaları gösterilmektedir. İstenen filtre özellikleri belirlendikten sonra düşük geçiren filtre prototip değerleri belirlenir ve çalışılacak olan frekans ve empedansa göre ölçeklendirilerek gerçek değerlere ulaşılır. Ölçeklendirme değerleri kullanılacak olan yaklaşıma göre farklılık göstermektedir.



Şekil 6 - Araya Girme Kaybı Metodu Tasarım Aşamaları

Araya girme kaybı yönteminin teorisi, temel olarak yansıyan ve aktarılan güç oranı hesabına dayanmaktadır. Yansıyan dalganın genliğinin aktarılan dalga genliğine normalize edilmiş şekli yansıma katsayısı olarak tanımlanır [23].

$$\tau = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.1)$$

Burada, τ yansıma katsayısını, Z_L yük empedansını, Z_0 giriş empedansını göstermektedir. Güç oran ifadesini yazacak olursak;

$$P_{LR} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - \tau(\omega)^2}, \quad (2.2)$$

$$IL = 10\log(P_{LR}), \text{ dB cinsinden araya girme kaybı} \quad (2.3)$$

Bu denklemde, P_{LR} Güç Kayıp Oranı, P_{inc} Girişe Uygulanan Güç, P_{load} Yüke Aktarılan Gücü tanımlamaktadır.

Bu temel teorik eşitlikler kullanılarak ayrı ayrı filtre yaklaşımları yapılabilmektedir. $|\tau(\omega)|^2$, ω 'nin Fourier dönüşümündeki gerçekte (real) fonksiyon değerini ifade etmektedir. Bu sebeple güç kaybı oranı M ve N değerleri cinsinden ω^2 'nin polinomları olarak yazılabilir [24].

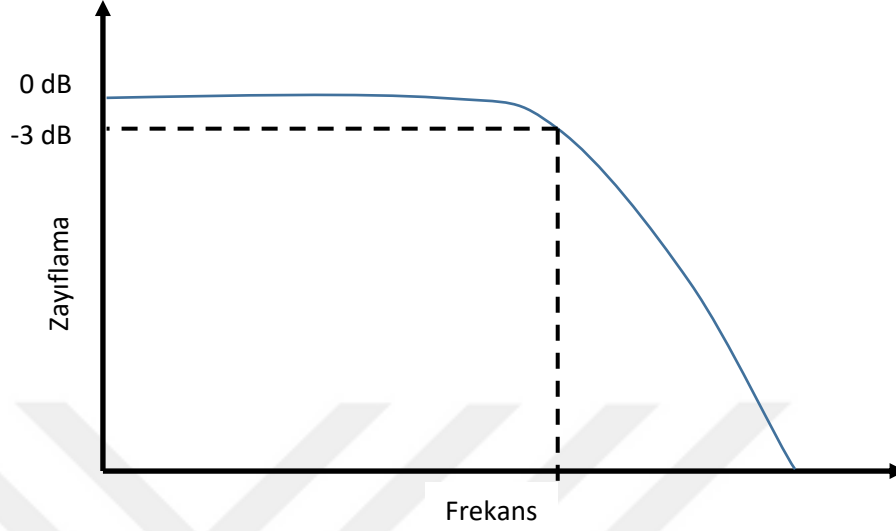
$$|\tau(\omega)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)} \quad (2.4)$$

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (2.5)$$

Bir filtrenin fiziksel olarak gerçekleştirilmesi için (2.5) formunda yazılması gerekmektedir. Güç kaybı oranını eşzamanlı olarak tanımlamak, yansıma katsayısının genliğini sınırlayacaktır [23]. Bu sayede farklı filtre tasarım yaklaşımları uygulanabilir hale gelecektir ve belirlenen gereksinimlere uygun filtre tasarımları gerçekleştirmek mümkün olur. Literatürde araya girme metodu için üç farklı yaklaşım bulunmaktadır. Bu üç yaklaşım, maximally flat ismi ile bilen Butterworth fonksiyonu, 3-dB bant genişliğindeki kuvvetli bastırma ile ön plana çıkan Chebyshev fonksiyonu ve doğrusallık ile kendini gösteren Bessel fonksiyonudur. Bu üç fonksiyona ait düşük geçirgen filtre prototipleri ve zayıflama özellikleri sırayla gösterilmiştir. Her bir yaklaşımın avantaj ve dezavantajları belirlenerek tasarıma hangi filtre çözümünün uygun olduğu belirlenmiştir.

2.1.1 Butterworth Yaklaşımı

Butterworth filtresi, filtrenin genlik yanıtının olabildiğince düz olmasını gerektiren tasarımlarda kullanılan orta Q (medium-Q) filtredir. Butterworth yanıtı, mevcut en düz geçiş bandı yanıtıdır ve dalgalanma içermez [25]. Bu yaklaşıma ait logaritmik skaladaki spektrum cevabı Şekil 7'de görüldüğü gibidir.

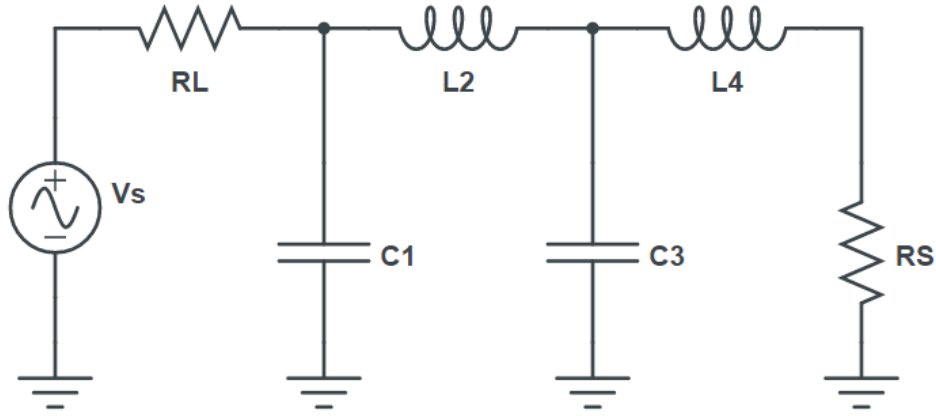


Şekil 7 - Butterworth Spektrum Cevabı

Butterworth filtresi, orta kalite bir filtre olması sebebiyle durdurma bandında bastırma oranı bazı filtre yaklaşımlarına göre zayıftır. Dolayısıyla keskin bir bastırma gerektiren tasarım çözümlerinde kullanılması önerilmez. Bu filtreye ait güç kaybı denklemi (2.1.1) eşitliğinde verildiği gibidir.

$$A_{dB} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (2.1.1)$$

Burada, ω : Bastırma değeri istenen frekans, ω_c : 3-dB kesme frekansı, n : Filtrede kullanılacak element sayısını tanımlamaktadır. Filtrenin düşük geçirgenli prototipi Şekil 8'de gösterildiği gibidir.

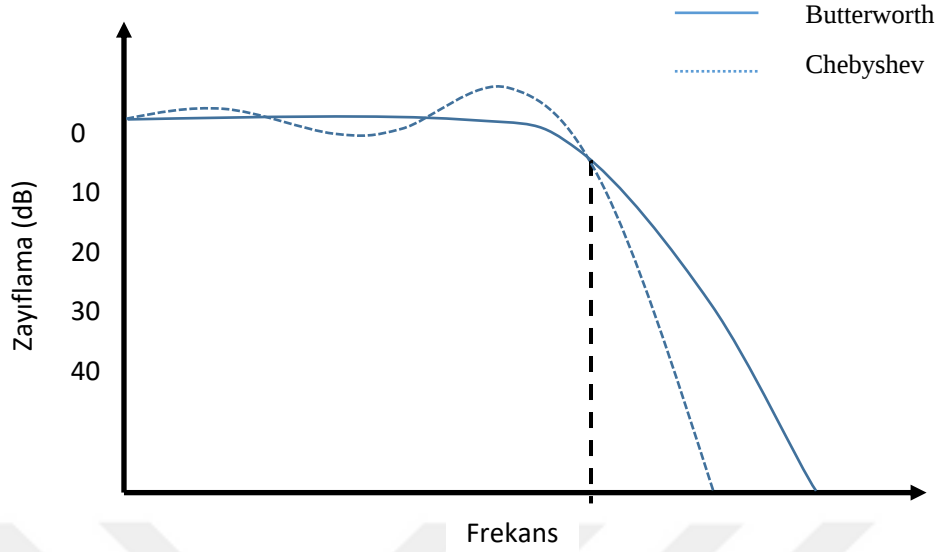


Şekil 8 - Dört Elemanlı Butherworth Düşük Geçirgenli Filtre Prototipi

Buradaki R, L ve C değerleri normalize edilmiş empedans, indüktör ve kapasitör değerlerini ifade etmektedir. Tasarımın son aşamasında kullanılacak empedans değeri, çalışılmak istenen frekans ve Butterworth yaklaşımına ait normalize edilmiş element değerleri kullanılarak olması gereken indüktör ve kapasitör değerleri elde edilir.

2.1.2 Chebyshev Yaklaşımı

Geçirme bandında oluşacak element sayısına bağlı olarak artacak olan salınımlar göz ardı edildiğinde, yani Butterworth cevabında olduğu gibi geçirme bandındaki maksimum düzlük gereksinimler dahilinde değilse ve durdurma bandına daha dik ve keskin bir geçiş yapmak isteniyorsa Chebyshev Yaklaşımı tercih edilmektedir. Bu tasarım çözümünde ripple adı verilen salınım arttıkça fitrenin bastırma karakteristiği de artmaktadır. Önceki yaklaşımla arasındaki farkı gösteren spektrum cevabı Şekil 9’da gösterildiği gibidir.



Şekil 9 - Butterworth ve Chebyshev Spektrumları

Görüldüğü gibi Chebyshev yaklaşımında durdurma bandına daha keskin bir iniş varken dezavantaj olarak geçirme bandında salınımlar meydana gelmektedir. Chebyshev yaklaşımına ait güç kaybı eşitliği (2.1.2.1) eşitliğinde verildiği gibidir.

$$A_{dB} = 10 \log[1 + \varepsilon^2 C_n^2(\frac{\omega}{\omega_c})'] \quad (2.1.2.1)$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{R_{dB}/10} - 1} \quad (2.1.2.2)$$

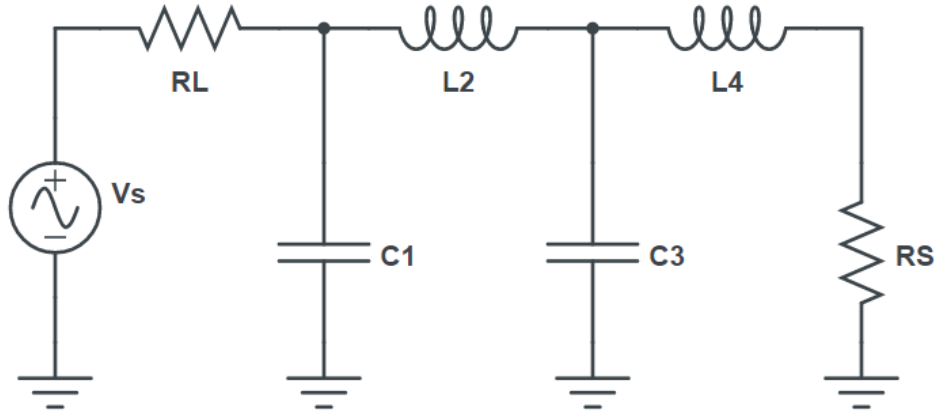
Burada;

$C_n^2(\frac{\omega}{\omega_c})'$: n mertebesine göre $(\frac{\omega}{\omega_c})'$ fonksiyonundan türetilen Chebyshev polinomu,

ε : salınım parametresi

R_{dB} : geçirme bandındaki salınım (dB)

Bu yaklaşıma ait düşük geçirgenli filtre prototipi Şekil 10'da verildiği gibidir. Bakıldığında yaklaşıma göre prototip mimarisi değişmemektedir. Karakteristik özellikleri belirleyen yaklaşımlara ait teorik altyapı ve element sayılarıdır.



Şekil 10 - Chebyshev Düşük Geçirgenli Filtre Prototipi

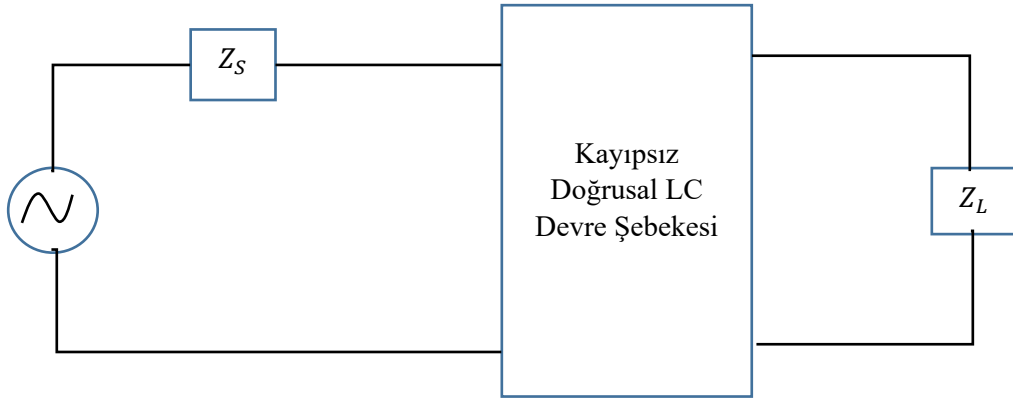
2.1.3 Bessel Yaklaşımı

Bessel yaklaşımında öne çıkan karakteristik özellik doğrusallıktır. Bu tasarım çözümünde diğer yaklaşımlara nazaran düşük kalite ve durdurma bandı bastırma performansı düşüktür [25]. Bu nedenle diğer yaklaşımlara göre çok tercih edilen bir çözüm değildir. Formülü aşağıda verilen eşitlikteki gibidir.

$$A_{dB} = 3\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2] \quad (2.1.3.1)$$

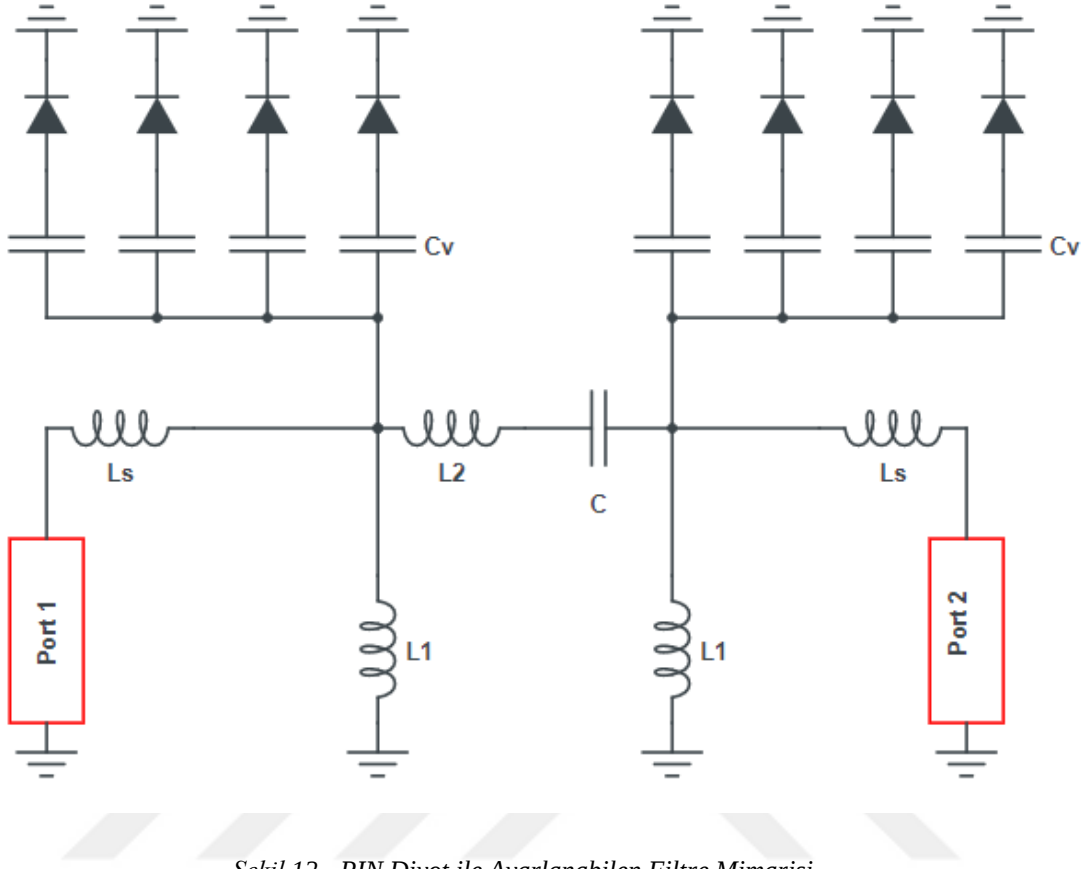
2.2 Ayarlanabilir Filtre Teorisi

Haberleşme sistemlerinde istenen frekans bandının geçirilmesi ve istenmeyen bandın zayıflatılması için iki portlu filtre ağları kullanılır. Filtreler, frekans ve empedans açısından normalize edilmiş ve eşit değerdeki dirençlerde sonlandırılmış kayıpsız alçak geçiren filtre modeli geliştirilerek sentezlenir.



Şekil 11 - İki-Port Devre Ağının Güç Transferi

Frekans ve genlikte ölçeklendirme yapılarak istenen frekans aralığı ve empedans seviyeleri üzerinden filtre ağırları türetmek mümkündür. Bu yöntem, çalışılacak frekans aralıkları ve güç vb. fiziksel parametreler belirlenmeden filtre tasarımının basitleştirilmesini sağlar [23]. Mevcut frekans spektrumunun verimli kullanımını kolaylaştırmak için yeniden yapılandırılabilir sistemlerde yüksek performanslı RF ayarlanabilir filtreler ihtiyacı vardır. Bu ihtiyacın şiddetini ILS ve VOR gibi sivil havacılıkta ve bir uçuş döngüsü içerisinde farklı zamanlarda kullanılan iki elektronik sistemin aynı frekans bandını (108-118 MHz) kullanıyor olması daha iyi gösterecektir. Ayarlanabilir filtreler RF ön alıcılarda parazitli sinyallerin bastırılması, faz gürültüsünün ve dinamik aralık gereksinimlerinin iyileştirilmesi için talep görmektedirler. Çevresel gereksinimlere kendi kendine uyum sağlayan gelişmiş sistem mimarilerinde büyük filtre kümelerinin yerini almak için de kullanılır. Yüksek güçlü uygulamalar için ayarlanabilir filtreler önerilmiştir. Bu durumda avantaj, güç yükselticilerden üretilen harmoniklerin bastırılmasıdır. Son yirmi yılda, ayarlanabilir filtreler hakkında çeşitli yayınlar bildirilmiştir [23]. Genellikle anten tasarım mimarilerinde kullanılan PIN diyotların filtrelerde de yüksek güç gereksinimlerini sağlayabilecek olması açısından kullanılmasını teşvik etmek ve problem tanımına uygun bir sistem çözümü getirebilmek amacıyla filtre ayarlama yöntemleri başlığında da zikredildiği gibi yöntem olarak PIN diyot ile ayarlama yoluna gidilmiştir. Bu mimaride PIN diyotların ana işlevi, band frekansını belirleyen shunt kapasitör bankasında, her bir kapasitör arkasına yerleştirilmesi ve girişine uygulanan güç ile eşdeğer kapasitif değeri değiştirerek merkez frekansını kaydırmaktır. Bu mimari Şekil 12’de gösterilmiştir.



Şekil 12 - PIN Diyot ile Ayarlanabilen Filtre Mimarisi

Burada, C_v ile gösterilen farklı kapasitör değerlerinin her biri arkasına birer PIN diyot yerleştirilmiştir. PIN diyot girişlerine uygulanacak olan DC Voltaj ile PIN diyotlar bir anahtarlama görevi görebilmektedir. Anahtarlama ile iletim hattındaki kapasitans değeri birbirine paralel bağlı olan kapasitörler aracılığı ile değiştirilmektedir.

$$C_{eş} = C_1 + C_2 + \dots + C_n \quad (2.2.1)$$

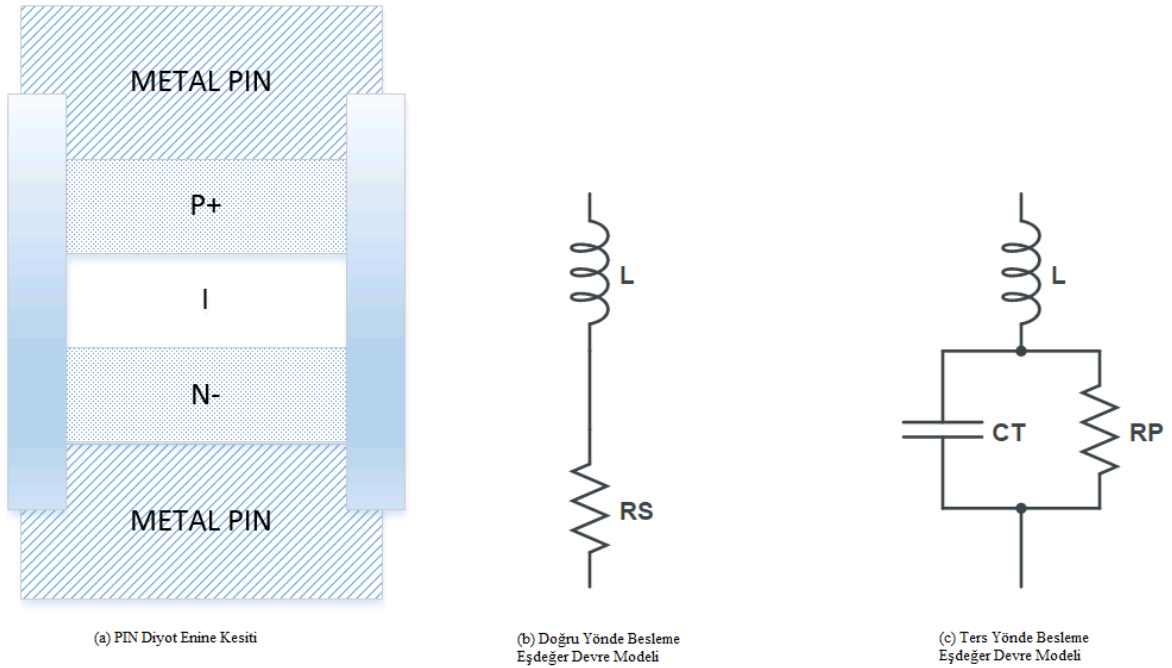
$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.2.2)$$

Burada, $C_{eş}$ paralel bağlı eşdeğer kapasitansı, X_C ise frekans ve eşdeğer kapasitansa bağlı empedansı ifade etmektedir. (2.2.2) eşitliğinde kapasitör değerine bağlı olarak frekans değişmektedir. Empedansın sabit olduğu düşünülürse payda kısmında bulunan kapasitör değeri arttıkça merkez frekansı azalacak, kapasitör değeri arttıkça merkez frekansı artacaktır.

2.3 PIN Diyot Teorisi ve Anahtarlama Modelleri

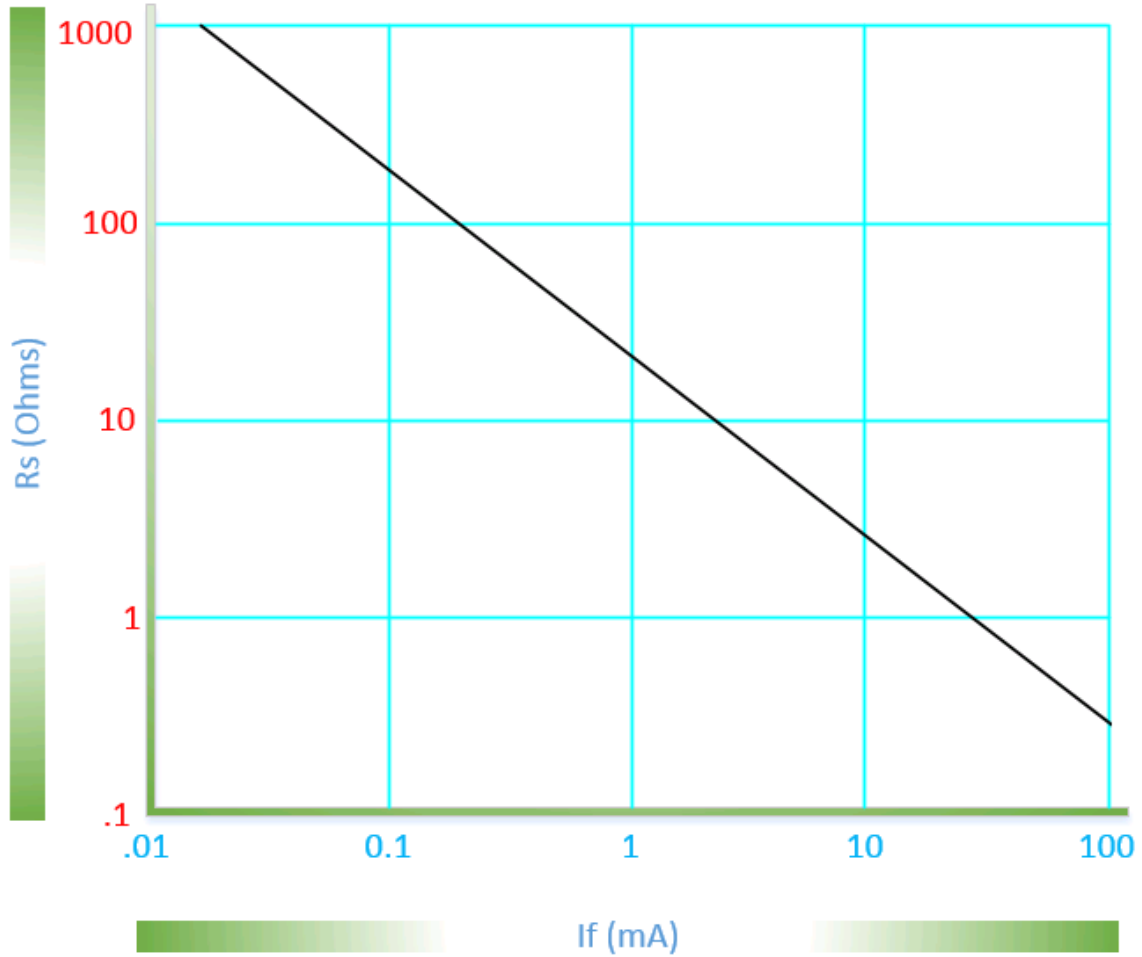
PIN Diyot, RF ve Mikrodalga frekanslarında çalışan, değişken dirençli bir yarıiletken malzemedir. Yüksek doğrusallık, izolasyona sahiptir ve dijital olarak kontrol edilebilir. Bu nedenle genel olarak çoklu frekans kanalı uygulamalarında çok bantlı RF devreleri değiştirmek kullanılır. PIN diyot anahtarları yüksek doğrusallığa, iyi izolasyona sahiptir ve dijital frekans ayarını etkinleştirir. Varaktör diyotların voltaj kontrollü olarak çalışmasının aksine PIN diyotlar akım kontrollü olarak çalışırlar. PIN Diyotlar, ileri gerilimli (Forward Bias) kontrol akımı sürekli olarak değiştirildiğinde zayıflatma (attenuator), seviyelendirme (leveling) ve genlik modülasyon (Amplitude Modulation) tekniklerinde kullanılabilirken, kontrol akımı ile aç-kapa uygulaması da gerçekleştirilerek anahtarlama (switching), darbe modülasyonu (pulse modulation), faz kaydırma (phase shifting) gibi uygulamalarda kullanılabilir.

Bu gibi teknik özelliklerine ek olarak, PIN Diyotun düşük güç tüketimi yanında yüksek RF güçlerine dayanıklı olabilmesi, küçük fiziksel yapısı, yüksek anahtarlama hızı ve düşük maliyeti gibi birçok avantajlı özellikleri sayesinde küçük hacim gerektiren RF devre yapılarında tercih sebebi olabilmektedir.



Şekil 13 - PIN Diyot ve Eşdeğer Devresi

Şekil 13-a’da PIN Diyotun fiziksel yapısı gösterilmektedir. PIN Diyotun karakteristik performansı yüksek oranda çip geometrisine ve I-bölgesinde kullanılan işenmiş yarıiletken malzemeye bağlıdır. PIN Diyot, ön gerilimle beslendiği zaman boşluklar ve elektronlar (holes and electrons) I bölgesine doğru enjekte olurlar ve Şekil 13-b’de görülen eşdeğer devredeki gibi seri bağlı bir indüktans ve resistans karakteristiğinde davranır. Ters gerilimle beslendiği zaman ise, I-bölgesinde herhangi bir yük kalmayacağı için Şekil 13-c’de görülen eşdeğer devredeki gibi paralel kapasitans ve resistansa bağlı seri bir indüktans devresinin karakteristiğinde davranış sergiler [20]. Tipik olarak doğru yönlü beslenmiş akıma bağlı direnç davranış grafiği Şekil 14’teki gibidir.



Şekil 14 - Doğru Yönlü Seri Direnç - Besleme Akım Grafiği

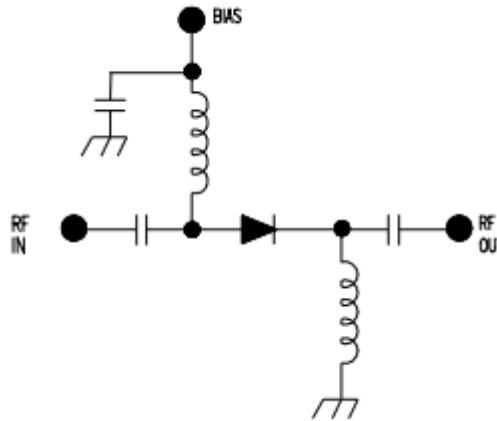
Doğru yönlü beslenen bir PIN diyet aslında akım kontrollü direnç olarak düşünölebilir [20]. Burada R_s ve I_f arasındaki ilişki aşğıdaki eşitlikler ile gösterilebilir.

$$R_s = \frac{w^2}{(\mu_n + \mu_p)I_f\tau} \text{ (ohms)} \quad (2.3.1)$$

Burada, W : I bölgesi kalınlığı, I_f : Doğru yönlü akım (forward bias current), τ : Taşıyıcı ömrü (carrier lifetime), μ_n : Elektron hareketliliğı (electron mobility), μ_p : Boşluk hareketliliğini (hole mobility) tanımlamaktadır.

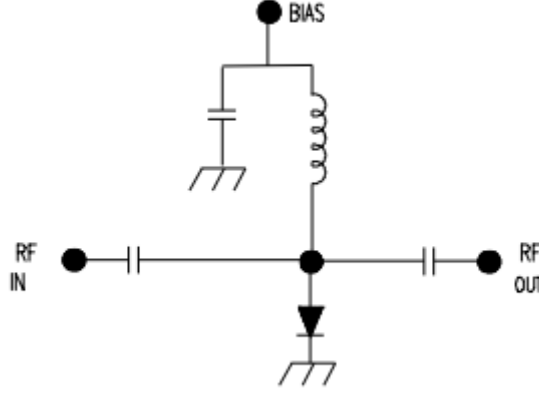
Bu tez çalışmasında ise PIN diyet bir tür anahtarlama vazifesi için kullanılmıştır. Anahtar, bir devrenin bağlantısını açıp kapatmak veya bir devre cihazının bağlantısını değıştirmek için kullanılan elektrikli bir bileşendir [26]. İdeal bir anahtar, açık durumda akım akışına sıfır direnç ve kapalı durumda akım akışına sonsuz direnç gösterir. Pratik bir anahtar tasarımı ise, açık durumda belirli bir miktarda direnç ve kapalı durumda sonlu bir direnç sergiler. Mikrodalga devrelerinde anahtarlama elemanı olarak PIN diyetlerinin kullanımı, PIN diyetun ters ve ön besleme potansiyel farkına dayanır. Daha düşük mikrodalga frekanslarında, $f < 2$ GHz), PIN diyet ön besleme altında çok küçük bir empedans ve ters besleme altında çok büyük bir empedans gibi görünmektedir.

PIN diyet ile birçok anahtarlama mimarisi geliştirilmiştir. Bu çalışmada tek diyetlu mimariler yeterli gelmektedir. Literatürde tek kutuplu çift konumlu anahtar (Single Pole Single Throw, SPST) olarak geçen bu mimariler seri ve şant olarak iki farklı topolojide karşımıza çıkmaktadır. İki farklı topolojiye ait mimariler Şekil 15 ve Şekil 16'da gösterilmiştir.



Şekil 15 - Seri SPST Anahtar Modeli

Seri model anahtarlama devresinde elde edilebilecek maksimum izolasyon, diyotun iç kapasitans değerine bağlıdır. Araya girme kaybı ve güç tüketimi ise diyotun seri iç direncine bağlıdır.



Şekil 16 - Şant SPST Anahtar Modeli

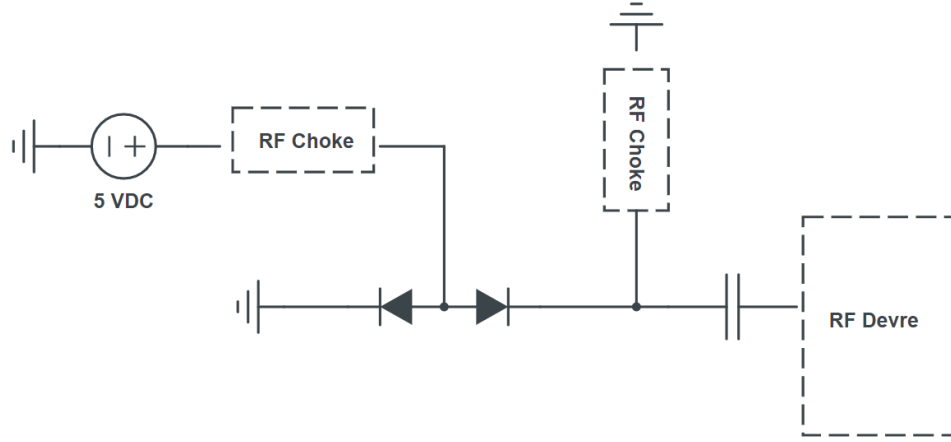
Şant model anahtarlama devresinde ise diyot doğrudan RF hattında konumlandırılmadığı için araya girme kaybında avantaj sağlanabilmektedir. Ancak bu tez çalışmasında PIN diyotlar ana RF hattında bulunmadığı için ve kapasitör bankası ile toprak arasında bir anahtarlama görevi göreceği için seri SPST mimarisi uygulanabilir. Sonraki bölümde PIN diyot sürücü devre tasarım mimarisi detaylarıyla izah edilmiştir.

2.4 PIN Diyot Sürücü Devre Tasarımı

Tasarım mimarisinde RF devre mimarisinin içerisinde PIN diyotları kontrol edebilmek için bir de DC kaynak ile besleme ihtiyacı bulunmaktadır. Buradaki önemli ve kritik nokta Aynı devre içerisinde yer alan RF ve DC hattı ayırmaktır. RF/DC yalıtımı, DC kaynaktan RF hatta kuplaj olabilecek gürültüleri önlemek ve RF hat kararlılığını sağlamak için gerekli bir işlemdir [27]. Bu yapı DC kaynak tarafında ve kapasitör tarafında birer RF Choke kullanılarak elde edilmiştir. Sürücü devresine ait blok şeması Şekil 17’de görülebilir. Burada kullanılan RF Choke isimli yapılar aslında 1mH değerinde indüktörü ifâde etmektedir. 1mH değerindeki bir indüktörün 150 MHz frekansındaki empedansı,

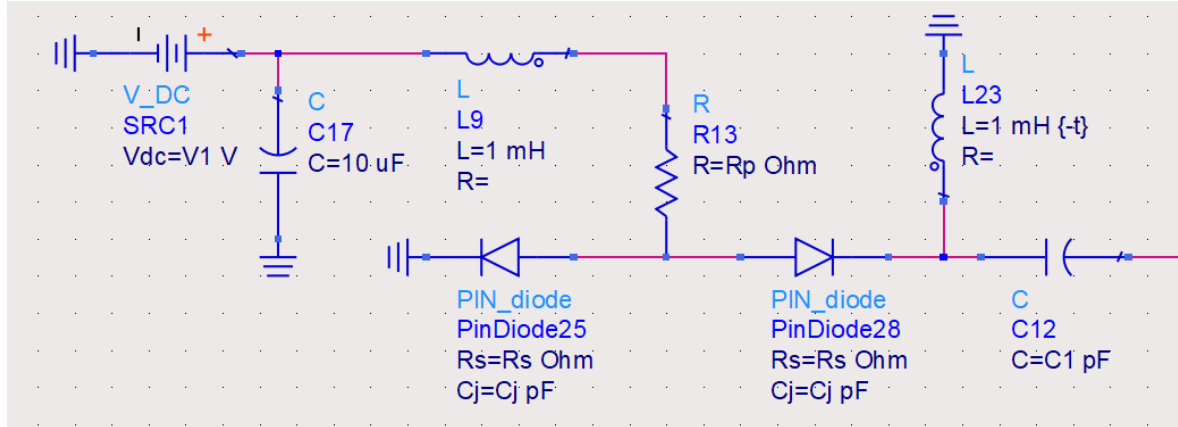
$X_L = 2\pi f l = 2\pi * 15 * 10^6 * 10^{-3} = 94 \text{ kohm}$ olmaktadır. DC kaynak için ise bu empedans değeri frekans 0 olması sebebiyle kısa devre hükmündedir. Böylece RF devre

tarafından DC hatta ve DC hat tarafından RF devre hattına oluşabilecek herhangi bir girişim şekilde görünen RF Choke devreleri sayesinde engellemektedir.



Şekil 17 - PIN Diyot Sürücü Devre Tasarım Blok Şeması

Aynı zamanda devrenin şematik çizimi de Şekil 18’de gösterilmiştir. Blok devre şemasında olmayıp burada olan 10 uF değerindeki kapasitör DC kaynaktan çıkacak parazit veya yüksek voltajı limitlemek için kullanılan bir filtre görevi görmektedir. R13 olarak görünen direnç ise PIN diyotun açık veya kapalı olup olmadığını anlamak için entegre edilen led resistörü olarak devreye eklenmiştir.

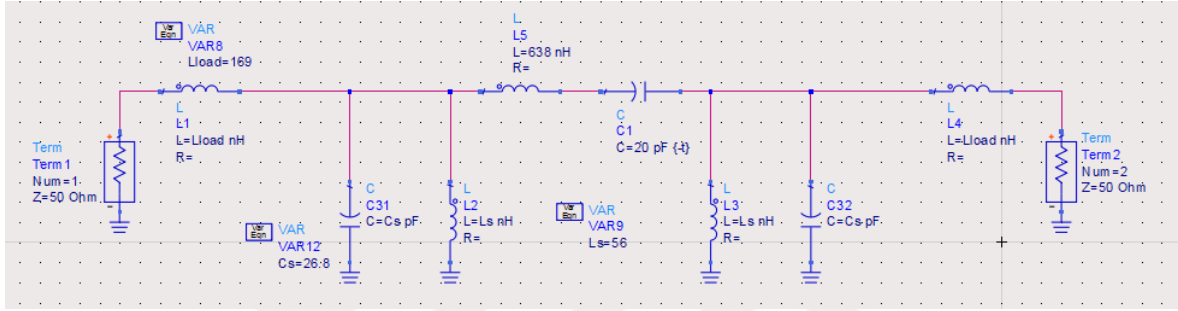


Şekil 18 - PIN Diyot Sürücü Devre Tasarımı

2.5 Ayarlanabilir İdeal Filtre Tasarımı

İdeal filtre tasarımı herhangi bir ısı, yol vs. kaybı hesaba katılmaksızın teorik olan sonucu elde etmeye yönelik yapılan referans bir çalışma olarak düşünülebilir. Yapılan bu çalışma, merkez frekans bandına ait sabit bir filtre tasarlanıp merkez frekansı kaydıracak olan

shunt kapasitör değerlerinin PIN diyotlar yardımıyla değiştirilmesi prensibine dayanmaktadır. Öncelikle merkez frekans bandı olarak seçilen 150 MHz’de sabit filtre tasarımı ADS üzerinde tasarlanmıştır. Aslında çalışılmak istenen frekans bandı ATC bandı olan 118-136 MHz bandıdır. Fakat sonradan şant olarak eklenecek olan kapasitör bankası bu frekansı aşağı çekeceği için bir miktar pay bırakılarak sabit filtre tasarımı amaçlanmıştır. Sabit filtreye ait ADS şematik resmi Şekil 19’da gösterilmiştir.



Şekil 19 - İdeal Sabit Filtre Tasarımı

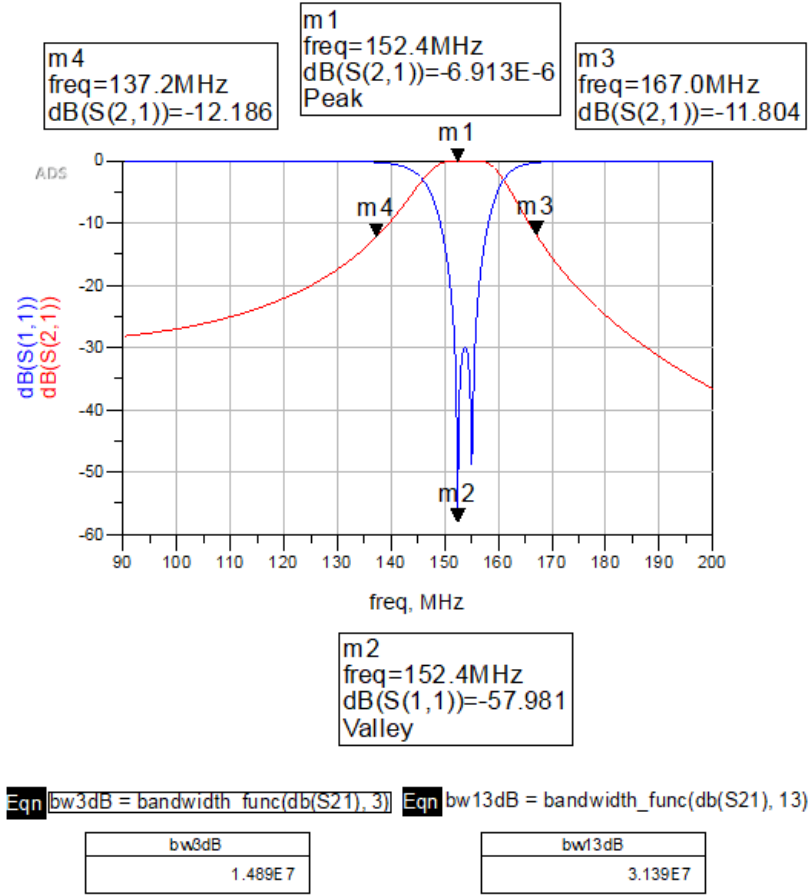
RF iletim hattına yerleştirilen devre elemanlarının değerleri Tablo 2’de verilmiştir. Burada yer alan değerler üretim aşamasını gözetenek tasarımda elde edilen değerlere en yakın gerçek, yani pratikte uygulanabilmesi için satışı bulunan komponent değerleridir. Bu

Tablo 2 - Filtre Lumped Eleman Değerleri

L_{load}	C_s	L_s	L_{mid}	C_{mid}
169 nH	26.8 pF	56 nH	638 nH	20 pF

Devrenin S-Parametrelerini gösteren simülasyon sonucu Şekil 20’de gösterildiği gibidir. Marker 1, s21 parametresi olan araya girme kaybını gösterirken Marker 2, geri dönme kaybını ifade eden s11 parametre değerini göstermektedir. Filtre ideal olduğu için s21 değeri 0’a çok yakın bir değer olarak gözlenmektedir. Bu sebeple de tamamı aktarılan gücün de geri dönme kaybı olmayacağı için s11 -58 dB değerinde, yani 0 olarak kabul edilebilir. Filtrenin 3-dB bastırma oranı bw3dB eşitliğinde görüldüğü üzere 14 MHz mertebelerindedir. Daha düşük 3-dB bant genişliği elde etmek mümkün olmakla beraber araya girme kaybının minimumda tutulmak olması istenmesi ve etkileşim probleminin çözümüne 10-15 dB arasında bir izolasyon oranı yeterli olması sebebiyle yeterli

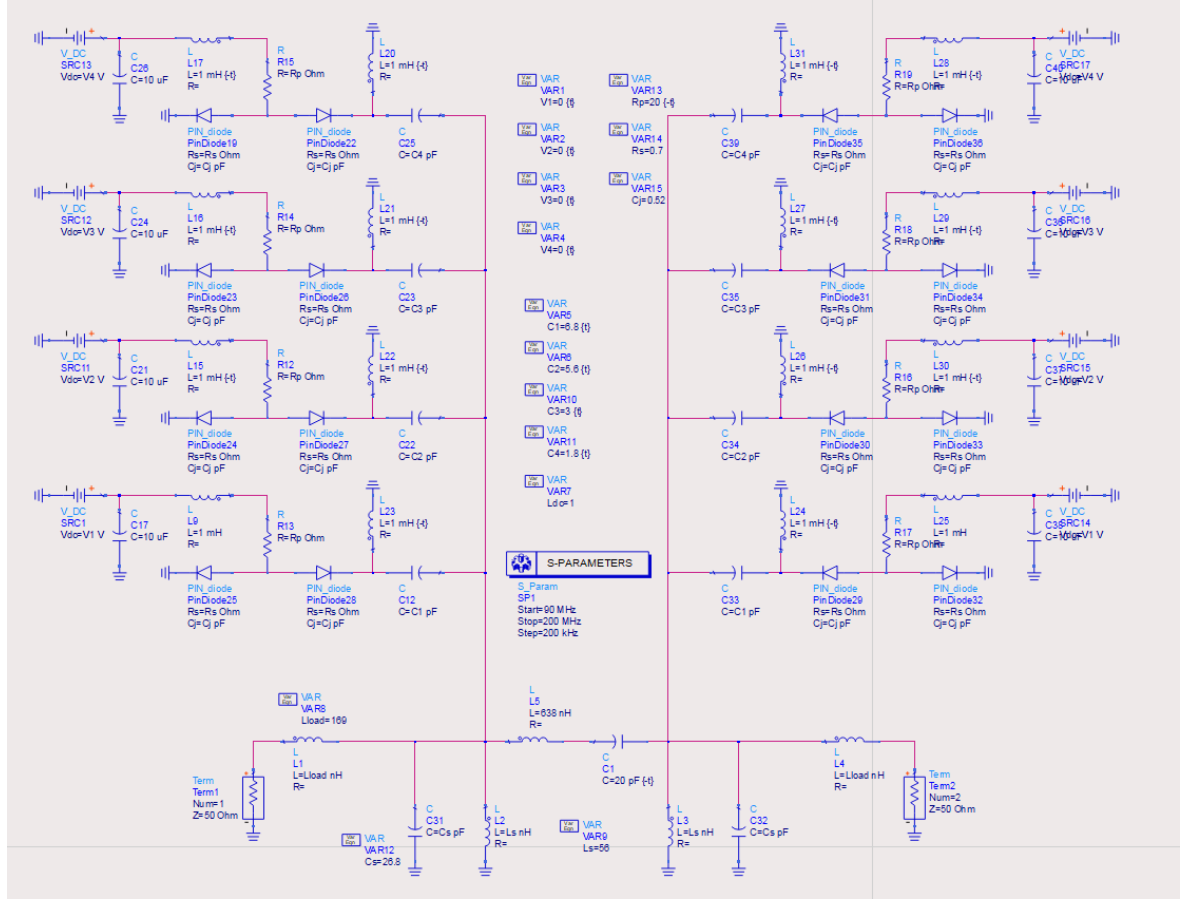
görülmüştür. Merkez frekansın %10 altı ve üstü referans alınarak gözlemlenen bastırma bw13dB eşitliği ile de gösterilmiştir. Elde edilen bastırma değeri 13 dB mertebelerinde olmakla beraber hedeflenen bastırma değeri olan 10-15 dB arasındadır.



Şekil 20 - İdeal filtre S-Parametre Diyagramı

Tasarlanan sabit filtreye kapasitör bankası ve bu yapıyı yöneten PIN diyot sürücü devresi de entegre edilerek ayarlanabilir ideal filtre tasarımı elde edilmiştir. Bu sisteme ait şematik ise Şekil 21’de gösterildiği gibidir. Kapasitör bankası rezonans devresinin girişi ve çıkışında simetrik bir yapıda yerleştirilmiştir. Bu kapasitörler devrenin shunt elemanı olan C_s kapasitörüne paralel yapıda kurgulanmış olup, bağlı olduklarını PIN Diyotların açık-kapalı olması durumuna göre kapasitans değerini değiştirir. Dört farklı kapasitör değeri belirlenerek merkez frekansın kaydırılması amaçlanmıştır. Dört kapasitöre bağlı dört PIN Diyot, açık-kapalı durumuna göre, filtrenin çalışılacak bant içerisinde 16 farklı frekans

değerine ayarlanabilmesini sağlar. Bu sayı PIN diyot sayısı ve kapasitör bankası genişletilerek artırılabilir.



Şekil 21 - Ayarlanabilir İdeal Filtre Tasarımı

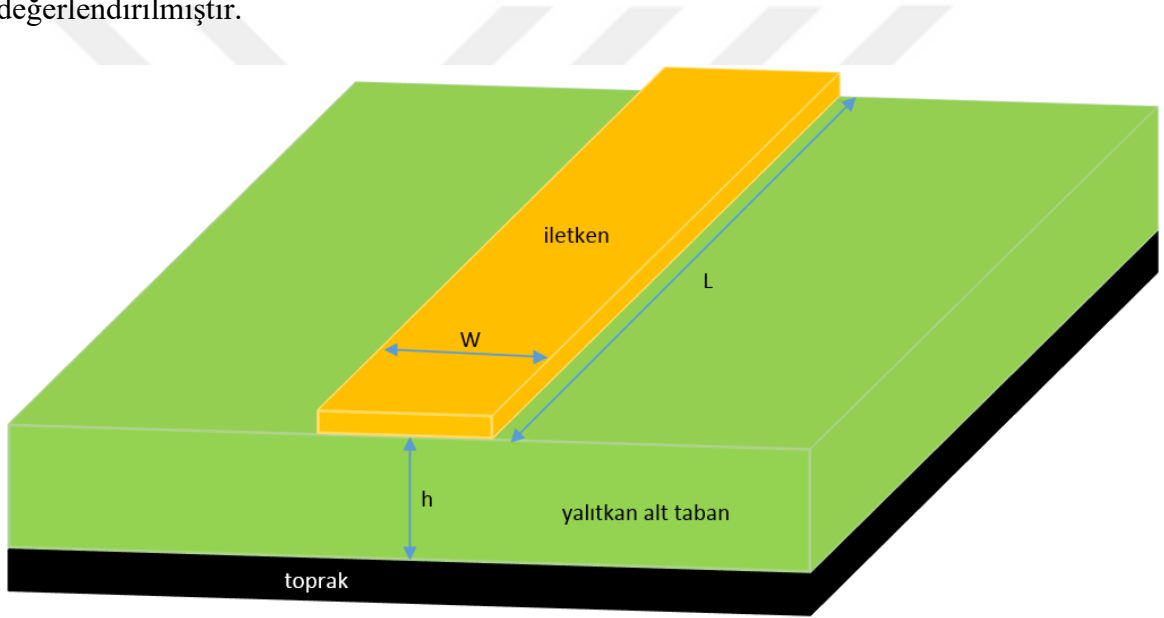
Kullanılan kapasitör bankasına ait değerler Tablo 3'te verilmiştir. Burada her bir kapasitör devresinin toprak ucunda bir PIN diyot ve ona ait sürücü devresi bulunmaktadır. Merkez frekansı kaydırılmak istendiğinde PIN diyot DC besleme ile kapasitörleri aktif hale getirmektedir. Bu kapasitör bankası devrenin alt kısmında yer alan C_s kapasitörüne paraleldir. 26.8 pF başlangıç değerinde olan bu birim kapasitör bankası yardımıyla 44 pF değerine kadar artırılabilir.

Tablo 3 - Kapasitör Bankası Değerleri

C_1	C_2	C_3	C_4
6.8 pF	5.6 pF	3 pF	1.8 pF

2.6 Ayarlanabilir Mikroşerit Hat Filtre Tasarımı

Performans ihtiyacını net bir şekilde belirleyebilmek için farklı malzeme ve kalınlıklarda ayrı ayrı mikroşerit hattı (Microstripline) kullanılarak filtre tasarımları geliştirilmiş ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. İdeal olarak tasarlanan filtrenin RF hattı farklı yalıtkanlar olan FR4 ve ROGERS malzemeleri ile revize edilmiştir. Ticari piyasada prototip ürünler için düşük maliyetinden kaynaklı en çok tercih edilen ürün olan 1.6mm FR4 yalıtkanı, daha iyi performans gösteren 0.8mm FR4 malzeme ve 0.502mm ROGERS 4003 tercihleri ile üç farklı tasarım geliştirilmiştir. Alınan sonuçlar her bir tasarım başlığı altında paylaşılmış olup elde edilen sonuçlar ve tercih edilen malzeme ve kalınlık Bölüm III altında değerlendirilmiştir.



Şekil 22 – Mikroşerit Alt Taban Geometrisi

Mikroşerit hattı, öncelikle fotolitografik işlemlerle üretilebildiği ve hem pasif hem de aktif mikrodalga cihazlarıyla kolayca minyatürleştirildiği ve entegre edilebildiği için en popüler düzlemsel iletim hattı türlerinden biri olarak kabul görmektedir. Mikroşerit alt taban geometrisi Şekil 22’de gösterilmiştir.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (2.5.1)$$

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{for } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]} & \text{for } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.5.2)$$

Burada, ϵ_r dielektrik sabiti; ϵ_e , efektif dielektrik sabiti; d , yalıtkan kalınlığı; W , İletim hattı kalınlığı ve Z_0 , empedansı ifade etmektedir. Geliştirilen farklı iletim tabakaları üzerindeki tasarımlar bu temel formül kullanılarak geliştirilmiştir. Maksimum güç aktarımını sağlayabilmek amacıyla $Z_0 = 50$ ohm empedans uyumlu bir tasarım yapılması gerekmektedir. Bu nedenle belirlenen tabaka kalınlığı ve empedans bilinen değerlerdir. Bu değerler kullanılarak formülden istenen iletim hattı kalınlıkları bulunabilmektedir.

2.6.1 0.8mm FR4 Malzeme ile Filtre Tasarımı

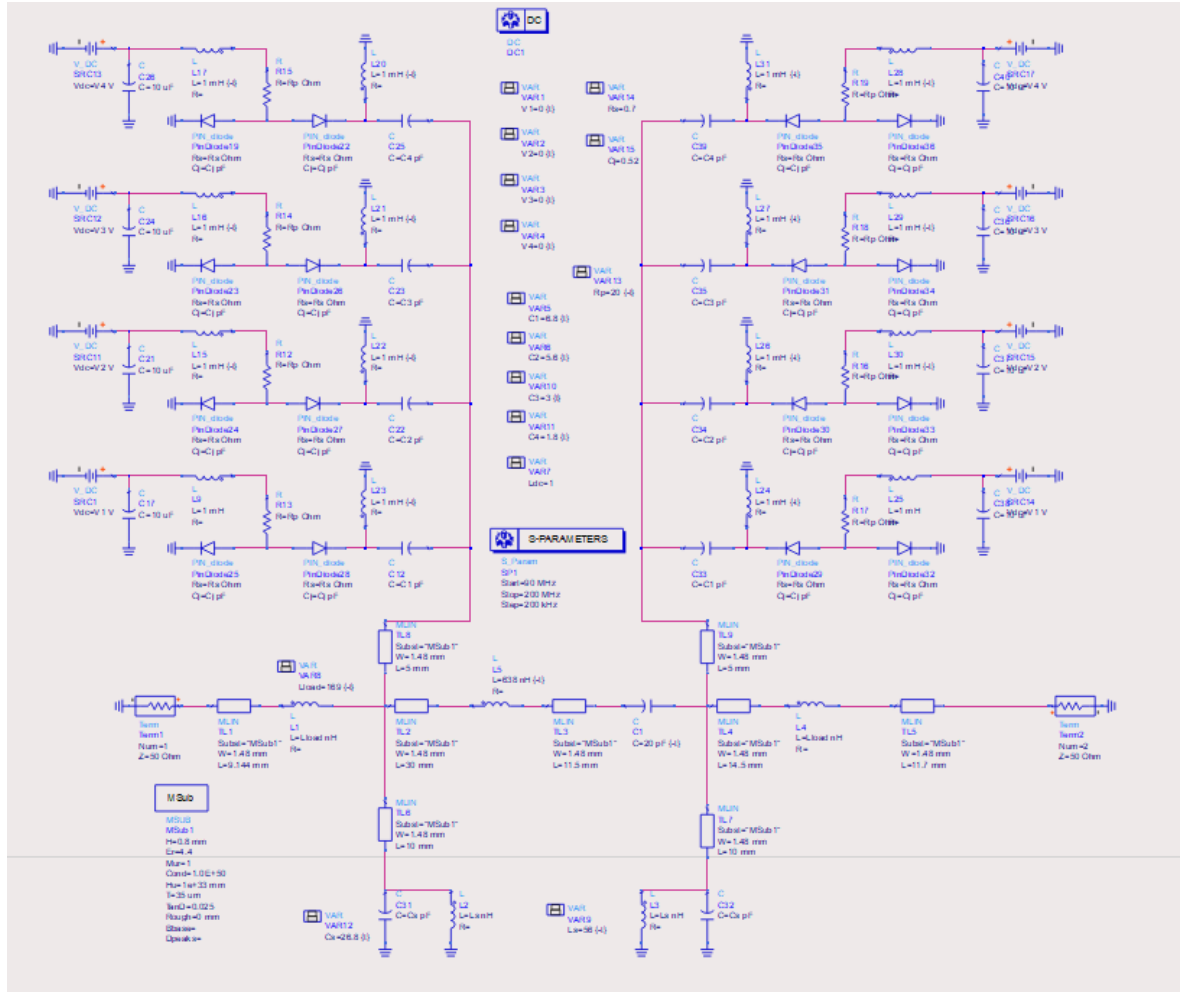
Sektörde en çok kullanılan ve bulunan FR4 malzeme kalınlığı 1.6 mm'dir. Ancak bu kalınlıktaki malzeme ile 150 MHz'de geçirgen ve 50 ohm empedans uyumlu olarak tasarlanacak RF hat çok kalın olmaktadır. Küçük hacimlerde devre kartı tasarlama amacı güdülen bu tasarımda RF hat kalınlığını azaltabilmek amacıyla uygun maliyetli FR4 malzemenin 0.8 mm kalınlıkta olan modeli tercih edilmiştir. Şekil 22'de gösterilen mikroşerit hat modeline göre mikroşerit hat formülü aşağıdaki denklemde verildiği gibidir. 0.8 mm ve 1.6 mm olarak tercih edilen parametre şekilde ve formülde " h " kalınlığıdır. W/h eşitliğinden anlaşılabacağı üzere sabit empedansta malzeme kalınlığı yarıya düştüğünde, doğru orantılı olarak hat kalınlığı da yarıya düşmektedir.

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8\epsilon^A}{\epsilon^{2A} - 2} & \text{for } \frac{W}{h} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } \frac{W}{h} > 2 \end{cases}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right),$$

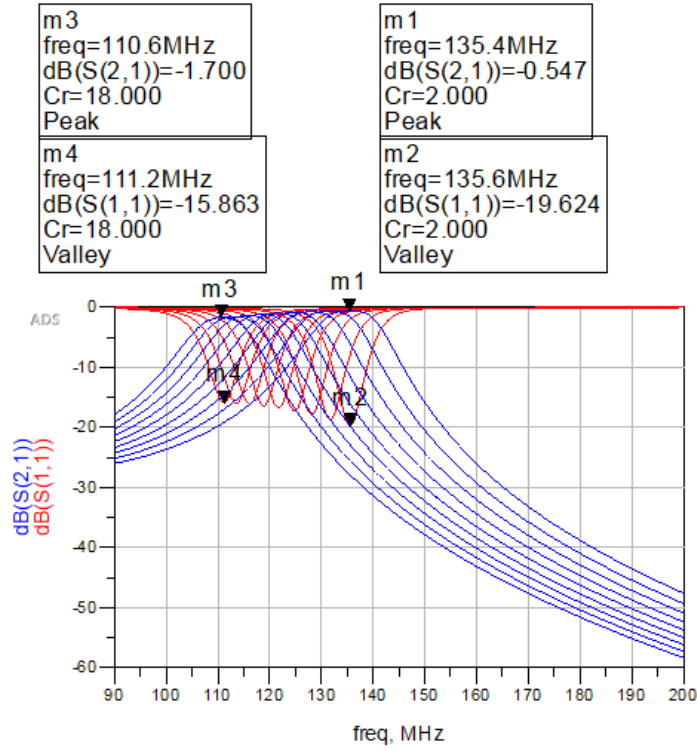
$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

$W/h < 2$ eşitliğinden hesaplama yapılırsa $d=1.6$ mm değeri için W değeri 2.96 mm ve $d=0.8$ mm değeri için W değeri 1.48 mm olmaktadır. 0.8 mm FR4 malzeme ile tasarlanan yapının şematığı Şekil 23'de gösterilmiştir.



Şekil 23 - 0.8mm FR4 Şematik



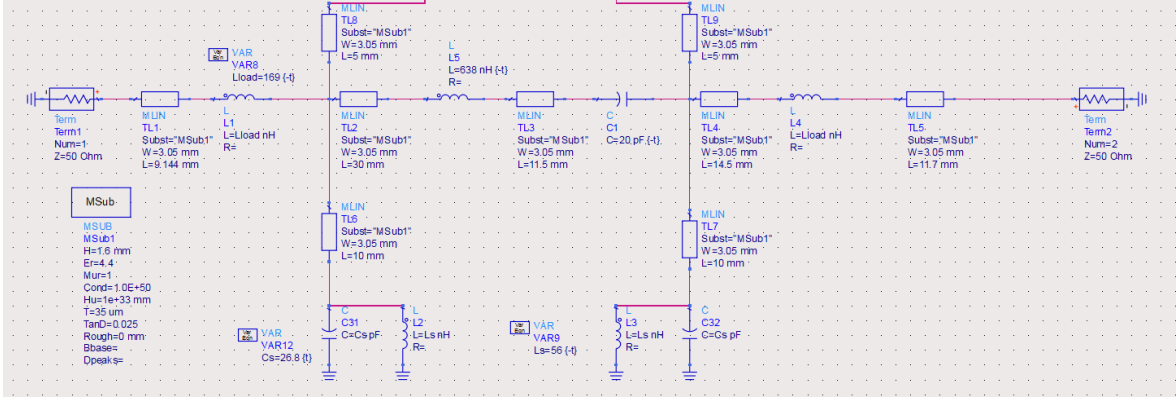


Şekil 26 - 0.8mm FR4 Parameter Sweep s-Parametre Sonucu

2.6.2 1.6mm FR4 Malzeme ile Filtre Tasarımı

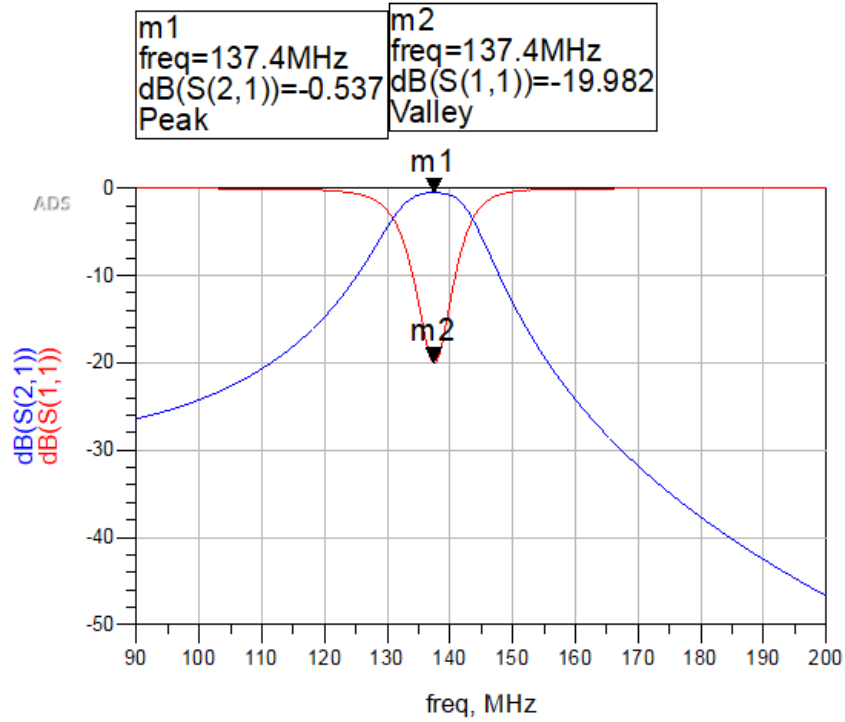
1.6 mm FR4 tasarım sonuçları ile 0.8 mm FR4 tasarım sonuçları arasında, tanjant kaybı, dielektrik sabiti gibi aynı parametrelere sahip oldukları için RF iletim hattı kalınlığı dışında karakteristik olarak herhangi büyük bir fark bulunmamaktadır. Ayrıca 1.6 mm tasarımı yapılmasının amacı, 0.8 mm tasarımı ile olan farkın farkındalığını belirtmekle beraber sektörde kullanılan en çok malzeme ve kalınlık olan 1.6 mm FR4 malzemenin daha ince seçeneklerinin de mevcut olduğu gösterilmek istenmiştir.

1.6 mm FR4 tasarıma ait ADS şematik resmi Şekil 27’de gösterilmiştir. Microstripline kalınlığı 0.8 mm kalınlığının iki katı, yaklaşık olarak 3 mm olarak görülmektedir.



Şekil 27 - 1.6mm FR4 Şematik

Şematiğe ait tasarımın 137 MHz frekansındaki sonucu ise Şekil 28’de görüldüğü gibidir. Sonuç 0.8 mm tasarım sonucuna göre oldukça benzerdir.

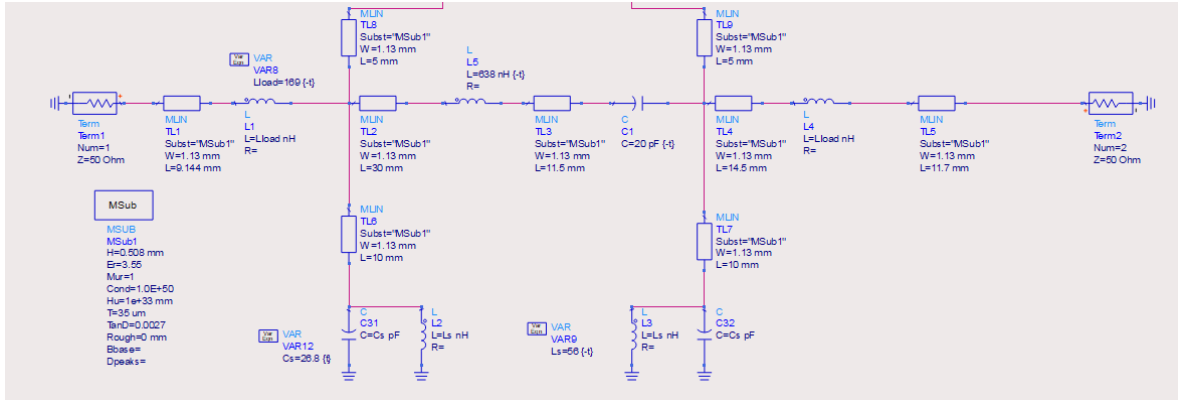


Şekil 28 - 1.6mm FR4 S-Parametre Simülasyon Sonucu

2.6.3 0.502mm ROGERS 4003 Malzeme ile Filtre Tasarımı

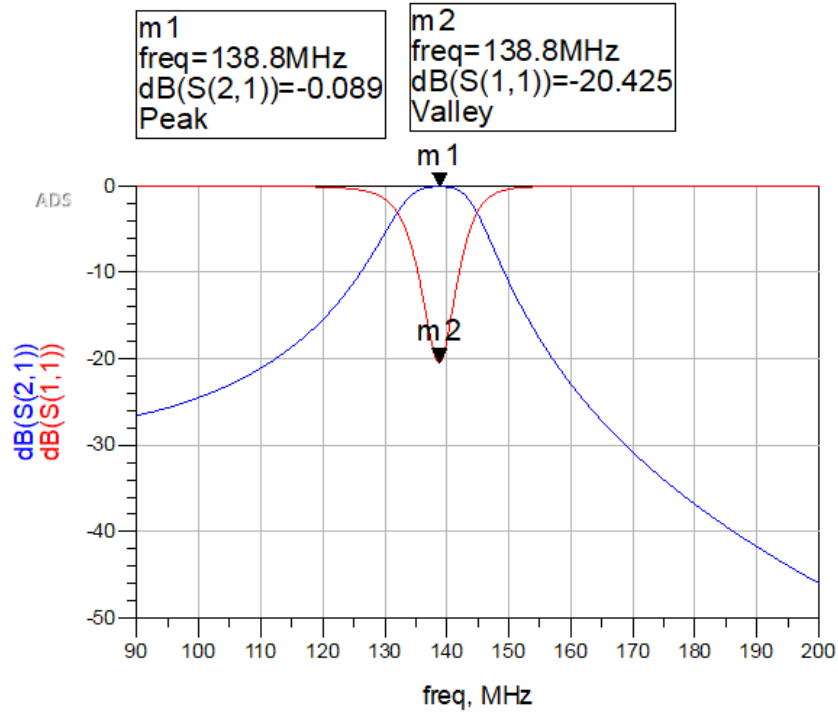
Geçmiş tasarımlarda kullanılan FR-4 malzemesi, maliyet, dayanıklılık, performans, üretilebilirlik ve elektriksel özellikler arasında oldukça etkili bir denge sağlayarak PCB yüzeyleri için temel standardı sağlamaktadır. Ancak tasarımlarda performans ve elektriksel özellikler önemli rol oynadığından Rogers malzemeler profesyonel alanlarda çokça tercih sebebi olmaktadır. Rogers malzemesini avantajlı hale getiren bir çok parametre bulunmaktadır. Bunlardan bazıları; düşük elektrik sinyali kaybı, daha düşük dielektrik kaybı, daha üstün termal performans, geniş dielektrik sabiti değer aralığı (2.55-10.2), gelişmiş empedans kontrolü olarak sıralanabilir [28].

Örnek çalışma tasarımında yüksek maliyet giderleri sebebiyle her ne kadar uygulanmasa da simülasyon sonuçlarından hareketle pratik uygulamada vereceği sonuçlar saptanabilir. Bu nedenle ADS simülasyonlarında 0.502 mm kalınlığında 3.55 dielektrik sabiti ve 0.0027 tanjant kaybına sahip malzeme özellikleri kullanılarak örnek bir tasarım yapılmıştır. Tasarımın şematik resmi Şekil 29’da görüldüğü gibidir. 1.13 mm’lik RF hattı iletim kalınlığına dikkat edilirse, daha düşük dielektrik sabiti sebebiyle 0.8 mm FR4 tasarımından da daha incedir. Bu nedenle ROGERS malzemenin FR4’e göre tasarım performansı açısından avantajının yanında hacimsel bazda da avantaj sağladığı görülmektedir.



Şekil 29 - 0.502mm ROGERS 4003 Şematik

Tasarım performansı açısından sağladığı avantajlar Şekil 30’da gösterilen S-Parametre simülasyon sonuçlarından görülebilmektedir.



Şekil 30 - 0.502mm ROGERS 4003 S-Parametre Simülasyon Sonucu

Sonuçların daha iyi karşılaştırılması için 138 MHz frekansında alınan üç tasarımın sonuçları Tablo 4'te verilmiştir.

Tablo 4 - Malzemeye göre Tasarım Sonuçları Karşılaştırılması

	S11	S21
0.8 mm FR4	-20.22	-0.52
1.6 mm FR4	-20.00	-0.53
0.502 mm ROGERS	-20.42	-0.09

Yukarıda yer alan tabloda görüleceği üzere Rogers malzemenin araya girme kaybı performansı FR4 malzemelere göre çok üstün görünmektedir. Bu fark pratik uygulamalara da büyük ölçüde yansımaktadır.

3. FİLTRENİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE ÖLÇÜMLER

ADS simülasyon sonuçları ile elde edilen verileri uygulama sahasında görüp değerlendirmek amacıyla devrenin PCB tasarımı Altium Designer programında yapılarak ürettirilmiştir. Dizgisi tarafımda yapılan devrenin s21, s11 ve güç ölçüm sonuçları bu bölümde detaylarıyla anlatılmıştır.

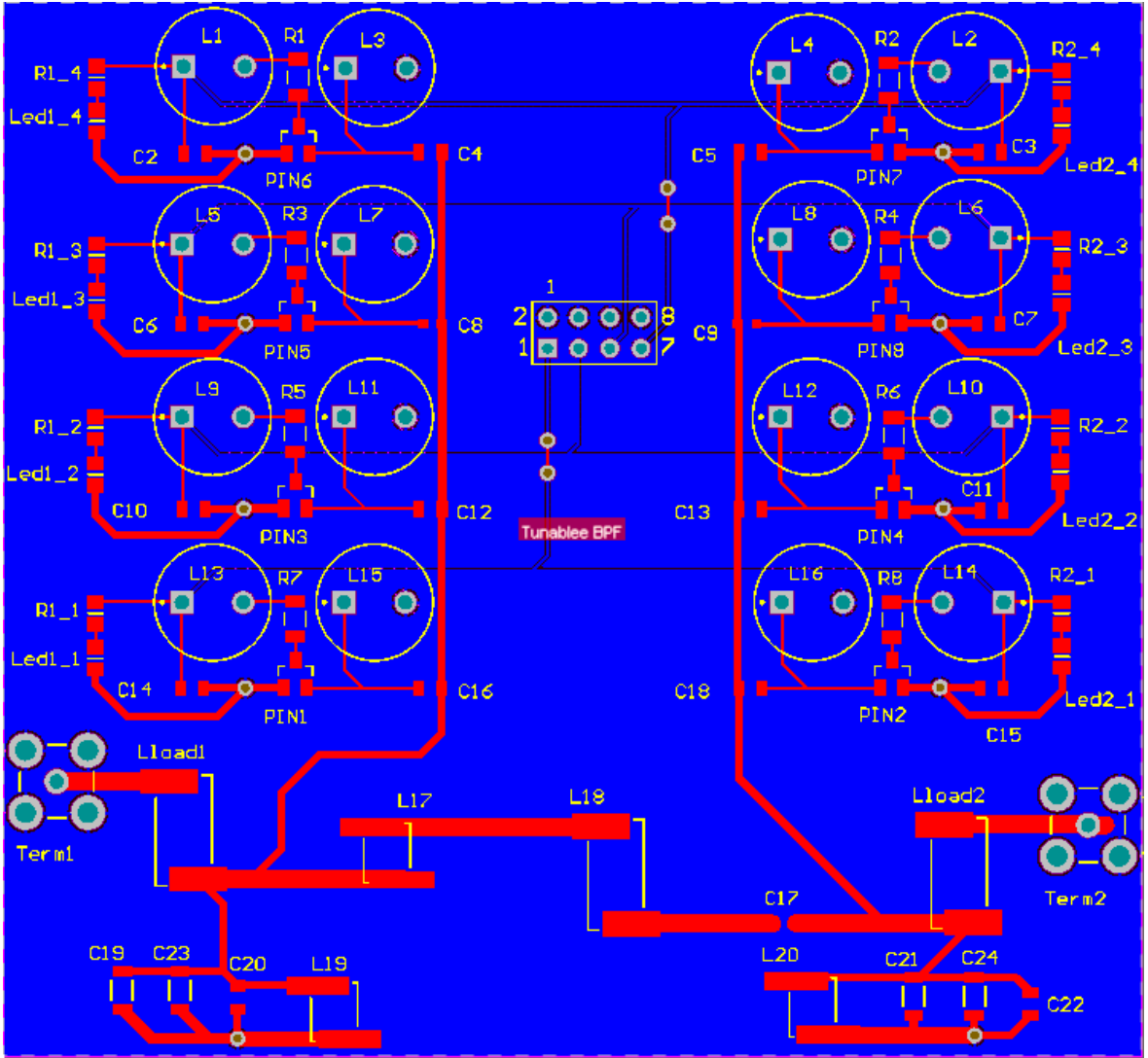
Öncelikle devrenin Network Analyzer cihazı ile alınan s21 ve s11 parametrelerinin ölçümü ile devreye ait araya girme kaybı (insertion loss), geri dönme kaybı (return loss), 3-db BW gibi karakteristikleri saptanmıştır.

En son ise filtre devresi zayıflatıcı yardımıyla 42 dBm çıkış gücüne sahip bir telsize bağlanarak gücü tedricen artırılıp güç dayanım ölçümü yapılmıştır. Yapılan çalışmalar alt bölümlerde detaylı bir şekilde izâh edilmiştir.

3.1 PCB Şematik ve Layout Tasarımı

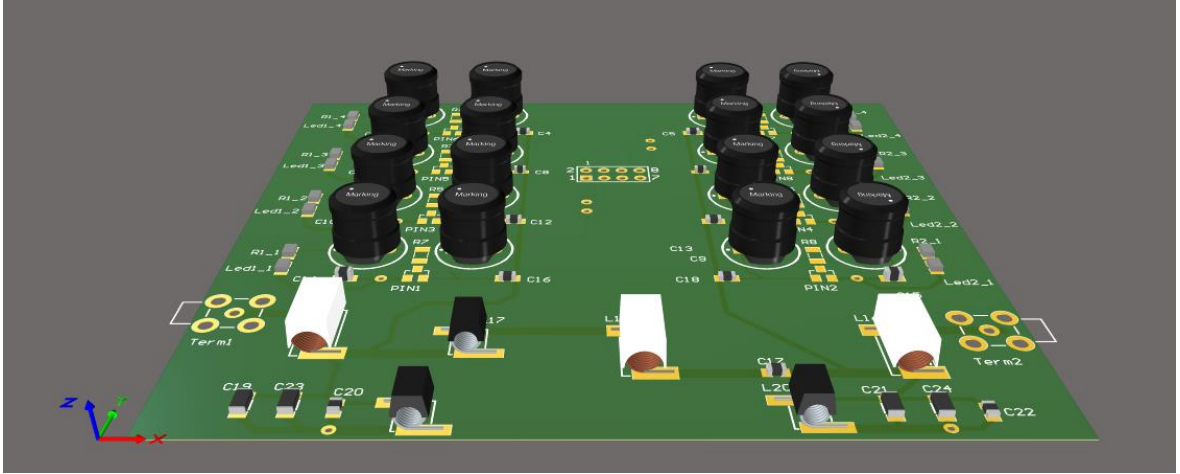
Baskı devre kartlarının üretimi yapıldıktan sonra kullanılacak olan devre elemanlarının dizgisinde sorun yaşamamak için layout tasarımında devre elemanlarının taban alanı (footprint) büyük önem taşımaktadır. Genellikle devre elemanı üreten firmaların Altium ile uyumlu çalışan hazır kütüphaneleri bulunmaktadır. Tasarım çalışmasında kullanılacak devre elemanlarını seçerken bunu göz önünde bulundurmak tasarım ve üretim aşamalarında hatayı minimize etmekte ve iş yükünü azaltmaktadır. Çünkü hazır kütüphanesi bulunmayan devre elemanlarının taban alanları Altium programı üzerinde teknik dokümanlarından sağlanan boyutlara uyumlu olarak tasarlanmalıdır. Bu durum beraberinde hem iş yükü hem de hata payı doğurmaktadır. Bu nedenle bu tez çalışmasında kullanılan komponentler hazır taban alanı bulunup bulunmadığı göz önünde bulundurularak seçilmiştir. Bununla beraber bazı çalışmalarda taban alanlarını boyutlara göre baştan oluşturmanın daha güvenilir ve kontrollü olacağını savunmaktadır [15]. Ancak sektörde ileri gelen firma ürünleri tercih edildiği için bu hassasiyet tarafımda tercih edilmemiştir.

Ayarlanabilir filtreye ait Altium şematik ve layout resimleri Şekil 31 ve Şekil 32’de gösterildiği gibidir. Kolay analiz edilebilmesi hikmetini gözeterek şematik ve layout mimarisi ADS simülasyonlarında kullanılan devre mimarisine benzer şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 32 - İki Boyutlu Layout Tasarımı

Önceki paragraflarda bahsedilen taban alanlarının hazır kütüphaneler yardımıyla sağlanmasının bir diğer avantajı da bu kütüphanelerin, devre elemanlarının 3-boyutlu görsel modellerini de ihtiva ediyor olmasıdır. Bu sayede tasarlanan yerleşim çalışmasından elde edilecek gerçek çıktı bu fonksiyon sayesinde görülebilir. Hatalı olan tasarımlar daha önceden tespit edilip yerinde müdahale ile giderilebilmektedir. Şekil 33'te devre tasarımına ait 3-boyutlu görsel gösterilmektedir. Doğru yön

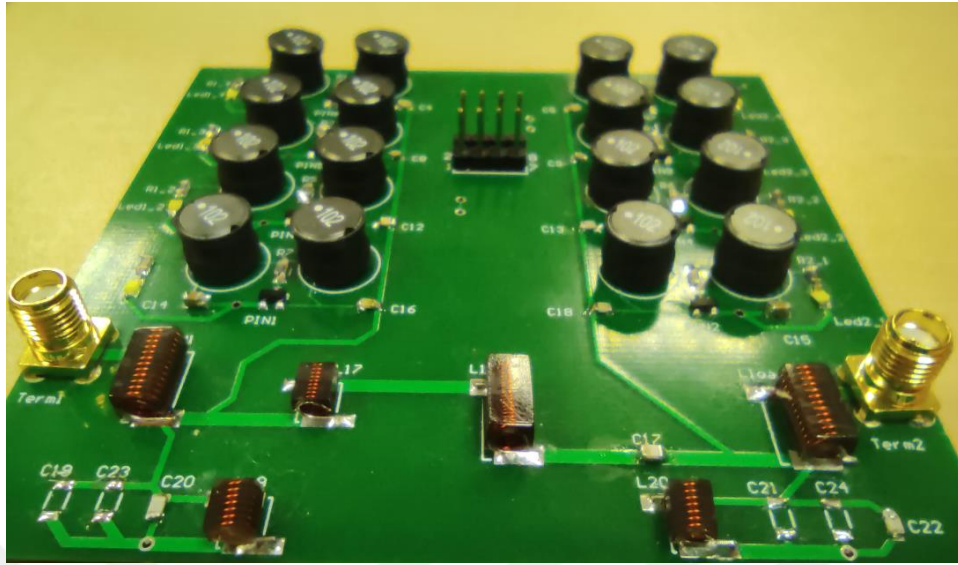


Şekil 33 - Üç Boyutlu Layout Tasarımı

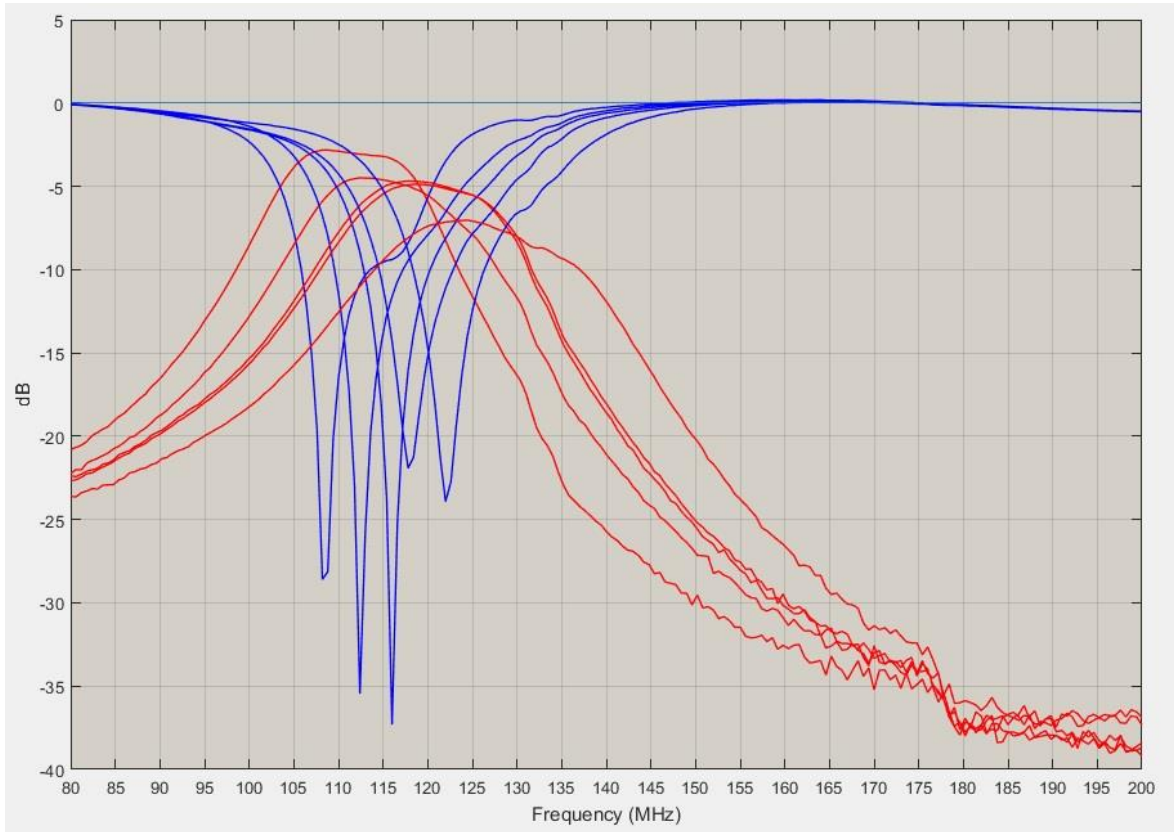
Görsele bakıldığında devrede kullanılan sekizli header ve RF-sma konnektörler haricindeki bobin, kapasitör, direnç, led gibi komponentlerin 3-boyutlu çıktıları görülüp kontrol edilebilmektedir. Bu özellik PCB üretimi sonrasında dizgi planını ve oluşabilecek sorunları da önceden görmek için kullanışlı bir fonksiyondur.

3.2 PCB Devre Üretimi ve Ölçümler

Üretilen devrenin fotoğrafları Şekil 34 ve Şekil 35'te gösterilmiştir. Devre kartı, Çin'de faaliyet gösteren PCBWAY firmasına 0.8 mm FR4 malzeme seçilerek sipariş ettirilmiştir. Gelen devre kartının dizgisi tarafımda yapılmıştır. FR-4 malzemenin özellikleri ise Ek 3'te ayrıca verilmiştir.



Devre kartının üretim ve dizgi faaliyetini takiben süzgeç performansı Network Analizör cihazı ve DC kaynak yardımıyla incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Network Analizörden hem jpeg hem de s2p dosya formatında kaydedilmiştir. Filtrenin kayma performansını görebilmek amacıyla s2p dosyaları aynı grafik üzerinde Matlab programı ile çizdirilmiştir. Programın her bir eğriyi farklı renklendirdiği için her frekansa ait s11 ve s21 değerleri, kolay analiz edebilmek amacıyla ayrıca Tablo 5’te verilmiştir.

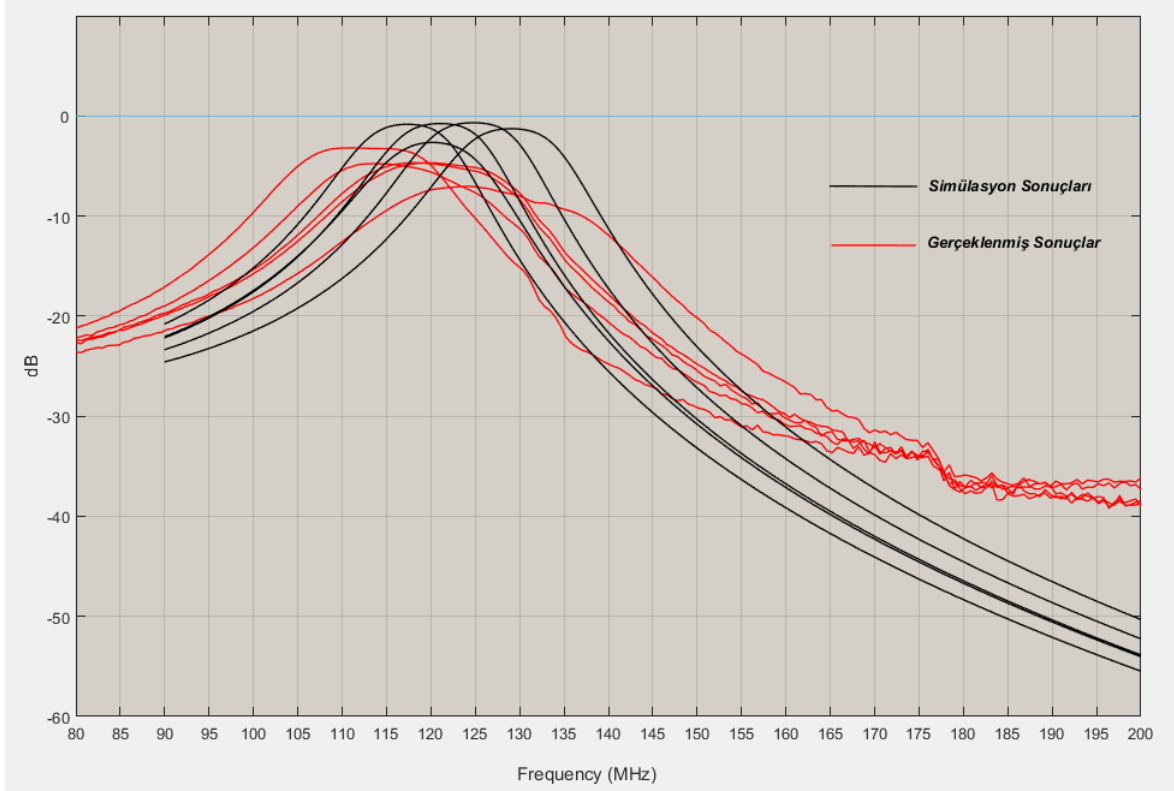


Şekil 36 - Ölçüm Sonuçları

Tablo 5 - Ölçüm Sonuçları

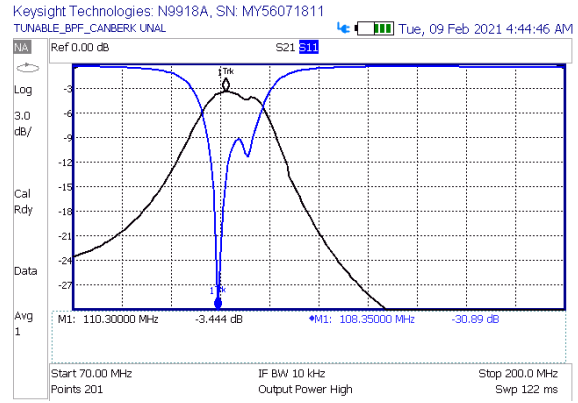
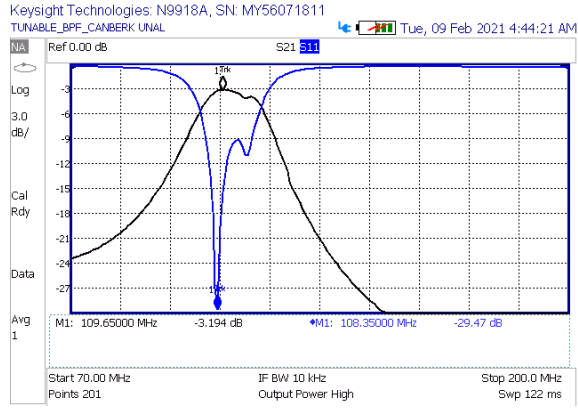
Frekans (MHz)	S21 (dB)	S11 (dB)
109	-3.1	-29.4
112.25	-5	-28.7
116	-5	-37
118	-6	-22
122	-7.5	-23

Aynı zamanda simülasyon sonuçları ve ölçüm sonuçlarının beraber bulunduğu grafik Şekil 37’de gösterilmiştir.

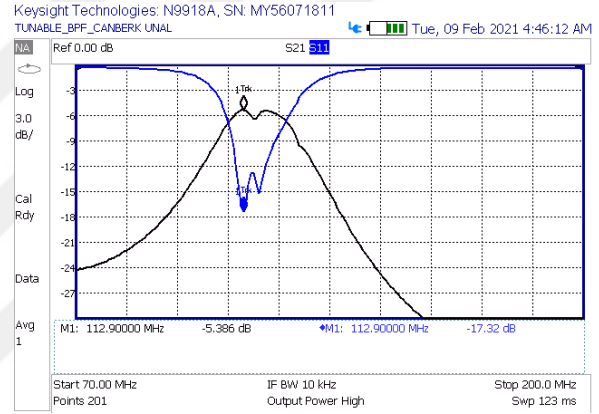
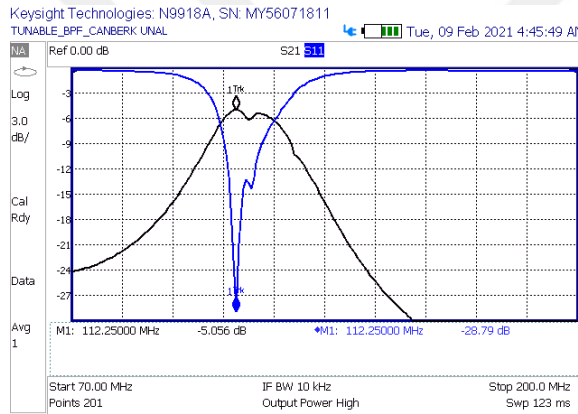


Şekil 37 - Simülasyon ve Gerçek Ölçüm s21 Sonuçları Karşılaştırması

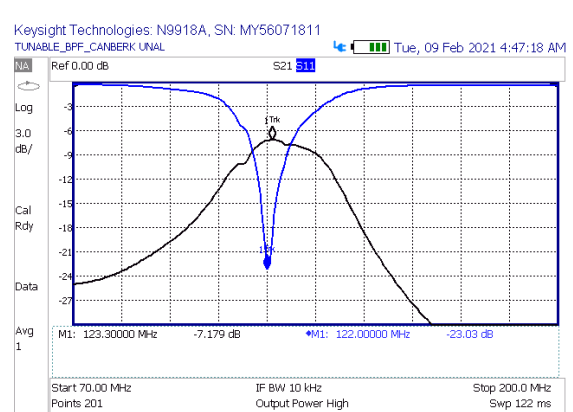
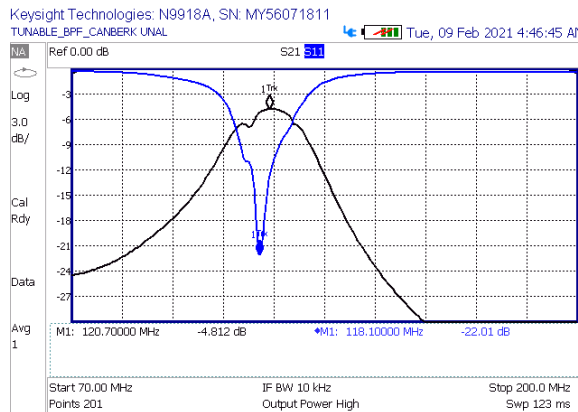
Burada siyah çizgi ile gösterilen 0.8 mm FR4 malzeme değerleriyle oluşturulmuş tasarımın s21 sonuçları, kırmızı çizgi ile gösterilen ise üretilen devre kartından alınan ölçüm sonuçlarını ifade etmektedir. Ek olarak Şekil 38 ve Şekil 41’de da süzgecin çalışma bandı içerisinde Network Analizörden alınan farklı frekanslardaki spektrum cevabı gösterilmektedir.



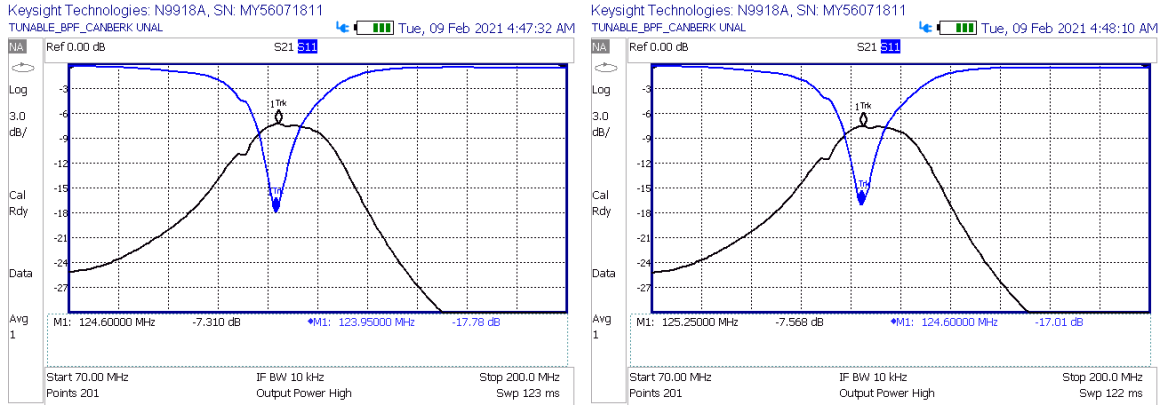
Şekil 38 - Merkez Frekans 109 ve 110 Mhz



Şekil 39 - Merkez Frekans 112 ve 113 Mhz



Şekil 40 - Merkez Frekans 120 ve 123 Mhz

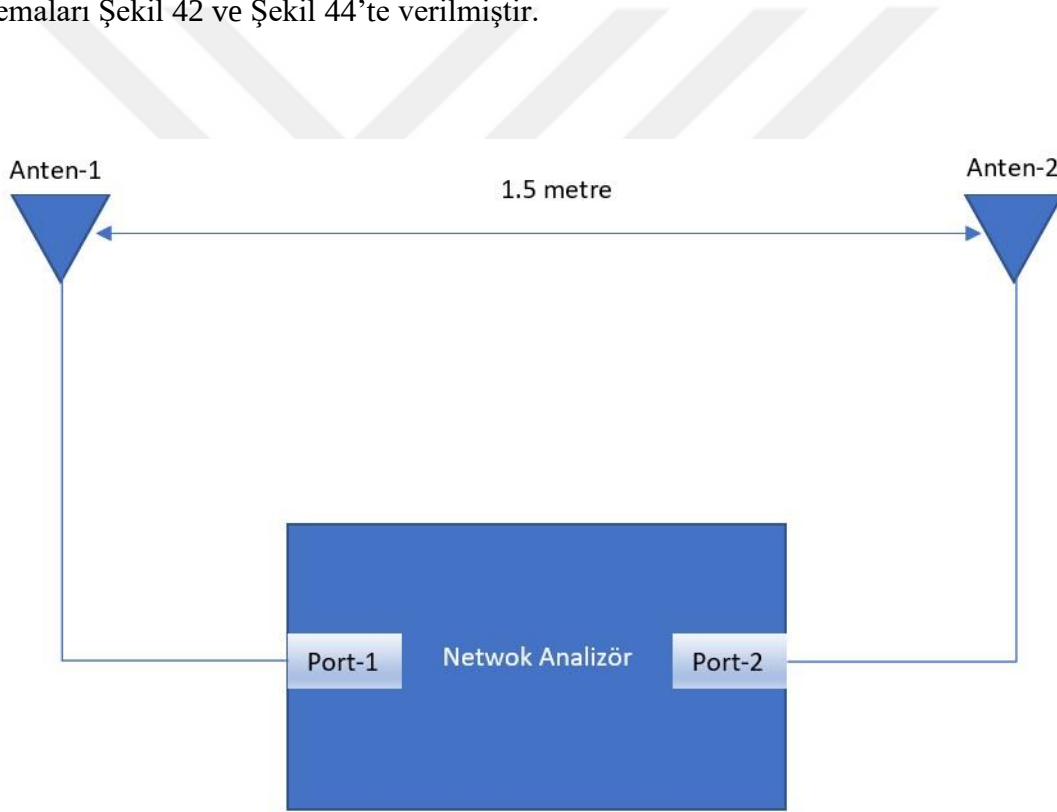


Şekil 41 - Merkez Frekans 124.5 ve 125 Mhz

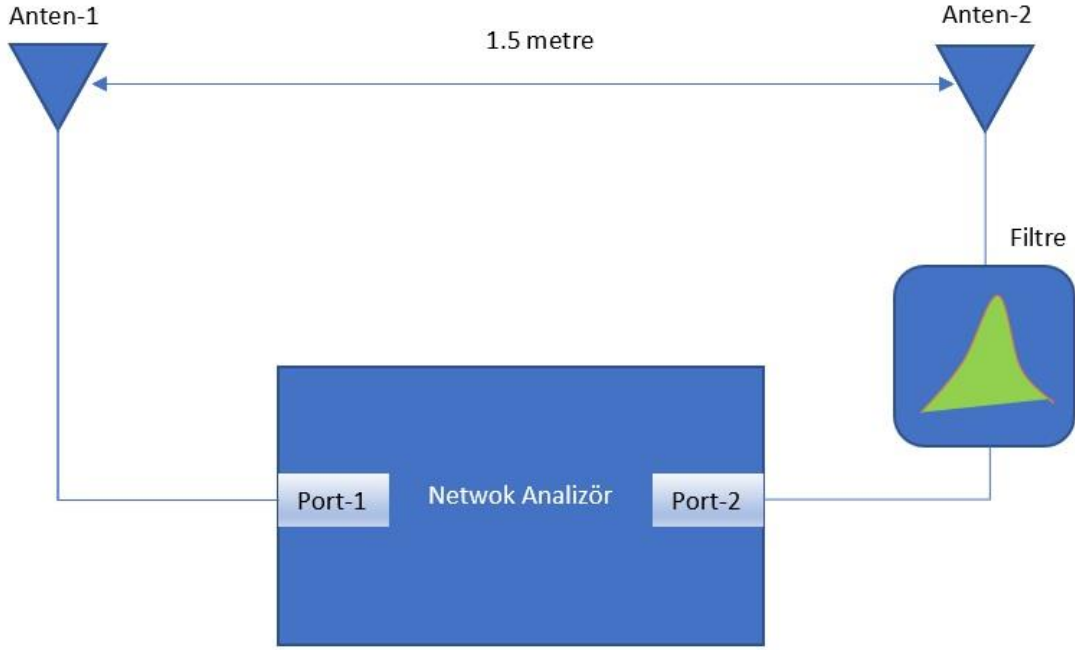
Filtrenin 3-4 dB oranlarındaki araya girme kaybı değeri rafta hazır ürünler ile karşılaştırıldığında benzer performans sergilemektedir. Ancak yapılan çalışmanın filtre karakteristikleri her ne kadar simülasyon çalışmalarındaki sonuçlara yakın olsa da bazı noktalardan performans kaybı görülmektedir. Bunlardan birisi filtrenin araya girme kaybı bant içerisindeki düşük frekanslarda daha düşük iken frekansla beraber artmaktadır. Tablo 5'te görüleceği gibi 109 MHz'de 3 dB olarak seyreden araya girme kaybı 122 MHz frekansında 7.5 dB ye kadar çıkmaktadır. 13 MHz frekans değişiminde araya girme kaybının bu kadar artması elbette ki normal değildir. Buna sebep olabilecek unsurlar arasında mikroşerit hat malzeme cinsi, komponent seçimleri, kartın EMI/EMC kurallarına tam riayet edilmeden hazırlanmış olması, çizilen RF hattın ayrı bir indüktif etki oluşturması gibi sebepler sıralanabilir. Ancak en önemli etken olarak uygun maliyetlerde çalışma yapabilmek amacıyla seçilen FR4 malzeme gösterilebilir. Çünkü spektrum cevaplarına bakıldığında s11 değerleri olması gerektiği gibi -20 dB'nin altında seyretmektedir. Bu durum filtre yansımanın oldukça düşük seviyelerde olduğunu göstermektedir. Ancak bununla beraber araya girme kaybının da yüksek olması RF dalganın ısı enerjisine dönüştüğünü göstermektedir. Mikrodalga enerjisinin dielektrik materyale girdiğinde açığa çıkan ısı enerjisi materyalin kayıp tanjant faktörü ile ilgili bir durumdur. Ekler kısmında ROGERS ve FR4 materyaller için verilen dissipation factor sabiti kayıp tanjant değerini göstermektedir. Bu değer Ek 2'de 2.5 GHz ölçümlerinde ROGERS için 0.0021 iken EK-3'te verilen FR4 materyali için 1 MHz ölçüm testinde 0.014 olarak verilmiştir. Bununla beraber kayıp tanjantın frekans arttıkça artan bir değer olması çalışılan frekans bandında ROGERS ve FR4 alt tabanlarının ciddi performans farkı oluşturabileceğini göstermektedir. Aynı zamanda

frekans arttıkça araya girme kaybının da artması sorunun kayıp tanjant ile ilgili olduğuna ayrı bir göstergedir.

Filtrenin yalın haldeki karakteristik gösterimlerine ek olarak, lab ortamında gerçekleştirilen anten izolasyon iyileştirme seviyelerine dair ölçümler yapılmıştır. Öncelikle 1.5 metre aralıklarla yerleştirilen VHF antenlerinin izolasyon seviyesi network analizör cihazı ile ölçülmüştür. Ölçümden önce Network analizör kalibrasyonu sırasında “through” aşamasında portlara antenler bağlanarak filtresiz haldeki durum referans olarak belirlenmiştir. Sonrasında filtre, port-2 tarafına bağlanarak farklı frekanslarda ölçümler alınmıştır. Alınan ölçümler aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir. Kurulan düzeneğin blok şemaları Şekil 42 ve Şekil 44’te verilmiştir.

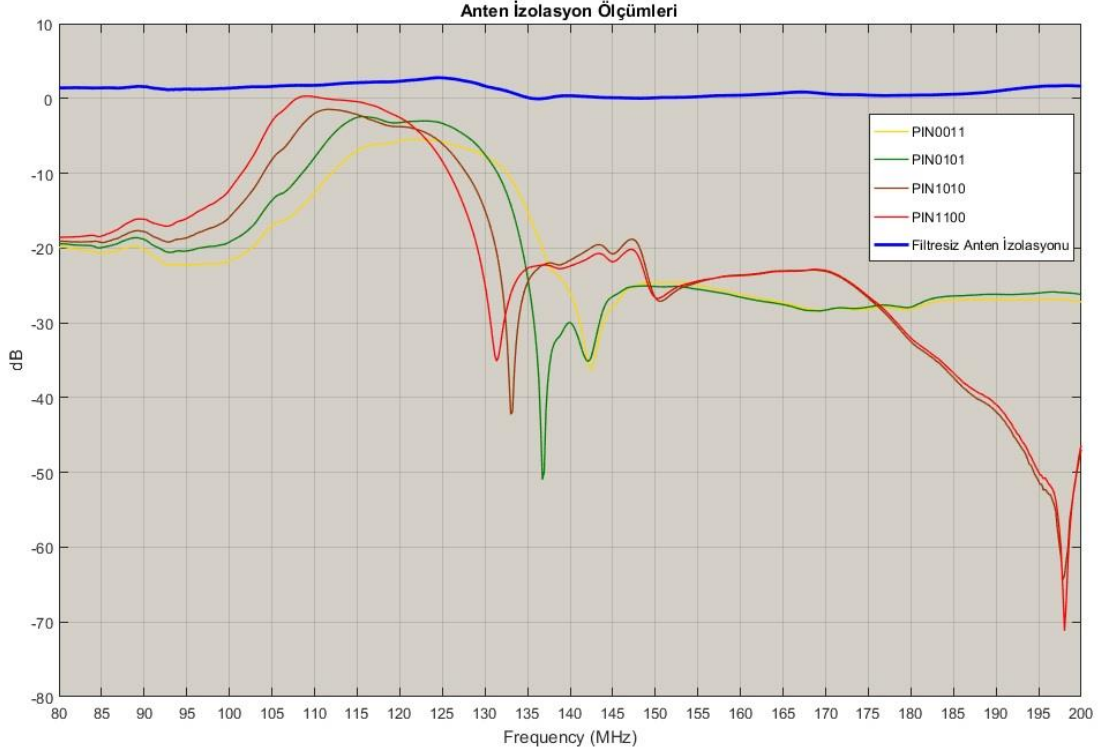


Şekil 42 – Antenden Antene Filtresiz s_{21} Ölçümü



Şekil 43 – Antenden Antene Filtreli s_{21} Ölçümü

Kurulan düzenden alınan ölçümler Matlab programı ile aynı grafik üzerinde çizdirilmiştir. Mavi renkli olan filtresiz şekilde antenden antene alınan ölçümü ifade eder. Diğer renkli olanlar ise farklı frekansa ayarlanan filtrenin alıcı antenden sonra devreye dahil olduğunda alınmış s_{21} değerlerini ifade etmektedir. İşaret tablosunda yer alan PIN0011, PIN0101, PIN1010 ve PIN1100 isimlendirmesi ise, devrede merkez frekansı kaydırmak için kullanılan 4 adet PIN diyottan hangisinin açık hangisinin kapalı olduğu duruma göre yapılmıştır. Burada “1” değeri PIN diyotun 5VDC ile beslendiği yani kısa devre olduğu durumun mantıksal göstergesiyken, “0” değeri DC besleme yokken, kapalı yani açık devre olduğu durumun mantıksal göstergesidir.



Şekil 44 - Anten İzolasyon Ölçümleri

Spektrum grafiğinden elde edilen verilere göre yan bant bastırması olarak hedeflenen 10-15 dB arasında bastırma oranının sağlanmış olduğu görülmektedir. Tablo 6’da da grafiğe göre bastırma oranları verilmiştir.

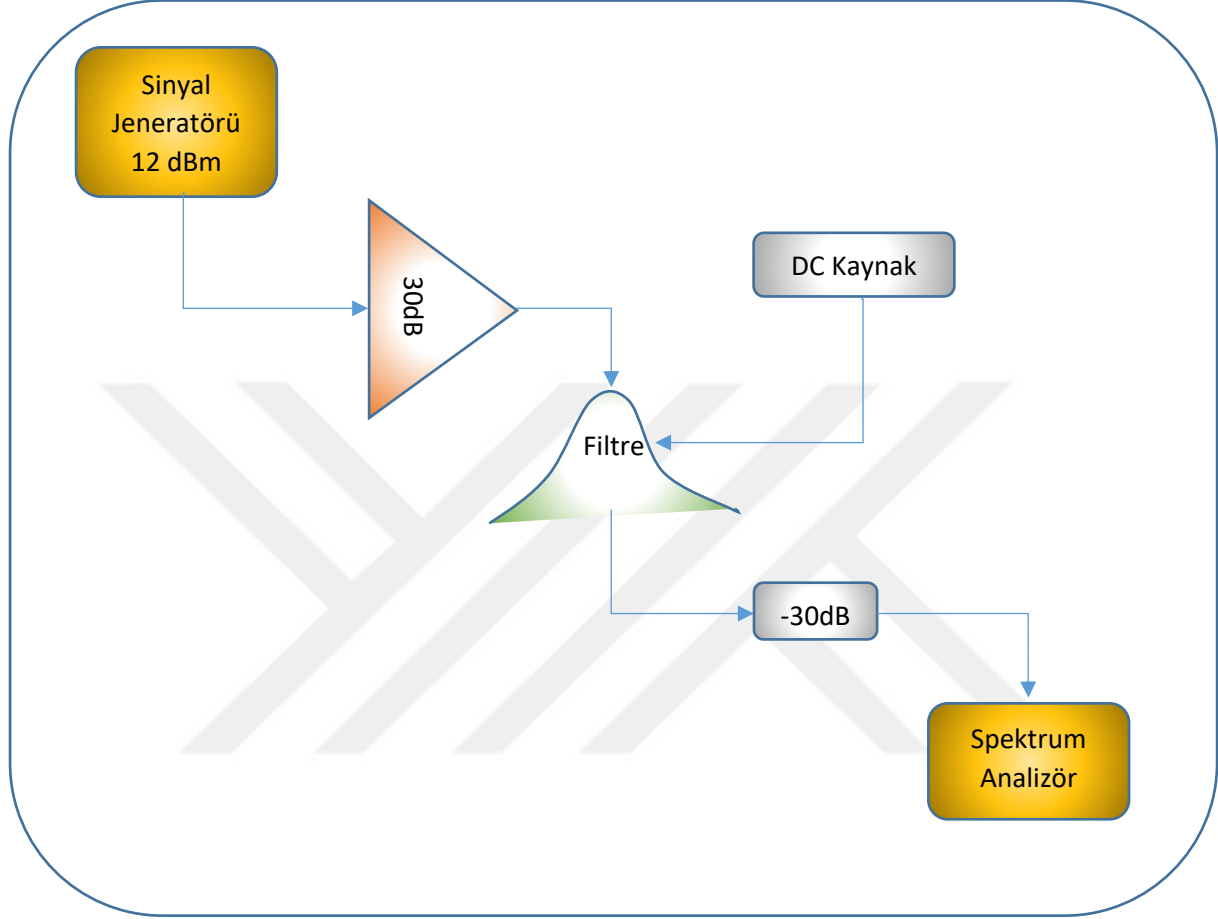
Tablo 6 - Filtre Anten İzolasyon Değer Tablosu

Frekans	%10 yan frekansındaki İzolasyon (dB)
108 MHz	17
112 MHz	15
115 MHz	13
120 MHz	11

3.3 Güç Dayanımı Ölçümü

Filtrenin istenen ayırt edici özelliklerinden bir tanesi de yüksek güç dayanımına sahip olma gereksinimidir. Bu sebeple güç dayanım karakteristiği kurulan test düzeneği ile

belirlenmeye çalışılmıştır. Düzenek, Sinyal Jeneratör, Güç Yükseltici ve Spektrum Analizör cihazlarını ihtiva etmektedir. Kurulan düzeneğin blok şeması Şekil 45'te gösterilmiştir.



Şekil 45 - RF Güç Ölçüm Şeması

Bu test düzeneğinde sinyal jeneratörü 120.7 MHz frekansında ve kademeli olarak artırılarak maksimum 12 dBm çıkış gücünde yayın yapacak şekilde ayarlanmıştır. Bu RF yayın VHF bandında çalışan 30 dB kazançlı bir güç yükselteciden geçirilerek 42 dBm (15W) gücüne çıkarılmıştır ve filtre üzerinden geçirilmiştir. Spektrum analizör girişini yüksek güçten korumak amacıyla 30 dB zayıflatılmıştır. Daha sonra spektrum analizöre giren yayına bakılarak filtre karakteristiği izlenmiştir. Nihai olarak 0 dB zayıflatma olduğu durumda filtrenin üzerinden geçen 42 dBm gücün filtre üzerinde herhangi bir olumsuz etkisi olmadığı gözlemlenmiştir. Kurulan test düzeneğinin fotoğrafı Şekil 46 'da gösterilmiştir.



Şekil 46 - RF Güç Ölçüm Test Düzeneği

4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Son yıllarda gelişen haberleşme teknolojisiyle birlikte saha operasyonlarında da farklı konseptler kurgulanmaya başlanmıştır. Bunun sonucu olarak da haberleşme sistemlerinde de ek istekler meydana gelmektedir. Sebep sonuç ilişkisi içinde gelişen bu süreçte teknoloji daha yüksek bir ivme gelişmektedir. Geliştirilen bu konseptlerden bir tanesi de giriş bölümünde problem tanımı yapılan röle haberleşme konseptidir. Genellikle küçük boyutlu hava araçları olan İHA'lara entegre edilen bu sistem, birden fazla antenin aynı anda gönderme-alma yapmasını gerektirmektedir. Bu durumun ise antenler arası girişim problemine yol açtığı detaylarıyla anlatılmıştır.

Sonuç olarak bu tez çalışmasında, hava platformlarında antenler arasında oluşan etkileşim problemine çözüm olması amacıyla 118- 136 MHz bandında çalışan PIN diyot ile ayarlanabilen bant geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Literatürde ayarlanabilir element olarak son zamanlarda genellikle varaktörler kullanılmaktadır. Ancak tasarımın yüksek güç gereksinimi ihtiyacından kaynaklı olarak filtre tasarımının PIN diyot ile yapılması tercih edilmiştir. Aynı zamanda çalışılan bant olan ATC bandında böyle bir çalışmaya rastlanmamıştır. Böylece yüksek güce dayanım, PIN diyot ile ayarlama ve çalışılan bant özellikleri yapılan tez çalışmasının farklı yönlerini yansıtmaktadır.

Çalışmada, filtrelerin temel teorileri, filtre tasarım yaklaşımlarına yer verildikten sonra bu temel teoriden ayarlanabilir yapıya geçişte kullanılan PIN diyot teorisi ve PIN diyotun filtreye entegrasyonu ile ayarlanabilir filtre yapıları kurgulanmıştır. Öncelikle ideal olarak hedeflenen bantta gerekli hesaplamalar ile tasarımlar geliştirilmiştir. Daha sonra farklı malzeme ve kalınlıktaki mikroşerit hatlara uygun RF hat kalınlıkları belirlenmiştir. Maliyet açısından uygun olan FR4 malzemesi ile daha yüksek maliyetlerde, tanjant kaybı, araya girme kaybı, hacim gibi avantajlara sahip olması dolayısıyla yüksek performansa sahip ROGERS 4003 malzemesi ile farklı tasarımlar geliştirilmiştir. Tasarımın çıktıları, avantaj ve dezavantajlarına ilgili bölümlerde yer verilmiştir.

Tasarım ve simülasyon çalışmaları Keysight firmasına ait ADS programı ile hazırlanıp yapılmıştır. Tasarlanan filtre devrelerinin şematik ve layout tasarımları Altium programı ile geliştirilerek üretilmiştir. Alttaş olarak dielektrik katsayısı 4.4 ve kalınlığı 0.8 mm olan FR4 malzeme seçilmiştir. Üretilen filtrenin S-Parametre ölçümleri ve bant içerisindeki kayma

performansı Network Analizör ile incelenmiştir. Ek olarak filtrenin güç dayanım karakteristiği RF Sinyal Jeneratör ve güç yükseltici kullanılarak 42 dBm güce kadar test edilmiştir. Ayrıca filtre gerçek ortamda telsize bağlanarak röle fonksiyonu icra edilmiştir. Anten etkileşiminin çalışılan bant arasında 10-15 dB yalıtım sağlayarak sağlıklı röle haberleşmesi yapılabildiği gözlemlenmiştir. Elde edilen yalıtım seviyesi ayrıca anten izolasyon ölçümleri yöntemiyle de gözlemlenerek doğrulanmıştır. Filtrenin araya girme kaybı FR4 malzemesi için kabul edilebilir durumdadır. Askeri standartlarda ve yüksek performansa sahip alttaş malzeme kullanılarak düşük araya girme kaybı ve yansımaya sahip süzgeç tasarımları geliştirilebilir.

Güncel askeri telsiz operasyonlarında 30-88 MHz, 118-174 MHz ve 225-512 MHz bandı aktif olarak kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında ATC bandında başarımlar sağlanmıştır. Bundan sonraki çalışmalarda ise zikredilen bandı kapsayacak farklı filtre ağırları ile bir sistem geliştirilebilir. Pazarda COTS olarak satılan yüksek güç dayanımına sahip filtreler çok büyük hacimlere ve yüksek maliyetlere sahiptir. Bu tasarımın geliştirilmesi ile bu yüksek maliyet giderleri bertaraf edilerek daha küçük hacimlerde ve ihtiyaca özel sistemler elde etmek mümkündür.

KAYNAKLAR

- [1] H. S. Lee ve H. M. Lee, "Isolation improvement between loop antennas with absorber cells," IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, s.1735-1738, 2011.
- [2] N. Gupta ve M. Ramesh, "Method of improving isolation between co-located receive and transmit antennas in Portable Radars," IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference, Kolkata, India, s.1-32018.
- [3] M. S. Ruiperez, D. Amor, J. Gonzalez ve J. I. Alonso, "Fast electronically tunable filter bank," IEEE Military Communications Conference, Atlantic City, NJ, USA, cilt 1, s.532-535, 2005.
- [4] W. Tang ve J. Hong, "Reconfigurable microstrip combline filter with tunable center frequency and bandwidth," Asia-Pacific Microwave Conference, Melbourne, VIC, Australia, , s.1162-1165, 2011.
- [5] Y. Guo "A 0.5–2 GHz high frequency selectivity RF front-end with series N-path filter," IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), s. 2217-2220, 2015
- [6] T. Soorapanth "A 0-dB IL 2140 30 MHz bandpass filter utilizing Q-enhanced spiral inductors in standard CMOS," IEEE J. Solid-State Circuits, cilt 37, no. 5, s. 579–586, 2002.
- [7] J. Kulyk "A monolithic CMOS 2368 30 MHz transformer based Q-enhanced series-C coupled resonator bandpass filter," IEEE J. SolidState Circuits, cilt 41, no. 2, s. 362–374, 2006.
- [8] L. Franks, "An alternative approach to the realizations of network functions: The N-path filters," Bell Syst. Tech. J., s. 1321–1350, 1960.
- [9] A. Ghaffari, "Tunable high-Q N-path band-pass filters: Modeling and verification," IEEE J. Solid-State Circuits, cilt 46, no. 5, s. 998– 1010, 2011.
- [10] M. Darvishi, "Design of active N-path filters," IEEE J. Solid-State Circuits, cilt. 48, no. 12, s. 2962–2976, 2013.
- [11] A. Mirzaei, "A 65 nm CMOS quad-band SAW-less receiver SoC for GSM/GPRS/EDGE," IEEE J. Solid-State Circuits, cilt. 46, no. 4, s. 950-964, 2011.

- [12] Yang Xu, "A Blocker-Tolerant RF FrontEnd with HarmonicRejecting N-Path Filtering," IEEE RFIC Symp., s. 39, 2014
- [13] A. R. Brown and G. M. Rebeiz, "A varactor-tuned RF filter," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, cilt 48, no. 7, s. 1157-1160, 2000.
- [14] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," 2nd edition.
- [15] Yarkın Yiğit, "Ayarlanabilir RF/Mikrodalga Filtre," 2016.
- [16] Ian Hunter, "Theory and Design of Microwave Filters," 2000.
- [17] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi and L. P. B. Katehi, "Tunable lumped components with applications to reconfigurable MEMS filters," 2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, cilt.1, s. 341-344, 2001.
- [18] Spence D., Aimi M. "Custom MEMS switch for MR surface coil decoupling," 2015.
- [19] Adam Maunder, M. Rao, F. Robb, J. M. Wild, "Comparison of MEMS switches and PIN diodes for switched dual tuned RF coils", 2018.
- [20] Microsemi-Watertown, "The PIN Diode Circuit Designers' Handbook."
- [21] E. Novakov, "High Sensitivity RF Transceiver for Long Range IoT Communications," IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO), s. 1-2, 2018
- [22] Richard J. Cameron, ChandraM. Kudsia, Raafat R. Mansour, "Microwave Filters for Communication Systems", 2nd edition.
- [23] David M. Pozar, "Microwave Engineering", 4th edition, 2011
- [24] Reşat Tüzün, "Alçak Geçiren Mikroşerit Filtre Tasarımı ve İnce Film Teknolojisi ile Üretimi", 2018.
- [25] Chris Bowick with J. Blyler and C. Ajluni, "RF Circuit Design", 2nd Edition.
- [26] IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms, Wiley- Interscience, NY, 1981

[27] O. Yurduseven, D. Smith and M. Elsdon, "A dual-polarized solar cell stacked microstrip patch antenna with a $\lambda/4$ DC/RF isolation circuit for 5.8 GHz band WiMAX networks," The 8th European Conference on Antennas and Propagation, s. 1382-1385, 2014.

[28]https://www.pcbgogo.com/blog/What_Is_The_Difference_Between_FR_4_Material_And_Rogers_Material_.html



EKLER

EK-1: PIN Diode BAP64-06 Veri Föyü



BAP64-06
Silicon PIN diode
Rev. 5.0 — 22 March 2019

Product data sheet

1 Product profile

1.1 General description

Two planar PIN diodes in common anode configuration in a SOT23 small SMD plastic package.

1.2 Features and benefits

- High voltage, current controlled
- RF resistor for RF attenuators and switches
- Low diode capacitance
- Low diode forward resistance
- Low series inductance
- For applications up to 3 GHz
- AEC-Q101 qualified

1.3 Applications

- RF attenuators and switches

2 Pinning information

Pin	Description	Simplified outline	Symbol
1	cathode 1	 top view	 AAB-017781
2	cathode 2		
3	common connection		



NXP Semiconductors

BAP64-06
Silicon PIN diode

3 Ordering information

Type number	Package	Description	Version
BAP64-06	-	plastic surface-mounted package; 3 leads	SOT23

4 Marking

Type number	Marking	Description
BAP64-06	6K*	* = 1 : made in Malaysia * = W : made in China

5 Limiting values

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Unit
V_R	reverse voltage		-	175	V
I_F	forward current		-	100	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{\text{ap}} = 90\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	250	mW
T_{stg}	storage temperature		-65	+150	$^{\circ}\text{C}$
T_J	junction temperature		-65	+150	$^{\circ}\text{C}$

6 Thermal characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Unit
$R_{\text{th(j-qp)}}$	thermal resistance from junction to solder point		220	K/W

7 Characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_F	forward voltage	$I_F = 50\text{ mA}$	-	0.95	1.1	V
I_R	reverse current	$V_R = 60\text{ V}$	-	-	10	μA
		$V_R = 20\text{ V}$	-	-	1	μA
C_d	diode capacitance	see Figure 1; $f = 1\text{ MHz}$; $V_R = 0\text{ V}$	-	0.52	-	pF

BAP64-06

Product data sheet

All information provided in this document is subject to legal disclaimers.

Rev. 5.0 — 22 March 2019

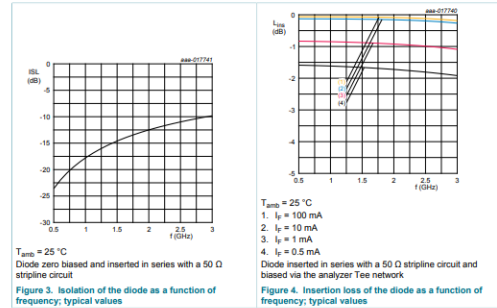
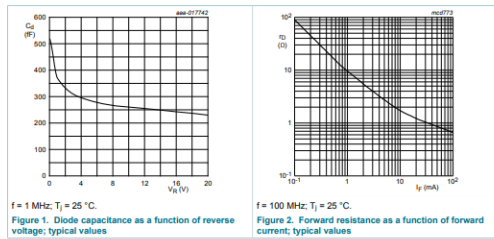
© NXP B.V. 2019. All rights reserved.

2 / 9

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
r_D	diode forward resistance	$V_R = 1\text{ V}$	-	0.37	-	pF
		$V_R = 20\text{ V}$	-	0.23	0.35	pF
		see Figure 2; $f = 100\text{ MHz}$;	[1]			
		$I_F = 0.5\text{ mA}$	-	20	40	Ω
		$I_F = 1\text{ mA}$	-	10	20	Ω
t_i	charge carrier life time	when switched from $I_F = 10\text{ mA}$ to $I_R = 6\text{ mA}$; $R_s = 100\text{ }\Omega$; measured at $I_R = 3\text{ mA}$	-	1.55	-	μs
			-	2.0	3.8	Ω
			-	0.7	1.35	Ω
L_S	series inductance		-	1.4	-	nH

[1] Guaranteed on AQL basis; inspection level S4, AQL 1.0.

7.1 Graphical data



8 Package outline

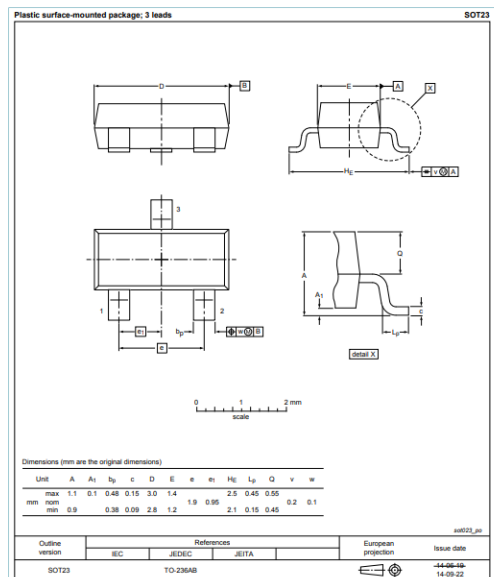


Figure 5. Package outline SOT23

9 Abbreviations

Acronym	Description
AQL	acceptable quality level
PIN	P-type, intrinsic, N-type
SMD	surface mounted device
S4	special inspection level 4

10 Revision history

Document ID	Release date	Data sheet status	Change notice	Supersedes
BAP64-06 v.5	20190311	Product data sheet	-	BAP64-06 v.4
Modifications:	• changed V_R condition of I_F from 175 V to 60 V			
BAP64-06 v.4	20150428	Product data sheet	-	BAP64-06 v.3.1
Modifications:	• The format of this data sheet has been redesigned to comply with the new identity guidelines of NXP Semiconductors. • Legal texts have been adapted to the new company name where appropriate. • AEC-Q101 qualified			
BAP64-06_v.3 (9397 750 06664)	20010217	Product specification	-	BAP64-06 v.2
BAP64-06 v.2 (9397 750 06911)	20000322	Product specification	-	BAP64-06_N v.1
BAP64-06_N v.1 (9397 750 08033)	19991217	Preliminary specification	-	-

EK-2: ROGERS Malzeme Veri Föyü

RO4000® Series

High Frequency Circuit Materials

Property	Typical Value		Direction	Units	Condition	Test Method
	RO4003C	RO4350B				
Dielectric Constant, ϵ_r , Process	3.38 ± 0.05	⁽¹⁾ 3.48 ± 0.05	Z	--	10 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5 Clamped Stripline
⁽²⁾ Dielectric Constant, ϵ_r , Design	3.55	3.66	Z	--	8 to 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor tan, δ	0.0027 0.0021	0.0037 0.0031	Z	--	10 GHz/23°C 2.5 GHz/23°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Thermal Coefficient of ϵ_r	+40	+50	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C	IPC-TM-650 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.7 X 10 ¹⁰	1.2 X 10 ¹⁰		MΩ•cm	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Surface Resistivity	4.2 X 10 ⁹	5.7 X 10 ⁹		MΩ	COND A	IPC-TM-650 2.5.17.1
Electrical Strength	31.2 (780)	31.2 (780)	Z	KV/mm (V/mil)	0.51mm (0.020")	IPC-TM-650 2.5.6.2
Tensile Modulus	19,650 (2,850) 19,450 (2,821)	16,767 (2,432) 14,153, (2,053)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Tensile Strength	139 (20.2) 100 (14.5)	203 (29.5) 130 (18.9)	X Y	MPa (ksi)	RT	ASTM D638
Flexural Strength	276 (40)	255 (37)		MPa (kpsi)		IPC-TM-650 2.4.4
Dimensional Stability	<0.3	<0.5	X,Y	mm/m (mils/inch)	after etch +E2/150°C	IPC-TM-650 2.4.39A
Coefficient of Thermal Expansion	11 14 46	10 12 32	X Y Z	ppm/°C	-55 to 288°C	IPC-TM-650 2.4.41
Tg	>280	>280		°C TMA	A	IPC-TM-650 2.4.24.3
Td	425	390		°C TGA		ASTM D3850
Thermal Conductivity	0.71	0.69		W/m/°K	80°C	ASTM C518
Moisture Absorption	0.06	0.06		%	48 hrs immersion 0.060" sample Temperature 50°C	ASTM D570
Density	1.79	1.86		gm/cm ³	23°C	ASTM D792
Copper Peel Strength	1.05 (5.0)	0.88 (5.0)		N/mm (pli)	after solder float 1 oz. EDC Foil	IPC-TM-650 2.4.8
Flammability	N/A	⁽³⁾ V-0				UL 94
Lead-Free Process Compatible	Yes	Yes				

NOTES:

- (1) RO4350B 4 mil laminates have a process Dk of 3.33 ± 0.05 and are in conformance with IPC-4103A/240. All other RO4350B laminate thicknesses are /11 and /240 compliant.
- (2) The design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required, please contact Rogers Corporation or refer to Rogers' technical papers in the Rogers Technology Support Hub available at <http://www.rogerscorp.com>.
- (3) RO4350B LoPro® laminates do not share the same UL designation as standard RO4350B laminates. A separate UL qualification may be necessary.

Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

RO4000 LoPro laminate uses a modified version of the RO4000 resin system to bond reverse treated foil. Values shown above are RO4000 laminates without the addition of the LoPro resin. For double-sided boards, the LoPro foil results in a thickness increase of approximately 0.0007" (18µm) and the Dk is approximately 2.4. The Dk decreases by about 0.1 as the core thickness decreases from 0.020" to 0.004.

Prolonged exposure in an oxidative environment may cause changes to the dielectric properties of hydrocarbon based materials. The rate of change increases at higher temperatures and is highly dependent on the circuit design. Although Rogers' high frequency materials have been used successfully in innumerable applications and reports of oxidation resulting in performance problems are extremely rare, Rogers recommends that the customer evaluate each material and design combination to determine fitness for use over the entire life of the end product.

EK-3: FR4 Malzeme Veri Föyü



FR4 Data Sheet :-

Test/Specification	FR4 Laminate Typical Values
Thermal Stress, Solder bath 288 deg. C	>60
Dimensional Stability, E-2/150	<0.04% Warp/fill <1.00% Bow/Twist
Flammability, Classification UL94	V0
Water Absorption E-1/105	0.10%
Peel Strength After Thermal Stress	11 lb./in After 10s/288 Deg. C
Flexural Strength	100,000 lbf/in ² Lengthwise 75,000 lbf/in ² Crosswise
Resistivity After Damp Heat Volume	10 ⁸ M ohms cm
Resistivity After Damp Heat Surface	10 ⁸ M ohms
Dielectric Breakdown. Parallel to laminate	>60KV
Dielectric Constant @ 1MHz	4.7
Dissipation Factor @ 1MHz	0.014
Q-Resonance @ 1 MHz	>75
Q-Resonance @ 50 MHz	>95
Arc Resistance	125 s
Glass Transition Temperature	135 Deg. C
Temperature Index	130 Deg. C
A Few Other Relevant Facts from other Sources	
Specific Gravity	1.8-1.9
Rockwell Hardness (M scale)	110
Coefficient of Thermal Expansion	11 microns/m/Deg.C Lengthwise 15 microns/m/Deg.C Crosswise
Thermal Conductivity	2.2-2.5 cal/h. cm Deg C