

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**5G MİLİMETRE DALGA UYGULAMALARI İÇİN ÜÇ
BANTLI FREKANS SEÇİCİ YÜZEY TASARIMI**

Senanur GÜRDAL

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Haberleşme Programı

Danışman

Prof. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN

Eş Danışman

Dr. Öğr. Üyesi H. Sinan AKŞİMŞEK

Eylül, 2021

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**5G MİLİMETRE DALGA UYGULAMALARI İÇİN ÜÇ BANTLI
FREKANS SEÇİCİ YÜZEY TASARIMI**

Senanur GÜRDAL tarafından hazırlanan tez çalışması 17.09.2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Haberleşme Programı YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Dr. Öğr. Üyesi H. Sinan AKŞİMŞEK
Biruni Üniversitesi
Eş-Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Abdullah Burak POLAT, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Cihan DÖĞÜŞGEN ERBAŞ, Üye
İstanbul Yeni Yüzyıl Üniversitesi

Danışmanım Prof. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan 5G Milimetre Dalga Uygulamaları için Üç Bantlı Frekans Seçici Yüzey Tasarımı başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Senanur GÜRDAL

İmza



Bu çalışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Proje Koordinatörlüğü'nün FYL-2021-4119 numaralı projesi ile desteklenmiştir.



Aileme

TEŞEKKÜR

Hazırlanan tez kapsamında bilgi ve tecrübeleri ile bana büyük destek veren değerli hocam ve tez danışmanım Prof. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN'a, tavsiyeleri ile doğru yolda ilerlememi sağlayan eş danışmanım Dr. Öğr. Üyesi H. Sinan AKŞİMŞEK'e bilgi birikimlerini zaman ayırıp paylaştıkları için sonsuz minnet ve teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca tüm akademik hayatım boyunca destekleriyle yanımda olan kıymetli anne, babam ve ablama sonsuz teşekkür ederim.

Senanur GÜRDAL

İÇİNDEKİLER

KISALTMA LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
TABLO LİSTESİ	xii
ÖZET	xiii
ABSTRACT	xv
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	4
1.3 Hipotez	5
2 BEŞİNCİ NESİL HABERLEŞME TEKNOLOJİSİ	6
2.1 5G Tanımı ve Frekans Spektrumu	6
2.2 5G Uygulama Alanları	9
2.3 5G'nin RF Filtre Uygulamalarındaki Etkisi.....	11
3 FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLER	13
3.1 Rezonans Yapıları	13
3.2 Rezonans Analizi	25
4 5G HABERLEŞME UYGULAMALARI İÇİN MM DALGA FREKANS SEÇİCİ YÜZEY TASARIMI	29
4.1 Özgün Frekans Seçici Yüzey Tasarımı	29
4.2 Benzetim Sonuçları	41
5 ÜRETİM VE ÖLÇÜM	46
5.1 Frekans Seçici Yüzey	46
5.2 Ölçüm Düzeneği	46
5.3 Ölçüm Düzeneği Tasarımı	62
5.4 Üretim ve Ölçüm Sonuçları	70
6 SONUÇ VE ÖNERİLER	80
6.1 Sonuç ve Öneriler.....	80
KAYNAKÇA	83
A ERASMUS	86
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	87

KISALTMA LİSTESİ

2G	İkinci Nesil (Second Generation)
3B	Üç Boyutlu (Three Dimensional)
3G	Üçüncü Nesil (Third Generation)
4G	Dördüncü Nesil (Fourth Generation)
5G	Beşinci Nesil (Fifth Generation)
BAW	Toplu Akustik Dalga (Bulk Acoustic Wave)
CST	Computer Simulation Technology (Bilgisayar Simülasyon Teknolojisi)
CSRR	Tamamlayıcı Bölünmüş Halka Rezonatör (Complementary Split Ring Resonator)
eMBB	Geliştirilmiş Mobil Bant (Enhanced mobile broadband)
FSS	Frekans Seçici Yüzey (Frequency Selective Surface)
Gbps	Gigabit/saniye (Gigabits per second)
GPS	Küresel Konumlama Sistemi (Global Positioning System)
GPRS	Genel Paket Telsiz Hizmetleri (General Packet Radio Services)
GSM	Mobil İletişim İçin Küresel Sistem (Global System for Mobile)
ITU	Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (International Telecommunication Union)
Kbps	Kilobits per second
mMTC	Masif Makine Tipi İletişim (massive Machine Type Communications)
MmWave	Milimetre dalga (Millimeter Wave)
RF	Radyo Frekans (Radio Frequency)
SAW	Yüzey Akustik Dalgası (Surface Acoustic Wave)
SRR	Bölünmüş Halka Rezonatör (Split Ring Resonator)
uRLLC	Ultra Güvenilir ve Düşük Gecikmeli İletişim (Ultra Reliable Low Latency Communications)
Wi-Fi	Kablosuz Bağlantı Alanı (Wireless Fidelity)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	5G milimetre dalga aralığı [20]	7
Şekil 2.2	5G frekans spektrumu [23].....	8
Şekil 2.3	5G uygulamaları [24]	9
Şekil 2.4	Küresel büyüme tahminleri [25].....	10
Şekil 2.5	Küresel 5G teknolojisi patentlerinde en yüksek paya sahip şirketler [26]	11
Şekil 3.1	Elektromanyetik sinyalin frekans seçici yüzey boyunca iletimi	13
Şekil 3.2	Çift bölünmüş dikdörtgensel halka rezonatör yapısıyla birim hücre topolojileri (a) Tamamlayıcı bölünmüş halka rezonatör (CSRR) (b) Bölünmüş halka rezonatör (SRR).....	15
Şekil 3.3	Tamamlayıcı çift bölünmüş kare halka rezonatör yapısı.....	16
Şekil 3.4	Tamamlayıcı çift bölünmüş kare halka rezonatör (a) ön, (b) perspektif görünümü	16
Şekil 3.5	Tamamlayıcı kare çift bölünmüş rezonatörün yansıma ve iletim karakteristiği (a) Sadece dış taraftaki kare slotun birim hücrede olması durumu (b) Sadece iç taraftaki kare slotun birim hücrede olması durumu (c) Her iki kare slotun birim hücrede olması durumu	18
Şekil 3.6	Tamamlayıcı kare çift bölünmüş halka rezonatörün frekansa göre yüzey akımlarının gösterimi	18
Şekil 3.7	Çift bölünmüş yuvarlak halka rezonatör yapısı.....	19
Şekil 3.8	Tamamlayıcı çift bölünmüş yuvarlak halka rezonatörün (a) ön ve (b) perspektif görünümü	20
Şekil 3.9	Tamamlayıcı çift bölünmüş halka rezonatörün yansıma ve iletim karakteristiği (a) Sadece dış taraftaki halka slotun birim hücrede olması durumu (b) sadece iç taraftaki halka slotun birim hücrede olması durumu (c) her iki halka slotun birim hücrede olması durumu	21
Şekil 3.10	Yuvarlak bölünmüş halka rezonatörün yüzey akımlarının gösterimi	22
Şekil 3.11	Literatürdeki çeşitli frekans seçici yüzey tasarımları (a) tek metal ve dielektrik tabaka içeren [31], (b) çok katmanlı [32], (c) 3B boyutlarda basılan [33], (d) aynı deseninin farklı boyutlarını içeren hücrelerin yerleştirilmesinden oluşturulan [34] frekans seçici yüzeyler	23
Şekil 3.12	Dielektrik tabakanın gösterimi	23
Şekil 3.13	Dielektrik malzeme kalınlığı etkisinin incelenmesi	24
Şekil 3.14	Dielektrik malzeme türünün değişiminin incelenmesi	25
Şekil 3.15	Çift bölünmüş dikdörtgensel halka rezonatörün eşdeğer devresi [35]	25
Şekil 3.16	(a) SRR ve (b) CSRR'nin topolojileri ve eşdeğer devre modelleri [36].....	26
Şekil 3.17	Saçılma parametreleri	27

Şekil 4.1 Frekans seçici yüzey yapısına dik gelen düzlem dalga	29
Şekil 4.2 Frekans seçici yüzey yapısına θ_i açısıyla gelen dik kutuplanmış (TE mod) düzlem dalga	32
Şekil 4.3 Frekans seçici yüzey yapısına θ_i açısıyla gelen paralel kutuplanmış (TM mod) düzlem dalga	34
Şekil 4.4 Birim hücrenin tasarım konsepti (a) üstten görünüm, (b) 3B görünüm ve (c) iletim hattı eşdeğer modeli	36
Şekil 4.5 CST Microwave Studio programında birim hücre sınırlarının benzetimi.....	38
Şekil 4.6 Metalik katmanın birim yapısı	39
Şekil 4.7 Frekans seçici yüzey yapısındaki slotların çalışma frekanslarının gösterimi.....	40
Şekil 4.8 Tasarlanan frekans seçici yüzey yapısının (a) üst ve (b) perspektif görünüşü	40
Şekil 4.9 Üçlü bantlı frekans seçici yüzey birim hücre yapısının S-parametreleri.....	42
Şekil 4.10 S_{11} için üç bantlı frekans seçici yüzey birim hücrenin açısal kararlılığı.....	43
Şekil 4.11 S_{21} için üç bantlı frekans seçici birim hücrenin açısal kararlılığı	43
Şekil 4.12 TE ve TM modunun gösterimi	44
Şekil 4.13 TE ve TM modunda yansıma (S_{11}) ve iletim (S_{21}) katsayısı benzetim sonuçları	44
Şekil 4.14 Üç bantlı frekans seçici yüzey birim hücrenin yüzey akım dağılımlarının gösterimi	45
Şekil 5.1 40×40 birim hücreden oluşan frekans seçici yüzey	46
Şekil 5.2 Ölçüm düzeneğinin benzetimi.....	47
Şekil 5.3 Anten ile koaksiyel kablo bağlantısı için kullanılan konektör	47
Şekil 5.4 Piramid horn anten (a) standart yapı ve (b) çift çıkıntılı horn anten	48
Şekil 5.5 Horn antenin fiziksel boyutları	48
Şekil 5.6 Horn antenin port görünümü	49
Şekil 5.7 Horn antenin yansıma katsayısının frekans ile değişimi	49
Şekil 5.8 40GHz'de horn antenin üç boyutlu radyasyon paterni.....	50
Şekil 5.9 40GHz'de horn antenin normalize edilmiş kazanç paterni	50
Şekil 5.10 Çift çıkıntılı horn anten	51
Şekil 5.11 Horn antenin çıkıntı uzunluklarının gösterimi	51
Şekil 5.12 Çıkıntılı dalga kılavuzunun (a) birim uzunluğu için kesim dalga boyunda eşdeğer devre gösterimi ve (b) kesit görüntüleri [39]	52
Şekil 5.13 Çift çıkıntılı horn antenin yansıma katsayısının frekansla değişimi	53
Şekil 5.14 40GHz'de çıkıntılı horn antenin üç boyutlu radyasyon paterni	53
Şekil 5.15 40GHz' de çıkıntılı horn antenin normalize edilmiş kazanç paterni.....	54
Şekil 5.16 Konektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzu	55

Şekil 5.17 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunun (a) ön, (b) arka ve (c) iç kısmı için yapısal uzunluklarının gösterimi	55
Şekil 5.18 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga farklı “gap” değerlerinde elde edilen yansıma ve iletim katsayıları	56
Şekil 5.19 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunun S-parametreleri	57
Şekil 5.20 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunda Port-1 için elektrik ve manyetik alan dağılımının gösterimi	57
Şekil 5.21 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunda Port-2 için elektrik ve manyetik alan dağılımının gösterimi	58
Şekil 5.22 Dalga kılavuzu beslemeli (konnektörsüz) çift çıkıntılı horn antenin (a) ön ve (b) arka görünümü	58
Şekil 5.23 Dalga kılavuzu beslemeli çift çıkıntılı horn antenin S-parametreleri.....	59
Şekil 5.24 40GHz’de dalga kılavuzu beslemeli çift çıkıntılı horn antenin üç boyutlu radyasyon paterni	59
Şekil 5.25 40GHz’de dalga kılavuzu beslemeli çift çıkıntılı horn antenin iki boyutlu normalize paternleri.....	60
Şekil 5.26 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin (a) ön ve (b) arka görünümü (çift çıkıntılı dalga kılavuzunun kesiti görünebilmesi için kapak çıkartılarak görsel paylaşılmıştır.)	60
Şekil 5.27 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin S-parametreleri	61
Şekil 5.28 40GHz’ de konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin üç boyutlu radyasyon paterni	61
Şekil 5.29 40GHz’ de konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin iki boyutlu normalize kazanç paterni.....	61
Şekil 5.30 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin fiziksel görünümü	62
Şekil 5.31 Ölçüm platformunu oluşturan yapıların (a) parçaları, (b) tutucu yapıları, (c)detayları ve (d) tasarlanan frekans seçici yüzeyin test ortamına yerleştirilmiş halinin simülasyonu	64
Şekil 5.32 10x10 birim hücrenin horn antenle benzetim çalışması sonucunda elde edilen yansıma ve iletim parametreleri	66
Şekil 5.33 Frekans seçici yüzey birim hücresinin iletim katsayısı ile 10 × 10 birim hücrenin horn antenlerle benzetimi sonucunda elde edilen iletim katsayısının karşılaştırılması	67
Şekil 5.34 10x10 birim hücrenin horn antenlerle benzetimi sonucunda elde edilen iletim katsayılarının açısal kararlılığının incelenmesi	68
Şekil 5.35 Frekans seçici yüzey üzerinde vektör normalinin gösterimi	68
Şekil 5.36 (a) 10 × 10 birim hücrenin (b) 40 × 40 birim hücrenin 3dB hüzme genişliklerinin gösterimi.....	69
Şekil 5.37 40x40 birim hücre içeren frekans seçici yüzey prototipi	70

Şekil 5.38 3B yazıcı ile üretilen çift çıkıntılı horn anten (a) kaplamasında kullanılan özel gümüş iletken malzeme, (b) yan kesitinden görüntüler, (c) pürüzlüğü giderilmiş hali, (d) parçaları birleştirilmiş hali.....	71
Şekil 5.39 (a) Ölçüm düzeneğinin görünümü (b) A-info markalı ticari horn anten, (c) frekans seçici yüzey ve tutucu yapısı, (d) 3B yazıcı ile üretilen horn anten	71
Şekil 5.40 Frekans seçici yüzey yapısı olmadan ölçüm düzeni.....	72
Şekil 5.41 Frekans seçici yüzey için ölçüm düzeni	73
Şekil 5.42 Ticari horn antenin ve 3B yazıcı ile üretilen horn antenin yansıma katsayıları	74
Şekil 5.43 Frekans seçici yüzey dik durumda iken ölçülen iletim katsayısı	75
Şekil 5.44 Frekans seçici yüzey için açısız değişiminin ölçüm sonuçları	75
Şekil 5.45 Frekans seçici yüzey için TE modda iletim katsayısı ölçüm sonucu (iletken kuruduktan sonra).....	77
Şekil 5.46 TE modda yapılan ölçüm sonuçlarının açısız kararlılığının incelenmesi.....	78
Şekil 5.47 TM modda yapılan ölçüm sonuçlarının açısız kararlılığının incelenmesi	78
Şekil 5.48 Ölçüm ve benzetim sonuçlarının polarizasyon kararlılığı.....	79

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1 5G teknolojisi performans özellikleri [19].....	6
Tablo 2.2 5G kullanım senaryoları için çok katmanlı frekans bandı yaklaşımı [21].....	8
Tablo 3.1 Frekans seçici yüzey eleman yapıları [30].....	14
Tablo 3.2 DiClad 880 malzemenin özellikleri	15
Tablo 3.3 Tamamlayıcı çift bölünmüş kare halka rezonatörün yapısal parametreleri	16
Tablo 3.4 Çift bölünmüş yuvarlak halka rezonatörün yapısal parametreleri	19
Tablo 3.5 Dielektrik malzemelerin özellikleri	24
Tablo 4.1 5G Uygulamaları için frekans spektrumu	38
Tablo 4.2 Metalik katmanın özel yapısal parametreleri.....	39
Tablo 4.3 5G milimetre dalga iletişiminin bant gereksinimleri ve tasarlanan yeni frekans seçici yüzey yapısının frekans yanıtı	41
Tablo 5.1 Horn antenin özel yapısal parametreleri	48
Tablo 5.2 Horn antenin $\theta = 90^\circ$ düzleminde frekansa göre 3dB hüzme genişlikleri, yan lob seviyeleri ve anten kazançlarının karşılaştırılması	51
Tablo 5.3 Çift çıkıntılı horn antenin özel yapısal parametreleri	52
Tablo 5.4 Çift çıkıntılı horn antenin $\theta = 90^\circ$ düzleminde frekansa göre 3dB hüzme genişlikleri, yan lob seviyeleri ve anten kazançlarının karşılaştırılması	54
Tablo 5.5 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunun boyutları	56
Tablo 5.6 CST Microwave Studio programında test düzeneği ile simülasyon için yapılan benzetimlere dair ayrıntılar ve alınan uyarılar.....	65
Tablo 5.7 Horn antenin frekans seçici yüzeyin rezonans frekanslarına göre 3dB hüzme genişliklerinin gösterimi.....	69

5G Milimetre Dalga Uygulamaları İçin Üç Bantlı Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

Senanur GÜRDAL

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. Nurhan Türker TOKAN

Eş-Danışman: Dr. Öğr. Üyesi H. Sinan AKŞİMŞEK

Yeni nesil iletişim standardı olan 5G'ye geçiş, uygulamaların mikrodalga frekanslarına kaymasına neden olmuştur. Geleceğin 5G uygulamaları, büyük veri kapasitesi ve hızlı iletişim bağlantılarını destekleyebilmek için yüksek performanslı bileşenlere ihtiyaç duymaktadır. Bu durumla birlikte 5G uygulamalarına uygun yapılar üretmek gerekmektedir. Bu tezin amacı, 5G milimetre dalga frekanslarında çalışan üç bantlı, yeni ve özgün frekans seçici yüzey yapısı tasarlamaktır. Yeni tasarlanan frekans seçici yüzeyin gelecekte 5G uygulama bantları olarak kullanılması planlanan 24.25-24.45GHz, 27.5-28.35GHz, 37.6-40GHz frekans aralıklarında çalışması istenmektedir. Yapılan simülasyonlar ile birim hücrede bunu sağlayan bir frekans seçici yüzey yapısı tasarlanmıştır. Tasarlanan frekans seçici yüzey yapısı TE ve TM modlarında polarizasyon kararlılığına sahiptir. Yapının ilk iki bantta 40 dereceye kadar kararlı olduğu gözlenmiştir. Üçüncü bant aralığı için ise 20 dereceye kadar açısal kararlılık sağladığı gözlenmiştir. Frekans seçici yüzey tek bir 0.51 mm kalınlığında Rogers DiClad880 dielektrik katman ve tek bir bakır katman içermesi ile ince bir tasarım özelliği taşımaktadır. Tasarlanan bu özgün frekans seçici yüzey yapısı 5G milimetre dalga haberleşme sistemleri ve bu sistemlere uygulanabilirlik açısından yüksek

potansiyele sahiptir. Tez kapsamında tasarlanan frekans seçici yüzeyin fiziksel ölçümünde kullanılacak horn antenlerin tasarımı ayrıca anlatılmaktadır. Son aşamada ise tasarlanan yapıların fiziksel ölçümünde yardımcı olarak kullanılan tutucu yapılar ile beraber frekans seçici yüzeyin fiziksel ölçümleri tamamlanmaktadır. Tasarımı yapılan yeni frekans seçici yüzeyin benzetim sonuçları ile ölçülen sonuçlarının benzer olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Frekans seçici yüzey, 5G milimetre dalga, bant geçiren filtre, polarizasyon kararlılığı, açısal kararlılık.



Triple Band Frequency Selective Surface Design for 5G Millimeter Wave Applications

Senanur GÜRDAL

Department of Electronics and Communications Engineering

Master of Science Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN

Co-supervisor: Assist. Prof. Dr. H. Sinan AKŞİMŞEK

The transition to 5G, the next generation communication standard, has caused applications to shift to microwave frequencies. Future 5G applications require high-performance components to support large data capacity and fast communication links. With this situation, it is necessary to produce structures suitable for 5G applications. The aim of this thesis is to design a new and unique frequency selective surface structure with three bands operating at 5G millimeter wave frequencies. The newly designed frequency selective surface is expected to work in the frequency ranges of 24.25-24.45GHz, 27.5-28.35GHz, 37.6-40GHz, which are planned to be used as 5G application bands in the future. With the simulations made, a frequency selective surface structure that provides this in the unit cell is designed. The designed frequency selective surface structure has polarization stability in TE and TM modes. It was observed that the structure was stable up to 40 degrees in the first two bands. For the third band gap, it has been observed that it provides angular stability up to 20 degrees. The frequency selective surface features a thin design, comprising a single 0.51 mm thick Rogers DiClad880 dielectric layer and a single copper layer. This unique frequency selective surface structure designed has high potential in terms of 5G millimeter wave communication systems and applicability to these systems. The design

of horn antennas to be used in the physical measurement of the frequency selective surface designed within the scope of the thesis is explained. In the last stage, the physical measurements of the frequency selective surface are completed together with the holding structures used as an aid in the physical measurement of the designed structures. It has been observed that the simulation results and the measured results of the newly designed frequency selective surface are similar.

Keywords: Frequency selective surface, 5G millimeter wave, band-pass filter, polarization stability, angular stability.



1.1 Literatür Özeti

Teknoloji sektöründe yaşanan yeni gelişmeler dünya çapında gözleri 5G konusuna yönlendirmektedir. Beşinci nesil yeni haberleşme teknolojisi olarak anılan 5G, akıllı cihaz sayısındaki artış, nesnelerin interneti, makineden makineye haberleşme gibi popüler konuları daha kullanışlı hale getirmeyi hedeflemektedir. Dünya ülkeleri 5G haberleşmesine yönelmekte ve kendi 5G politikalarını oluşturmaktadır.

5G teknolojisi uygulamaları için ihtiyaç duyulan ana özellikler: çok geniş bant, çok yüksek hız, düşük gecikme süreleri, yüksek verimlilik ve yüksek güvenilirlik olarak sıralanmaktadır. Geleceğin 5G uygulamaları, büyük veri kapasitesi ve hızlı iletişim bağlantılarını destekleyebilmek için yüksek performanslı bileşenlere ihtiyaç duymaktadır. 5G uygulamalarına uygun bileşenler tasarlamak için araştırmalar ve çalışmalar devam etmektedir.

5G konusu mikrodalga mühendisleri için bir araştırma konusu olarak önemini korumaktadır. Çünkü dünyanın 5G teknolojisine geçişiyle birlikte kullanılmayan durumda olan milimetre dalga aralığı kullanılmak istenmektedir. Bu aralıkta çalışan her araştırmacının bildiği gibi, frekansın artmasıyla birlikte büyük boyutlar ve tasarım zorlukları oluşmaktadır. Bu durum uygulanabilirlik ve yüksek maliyet gibi önemli dezavantajları beraberinde getirmektedir. Dezavantajların üzerinden gelmek için yeni tasarımlar ortaya çıkmaktadır.

Frekans seçici yüzeyler elektromanyetik dalganın iletimini ve yansımalarını kontrol ettikleri için son yıllarda bir araştırma noktası olarak giderek daha fazla alanda kendine yer bulmaktadır. Frekans seçici yüzeyler (FSS) milimetre dalga frekanslarından terahertz frekanslarına kadar kullanılabilir. Bu özellikleriyle 5G uygulamaları için umut verici bir aday olmaktadır.

Frekans seçici yüzeyler dielektrik katman ve dielektrik katman üzerine basılan metal yüzeylerin periyodik olarak dizilmesiyle oluşmaktadır. Bu periyodik yapılar birer rezonatör olarak çalışmaktadırlar ve rezonans frekansına sahiptirler. Frekans seçici

yüzeylerin tasarımında dikkat edilmesi gereken en önemli faktörler: tasarımda kullanılan malzemeler, dielektrik malzemenin kalınlığı, elektromanyetik dalganın polarizasyon tipi ve geliş açısı, frekans seçici yüzeyin metalik katmanında tasarlanan şekillerin geometrisi ve periyodikliğidir. Bu faktörler frekans seçici yüzeylerin rezonans frekansının belirlenmesinde etki oluşturmaktadır.

Frekans seçici yüzeyler anten sistemleri [1], filtreler [2], radomlar [3], emiciler [4], uçaklar [5], uydular [6] vb. için farklı senaryolarda ve milimetre dalga uygulamaları için kullanılmaktadır. Frekans seçici yüzeyler bu uygulamalarda farklı amaçlarla kullanılabilir. Frekans seçici yüzeyler ile yapılan radom ve radar çalışmalarından örnek verilecek olunursa, frekans seçici yüzeyi anten kaportasına yükleyerek, gizli etki elde etmek için radar kesiti küçültülmektedir [7], [8] veya emici malzemeye frekans seçici yüzey uygulanarak minyatürleştirme ve daha geniş bant genişliği sağlanabilmektedir [9], [10]. 5G uygulamalarına yönelik radom çalışmasına örnek verilecek olunursa, 28.5GHz çalışma frekansı ile 5G haberleşme radomu için aday olabilecek frekans seçici yüzey yapısını gösteren [3]'deki gibi bir çalışma mevcuttur. Bu çalışma ikinci dereceden bir filtre oluşturmak için çok katmanlı bir yapı içermektedir. Geçiş ve durdurma bandı tasarlanan yapının farklı bölümleri ile kontrol edilebilmektedir. Geçiş bandı kenarında hızlı bir düşüş gerçekleştirebilen LC seri rezonans ekleyen jerusalem şeklinde katmana sahiptir. Bu çalışmadaki tasarım geliş açısı 60° 'ye kadar değiştiğinde kararlı bir performans göstermektedir.

Frekans seçici yüzeylerin antenler ile kullanıldığı çalışmalara ise [11] ve [12]'deki tasarımlar örnek gösterilebilir. 5G anten uygulamalarına yönelik olan [11]'deki çalışmada frekans seçici yüzey yapısı 28-31GHz arasında çalışan bir Yagi-Uda düzlemsel antenine uygulanmaktadır. Frekans seçici yüzey yapısı 30GHz'de 90 derece döndürüldüğünde ana ışın radyasyonunun ateş sonu yönünü (yz düzlemi) $+23^\circ$ ve -29° eğdiğini göstermektedir. Çalışmada tasarımın küçük bir yapı olması nedeniyle baz istasyonu ve mobil cihazlara uygulanabileceği önerilmektedir.

Frekans seçici yüzeyler antenlerin kazancını artıran çalışmalarda kullanılmaktadır. Örneğin, [12]'deki çalışma frekans seçici yüzey yapılarını kullanarak 5-8GHz frekans bant genişliğinde bir TEM horn antenin performansını arttırmayı amaçlamaktadır. Antenin önüne frekans seçici yüzey yapıları ekleyerek uzak alan kazancı, saçılım, yan lob düzeyi (SLL) ve açıklık genişliği (AW) gibi tasarımın performans kriterlerinde iyileşme görülmektedir.

Frekans seçici yüzeyi filtre amaçlı kullanmak üzere yapılan çalışmalar mevcuttur. Ancak tek frekanslı filtre çalışmaları yüksek haberleşme kapasitesi gereksinimlerini karşılayamadığından, çift bantta çalışan frekans seçici yüzeylere yönelim olmaktadır. Örneğin, [13]'teki tasarım 8.47GHz ve 10.45GHz'de bant durduran filtre olarak çalışmaktadır. Tasarlanan frekans seçici yüzey döner kollara sahiptir ve bu durum farklı geliş açılarında sabit frekans tepkisi sağlamaktadır. Frekans seçici yüzey X-bandında çift bantlı uygulamalarda kullanılabilir. Tasarlanan frekans seçici yüzeyin rezonans kararlılığını incelemek için hem TE hem de TM polarizasyonları için iletim katsayıları simüle edilmektedir. Simüle edilmiş sonuçlar üretilen prototipin ölçülen sonuçları ile doğrulanmaktadır. [14]'teki çalışmada diğer bir çift bantlı frekans seçici yüzey uygulaması sunulmaktadır. İnce bir dielektrik tabaka ile ayrılmış iki periyodik metalik katmandan oluşan çift bant geçiren frekans seçici yüzey yapısı önerilmektedir. Bu yapının üst katmanı tetra ok şeklinde bir geometriden ve alt katmanı bir çapraz dipolden oluşmaktadır. Sırasıyla 0.56dB ve 0.88dB ekleme kaybı ile 2.68GHz ve 6.39GHz merkezli iki iletim bandı olduğu simüle edilmektedir. Önerilen yapı TE ve TM modlarında polarizasyona karşı duyarlı ve açısız olarak kararlıdır.

5G uygulamalarında kullanılan frekans seçici yüzey yapıları filtre örneklerinden, [15]'teki çalışmada frekans seçici yüzey birim hücrenin bant aralıkları 27.639 - 28.997GHz ve 37.442 - 41.452 GHz'dir. Hem 28GHz hem de 38GHz olan 5G bantlarını kapsamasıyla çift bant geçiren bir filtre olarak önerilmektedir. İlgili frekans seçici yüzey altıgen şekilli iki halka yuvasına sahiptir. Frekans seçici yüzey yapısını oluşturan birim hücre $3.7 \times 3.7 \text{mm}^2$ ve çok ince 0.127mm esnek Rogers alt tabaka kullanılarak modellenmektedir. Bu çalışmadan görüleceği üzere boyutlar milimetre mertebesinde olmaktadır. Bu durum entegre kolaylığını işaret etmektedir.

Diğer bir milimetre boyutlarda tasarlanan yapı örneği [16]'daki çalışmada gösterilmektedir. Tasarlanan yapı 28.1GHz ve 39.5GHz'de çift frekanslı geçiş bantları oluşturabilmektedir. Tasarımda metalik tabakanın iki dielektrik tabakanın ortasında yer aldığı görülmektedir. Birim hücre $6 \times 6 \text{mm}^2$ boyutundadır ve tüm frekans seçici yüzey yapısı 40×40 birim hücreden oluşmaktadır. Bu çalışmada açısız kararlılık için simüle edilen sonuçlar, 15° , 30° ve 45° için rezonans frekans kaymasının %2.3'ten az olduğunu göstermektedir. Çalışma prototipinin ölçülen sonuçları ile simüle edilen sonuçlarının iyi bir uyum içinde olduğu görülmektedir.

[17]'de önerilen çalışmada ise çift bantlı bir yapıdan farklı olarak üç bantlı bir frekans seçici yüzey çalışması vardır. Frekans seçici yüzeyin GSM sistemleri için üç bantlı frekans seçici yüzey tasarımı içerdiği görülmektedir. Bu çalışmanın 942MHz için tasarlanmış bir dikdörtgen şekilli rezonatör ile 1842MHz ve 2142MHz frekansları için tasarlanmış bir sentetik rezonatörden oluştuğu gösterilmektedir. Üretilmiş prototip 4×4 dizi elemanından oluşturulup yankısız bir odada iki adet horn anten ve bir ağ analizörü yardımıyla ölçülmektedir.

Tüm bu literatür incelemesi sonucunda, 5G milimetre uygulamaları için tasarlanmış ve bir veya ikiden fazla geniş bant aralığı sunan frekans seçici yüzey tasarımlarının az olduğu görülmüştür. Bu yüzden bu tez çalışmasında Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (ITU) tarafından 5G uygulamaları için tanımlanan ve üç farklı frekans aralığında, 24.25-24.45GHz, 27.5-28.35GHz ve 37.6-40GHz [18], aynı anda çalışan üç bantlı yeni bir frekans seçici yüzey tasarımı yapılması hedef alınmıştır. Uluslararası Telekomünikasyon Birliği'nin (ITU) tanımladığı bu bant aralıkları için yeni üç bantlı frekans seçici yüzey tasarımı yapılacaktır.

1.2 Tezin Amacı

Bu tez çalışması ile, 5G milimetre dalga uygulamaları için üç bantlı frekans seçici yüzey tasarımı sunulmaktadır. Bu tasarımın amacı, 5G milimetre dalga uygulamaları için benzersiz bir üçlü bant geçiren frekans seçici yüzey tasarımı sağlamaktır. 5G uygulamaları için önerilen frekans bantları, tasarlanacak yapı için bir başlangıç noktasıdır. Simüle edilen sonuçlarla, frekans seçici yüzeyin rezonans frekans aralıklarının geleceğin 5G uygulama bantları olarak kullanılması planlanan 24.25-24.45GHz, 24.75-25.25GHz, 27.5-28.35GHz ve 37.6-40GHz için çalışma sağlaması istenmektedir. Tasarımın mümkün olduğu kadar üretim kolaylığı sağlaması ve maliyeti düşürmesi amaçlandığından tek dielektrik ve metal tabaka kullanılmıştır. Ayrıca metal katman üzerindeki desenin minimum karmaşıklığa sahip olması amaçlanmaktadır. Tasarımın tek metal katman içermesi durumuyla literatürdeki çok katmanlı frekans seçici yüzey tasarımlarına bir rakip olması istenmektedir. İdeal bir frekans seçici yüzeyden beklenen polarizasyon kararlılığı ve açısal kararlılığı ayrıca incelenmiştir. Ek olarak, ölçüm düzeneğinde kullanılan horn antenlerin tasarımı, ölçüm düzeneği tasarımı ve araştırılan diğer hususlar detaylıca anlatılmıştır.

1.3 Hipotez

Bu proje ile 5G milimetre dalga frekanslarında çalışabilecek bir frekans seçici yüzey tasarımının belirlenmesinin ardından analizi yapılmıştır. 5G uygulama bantları olarak kullanılması planlanan 24.25 - 24.45GHz, 24.75 - 25.25GHz, 27.5 - 28.35GHz ve 37.6 - 40GHz için çalışması sağlanarak, bu frekans aralıkları için CST Microwave Studio programında benzetimi yapılmıştır. Literatür taraması ve çalışmalar sonucunda 5G milimetre dalga uygulamaları için üç bantlı frekans seçici yüzey olarak kullanılabilir, yüksek frekanslarda istenen yüksek bant genişliklerini sunan, polarizasyon kararlılığı sağlayan, tek metal ve tek dielektrik katman içeren, yeni ve özgün bir frekans seçici yüzey önerilmektedir.



2.1 5G Tanımı ve Frekans Spektrumu

5G çok yüksek hızlara, yüksek trafik yoğunluğuna, düşük gecikme süresine ve yüksek güvenilirliğe sahip yeni nesil bir haberleşme teknolojisidir. 2020 ve sonrası yıllar için farklı kullanım senaryolarında yüksek performans, yüksek verim, hızlı iletişim bağlantıları ve yüksek güvenilirlik gibi gelişmiş ihtiyaçları karşılamak üzere ortaya çıkmıştır. Tablo 2.1’de 5G teknolojisinin performans özellikleri verilmiştir. Bu tablodan 5G sistemlerinin mevcut sistemlere göre daha yüksek performansa ihtiyaç duyduğu görülmektedir.

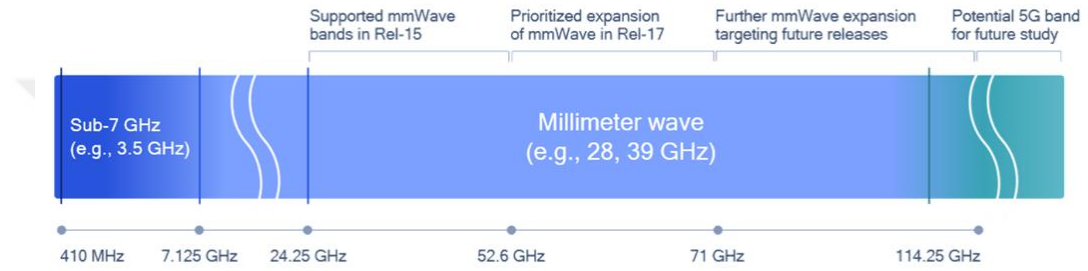
Tablo 2.1 5G teknolojisi performans özellikleri [19]

ÖZELLİKLER	DETAYLAR
Gecikme	1 ms’den daha az
Veri trafiği	50 exabyte/ay (2021)
En yüksek veri hızı	20Gbps
Mevcut spektrum	30GHz
Bağlantı yoğunluğu	1 milyon bağlantı/km ²
Frekans bandı	600MHz-milimetre dalga (örneğin; 28GHz, 39GHz ve daha ilerisi 80 GHz)
Uplink dalga formu	Periyodik önek – Ortogonal Frekans Bölmeli Çoğullama (CP-OFDM)
Kanal bant genişliği	100MHz (6GHz altında), 400MHz (6GHz üstünde)

5G uygulamaları milimetre dalga (mmWave) bandı olarak anılan frekans aralığını kullanmaktadır. Milimetre dalga denilmesinin sebebi kullanılan frekansların dalga

boylarının milimetre mertebesinde olmasıdır. 5G uygulamaları için milimetre dalga bandı daha büyük hız ve daha düşük gecikme sağlamaktadır. Bu durum, eş zamanlı bulut ve sanal gerçeklik gibi popüler uygulamaları günümüz için daha kullanılabilir hale getirecektir.

Şekil 2.1’de Qualcomm’un 5G milimetre dalga olarak tanımladığı frekans aralığı gösterilmektedir. Bu frekanslı bantlar, mevcut kullanılan düşük frekanslı sistemlere kıyasla daha çok bilgi taşıma özelliğine sahip olmasıyla önem taşımaktadır. 24.25GHz ve 114.25GHz frekans aralığının günümüzde ve gelecekte kullanılacağı tahmin edilmektedir.



Şekil 2.1 5G milimetre dalga aralığı [20]

Gelecekte daha fazla bant genişliği ihtiyacı için frekans aralığının artarak, daha yüksek mmWave spektrumunu ve çeşitli yeni uygulamaları getireceği tahmin edilmektedir. Ülkemiz dahil pek çok dünya ülkesinde 5G’ye geçiş çalışmaları yapılmaktadır. Talep edilen yüksek performans ve hızların üstesinden gelebilmek için, 5G haberleşmesinde kullanılacak frekans spektrumu ve bu spektrum ile uyumlu uygulamalar karşılaşılan temel zorluklardan biridir. Bu bağlamda, ITU-R IMT-2020 (5G) vizyonu üç kullanım senaryosunu içermektedir: eMBB, mMTC ve uRLLC [18] .

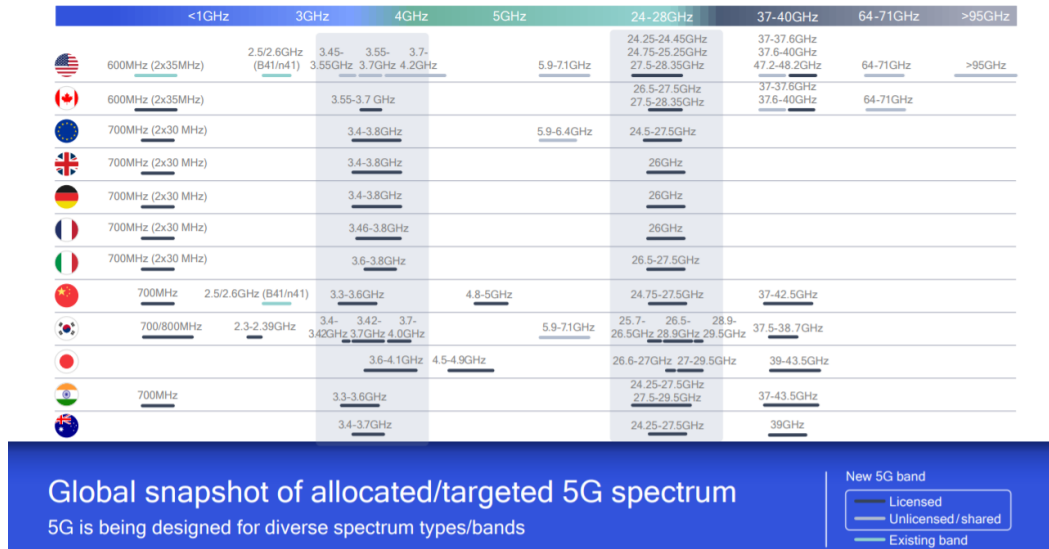
Geliştirilmiş Mobil Bant (eMBB), mobil kablosuz iletişim için yeni frekanslar kullanarak yüzlerce megahertz (MHz) kanal bant genişliğini adresler. Ultra Güvenilir ve Düşük Gecikmeli İletişim (uRLLC), gecikme ve güvenilirlik konusunu adresler. Masif Makine Tipi İletişim (mMTC) ise çok sayıda cihazın birbiri ile haberleşmesi için gereksinim duyulan durumdur.

5G'nin yüksek performans ve ihtiyaçlarını sağlayabilmek için “yüksek”, “orta” ve “düşük” frekans bantlarında çalışması gerekmektedir. Tablo 2.2’de 5G kullanım senaryoları için çok katmanlı frekans bandı yaklaşımı gösterilmektedir.

Tablo 2.2 5G kullanım senaryoları için çok katmanlı frekans bandı yaklaşımı [21]

Özellikler	Detaylar	Frekans Aralığı
eMBB URLLC mMTC	<ul style="list-style-type: none"> “Düşük bantlar” Kapsama Katmanı Geniş alan ve derin iç mekan kapsama alanı 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ 2 GHz'in altında ➤ 20 MHz'e kadar geniş alan ve derin iç mekan kapsama alanı (eşleştirilmiş/eşlenmemiş). 2023/2025'ten itibaren ek spektrum gereklidir.
eMBB URLLC mMTC	<ul style="list-style-type: none"> “Orta bantlar” Kapsama ve kapasite katmanı Kapasite ve kapsama alanı arasında en iyi uzlaşma (geniş alan ancak derin kapsama alanı yok) 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ 2 - 8 GHz ➤ 2020'ye kadar en az 80-100 MHz bitişik / MNO. ➤ 2023/2025'ten itibaren ek spektrum gereklidir.
eMBB URLLC	<ul style="list-style-type: none"> “Yüksek bantlar” Süper Veri Katmanı Son derece yüksek veri hızları gerektiren özel kullanım durumlarının ele alınması 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ 24 GHz'in üzerinde ➤ En az 400-800 MHz bitişik / MNO

Tablo 2.2 incelendiğinde, mevcut spektrumun artacağı ve milimetre dalga aralığının 5G'de kullanılacağı görülmektedir. 5G uygulamalarında ultra yüksek geniş bant hızlarını karşılamak için daha yüksek frekansların kullanımı gerekmektedir. Ana odak noktasının 24GHz'in üzerindeki frekans bantları olacağı düşünülmektedir [22].



Şekil 2.2 5G frekans spektrumu [23]

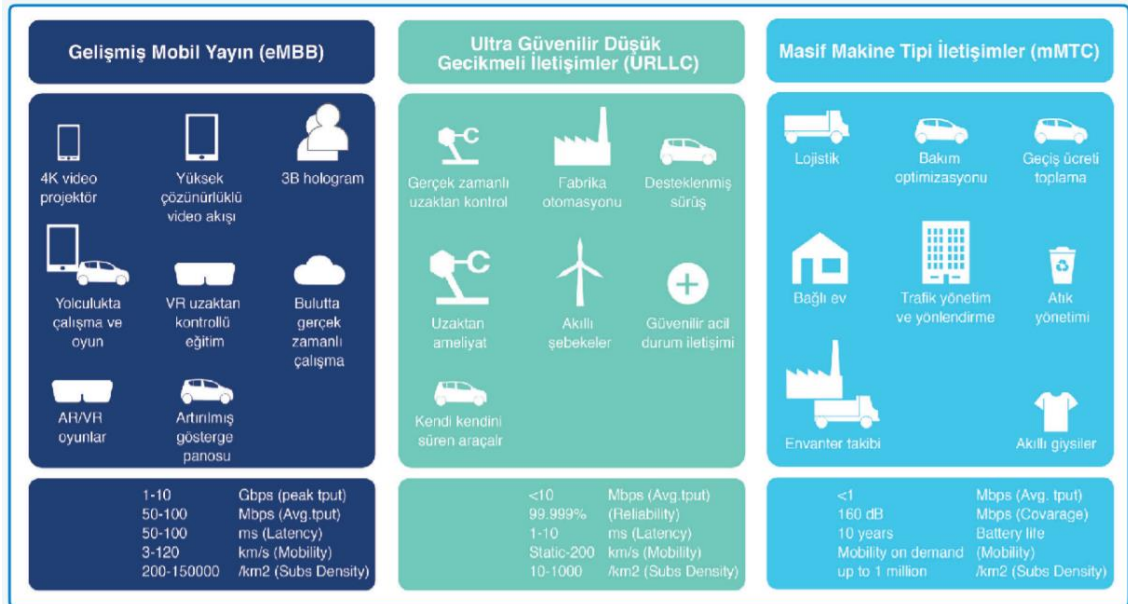
Şekil 2.2’de Qualcomm şirketi tarafından oluşturulan, 5G için kullanılması düşünülen frekans bantları verilmiştir [23]. Bu değerler ülkelere göre gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında ITU tarafından 5G için tanımlanan 24.25-24.45 GHz, 27.5-28.35 GHz ve 37.6-40 GHz frekans aralıkları temel alınmaktadır [18] .

2.2 5G Uygulama Alanları

5G teknolojisi otomotiv, enerji, gıda, tarım, şehir yönetimi, devlet, sağlık, üretim, ve ulaşım gibi dikey sektörler denilen bir pazara hakimdir. Bu sektörleri verimlilik ve performans açısından değiştireceği ve şu anda öngörülemeyen yeni sektörleri hayata getireceği düşünülmektedir.

5G teknoloji uygulamaları, otomotiv sektörü (akıllı hareketlilik, navigasyon bağlantı vb.), enerji sektörü, lojistik sektörü, tarım sektörü (akıllı sulama yöntemi, akıllı gübreleme yöntemi, akıllı hayvancılık yöntemi, akıllı hava ürün takip vb.), sağlık sektörü (akıllı sağlık görüntüleme sistemi, akıllı sağlık giyim sistemi, kırsal alanlarda akıllı sağlık hizmeti, robot destekli tedavi ve cerrahi, uzaktan izleme sağlık sistemi, akıllı hastane yönetimi vb.) gibi önemli alanlarda ihtiyacı karşılayacaktır. Şekil 2.3’te eMBB, URLLC, mMTC vizyonlarına göre 5G’nin hangi uygulama taleplerini karşılayacağı gösterilmektedir.

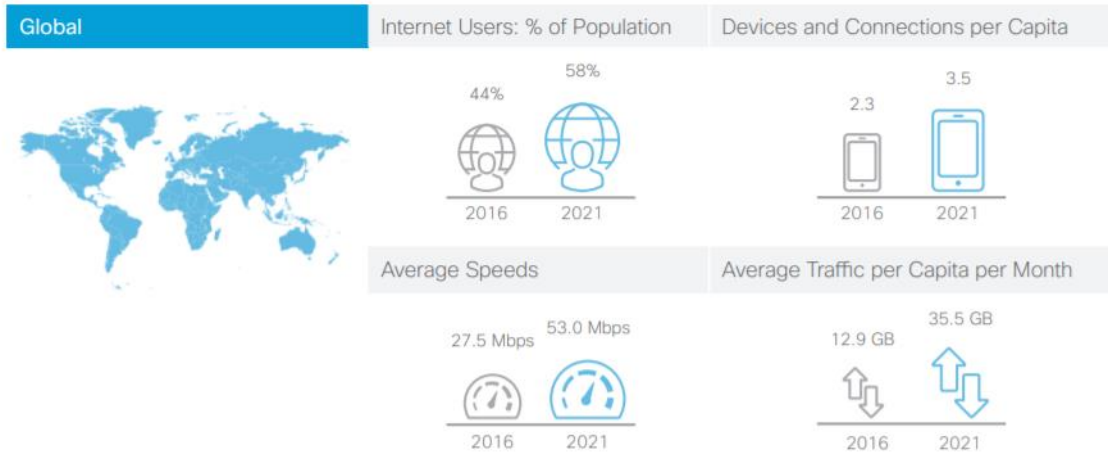


Şekil 2.3 5G uygulamaları [24]

Geliştirilmiş Mobil Geniş Bant (eMBB)’ın adreslediği uygulamalar, geniş kapsama alanı sağlayarak iç ve dış ortamlarda maksimum kullanıcı deneyimi sunmaya yöneliktir.

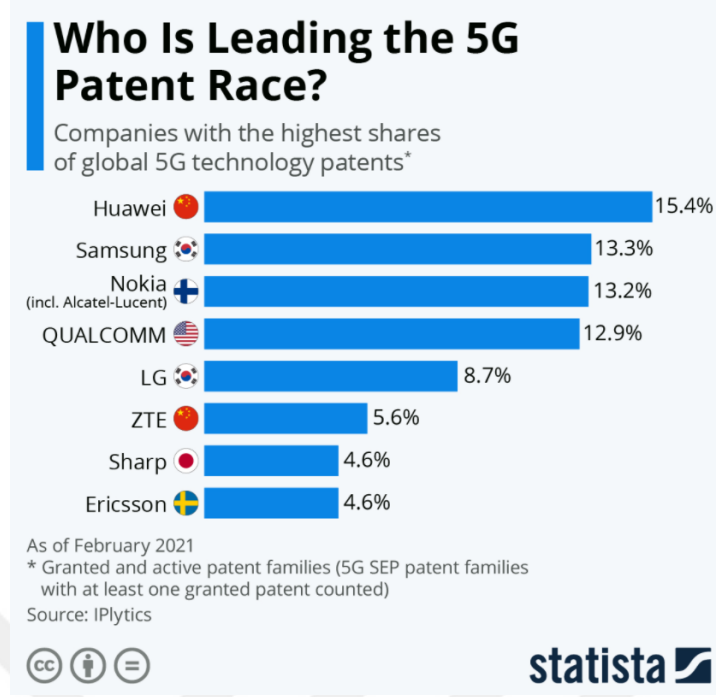
Artırılmış gerçeklik ve bulutta gerçek zamanlı çalışma gibi örnekler bu kullanım durumu için göze çarpan uygulamalardandır. Masif Makine Tipi İletişim (mMTC) uygulamaları, çevresel izleme (kirlilik, sıcaklık, gürültü vb.) , akıllı giysiler, envanter takibi ve trafik kontrolü gibi pek çok uygulamayı içermektedir. Ultra Güvenilir Düşük Gecikmeli İletişim (URLLC) uygulamaları, güvenilirlik, kullanılabilirlik ve düşük gecikme süresi gerektiren uygulamalardır. Milisaniyelik zamanlar söz konusudur. Uzaktan ameliyatlar, fabrika otomasyonu, enerji dağıtımı, kendi kedi kendini süren araç uygulamaları bu konuya birer örnektir.

Bugün dünyada mevcut haberleşme sistemlerinden sunulan olanaklar ihtiyaçları karşılamamaya başlamaktadır. Cisco'ya göre küresel olarak, 2016'da 17.1 milyar olan ağ bağlantılı cihaz sayısı 2021'de 27.1 milyar olarak tahmin edilmektedir. Şekil 2.4'te dünya genelinde 2016'dan 2021'e kadar internet kullanıcılarında, cihaz sayısında, ortalama hızda ve ortalama trafikte yaşanan büyüme tahminleri özetlenmektedir.



Şekil 2.4 Küresel büyüme tahminleri [25]

Bu büyümeler göz önüne alındığında, günümüzde özellikle ABD, Çin ve Güney Kore'de 5G sistemlerinin geliştirilmesine yönelik çalışmalar ve uygulamaları devam ettirdiği görülmektedir. Örneğin: Huawei, ZTE, Qualcomm, Samsung, LG, Ericsson ve Nokia 5G teknoloji patentlerine sahip başlıca şirketlerdendir. Bu şirketlerin patent sayısına göre durumu Şekil 2.5'te verilmiştir.



Şekil 2.5 Küresel 5G teknolojisi patentlerinde en yüksek paya sahip şirketler [26]

Günümüze kadar yapılan uygulamalara yönelik çıkarılacak sonuç, 5G teknolojisi için çalışmaların devam etmekte olduğudur. 5G uygulamaları için yapılacak her türlü çalışmanın, tasarımın ve üretimlerin yeni nesil haberleşmeye geçişi kolaylaştıracağı görülmektedir.

2.3 5G'nin RF Filtre Uygulamalarındaki Etkisi

5G teknolojisinin büyük performansları ve yüksek verimi karşılayabileceği konuşulmaktadır. Bu büyük senaryoların üstesinden gelebilmek demek daha fazla bileşene ihtiyaç duyulacağına sinyal vermektedir ve bu bileşenlerden önemli olanlardan biri filtrelerdir.

RF filtreleri, istenmeyen sinyalleri filtrelerken istenilen sinyalleri kabul etmektedirler. Bu durumun önemi vurgulanacak olunursa, örneğin günümüzün akıllı telefonları RF filtreler olmadan çalışmamaktadır. RF filtrelerinin yardımı olmadan, akıllı telefonlarda bir video akışı gerçekleştirilemeyip, hatta arama veya metin gönderilememektedir. RF filtreleri Wi-Fi, Bluetooth, GPS ve 2G, 3G, 4G ve şimdi 5G ile, mobil telefona gelen sinyallerin birbiriyle çarpışmasını önlemeye çalışmaktadır [27].

Günümüzün mobil telefonları SAW ve BAW denilen akustik filtreleri içermektedir. Tipik olarak SAW filtreleri mobil ortamda 600MHz'den 2 GHz'e kadar çalışmaktadır ve BAW filtreleri 1.5 GHz'den 3.5 GHz'e kadar kullanılmaktadır [28].

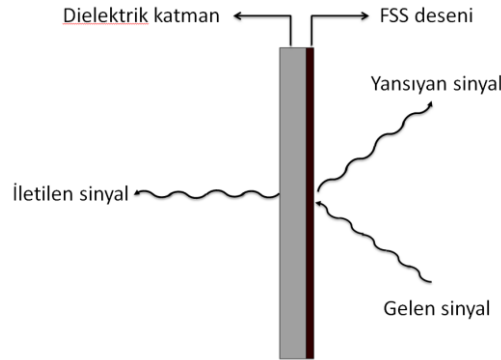
5G filtreleri için gereksinimler, řu anda kullanılan spektrum aralıklarından çok daha yüksek frekanslar söz konusu olduğu için bu duruma bağlı olarak gelişmektedir. Daha fazla filtreye ihtiyaç ve entegrasyon zorlukları söz konusu olmaktadır. 6GHz'den büyük frekanslar ve 20GHz'den büyük çalışma frekansları, mobil cihazlarda kullanılan mevcut akustik dalga filtrelerinden farklı filtre teknolojisi gerektirecektir. Boyutu ve maliyeti azaltmak için önemli ilerlemeler gerekecektir [29] . 5G milimetre dalgaları için yüksek performanslı filtreler mevcuttur, ancak çoğu teknolojinin bir mobil cihazla uyumlu olmayan boyut ve ağırlık sorunları vardır [28] .



3.1 Rezonans Yapıları

Frekans seçici yüzey çalışmaları ilk olarak Marconi ve Franklin tarafından 1919 yılında başlatılmıştır [30] . Son yıllarda bir araştırma noktası olarak frekans seçici yüzeyler giderek daha fazla alanda kendine yer bulmaktadır. Frekans seçici yüzeyler dielektrik katman ve dielektrik katman üzerine basılan metal yüzeylerin periyodik olarak dizilmesiyle oluşmaktadır. Bu periyodik yapılar birer rezonatör gibi çalışmaktadır ve rezonans frekansına sahiptir.


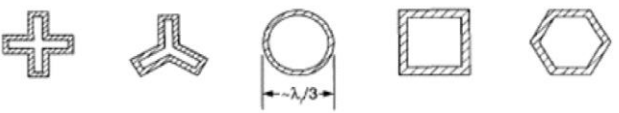

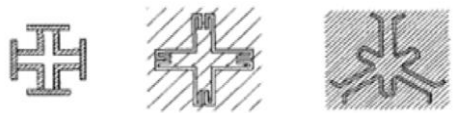
Elektromanyetik bir dalga frekans seçici yüzeye temas ettiğinde üzerinde akım oluşturmaktadır. Frekans seçici yüzey üzerindeki bu akım dağılımına bağlı olarak bir yayılım gerçekleştirilmektedir. Şekil 3.1’de gösterilen gelen dalga ve saçılan dalga frekans seçici yüzey etrafında toplam bir alan oluşturmaktadır. Dolayısıyla frekans seçici yüzey üzerindeki akım dağılımı rezonans deseninden etkilenmektedir. Bu doğrultuda rezonans frekansı frekans seçici yüzeyin geometrik yapısına bağlı olmaktadır. Aynı zamanda rezonans frekansı elektromanyetik dalganın yapıya geldiği açıya bağlı olarak farklı cevaplar oluşturabilmektedir. Çünkü elektromanyetik dalgalar her zaman dik bir açıyla frekans seçici yüzeye gelmemektedir. Frekans seçici yüzey tasarımı yapılırken rezonans deseninin bu açısalılıktan etkilenmeyecek şekilde tasarlanmasına dikkat edilmelidir.



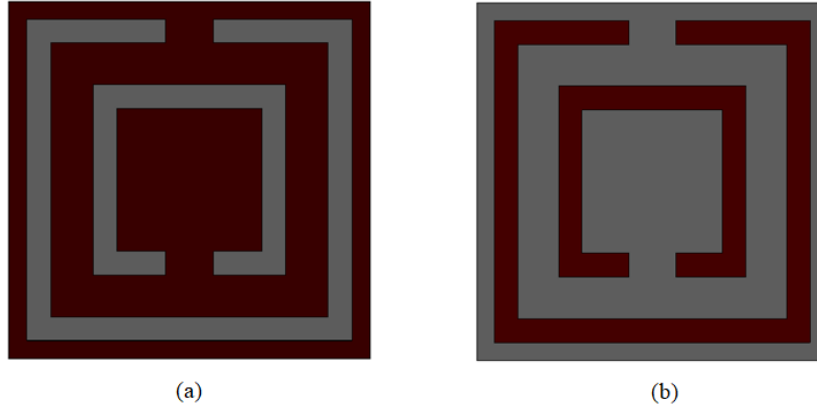
Şekil 3.1 Elektromanyetik sinyalin frekans seçici yüzey boyunca iletimi

Tablo 3.1’de frekans seçici yüzey tasarımlarında sıklıkla kullanılan eleman yapıları gösterilmektedir. Munk'un kitabına göre frekans seçici yüzey yapıları dört gruba ayrılmaktadır. Birinci grup merkeze bağlı veya N kutuplu elemanları içermektedir. İkinci grup döngü türlerini içermekte ve yuvarlak, kare, altıgen, jerusalem halkalar şeklinde gösterilmektedir. Üçüncü grup içi dolu levha şeklinde olup, dördüncü grup kombinasyonları temsil etmektedir.

Tablo 3.1 Frekans seçici yüzey eleman yapıları [30]

GRUP	ŞEKİLLERİN TİPİ
Merkeze bağlı ya da N-kutuplu	
Döngü türleri	
Katı iç veya plaka tipi	
Kombinasyonlar	

Frekans seçici yüzeylerin rezonans frekansının belirlenmesinde birim hücre üzerinde bulunan rezonans deseninin etkisi bulunmaktadır. Bu rezonans deseni, tüm bir metal katman oyularak yapılırsa tamamlayıcı bir rezonatör tasarımı oluşmaktadır. Şekil 3.2’de bu tasarım mantığı dikdörtgensel çift bölünmüş halka rezonatör yapısıyla daha iyi bir şekilde anlatılmaktadır. İlgili şekillerde kahverengi renge sahip yüzeyler metalik katmanı simgelerken, gri renge sahip yüzeyler dielektrik katmanı simgelemektedir. Bu yapıların salınım yaptığı rezonans frekansları birbirinden farklı olmaktadır.



Şekil 3.2 Çift bölünmüş dikdörtgenel halka rezonatör yapısıyla birim hücre topolojileri (a)Tamamlayıcı bölünmüş halka rezonatör (CSRR) (b)Bölünmüş halka rezonatör (SRR)

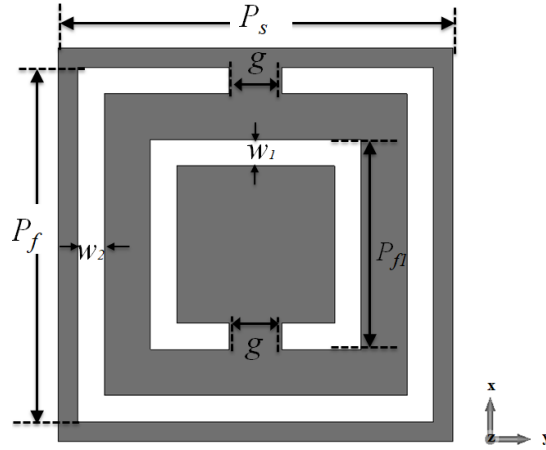
3.1.1 Rezonans Deseni

Bölünmüş halka rezonatörler özellikle antenler, filtreler, frekans seçici yüzeyler, soğurucular, sensörler gibi uygulamalarda yer bulmaktadırlar. Aynı zamanda diğer birçok uygulama için sürekli olarak geliştirilmektedirler. Bölünmüş halka rezonatörlerin geometrisi rezonans frekanslarını belirlemektedir. Bu nedenle, uygulamaya bağlı olarak, elektromanyetik spektrumda belirli bir frekans bandında çalışabilecek şekilde tasarlanabilirler.

Şekil 3.3 ve Şekil 3.7’de milimetre dalga uygulamaları için sıklıkla görülen çift bölünmüş halka rezonatör tasarımları mevcuttur. Şekil 3.3’te milimetre dalga uygulamaları için kullanılabilir tamamlayıcı çift bölünmüş kare halka rezonatörü (CSRR) gösterilmektedir. Bu rezonatörün kenar boyutları $6 \times 6\text{mm}^2$ ’dir. Bu rezonatör DiClad 880 dielektrik malzeme üzerine bakır tabaka yerleştirilerek oluşturulmuştur. DiClad 880 malzemenin özellikleri Tablo 3.2’de gösterilmiştir. Bakır malzemenin kalınlığı 0.0175 mm’dir. Birim hücrenin metal ön yüzeyi iç ve dış kısmı olmak üzere iki adet bölünmüş kare slottan oluşmaktadır. Bu birim hücrenin bakır katmanına işlenen kare slotların yapısal parametreleri Tablo 3.3’te gösterilmiştir.

Tablo 3.2 DiClad 880 malzemenin özellikleri

Malzeme	DiClad 880 (kayıplı)
Dielektrik sabiti (Epsilon)	2.2
Dielektrik kalınlığı	0.51mm

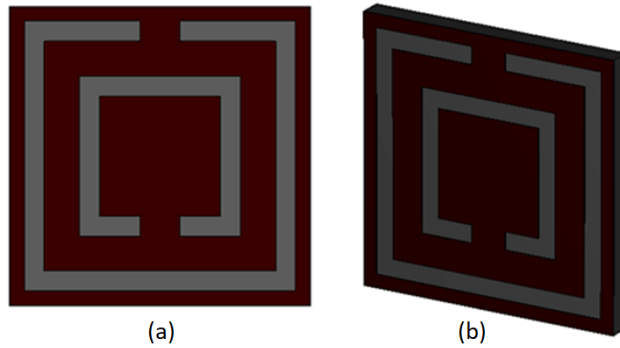


Şekil 3.3 Tamamlayıcı çift bölünmüş kare halka rezonatör yapısı

Tablo 3.3 Tamamlayıcı çift bölünmüş kare halka rezonatörün yapısal parametreleri

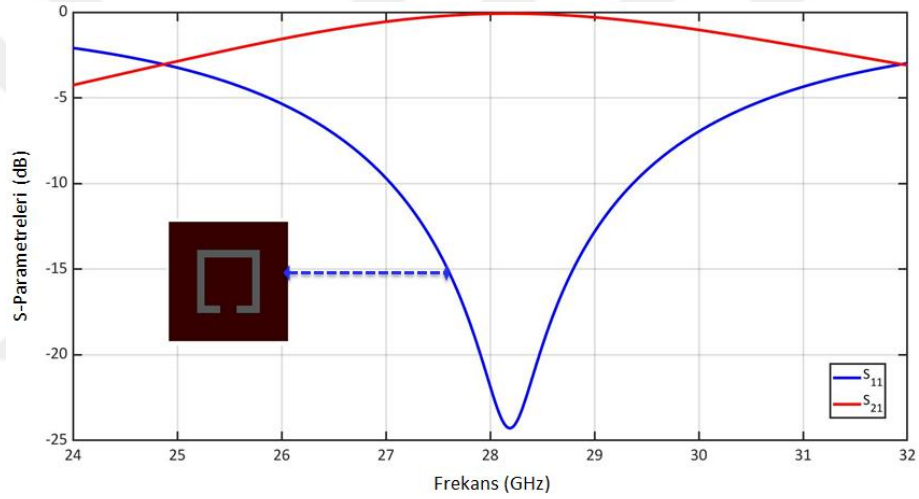
Parametre	Değer (mm)
P_s	6
P_f	5.4
P_{f1}	3.2
w_1	0.4
w_2	0.4
g	0.8

Şekil 3.4'te tamamlayıcı çift bölünmüş kare rezonatörün ön ve perspektif görünümü verilmiştir. Rezonatörün arka tarafı sadece 0.51 mm kalınlığında Diclad 880 dielektrik malzemeden oluşmuştur.

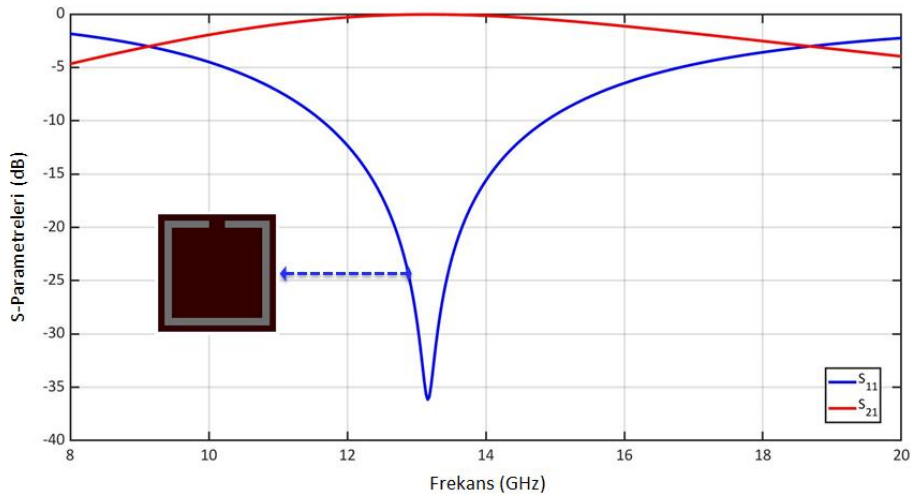


Şekil 3.4 Tamamlayıcı çift bölünmüş kare halka rezonatör (a) ön, (b) perspektif görünümü

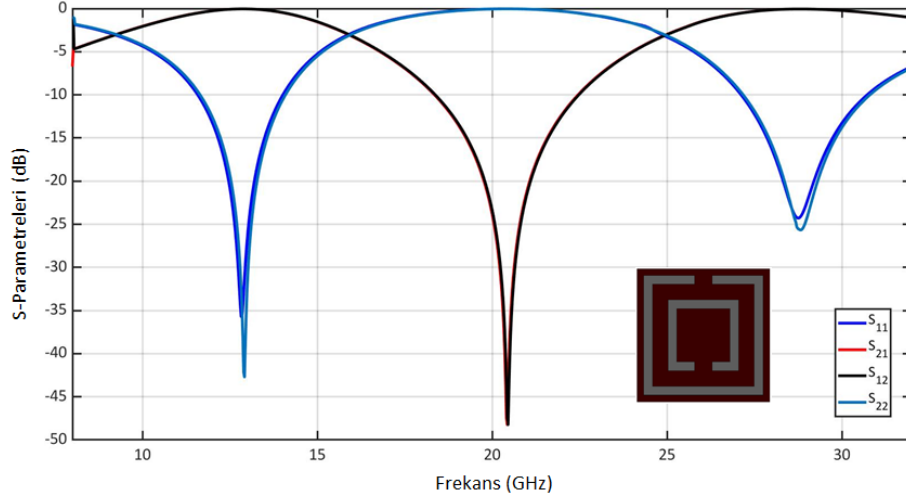
Şekil 3.5'te çift bölünmüş kare halka rezonatörün benzetimi sonucunda elde edilen S-parametreleri gösterilmektedir. Simülasyon yapılırken hücrenin arkasında ve önünde olmak üzere toplamda iki port mevcuttur. Bu portların malzemeden uzaklığı birim hücre boyutunun yarısıdır. S_{11} parametrelerine dikkat edilirse, iç taraftaki kare bölünmüş slot 28.3GHz'de salınım yaparken dış taraftaki kare bölünmüş slot 13GHz'de salınım yaptığı görülecektir. Bu iki kare slot birim hücrede birleştirilerek S-parametrelerinin süperpozisyonu elde edilmektedir. Birim hücrenin elemanları Şekil 3.5'de ayrı ayrı incelenmiştir. Bu elemanlar bir araya getirilerek Şekil 3.5 (c)'de verilmiştir. Burada birim hücrelerin bir araya gelmesinden oluşan yüzey akımlarındaki etkileşim rezonans frekansını önemli bir ölçüde etkilememiştir. Bu sebeple birim hücrenin rezonans desenini oluşturan elemanlar arasındaki kuplaj etkisi ihmal edilebilir seviyelerdedir.



(a)



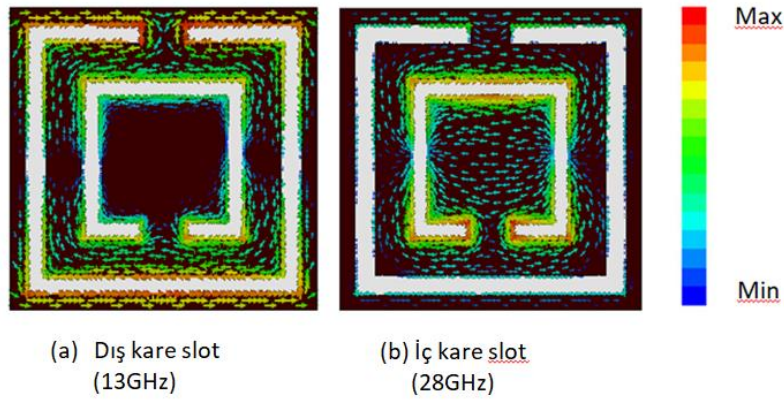
(b)



(c)

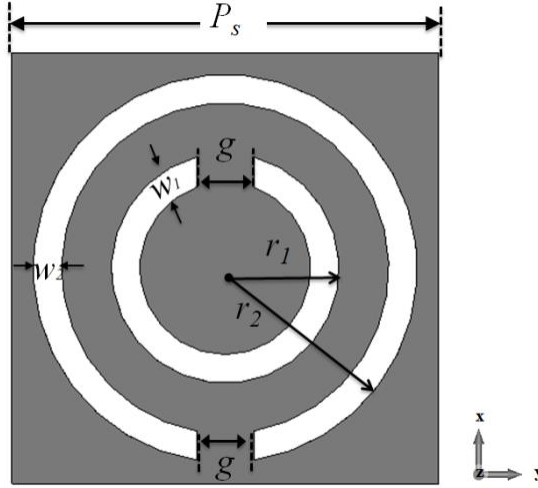
Şekil 3.5 Tamamlayıcı kare çift bölünmüş rezonatörün yansıtma ve iletim karakteristiği (a) Sadece dış taraftaki kare slotun birim hücrede olması durumu (b) Sadece iç taraftaki kare slotun birim hücrede olması durumu (c) Her iki kare slotun birim hücrede olması durumu

S_{11} parametresine dikkat edilirse, birim hücrenin rezonans frekansları kare slotların rezonans frekanslarının birleştirilmesiyle oluştuğu söylenebilir. Ayrıca S_{11} ve S_{21} parametrelerine bakıldığında bu birim hücre 13GHz ve 28GHz’de çift band geçiren filtre olarak çalışmaktadır. Rezonatörün yüzey akımları analiz edilerek hangi frekansta rezonans sağladığı görülebilmektedir. Şekil 3.6’da çift bölünmüş kare halka rezonatörün yüzey akımları gösterilmiştir. Kırmızı renklendirmeler göz önüne alındığında iç taraftaki bölünmüş kare slot 28GHz’de çalışırken dış taraftaki bölünmüş kare slotun 13GHz’de çalıştığı görülmektedir.



Şekil 3.6 Tamamlayıcı kare çift bölünmüş halka rezonatörün frekansa göre yüzey akımlarının gösterimi

Şekil 3.7’de milimetre dalga uygulamaları için kullanılabilir tamamlayıcı çift yuvarlak bölünmüş halka rezonatörü gösterilmektedir. İlgili rezonatörün kenar boyutları $6 \times 6 \text{ mm}^2$ ’dir. Bu rezonatör DiClad 880 dielektrik malzeme üzerine bakır tabaka yerleştirilerek oluşturulmuştur. Bu tasarımda kullanılan DiClad 880 dielektrik malzemenin kalınlığı 0.51 mm ’dir. Bakır malzemenin kalınlığı ise 0.0175 mm ’dir. Bu birim hücre, iç ve dış tarafta olmak üzere iki adet bölünmüş yuvarlak slottan oluşmaktadır. Birim hücrenin tasarım boyutları Tablo 3.4’te gösterilmiştir.

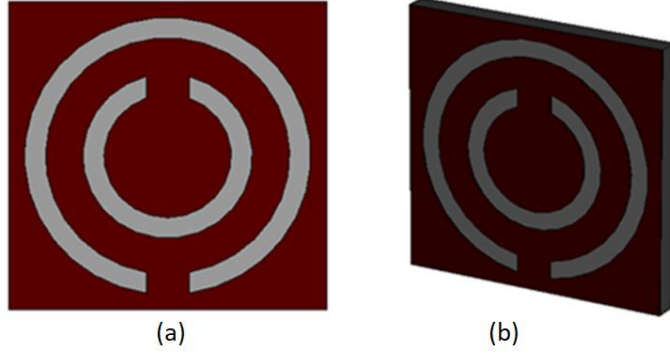


Şekil 3.7 Çift bölünmüş yuvarlak halka rezonatör yapısı

Tablo 3.4 Çift bölünmüş yuvarlak halka rezonatörün yapısal parametreleri

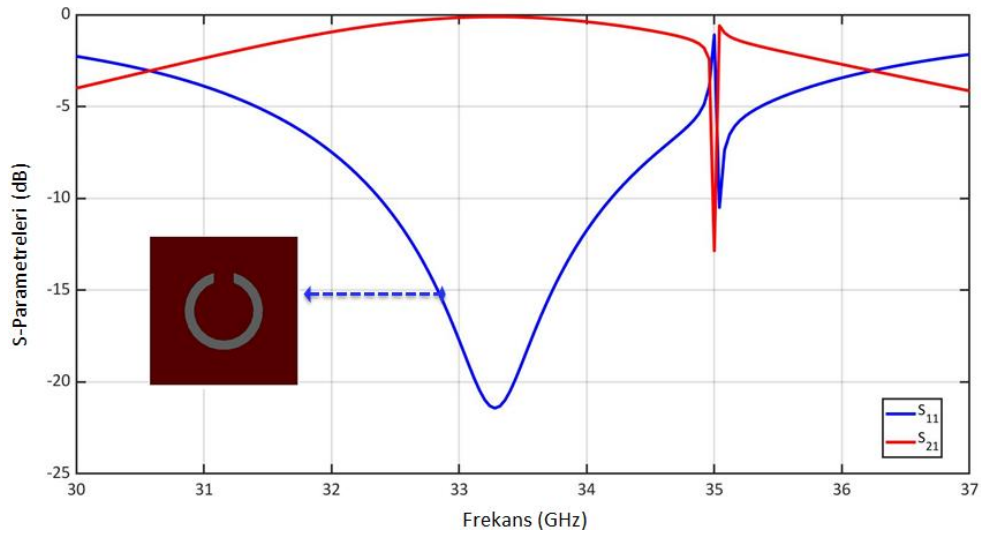
Parametre	Değer (mm)
P_s	6
w_1	0.4
w_2	0.4
g	0.8
r_1	1.6
r_2	2.7

Şekil 3.8’de tasarımı yapılan çift bölünmüş yuvarlak halka rezonatörün ön ve perspektif görünümü verilmiştir. Rezonatörün arka tarafı sadece DiClad 880 dielektrik malzemeden oluşmuştur.

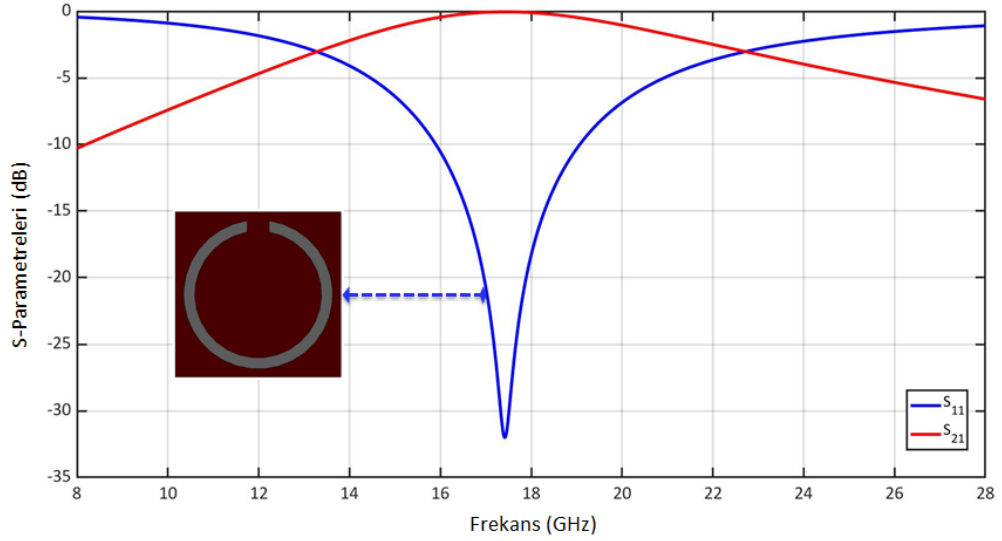


Şekil 3.8 Tamamlayıcı çift bölünmüş yuvarlak halka rezonatörün (a) ön ve (b) perspektif görünümü

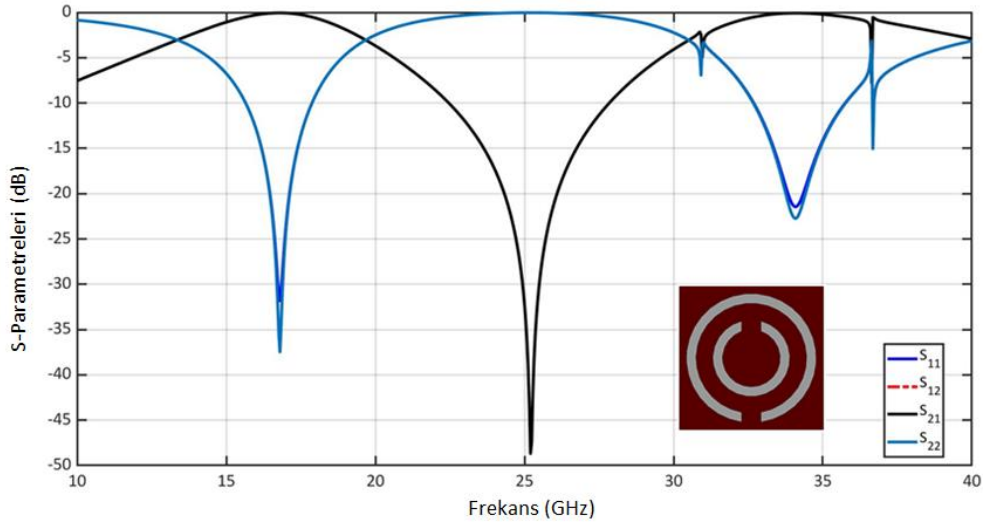
Şekil 3.9’da çift bölünmüş yuvarlak halka rezonatörün benzetimi neticesinde elde edilen S-parametreleri gösterilmektedir. Bu S-parametreleri CST Microwave Studio programı yardımıyla elde edilmiştir. Simülasyonda hücrenin önünde ve arkasında olmak üzere toplamda iki port mevcuttur. Bu portların malzemeden uzaklığı birim hücre boyutunun yarısıdır. S_{11} parametrelerine dikkat edilirse, iç taraftaki yuvarlak bölünmüş slot 33.3GHz’de salınım yaparken dış taraftaki yuvarlak bölünmüş slot 17.4GHz’de salınım yapmaktadır. Bu iki yuvarlak slot birim hücrede birleştirilerek Şekil 3.9 (c)’de verilen çift frekanslı yansıma/iletim karakteristiği elde edilmektedir.



(a)



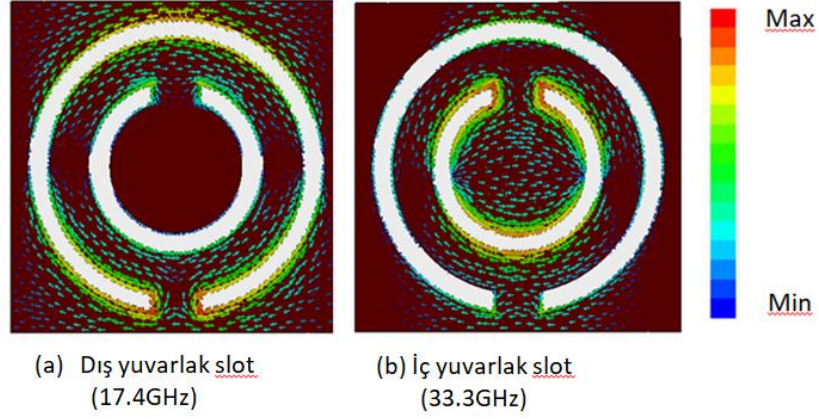
(b)



(c)

Şekil 3.9 Tamamlayıcı çift bölünmüş halka rezonatörün yansımaya ve iletim karakteristiği (a) Sadece dış taraftaki halka slotun birim hücrede olması durumu (b) sadece iç taraftaki halka slotun birim hücrede olması durumu (c) her iki halka slotun birim hücrede olması durumu

Şekil 3.10'da yuvarlak bölünmüş halka rezonatörün yüzey akımları gösterilmiştir. Kırmızı renklendirmeler göz önüne alındığında iç taraftaki bölünmüş yuvarlak slot 33.3GHz'de çalışırken dış taraftaki bölünmüş yuvarlak slotun 17.4GHz'de çalıştığı görülmektedir. Bu durum halka çapı küçüldükçe rezonans frekansının büyüdüğünü göstermektedir.

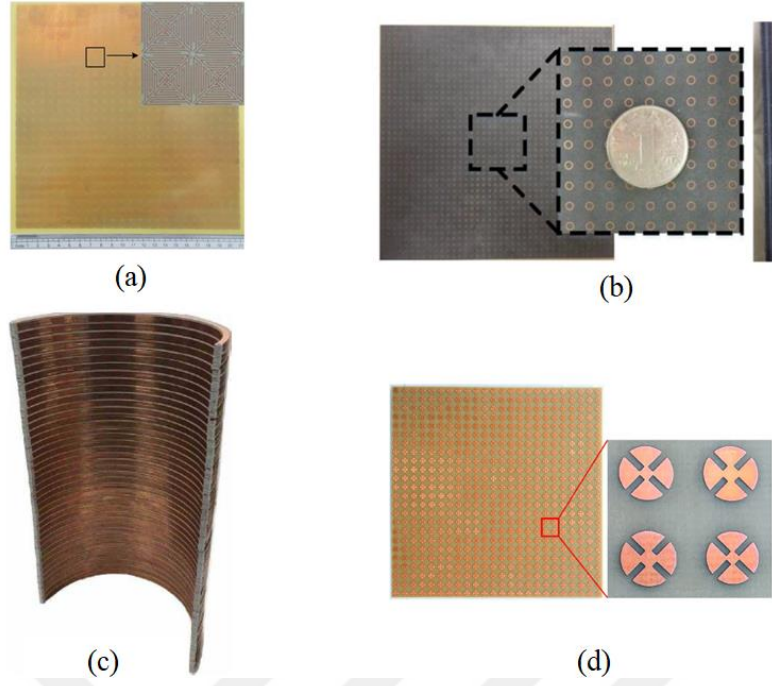


Şekil 3.10 Yuvarlak bölünmüş halka rezonatörün yüzey akımlarının gösterimi

3.1.2 Çok Katlı Birim Hücreler

Frekans seçici yüzeyler birim hücrelerin periyodik olarak dizilmesiyle oluşmaktadır. Literatürde tek dielektrik katman içeren tasarımlar dışında birden fazla metal ve dielektrik katman içeren tasarımlar da bulunmaktadır. Tek metal ve dielektrik tabaka içeren [31] , çok katmanlı [32] , 3B boyutlarda basılan [33] veya aynı deseninin farklı boyutlarını içeren hücreleri birleştirip [34] yapılan çalışmalar bulunmaktadır (Şekil 3.11) . Açısal kararlılık, polarizasyon kararlılığı, bant genişletme yeteneklerini sağlama amacının yanı sıra özgün bir yapı elde etmek amacıyla çeşitli tasarımlara yönelim olmaktadır.

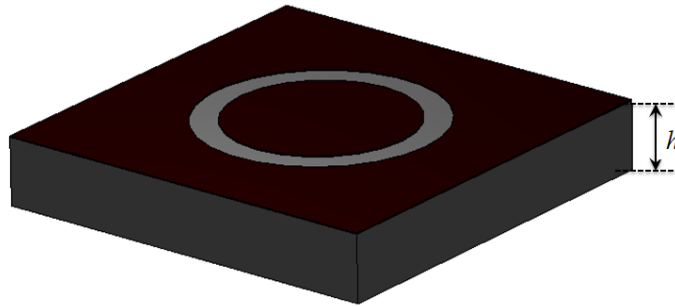
Genel olarak frekans seçici yüzey yapılarının boyutları kullanım alanına göre uyarlanmaktadır. Farklı frekans seçici yüzey çalışmalarına örnekler çoğaltılabilir.



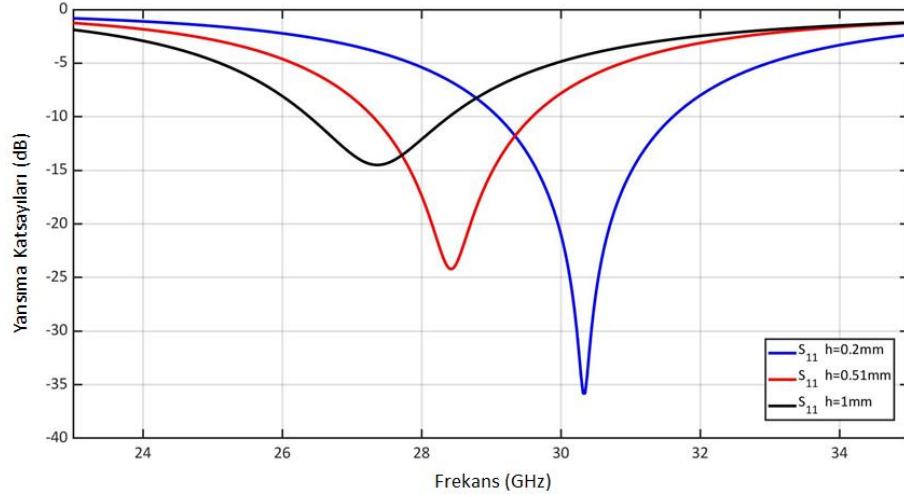
Şekil 3.11 Literatürdeki çeşitli frekans seçici yüzey tasarımları (a) tek metal ve dielektrik tabaka içeren [31], (b) çok katmanlı [32], (c) 3B boyutlarda basılan [33], (d) aynı deseninin farklı boyutlarını içeren hücrelerin yerleştirilmesinden oluşturulan [34] frekans seçici yüzeyler

3.1.3 Kullanılan Dielektrik Tabakalar

Frekans seçici yüzeylerin tasarımında kullanılan dielektrik tabakanın etkisi bu bölümde açıklanmaktadır. Şekil 3.12’de gösterilen yuvarlak bölünmüş halka rezonatörün dielektrik malzemesi DiClad 880’dir. Bu çalışmada DiClad 880 malzemenin sadece kalınlığı değiştirilerek simülasyon yapılmaktadır. Dielektrik malzemenin kalınlığı (h) sırasıyla 0.25mm, 0.4mm, 0.8mm olarak değiştirilerek simülasyon sonuçları karşılaştırılmaktadır (Şekil 3.13) .



Şekil 3.12 Dielektrik tabakanın gösterimi



Şekil 3.13 Dielektrik malzeme kalınlığı etkisinin incelenmesi

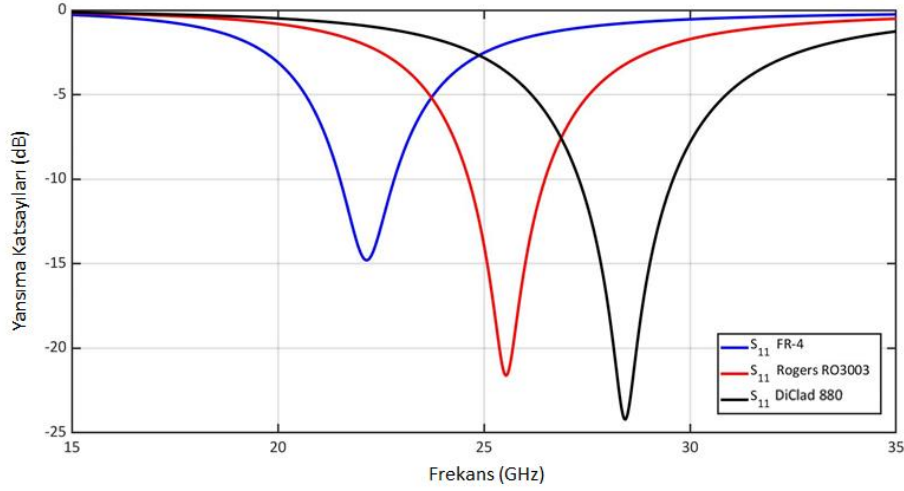
Şekil 3.13'te yansım katsayısının frekansla değişimine bakıldığında dielektrik tabaka kalınlığının rezonans frekansını etkilediği görülmektedir. Dielektrik malzemenin kalınlığı arttıkça geri dönüş kaybının arttığı görülmektedir. Bu yüzden frekans seçici yüzeyde kullanılan dielektrik malzemenin daha küçük kalınlıklara sahip olması daha uygundur.

Bu tez çalışmasında 5G uygulamaları için frekans seçici yüzey tasarımı yapıldığı için ve bu doğrultuda yüksek performanslar beklendiği için geri dönüş kaybının az olması istenmektedir. Bu yüzden standart olarak gücün yarıya düştüğü -3dB'i değil, -10dB'i sınır olarak çalışma yapılmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken durum yeni tasarlanan frekans seçici yüzeyin hedef frekans bandının tamamını kapsarken frekans seçici yüzey kalınlığının uygulanabilir düzeyde ince olmasıdır.

Diğer bir karşılaştırma dielektrik malzemenin türü üzerine yapılmaktadır. Şekil 3.12'de gösterilen rezonatörün tasarım uzunlukları aynı tutularak sadece dielektrik malzemenin türü değiştirilmiştir. Ölçümler sırasıyla FR-4, DiClad 880, Rogers RO3003 malzeme kullanarak yapılmıştır (Tablo 3.5) .

Tablo 3.5 Dielektrik malzemelerin özellikleri

Malzeme	Dielektrik katsayısı	Dielektrik kalınlığı (mm)
FR-4	4.3	0.51
Rogers RO3003	3	0.51
DiClad 880	2.2	0.51



Şekil 3.14 Dielektrik malzeme türünün değişiminin incelenmesi

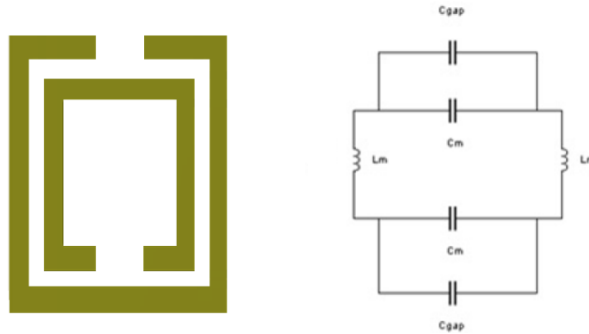
Şekil 3.14'te yansıma katsayılarının karşılaştırılmasından görüldüğü üzere dielektrik katsayısı küçüldükçe rezonans frekansı büyük frekanslara kaymaktadır. Aynı zamanda geri dönüş kaybı dielektrik katsayısı küçüldükçe azalmaktadır.

3.2 Rezonans Analizi

Bu bölümde frekans seçici yüzeylerin analizinde kullanılan eş değer devre analizi ve S-parametre analizi açıklanmaktadır.

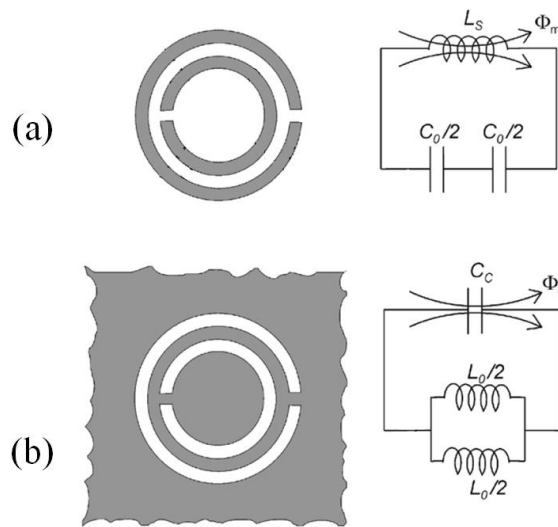
3.2.1 Eşdeğer Devre Modelleri

Bu kısımda literatür araştırması sonucunda karşılaşılan frekans seçici yüzeylere dair eşdevre modelleri anlatılmaktadır. Şekil 3.15'te çift bölünmüş dikdörtgenel halka rezonatör ve eşdeğer devresi gösterilmektedir. İki ayrı halkayı ayıran düzleme dik bir manyetik alanın varlığı, her halkanın açıklığında bir boşluk kondansatörünün oluşturulmasına izin vermektedir. Bu iki metal halka arasındaki etkileşim, karşılıklı bir kapasitör aracılığıyla olur. Ek olarak, her bir halka, bir endüktans L_m ile temsil edilebilen bir solenoidi andırır. İki halka arasındaki boşluk bir kapasitör C_m ile modellenmektedir.



Şekil 3.15 Çift bölünmüş dikdörtgenel halka rezonatörün eşdeğer devresi [35]

Şekil 3.16’da ise bölünmüş halka rezonatör (SSR) ile ve tamamlayıcı bölünmüş halka rezonatörün (CSRR) eşdeğer devre modelleri gösterilmektedir. Gri bölgeler metal kısımları temsil etmektedir. Bölünmüş halka rezonatör (SSR) için bir manyetik akı tarafından uyarılabilen bir LC rezonatörü gibi davrandığını göstermektedir. SSR’nin olduğu şekilde (a) C_0 halkalar arasındaki toplam kapasitans anlamına gelmektedir. $C_0 = 2\pi r_0 C_{pul}$ ile verilmektedir ve buradaki C_{pul} halkalar arasındaki birim uzunluk başına kapasiteyi temsil etmektedir. SSR modelinin endüktansı L_s ortalama yarıçapı r_0 ve genişliği c olan tek bir halkanınkiyle yaklaşık olarak hesaplanabilmektedir. SSR'nin rezonans frekansı $f_0 = (L_s C_s)^{-1/2}/2\pi$ denklemi ile verilmektedir. Burada $C_s = C_0/4$ olarak SSR'nin üst ve alt yarısının seri kapasitansını temsil etmektedir. Metal kalınlığı ve kayıplarının yanı sıra dielektrik alt katmanın etkileri ihmal edilirse SSR'nin tamamlayıcı hali için ikili davranış beklenmektedir. Bu nedenle, SSR esas olarak aksel bir manyetik alan tarafından uyarılabilen rezonans manyetik bir dipol olarak kabul edilebilirken, CSRR aksel bir elektrik alan tarafından uyarılabilen (aynı rezonans frekansı ile) bir elektrik dipolü gibi davranmaktadır. CSRR (SSR modelinin ikilisi) eşdeğer devre modelinde ise SSR modelinin endüktansı L_s kenarından belirli bir mesafede bir yer düzlemi ile çevrili $r_0 - c/2$ yarıçaplı bir diskin kapasitansı C_c ile değiştirilmektedir. SSR modelindeki iki kapasitansın seri bağlantısı, iç diski toprağa bağlayan iki endüktansın paralel kombinasyonu ile değiştirilmektedir. Her endüktans $L_0/2$ ile verilmektedir. Burada $L_0 = 2\pi r_0 L_{pul}$ ve L_{pul} birim uzunluk başına endüktansı temsil etmektedir. C_c ise $C_c = 4(\epsilon_0/\mu_0)L_s$ ile verilmektedir.



Şekil 3.16 (a) SSR ve (b) CSRR'nin topolojileri ve eşdeğer devre modelleri [36]

Şekil 3.16'da iletken yüzeyin elektriksel ve fiziksel özellikleri göz önünde bulundurularak elde edilen bir eş devre modelidir. Bu eşdeğer devre modeli için dielektrik malzemenin etkisi ihmal edilmiştir ve sadece iletken yüzey vardır.

Çeşitli rezonans desenleri için literatürde önerilen eşdeğer devre modelleri bulunmaktadır. Ancak yapının rezonans deseni karmaşık oldukça analizi zorlaşmaktadır. Bu yüzden frekans seçici yüzeylerin tasarımları oluşturulurken eşdeğer devre modellerinden yararlanıldığı gibi benzetim programlarından ve optimizasyon algoritmalarından [37] yararlanan çalışmalar mevcuttur.

3.2.2 S-Parametre Modelleri

İki portlu devreler için tanımlanan S-parametreleri frekans seçici yüzeylerin analizinde kullanılmaktadır. Saçılma parametreleri iki portlu devre için S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} olarak tanımlanmaktadır. Şekil 3.17'de gösterildiği üzere S_{11} parametresi sinyalin birinci porttan yansıma oranını, S_{21} sinyalin birinci porttan ikinci porta iletim oranını, S_{12} sinyalin ikinci porttan birinci porta iletim oranını ve S_{22} sinyalin ikinci porttan yansıma oranını veren saçılma parametreleridir.



Şekil 3.17 Saçılma parametreleri

S-parametrelerinden hangilerinin frekans seçici yüzey analizinde kullanılacağı tasarıma ve tasarım amacına bağlı olmaktadır. S-Parametrelerinin benzetimi CST Microwave Studio ve benzeri benzetim programlarında yapılabilmektedir. Test düzeneği olarak ise ilgili frekans aralığında çalışan iki horn anten ve bir ağ analizatörü yardımıyla ölçülebilmektedir.

Frekans seçici yüzeylerin periyodik yapılardan oluşması CST Microwave Studio gibi benzetim programlarında analizini kolaylaştırmaktadır. Frekans seçici yüzey yapısı birim hücrelerin periyodik olarak sıralanmasından oluştuğu için tek bir elemanın analizi tüm yüzey için genelleştirilebilmektedir.

Frekans seçici yüzeylerin analizi yapılırken önemli olan nokta yansıma ve iletim parametreleridir. Tez kapsamında tasarlanan yapının band geçiren bir frekans seçici yüzey olduğu düşünülürse, sadece S_{11} ve S_{21} parametrelerine bakılarak bu analiz basit ve hızlıca yapılabilir. Söz konusu tasarlanan özgün yapının arka tarafı dielektrik tabaka ile kaplı olduğu için frekans seçici yüzeyin iletim yaptığı frekanslarda iletim parametrelerinden S_{21} parametresi 0dB olacaktır.

Tez kapsamında 5G uygulamaları için band geçiren filtre olarak tasarlanan frekans seçici yüzey yapısı için S_{11} ve S_{22} parametrelerine bakılarak istenilen frekanslarda yansıma olmaması istenmektedir. Bu doğrultuda S_{11} ve S_{22} parametreleri analiz edilirken geri dönüş kaybının -10 dB'nin altında olmasına dikkat edilmektedir. S_{21} ve S_{12} parametrelerine bakılarak ise istenilen frekanslarda iletim olması istenmektedir. Bu yüzden S_{21} ve S_{12} parametreleri rezonans frekanslarında 0dB olmasına dikkat edilmektedir.

Tez kapsamında CST Microwave Studio programında S-Parametrelerinin simülasyonu şu yöntemle yapılmaktadır: CST Microwave Studio programında zaman alanı (time domain) ve frekans alanı (frequency domain) olarak çözümler bulunmaktadır. Bu çözümlerden frekans alan çözümleri tercih edilmiştir. Frekans seçici yüzey tasarımı yapılırken sınır koşulları otomatik olarak uygulanmaktadır. Program içerisinde x ve y boyutları girilerek periyodik temel birim yapısı oluşturulmaktadır. z boyutu ise açık uzay (open space) olarak seçilmektedir ve z boyutu Port-1'den çıkan sinyalin Port-2'ye geliş ve gidiş yönüdür. Ayrıca yine program içinde theta ve phi açı değerleri girilerek sinyalin geliş açısı değeri verilebilmektedir. Bu sayede frekans seçici yüzey farklı açılardan gelen sinyaller ile analiz edilebilmektedir. TE ve TM modlarının simülasyonunda sinyalin modu belirlenebilmektedir. TE modu için phi açısı sıfır değerinde, TM modunda ise phi açısı 90 derece değerindedir.

5G HABERLEŞME UYGULAMALARI İÇİN MM DALGA FREKANS SEÇİCİ YÜZEY TASARIMI

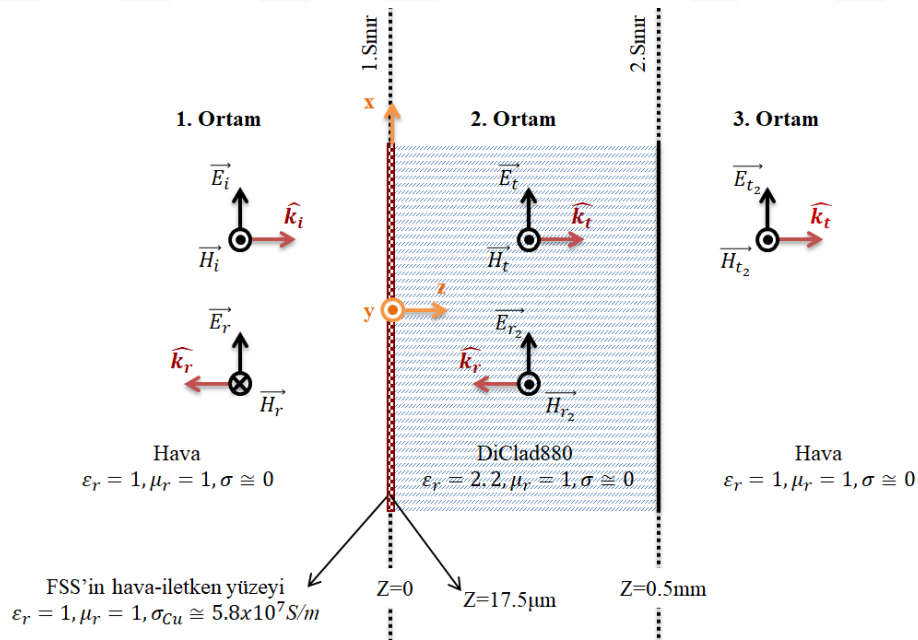
4.1 Özgün Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

Bu bölümde tez kapsamında tasarlanan yeni frekans seçici yüzeyin tasarımı ve tasarım prensipleri anlatılmaktadır.

4.1.1 Teori

Bu bölümde tasarlanan frekans seçici yüzey için elektromanyetik dalganın gelme açısına göre davranışları incelenmiştir. Dik ve eğik gelen dalga için yansımaların etkisi ihmal edilebilir seviyelerdedir ve analizde bu şekilde incelenmiştir. Teori için ilgili son başlıkta tasarlanan frekans seçici yüzey yapısı için iletim hattı eşdeğer modeli gösterilmektedir.

4.1.1.1 Elektromanyetik Dalganın Frekans Seçici Yüzey Yapısına Dik Gelişi



Şekil 4.1 Frekans seçici yüzey yapısına dik gelen düzlem dalga

Şekil 4.1’de nokta nokta ile belirtilmiş birinci ve ikinci sınırdaki $+x$ ve $-x$ doğrultusundaki sonsuz uzunluktaki düzlemi temsil etmektedir. x - y düzlemindeki frekans seçici yüzey

$z=0$ ve $z=0.5$ 'de sonsuz uzunluktadır. $z=0$ 'da yer alan frekans seçici yüzeyin iletkeninin üst yüzeyi hava ile frekans seçici yüzey arasındaki ilk sınırdır. Gelen dalganın yer aldığı birinci ortam hava olup elektriksel geçirgenliği, ϵ_0 ve manyetik geçirgenliği μ_0 'dır ve $z \leq 0$ bölgesinde yer almaktadır. Elektrik ve manyetik alanları sırasıyla \vec{E}_i ve \vec{H}_i olan bir x-kutuplanmış düzlem dalga, 1. ortamda $\hat{k}_i = \hat{z}$ yönünde frekans seçici yüzey üst yüzeyine doğru yayılmaktadır. $z=0$ 'da bulunan sınırdan yansıma ve iletim oluşmaktadır. \vec{E}_r ve \vec{H}_r 1. sınırdan yansıyan elektrik alan bileşenlerini, $\hat{k}_r = -\hat{z}$ ise yansıyan dalganın yönünü göstermektedir. Hava ortamından frekans seçici yüzeyi geçerek 2. ortama iletilen dalganın elektrik ve manyetik alanları \vec{E}_t ve \vec{H}_t ile gösterilmektedir. 2. ortamda dalganın yayılım doğrultusu $\hat{k}_t = \hat{z}$ yönündedir. Eşitlik (4.1) ve Eşitlik (4.2)'de gelen dalganın elektrik ve manyetik alan bileşenleri verilmiştir.

$$\vec{E}_i(z) = \hat{x} E_0^i e^{-jk_1 z} \quad (4.1)$$

$$\vec{H}_i(z) = \hat{y} \frac{E_0^i}{\eta_1} e^{-jk_1 z} \quad (4.2)$$

Benzer şekilde yansıyan ve iletilen dalganın alan bileşenleri Eşitlik (4.3), Eşitlik (4.4) ve Eşitlik (4.5), Eşitlik (4.6)'de yer almaktadır.

$$\vec{E}_r(z) = \hat{x} E_0^r e^{jk_1 z} \quad (4.3)$$

$$\vec{H}_r(z) = -\hat{y} \frac{E_0^r}{\eta_1} e^{jk_1 z} \quad (4.4)$$

$$\vec{E}_t(z) = \hat{x} E_0^t e^{-\gamma_2 z} \quad (4.5)$$

$$\vec{H}_t(z) = \hat{y} \frac{E_0^t}{\eta_2} e^{-\gamma_2 z} \quad (4.6)$$

Bu ifadede E_0^i , E_0^r ve E_0^t sırasıyla 1. ve 2. ortam sınırındaki gelen, yansıyan ve iletilen elektrik alanlardır. 1. ortamın dalga sayısı $\hat{k}_1 = w \sqrt{\mu_1 \epsilon_1} = \frac{w}{c}$ eşitliğinden bulunur. Öz empedans ise $\eta_1 = \sqrt{\mu_1 / \epsilon_1} = 120\pi$ değerine eşittir.

İkinci ortamda yayılma sabiti $\gamma_2 = \alpha_2 + j\beta_2$ ile verilecektir. Öz empedans ise η_2 olup bu parametreler aşağıdaki ifadelerin kullanılması ile iletken ortamda hesaplanabilir. α_2 ve β_2 eşitlikleri bakır için verilmiş olup frekans seçici yüzeyini temsil etmemektedir.

$$\alpha_2 = \beta_2 = \sqrt{\mu f \mu \sigma} \quad (\text{Np/m}) \quad (4.7)$$

$$\eta_2 = (1 + j) \frac{\alpha_2}{\sigma_2} \quad (\Omega) \quad (4.8)$$

$z=0$ 'daki sınır koşullarının kullanılmasıyla frekans seçici yüzeydeki yansıma ve iletim katsayıları Eşitlik (4.9) ve (4.10)'da verilmiştir. Bu ifadede η_2 kayıplı ortamdaki öz empedansı temsil etmektedir. η_2 kayıplı kompleks bir büyüklüktür.

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (4.9)$$

$$\tau = 1 + \Gamma = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad (4.10)$$

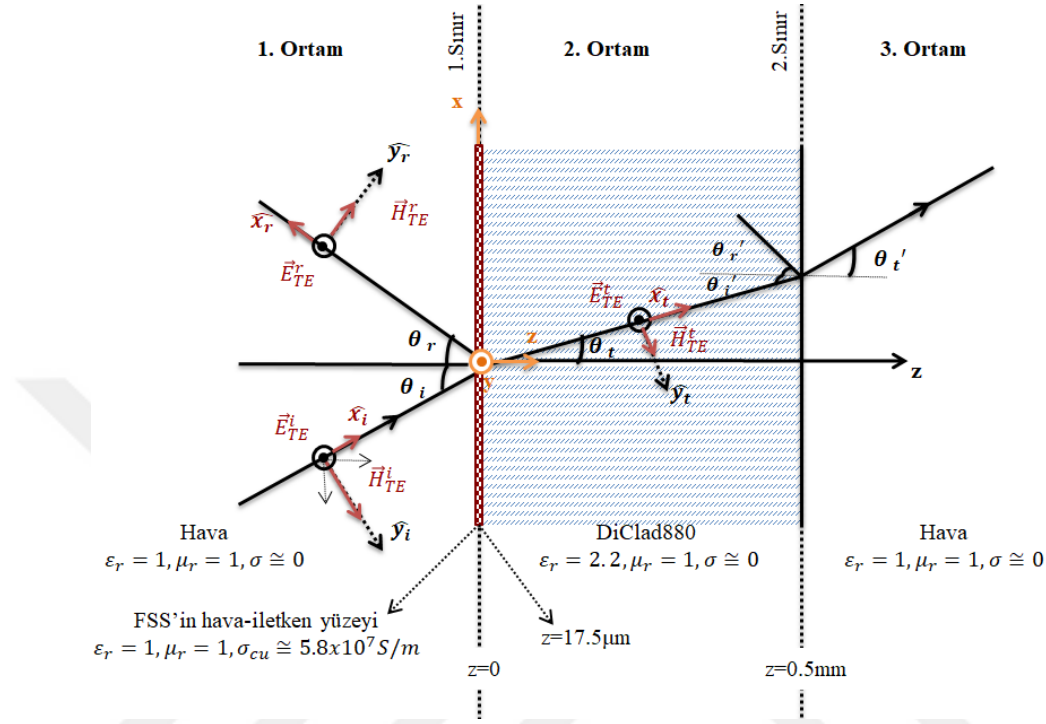
İkincil sınır ikinci ortam ve üçüncü ortamı birbirinden ayırmaktadır. İkinci ortam dielektrik sabiti 2.2 olan DiClad880 malzemesi, üçüncü ortam ise dielektrik sabiti 1 olan hava malzemesidir. Dielektrik sabitleri arasındaki kontrastın düşük olması sebebiyle ikinci ortamdaki gelen elektromanyetik dalganın büyük çoğunluğu üçüncü ortama iletilir. Yansıyan dalganın oluşturduğu çoklu yansımalar ihmal edilmektedir. Üçüncü ortamın öz empedansı 120π , ikinci ortamın $\eta_2=120\pi/\sqrt{2.2}$ olmaktadır ve yansıma katsayısının hesaplanması sonucunda $\frac{120\pi - 120\pi/\sqrt{2.2}}{120\pi} + \frac{120\pi}{\sqrt{2.2}} = 0.19$ elde edilmektedir. Güç ile ilişkilendirilirse Γ 'nın büyüklüğünün karesi ile ilişkilendirilir, bu durum gelen dalganın %3'ünün birincil yansıma uğrayacağını göstermektedir. Birincil yansımanın yansıyan göz önünde bulundurulursa durum iyice küçülmektedir. Bu yüzden ardışıl yansımalar bu analizde ihmal edilmiştir. $z=0$ düzlemindeki kısmi iletken içeren frekans seçici yüzey ve dielektrik malzeme ikinci ortamın birinci ortamdaki gelen dalga için sanki kayıplı bir ortama giriyormuş gibi davranmasına sebebiyet vermektedir.

4.1.1.2 Elektromanyetik Dalganın Frekans Seçici Yüzey Yapısına Eğik Gelişi

Dik geliş durumunda iki ortam arasındaki sınırdaki yansıma ve iletim katsayıları Γ ve τ , dik gelen düzlem dalganın elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin her ikisinin de sınıra teğet olması sebebiyle gelen dalganın kutuplanmasından bağımsızdır. $\theta_i \neq 0$ olan eğik gelen dalgalar için durum farklıdır.

Gelme düzlemi sınır normaline ve gelen dalganın yayılım yönünü içeren düzlemdir. \vec{E} 'nin gelme düzlemine dik olduğu kutuplanma, elektrik alan bileşeninin gelme düzlemine dik

olması sebebiyle dik kutuplanma ya da TE (Transverse electric) mod olarak isimlendirilir. Elektrik alanın gelme düzlemine paralel olduğu kutuplanma ise paralel kutuplanma ya da manyetik alanın gelme düzlemine dik olmasından dolayı TM (Transverse Magnetic) mod olarak adlandırılır.



Şekil 4.2 Frekans seçici yüzey yapısına θ_i açısıyla gelen dik kutuplanmış (TE mod) düzlem dalga

Şekil 4.2’de nokta nokta ile belirtilmiş birinci ve ikinci sınırdaki $+x$ ve $-x$ doğrultusu sonsuz uzunluktaki düzlemi temsil etmektedir. x - y düzlemindeki frekans seçici yüzey $z=0$ ve $z=0.5$ ’de sonsuz uzunluktadır. Şekil 4.2’de \vec{E}_{TE}^i ve \vec{H}_{TE}^i dik kutuplanmış gelen dalganın elektrik ve manyetik alan bileşenlerini göstermektedir. Yansıyan ve iletilen dik kutuplanmış dalganın alan bileşenleri \vec{E}_{TE}^r ve \vec{H}_{TE}^r ve \vec{E}_{TE}^t ve \vec{H}_{TE}^t ile gösterilmiştir. Hava ortamında \hat{x}_i yönü boyunca ilerleyen bir gelen düzlem dalga gösterilmiştir. \vec{E}_{TE}^i elektrik alan fazörü \hat{y} yönündedir. İlgili manyetik alan fazörü \hat{y}_i eksenidir. \hat{x}_i dalganın yayılım doğrultusunu göstermektedir. Düzlem dalganın hava ortamındaki alan bileşenleri aşağıda verilmiştir.

$$\vec{E}_{TE}^i = \hat{y} E_{TE,0}^i e^{-jk_1 x_i} \quad (4.11)$$

$$\vec{H}_{TE}^i = \hat{y}_i \frac{E_{TE,0}^i}{\eta_1} e^{-jk_1 x_i} \quad (4.12)$$

Burada η_1 havanın öz empedansı olup 120π değerine sahiptir. Bu ifadede \hat{x}_i ve \hat{y}_i global koordinat sistemi cinsinden şu şekilde ifade edilebilir:

$$\hat{x}_i = x \sin \theta_i + z \cos \theta_i \quad (4.13)$$

$$\hat{y}_i = -\hat{x} \cos \theta_i + \hat{z} \sin \theta_i \quad (4.14)$$

Bu ifadelerin Eşitlik (4.11) ve Eşitlik (4.12)'ye yerleştirilmesi ile gelen dalganın bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\tilde{E}_{TE}^i = \hat{y} E_{TE,0}^i e^{-jk_1(x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (4.15)$$

$$\tilde{H}_{TE}^i = (-\hat{x} \cos \theta_i + \hat{z} \sin \theta_i) \frac{E_{TE,0}^i}{120\pi} e^{-jk_1(x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (4.16)$$

Bu ifadede θ_i gelen dalganın sınır normaliyile yaptığı açığı göstermektedir. Benzer şekilde hava ortamına sınırdan yansıyan dalganın elektrik alan ve manyetik alan bileşenleri Eşitlik (4.17) ve (4.18)'de verilmiştir. Yansıyan dik kutuplanmış düzlem dalga homojen kayıpsız hava ortamında \hat{x}_r doğrultusunda ilerlemektedir. Hava ortamının dalga sayısı k_l ile gösterilmiştir.

$$\tilde{E}_{TE}^r = \hat{y} E_{TE,0}^r e^{-jk_1(x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{TE}^r &= \hat{y}_r \frac{E_{TE,0}^r}{\eta_1} e^{-jk_1(x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \\ &= (\hat{x} \cos \theta_r + \hat{z} \sin \theta_r) \frac{E_{TE,0}^r}{120\pi} e^{-jk_1(x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Bu ifadedeki θ_r yansıma açısını temsil eder ve Snell Yasasına göre $\theta_i = \theta_r$ 'dir. Frekans seçici yüzey iletken boşluk yüzeyden 2. ortama iletilen dalga kayıplı ortama giriş yapmış olacaktır. İletken-hava yapının rezonans frekanslarında iletme izin verecek, diğer frekanslarda yansıma olacaktır. 2. ortam olan frekans seçici yüzey yapısına iletilen dik kutuplanmış dalganın elektrik ve manyetik alan bileşenleri aşağıda verilmiştir.

$$\tilde{E}_{TE}^t = \hat{y} E_{TE,0}^t e^{-\gamma_2(x \sin \theta_t + z \cos \theta_t)} \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} \tilde{H}_{TE}^t &= \hat{y}_t \frac{E_{TE,0}^t}{\eta_2} e^{-\gamma_2(x \sin \theta_t + z \cos \theta_t)} \\ &= (-\hat{x} \cos \theta_t + \hat{z} \sin \theta_t) \frac{E_{TE,0}^t}{\eta_2} e^{-\gamma_2(x \sin \theta_t + z \cos \theta_t)} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Burada θ_t iletim açısıdır. γ_2 ve η_2 frekans seçici yüzeyin kompleks yayılma sabiti ve öz empedansdır. Sınıra teğet olan alan bileşenlerinin 1.ve 2. ortam sınırında ($z=0$ 'da) eşitlenmesi ile TE mod için yansımaya ve iletim katsayılarını veren Fresnel eşitlikleri Eşitlik (4.21) ve (4.22)'de verildiği gibi elde edilir.

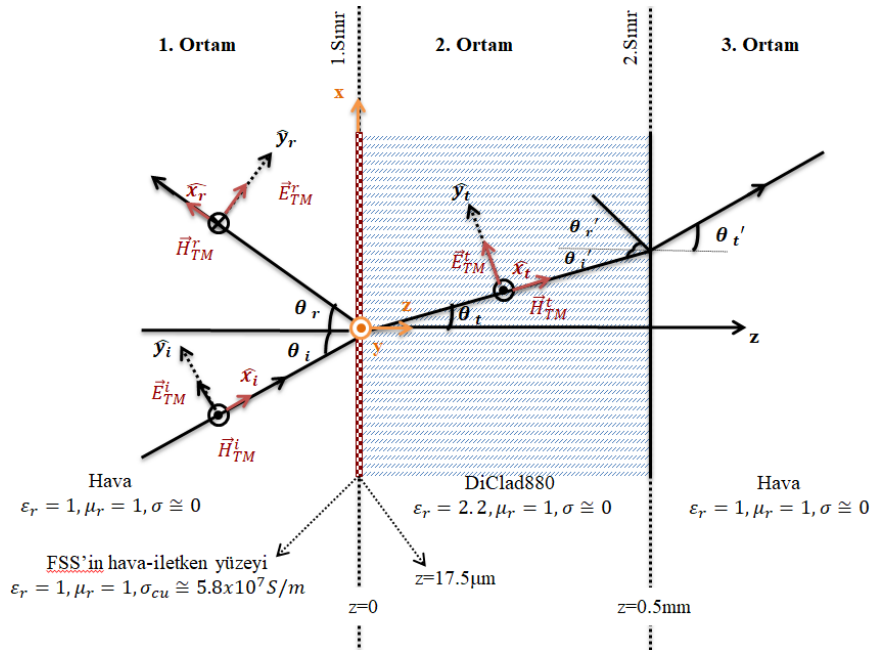
$$\Gamma_{TE} = \frac{E_{TE,0}^r}{E_{TE,0}^i} = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (4.21)$$

$$\tau_{TE} = \frac{E_{TE,0}^t}{E_{TE,0}^i} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (4.22)$$

Dik kutuplanma için Fresnel yansımaya ve iletim katsayıları arasındaki ilişki Eşitlik (4.23)'te verilmiştir.

$$\tau_{TE} = 1 + \Gamma_{TE} \quad (4.23)$$

2. ortam ile 3. ortam arasındaki sınır, frekans seçici yüzey yapısının dielektriğinden hava ortamına geçişi temsil etmektedir. Bu durumda geçiş yapılan ortamın öz empedansı 120π olacaktır. Bu sınırda hem gelen dalganın hem de iletilen dalganın bulunduğu ortamda öz empedans reel değere sahip olacaktır. Eşitlik (4.21) ve (4.22) ile verilen Fresnel yansımaya ve iletim katsayıları öz empedansların güncellenmesi ile kullanılabilir.



Şekil 4.3 Frekans seçici yüzey yapısına θ_i açısıyla gelen paralel kutuplanmış (TM mod) düzlem dalga

Şekil 4.3’de nokta nokta ile belirtilmiş birinci ve ikinci sınırdaki $+x$ ve $-x$ doğrultusu sonsuz uzunluktaki düzlemi temsil etmektedir. x - y düzlemindeki frekans seçici yüzey $z=0$ ve $z=0.5$ ’de sonsuz uzunluktadır. TM mod dalga yayılımında elektrik alan gelme düzlemine paraleldir. Şekil 4.3’te paralel kutuplanmış düzlem dalganın sınıra eğik olarak gelmesi senaryosu gösterilmiştir. İlgili manyetik alanlar geliş yönüne diktir.

Gelen dalganın ve yansıyan dalganın elektrik alan ve manyetik alan bileşenleri aşağıda yer almaktadır. Bu ifadelerde gelen dalganın yayılım doğrultusu \hat{x}_i , yansıyan dalganın yayılım doğrultusu \hat{x}_r olup gelen ve yansıyan dalga hava ortamında ilerlemektedir.

$$\tilde{\vec{E}}_{TM}^i = \hat{y}_i E_{TM,0}^i e^{-jk_1 x_i} = (\hat{x} \cos \theta_i - \hat{z} \sin \theta_i) E_{TM,0}^i e^{-jk_1(x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (4.24)$$

$$\tilde{\vec{H}}_{TM}^i = \hat{y} \frac{E_{TM,0}^i}{\eta_1} e^{-jk_1 x_i} = \hat{y} \frac{E_{TM,0}^i}{120\pi} e^{-jk_1(x \sin \theta_i + z \cos \theta_i)} \quad (4.25)$$

$$\tilde{\vec{E}}_{TM}^r = \hat{y}_r E_{TM,0}^r e^{-jk_1 x_r} = (\hat{x} \cos \theta_r + \hat{z} \sin \theta_r) E_{TM,0}^r e^{-jk_1(x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \quad (4.26)$$

$$\tilde{\vec{H}}_{TM}^r = -\hat{y} \frac{E_{TM,0}^r}{\eta_1} e^{-jk_1 x_r} = -\hat{y} \frac{E_{TM,0}^r}{120\pi} e^{-jk_1(x \sin \theta_r - z \cos \theta_r)} \quad (4.27)$$

Frekans seçici yüzeyin iletken yüzeyinden 2. ortamın içerisine iletilen iletken dalga kompleks yayılma sabiti γ_2 ’ye sahiptir. 2. ortamda \hat{x}_t doğrultusunda ilerleyen paralel kutuplanmış düzlem dalganın elektrik ve manyetik alan ifadeleri Eşitlik (26) ve (27)’de verilmiştir.

$$\tilde{\vec{E}}_{TM}^t = \hat{y}_t E_{TM,0}^t e^{-\gamma_2 x_t} = (\hat{x} \cos \theta_t - \hat{z} \sin \theta_t) E_{TM,0}^t e^{-\gamma_2(x \sin \theta_t + z \cos \theta_t)} \quad (4.28)$$

$$\tilde{\vec{H}}_{TM}^t = \hat{y} \frac{E_{TM,0}^t}{\eta_2} e^{-\gamma_2 x_t} = \hat{y} \frac{E_{TM,0}^t}{\eta_2} e^{-\gamma_2(x \sin \theta_t + z \cos \theta_t)} \quad (4.29)$$

$\tilde{\vec{E}}$ ve $\tilde{\vec{H}}$ ’nin teğetsel bileşenlerinin $z=0$ ’da yazılması ve eşitlenmesiyle TM mod için Fresnel yansıma ve iletim katsayıları elde edilir:

$$\Gamma_{TM} = \frac{E_{TM,0}^r}{E_{TM,0}^i} = \frac{\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (4.30)$$

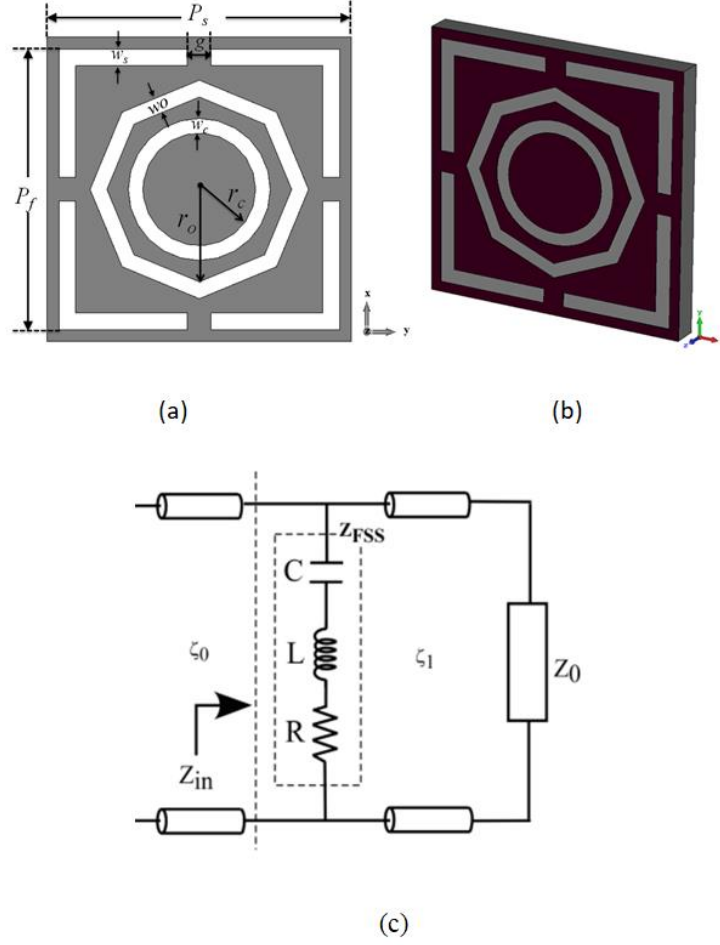
$$\tau_{TM} = \frac{E_{TM,0}^t}{E_{TM,0}^i} = \frac{2\eta_2 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (4.31)$$

Bu ifadeler arasındaki ilişki Eşitlik (4.32)’de verilmiştir.

$$\tau_{TM} = (1 + \Gamma_{TM}) \frac{\cos\theta_i}{\cos\theta_t} \quad (4.32)$$

Frekans seçici yüzey yapısı içerisinde ilerleyen TM mod düzlem dalga 2. ortamdan 3. ortama geçerken iki homojen arasındaki sınırda geçerli olan Fresnel eşitlikleri geçerlidir. Bu eşitlikler kompleks öz empedans yerine reel öz empedans içermektedir.

4.1.1.3 Frekans Seçici Yüzey Yapısının İletim Hattı Eşdeğer Modeli



Şekil 4.4 Birim hücrenin tasarım konsepti (a) üstten görünüm, (b) 3B görünüm ve (c) iletim hattı eşdeğer modeli

Şekil 4.4 (a)'da frekans seçici yüzey birim hücre yapısının üstten görünüşü gösterilmektedir. Önerilen frekans seçici yüzey, bir dielektrik taban malzemesinin tek katmanlı formunda ve üst rezonans modelindedir. Frekans seçici yüzey modeli, dairesel, sekizgen ve kesitsel kare slotlar olmak üzere içten dışa doğru üç slot tabanlı rezonans mekanizmasından oluşmaktadır. Frekans seçici yüzey deseni için metal olarak $5.96 \times 10^7 S/m$ iletkenliğe sahip bakır seçilmiştir. Bakır tabakanın kalınlığı $17.5 \mu m$ 'dir. DiClad 880, geniş bir frekans aralığında nispeten düşük nem emilimi ve kararlı

geçirgenlik gibi üstünlüklerinden dolayı dielektrik substrat olarak seçilmiştir. DiClad 880'nin dielektrik sabiti ve kayıp tanjantı sırasıyla 2.2 ve 0.0009'dir. Dielektrik kalınlığı 0.51mm'dir.

Eşdeğer toplu parametrelere sahip iletim hattı modeli Şekil 4.4 (c)'de gösterilmektedir. En üstteki frekans seçici yüzey deseni, RLC devre ağı ile modellenebilir. Önerilen frekans seçici yüzeyin üçlü bant filtre özelliği, yarıklı modelin endüktif ve kapasitif yanıtlarına dayanmaktadır. L ve C, sırasıyla eşdeğer endüktans ve kapasitans anlamına gelir. R, frekans seçici yüzey dizisinin ohm direncini temsil eder. Z_{in} frekans seçici yüzey birim hücrenin giriş empedansıdır (Eşitlik 4.33) .

$$Z_{in} = \frac{Z_{FSS}Z_L}{Z_{FSS} + Z_L} \quad (4.33)$$

Burada Z_L , dielektrik alt tabakanın açık devre yük empedansıdır. Z_L aşağıdaki ifade ile verilir:

$$Z_L = -j\eta_1 \cot(k_d h) \quad (4.34)$$

Eşitlik (4.2)'de η_1 , k_d ve h sırasıyla dielektrik substratın karakteristik empedansı, dalga sayısı ve kalınlığıdır. Karşılık gelen yansımaya katsayısı şu şekilde ifade edilir:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (4.35)$$

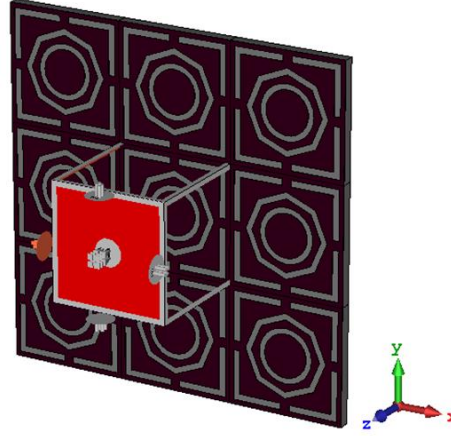
Burada havanın karakteristik empedansı $Z_0 = \eta_0 (120\pi)$ ile verilir. $Z_{in} \rightarrow Z_0$ için metasurface ve açık alan arasında empedans eşleşmesi sağlanır ve Eşitlik (4.35)'e göre sıfır yansımaya katsayısı (Γ) elde edilir.

Elektromanyetik karakterizasyon, sonlu entegrasyon tekniğine (FIT) [38] dayanan bir 3D tam dalga elektromanyetik çözücü, CST Microwave Studio 2021 kullanılarak yapılmıştır. Floquet portları ile periyodik sınır koşulları metasurface düzleminde (x - y) kullanılmış ve açık durum z -yönünde tanımlanmıştır.

Frekans seçici yüzey birim hücrenin optimize edilmiş boyutları ve tasarım boyutları “Birim Hücre” başlığı altında incelenmiştir.

4.1.2 Birim Hücre

Bant geçiren filtre amaçlı tasarlanan frekans seçici yüzeyler için S_{11} ve S_{22} parametrelerine bakılarak istenilen frekanslarda yansıma olmaması istenmektedir. Bu yüzden S_{11} ve S_{22} 'nin yansıma kaybının -10dB altında olmasına dikkat edilmektedir. S_{21} ve S_{12} parametrelerine bakıldığında ise istenilen frekanslarda iletim olması istendiğinden, bu parametrelerin rezonans frekanslarında 0dB olmasına dikkat edilmektedir. Bu parametreler bir önceki bölümde anlatıldığı gibi CST Microwave Studio benzetim programı yardımıyla elde edilebilmektedir. Benzetimler yapılırken Şekil 4.5'de görüldüğü üzere birim hücrenin önünde ve arkasında olmak üzere z doğrultusunda toplamda iki port mevcuttur. Fiziksel olarak ise bu parametreler bir ağ analizörü ve horn antenler yardımıyla ölçülebilmektedir.



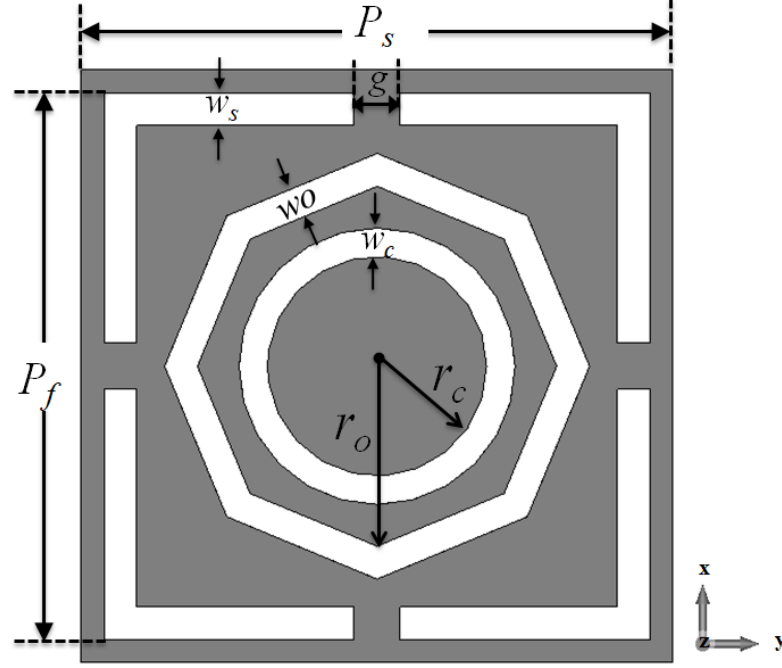
Şekil 4.5 CST Microwave Studio programında birim hücre sınırlarının benzetimi

Tasarlanan frekans seçici yüzey yapısının bant geçiş frekans aralıkları 5G uygulama bantları [18] olarak tanımlanmış; Tablo 4.1'de verilen bant genişlikleri dikkate alınarak tasarlanmıştır.

Tablo 4.1 5G Uygulamaları için frekans spektrumu

Frekans	Bant Genişliği
24.25 GHz – 24.45 GHz	200 MHz
24.75 GHz – 25.25 GHz	500 MHz
27.5 GHz – 28.35 GHz	850 MHz
37.6 GHz – 40 GHz	2.4 GHz

Üç bantlı frekans seçici yüzey tasarlanırken, Şekil 4.6’da gösterilen birim hücrede dairesel slotun 37.6-40GHz, sekizgen slotun 24.25-24.45GHz ve kesitsel kare slotların 27.5-28.35 GHz aralığında salınım yapması hedeflenmiştir. Dielektrik malzeme DiClad 880 alt tabaka olup kalınlığı 0.51 mm’dir. Bakır kalınlığı ise 0.0175 mm’dir. Tasarlanan frekans seçici yüzey yapısının alt tabakası tamamen DiClad 880 malzemeden oluşmaktadır. Tasarlanan yeni frekans seçici yüzeyin özel yapısal parametreleri ise Tablo 4.2’de verilmiştir.



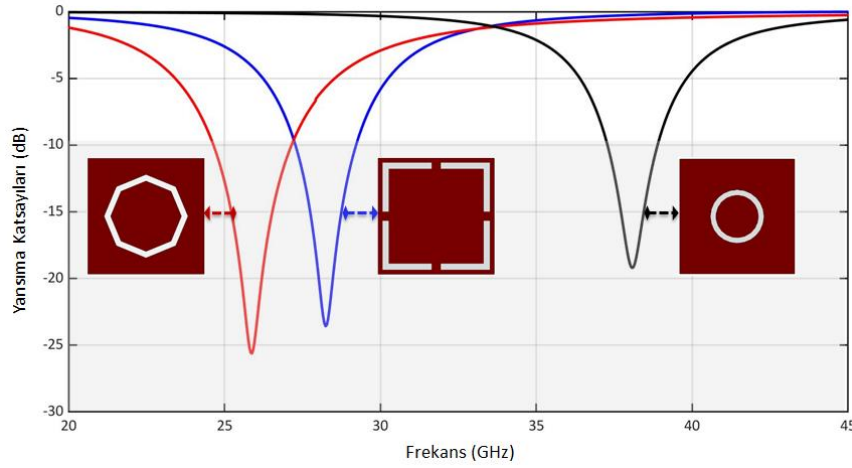
Şekil 4.6 Metalik katmanın birim yapısı

Tablo 4.2 Metalik katmanın özel yapısal parametreleri

Parametre	Değer (mm)
P_s	5.4
P_f	2.494
w_s	0.3
r_c	1
w_c	0.26
r_o	1.64
w_o	0.3
g	0.42

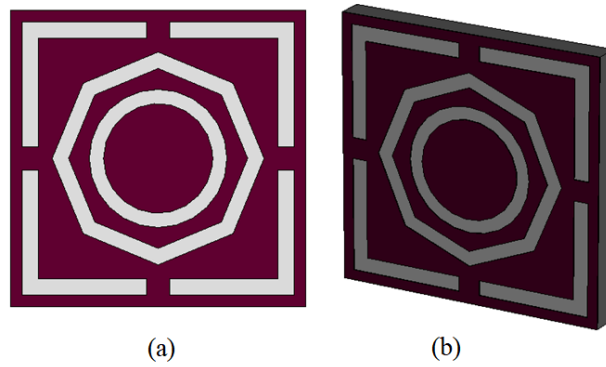
CST Microwave programında portlar ile frekans seçici yüzey arasındaki mesafe birim hücrenin kenar boyutunun yarısı yani 2.7mm olarak tutulmuştur. Tasarlanan yeni frekans seçici yüzey yapısında bulunan slotların tek başına birim hücrede yaptıkları salınımları simüle edilip -10dB için analiz edilmiştir.

Sadece dairesel slotu içeren birim hücrenin 37.3–39GHz aralığında salınım yaptığı simüle edilmiştir. Sadece kesitsel kare slotu içeren birim hücrenin 27.3-29.2GHz aralığında salınım yaptığı simüle edilmiştir. Sadece sekizgen slotu içeren birim hücrenin ise 24.6-27.1GHz aralığında salınım yaptığı simüle edilmiştir. Sonuç olarak, bu üç farklı slot şekli tek birim hücrede birleştirilerek S-parametrelerinin süperpozisyonu elde edilip üç bantlı frekans seçici yüzey birim hücresi oluşturulmaktadır. Tasarlanan yeni yapıdaki slotların belirtilen frekanslarda simülasyon yaptığı Şekil 4.7’de gösterilmektedir.



Şekil 4.7 Frekans seçici yüzey yapısındaki slotların çalışma frekanslarının gösterimi

Üç farklı slot yapısını tek birim hücrede içeren, yeni ve özgün üç bantlı frekans seçici yüzey birim hücresinin ön, ve perspektif görünüşü Şekil 4.8’te gösterilmektedir.



Şekil 4.8 Tasarlanan frekans seçici yüzey yapısının (a) üst ve (b) perspektif görünüşü

4.2 Benzetim Sonuçları

4.2.1 Yansıma ve İletim Katsayıları

Tasarlanan yeni frekans seçici yüzey yapısının S-parametreleri frekansa bağlı olarak Şekil 4.9’ da gösterilmektedir. S_{11} yansıma parametresine bakıldığında, ilk rezonans için -10dB ’de bant genişliği 23.5-24.6GHz olduğu görülmektedir. Bu aralık, 5G iletişim bantı olan 24.25-24.45GHz aralığını kapsamaktadır. İlk rezonans için $-24,34\text{dB}$ ’ye kadar geri dönüş kaybı gözlenmektedir.

İkinci rezonansın -10 dB ’de bant genişliği 27-28.5GHz’dir. Bu aralık, 5G iletişim bantı olan 27.5-28.35GHz’i kapsamaktadır. İkinci rezonans için -23.42dB ’ye kadar geri dönüş kaybı gözlenmektedir.

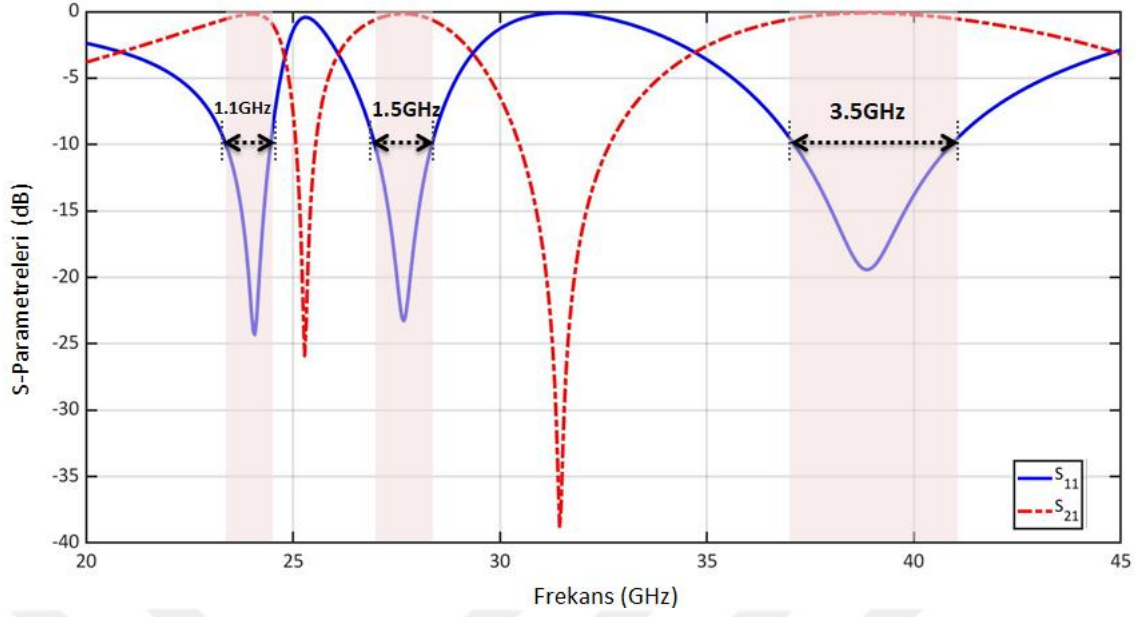
Üçüncü rezonans için bant genişliğinin 37.5-41GHz olduğu görülmektedir. Simülasyon ile elde ettiğimiz bant genişliğinin -10 dB ’de 2.4GHz bant genişliğinden daha büyük (3.5GHz) olduğu görülmektedir. Tasarlanan yeni frekans seçici yüzey yapısının büyük frekanslarda daha büyük band genişliği sağlaması 5G uygulamaları için istenen bir durumdur.

Şekil 4.9’da verilen S_{21} eğrileri üç rezonans bandı için ekleme kaybının 0dB olduğunu göstermektedir. Bu durum, bu frekanslardaki iletim verimliliğinin 1 olduğu anlamına gelir. Yani istenen frekanslarda band geçiren fitre davranışı sergilemektedir. Önerilen frekans seçici yüzey ile elde edilen bantların detayları Tablo 4.3’te verilmiştir.

Tablo 4.3 5G milimetre dalga iletişiminin bant gereksinimleri ve tasarlanan yeni frekans seçici yüzey yapısının frekans yanıtı

	Ayrılan Bant* (GHz)	Gerekli Bant Genişliği* (MHz)	Frekans Seçici Yüzeyin Bantı (GHz)	Frekans Seçici Yüzeyin Rezonans Frekansı (GHz)	Frekans Seçici Yüzeyin Bant Genişliği (GHz)
Band #1	24.25-24.45	200	23.5-24.6	24.2	1.1
Band #2	27.5-28.35	850	27-28.5	27.7	1.5
Band #3	37.6-40	2400	37.5-41	39.2	3.5

Tablo 4.3’ te gösterilen “Ayrılan Bant” ve “Gerekli Bant Genişliği” ABD frekans tahsisi için verilmiştir [18] .



Şekil 4.9 Üçlü bantlı frekans seçici yüzey birim hücre yapısının S-parametreleri

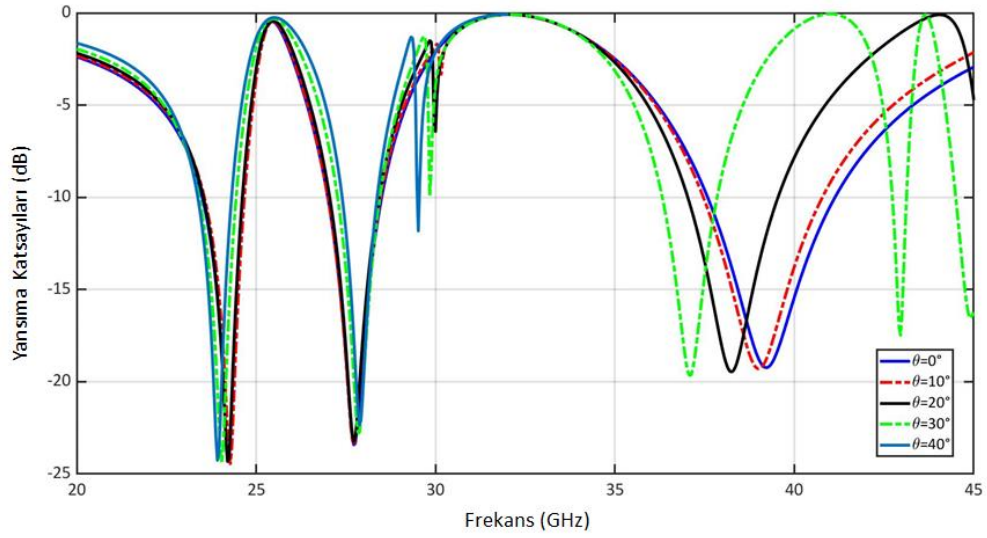
4.2.2 Geliş Açısı ve Polarizasyon Açısı Kararlılığı

İdeal bir frekans seçici yüzey için farklı açılarda aynı davranışı göstermesi beklenmektedir. Tasarlanan yeni frekans seçici yüzey birim hücresinin yansıma ve iletim özellikleri için farklı açılardan simülasyon sonuçları Şekil 4.10 ve Şekil 4.11'de gösterilmektedir.

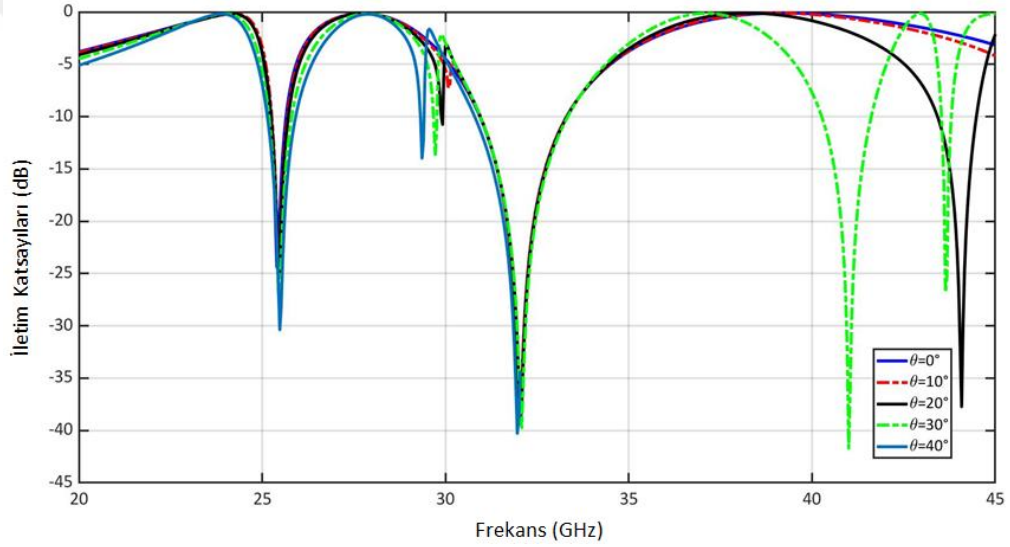
Tasarlanan yeni birim hücrenin S_{11} ve S_{21} parametrelerine bakıldığında 0, 10, 20, 40 derecede ilk iki bant aralığında 40° 'ye kadar kararlı olduğu görülmüştür. Üçüncü bant aralığı için, 20° 'ye kadar kararlı olduğu görülmüştür.

Bu sonuçlar, önerilen frekans seçici yüzeyin ilk iki rezonans için iyi açısal kararlılığa sahip olduğunu, üçüncü rezonans için 20° 'nin üzerindeki açılar için kabul edilebilir seviyenin dışına çıktığını göstermektedir. Ayrıca, normal geliş açısı için olmasa da, büyük geliş açısı değerleri için ikinci ve üçüncü rezonans arasında dördüncü bir rezonans üretilmektedir.

Tez kapsamında literatürde taranan çoğu frekans seçici yüzeylerin açısal kararlılık konusunda belirli bir dereceye kadar benzer durum taşıdığı görülmüştür. Açısal değişimlerden frekans seçici yüzeylerin en az etkilenmesi için orijine göre simetrik yapılardan oluşturulması önerilmektedir.

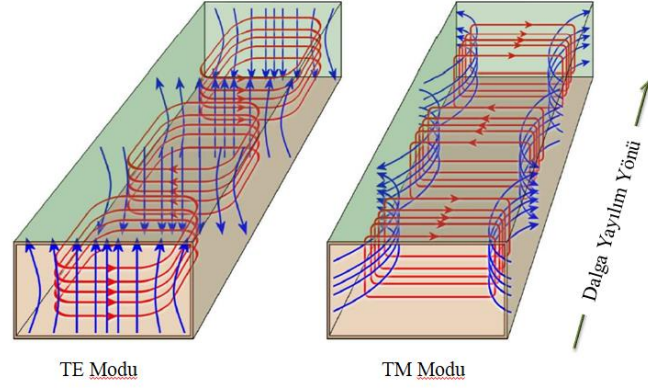


Şekil 4.10 S_{11} için üç bantlı frekans seçici yüzey birim hücresinin açısal kararlılığı



Şekil 4.11 S_{21} için üç bantlı frekans seçici birim hücresinin açısal kararlılığı

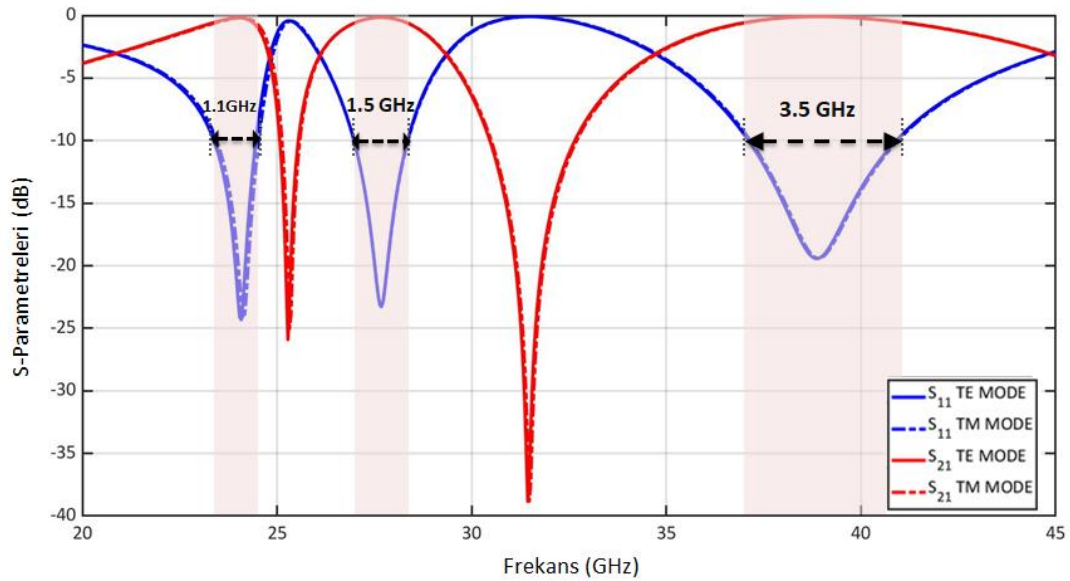
Bir sonraki aşamada tasarlanan yeni yapının polarizasyon kararlılığı incelenmektedir. Şekil 4.12’de gösterilen bir dalga kılavuzu üzerinden TE ve TM modlarının çalışma mantığı görülmektedir. Bu şekilde kırmızı çizgiler manyetik alanı ve mavi çizgiler elektrik alanı temsil etmektedirler. Elektriksel alanın, iletim yönüne dik olduğu hale TE (Transverse Electric) modu denmektedir. Manyetik alanın iletim yönüne dik olduğu hale ise TM (Transverse Magnetic) modu denmektedir.



Şekil 4.12 TE ve TM modunun gösterimi

CST Microwave Studio programında theta ve phi açı değeri girilerek benzetimi gerçekleştirilip, sinyalin geliş açısına göre benzetimi yapılabilmektedir. Bu sayede frekans seçici yüzeyler farklı açılardan gelen sinyaller ile analiz edilebilmektedir. TE modu için phi açısı sıfır değeri, TM modunda ise phi açısı 90 derece değerindedir.

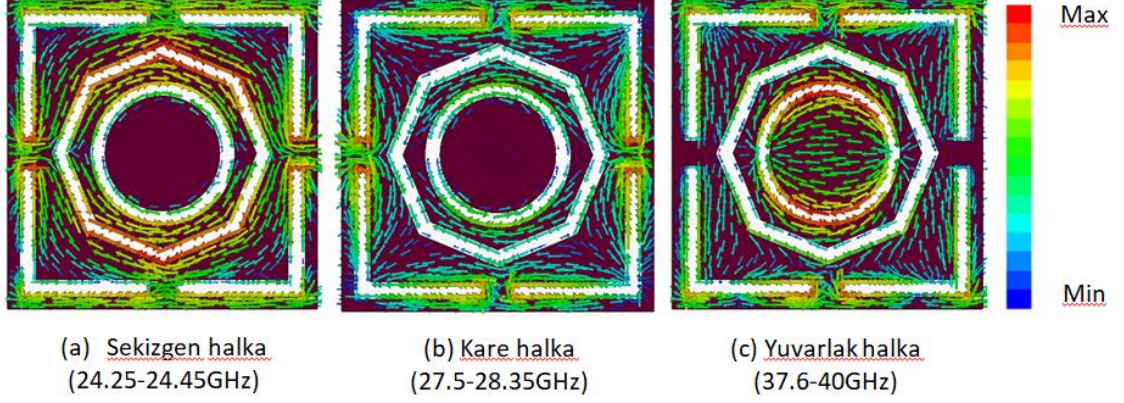
İdeal bir frekans seçici yüzeyin TE ve TM modu için aynı tepkiyi vermesi beklenmektedir. Tez kapsamında literatürde taranan çoğu frekans seçici yüzeylerin hem TE hem de TM dalgalarına aynı cevap verdiği görülmüştür. Bu tür değişimlerden frekans seçici yüzeylerin minimum etkilenmesi için orijine göre simetrik yapılardan oluşturulması önerilmektedir. Bu doğrultuda tez kapsamında tasarlanan üçlü bantlı frekans seçici yüzey hem TE hem de TM modunda kararlılık göstermektedir (Şekil 4.13).



Şekil 4.13 TE ve TM modunda yansıma (S_{11}) ve iletim (S_{21}) katsayısı benzetim sonuçları

4.2.3 Yüzey Akımları

Frekans seçici yüzey birim hücrenin yüzey akımlarına bakılarak hangi frekansta rezonans sağladıkları anlaşılmaktadır. Tasarlanan yeni frekans seçici yüzeyin CST Microwave Studio programında simüle edilen yüzey akımları Şekil 4.14'te gösterilmektedir.

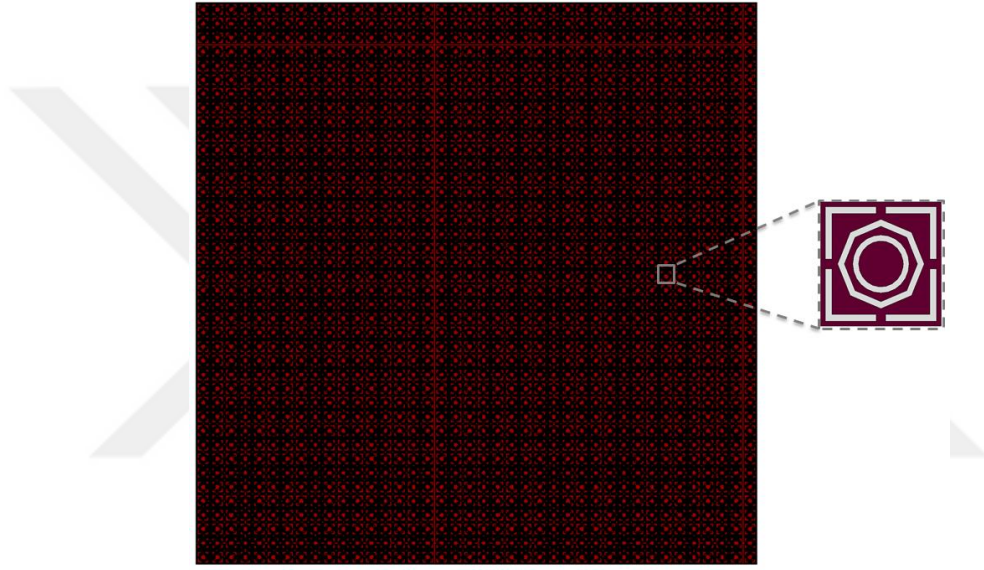


Şekil 4.14 Üç bantlı frekans seçici yüzey birim hücrenin yüzey akım dağılımlarının gösterimi

Bu çalışmaların sonucu olarak birim hücrede üç bantlı frekans seçici yüzey davranışı gösterdiği anlaşılmaktadır.

5.1 Frekans Seçici Yüzey

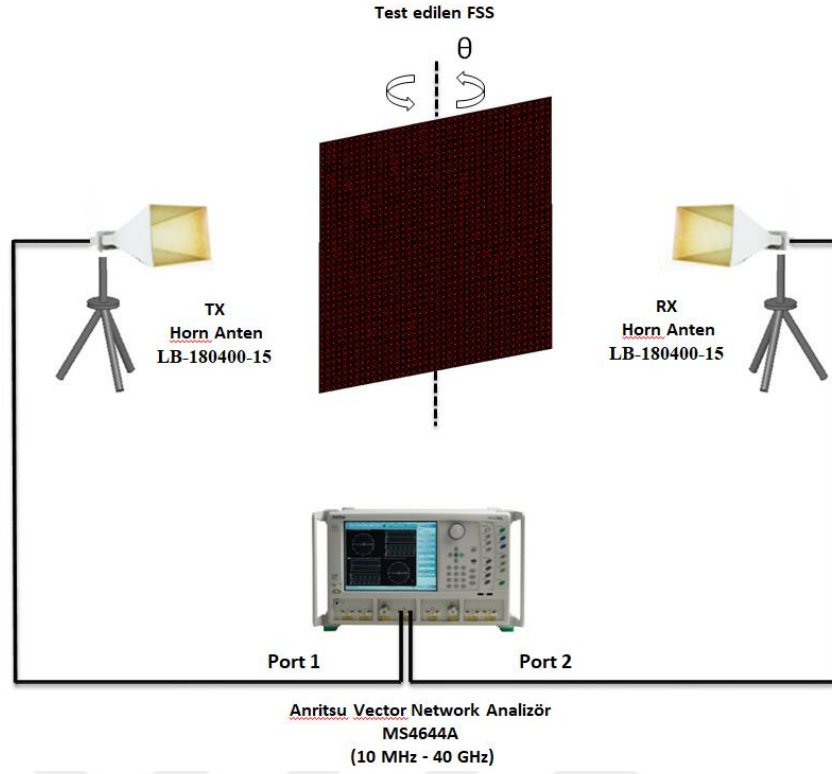
Birim hücrelerin 40×40 adet olacak şekilde çoğaltılmasıyla frekans seçici yüzey oluşturulmuştur. Şekil 5.1'de gösterilen 40×40 birim elemandan oluşan frekans seçici yüzey yapısı $216 \times 216 \text{ mm}^2$ 'dir.



Şekil 5.1 40×40 birim hücreden oluşan frekans seçici yüzey

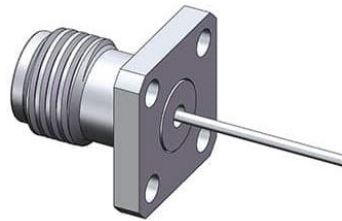
5.2 Ölçüm Düzenegi

Bu bölümde tez kapsamında tasarlanan yeni ve özgün frekans seçici yüzeyin ölçüm sistemi anlatılmaktadır. Ölçüm düzenegi Şekil 5.2'de gösterildiği gibi, verici (TX) horn anten, alıcı (RX) horn anten, horn antenlerin arasına yerleştirilmiş frekans seçici yüzey yapısı ve vektör ağ analizöründen oluşmaktadır. Horn antenlerin tasarımı detaylı bir şekilde 5.2.1 başlığı altında açıklanmaktadır.



Şekil 5.2 Ölçüm düzeneğinin benzetimi

Network analizörü olarak Anritsu marka MS4644A kullanılmaktadır. Bu network analizörü 10MHz ile 40GHz arasında ölçüm yapabilmektedir. Network analizörü ile horn antenleri proplar ile bağlayabilmek için konnektör olarak Şekil 5.3'te gösterilen konnektörlerden iki adet kullanılmaktadır. Bu konnektörler 2.92mm dişli konnektör olup 4 delikli 0.375" kare flanş içermektedir.

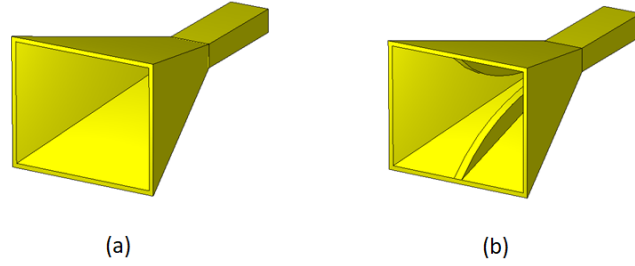


Şekil 5.3 Anten ile koaksiyel kablo bağlantısı için kullanılan konnektör

5.2.1 Horn Antenlerin Tasarımı

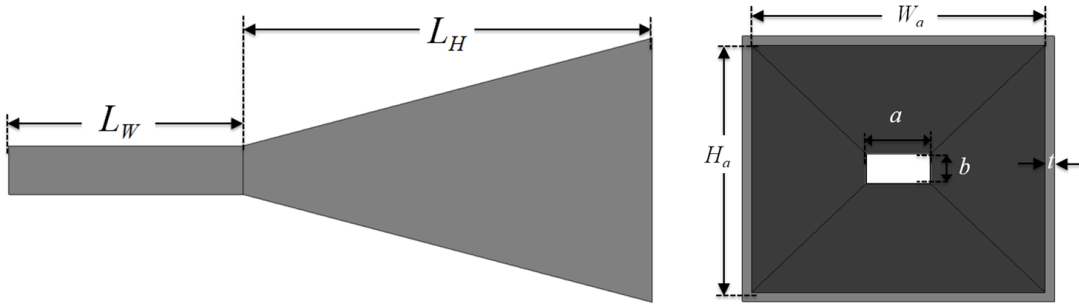
Ölçüm düzeneğinde iki adet piramid horn anten bulunmaktadır. Piramid horn antenlerin görüntüsü Şekil 5.4'te verilmiştir. Ölçüm düzeneği için kullanılmak istenen horn anten çift çıkıntılı (ridged) yapıdadır. Bu kısımdaki çalışmada öncelikle horn anten yapısı oluşturulup devamında çift çıkıntılı (ridged) halinin frekansa etkisi incelenmiştir.

Sonrasında tez kapsamında frekans seçici yüzeyin fiziksel testinde kullanılacak horn antenlerin tasarımı anlatılmıştır.



Şekil 5.4 Piramid horn anten (a) standart yapı ve (b) çift çıkıntılı horn anten

Öncelikle çift çıkıntılı yapı içermeyen, standart horn anten tasarlanmıştır. Çift çıkıntılı yapı içermeyen horn antenin fiziksel boyut değerleri Tablo 5.1’ de verilmiştir.



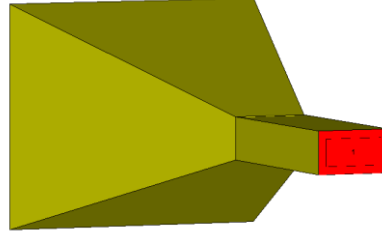
Şekil 5.5 Horn antenin fiziksel boyutları

Tablo 5.1 Horn antenin özel yapısal parametreleri

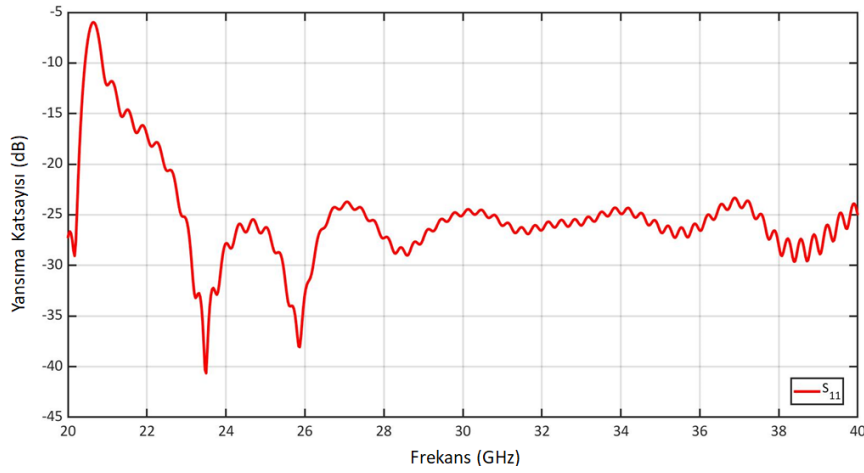
Parametre	Değer (mm)
Açıklık genişliği (W_a)	30
Açıklık yüksekliği (H_a)	25
Et kalınlığı (t)	1
Horn uzunluğu (L_H)	45
Dalga kılavuzu genişliği (a)	7.32
Dalga kılavuzu yüksekliği (b)	3.4
Dalga kılavuzu uzunluğu (L_W)	26

CST Microwave Studio programında simülasyon yapılırken “background” kısmında hava (epsilon=1) seçilmiştir. Burada anten simülasyonu yapıldığı için “boundaries”

kısımında x, y, z sınır koşulları “open (add space)” seçilmiştir. Kazanç patenlerini göstermek için “far field plot properties” kısmından “use current max.” seçilerek normalize işlemi yapılmıştır. Theta ile değişime bakılmak istendiğinde ise “far field plot properties” kısmından “general” başlığında $\theta = 0^\circ$ ve $\theta = 90^\circ$ için iki düzlem tanımlanmıştır. Simülasyonu yapılan horn antenin dalga kılavuzu tarafına yani arka tarafına dalga kılavuzu port eklenmiştir (Şekil 5.6).



Şekil 5.6 Horn antenin port görünümü



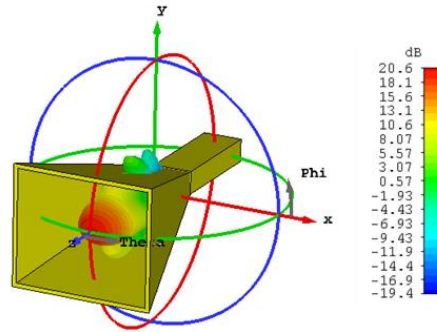
Şekil 5.7 Horn antenin yansımaya katsayısının frekans ile değişimi

Yansımaya katsayısının frekansla değişimine bakıldığında zaman (Şekil 5.7) bu antenin 20.49GHz üzerindeki frekanslarda çalıştığı görülmektedir. Horn anten kesim frekansı 20.49GHz’ den küçük frekanslarda çalışmamaktadır.

Boyutları $a \times b$ olan bir dikdörtgen dalga kılavuzunun kesim frekansını hesaplamak için Eşitlik 5.1 kullanılmaktadır. Horn antende kullanılan dalga kılavuzunun kesim frekansının aşağıda verilen eşitlik ile hesaplanması neticesinde kesim frekansının 20.49GHz olduğu bulunmuştur.

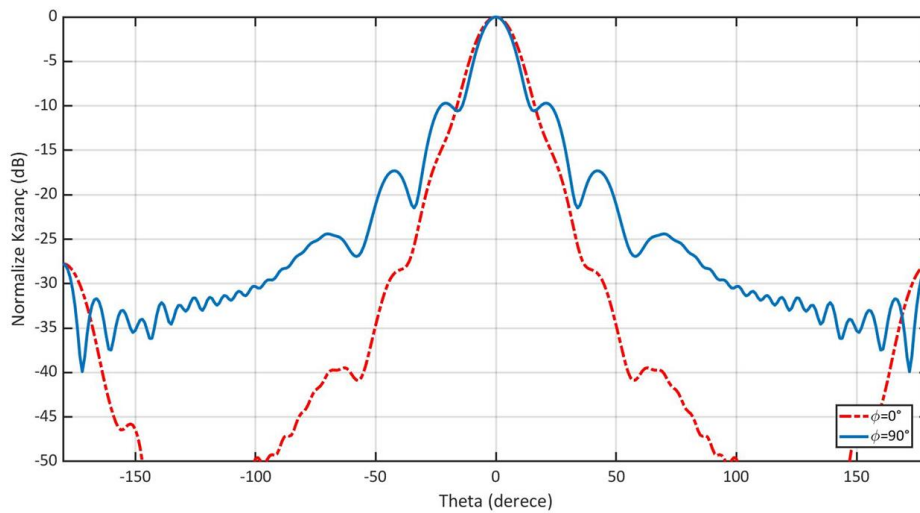
$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (5.1)$$

Bu eşitlikte a dalga kılavuzunun genişliği ve b dalga kılavuzunun yüksekliğini temsil etmektedir. TE_{10} modu için hesaplama yapıldığı için m yerine 1 ve n yerine 0 verilmiştir. Horn anten bakır malzemedен oluştuğu için μ yerine $4\pi \times 10^{-7}$ (H/m) ve ϵ yerine $1/36\pi \times 10^{-9}$ (F/m) verildiğinde sonucun 20.49GHz olduğu görülecektir. TE_{10} modunda dikdörtgen dalga kılavuzunun kesim frekansı 20.49GHz olduğuna hem S-parametrelerinden hem eşitlikten ulaşılmaktadır. Horn antenin 40GHz’de üç boyutlu radyasyon paterni Şekil 5.8’ de verilmiştir.



Şekil 5.8 40GHz’de horn antenin üç boyutlu radyasyon paterni

40GHz’de antenin kazancının 20.57dBi olduğu, antenin verimliliğinin ise -0.1118 dB olduğu görülmektedir. Bu toplam verimlilik değeri lineer skalada değer 0.974’e denk gelmektedir. Horn antenin 40GHz’deki iki boyutlu paternleri Şekil 5.9’da verilmiştir. Bu paternlere bakıldığında zaman antenin $\theta = 90^\circ$ düzleminde 3dB hüzme genişliği 14.5° ve yan lob seviyesinin -9.7 dB olduğu görülmektedir.



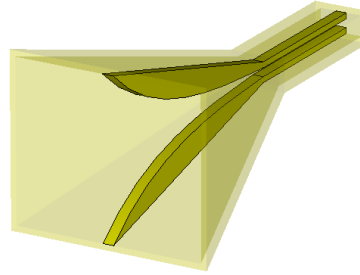
Şekil 5.9 40GHz’de horn antenin normalize edilmiş kazanç paterni

Tablo 5.2 Horn antenin $\theta = 90^\circ$ düzleminde frekansa göre 3dB hüzme genişlikleri, yan lob seviyeleri ve anten kazançlarının karşılaştırılması

Frekans	3dB Hüzme Genişliği	Yan Lob Seviyesi	Antenin Kazancı
20GHz	28.5°	-13.9dB	-4.739dB
25GHz	21.9°	-12.2dB	17.64dB
30GHz	19.1°	-11.7dB	18.76dB
35GHz	16.4°	-10.2dB	19.7dB
40GHz	14.5°	-9.7dB	20.57dB

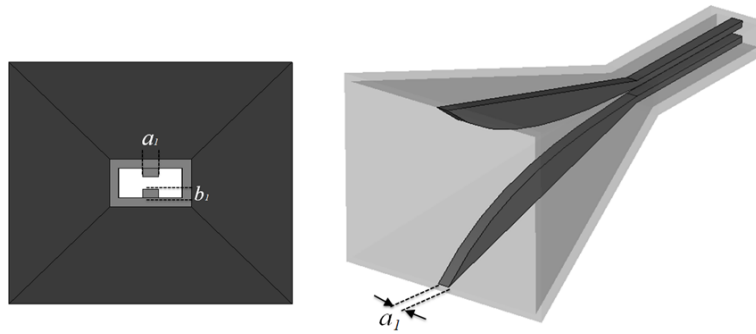
Tablo 5.2'ye bakıldığında 20GHz'de verimlilik çok az gözükmekte çünkü anten ışınım yapmamaktadır. Frekans büyüdükçe verimlilik artmaktadır. 20GHz altında kesim frekansının altında kaldığı için dalga kılavuzu elektromanyetik dalgayı geçirmemektedir.

Çıkıntılı yapıyla (ridged) tasarlanan çift çıkıntılı horn anten için yapılan çalışmalar ise aşağıda anlatılmaktadır. Çıkıntılı (ridged) yapı frekansı düşürmek ve daha büyük bant genişliği sağlamak amacıyla Şekil 5.10'da verildiği gibi horn antenlere eklenmektedir.



Şekil 5.10 Çift çıkıntılı horn anten

Çıkıntılı yapının özel yapısal parametreleri Tablo 5.3' te verilmektedir.

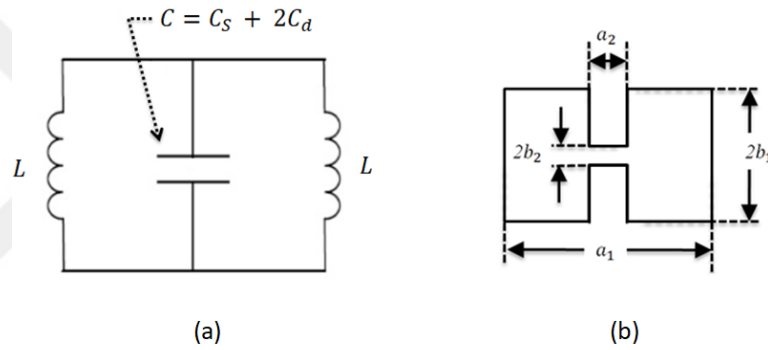


Şekil 5.11 Horn antenin çıkıntı uzunluklarının gösterimi

Tablo 5.3 Çift çıkıntılı horn antenin özel yapısal parametreleri

Parametre	Değer (mm)
a_1	1.829
b_1	0.975

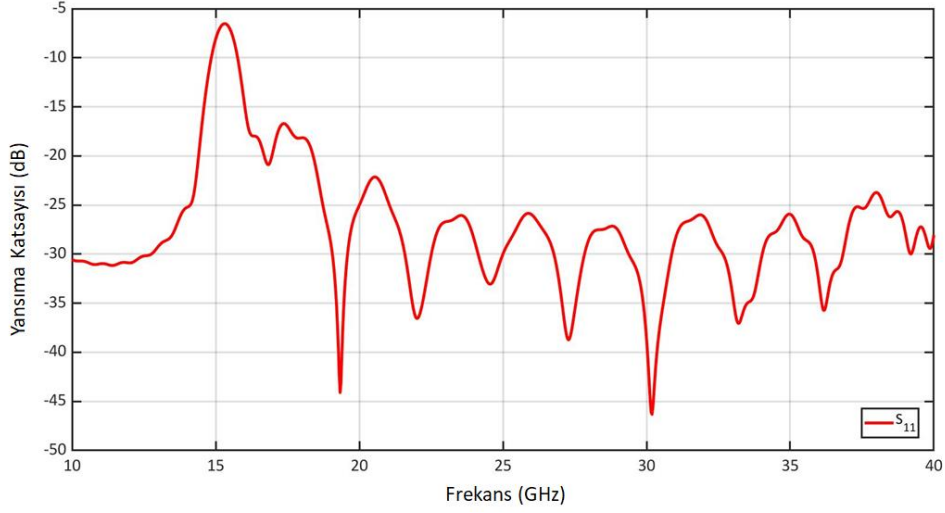
Çıkıntılı dalga kılavuzu için saniyedeki devir cinsinden kesim frekansı (5.2)'deki eşitlikten hesaplanabilmektedir [39]. Eşdeğer devredeki kapasitans C , elektrostatik kapasitansı C_s ve süreksizlik kapasitansı C_d 'den oluşur. Burada $C = C_s + 2C_d$ ile verilmektedir. $C_s = \epsilon a_2/b_2$ olarak ifade edilmektedir. Dalga kılavuzunun birim uzunluğu başına Henry cinsinden endüktansı $L = [\mu(a_1 - a_2)/2]b_1$ olarak ifade edilmektedir.



Şekil 5.12 Çıkıntılı dalga kılavuzunun (a) birim uzunluğu için kesim dalga boyunda eşdeğer devre gösterimi ve (b) kesit görünümü [39]

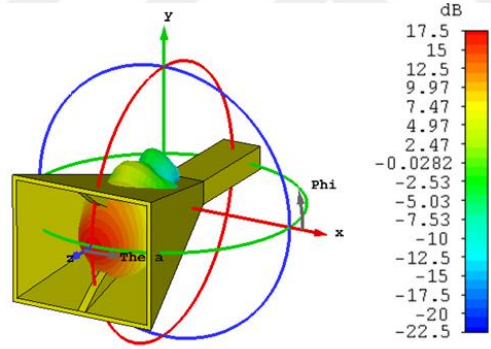
$$f_c' = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L/2)C}} = \frac{1}{\pi\sqrt{\mu\epsilon} \sqrt{\left(\frac{a_2}{b_2} + \frac{2C_d}{\epsilon}\right) (a_1 - a_2)b_1}} \quad (5.2)$$

Yansımaya katsayısının frekansla değişimi verilen Şekil 5.13'te görüleceği üzere kesim frekansı 15.24GHz'dir. Horn anteni çıkıntılı yapıyla (ridged) beraber çalıştırmak kesim frekansını yaklaşık 5GHz kadar düşürerek antenin daha geniş bantta çalışmasını sağlamıştır. Yansımaya katsayısının frekansla değişimine bakıldığında zaman bu antenin 15.24GHz üzerindeki frekanslarda çalıştığı görülmektedir.



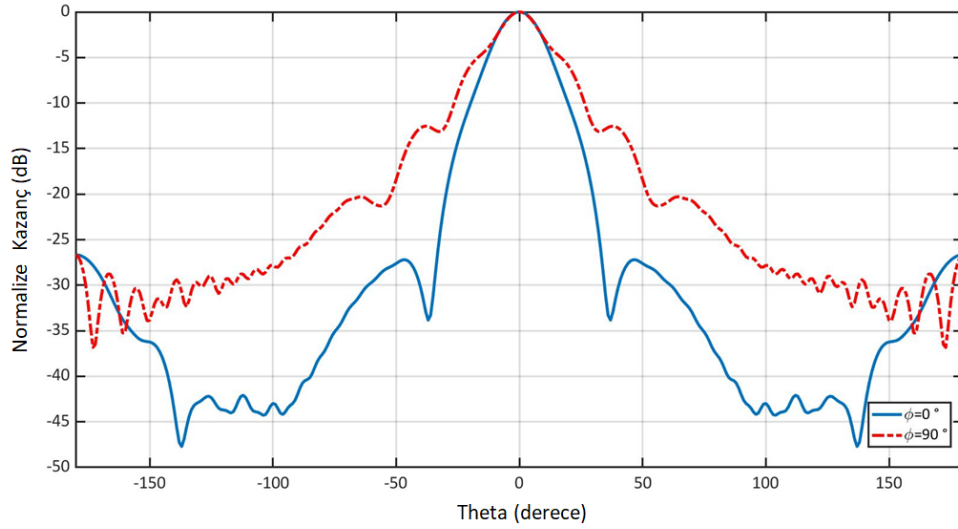
Şekil 5.13 Çift çıkıntılı horn antenin yansırma katsayısının frekansla değişimi

Çıkıntılı (ridged) horn antenin 40GHz’de üç boyutlu radyasyon paterni Şekil 5.14’te verilmiştir. Burada antenin kazancının 17.47dBi ve antenin verimliliğinin ise -0.1224 dB olduğu görölmektedir. Bu antenin toplam verimlilik değeri lineer skalada 0.972’ye tekabül etmektedir.



Şekil 5.14 40GHz’de çıkıntılı horn antenin üç boyutlu radyasyon paterni

Bu antenin 40GHz’de iki boyutlu, E ve H düzlemi, paternleri Şekil 5.15’te gösterilmektedir. Bu paternlere bakıldığı zaman antenin 3dB hüzme genişliği 20.3° ve yan lob seviyesinin -12.5 dB olduğu görölmektedir.



Şekil 5.15 40GHz’de çıkıntılı horn antenin normalize edilmiş kazanç paterni

Tablo 5.4 Çift çıkıntılı horn antenin $\theta = 90^\circ$ düzleminde frekansa göre 3dB hüzm genişlikleri, yan lob seviyeleri ve anten kazançlarının karşılaştırılması

Frekans	3dB Hüzm Genişliği	Yan Lob Seviyesi	Anten Kazancı (dBi)
20GHz	27.9°	-10.9dB	14.54
25GHz	24.2°	-20.4dB	15.61
30GHz	21.2°	-17.8dB	16.71
35GHz	20.6°	-14.3dB	16.96
40GHz	20.3°	-12.5dB	17.47

Sonuç olarak, horn antenleri çift çıkıntılı yapı ile beraber tasarlanmanın kesim frekansını daha küçük frekanslara düşürdüğü ve daha fazla frekans genişliği sağladığı görülmüştür.

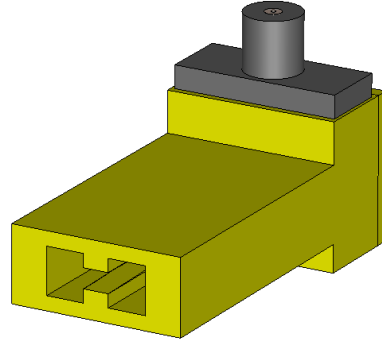
5.2.2 Konnektör Beslemeli Çift Çıkıntılı Horn Anten

Bu bölümde frekans seçici yüzeyin fiziksel ölçümünde kullanılan çift çıkıntılı horn antenlerin tasarımı ve simülasyon sonuçları gösterilmiştir.

5.2.2.1 Konnektör Beslemeli Çift Çıkıntılı Dalga Kılavuzu

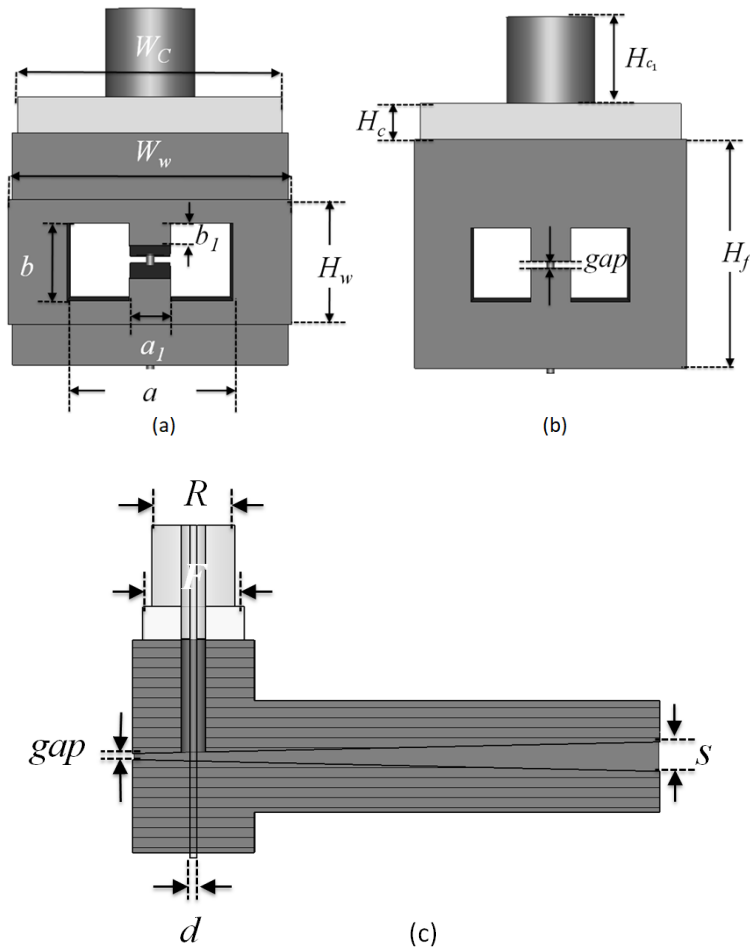
Çift çıkıntılı horn anteni beslemek için çift çıkıntılı dalga kılavuzu kullanılmıştır. Üzerinde çalışılan horn antenin dalga kılavuzu beslemesi için 2.92mm dişi konnektör kullanılmıştır. Konnektörden dalga kılavuzuna geçişinin analizi CST Microwave Studio

programında benzetimi yapılarak elde edilmiştir. Şekil 5.16’da çift çıkıntılı dalga kılavuzu ile koaksiyel kablo arasında geçişi sağlayan yapı görülmektedir.



Şekil 5.16 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzu

Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunun yapısal parametreleri Şekil 5.17’de ve Tablo 5.5’te gösterilmiştir.

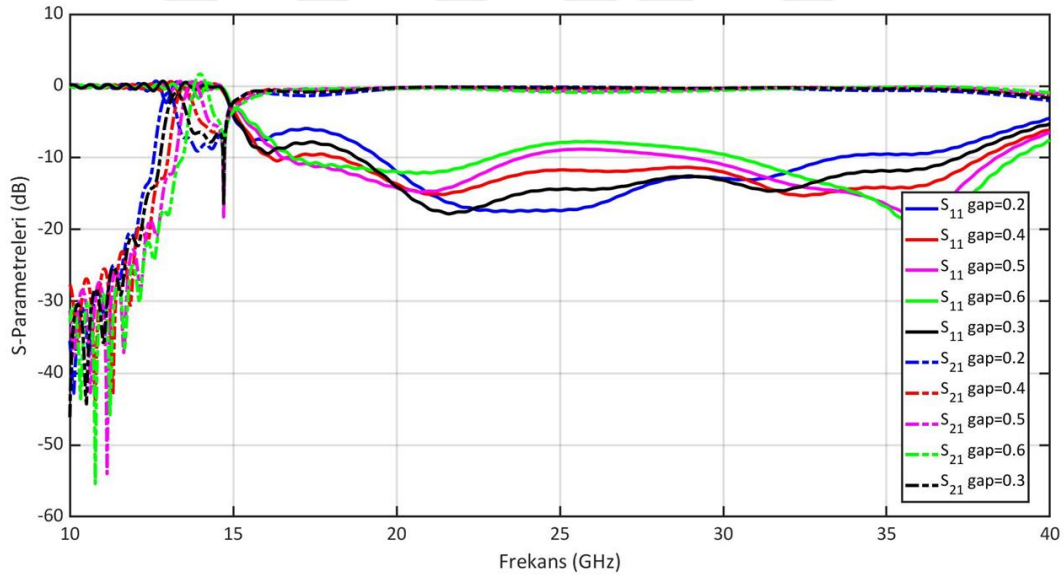


Şekil 5.17 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunun (a) ön, (b) arka ve (c) iç kısmı için yapısal uzunluklarının gösterimi

Tablo 5.5 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunun boyutları

Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)
W_c	12	b	3.4	gap	0.3
W_w	12.5	a	7.32	R	4.09
H_w	5.5	a_1	1.829	F	5
H_c	1.65	b_1	0.975	d	0.36
H_{cl}	4	H_f	10.5	s	1.45

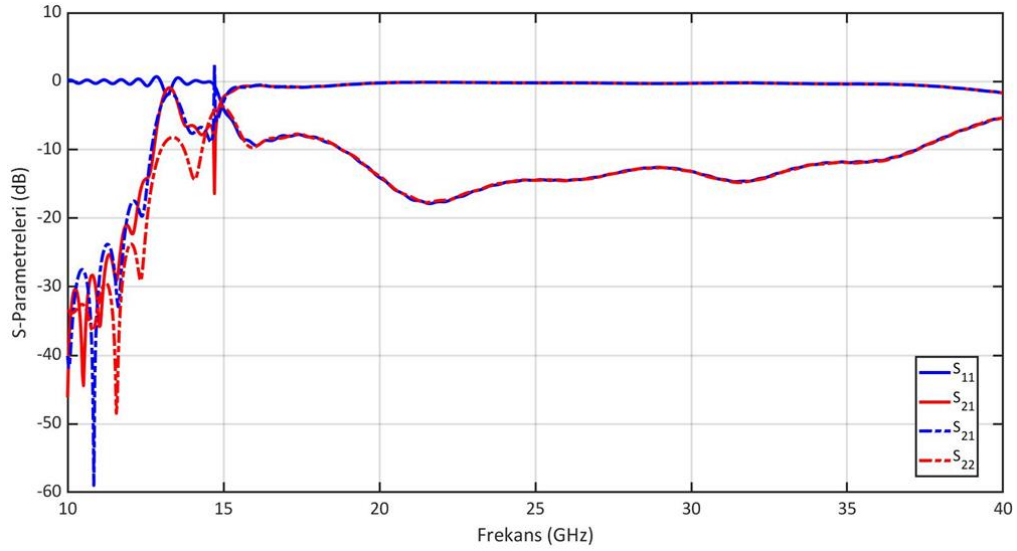
Konnektörden dalga kılavuzuna geçişte empedans uydurmayı sağlayabilmek için “gap” denen bir parametre tanımlanmıştır. Boşluktan (gap) çift çıkıntılı dalga kılavuzundaki çıkıntılar arasındaki boşluğa geçiş yumuşak hale getirilmiştir. Bu “gap” parametresi empedans uyumunu etkileyen önemli bir parametredir. Bu nedenle “gap” için ideal değeri bulmak amacıyla farklı “gap” değerleri için benzetim yapılmıştır. Şekil 5.18’de farklı “gap” değerlerinde elde edilen analiz sonuçları görülmektedir.



Şekil 5.18 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga farklı “gap” değerlerinde elde edilen yansıma ve iletim katsayıları

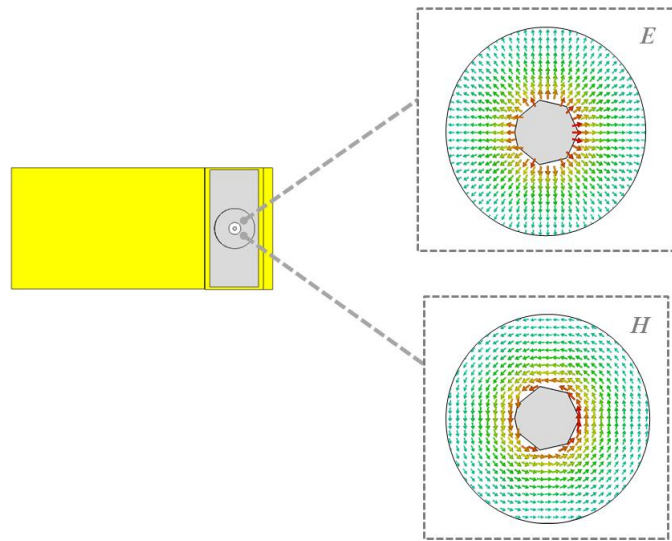
Bu sonuçlara bakıldığı zaman gap değerinin 0.3mm eşit olduğunda yansıma katsayısının 19GHz ile 37.5GHz arasında -10 dB altında olduğu görülmüştür. Bu sebeple çift çıkıntılı horn anten benzetiminde kullanılan çift çıkıntılı dalga kılavuzunda gap parametresi 0.3mm olarak seçilmiştir.

S_{11} birinci konnektörden işaret gönderildiğinde konnektöre yansıyan gerilimi, S_{21} ise konnektörden dalganın gönderildiği durumda ikinci kapıya yani çift çıkıntılı dalga kılavuzunun sonuna ulaşan gerilimi ifade etmektedir. Şekil 5.19’da konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunun (gap=0.3 için) S-parametreleri görülmektedir.

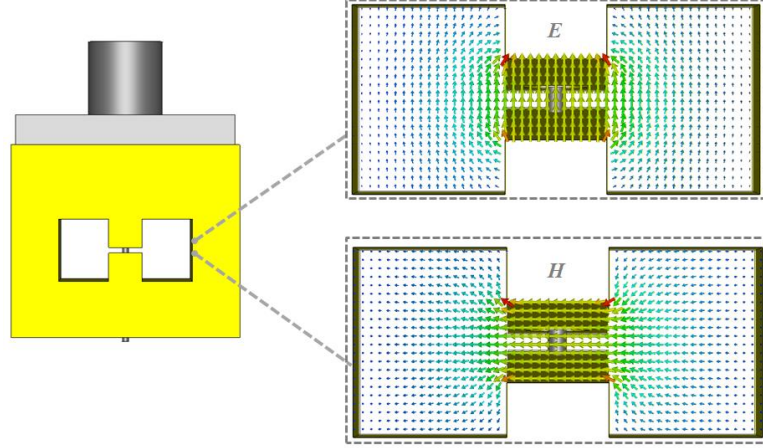


Şekil 5.19 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunun S-parametreleri

Koaksiyel kablo konnektörde bulunan yani Port 1’in elektrik alan dağılımı Şekil 5.20’de gösterilmektedir. Koaksiyel kablo bağlantısının yapılacağı 2.92mm konnektörün olduğu kapıdaki elektrik alan dağılımı ve manyetik alan dağılımı Şekil 5.21’de verilmektedir. Konnektörün 25GHz’de hat empedansının 50Ω olduğu TEM modunda dalganın yayılımına olanak sağlayan koaksiyel kablo gibi davrandığı görülmektedir.



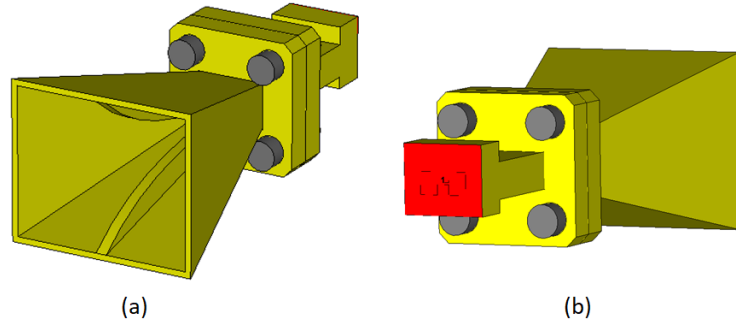
Şekil 5.20 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunda Port-1 için elektrik ve manyetik alan dağılımının gösterimi



Şekil 5.21 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı dalga kılavuzunda Port-2 için elektrik ve manyetik alan dağılımının gösterimi

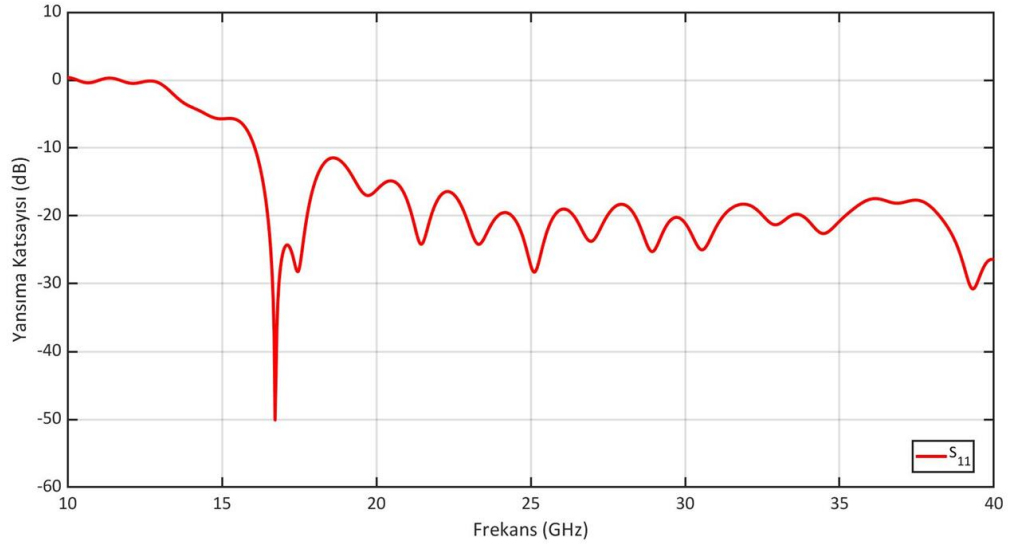
5.2.2.2 Dalga Kılavuzu Beslemeli Çift Çıkıntılı Horn Anten

Çift çıkıntılı horn antenin bir önceki bölümde tasarlanan dalga kılavuzuyla beslendiği durumdaki görünümü Şekil 5.22’de yer almaktadır. Bu horn anten konnektörsüzdür.

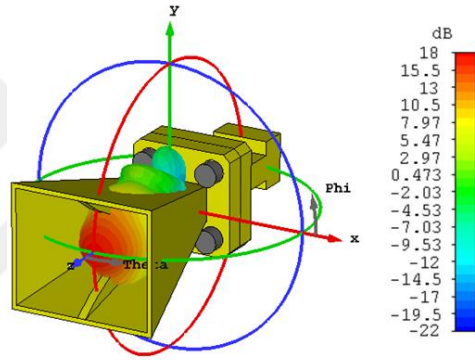


Şekil 5.22 Dalga kılavuzu beslemeli (konnektörsüz) çift çıkıntılı horn antenin (a) ön ve (b) arka görünümü

Çift çıkıntılı dalga kılavuzunda çıkıntılar 0.3mm’den 1.45mm’e değişecek şekilde ayarlanmıştır. Dalga kılavuzu beslemeli çift çıkıntılı horn antenin S-parametrelerinden anlaşılacağı üzere 16GHz frekansının altında anten çalışmamaktadır.

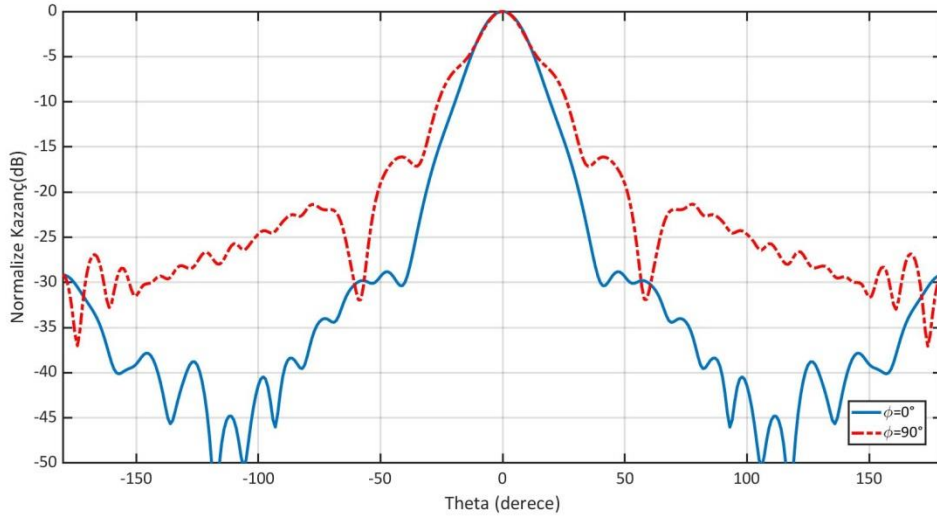


Şekil 5.23 Dalga kılavuzu beslemeli çift çıkıntılı horn antenin S-parametreleri



Şekil 5.24 40GHz’de dalga kılavuzu beslemeli çift çıkıntılı horn antenin üç boyutlu radyasyon paterni

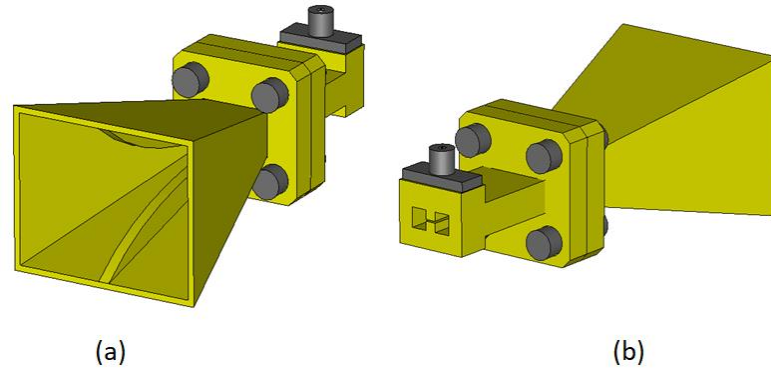
Dalga kılavuzu beslemeli çift çıkıntılı horn antenin 40GHz’deki üç boyutlu ve iki boyutlu paternleri ise Şekil 5.24 ve Şekil 5.25’te verilmiştir. Bu paternlere bakıldığı zaman antenin $\theta = 90^\circ$ düzleminde 3dB hüzmeye genişliği 19.4° ve yan lob seviyesinin -16.1 olduğu görülmektedir. 40GHz’de antenin kazancı 17.97dBi ’dir. Antenin toplam verimliliği ise -0.09645 dB’dir ve bu toplam verimlilik değeri lineer skalada 0.978 ’e denk gelmektedir.



Şekil 5.25 40GHz’de dalga kılavuzu beslemeli çift çıkıntılı horn antenin iki boyutlu normalize paternleri

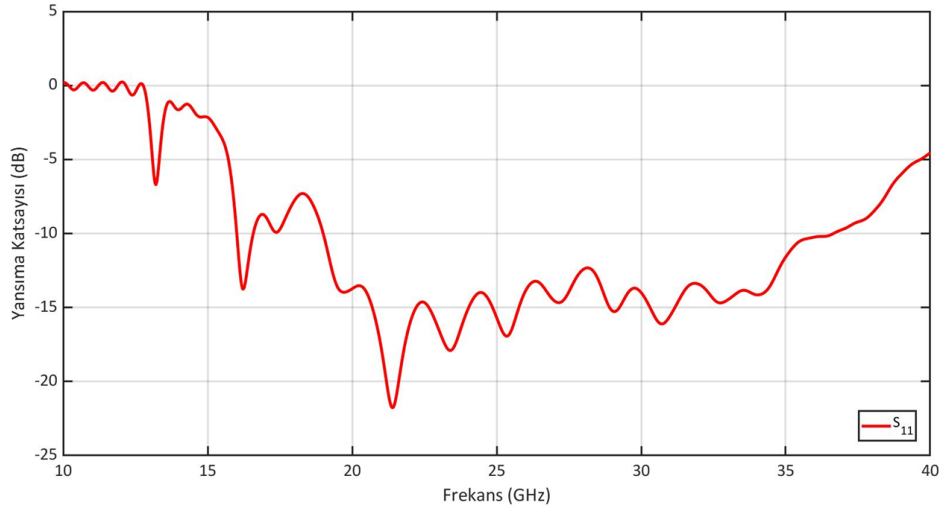
5.2.2.3 Konnektör Beslemeli Çift Çıkıntılı Horn Anten

2.92mm konnektörle beslenen çift çıkıntılı horn antenin görünümü Şekil 5.26’da yer almaktadır.

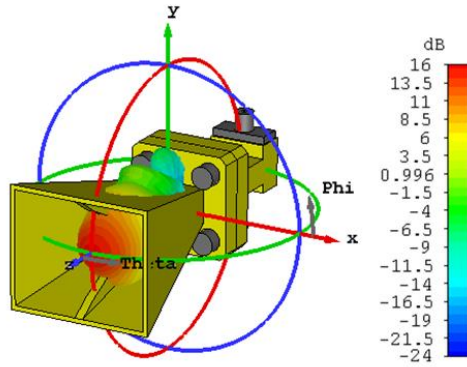


Şekil 5.26 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin (a) ön ve (b) arka görünümü (çift çıkıntılı dalga kılavuzunun kesiti görünebilmesi için kapak çıkartılarak görsel paylaşılmıştır.)

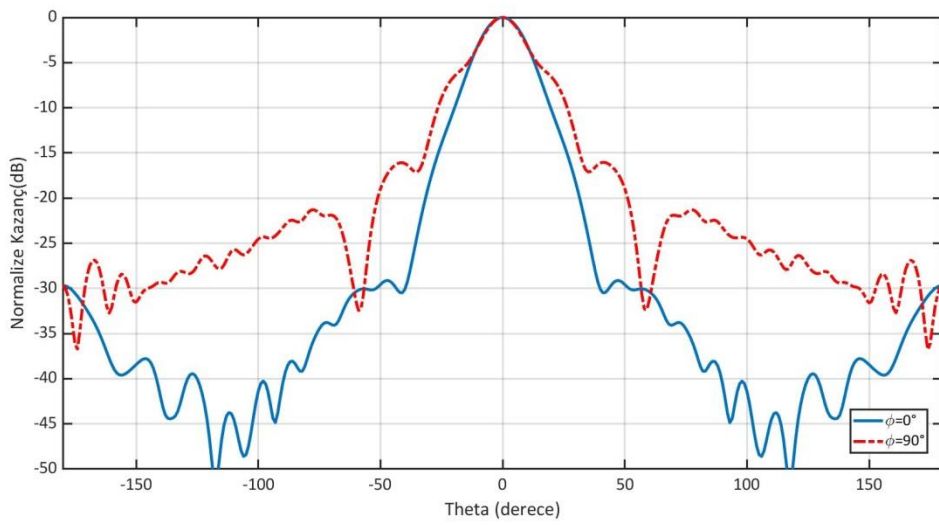
Konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin S-parametreleri ve 40GHz’de üç boyutlu radyasyon paterni ve iki boyutlu paternleri analiz edilmiştir. -10dB’de kesim frekasının 18GHz olduğu görülmektedir (Şekil 5.27) .



Şekil 5.27 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin S-parametreleri



Şekil 5.28 40GHz' de konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin üç boyutlu radyasyon paterni



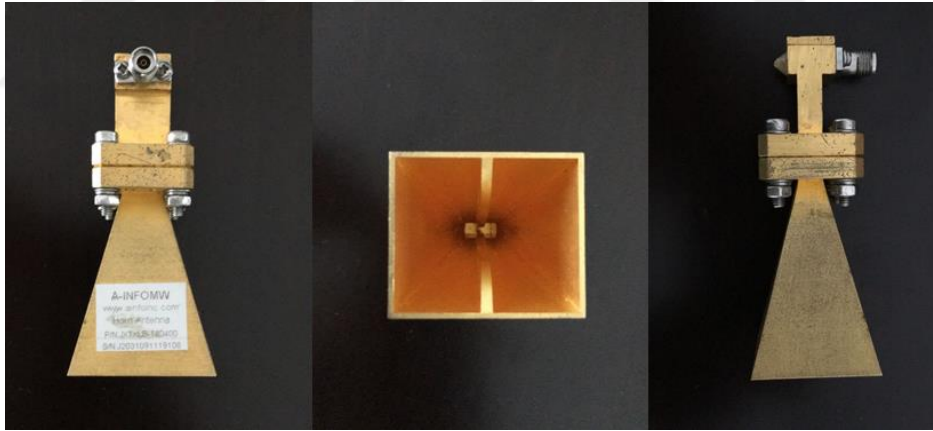
Şekil 5.29 40GHz' de konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin iki boyutlu normalize kazanç paterni

Konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin 40GHz'deki iki boyutlu ve üç boyutlu paternleri sırasıyla Şekil 5.28 ve Şekil 5.29'da verilmiştir. Bu paternlere bakıldığı zaman antenin $\theta = 90^\circ$ düzleminde 3dB hüzme genişliği 19.4° ve yan lob seviyesinin -16dB olduğu görülmektedir.

Son iki tasarlanan horn antenin karşılaştırılması yapılacak olunursa: 25GHz'de konnektörle beslenen çift çıkıntılı horn toplam verimliliğinin -0.2093dB olduğu görülmektedir ve lineer skalada 0.953 tekabül etmektedir. 25GHz'de dalga kılavuzu beslemeli (konnektörsüz) çift çıkıntılı horn antenin ise toplam verimliliği -0.07089dB 'dir ve lineer skalada 0.983'e karşılık gelmektedir.

Ayrıca konnektör beslemeli ve dalga kılavuzu (konnektörsüz) beslemeli iki çift çıkıntılı horn anteni 20GHz'de karşılaştırdığımızda, konnektörle beslenen çift çıkıntılı horn antende kazancın 0.1dBi düştüğü tespit edilmiştir.

Fiziksel olarak frekans seçici yüzey ölçümünde kullanılacak konnektörle beslenen A-info markalı çift çıkıntılı horn antenin üst, yan ve iç tarafının görünüşleri Şekil 5.30'da verilmiştir.



Şekil 5.30 Konnektör beslemeli çift çıkıntılı horn antenin fiziksel görünümü

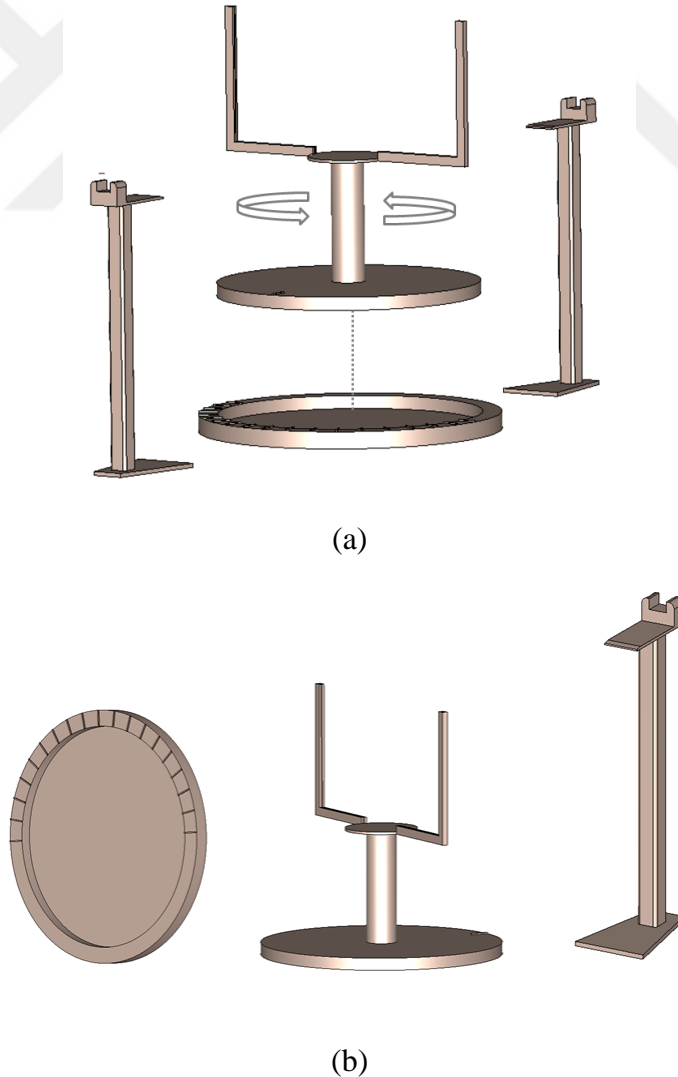
5.3 Ölçüm Düzenegi Tasarımı

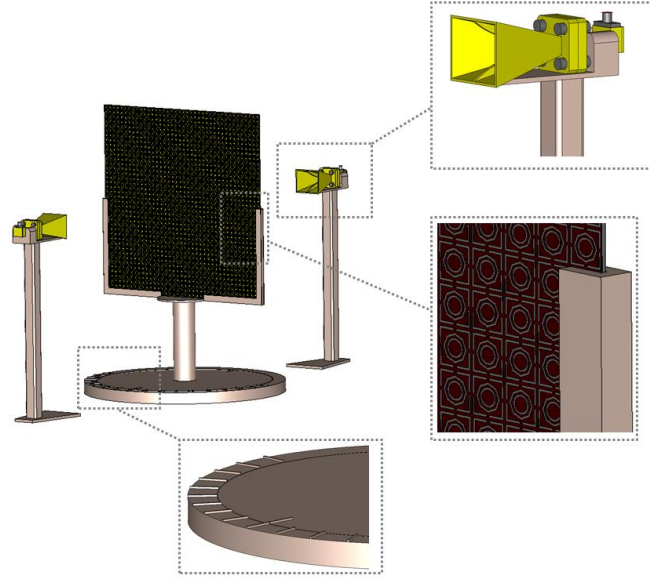
Antenin uzak alanını hesaplamak için kullanılan formül Eşitlik (5.3)'de verilmiştir. Frekans seçici yüzeyi bu formül ile hesaplanan alandan daha uzak bir alana koymak gerekmektedir. Çünkü bu uzaklık antenin radyasyon paterninin tam olarak oluştuğu bölgedir. Bu formülde D antenin boyutlarını temsil etmektedir. Horn antenlerde bu boyut antenin en büyük açıklık uzunluğu olarak seçilmiştir. λ ise dalga boyunu temsil etmektedir.

$$\text{Uzak Alan} \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (5.3)$$

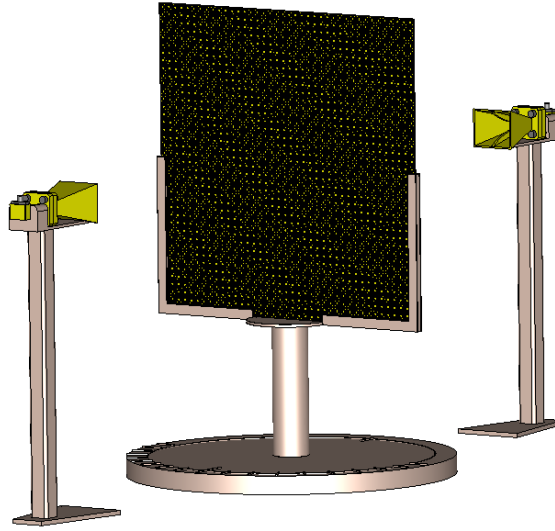
Tez kapsamında kullanılan horn anten 18-40GHz aralığında çalışan bir horn anten olduğu için 18 GHz'deki uzak alanı 12.29 cm hesaplanmıştır. 40 GHz'de ise 27.32 cm olarak hesaplanmıştır. Bu yüzden horn antenle frekans seçici yüzey arasındaki mesafeyi 250mm olarak yaklaşık bütün frekanslarda uzak alanın olması sağlanmıştır.

Paletin yüksekliği 23cm, genişliği 7.5cm, en derin yeri ise 5cm uzunluğunda tasarlanmıştır. Frekans seçici yüzey yerleştirildiği platform kendi etrafında 360° dönecek şekilde tasarlanmıştır. Taban kısmındaki tabak üzerine 10 derece aralıklarla çentikler işlenmiştir. Böylece açısal ölçümlerin yapılabilmesi amaçlanmaktadır. Frekans seçici yüzeyin dik bir şekilde iki horn antenin arasında kalacak şekilde yerleştirilmesi için kendi kalınlığı kadar aralığa sahip bir çerçeve yapısı tasarlanmıştır. Platformun detayları Şekil 5.31'de verilmiştir.





(c)



(d)

Şekil 5.31 Ölçüm platformunu oluşturan yapıların (a) parçaları, (b) tutucu yapıları, (c)detayları ve (d) tasarlanan frekans seçici yüzeyin test ortamına yerleştirilmiş halinin simülasyonu

CST Microwave Studio programında Şekil 5.31 (d)'de gösterilen test düzeneği ile 40×40 birim hücrenin ölçüm benzetimi için program koşturulduğunda simülasyonun başlatılmadığına dair uyarıda bulunmuştur. x64 tabanlı Intel Core i7-6500U işlemcili ve 12GB belleğe sahip bir bilgisayarla bilinmeyen sayısı 4.6 milyardan fazla olan bir durum söz konusu olduğu için simülasyon yapılamamıştır. Bu sebeble tez kapsamında

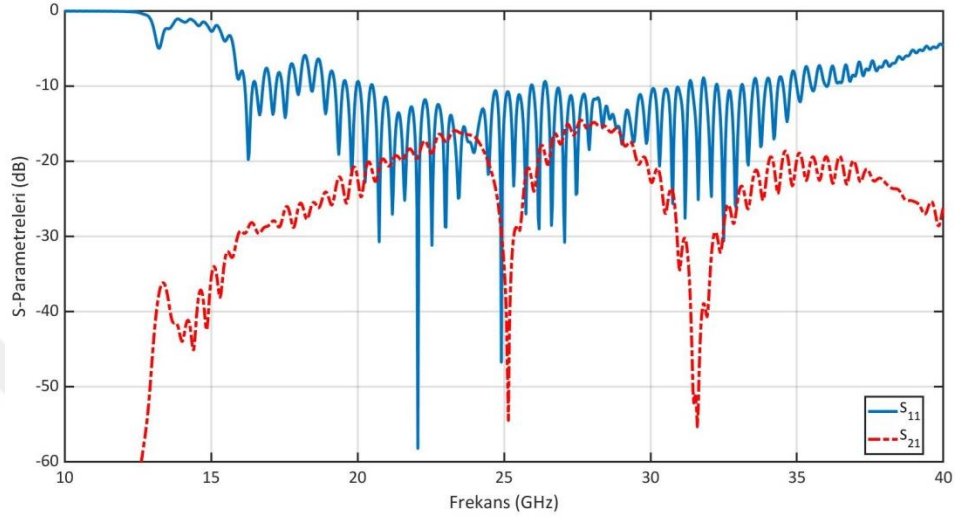
hazırlanan 40×40 birim hücre içeren frekans seçici yüzey için fiziksel ölçüm yapılacaktır.

Simülasyon için kullanılan bilgisayarla CST Microwave programında benzetimi yapılabilecek uygun birim hücre sayısı ve özellikler aranmıştır. Yapılan benzetimler sonucunda 40×40 birim hücre yerine 10×10 birim hücre içeren frekans seçici yüzey için simülasyon başlatılmak istenmiştir. CST Microwave programında Tablo 5.6’da görüleceği üzere x64 tabanlı Intel Core i7-6500U işlemcili ve 12GB belleğe sahip bir bilgisayarla 10×10 birim hücre ile 61 milyon bilinmeyene sahip bir test düzeneğinin benzetimi yapılabilmektedir. Tablo 5.6’da da gösterilen bu değer açısallıkla değiştiği için 61 milyon olarak ortalama değer alınmıştır. Bu benzetimde frekans seçici yüzeyi tutucu ve horn antenleri tutucu yapılar bulunmamaktadır.

Tablo 5.6 CST Microwave Studio programında test düzeneği ile simülasyon için yapılan benzetimlere dair ayrıntılar ve alınan uyarılar

Durum	Birim Hücre Sayısı	Bilinmeyen Sayısı	Dalga Boyu Başına Hücreler	Benzetim Programında Simülasyona Dair Alınan Uyarı
Test düzeneği ile frekans seçici yüzey simülasyonu	40×40	4.6 Milyar	15	4.6 milyar ağ hücresi için simülasyon kurulumu en az 3 küme düğümü ile MPI simülasyon kurulumu gerektirir. Simülasyon başlatılmıyor.
Sadece horn antenleri ve frekans seçici yüzeyi içeren durum	40×40	3.1 Milyar	15	3.1 milyar ağ hücresi için simülasyon kurulumu en az 2 küme düğümü ile MPI simülasyon kurulumu gerektirir. Simülasyon başlatılmıyor.
Sadece horn antenleri ve frekans seçici yüzey içeren durum	20×20	735 Milyon	15	Bilgisayarınız bu modeli simüle etmek için yeterli RAM sağlamıyor. Simülasyon başlatılmıyor.
Sadece horn antenleri ve frekans seçici yüzeyi içeren durum	10×10	188 Milyon	15	Bilgisayarınız bu modeli simüle etmek için yeterli RAM sağlamıyor. Simülasyon başlatılmıyor.
Sadece horn antenleri ve frekans seçici yüzeyi içeren durum	10×10	61 Milyon	10,14	

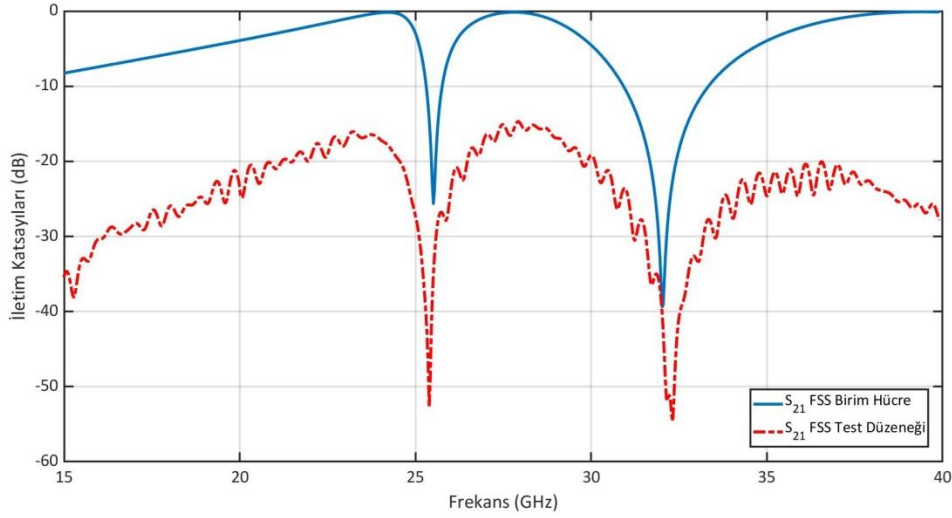
CST Microwave programında 10×10 birim hücrenin benzetimi yapılırken horn antenler ile frekans seçici yüzey arasındaki mesafe 250 mm'dir. Sınır koşulu "open" olarak seçilmiştir. Simülasyon ortamı "Normal" tutulmuştur. 10×10 birim hücre ile yapılan benzetimin sonucunda elde edilen S_{11} ve S_{21} parametreleri Şekil 5.32'de gösterilmektedir.



Şekil 5.32 10×10 birim hücrenin horn antenle benzetim çalışması sonucunda elde edilen yansıma ve iletim parametreleri

Şekil 5.32'de S_{11} parametresinde bozulmalar gözükmemektedir. Bu durumun sebebi frekans seçici yüzeyin kenarlarından kontrolsüz saçılma olmasıdır. Bu durumu engellemek için frekans seçici yüzeyde daha fazla birim hücre sayısı kullanılmaktadır. Birim hücre sayısının artması daha fazla bilinmeyen içerdiğinden S_{11} parametresinin düzgün simülasyonu kullanılan bilgisayar özellikleriyle mümkün olmamaktadır.

Frekans seçici yüzey birim hücrelerinin iletim katsayısı ile 10×10 birim hücrenin horn antenlerle benzetimi sonucunda elde edilen iletim katsayılarının karşılaştırılması Şekil 5.33'te gösterilmektedir. Frekans seçici yüzey birim hücre benzetimi sonucunda elde edilen S_{21} iletim katsayısı için merkez rezonans frekansları 25.4GHz, 32GHz ve 48GHz'dir. Şekil 5.33'te horn antenlerle elde edilen S_{21} iletim parametresine bakıldığında ise frekans seçici yüzey birim hücrelerinin bu karakteristik frekanslarına yakın frekanslarda rezonans yaptığı görülmektedir. Geri dönüş kaybının 0dB seviyesinden düşük olma durumu ise antenler arasındaki mesafe yüzünden kaynaklanmaktadır.

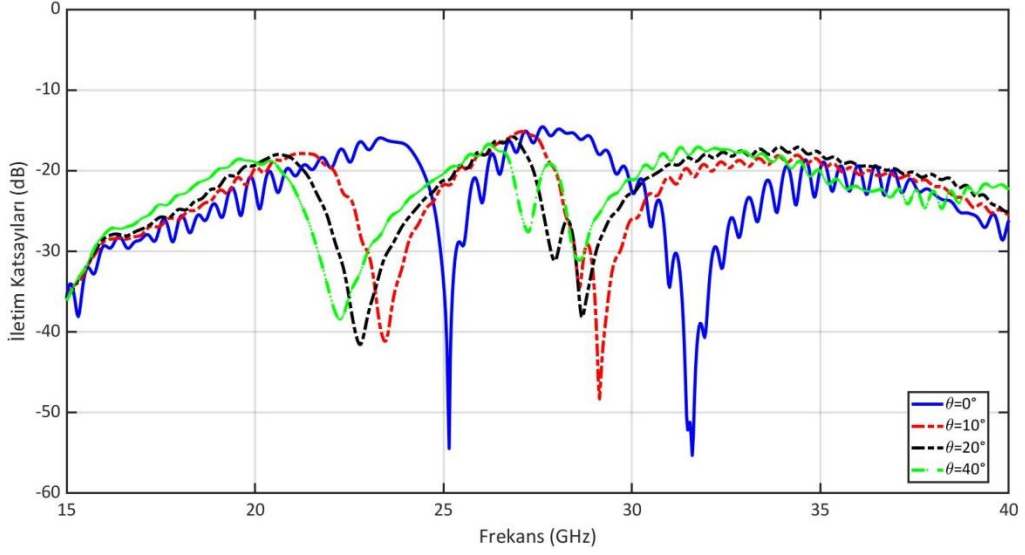


Şekil 5.33 Frekans seçici yüzey birim hücresinin iletim katsayısı ile 10×10 birim hücrenin horn antenlerle benzetimi sonucunda elde edilen iletim katsayısının karşılaştırılması

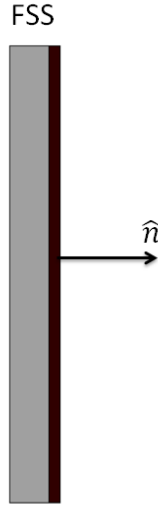
S_{21} 'in rezonans frekanslarında 0dB olmaması teorik açıdan için Friis iletim denklemi ile açıklanabilir. Eşitlik 5.4'te gösterildiği üzere Friis iletim denklemi alıcı antenin P_r gücü ile verici antenin P_t giriş gücü arasında ilişki kurar. Friis Denkleminin kullanılmasının sebebi P_r/P_t ilişkisi S_{21} 'in büyüklüğünün karesiyle ilişkili olmasıdır. Paydadaki "R" antenler arasındaki uzaklığı temsil etmektedir. Eşitlikten görüleceği üzere "R" alıcı antenin gücüyle ikinci dereceden ters orantılıdır. Antenler arasında uzaklık arttıkça gücün azalacağı anlamına gelmektedir. Friis iletim denklemi yüksek frekanslar için yol kaybının daha yüksek olduğunu belirtmektedir.

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (5.4)$$

Şekil 5.34'te 10×10 birim hücre için benzetimde açısal kararlılık incelendiğinde, açı değişimine bağlı olarak bilinmeyen sayısı değişmektedir. Şekil 5.34'te gösterilen simülasyon çıktılarında 0 derece için bilinmeyen sayısı 40 dereceden daha büyüktür. Bu durumun sebebi frekans seçici yüzey açığa bağlı olarak döndürüldükçe CST Microwave programında horn antenlerin gördüğü yüzey alanı küçüldüğü için bilinmeyen sayısı küçülmektedir. Bu durumu yüzey vektörü eşitliğinden açıklanabilmektedir (Eşitlik 5.5).



Şekil 5.34 10x10 birim hücrenin horn antenlerle benzetimi sonucunda elde edilen iletim katsayılarının açısal kararlılığının incelenmesi



Şekil 5.35 Frekans seçici yüzey üzerinde vektör normalinin gösterimi

$$d\vec{S} = \hat{n} dS \cos \theta \quad (5.5)$$

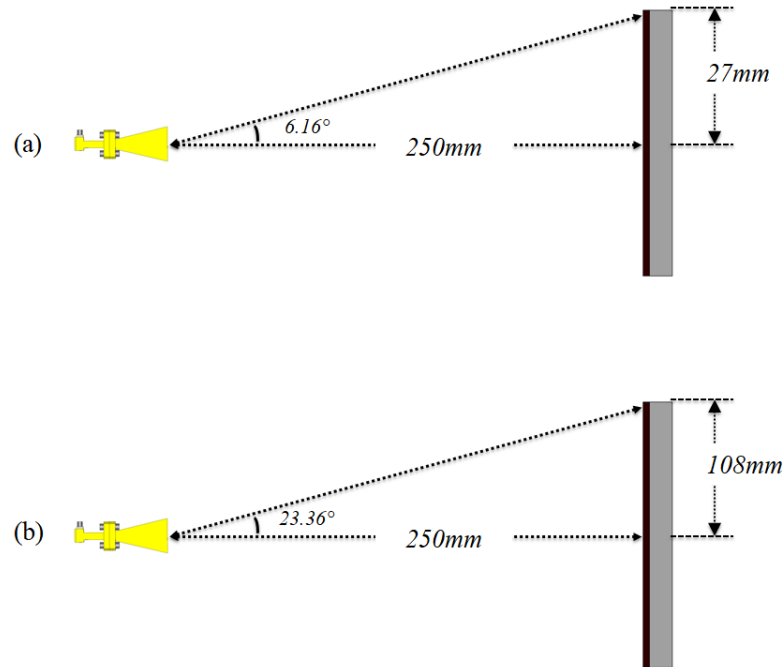
Burada $d\vec{S}$ yüzey normalinin vektörü, \hat{n} vektör normali, dS yüzey normalinin büyüklüğü ve $\cos \theta$ ise yüzey normali ile gelen dalga arasındaki açıyı temsil etmektedir.

S_{21} iletim katsayısında görülen açığa bağlı olan kaymaları 3dB hüzme genişlikleri üzerinden açıklanabilmektedir. Tablo 5.7’de CST Microwave benzetim programından alınan 3dB hüzme genişlikleri için açı bilgileri verilmektedir.

Tablo 5.7 Horn antenin frekans seçici yüzeyin rezonans frekanslarına göre 3dB hüzme genişliklerinin gösterimi

Tasarlanan Frekans Seçici yüzey Rezonans Frekansı (GHz)	3dB Hüzme Genişliği ($\Phi=0^\circ$)	3dB Hüzme Genişliği ($\Phi=90^\circ$)
24.2	35.2°	29.8°
27.7	23.3°	20.8°
39.2	18.9°	18.4°

Burada 3dB hüzme genişliğinin frekans seçici yüzeyi kapsamaması istenmektedir. Şekil 5.36'da 10×10 birim hücre ve 40×40 birim hücre için 3dB hüzme açılarının hesaplanma benzetimi gösterilmektedir. Buna göre 10×10 hücrenin 3dB hüzme açısı 6.16° gibi küçük bir açıyla simülasyonlar için uygun sonuç vermeyeceğini göstermektedir. 40×40 hücre için ise 23.36° olarak hesaplanmıştır. Bu yüzden 40×40 birim hücreden yapılan fiziksel ölçümün daha iyi sonuç vereceği öngörülmektedir. Frekans seçici yüzeyin açısal kararlılığı incelenirken görülen kaymalar ayrıca bu durumdan açıklanabilmektedir.



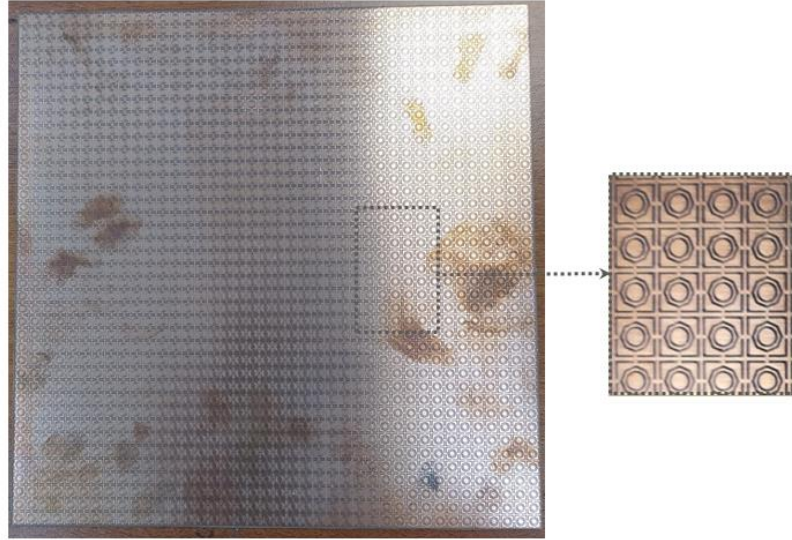
Şekil 5.36 (a) 10×10 birim hücrenin (b) 40×40 birim hücrenin 3dB hüzme genişliklerinin gösterimi

Ek olarak, literatür taraması sonucunda benzetim programlarında horn antenler ile frekans seçici yüzeyin ölçüm düzeneğinin testi için yapılan benzetim çalışmalarına rastlanılmamıştır.

5.4 Üretim ve Ölçüm Sonuçları

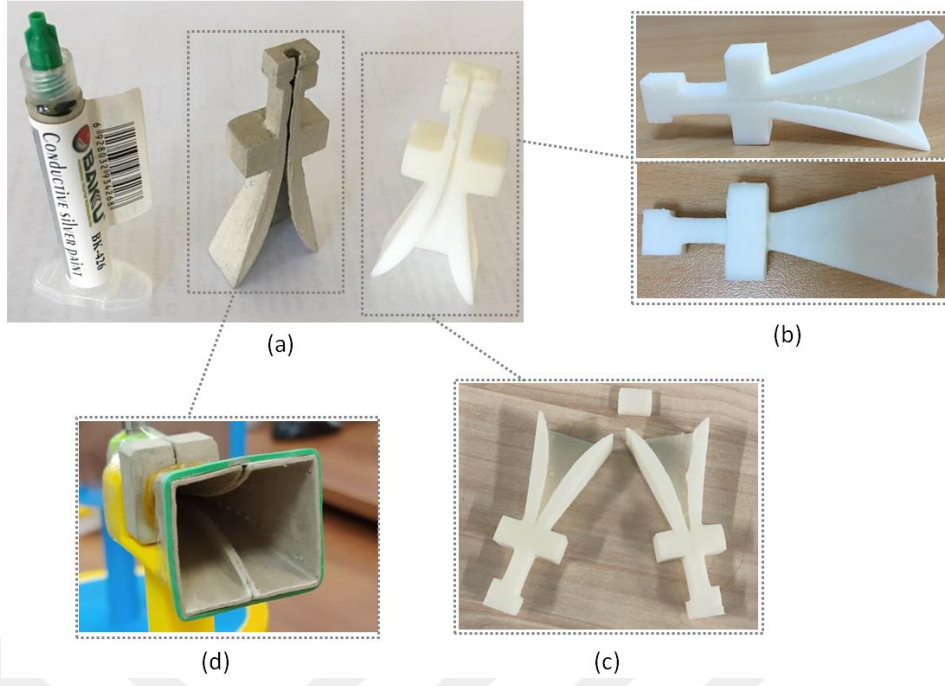
5.4.1 Tasarlanan Frekans Seçici Yüzey ve Horn Antenin Üretimi

Bölüm 4'te elde edilen benzetim sonuçlarını doğrulamak için, tez kapsamında tasarlanan frekans seçici yüzey yapısının prototipi üretilmiştir. Üretilen frekans seçici yüzey 40×40 birim hücreden oluşup kare yapıdadır. Üretimde $35\mu\text{m}$ bakır katmanına sahip DiClad 880 malzemesi kullanılmıştır. DiClad 880, geniş bir frekans aralığında nispeten düşük nem emilimi ve kararlı geçirgenlik gibi üstünlüklerinden dolayı dielektrik malzeme olarak seçilmiştir. Kimyasal aşındırma tekniği kullanılarak frekans seçici yüzey yapısının prototip üretimi yapılmıştır. Üretilen frekans seçici yüzeyin üstten görünümü Şekil 5.37'de gösterilmektedir.

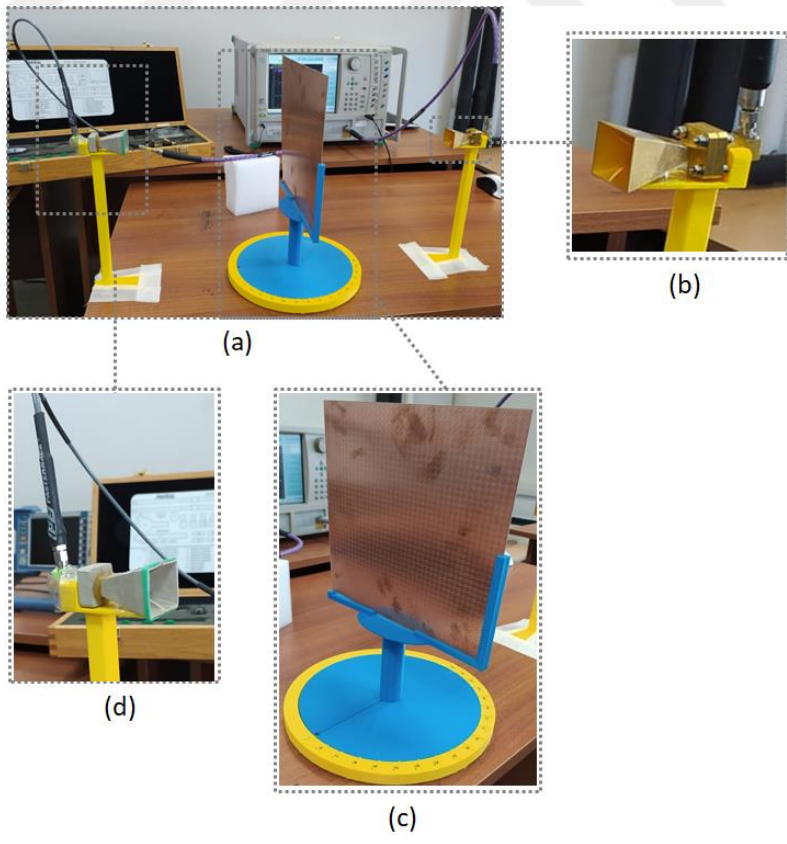


Şekil 5.37 40×40 birim hücre içeren frekans seçici yüzey prototipi

Frekans seçici yüzey ölçümünde kullanılan horn antenlerden biri A-info markalı ticari bir horn antendir. Kullanılan ikinci horn anten ise aynı karakterde tasarlanıp 3B yazıcı ile üretilen bir horn antendir. Tez kapsamında tasarlanan ve 3B (üç boyutlu) yazıcı ile üretilen çift çıkıntılı horn antenin görünümü Şekil 5.38'de verilmiştir. Horn anten iletken boya ile kaplanacaktır bu sebeple iki parça halinde üretimi yapılmıştır. Üretimden sonra orta ve ince zımparalar kullanılarak horn antenin yüzey pürüzlüğü giderilmiştir. Pürüzlüğü giderildikten sonra Şekil 5.38 (a)'da verilen özel gümüş iletken malzeme ile kaplanmış ve sonra parçaları birleştirilmiştir.



Şekil 5.38 3B yazıcı ile üretilen çift çıkıntılı horn anten (a) kaplamasında kullanılan özel gümüş iletken malzeme, (b) yan kesitinden görüntüler, (c) pürüzlüğü giderilmiş hali, (d) parçaları birleştirilmiş hali

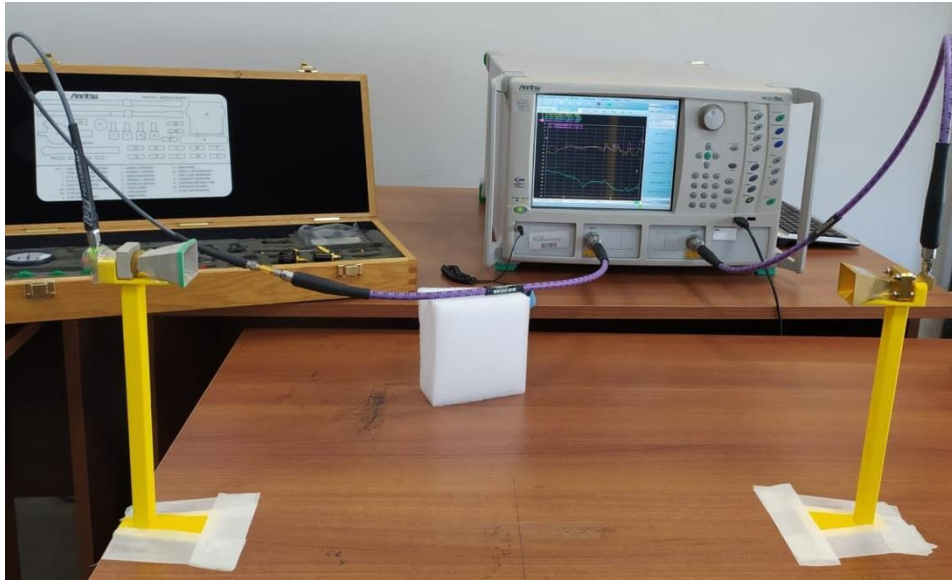


Şekil 5.39 (a) Ölçüm düzeneğinin görünümü (b) A-info markalı ticari horn anten, (c) frekans seçici yüzey ve tutucu yapısı, (d) 3B yazıcı ile üretilen horn anten

Şekil 5.39'daki ölçüm düzeneğinde frekans seçici yüzey ve horn antenleri tutması için tasarlanan tutucu yapılar kullanılmıştır. Ölçüm düzeneğinde ticari olarak satın alınan horn anten ve 3B yazıcı ile üretilen horn anten yer almaktadır. Frekans seçici yüzeyi ve horn antenleri tutan tutucu yapıları 3B yazıcı ile üretilmiştir. Dört delikli SMA panel tipi konektörün 3B yazıcı ile üretilen horn antene monte edilmesi ile ölçüm düzeneği Şekil 5.39 (a)'daki gibi tamamlanmıştır. Horn antenlerin ağız açıklığından frekans seçici yüzeye mesafe 25cm'dir. Polarizasyona bağlılığı elde etmek için horn antenler sabit tutulup frekans seçici yüzey 90° döndürülerek tutucuya yerleştirilmiş ve ölçümler alınmıştır. Mavi renk olarak gözüken tutucunun üzerinde 10 derecelik çentikler yer almaktadır. Bu tutucunun 10 derecelik açılarla döndürülmesi ile frekans seçici yüzeyin açısal bağlılığı ölçülmüştür.

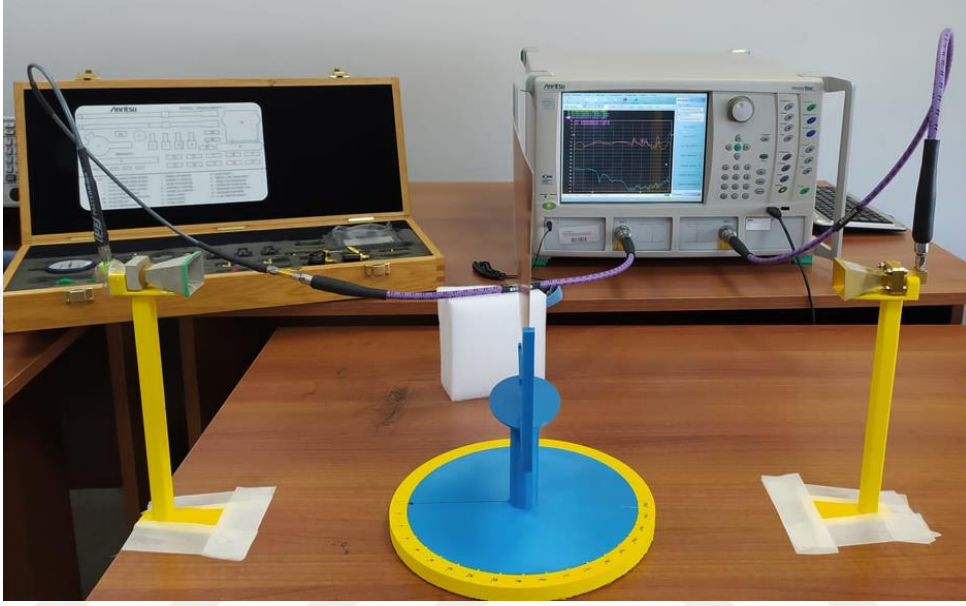
5.4.2 Ölçüm Yapılışı ve Ölçüm Sonuçları

Frekans seçici yüzey yapısının iletim katsayılarını ölçmek için ölçüm düzeni hazırlanmıştır. Bu bölümdeki ölçümler bir ağ analizörüne (Anritsu MS4644A) bağlı iki horn anten kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ölçüm düzeni için kurulum Şekil 5.41'de gösterilmiştir. Network analizörde ölçümler 20GHz ile 40GHz arasında alınmıştır. Kalibrasyon kiti kullanılarak öncelikle network analizörü kalibre edilmiştir. Bu deney düzeneği ile uygun olacak şekilde kablo bağlantıları yapılmıştır. Kalibrasyon yapıldıktan sonra tasarlanan frekans seçici yüzey yapısı için ölçümler yapılmıştır.



Şekil 5.40 Frekans seçici yüzey yapısı olmadan ölçüm düzeni

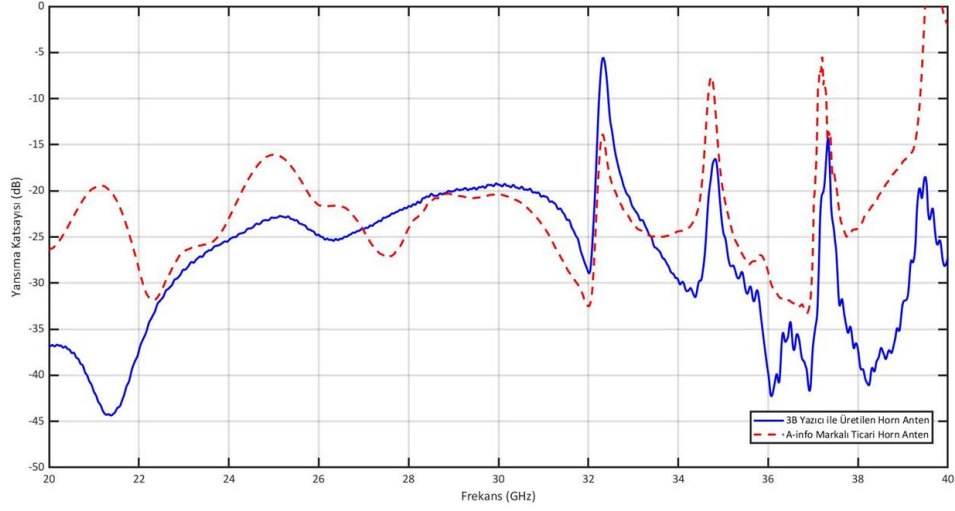
Kalibrasyon tamamlandıktan sonra frekans seçici yüzey yapısı Şekil 5.40’da gösterildiği gibi aradan çıkarılıp ölçüm alınmıştır. Frekans seçici yüzey olmadan alınan ölçümden, Şekil 5.41’de gösterilen frekans seçici yüzey arada varken alınan ölçümden logaritmik olarak çıkartılarak frekans seçici yüzeyin iletim katsayısı (S_{21}) elde edilmiştir. Horn antenlerin yansıma katsayılarının ölçümünde ise horn antenler tek başına ölçülmüştür. Bu doğrultuda yapılan ölçümlerle frekans seçici yüzeyin iletim katsayıları incelenmiştir.



Şekil 5.41 Frekans seçici yüzey için ölçüm düzeni

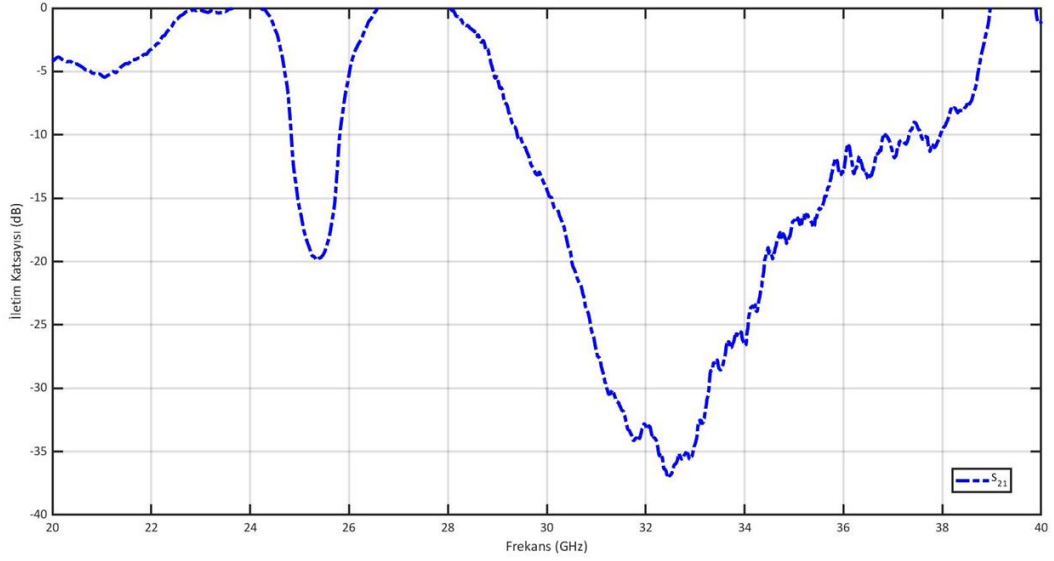
5.4.2.1 İletim Katsayısı ve Geliş Açısı Kararlılığının Ölçüm Sonuçları

Yapılan ölçümler sonucunda ticari horn anten ve 3B yazıcı ile üretilen horn antenden elde edilen yansıma katsayıları Şekil 5.42’de gösterilmektedir. 3B yazıcı ile üretilen horn anten ve A-info markalı ticari horn antenin çalışma frekansları 18GHz ve 40GHz aralığıdır. Şekil 5.42’de horn antenlerin 32GHz üzerinde beklenmeyen bir karakteristiğe sahip olduğu görülmektedir. Bunun sebebi olarak kalibrasyon kitinin yüksek frekanslarda çalışmaması olarak değerlendirilmiştir. Network analizörün kalibrasyon kiti 27.5GHz’e kadar destek vermektedir. Kullanılan kalibrasyon kiti 40GHz’e kadar kalibrasyon yapmamaktadır. Bu duruma rağmen ticari horn anten ile 3B yazıcı ile üretilen horn antenlerin yansıma katsayıları karşılaştırıldığında genel olarak bir uyum yakaladığı görülmektedir.



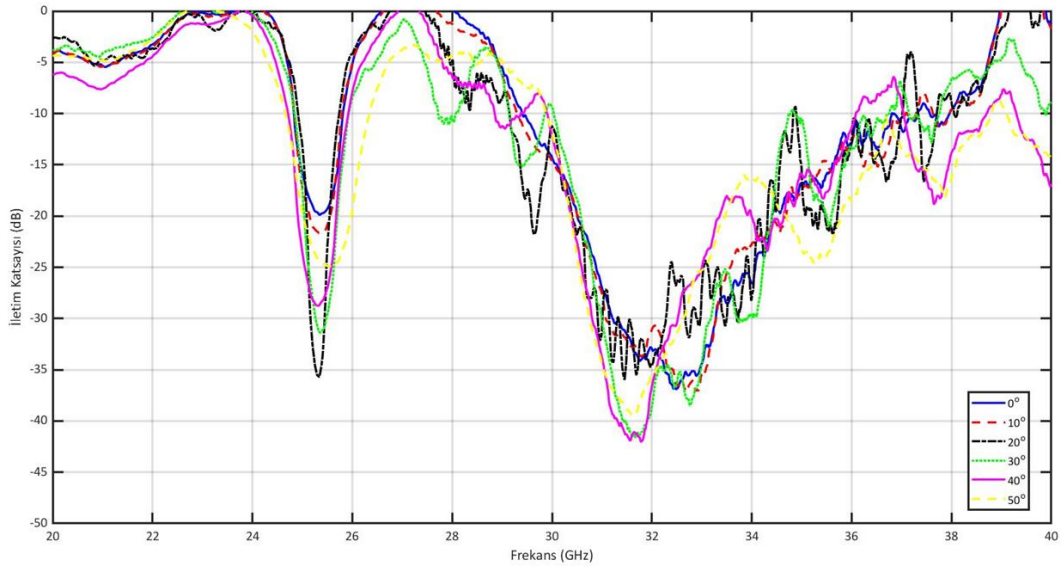
Şekil 5.42 Ticari horn antenin ve 3B yazıcı ile üretilen horn antenin yansımaya katsayıları

Frekans seçici yüzey yapısı dik konumda iken yapılan ölçüm sonuçlarından elde edilen iletim katsayısı Şekil 5.43'te gösterilmektedir. Bölüm 4'te benzetimi yapılan frekans seçici yüzey birim hücrelerinin S_{21} iletim katsayısı için merkez rezonans frekansları 25.4GHz, 32GHz ve 48GHz olduğu elde edilmiştir. Bu kısımda ölçüm düzeni sonucunda edilen S_{21} iletim katsayısı ile karşılaştırıldığında ise birinci merkez rezonans frekansı için benzer frekansta salınım yaptığı görülmektedir. İkinci merkez rezonans frekansı için benzer şekilde 32GHz'de salınım yapıldığı görülmektedir. Şekil 5.43'teki S_{21} eğrileri, üç rezonans bandı için ekleme kaybının 0 dB olduğunu göstermektedir. Bu durum, bu frekanslardaki iletim verimliliğinin neredeyse 1 olduğu anlamına gelir. Frekans seçici yüzey çalışması istenilen frekanslarda band geçiren filtre davranışı sergilemektedir. Sonuç olarak çalışma prototipinin ölçülen sonuçları ile simüle edilen sonuçlarının iyi bir uyum içinde olduğu görülmektedir. Birinci rezonans frekansı için geri dönüş kaybının -19.8dB ve ikinci rezonans frekansı için geri dönüş kaybının -36dB olduğu elde edilmiştir.



Şekil 5.43 Frekans seçici yüzey dik durumda iken ölçülen iletim katsayısı

Üretilen frekans seçici yüzey yapısı ile açısallığı incelemek için yapılan ölçümlerin sonuçları ise Şekil 5.44’te gösterilmektedir.



Şekil 5.44 Frekans seçici yüzey için açısallığı ölçüm sonuçları

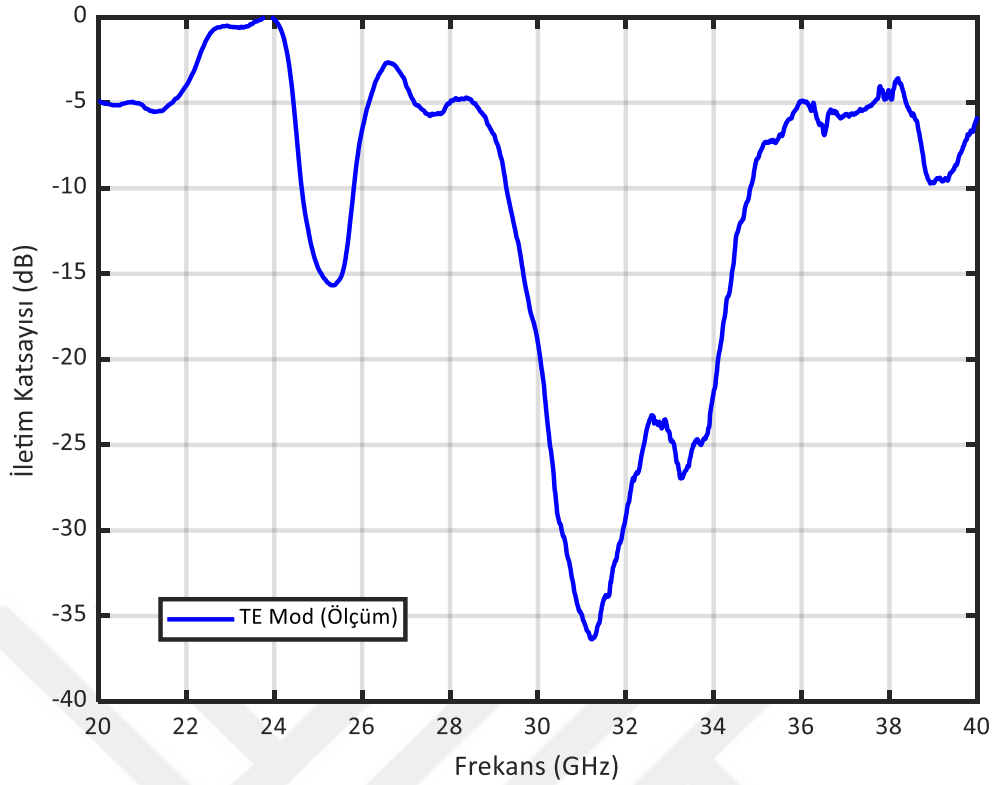
Açısallık için yapılan ölçümlerde açı değiştirildikçe iletim katsayısı olan S_{21} ’ler karşılaştırılmaktadır. Açısallık için ölçülen frekans seçici yüzeyin iletim katsayıları karşılaştırıldığında, açı değıştikçe birinci rezonans frekansı 40° ’ye kadar konumunu koruduğu yani kararlı bir davranış sağladığı elde edilmiştir. İkinci rezonans frekansı için ise frekans ve açısallık arttıkça bazı küçük rezonanslar ve kaymalar yaşandığı görülsede istenen frekans bandını kararlılığı 40 dereceye kadar koruduğu

görülmektedir. Benzetim sonuçları ile üretilen prototipinin ölçülen sonuçlarının iyi bir uyum içinde olduğu sonucuna ulaşılmıştır.

5.4.2.2 Polarizasyon Açısı Kararlılığı Ölçüm Sonuçları

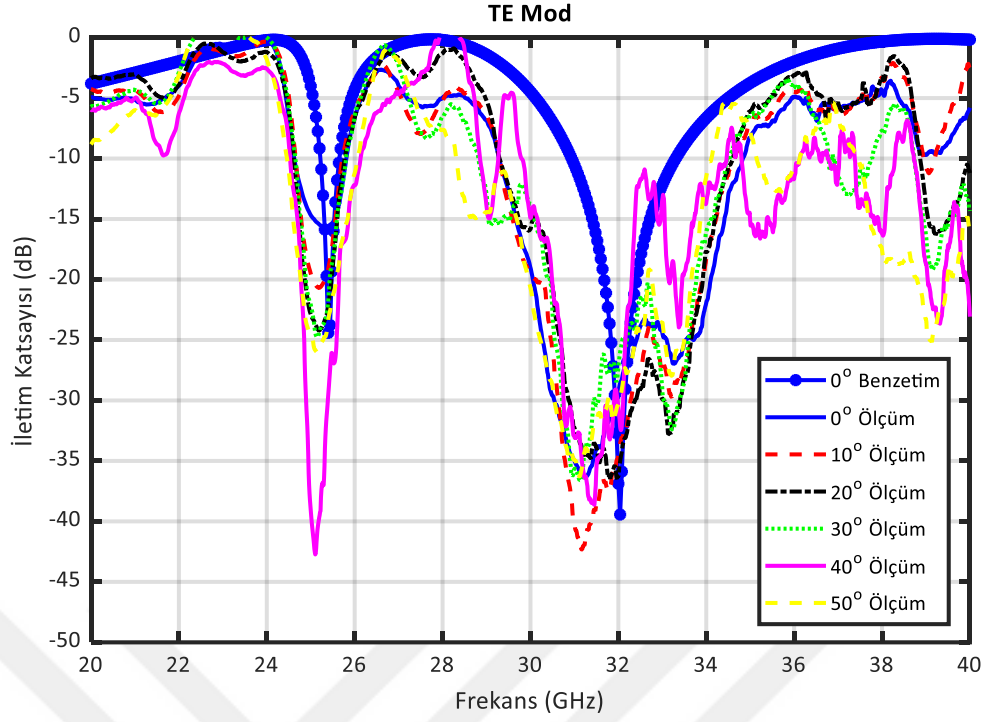
Frekans seçici yüzey için polarizasyon kararlılığı birkaç gün sonra ölçülmüştür. Ölçümlerin birkaç gün sonra yapılmasının sonucu olarak 3B yazıcı ile üretilen horn antende kullanılan iletkenin kuruması sebebiyle TE mod rezonanslarında farklılık görülmüştür. Farklılık çıkmış olmasına rağmen frekans seçici yüzey yapısının polarizasyon bağımsız olduğu gözlemlenmiştir. Bu çalışma kapsamında için bir adet daha ticari horn sipariş edilmiş olup, ileri zamanda ölçümler tekrarlanacaktır.

Benzetimi yapılan frekans seçici yüzey birim hücresinin S_{21} iletim katsayısı için merkez rezonans frekansları 25.4GHz, 32GHz ve 48GHz olduğu elde edilmiştir. Şekil 5.45'te ise horn antende kullanılan iletken kuruduktan sonra yapılan ölçüm sonucunda edilen S_{21} iletim katsayıları gösterilmektedir. Benzetim sonuçlarıyla ölçüm sonuçları karşılaştırıldığında birinci merkez rezonans frekansı için aynı frekansta salınım yaptığı görülmektedir. İkinci merkez rezonans frekansı için 32GHz'e kıyasla 31.4GHz'e kaydığı görülmektedir. Üçüncü rezonans frekansı için 39GHz'de salınım yapıldığı görülmektedir. Üç rezonans frekansı için ekleme kaybının 0 dB ve -7dB aralığında değiştiğini görülmektedir. S_{21} iletim katsayısı için ise birinci rezonansta geri dönüş kaybının -15.1dB mertebesinde ve ikinci rezonansta geri dönüş kaybının -36dB mertebesinde ve üçüncü rezonansta -9dB mertebesinde olduğu görülmektedir.

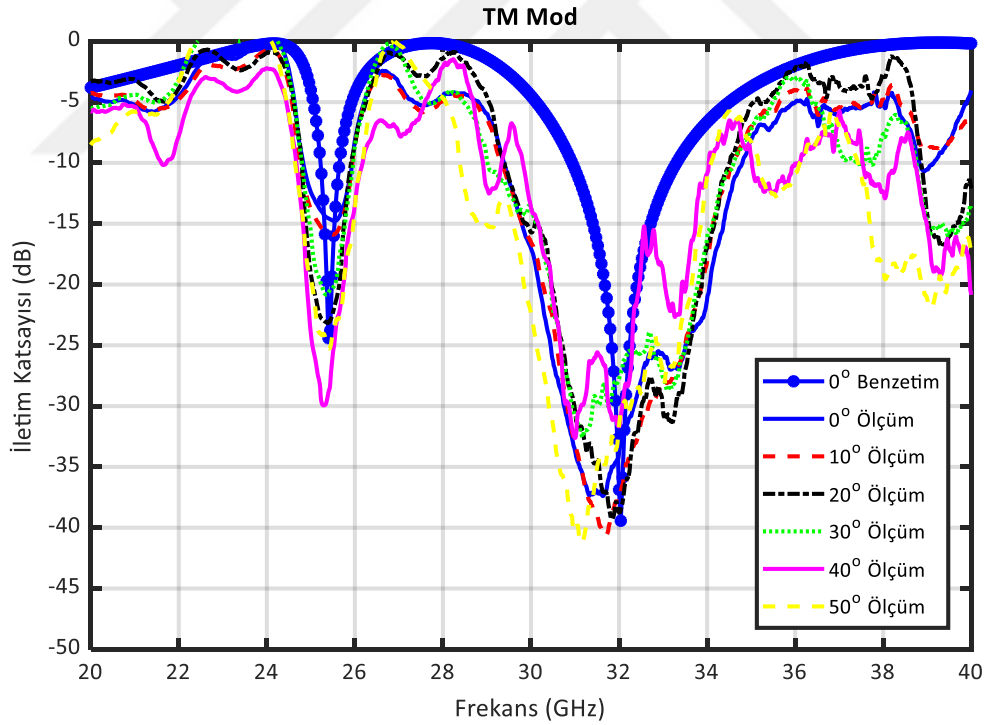


Şekil 5.45 Frekans seçici yüzey için TE modda iletim katsayısı ölçüm sonucu (iletken kurduktan sonra)

Şekil 5.46 ve 5.47’de ise açısız değişime göre TE ve TM modunda yapılan ölçüm sonuçları gösterilmektedir. Hem TE modunda hem de TM modunda ölçülen iletim katsayısının benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılması yapılmıştır. Şekil 5.46’da TE modda açısız değişim için ölçülen frekans seçici yüzeyin iletim katsayıları karşılaştırıldığında, açı değıştikçe birinci rezonans frekansı 40° ’ye kadar konumunu koruduğu yani kararlı bir davranış sağladığı elde edilmiştir. İkinci rezonans frekansı için merkez rezonansa ufak bir kayma olmasına rağmen benzetim frekans bandını kapsadığı görülmüştür. TE modda açısız ölçüm sonuçlarının açısız kararlılığı koruduğu sonucuna ulaşılmıştır. Şekil 5.47’de TM modda açısız değişim için ölçülen frekans seçici yüzeyin iletim katsayıları karşılaştırıldığında, açı değıştikçe birinci rezonans frekansı 40° ’ye kadar konumunu koruduğu yani kararlı bir davranış sağladığı elde edilmiştir. TM modda ikinci rezonans frekansı için merkez rezonansa ufak bir kayma olmasına rağmen benzetim frekans bandını kapsadığı görülmüştür. Bu açısız ölçümlerin sonucu olarak hem TE modda hem de TM modda yapılan ölçümlerin kendi içinde bir uyum sağladığı görülmüştür.

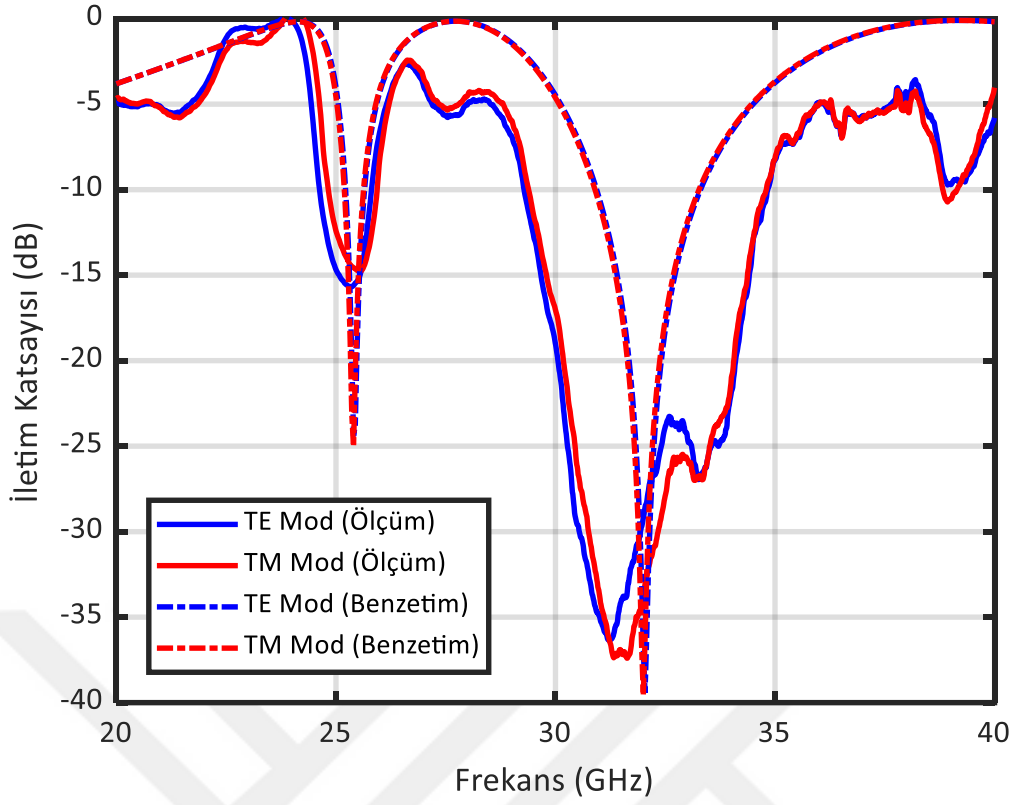


Şekil 5.46 TE modda yapılan ölçüm sonuçlarının açısal kararlılığının incelenmesi



Şekil 5.47 TM modda yapılan ölçüm sonuçlarının açısal kararlılığının incelenmesi

Ölçümlerin son aşamasında prototipin benzetim sonuçları ile fiziksel ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır ve polarizasyon kararlılığı incelenmiştir.



Şekil 5.48 Ölçüm ve benzetim sonuçlarının polarizasyon kararlılığı

Tez kapsamında tasarlanan özgün frekans seçici yüzey yapısının Şekil 5.48’de polarizasyon bağımsız olduğu görülmektedir. Ölçüm sonuçlarının frekans aralığı benzetim sonuçlarının frekans aralığını kapsamaktadır. Tez kapsamında tasarlanan frekans seçici yüzeyin benzetim programında elde edilen sonuçları ile üretilen prototipinin ölçüm sonuçlarının iyi bir uyum içinde olduğuna sonucuna ulaşılmıştır.

6.1 Sonuç ve Öneriler

Yapılan tez çalışması kapsamında 5G teknoloji uygulamalarının ihtiyaçlarını karşılayabilecek bir üç bantlı frekans seçici yüzey tasarımı sunulmuştur. Yeni tasarlanan frekans seçici yüzeyin gelecekte 5G uygulama bantları olarak kullanılması planlanan 24.25-24.45GHz, 27.5-28.35GHz, 37.6-40GHz frekans aralıklarında çalışması istenmiştir. 5G uygulama bantları olarak üç farklı bantta bant geçiren filtre gibi çalışması, tek dielektrik katmanlı olması ve polarizasyona karşı duyarlı olması ile literatürde önerilen diğer frekans seçici yüzeylerden üstün olması hedeflenmiştir. Bu amaçla literatürde 5G uygulamaları için önerilen frekans seçici yüzey tasarımları araştırılmış, bilgisayar destekli simülasyon programında benzetimleri yapılmış ve alternatif geometriler üzerine çalışılmıştır. Literatür taraması, 5G uygulamaları için önerilen frekans seçici yüzey performans kriterlerinin araştırılması ile özgün rezonans deseni elde etmek için yapılan araştırmalar neticesinde tamamlanmıştır.

Tez kapsamında ilk olarak frekans seçici yüzeyin milimetre boyutlarda olan birim hücresi tanıtılmıştır. Frekans seçici yüzeyin karakteristik özelliklerini belirlemek için geometriyi oluşturan parametreler belirtilmiş ve frekans seçici yüzeyin analizi CST Microwave Studio programında gerçekleştirilmiştir.

CST Microwave Studio programında elde edilen birim hücrenin benzetim sonuçları ile -10dB 'de ilk rezonans salınımı için bant aralığının 23.5-24.6GHz olduğu, ikinci bant aralığının 27-28.5GHz ve üçüncü bant aralığının 37.5-41GHz olduğu görülmüştür. Benzetim ile elde edilen bant genişliklerinin 5G için tanımlanan band genişliklerinden büyük olduğu elde edilmiştir. Tasarlanan frekans seçici yüzey yapısının TE ve TM modlarında polarizasyon kararlılığına sahip olduğu elde edilmiştir. Yapının ilk iki bantta 40 dereceye kadar kararlı olduğu gözlenmiştir. Üçüncü bant için 20 dereceye kadar açısal kararlılık sağladığı gözlemlenmiştir. Tasarlanan bu özgün frekans seçici yüzey yapısı 5G milimetre dalga haberleşme sistemleri ve bu sistemlere uygulanabilirlik açısından yüksek potansiyele sahiptir.

Tasarlanan frekans seçici yüzeyin ölçümünde kullanılacak ölçüm düzeneği tasarlanmıştır. Frekans seçici yüzeyin fiziksel ölçümlerinde kullanılabilecek 18GHz-40GHz aralığında çalışan horn anten tasarlanmıştır. Tasarlanan simülasyon ortamında 40×40 birim hücre içeren frekans seçici yüzeyin benzetim programında 3.067.332.416 (üç milyar altmış yedi milyon üç yüz otuz iki bin dört yüz on altı) bilinmeyene sahip olduğu görülmüştür. CST Microwave Studio programında simülasyon başlatıldığında bu modeli simüle etmesi için yeterli RAM'e sahip olunmadığına dair uyarıda bulunmuştur. Simülasyonda kullanılan x64 tabanlı Intel Core i7-6500U işlemcili ve 12GB belleğe sahip bir bilgisayarla simülasyon yapılamamıştır. Bu yüzden simülasyon için kullanılan bilgisayarla CST Microwave programında benzetimi yapılabilecek uygun birim hücre sayısı ve özellikler aranmıştır. Yapılan benzetimler sonucunda 40×40 birim hücre yerine 10×10 birim hücre içeren frekans seçici yüzey için simülasyonun başlatıldığı görülmüştür. CST Microwave programında x64 tabanlı Intel Core i7-6500U işlemcili ve 12GB belleğe sahip bir bilgisayarla 10×10 birim hücre ile 61 milyon bilinmeyene sahip bir test düzeneğinin benzetimi yapılabilmektedir. Ek olarak, literatür taraması sonucunda benzetim programlarında horn antenler ile frekans seçici yüzeyin ölçüm düzeneği ile yapılan benzetim çalışmalarına rastlanılmamıştır. Bu benzetimden elde edilen sonuçlarla frekans seçici yüzey birim hücresinden elde edilen benzetim sonuçlarının uyum içinde olmadığı nedenleriyle birlikte teorik açıdan açıklanmıştır. 40×40 birim hücreden yapılan fiziksel ölçümün daha iyi sonuç vereceğine ulaşıp üretim aşamasına geçilmiştir.

Simüle edilen benzetim sonuçlarını ve tasarım amacını doğrulamak için, tez kapsamında tasarlanan frekans seçici yüzey üretilmiştir. Horn anten ve yardımcı tutucu yapıları ise 3B yazıcı ile üretilip ölçümde kullanılmıştır. Üretilen frekans seçici yüzey ölçümünde kullanılan horn antenlerden biri A-info markalı ticari bir horn antendir. Kullanılan ikinci horn anten ise A-info markalı ticari horn antenle aynı karakterde olup, tez kapsamında tasarımı yapılan ve 3B yazıcı ile üretilen bir horn antendir. 3B yazıcı ile üretilen horn anten ve A-info markalı ticari horn antenin çalışma frekansları 18GHz ve 40GHz aralığıdır. Bu doğrultuda ticari horn anten ile 3B yazıcı ile üretilen horn antenlerin yansıma katsayıları karşılaştırıldığında rezonans frekansları açısından benzer olduğu görülmüştür.

Ölçüm sonuçlarında, üretilen frekans seçici yüzeyin ölçülen sonuçları ile simüle edilen benzetim sonuçlarının iyi bir uyum içinde olduğu görülmüştür. Açısal kararlılık için,

farklı açılarda iletim katsayıları karşılaştırıldığında, açı değıştikçe birinci rezonans ve ikinci rezonans frekansı için 40°'ye kadar kararlı bir davranış sağladığı elde edilmiştir. TE ve TM modda yapılan açısal ölçüm sonuçlarının açı değıştikçe birinci rezonans frekansı 40°'ye kadar konumunu koruduğu görülmüştür. Tez kapsamında tasarlanan özgün frekans seçici yüzey yapısının polarizasyon bağımsız olduğu TE ve TM modda yapılan ölçümlerle elde edilmiştir. Tez kapsamında tasarlanan frekans seçici yüzeyin benzetim programında elde edilen sonuçları ile üretilen prototipinin ölçüm sonuçlarının iyi bir uyum içinde olduğuna sonucuna ulaşılmıştır.

Çalışmanın ileri aşaması için ise bir adet daha ticari horn sipariş edilmiştir. Horn antenin yansıma katsayısı (S_{11}) sonuçları her ne kadar düzgün çalışıyor görünse bile verimliliğinin yeterli seviyede olmadığı düşünülmektedir. Yeni bir ticari horn anten ve 40GHz desteği olan bir kalibrasyon kitiyle ölçümler tekrarlanacaktır.

- [1] Gao-Nan Zhou, Bao-Hua Sun, Qiu-Yan Liang, Shao-Tong Wu, Yu-Hang Yang, and Yuan-Ming Cai, “Triband Dual-Polarized Shared-Aperture Antenna for 2G/3G/4G/5G Base Station Applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, issue 1, 2021.
- [2] Tanmoy Chakrabarti, Sambuddha Sarkar, Sambit Kumar Ghosh, and Somak Bhattacharyya, “An Ultra-thin FSS Bandpass Filter in Terahertz Region”, 2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks (IMICPW), May 2019.
- [3] Tian-Wu Li, Da Li, and Er-Ping Li, “A Novel FSS Structure with High Selectivity and Excellent Angular Stability for 5G Communication Radome”, 2017 10th Global Symposium on Millimeter-Waves, 2017.
- [4] Ziying Yu, Qunsheng Cao, “Research and Improvement of a New Snowflake FSS Absorber”, 2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 2019.
- [5] Cumhuri Topcuoğlu, C. Döğüşgen Erbaş, and Nurhan Türker Tokan, “X Band Frequency Selective Surface Design”, International Congress on Engineering and Life Science, 26-29 April 2018, Kastamonu.
- [6] Juan Andrés Vásquez-Peralvo, José Manuel Fernández-González, and Jonathan M. Rigelsford, “Intertwined Inductive Frequency Selective Surface: An Application for Satellite Communications”, 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2019.
- [7] S. Narayan, G. Gulati, B. Sangeetha and R. U. Nair, “Novel Metamaterial Element-based FSS for Airborne Radome Applications”, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 9, pp. 4695–4707, Sep. 2018.
- [8] K. K. Varikuntla, R. Singara Velu, “Design and Development of Angularly Stable and Polarisation Rotating FSS Radome Based on Substrate Integrated Waveguide Technology”, *Microw., Antennas Propag.*, vol. 13, no. 4, pp. 478–484, 2019.
- [9] J. Zhou, S. Bie, D. Wan, H. Xu, Y. Xu, and J. Jiang, “Realization of Thin and Broadband Magnetic Radar Absorption Materials with the Help of Resistor FSS”, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 24–27, 2015.
- [10] L. Sun, H. Cheng, Y. Zhou, and J. Wang, “Design of a Lightweight Magnetic Radar Absorber Embedded with Resistive FSS”, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 675–677, 2012.
- [11] M. Mantash, A. Kesavan, and T. A. Denidni, “Beam-tilting Endfire Antenna Using a Single-layer FSS for 5G Communication Networks”, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 29–33, Jan. 2018.
- [12] Mehmet Ali Belen, Zafar Sharipov, Peyman Mahouti, Salih Demirel, and Filiz Güneş, “Frequency-selective surfaces to enhance performance of TEM horn antenna”, 2015 16th International Radar Symposium (IRS), 2015.

- [13] Sibel Ünalı, Sibel Çimen, Gonca Çakır, and Umut E. Ayten “A Novel Dual-Band Ultrathin FSS With Closely Settled Frequency Response”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, 2017.
- [14] Varuna A. B., Saptarshi Ghosh, Somak Bhattacharyy, and Kumar Vaibhav Srivastava, “Design of a Dual-Band Polarization-Insensitive and Angular-Stable Frequency Selective Surface”, 2015 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2015.
- [15] Hidayat Ullah, Farooq A. Tahir, and Mohamed El-Hadidy, “FSS based Hexo-Fractal Dual Passband Filter for 28 and 38GHz 5G Millimeter-Wave Communications”, 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2018.
- [16] Yi Li, Peng Ren, and Zheng Xiang, “A Dual-Passband Frequency Selective Surface for 5G Communication”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 18, no.12, December 2019.
- [17] M. Kartal, J. J. Golezani, and B. Doken, “A Triple Band Frequency Selective Surface Design for GSM Systems by Utilizing a Novel Synthetic Resonator”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 65, no. 5, 2017.
- [18] Recommendation ITU-R M.2083, “IMT Vision – Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond”, pp.1-19, 2015.
- [19] Bilgi Teknolojieri ve İletişim Kurumu (BTK), 5G ve Dikey Sektörler Raporu, 2018.
- [20] What’s in the future of 5G millimeter wave?, <https://www.qualcomm.com/news/onq/2021/01/14/whats-future-5g-millimeter-wave>,06.06.2021.
- [21] 5G Spectrum Public Policy Position, https://www-file.huawei.com/-/media/corporate/pdf/public-policy/public_policy_position_5g_spectrum_2020_v2.pdf, 13.06.2021.
- [22] GSM Association, “5G Spectrum Public Policy Position”, pp. 1, 2016.
- [23] Qualcomm, “Making 5G NR a Commercial Reality”, pp.16, 2020.
- [24] URL: <https://www.turktelekom.com.tr/hakimizda/duyurular/Documents/tt-5g-final-version-03082018.pdf>, 05.06.2021.
- [25] Global - 2021 Forecast Highlights – Cisco, https://www.cisco.com/c/dam/m/en_us/solutions/service-provider/vni-forecast-highlights/pdf/Global_2021_Forecast_Highlights.pdf , 05.06.2021.
- [26] Who Is Leading the 5G Patent Race?, <https://www.statista.com/chart/20095/companies-with-most-5g-patent-families-and-patent-families-applications/> ,13.06.2021.
- [27] Resonant’s RF Filters for 5G Technology, <https://www.eetimes.com/resonants-rf-filters-for-5g-technology/#> , 06.06.2021.
- [28] Steven Mahon, “The 5G Effect on RF Filter Technologies”, IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing vol. 30, no. 4, November 2017.

- [29] RF Innovation and the Transition to 5G Wireless Technology, https://content.equisolve.net/8a9bc33f32e1a6a8be270a52394295c8/resonant/db/219/1227/pdf/5G_Vision_wp_final_hires.pdf, 06.06.2021.
- [30] B. A. Munk, *New York Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, 2000.
- [31] Saptarshi Ghosh, Kumar Vaibhav Srivastava, “An Angularly Stable Dual-Band FSS With Closely Spaced Resonances Using Miniaturized Unit Cell”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 3, March 2017.
- [32] Da Li, Tian-Wu Li, Ran Hao Hong-Sheng Chen, Wen-Yan Yin, Hui-Chun Yu, and Er-Ping Li, “A Low-Profile Broadband Bandpass Frequency Selective Surface With Two Rapid Band Edges for 5G Near-Field Applications”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 59, no. 2, April 2017.
- [33] Ahmed Abdelmottaleb Omar, Zhongxiang Shen, “Thin 3-D Bandpass Frequency-Selective Structure Based on Folded Substrate for Conformal Radome Applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 1, January 2019.
- [34] Toan Trung Nguyen, Sungjoon Lim, “Bandwidth-enhanced and Wideangle-of-incidence Metamaterial Absorber using a Hybrid Unit Cell”, *Scientific Reports*, 2017.
- [35] Seif Naoui, Lassaad Latrach, and Ali Gharsallah, “Equivalent Circuit Model of Double Split Ring Resonators”, *International Journal of Microwave and Optical Tecnology*, vol.11, no.1, 2016.
- [36] Juan Domingo Baena, Jordi Bonache, Ferran Martín, Ricardo Marqués Sillero, Francisco Falcone, Txema Lopetegi, Miguel A. G. Laso, Joan García-García, Ignacio Gil, Maria Flores Portillo, and Mario Sorolla, “Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.53, no.4, April 2005.
- [37] Masataka Ohira, Hiroyuki Deguchi, Mikio Tsuji and Hiroshi Shigesawa, “Multiband Single-Layer Frequency Selective Surface Designed by Combination of Genetic Algorithm and Geometry-Refinement Technique”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, issue 11, Nov. 2004.
- [38] CST Microwave Studio, Available at <http://www.cst.com>, CST GmbH, Darmstadt, Germany.
- [39] T.-S. Chen, “Calculation of the Parameters of Ridge Waveguides”, *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.5, issue 1, January 1957.



TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Projeler

1. Bu çalışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Proje Koordinatörlüğü'nün FYL-2021-4119 numaralı projesi ile desteklenmektedir (ara rapor kabul edilmiştir) .

