

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK/ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK/ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ TEZLİ YÜKSEK
LİSANS PROGRAMI**

**YARIK BAĞLAŞIMLI TABAN MALZEMEYE BÜTÜNLEŞİK DALGA
KILAVUZU FİLTRELİ META MALZEME FİLTRE-ANTEN**

HAZIRLAYAN

HÜSEYİN TOKAR

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ANKARA – 2024

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK/ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK/ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ TEZLİ YÜKSEK
LİSANS PROGRAMI**

**YARIK BAĞLAŞIMLI TABAN MALZEMEYE BÜTÜNLEŞİK DALGA
KILAVUZU FİLTRELİ META MALZEME FİLTRE-ANTEN**

HAZIRLAYAN

HÜSEYİN TOKAR

YÜKSEK LİSANS TEZİ

TEZ DANIŞMANI

DR. ÖĞR. ÜYESİ HAYRULLAH YILDIZ

İKİNCİ TEZ DANIŞMANI

DR. ÖĞR. ÜYESİ ALPARSLAN ÇAĞRI YAPICI

ANKARA – 2024

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı çerçevesinde Hüseyin TOKAR tarafından hazırlanan bu çalışma, aşağıdaki jüri tarafından Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Savunma Tarihi: 09 / 01 / 2024

Tez Adı: Yarık Bağlısımlı Taban Malzemeye Bütünleşik Dalga Kılavuzu Filtreli Meta Malzeme Filtre-Anten

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

İmza

Dr. Öğr. Üyesi Hayrullah YILDIZ, Başkent Üniversitesi

.....

Prof. Dr. Sedat NAZLIBİLEK, Başkent Üniversitesi

.....

Dr. Öğr. Üyesi Çağlar ARPALI, Çankaya Üniversitesi

.....

ONAY

Prof. Dr. Ömer Faruk ELALDI

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Tarih : ... / ... /

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: 24 / 01 / 2024

Öğrencinin Adı, Soyadı: Hüseyin TOKAR

Öğrencinin Numarası: 22220306

Anabilim Dalı: Elektrik/Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Programı: Elektrik/Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı

Danışmanın Unvanı/Adı, Soyadı: Dr. Öğr. Üyesi Hayrullah YILDIZ

Tez Başlığı: Yarık Bağlısımlı Taban Malzemeye Bütünleşik Dalga Kılavuzu Filtreli Meta Malzeme Filtre-Anten

Yukarıda başlığı belirtilen Yüksek Lisans tez çalışmamın; Giriş, Ana Bölümler ve Sonuç Bölümünden oluşan, toplam 85 sayfalık kısmına ilişkin, 24/01/2024 tarihinde tez danışmanım tarafından "Turnitin" adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı %4'tür. Uygulanan filtrelemeler:

1. Kaynakça hariç
2. Alıntılar hariç
3. Beş (5) kelimedenden 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: ... / ... / 20...

Öğrenci Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Hayrullah YILDIZ

Bu tezi sevgili annem Filiz TOKAR'a ithaf ediyorum.

Hüseyin TOKAR

Ankara – 2024

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans öğrenimim boyunca vermiş olduğu kıymetli dersler ve tez sürecimdeki planlı yaklaşımı için değerli öğretmenim Dr. Hayrullah YILDIZ'a teşekkür ederim.

Mesleğimi seçmeme vesile olan; lisans, yüksek lisans ve mesleki yaşantım boyunca bana danışmanlık eden değerli öğretmenim Dr. Alparslan Çağrı YAPICI'ya teşekkür ederim.

Yüksek lisans eğitimim süresince beni destekleyen, üretim ve test aşamalarında her türlü desteği gösteren iş yerim Savunma Teknolojileri Mühendislik ve Ticaret A.Ő. 'ye, iş arkadaşlarıma ve değerli yöneticim İlter KARADEDE 'ye teşekkür ederim.

Benden manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen ailem ve arkadaşlarıma sonsuz teşekkür ederim.

ÖZET

Hüseyin TOKAR

**YARIK BAĞLAŞIMLI TABAN MALZEMEYE BÜTÜNLEŞİK DALGA KILAVUZU
FİLTRELİ META MALZEME FİLTRE-ANTEN**

Başkent Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik/Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2024

Günümüzde geçiş kayıplarını önlemek ve hacimden tasarruf sağlamak amacıyla birden çok Radyo Frekans bileşeninin, tek bir cihaz üzerinde birleştirilmesi popüler bir konu haline gelmiştir. Filtre-antenler bu çalışmaların sonucu karşımıza çıkan, filtre ve anten yapılarının tek bir cihaz üzerinde birleştirilmiş halidir. Bu tez çalışmasında art arda ekleme yöntemi kullanılarak 5 GHz merkez frekansına ve 636 MHz bant genişliğine sahip filtre-anten tasarımı yapılmıştır. Filtre tarafında ikinci dereceden Taban Malzemeye Bütünleşik Dalga Kılavuzu (TMBDK) filtre tercih edilmiş ve rezonatörler üzerinden geçecek şekilde yarıklar açılarak filtreleme özellikleri iyileştirilmiştir. Anten tarafında ise Mantar-Benzeri Meta malzeme yapısı kullanılarak geniş bantlı, yüksek kazançlı ve doğrusal polarizasyona sahip yönlü anten tasarımı yapılmıştır. Ardından bu iki yapı birleştirilerek filtre-anten tasarımı tamamlanmıştır.

ANAHTAR KELİMELER: Anten, Bağlaşım Katsayısı, Bağlaşım Matrisi, Filtre-anten, Filtre, Rezonatör, Meta Malzeme Anten, TMBDK Filtre

ABSTRACT

Hüseyin TOKAR

SLOT COUPLED SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE FILTER

INTEGRATED METAMATERIAL FILTENNA

Başkent University Institute Of Science

Department Of Electrical And Electronics Engineering

2024

The integration of multiple RF structures on a single module has gained significant attention as a means to minimize transmission losses and conserve space. Filtennas have emerged as an optimum solution combining filter and antenna structures within a unified module. In this thesis, a filtenna design was developed utilizing the cascading method with a center frequency of 5 GHz and a bandwidth of 636 MHz. On the filter side, a second-order Substrate Integrated Waveguide (SIW) filter design was made. The design was further improved by incorporating slots that passed over the resonators. On the antenna side, a directional antenna design was implemented with broadband characteristics, high gain and linear polarization which was achieved using the Mushroom-Like Metamaterial structures. Finally, these two components were integrated to complete the filtenna design.

KEY WORDS: Antenna, Coupling Coefficient, Coupling Matrix, Filtenna, Filter, Resonator, Metamaterial Antenna, SIW Filter

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
ÖZET.....	ii
ABSTRACT.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
TABLolar LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Filtre Antenler.....	1
1.2. Önceki Çalışmalar.....	4
1.3. Tez Önizlemesi.....	8
1.4. Tezin Katkıları.....	9
2. ANTEN TASARIMI.....	11
2.1. Meta Malzemeler ve Kullanım Alanları.....	11
2.2. Mantar Benzeri Meta Malzeme Yapısı.....	13
2.3. Mantar-Benzeri Meta Malzeme Tasarımı.....	15
2.3.1. Meta malzemenin frekans özelliklerinin hesaplanması.....	15
2.3.2. Meta malzemenin saçılma diyagramının çıkarılması.....	16
2.4. Mantar-Benzeri Meta Malzeme Dizisi ile Anten Tasarımı.....	19
2.4.1. Ayrık giriş kapısı ile anten giriş empedansı uyumlaması.....	21
2.4.2. Mikroşerit besleme hattı tasarımı.....	24
2.5. Anten CST Studio Suite Benzetim Programı Sonuçları.....	28
2.6. Anten Tasarımının Üretimi ve Ölçüm Sonuçları.....	31
2.6.1. Anten üretimi.....	31
2.6.2. Anten ölçüm sonuçları.....	31
2.6.3. Anten ölçüm ve benzetim programı sonuçlarının karşılaştırılması.....	33
3. FİLTRE TASARIMI.....	35
3.1. Bağlaşık Rezonatörlü Filtreler.....	35
3.2. Taban Malzemeye Bütünleşik Dalga Kılavuzu (TMBDK) Filtreler.....	36
3.3. Filtrenin Benzetim Programı Üzerinde Modellenmesi.....	37
3.3.1. TMBDK rezonatör tasarımı.....	38

3.3.2.	Dış kalite faktörünün hesaplanması.....	40
3.3.3.	Bağlaşım matrisinin oluşturulması	42
3.3.4.	Bağlaşım katsayılarının elde edilmesi.....	44
3.3.5.	Filtrenin modellenmesi	51
3.4.	Filtre CST Studio Suite Benzetim Programı Sonuçları	52
3.5.	Filtre Tasarımının Üretimi ve Ölçüm Sonuçları	54
3.5.1.	Filtre üretimi	54
3.5.2.	Filtre ölçüm sonuçları.....	54
3.5.3.	Filtre ölçüm ve benzetim programı sonuçlarının karşılaştırılması.....	56
4.	FİLTRE-ANTEN TASARIMI	59
4.1.	Anten ve Filtre Tasarımlarının Birleştirilmesi	59
4.2.	Filtre-Anten CST Studio Suite Benzetim Programı Sonuçları	60
4.3.	Filtre-anten Tasarımının Üretimi ve Ölçüm Sonuçları.....	63
4.3.1.	Filtre-anten üretimi	63
4.3.2.	Filtre-anten ölçüm sonuçları.....	64
4.3.3.	Filtre-anten ölçüm ve benzetim programı sonuçlarının karşılaştırılması.....	68
5.	SONUÇ	74
	KAYNAKLAR.....	76

TABLolar LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 1.1 Daha Önce Yapılmış Çalışmalar	8
Tablo 2.1 Meta malzeme boyutları ve Frekans Özellikleri	16
Tablo 2.2 Denklem Parametreleri	20
Tablo 2.3 Filtre Tasarımında Kullanılabilecek Taban Malzemeleri	25
Tablo 2.4 Anten Benzetim Programı Sonuçları	30
Tablo 2.5 Anten Ölçüm Sonuçları	34
Tablo 3.1 Genel Bağlaşım Matrisi	36
Tablo 3.2 Rezonatör Uzunlukları ve Frekans Özellikleri	39
Tablo 3.3 CST Filter Design Programında Sentezlenmiş M matrisi	43
Tablo 3.4 CST Filter Design Programında Sentezlenmiş K matrisi	45
Tablo 3.5 Yarık Bağlaşım Olmayan ve Yarık Bağlaşım Filtrelerin Benzetim Programı Sonuçlarının Karşılaştırması	53
Tablo 3.6 Filtre Ölçüm Sonuçları	58
Tablo 4.1 Filtre-anten Benzetim Programı Sonuçları	63
Tablo 4.2 Filtre-anten Ölçüm Sonuçları	73
Tablo 5.1 Filtre-antenin Daha Önce Yapılmış Çalışmalar ile Karşılaştırılması	75

ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 RF Kablo ve Geçişler	1
Şekil 1.2 (a) Art Arda Bağlanmış Filtre-Anten [2] (b) Bant Durduran Filtre Eklemeli Filtre-Anten Örneği [3]	2
Şekil 1.3 (a) Frekans Seçici Yüzey Eklemeli Filtre-Anten [4] (b) Dielektrik Rezonatörlü Filtre-Anten [5].....	3
Şekil 1.4 TMBDK Rezonatörlü Dikdörtgen Yama Filtre-Anten [6].....	4
Şekil 1.5 Ku-Bantta Çalışan Eş Yönlü Filtre-anten [7]	5
Şekil 1.6 Saç Tokası Rezonatörlü Elmas Anten [8]	6
Şekil 1.7 Ka-bant Vivaldi Filtre-Anten [9].....	7
Şekil 2.1 Malzemelerin Elektromanyetik Özelliklerine Göre Sınıflandırılması	12
Şekil 2.2 Mantara Benzeyen Meta Malzemenin (a) Yukarıdan Görünüşü (b) Yandan Görünüşü	14
Şekil 2.3 CST Studio Ortamında (a) Tasarlanan Model (b) Tanımlanan Sınır Koşulları	17
Şekil 2.4 Meta malzemenin (a) Uzunlukları (b) Brillouin Zone Noktaları	18
Şekil 2.5 Mantar-Benzeri Meta Malzeme Yapısının Saçılma Diyagramı	19
Şekil 2.6 Saçılma Grafiği Üzerinde TM_{10} ve Anti-faz TM_{20} ait Mod Frekansları.....	21
Şekil 2.7 CST Studio Üzerinde Tasarlanmış Antenin (a) Yukarıdan görüntüsü (b) Arkadan görüntüsü (c) Besleme açıklığı.....	22
Şekil 2.8 Ayrık Giriş Kapısı ile Beslenmiş Antenin Benzetim Programı S11 Sonucu	23
Şekil 2.9 (a) TM_{10} teorik elektrik alan çizgileri (b) TM_{10} benzetim programı elektrik alan sonucu (c) Anti-faz TM_{20} teorik elektrik alan çizgileri (d) Anti-faz TM_{20} benzetim programı elektrik alan sonucu	24
Şekil 2.10 Dielektrik Katsayısına Karşı Filtre Uzunluğu Grafiği	26
Şekil 2.11 Tasarımı tamamlanmış Anten Görseli (a) Anten ön yüzeyi (b) Anten arka yüzeyi (c) Anten besleme açıklığı (d) Anten yan kesit görüntüsü	28
Şekil 2.12 Mantar-Benzeri Meta Malzeme Anten Benzetim Programı S11 Sonucu	28

Şekil 2.13	Mantar-Benzeri Meta Malzeme Antenin Benzetim Programı (a) Yanca Açısı Işıma Örüntüleri (b) Yükseliş Açısı Işıma Örüntüleri.....	29
Şekil 2.14	Geniş Bantlı Anten Benzetim Programı Gerçekleşmiş Kazanç Sonucu	30
Şekil 2.15	Üretilmiş Anten (a) Ön yüzey görseli (b) Arka yüzey görseli	31
Şekil 2.16	Anten Ölçüm Cihazları (a) Vektör Network Analizör (b) Kalibrasyon Cihazı	32
Şekil 2.17	Anten S-Parametresi Ölçüm Sonucu	32
Şekil 2.18	Ölçülmüş Anten S11 ve Benzetim Programı Anten S11 Sonuçları	33
Şekil 3.1	Rezonatörler Arası Bağlaşım Katsayıları	35
Şekil 3.2	TMBDK Filtre Görseli	36
Şekil 3.3	Yarık Bağlaşımli TMBDK Filtre	37
Şekil 3.4	TMBDK Rezonatör (a) Köşe uzunlukları (b) İletken delik çapı ve aralıkları.....	38
Şekil 3.5	CST Studio Suite Üzerinde TMBDK Rezonans Frekansı Hesaplanması (a) Arayüz ayarları (b) Benzetim programı sonucu.....	39
Şekil 3.6	Besleme Hattı Modellenmiş Rezonatör Boyutları.....	40
Şekil 3.7	(a) F_L değişkeni, (b) G_L değişkeni ve (c) G_w değişkenine karşı $D_{1\phi}$ -Q değerleri ..	41
Şekil 3.8	Grup Gecikmesi Tepkisi	42
Şekil 3.9	Yarık Bağlaşımli İkinci Dereceden TMBDK Filtre Diyagramı	43
Şekil 3.10	M Bağlaşım Matrisine Ait Benzetim Programı Filtre Tepkisi	44
Şekil 3.11	Tek-Çift Mod Analiz için CST Studio Suite Üzerinde Sınır Tanımlamaları (a) Mükemmel Elektrik İletken sınır koşulu (b) Mükemmel Manyetik İletken sınır koşulu	46
Şekil 3.12	Yarık Bağlaşımli TMBDK Rezonatör Parametreleri	47
Şekil 3.13	Rezonatörün (a) Tek Mod (f_{odd}) frekansı (b) Çift Mod (f_{even1} ve f_{even2}) frekansları	48
Şekil 3.14	(a) L uzunluğu, (b) W uzunluğu , (c) S uzunluğu ve (d) G_{12} uzunluğuna karşı $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ Katsayıları	50
Şekil 3.15	$k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ Değerlerine Göre Uyarlanmış (a) Tek ve (b) Çift Mod Frekansları	50
Şekil 3.16	Modellemesi Tamamlanmış Filtre Görseli.....	51

Şekil 3.17	(a) Yarık Bağlı ve (b) Yarık Bağlı Olmayan İkinci Dereceden TMBDK Filtre Benzetim Programı Sonuçlarının Karşılaştırması	53
Şekil 3.18	Üretimi Tamamlanmış Filtre (a) Ön yüzey (b) Arka yüzey Görselleri.....	54
Şekil 3.19	Filtre Ölçüm Cihazları (a) Vektör Network Analizör (b) Kalibrasyon Cihazı.....	55
Şekil 3.20	Filtre S-Parametreleri Ölçüm Sonuçları	55
Şekil 3.21	Ölçülmüş Filtre S11 ve Benzetim Programı Filtre S11 Sonuçları	56
Şekil 3.22	Ölçülmüş Filtre S21 ve Benzetim Programı Filtre S21 Sonuçları	57
Şekil 3.23	Bant İçi Araya Girme Kaybı Ölçüm Sonucu.....	57
Şekil 4.1	(a) Filtre, (b) Anten ve (c) Filtre-Anten Görselleri	59
Şekil 4.2	Filtre-anten Yan kesit Görüntüsü	60
Şekil 4.3	Filtre-anten S11 Benzetim Sonuçları	61
Şekil 4.4	Filtre-anten Benzetim Programı (a) Yanca açısı ışına örüntüleri (b) Yükseliş açısı ışına örüntüleri.....	62
Şekil 4.5	Anten ve Filtre-anten Benzetim Programı Gerçekleşmiş Kazanç Sonuçları	62
Şekil 4.6	Üretilmiş Filtre-anten (a) Ön yüzey (b) Arka yüzey Görselleri	64
Şekil 4.7	Filtre-anten Ölçüm Cihazları (a) Vektör Network Analizör (b) Kalibrasyon Cihazı	65
Şekil 4.8	Filtre-anten S-Parametresi Ölçüm Sonucu	65
Şekil 4.9	Yankısız Oda Görselleri (a) Filtre-anten (b) WR-187 Prob	66
Şekil 4.10	Ölçülmüş Filtre-Antenin (a) Yanca açıları ve (b) Yükseliş Açıları Kazanç Değerleri.....	67
Şekil 4.11	Ölçülmüş Filtre-antenin Geniş Bant Asal Eksen Yönü Kazanç Sonucu.....	68
Şekil 4.12	Ölçülmüş Filtre-anten ve Benzetim Programı Filtre-anten S ₁₁ Sonuçları.....	69
Şekil 4.13	Ölçülmüş ve Benzetim Programı Filtre-anten 4.8 GHz (a) Yanca açıları (b) Yükseliş Açıları Kazanç Sonuçları.....	70
Şekil 4.14	Ölçülmüş ve Benzetim Programı Filtre-anten 5.0 GHz (a) Yanca açıları (b) Yükseliş Açıları Kazanç Sonuçları.....	71
Şekil 4.15	Ölçülmüş ve Benzetim Programı Filtre-anten 5.2 GHz (a) Yanca açıları (b) Yükseliş Açıları Kazanç Sonuçları.....	72

Şekil 4.16 Ölçülmüş ve Benzetim Programı Filtre-anten Geniş Bant Anten Asal Eksen Yönü Kazanç Sonuçları.....	72
---	----

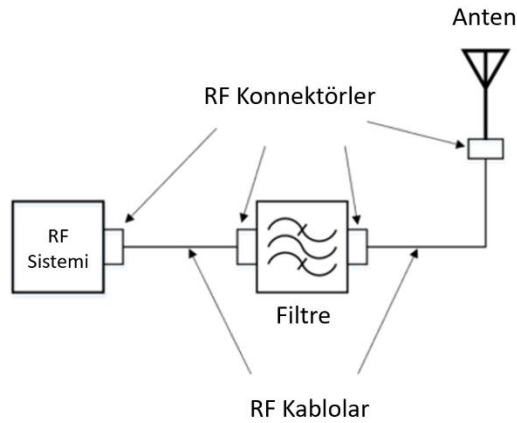
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

dB	Desibel
dBi	İzotropik Antene Göre Göreceli Desibel
DGY	Düşük Gürültülü Yükselteç
DNG	Çift-Negatif Malzemeler
DPS	Çift-Pozitif Malzemeler
EBG	Elektromanyetik Bant Açıklığı
ENG	Epsilon-Negatif Malzemeler
FSY	Frekans Seçici Yüzey
GHz	Gigahertz
mm	Milimetre
GY	Güç Yükselteci
K	Fiziksel Bağlaşım Matrisi
LH	Sol El
M	Bağlaşım Matrisi
MHz	Megahertz
MNG	Mu-Negatif Malzemeler
OBG	Oransal Bant Genişliği
PEC	Mükemmel Elektrik İletken Malzeme
PMC	Mükemmel Manyetik İletken Malzeme
Q	Kalite Faktörü
RF	Radyo Frekans
RH	Sağ El
TE	Enine Elektrik
TM	Enine Manyetik
TMBDK	Taban Malzemeye Bütünleşik Dalga Kılavuzu

1. GİRİŞ

1.1. Filtre Antenler

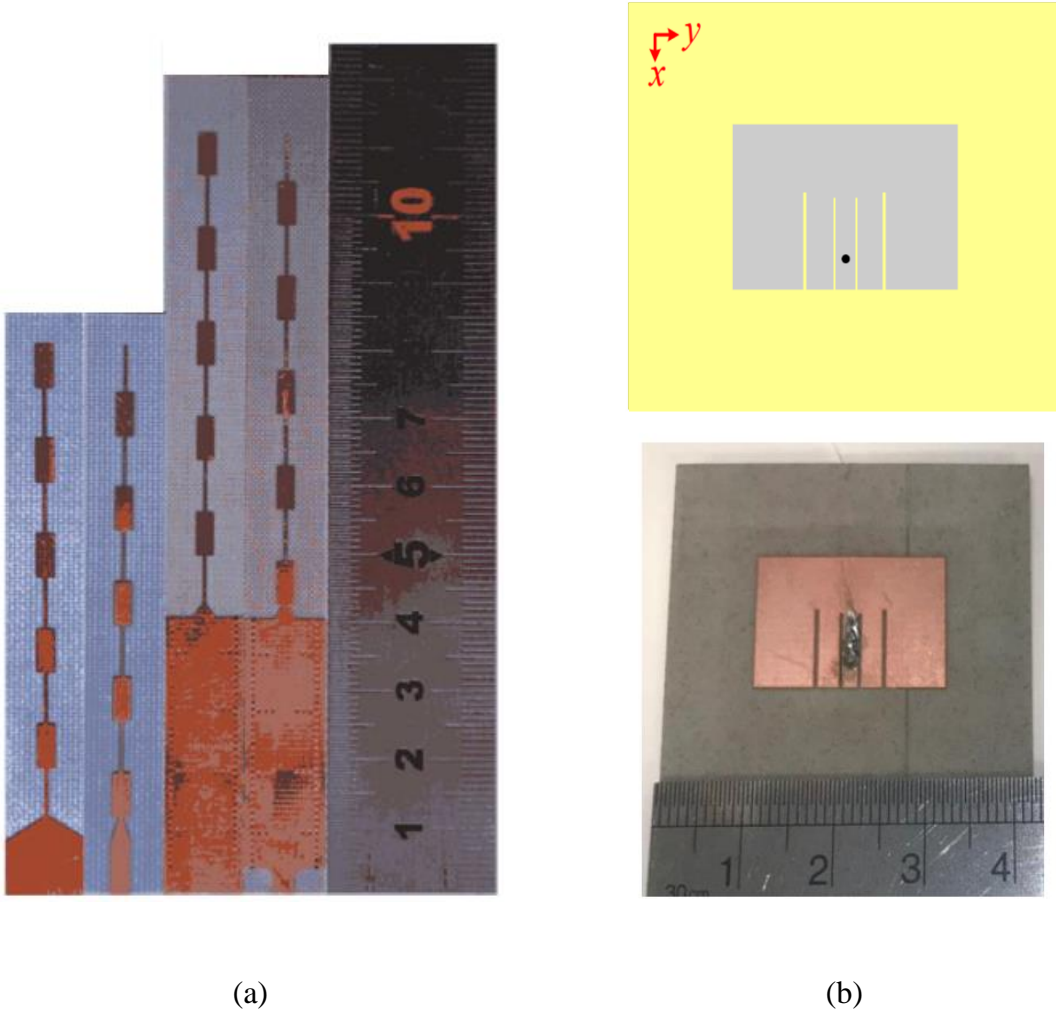
Antenler ve filtreler, Radyofrekans (RF) sistemlerinde kritik öneme sahip cihazlardır. Antenler RF işaretlerin ortama yayılabilmesi için ışıma görevini üstlenirken, filtreler ise RF tayfını kirletmemek veya kirli spektrumdan etkilenmemek amacıyla kullanılmaktadır. Bu iki cihaz birbirlerine koaksiyel kablolar ve RF konektörler yardımıyla bağlanmaktadır (Şekil 1.1). Koaksiyel kablolar uzunluklarıyla doğru orantılı olarak yol kayıplarına sebep olurken, sisteme eklenen her bir konektör de RF sinyallerini zayıflatmaktadır. Tek başına kablo kayıpları ve konektör kayıpları RF sistemlerini etkilemiyor gibi gözükse de sistem üzerindeki diğer kayıplarla birleşince önemli seviyelere ulaşabilmektedir. Günümüzde geçiş kayıplarını önlemek ve hacimden tasarruf sağlamak amacıyla birden çok yapının, tek bir cihaz üzerinde birleştirilmesi popüler bir konu haline gelmiştir. Filtre-antenler bu çalışmaların sonucunda karşımıza çıkan, filtre ve anten yapılarının tek bir cihaz üzerinde birleştirilmiş halidir.



Şekil 1.1 RF Kablo ve Geçişler

Filtre-antenler üç farklı yöntem ile tasarlanabilmektedir [1]. Bu yöntemler sırasıyla; art arda bağlanmış (ing. “cascaded”) filtre -anten, bant durduran filtre yerleştirilmiş (ing. “bandstop filter inserted”) filtre-anten ve bütünleşik (ing. “integrated”) filtre-anten

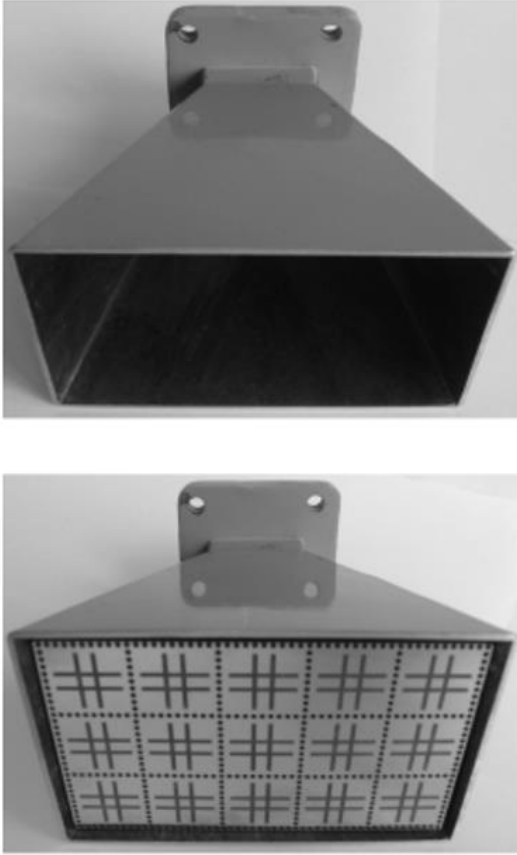
yöntemleridir [1]. Art arda bağlanmış filtre-anten yönteminde, filtre ve anten yapıları birbirinden ayrı olarak tasarlanıp, ardından empedans uyumlama devresi ile birleştirilmektedir. Bu yöntem ile yapılan filtre-antenler kolay bir şekilde tasarlanmasına karşın, diğer yöntemlere oranla daha fazla yer kaplamaktadır (Şekil 1.2a). Bant durduran filtre eklemeli filtre-anten yönteminde ise anten yüzeyinde veya toprak katmanında deformasyonlar oluşturularak istenilen frekanslarda antene bant durduran filtre özelliği kazandırılmaktadır ve bu frekanslarda filtre-antenin ışıması engellenmektedir. (Şekil 1.2b).



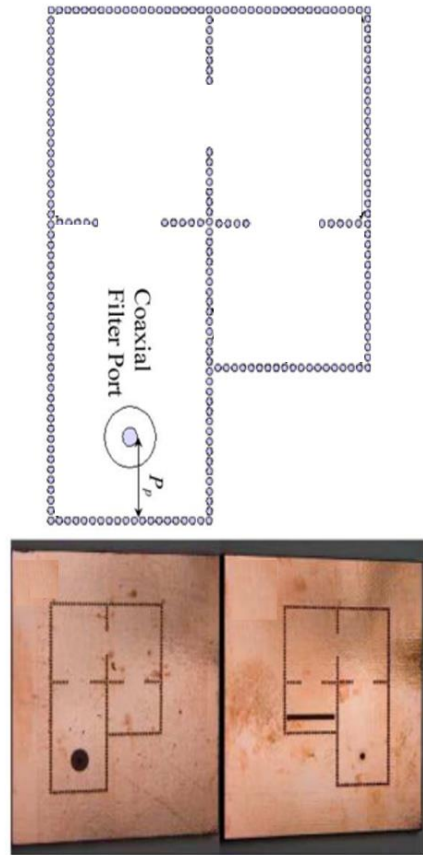
Şekil 1.2 (a) Art Arda Bağlanmış Filtre-Anten [2] (b) Bant Durduran Filtre Eklemeli Filtre-Anten Örneği [3]

Bütünleşik filtre-anten yöntemi ise kendi içerisinde beş farklı alt yönteme ayrılmaktadır. Dielektrik rezonatörlü filtre-anten ve frekans seçici yüzey (FSY) eklemeli

filtre-anten yöntemi bu yöntemler arasında en sık kullanılan yöntemlerdir. Frekans seçici yüzey eklemeli filtre-anten yönteminde anten açıklığının önüne frekans seçici yüzey yerleştirilerek filtre-anten tasarımı yapılabilmektedir. Bu yöntemde filtreleme özelliği frekans seçici yüzey tarafından gerçekleştirildiğinden arkasındaki anten yapısı değiştirilerek farklı özelliklere sahip filtre-antenler tasarlanabilmektedir (Şekil 1.3a). Dielektrik rezonatörlü filtre-antenlerde ise filtrenin son rezonatörü aynı zamanda ışımayı gerçekleştiren bir anten görevi görmektedir (Şekil 1.3b).



(a)



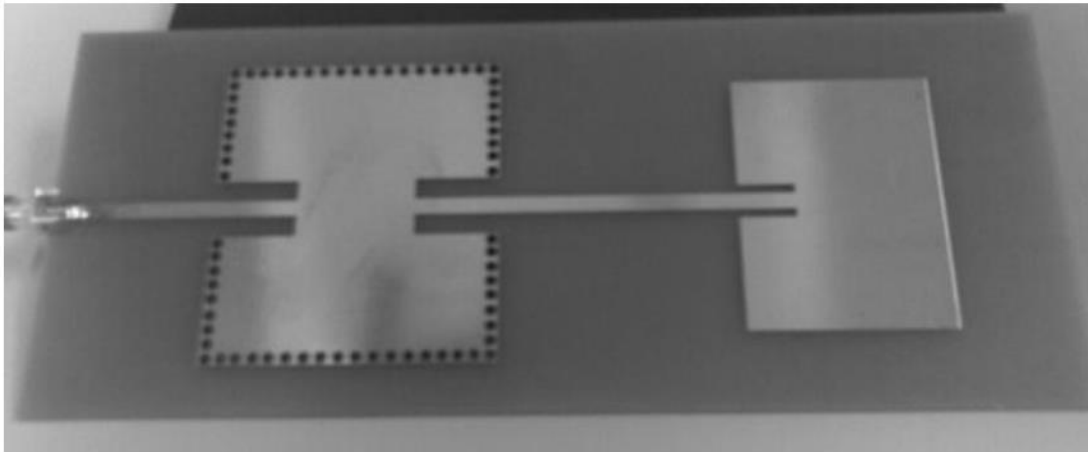
(b)

Şekil 1.3 (a) Frekans Seçici Yüzey Eklemeli Filtre-Anten [4] (b) Dielektrik Rezonatörlü Filtre-Anten [5]

1.2. Önceki Çalışmalar

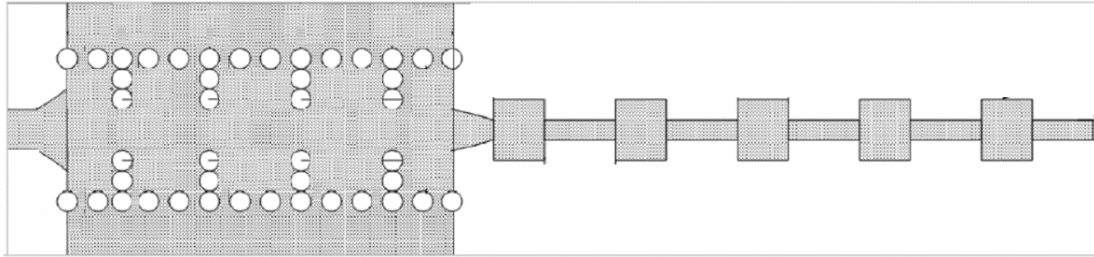
Filtre-antenlerin bant genişliği, yönlülüğü, ışınım verimliliği, geri yansıma kaybı, bant dışı bastırma oranları gibi özellikleri, filtre-anteni oluşturan filtre ve anten tiplerine göre değişebilmektedir. Bu yüzden filtre-anten çeşitliliği de en az filtre ve anten çeşitliliği kadar fazladır. Art arda bağlanmış filtre-anten metodu kullanılarak tasarlanmış dört farklı filtre-anten tasarımı bu bölümde incelenmiştir [6][7][8][9].

Z. Zakaria ve arkadaşları tarafından 2012 yılında yayınlanan çalışmada [6], taban malzemeye bütünleşik dalga kılavuzu (TMBDK) rezonatör ile içeriden beslemeli (ing. : “inset feed”) dikdörtgen yama anten birleştirilerek filtre-anten tasarımı yapılmıştır (Şekil 1.4). Çalışmada baz istasyonlarında kullanılacak düşük hacim ve ağırlığa sahip bir filtre-anten tasarımı elde etmek amaçlanmıştır. Tasarıma ilk olarak TMBDK filtre ile başlanmış ve antenin merkez frekansı olan 2 GHz frekansında 1.5 dB araya girme kaybına sahip, 350 MHz bant genişliği olan bir filtre elde edilmiştir. Anten tarafında ise 2 GHz merkez frekansında çalışan 50 MHz bant genişliğine sahip içeriden beslemeli bir yama anten tasarımı yapılmıştır. Ardından TMBDK filtre, anten besleme hattı üzerine yerleştirilerek tasarım tamamlanmıştır. Çalışma sonucunda 78 MHz bant genişliği bulunan, ortalama 4.9 dBi kazançta sahip bir filtre-anten elde edilmiştir [6]. Tasarımın anten uzunluğu 34.65 mm'ye eşitken art-arda bağlama yöntemiyle filtre eklendiğinde toplam boyut 69.94 mm uzunluğuna çıkmıştır. Böylelikle filtre-anten boyutu anten boyutuna oranla %102 büyümüştür.



Şekil 1.4 TMBDK Rezonatörlü Dikdörtgen Yama Filtre-Anten [6]

2012 yılında Chen Yu ve arkadaşları tarafından yayınlanan bir başka çalışmada ise [7] Ku-Bantta çalışan eş yönlü filtre-anten tasarımı yapılmıştır (Şekil 1.5). Çalışma, antenin çalışma bandının dışındaki istenmeyen sinyalleri süzerek RF kanal seçiciliğini artırmak amacıyla yapılmıştır. Filtre tarafında düşük araya girme kaybı ve kolay üretilebilirlik özelliklerinden dolayı 3. Dereceden bir TMBDK filtre, anten tarafında ise haberleşme sistemlerinde yaygın kullanımı ve kolay üretilebilirliği özelliklerinden dolayı koaksiyel doğrusal (ing. : “coaxial colinear”) yama anten yöntemi tercih edilmiştir. TMBDK filtre, antenin merkez frekansı olan 2 GHz frekansında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. 330 MHz bant genişliği içerisinde 1.1 dB araya girme kaybına sahiptir. Anten tarafında ise, merkez frekansı 2 GHz olan, 5 elemanlı mikro şerit koaksiyel-doğrusal yama anten tasarımı yapılmıştır. Daha sonra bu iki yapı birleştirilerek 7.9 dBi kazanca ve 330 MHz 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliğine sahip eş yönlü filtre-anten tasarımı elde edilmiştir. Tasarımın anten uzunluğu 80 mm’ye eşitken art-arda bağlama yöntemiyle filtre eklendiğinde toplam boyut 120 mm uzunluğuna çıkmıştır. Böylelikle filtre-anten boyutu anten boyutuna oranla %50 büyümüştür.



Şekil 1.5 Ku-Bantta Çalışan Eş Yönlü Filtre-anten [7]

Zakaria El Ouadi ve arkadaşlarının 2022 yılında yaptığı bir çalışmada [8] Elmas Anten ve saç tokası rezonatörlü filtre yöntemi kullanılarak filtre-anten tasarımı yapılmıştır (Şekil 1.6). Çalışmada beşinci nesil (5G) uygulamaları için ayrılan n77-bandında (3.3 GHz-4.2 GHz) çalışacak minyatür bir filtre-anten elde etmek amaçlanmıştır. Anten tarafında düşük hacme sahip olduğundan elmas yama anten, filtre tarafında ise kolay üretilebilirliğinden dolayı saç tokası (ing. : “hairpin”) filtre yöntemi kullanılmıştır. Anten 3.02-5.75 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Filtre ise 3.3-4.2 GHz aralığını geçirecek şekilde tasarlanmıştır. Daha sonra bu iki tasarım birleştirilerek filtre-anten tasarımı tamamlanmıştır. Çalışma

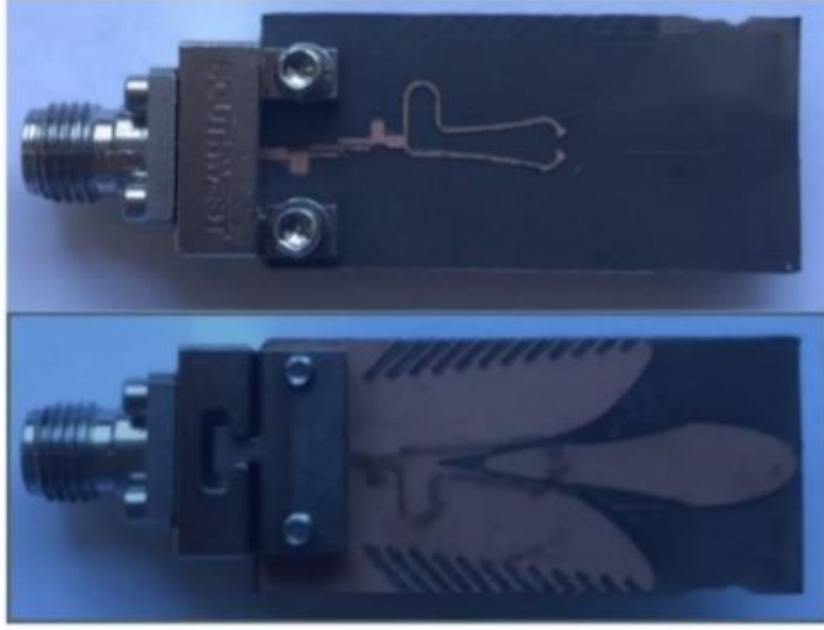
sonucunda 3.45-4.21 GHz frekans aralığında çalışan ve ortalama 5 dBi kazançta sahip yönlü filtre-anten elde edilmiştir. Tasarımın anten uzunluğu 18.3 mm'ye eşitken art-arda bağlama yöntemiyle filtre eklendiğinde toplam boyut 39.7 mm uzunluğuna çıkmıştır. Böylelikle filtre-anten boyutu anten boyutuna oranla %117 büyümüştür.



Şekil 1.6 Saç Tokası Rezonatörlü Elmas Anten [8]

Kansheng Yang ve arkadaşlarının 2017 yılında yayınladıkları çalışmada ise [9] köşe bağlaşımlı (ing. : “edge-coupled”) filtre yöntemi ve Vivaldi anten yöntemi kullanılarak filtre-anten tasarımı yapılmıştır (Şekil 1.7). Çalışmada, geniş bantlı bir Vivaldi antene köşe bağlaşımlı filtre eklenerek çalışma bandı daraltılmış, böylelikle filtrenin geçirme bandı içerisinde antenin yayılım performansı artırılmıştır. Ayrıca filtrenin eklenmesi ile alt harmonik bastırma oranlarında da iyileşme sağlanmıştır. Vivaldi anten tek başına 25.8-43.9 GHz frekans aralığında çalışırken, antene köşe bağlaşımlı filtre eklenerek bant genişliği 25.99-31.49 GHz frekans aralığında daraltılmıştır. Üretim sonucunda üçüncü dereceden filtreleme özelliklerine sahip bu filtre-anten ile 28 GHz merkez frekansında 10.24 dBi kazanç değeri elde edilmiştir. Tasarımın anten uzunluğu 26.21 mm'ye eşitken art-arda

bağlama yöntemiyle filtre eklendiğinde toplam boyut 33,83 mm uzunluğuna çıkmıştır. Böylelikle filtre-anten boyutu anten boyutuna oranla %29 büyümüştür.



Şekil 1.7 Ka-bant Vivaldi Filtre-Anten [9]

Bu bölümde anlatılan filtre-anten çalışmaları ile üç farklı tasarıma ait filtre-anten sonuçları Tablo 1.1’de gösterilmiştir. Filtre-anten tasarımında art-arda bağlama yöntemi kullanıldığında tasarımın boyutunda artış gözlemlenmektedir. Bu tez çalışmasında anten tasarımı yapılırken açıklık bağlaşımlı besleme yöntemi kullanıldığından anten besleme hattı, anten yapısının arka yüzeyinde bulunmaktadır. Besleme hattı üzerine art-arda bağlama yöntemi ile filtre yerleştirildiğinde ise filtre-anten tasarımının boyutunda bir büyüme gerçekleşmemiştir. Böylelikle art arda bağlama yöntemiyle yapılmış diğer çalışmalara oranla daha minyatür bir tasarım elde edilebilmiş ve yöntemin dezavantajı olarak görülen boyut artışının önüne geçilmiştir.

Tablo 1.1 Daha Önce Yapılmış Çalışmalar

Referans	Merkez Frekans (GHz)	Oransal Bant Genişliği	Kazanç* (dBi)	Bant Üzeri Bastırma Oranı ** (dB/GHz)	Bant Aşağısı Bastırma Oranı ** (dB/GHz)	Büyüme Oranı ***
[6]	2	%3.9	4.9	24	24	%102
[7]	14.4	%1.38	7.8	-	-	%50
[8]	3.8	%20	5	8.30	14.6	%117
[9]	28	%19.6	7.85	6.5	9	%29
[21]	2.4	%25.4	6.7	26	15	%77
[21]	5.8	%10.3	7.4	21	17	%184
[23]	6.5	%112	3.7	10	17	%163

*Tabloda gösterilen gerçekleşmiş kazanç sonuçları merkez frekansta, filtre-anten asal eksenini yönündedir.

** Bant Üzeri/Aşağısı Bastırma Oranları, filtre-antende kullanılan filtrenin geçirme bandı dışında 1 GHz başına bastırma yeteneğini göstermektedir.

*** Filtre-anten ile anten boyutu arasındaki farkın anten boyutuna oranıdır.

1.3. Tez Önizlemesi

Bu tez çalışmasında 5 GHz merkez frekansında çalışan, 636 MHz 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliğine sahip bir filtre-anten tasarımı yapılmıştır. Tasarım üç bölümde gerçekleştirilmiştir.

Anten tasarım bölümünde 5 GHz merkez frekansında çalışan 800 MHz 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliğine sahip bir meta malzeme anten elde etmek hedeflenmiştir. İlk olarak CST Studio Benzetim Programı kullanılarak mantar-benzeri meta malzeme tasarımı yapılmıştır. Ardından meta malzemenin saçılma diyagramı çıkartılmış ve meta malzemenin mod frekansları belirlenmiştir. Ardından 4x4'lük mantar-benzeri meta malzeme dizisi kullanılarak anten yapısı oluşturulmuş ve açıklık bağlaşımlı mikroşerit besleme hattının tasarımına geçilmiştir. Bu aşamada tasarımın sonunda antene eklenecek yarık bağlaşımlı TMBDK filtrenin fiziksel boyutu göz önünde bulundurularak mikroşerit hattın tasarlanacağı taban malzemesine karar verilmiştir. Taban malzemesi olarak yüksek dielektrik katsayısına sahip, anizotropik Roger RO3210 malzemesi tercih edilmiş ve anteni besleyecek mikroşerit

hat bu malzeme üzerinde modellenmiştir. Böylelikle anten tasarımı tamamlanmış ve 5 GHz merkez frekansında çalışan, 786 MHz 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliğine sahip meta malzeme anten elde edilmiştir.

Filtre tasarım bölümünde 5 GHz merkez frekansında çalışan ve 500 MHz 1-dB araya girme kaybı bant genişliğine sahip bir yarık bağlaşımlı TMBDK filtre elde etmek hedeflenmiştir. İlk olarak CST Studio Suite Benzetim Programı kullanılarak 5GHz frekansında çalışacak TMBDK rezonatör boyutları belirlenmiştir. Daha sonra rezonatör üzerinde Tek ve Çift mod analizleri yapılarak rezonatör uzunluklarının bağlaşım katsayıları üzerindeki etkisi incelenmiştir. Ardından CST Filter Design programı kullanılarak 5 GHz merkez frekansa ve 500 MHz 1-dB araya girme kaybı bant genişliğine sahip üçüncü dereceden bir filtreye ait bağlaşım matrisi oluşturulmuştur. Rezonatör Tek ve Çift mod analizlerinde elde edilen bağlaşım katsayıları bu matrise göre uyarlanarak filtre tasarımı tamamlanmıştır. Yapılan çalışma sonucunda 5 GHz merkez frekansına ve 500 MHz geçirme bandına sahip bir yarık bağlaşımlı TMBDK filtre elde edilmiştir.

Filtre-anten tasarım bölümünde 5 GHz merkez frekansında çalışan ve 650 MHz 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliğine sahip bir meta malzeme anten elde etmek hedeflenmiştir. Daha önce ayrı ayrı tasarlanan anten ve filtre yapıları bu bölümde art arda bağlama yöntemi kullanılarak birleştirilmiştir. Bu işlem TMBDK filtrenin, antene tasarımına ait mikro şerit besleme hattı üzerine yerleştirilmesi ile gerçekleştirilmiştir. Her iki tasarımın giriş ve çıkış empedansları 50 Ohm'a eşit olduğundan herhangi bir uyumlama devresine ihtiyaç duyulmamıştır. Ardından filtre-anteni besleyecek besleme açıklığı uzunlukları üzerinde optimizasyon işlemi uygulanmıştır. Bu işlemin sonunda 5 GHz merkez frekansında çalışan ve 636 MHz 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliğine sahip bir filtre-anten elde edilmiştir.

Tez çalışmasının son bölümünde ise üretimi gerçekleştirilmiş filtre, anten ve filtre-anten sonuçları özetlenmiş ve daha önce yayınlanmış filtre-anten çalışmaları sonuçları ile bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

1.4. Tezin Katkıları

Bu tez çalışmasında, art arda bağlanmış filtre-anten yöntemi kullanılarak filtre-anten tasarımı yapılmıştır [1]. Filtre tasarımında, yarık bağlaşımlı TMBDK yöntemi kullanılarak

anizotropik malzeme üzerinde bir filtre tasarlanmıştır. Filtre üzerindeki yarıklar sayesinde yeni bir karma bağlaşım katsayısı elde edilmiş ve filtrenin iki TMBDK rezonatörü olmasına karşın üçüncü dereceden bir filtre gibi davranması sağlanmıştır. Bu yöntem ile filtrenin bant dışı bastırma oranları artırılmış ve bant içi geri yansıma kaybı azaltılmıştır.

Anten tarafında ise Mantar-Benzeri Meta Malzeme dizisi kullanılarak geniş bantlı anten tasarımı yapılmıştır. Anteni beslerken açıklık bağlaşımli besleme tekniği kullanılmıştır. Bu besleme tekniğinde anten beslemesi, antenin arkasında bulunan bir mikro şerit hat ile sağlanmaktadır. Filtre-anten oluşturulurken filtre, antenin arka tarafında bulunan bu mikro şerit hat üzerine yerleştirildiğinden tasarım boyutunda bir büyüme gerçekleşmemiştir. Böylelikle art arda bağlanmış filtre-anten yönteminin dezavantajı olarak görülen boyut artışının önüne geçilmiştir.

Anten beslemesini sağlayacak mikroşerit hat ve filtre yapıları anizotropik malzeme üzerinde modellenmiştir. Anteni besleyecek mikroşerit hattın ve filtreyi oluşturan rezonatörlerin uzunluklarına anizotropik malzemenin farklı eksenlerdeki dielektrik katsayı değerleri kullanılarak karar verilmiştir.

Filtre ve anten tasarımları ayrı ayrı tasarlandıktan sonra art arda bağlanmış filtre-anten yöntemi kullanılarak birleştirilmiştir. Tez çalışmasının başlıca katkıları aşağıda özetlenmiştir:

1. Mantar-Benzeri Meta malzeme dizisi kullanılarak filtre-anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Yapılan literatür araştırmasında bu konuya dair başka bir çalışmaya rastlanmamıştır.
2. Yarık bağlaşımli TMBDK filtre yöntemi ve açıklık bağlaşımli meta malzeme anten yöntemi kullanılarak filtre-anten tasarımı yapılmıştır. Yapılan literatür araştırmasında bu konuya dair başka bir çalışmaya rastlanmamıştır.
3. Bir filtre-anten çalışmasında yarık bağlaşımli TMBDK filtre ve Meta malzeme anten yapıları ilk kez farklı taban malzemeleri üzerinde tasarlanmıştır. Böylece filtre tasarımı, anten tasarımının arka yüzeyine sığacak şekilde küçültülebilmştir.
4. İzotropik olmayan malzeme üzerinde yarık bağlaşımli TMBDK filtre yöntemi kullanılarak filtre tasarımı yapılmıştır. Yapılan literatür araştırmasında bu konuya dair başka bir çalışmaya rastlanmamıştır.

2. ANTEN TASARIMI

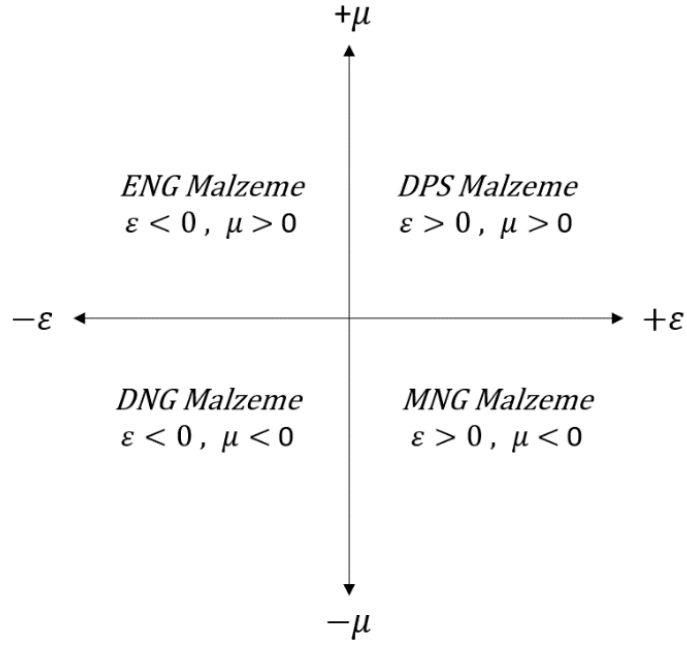
2.1. Meta Malzemeler ve Kullanım Alanları

Bir malzemenin elektriksel geçirgenliği, ϵ (epsilon) ile ifade edilir [24]. Boş uzayın elektriksel geçirgenliği (ϵ_0) $8.854 \times 10^{-12} F/m$ 'ye eşittir. Diğer tüm malzemeler bu değer referans alan göreceli bir dielektrik katsayısına (ϵ_r) sahiptir [24]. Bir malzemenin elektriksel geçirgenliği boş uzayın elektriksel geçirgenliği ile dielektrik katsayısının çarpımı ile elde edilir (2.1). Malzemenin bir diğer elektromanyetik özelliği olan manyetik geçirgenliği ise μ (mü) ile ifade edilir. Boş uzayın manyetik geçirgenliği (μ_0) $4\pi \times 10^{-7} H/m$ 'ye eşittir. Elektriksel geçirgenlikte olduğu gibi tüm malzemelerin boş uzayın manyetik geçirgenliğini referans alan göreceli bir manyetik geçirgenlik katsayısı (μ_r) vardır [24]. Bir malzemenin manyetik geçirgenliği boş uzayın manyetik geçirgenliği ile manyetik geçirgenlik katsayısının çarpımı ile elde edilir (2.2).

$$\epsilon = \epsilon_0 \times \epsilon_r \quad (2.1)$$

$$\mu = \mu_0 \times \mu_r \quad (2.2)$$

Doğada bulunan materyallerin tümü pozitif elektrik ve manyetik geçirgenlik özelliği göstermekte ve Çift-Pozitif materyaller (DPS) olarak adlandırılmaktadırlar [14]. Meta malzemeler ise doğada hazır olarak bulunmayan yalnızca yapay yollardan elde edilebilen materyallerdir. Meta malzemeler negatif elektrik geçirgenlik ve/veya negatif manyetik geçirgenliğe sahip olabilirler. Yalnızca manyetik geçirgenliği negatif olan materyaller, Mu-Negatif Malzeme (MNG); yalnızca elektrik geçirgenliği negatif olan materyaller, Epsilon-Negatif Malzeme (ENG), elektrik ve manyetik geçirgenlikleri aynı anda negatif olan materyaller ise Çift-negatif malzeme (DNG) olarak adlandırılırlar [14] (Şekil 2.1)



Şekil 2.1 Malzemelerin Elektromanyetik Özelliklerine Göre Sınıflandırılması

Elektrik ve manyetik geçirgenliği pozitif olan malzemeler Sağ El (RH) malzeme olarak adlandırılırken, elektrik ve manyetik geçirgenliği negatif olan malzemeler ise Sol El (LH) malzeme olarak adlandırılırlar. Meta malzemeler farklı frekans aralıklarında Sol El (LH) malzeme, Sağ El (RH) malzeme veya Elektromanyetik Bant Aralığı (EBG) özelliği gösterebilmektedir.

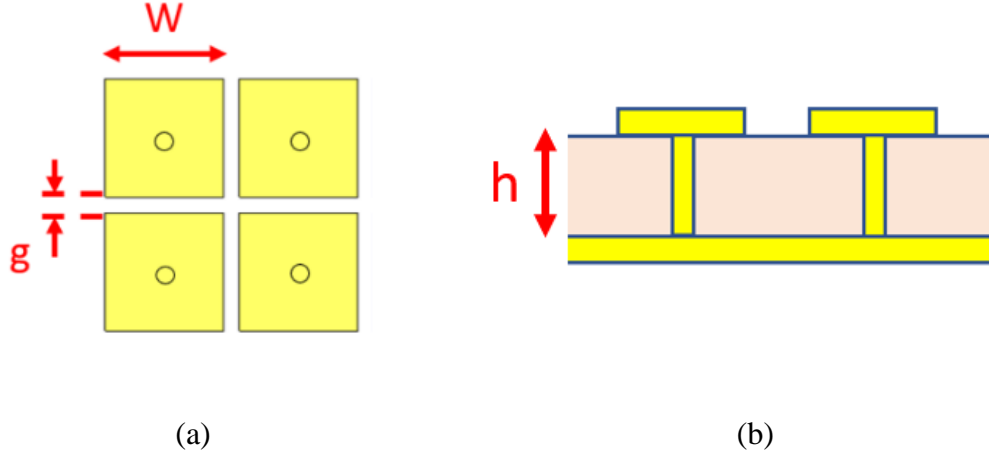
Meta malzemelerin bir başka özelliği ise yüzey dalgalarını destekleyen özelliklere sahip olmalarıdır. Yüzey dalgaları metal yüzeyler ile boş uzay arasında ilerleyen elektromanyetik dalgalardır ve meta malzemelere farklı özellikler kazandırmak amacıyla kullanılmaktadır [26]. Meta malzemelerin yüzey empedansı Sol El bölgesinde induktif özellik gösterdiğinden Enine Manyetik (TM), sağ el bölgesinde ise kapasitif özellik gösterdiğinden Enine Elektrik (TE) yüzey dalgalarını desteklemektedir [26]. Elektromanyetik bant aralığı (EBG) bölgesinde ise yüzey empedansı çok yüksek olduğundan yüzey dalgalarının oluşmasına izin vermezler [15]. Meta malzemelerin tüm bu özelliklere sahip olması onu anten teknolojisinde kullanışlı bir hale getirmiştir. Örneğin EBG bölgesinde çalıştırılan meta malzemeler anten açıklığının önüne yerleştirildiğinde bant durduran bir filtre olarak, antenin arkasına yerleştirildiğinde bir reflektör olarak veya anten

açıklığı ile aynı yüzeye yerleştirildiğinde yüzey dalgalarını sönmleyen bir yapı olarak kullanılabilirler [15]. TE ve TM yüzey dalgalarını destekledikleri bölgelerde ise meta malzemeler bir anten elemanı olarak kullanılabilirler. Dizi haline getirilmiş meta malzemeler ile geniş bantlı ve yüksek kazançlı antenler yapmak mümkündür [16][17][18]. Ayrıca meta malzemeler ile yapılmış doğrusal, dairesel ve eliptik polarizasyonları destekleyen anten çeşitleri de bulunmaktadır. Bu çalışmada kolay üretilebilir olması ve geniş bantlı anten tasarımına uygun olması özelliklerini sağladığından Mantara-Benzeyen Meta Malzeme Yapısı tercih edilmiştir.

2.2. Mantar Benzeri Meta Malzeme Yapısı

Mantara-Benzeyen Meta malzeme yapısı ilk olarak 1999 yılında Dan Sievenpiper tarafından yayınlanmıştır [19]. Bu malzemelerin EBG özelliği gösterdiği bir merkez frekansı (f_0) ve bant genişliği (Δf) bulunmaktadır. Mantara-Benzeyen Meta malzemeler bu bant genişliğinin altındaki frekanslarda ($f < f_0 - \Delta f/2$) indüktif özellik gösterip TM dalgalarını desteklerken, bant genişliğinin üzerindeki frekanslarda ($f > f_0 + \Delta f/2$) kapasitif özellik gösterip TE dalgalarını desteklemektedir [26].

Şekil 2.2'de bir Mantara-Benzeyen Meta malzeme yapısının yukarı ve yan kesitinden fiziksel görünüşü paylaşılmıştır. Bu yapıda iletken yamaların arasında kalan kısım (Şekil 2.2) kapasitif, bu yamaları toprak hattına bağlayan h uzunluğundaki iletken delikler ise indüktif özellik göstermektedir [15]. Böylelikle meta malzeme yapısı rezonant bir LC devresi gibi davranmakta ve frekans seçici bir hale gelmektedir [26]. Mantara-Benzeyen Meta Malzeme yapısının EBG merkez frekansını hesaplamadan önce bu eşdeğer indüktans ve kapasitans değerlerinin denklem (2.3) ve (2.4) yardımıyla hesaplanması gerekmektedir [15] [20].



Şekil 2.2 Mantara Benzeyen Meta Malzemenin (a) Yukarıdan Görünüşü (b) Yandan Görünüşü

Denklem (2.3)'de, L eşdeğer indüktörü, denklem (2.4)'de C eşdeğer kapasitansı ifade etmektedir. ϵ_r taban malzemesinin dielektrik katsayısını, h , W ve g değerleri ise, sırasıyla, mantar-benzeri meta malzemenin taban malzemesi yüksekliğini, kare biçimindeki yamanın bir kenar uzunluğunu ve yamalar arasındaki uzaklığı ifade etmektedir.

$$L = \mu_0 h \quad (2.3)$$

$$C = W \epsilon_0 \frac{1 + \epsilon_r}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2W + g}{g} \right) \quad (2.4)$$

Meta malzeme yapısının eşdeğer indüktans ve kapasitans değerleri hesaplandıktan sonra denklem (2.5) ve (2.6) yardımıyla meta malzemenin EBG özelliği gösterdiği bant genişliği ve merkez frekansı hesaplanır. Burada f_0 meta malzemenin EBG özellik gösterdiği merkez frekansı, η uzay boşluğu empedansını ve Δf ise frekans bant genişliğini temsil etmektedir [20].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

$$\Delta f = \frac{1}{\eta} f_0 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.6)$$

Meta malzeme yapısının herhangi bir f frekansında yüzey empedansı Z_s olarak gösterilmektedir. Bu değer denklem (2.7) yardımıyla hesaplanmaktadır [20]. Denklem (2.7)'e göre meta malzeme merkez frekansın altında pozitif yüzey empedansına (indüktif) sahip olup sol el malzeme (TM yüzey dalgalarını destekleyen), merkez frekansın üzerinde ise negatif yüzey empedansına (kapasitif) sahip olup sağ el malzeme (TE yüzey dalgalarını destekleyen) özelliği göstermektedir [15].

$$Z_s = \frac{j\omega L}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2} \quad (2.7)$$

2.3. Mantar-Benzeri Meta Malzeme Tasarımı

Wei Liu ve arkadaşlarının 2014 yılında yayınladığı çalışmada Mantar-Benzeri Meta malzeme dizisi kullanılarak geniş bantlı anten tasarımı yapılmıştır [16]. Bu çalışmada meta malzeme yapıları RH bölgede çalışacak şekilde ayarlanmış ve iki farklı TM modu birbirlerine yakın frekansta uyartılabilmektedir. Standart bir yama antende ikinci mod frekansı, birinci mod frekansının ancak iki katına yakın frekanslarda uyartılabılırken; Meta malzeme dizili antenlerde ikinci mod, birinci mod frekansına oldukça yakın frekanslarda uyartılabilmektedir.[16]. Bu sayede %25'e varan Oransal Bant Genişliklerine (OBG) sahip anten tasarımları yapabilmek mümkündür. Bu tez çalışmasında standart yama antenlere göre daha yüksek oransal bant genişliklerini sağlayabildikleri için Mantar-Benzeri Meta Malzeme anten yöntemi tercih edilmiştir.

2.3.1. Meta malzemenin frekans özelliklerinin hesaplanması

Mantar benzeri meta malzemeler EBG frekans aralığının üzerinde ($f > f_0 + \Delta f/2$) kapasitif özellik göstermektedir ve anten tasarımı yapmaya uygundur [15]. Bu tez çalışmasında anten merkez frekansı 5 GHz olarak seçildiğinden meta malzemenin EBG özelliği gösterdiği aralık bu frekans değerinin altında olmalıdır.

Meta malzeme tasarımına (2.3),(2.4),(2.5) ve (2.6) kullanılarak EBG merkez frekansı ve EBG bant genişliğinin 5 GHz'in altında kalacak şekilde ayarlanması ile başlanmıştır.

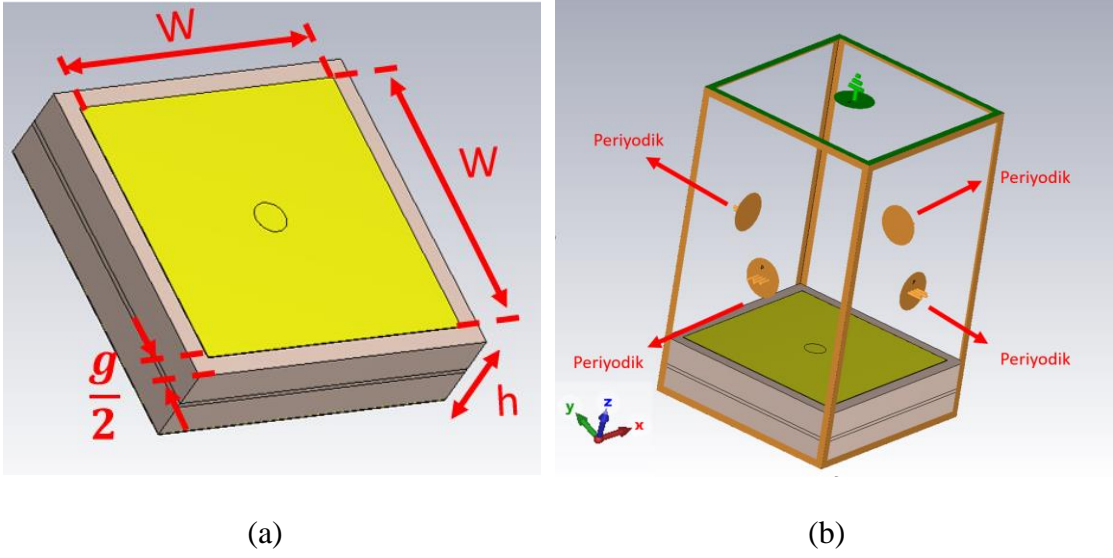
Meta malzemeye ait boyutlar Tablo 2.1'deki gibi ayarlandığında EBG merkez frekansı 3.63 GHz olarak hesaplanmış ve 895 MHz (3.15-4.05 GHz) bant genişliği boyunca EBG özelliği gösterdiği görülmüştür. Anten merkez frekansı bu bant aralığının dışında kaldığından meta malzemenin bir anten elemanı olarak kullanılabilceği sonucuna varılmıştır.

Tablo 2.1 Meta malzeme boyutları ve Frekans Özellikleri

Değişken	Değer
W	10.4 mm
g	1.4 mm
h	3.240 mm
ϵ_r	3.66
f_0	3.63 GHz
Δf	895 MHz

2.3.2. Meta malzemenin saçılma diyagramının çıkarılması

Saçılma diyagramı iki boyutlu periyodik yapılarda frekansa karşılık yayılım sabitini gösteren bir grafiştir [15]. Bir meta malzemenin hangi frekans aralığında hangi bölgede (RH, LH ve EBG) çalıştığını bu grafiğe bakarak anlayabiliriz. CST Studio Suite ve HFSS gibi EM benzetim programlarının Öz Denklem Çözücü metotlarıyla saçılma diyagramını çıkarmak mümkündür. Bunun için bir birimlik meta malzeme yapısını modellemek yeterlidir. Şekil 2.3'te CST Studio Suite kullanılarak Tablo 2.1'deki uzunluklara göre tasarlanmış bir mantarbenzeri meta malzeme gösterilmiştir. Modelleme esnasında meta malzemeyi çevreleyen sınır koşullarını, X ve Y eksenleri boyunca periyodik (Şekil 2.3b) olarak tanımladığımızda bu meta malzemededen oluşan sonsuz kez tekrar eden bir yüzeyin elektromanyetik özelliklerini analiz etmek mümkündür.



Şekil 2.3 CST Studio Ortamında (a) Tasarlanan Model (b) Tanımlanan Sınır Koşulları

CST Studio Suite Benzetim Programında modellenmiş bir meta malzemenin uçtan uca toplam uzunluğu p 'ye eşittir (2.8). X ve Y eksenlerinde her p uzunluğunda bir tekrar eden meta malzemenin üzerinde hareket eden bir yüzey dalgasının X yönündeki yayılım sabitini β_x , Y yönündeki yayılım sabitini ise β_y ile gösterebiliriz. Bu yayılım sabitleri periyodiktir ve her 2π periyotunda bir tekrar ederler [24]. Dolayısıyla bir periyotluk analiz yapmak meta malzemenin davranışını belirlemek için yeterlidir.

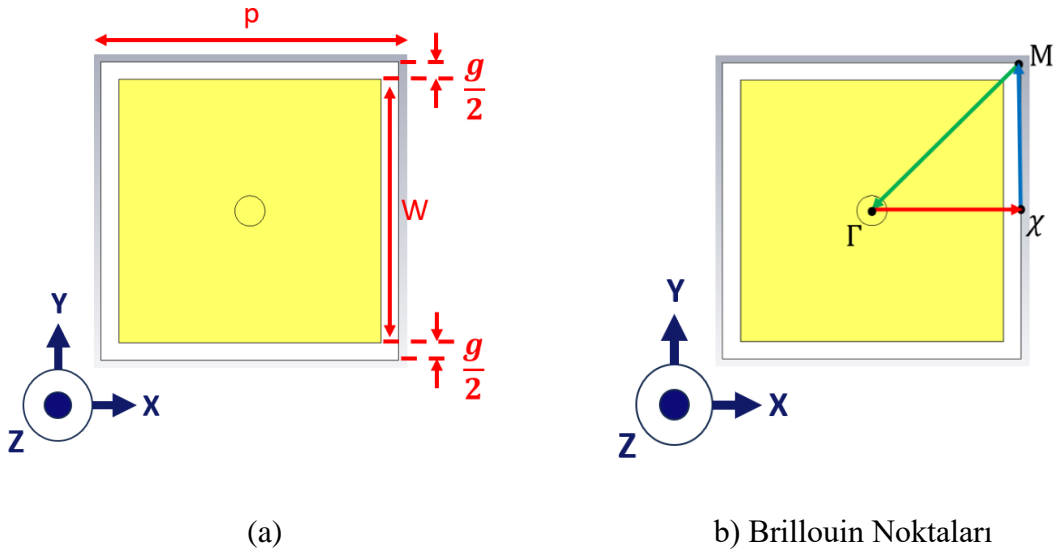
$$p = W + g \quad (2.8)$$

Bir Mantar-Benzeri Meta malzeme analiz edilirken “Brillouin Zone” adı verilen, Şekil 2.4b’de gösterilen Γ , X ve M olarak adlandırılmış noktalar arasındaki faz/frekans ilişkisi incelenmektedir [15]. Öncelikle Y sınır koşullarındaki faz değerleri 0 dereceye sabitlenir ve X sınır koşulları boyunca yüzey dalgalarının fazı 0 dereceden 180 dereceye kadar artırılır. Böylelikle Γ - X doğrultusu boyunca bu faz değişimlerini sağlayacak frekanslar elde edilir. Ardından X sınır koşullarındaki faz değerleri 180 dereceye sabitlenir ve Y sınır koşulları boyunca yüzey dalgalarının fazı 0 dereceden 180 dereceye kadar artırılır. Böylelikle X-M doğrultusu boyunca bu faz değişimlerini sağlayacak frekanslar elde edilir. Son olarak X ve Y sınır koşullarındaki faz değeri 180 dereceye sabitlenir ve aynı anda X ile Y sınır koşulları boyunca yüzey dalgalarının fazı 180 dereceden 0 dereceye kadar azaltılır. Böylelikle M- Γ

doğrultusu boyunca bu faz değişimlerini sağlayacak frekanslar elde edilir. Yapılan tüm bu işlemlerin sonucunda X ve Y yönündeki yayılım sabiti değerleri β_x ve β_y denklem (2.9) ve (2.10) yardımıyla hesaplanır [25].

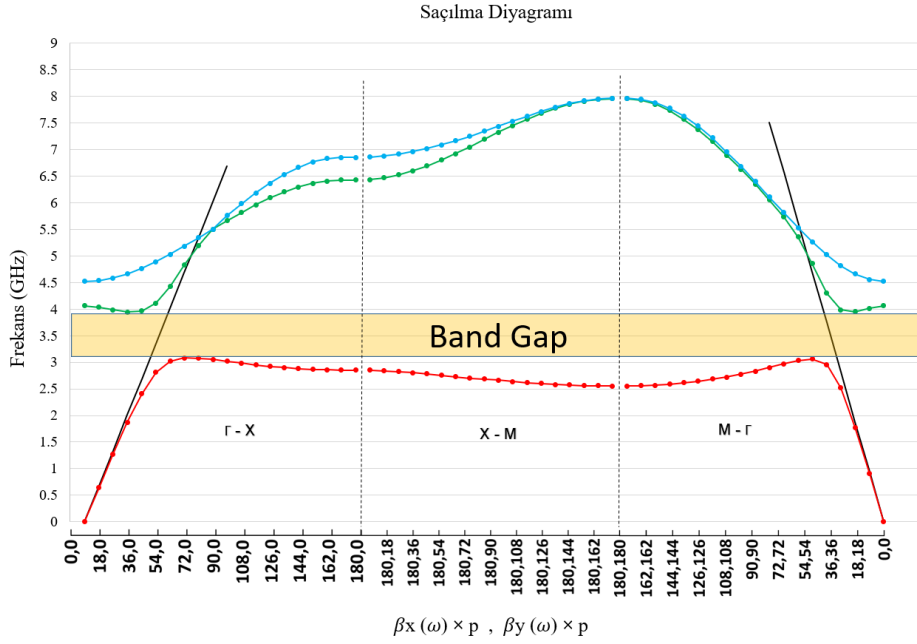
$$\phi_x(f) = \beta_x(f) \times p \quad (2.9)$$

$$\phi_y(f) = \beta_y(f) \times p \quad (2.10)$$



Şekil 2.4 Meta malzemenin (a) Uzunlukları (b) Brillouin Zone Noktaları

Bu çalışmada kullanılacak meta malzeme yapısı 3.248 mm kalınlığında ve 3.66 dielektrik katsayısına sahip RO4350B taban malzemesi kullanılarak CST Studio Suite ortamında modellenmiştir (Şekil 2.3a). Sınır koşulları X_{min} , X_{max} , Y_{min} , ve Y_{max} ekseninde periyodik, Z_{min} ve Z_{max} eksenlerinde ise Mükemmel Elektriksel İletken (PEC) olarak tanımlanmıştır. Z_{max} yüksekliği dielektrik taban malzemesi kalınlığının 10 katı olacak şekilde ayarlanmıştır (Şekil 2.3b). Daha sonra x sınır koşulları boyunca faz değeri ϕ_x ve y sınır koşulları boyunca faz değeri ϕ_y değiştirilerek üç farklı mod (mavi, yeşil ve kırmızı) için yayılım katsayısı değerleri elde edilmiş ve saçılma diyagramı çıkarılmıştır (Şekil 2.5).



Şekil 2.5 Mantar-Benzeri Meta Malzeme Yapısının Saçılma Diyagramı

Meta malzeme yapısının Bölüm 2.3.1’ de hesaplandığı gibi 3.63 GHz merkez frekansı ve 895 MHz bant genişliği boyunca EBG özelliği gösterdiği gözlemlenmiştir. Bu alanın altında kalan ve kırmızı çizgi ile gösterilen yayılım katsayısı değerleri (mod-1) bir TM yüzey dalgasına aittir [15]. Mavi ve yeşil çizgi ile gösterilen yayılım katsayısı değerleri (mod-2 ve mod-3) ise TE yüzey dalgalarıdır ve malzemenin kapasitif bölgesinde yer aldığından anten tasarımı için kullanılmaya uygundur [15].

2.4. Mantar-Benzeri Meta Malzeme Dizisi ile Anten Tasarımı

Meta malzeme anten X ekseninde 4 ($N_x = 4$) ve Y ekseninde 4 ($N_y = 4$) olmak üzere toplam 16 adet Mantar-Benzeri Meta malzeme yapısından oluşturulmuştur. Toplam anten yüzeyi W_p , efektif büyüme uzunluğu ΔL , efektif yayılma katsayısı β_{eff} ve efektif dielektrik katsayısı ϵ_{reff} denklem (2.11), (2.12), (2.13) ve (2.14) kullanılarak hesaplanmıştır [16].

$$W_p = N_x W + (N_x - 1) \times g \quad (2.11)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{2} \sqrt{1 + 12 \frac{h}{W_p}} \quad (2.12)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W_p}{h} + 0.262 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W_p}{h} + 0.813 \right)} \quad (2.13)$$

$$\beta_{eff} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{reff}} \quad (2.14)$$

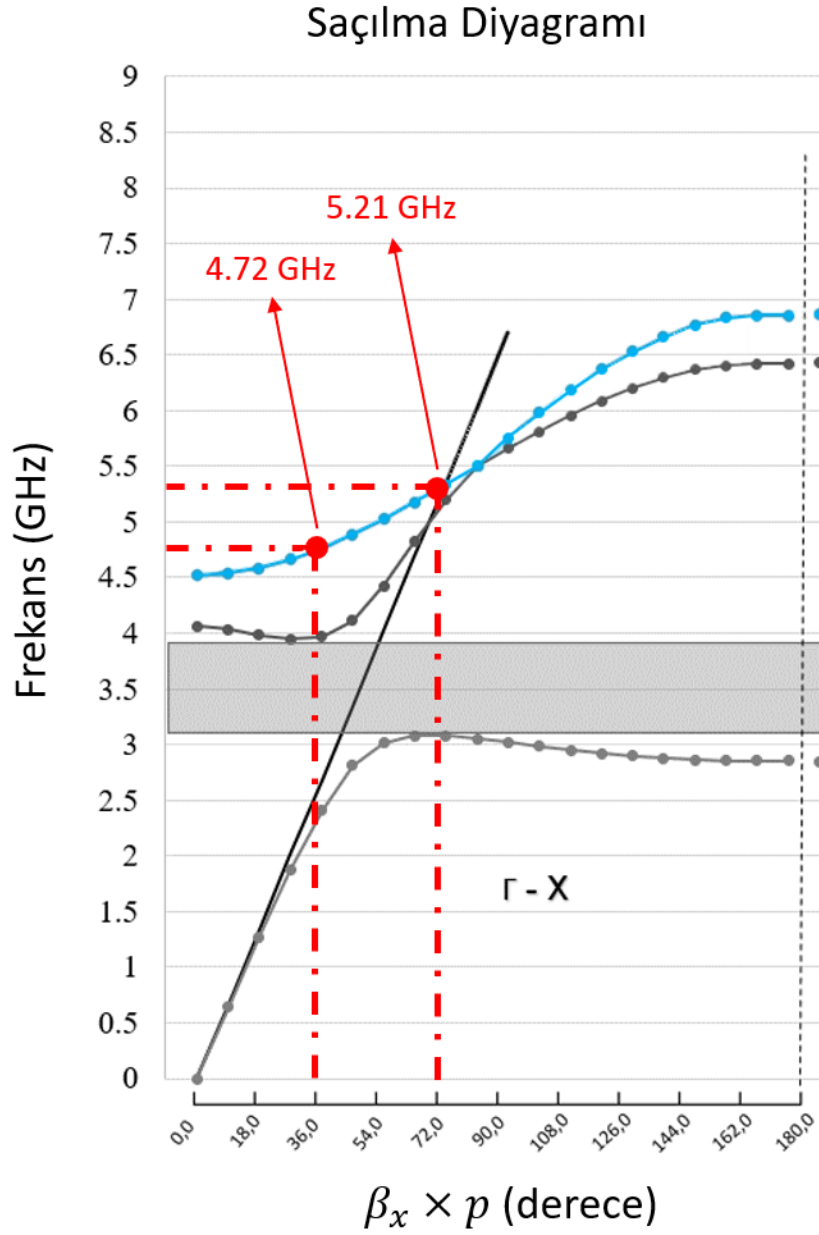
Meta malzeme antenlerin geniş bant özelliği gösterebilmesi için ilk iki TM modunun birbirine yakın frekanslarda uyartılabilmesi gerekmektedir. Mantar-Benzeri Meta Malzeme antenlerin ilk iki TM modu olan TM_{10} ve Anti-faz TM_{20} modlarına ait dalga denklemleri denklem (2.15) ve (2.16)'da verilmiştir [16]. Bu denklemler W , g , N_x , β_{eff} ve ΔL uzunlukları ile çözüldüğünde TM_{10} uyartımı için gerekli olan $\beta_x \times p$ değeri 36° , Anti-faz TM_{20} için ise 72° olarak hesaplanmıştır. Saçılma diyagramında meta malzemenin bu faz değişimlerini sağladığı frekanslar sırasıyla 4.72 GHz ve 5.21 GHz frekanslarıdır (Şekil 2.6). Bu iki frekans 5 GHz merkez frekansını ortalamaktadır ve aralarındaki oran 1:1.103'tür. Bu değer standart yama antenlerde görülen 1:2 oranına göre oldukça düşüktür ve geniş bantlı bir anten elde etmek için uygundur. Dalga denklemlerini çözmek için kullanılan tüm parametreler Tablo 2.2 üzerinde gösterilmiştir.

$$\beta_x p N_x + 2 \beta_{eff} \Delta L = \pi, TM_{10} \quad (2.15)$$

$$\beta_x p \frac{N_x}{2} + 2 \beta_{eff} \Delta L = \pi, Anti - faz TM_{20} \quad (2.16)$$

Tablo 2.2 Denklem Parametreleri

Değişken	Değer
W	10.4 mm
g	1.4 mm
N_x	4
β_{eff}	213.2 rad/m
ΔL	1.47 mm
$\beta_x \times p (TM_{10})$	36°
$\beta_x \times p (Anti-faz TM_{20})$	72°

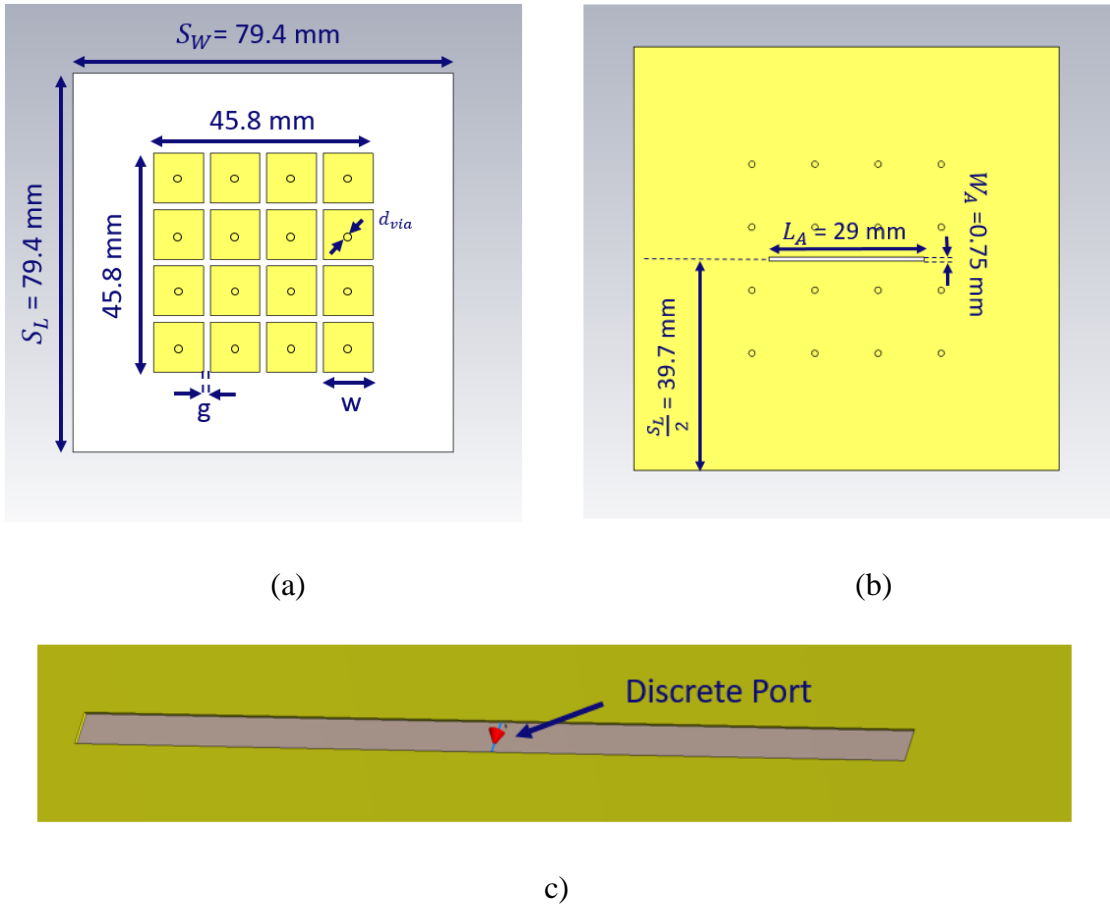


Şekil 2.6 Saçılma Grafiği Üzerinde TM_{10} ve Anti-faz TM_{20} ait Mod Frekansları

2.4.1. Ayırık giriş kapısı ile anten giriş empedansı uyumlaması

4 x 4 Mantar-Benzeri Meta Malzeme anten, CST Studio Suite benzetim programı üzerinde modellenmiştir. Taban malzemesi olarak 3.248 mm kalınlığında, 3.66 dielektrik katsayısına sahip Rogers RO4350B malzemesi kullanılmıştır. Taban malzemesi bir kenar uzunluğu 79.4 mm olan bir kare şeklindedir ($S_L = S_W = 79.4$ mm). Kare yamaların boyutları

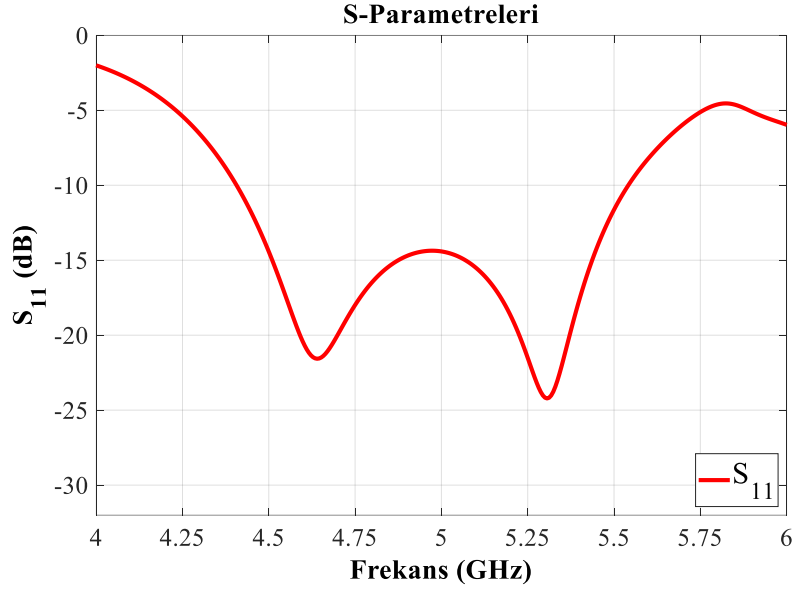
$w = 10.4$ mm, meta malzemeler yamalar arasındaki uzaklık $g=1.4$ mm, yamaları toprak hattına bağlayan iletken deliklerin çapı ise $d_{via} = 0.6$ mm olarak ayarlanmıştır. Meta malzeme dizisinin arka kısmında bulunan toprak katmanı üzerinde $L_A=29$ mm uzunluğunda ve $W_A=0.75$ mm kalınlığında bir açıklık oluşturulmuştur. Mikroşerit hat modellemesine geçmeden önce anten merkez frekansını ve anten bant genişliğini kabaca ayarlayabilmek için açıklığın iki ucu arasında 50 Ohm empedansa sahip ayırık giriş kapısı (ing: “Discrete Port”) yerleştirilmiştir (Şekil 2.7) ve S-Parametresi analizi yapılmıştır.



Şekil 2.7 CST Studio Üzerinde Tasarlanmış Antenin (a) Yukarıdan görüntüsü (b) Arkadan görüntüsü (c) Besleme açıklığı

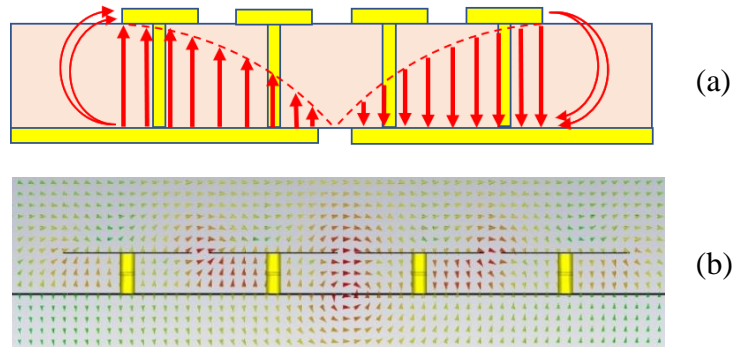
S-Parametresi ölçüm sonuçları Şekil 2.8’de gösterilmiştir. Anten 5 GHz merkez frekansında çalışıp, 1.14 GHz 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliğine sahiptir. Çukur frekanslarına göre TM_{10} mod frekansı 4.64 GHz, Anti-faz TM_{20} mod frekansı ise 5.306 GHz

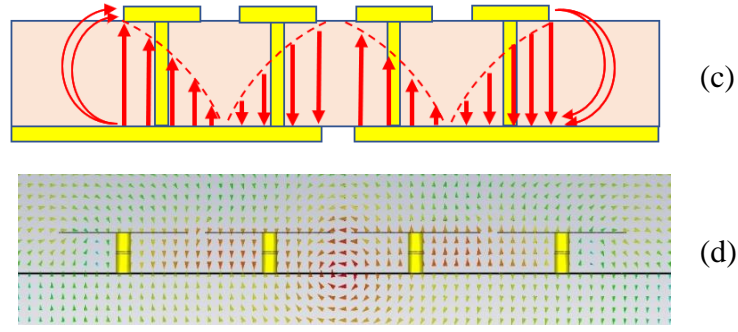
olarak ölçülmüştür. Bu değerler Şekil 2.6’da gösterilen TM_{10} ve Anti-faz TM_{20} frekansları, 4.72 ve 5.21 GHz’e, ± 80 MHz yakınlığındadır.



Şekil 2.8 Ayırık Giriş Kapısı ile Beslenmiş Antenin Benzetim Programı S₁₁ Sonucu

CST Studio Suite benzetim programı ile antenin TM_{10} (4.64 GHz) ve Anti-faz TM_{20} (5.306 GHz) mod frekanslarında elektrik alan analizi yapılmış ve anten yan kesiti içerisindeki elektrik alanlar izlenmiştir. Şekil 2.9a ve Şekil 2.9c’de TM_{10} ve Anti-faz TM_{20} moduna ait teorik elektrik alan çizgileri gösterilmektedir [18]. Şekil 2.9b ve Şekil 2.9d’de de bu bölümde tasarlanmış antenin 4.64 GHz ve 5.306 GHz frekanslarında uyarılan iki modunun elektrik alan sonuçları gösterilmiştir. Elektrik alan çizgileri ve bu çizgilerin yönleri teorik sonuçlar ile karşılaştırıldığında, 4.64 GHz ve 5.306 GHz frekanslarında TM_{10} ve Anti-faz TM_{20} modların uyarımının doğru bir şekilde sağlandığını görülmüştür.





Şekil 2.9 (a) TM_{10} teorik elektrik alan çizgileri (b) TM_{10} benzetim programı elektrik alan sonucu (c) Anti-faz TM_{20} teorik elektrik alan çizgileri (d) Anti-faz TM_{20} benzetim programı elektrik alan sonucu

2.4.2. Mikroşerit besleme hattı tasarımı

CST Studio Suite benzetim ortamında, ayrık giriş kapısı yöntemi ile TM modları istenilen frekanslara yerleştirildikten sonra, anteni besleyecek mikroşerit hat tasarımına geçilmiştir. Mikro şerit hat tasarımının yapılacağı taban malzemesine karar verilirken ileriki aşamalarda tasarıma eklenecek filtre boyutunun göz önünde bulundurulması gerekmektedir. Filtre boyutu besleme açıklığını geçmeyecek boyutlarda tasarlanmalı ve filtre giriş/çıkış kapıları için pay bırakılmalıdır. Aksi takdirde ikinci rezonatör besleme açıklığının üzerine geleceğinden anten besleme açıklığı ve filtrenin çıkış kapısı birbirleri ile bağlaşım yapamayacaklardır. Bu yüzden filtrenin kaplayacağı ortalama uzunluk çalışmanın bu bölümünde hesaplanmıştır. TMBDK rezonatörlerin boyutları denklem (2.17), (2.18) ve (2.19) yardımıyla hesaplanmaktadır. Buradaki a ve b değişkenleri rezonatörün x ve y eksenindeki uzunluklarını, d değişkeni iletken geçiş deliklerinin çapını; p ise sıralı şekilde yerleştirilmiş iletken geçiş deliklerinin merkezleri arasındaki uzaklığı ifade etmektedir.

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{0.95p} \quad (2.17)$$

$$b_{eff} = b - \frac{d^2}{0.95p} \quad (2.18)$$

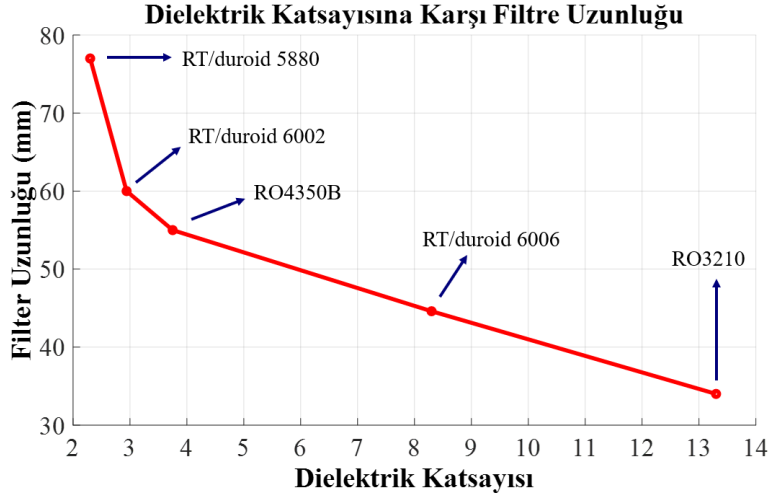
$$f_{m0l} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{b_{eff}}\right)^2} \quad (2.19)$$

Filtre boyutunun hesaplanmasına ilk olarak taban malzemesinin seçimi ile başlanmıştır. Rogers RT/duroid 5880, RT/duroid 6002, RO4350B, RT/duroid 6006 ve RO3210 malzemelerine ait dielektrik katsayıları Tablo 2.3’de verilmiştir. Bu malzemelerin dielektrik katsayıları incelendiğinde Rogers RT/duroid 5880, RT/duroid 6002 ve RO4350B malzemelerinin izotropik bir malzemeye daha yakın özellik gösterdiği; Rogers RT/duroid 6006 ve Rogers RO3210 malzemelerinin ise anizotropik özellikte olduğu görülmektedir [27]. Rezonatör uzunlukları hesaplanırken denklem (2.19)’da gösterilen dielektrik katsayısı (ϵ_r) yerine taban malzemesinin x-y düzlemindeki dielektrik katsayısı $\epsilon_{x,y}$ kullanılmıştır. Çünkü rezonatörün rezonans frekansını belirleyen a ve b uzunlukları, x-y düzlemi üzerindedir.

Tablo 2.3 Filtre Tasarımında Kullanılabilecek Taban Malzemeleri

Malzeme	Dielektrik Katsayısı (Z eksen)	Dielektrik Katsayısı (X-Y Düzlemi)
Rogers RT/duroid 5880	2.2	2.3
Rogers RT/duroid 6002	2.94	2.94
Rogers RO4350B	3.66	3.75
Rogers RT/duroid 6006	6.45	8.3
Rogers RO3210	10.8	13.3

TE101 dominant modunda çalışacak 5 GHz kesim frekansına sahip, d uzunluğu 0.6 mm ve p uzunluğu 1 mm olan iki elemanlı bir TMBDK filtrenin Tablo 2.3’de gösterilen 5 farklı dielektrik malzeme üzerinde kaplayacağı toplam uzunlukla Şekil 2.10’da gösterilmiştir. Toplam filtre uzunluğu hesaplanırken SMA konnektörün canlı ucunun ihtiyaç duyacağı 10 mm besleme hattı grafikte gösterilen filtre boyutlarına eklenmiştir. Filtre-antene eklenecek toplam filtre boyutu, Şekil 2.7’de gösterilen 39.7 mm uzunluğunu geçemeyeceğinden bu koşulu sağlayan 34 mm toplam filtre uzunluğuyla Rogers RO3210 malzemesi olmuştur.



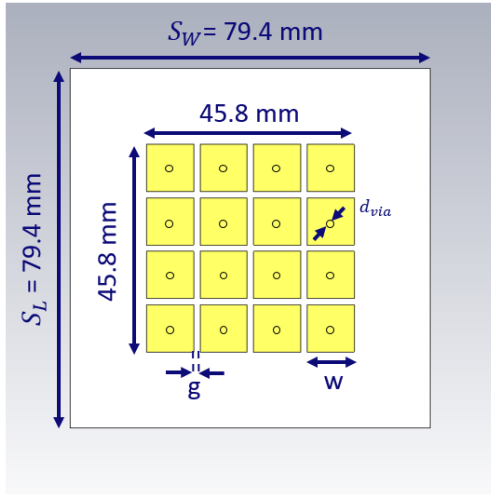
Şekil 2.10 Dielektrik Katsayısına Karşı Filtre Uzunluğu Grafiği

Taban malzemesi seçildikten sonra mikroşerit besleme hattı, taban malzemesinin en alt kısmından başlayarak besleme açıklığını L_{STUB} uzunluğu kadar geçecek şekilde tasarlanmıştır (Şekil 2.11a). Besleme hattı ile besleme açıklığını en iyi şekilde uyumlayabilmek için L_{STUB} uzunluğunun kılavuzlanmış dalga boyunun çeyreğine ($\lambda_g / 4$) eşit olması gerekmektedir [20]. Kılavuzlanmış dalga boyu denklem (2.20) ile hesaplanmaktadır. Buradaki ϵ_r dielektrik sabitini, c ışık hızını, f ise antenin merkez frekansını temsil etmektedir.

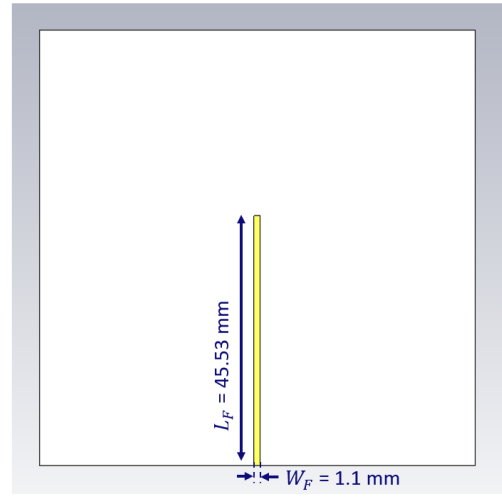
$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{c}{f} \quad (2.20)$$

Anten besleme hattı tasarımında kullanılan Rogers 3210, malzemesine ait dielektrik katsayıları z yönünde 10.8, x ve y yönünde ise 13.3'e eşittir ($\epsilon_{x,y} = 13.3$, $\epsilon_z = 10.8$) [27]. Denklem (2.20) kullanılarak kılavuzlanmış dalga boyu uzunluğu hesaplaması yapılırken dielektrik katsayısı olarak x ve y yönündeki bileşeni olan 13.3 sayısı kullanılmıştır. Taban malzemesinin en alt noktası ile besleme açıklığının merkezi arasındaki mesafe 39.7 mm'dir (Şekil 2.7a). Bu uzunluk kılavuzlanmış dalga boyunun çeyreği kadar (4.11 mm) arttırıldığında besleme hattı toplam uzunluğu 43.81 mm'ye eşit olmuştur. Tasarım sonucunda iletim hattı, uzunluğu $L_F = 43.81$ mm, iletim hattı kalınlığı $W_F = 1.1$ mm olacak şekilde antenin arka kısmına yerleştirilmiştir. Ardından anten besleme açıklığının optimizasyonu işlemine geçilmiştir. Açıklık bağlaşımlı anten tasarımında optimizasyona

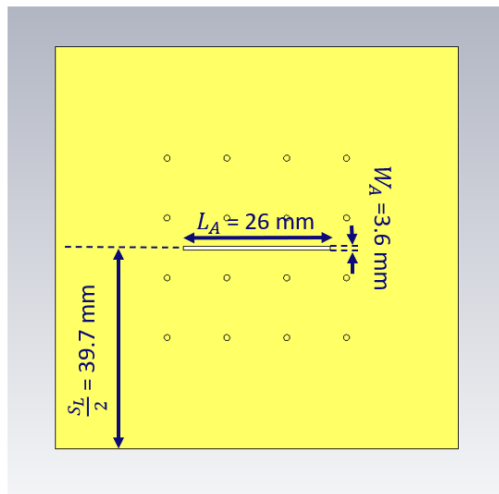
başlamadan önce ilk değer olarak besleme açıklığının kalınlığı (W_A), açıklık uzunluğunun (L_A) %10'u ile %15'i aralığında ayarlanmaktadır [20]. Bu yüzden mikro şerit besleme yöntemine geçildiğinde ayırık giriş kapısı yönteminde hesaplanan L_A uzunluğu 29 mm'de sabit tutulmuş ve W_A uzunluğu ise 2.9 mm olarak ayarlanmıştır. Açıklık uzunluğu L_A , 25-30 mm aralığında kaydırılmış ve 26 mm uzunluğa sahipken anten merkez frekansının 5 GHz'e eşit olduğu gözlemlenmiştir. Ardından açıklık kalınlığı W_A , 2.9 mm – 4.35 mm aralığında kaydırılmıştır. İstenilen 800 MHz bant genişliği değerleri açıklık kalınlığı 3.6 mm, açıklık uzunluğu 26 mm iken elde edilmiştir. Böylece anten tasarımı tamamlanmıştır. Antene ait tüm uzunluklar ve yan kesit görüntüsü Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



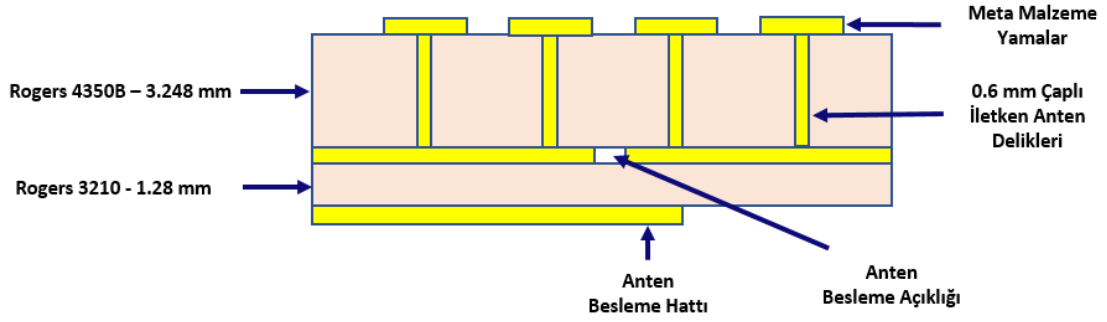
(a)



(b)



(c)

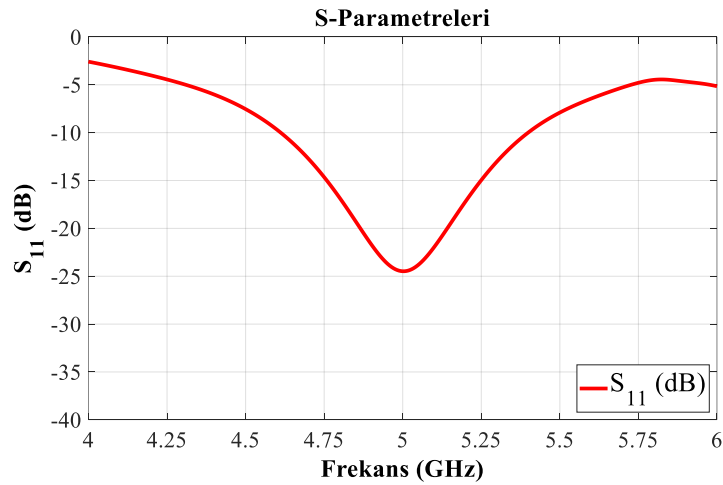


(d)

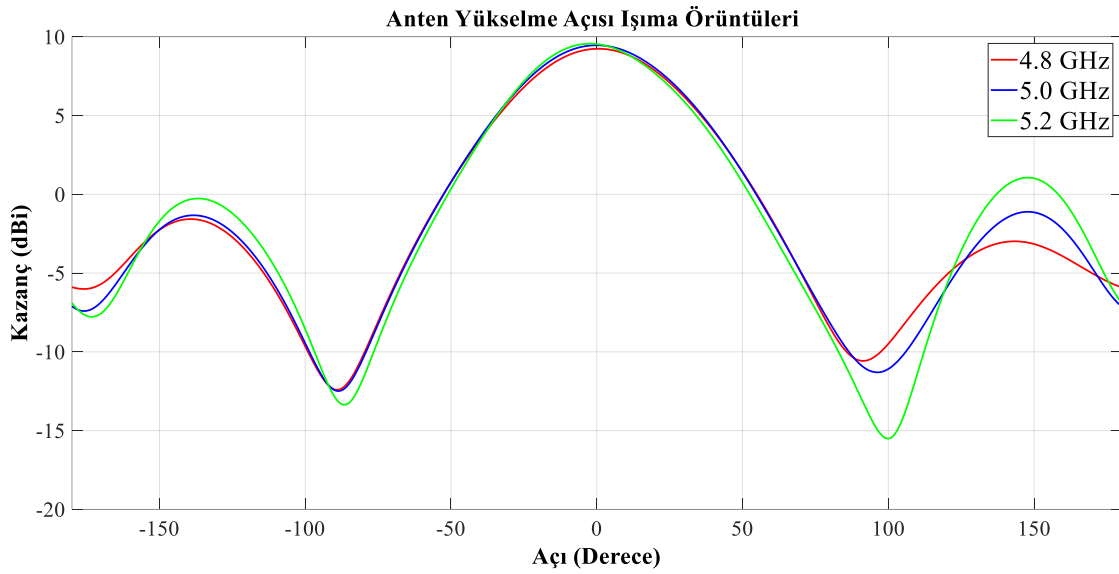
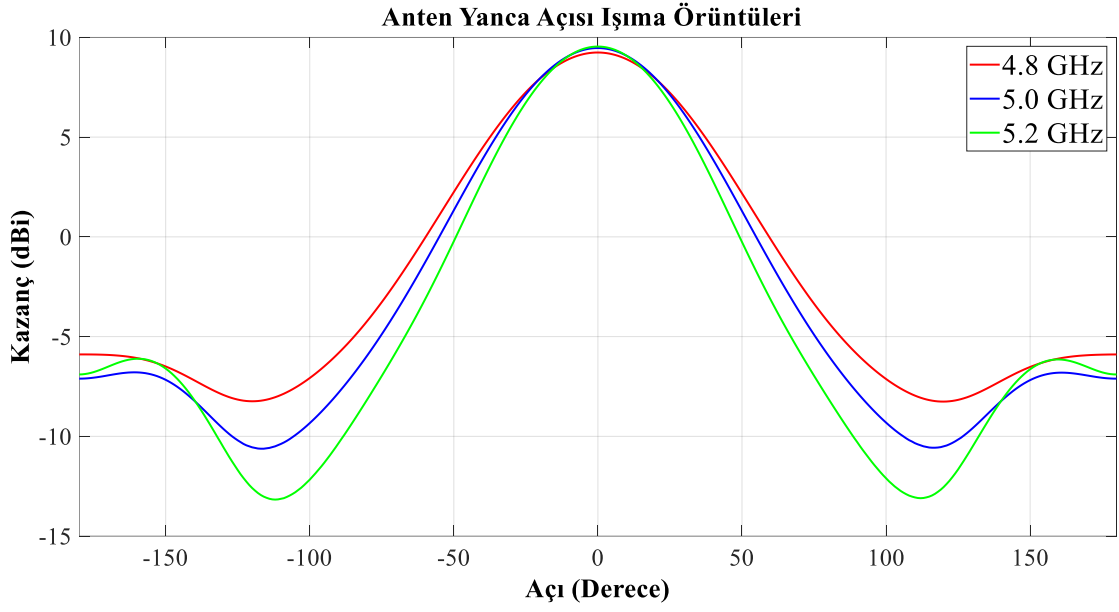
Şekil 2.11 Tasarımı tamamlanmış Anten Görseli (a) Anten ön yüzeyi (b) Anten arka yüzeyi (c) Anten besleme açıklığı (d) Anten yan kesit görüntüsü

2.5. Anten CST Studio Suite Benzetim Programı Sonuçları

Tasarımı tamamlanan Mantar-Benzeri meta malzeme antenin CST Studio Suite Benzetim Programı üzerinde S-Parametresi analizi yapılmıştır. Bu analizin sonucunda elde edilen S_{11} grafiği Şekil 2.12’de paylaşılmıştır. Tasarım sonucunda 5 GHz merkez frekansına ve 786 MHz 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliğine sahip meta malzeme anten elde edilmiştir. Bu antene ait 4.8 GHz, 5 GHz ve 5.2 GHz frekanslarındaki yanca ve yükseliş açılarındaki ışınma örüntüleri ve gerçekleşmiş kazanç değerleri Şekil 2.13’te gösterilmiştir.



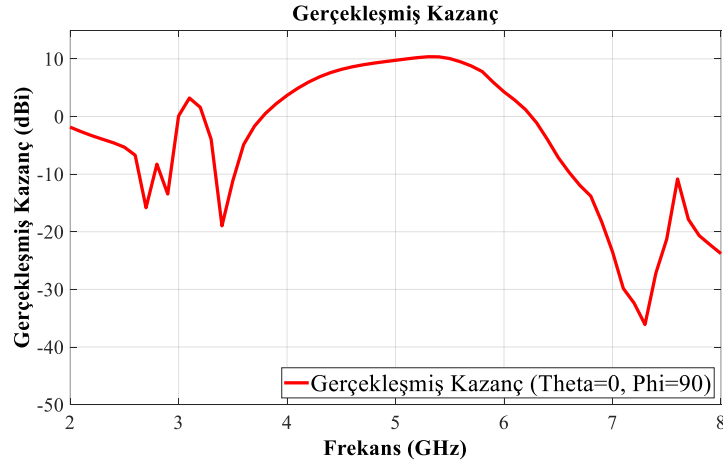
Şekil 2.12 Mantar-Benzeri Meta Malzeme Anten Benzetim Programı S₁₁ Sonucu



Şekil 2.13 Mantar-Benzeri Meta Malzeme Anteninin Benzetim Programı (a) Yanca Açısı Işıma Örüntüleri (b) Yükseliş Açısı Işıma Örüntüleri

Meta malzeme antenin, CST Studio Suite benzetim ortamı kullanılarak, 2-8 GHz frekans aralığı boyunca her 100 MHz aralıkta örneklenmiş, anten asal eksenini (ing.

“Boresight”) yönündeki gerçekleşmiş kazanç (ing. : “realized gain”) değerleri Şekil 2.14’te gösterilmiştir.



Şekil 2.14 Geniş Bantlı Anten Benzetim Programı Gerçekleşmiş Kazanç Sonucu

Tasarım sonucunda elde edilen anten özellikleri Tablo 2.4’te özetlenmiştir. Anten tasarımı sonucunda 5 GHz merkez frekansa sahip, 786 MHz’lik 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliğini bulunan ve kazancı 4.8 – 5.2 GHz frekans aralığında 8.57-9.4 dBi arasında değişen doğrusal polarizasyona sahip yönlü anten tasarımı elde edilmiştir.

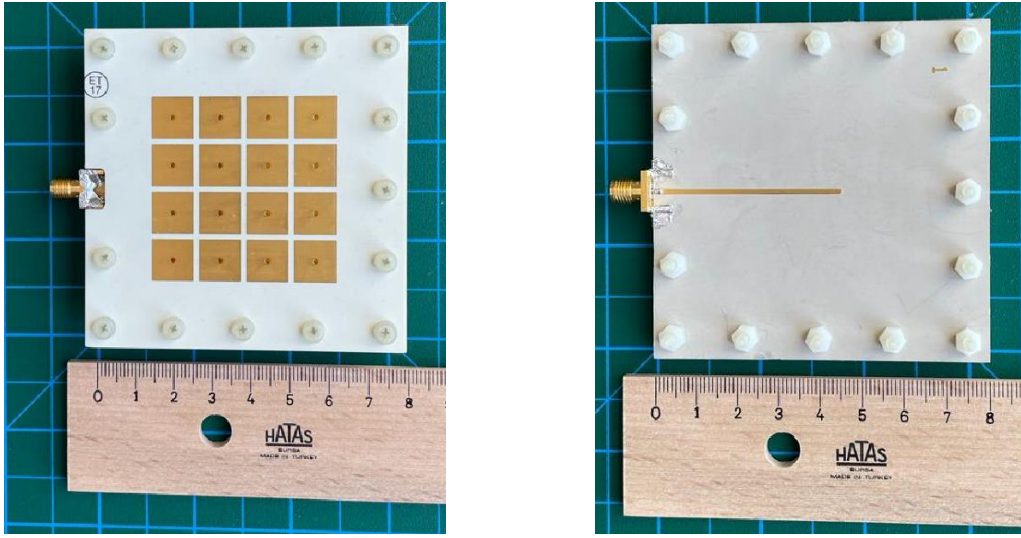
Tablo 2.4 Anten Benzetim Programı Sonuçları

Anten Benzetim Programı Sonuçları			
Yönlülük	Yönlü Anten		
Polarizasyon	Doğrusal		
Merkez Frekans	5 GHz		
10-dB Geri Yansıma Kaybı Bant Genişliği	786 MHz		
Oransal Bant Genişliği	%15.72		
Işıma Örüntüsü ve Gerçekleşmiş Kazanç Özellikleri			
Frekans:	4.8 GHz	5 GHz	5.2 GHz
Gerçekleşmiş Kazanç (Asal Eksen Yönü):	9.24 dBi	9.46 dBi	9.54 dBi
3-dB Hüzme Genişliği (Yanca):	61.9°	57.1°	51.7°
3-dB Hüzme Genişliği (Yükseliş):	57.6°	57.2°	54.4°

2.6. Anten Tasarımının Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

2.6.1. Anten üretimi

CST Studio Suite Benzetim Programında tasarlanmış anten tasarımı, CNC kazıma yöntemi kullanılarak üretilmiştir. Antenin giriş kapısında Cinch marka 142-0701-851 model dişi SMA konektör kullanılmıştır. Üretim sonucunda anten uzunluğu 79.4 mm, genişliği ise 79.4 mm olarak ölçülmüştür. Antenin ön yüzey ve arka yüzey görselleri Şekil 2.15’de verilmiştir.



(a)

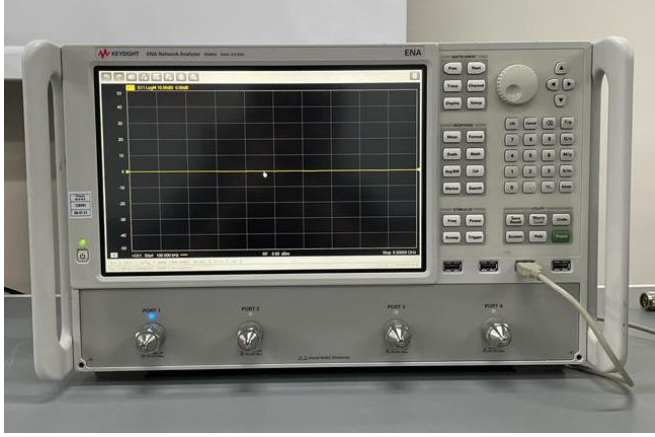
(b)

Şekil 2.15 Üretilmiş Anten (a) Ön yüzey görseli (b) Arka yüzey görseli

2.6.2. Anten ölçüm sonuçları

Anten tasarımı Rogers RO4350B taban malzemesi üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu malzemenin dielektrik sabiti üretici firma tarafından (3.48 ± 0.1) olarak belirtilmiştir. Dielektrik sabitinin tolerans aralığı (± 0.1) , malzemenin dielektrik katsayısının %2.87’sine eşittir. Dielektrik katsayısı, dielektrik malzeme kayıpları ile doğru orantılı, dalga boyu ile ters orantılı olarak değişmektedir [24]. Bu nedenle, tasarım ile üretim sonuçları arasında oluşacak kayıpların ve frekans farklarının %2.87’nin altında gerçekleşmesi beklenmektedir.

Üretimi tamamlanmış antenin S-Parametreleri, Keysight marka ENA E5080A model Vektör Network Analizör cihazı ile ölçülmüştür (Şekil 2.16a). Vektör Network Analizör cihazı Keysight marka N4431B Elektronik Kalibrasyon Kiti ile kalibre edilmiştir (Şekil 2.16b). VNA ölçüm kablosu olarak HUBER-SUHNER marka SUCOFORM-100 model kablo kullanılmıştır. Antenin S-Parametresi ölçüm sonuçları Şekil 2.17’de verilmiştir.

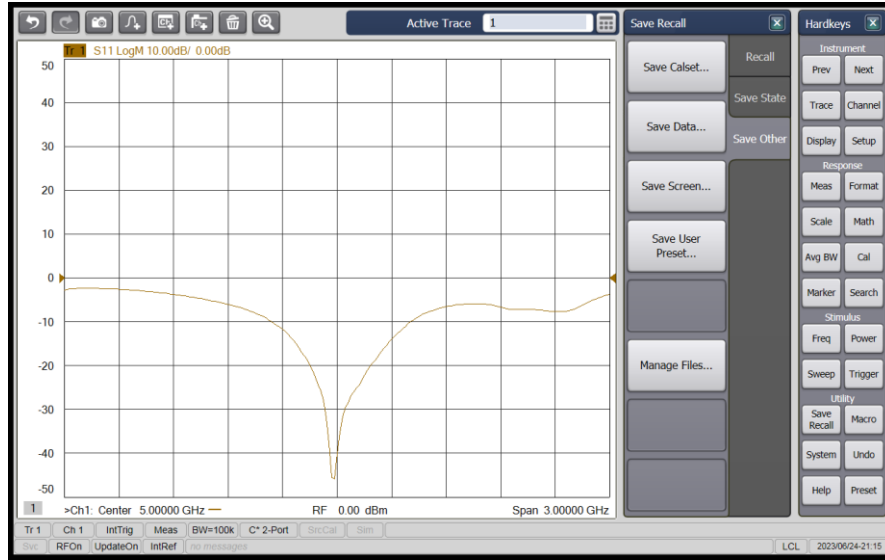


(a)



(b)

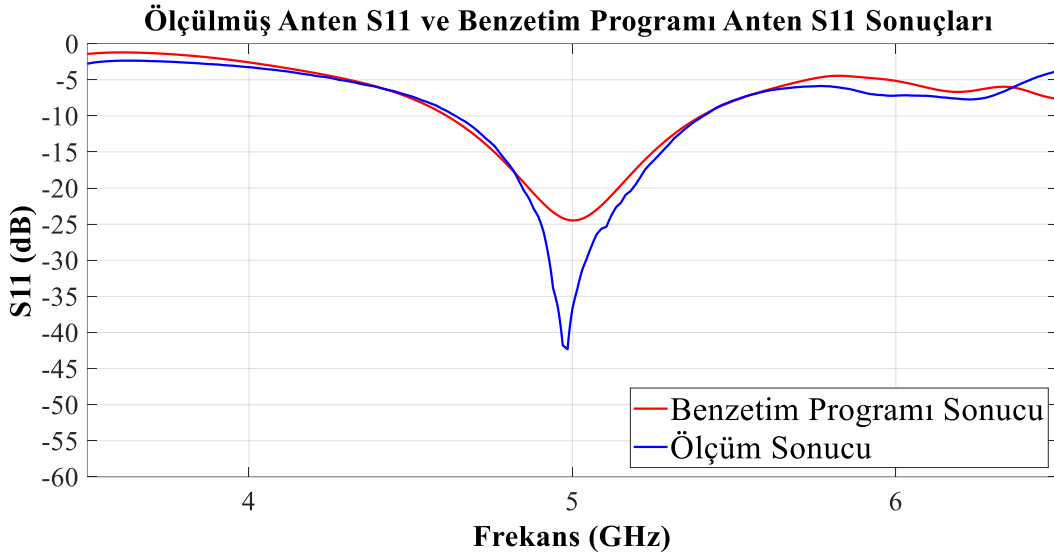
Şekil 2.16 Anten Ölçüm Cihazları (a) Vektör Network Analizör (b) Kalibrasyon Cihazı



Şekil 2.17 Anten S-Parametresi Ölçüm Sonucu

2.6.3. Anten ölçüm ve benzetim programı sonuçlarının karşılaştırılması

Bu bölümde üretimi tamamlanan anten tasarımının ölçüm ve benzetim programı sonuçları karşılaştırılmıştır. Yapılan ölçümlerde antenin 10-dB geri yansımaya kaybı bant genişliği 766 MHz (4638- 5404 MHz) olarak ölçülmüştür. Bu değer benzetim programı sonucunda ise 786 MHz (4611– 5397 MHz) olarak hesaplanmıştır. Benzetim programı ve ölçüm sonucu arasındaki 20 MHz'lik 10-dB geri yansımaya kaybı bant genişliği farkı, antenin merkez frekansı olan 5 GHz'in %0.4'üne eşittir. Yapılan ölçümlerde antenin merkez frekansı benzetim programı sonucuna göre 15 MHz kadar daha büyüktür. Bu değer antenin merkez frekansının %0.3'üne eşittir. Ölçülmüş ve Benzetim Programında elde edilmiş antenlerin Oransal bant genişlikleri sırasıyla %15.32 ve %15.72 olarak hesaplanmıştır. İki değer arasındaki fark %0.4'e eşittir. Benzetim programı ve ölçüm sonuçları arasındaki tüm farklar Bölüm 2.6.2'de hesaplanan tolerans aralığı (%2.87) içindedir.



Şekil 2.18 Ölçülmüş Anten S11 ve Benzetim Programı Anten S11 Sonuçları

Anten tasarımına ait ölçüm sonuçları Tablo 4.2'de özetlenmiştir. Üretim sonucunda merkez frekansı 5 GHz olan, 786 MHz 10-dB Geri yansımaya bant genişliğine sahip yönlü anten elde edilmiştir.

Tablo 2.5 Anten Ölçüm Sonuçları

Anten Ölçüm Sonuçları			
Yönlülük	Yönlü Anten		
Polarizasyon	Doğrusal		
Merkez Frekans	5 GHz		
10-dB Geri Yansıma Kaybı Bant Genişliği	786 MHz		
Oransal Bant Genişliği	%15.72		
Işıma Örüntüsü ve Gerçekleşmiş Kazanç Özellikleri *			
Frekans:	4.8 GHz	5 GHz	5.2 GHz
Gerçekleşmiş Kazanç (Asal Eksen Yönü):	9.24 dBi	9.46 dBi	9.54 dBi
3-dB Hüzme Genişliği (Yanca):	61.9°	57.1°	51.7 °
3-dB Hüzme Genişliği (Yükseliş):	57.6°	57.2°	54.4°

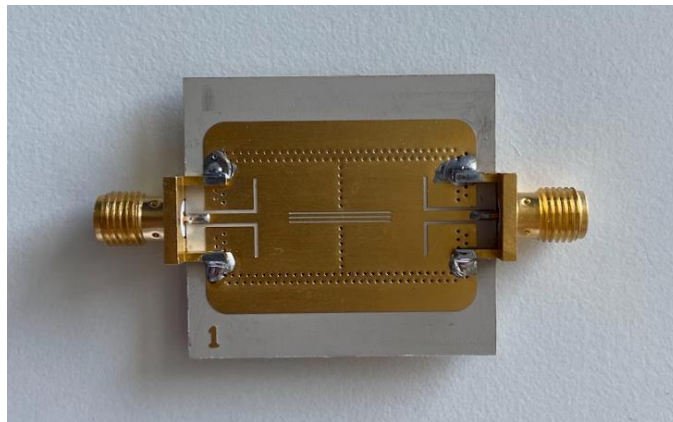
* Tabloda gösterilen gerçekleşmiş kazanç sonuçları benzetim programından elde edilmiştir.

Tablo 3.1 Genel Bağlaşım Matrisi

M	S	1	2	...	N	L
S	$M_{S,S}$	$M_{S,1}$	$M_{S,2}$...	$M_{S,N}$	$M_{S,L}$
1	$M_{1,S}$	$M_{1,1}$	$M_{1,2}$...	$M_{1,N}$	$M_{1,L}$
2	$M_{2,S}$	$M_{2,1}$	$M_{2,2}$...	$M_{2,N}$	$M_{2,L}$
...
N	$M_{N,S}$...	$M_{N,N}$	$M_{N,L}$
L	$M_{L,S}$	$M_{L,1}$	$M_{L,1}$...	$M_{L,N}$	$M_{L,L}$

3.2. Taban Malzemeye Bütünleşik Dalga Kılavuzu (TMBDK) Filtreler

TMBDK filtreler, bağlaşıklık rezonatörlü filtre kategorisine ait filtrelerdir ve dielektrik malzeme ile iletken geçiş delikleri kullanılarak tasarlanmaktadır (Şekil 3.2). Bu tip filtreler, yüksek rezonatör kalite değerlerini (Q-değeri) sağlayabilmesi, düşük maliyetli ve kolay üretilebilir olması gibi avantajları sayesinde oldukça geniş bir kullanım alanına sahiptir. Düşük hacimli ve hafif olmalarına karşın bu filtreler uygun malzeme seçimi ile 50W güce kadar dayanabilmektedir. Günümüz teknolojiyle TMBDK yöntemi kullanılarak 40 GHz frekansına kadar filtre tasarımları yapmak mümkündür.



Şekil 3.2 TMBDK Filtre Görseli

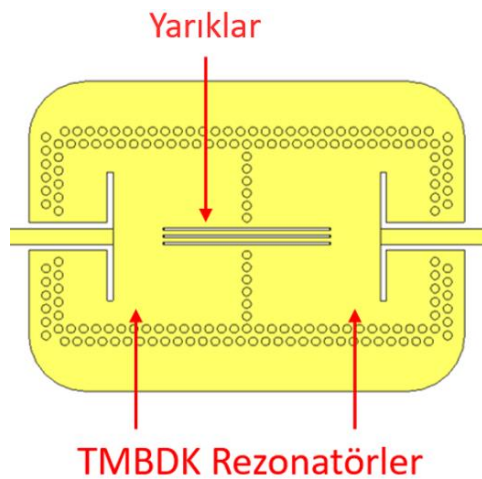
Bu tez çalışmasında merkez frekansı 5 GHz ve 500 MHz 1-dB araya girme kaybı bant genişliği olan yarık bağlaşımlı TMBDK filtre tasarımı yapılmıştır. Kolay üretilebilir ve yüksek performanslı olması bu TMBDK filtre yönteminin seçilmesinde etkili olmuştur.

3.3. Filtrenin Benzetim Programı Üzerinde Modellenmesi

Benjamin Potelon ve arkadaşları 2008 yılında yayınladıkları çalışma ile TMBDK filtrenin rezonatörleri üzerine açılan yarıklar sayesinde fazladan bir karma bağlaşım değeri oluşturulabildiğini göstermiştir [12]. Yaptıkları çalışmada bu karma bağlaşım değeri kullanılarak eliptik fonksiyona sahip bir filtre tasarımı elde etmişlerdir.

2018 yılında Amit Ranjan Azad ve arkadaşlarının yayınladığı çalışmada ise yine aynı yöntem kullanılarak fazladan bir karma bağlaşım değeri oluşturulmuştur. Bu bağlaşım katsayısının farklı değerlere uyarlanması ile filtrenin geçirme bandının altında veya üzerinde fazladan bastırma oranları sağlanabilmiştir [13].

Bu çalışmada ise yarık bağlaşımlı TMBDK filtre yöntemi kullanılarak 5 GHz merkez frekansında çalışan, 500 MHz 1-dB araya girme kaybı bant genişliğine sahip bir filtre tasarımı yapılmıştır. Rezonatörler üzerine açılan yarıklar sayesinde filtre, ikinci dereceden bir TMBDK filtre kadar yer kaplamasına karşın üçüncü dereceden bir filtre özelliği göstermektedir (Şekil 3.3). Bu sayede bant dışı bastırma oranları artırılmış ve bant içi yansıma oranları düşürülmüştür.



Şekil 3.3 Yarık Bağlaşımlı TMBDK Filtre

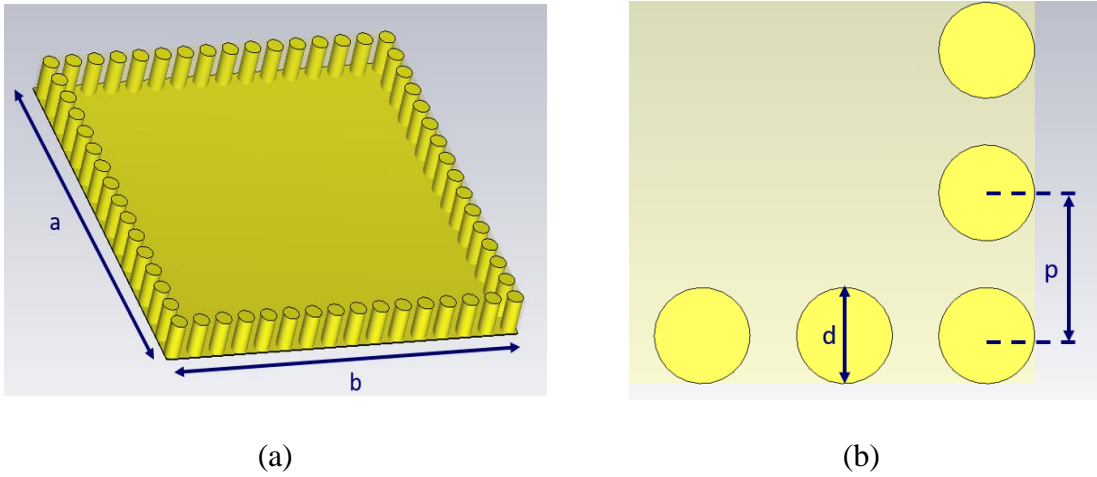
3.3.1. TMBDK rezonatör tasarımı

TMBDK rezonatörler içi dielektrik malzeme doldurulmuş kavite rezonatörler gibi çalışmaktadır ve rezonans frekansları denklem (3.3) yardımıyla hesaplanmaktadır [13]. Denklem (3.1) ve (3.2) 'de yer alan a ve b değişkenleri rezonatör uzunluklarını, d iletken geçiş deliklerinin çapını; p ise iletken geçiş deliklerin merkezleri arasındaki uzaklığı ifade etmektedir (Şekil 3.4). Çalışmanın bu bölümünde dominant mod olan TE₁₀₁ modunda çalışacak 5 GHz kesim frekansına sahip TMBDK rezonatör tasarımı yapılmıştır.

$$a_{eff} = a - \frac{d^2}{0.95p} \quad (3.1)$$

$$b_{eff} = b - \frac{d^2}{0.95p} \quad (3.2)$$

$$f_{m01} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{b_{eff}}\right)^2} \quad (3.3)$$



Şekil 3.4 TMBDK Rezonatör (a) Köşe uzunlukları (b) İletken delik çapı ve aralıkları

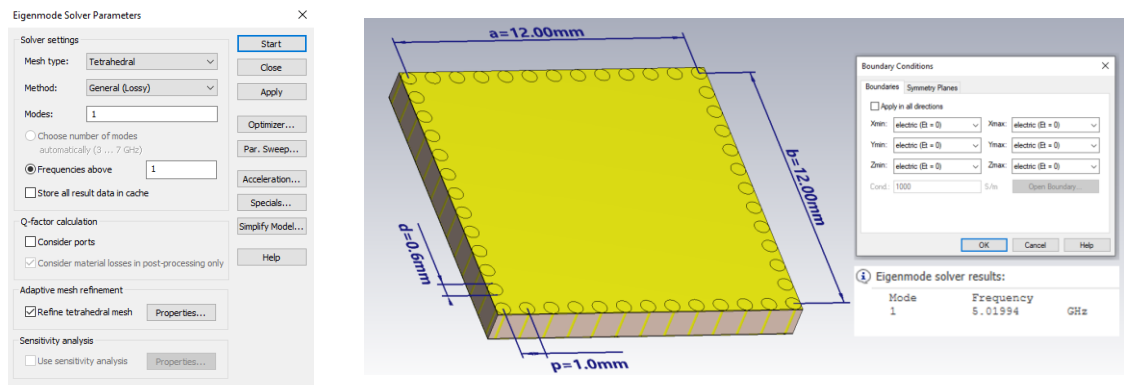
Tablo 3.2'de 5 GHz rezonans frekansına sahip bir TMBDK Rezonatörün boyutları gösterilmiştir. Her iki kenarı eşit ve 12.00 mm, iletken geçiş deliklerinin çapı 0.6 mm ve iletken geçiş delikleri arası mesafe 1 mm olan bu rezonatörün rezonans frekansı denklem

(3.1), (3.2) ve (3.3) kullanılarak 5.002 GHz olarak hesaplanmıştır. Bu hesaplamada dielektrik katsayısı olarak Rogers RO3210 taban malzemesinin x-y düzlemindeki dielektrik katsayısı değeri ($\epsilon_{x,y}$) 13.3 değeri kullanılmıştır.

Tablo 3.2 Rezonatör Uzunlukları ve Frekans Özellikleri

Değişken	Değer
a	12.00 mm
b	12.00 mm
p	1 mm
d	0.6 mm
$\epsilon_{x,y}$	13.3
ϵ_z	10.8
f_0	5.002 GHz

Ardından TMBDK Rezonatör, CST Studio Suite Benzetim Programı ortamında modellenmiştir. Alt ve üst katmanları 0.035 mm bakır kaplı, 1.28 mm kalınlığa sahip Rogers 3210 malzeme kullanılarak modellenen TMBDK Rezonatörün rezonans frekansı, Öz Çözücü Metodu kullanılarak 5.019 GHz olarak hesaplanmıştır. (Şekil 3.5).



(a)

(b)

Şekil 3.5 CST Studio Suite Üzerinde TMBDK Rezonans Frekansı Hesaplanması (a) Arayüz ayarları (b) Benzetim programı sonucu

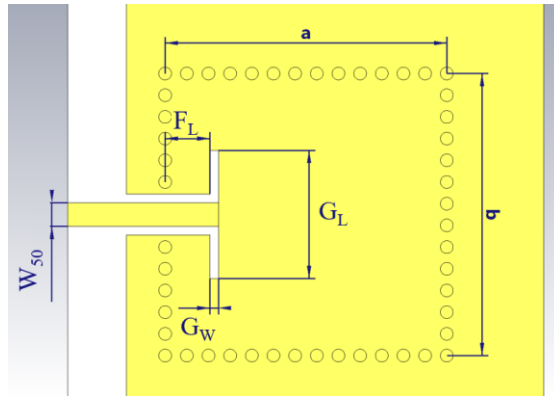
3.3.2. Dış kalite faktörünün hesaplanması

Dış Kalite Faktörünün (Dış-Q) bir rezonatörü besleyen besleme hattı üzerindeki depolanan enerjinin, rezonatöre aktardığı enerjiye oranıdır [10]. Bağlaşik rezonatörlü filtre tasarlarken iki farklı Dış-Q hesaplaması yapılması gerekmektedir. Bunlardan ilki rezonatörler arasındaki bağlaşım katsayılarını elde ederken kullanılır ve burada Dış-Q değerinin mümkün olduğunca yüksek olması gerekmektedir [10]. Bu sayede giriş kapısının ilk rezonatör ile yapmış olduğu bağlaşım katsayısı değeri ($M_{S,1}$) azalır ve diğer rezonatörler arası bağlaşım katsayısı ($M_{N,K}$) hesaplanırken daha doğru sonuçlar elde edilmiş olur [10]. İkinci Dış-Q hesaplaması ise filtreyi temsil eden bağlaşım matrisindeki $M_{S,1}$ katsayısını elde etmek için yapılır. Matristeki $M_{S,1}$ değerini sağlayacak Dış-Q değeri (Q_e) denklem (3.4) ve (3.5) yardımıyla hesaplanır [11].

$$OBG = \frac{1dB \text{ Bant Genişliği}}{f_c} \quad (3.4)$$

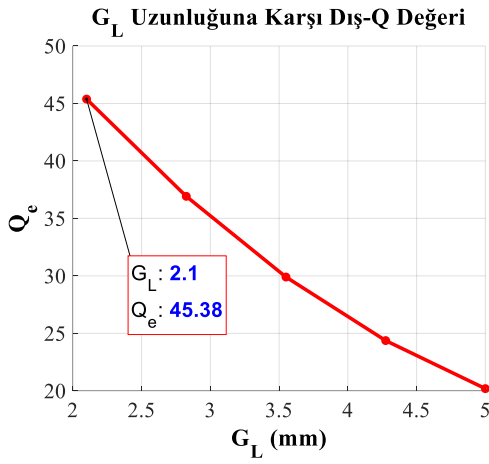
$$Q_e = \frac{1}{OBG \cdot M_{S,1}^2} \quad (3.5)$$

Bu çalışmada bağlaşım katsayılarının çıkarılması aşamasında kullanılacak $M_{S,1}$ değerinin 0.15-0.20 ($Q_e \cong 271 - 483$) aralığında kalması hedeflenmiştir. Rezonatörü beslemek için 50-Ohm empedansa sahip bir mikro şerit hat kullanılmıştır (Şekil 3.6). Bu mikro şerit hattın tasarıma eklenmesi TMBDK rezonatörün rezonans frekansını az miktarda değiştirdiğinden rezonatörün a ve b uzunlukları 5 GHz rezonans frekansına sahip olacak şekilde tekrar optimize edilmiştir ($a=b=13.2 \text{ mm}$).

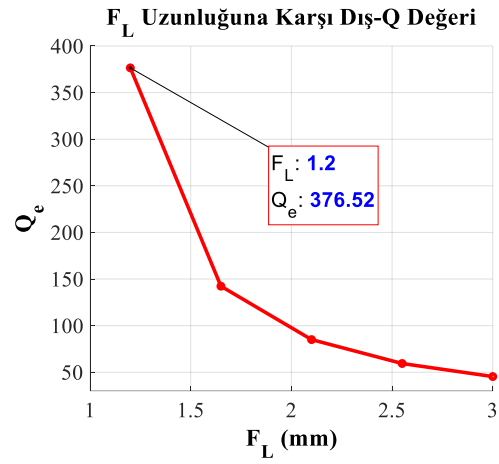


Şekil 3.6 Besleme Hattı Modellenmiş Rezonatör Boyutları

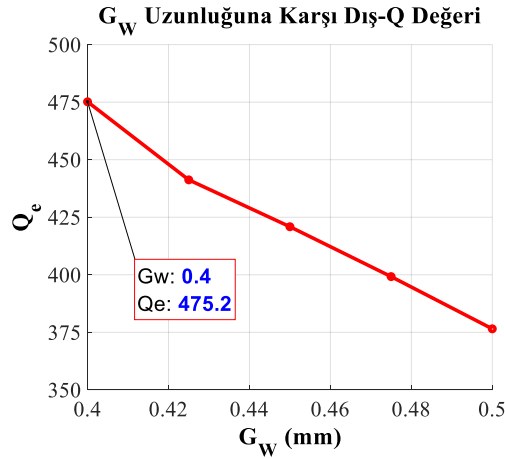
Hedeflenen Dış-Q değerleri, Şekil 3.6'da gösterilen F_L , G_L ve G_W uzunluklarında yapılan değişiklikler ile ayarlanabilmektedir. Şekil 3.7'de bu değerlerin Dış-Q üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Grafiklerde gösterilen Dış-Q değerleri, modelleme işlemi tamamlanan rezonatörün, S-Parametresi ve Grup Gecikmesi analizi sonuçlarının denklem (3.6) ile hesaplanmasıyla elde edilmiştir. F_L , G_L ve G_W değerlerindeki artış Dış-Q değerinde azalmaya sebep olmuştur. Hedeflenen değer aralığına ulaşabilmek için ilk olarak G_L , daha sonra F_L ve son olarak G_W değerleri azaltılmıştır (Şekil 3.7). Dış-Q değeri ayarlarken en büyük değişime sebep olan uzunluğun G_W uzunluğu olduğu gözlemlenmiştir.



(a)



(b)

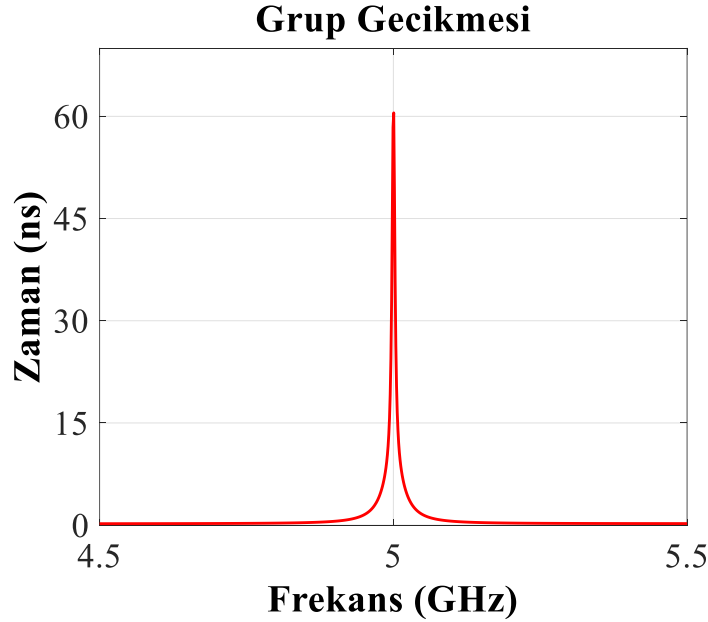


(c)

Şekil 3.7 (a) F_L değişkeni, (b) G_L değişkeni ve (c) G_W değişkenine karşı Dış-Q değerleri

Analizler sonucunda rezonatör uzunlukları, a ve b değerleri 13.20 mm, F_L değeri 1.20 mm, G_L değeri 2.10 mm, G_W değeri 0.4 mm ve W_{50} değeri 1.1 mm olarak ayarlandığında istenilen Dış-Q değer aralığına ulaşılmıştır. Bu uzunluklara ait TMBDK Rezonatörün grup gecikmesi tepkesi Şekil 3.8’de gösterilmiştir. Bu grafiğe göre rezonatörün merkez frekansı 5 GHz ve bu frekanstaki grup gecikmesi değeri 60.50 ns olarak ölçülmüştür. Ardından bu değerler denklem (3.6)’da kullanılmış ve $M_{S,1}$ değeri 0.152 ($Q_e = 475.2$) olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan değer bağlaşım katsayıları çıkarılırken kullanılacak hedef Dış-Q değer aralığındadır ($Q_e \cong 271-483$).

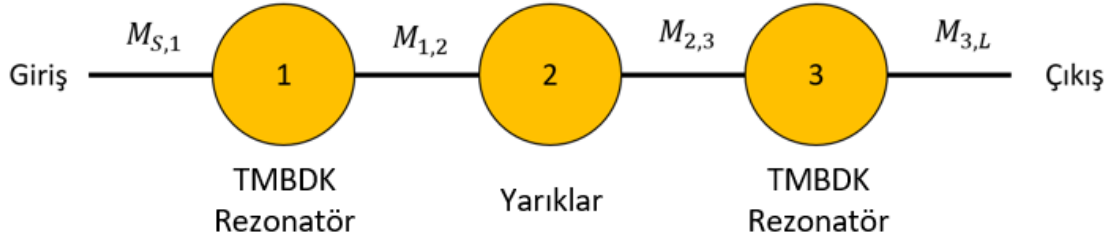
$$Q_e = \frac{2\pi f_0 \cdot \tau(f_0)}{4} \quad (3.6)$$



Şekil 3.8 Grup Gecikmesi Tepkesi

3.3.3. Bağlaşım matrisinin oluşturulması

Rezonatörleri üzerinde yarıklar bulunan iki TMBDK rezonatörlü bir filtre, üçüncü dereceden bir filtre gibi çalışmaktadır [13]. Yarıklar üçüncü bir rezonatör görevi görerek filtrenin geçirme bandı içerisinde geri yansımayı azaltırken, durdurma bandı içerisinde fazladan bastırma oranları sağlamaktadır. Yarık bağlaşımlı iki TMBDK rezonatörlü bir filtrenin rezonatörleri arasındaki ilişki Şekil 3.9’da gösterilmiştir.

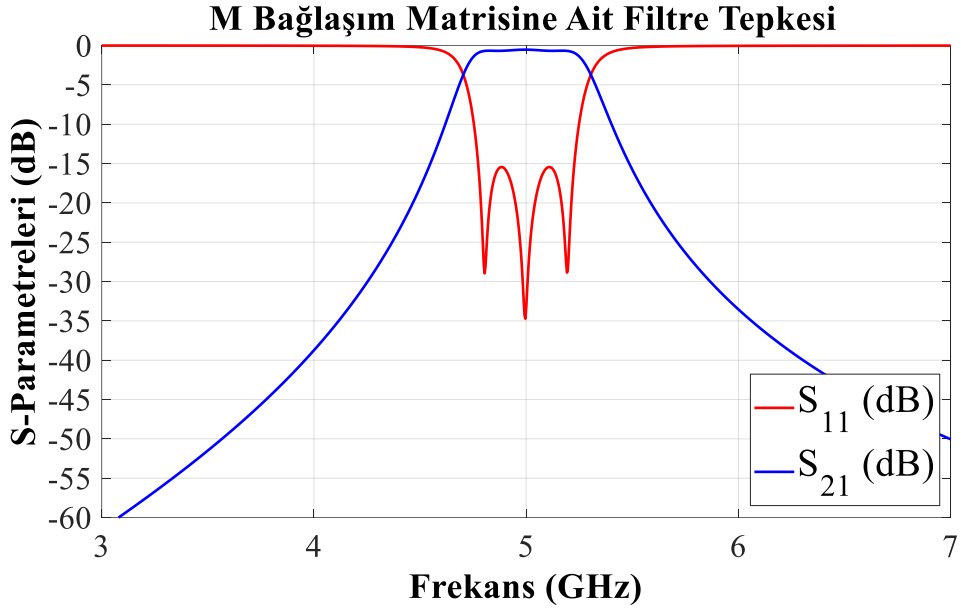


Şekil 3.9 Yarık Bağlı İkinci Dereceden TMBDK Filtre Diyagramı

Diyagramda birinci ve üçüncü rezonatörler TMBDK Rezonatör, ikinci rezonatör ise bağli yarıklar olarak adlandırılmıştır (Şekil 3.9). Bu rezonatör ilişkisi CST Filter Design Benzetim Programında modellenmiş ve ardından 5 GHz merkez frekansında çalışan, 500 MHz 1-dB araya girme kaybı bant genişliğine sahip bir filtre için bağli matrisi sentezlenmiştir. CST Filter Design Benzetim programında sentezlenmiş bağli matrisi Tablo 3.3’de verilmiştir. Bu bağli matrisine ait filtre tepkisi Şekil 3.10’da gösterilmiştir.

Tablo 3.3 CST Filter Design Programında Sentezlenmiş M matrisi

M	S	1	2	3	L
S	0.0	0.945	0.0	0.0	0.0
1	0.945	0.0	0.880	0.0	0.0
2	0.0	0.880	0.0	-0.880	0.0
3	0.0	0.0	-0.880	0.0	0.945
L	0.0	0.0	0.0	0.945	0.0



Şekil 3.10 M Bağlaşım Matrisine Ait Benzetim Programı Filtre Tepkisi

3.3.4. Bağlaşım katsayılarının elde edilmesi

Tüm bağlaşım matrisleri kesim frekansı 1 rad/sn olacak şekilde normalize edilmiş bir alçak geçiren filtre fonksiyonunu temsil etmektedir ve aynı dereceye sahip tüm filtreler için ortak bir formdur [11]. Bu yüzden M matrisini sağlayacak bir filtre tasarımına başlamadan önce filtrenin frekans özelliklerini taşıyan K fiziksel bağlaşım matrisine geçilir. K matrisi, M matrisinin, Oransal Bant Genişliği (OBG) ile çarpılması ile elde edilir [11]. Oransal Bant Genişliği (OBG) bir filtrenin geçirme bandı içerisinde, geçiş kaybının 1 dB'den düşük olduğu frekans aralığının (1-dB Geçirme Bant Genişliği), filtrenin merkez frekansına (f_c) bölünmesi ile hesaplanır (3.7).

$$OBG = \frac{1dB \text{ Geçirme Bant Genişliği}}{f_c} \quad (3.7)$$

$$[k_{N,K}] = OBG \cdot [M_{N,K}] \quad (3.8)$$

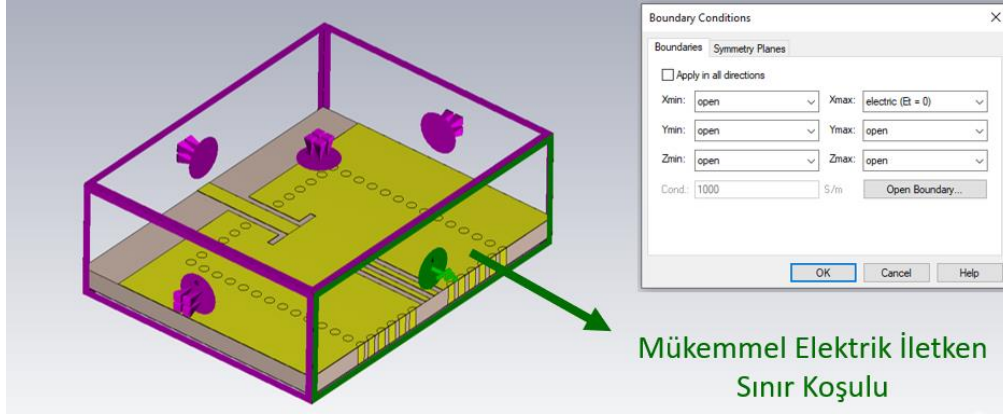
Oransal Bant Genişliği hesaplandıktan sonra denklem (3.8) kullanılarak K Matrisi elde edilir. Bölüm 3.3.3'de hesaplanmış Bağlaşım Matrisine ait Fiziksel Bağlaşım Matrisi Tablo 3.4'te verilmiştir.

Tablo 3.4 CST Filter Design Programında Sentezlenmiş K matrisi

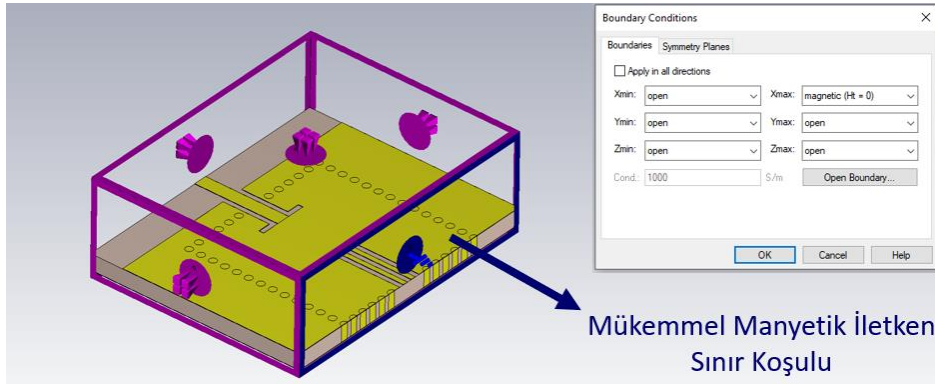
K	S	1	2	3	L
S	0.0	0.0945	0.0	0.0	0.0
1	0.0945	0.0	0.0880	0.0	0.0
2	0.0	0.0880	0.0	-0.0880	0.0
3	0.0	0.0	-0.0880	0.0	0.0945
L	0.0	0.0	0.0	0.0945	0.0

Fiziksel Bağlaşım Matrisi (K) hesaplandıktan sonra fiziksel bağlaşım katsayılarını elde etme aşamasına geçilir. İki rezonatör arasındaki fiziksel bağlaşım katsayısı ($k_{N,K}$) denklem (3.9) yardımıyla hesaplanır [10]. Simetrik filtrelerde tek bir rezonatöre tek ve çift mod analizi yaparak tek mod (f_{odd}) ve çift mod (f_{even}) frekanslarını elde etmek mümkündür [11]. Tek mod analizi gerçekleştirilirken bir rezonatörün diğer bir rezonatör ile birleştiği dikey düzlem mükemmel elektrik iletken malzeme olarak tanımlanır (Şekil 3.11a) ve S-Parametresi analizi yapılır. S_{11} değerinin minimum olduğu noktadaki çukur frekans değeri tek mod frekansı (f_{odd}) olarak kaydedilir. Daha sonra aynı düzlem mükemmel manyetik iletken malzeme olarak tanımlanır (Şekil 3.11b) ve S-Parametresi analizi işlemi tekrarlanır. S_{11} değerinin minimum olduğu noktadaki çukur frekans değeri çift mod (f_{even}) frekansı olarak kaydedilir. Kaydedilen tek ve çift mod frekansları denklem (3.9) yardımıyla çözülür [10]. Böylelikle iki rezonatör arasındaki fiziksel bağlaşım katsayısı elde edilmiş olur.

$$k_{N,K} = \frac{f_{odd}^2 - f_{even}^2}{f_{odd}^2 + f_{even}^2} \quad (3.9)$$



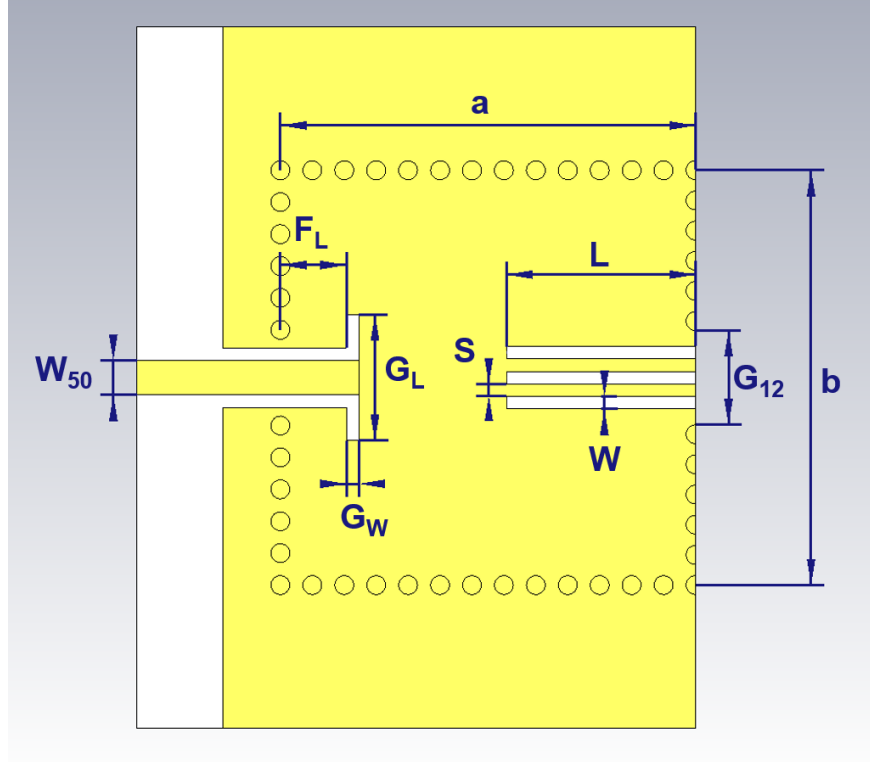
(a)



(b)

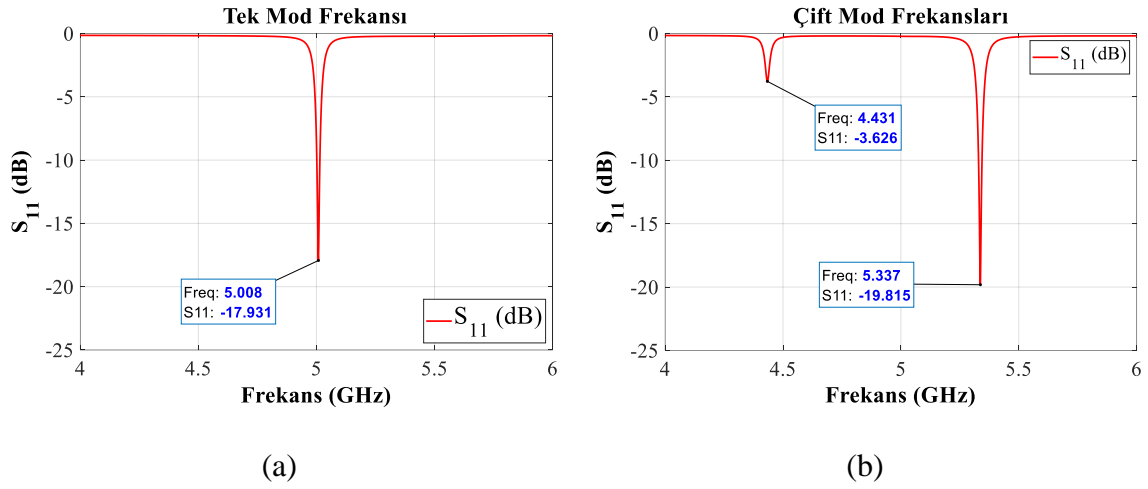
Şekil 3.11 Tek-Çift Mod Analiz için CST Studio Suite Üzerinde Sınır Tanımlamaları (a) Mükemmel Elektrik İletken sınır koşulu (b) Mükemmel Manyetik İletken sınır koşulu

Şekil 3.12’de CST Studio Suite ortamında modellenmiş yarık bağlaşımlı bir rezonatörün görseli paylaşılmıştır. Rezonatör parametrelerinin ilk değerleri $a=b=13.2$ mm, $W_{50}=1.1$ mm, $F_L=1.2$ mm, $G_L=2.1$ mm, $G_W=0.4$ mm, $L=6$ mm, $S=0.3$ mm, $W=0.3$ mm ve $G_{12}=3$ mm olacak şekilde modellenmiştir. Ardından Şekil 3.9’da gösterildiği gibi rezonatörün filtre üzerindeki bir diğer rezonatör ile birleşeceği düzleme sırasıyla mükemmel elektrik iletken ve mükemmel manyetik iletken yüzey yerleştirilerek S-Parametresi analizi yapılmıştır. Bu işlemin sonunda rezonatöre ait tek ve çift mod frekansları elde edilmiştir.



Şekil 3.12 Yarık Bağlı TMBDK Rezonatör Parametreleri

Yapılan tek mod analizinde f_{odd} frekansı 5.008 GHz olarak ölçülmüştür (Şekil 3.13a). Çift mod analizinde ise Şekil 3.13b’de görüldüğü gibi 4.431 GHz ve 5.337 GHz frekanslarında iki farklı çukur noktası olduğu gözlemlenmiştir. Bu çukur frekansları f_{even_1} ve f_{even_2} olarak adlandırılmıştır. Standart bir ikinci dereceden filtrenin yalnızca bir adet çift mod frekansı bulunurken, rezonatörler üzerinde Şekil 3.3’de gösterildiği gibi yarıklar bırakıldığında bu yarıklar üçüncü bir rezonatör gibi davranır ve filtre, ikinci bir çift-mod frekansına (f_{even_2}) sahip olur [13]. Yarık bağlantıları bulunmayan TMBDK Rezonatörlü filtrelerde N ve N+1 numaralı rezonatörler arasında yalnızca birer adet tek ve çift mod frekansı bulunduğundan ikisi arasındaki fiziksel bağlantı katsayısı $k_{N, N+1}$, denklem (3.9) yardımıyla elde edilebilir. Yarık bağlantımlı TMBDK filtrelerde ise iki adet çift mod frekansı bulunduğundan fiziksel bağlantı katsayısı değerlerini ($k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$) eş zamanlı olarak fiziksel bağlantı matrisine uyumlamak gerekmektedir.



Şekil 3.13 Rezonatörün (a) Tek Mod (f_{odd}) frekansı (b) Çift Mod (f_{even_1} ve f_{even_2}) frekansları

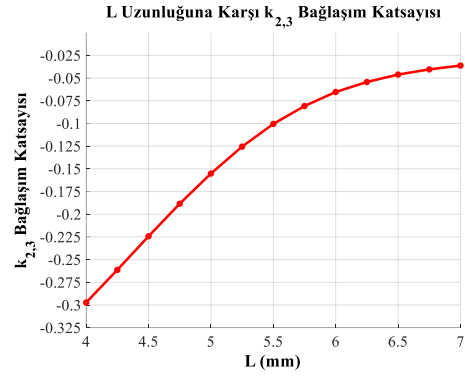
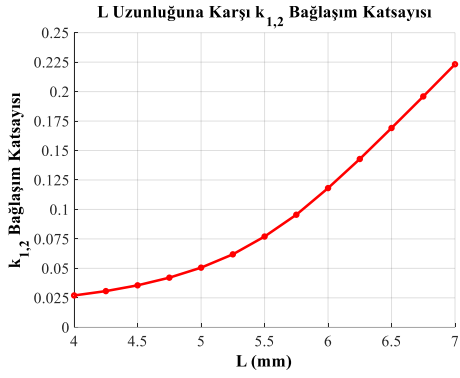
f_{even_1} ve f_{even_2} mod frekanslarının yerini, rezonatörün L, W, S ve G_{12} uzunluklarını değiştirerek kaydırmak mümkündür [13]. Böylelikle $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ değerleri Tablo 3.4’de fiziksel bağlaşım matrisinde belirtilen 0.0880 ve -0.0880 değerlerine uyarlanabilir. Bu aşamada f_{even_1} mod frekansı, f_{odd} frekansından küçük olduğundan aralarında oluşacak fiziksel bağlaşım katsayısı değeri pozitif olacaktır. Bu sebeple $k_{1,2}$ olarak adlandırılmıştır (3.10). f_{even_2} frekansı, f_{odd} frekansından küçük olduğu için aralarındaki fiziksel bağlaşım katsayısı değeri negatif değere sahip olacağından $k_{2,3}$ olarak adlandırılmıştır (3.11). Ardından fiziksel bağlaşım katsayılarını çıkarma işlemine geçilmiştir.

$$k_{1,2} = \frac{f_{odd}^2 - f_{even_1}^2}{f_{odd}^2 + f_{even_1}^2} \quad (3.10)$$

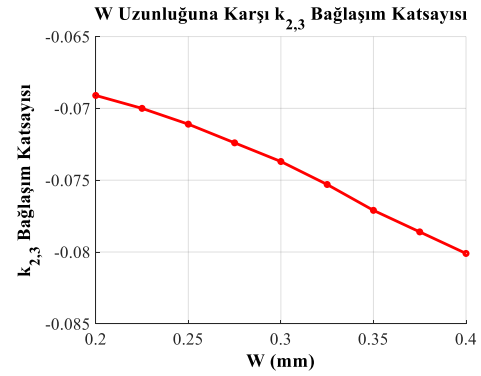
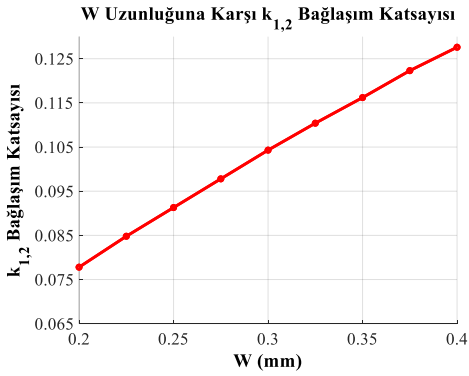
$$k_{2,3} = \frac{f_{odd}^2 - f_{even_2}^2}{f_{odd}^2 + f_{even_2}^2} \quad (3.11)$$

Rezonatör uzunlukları L, W, S ve G_{12} belirli bir aralıkta kaydırılarak $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ değerleri üzerindeki etkileri incelenmiştir. L uzunluğu 4 ile 7 mm aralığında kaydırılmıştır. L uzunluğunun artışı ile $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ değerlerinde artış gözlemlenmiştir (Şekil 3.14a). W uzunluğu ise 0.2 ile 0.4 mm aralığında kaydırılmıştır. W uzunluğunun artışı ile $k_{1,2}$ değerinde artış gösterirken, $k_{2,3}$ değerinde azalma gözlemlenmiştir (Şekil 3.14b). S

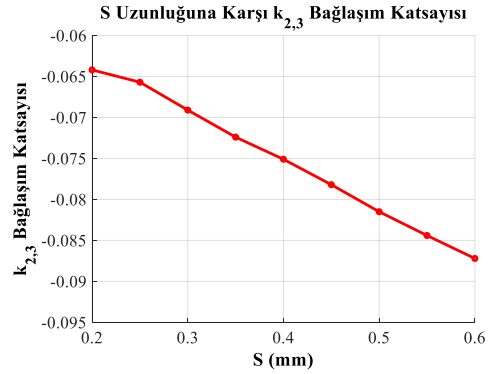
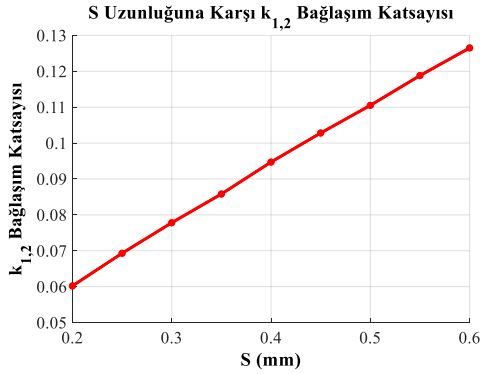
uzunluğu 0.2 ile 0.6 mm aralığında kaydırılmıştır. S uzunluğunun artışı ile $k_{1,2}$ değerinde artış gösterirken, $k_{2,3}$ değerinde azalma gözlemlenmiştir (Şekil 3.14c). Son olarak G_{12} uzunluğu 1.5 ile 3.25 mm aralığında kaydırılmıştır. G_{12} uzunluğu ile $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ değerlerinde doğrusal olmayan bir ilişki gözlemlenmiştir (Şekil 3.14d). CST Studio Suite Benzetim programından elde edilen, rezonatör uzunluklarının değiştirilmesine karşı bağlaşım katsayılarındaki değişim sonuçları Şekil 3.14’de gösterilmiştir.



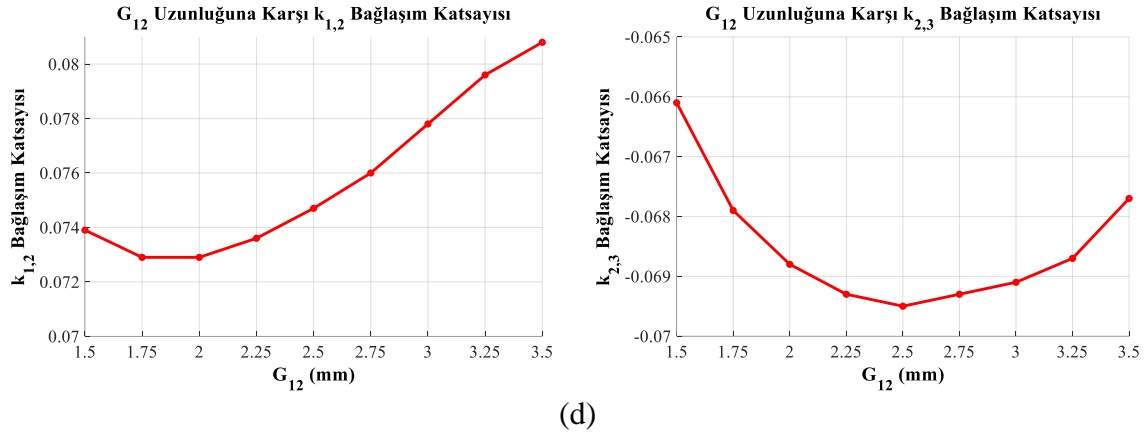
(a)



(b)

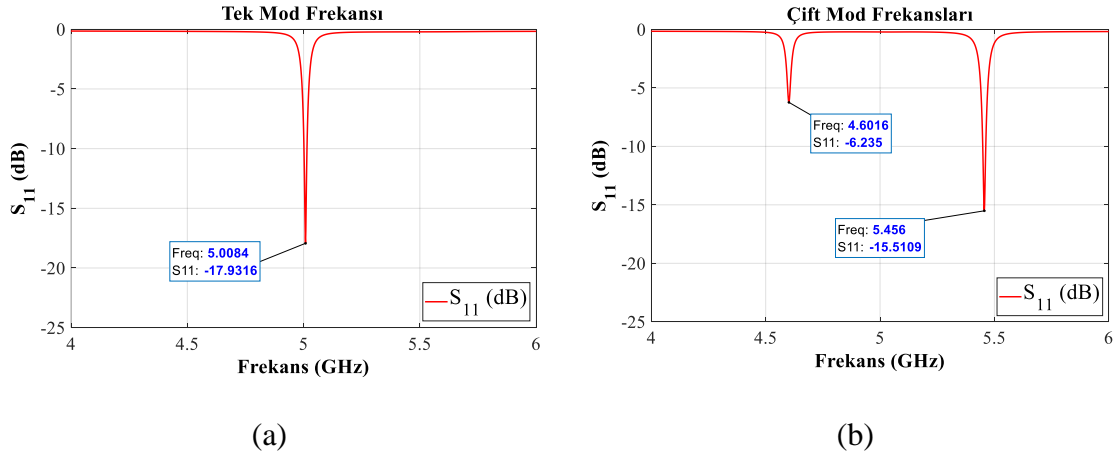


(c)



Şekil 3.14 (a) L uzunluğu, (b) W uzunluğu , (c) S uzunluğu ve (d) G_{12} uzunluğuna karşı $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ Katsayıları

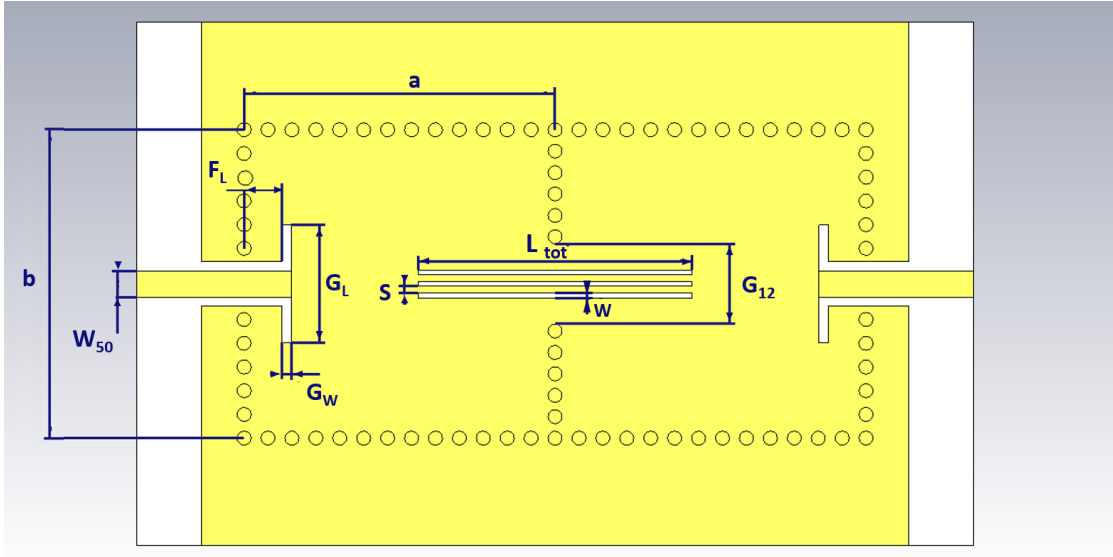
Hedeflenen $k_{1,2} = 0.0880$ ve $k_{2,3} = -0.0880$ değerlerine en yakın sonuçlar rezonatör uzunlukları $a=13.2$ mm, $b=13.1$ mm, $W_{50} = 1.1$ mm, $F_L = 1.2$ mm, $G_L = 2.1$ mm, $G_w = 0.4$ mm, $L=5.65$ mm, $S=0.3$ mm, $W=0.3$ mm ve $G_{12}=2$ mm eşitken elde edilmiştir. Bu uzunluklara ait f_{odd} , f_{even_1} ve f_{even_2} frekansları sırasıyla 5.008 GHz, 4.601 GHz ve 5.403 GHz olarak ölçülmüştür (Şekil 3.15). Bu tek ve çift mod frekanslarına sahip rezonatörün $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ değerleri, 0.0852 ve -0.0847 olarak hesaplanmıştır. Böylelikle K bağlaşım matrisine en yakın $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ fiziksel bağlaşım katsayı değerleri elde edilmiştir.



Şekil 3.15 $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ Değerlerine Göre Uyarlanmış (a) Tek ve (b) Çift Mod Frekansları

3.3.5. Filtrenin modellenmesi

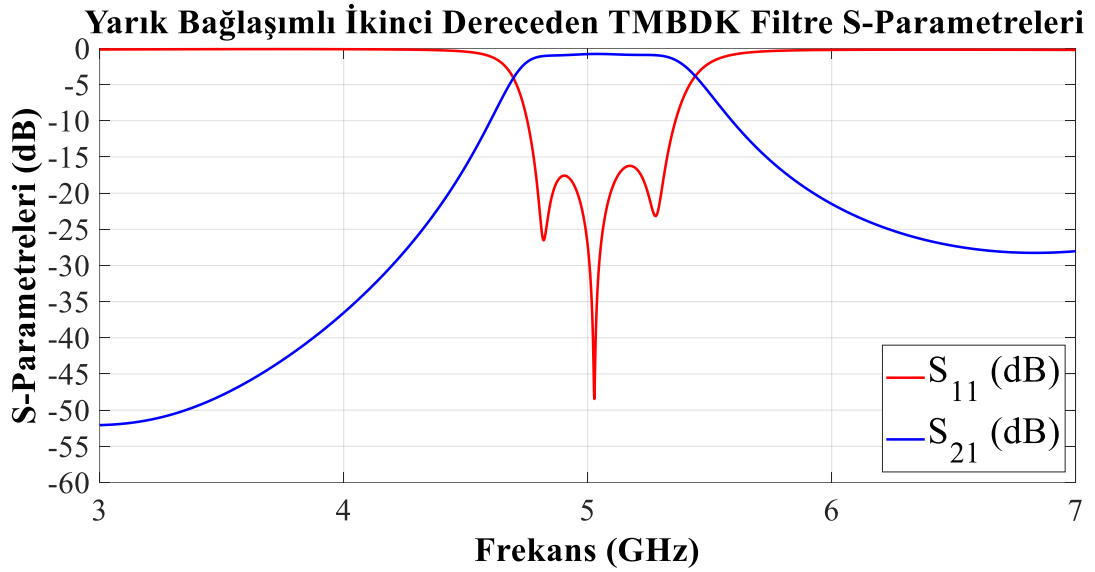
Fiziksel bağlaşım matrisinde bulunan $k_{1,2}$ ve $k_{2,3}$ fiziksel bağlaşım katsayı değerlerinin K fiziksel matrisine göre uyumlanmasından sonra $M_{S,1}$ ve $M_{3,L}$ Giriş/Çıkış kapı bağlaşım değerlerini ($M_{S,1} = M_{3,L} = 0.945$) M bağlaşım matrisine uyumlama aşamasına geçilmiştir. Tablo 3.3'deki $M_{S,1}$ ve $M_{3,L}$ değerlerini sağlayacak Dış-Q değeri denklem (3.5) kullanılarak 11.19 olarak hesaplanmıştır. Bölüm 3.3.2'de izlenen yöntem kullanılarak $a=b=13.2$, $F_L=3.55$ mm, $G_L=7.66$ mm ve $G_W=0.4$ mm rezonatör uzunluklarında istenilen Dış-Q ($Q_e = 11.19$, $M_{S,1} = M_{3,L} = 0.945$) değerine ulaşılmıştır. Böylelikle filtreyi modellemek için gerekli tüm uzunluklar elde edilmiştir. Bölüm 3.3.4'de elde edilen yarık uzunlukları ve M matrisindeki Dış-Q değerini sağlayacak uzunluklar ile filtre modellemesine geçilmiştir. Filtre modellemesi tamamlandıktan sonra yapılan optimizasyon işlemi sonucunda hedeflenen filtre tepkisi $a=13.2$ mm, $b=13$ mm, $W_{50}=1.1$ mm, $L_{tot}=11.65$ mm ($2 \times L$), $S=0.3$ mm, $W=0.2$ mm, $G_{12}=2$ mm $F_L=3.42$ mm, $G_L=9$ mm ve $G_W=0.4$ mm uzunluklarında elde edilmiştir ve filtre modellemesi tamamlanmıştır (Şekil 3.16).



Şekil 3.16 Modellemesi Tamamlanmış Filtre Görseli

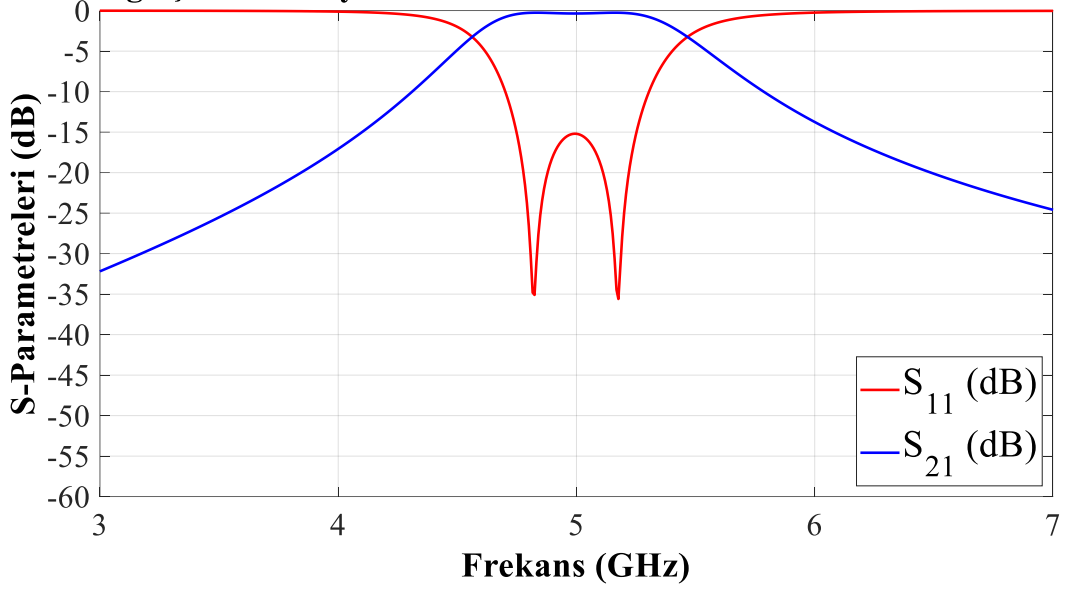
3.4. Filtre CST Studio Suite Benzetim Programı Sonuçları

Tasarımı tamamlanan filtre üzerinde CST Studio Benzetim Programı kullanılarak S-Parametresi analizi yapılmıştır. Sonuçlar Şekil 3.17a’da gösterilmiştir. Ardından CST Filter Design benzetim programı kullanılarak üzerinde yarıklar bulunmayan ikinci dereceden TMBDK filtre tepkisi sentezlemesi yapılmıştır. Üzerinde yarık bulunmayan ikinci dereceden TMBDK filtrenin S-Parametreleri sonuçları ile bu bölümde modellenmiş yarık bağlaşımlı iki rezonatörlü TMBDK filtrenin S-Parametreleri sonuçları Şekil 3.17b’de gösterilmiştir. Her iki filtre tepkesinin bant içi geri yansıma ve bant dışı bastırma özellikleri Tablo 3.5’te kıyaslanmıştır. Aynı uzunluğa sahip iki filtreden birinin üzerinde yarıklar oluşturulduğunda bant içi yansıma oranlarının azaldığı ve bant dışı bastırma oranlarının arttığı gözlemlenmiştir.



(a)

Yarık Bağlı Olmayan İkinci Dereceden TMBDK Filtre S-Paramet



(b)

Şekil 3.17 (a) Yarık Bağlı ve (b) Yarık Bağlı Olmayan İkinci Dereceden TMBDK Filtre Benzetim Programı Sonuçlarının Karşılaştırması

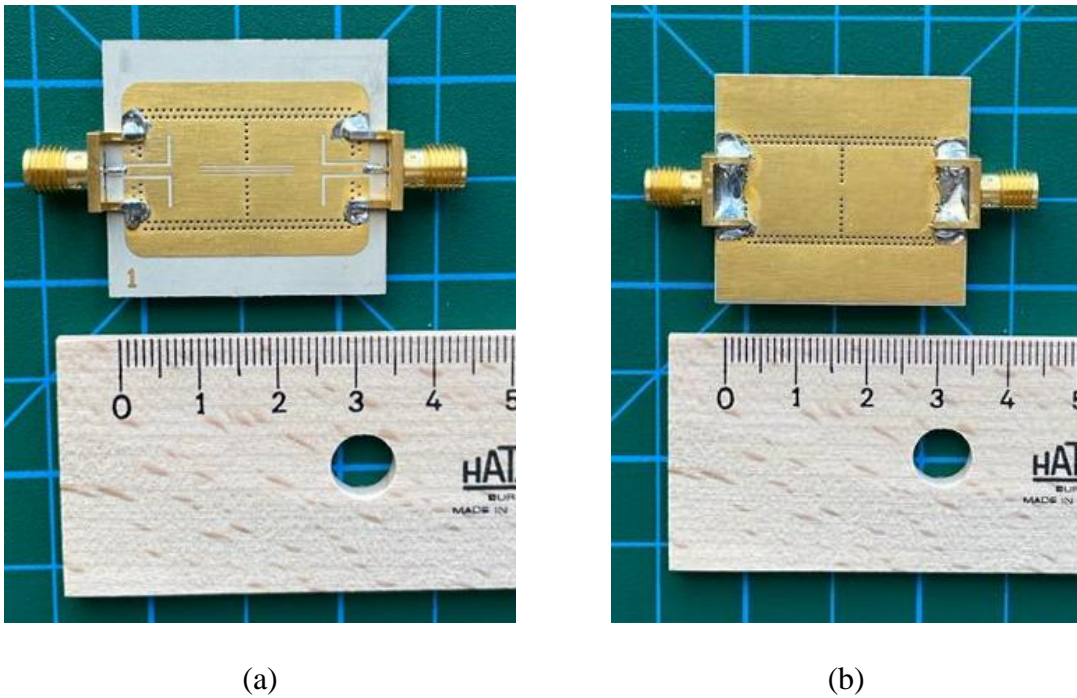
Tablo 3.5 Yarık Bağlı Olmayan ve Yarık Bağlı Filtrelerin Benzetim Programı Sonuçlarının Karşılaştırması

Filtre Benzetim Programı Sonuçları		
	Yarık Bağlı Filtre	Yarık Bağlı Olmayan Filtre
Merkez Frekans	5 GHz	5 GHz
Araya Girme Kaybı (@5 GHz)	0.77 dB	0.35 dB
1-dB Geçirme Bant Genişliği	500 MHz	500 MHz
3-dB Geçirme Bant Genişliği	772 MHz	880 MHz
20-dB Bastırma Bant Genişliği	1.5 GHz	2.66 GHz
10-dB Geri Yansıma Kaybı Bant Genişliği	675 MHz	604 MHz
Geri Yansıma Oranı	-48 dB (@ 5GHz)	-15 dB (@ 5GHz)

3.5. Filtre Tasarımının Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

3.5.1. Filtre üretimi

CST Studio Suite Benzetim Programında tasarlanmış filtre, CNC kazıma yöntemi kullanılarak üretilmiştir. Filtrenin giriş ve çıkış kapılarında Cinch marka 142-0701-851 model dişi SMA konektör kullanılmıştır. Üretim sonucunda filtrenin uzunluğu 34.9 mm, genişliği ise 31.73 mm olarak ölçülmüştür. Filtrenin ön yüzey ve arka yüzey görselleri Şekil 3.18’de paylaşılmıştır.

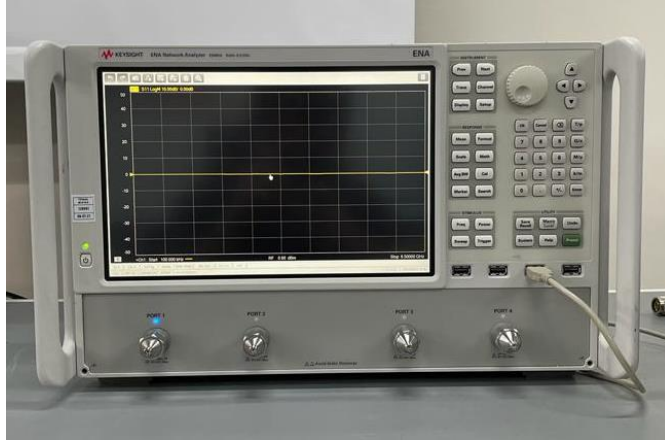


Şekil 3.18 Üretimi Tamamlanmış Filtre (a) Ön yüzey (b) Arka yüzey Görselleri

3.5.2. Filtre ölçüm sonuçları

Filtre tasarımı Rogers RO3210 taban malzemesi üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu malzemenin dielektrik sabiti üretici firma tarafından (10.2 ± 0.5) olarak belirtilmiştir. Dielektrik sabitinin tolerans aralığı (± 0.5) , malzemenin dielektrik katsayısının %9.8'ine eşittir. Dielektrik katsayısı, dielektrik malzeme kayıpları ile doğru orantılı, dalga boyu ile ters orantılı olarak değişmektedir [24]. Bu nedenle, tasarım ile üretim sonuçları arasında oluşacak kayıpların ve frekans farklarının %9.8'in altında gerçekleşmesi beklenmektedir.

Üretimi tamamlanmış filtrenin S-Parametreleri, Keysight marka ENA E5080A model Vektör Network Analizör cihazı ile ölçülmüştür (Şekil 3.19a). Vektör Network Analizör cihazı Keysight marka N4431B Elektronik Kalibrasyon Kiti ile kalibre edilmiştir (Şekil 3.19b). VNA ölçüm kablosu olarak iki adet HUBER-SUHNER marka SUCOFORM-100 model kablo kullanılmıştır. Filtrenin S_{11} ve S_{21} ölçüm sonuçları Şekil 3.20’de verilmiştir.

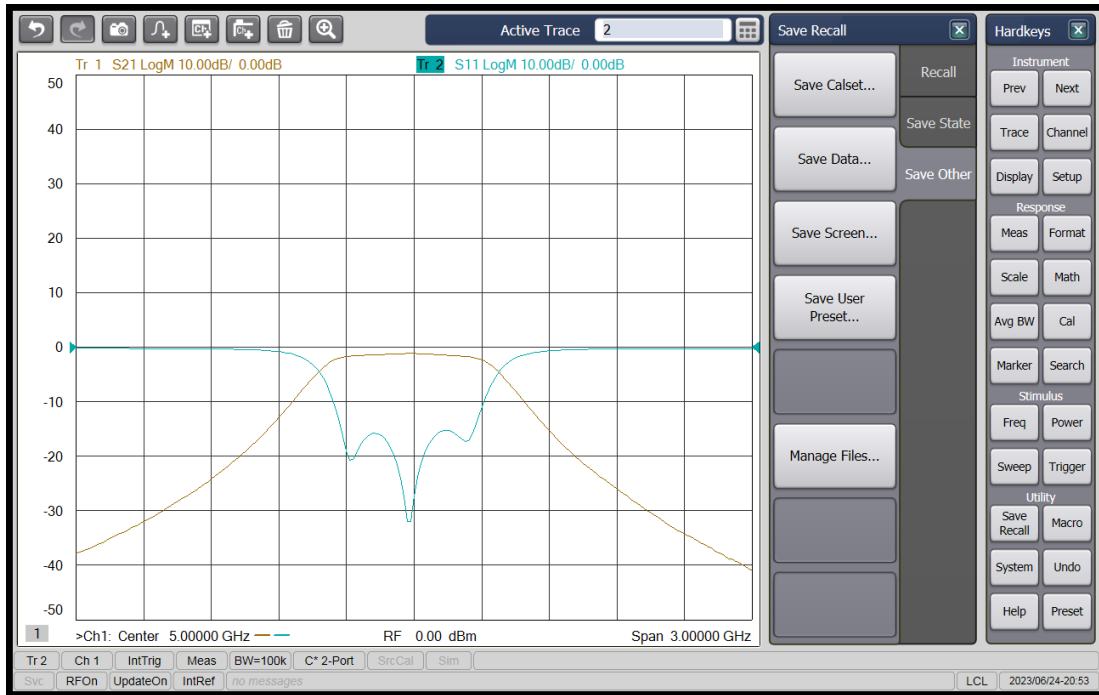


a) Vektör Network Analizör



b) Kalibrasyon Cihazı

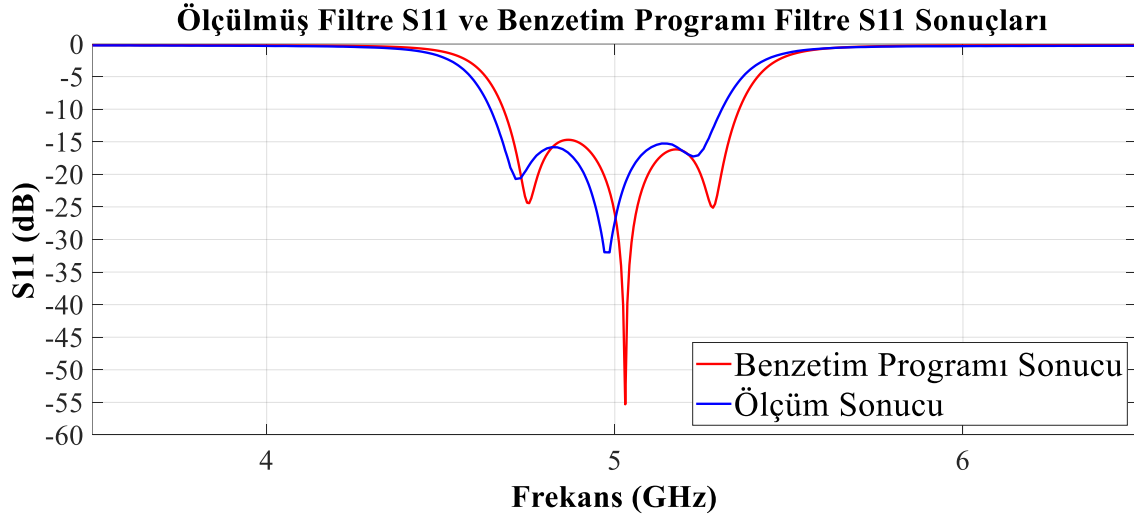
Şekil 3.19 Filtre Ölçüm Cihazları (a) Vektör Network Analizör (b) Kalibrasyon Cihazı



Şekil 3.20 Filtre S-Parametreleri Ölçüm Sonuçları

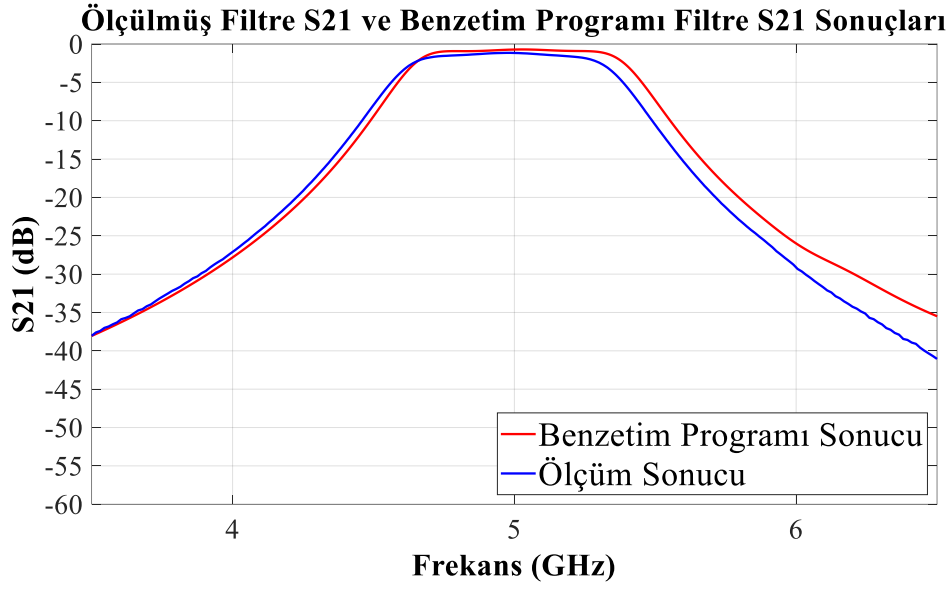
3.5.3. Filtre ölçüm ve benzetim programı sonuçlarının karşılaştırılması

Bu bölümde üretimi tamamlanan filtre tasarımının ölçüm ve benzetim programı sonuçları karşılaştırılmıştır. Yapılan ölçümlerde filtrenin 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliği 666 MHz (4641 - 5307 MHz) olarak ölçülmüştür. Bu değer benzetim programı sonucunda ise 677 MHz (4680 – 5357 MHz) olarak hesaplanmıştır. Benzetim programı ve ölçüm sonucu arasındaki 11 MHz'lik 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliği farkı, filtrenin merkez frekansı olan 5 GHz'in %0.2'sine eşittir. Yapılan ölçümlerde filtrenin merkez frekansı benzetim programı sonucuna göre 53 MHz kadar aşağıya kaymıştır. Bu değer filtrenin merkez frekansının %1.06'sına eşittir. Benzetim programı ve ölçüm sonuçları arasındaki tüm farklar tolerans aralığı (%9.8) içindedir.



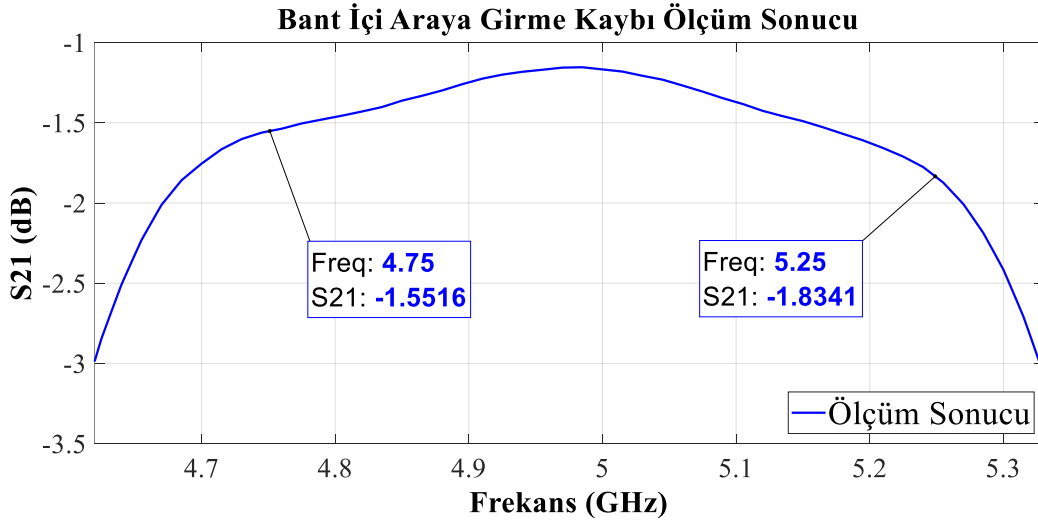
Şekil 3.21 Ölçülmüş Filtre S11 ve Benzetim Programı Filtre S11 Sonuçları

Yapılan S_{21} ölçümlerinde ise filtrenin 3-dB geçirme bant genişliği 708 MHz (4619-5327 MHz) olarak ölçülmüştür. Bu değer benzetim programı sonucunda ise 772 MHz (4633-5405 MHz) olarak hesaplanmıştır. Benzetim programı ve ölçüm sonucu arasındaki 64 MHz'lik 3-dB geçirme bant genişliği farkı, filtrenin merkez frekansı olan 5 GHz'in %1.28'ine eşittir ve tolerans aralığı (%9.8) içerisindedir. Filtrenin 5 GHz merkez frekansındaki araya girme kaybı ise 1.16 dB olarak ölçülmüştür. Bu değer benzetim programı sonucunda elde edilen 0.77 dB değerinden 0.39 dB daha yüksektir. Logaritmik ölçüde elde edilen bu oran, doğrusal ölçüde 0.956 değerine eşittir ve beklenen değerden %4.44 oranında farklılık göstermiştir.



Şekil 3.22 Ölçülmüş Filtre S21 ve Benzetim Programı Filtre S21 Sonuçları

Filtreye ait bant içi araya girme kaybı ölçüm sonucu Şekil 3.23'te gösterilmiştir. 500 MHz bant genişliği içerisinde araya girme kaybı 5.25 GHz frekansında maksimum 1.83 dB iken 4.975 MHz frekansında minimum 1.15 dB olarak ölçülmüştür.



Şekil 3.23 Bant İçi Araya Girme Kaybı Ölçüm Sonucu

Filtre tasarımına ait ölçüm sonuçları Tablo 3.6'da özetlenmiştir. Üretim sonucunda merkez frekansı 5 GHz olan, 675 MHz 10-dB geri yansıma bant genişliğine sahip bir filtre elde edilmiştir.

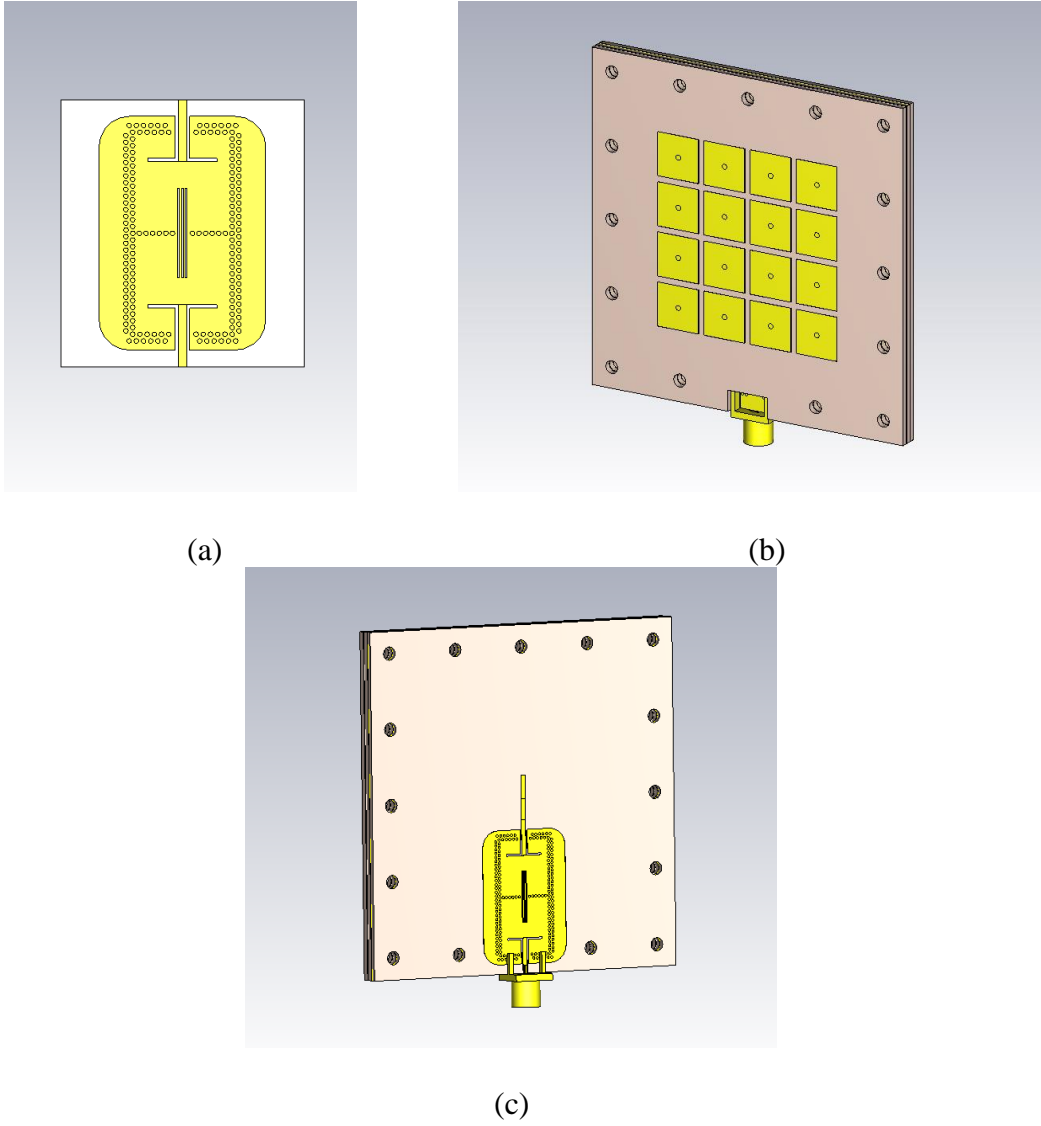
Tablo 3.6 Filtre Ölçüm Sonuçları

Filtre Ölçüm Sonuçları	
Merkez Frekans (f_c)	5 GHz
3-dB Geçirme Bant Genişliği (BW_{3-dB})	708 MHz
Araya Girme Kaybı (500 MHz)	<1.83 dB
20-dB Üst Bant Bastırma Frekansı	$1.16 \times f_c$ (5.8 GHz)
20-dB Alt Bant Bastırma Frekansı	$0.85 \times f_c$ (4.25 GHz)
40-dB Üst Bant Bastırma Frekansı	$1.38 \times f_c$ (6.9 GHz)
40-dB Alt Bant Bastırma Frekansı	$0.67 \times f_c$ (3.36 GHz)
10-dB Geri Yansıma Kaybı Bant Genişliği (RL_{10-dB})	675 MHz
Geri Yansıma Oranı	Maks. -10 dB (BW_{3-dB}) -31.9 dB (@ 5GHz)

4. FİLTRE-ANTEN TASARIMI

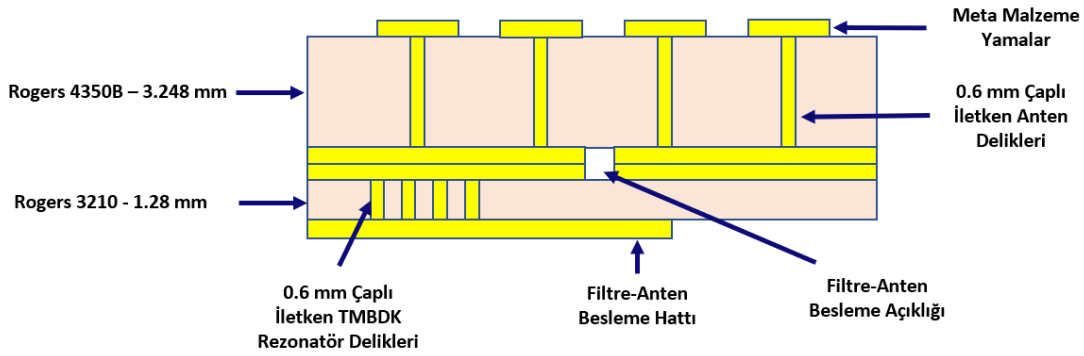
4.1. Anten ve Filtre Tasarımlarının Birleştirilmesi

Bölüm 2’de modellenen Meta malzeme anten (Şekil 4.1b) ile Bölüm 3’te modellenen TMBDK filtre tasarımları (Şekil 4.1a) bu bölümde birleştirilmiştir. Her iki tasarım da aynı dielektrik malzeme üzerinde tasarlandığından filtre tasarımı, antenin besleme hattı üzerine herhangi bir uyumlama devresi gerektirmeden yerleştirilebilmiştir (Şekil 4.1c). Filtrenin eklenmesi ile birlikte antenin boyutlarında herhangi bir büyüme gerçekleşmemiştir.



Şekil 4.1 (a) Filtre, (b) Anten ve (c) Filtre-Anten Görselleri

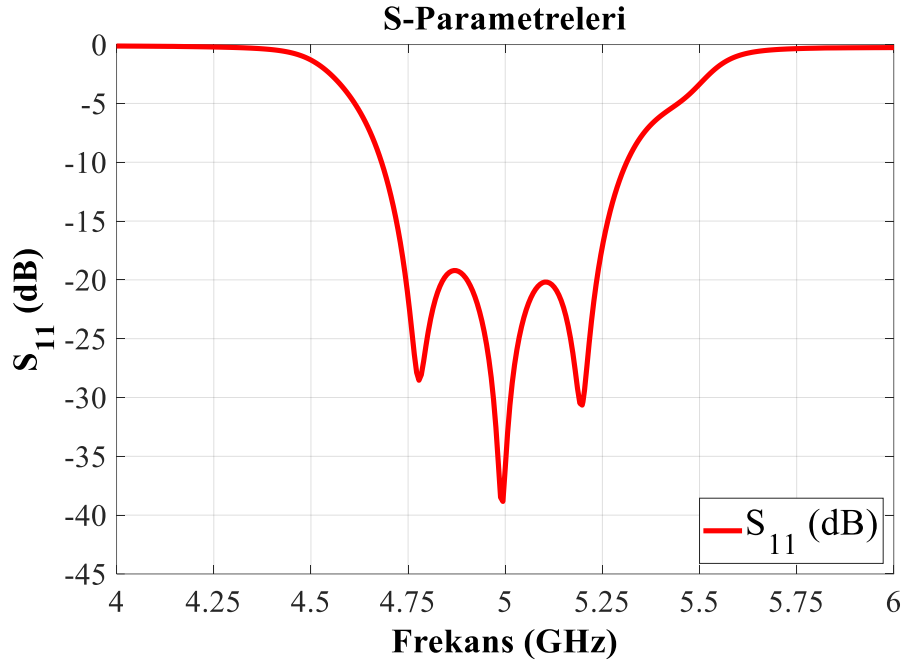
Her iki dielektrik malzemenin üzerinde de iletken delikler bulunduğundan filtre-antenin üretimi esnasında iki dielektrik malzemenin de alt yüzeyleri kazınmamıştır. Bu yüzden Rogers 4350B ve Rogers 3210 malzemelerinin her ikisinin alt yüzeyine birden anten besleme açıklığı eklenmiştir. Filtre-antenin, üzerinde meta malzeme yapılarını bulundurduğu üst yüzeyinde bakır kalınlığı 0.035 mm, yarık bağlaşımlı TMBDK filtreyi ve filtre-anten besleme hattını bulundurduğu alt yüzeyin bakır kalınlığı 0.035 mm ve son olarak filtre-anten besleme açıklığını bulundurduğu, filtre ve anten yapılarını birleştirdiği ara katmanın bakır kalınlığı 0.070mm'dir. Filtre-anten yapısının yan kesit görüntüsü Şekil 4.2'de gösterilmiştir.



Şekil 4.2 Filtre-anten Yan kesit Görüntüsü

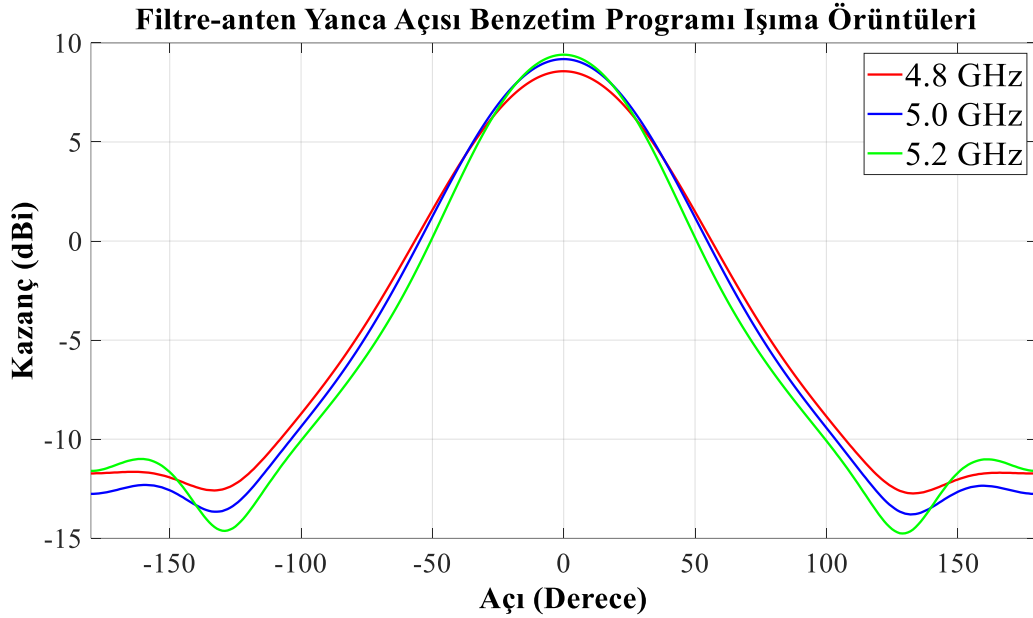
4.2. Filtre-Anten CST Studio Suite Benzetim Programı Sonuçları

Tasarımı tamamlanan filtre-anten üzerinde CST Studio Suite programı ile S-Parametresi analizi yapılmıştır. S-Parametresi analizi sonucunda filtre-antenin 5 GHz merkez frekansında çalıştığı ve 636 MHz boyunca 10-dB geri yansımaya kaybı bant genişliğine sahip olduğu gözlemlenmiştir (Şekil 4.3).

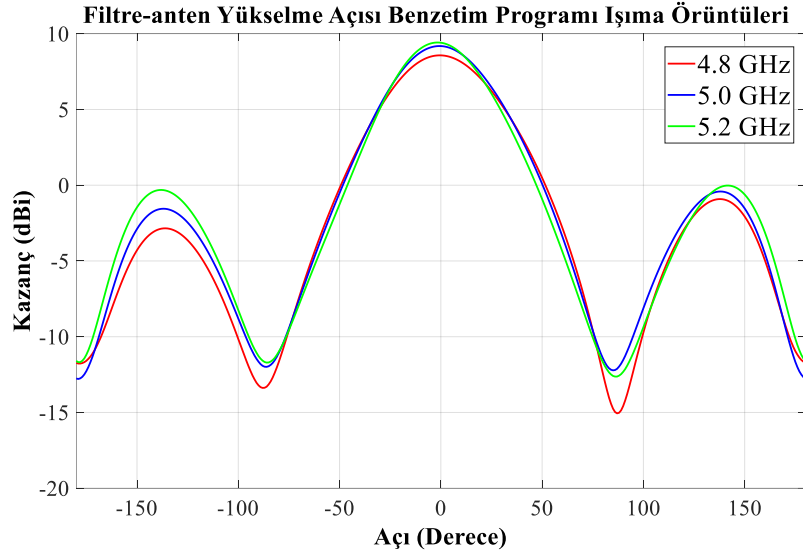


Şekil 4.3 Filtre-anten S11 Benzetim Sonuçları

Filtre-antenin 4.8, 5 ve 5.2 GHz frekanslarındaki ışınma örüntüsü sonuçları Şekil 4.4'te gösterilmiştir. Bu frekans aralığında filtre-anten asal eksenini yönündeki kazancı 8.57-9.40 dBi aralığında değişmektedir.



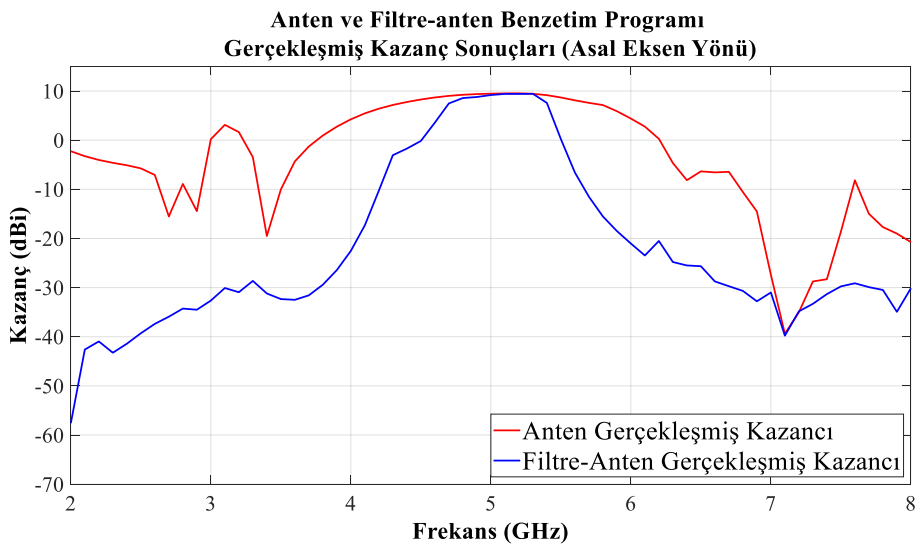
(a)



(b)

Şekil 4.4 Filtre-anten Benzetim Programı (a) Yanca açısı ışıma örüntüleri (b) Yükseliş açısı ışıma örüntüleri

Filtre-anten ve anten yapısının 2-8 GHz frekans aralığı boyunca her 100 MHz aralıkta örneklenmiş, filtre-anten asal eksenini (ing. : “Boresight”) yönündeki gerçekleşmiş kazanç değerleri Şekil 4.5’te gösterilmiştir. Görüldüğü üzere Bölüm 3’de tasarlanan filtre, anten yapısına eklendiğinde, filtrenin S_{21} karakteri anten kazancı üzerine yansımış ve filtrenin bastırma bölgelerinde filtre-antenin gerçekleşmiş kazancı azalmıştır.



Şekil 4.5 Anten ve Filtre-anten Benzetim Programı Gerçekleşmiş Kazanç Sonuçları

Tasarım sonucunda elde edilen filtre-anten özellikleri Tablo 4.1’de özetlenmiştir. Anten yapısına filtre eklendiğinde, gerçekleşmiş kazanç değerleri filtrenin geçirme bandı içerisindeki araya girme kaybı (<1.83 dB) kadar azalmıştır. Buna ek olarak 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliği değeri 786 MHz ’den 636 MHz’e düşmüştür. Filtre-anten tasarımı sonucunda 5 GHz merkez frekansa sahip, 636 MHz 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliği bulunan kazancı 8.57-9.40 dBi aralığında değişen doğrusal polarizasyona sahip yönlü anten tasarımı elde edilmiştir.

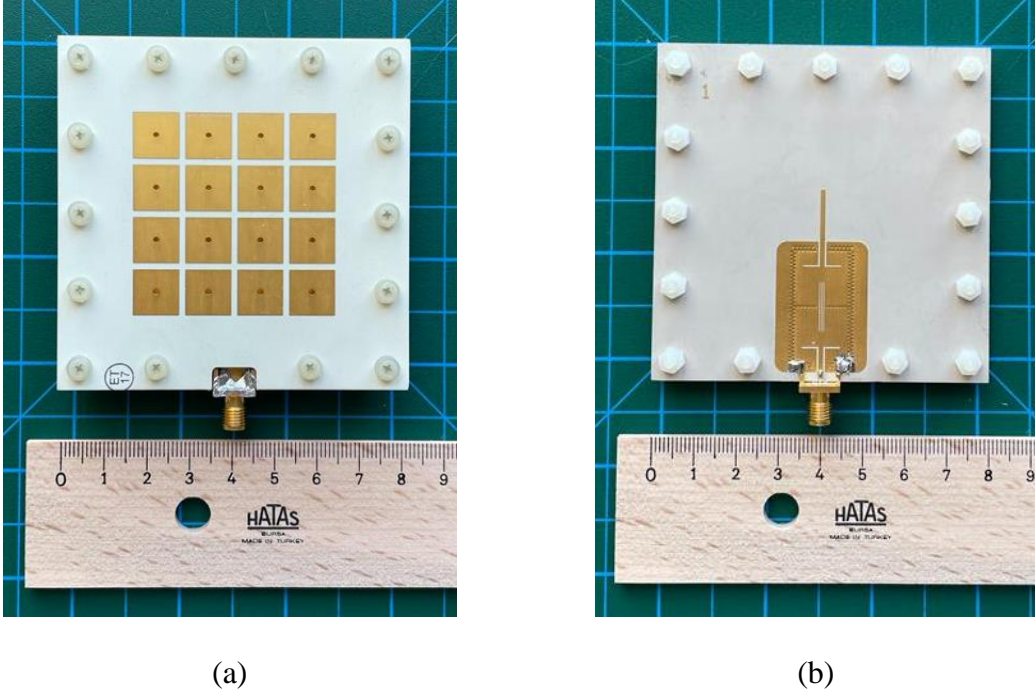
Tablo 4.1 Filtre-anten Benzetim Programı Sonuçları

Filtre-Anten Benzetim Programı Sonuçları			
Yönlülük	Yönlü Anten		
Polarizasyon	Doğrusal		
Merkez Frekans	5 GHz		
10-dB Geri Yansıma Kaybı Bant Genişliği	636 MHz		
Oransal Bant Genişliği	% 12.60		
Işıma Örüntüsü ve Gerçekleşmiş Kazanç Özellikleri			
Frekans:	4.8 GHz	5 GHz	5.2 GHz
Gerçekleşmiş Kazanç (Asal Eksen Yönü):	8.57 dBi	9.18 dBi	9.4 dBi
3-dB Hüzme Genişliği (Yanca):	61.8°	57.5°	52.7 °
3-dB Hüzme Genişliği (Yükseliş):	56.5°	52.6°	48.2°

4.3. Filtre-anten Tasarımının Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

4.3.1. Filtre-anten üretimi

Filtre-anten üretimi sırasında CNC kazıma teknolojisi kullanılmıştır. Filtre-antenin giriş kısmında Cinch marka 142-0701-851 model dişi SMA konektör kullanılmıştır. Üretim sonucunda filtre-anten uzunluğu 79.4 mm, genişliği ise 79.4 mm olarak ölçülmüştür. Filtre-anten görselleri Şekil 4.6’da paylaşılmıştır.



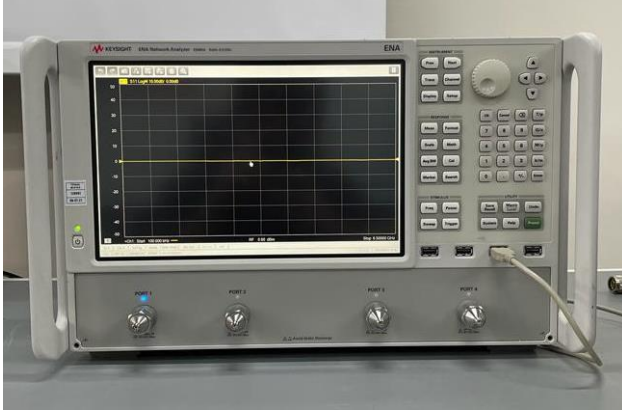
Şekil 4.6 Üretilmiş Filtre-anten (a) Ön yüzey (b) Arka yüzey Görselleri

4.3.2. Filtre-anten ölçüm sonuçları

Filtre-anten tasarımı Roger RO4350B ve Rogers RO3210 taban malzemeleri üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu malzemelerin dielektrik sabitleri üretici firma tarafından (3.48 ± 0.1) ve (10.2 ± 0.5) olarak belirtilmiştir. Dielektrik katsayısı ve tolerans aralığı daha yüksek olan Rogers RO3210 malzemenin dielektrik özellikleri filtre-anten tasarımının tolerans aralığı için daha baskın özelliğdir. Rogers RO3210 malzemesinin dielektrik sabiti tolerans aralığı (± 0.5) , malzemenin dielektrik katsayısının %9.8'ine eşittir. Dielektrik katsayısı, dielektrik malzeme kayıpları ile doğru orantılı, dalga boyu ile ters orantılı olarak değişmektedir [24]. Bu nedenle, tasarım ile üretim sonuçları arasında oluşacak kayıpların ve frekans farklarının %9.8'in altında gerçekleşmesi beklenmektedir.

Filtre-anten S-Parametresi ölçümleri Keysight marka ENA Network Analyzer E5080A model Vektör Network Analizör cihazı ile yapılmıştır. Vektör Network Analizör cihazı Keysight marka N4431B Elektronik Kalibrasyon Kiti ile kalibre edilmiştir (Şekil 4.7).

VNA ölçüm kablosu olarak HUBER-SUHNER marka SUCOFORM 100 model kablo kullanılmıştır. Filtre-anten S-Parametresi ölçümleri Şekil 4.8’de verilmiştir.

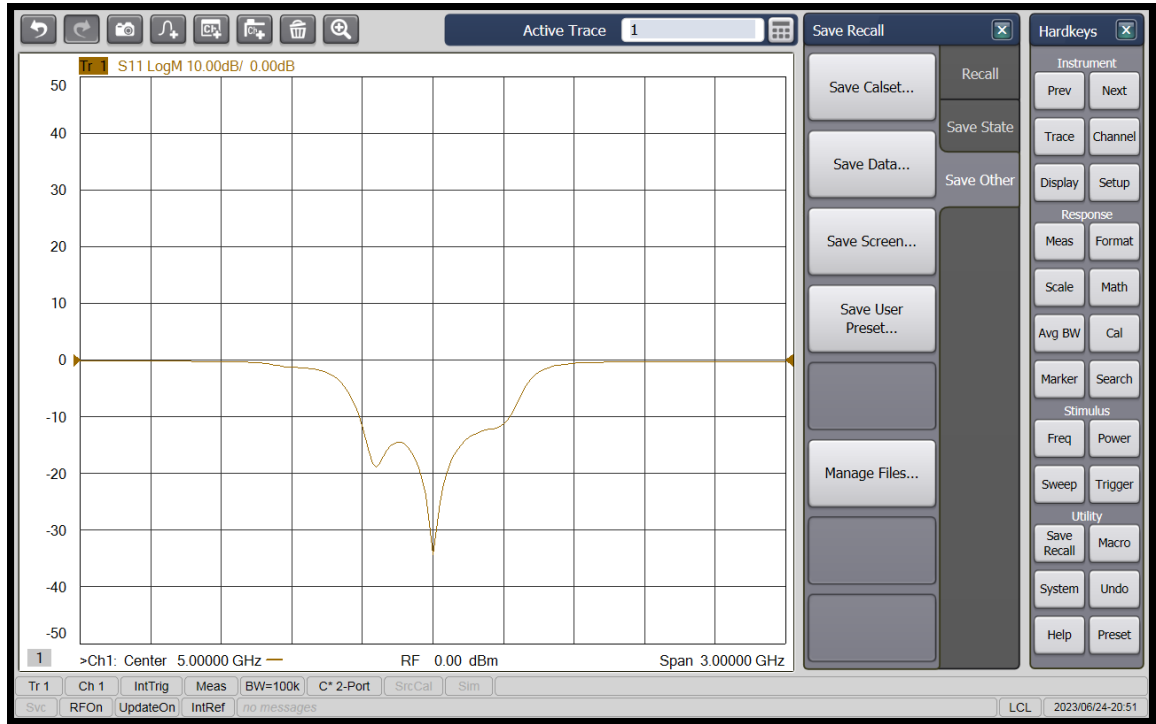


a) Vektör Network Analizör



b) Kalibrasyon Cihazı

Şekil 4.7 Filtre-anten Ölçüm Cihazları (a) Vektör Network Analizör (b) Kalibrasyon Cihazı

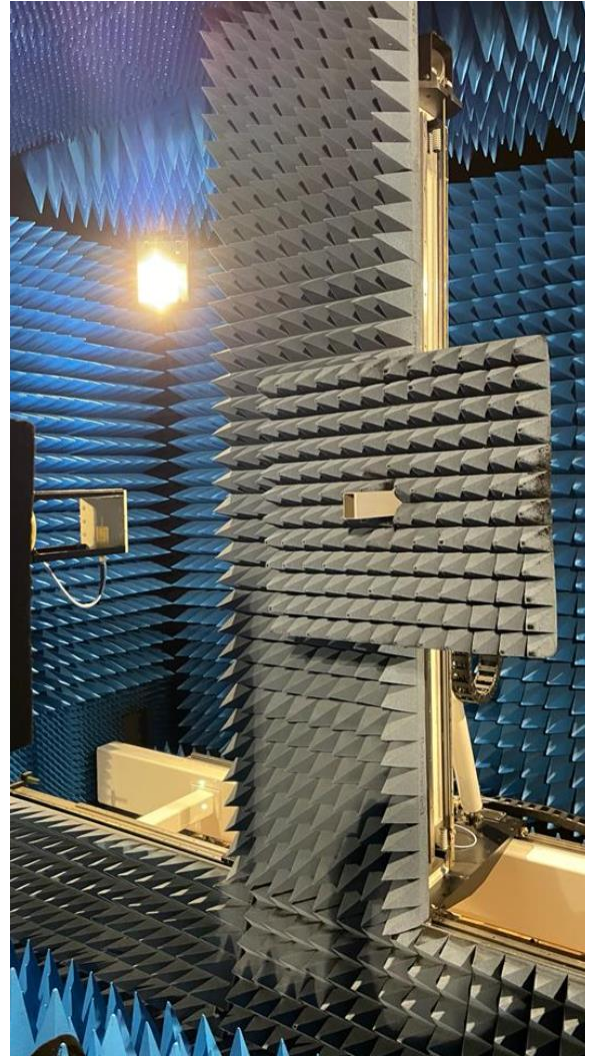


Şekil 4.8 Filtre-anten S-Parametresi Ölçüm Sonucu

Filtre-anten yakın alan kazanç ölçümleri yankısız odada gerçekleştirilmiştir (Şekil 4.9). Yankısız oda koşulları 400 MHz'den, 40 GHz'e kadar anten kazanç ölçümü yapmaya uygundur. Ölçümlerde Agilent marka E8361C model vektör network analizör kullanılmıştır. Sistemin kalibrasyonu için referans anten olarak 3.95-5.85 GHz frekans aralığında çalışan Satimo marka boynuz anten, yakın alan ölçümleri için ise NSI-MI marka WR-187 Dalga Kılavuzu Prob kullanılmıştır. Ölçüm sonucunda NSI2000 yazılımı kullanılarak yakın alan sonuçlarından uzak alan sonuçlarına geçilmiştir. Ölçüm düzeneğinin kısıtlamaları sebebiyle filtre-antenin yalnızca 180 derecelik ön ışınma örüntüsü elde edilebilmiştir.



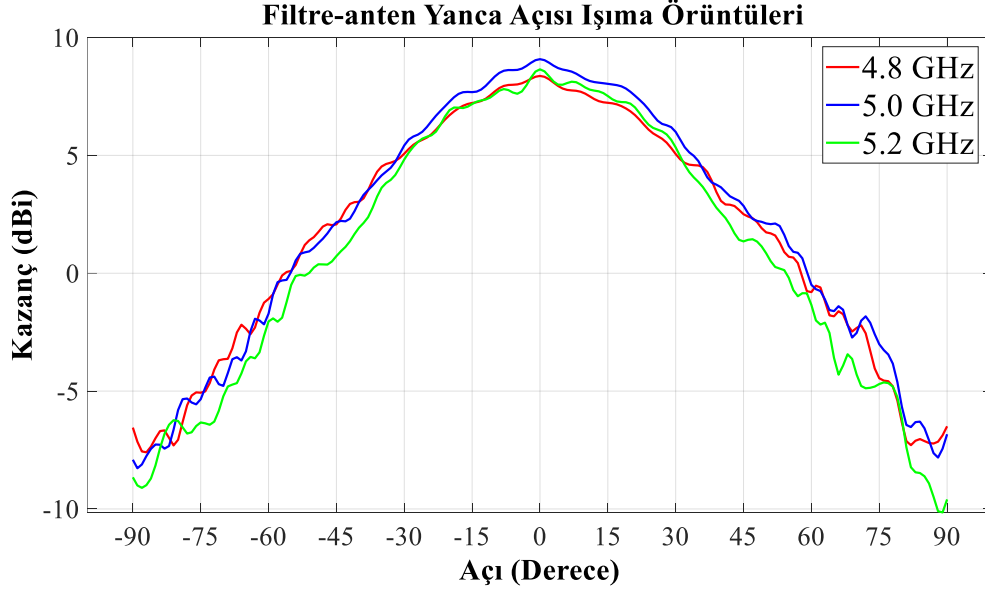
(a)



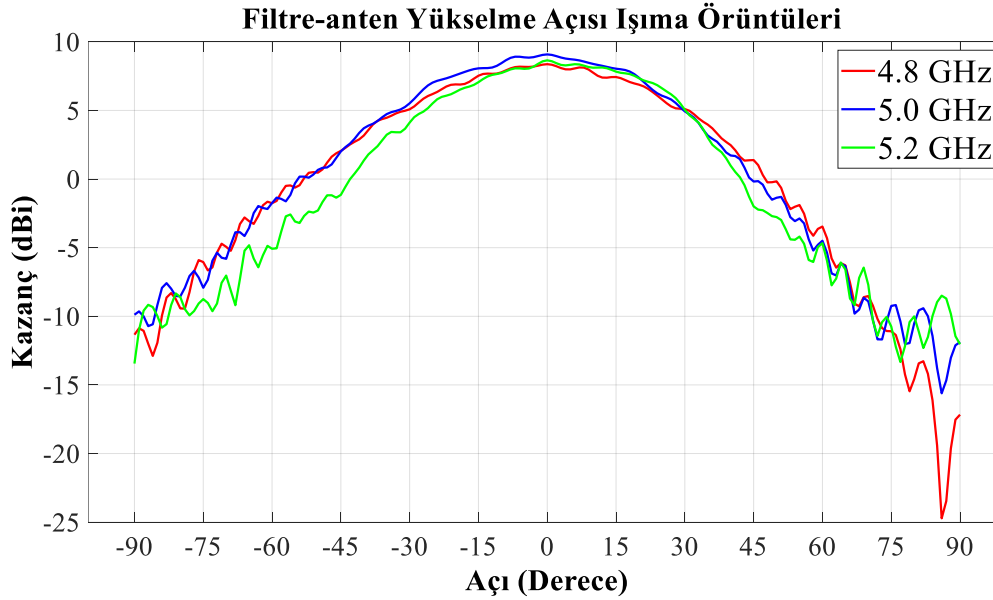
(b)

Şekil 4.9 Yankısız Oda Görselleri (a) Filtre-anten (b) WR-187 Prob

Yankısız oda testlerinde sırasıyla 4.8, 5.0 ve 5.2 GHz frekanslarında filtre-anten kazanç ve ışınma örüntüsü ölçümleri yapılmıştır. Filtre-antenin yanca açısına karşılık kazanç değerleri ve yükseliş açısına karşılık kazanç değerleri Şekil 4.10'da verilmiştir.



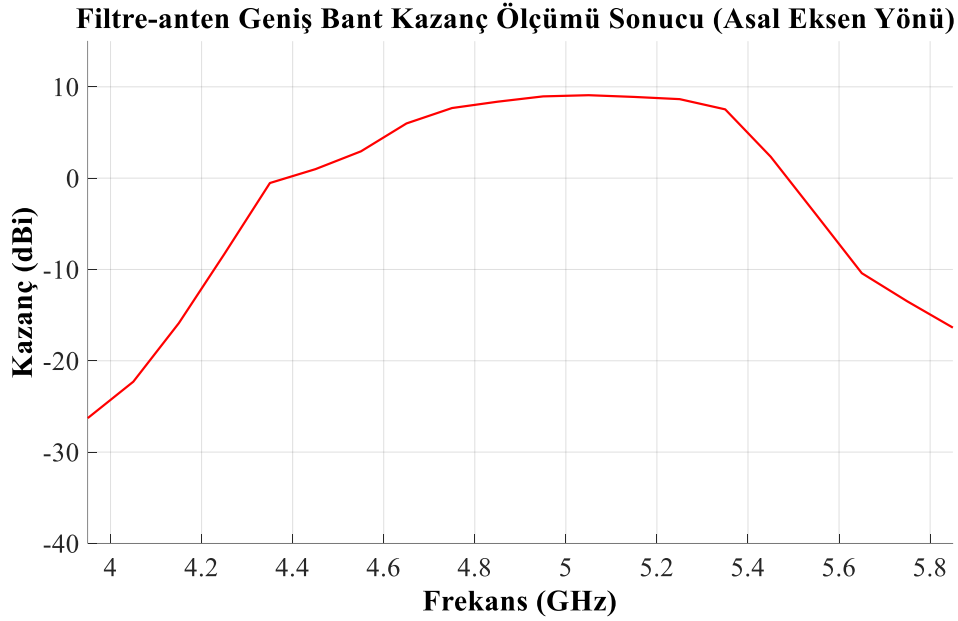
(a)



(b)

Şekil 4.10 Ölçülmüş Filtre-Antenin (a) Yanca açıları ve (b) Yükseliş Açılıarı Kazanç Değerleri

Filtre-anten ve anten yapısının 3.95-5.85 GHz frekans aralığı boyunca her 100 MHz aralıkta ölçülmüş, filtre-anten asal eksen (ing. : “Boresight”) yönündeki gerçekleşmiş kazanç değerleri Şekil 4.11’de gösterilmiştir. Görüldüğü üzere filtre tasarımı, anten yapısına eklendiğinde, filtrenin S_{21} karakteri anten kazancı üzerine yansımış ve filtrenin bastırma bölgelerinde filtre-antenin kazancı azalmıştır.

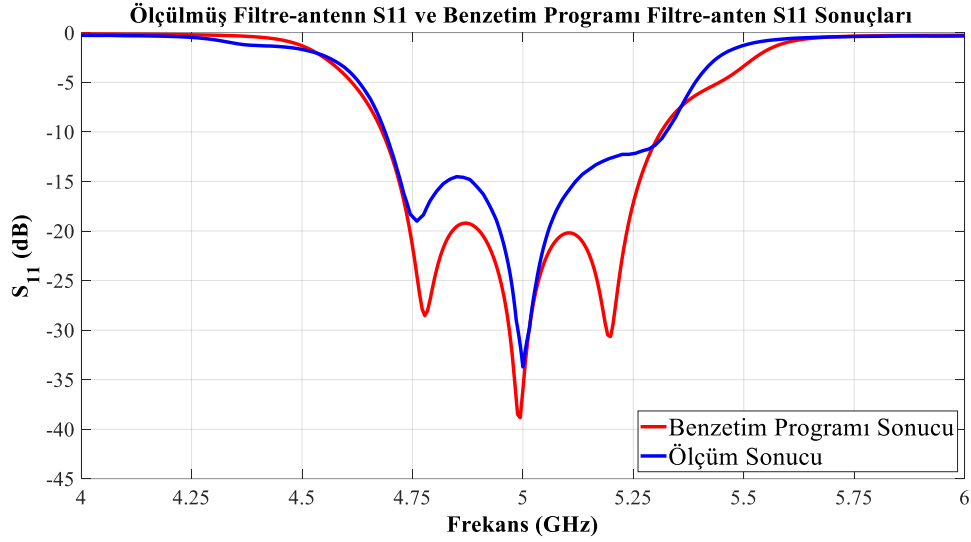


Şekil 4.11 Ölçülmüş Filtre-antenin Geniş Bant Asal Eksen Yönü Kazanç Sonucu

4.3.3. Filtre-anten ölçüm ve benzetim programı sonuçlarının karşılaştırılması

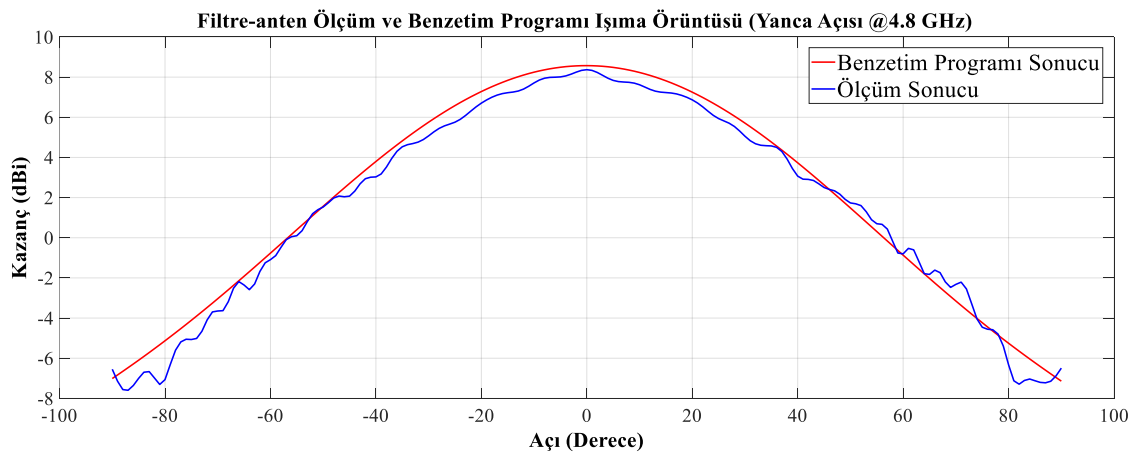
Bu bölümde filtre-anten tasarımının ölçüm ve benzetim programı sonuçları karşılaştırılmıştır. Yapılan ölçümlerde antenin 10-dB geri yansıma bant genişliği 636 MHz (4688-5324 MHz) olarak ölçülmüştür. Bu değer benzetim programı sonucunda ise 630 MHz (4682-5312 MHz) olarak hesaplanmıştır. Benzetim programı ve ölçüm sonucu arasındaki 6 MHz’lik 10-dB geri yansıma kaybı bant genişliği farkı, filtre-antenin merkez frekansı olan 5 GHz’in %0.12’üne eşittir. Yapılan ölçümlerde filtre-antenin merkez frekansı benzetim programı sonucuna göre 6 MHz kadar daha büyüktür. Bu değer filtre-antenin merkez frekansının %0.12’sine eşittir. Üretilmiş ve Benzetim Programında elde edilmiş filtre-antenlerin Oransal bant genişlikleri sırasıyla %12,72 ve %12.60 olarak hesaplanmıştır. İki

değer arasındaki fark %0.12'ye eşittir. Benzetim programı ve ölçüm sonuçları arasındaki tüm farklar tolerans aralığı (%9.8) içindedir.

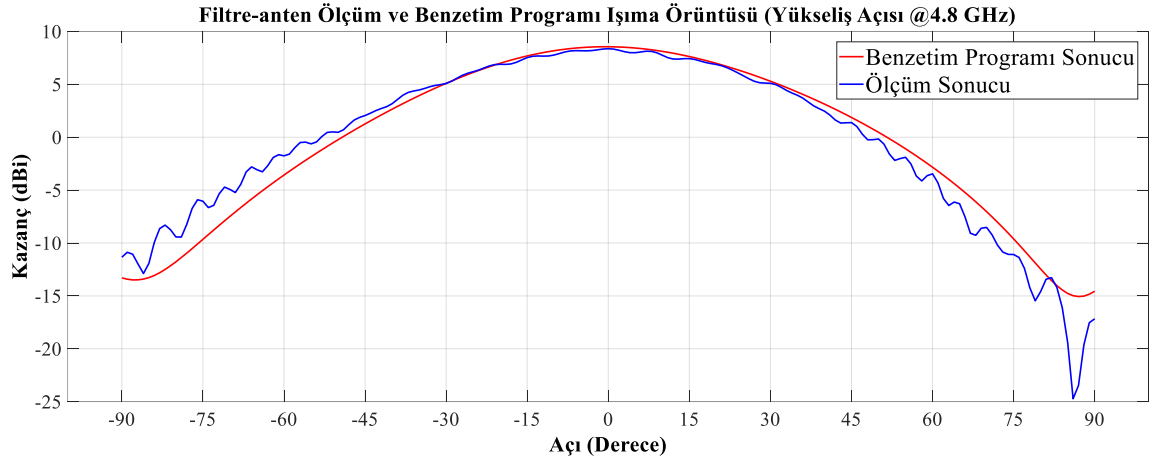


Şekil 4.12 Ölçülmüş Filtre-antenn ve Benzetim Programı Filtre-antenn S_{11} Sonuçları

Yapılan kazanç ve ışınım örüntüsü ölçümlerinde ise 4.8 GHz frekansında tepe kazanç değeri 8.37 dBi (Şekil 4.13) olarak ölçülmüştür. Benzetim programı sonucunda bu değerler 4.8 GHz'de 8.57 dBi olacak şekilde elde edilmiştir. Sonuçlar karşılaştırıldığında tepe kazanç değerleri arasındaki fark 4.8 GHz frekansında 0.2 dBi olarak hesaplanmıştır. Kazanç değerlerindeki bu fark 4.8 GHz merkez frekansında %2.33'e eşittir. Benzetim programı ve ölçüm sonuçları arasındaki tüm farklar tolerans aralığı (%9.8) içindedir.



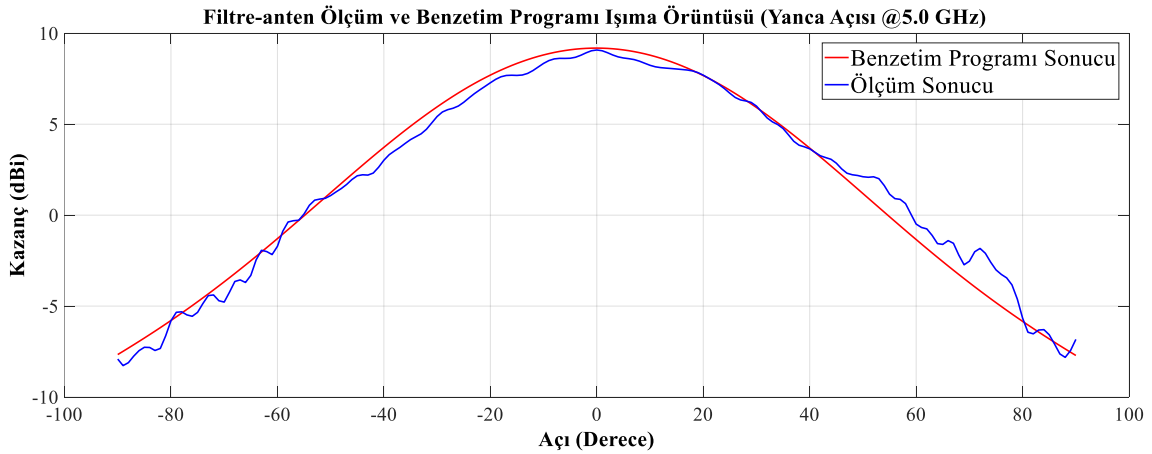
(a)



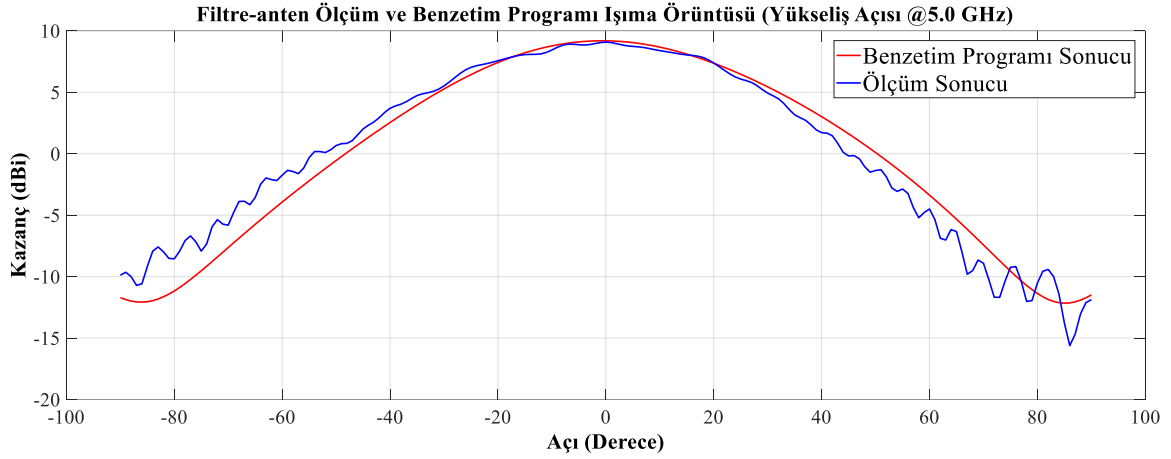
(b)

Şekil 4.13 Ölçülmüş ve Benzetim Programı Filtre-anten 4.8 GHz (a) Yanca açıları (b) Yükseliş Açıları Kazanç Sonuçları

5.0 GHz merkez frekansında yapılan kazanç ve ışınma örüntüsü ölçümlerinde ise tepe kazanç değeri 9.08 dBi (Şekil 4.14) olarak ölçülmüştür. Benzetim programı sonucunda bu değerler 5.0 GHz’de 9.18 dBi olacak şekilde elde edilmiştir. Sonuçlar karşılaştırıldığında tepe kazanç değerleri arasındaki fark 5.0 GHz frekansında 0.1 dBi olarak hesaplanmıştır. Kazanç değerlerindeki bu fark 5.0 GHz merkez frekansında %1.08’e eşittir. Benzetim programı ve ölçüm sonuçları arasındaki tüm farklar tolerans aralığı (%9.8) içindedir.



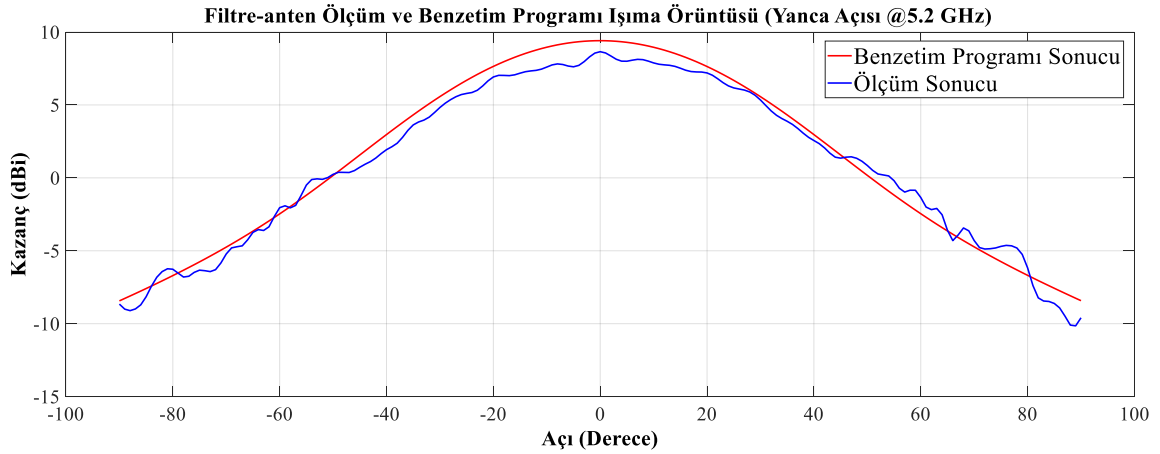
(a)



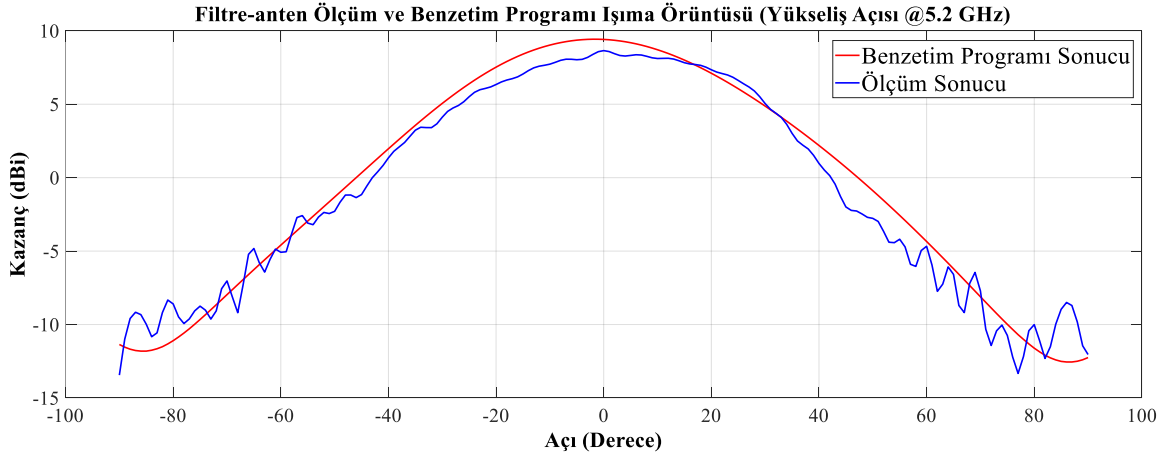
(b)

Şekil 4.14 Ölçülmüş ve Benzetim Programı Filtre-anten 5.0 GHz (a) Yanca açıları (b) Yükseliş Açıları Kazanç Sonuçları

5.2 GHz merkez frekansında yapılan kazanç ve ışınma örüntüsü ölçümlerinde ise tepe kazanç değeri 8.65 dBi (Şekil 4.15) olarak ölçülmüştür. Benzetim programı sonucunda bu değerler 5.2 GHz’de 9.4 dBi olacak şekilde elde edilmiştir. Sonuçlar karşılaştırıldığında tepe kazanç değerleri arasındaki fark 5.0 GHz frekansında 0.75 dBi olarak hesaplanmıştır. Kazanç değerlerindeki bu fark 5.0 GHz merkez frekansında %7.97’ye eşittir. Benzetim programı ve ölçüm sonuçları arasındaki tüm farklar tolerans aralığı (%9.8) içindedir.



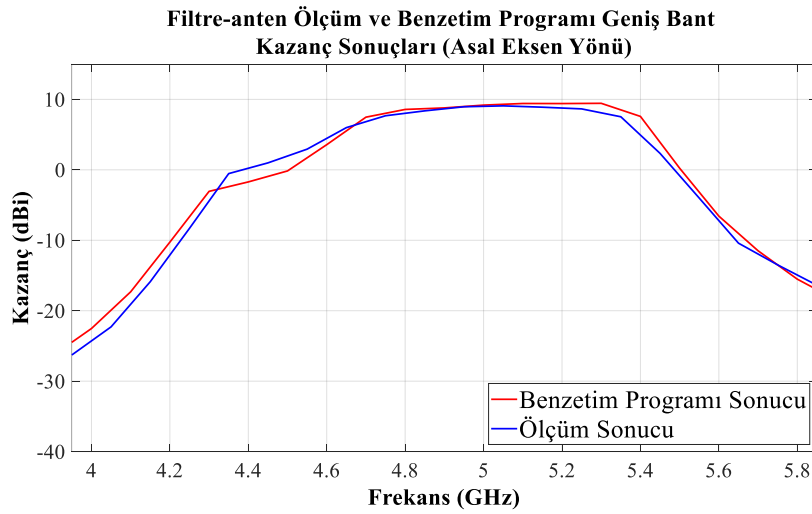
(a)



(b)

Şekil 4.15 Ölçülmüş ve Benzetim Programı Filtre-anten 5.2 GHz (a) Yanca açıları (b) Yükseliş Açılıarı Kazanç Sonuçları

Geniş bant (3.95-5.85 GHz) filtre-anten asal eksen yönündeki kazanç sonuçları Şekil 4.16'da gösterilmiştir. 3.95 GHz frekansında ölçülmüş filtre-anten anten asal eksen yönü kazancı -26.27 dB iken, aynı değer benzetim programında -26.42 dB olarak elde edilmiştir. 5.85 GHz frekansında ise ölçülmüş filtre-anten anten asal eksen yönündeki kazancı -15.51 dB iken, benzetim programında aynı değer -16.37 dB olarak hesaplanmıştır. İzlenen bant boyunca iki değer arasındaki fark ± 0.8 dB olarak hesaplanmıştır. Benzetim programı ve ölçüm sonuçları arasındaki tüm farklar tolerans aralığı (%9.8) içindedir.



Şekil 4.16 Ölçülmüş ve Benzetim Programı Filtre-anten Geniş Bant Anten Asal Eksen Yönü Kazanç Sonuçları

Filtre-anten tasarımına ait ölçüm sonuçları Tablo 4.2’de özetlenmiştir. Üretim sonucunda merkez frekansı 5 GHz olan, 636 MHz 10-dB geri yansıma bant genişliğine sahip yönlü bir filtre-anten elde edilmiştir.

Tablo 4.2 Filtre-anten Ölçüm Sonuçları

Filtre-Anten Ölçüm Sonuçları			
Yönlülük	Yönlü Anten		
Polarizasyon	Doğrusal		
Merkez Frekans	5 GHz		
10-dB Geri Yansıma Kaybı Bant Genişliği	636 MHz		
Oransal Bant Genişliği	%12.72		
Işıma Örüntüsü ve Gerçekleşmiş Kazanç Özellikleri			
Frekans:	4.8 GHz	5 GHz	5.2 GHz
Gerçekleşmiş Kazanç (Asal Eksen Yönü):	8.37 dBi	9.08 dBi	8.65 dBi
3-dB Hüzme Genişliği (Yanca):	57°	59°	58°
3-dB Hüzme Genişliği (Yükseliş):	53°	50°	57°

5. SONUÇ

Bu tez çalışmasında Mantar-Benzeri Meta Malzeme Anten ve Yarık Bağlısımlı TMBDK Filtre, art arda bağlama metodu ile filtre-anten tasarımı yapılmıştır. Tasarım süreci üç bölümde gerçekleştirilmiştir.

Anten bölümünde 5 GHz merkez frekansa sahip Mantar-Benzeri Meta Malzeme dizisi ile oluşturulmuş anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Mantar-Benzeri Meta Malzeme yapısı yama antenlere göre daha yüksek bant genişliklerini sağlayabildiğinden tercih edilmiştir. Yama antenler ile yalnızca %10'a kadar oransal bant genişlikleri sağlanabilirken bu yöntem kullanıldığında %15.72 oransal bant genişliği elde edilebilmiştir. Çalışma sonucunda 4.8-5.2 GHz frekansı arasında kazancı 9.24 ile 9.54 dBi arasında değişen doğrusal polarizasyona sahip yönlü anten tasarımı elde edilmiştir.

Filtre bölümünde 5 GHz merkez frekansa sahip yarık bağlişsımlı TMBDK filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. İki rezonatör üzerine açılan yarıklar sayesinde filtre, ikinci dereceden TMBDK filtre kadar yer kaplamasına karşın üçüncü dereceden bir filtre özelliği göstermektedir. Bu yöntem sayesinde bant dışı bastırma oranları artırılmış, bant içi geri yansıma kaybı düşürülmüştür. Filtre tasarımında dielektrik katsayısı yüksek, anizotropik Rogers RO3210 taban malzemesi kullanıldığından filtre boyutu küçültülebilmış, böylelikle antenin besleme hattı üzerine doğrudan yerleştirilebilecek hale getirilmiştir.

Tasarım sürecinin son bölümünde Mantar-Benzeri Meta Malzeme dizili anten ve yarık bağlişsımlı TMBDK filtre birleştirilerek filtre-anten tasarımı tamamlanmıştır. Anten tasarımında Mantar-Benzeri meta malzeme kullanıldığından %12.6 oransal bant genişliği sağlanabilmiştir. Filtre tarafında ise yarık bağlişsımlı TMBDK tercih edildiğinden antenin geçirme bandı dışında kalan alt ve üst frekanslarda 40 dB'ye kadar bastırma oranları sağlanabilmiştir. Çalışmanın sonucunda 5 GHz merkez frekansında çalışan, 636 MHz bant genişliğine sahip filtre-anten elde edilmiştir. Antenin çalışma bandı içerisinde kazancı, filtre-anten asal eksen yönünde 8.57 ile 9.4 dBi arasında değişmektedir.

Tablo 5.1'te art-arda bağlanmış filtre-anten yöntemi kullanılarak yapılmış 7 filtre-anten çalışması ile bu tez çalışması sonucunda elde edilen filtre-anten sonuçları karşılaştırılmalı olarak gösterilmiştir. Bu tez çalışmasında tasarlanan filtre-antenin, diğer

çalışmalara kıyasla daha yüksek bant dışı bastırma oranlarına sahip olduğu görülmüştür. Filtre-antenin merkez frekansında ise diğer çalışmalara oranla daha yüksek kazançlar elde edilebilmiştir. Art-arda bağlanmış filtre-anten yöntemi kullanılmasına karşın tasarımda herhangi bir büyüme gerçekleşmemiş ve minyatür bir tasarım elde edilebilmiştir.

Tablo 5.1 Filtre-antenin Daha Önce Yapılmış Çalışmalar ile Karşılaştırılması

Referans	Merkez Frekans (GHz)	Bant Genişliği (GHz)	Oransal Bant Genişliği	Kazanç* (dBi)	Bant Üzeri Bastırma Oranı ** (dB/GHz)	Bant Aşağısı Bastırma Oranı ** (dB/GHz)	Büyüme Oranı ***
[6]	2	0.078	%3.9	4.9	24	24	%102
[7]	14.4	0.2	%1.38	7.8	-	-	%50
[8]	3.8	0.76	%20	5	8.30	14.6	%117
[9]	28	5.5	%19.6	7.85	6.5	9	%29
[21]	2.4	0.61	%25.4	6.7	26	15	%77
[21]	5.8	0.6	%10.3	7.4	21	17	%184
[23]	6.5	7.3	%112	3.7	10	17	%163
Bu Çalışma	5	0.636	%12.6	9.18	41.1	25.7	%0

*Tabloda gösterilen gerçekleşmiş kazanç sonuçları merkez frekansta, filtre-anten asal eksenini yönündedir.

** Bant Üzeri/Aşağısı Bastırma Oranları, filtre-antende kullanılan filtrenin geçirme bandı dışında 1 GHz başına bastırma yeteneğini göstermektedir.

*** Filtre-anten ile anten boyutu arasındaki farkın anten boyutuna oranıdır.

KAYNAKLAR

- [1] Chunxu Mao, "Integrated Filtering Antennas for Wireless Communications", Ph.D. dissertation, Electrical Eng. Dept., Univ. of Kent, Canterbury, UK, 2017.
- [2] C. Yu, W. Hong, Z. Kuai and H. Wang, "Ku-Band Linearly Polarized Omnidirectional Planar Filtenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 310-313, 2012, DOI: 10.1109/LAWP.2012.2191259.
- [3] J. Y. Jin, S. Liao and Q. Xue, "Design of Filtering-Radiating Patch Antennas With Tunable Radiation Nulls for High Selectivity," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 4, pp. 2125-2130, April 2018, DOI: 10.1109/TAP.2018.2804661.
- [4] G. Q. Luo *et al.*, "Filtenna Consisting of Horn Antenna and Substrate Integrated Waveguide Cavity FSS," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 1, pp. 92-98, Jan. 2007, DOI: 10.1109/TAP.2006.888459.
- [5] Y. Yusuf, X. Gong, "Compact Low-Loss Integration of High- Q 3-D Filters With Highly Efficient Antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 4, pp. 857-865, April 2011, DOI: 10.1109/TMTT.2010.2100407.
- [6] Z. Zakaria, W.Y. Sam, M.Z. Abd Aziz, M. Muzafar Ismail, "The Integration of Rectangular SIW Filter and Microstrip Patch Antenna based on Cascaded Approach," *Procedia Engineering*, Vol. 53, pp. 347-353, 2013, DOI: 10.1016/j.proeng.2013.02.045.
- [7] C. Yu, W. Hong, Z. Kuai and H. Wang, "Ku-Band Linearly Polarized Omnidirectional Planar Filtenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 310-313, 2012, DOI: 10.1109/LAWP.2012.2191259.

- [8] Zakaria El Ouadi, Asma Khabba, Jamal Amadid, Abdessalam EL Yassini, Saida Ibnyaich, Abdelouhab Zeroual, "Compact Filtering-Diamond Antenna Designed For 5G Applications at the n77-Band", *Wireless Personal Communications*, vol. 131, pp. 921-939, April 2023.
- [9] Yang, K., Hoang, M.-H., Bao, X., McEvoy, P., Ammann, M.J. (2018), "Dual-stub Ka-band Vivaldi antenna with integrated bandpass filter.", *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 12, pp. 668-671, Feb. 2018, DOI: 10.1049/iet-map.2017.0488.
- [10] Jia Sheng Hong, M.J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, NY, USA, JOHN WILEY & SONS INC., 2001.
- [11] R.J. Cameron, *Microwave Filters for Communication Systems*, Second Edition, NY, USA, JOHN WILEY & SONS INC., 2007.
- [12] B. Potelon, J. -F. Favennec, C. Quendo, E. Rius, C. Person and J. -C. Bohorquez, "Design of a Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter Using a Novel Topology of Coupling," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 596-598, Sept. 2008, DOI: 10.1109/LMWC.2008.2002454.
- [13] Azad, A., Jhariya, D., & Mohan, A. (2018). "Substrate-integrated waveguide cross-coupled filters with mixed electric and magnetic coupling structure," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 10, no. 8, pp. 896-903, Oct. 2018, DOI: 10.1017/S1759078718000843.
- [14] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, "Double Negative (DNG) Metamaterials," in *Metamaterials Physics and Engineering Explorations*, NADER ENGHETA, RICHARD W. ZIOLKOWSKI, NY, USA, Wiley-IEEE Press, 2006.

- [15] A. Y. I. Ashyap *et al.*, "An Overview of Electromagnetic Band-Gap Integrated Wearable Antennas," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 7641-7658, 2020, DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2963997.
- [16] W. Liu, Z. N. Chen and X. Qing, "Metamaterial-Based Low-Profile Broadband Mushroom Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 3, pp. 1165-1172, March 2014, DOI: 10.1109/TAP.2013.2293788.
- [17] Z. N. Chen, W. Liu, X. Qing, "Low-profile broadband mushroom and metasurface antennas," *2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)*, Athens, Greece, 2017, pp. 13-16, DOI: 10.1109/IWAT.2017.7915284.
- [18] N. -S. Nie, X. -S. Yang, Z. N. Chen and B. -Z. Wang, "A Low-Profile Wideband Hybrid Metasurface Antenna Array for 5G and WiFi Systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 2, pp. 665-671, Feb. 2020, DOI: 10.1109/TAP.2019.2940367.
- [19] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov. 1999, DOI: 10.1109/22.798001.
- [20] Anil Pandey, *Practical Microstrip and Printed Antenna Design*, MA, USA , Artech House, 2019.
- [21] Ahmad, W. and Budimir, D., "Dual-band filtenna array for WLAN applications," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58, no. 2, pp. 477-481, Feb. 2016, DOI: 10.1002/mop.29597.

- [22] Dayang Azra Awang Mat, Amira Amran, Dyg Norkhairunnisa Abg Zaidel, L.C. Kho, A. Joseph, "Design of Integrated Filter Antenna with Methods of Co-design and Cascading for Microwave Applications," *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, vol. 11, no. 6, pp. 54-59, Nov. 2016.
- [23] Shweta Pawar, Sonal Gahankari, "An Integrated Antenna-Filter Co-Design Cascade Approach for UWB Range," *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol. 4, no. 5, pp. 1225-1227, May. 2015, DOI: 10.17577/IJERTV4IS051038.
- [24] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Fourth Edition, NY, USA, JOHN WILEY & SONS INC., 2012.
- [25] Peter KOVÁCS & Tomáš URBANEC, "Electromagnetic Band Gap Structures: Practical Tips and Advice for Antenna Engineers," *Radioengineering*, vol. 21, no. 1, pp. 414-421, April 2012.
- [26] D. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces," Ph. D. dissertation, Dept. Elect. Eng., Univ. California, Los Angeles, CA, USA, 1999.
- [27] J. Coonrod, "Understanding High Frequency Materials Test Methods for Dk and Df," in *PCB WEST Conference & Exhibition*, Santa Clara, CA, USA, Oct. 2022, pp. 8.