

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**4.5G FREKANSLARINDA ÇOK BANTLI GENİŞ GELİŞ AÇISI ARALIĞINDA
ETKİLİ YENİ BİR FREKANS SEÇİCİ YÜZEY TASARIMI**



DOKTORA TEZİ

Şakir BALTA

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

TEMMUZ 2022

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**4.5G FREKANSLARINDA ÇOK BANTLI GENİŞ GELİŞ AÇISI ARALIĞINDA
ETKİLİ YENİ BİR FREKANS SEÇİCİ YÜZEY TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

**Şakir BALTA
(504132311)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mesut KARTAL

TEMMUZ 2022

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 504132311 numaralı Doktora Öğrencisi Şakir BALTA, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “4.5G FREKANSLARINDA ÇOK BANTLI GENİŞ GELİŞ AÇISI ARALIĞINDA ETKİLİ YENİ BİR FREKANS SEÇİCİ YÜZEY TASARIMI” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Mesut KARTAL**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Sedef Kent PINAR**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Funda Akleman YAPAR
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Saeid KARAMZADEH
Bahçeşehir Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Serdar KARGIN
Beykent Üniversitesi

Teslim Tarihi : 17 Haziran 2022
Savunma Tarihi : 18 Temmuz 2022





Aileme ve bütün öğretmenlerime,



ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının oluşmasında ve başarılı bir şekilde sonuçlanmasında büyük pay sahibi olan, tüm tecrübesini paylaşmaktan kaçınmayan, edindiği bilgi birikimini sabırla aktarmaya çalışan, verdiği destek, cesaret ve katkıları için danışmanım Prof.Dr.Mesut KARTAL'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Aynı zamanda çalıştığı alandaki eşsiz deneyimini ve engin tecrübesini paylaşmaktan çekinmeyen Dr.Bora DÖKEN'e de teşekkürü bir borç bilirim.

Temmuz 2022

Şakir BALTA
(Yük. Elektronik ve Haberleşme Mühendisi)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ	xv
ŞEKİL LİSTESİ	xvii
ÖZET	xxi
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.2 Literatür Araştırması	3
2. MOBİL HABERLEŞME SİSTEMLERİNE GENEL BAKIŞ	5
2.1 Mobil Haberleşme Sistemleri Gelişim Süreçleri	5
2.2 1G-2G-3G Mobil Haberleşme Sistemleri	5
2.3 LTE ve LTE-Advanced Genel Konsepti ve Gelişim Süreçleri	8
2.4 Mobil Radyo Dalgası Yayılımı	10
2.4.1 Boş alan dalga yayılım kaybı	11
2.4.2 Antenlerde yakın alan ve uzak alan kavramları	13
2.4.3 Genel dalga yayılım mekanizmaları	15
2.4.3.1 Yansıma	15
2.4.3.1.1 Yerden yansıma (iki ışın) modeli	18
2.4.3.2 Kırınım	20
2.4.3.2.1 Fresnel bölgesi	21
2.4.3.3 Saçılma	21
2.4.4 Bağlantı bütçesi	22
3. FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLERE GENEL BAKIŞ	25
3.1 Frekans Seçici Yüzeylerin Performansını Etkileyen Etmenler	31
3.2 Frekans Seçici Yüzeylerin Geometrik Yapıları	32
3.3 Dielektrik Tabakanın Yapısı	35
3.4 Frekans Seçici Yüzeyde Oluşan Yüzey Dalgaları	35
3.5 Uygulama Alanları	36
3.6 İmalat Yöntemleri	37
4. FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLERİN ANALİZ YÖNTEMLERİ	39
4.1 Birim Elemanların Analizi	40
4.1.1 Yama tipi FSY'in incelenmesi:	40
4.2 Periyodik Yapıların Analizi	51
5. TASARIMLAR	53
5.1 Tasarım 1	54
5.1.1 Tasarım 1 benzetim ve ölçüm sonuçları	56
5.1.2 Tasarım 1 yüzey akım yoğunluk grafikleri	63

5.2 Tasarım 2	66
5.2.1 Tasarım 2 benzetim ve ölçüm sonuçları.....	68
5.2.2 Tasarım 2 yüzey akım yoğunluk grafikleri	75
5.3 Tasarım 3	78
5.3.1 Tasarım 3 benzetim sonuçları	81
5.3.2 Tasarım 3 yüzey akım yoğunluk grafikleri	83
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	89
6.1 Tasarımların Karşılaştırılması	90
6.1.1 TE mod performansların karşılaştırılması.....	90
6.1.2 TM mod performansların karşılaştırılması.....	91
KAYNAKLAR.....	93
ÖZGEÇMİŞ.....	99



KISALTMALAR

AMPS	: Gelişmiş mobil telefon sistemi
CDMA	: Kod bölümü birden fazla erişim
D	: Elektrik akı yoğunluğu
dB	: Desibel kazanç
EIRP	: Etkili izotropik yayılan güç
F	: Alan şiddeti (E veya H)
FDD	: Frekans bölümlü dubleks
FDM	: Sonlu farklar metodu
FDMA	: Frekans bölümü çoklu erişim
FEM	: Sonlu eleman metodu
FR4	: Dielektrik tabaka
FSY	: Frekans Seçici Yüzey
EM	: Elektromanyetik
G	: Green fonksiyonu
GSM	: Küresel mobil haberleşme sistemi
1G	: Birinci nesil mobil haberleşme sistemi
2G	: İkinci nesil mobil haberleşme sistemi
3G	: Üçüncü nesil mobil haberleşme sistemi
3GPP	: Üçüncü nesil ortaklık projesi
4G	: Dördüncü nesil mobil haberleşme sistemi
4.5G	: Dördüncü nesil sonrası mobil haberleşme sistemi
5G	: Beşinci nesil mobil haberleşme sistemi
H	: Manyetik alan şiddeti
HFSS	: ANSYS firmasının yüksek frekans yapı benzetim programı
IP	: İnternet protokolü
ISM	: Endüstriyel, bilimsel ve medikal uygulamalar serbest frekans bandı
ITU	: Uluslararası Telekomünikasyon Birliği
Kbps	: Kilobits per second
LOS	: Basit görüş hattı
LTE	: Uzun vadeli evrim

Mbps	: Megabits per second
MEFSY	: Minyatür elemanlı frekans seçici yüzey
MOM	: Momentler metodu
RF	: Radyo frekansları
SDR	: Yazılım tanımlı radyo
TDD	: Zaman bölümlü dubleks
TE	: Geliş düzlemine dik elektrik alan
TM	: Geliş düzlemine dik manyetik alan
UMTS	: Evrensel mobil telekomünikasyon sistemi



SEMBOLLER

S_{11}	: Yansıma katsayısı
S_{21}	: İletim katsayısı
P_t	: Watt cinsinden iletilen güç
P_r	: Watt cinsinden alınan güç
G_t	: Verici anten kazancı
G_r	: Alıcı anten kazancı
P_t	: Watt cinsinden iletilen güç
λ	: Dalga boyu
A_e	: Anten etkin açıklığı
f	: Frekans
ω_c	: Taşıyıcı frekansı
ϵ	: Dielektrik sabiti
c	: Işık hızı
E	: Elektrik alan şiddeti
H	: Manyetik alan şiddeti
J_s	: Yüzey akım yoğunluğu



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : 1G, 2G, 3G ve 4G genel özellikleri.....	7
Çizelge 3.1 : Bilinen FSY elemanlarının performans karşılaştırmaları.....	34
Çizelge 5.1 : Tasarım 1 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü boyutları.	55
Çizelge 5.2 : Tasarım 1 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü boyutları.	56
Çizelge 5.3 : Tasarım 2 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü boyutları	67
Çizelge 5.4 : Tasarım 2 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü boyutları.	68
Çizelge 5.5 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü boyutları.	79
Çizelge 5.6 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ara yüzü ve boyutları.	80
Çizelge 5.7 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü ve boyutları.	81
Çizelge 6.1 : Tasarım 1 TE mod, geliş açısına göre S21 (dB) performansı.	90
Çizelge 6.2 : Tasarım 2 TE mod, geliş açısına göre S21 (dB) performansı.	90
Çizelge 6.3 : Tasarım 3 TE mod, geliş açısına göre S21 (dB) performansı.	90
Çizelge 6.4 : Tasarım 1 TM mod, geliş açısına göre S21 (dB) performansı.	91
Çizelge 6.5 : Tasarım 2 TM mod, geliş açısına göre S21 (dB) performansı.	91
Çizelge 6.6 : Tasarım 3 TM mod, geliş açısına göre S21 (dB) performansı.	91



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Alıcı ve verici arasındaki ilişki.....	12
Şekil 2.2 : Antene göre alan kavramı.....	13
Şekil 2.3 : Yakın alan ve uzak alan arasındaki ilişki.	14
Şekil 2.4 : İletilen ve yansıyan dalga.	16
Şekil 2.5 : İletilen ve yansıyan dalga.	17
Şekil 2.6 : Yatay polarizasyon.	18
Şekil 2.7 : Dikey polarizasyon.....	18
Şekil 2.8 : İletilen ve yansıyan dalga.	19
Şekil 2.9 : İletilen ve kırınan dalga.	20
Şekil 2.10 : Fresnel bölgesi.....	21
Şekil 2.11 : Saçılma oluşum senaryosu.	22
Şekil 2.12 : Bağlantı bütçesi grafiği.	23
Şekil 3.1 : Kapasitif ve endüktif FSY'ler ile bunlara karşılık gelen eşdeğer devre modelleri.	27
Şekil 3.2 : Yama ve diyafram tipi frekans seçici yüzeyler.	33
Şekil 3.3 : FSY eleman çeşitleri.....	34
Şekil 4.1 : FSY üzerinde iletken bir yama ve gelen dalga.	40
Şekil 4.2 : Birleştirilmiş çok bantlı FSY'nin şematik gösterilimi.	45
Şekil 4.3 : (a) Üç-bant geçiren mikrodalga filtrenin Eşdeğer Devre Modeli (b) Filtrenin ilk çalışma bandındaki basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli (c) Filtrenin ilk ve ikinci çalışma bandlarındaki basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli 46	46
Şekil 4.4 : Oluşturulan FSY geometrisi. (a)Kenar görüntüsü. (b) Üst ve alt katmanlardaki kafeslenmiş çift kare döngü birim hücre yapısı(K-ÇKD). (c) Orta katman çift kare döngü birim hücre yapısı(ÇKD).	47
Şekil 4.5 : MFSY konfigürasyonu. (a) çift bantlı FSY'ni 3 boyutlu gösterimi (b) yalıtkan yüzey, metal katmanlar ve bağlayan filmlerle FSY yapısı (c) tek bir hücrenin yapısı 49	49
Şekil 4.6 : MFSY 'nin eşdeğer devre modeli a) en genel eşdeğer devre modeli b) rezonatör tabakaları ile kompakt rezonatörler ile ilişkili paraziter endüktanslar arasındaki karşılıklı kuplajı göz ardı eden basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli c) kısa iletim hatlarının parçalarının değiştirilmesiyle daha da kolaylaştırılmıştır devre modeli d)dördüncü dereceden rezonatör filtrenin genel topolojisi..... 50	50
Şekil 4.7 : Yalıtkan sandviç geometri..... 51	51
Şekil 5.1 : Tasarım 1 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü ve boyutları. 54	54
Şekil 5.2 : Tasarım 1 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü..... 55	55
Şekil 5.3 : Tasarım 1 TE S11 parametresi grafiği. 56	56
Şekil 5.4 : Tasarım 1 TE S21 parametresi grafiği. 57	57
Şekil 5.5 : Tasarım 1 TM S11 parametresi grafiği. 57	57

Şekil 5.6 : Tasarım 1 TM S21 parametresi grafiği.	58
Şekil 5.7 : Tasarım 1 TE S11 parametresi benzetim grafiği.	59
Şekil 5.8 : Tasarım 1 TE S21 parametresi benzetim grafiği.	59
Şekil 5.9 : Tasarım 1 TE S21 parametresi ölçüm grafiği.	60
Şekil 5.10 : Tasarım 1 TE S21 parametresi dik ölçüm ve benzetim grafiği.	60
Şekil 5.11 : Tasarım 1 TE S21 parametresi ölçüm ve benzetim grafiği.	61
Şekil 5.12 : Tasarım 1 TM S11 parametresi benzetim grafiği.	61
Şekil 5.13 : Tasarım 1 TM S21 parametresi benzetim grafiği.	62
Şekil 5.14 : Tasarım 1 TM S21 parametresi ölçüm grafiği.	62
Şekil 5.15 : Tasarım 1 TM S21 parametresi dik ölçüm ve benzetim grafiği.	63
Şekil 5.16 : Tasarım 1 TM S21 parametresi ölçüm ve benzetim grafiği.	63
Şekil 5.17 : Tasarım 1 800MHz akım yoğunluk grafiği.	64
Şekil 5.18 : Tasarım 1 900MHz akım yoğunluk grafiği.	64
Şekil 5.19 : Tasarım 1 1800MHz akım yoğunluk grafiği.	64
Şekil 5.20 : Tasarım 1 2100MHz akım yoğunluk grafiği.	65
Şekil 5.21 : Tasarım 1 2600MHz akım yoğunluk grafiği.	65
Şekil 5.22 : Tasarım 1 baskılı devre tasarımı ön yüzü.	66
Şekil 5.23 : Tasarım 1 baskılı devre tasarımı arka yüzü.	66
Şekil 5.24 : Tasarım 2 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü.	67
Şekil 5.25 : Tasarım 2 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü.	68
Şekil 5.26 : Tasarım 2 TE S11 parametresi grafiği.	69
Şekil 5.27 : Tasarım 2 TE S21 parametresi grafiği.	69
Şekil 5.28 : Tasarım 2 TM S11 parametresi grafiği.	70
Şekil 5.29 : Tasarım 2 TM S21 parametresi grafiği.	70
Şekil 5.30 : Tasarım 2 TE S11 parametresi benzetim grafiği.	71
Şekil 5.31 : Tasarım 2 TE S21 parametresi benzetim grafiği.	71
Şekil 5.32 : Tasarım 2 TE S21 parametresi ölçüm grafiği.	72
Şekil 5.33 : Tasarım 2 TE S21 parametresi dik ölçüm ve benzetim grafiği.	72
Şekil 5.34 : Tasarım 2 TE S21 parametresi ölçüm ve benzetim grafiği.	73
Şekil 5.35 : Tasarım 2 TM S11 parametresi benzetim grafiği.	73
Şekil 5.36 : Tasarım 2 TM S21 parametresi benzetim grafiği.	74
Şekil 5.37 : Tasarım 2 TM S21 parametresi ölçüm grafiği.	74
Şekil 5.38 : Tasarım 2 TM S21 parametresi dik ölçüm ve benzetim grafiği.	75
Şekil 5.39 : Tasarım 2 TM S21 parametresi ölçüm ve benzetim grafiği.	75
Şekil 5.40 : Tasarım 2 800 MHz akım yoğunluk grafiği.	76
Şekil 5.41 : Tasarım 2 900 MHz akım yoğunluk grafiği.	76
Şekil 5.42 : Tasarım 2 1800 MHz akım yoğunluk grafiği.	76
Şekil 5.43 : Tasarım 2 2100 MHz akım yoğunluk grafiği.	77
Şekil 5.44 : Tasarım 2 2600 MHz akım yoğunluk grafiği.	77
Şekil 5.45 : Tasarım 2 baskılı devre tasarımı ön yüzü.	78
Şekil 5.46 : Tasarım 2 baskılı devre tasarımı arka yüzü.	78
Şekil 5.47 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü ve boyutları.	79
Şekil 5.48 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ara yüzü ve boyutları.	80
Şekil 5.49 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü ve boyutları.	80
Şekil 5.50 : Tasarım 3 farklı geliş açılarında TE S11 parametresi grafiği.	81
Şekil 5.51 : Tasarım 3 farklı geliş açılarında TE S21 parametresi grafiği.	82
Şekil 5.52 : Tasarım 3 farklı geliş açılarında TM S11 parametresi grafiği.	82

Şekil 5.53 : Tasarım 3 farklı geliş açılarında TM S21 parametresi grafiği.	83
Şekil 5.54 : Tasarım 3 800 MHz akım yoğunluk grafiği.	83
Şekil 5.55 : Tasarım 3 900 MHz akım yoğunluk grafiği.	84
Şekil 5.56 : Tasarım 3 1800 MHz akım yoğunluk grafiği.	84
Şekil 5.57 : Tasarım 3 2100 MHz akım yoğunluk grafiği.	84
Şekil 5.58 : Tasarım 3 2600 MHz akım yoğunluk grafiği.	85
Şekil 5.59 : Tasarım 3 3600 MHz akım yoğunluk grafiği.	85
Şekil 5.60 : ATAM labaratuvar ölçüm düzeneği.	86
Şekil 5.61 : Anten ve FSY konumlandırılması.	86
Şekil 5.62 : Network analizör.	87





4.5G FREKANSLARINDA ÇOK BANTLI GENİŞ GELİŞ AÇISI ARALIĞINDA ETKİLİ YENİ BİR FREKANS SEÇİCİ YÜZEY TASARIMI

ÖZET

Dünyada artan nüfus ve gelişen teknolojiyle birlikte hücresel kablosuz sistemlerinin kullanımı artmakta, kısıtlı miktardaki frekans bantlarının yoğun bir şekilde kullanımı dolayısıyla artan işaretler arası girişimler, birçok hassas elektronik aygıtın çalışmasını etkileyebilmektedir. Bunun yanında, bu frekansları önlemeye yönelik herhangi bir sistem olmaması nedeniyle insanlar, günlük hayatlarında, evde, ofiste, her an her yerde bu frekanslara maruz kalmakta, bunun neticesinde sağlıklarını kaybederek yaşam kaliteleri düşebilmektedir.

Bu nedenlerle böylesi sorunlara bir çözüm olabilmesi açısından bu tezde yer verilen çalışmalarla imalatı kolay, maliyeti düşük ve geniş bir kullanım alanına sahip olabilecek frekans seçici yüzey (FSY) kaplama ürünlerinin geliştirilmesi, teknolojinin insan sağlığına verebileceği zararların önlenerek insan yaşam kalitesinin artırılması açısından önemlidir.

Günümüzde dünyada mobil haberleşme alanında IMT Advanced, ülkemizde de kısaca 4.5G olarak bilinen ve 800, 900, 1800, 2100 ve 2600 MHz frekans bantları içeren mobil haberleşme sistemi kullanılmaktadır. Tezin ana amacı bu frekans bantlarını engellemektir. Bu frekansların engellenmesi ile radyo dalgalarının insan sağlığına olan etkileri azaltılacak, mobil haberleşmenin olmasının istenmediği yerlerde bir engelleyici olarak kullanılabilir, bunun yanında farklı frekanslardan gelecek işaretler arası girişimler de engellenebilecektir. Diğer bir amacımız da bir yandan bu frekansları engellerken, bir yandan da belirttiğimiz frekanslar aralığında kalan, ancak günlük hayatta oldukça yoğun kullanım alanı olan, örneğin 2.4 GHz kablosuz ağlar gibi serbest frekans bantlarını da engellememektir. Yakın gelecekte nesnelerin interneti kullanımı ile birlikte kablosuz ağların çok daha yoğun olarak kullanılacağı düşünüldüğünde, sadece ilgili frekansları engelleyen ama kablosuz ağları engellemeyen bu çalışmanın önemi giderek artacaktır. Bu nedenle yürüttüğümüz tez kapsamında, 4.5G frekans bantlarında oluşan radyo dalgalarını engelleyen aynı zamanda diğer frekans bantlarında herhangi bir engelleme yapmayan, bant durduran filtre görevi görecektir yapısal yüzey malzemesi tasarlamak, bunun yanında bu frekans bantlarında ortaya çıkan işaret girişim etkilerini en aza indirmek hedeflenmiştir. Bunlara ek olarak çalışmayı yaparken tasarlanan FSY'lerin mümkün olduğunca farklı geliş açılarında etkinliğini koruması amaçlanmıştır. Bu malzemenin, durdurma bandında iletim katsayısının (S_{21}) minimum -10dB, iletim bandında iletim katsayısının (S_{11}) 0dB'e yakın bir değerde olması ve ayrıca elektromagnetik dalganın farklı geliş açılarında, ve farklı polarizasyonlarında da amaçlanan frekans karakteristiklerini sağlaması hedeflenmiştir.

FSY'lerin frekans karakteristiği yüzeyi oluşturan periyodik eleman geometrilerine bağlı olduğundan çok çeşitli eleman geometrileri literatürde incelenmiştir. Benzer biçimde periyodik eleman geometrilerinin üzerine baskısının gerçekleştirildiği

dielektrik tabakaların da yüzeyin frekans karakteristiği üzerine etkileri bulunmaktadır ve bu etkiler literatürde ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Tez çalışmasında FSY'lerin analiz yöntemleri de incelenmiştir. Dalga denkleminin analitik çözümü sadece bazı basit FSY geometrileri için görülmüştür. Dalga denkleminin diğer bütün FSY geometrileri için çözümü sadece sayısal çözüm yöntemleri ile elde edilebildiği görülmüştür. Bilgisayar teknolojisindeki hızlı gelişmeyle beraber sayısal analiz yöntemleri bu konuda uygulama alanı bulmaya başlamıştır. FSY geometrilerinin analizlerinde Sonlu Farklar Metodu (Finite Difference Time Method), Sonlu Eleman Metodu (Finite Element Method), Momentler Metodu (Method of Moments) gibi sayısal çözüm yöntemlerinin kullanıldığı, bunun yanında Eşdeğer Devre Modeli'nin de FSY yüzey analizlerinde kullanıldıkları literatürde görülmüştür.

Yukarıda belirtilen sayısal analiz yöntemleri içinde tasarım aşamasında belirlenen FSY'lerin analizleri "Sonlu Elemanlar Metodu" ile gerçekleştirilmiş ve ilgilenilen frekans aralığında iletim ve yansıma katsayıları hesaplanmıştır. Ansoft HFSS programı "Sonlu Eleman Metodu" ile bu tür yapıların analizlerini yapabilmektedir. FSY'lerin eniyilemesi HFSS programında eşdeğer devre yönteminin yansıması ile, programın parametrik analiz özelliği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tez aşamasında bu programdan aktif olarak faydalanılmıştır.

Tasarımlarda mümkün olan en az sayıda rezonans ile frekans bantları arasındaki girişimler azaltılmaya çalışılarak, birden fazla frekans karakteristiğine sahip olan üç farklı tasarım geliştirilmiştir. Bunun yanında da durdurmak istenilen frekansların haricinde kalan çalışma frekanslarını engellemek amacıyla mümkün olan en dar durdurma bantlarını sağlayan, oldukça keskin kenarlı bant durduran filtreler oluşturulması için çaba harcanmıştır. Tüm bunları yaparken tasarlanan FSY'lerin mümkün olduğunca farklı geliş açılarında ve farklı polarizasyonlarda etkinliğini koruması hedeflenmiş, bu amaçla simetrik ve dalga boyuna göre çok küçük boyutlardaki geometriler kullanılmıştır.

Birden fazla bandı durduran FSY tasarımlarında karşılaşılan en büyük problemlerden biri her bir frekans bandı için tasarlanan farklı geometrilerin birbirlerine olan girişim etkileri olmuştur. O nedenle birçok geometri üzerinde araştırmalar yapılmış ve problemin çözümü için farklı yaklaşımlar getirilmiştir.

Tasarımlarda düşük maliyetli ürün geliştirmek amacıyla, 1mm kalınlığında, dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan tek katlı FR4 tabaka üzerinde gerçekleştirilmiş, radyo frekanslarına FR4 tabakanın tepkisi kötü olmasına rağmen istenilen hedefler gerçekleştirilebilmiştir.

Tasarımların analizleri ve eniyileştirme çalışmaları Ansoft HFSS programında yapılmış, yüzey akım yoğunluk grafikleri çıkarılarak her bir frekans bandı için geometrilerin etkinlikleri gösterilmiştir. FR4 tabakalar üzerine gerçekleştirilen tasarımların ölçümleri alınmış ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılarak tasarımlar doğrulanmıştır.

Geniş bir literatür taraması yapılmış ve 4.5G frekansları üzerinde etkin olan, çoklu rezonans gösteren böyle bir çalışmaya literatürde rastlanmamıştır. Bu çalışma bu alanda yapılmış ilk ve tek başarılı çalışma olması nedeniyle literatüre katkı sağlamıştır.

A NOVEL LOW-PROFILE MULTIBAND FREQUENCY SELECTIVE SURFACE (FSS) FOR IMT-ADVANCED (4.5G) MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

SUMMARY

With the increasing population and developing technology in the world, the use of cellular wireless systems is increasing, and increased inter-signal interference due to the intense use of limited frequency bands can affect the operation of many sensitive electronic devices. In addition, since there is no system to prevent these frequencies, people are exposed to these frequencies in their daily lives, at home, in the office, everywhere at any time, as a result of which they lose their health and their quality of life may decrease.

For these reasons, it is important to develop frequency selective surface (FSS) coating products that are easy to manufacture, low in cost and have a wide range of use, with the studies included in this thesis, in terms of being a solution to such problems, in terms of increasing the quality of human life by preventing the harm that technology may cause to human health.

Today, the mobile communication system known as IMT Advanced in the field of mobile communication in the world and 4.5G for short in our country and which includes 800, 900, 1800, 2100 and 2600 MHz frequency bands is used. The main purpose of the thesis is to block these frequency bands. By blocking these frequencies, the effects of radio waves on human health will be reduced. Another goal of ours is to block these frequencies, while not blocking free frequency bands, such as 2.4 GHz wireless networks, which are within the range of frequencies we have specified, but are used extensively in daily life. Considering that wireless networks will be used much more intensively with the use of the internet of things in the near future, the importance of this study, which only blocks the relevant frequencies but does not prevent wireless networks, will increase gradually. For this reason, within the scope of our thesis, it is aimed to design a structural surface material that will act as a band-stopping filter that prevents radio waves generated in 4.5G frequency bands and does not interfere in other frequency bands, as well as minimizing the signal interference effects that occur in these frequency bands. In addition to these, it is aimed to preserve the effectiveness of the FSSs designed during the study at different angles of incidence as much as possible. It is aimed that the transmission coefficient of this material (S_{21}) in the stop band is minimum -10dB, in the transmission band the transmission coefficient (S_{11}) is close to 0dB, and it is also aimed to provide the intended frequency characteristics at different incidence angles and different polarizations of the electromagnetic wave.

Since the frequency characteristics of FSSs depend on the periodic element geometries forming the surface, a wide variety of element geometries have been studied in the literature. Similarly, dielectric layers on which periodic element geometries are printed

have effects on the frequency characteristic of the surface, and these effects have been studied in detail in the literature.

In the thesis study, the analysis methods of FSSs were also examined. The analytical solution of the wave equation has been seen only for some simple FSS geometries. It has been seen that the solution of the wave equation for all other FSS geometries can only be obtained by numerical solution methods. With the rapid development in computer technology, numerical analysis methods have started to find an application area in this regard. It has been seen in the literature that numerical solution methods such as Finite Difference Time Method, Finite Element Method, Method of Moments are used in the analysis of FSS geometries, and that the Equivalent Circuit Model is also used in FSS surface analysis.

Among the numerical analysis methods mentioned above, the analyzes of the FSSs determined during the design phase were carried out with the "Finite Element Method" and the transmission and reflection coefficients were calculated in the frequency range of interest. Ansoft HFSS program can analyze such structures with the "Finite Element Method". Optimization of FSSs was carried out by using the parametric analysis feature of the program, with the reflection of the equivalent circuit method in the HFSS program. This program was actively used in the thesis phase.

Three different designs with more than one frequency characteristic have been developed by trying to reduce the interference between frequency bands with the least possible number of resonances in the designs. In addition, efforts have been made to create band-stopping filters with very sharp edges, which provide the narrowest stop bands possible, in order not to block the operating frequencies other than the frequencies that are desired to be stopped. Another goal for this design is to be very compact, and low sensitivity to incoming wave angle is also a key characteristic. While doing all this, it is aimed that the designed FSSs will maintain their effectiveness in different incidence angles and different polarizations as much as possible, and for this purpose, symmetrical geometries with very small dimensions according to the wavelength have been used.

One of the biggest problems encountered in FSS designs that stop more than one band is the interference effects of different geometries designed for each frequency band. For this reason, researches on many geometries have been made and different approaches have been introduced to solve the problem. In this study, new design techniques have been introduced for the solution of the issue. Suggested from the knowledge that in the first technique, the interference effect decreases proportionally with the square of the distance. To control the distance between resonant geometries nested geometries were used in the design. The interference effect can be avoided by keeping the interior geometry distance between interlocking geometries with a high degree of miniaturization as large as possible. Patch-type FSS is selected because it provides a stop band response, which is in line with the design's goal.

Two different types of surface waves occur in FSSs. The first type of surface wave, in the condition that the distance between periodic geometries is greater than half of the resonance wavelength, undesired emissions occur in the dielectric layer, called surface waves. The surface waves tend to propagate at frequencies where undesired radiation occurs when they come to the dielectric surface at an angle less than the critical angle and they cause radiation. The second type of surface waves occur at frequencies that contain a limited number of periodic elements and where the distance between periodic elements is less than half of the resonance wavelength, 20-30% lower than the

resonance frequency. FSS geometries placed quite frequently and periodically in order to prevent scattering in the surface waves and to increase the performance at the targeted frequencies.

In order to develop low-cost products in designs, it was implemented on a single-layer FR4 layer with a thickness of 1 mm, a dielectric constant of 4.54 and a loss tangent value of 0.02, and the desired targets could be achieved despite the poor response of the FR4 layer to radio frequencies.

In the first design, a single-layer FSS unit cell is chosen. The FSY geometry on the front of the design controls the 800-900 MHz and 1800-2100 MHz frequency bands, while the lower layer controls the 2100 MHz and 2600 MHz frequency bands. Very simple geometries were used in the design and the dimensions were tried to be kept small. The FR4 material used is 65mm x 65mm in size and has been kept the same for each design. For TE and TM polarization at each target frequency band, simulations and experiments were carried out while the incoming wave angle varied from 0 to 60 degrees. The simulation results in this study were repeated in the ANSYS Electronic Desktop 2020 R2 program for 631 points between 0.5 GHz and 3 GHz. Here, it is aimed to make a one-to-one comparison with the measurement results. A single layer FSS was used to achieve the requisite minimum attenuation of 10 dB for large oblique incidence angles throughout all frequency bands.

In the second design, a single-layer FSS unit cell is chosen. Square patches are used on the top layer to prevent the 800 MHz frequency, "L" bars are integrated on the bottom layer to be effective at 900 and 1800 MHz frequencies, cross is integrated to stop the 2100 MHz frequency, and dodecagons are used to support the stopping characteristics at 2600 MHz and other frequencies in this FSS unit cell. By reducing the thickness of the FSS and using sub-wavelength periodic structures, the design became low-profile and reacted as a higher-order band-stop response with minimal sensitivity to incident wave angles. The simulation results in this study also were repeated in the ANSYS Electronic Desktop 2020 R2 program for 631 points between 0.5 GHz and 3 GHz. Here, it is aimed to make a one-to-one comparison with the measurement results.

In the last design, the proposed FSS has two layers and three different faces include front face, medium face and back face. Five different patch elements; a square at the front face of the first layer, "L" shaped bars, small squares and the cross at the back face of the first layer and dodecagons at the back face of the second layer are included in the design. The designed six band stop FSS is constructed of two FR-4 substrate having the thickness of 1mm, dielectric constant of 4.54 and loss tangent of 0.02 with the dimension of 65mm x 65 mm. The purpose of our orientation towards such a design is to achieve a design that can block 5G frequencies with a few different touches, this design, which is quite successful at 4.5G frequencies. For this reason, the double-layer FSS structure used is important in terms of covering the 3.3-3.8 GHz and 3.8-4.2 GHz frequency bands, and had a good performance by stopping the frequencies which are among the 5G frequencies.

The analyzes and optimization studies of the designs were made in Ansoft HFSS program, surface current density graphs were drawn and the efficiency of the geometries for each frequency band was shown. HFSS simulates an infinitely periodic unit cell using the Floquet ports and periodic boundaries defined in the software, by making use of the real-life adaptation of Floquet's theorem. Once a Floquet port is defined, a set of modes known as Floquet modes represent areas on the port boundary.

Floquet modes are plane waves with a propagation direction determined by the phase, frequency, and geometry of the periodic structure. The design presented a multi-band behavior. At each desired frequency band, simulations are run for both TE and TM polarizations, while the incident wave's angle ranges from 0 to 60 degrees. The measurements of the designs realized on FR4 layers were taken and the designs were verified by comparing them with the simulation results. It has been observed that the obtained FSS exhibits a stable frequency characteristic behavior to the electromagnetic wave which up to an angle of incidence of 60 degrees to surface normal.

An extensive literature review has been made and such a multi-resonant study that is effective on 4.5G frequencies has not been found in the literature. This study has contributed to the literature as it is the first and only successful study in this field.



1. GİRİŞ

Hayattaki ihtiyaçlarımızdan yola çıkılarak mobil haberleşme alanında gerçekleştirilen birçok teknolojik yenilikler ve gelişmeler geçmişte olduğundan daha da hızlı bir şekilde hayatımıza girecek ve yaşam biçimimizi değiştirecektir. Bu mobil sistemlerin geliştirilmesi, kablosuz ve hücresel iletişim olasılığı, operatörler, geliştiriciler, bu alanda çalışan üreticiler, tasarımcılar ve bilim adamlarında çözülmesi gereken birçok soruyu da beraberinde getirmektedir. Yakın geleceğin önerileri ve faaliyetleri, bu iletişim dünyasındaki düşünceler, fikirler, bu açık noktalara özellikle kablosuz bağlantılar üzerinden muhtemel cevaplar verebilecektir.

Haberleşme sistemleri çağın gereklerine ayak uydurabilmek için farklılaşmaktadır. Bu farklılaşma da genel anlamda farklı frekansları kullanmakla mümkün olmaktadır. Herbir farklı frekans kullanımı zaten hali hazırda kullanılan frekanslarla birlikte insan sağlığına tehdit oluşturmaktadır. Bu frekansları önlemeye yönelik herhangi bir sistem olmaması nedeniyle günlük hayatımızda, evde, ofiste, her an her yerde bu frekanslara maruz kalmaktayız.

Dünyada artan nüfus ve gelişen teknolojiyle birlikte hücresel kablosuz sistemlerinin kullanımı artmakta, bu artışla birlikte istenmeyen yerlerde ve zamanda birçok hassas elektronik aygıt ve sistemin çalışmasını etkileyebilmektedir. Ayrıca güçlü elektromanyetik dalgaları insan sağlığına zarar vermekte ve sağlık açısından risk oluşturarak, insanların yaşam kalitesini düşürebilmektedir. Aynı zamanda sağlığımızı geri kazanmak için harcanan paralar büyük bir maddi külfet getirmekte, gerek kişisel ekonomiyi gerekse de devlet ekonomisini kötü anlamda etkilemektedir. Kısacası insan hayatını kolaylaştırmak amacıyla yapılan teknolojik gelişmeler, bazı zararlı etkileri engellenemediği için tam tersine insan yaşamını kötü etkilemektedir.

Bu nedenlerle böylesi sorunlara bir çözüm olabilmesi açısından bu tez, imalatı kolay, maliyeti düşük ve geniş bir kullanım alanına sahip olabilecek frekans seçici yüzey kaplama ürünlerinin geliştirilmesi ile hem teknolojinin insan sağlığına verebileceği zararları önleyerek insan yaşam kalitesini artıracak, hem toplumsal refaha katkı

sağlayacak hem de sağlık için yapılan harcamaları düşürerek dünya ekonomisine de katkı sağlayacaktır. Farklı bir açıdan da bakacak olursak teknolojinin zararlı etkilerinin azalmasıyla birlikte, insanların teknolojinin insan sağlığına olan etkilerini gözönünde bulundurarak gelişen önyargılarının kaldırılmasına etki ederek, teknolojik gelişmelere daha olumlu bakmalarını sağlayacaktır.

Diğer bir yandan bina (ofis) içi kablosuz ağlarda radyo dalgası işaretlerinin genellikle bina dışına iletilebilmesi, ağa istenmeyen erişimleri mümkün kılmaktadır. Tam tersi düşünüldüğünde dışarıdan ofis içine giren radyo dalgası işaretleri de girişime neden olmakta, haberleşme kalitesini ve hızını düşürmektedir. Bu gibi etkileri de düşünürsek kullanmak istediğimiz frekanslardaki haberleşme sistemini etkilemeden belirli frekansları engellemeye yönelik çalışmalar önem arz etmektedir. Bundan dolayı istenmeyen frekansları engellemek için frekans seçici yüzey (FSY) tasarımıyla ilgili olarak yapılan bu çalışma gerekliliği açısından anlamlıdır.

1.1 Tezin Amacı

Günümüzde dünyada mobil haberleşme alanında IMT Advanced, ülkemizde de kısaca 4.5G olarak bilinen ve 800 - 900 - 1800 - 2100 ve 2600 MHz frekans bantları içeren mobil haberleşme sistemi kullanılmaktadır. Tezin ana amacı bu frekans bantlarını engellemektir. Bu frekansların engellenmesi ile radyo dalgalarının insan sağlığına olan etkileri azaltılacak, mobil haberleşmenin olmasının istenmediği yerlerde bir engelleyici olarak kullanılabilecek, bunun yanında farklı frekanslardan gelecek işaretler arası girişimler de engellenebilecektir. Diğer bir amacımız da bir yandan bu frekansları engellerken, bir yandan da belirttiğimiz frekanslar aralığında kalan, ancak günlük hayatta oldukça yoğun kullanım alanı olan, örneğin 2.4 GHz kablosuz ağlar gibi serbest frekans bantlarını da engellememektir. Yakın gelecekte nesnelerin interneti kullanımı ile birlikte kablosuz ağların çok daha yoğun olarak kullanılacağı düşünüldüğünde, sadece ilgili frekansları engelleyen ama kablosuz ağları engellemeyen bu çalışmanın önemi giderek artacaktır. Bu çalışmayı yaparken tasarlanan FSY'lerin mümkün olduğunca farklı geliş açılarında etkinliğini koruması hedeflenmiştir. Bu nedenle yürüttüğümüz tez kapsamında, 4.5G frekans bantlarında oluşan radyo dalgalarını engelleyen aynı zamanda diğer frekans bantlarında herhangi bir engelleme yapmayan, bant durduran filtre görevi görecektir yapısal yüzey malzemesi tasarlamak, bunun yanında bu frekans bantlarında ortaya çıkan işaret girişim etkilerini

en aza indirmek hedeflenmektedir. Bu malzemenin, durdurma bandında iletim katsayısının (S_{21}) minimum -10dB, iletim bandında iletim katsayısının (S_{11}) 0dB'e yakın bir değerde olması ve ayrıca elektromagnetik dalganın farklı geliş açılarında, ve farklı polarizasyonlarında da amaçlanan frekans karakteristiklerini sağlaması hedeflenmektedir.

1.2 Literatür Araştırması

Dielektrik ortam üzerine yerleştirilmiş periyodik iletken yama veya açıklık dizileri frekansa göre değişen yansıma ve iletim özellikleri göstermektedirler [1][2][3]. Konu ile ilgili bilinen ilk çalışma Şubat 1919 yılında Marconi ve Franklin tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu konudaki araştırmalar 1960 yılların ortalarından itibaren askeri konulardaki potansiyelinin görülmesiyle birlikte yoğunluk kazanmış ve gizli olduğu için de ancak 1970 yılların ortalarına doğru ilk makaleler yayınlanmaya başlamıştır. 1973 yılında yayınlanan ilk makalede frekans seçici yüzeylerin reflektör antenlerde çok bantlı frekans kullanımı için hiperbolik alt yansıtıcı olarak kullanımı konusu incelenmiştir [4]. Doksanlı yılların başlarından itibaren de FSY'ler konusundaki araştırmalar hız kazanmıştır. Son yıllarda, frekans seçici yüzeyler, kablosuz haberleşme sistemlerinde görülen girişim, güvenlik, işaret güç seviyesi gibi çeşitli problemlere sunduğu çözümler dolayısıyla incelenmeye başlanmıştır [1,5–28]. Bant söndüren frekans karakteristiğine sahip FSY'lerin ağ güvenliğini sağlayabilmek amacıyla komşu kablosuz ağlar arasındaki duvarlara yapısal yüzey malzemesi olarak monte edilmesi ile bina dışındaki ve içindeki etkileri araştırılmıştır [5][29].

FSY'lerin frekans karakteristiği yüzeyi oluşturan periyodik eleman geometrilerine bağlı olduğundan çok çeşitli eleman geometrileri literatürde incelenmiştir [3,5–9,16,22–28,30]. Benzer biçimde periyodik eleman geometrilerinin üzerine baskısının gerçekleştirildiği dielektrik tabakaların da yüzeyin frekans karakteristiği üzerine etkileri bulunmaktadır ve bu etkiler literatürde ayrıntılı olarak incelenmiştir [31][8].

FSY'lerin çok katmanlı yapılar biçiminde kullanılması ile çok farklı frekans karakteristikleri elde edilebilmektedir. Rezonans frekansı birbirine çok yakın iki farklı FSY'in kaskat kullanılması ile bant genişliği arttırılabilmekte, rezonans frekansı farklı iki FSY'in kaskat kullanılması ile çift bantlı frekans karakteristiği elde edilebilmektedir [16].

FSY'lerin davranışları ilk olarak "Mod Uydurma Tekniği" ile incelenmiştir. Daha sonraları FSY'lerin analizlerinde yüzeylerin nasıl çalıştığı hakkında fikir sahibi olmamıza yarayan "Eşdeğer Devre Modeli" de kullanılmaya başlanmıştır [22][31][23][32][33]. Günümüzde çok yoğun bilgisayar kaynakları gerektirmediği için de kullanılmaktadır.

FSY'lerin bir kaynağa bağlanması ve kaynağın verdiği akım veya gerilimin değerine göre frekans karakteristiği değişen yüzeyler literatürde aktif frekans seçici yüzeyler [25] olarak adlandırılmaktadır. Herhangi bir kaynağa bağlanmadan gelen dalga'nın şiddetinde göre frekans karakteristiği değişen yüzeyler de pasif FSY'ler olarak adlandırılmaktadır [4][25][26][8][9].

Dalga denkleminin analitik çözümü sadece bazı basit FSY geometrileri için bulunmaktadır [24]. Dalga denkleminin diğer bütün FSY geometrileri için çözümü sadece sayısal çözüm yöntemleri ile elde edilebilmektedir [20]. FSY geometrilerinin analizlerinde Sonlu Farklar Metodu (Finite Difference Time Method), Sonlu Eleman Metodu (Finite Element Method), Momentler Metodu (Method of Moments) gibi sayısal çözüm yöntemlerinin kullanıldığı literatürde görülmektedir [24].

“Sonlu Elemanlar Metodu” periyodik yapıdan saçılan dalgayı modellemek için kullanılan yöntemlerden birisidir. Bu metodun matematiksel uygulaması ilk olarak 1943 yılında Courant tarafından gerçekleştirilmiş olmasına rağmen elektromanyetik problemlere uygulanması ancak 1968 yılında olmuştur [21]. Her ne kadar Sonlu Farklar Metodu (FDM) ve Momentler Metodu (MoM) uygulanması ve programlanması daha basit olsa da Sonlu Eleman Metodu (FEM) karmaşık geometrileri ve homojen olmayan yüzeylerin ve ortamların analizinde çok daha güçlü bir hesaplama tekniğidir [20]. Yapısı gereği çok çeşitli problemleri birden çözebilecek genel amaçlı bir bilgisayar programı geliştirilmesine çok müsaittir.

Yukarıda belirtilen sayısal analiz yöntemleri içinde tasarım aşamasında belirlenen FSY'lerin analizleri “Sonlu Eleman Metodu” ile gerçekleştirilmiş ve ilgilenilen frekans aralığında iletim ve yansıma katsayıları hesaplanmıştır. Ansoft HFSS programı “Sonlu Eleman Metodu” ile bu tür yapıların analizlerini yapabilmektedir. FSY'lerin eniyilemesi HFSS programında eşdeğer devre yönteminin yansıması ile, programın parametrik analiz özelliği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tez aşamasında bu programdan aktif olarak faydalanılmıştır.

2. MOBİL HABERLEŞME SİSTEMLERİNE GENEL BAKIŞ

2.1 Mobil Haberleşme Sistemleri Gelişim Süreçleri

İnsanların herhangi bir yerde ve herhangi bir zamanda herhangi biriyle veya herhangi bir cihazla iletişim kurma isteği 1980'li yıllardan başlayarak yazılım tanımlı radyo teknolojilerindeki gelişmelerle çok daha etkileyici ilerlemelere sahne olmuştur. 20. yüzyılın başlarından itibaren, iki yönlü mobil telefon sistemleri, güçlü vericiler kullanarak yüksek bir kuleden 50 km'lik bir mesafeyi kapsamıştır. Bu senaryoda, haberleşme kanallarının farklı bir arama için yeniden kullanımı durumunda, haberleşme kanallarının ayrılması için 100 km'den fazla bir mesafe gerekmektedir [34].

Sonuç olarak, bu kavram çok düşük spektral verimliliğe sahipti. Haberleşme sistemlerinde hücresel konsept oluşturulana kadar mobil haberleşme kanallarının çoğu yedekleme ve topluluk hizmetleri için kullanıldı.

1983'ün başlarında, bir hücre grubu içinde aynı sınırlı frekans kanallarının yeniden kullanılması ile aramaların otomatik olarak bir hücreden diğer hücreye geçebildiği ve sınırsız sayıda kullanıcıya hizmet verebilecek hücresel yapı devreye alınmıştı.

2.2 1G-2G-3G Mobil Haberleşme Sistemleri

1G olarak bilinen ilk nesil mobil haberleşme sisteminin 1981'de duyurulmasından beri hemen hemen on senelik periyotlarla yeni bir nesil çıkararak günümüze kadar beş farklı nesil ulaşmıştır. Bunlardan 4G olarak bildiğimiz dördüncü nesil mobil haberleşme sistemleri dünya çapında etkin olarak kullanılmaktadır. Sıralamaya göre gidecek olursak 1992'de 2G olarak bildiğimiz ikinci nesil mobil haberleşme sistemi, 2001 senesinde de 3G olarak bildiğimiz üçüncü nesil mobil haberleşme sistemi duyurularak hizmete alınmıştır. Hemen ardından ise 4G ile ilgili çalışmalara başlanmış ve 2009 senesi sonlarında da hizmete alınmıştır [35]. 1G sisteminden 4G'ye ulaşan gelişim sürecinde kullanıcı hız ve veri oranları dikkate alındığında 14.4 Kbps veri oranlarından sırasıyla 400 Kbps sonrasında 40 Mbps ve 150 Mbps ulaşıldığı görülmektedir.

Gelişmiş Mobil Telefon Sistemi (AMPS), 1980'lerde sınırlı veri oranlarıyla serbest bırakılan, her konuşma için ayrı frekanslar veya "kanallar" kullanan ilk nesil hücresele teknolojiydi. Ardından, Kod Bölümü Birden Fazla Erişim (CDMA) teknolojisine evrildi. Zaman Bölümü Çoklu Erişim (TDMA) ve CDMA, çeşitli radyo iletişim teknolojileri tarafından kullanılan bir kanal erişim yöntemi olarak nitelendirilir ve ikinci nesil mobil haberleşme sistemlerini temsil eder [36]. Özellikle, CDMA2000, cep telefonları ve hücre siteleri arasında ses, veri ve işaret verileri göndermek için CDMA kanalı erişimini kullanan üçüncü nesil mobil haberleşme ailesidir. Bununla birlikte, üçüncü nesildeki gerçek adım, Aralık 1998'de kablosuz haberleşme sistemi ailesinin biraraya gelerek, Uluslararası Telekomünikasyon Birliği'nin (ITU) tanımlamış olduğu standartlar çerçevesinde yeni nesil mobil haberleşme sistemi tasarlanması amacıyla Telekomünikasyon-2000 Projesi (IMT-2000) üçüncü nesil ortaklık projesi (3GPP) ile başlamıştır [37].

Bu arada, 3GPP özellikleri ve standartları, mobil iletişim (GSM) özellikleri için küresel bir sisteme dayanmaktadır. ITU, uluslararası mobil telekomünikasyon 2000'in ötesine geçebilen yeni mobil sistemleri tanımak için IMT-gelişmiş terimi tasarladı (IMT 2000) . Spesifik olarak, veri oranının gereksinimleri arttırılmıştır. Üçüncü nesil sistemler, kullanıcıdan kullanıcıya telekomünikasyon bağlantılarında geliştirmeler yapan ve görüntüler ve video transferleri için yüksek kaliteli bir platform sağlayan yüksek performanslı multimedya iletişim bağlantılarını desteklemek için geliştirilmiştir [38].

Ayrıca, kamu, özel ve heterojen ağlar üzerindeki bilgi ve hizmetlere erişim, daha yüksek veri aktarımı kabiliyeti ve kullanıcıların ihtiyaçlarını karşılamak için yeni bir esnek iletişim yeteneği kazanımı ile arttırılacaktır. 3GPP'nin Uzun Vadeli Evrim (LTE) ağları, yüksek veri hızı transferlerine ve tüm multimedya fonksiyonlarının ve gereksinimlerinin desteğine yönelik bir sonraki adımı gerçekleştirmiştir [39]. Gelecekteki gereksinimlerle yüzleşmek için Evrensel Mobil Telekomünikasyon Sistemi (UMTS) cep telefonu standartlarını geliştirmek için LTE ağları geliştirilmiştir. LTE Network yaklaşımı tek başına bir standart değildir, ancak UMTS standardının yeni gelişen Sürüm 8 ile sonuçlanmış ve UMTS standartlarının uzantılarının, genişlemelerinin ve değişikliklerinin çoğunu (hepsi olmasa da) içermektedir. 1990'lardan önceki birinci nesil hücresele kablosuz mobil sistemler (1G) analog, büyük ve ağır olan Frekans Bölümü Çoklu Erişim (FDMA) teknolojisine dayanıyordu. Dijital

teknoloji, ikinci nesil (2G) standartları ile temsil edilen, Avrupa GSM (mobil için küresel sistem) sistemine ve TDMA ve IS-136 tarafından sunulmuş iki ABD standartına uygun olarak hücresel endüstriyi ikinci seviyeye taşımıştır.

Yeni nesil, ses kalitesini ve iletim güvenliğini artırmış, bu da telefon setinin maliyetini azaltmış, 1990'ların ortalarından bu yana endüstride daha fazla hızlanmaya yol açmıştır. 21. yüzyılın başlarında, üçüncü nesil (3G) sistemleri, 2G standartlarının veri sınırlaması ve kabiliyeti konusunu ele almak için 3GPP ve 3GPP2 isimleri altında yer almaktadır [40]. 3G sistemlerinde veri hızı, araç, yaya ve ortamlar için sırasıyla 144 kbit/s, 384 kbit/s ve 2 Mbit/s olarak standartlaşmıştır. Yazılım Tanımlı Radyo (SDR) teknolojisi, spektral verimliliği üst seviyelere çıkaran akıllı anten ve DSP teknikleri ile ilk kez 3G'de WCDMA ile geliştirilmiştir. 2008'in başlarında, 4G, 3G'ye kıyasla 100 mbit/s'ye kadar veri hızı sağlamak için tanıtılmıştır. Sırasıyla baktığımızda 2G'deki 10 kbps hızlardan 100 mbps hızlara erişildiği görülmektedir. 1G, 2G, 3G ve 4G özellikleri Çizelge 2.1'de gösterilmiştir [41][42][43][44].

Çizelge 2.1 : 1G, 2G, 3G ve 4G genel özellikleri.

Teknoloji	1G	2G	2.5G	3G	4G	4.5G
Tasarım Başlangıç	1970	1980	1985	1990	2000	2010
Gerçekleme	1984	1991	1999	2002	2010	2016
Hizmet	Analog ses, senkron veri 9.6 kbps	Sayısal ses, kısa mesaj	Daha yüksek kapasite, paketlenmiş veri	Yüksek kapasite, 2 Mbps veri hızı	Yüksek kapasite, IP tabanlı, 200 Mbps veri hızı	Yüksek kapasite, IP tabanlı, 300 Mbps veri hızı
Standart	AMPS, TAGS, INMT	TDMA, CDM A, GSM, PDC	GPRS, EDGE, 1XRTT	WCDMA, CDMA2000	Tek bir standart	Tek bir standart
Bant Genişliği	1.9 kbps	14.4 kbps TDMA	384 kbps	2 Mbps	200 Mbps	300 Mbps
Çoğullama	FDMA	CDMA A	TDMA, CDMA	CDMA	CDMA	CDMA
Ana Ağ	PSTN	PSTN	P3TK, paket ağı	Paket ağı	İnternet	İnternet

2.3 LTE ve LTE-Advanced Genel Konsepti ve Gelişim Süreçleri

Uzun süreli evrimin (LTE) ağlarının dağıtılması ile kablosuz devrim önemli bir yapı taşı elde etmiştir. İlk defa, geniş alanlı bir kablosuz ağ, İnternet Protokolü (IP) genişbant verileri için (ses yerine) evrensel olarak tasarlanmıştır. LTE ağları, dördüncü nesil hücresel ağlar için, hemen hemen tüm ana hücresel oyuncular ile birlikte baskın bir küresel standart hale gelmiştir. LTE, 3GPP'de standardizasyonu ile olgunlaşmış ve tasarımda değişiklik gereken alanlar daralmıştır [44].

2009 yılının sonunda, LTE sistemi, GSM ve UMTS'nin normal bir büyümesi olarak kurulmuştur. Radyo arayüzü için LTE'nin oldukça uyumlu olduğu, 3GPP tarafından belirtilmiştir. LTE dağıtımı 2009'un sonunda başlamış ve birinci LTE ortaya çıkması ile 300 Mbps'ye kadar olan veri hızı ve radyo şebekesinde gecikmenin 5 ms'den fazla olmaması durumu desteklenmiştir. Ek olarak, LTE, başka bir hücresel sistemlerle karşılaştırıldığında spektrum verimliliğinde önemli bir artış sağlamıştır [45].

Ayrıca, operasyonları hızlandırmak ve maliyeti azaltmak için tasarlanan radyo ağında farklı mimariler de dikkate alınır [35]. LTE sistemleri, Zaman Bölümü Dupleks (TDD) ve Frekans Bölümü Dupleks (FDD) tekniğiyle, çok miktarda farklı spektrum tahsislerinde faaliyet gösteren çeşitli bant genişliklerini desteklemektedir.

3GPP, LTE sistemlerinin IMT-Advanced'in gereksinimlerini elde etmek için gerekli geliştirmeleri belirlemek hedefi olan bir araştırma programı da yürütmüştür. Eylül 2009'da, LTE tarafından Sürüm 10 ve ötesinde değerlendirilen ve IMT-Advanced'e aday olarak temsil edilen resmi öneriyi, 3GPP ortakları yeni ITU sistemlerine sunmak için hazırlamışlardır [46]. Gereksinimlere ulaşıldıktan sonra, LTE'yi IMT-Advanced seviyesine getirmenin ana nesnesi, IMT sistemlerinin yeni spektrum bantları için aday olması gerektiğidir. Bu hedefe ulaşmak için, 3GPP şu anda LTE standardının bir sonraki versiyonu olarak LTE-Advanced'i geliştirmiştir [46].

LTE-Advanced, IMT-Advanced bantlarının geleceği ile birlikte LTE'de zaten geçerli olan spektrumun çeşitli bantlarını uygulamaktadır. Downlink ve uplinkteki spektral verimliliğin daha fazla gelişmesi, özellikle kullanıcıların hücre kenarlarında hizmet vermesiyle mümkündür. Buna ek olarak, LTE-Advanced baz istasyonu ile kullanıcı arasındaki gecikmeleri azaltarak, kullanıcılar arasında daha hızlı haberleşmeyi amaçlamaktadır, ancak öncelikli olarak “bit maliyeti” azaltılmalıdır.

IMT-Advanced, kablosuz iletişim sistemlerindeki yeni nesli temsil eder, bu da mevcut üçüncü nesil sistemlerin diğer ana ilerlemesini, Downlink (DL) 'de 500 Mbps ve 1 Gbps'ye Uplink (UL) hızına ulaşarak gerçekleştirmeyi amaçlamaktadır. LTE-Advanced ile birlikte birçok istek ve özellik gündeme gelmiştir. Sistem özelliklerinde dikkate alınmayan LTE-Advanced'in yeni özellikleri için çeşitli üst düzey çalışmalar vardır [47].

LTE-Advanced'in varlığından bahsedebilmemiz için birkaç önemli temel özellik şu şekilde listelenebilir:

- Optimum koşullarda yüklemde 500 Mbps, indirmede de 1 Gbps veri hızı sağlaması.
- Yüklemde 30 bps/hz, indirmede 15 bps/hz ile LTE tarafından sağlanan spektrum verimliliğinin üç katından fazla verimlilik sağlaması.
- Boşta durumdan bağlantılı duruma geçişteki bağlantı gecikmesi 50 ms'den küçük ve tek bir yerde tek yön paket aktarımı için 5 ms'den az olması.
- Kullanıcıların hücresinin kenar veriminin, LTE'deki verimi minimum ikiye katlaması.
- Herhangi bir kullanıcının ortalama veriminin, LTE'deki verimi minimum üçe katlaması.
- Mobilite koşullarının LTE'de kullanılanlara benzer olması.

LTE-Advanced ya da 4G mobil haberleşme sistemleri yeni nesil kablosuz haberleşme teknolojilerinin en etkileyicilerindendir. Daha önceleri, dünya çapında birçok araştırmacı, geliştirici ve bilim adamı, mevcut tüm teknolojilerin entegrasyonu yoluyla daha verimli ve daha hızlı kablosuz ağlara yönelik, hükümetler ve diğer kurumlar tarafından desteklenen projeler üzerinde çalışmış, ve klasik kablosuz iletişim artık mümkün olmadığı için, kullanıcılara üstün kalite, verimlilik ve fırsatlar sağlayabilecek yeni geliştirilmiş telekomünikasyon sistemlerini uyarlamaya çalışmışlardır [46]. Bazı araştırmacılar dördüncü nesil kavramını üçüncü nesil sistemlerin önemli bir artışı olarak tanımlar. Bununla birlikte, diğer bilim adamları için 4G, yeni yönlendirme tekniklerini tanıtmak için hem hücresel hem de kablosuz yerel ağları birleştirir, özel frekans bantlarını paylaşmak için etkili çözümler sunar [46]. Ayrıca 4G, iletim

tabakası üzerinden iletim gelişimini, mobilitenin artırılması veya ağ yolunun mevcut bant genişliğinin genişletilmesiyle açıklayabilmektedir.

2.4 Mobil Radyo Dalgası Yayılımı

Mobil radyo dalgası yayılımına genel bir bakış açısıyla baktığımızda :

- İşaretler verici antenden alıcı antene doğru giderken birçok engelle karşılaşabilirler.
- Dünya yüzeyinin küresel olması, radyo dalgası yayılımı etkilemektedir.
- Verici anten ile alıcı anten arasında mesafeden bağımsız olarak, işaretler arası girişimlerinden kaynaklı zayıflamalar da görülebilir.
- Sabit bir vericiyi düşündüğümüzde, vericiden hareketli bir alıcıya işaret iletilirken, alıcının hareket hızı alınan işaretin seviyesini etkiler.
- Verici anten ile alıcı anten arasındaki mesafe düşünüldüğünde, birbirleri arasındaki mesafe arttıkça alınan işaretin güç seviyesi de azalacaktır.
- Radyo dalgası yayılım modelleri, sabit bir vericiden çıkan bir işaretin ne miktarda alıcıya ulaştığı ile ilgilenmektedir.
- Radyo dalgası yayılımı modellerinden büyük bir verici anten ile büyük bir alıcı anten arasındaki kapsama alanını hesabının modeller büyük ölçekli yayılım modelleridir.
- Radyo dalgası sönümleme modellerinden, verici anten ile alıcı anten arasındaki küçük uzaklıklardaki işaret seviyesindeki ani değişimleri ifade eden modeller küçük ölçekli işaret sönümleme modelleridir.
- Küçük ölçekli sönümleme modelleri: çok kısa hareket mesafelerinde alınan işaret gücünün hızlı dalgalanmalarını karakterize eden modellerdir.
- Verici anten ile alıcı anten arasındaki mesafe küçük bile olsa alıcı tarafında hareket varsa, işaret gücü anlık değişimler göstererek haberleşme kalitesi düşebilir.

2.4.1 Boş alan dalga yayılım kaybı

Boş alan yayılım modeli, verici ve alıcı arasında açık, engelsiz bir Line of Side (LOS) yoluna sahip olduğunda alınan işaret gücünü tahmin etmek için kullanılır.

Boş alan dalga yayılımındaki kayıp, verici anten ile alıcı anten arasındaki mesafeden kaynaklı olabilir.

Verici antenden çıkan bir işaretin, vericiden d mesafesi kadar uzakta olan alıcı antene iletilen boş alan gücü, (2.1) Friis boş alan denklemi verir,

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r}{L} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.1)$$

Burada

P_t watt cinsinden iletilen gücü,

$P_r(d)$ watt cinsinden T-R ayrımının bir fonksiyonu olan alınan gücü,

G_t verici anten kazancını,

G_r alıcı anten kazancını,

d metre cinsinden T-R arasındaki mesafeyi,

L yayılımla ilgili olmayan sistem kaybı faktörünü ($L \geq 1$),

λ metre cinsinden dalga boyunu ifade eder.

Bir antenin kazancı, etkin açıklığı A_e ile şu şekilde ilişkilidir:

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2.2)$$

Antenin boyutu etkin açıklığı (A_e) etkiler, dalga boyu ile taşıyıcı frekans arasındaki bağ denklem 2.3 ile ifade edilir:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi c}{\omega_c} \quad (2.3)$$

Burada

f taşıyıcı frekansını (Hz) ,

ω_c taşıyıcı frekansını (rad/s),

c ışık hızını ($\approx 3 \times 10^8$ m/s) biriminde ifade eder.

P_t ve P_r aynı birimde olmalıdır.

G_t ve G_r boyutlu değildir.

L kayıpları ($L \geq 1$), genellikle iletişim sistemindeki iletim hattı zayıflaması, filtre kayıpları, kablo kaybı ve anten kayıplarından kaynaklanır.

$L=1$ değeri, sistem donanımında herhangi bir kayıp olmadığını gösterir.

Bir izotropik radyatör, birim kazancı ile gücü her yöne eşit olarak yayan ve genellikle kablosuz sistemlerde anten kazançlarını referans almak için kullanılan ideal bir antendir.

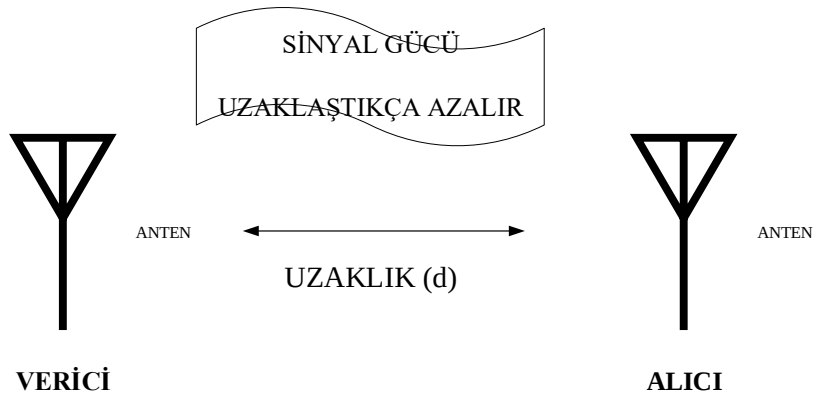
Etkili izotropik yayılan güç ($EIRP$) şu şekilde tanımlanır:

$$EIRP = P_t G_t \quad (2.4)$$

Yarım dalga dipole göre anten kazançları dBd ,

İzotropik kaynağa göre anten kazançları dB_i olarak ifade edilir.

Vericiden d kadar uzaktaki alıcıya ulaşan gücü hesaplamak için Friis boş uzay modeli kullanılabilir. Görselleştirmek gerekirse alıcı ve verici arasındaki ilişki Şekil 2.1'deki gibi görselleştirilebilir.



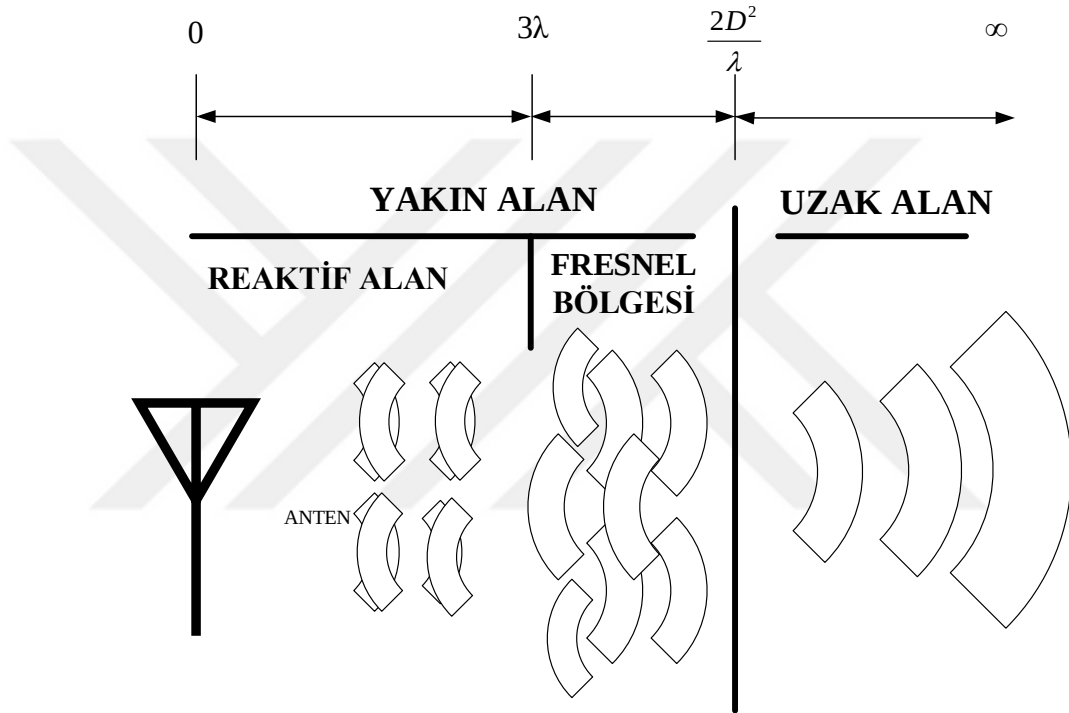
Şekil 2.1 : Alıcı ve verici arasındaki ilişki.

İşaret gücü azalması $PL(dB)$ olarak ölçülür. Denklem 2.5'te gösterildiği gibi vericiden çıkan güç ile alıcıya ulaşan güç arasındaki farkı ifade eder.

$$PL(dB) = -20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \quad (2.5)$$

2.4.2 Antenlerde yakın alan ve uzak alan kavramları

Şekil 2.2'de gösterildiği gibi, bir anteni çevreleyen alanlar 3 ana bölgeye ayrılır:



Şekil 2.2 : Antene göre alan kavramı.

Reaktif Yakın Alan :

Reaktif yakın alan , alanların reaktif olduğu, yani E ve H alanlarının birbirine 90 derece faz dışı olduğu bölgedir. İlerleyen veya yayılan alanlar için alanlar birbirine dik ancak aynı fazda olmalıdır.

Yayılan Yakın Alan (Fresnel bölgesi) :

Reaktif yakın alan ile uzak alan arasındaki bölgeye Fresnel bölgesi denir. Bu bölgede reaktif alanlar baskın değildir. Ancak uzak alan bölgesinin aksine, radyasyon modelinin şekli mesafe ile önemli ölçüde değişir.

Uzak Alan :

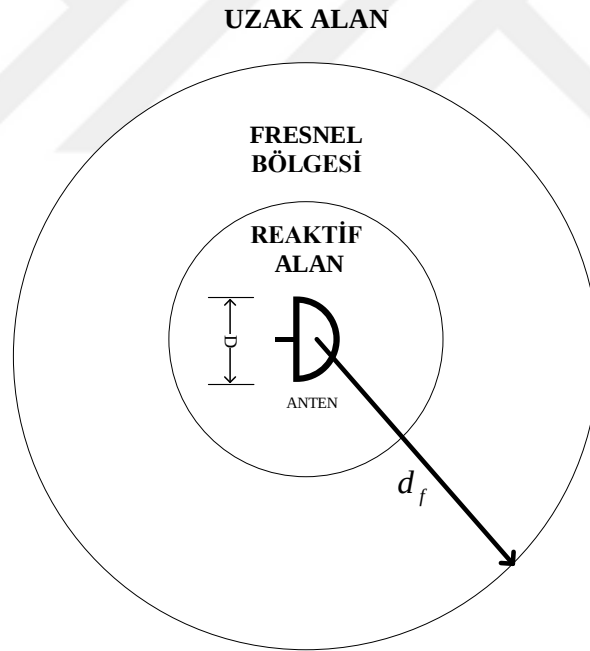
Antenlerden bahsederken uzak alan, antenden çok uzakta olan bölgedir. Uzak alanda radyasyon paterni, mesafe arttıkça şekil değiştirmez. Antenin uzak alan olarak nitelendirilebilecek bir mesafede olmasını sağlamak için beklenen üç koşul vardır. Şekil 2.3'te antenlerdeki alan kavramı açık bir şekilde gösterilmektedir.

$$\text{Reaktif Yakın Alan} \leq 0.62 \times \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.6)$$

$$\text{Yayılan Yakın Alan} \leq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.7)$$

$$\text{Uzak Alan} \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.8)$$

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.9)$$



Şekil 2.3 : Yakın alan ve uzak alan arasındaki ilişki.

Uzak Alan şu şekilde ifade edilmektedir;

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.10)$$

Burada D, antenin en büyük fiziksel doğrusal boyutudur.

Büyük ölçekli yayılım modelleri, Friis denklemi $d = 0$ durumunda geçerli olmadığı için referans noktası olarak d_0 'ı kullanılır.

$d > d_0$ durumu için alıcıdaki güç $P_r(d)$, $P_r(d_0)$ ile ilişkili olabilir.

Gerçek ortamda referans noktasına yakın bölgelerden yapılan ölçümlerin ortalama gücü olarak ya da Friis denklemi yardımıyla $P_r(d_0)$ hesaplanabilir.

Referans mesafesi, uzak alan bölgesinde, yani $d_0 \geq d_f$ 'de yer alacak şekilde seçilmelidir ve d_0 , mobil iletişim sisteminde kullanılan herhangi bir pratik mesafeden daha küçük olacak şekilde seçilmelidir. Böylece, Friis denklemi kullanılarak, d_0 'dan daha büyük bir mesafede boş uzayda alınan güç şu şekilde verilir:

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \quad (2.11)$$

Burada $d \geq d_0 \geq d_f$ koşulu vardır.

dBW ve dBm alıcıya ulaşan güç seviyelerinin birimi olarak genellikle kullanılmaktadır.

Alıcı taraftaki güç denklem 2.12' deki gibi hesaplanır:

$$P_r(d) dBm = 10 \log \left[\frac{P_r(d_0)}{0.001W} \right] + 20 \log \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad (2.12)$$

Burada $P_r(d_0)$ watt birimindedir.

2.4.3 Genel dalga yayılım mekanizmaları

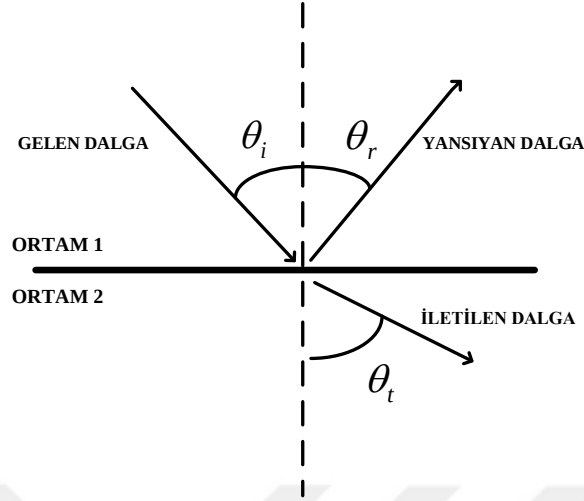
Radyo dalgası yayılımını yöneten fiziksel mekanizmalar karmaşık ve çeşitlidir, ancak genellikle aşağıdaki üç faktöre göre ifade edilir.

2.4.3.1 Yansıma

Bu tarz dalgalar, işaretin dalga boyuna kıyasla boyut olarak çok daha büyük bir engele çarptığında oluşur. Genel olarak fiziksel bir engel bu dalga yayılımı için gereklidir.

Enerjinin iletilmesi elektromanyetik (EM) dalgaların ilerlerken karşılaştığı farklı ortamlardaki iletkenlik katsayılarına bağlı olarak gerçekleşir. Şekil 2.4'te bu ifade

edilmektedir. Farklı iletkenlik katsayılarına sahip ortamlar arasında ilerleyen radyo dalgasının bir kısmı iletilirken, iletilmeyen kısmı ise yansır.

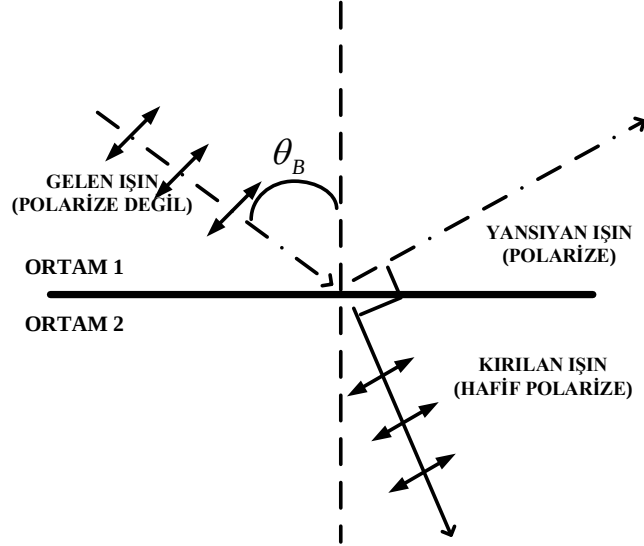


Şekil 2.4 : İletilen ve yansıyan dalga.

Burada iletilen ya da yansıyan dalganın büyüklüğünü ortamların özellikleri belirler. 2.ortamın yalıtkan olması durumunda gelen dalga bir miktar iletilir, diğer bir miktar da yansıtılır, iletken olması durumunda ise tüm dalga dalganın polarizasyonuna göre ilk ortama yansıtılır.

Şekil 2.5'te gösterilen açı polarizasyon açısını gösterir, bu açı dalganın yalıtkan ortamdan yansıma olmadan iletildiği açıyı ifade eder (Brewster açısı).

$$\sin \theta_B = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \quad (2.13)$$



Şekil 2.5 : İletilen ve yansıyan dalga.

Birinci ortamın boş alan olduğu ve ikinci ortamın bağıl geçirgenliği ϵ_r olduğu durumda, Brewster açısı şu şekilde ifade edilebilir:

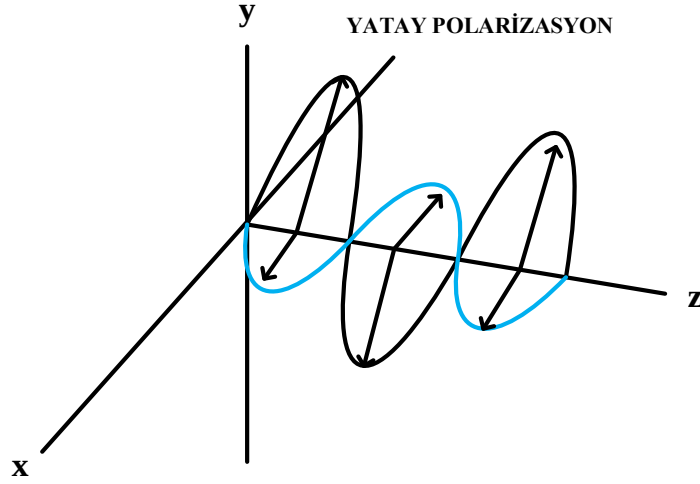
$$\sin \theta_B = \sqrt{\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2 - 1}} \quad (2.14)$$

Polarizasyon açısı için gelen dalga dikey polarizasyonda olmalıdır.

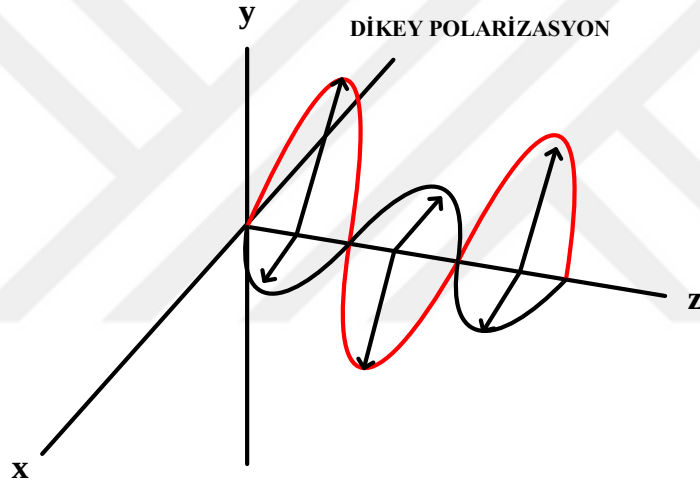
Yansıma katsayısı;

- Gelen dalganın polarizasyonuna,
- Gelen dalganın gelme açısına,
- Yansıyan dalganın frekans değerine bağlıdır.

Elektrik alan ortamın yalıtkan ya da iletken olmasına göre değişir ve mükemmel iletken olması durumunda içerisinde elektriksel alan yoktur. Buradan yola çıkarak $\theta_i = \theta_r$, dikey polarizasyonda $E_i = E_r$, yatay polarizasyonda $E_i = -E_r$ eşitlikleri sağlanır. Dikey ve yatay polarizasyonlar için dalga yayılım modeli Şekil 2.6 ve Şekil 2.7’de gösterilmiştir.



Şekil 2.6 : Yatay polarizasyon.

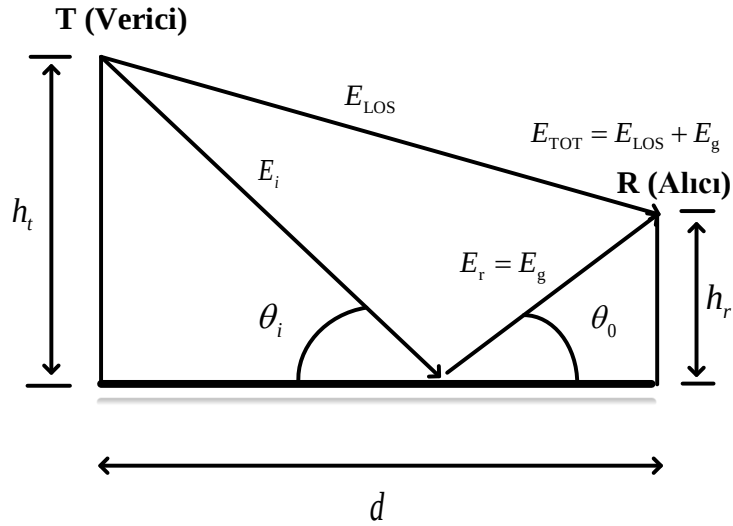


Şekil 2.7 : Dikey polarizasyon.

2.4.3.1.1 Yerden yansıma (iki ışın) modeli

Baz istasyonu ile mobil cihaz arasında tek bir doğrudan yol nadiren olur. İki ışınlı zemin yansıma modeli Şekil 2.8’de gösterildiği gibi, geometrik optiğe dayanan kullanışlı bir yayılım modelidir ve verici ile alıcı arasındaki hem doğrudan yolu hem de yerden yansıyan yayılma yolunu dikkate alır.

Bu model, yüksek kuleler (yükseklikleri 50 m’yi aşan) kullanan mobil radyo sistemleri için ve ayrıca kentsel alanlardaki LOS mikro hücre kanalları için birkaç kilometrelik mesafelerde büyük ölçekli işaret gücünü tahmin etmek için makul derecede doğrudur.



Şekil 2.8 : İletilen ve yansıyan dalga.

T-R arasındaki mesafe birçok mobil haberleşme sisteminde 100 km'ye ulaşmaz.

E_{TOT} toplam Elektrik Alan olmak üzere E_{LOS} , E_r ile bağlantısı Şekil 2.8'de görülmektedir.

Burada,

Verici antenin yerden yüksekliği h_t ,

Alıcı antenin yerden yüksekliğini h_r 'dir.

Yansıyan dalga olarak d'' ,

Doğrudan dalga olarak d' uzaklığından iki farklı dalga alıcı antene ulaşır.

Verici antene d uzaklığındaki elektriksel alan denklem 2.15'ten şu şekilde bulunur:

$$E_{TOT}(d) \approx \frac{2E_0 d_0}{d} \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \approx \frac{k}{d^2} V/m \quad (2.15)$$

Burada d , verici ve alıcı antenlerin tabanları arasındaki düz bir zemin üzerindeki mesafedir. k , E_0 , anten yükseklikleri ve dalga boyu ile ilgili bir sabittir.

Verici antene d uzaklığındaki bir noktada alınan güç denklem 2.16'dan bulunur.

$$P_r \approx P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.16)$$

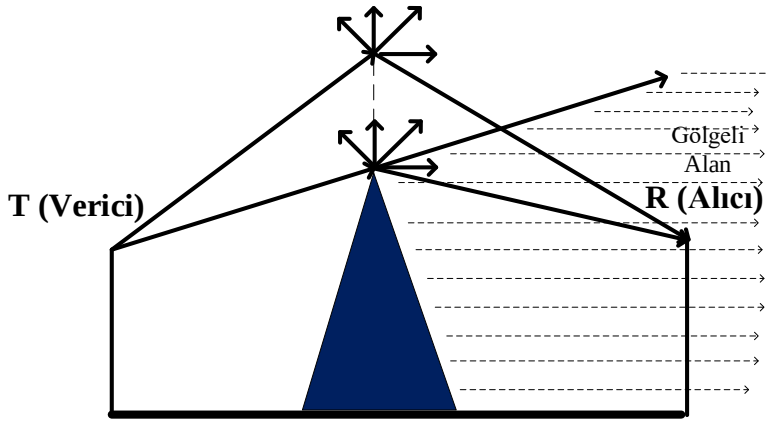
Yukarıdaki denklemden büyük mesafelerde görüldüğü gibi, alınan güç, mesafenin dördüncü güce yükseltilmesiyle veya 40 dB/on yıl hızında düşer. Burada yol kaybı, boş uzaydakinden çok daha fazladır. Ayrıca büyük d değerlerinde alınan güç ve yol kaybının frekanstan bağımsız hale geldiğine dikkat edilmelidir.

2.4.3.2 Kırınım

Kırınım, verici anten ile alıcı anten arasında radyo dalgasının ilerleyeceği yol üzerinde yer alan keskin yüzeyleri olan cisimler sebebiyle olur. Aslında verici anten ile alıcı anten arasında direk bir bağlantı olmaması durumunda oluşur ve radyo dalgasının nasıl alıcı antene ulaşabileceğini ifade eder.

Radyo dalgasının genlik ve fazı değişir ve düz bir çizgi yayılımından farklılaşarak direk etkisinde kalmayan alanlara nüfuz eder. Huygens-Fresnel prensibi kırınımı ana verici işaret kaynağı haricindeki bir işaret kaynağı gibi davrandığını açıklar.

Alıcı anten ile verici anten arasında direk bir görüş açısı yoksa, haberleşme saçılma, yansıma ve kırınım sayesinde sağlanır. Yansıma ve kırınım, yüksek frekanslar düşünüldüğünde radyo dalgasının genliğine, polarizasyonuna ve dalganın fazına ve cismin şekline göre değişkenlik gösterir. Şekil 2.9'da basit bir şekliyle alıcı ve verici arasındaki bir engel olması durumunda dalga yayılım şekli gösterilmiştir.

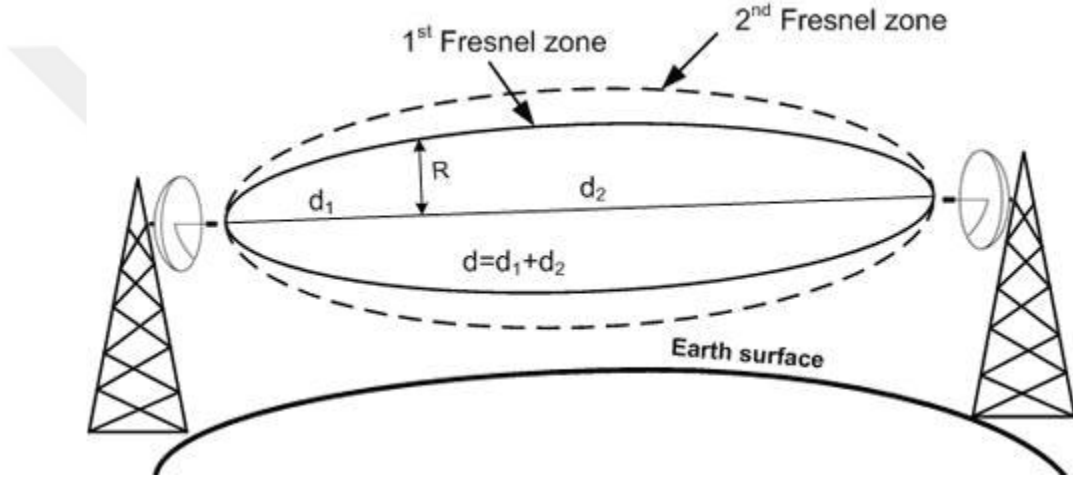


Şekil 2.9 : İletilen ve kırınan dalga.

Bıçak kenarı kırınım modeli, farklı kaybı tahmin etmek için en basit farklı modellerden biridir, tepe veya dağ gibi nesneyi bıçak kenarı keskin bir nesne olarak görür.

2.4.3.2.1 Fresnel bölgesi

Daha önce de belirtildiği gibi, gölgeli bölgedeki nesne daha büyük olursa, işaretin kırınım kaybı da fazladır. Kırınım kaybının etkisi, yol farkının bir fonksiyonu olarak Fresnel bölgeleri tarafından açıklanmaktadır. Ardışık Fresnel bölgeleri π faz farkına sahiptir, bu da alternatif olarak alınan işarete yapıcı ve yıkıcı parazit sağlar. Şekil 2.10'da da görülebileceği gibi fresnel bölgesinin çapının en büyük olduğu durum alıcı anten ile verici antenin tam ortasında olan durumdur. Şekil 2.10'da fresnel bölgesi görsel bir şekilde anlatılmıştır.



Şekil 2.10 : Fresnel bölgesi.

Bir Fresnel bölgesinin lokuslarının D1 üzerinde değiştiği ve D2'nin focii'sinde verici ve alıcı ile bir elipsoid oluşturduğu görülmektedir.

a. Eğer engelleme yoksa, tüm Fresnel bölgeleri sadece doğrudan LOS yayılması ile sonuçlanır ve farklı bir durum gözlenmez.

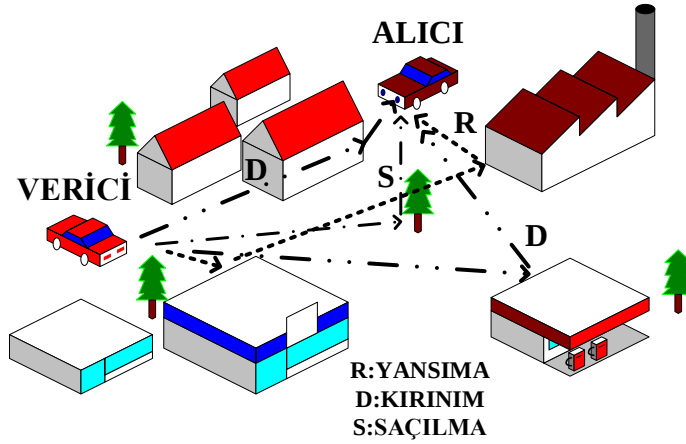
b. Eğer bir engel varsa, farklı ve aynı zamanda enerji kaybına neden olur.

Kırınım kayıpları, eğer engelleyen nesne 1. Fresnel bölgesinin hacmini engellemediği sürece minimumdur. Kırınım etkileri, 1. Fresnel bölgesinin % 55'inin ötesinde ihmal edilebilir.

2.4.3.3 Saçılma

Saçılma, radyo kanalı, boyutları ile yayılan dalganın dalga boyuna göre aynı boyutlarda veya daha az olan nesneler içerdiğinde ve ayrıca engellerin sayısı oldukça fazla olduğunda ortaya çıkar. Saçılma oluşum açısından kırınıma benzerdir. Saçılma,

verici antenden çıkan dalganın birden fazla yöne dağılmasına neden olur. Radyo dalgası yayılım yöntemleri Şekil 2.11’de görselleştirilerek açıklanmıştır.



Şekil 2.11 : Saçılma oluşum senaryosu.

Alıcıdaki gerçek alınan güç, yansıma ve yön modelleri tarafından talep edilenden daha güçlüdür. Binaların, ağaçların, şehir içindeki yapıların radyo dalgasını birden fazla yöne dağıtması saçılmanın oluşmasını sağlar. Bu sayede vericinin işareti iletmesine katkıda bulunulur.

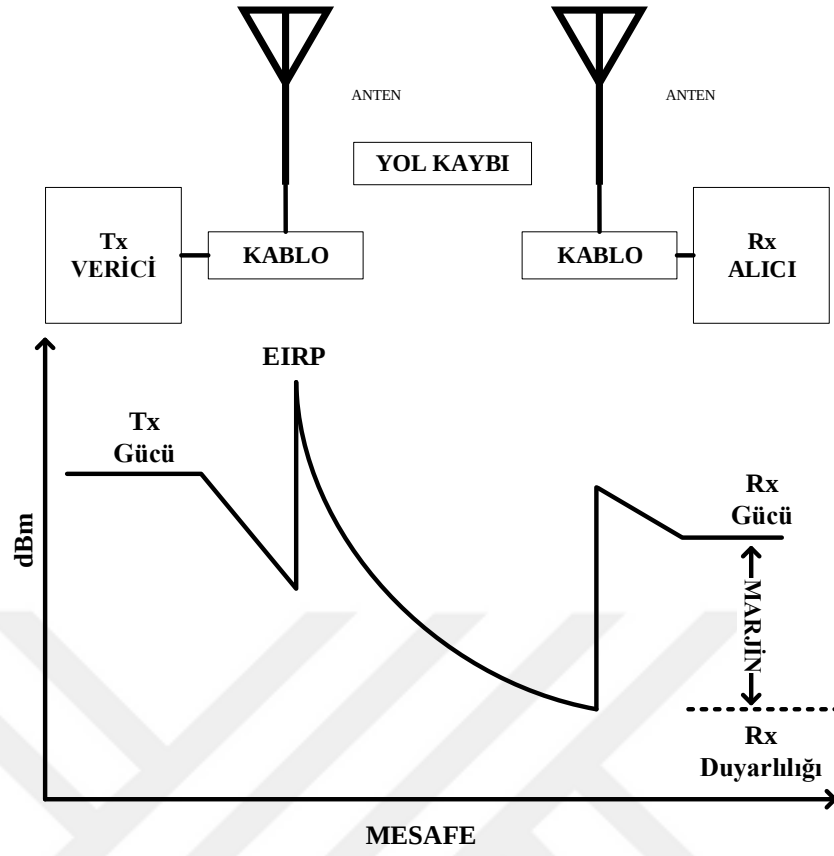
Pürüzlülük, belirli bir geliş θ_i açısı için yüzey çıkıntılarının kritik bir yükseklik h_c 'yi tanımlayan bir Rayleigh kriteri ile test edilir.

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (2.17)$$

Minimum ile maksimum çıkıntı h , h_c den küçükse yüzey pürüssüzdür, büyükse de pürüzlüdür.

2.4.4 Bağlantı bütçesi

Herhangi bir iletişim bağlantısının performansı, kullanılan ekipmanın kalitesine bağlıdır. Bağlantı bütçesi, bağlantı performansını ölçmenin bir yoludur. 802.11 bağlantısında alınan güç üç faktörle belirlenir: iletim gücü, verici anten kazancı ve alıcı anten kazancı. Bu güç, bağlantı yolunun boş alan kaybı eksi, alıcı radyonun alınan minimum işaret seviyesinden daha büyükse, bir bağlantı mümkündür. Alınan minimum işaret seviyesi ile alınan gerçek güç arasındaki fark, bağlantı marjı denir. Bağlantı marjı pozitif olmalı ve en üst düzeye çıkarılmalıdır (güvenilir bağlantılar için en az 10dB veya daha fazla olmalıdır). Şekil 2.12’de ayrıntılı olarak gösterilmiştir.



Şekil 2.12 : Bağlantı bütçesi grafiği.



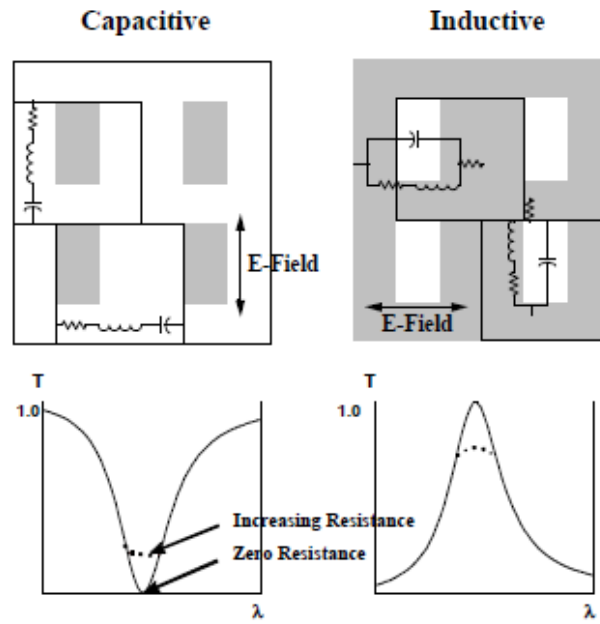
3. FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLERE GENEL BAKIŞ

Bu bölümde, yeni yöntemde izin verilen geleneksel frekans seçici yüzeyden daha üstün performans gösteren yeni yaklaşıma kıyasla, frekans seçici yüzey tasarımındaki geleneksel yöntemlere genel bir bakış sunulmaktadır. Bir dielektrik tabaka üzerindeki bir dizi periyodik metalik yama veya deliklerle periyodik olarak delinmiş bir iletken levha, elektromanyetik dalgalara karşı bir frekans seçici yüzey (FSY) oluşturur. FSY'ler uzunca bir süredir anten teorisinde incelenmektedir. Önceki çalışmalar düşünüldüğünde dalga boylarının büyük olduğu, frekansların küçük olduğu dönemlerde FSY yapılarının üretilmesi ve kullanılması aslında günümüze göre basitti. Bununla birlikte, yakın kızılötesi dalga boylarında, FSY'deki elemanların boyutu bir mikrometre mertebesinde ve bu tür yapıların üretilmesini çok daha zor hale getirir. Son yıllarda sayısal analiz yöntemlerinin gelişmesi ve üretim aşamalarının iyileşmesi minyatür diyebileceğimiz elemanların bir araya gelerek periyodik bir şekilde frekans seçici yüzey oluşturmaya olanak sağlamaktadır. Yakın kızılötesi dalga boyu rejimi için FSY filtrelerinin üretimi artık zor değildir. Optik rejimde çalışan FSY'leri üretmek için bile günümüzün en gelişmiş tekniklerini kullanmak yeterli olmaktadır. FSY araştırmalarının öncüsü faz dizili anten teorisidir. Faz dizili anten teorisinin FSY'e olan katkısı birçok bilim adamı tarafından incelenmiştir [48]. FSY'ler için temel teorisinin çoğu, aşamalı dizi antenler teorisine dayansa da, onu özellikle FSY yapılarına uyarlamak için yöntemler üzerine, Wu tarafından çalışmalar yürütülmüştür [49]. FSY'lerin altında yatan teorik açıklamalar iyi kurulmuş olsa da, bu yapıların teorik nicel analizi alanında hala çok fazla çalışmaya ihtiyaç vardır. Litografik teknikler, kızılötesi dalga boyu rejiminde bir dalga boyunun sadece bir kesri kadar kalınlığa sahip düzlemsel, yarı iletken devre benzeri yapılar üretebilir. Bilgisayar kapasitelerinin ve işlem güçlerinin artması ile FSY'lerin sayısal analizleri son yıllarda oldukça verimli bir şekilde sonuç vermektedir. Sayısal analizlerin ilk dayanaklarından biri Chen'in modal metodudur [50]. Tasarımlarda kullanılan yapıların analizinde uygulanan Chen'in yöntemi, üretilen FSY'lerin ölçülmesiyle elde edilen verilerle benzer rezonans tepkileri göstermiştir. Periyodiklik gözetmeden birbirleriyle birleştirilen birden fazla

FSY geometrisi ile farklı frekanslarda rezonanslar elde edilebilmektedir. Bu şekilde yeniden oluşturulan FSY filtreleri birkaç farklı frekansta rezonans oluşturabilir. Vacchione tarafından bu tür sistemlerin analiz edilmesi için ayrıntılı bir metodoloji de dahil olmak üzere, geçmiş literatürde [51][52][53][54] çoklu ekran FSY yapıları açıklanmıştır. Bu tarz yapılar beraberinde iki adet problemi de getirir. İlk olarak, inşa etmeleri zor ve maliyetlidir, birkaç düzlemsel FSY üretilmeli, ardından bir şekilde birleştirilmelidir. Bunun neticesinde maliyetlerin yükselmesine ve kompleks bir yapı oluşmasına neden olur. İkinci problem bu kompleks yapıların sayısal analizinin de zorlaşmasıdır. Bu karmaşıklığı engellemek adına, bireysel elemanların periyodik olması yerine, periyodik grup fikri, Amitay, Galindo ve Wu tarafından bir anten dizisinin ızgara lobu özelliklerini değiştirmek için önerilmiştir [48]. Buna ek olarak FSY'ler arasında mesafenin olmaması durumunu kısıtlayan bir yaklaşım da sunulmuştur [55]. Periyodiklik olmadan birleştirilen birkaç FSY yapısı yerine periyodik olan birçok FSY yukarıda bahsettiğimiz problemleri de çözebilecektir ve basit geometrik yapıların belirli bir düzende periyodik olarak yerleştirilmesiyle, polarizasyondan bağımsız FSY yapıları oluşturulabilecektir. Bu tür filtre tasarımlarının sayısal analizi, Chen tarafından bir grup periyodik açıklık/yamayla başa çıkmak için kullanılan modal yöntemi değiştirilerek gerçekleştirilir [50]. FSY yapıları için, iletim spektral profili verilen FSY yapısını belirleyen ters problemin çözümü gerçekleştirilmemiştir (ve mümkün olmayabilir). Sayısal olarak FSY yapılarının modellenmesinde daha fazla çalışma yapılarak, hesaplama yeteneklerindeki sürekli ilerleme ile de desteklendiğinde, yakın gelecekte böyle bir tasarım metodolojisinin ortaya çıkmasına olanak tanıyacaktır.

Daha önce belirtildiği gibi, deliklerle periyodik olarak delinmiş bir iletken levha veya bir dizi periyodik metalik yama, elektromanyetik dalgalara karşı bir frekans seçici yüzey (FSY) oluşturur. FSY geometrisi olarak genel olarak iki farklı geometri üzerinde çalışılmıştır. Yaygın olarak endüktif FSY olarak adlandırılan ilk geometri, bant geçiren filtreye benzer şekilde çalışır. Diğer geometri ise bant durduran bir filtre görevi görür ve kapasitif yapıdadır. Bu iki geometriden kapasitif olan FSY geometrileri rezonans frekansında yansıtan yüzey olarak davranırken, endüktif olan iletim yüzeyi davranışı sergiler. FSY'lerin kapasitif ya da endüktif olması elektronik devre teorisinin tanımlaması sayesindedir. Şekil 3.1, sırasıyla periyodik dikdörtgen yamalar ve deliklerden oluşturulmuş tipik bir kapasitif ve endüktif FSY ile eşdeğer devre

modellerini ve iletim davranışlarını göstermektedir. Kapasitif FSY'deki dikdörtgen metalik yamalar kapasitif devre, açıklıklar ise endüktif devre gibi hareket eder. FSY yapıları özelinde elektronik devre analiziyle ilgili birçok çalışma mevcuttur [56]. Şekil 3.1'deki dikdörtgen yamaların ve deliklerin aynı boyutlara ve periyodikliğe sahip olduğu varsayıldığında, iki filtre birbirini tamamlar. Filtrelerin metalik yapısının mükemmel iletken olduğu varsayılırsa, Babinet İlkesinin uygulanması, kapasitif FSY'nin yansıma profilinin endüktif FSY'nin iletim profiliyle aynı olacağını belirleyecektir. Eşdeğer olarak, $T_{\text{kapasitif}}$, T 'nin geçirgenlik olduğu miktara $(1 - T_{\text{indüktif}})$ eşit olacaktır. Babinet Prensibinin FSY yapıları için uygulanmasının hiçbir alt tabakanın mevcut olmasını gerektirmediğine ve elektrik alanının Şekil 3.1'de gösterildiği gibi "tamamlayıcı polarizasyon" olduğuna dikkat edilmelidir. Şekil 3.1'de görülen yapı "ızgara" yapı olarak bilinir. Bu tez, yalnızca düzlemsel FSY'lerle ilgilidir. Kapasitif etki için iletken bir geometri kullanılmalı, endüktif etki için ise boşluklardan faydalanılmalıdır.



Şekil 3.1 : Kapasitif ve endüktif FSY'ler ile bunlara karşılık gelen eşdeğer devre modelleri.

Kullanılacağı dalga boyuna göre FSY'nin kalınlığı, FSY'nin "kalın" veya "ince" olarak sınıflandırılıp sınıflandırılmadığını belirler. FSY'nin fiziksel kalınlığı, kullanılacağı dalga boyu rejimindeki en küçük dalga boyunun bir kısmıysa, FSY ince bir filtre olarak modellenebilir. İnce filtreler için, onları "sonsuz ince" sınırlayıcı durum olarak modellemek mümkün olabilir. Böyle bir model, olay ve iletim bölgelerinin filtre

düzleminde birbiriyle temas halinde olduğunu ve daha sonra bu filtre düzleminde uygulanan filtre sınır koşullarının olduğunu varsayar. Kalın modelde ise filtrenin üst yüzeyi gelen tarafı, filtrenin alt yüzeyi ise iletim tarafını gösterir. Bu model, ince modeldeki tek bölgenin aksine, eşleşmesi gereken iki farklı sınır bölgesine sahiptir.

FSY'de kullanılan malzemenin iletkenliği, bir FSY modellenirken dikkate alınması gereken son noktayı oluşturur. Mükemmel iletken bir yüzey varsayıldığında, özellikle ince filtre modeli için modelleme süreci basitleştirilebilir. Analiz hesaplamalarını kolaylaştırmak için malzemenin mükemmel iletken bir malzeme olduğu, sonsuz uzunlukta bir malzeme olduğu varsayımları ile çalışmalar yapılmıştır. Kızılötesi bölgede FSY'lerin inşası için çoğu litografik teknik, bu dalga boyu rejiminde oldukça iletken olan alüminyum veya altın gibi metalleri kullandığından, mükemmel iletken bir malzemeyi varsayan bir model, gerçek filtreye makul bir yaklaşım sağlamalıdır.

Bu bölümde belirtilen nedenlerle, bu çalışmamız için FSY'lerin mükemmel iletken, sonsuz ince, düzlemsel bir yapı olarak modellenmesine karar verilmiştir.

Olay alanının bir düzlem dalga olarak kabul edildiğine dikkat edilmelidir. Bu araştırmada kullanılan FSY modelinde geliş açısı ve polarizasyon sınırlı değildir. Geliş düzlemine dik manyetik alan (TM) ve geliş düzlemine dik elektrik alan (TE) polarizasyonları dikkate alınmıştır.

Periyodik sınır koşulları uygulanarak, her bir hücre için çözülecek olan diferansiyel denklemlerin aslında periyodik olarak katsayılarla çarpılarak toplam bir çözüm sunabileceğini Floquet teoremi ifade eder [57]. Floquet teoremi sayesinde periyodik büyük FSY yapıların analizi en küçük periyodik hücrenin analiziyle sağlanabilecektir. Kırınım kenarı (veya kırınım kenarı dalga boyu), uzak alan bölgesinde yalnızca aynasal düzenin (veya sıfırıncı düzenin) ve daha yüksek kırınım düzenlerinin yayıldığı dalga boylarını ayıran dalga boyudur. Başka bir yüksek kırınım düzeni yayılmaya başladığı zamandan biraz daha kısa bir dalga boyunda, Wood anomalileri [58][59] ortaya çıkabilir. Bunlar, FSY'nin (ve genel olarak kırınım ızgaralarının) iletim/yansıma profillerinde hızlı varyasyonların meydana geldiği, anormal spektral tepkinin dalga boyu bölgeleridir. İki periyodik yapının merkezleri arasındaki uzaklık kırınım kenarının konumunu verir.

Mekansal filtreler veya frekans seçici yüzeyler, genellikle bir dielektrik tabaka üzerindeki metalik elementlerin periyodik dizileri ile oluşturulur [60].

Elektromanyetik radyasyona maruz kaldıktan sonra, bu tür yüzeyler reçete edilen bir frekans yanıtı ile dağınık bir dalga üretir. Şu anda, çoğu frekans seçici yüzey antenler için radom olarak kullanılmaktadır ve radar kesitlerini kontrol etmektedir. Mevcut frekans seçici yüzeylerin tasarımındaki karmaşıklık ve geliş açısına duyarlılıkları işlevselliklerini sınırlar.

Frekans seçici yüzey tasarımında önceki yöntemlerin kapsamlı bir çalışması, genel olarak yüzeyin elemanlarının uzunluğu üzerinde temel bir kısıtlamaya uyduklarını ortaya koymuştur; elemanların boyutları, çalışma frekansında elektromanyetik dalga uzunluğunun yaklaşık yarısı olmalıdır.

Öte yandan, periyodik bir dizide daha küçük bir periyodiklik sezgisel olarak çıkarılabilir, indüklenen elektrik akımı dağılımında daha az değişkenliğe yol açar, bu da bir frekans yanıtı ile sonuçlanır. Alt dalga boyu elemanları kullanarak, önerilen yüzeyler mükemmel filtreleme karakteristikleri üretir. Periyodik yapılardan oluşturulan FSY geometrileri, belli bir frekansa odaklanarak rezonanslar oluşturabilir. FSY tarafından üretilen bu rezonanslar dalga geliş açısına bağımlılığı az fakat yüksek seçicilik sağlar [10]. Belli bir frekansa odaklanmış, dalga boyuna göre oldukça küçük olmasına rağmen bu filtre yapısı oldukça iyi bir frekans seçici yüzey oluşturur. Bu sayede aynı frekans yanıtını gösterebilen, standart FSY'lere göre çok daha küçük boyutlarda oluşturulan FSY'lerin benzer bir karakteristik oluşturabileceği ortaya çıkar. Birden fazla minyatürize edilmiş geometrinin periyodik olarak bir araya gelmesi ile oluşan bu FSY yapıları, dalga geliş açısına göre az hassasiyette ve hedeflenen frekanslar haricinde rezonans oluşturmeyen verimli yapılardır. İşleme mekanizmasına ilişkin fiziksel içgörü, daha fazla iyileştirmelerin anahtarıdır ve istenen frekans tepkileri ile daha karmaşık yüzeylerin oluşturulmasına izin verir.

Frekans seçici yüzeyleri (FSY), bir filtre işlemi gerçekleştiren bir veya iki boyutta (yani tek veya iki kat periyodik yapılar) periyodik yapılardır. Böylece, fiziksel yapılarına, malzemelerine ve geometrilerine bağlı olarak, alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtrelerine ayrılırlar.

Ayrıca, hastanelerde yoğun bakım odalarında ve ibadet yerleri gibi mobil cihazların engellenmek istendiği bazı yerlerde, FSY'ler, herhangi bir enerji kaynağına ihtiyaç duymadan ve diğer cihazlar üzerinde herhangi bir etki oluşturmada mobil cihazları engelleyebilmektedir. Frekans seçici yüzey, bir uzamsal elektromanyetik filtre, bir dizi

elektriksel iletken elemandan oluşan en az bir frekans seçici katman (yama elemanları) veya bir dielektrik tabaka üzerine kazınmış diyafram elemanları içerir. İletilen veya yansıtılan frekanslar, iletken elemanların geometrilerinin rezonansına bağlıdır.

Modern iletişimin hızlı gelişimi ile radar teknolojisi, işaret iletme kabiliyeti aynı anda X-Ku- ve Ka-bandında askeri ve meteorolojik uydu için büyük önem arz etmektedir. Frekans seçici yüzeyler (FSY) Elektromanyetik (EM) dalganın farklı frekansını yansıtır; uydu haberleşme de dahil olmak üzere, yapay manyetik iletken, yüksek seçici mekansal filtre, mikrodalga polarizasyon dönüştürücü ve dikroik reflektörlerin yüzeyleri ve alt reflektörler büyük diyafram için antenler gibi farklı uygulamalarda yaygın olarak kullanılırlar. FSY'de yapılan son araştırmalar, minyatür elemanlı frekans seçici yüzeyler (MEFSY) [8][9], dielektrik tabakaya entegre edilmiş dalga kılavuzu [10][11], aktif [12] ve çoklu bant [13] gibi alanlarda yoğunlaşmaktadır.

Uydu iletişimi uygulamaları için FSY, eşzamanlı üç bant kapsama sağlamak için tasarlanmıştır; Ku / Ka beslemeleri için yansıtıcı, alt reflektör gibi davranır; X bandında şeffaf olarak ana reflektörün odak noktasında beslemenin yapılmasına izin verir.

Bu şekilde, elektromanyetik dalgayı aynı anten X / Ku / Ka bandında iletebilir. Bu yöntemle uydu yükünün kütlesi ve hacmi azaltılırken anten sisteminin kapasitesi artırılabilir. Hava durumu radarı uygulamasında, aynı nesnenin farklı frekanslara ve kutuplara yankı bilgisi analiz edilerek gözlem hassasiyetinin büyük ölçüde iyileştirilmesi mümkündür [14].

Son zamanlarda, uydu uygulamalarına dayanan çeşitli FSY çalışmaları yapılmaktadır. Çift katlı dairesel polarizasyon FSY yapıları Ku bandını (11.7-12.75 GHz) ve Ka bandını (17.3-20.2 GHz) kapsar şekilde oluşturulabilir [15]. Aynı zamanda Ka bandında geniş bant frekansı seçici yüzeyli 20/30 GHz çift bantlı dairesel kutuplanmış yansıtıcı anten de kullanılabilir [17]. İçinde kuplajı azaltmak için X- / Military Ka-band tek bir diyafram reflektör kullanarak her bant için kaskad konfigürasyonu tasarlanabilir [18].

Küresel mobil (GSM) iletişim sistemleri için 3 farklı frekansı da içeren FSY yapıları da oldukça yaygın bir çalışma alanı oluşturmaktadır [20].

3.1 Frekans Seçici Yüzeylerin Performansını Etkileyen Etmenler

FSY filtrelerinin performansı ve davranışı aşağıdaki faktörlere bağlıdır:

- FSY yapısının iletkenlik katsayısı.
- FSY yapısını oluşturan hücre elemanlarının geometrik yapıları (fiziksel özellikleri, iletken yamaların dizilimleri, birbirlerine olan mesafeleri, yalıtkan ve iletken yapıların kalınlıkları).
- FSY tabakalarının geçirgenliği.
- FSY dizisinin süresi.
- Bunlar bir kademede kullanıldığında FSY dizilerinin sayısı.
- Kaskat yapılardaki FSY periyodikleri arasındaki elektriksel geçirgenlik mesafesi.
- FSY hücre yapısındaki eleman tiplerinin seçimi.
- Periyodik yapılardaki için sonlu eleman sayısı.
- FSY yapısını barındıran iletken çerçeveler.

Bu durumda aşağıdaki kısıtlamalar vardır:

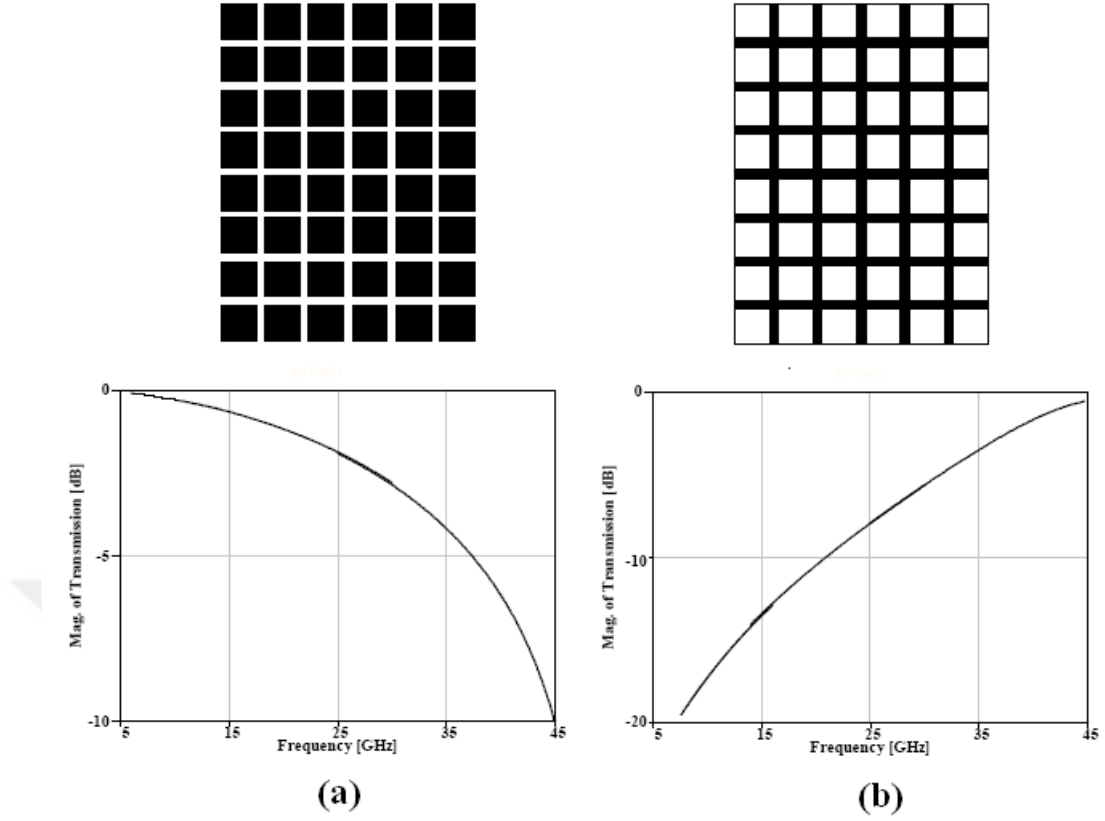
- Basit uygulanabilir geometriler tercih edilmelidir.
- FSY'nin uygulanacağı tabakalar tercihen maliyeti düşük tabakalar olmalıdır.
- Seçilen geometriler dalga geliş açısına göre en az duyarlılığa sahip olmalıdır.
- Çeşitli polarizasyonlara göre benzer davranış sergilemelidir.
- Etkin olduğu frekans haricindeki frekansları mümkün olduğunca etkilememelidir.
- İstenen bant genişliğinde etkin olmalıdır.

Bu kısıtlardan bazıları teorik hesaplamalarla belirlenebilir ancak bazıları da sayısal analiz ve deneysel olarak belirlenmelidir. Yukarıdaki faktörlerin bazılarının etkisi teorik olarak genel kurallara yol açabilir.

3.2 Frekans Seçici Yüzeylerin Geometrik Yapıları

Genel olarak, FSY yapıları iki ana gruba ayrılabilir: yama tipi elemanlar ve diyafram tipi elemanlar. Bu yapıları ilk incelemeye başladığımızda karşımıza, yama yapıları ve yuva yapıları çıkar. Periyodik metalik yamalar dizisinden oluşan basit bir yapının (Şekil 3.1) düşük geçiş karakteristiğine sahip olduğu gösterilmiştir [26][27][28]. Bir düzlem dalgası tarafından vurulduktan sonra, bu yüzey dalganın düşük frekanslı içeriğini iletir ve daha yüksek frekansları yansıtır. Başka bir gözlemde, Şekil 3.1'de sağlanan frekans tepkisi göz önüne alındığında, kapasitif bir yüzey gibi davranan bir dizi düşünülmelidir. Tamamlayıcı yapı Şekil 3.2'de olduğu gibi endüktif bir tepkiye sahiptir, dolayısıyla bir yüksek geçiş filtresi görevi görür.

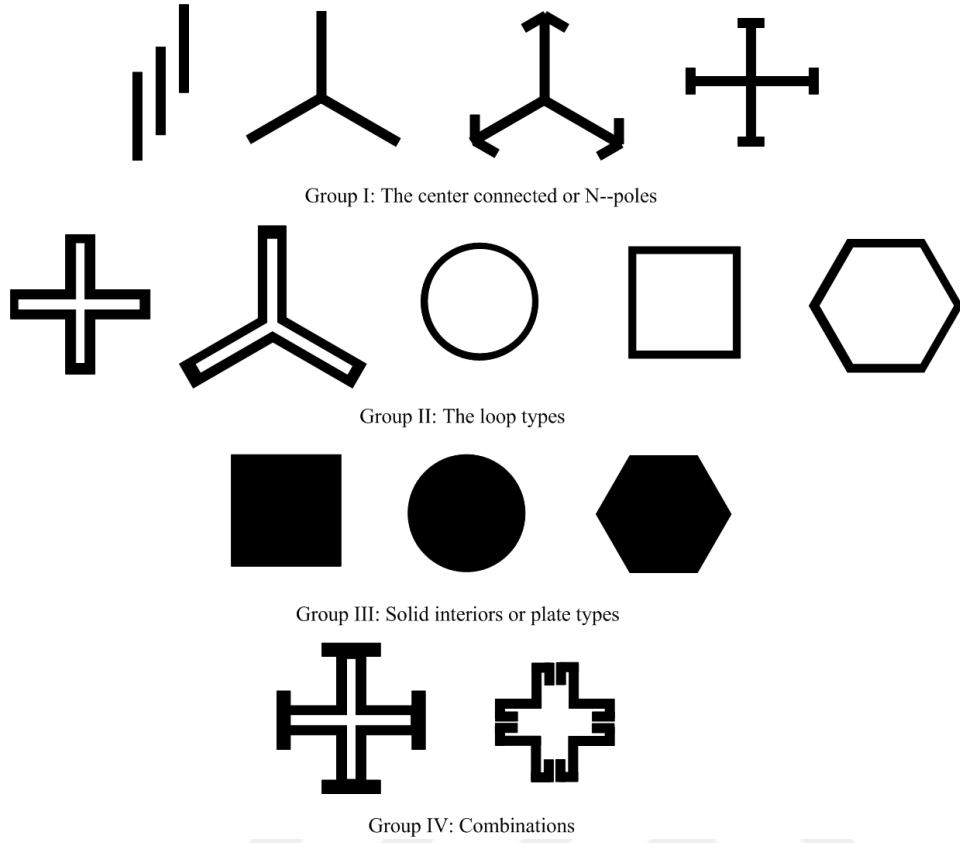
Daha sonra tartışılacağı gibi, istenen bir filtre yanıtı üretmek için endüktif ve kapasitif yüzeyler bir araya getirilebilir. Yıllar boyunca, bant geçiren ve bant durduran uygulamalar için çeşitli FSY öğeleri tanıtılmıştır. Bu FSY öğelerinin hemen hemen tamamına [1][2][3] 'te rastlanmaktadır. Şekil 3.3'te gösterildiği gibi, bu liste aşağıdakilerin bir dizisini içerir: dairesel şekiller [28][6][37]; dikdörtgenler ve dipoller [7][9][10], çapraz-direkler, tripoller ve kudüs haçı [11][12][13][15] gibi metalik plakalar; üç veya dört ayaklı dipoller [17]; halkalar [18][19]; kare döngüler [20][33]; ve ızgaralı kare döngüler [21]; vb.



Şekil 3.2 : Yama ve diyafram tipi frekans seçici yüzeyler.

Beklenen karakteristiğe ve gereksinimlere göre farklı yapıda FSY tasarımları gerçekleştirilebilir. Oluşturulan FSY yapısı yukarıda belirtilen kısıtları da sağlamalıdır. En ünlü FSY tasarımlarından bazıları Şekil 3.3'te, aralarındaki karşılaştırma da Çizelge 3.1'de verilmiştir. Gösterildiği gibi, örneğin, dipol dizisi açıya çok duyarlıdır.

FSY filtre yapılarındaki amaç belirli bir frekansta etkin olması olduğundan, tasarımda kullanılacak geometriler de bu gözönüne alınarak seçilir.



Şekil 3.3 : FSY eleman çeşitleri.

Çizelge 3.1 : Bilinen FSY elemanlarının performans karşılaştırmaları.

Eleman	Açı Duyarlı lığı	Çapraz Polariza syon Seviyesi	Daha Büyük Bant Genişliği	Daha Küçük Bant Ayrımı
Kudüs haçı	2	3	2	2
Üç kutuplu	3	3	3	2
Dipol	4	1	4	1
Yüklü dipol	1	2	1	1
Çapraz dipol	3	3	3	3
Halkalar	1	2	1	1
Kare döngü	1	1	1	1

Bu tablodan yararlanılarak kullanılmak istenen standart geometriler seçilebilir.

Bu geometrilere benzerlik oluşturan geometriler benzer davranışlar sergilerler. Kare döngü düşünüldüğünde, dipol ile aynı argümanı kullanarak, iki tarafın uzunluğu bir rezonant dipolün uzunluğuna eşit olduğunda bir frekans tepki döngüsü yakalanır, bu da bize aslında $\lambda/2$ boyutunu verir. Başka bir deyişle, döngünün her iki tarafı yaklaşık $\lambda/4$ 'tür. Elemanların geometrisi frekans tepkisinde çok önemli bir etkiye sahip olsa da, bu öğelerin dizi formatında düzenlenme şekli de tasarım çalışmasının önemli bir parçasıdır. Ayrıca, yanıt aynı zamanda kullanılan dielektrik tabakanın özelliklerine de

bağlıdır [61]. Minyatürize edilmiş FSY yapılarının önemi, dalga boyu ile kıyaslandığında çok küçük geometrilere oluştuklarından ve o küçük geometrilere kapasitif boşluk ve endüktif etkiler gösterebilmesi ve bu yapıların periyodik bir şekilde dizilmesi ile çok daha etkili bir rezonans sergileyebilmesinden ve küçük yapısı nedeniyle gelen dalganın açısına bağlılığının azalmasından gelmektedir.

3.3 Dielektrik Tabakanın Yapısı

Dielektrik tabakaların elektriksel özellikleri ve kalınlıkları FSY'nin frekans özelliklerini değiştirir. Dielektrik tabakaların FSY'nin frekans yanıtı üzerinde minimum bir etkiye sahip olması için, bu katmanın elektriksel özellikleri kararlı olmalı ve ortam sıcaklığına bağımlılığının düşük olması istenmelidir. Bu dielektrik tabakalarının elde edilmesindeki maliyetler ve zorluklar dikkate alınması gereken diğer önemli konulardır. Tüm bu bilgiler, tasarımda bizi dielektrik malzeme olarak FR4 seçimine götürmüştür. 4.54 dielektrik sabiti ve 0.02 kayıp teğetine sahip 1 mm'lik bir dielektrik tabaka FSY geometrilerinin yerleştirilmesi için seçilmiştir. Farklı FSY/dielektrik tabaka düzenlemeleri, frekans seçici yanıtı farklı bir ölçüde etkileyecek ve FSY performansının bir dizi olay açısından kararlılığını artıracaktır. FSY'yi farklı geliş açılara daha az duyarlı hale getirmek için, dielektrik tabaka kalınlığı, dielektrik sabiti ve kayıp teğet değerleri optimum seviyelerde seçilmiştir.

3.4 Frekans Seçici Yüzeyde Oluşan Yüzey Dalgaları

FSY'de iki farklı yüzey dalgası oluşur. İlk yüzey dalgası türü, periyodik geometriler arasındaki mesafenin rezonans dalga boyunun yarısından daha büyük olması koşuluyla, dielektrik tabakada, istenmeyen emisyonlar meydana getiren yüzey dalgalarıdır. Yüzey dalgaları, istenmeyen radyasyonun dielektrik yüzeye kritik açıdan daha az bir açıyla geldiklerinde oluşur ve radyasyona neden oldukları frekanslarda yayılma eğilimindedir. İkinci tip yüzey dalgaları, sınırlı sayıda periyodik eleman içeren ve periyodik elemanlar arasındaki mesafenin rezonans dalga boyunun yarısından daha az, rezonans frekansından % 20-30 daha düşük olduğu frekanslarda görülür. Yüzey dalgalarında saçılmayı önlemek ve hedeflenen frekanslardaki performansı arttırmak için FSY geometrileri oldukça sık ve periyodik olarak yerleştirilmelidir.

Rezonans uzunluğu temelli bir FSY'nin rezonans özellikleri genellikle yüzeyin elektromanyetik dalgaya maruz kalma şekline bağlıdır. Dalganın geliş açısı frekans seçici yüzeyin etkin bant genişliğini etkiler. Bu bağımlılık çoğu tasarımda büyük bir problem olarak ortaya çıkar. Bu problemin çözümüne yönelik birçok farklı yaklaşım ortaya koyulmaya çalışılmıştır. Bu problemin yanında, rezonans harmonikleri de FSY'nin performansını etkileyen önemli problemlerden biridir. Amaçlanan frekansın harmoniklerinin kendilerinin geliş açısına bağlı olduğu göz önüne alındığında harmoniklerin etkisi yüzey dalgalarına daha fazla dahil olur [62].

3.5 Uygulama Alanları

Yakın kızılötesi dalga boyu bölgesinde, frekans seçici yüzeyler öncelikle filtreleme uygulamalarında kullanılır. Bazı uygulamalar arasında bant geçiren filtreler, polarizörler ve ışın ayırıcılar bulunur. Daha önce belirtildiği gibi, bir FSY içindeki periyodik elemanlar rezonans özelliklerine sahipse, endüktif FSY, rezonans dalga boyuna yakın dalga boylarında toplam iletim sergileyecek, kapasitif FSY ise toplam yansıma sergileyecektir. Bu özellik, uygun elemanlara sahip bir FSY'nin dar bir bant geçiren filtre gibi çalışmasını sağlar. Benzer şekilde, dar bant geçiren bölgeleri seçici olarak ayarlayabilmek için tamamlayıcı bir tasarım oluşturulabilir. Bu tür FSY filtrelerinin özel uygulamaları, dar bant astronomi filtrelerini ve uzay aracı enstrümantasyonu için filtreleri içerir. Bir FSY içindeki periyodik elemanlar, polarizasyona bağlı bir rezonans özelliğine sahipse, böyle bir özellik bir polarizör üretmek için kullanılabilir. Bu polarizasyon bağımlılığı, bir polarizasyon tamamen yansıtılacak şekilde kullanılırsa ve dikey polarizasyon tamamen iletilirse, FSY bir ışın ayırıcı olarak kullanılabilir. FSY'lerdeki gelişmeler, klasik malzemelerin kullanılmasıyla bu tarz filtre yapıların kolaylıkla oluşturulabilmesi neticesinde, FSY'nin kullanım alanlarını ve kullanım amaçlarını da artırmaktadır.

Başlangıçta mekansal filtreler olarak tanıtılan FSY yapıları, çeşitli diğer uygulamalarda kullanılmıştır. Daha önce de belirtildiği gibi, radomlar, frekans bandı dışındaki antenin RC'lerini azaltmak için bir anten sistemi ile birlikte kullanılan bant geçiren FSY'lerdir. FSY, bilim araştırmaları ve veri iletişim bağlantıları için çok frekanslı reflektör antenlerinin [4][63][64][65] tasarımında dikkate alınmıştır. FSY yapısı ile birlikte yüksek kazanç sağlayan anten yapısı [66] 'da verilmiştir.

Belirli bir faz ve genliğe sahip yansıtıcı karakteritiklere sahip olan frekans seçici yüzeyler, reaktif empedans yüzeylerinin tasarımında kullanılabilir [67], [68] 'de faz kayması için deneysel olarak gösterilen bu fikir, frekans filtrelemesine ek olarak, istenen reaktif yanıtı üretmek için FSY yapılarının kullanıldığı frekans filtrelemeye yepyeni bir araştırma alanı açar. FSY'ler yüksek empedanslı yüzeylerde ve belirli bant geçirgenliği sağlayan malzemelerde kullanılmaktadır. Başka bir durumda FSY'ler oldukça ince malzemelerden oluşması nedeniyle, faz kaydırıcı olarak da kullanılabilir.

Tüm bunlara ek olarak FSY'ler antenlerde bant genişliğini iyileştirmek ya da radyasyon tepkilerini düzenlemek amacıyla da kullanılabilir. FSY'lerin böyle bir kullanım şekli [69] ve [70]'te ayrıntılı bir şekilde tartışılmıştır. Bir zamanlar düzgün bir şekilde düzenlenmiş ve seçildikten sonra bir elektrik ve manyetik süper tabaka katman yığının, antenden çıkan ışınları büken ve alt tabaka arayüzü ve süper tabakalar yığını üzerinde olayı büken antenin üstünde bir lens gibi davrandığı gösterilmiştir.

3.6 İmalat Yöntemleri

Son zamanlarda, bir dalga boyundan çok daha küçük birim hücre boyutları olan frekans seçici yüzeylerin tasarımına ilgi duyulmuştur. Geleneksel tasarımlarda, frekans seçici özellikler elemanların karşılıklı etkileşimlerinden kaynaklanır. Bu nedenle, istenen bir frekans seçici davranışını gözlemlemek için çok sayıda birim hücre bulunmalıdır. Sonuç olarak, yüzeyin toplam boyutu elektriksel olarak büyüktür. Öte yandan, uyaran dalganın geliş açısına göre düşük bir hassasiyetin gerekli olduğu veya üniform bir faz cephesinin kurulmasının zor olduğu durumlarda bazı uygulamalar için ekran boyutunun küçük olması gerekir. Bu sorunu çözmek için geliştirilen periyodik yapılardan oluşturulan minyatür FSY geometrileri, belli bir frekansa odaklanarak rezonanslar oluşturabilir. FSY tarafından üretilen bu rezonanslar dalga geliş açısına bağımlılığı az fakat yüksek seçicilik sağlar [10]. Minyatürize FSY'ler konusunda ilk çalışmalar [10]' da başlamış ve [66] ile ilerleme kaydedilerek performans iyileştirmeleri sağlanmıştır.

Çok ince dielektrik tabakalardan yapılmış olan yeni FSY, kademeli tek katmanlı FSY geometrileri tarafından yapılan yüksek dereceli uzamsal filtre yapı blokları olarak kullanılır. Önerilen FSY yapıları, düşük profilli, konformal anten dizileri üzerinde üst düzey uzamsal filtre uygulanmasını sağlar. Üzerinde FSY kullanılan antenler, belirgin frekans cevabı ile antenin performansına katkı veren yapılar oluştururlar. İkincisi

önemlidir, çünkü direksiyon dizisi tasarımlarında bu toplanmış binlerce filtre bileşeni gereklidir. Yeni yüzeyleri, geleneksel süper tabakalar veya FSY'nin aksine kullanmanın avantajı, bu tür yüzeylerin antene yakın bir mesafede ($< \lambda/10$) yerleştirilebilmesidir. Sıradan süper tabakalar, yarım dalga aralayıcısından antenlerin üzerine yerleştirilir. Frekans seçiciliği nedeniyle FSY'ler antene çok yakın konumlandırılmalarına rağmen, antenin performansını etkilememektedir. Bu şekilde anten performansını artıran FSY yapıları ortaya çıkmaktadır.



4. FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLERİN ANALİZ YÖNTEMLERİ

Frekans seçici yüzeylerin başlangıç noktasında faz dizili antenler vardır. FSY'lerle ilgili çalışmalar çok sayıda ve çeşitlidir ve çeşitli şekillerde kategorize edilebilir. Frekans seçici yüzeyleri analiz yöntemlerine göre sınıflandırdığımız durumda, analiz yöntemlerini üç önemli sınıfa ayırabiliriz. Bunlar aşağıda şu şekilde sıralanabilir:

- Devre Teorisi Teknikleri
- Modal Analiz Teknikleri
- Yinelemeli Teknikler

Devre Teorisi Teknikleri :

Elektronik devre tasarımı teorilerinden gelen ve frekans seçici yüzeylerin eşdeğer devre modelini türetmek için kullanılan analitik çözümleri kapsayan tekniklerdir. Nispeten karmaşıklıktan uzak, içiçe geçmemiş geometriler için kullanılır ve FSY'nin frekans cevaplarını bulmamızı sağlar. Birçok çalışmada yer bulmuş bir tekniktir [71].

Modal Analiz Teknikleri:

Modal analiz teknikleri elektromanyetik teorideki sınır koşullarını kullanarak ve floquet modlarından faydalanarak, FSY'nin büyük bir uzaydaki davranışını karakterize eder. Bunun sonucunda da bir integral denklemi oluşur. Momentler Yöntemi (MOM) [72][74] veya Eşlenik Gradyan Tekniği [24] gibi bir tekniklerle bu integral denklemi çözülür. Bu denklemlerin çözümleri güçlü bir bilgisayar için oldukça basittir.

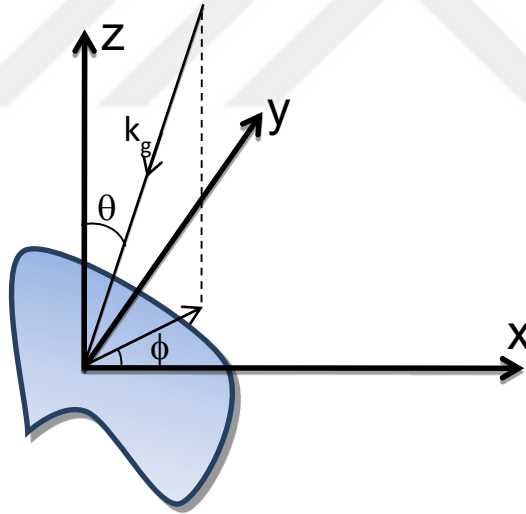
Yinelemeli Teknikler:

Hesaplamalı matematikte, yinelemeli bir yöntem, yineleme sayısı (n) kadar yaklaşımın, öncekilerden türetildiği bir problem sınıfı için iyileştirilmiş yaklaşık çözümler dizisi oluşturmak adına başlangıç değeri kullanan matematiksel bir prosedürdür. FSY'de de bu yöntem denenerek [32], kompleks denklemlerin çözümünün önüne geçilmiş olur. Yinelemeli tekniklerde izlenen metodlar çoğu kaynakta ayrıntılı olarak incelenmiştir [2].

Bu teknikler arasında üzerine en fazla çalışma yapılan teknik Modal Analiz tekniğidir. Bu kadar çok çalışma yapılmasının nedeni başarımının oldukça yüksek olmasıdır. Bu çalışmalarda farklı FSY yapılarına göre analizi kolaylaştırabilecek farklı modlarda önermeler vardır [50]. Endüktif ya da kapasitif yapıdaki FSY'ler Modal Analize benzer birçok farklı prosedür izlenerek analiz edilebilir [73][74]. Genellikle her biri bir dielektrik katmanla ayrılmış olarak birden fazla FSY'nin bir araya getirilmesi de incelenmiştir. Munk ve Luebbers [55], sıfır mesafeyle ayrılmış, farklı periyodikliklere sahip bir araya getirilmiş iki adet FSY'nin (dipol benzeri parçalardan oluşan) sınırlayıcı durumunu sunmuş ve bu tür yapıların ikili rezonans doğası hakkında yorum yapmışlardır. Bu yapı, özünde, üst üste bindirilmiş iki periyodik modele sahip tek bir düzlemsel FSY'dir. Son bir hibrit FSY yapısı, dairesel açıklıkların içinde biriktiği çapraz yamaların olduğu Orta, Savi ve Tascone [75] tarafından tarif edilmiştir.

4.1 Birim Elemanların Analizi

4.1.1 Yama tipi FSY'in incelenmesi:



Şekil 4.1 : FSY üzerinde iletken bir yama ve gelen dalga.

Şekil 4.1'de gösterilen yama tipi frekans seçici yüzey üzerine, Şekil 4.2'de görüldüğü gibi bir elektromanyetik dalga geldiği zaman iletken yama üzerinde akım indüklenir. İndüklenen bu akım yayınım yapar ve saçılmalar olur. Bir iletken yama üzerinden saçılan dalganın ifadesi aşağıdaki eşitliği sağlar [27].

$$\nabla^2 \mathbf{A} + \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J}_S \quad (4.1)$$

$\mathbf{J}_S$: İletken ızgaralar üzerinde indüklenen yüzey akım yoğunluğu

İletkenleri “0 mm” kalınlığında oldukları kabulünü yaptığımız için yüzey akım yoğunluğu akım yoğunluğuna eşittir. Dolayısıyla, ifadelerin daha basit olabilmesi için bu aşamadan sonra “ J_s ” yerine “ J ” kullanacağız.

A: İndüklenen akımın yayılımı yapması sonucu oluşan manyetik vektör potansiyeli

Bu aşamada, iletken yama üzerinde indüklenen akımın bilindiği, bu akımın FSY’nin içinde bulunduğu ortamdaki her hangi bir noktada meydana getirdiği manyetik vektör potansiyelin hesaplanması istendiği varsayılacaktır. Kaynak dağılımı bilenen (bilindiği varsayılan) bu (4.1) numaralı Helmholtz dalga denkleminin çözülmesi ve manyetik vektör potansiyel ifadesinin hesaplanması için Green fonksiyonlarından yararlanılarak aşağıdaki eşitlik yazılır.

$$(\nabla^2 + \omega^2 \mu \epsilon). G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = -\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}') \quad (4.2)$$

$\mathbf{r}'$: Noktasal kaynağın bulunduğu nokta

$\mathbf{r}$: Gözlem noktası

(4.2) numaralı denklemin çözümü (4.3) numaralı denklem olarak aşağıdaki şekildedir [28].

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = e^{-j.k.|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}/4.\pi.|\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \quad (4.3)$$

(4.4) numaralı denklemden yararlanarak iletken yama üzerinde indüklenen akımın sebep olduğu manyetik vektör potansiyelin ifadesi (4.5) numaralı denklemdeki gibidir.

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \int_S G(\mathbf{r}, \mathbf{r}'). \mathbf{J}(\mathbf{r}'). d\mathbf{r}' \quad (4.4)$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') * \mathbf{J}(\mathbf{r}') \quad (4.5)$$

*: Konvolüsyon operatörü

Böylece, bir iletken yama üzerinde indüklenen akım yoğunluğundan yararlanarak o iletken yamadan uzaktaki herhangi bir noktadaki manyetik vektör potansiyelinin değerini hesaplayabiliriz ve o noktadaki elektrik alanın ifadesini (4.6) numaralı denklemdeki gibi yazabiliriz [6]. İletken üzerinde indüklenen akımdan meydana gelen bir alan olduğu için bu alanı saçılan alan olarak ifade edebiliriz.

E_s : Saçılan dalganın elektrik alan şiddeti

$$\mathbf{E}_s = -j\omega\mu\mathbf{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon}\nabla \cdot (\nabla \cdot \mathbf{A}) = -j\omega\mu\left\{\mathbf{A} + \frac{1}{k^2}\nabla \cdot (\nabla \cdot \mathbf{A})\right\} \quad (4.6)$$

Elektrik alanların teğetsel bileşenlerinin toplamı yüzeydeki iletkenler üzerinde sıfır olmalıdır. Periyodik iletken yamalar içinde elektrik alanın değeri sıfırdır. Elektrik alanın teğetsel bileşenleri de sürekli olduğundan iletken yamalar üzerindeki elektrik alanın teğetsel bileşeni de sıfırdır.

Denklemlerdeki “t” alt simgesi teğetsel bileşen olduğunu göstermektedir.

$$\mathbf{E}_{gt}(x, y, 0) + \mathbf{E}_{st}(x, y, 0) = 0 \quad (4.7)$$

(4.6) ve (4.7) denklemlerinden yararlanarak (4.8) denklemi elde edilir [49].

$$\mathbf{E}_{gt}(\mathbf{r}) = j\omega\mu\mathbf{A}_t(\mathbf{r}) - \frac{1}{j\omega\epsilon}[\nabla \cdot (\nabla \cdot \mathbf{A}(\mathbf{r}))]_t \quad (4.8)$$

Düzlemsel ve sonsuz incelikteki iletken yamalar üzerinde akımın “ J_x ” ve “ J_y ” bileşenleri dolayısıyla da manyetik vektör potansiyelin de sadece “ A_x ” ve “ A_y ” bileşenleri sıfırdan farklıdır. Dolayısıyla (4.8) denklemi, (4.9), (4.10) ve (4.11) denklemleri gibi matris formda yazılabilir.

$$-\begin{bmatrix} E_{xg} \\ E_{yg} \end{bmatrix} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot \epsilon} \begin{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k & \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} \\ \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} & \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$A_x = G * J_x \quad (4.10)$$

$$A_y = G * J_y \quad (4.11)$$

Konvolüsyon integrallerinden kurtulmak için (4.12) numaralı denklem biçiminde bir Fourier dönüşümü tanımlayabiliriz.

$$\tilde{f}(\alpha, \beta) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \cdot e^{-j \cdot \alpha \cdot x} \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot y} \cdot dx \cdot dy \quad (4.12)$$

$$f(x, y) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(\alpha, \beta) \cdot e^{j \cdot \alpha \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta \cdot y} \cdot d\alpha \cdot d\beta \quad (4.13)$$

(4.12) ve (4.13) eşitliklerinin Fourier dönüşümü ile (4.14) ve (4.15) numaralı ifadeler elde edilir [49]. ($G * J \leftrightarrow \tilde{G} \cdot \tilde{J}$, $\frac{\partial A}{\partial x} \leftrightarrow j \cdot \alpha \cdot A$, $\frac{\partial A}{\partial y} \leftrightarrow j \cdot \beta \cdot A$)

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_{xg}(\alpha, \beta) \\ \tilde{E}_{yg}(\alpha, \beta) \end{bmatrix} = \frac{1}{j \cdot w \cdot \varepsilon} \begin{bmatrix} k - \alpha^2 & -\alpha \cdot \beta \\ -\alpha \cdot \beta & k - \beta^2 \end{bmatrix} \cdot \tilde{G}(\alpha, \beta) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha, \beta) \\ \tilde{J}_y(\alpha, \beta) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\tilde{G}(\alpha, \beta) = \frac{-j}{2 \cdot (k^2 - \alpha^2 - \beta^2)^{1/2}} \quad (4.15)$$

“ α ” ve “ β ” değişkenleri sırasıyla “ x ” ve “ y ” koordinatlarının dönüşüm değişkenleridir. (4.14)’de elde ettiğimiz eşitliğin ters Fourier dönüşümünü alırsak (4.16)’daki ifade elde edilir.

$$\begin{aligned} & - \begin{bmatrix} E_{xg}(x, y) \\ E_{yg}(x, y) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{j \cdot w \cdot \varepsilon} \begin{bmatrix} k - \alpha^2 & -\alpha \cdot \beta \\ -\alpha \cdot \beta & k - \beta^2 \end{bmatrix} \cdot \tilde{G} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix} \cdot e^{j \cdot \alpha \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta \cdot y} \cdot d\alpha \cdot d\beta \end{aligned} \quad (4.16)$$

Böylece elektrik alanın integral eşitliği tek bir iletken yama için hesaplanmıştır. FSY’in her iki yönde de sonsuz uzunlukta olduğu ve sonsuz sayıda periyodik eleman içerdiği varsayıldığı için Floquet teoremi bu yüzeye uygulanabilir ve Floquet teoreminden yararlanarak akım yoğunluğunun değişimi (4.17)’deki biçimde yazılabilir.

$$J(x + D_x) = J(x) \cdot e^{j \cdot k_{xg} \cdot D_x} \quad (4.17)$$

k_{xg} : Gelen dalganın “ x ” eksenindeki dalga sayısı

D_x, D_y : Sırasıyla “ x ” ve “ y ” eksenleri boyunca periyodik elemanlar arası mesafeyi belirtmektedir.

Floquet teoreminden yararlanarak (4.17) eşitliği, (4.18), (4.19) ve (4.20) denklemleri gibi yazılabilir.

$$J(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m \cdot e^{-j \cdot (k_{xg} + 2\pi \cdot m / D_x) \cdot x} \quad (4.18)$$

$$J(y + D_y) = J(y) \cdot e^{j \cdot k_{yg} \cdot D_y} \quad (4.19)$$

$$J(y) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \cdot e^{-j \cdot (k_{yg} + 2\pi \cdot n / D_y) \cdot y} \quad (4.20)$$

Yüzeyin periyodik yapısından dolayı akım yoğunluğun spektrumu ayrıktır. (4.18), (4.19) ve (4.20) eşitliklerinden de yararlanarak (4.21) denklemi aşağıdaki şekilde yazılır.

$$-\begin{bmatrix} E_{xg}(x, y) \\ E_{yg}(x, y) \end{bmatrix} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{j \cdot w \cdot \varepsilon \cdot D_x \cdot D_y} \begin{bmatrix} k - \alpha_m^2 & -\alpha_m \cdot \beta_n \\ -\alpha_m \cdot \beta_n & k - \beta_n^2 \end{bmatrix} \cdot \tilde{G}(\alpha_m, \beta_n) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha_m, \beta_n) \\ \tilde{J}_y(\alpha_m, \beta_n) \end{bmatrix} \cdot e^{j \cdot \alpha_m \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta_n \cdot y} \quad (4.21)$$

$$\alpha_m = \frac{2\pi m}{D_x} + k_{xg} \quad (4.22)$$

$$\beta_n = \frac{2\pi n}{D_y} + k_{yg} \quad (4.23)$$

(4.21) eşitliğinde bilinmeyenler sadece akım yoğunluklarıdır ve periyodik iletkenler üzerinde indüklenen akım yoğunluğu bu eşitlikten elde edilebilir. İndüklenen akım ifadesinin bilinmesi ile (4.22) ve (4.23) eşitlikleri ve Maxwell denklerinden de yararlanarak sırasıyla manyetik vektör potansiyel ve elektrik alan ve manyetik alan şiddetlerinin ifadeleri rahatlıkla elde edilir.

“ α_m ” “ β_n ” sırasıyla “x” ve “y” eksenlerindeki dalga numaralarıdır. Bu iki dalga numarası yardımıyla “z” yönündeki dalga numarası (4.24) ifadesi rahatlıkla bulunabilir. Saçılan dalgalar Floquet teoremi kullanılarak, yukarıda anlatıldığı biçimde, sonsuz sayıda düzlemsel dalgaların toplamı olarak ifade edilmektedir. “ k_{zmn} ” ifadesine baktığımız zaman belli bir “m,n” değerine kadar reel sonra sanal olduğu dolayısıyla saçılan dalgaların bazıları yayılım yaparken bazılarının da sönümlü olduğu görülmektedir.

$$k_{zmn} = \sqrt{k^2 - \alpha_n^2 - \beta_n^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi m}{D_x} + k_{xg}\right)^2 - \left(\frac{2\pi n}{D_y} + k_{yg}\right)^2} \quad (4.24)$$

Teorik olarak, FSY’de görünüşü ızgaralı loblar çalışma frekansının üst sınırını temsil eder. Daha büyük bir çalışma bandı talebi nedeniyle, ızgara lobları düşünülmelidir. Genel olarak, tek katmanlı bir yapı için ilk frekansını rezonant frekansın üç katına kadar loblarla ertelemek zor bir başlangıçtır.

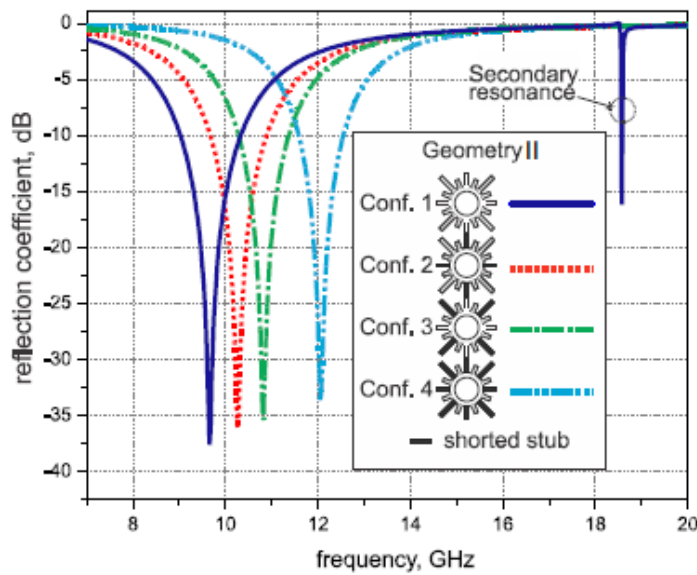
Izgaralı lobların formülü (4.25)’e göre, minyatür birimi, ızgaralı lobların başlangıç frekansını artırabilir.

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{nc}{P(\sin\theta_1 + \sin\theta_2)} \quad (4.25)$$

Izgaralı lobların frekansı olan f değerini belirlemek için iki önemli faktör vardır. P birimler arasındaki mesafeyi temsil eder. θ_2 ilerleyen dalganın açısıdır ve θ_1 de ızgara loblarının başlangıç açısıdır, n pozitif tamsayıyı temsil ederken, ızgaralı lobların başlangıç yönü dielektrik tabakaya diktir ve $\theta_1 = 90^\circ$ olur.

$$P = \frac{c}{f(\sin\theta_2 + 1)} \quad (4.26)$$

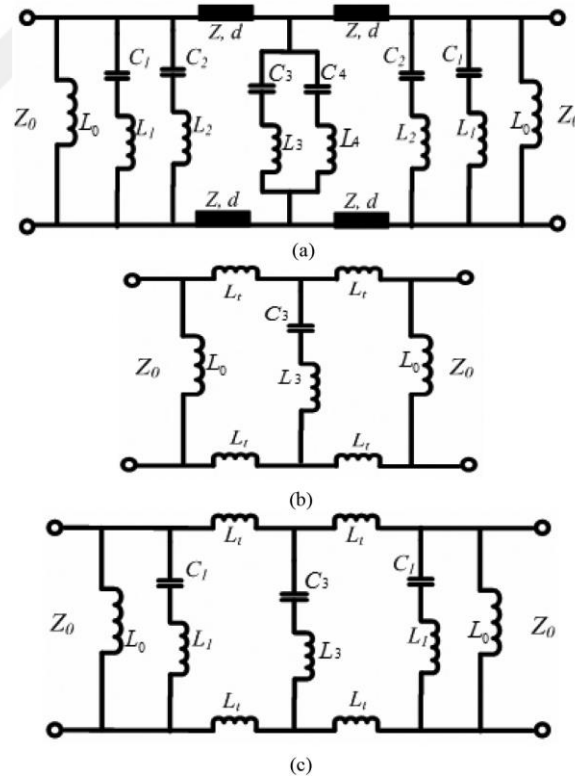
35GHz frekansında ve beklenen ilerleme açısı 40 derece olması istenen örnek bir tasarımda, (4.26) numaralı denkleme göre P anahtar parametresi 5.2 mm’den az olduğu sürece ızgara lobları oluşmaz.



Şekil 4.2 : Birleştirilmiş çok bantlı FSY’nin şematik gösterilimi.

Geçirgenlik/yansıtıcılık kutupları ve sıfırları kontrol etmek için uygundur. Daha büyük boşlukların oluşması rezonans dalga boyuna bağlı olduğu için geliş açısına daha duyarlıdır. EM dalgasının izdüşümü de FSY'nin geliş açısına ve polarizasyona karşı istikrarlı olup olmadığını belirlemek için belirleyici bir faktördür. Düzenleme açıklık birimi ve yama birimi periyodik bir hücrede yalnızca Ku bandında açılı ve polarizasyon kararlılığına sahip bir yansıma sunmakla kalmaz Şekil 4.3'te görüldüğü gibi çok bantlı yanıt da sağlar, kapasitans değerini arttırmak da X bandında güçlü bir rezonans oluşturmayı ve Ka bandında da istikrarlı bir yansıma bandı oluşturmayı sağlar.

Ku bandındaki yansıma bandı esas olarak katmanlı yama tipi oluşturulmuştur, Ka bandındaki yansıma bandı ise dallanmalar ve elemanlar arasındaki aralıklar kontrol edilerek belirlenir. Büyük bant oranları, daha büyük bant genişlikleriyle oluşabilir. Bant geçiren ve bant durduran frekans değerleri elemanlar arasındaki uzaklıklar, elemanların uzunlukları ve dallanmaların yerleşimi değiştirilerek ayrı ayrı kontrol edilebilir. Bu metodlarla çeşitli frekans karakteristiklerini gösteren çok bantlı FSY'ler tasarlanabilir.



Şekil 4.3 : (a) Üç-bant geçiren mikrodalga filtrenin Eşdeğer Devre Modeli (b) Filtrenin ilk çalışma bandındaki basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli (c) Filtrenin ilk ve ikinci çalışma bandlarındaki basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli

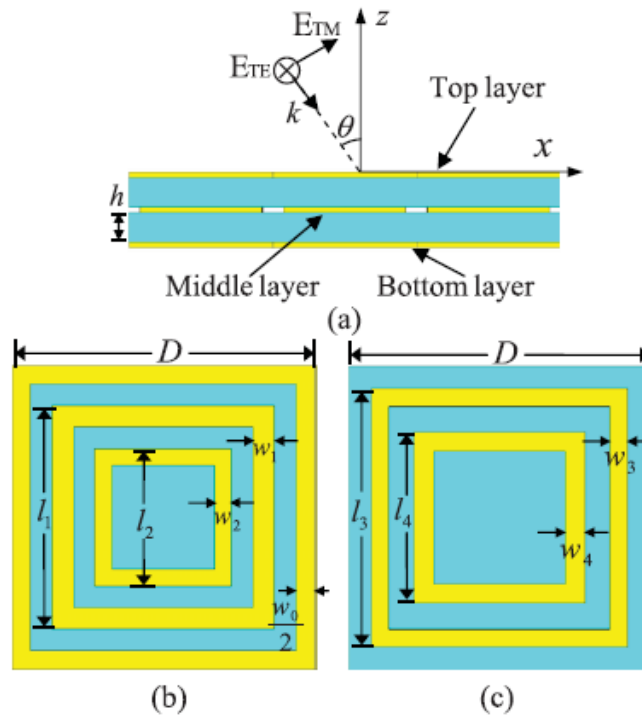
Şekil 4.4 (c) çift-bant geçiren mikrodalga filtresi görülmektedir. Çift-bant geçiren filtre tasarımında kullanılan yöntem aynı şekliyle kullanılarak üç-bant geçiren filtre tasarımı da yapılabilir. Aynı şekilde Şekil 4.4 (c) 'de elde edilen devreye 2 adet aynı seri LC rezonatörü eklenerek Şekil 4.4 (a)'daki filtre yapısı elde edilir. Rezonatör rezonasyona girdiği zaman herhangi bir iletim olmaz. Sonuç olarak bütün LC rezonatörleri rezonasyona girdiğinde üç-bant geçiren filtre elde edilir.

FSY tasarımlarında direk olarak Şekil 4.4 'te görülen eşdeğer devre modelleri gibi modellerden de faydalanarak tasarım gerçekleştirilebilir. L_{TL} seri indüktör C_{TL} de paralel kapasiteler olmak üzere (4.27) ve (4.28)'de şu şekilde hesaplanır:

$$L_{TL} = \mu_0 \mu_r h \quad (4.27)$$

$$C_{TL} = \epsilon_0 \epsilon_r h/2 \quad (4.28)$$

Burada μ_0 havanın, μ_r ortamın göreceli manyetik geçirgenliği ve ϵ_0 havanın, ϵ_r da ortamın göreceli elektrik geçirgenliği, h da kalınlığı belirtmektedir.



Şekil 4.4 : Oluşturulan FSY geometrisi. (a)Kenar görüntüsü. (b) Üst ve alt katmanlardaki kafeslenmiş çift kare döngü birim hücre yapısı (K-ÇKD). (c) Orta katman çift kare döngü birim hücre yapısı (ÇKD).

Şekil 4.4'te Şekil 4.3'te gösterilen eşdeğer devre şemalarından yola çıkılarak elde edilen FSY yapısı görülmektedir. Bu yapıda iç içe geçmiş Eşdeğer devre şeması analiz

edildiğinde, indüktör uzun bir hattı, seri LC rezonatör de kare döngüyü modelleyebilir. Bunlara ek olarak da dielektrik tabaka da kısa iletim hattı olarak modellenenebilir. Bir sonraki adımımız Şekil 4.4’ te gösterilen eşdeğer devre modeli parametrelerini Şekil 4.5 ‘te görülen FSY ‘ nin fiziksel boyutlarına aktarmak olacaktır. Bunun için [30] ve [31] ‘ de verilen formüller kullanılarak ÇKD ve K-ÇKD birim hücreleri için boyutları hesaplanabilir. İlk olarak K-ÇKD birim hücreleri için eşdeğer devre modelleri değerleri (4.29), (4.30), (4.31), (4.32) ve (4.33)’te olduğu gibi şu şekilde hesaplanır :

$$L_0 = X_0/w = F(D, w_0, \lambda)/w \quad (4.29)$$

$$L_1 = 2l_1 \times X_0 \times X_1 / (w \times D \times (X_0 + X_1)) \quad (4.30)$$

$$C_1 = 2 E_{eff} \times B_1 \times l_1 / (w \times D) \quad (4.31)$$

$$L_2 = l_2 \times X_2 / (w \times D) \quad (4.32)$$

$$C_2 = 2 E_{eff} \times l_2 \times B_1 \times B_2 / (w \times D \times (B_1 + B_2)) \quad (4.33)$$

İkinci olarak da ÇKD birim hücreleri için eşdeğer devre modelleri değerleri (4.34), (4.35), (4.36) ve (4.37)’de olduğu gibi şu şekilde hesaplanır:

$$L_3 = 2 l_3 \times X_3 \times X_4 / (w \times D \times (X_3 + X_4)) \quad (4.34)$$

$$C_3 = 0.75 E_{eff} \times l_3 \times B_3 / (w \times D) \quad (4.35)$$

$$L_4 = l_3 \times X_4 / (w \times D) \quad (4.36)$$

$$C_4 = E_{eff} \times l_4 \times B_3 \times B_4 / (w \times D \times (B_3 + B_4)) \quad (4.37)$$

Burada F normalize edilmiş indüktör veya kapasitör değerini ifade etmek üzere [30], (4.38) numaralı denklemden şu şekilde elde edilir:

$$F(D, s, \lambda) = \frac{D}{\lambda} \left(\ln \operatorname{cosec} \frac{\pi s}{2D} + G(D, s, \lambda) \right) \quad (4.38)$$

Bu ifadede G düzeltme terimini, λ ise herbir kare döngünün gerçekleştirdiği durdurma bandı dalga boyunu göstermektedir. g_i parametresi iki kare döngü arasındaki mesafeyi belirtmek üzere; $X_1 = F(D, 2w_1, \lambda)$, $X_2 = F(D, 2w_2, \lambda)$,

$$X_3 = F(D, w_3, \lambda), X_4 = F(D, 2w_4, \lambda), B_1 = 4F(D, g_1, \lambda), B_2 = 4F(D, g_2, \lambda), B_3 = 4F(D, g_3, \lambda) \text{ ve } B_4 = 4F(D, g_4, \lambda).$$

Belirtilmelidir ki bu formüller net bir şekilde indüktör ya da kapasitör değerlerini ifade etmeye yetmez.

Metalik paralel yapıların eşdeğer indüktansı ve kapasitansı yaklaşık olarak (4.39) ve (4.40)'taki gibi aşağıdaki eşitliklerle belirlenebilir [32]:

$$L = \mu_0(p/2\pi)\log[\csc(\pi w/2p)] \quad (4.39)$$

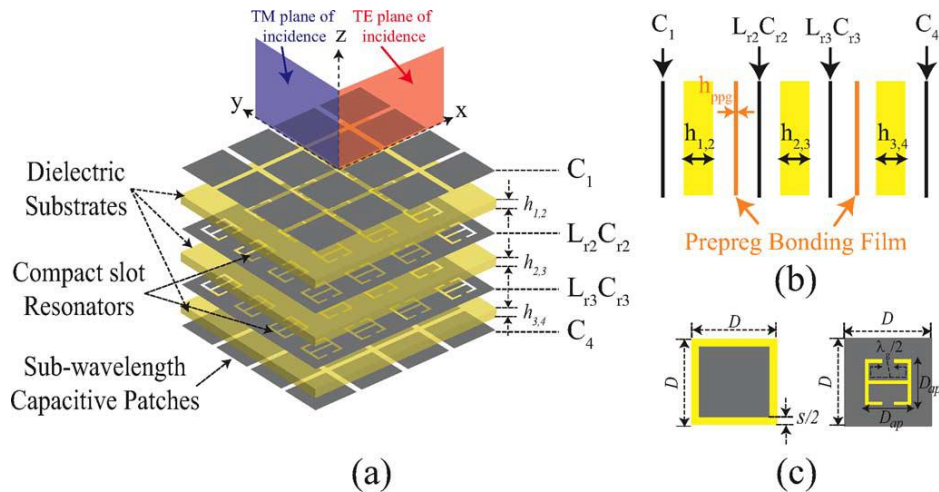
$$C = \varepsilon_0\varepsilon_r(2l/\pi)\log[\csc(\pi s/2l)] \quad (4.40)$$

Burada eşdeğer indüktör uzaklığı ifade eden p ve metalik paralel levhalar arasındaki genişliği ifade eden w ile, eşdeğer kapasitans ise kenar uzunluğunu ifade eden l ve boşluğun genişliği s ile bulunur.

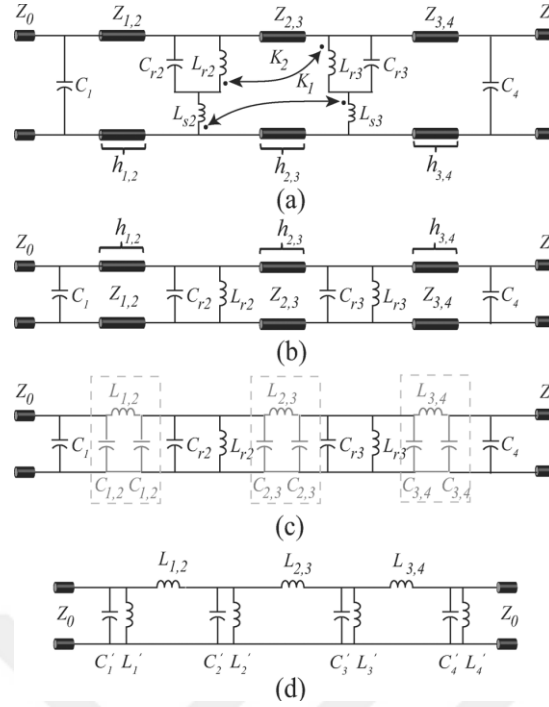
$$C_{add} = \frac{\varepsilon_0\varepsilon_r S}{h} \quad (4.41)$$

Burada direk yüz bağlama kapasitansını ifade eden C_{add} (4.41)'de görüldüğü gibi bulunur. s ise kesişen metal alanları ifade etmektedir.

Örnek olarak Şekil 4.6' da verilen minyatür FSY için eşdeğer devre modeli (4.39), (4.40) ve (4.41) numaralı denklemler kullanılarak Şekil 4.6'da gösterildiği gibi bulunmuştur.



Şekil 4.5 : MFSY konfigürasyonu. (a) çift bantlı FSY'ni 3 boyutlu gösterimi (b) yalıtkan yüzey, metal katmanlar ve bağlayan filmlerle FSY yapısı (c) tek bir hücrenin yapısı



Şekil 4.6 : MFSY ‘nin eşdeğer devre modeli a) en genel eşdeğer devre modeli b) rezonatör tabakaları ile kompakt rezonatörler ile ilişkili paraziter endüktanslar arasındaki karşılıklı kuplajı göz ardı eden basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli c) kısa iletim hatlarının parçalarının değiştirilmesiyle daha da kolaylaştırılmıştır devre modeli d)dördüncü dereceden rezonatör filtrenin genel topolojisi

4.1.2 Dielektrik tabaka analizi

FSS filtre yüzeyi, farklı dielektrik malzemelerden yapılmış iki ince levha arasına sıkıştırılabilir. “Dielektrik sandviçin” gelen tarafındaki yarı sonsuz boşluk ve iletim tarafındaki karşılık gelen yarı sonsuz boşluk da gerekirse bir dielektrik malzeme olarak kabul edilebilir. Bu yarı sonsuz "alt tabakalar", "kalın" dielektrik tabakaları modellemek için kullanılabilir. Dielektrik tabakanın arka yüzeyinden yansımalar, FSS yüzeyinden (dielektrik tabakanın ön yüzeyinde) kırınımına göre tutarsız olduğunda, bir dielektrik kalın olarak kabul edilir. FSY yüzeyine ya da alt yüzeyine, bu tarz durumlarda yalıtkan bir yüzey eklenerek, yalıtkan yüzeyin etkisi bilindiğinden, analizi de kolaylıkla yapılabilir.

FSY analizinde olduğu gibi dielektrik tabaka analizinde de Modal Analiz yöntemi kullanılabilir. Modal analizde belirlenmesi gereken Floquet modlar TE ve TM için belirlenerek gelen dalga bu iki moda ayrıştırılır.

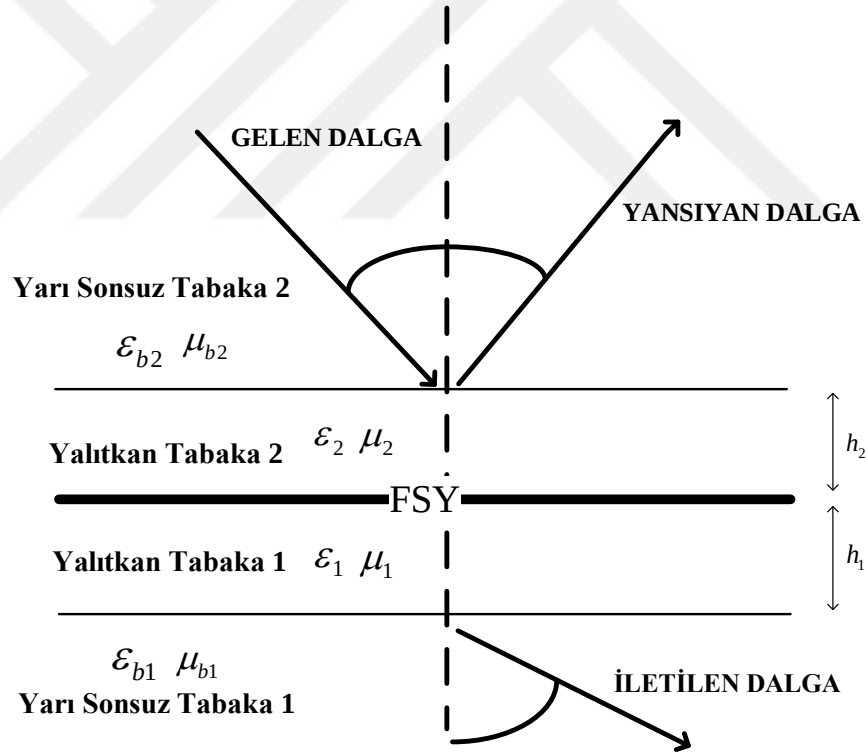
Bilinmeyen yansıyan ve iletilen alanların her biri, bilinmeyen katsayılarla sahip sonsuz bir Floquet modu serisine genişletilir. Filtrenin kendisi sonsuz inceliğin sınırlayıcı durumu olarak kabul edildiğinden, üç alan bileşeninin açılımları bu düzlemde

eşleştirilir. Yansıma ve iletim katsayılarının integral gösterimi, bunlar için ikame edilir.

Mükemmel iletken olarak kabul edilen sonsuz bir FSY dizini için spektral olarak tepki analizi yapılmak istenirse Chen'in yöntemi iyi sonuçlar vermektedir. Ancak Chen'in yöntemi analizi kolaylaştırmak için bazı yakınsamalarda bulunarak dalga kılavuzu modal analizini kullanır, bu nedenle çözüm de yalnızca modal analizin yapılabildiği durumlarda ortaya çıkabilir.

Şekil 4.7'den yola çıkarak modelleme için prosedürel bir yol izlediğimizde :

- Dielektrik tabaka FSY yapıları için fiziksel bir alan sağlar.
- Dielektrik tabakanın özellikleri FSY'nin modeli oluşturulurken dikkate alınmalıdır.
- İletim hattı teorisinden, analizde yalıtkan tabakaya bakan model kabul edilir.



Şekil 4.7 : Yalıtkan sandviç geometri.

4.2 Periyodik Yapıların Analizi

Periyodik yapıların analizi için Modal Genişleme Metodu prosedürel olarak açıkladığımızda:

- Olay alanını sıfırıncı dereceden Floquet modlarına ayırın (integral denklemleri kullanarak).
- Bilinmeyen katsayılara sahip sonsuz bir Floquet modu serisi olarak iletilen ve yansıtılan alanları genişletin (matrikse dönüştürün).
- Filtredeki sınır koşullarını eşleştirin (matriks denklemlerini dönüştürerek Modal katsayılar için çözün).
- Bir integral denklem oluşturmak için yansıma ve iletim katsayılarının integral temsilini elde edilen denklemde değiştirin (Modal katsayılardan teğetsel alanı hesaplayın).
- İntegral denklemini Galerkin'in moment yöntemini kullanarak bir matris denklemine dönüştürün.
- Matrisi tersine çevirerek sayısal olarak çözün.
- İletim ve yansıma katsayılarını hesaplayın.

Tek bir hücre için yaptığımız bu hesaplamaları periyodik yapı için genişlettiğimizde:

- FSY modeli mükemmel bir iletken gibi modellenmiştir.
- Filtre düzlemindeki enine alan yalnızca açıklıklar içindedir.
- N aralıklı bir "birim hücre" için, filtre düzlemindeki enine alan katkısını hesaplanır.
- Hesaplanan alan katkısı sonrasında modal analiz integral denklemine dönüştürülebilir.
- Yamalardan oluşan bir FSY yapısında her bir yama hücresi için hesaplanan indüklenen akımlar, yamaların hepsi için bir integral içerisine konulabilir.

5. TASARIMLAR

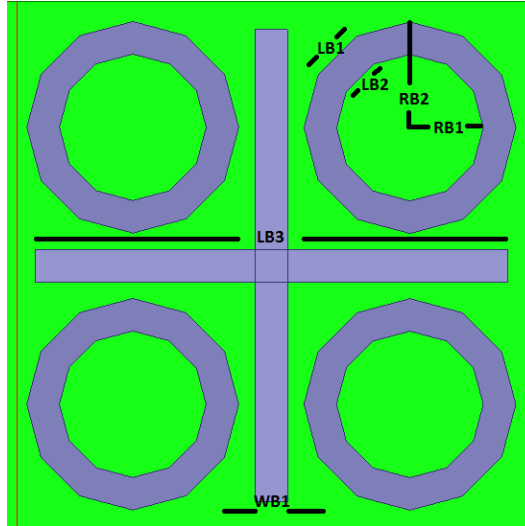
Alt bölgeler üzerinden istenen frekans yanıtını üretmek için filtre yanıtının modüler bileşenlerden gerçekleştirilebilir olması uygun olacaktır. Bu ayrıştırma, her bir alt bölge ile ilişkili yapıların tasarlanmasına ve ardından istenen filtre tepkisini vermek için bir araya getirilmesine izin verecektir. Yapılan tasarımlarda oluşturulan FSY'ler farklı varyasyonlara evrilebilecek niteliktedir. Çoklu rezonans yapısını sağlayan tasarımlarda durdurulmak istenen frekans bantlarında rezonanslar oluşturulmuş, harmoniklerin de çalışma frekans aralığında oluşmaması için gayret gösterilmiştir. Rezonans bantlarında durdurması, diğer frekans bantlarında ise bant geçiren görevi görmesi için tasarımda geçiş bölgeleri bırakılmıştır. Farklı rezonans bölgelerindeki geometrilerin bu geçiş bölgelerini etkilememesi amacıyla yapılar arasındaki uzaklıklar optimum seviyede seçilmiştir. Bu geçiş bölgelerinin orta noktaları, iletilmek istenen işaretin merkez frekansının orta noktası olacak şekilde seçilir. Geometrilerin yerleşim şekline ve yapısına göre frekans tepkilerinin bant genişliğini, yamalar arasındaki uzaklık da geçiş bölgesindeki bant genişliğini belirler.

Bant geçiren şekle ek olarak, bu frekans yanıtı başka bir şekle sahip olabilir. Yama frekansları örtüşürse, geçiş bandı bölgesi kaybolur. FSY üzerinde kullanılan geometriler geçirilmek istenen frekansların geçişini kolaylaştıracak şekilde birbirlerine mesafeli olarak yerleştirilmelidir. Yukarıda açıklanan yaklaşım, filtrenin karakteristiğine göre belirlenir. Seçilen filtre karakteristiğine göre yamaların ya da boşlukların konumları değiştirilebilir, bu durumda bant durdurma frekansı yamalar arasındaki uzaklıkla belirlenir.

Dielektrik tabaka ne kadar ince olursa, bağlantı katsayısının o kadar büyük olduğu ve bunun da daha yüksek faktörlü rezonatörlerle sonuçlandığı gösterilmiştir. Katmanlı yapılarda birden fazla dielektriğin kullanıldığı durumda geometrilerin üst üste gelerek FSY'nin frekans davranışını etkilememesine özellikle dikkat edilmelidir. Çok katmanlı FSY yapılarında kullanılan dielektrik malzemenin kalınlığı artacağı için unutulmamalıdır ki dalga geliş açısına göre çok farklı tepkiler de görülebilecektir.

Çizelge 5.1 : Tasarım 1 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü boyutları.

Uzunluklar	Semboller	Değer (mm)
Dielektrik tabakanın bir kenar uzunluğu	L1	65
Dielektrik tabakanın diğer kenar uzunluğu	L2	65
Küçük karenin kenar uzunluğu	LF1	52
Büyük karenin kenar uzunluğu	LF2	62
Büyük karenin sağ kenar genişliği	WF1	5
Büyük karenin alt kenar genişliği	WF2	5
Dış dikdörtgenin kenar genişliği	WM2	2
İç dikdörtgenin kenar genişliği	WM1	0.8
Dış dikdörtgenin kenar uzunluğu	LM1	24.5
İç dikdörtgenin kenar uzunluğu	LM2	24.5
Küçük karenin kenar uzunluğu	LM3	4



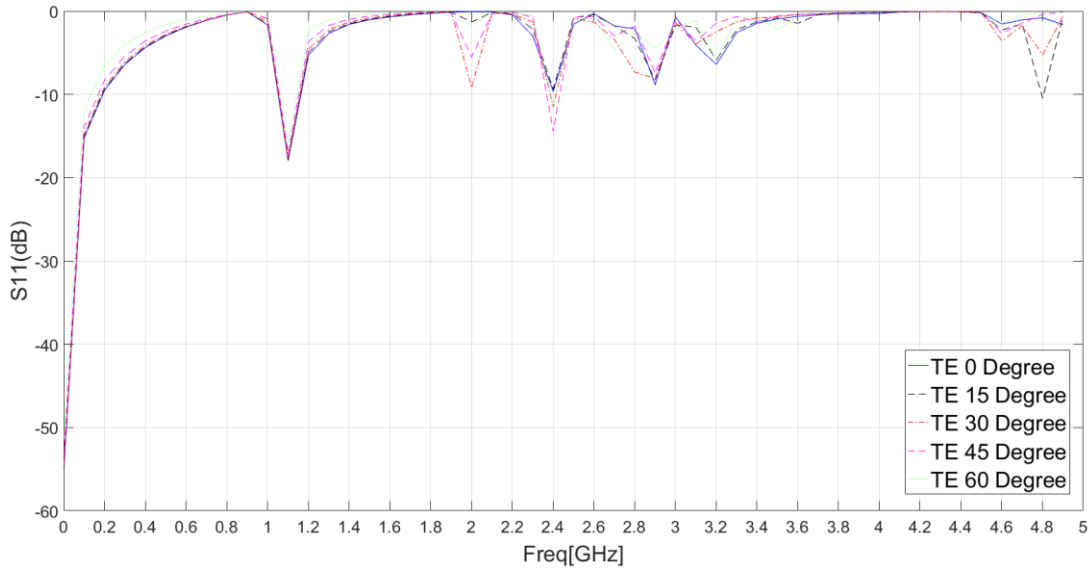
Şekil 5.2 : Tasarım 1 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü.

Çizelge 5.2 : Tasarım 1 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü boyutları.

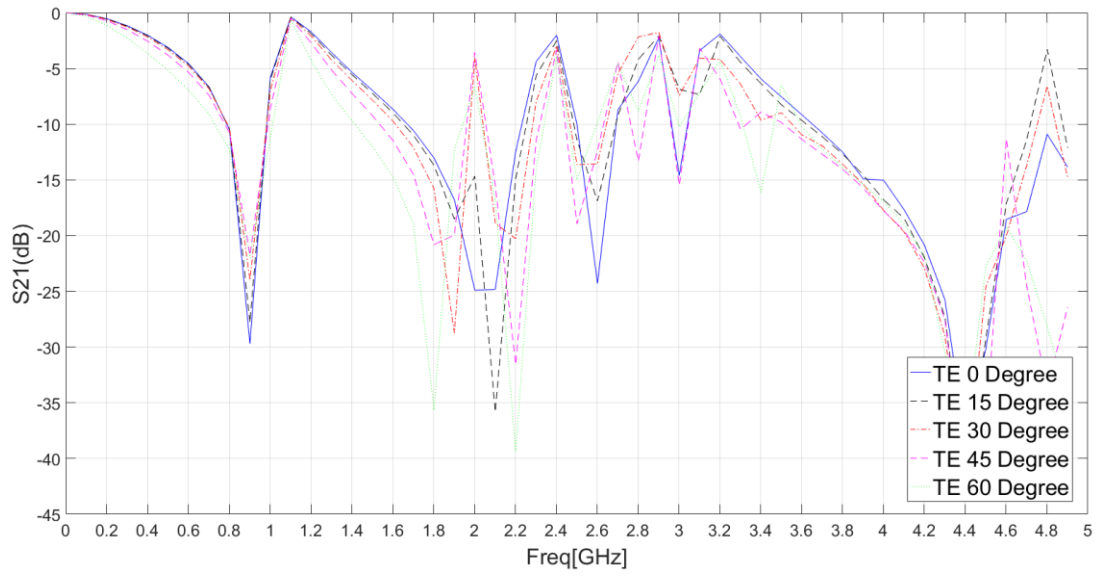
Uzunluklar	Semboller	Değer (mm)
Dış onikigenin çapı	RB2	13
İç onikigenin çapı	RB1	9
Dış onikigenin kenar uzunluğu	LB1	6.73
İç onikigenin kenar uzunluğu	LB2	3.29
Çapraz dipolün kenar uzunluğu	LB3	58
Çapraz dipolün kenar genişliği	WB1	4

5.1.1 Tasarım 1 benzetim ve ölçüm sonuçları

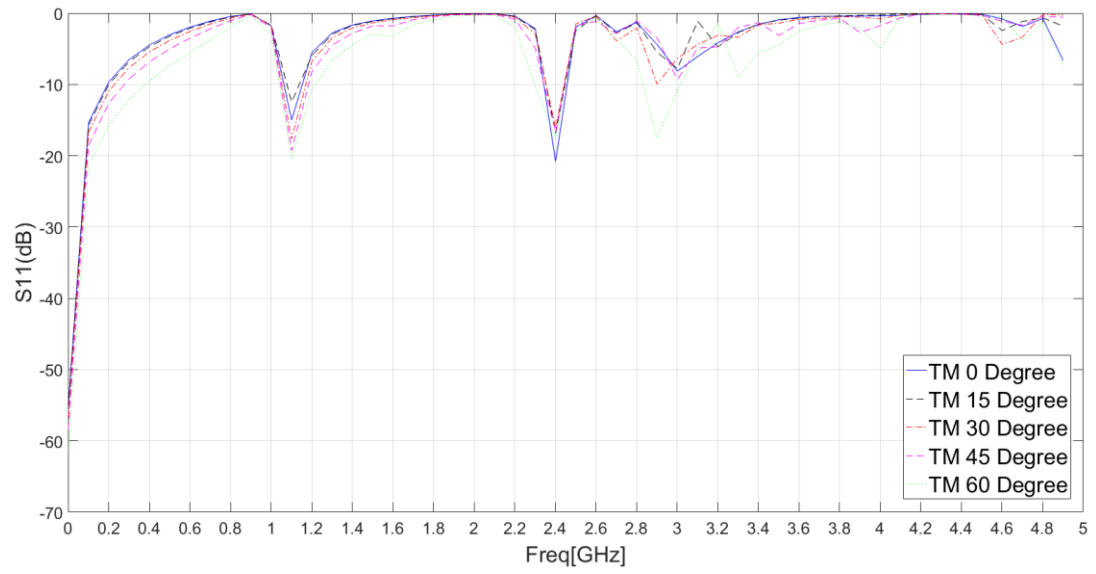
Tasarımların benzetim ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Farklı derecelerdeki dalga geliş açıları için Şekil 5.3, Şekil 5.4, Şekil 5.5, Şekil 5.6’da elde edilen S parametre grafikleri verilmiştir.



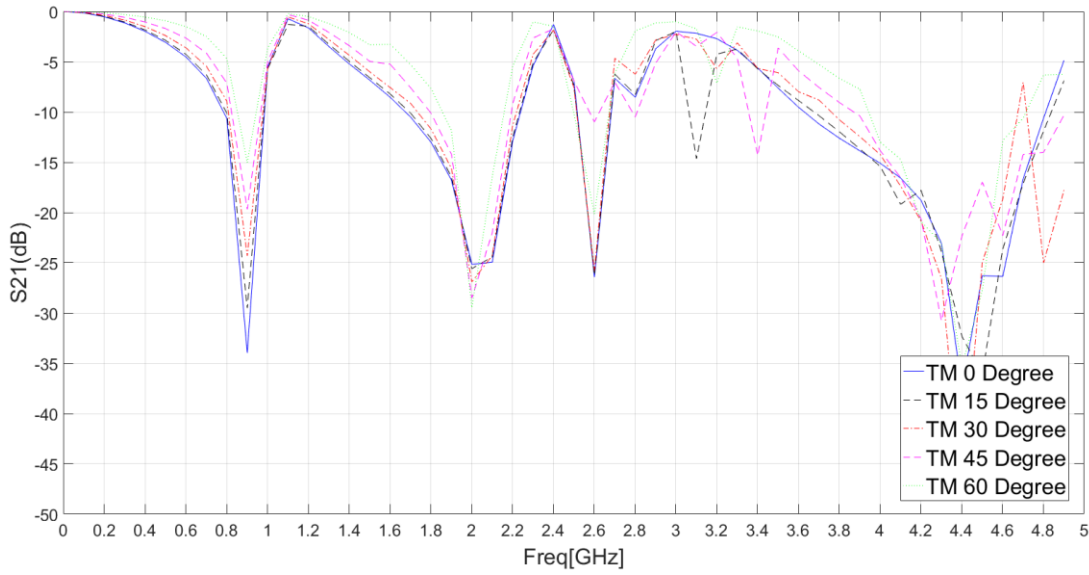
Şekil 5.3 : Tasarım 1 TE S_{11} parametresi grafiği.



Şekil 5.4 : Tasarım 1 TE S_{21} parametresi grafiği.



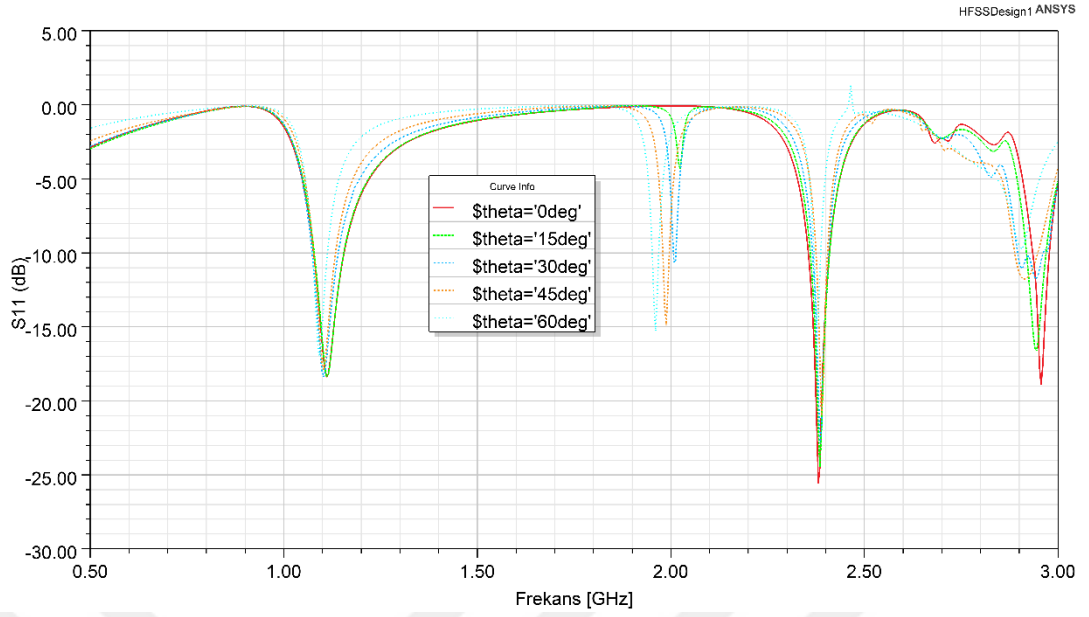
Şekil 5.5 : Tasarım 1 TM S_{11} parametresi grafiği.



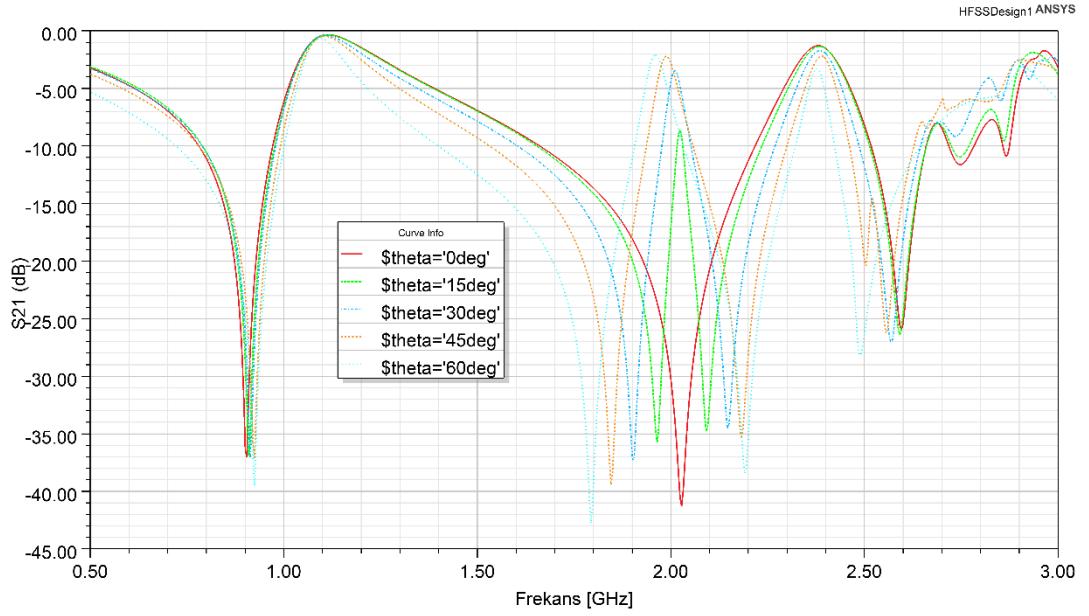
Şekil 5.6 : Tasarım 1 TM S_{21} parametresi grafiği.

Tasarım 1 benzetim sonuçlarında S_{21} iletim katsayısının frekansla değişimine bakacak olursak 800MHz bandında ortalama 11dB, 900MHz bandında 30dB, 1800MHz bandında 13dB, 2100 bandında 25dB ve 2600MHz bandında 24 dB gibi bir sönümleme yaptığı görülmektedir.

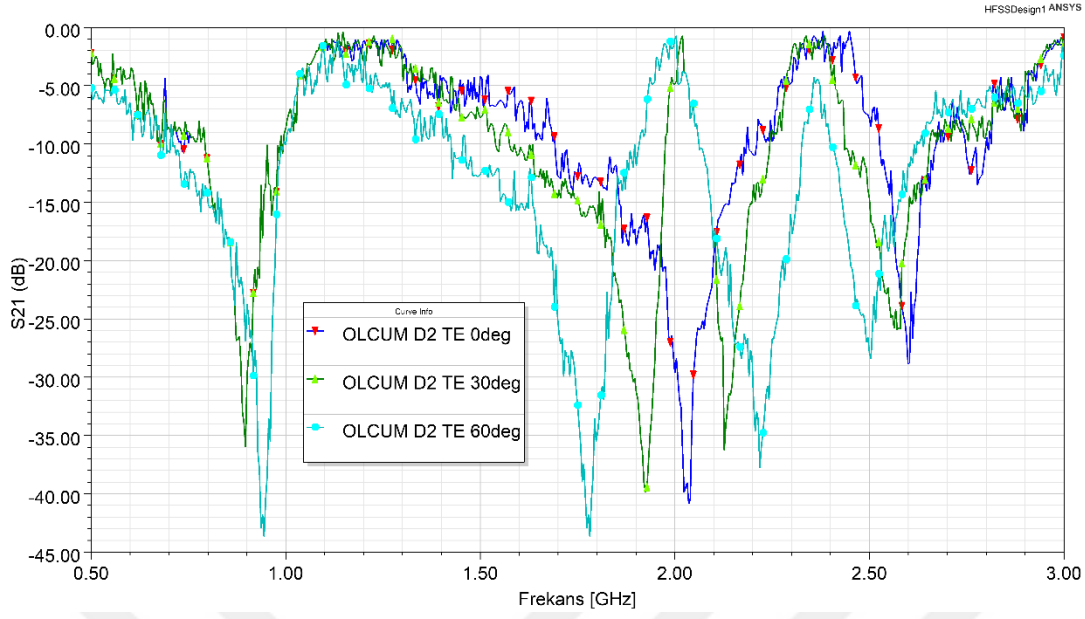
Bu çalışmadaki benzetim sonuçları ANSYS Electronic Desktop 2020 R2 programında 631 nokta için 0.5 GHz ve 3 GHz aralığında alınarak tekrarlanmıştır. Burada ölçüm sonuçlar ile birebir karşılaştırma yapılabilmesi amaçlanmıştır. Farklı dalga geliş açılarıyla oluşturulan grafikler tasarım 1 TE mod için Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’de verilmiştir. Ölçüm sonuçlarıyla ilgili grafik TE mod bütün geliş açıları için Şekil 5.9’da ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırmalı grafikler ise Şekil 5.10 ve Şekil 5.11’de verilmiştir.



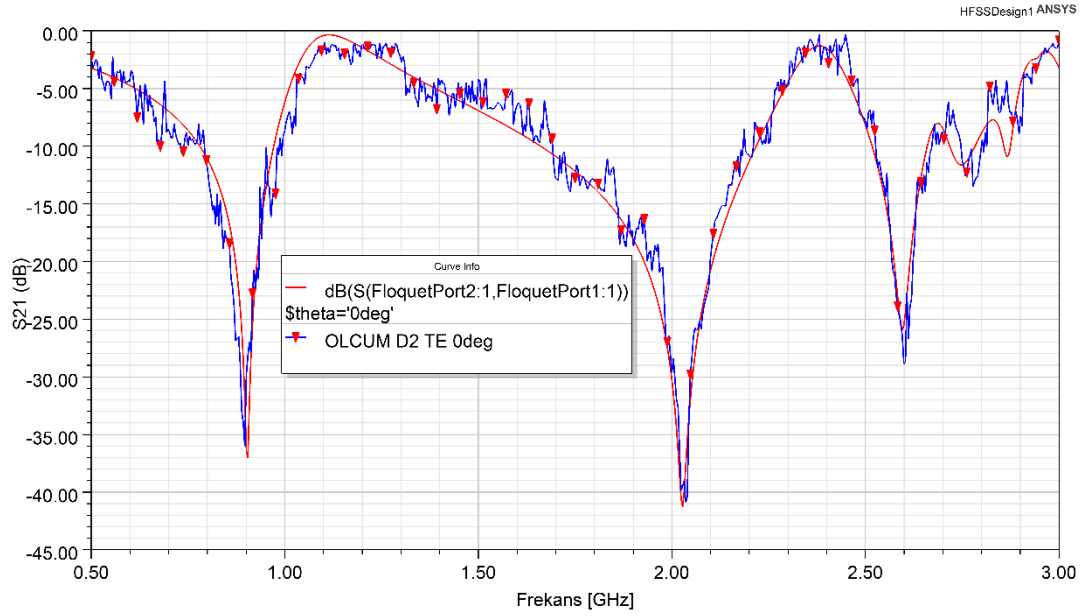
Şekil 5.7 : Tasarım 1 TE S_{11} parametresi benzetim grafiği.



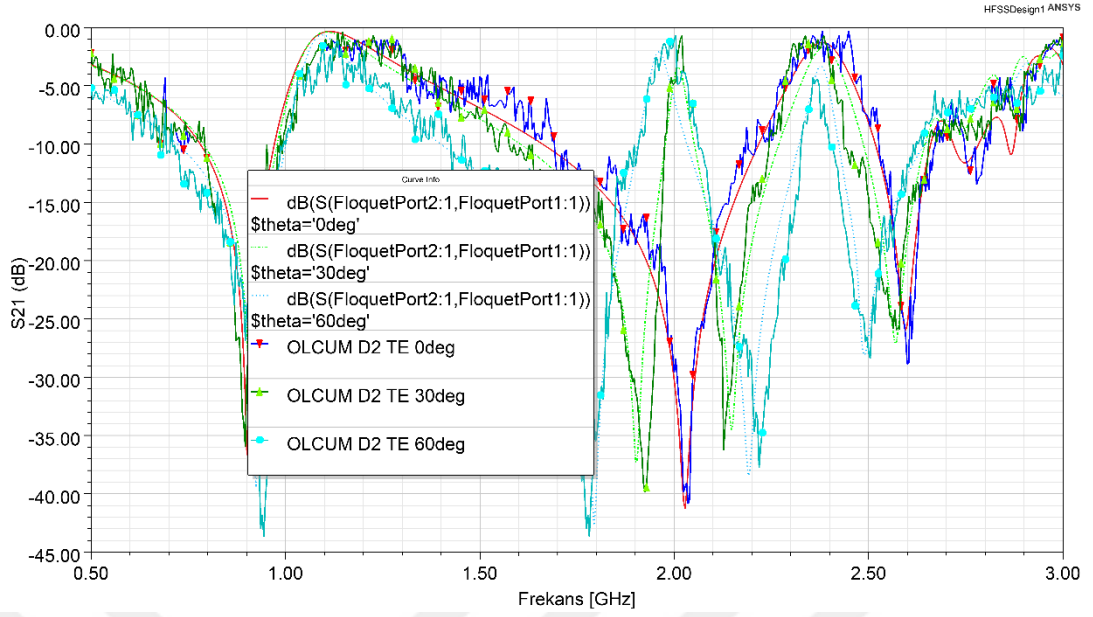
Şekil 5.8 : Tasarım 1 TE S_{21} parametresi benzetim grafiği.



Şekil 5.9 : Tasarım 1 TE S_{21} parametresi ölçüm grafiği.

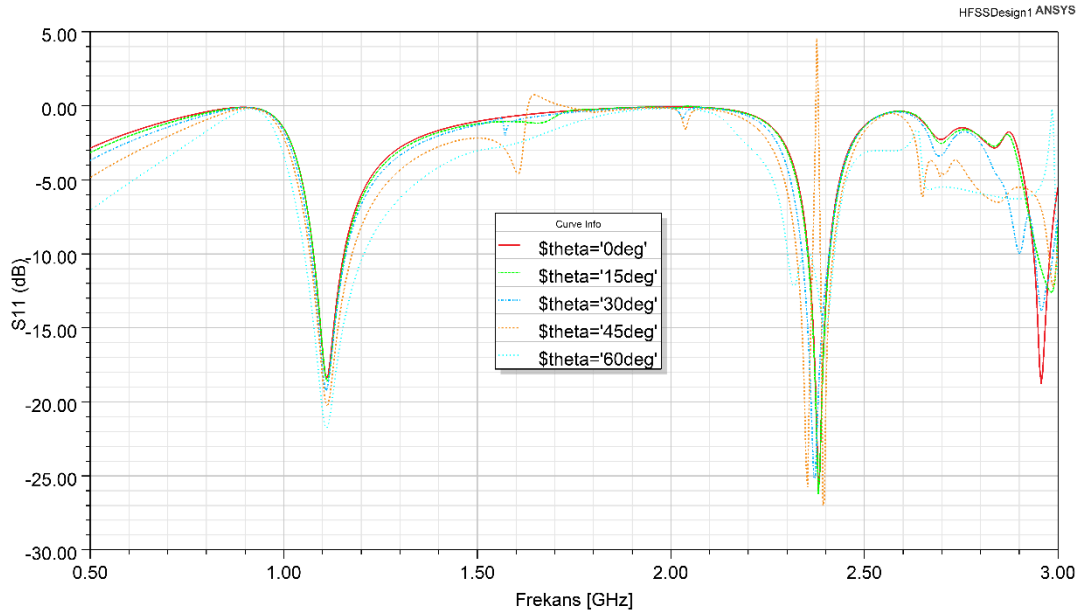


Şekil 5.10 : Tasarım 1 TE S_{21} parametresi dik ölçüm ve benzetim grafiği.

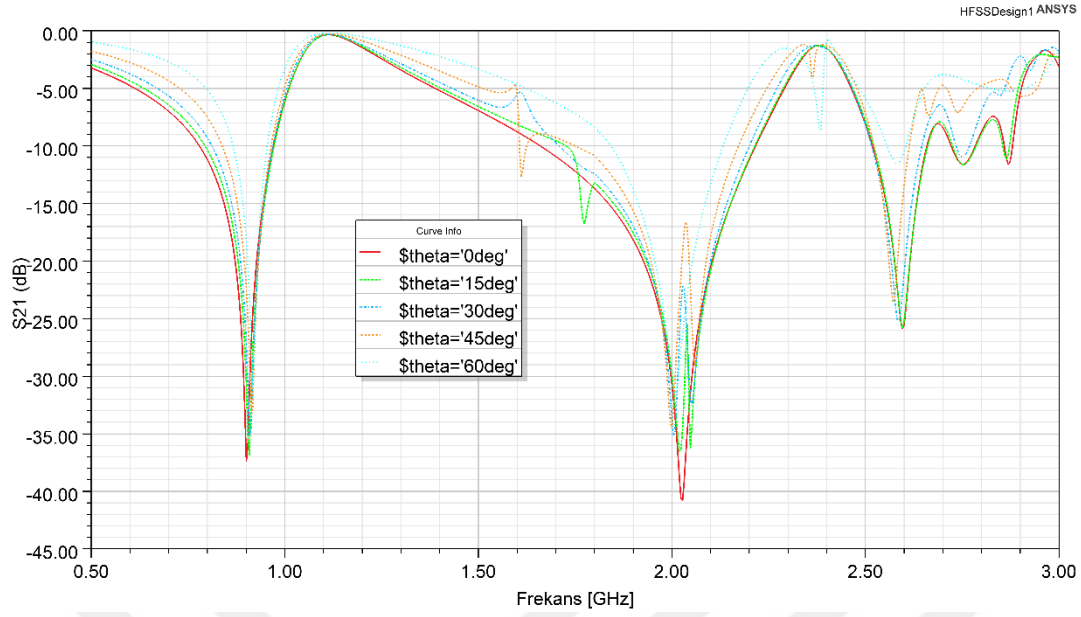


Şekil 5.11 : Tasarım 1 TE S_{21} parametresi ölçüm ve benzetim grafiği.

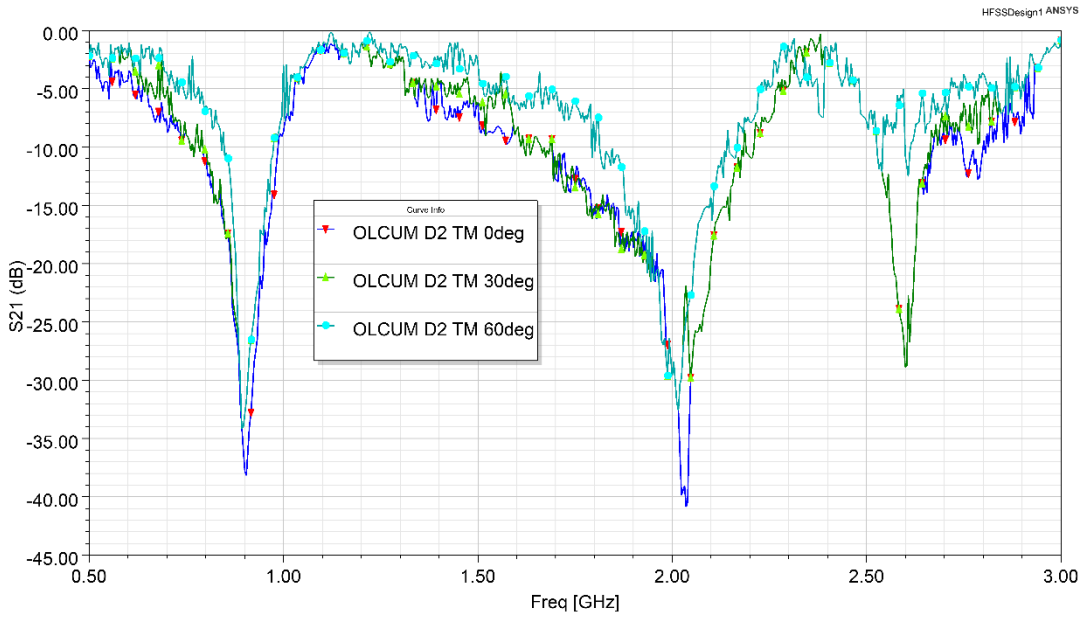
Farklı dalga geliş açılarıyla oluşturulan grafikler tasarım 1 TM mod için Şekil 5.12 ve Şekil 5.13'te verilmiştir. Ölçüm sonuçlarıyla ilgili grafik TM mod bütün geliş açıları için Şekil 5.14'te ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırmalı grafikler ise Şekil 5.15 ve Şekil 5.16'da verilmiştir.



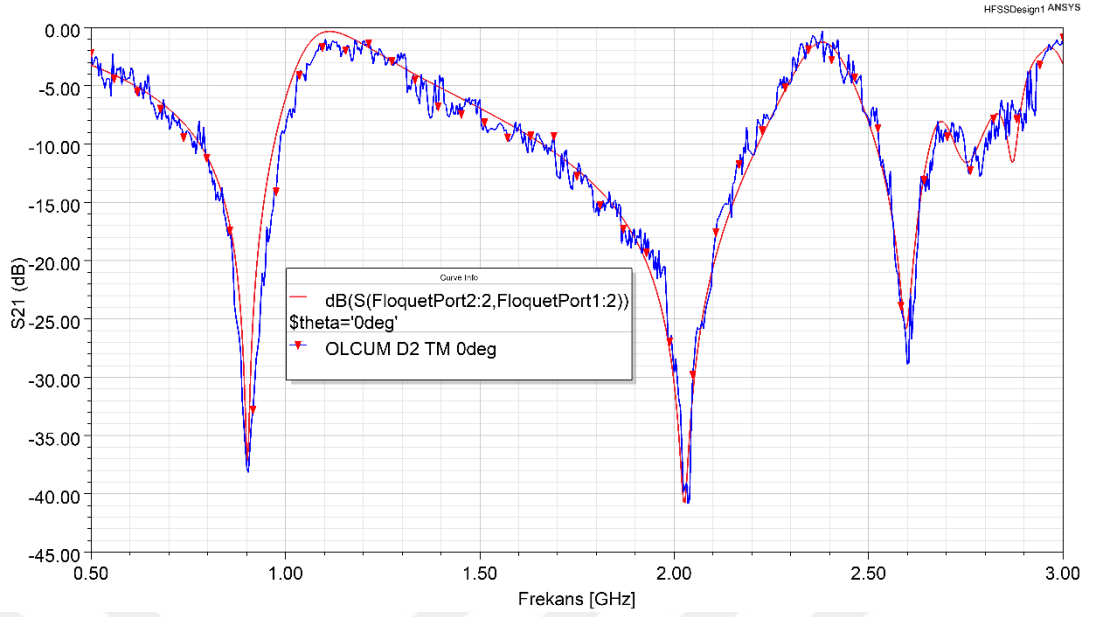
Şekil 5.12 : Tasarım 1 TM S_{11} parametresi benzetim grafiği.



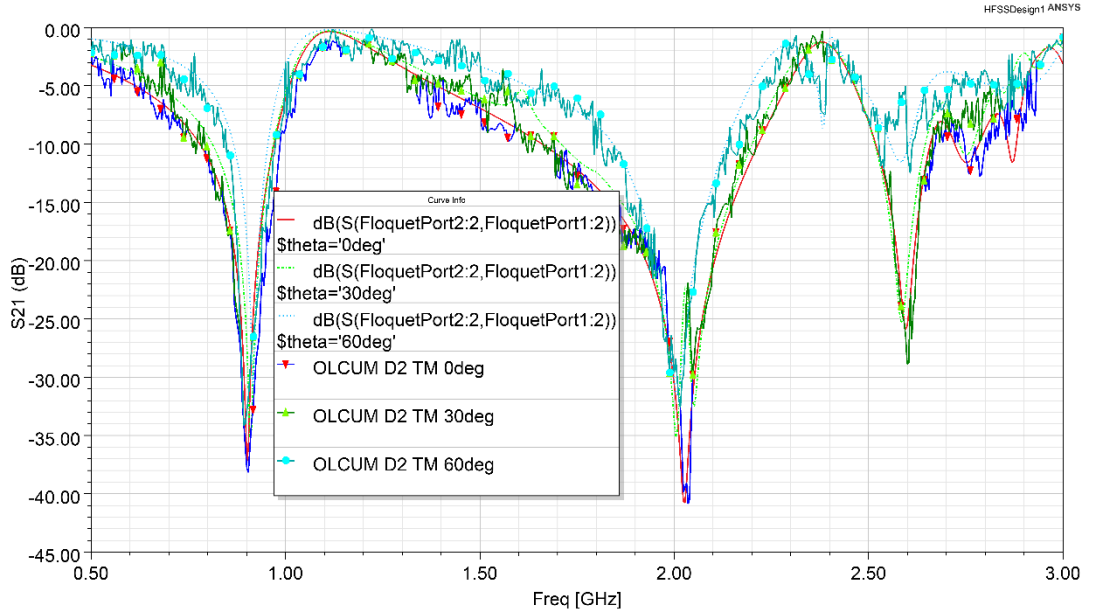
Şekil 5.13 : Tasarım 1 TM S_{21} parametresi benzetim grafiği.



Şekil 5.14 : Tasarım 1 TM S_{21} parametresi ölçüm grafiği.



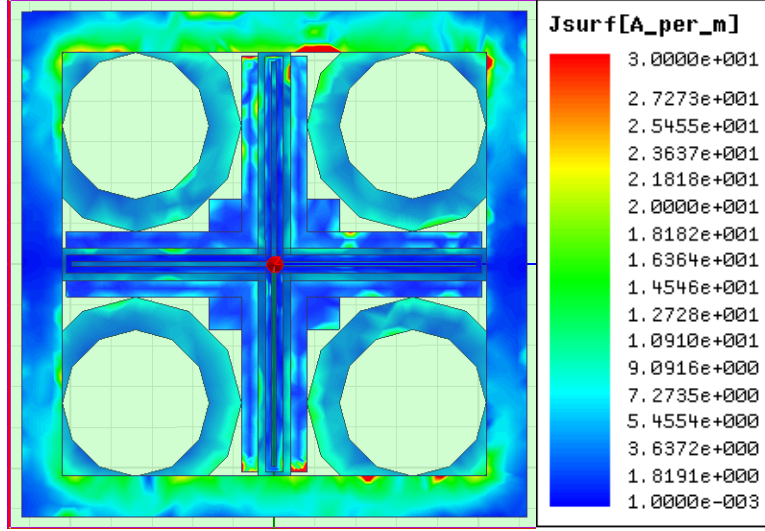
Şekil 5.15 : Tasarım 1 TM S_{21} parametresi dik ölçüm ve benzetim grafiği.



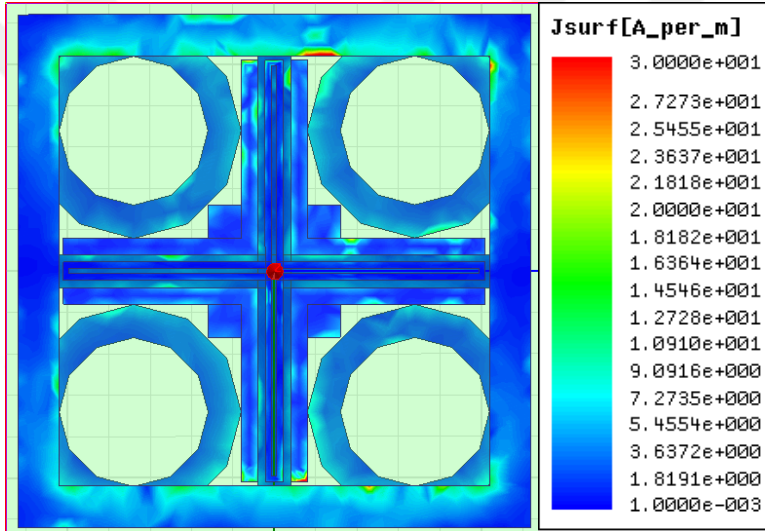
Şekil 5.16 : Tasarım 1 TM S_{21} parametresi ölçüm ve benzetim grafiği.

5.1.2 Tasarım 1 yüzey akım yoğunluk grafikleri

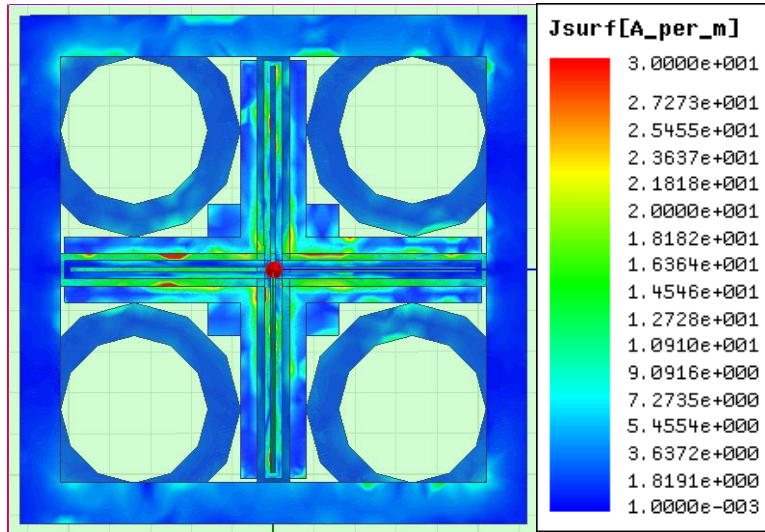
Bu tasarımda 800,900,1800,2100 ve 2600 MHz frekanslarında gelen dalgalar için yüzey akım yoğunluk grafikleri Şekil 5.17, Şekil 5.18, Şekil 5.19, Şekil 5.20 ve Şekil 5.21’de görüldüğü gibidir.



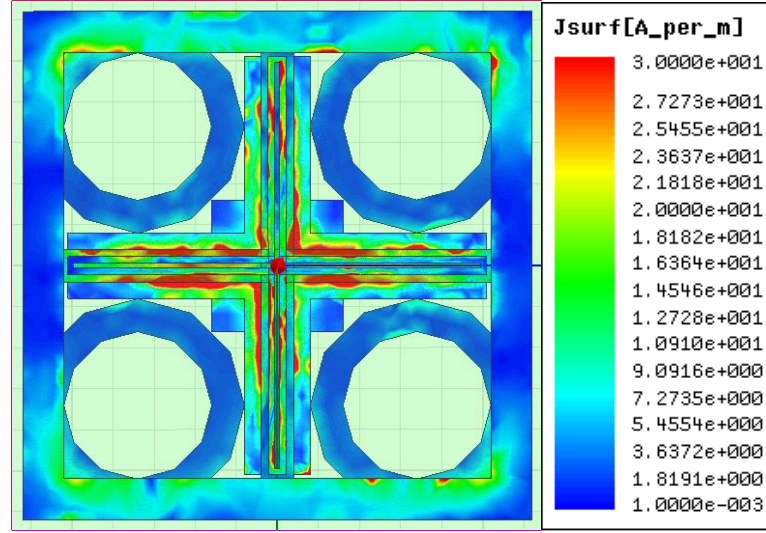
Şekil 5.17 : Tasarım 1 800MHz akım yoğunluk grafiği.



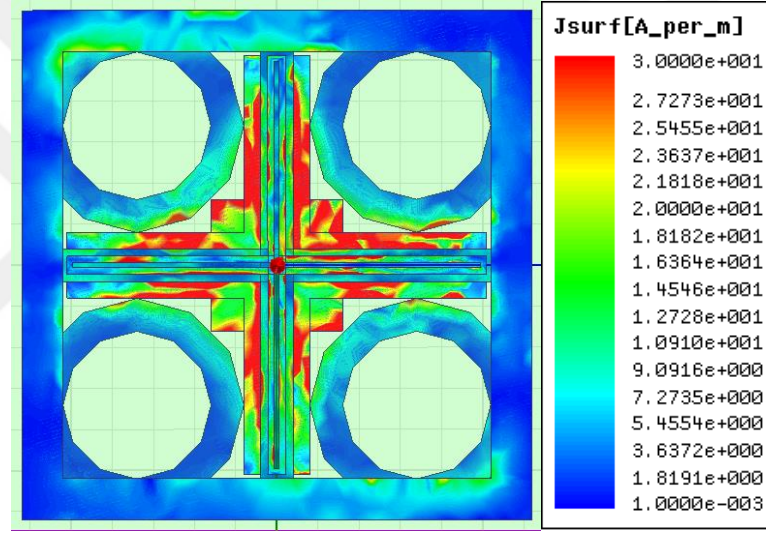
Şekil 5.18 : Tasarım 1 900MHz akım yoğunluk grafiği.



Şekil 5.19 : Tasarım 1 1800MHz akım yoğunluk grafiği.

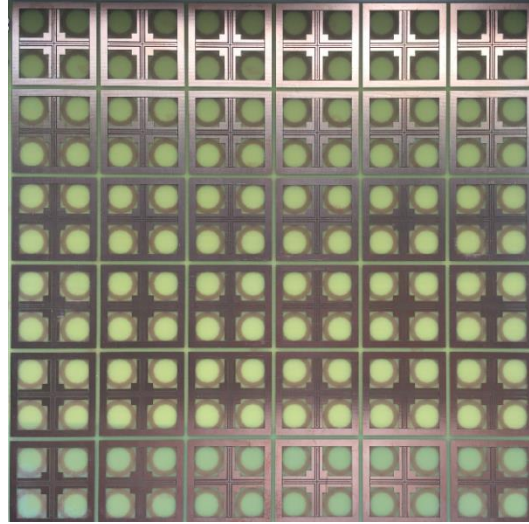


Şekil 5.20 : Tasarım 1 2100MHz akım yoğunluk grafiği.

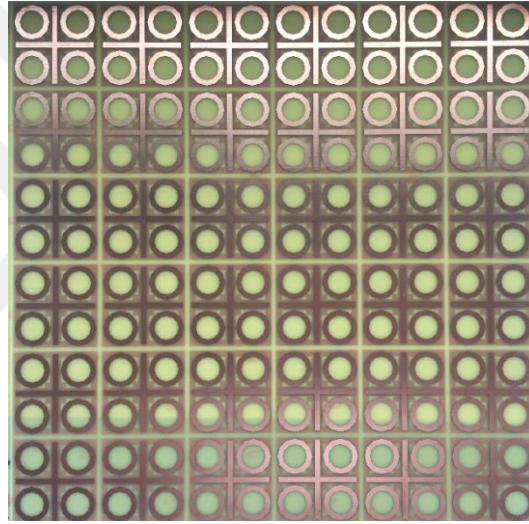


Şekil 5.21 : Tasarım 1 2600MHz akım yoğunluk grafiği.

Bu tasarıma ait olarak üretilen baskılı devre ön yüzü ve arka yüzü Şekil 5.22, Şekil 5.23' te görülmektedir.



Şekil 5.22 : Tasarım 1 baskılı devre tasarımı ön yüzü.

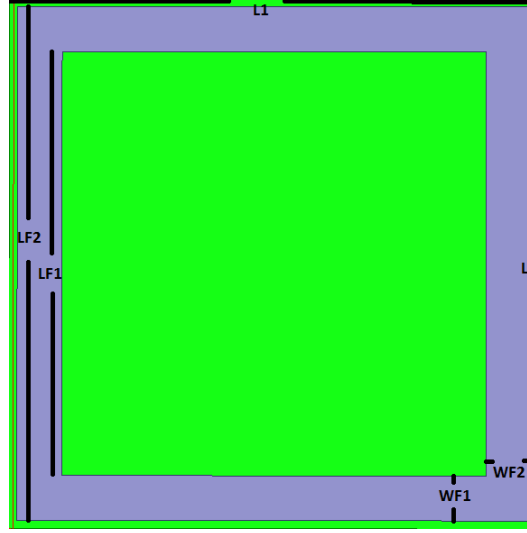


Şekil 5.23 : Tasarım 1 baskılı devre tasarımı arka yüzü.

5.2 Tasarım 2

(“The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)”, dergisinden kabul almış, yayın aşamasındadır.)

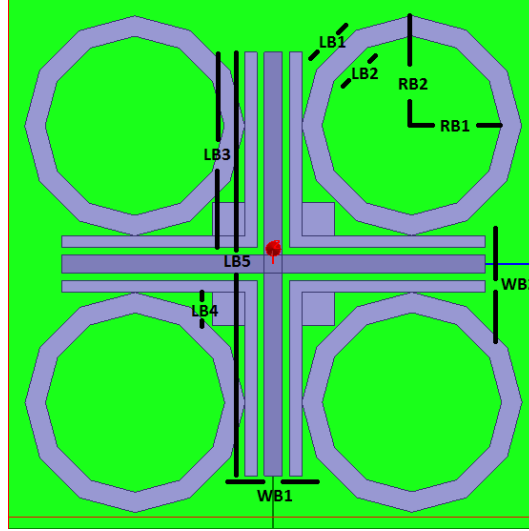
Diğer bir tek katmanlı tasarım olan Tasarım 2 isimli tasarımda Şekil 5.24 ve Çizelge 5.3’te ön yüz, Şekil 5.25 ve Çizelge 5.4’te ise arka yüzü verilen FSY geometrisinde tek katmanlı yapı tercih edilmiştir. Tasarımda bağıl dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan 1mm (h) kalınlığa sahip FR4 dielektrik tabakalar kullanılmıştır.



Şekil 5.24 : Tasarım 2 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü.

Çizelge 5.3 : Tasarım 2 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü boyutları

Uzunluklar	Semboller	Değer (mm)
Dielektrik tabakanın bir kenar uzunluğu	L1	65
Dielektrik tabakanın diğer kenar uzunluğu	L2	65
Küçük karenin kenar uzunluğu	LF1	52
Büyük karenin kenar uzunluğu	LF2	62
Büyük karenin sağ kenar genişliği	WF1	5
Büyük karenin alt kenar genişliği	WF2	5



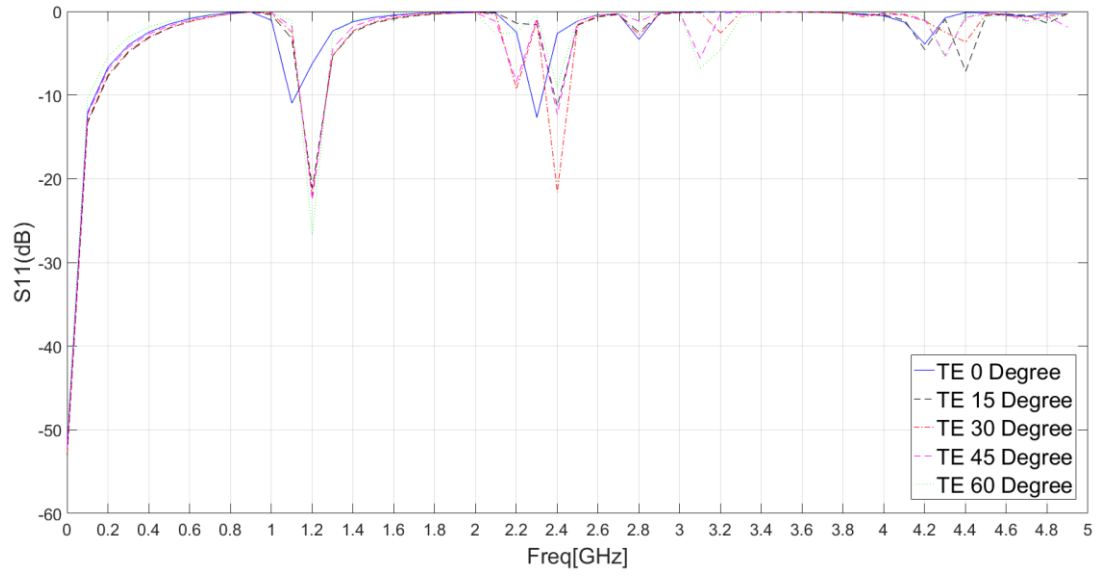
Şekil 5.25 : Tasarım 2 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü.

Çizelge 5.4 : Tasarım 2 tek katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü boyutları.

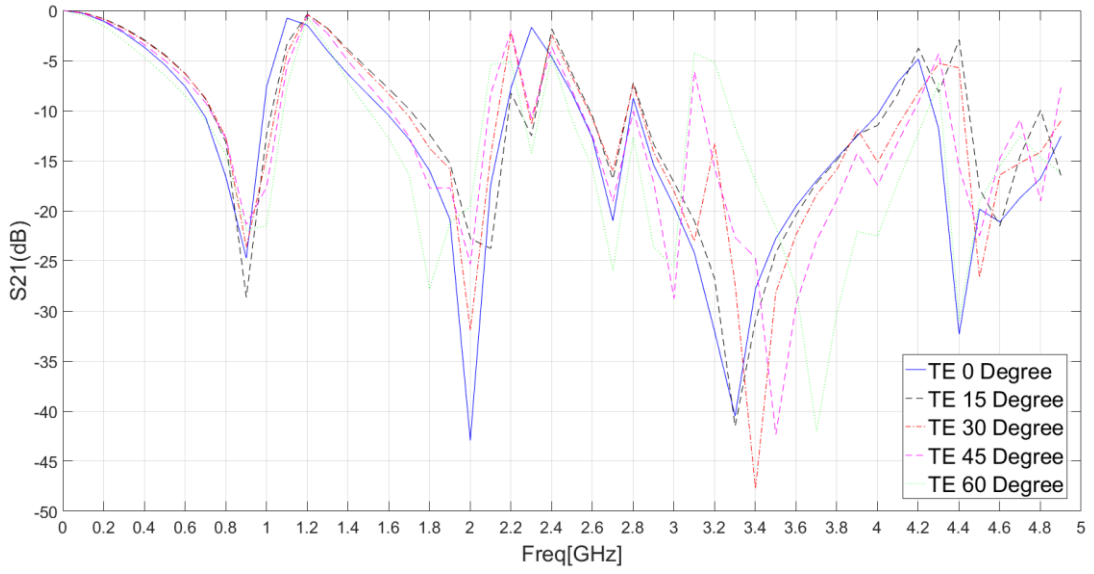
Uzunluklar	Semboller	Değer (mm)
Dış onikigenin çapı	RB2	13.46
İç onikigenin çapı	RB1	11
Dış onikigenin kenar uzunluğu	LB1	6.98
İç onikigenin kenar uzunluğu	LB2	5.70
Dış dikdörtgenin kenar uzunluğu	LB3	24
Küçük karenin kenar uzunluğu	LB4	4
Çapraz dipolün kenar uzunluğu	LB5	52
Çapraz dipolün kenar genişliği	WB1	2.2
Dış dikdörtgenin kenar genişliği	WB2	1.5

5.2.1 Tasarım 2 benzetim ve ölçüm sonuçları

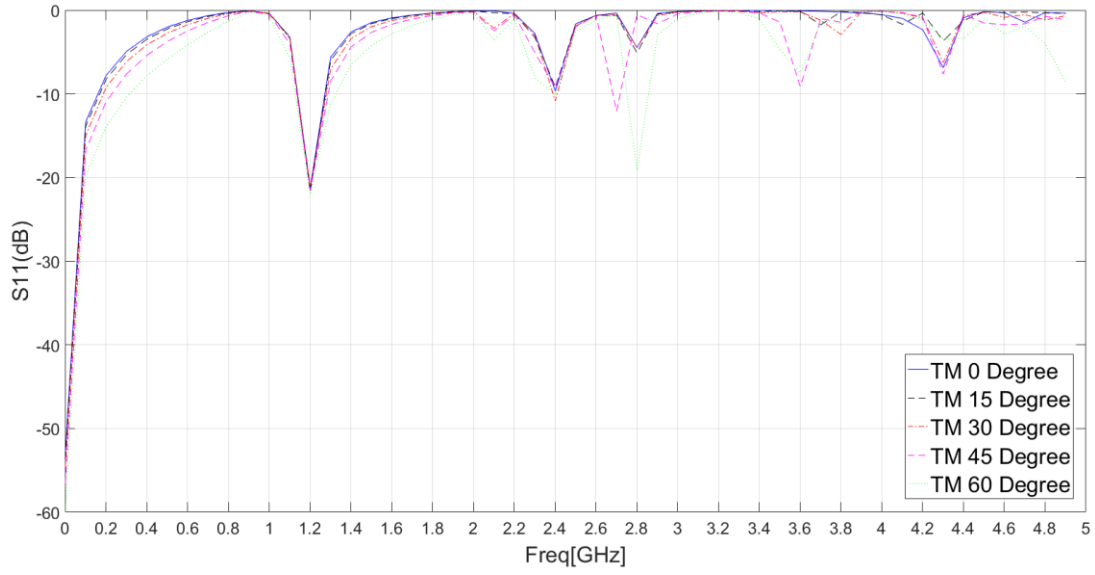
Tasarımların benzetim ve en iyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Farklı derecelerdeki dalga geliş açıları için Şekil 5.26, Şekil 5.27, Şekil 5.28, Şekil 5.29’da elde edilen S parametre grafikleri verilmiştir.



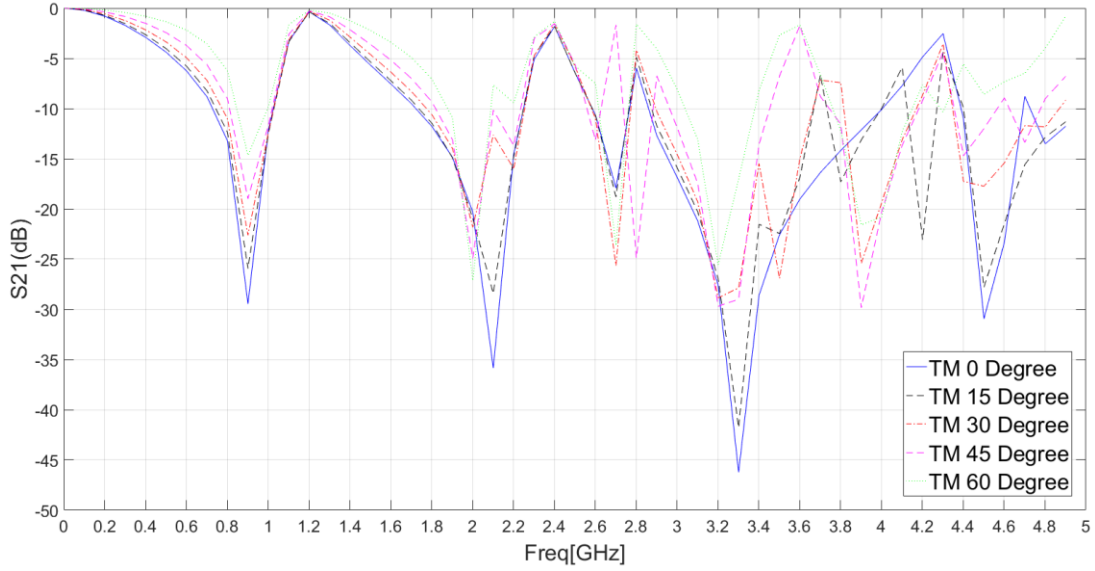
Şekil 5.26 : Tasarım 2 TE S_{11} parametresi grafiği.



Şekil 5.27 : Tasarım 2 TE S_{21} parametresi grafiği.



Şekil 5.28 : Tasarım 2 TM S_{11} parametresi grafiği.

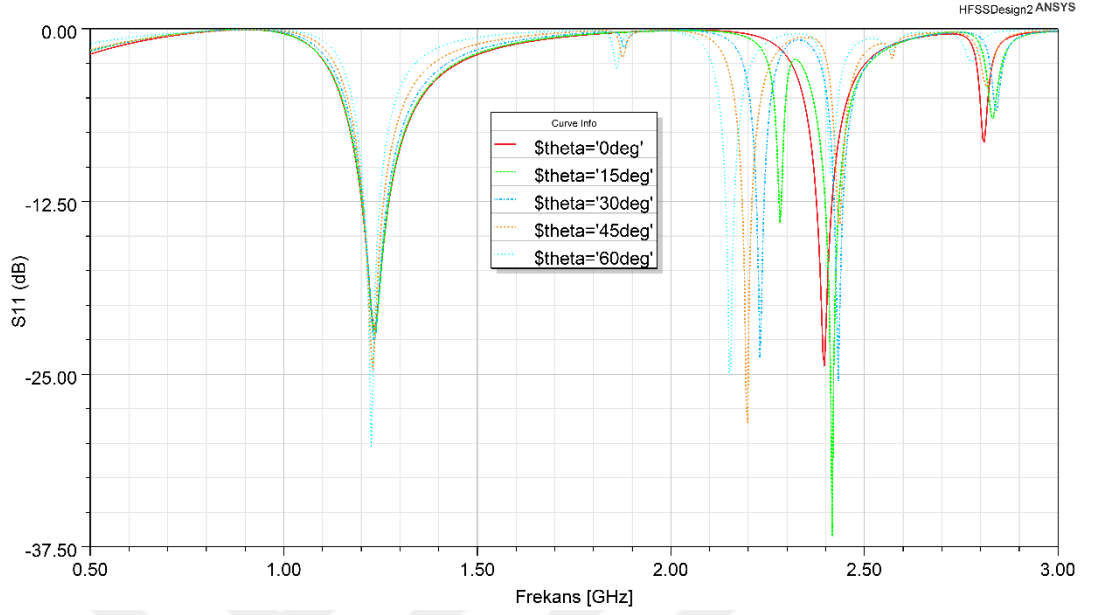


Şekil 5.29 : Tasarım 2 TM S_{21} parametresi grafiği.

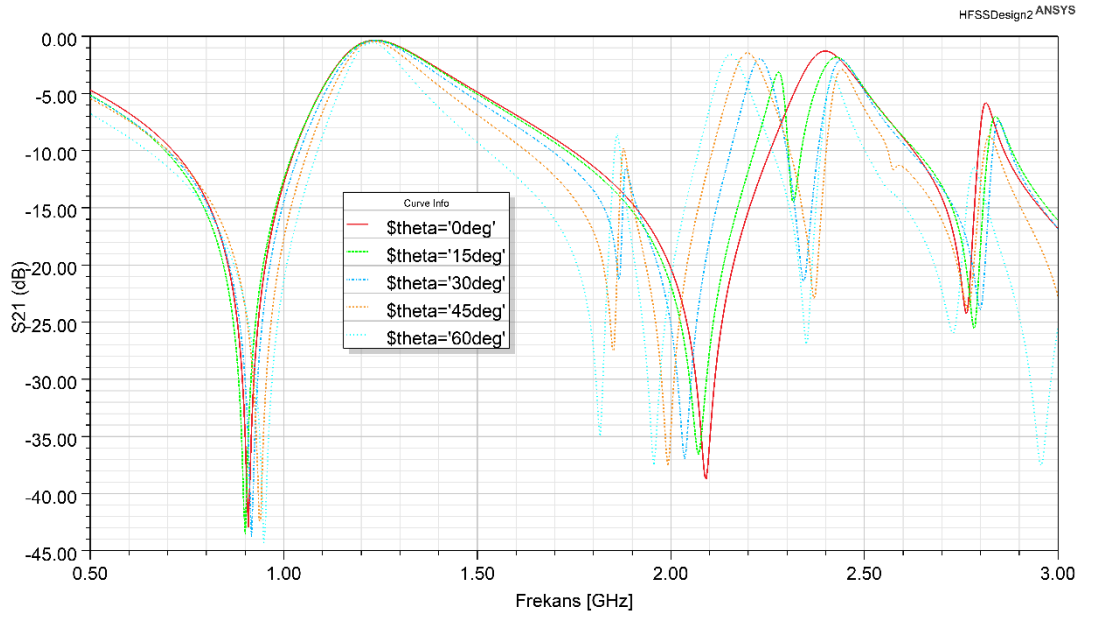
Tasarım benzetim sonuçlarında S_{21} iletim katsayısının frekansla değişimine bakacak olursak 800MHz bandında ortalama 17dB, 900MHz bandında 24dB, 1800MHz bandında 16dB, 2100 bandında 20dB ve 2600MHz bandında 13 dB gibi bir sönümleme yaptığı görülmektedir.

Bu çalışmadaki benzetim sonuçları ANSYS Electronic Desktop 2020 R2 programında 631 nokta için 0.5 GHz ve 3 GHz aralığında alınarak tekrarlanmıştır. Burada ölçüm sonuçlar ile birebir karşılaştırma yapılabilmesi amaçlanmıştır. Farklı dalga geliş açılarıyla oluşturulan grafikler tasarım 2 TE mod için Şekil 5.30 ve Şekil 5.31’de verilmiştir. Ölçüm sonuçlarıyla ilgili grafik TE mod bütün geliş açıları için Şekil

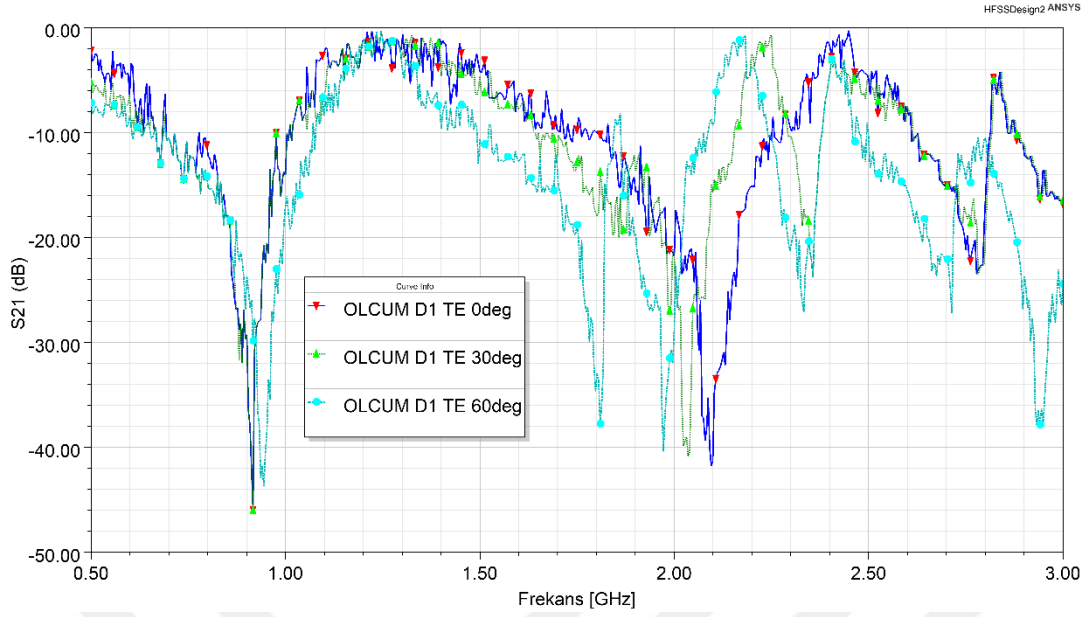
5.32’de ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırmalı grafikler ise Şekil 5.33 ve Şekil 5.34’te verilmiştir.



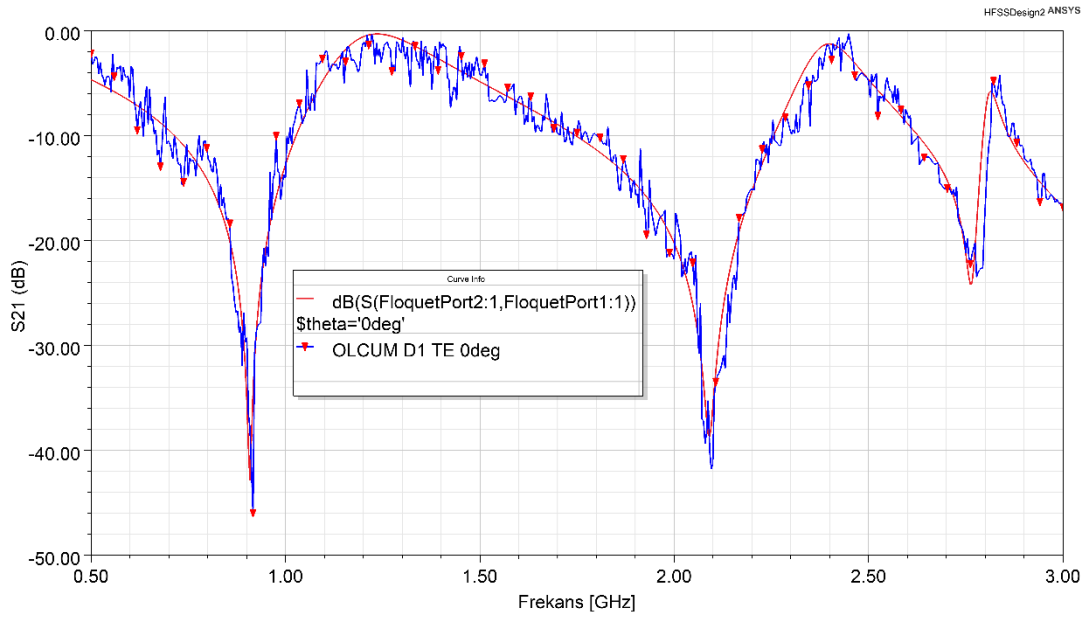
Şekil 5.30 : Tasarım 2 TE S_{11} parametresi benzetim grafiği.



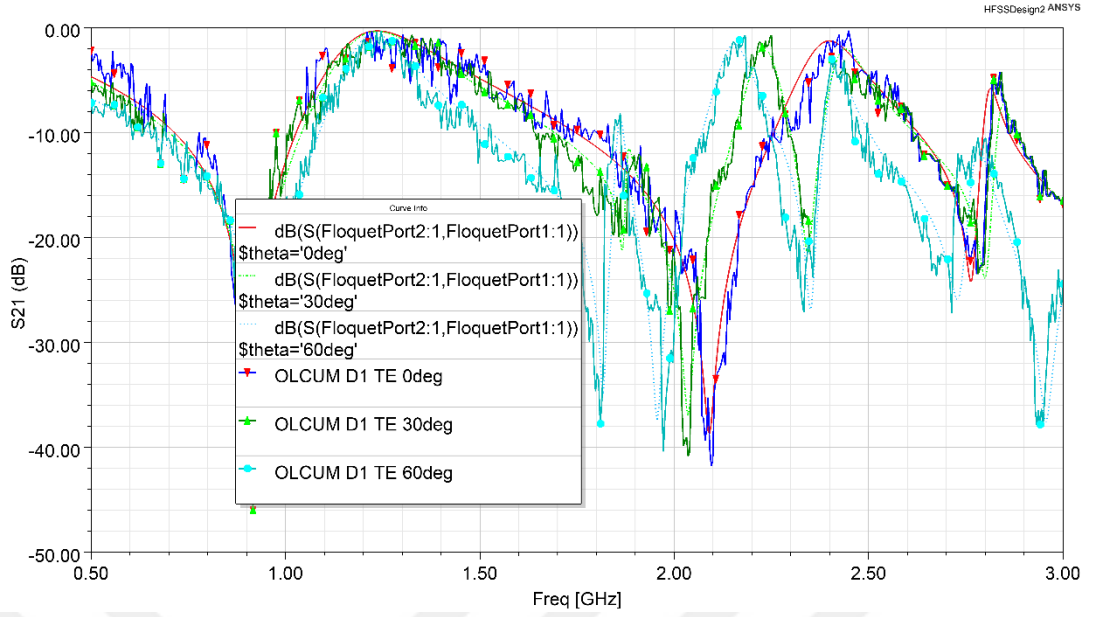
Şekil 5.31 : Tasarım 2 TE S_{21} parametresi benzetim grafiği.



Şekil 5.32 : Tasarım 2 TE S_{21} parametresi ölçüm grafiği.

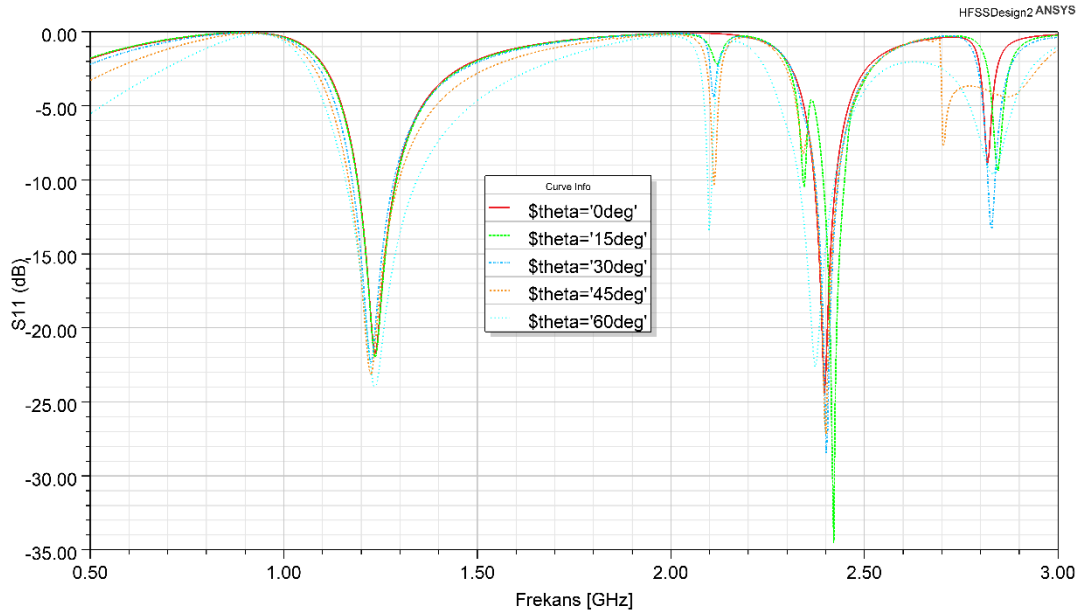


Şekil 5.33 : Tasarım 2 TE S_{21} parametresi dik ölçüm ve benzetim grafiği.

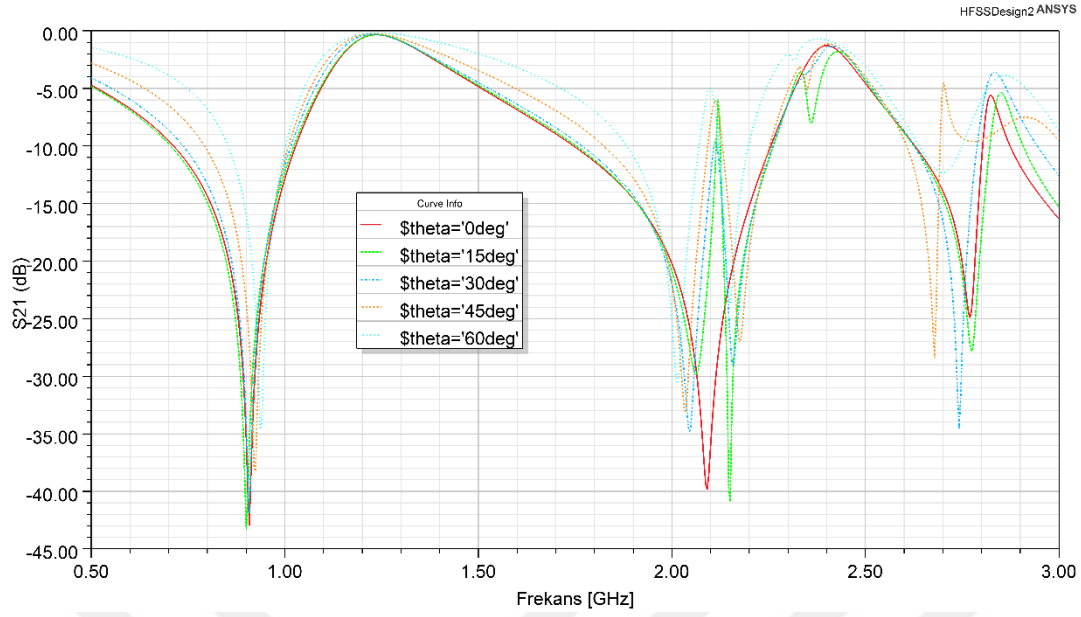


Şekil 5.34 : Tasarım 2 TE S_{21} parametresi ölçüm ve benzetim grafiği.

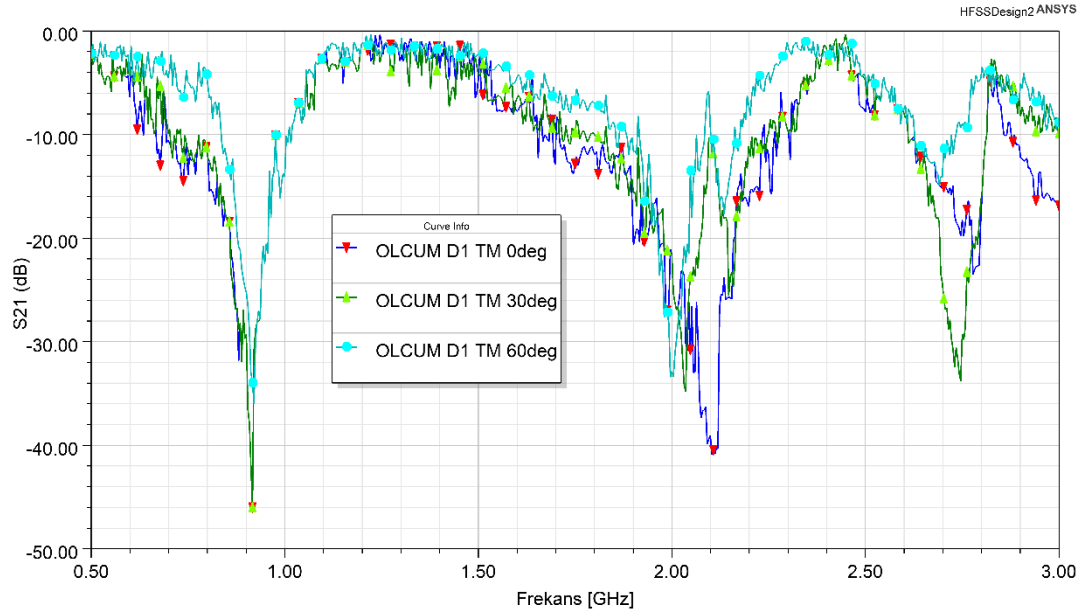
Farklı dalga geliş açılarıyla oluşturulan grafikler tasarım 2 TM mod için Şekil 5.35 ve Şekil 5.36'da verilmiştir. Ölçüm sonuçlarıyla ilgili grafik TM mod bütün geliş açıları için Şekil 5.37'de ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırmalı grafikler ise Şekil 5.38 ve Şekil 5.39'da verilmiştir.



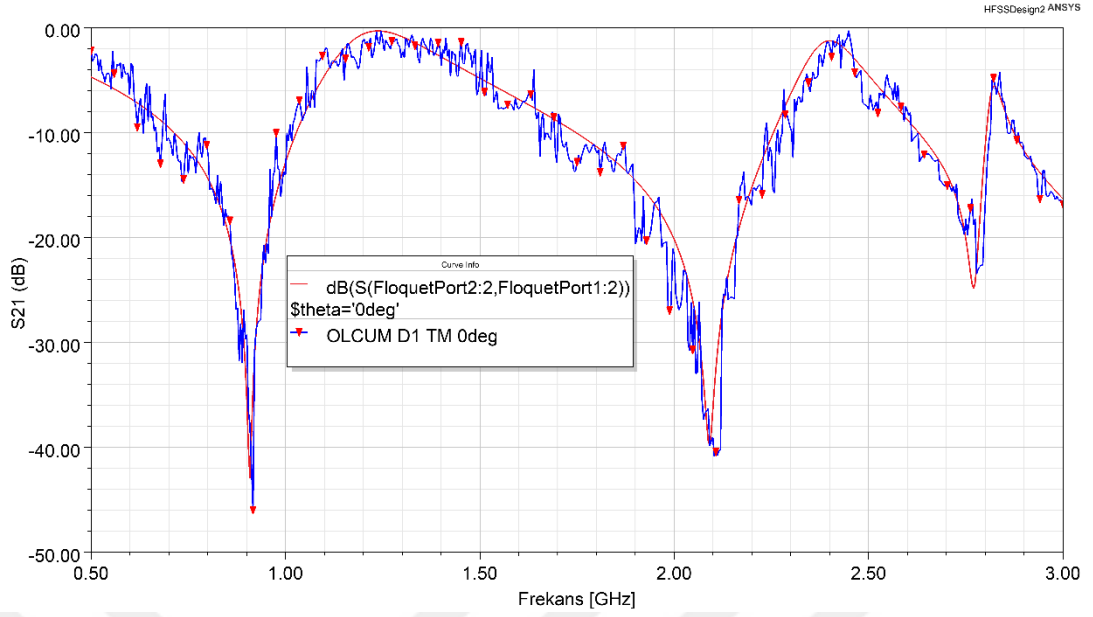
Şekil 5.35 : Tasarım 2 TM S_{11} parametresi benzetim grafiği.



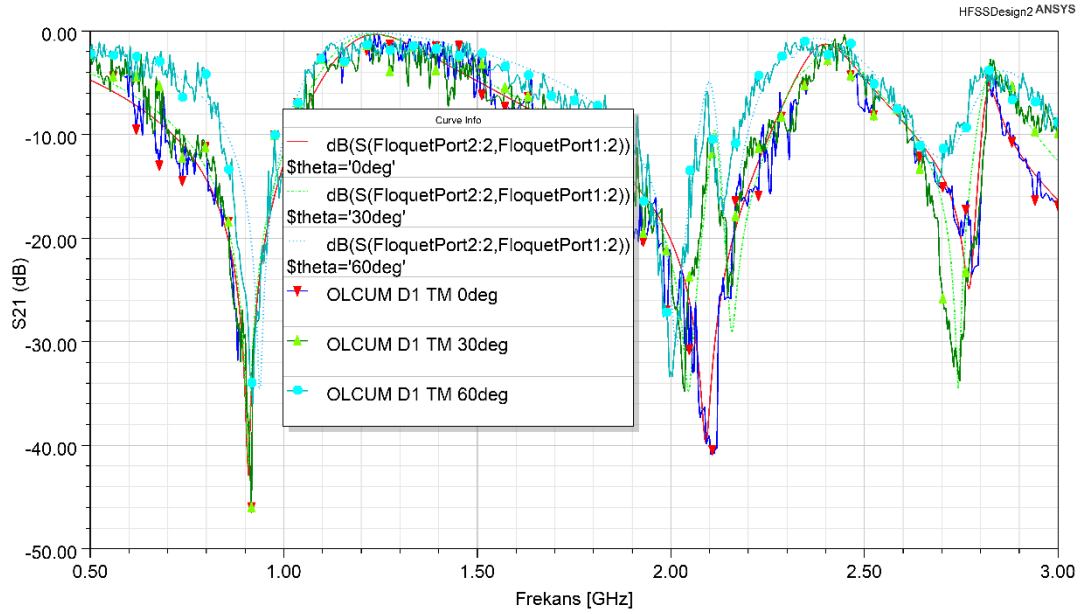
Şekil 5.36 : Tasarım 2 TM S_{21} parametresi benzetim grafiği.



Şekil 5.37 : Tasarım 2 TM S_{21} parametresi ölçüm grafiği.



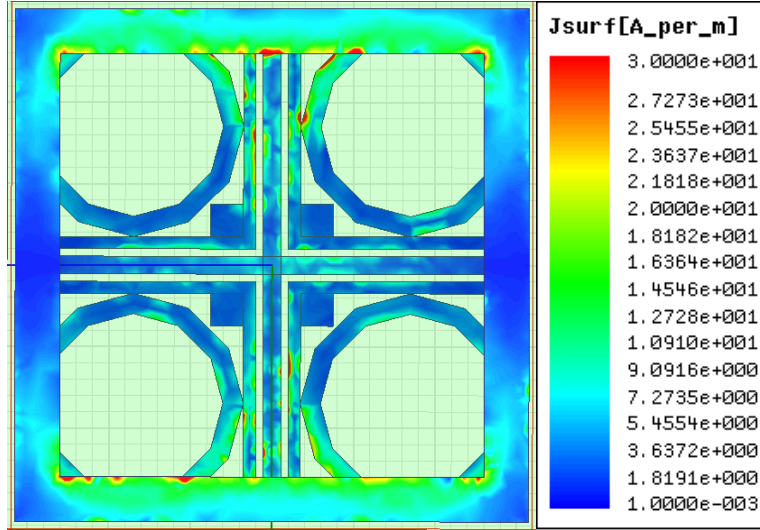
Şekil 5.38 : Tasarım 2 TM S_{21} parametresi dik ölçüm ve benzetim grafiği.



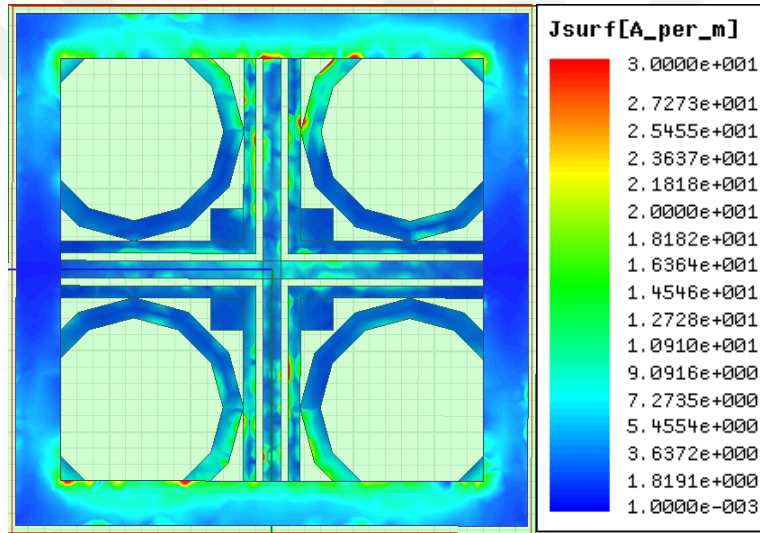
Şekil 5.39 : Tasarım 2 TM S_{21} parametresi ölçüm ve benzetim grafiği.

5.2.2 Tasarım 2 yüzey akım yoğunluk grafikleri

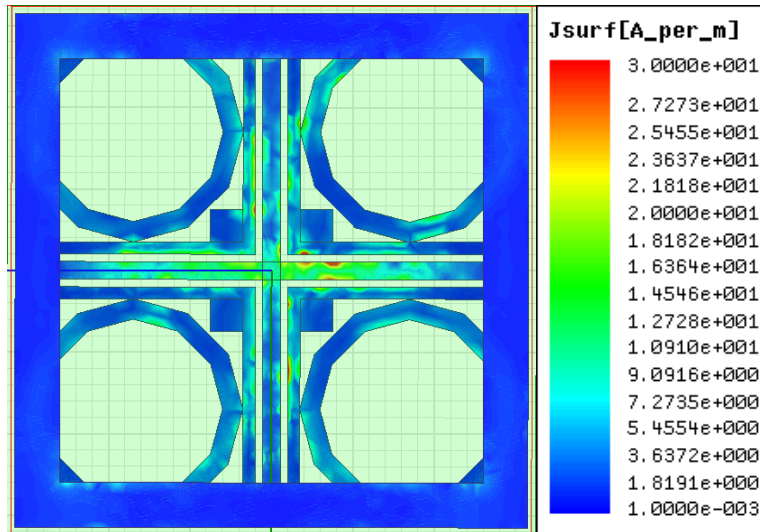
Bu tasarımda 800,900,1800,2100 ve 2600 MHz frekanslarında gelen dalgalar için yüzey akım yoğunluk grafikleri Şekil 5.40, Şekil 5.41, Şekil 5.42, Şekil 5.43 ve Şekil 5.44'te görüldüğü gibidir.



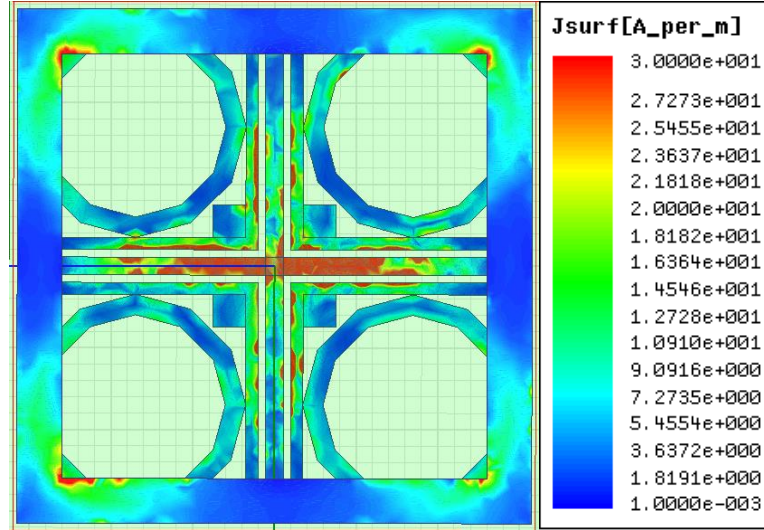
Şekil 5.40 : Tasarım 2 800 MHz akım yoğunluk grafiği.



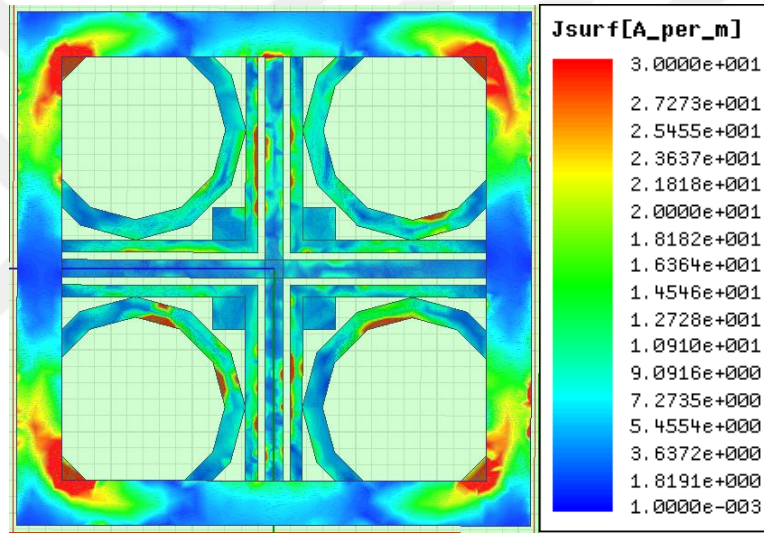
Şekil 5.41 : Tasarım 2 900 MHz akım yoğunluk grafiği.



Şekil 5.42 : Tasarım 2 1800 MHz akım yoğunluk grafiği.

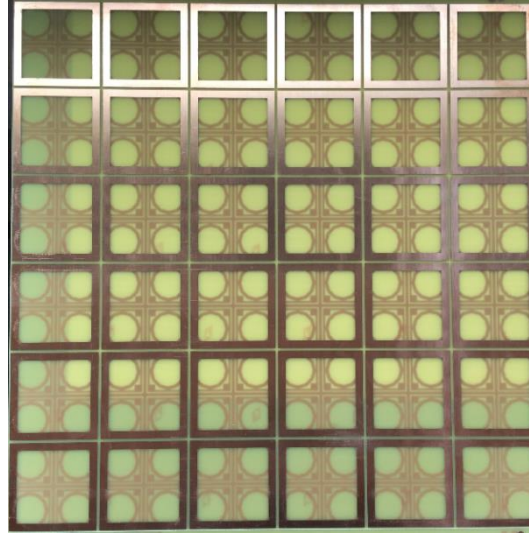


Şekil 5.43 : Tasarım 2 2100 MHz akım yoğunluk grafiği.

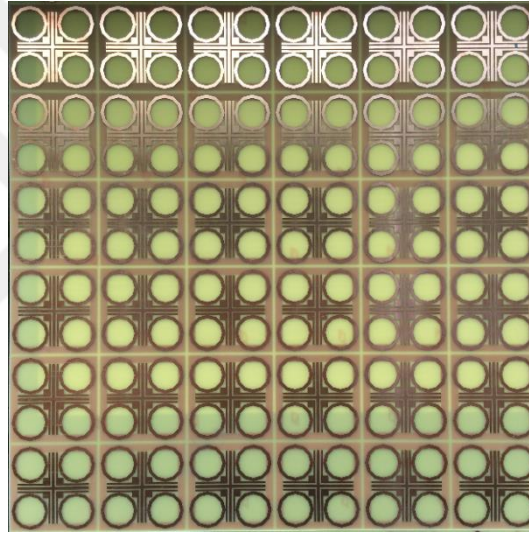


Şekil 5.44 : Tasarım 2 2600 MHz akım yoğunluk grafiği

Bu tasarıma ait olarak üretilen baskılı devre ön yüzü ve arka yüzü Şekil 5.45, Şekil 5.46' da görülmektedir.



Şekil 5.45 : Tasarım 2 baskılı devre tasarımı ön yüzü.



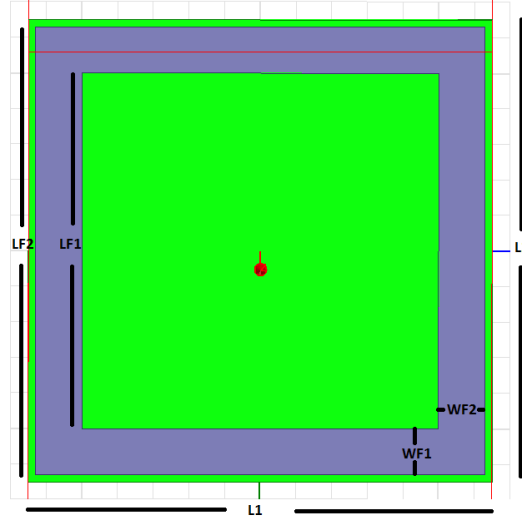
Şekil 5.46 : Tasarım 2 baskılı devre tasarımı arka yüzü.

5.3 Tasarım 3

(“RAST 2019, 9th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST)” konferansında sunulmuştur.)

Son olarak gerçekleştirilen tasarım olan Tasarım 3 isimli tasarımda [76] Şekil 5.47 ve Çizelge 5.5’te ön yüz, Şekil 5.48 ve Çizelge 5.6’da ara katman yüzü ve Şekil 5.49 ve Çizelge 5.7’de ise arka yüzü verilen FSY geometrisinde iki katmanlı yapı tercih edilmiştir. Tasarımda bağıl dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan 2 adet 1mm (h) kalınlığa sahip FR4 dielektrik tabakalar kullanılmıştır. Böyle bir tasarıma gitmemizdeki amaç, 4.5G frekanslarında oldukça başarılı olan bu tasarımı, birkaç farklı dokunuşla, 5G frekanslarını da engelleyebilen bir tasarım elde

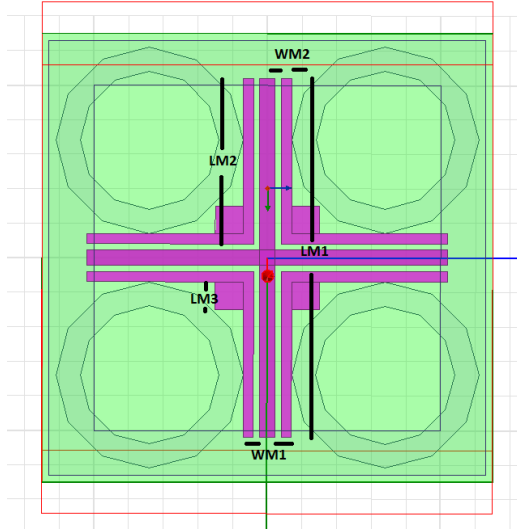
edebilmektedir. Bu nedenle kullanılan çift katmanlı FSY yapısı 5G frekanslarından olan 3.3-3.8 GHz ile 3.8-4.2 GHz frekans bantlarını da kapsamaları yönünden önemlidir.



Şekil 5.47 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü ve boyutları.

Çizelge 5.5 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ön yüzü boyutları.

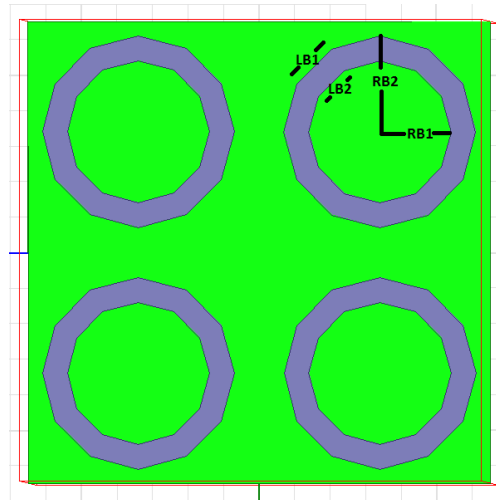
Uzunluklar	Semboller	Değer (mm)
Dielektrik tabakanın bir kenar uzunluğu	L1	65
Dielektrik tabakanın diğer kenar uzunluğu	L2	65
Küçük karenin kenar uzunluğu	LF1	50
Büyük karenin kenar uzunluğu	LF2	63
Büyük karenin sağ kenar genişliği	WF1	6.5
Büyük karenin alt kenar genişliği	WF2	6.5



Şekil 5.48 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ara yüzü ve boyutları.

Çizelge 5.6 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi ara yüzü ve boyutları.

Uzunluklar	Semboller	Değer (mm)
Dış dikdörtgenin kenar uzunluğu	LM1	52
İç dikdörtgenin kenar uzunluğu	LM2	24
Küçük karenin kenar uzunluğu	LM3	4
Dış dikdörtgenin kenar genişliği	WM1	2.2
İç dikdörtgenin kenar genişliği	WM2	1.5



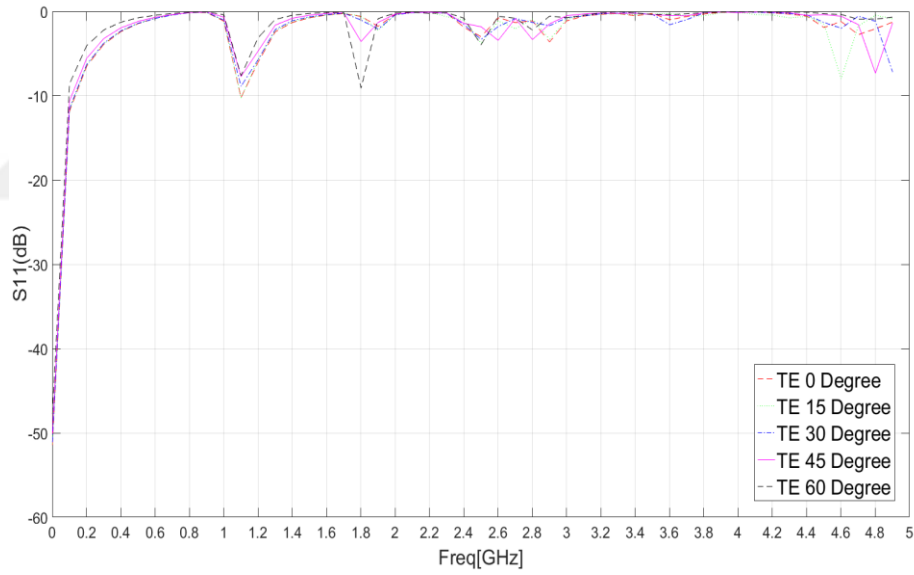
Şekil 5.49 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü ve boyutları.

Çizelge 5.7 : Tasarım 3 çok katmanlı bant söndüren FSY geometrisi arka yüzü ve boyutları.

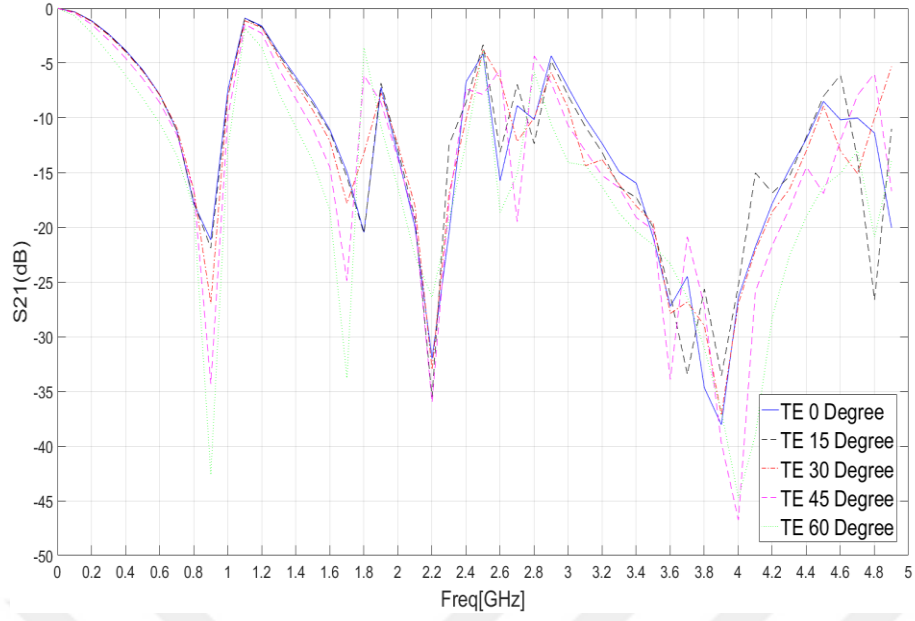
Uzunluklar	Semboller	Değer (mm)
Dış onikigenin çapı	RB2	13.5
İç onikigenin çapı	RB1	10
Dış onikigenin kenar uzunluğu	LB1	6.98
İç onikigenin kenar uzunluğu	LB2	5.17

5.3.1 Tasarım 3 benzetim sonuçları

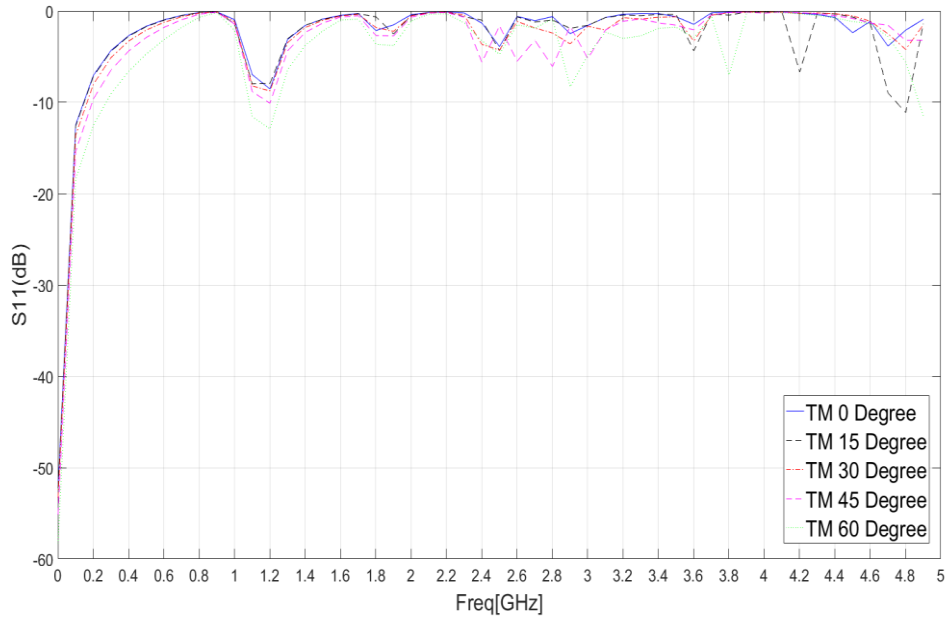
Tasarımların benzetim ve en iyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Farklı derecelerdeki dalga geliş açıları için Şekil 5.50, Şekil 5.51, Şekil 5.52, Şekil 5.53'te oluşturulan FSY geometrisi için elde edilen S parametre grafikleri verilmiştir:



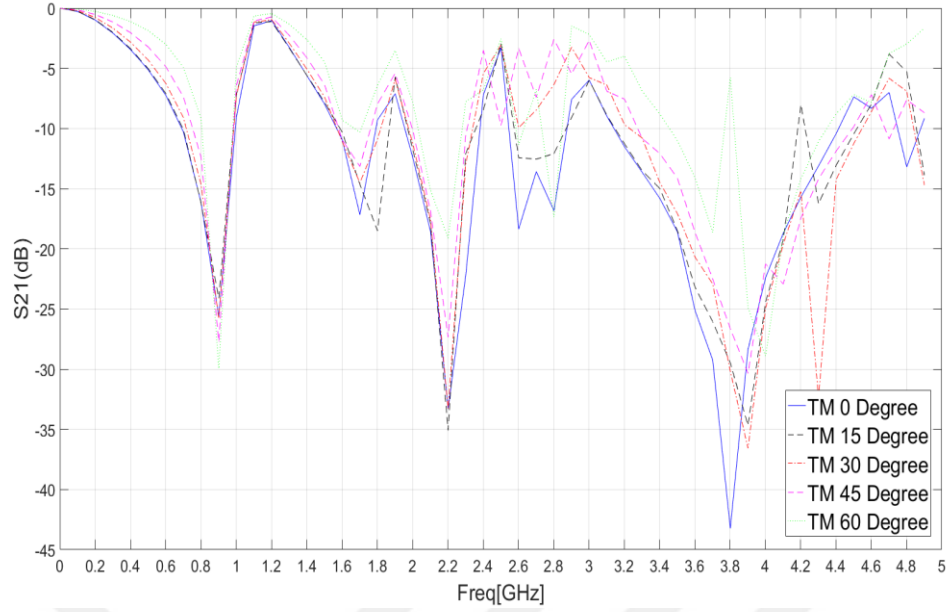
Şekil 5.50 : Tasarım 3 farklı geliş açılarında TE S_{11} parametresi grafiği.



Şekil 5.51 : Tasarım 3 farklı geliş açılarında TE S_{21} parametresi grafiği.



Şekil 5.52 : Tasarım 3 farklı geliş açılarında TM S_{11} parametresi grafiği.

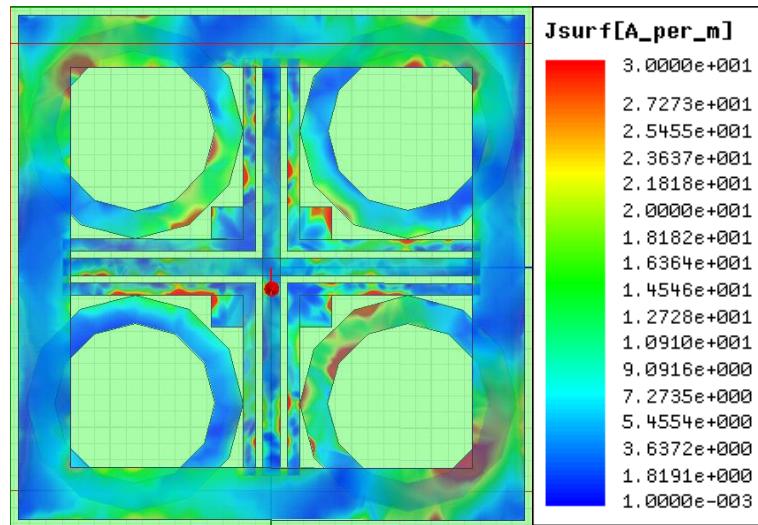


Şekil 5.53 : Tasarım 3 farklı geliş açılarında TM S_{21} parametresi grafiği.

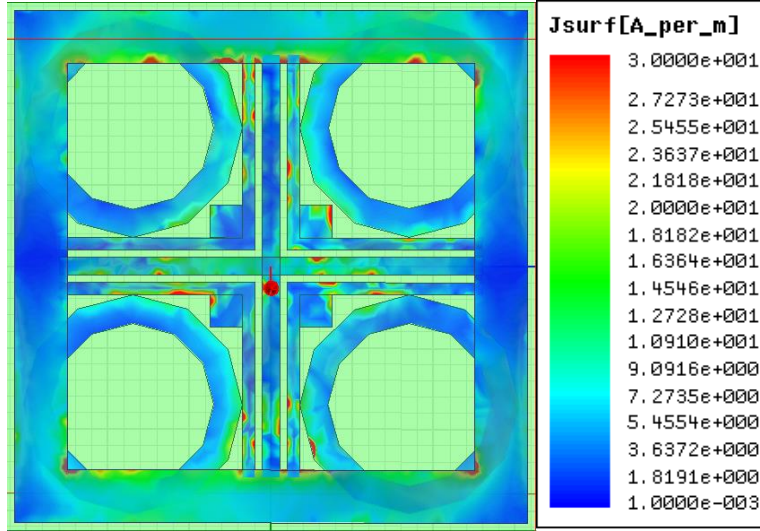
Tasarım benzetim sonuçlarında S_{21} iletim katsayısının frekansla değişimine bakacak olursak 800MHz bandında ortalama 18dB, 900MHz bandında 21dB, 1800MHz bandında 20dB, 2100 bandında 20dB ve 2600MHz bandında 16 dB gibi bir sönümleme yaptığı görülmektedir.

5.3.2 Tasarım 3 yüzey akım yoğunluk grafikleri

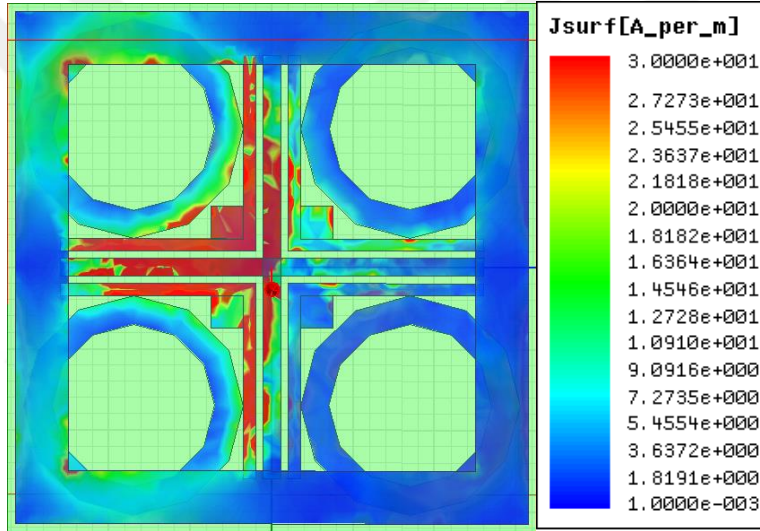
Bu tasarımda 800,900,1800,2100 ve 2600 MHz frekanslarında gelen dalgalar için yüzey akım yoğunluk grafikleri Şekil 5.54, Şekil 5.55, Şekil 5.56, Şekil 5.57 ve Şekil 5.58 ve Şekil 5.59’da görüldüğü gibidir.



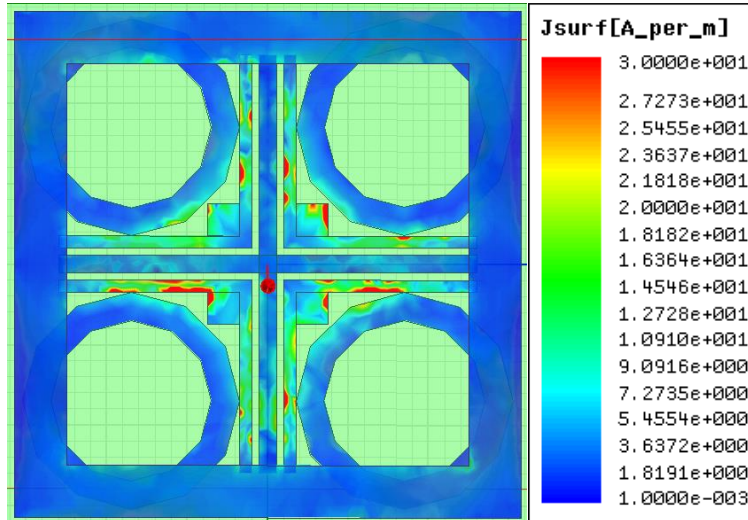
Şekil 5.54 : Tasarım 3 800 MHz akım yoğunluk grafiği.



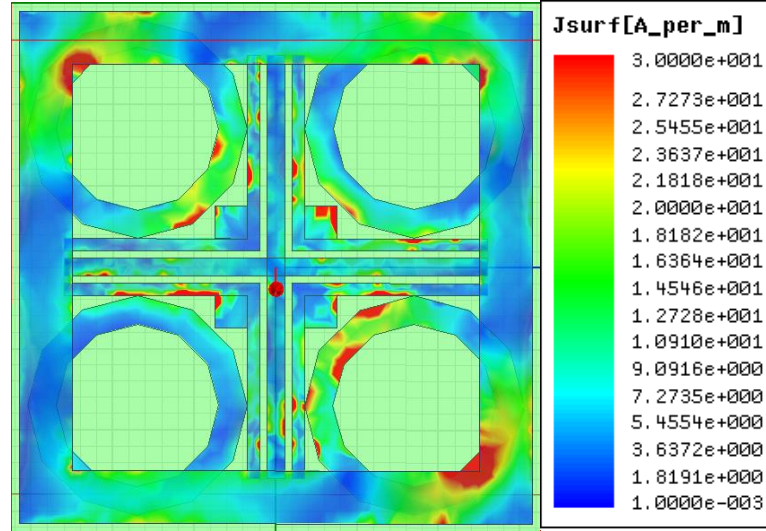
Şekil 5.55 : Tasarım 3 900 MHz akım yoğunluk grafiği.



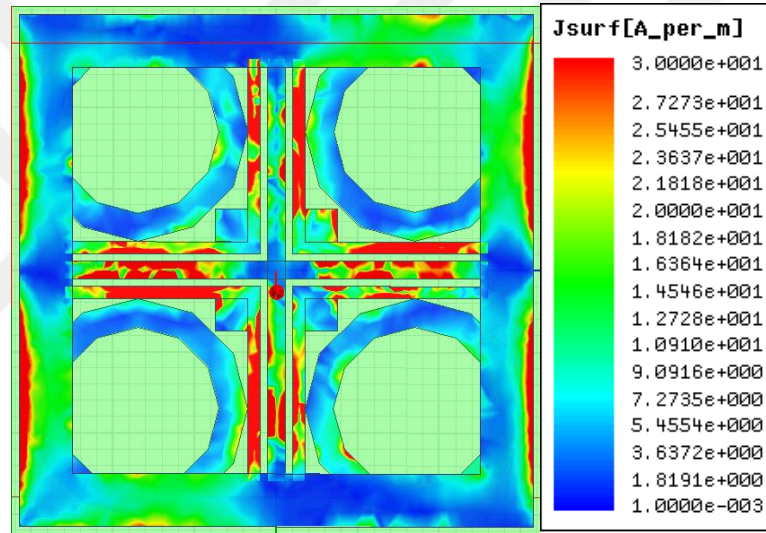
Şekil 5.56 : Tasarım 3 1800 MHz akım yoğunluk grafiği.



Şekil 5.57 : Tasarım 3 2100 MHz akım yoğunluk grafiği.



Şekil 5.58 : Tasarım 3 2600 MHz akım yoğunluk grafiği.



Şekil 5.59 : Tasarım 3 3600 MHz akım yoğunluk grafiği.

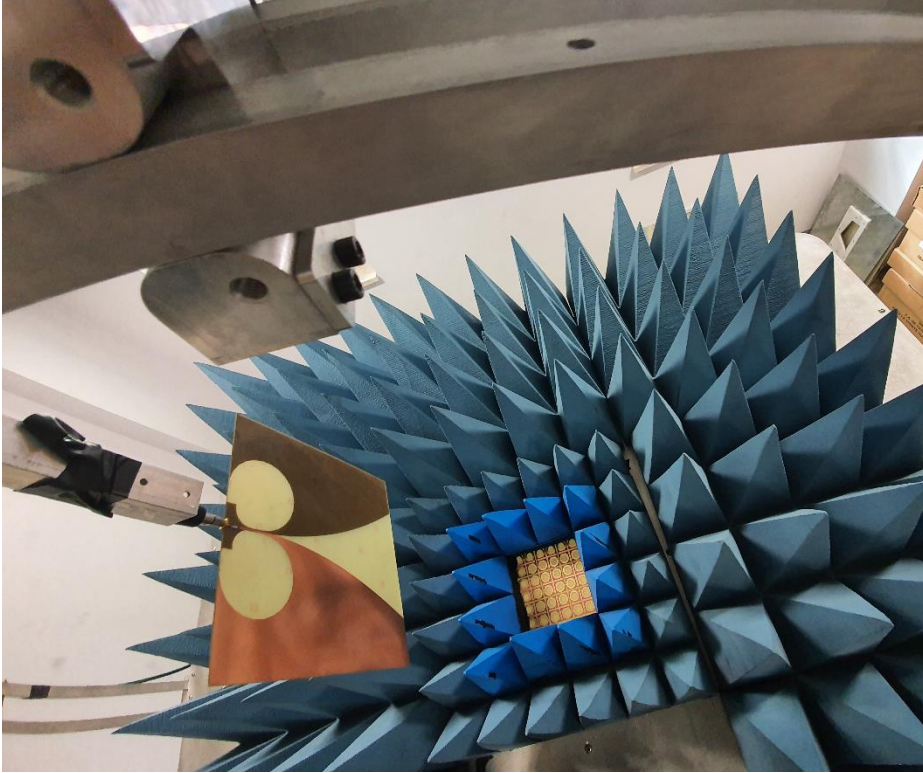
Tasarımlarda hücre boyutları 65x65 mm boyutlarında hücreler kullanılmıştır. En küçük frekans olan 800 MHz için dalga boyu 37.47 cm olup hücre boyutunun dalga boyuna oranı 0.17 olarak ölçülmüştür.

Tübitak Bilgem bünyesinde bulunan Anten Test ve Araştırma Merkezi (ATAM) laboratuvarlarında düzenek kurularak, oluşturulan bu tasarımların ölçümleri alınmıştır. Ölçümlerde Şekil 5.60'ta görülen düzenek oluşturulmuş, Şekil 5.61' de görüldüğü üzere FSY yüzeyinden yaklaşık 1.5 metre uzaklıkta verici olarak 1 GHz ile 3 GHz frekans aralıklarında yayılım yapabilen Vivaldi anten ve alıcı tarafında da aynı uzaklıkta özdeş alıcı Vivaldi anten konumlandırılmıştır. Ölçüm sonuçları Şekil 5.62' de görülen Agilent Technologies firmasına ait E8362C model, 10 MHz – 20 GHz frekans aralığında çalışabilen Network Analizör ile toplanmıştır. Oluşturulan

düzenekte farklı açılarda (0, 30, 60 derecelerde) konumlandırılan alıcı ve verici antenlerle farklı dalga geliş açılarında ölçümler alınmıştır.



Şekil 5.60 : ATAM labaratuvar ölçüm düzeneği.



Şekil 5.61 : Anten ve FSY konumlandırılması.



Şekil 5.62 : Network analizör.



6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Tasarımlarda mümkün olan en az sayıda rezonans ile frekans bantları arasındaki girişimler azaltılmaya çalışılarak, birden fazla frekans karakteristiğine sahip olan üç farklı tasarım geliştirilmiştir. Bunun yanında da durdurmak istenilen frekansların haricinde kalan çalışma frekanslarını engellemek amacıyla mümkün olan en dar durdurma bantlarını sağlayan, oldukça keskin kenarlı bant durduran filtreler oluşturulması için çaba harcanmıştır. Tüm bunları yaparken tasarlanan FSY'lerin mümkün olduğunca farklı geliş açılarında ve farklı polarizasyonlarda etkinliğini koruması hedeflenmiş, bu amaçla simetrik ve dalga boyuna göre çok küçük boyutlardaki geometriler kullanılmıştır.

Birden fazla bantı durduran FSY tasarımlarında karşılaşılan en büyük problemlerden biri her bir frekans bantı için tasarlanan farklı geometrilerin birbirlerine olan girişim etkileri olmuştur. O nedenle birçok geometri üzerinde araştırmalar yapılmış ve problemin çözümü için farklı yaklaşımlar getirilmiştir.

Tasarımlarda düşük maliyetli ürün geliştirmek amacıyla, 1mm kalınlığında, dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan tek katlı FR4 tabaka üzerinde gerçekleştirilmiş, radyo frekanslarına FR4 tabakanın tepkisi kötü olmasına rağmen istenilen hedefler gerçekleştirilebilmiştir.

Tasarımların analizleri ve eniyileştirme çalışmaları Ansoft HFSS programında yapılmış, yüzey akım yoğunluk grafikleri çıkarılarak her bir frekans bantı için geometrilerin etkinlikleri gösterilmiştir. FR4 tabakalar üzerine gerçekleştirilen tasarımların ölçümleri alınmış ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılarak tasarımlar doğrulanmıştır.

Tasarım 3'ün 5G frekanslarında etkinliği gözönüne alındığında, fazla bir geometri değişikliği yapmadan kısa bir çalışmayla 5G frekans bantlarını durduran optimum bir tasarım elde edilebilecektir. Bu anlamda gelecekteki çalışmalara da baz olabilecek bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Farklı yüzlerde kullanılan geometrik yapıların, frekanslar

arasında girişimlerin oluşmasını engellediği görülmüştür. Önümüzdeki çalışmalara da ışık olabilecek, benzersiz tasarımlar tez çalışması boyunca ortaya çıkarılmıştır.

6.1 Tasarımların Karşılaştırılması

6.1.1 TE mod performansların karşılaştırılması

Üç farklı tasarımın TE modda her bir frekans için dalga geliş açılarına göre performansları kıyaslamak amacıyla sırasıyla Tasarım 1-2 ve 3 için Çizelge 6.1, Çizelge 6.2 ve Çizelge 6.3 oluşturulmuştur.

Çizelge 6.1 : Tasarım 1 TE mod, geliş açısına göre S_{21} (dB) performansı.

Geliş Açısı (Derece)	800 MHz	900 MHz	1800 MHz	2100 MHz	2600 MHz
0	15	30	13	15	24
15	15	28	14	36	18
30	15	27	17	13	13
45	15	25	21	20	15
60	15	23	36	20	11

Çizelge 6.2 : Tasarım 2 TE mod, geliş açısına göre S_{21} (dB) performansı.

Geliş Açısı (Derece)	800 MHz	900 MHz	1800 MHz	2100 MHz	2600 MHz
0	18	25	16	25	13
15	16	28	13	24	14
30	15	23	14	23	13
45	14	24	18	16	14
60	15	23	28	10	16

Çizelge 6.3 : Tasarım 3 TE mod, geliş açısına göre S_{21} (dB) performansı.

Geliş Açısı (Derece)	800 MHz	900 MHz	1800 MHz	2100 MHz	2600 MHz
0	20	22	20	25	16
15	19	21	20	24	14
30	18	27	14	24	13
45	19	34	12	25	11
60	20	42	11	25	19

Üç çizelge de dikkatli incelendiğinde iki katlı tasarım olan Tasarım 3'ün düşük frekanslarda diğer tasarımlara göre nispeten daha başarılı bir performans gösterdiği, bunun nedeninin de dielektrik tabakanın farklı geometrilerin farklı katmanlarda olması sebebiyle daha baskın bir karakter sergilediği söylenebilir. Bunun yanında yüksek frekanslarda toplam dielektrik kalınlığı diğer tasarımlara göre iki katına çıktığı için

arada oluşan boşluktan, yüksek frekanslarda FSY'nin bant durdurma özelliğinde problemlere neden olduğu gözlenmektedir. Bunun yanında bütün tasarımların TE mod 0 derece ile 60 derece gibi çok geniş bir açı aralığında ve bütün frekans bantlarında bant durdurma hedeflerini karşıladığı görülmektedir. Üçüncü tasarımın iki adet dielektrik tabaka kullanımı gerektirdiği için yüksek maliyetli bir çözüm olması nedeniyle, üçüncü tasarıma göre diğer iki tasarım tercih edilebilir gözükmektedir.

6.1.2 TM mod performansların karşılaştırılması

Üç farklı tasarımın TM modda her bir frekans için dalga geliş açılarına göre performansları kıyaslamak amacıyla sırasıyla Tasarım 1-2 ve 3 için Çizelge 6.4'te , Çizelge 6.5'te ve Çizelge 6.6'da oluşturulmuştur.

Çizelge 6.4 : Tasarım 1 TM mod, geliş açısına göre S_{21} (dB) performansı.

Geliş Açısı (Derece)	800 MHz	900 MHz	1800 MHz	2100 MHz	2600 MHz
0	11	37	13	20	26
15	11	37	14	21	24
30	10	35	12	21	25
45	10	33	11	18	21
60	10	35	10	13	12

Çizelge 6.5 : Tasarım 2 TM mod, geliş açısına göre S_{21} (dB) performansı.

Geliş Açısı (Derece)	800 MHz	900 MHz	1800 MHz	2100 MHz	2600 MHz
0	15	33	12	39	10
15	14	35	13	33	11
30	13	35	18	23	11
45	10	25	18	14	13
60	10	38	30	10	15

Çizelge 6.6 : Tasarım 3 TM mod, geliş açısına göre S_{21} (dB) performansı.

Geliş Açısı (Derece)	800 MHz	900 MHz	1800 MHz	2100 MHz	2600 MHz
0	18	25	10	26	18
15	17	24	18	27	14
30	16	27	13	27	13
45	15	28	10	22	11
60	11	30	10	15	14

Üç çizelge de dikkatli incelendiğinde TM modda bütün tasarımların benzer performans sağladığı görülmektedir. Bunun yanında yüksek frekanslarda toplam dielektrik kalınlığı diğer tasarımlara göre iki katına çıktığı için arada oluşan boşluktan,

yüksek frekanslarda FSY'nin bant durdurma özelliğinde problemlere neden olduğu gözlenmektedir. Bunun yanında bütün tasarımların TM mod 0 derece ile 60 derece gibi çok geniş bir açı aralığında ve bütün frekans bantlarında bant durdurma hedeflerini karşıladığı görülmektedir.



KAYNAKLAR

- [1] **Vardaxoglou, J. C.** (1997). *Frequency selective surfaces : analysis and design*. Research Studies Press.
- [2] **Wu, T. K.** (1995). *Frequency Selective Surface and Grid Array (Wiley Series in Microwave and Optical Engineering)*. Wiley-Interscience.
<http://www.amazon.co.uk/Frequency-Selective-Surface-Microwave-Engineering/dp/0471311898>
- [3] **Munk, B. (Benedikt A. .)** (2000). *Frequency selective surfaces : theory and design*. John Wiley.
- [4] **G.Schennum.** (1973). Frequency-selective surfaces for multiple-frequency antennas. *Microwave Journal*, 16(5), 55–57.
- [5] **Lee, D. C. K., Sowerby, K. W., & Neve, M. J.** (2005). Shielding strategies for interference mitigation in indoor wireless communications with frequency selective surfaces. *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 3 B, 260–263.
<https://doi.org/10.1109/APS.2005.1552488>
- [6] **Harrington, R. F.** (2001). *Time-harmonic electromagnetic fields*. 480.
- [7] **Marcuvitz, N.** (1951). *Waveguide handbook* (1st ed.). McGraw-Hill.
- [8] **Gao, M., Momeni Hasan Abadi, S. M. A., & Behdad, N.** (2016). A Dual-Band, Inductively Coupled Miniaturized-Element Frequency Selective Surface with Higher Order Bandpass Response. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(8), 3729–3734.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2580181>
- [9] **Momeni Hasan Abadi, S. M. A., Li, M., & Behdad, N.** (2014). Harmonic-suppressed miniaturized-element frequency selective surfaces with higher order bandpass responses. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(5), 2562–2571.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2303822>
- [10] **Sarabandi, K., & Behdad, N.** (2007). A frequency selective surface with miniaturized elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(5), 1239–1245.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2007.895567>
- [11] **Yang, L. L., Wei, X. C., Yi, D., & Jin, J. M.** (2017). A Bandpass Frequency Selective Surface with a Low Cross-Polarization Based on Cavities with a Hybrid Boundary. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(2), 654–661.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2634281>
- [12] **Zhu, X. C., Hong, W., Wu, K., Tang, H. J., Hao, Z. C., Chen, J. X...Zhou, H.** (2014). Design of a bandwidth-enhanced polarization rotating

- frequency selective surface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(2), 940–944.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2290798>
- [13] **Gu, C., Izquierdo, B. S., Gao, S., Batchelor, J. C., Parker, E. A., Qin, F...Xu, J.** (2017). Dual-band electronically beam-switched antenna using slot active frequency selective surface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(3), 1393–1398.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2647578>
- [14] **Huang, M. J., Lv, M. Y., Huang, J., & Wu, Z.** (2009). A new type of combined element multiband frequency selective surface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(6), 1798–1803.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2009.2019910>
- [15] **Wang, J., Xiang Ge, J., Zhou, Y., Xia, H., & Zhi Yang, X.** (2017). Design of a High-Isolation 35/94-GHz Dual-Frequency Orthogonal-Polarization Cassegrain Antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 1297–1300. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2016.2633284>
- [16] **Agahi, S., & Mittra, R.** (1990). Design of a cascaded frequency selective surface as a dichroic subreflector. *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 1, 88–91.
<https://doi.org/10.1109/APS.1990.115055>
- [17] **Orr, R., Fusco, V., Zelenchuk, D., Goussetis, G., Saenz, E., Simeoni, M., & Salghetti Drioli, L.** (2015). Circular Polarization Frequency Selective Surface Operating in Ku and Ka Band. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(11), 5194–5197.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2477519>
- [18] **Deng, R., Yang, F., Xu, S., & Li, M.** (2017). An FSS-Backed 20/30-GHz Dual-Band Circularly Polarized Reflectarray with Suppressed Mutual Coupling and Enhanced Performance. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(2), 926–931.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2016.2633159>
- [19] **Chaharmir, M. R., & Shaker, J.** (2014). Design of a multi-layer Ka-band frequency selective surface-backed reflectarray for satellite applications. *8th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP* 2014, 1428–1431.
<https://doi.org/10.1109/EUCAP.2014.6902048>
- [20] **Kartal, M., Golezani, J. J., & Doken, B.** (2017). A Triple Band Frequency Selective Surface Design for GSM Systems by Utilizing a Novel Synthetic Resonator. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(5), 2724–2727.
<https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2670230>
- [21] **Lee, C. K., & Langley, R. J.** (1985). Equivalent-Circuit Models for Frequency-Selective Surfaces at Oblique Angles of Incidence. *IEE Proceedings H: Microwaves Optics and Antennas*, 132(6), 395–399.
<https://doi.org/10.1049/IP-H-2.1985.0070/CITE/REFWORKS>
- [22] **Parker, E. A.** (n.d.). *Kent Academic Repository Full text document (pdf) Enquiries Citation for published version THE GUIDE TO*

FREQUENCY SELECTIVE SURFACES. Retrieved June 17, 2022, from <http://kar.kent.ac.uk/59863/>

- [23] **Egemen YILMAZ, A., & Kuzuoglu, M.** (2009). *Design of the Square Loop Frequency Selective Surfaces with Particle Swarm Optimization via the Equivalent Circuit Model*. 18(2).
- [24] **Mitra, R., Chan, C. H., & Cwik, T.** (1988). Techniques for Analyzing Frequency Selective Surfaces-a Review. *Proceedings of the IEEE*, 76(12), 1593–1615. <https://doi.org/10.1109/5.16352>
- [25] **Tennant, A., & Chambers, B.** (2004). A Single-Layer Tuneable Microwave Absorber Using an Active FSS. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(1), 46–47. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2003.820639>
- [26] **URL-1** <<https://ieeexplore.ieee.org/document/5068276>> date retrieved 12.03.2022.
- [27] **Cheng, D. K.** (1989). *Field and Wave Electromagnetics (2nd Edition)*. 717. <http://www.amazon.com/Field-Wave-Electromagnetics-2nd-Edition/dp/0201128195>
- [28] **Ishimaru, A.** (n.d.). *Electromagnetic wave propagation, radiation, and scattering*.
- [29] **Philippakis, M., Martel, C., Kemp, D., Clift, A. M., Massey, S., Appleton, S...Pearson, R.** (n.d.). *Application of FSS Structures to Selectively Control the Propagation of signals into and out of buildings-Executive Summary*. Retrieved June 17, 2022, from <http://www.era.co.uk/>
- [30] **Garg, M., Chahar, R., Yadav, S., Garg, S., & Noor, D.** (2017). A novel polarization independent triple bandstop frequency selective surface for the mobile and wireless communication. *Proceeding - IEEE International Conference on Computing, Communication and Automation, ICCCA 2017, 2017-January*, 1518–1521. <https://doi.org/10.1109/CCAA.2017.8230042>
- [31] **Langley, R. J., Parker, E. A., Langley, R. J., & Parker, E. A.** (1982). Equivalent circuit model for arrays of square loops. *EIL*, 18(7), 294–296. <https://doi.org/10.1049/EL:19820201>
- [32] **Montgomery, J. P., & Davey, K. R.** (2007). The Solution of Planar Periodic Structures Using Iterative Methods. <Http://Dx.Doi.Org/10.1080/02726348508908147>, 5(2–3), 209–235. <https://doi.org/10.1080/02726348508908147>
- [33] **Fuad Kent, E., Döken, B., & Kartal, M.** (n.d.). *2 nd International Conference on Engineering Optimization A New Equivalent Circuit Based FSS Design Method by Using Genetic Algorithm*.
- [34] **Naghmash, M., & Abed, G.** (n.d.). *Fundamentals of Mobile Communication Systems*.
- [35] **Astély, D., Dahlman, E., Furuskär, A., Jading, Y., Lindström, M., & Parkvall, S.** (2009). LTE: The evolution of mobile broadband. *IEEE Communications Magazine*, 47(4), 44–51. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2009.4907406>

- [36] **Chouly, A., Brajal, A., & Jourdan, S.** (1993). Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 3, 1723–1728. <https://doi.org/10.1109/GLOCOM.1993.318364>
- [37] **Chuah, M. C., & Zhang, Q.** (2011). *Design and performance of 3G wireless networks and wireless LANs*.
- [38] **Dahlman, E.** (2008). *3G evolution : HSPA and LTE for mobile broadband*. 608.
- [39] **Ghazaleh, H., & Muhanna, M.** (2008). Enhancement of throughput time using MS-TCP transport layer protocol for 4G mobiles. *2008 5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, SSD'08*. <https://doi.org/10.1109/SSD.2008.4632861>
- [40] **Kiiski, M.** (2010). LTE-advanced: The mainstream in mobile broadband evolution. *2010 European Wireless Conference, EW 2010*, 983–988. <https://doi.org/10.1109/EW.2010.5483512>
- [41] **Kelly, T.** (2003). Scalable TCP. *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 33(2), 83–91. <https://doi.org/10.1145/956981.956989>
- [42] **Khan, F.** (2009). *LTE for 4G mobile broadband : air interface technologies and performance*. 492.
- [43] **Rong, L., Elayoubi, S. E., & Haddada, O. Ben.** (2010). Impact of relays on LTE-Advanced performance. *IEEE International Conference on Communications*. <https://doi.org/10.1109/ICC.2010.5502349>
- [44] **Štencel, V., Müller, A., & Frank, P.** (2010). LTE advanced - A further evolutionary step for Next Generation Mobile Networks. *Proceedings of 20th International Conference Radioelektronika 2010*, 15–19. <https://doi.org/10.1109/RADIOELEK.2010.5478548>
- [45] **URL-2** <www.agilent.com/find/LTE>, date retrieved 03.02.2022.
- [46] **URL-3** <<http://webapp.etsi.org/3gppmembership/Results.asp> >, date retrieved 12.05.2021.
- [47] **Nam, Y. H., Liu, L., Wang, Y., Zhang, C., Cho, J., & Han, J. K.** (2010). Cooperative communication technologies for LTE-advanced. *ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - Proceedings*, 5610–5613. <https://doi.org/10.1109/ICASSP.2010.5495250>
- [48] **Amitay, N., Galindo, V., & Wu, C. P.** (1972). *Theory and analysis of phased array antennas*. Wiley-Interscience.
- [49] **Wu, T. K.** (1995). *Frequency selective surface and grid array*. 331.
- [50] **Chen, C. C.** (1970). Transmission Through a Conducting Screen Perforated Periodically with Apertures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 18(9), 627–632. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1970.1127298>
- [51] **Shaker, J., & Shafai, L.** (1993). Analysis of multiresonant frequency selective surfaces. *AP-S International Symposium (Digest) (IEEE Antennas and Propagation Society)*, 3, 1948–1950. <https://doi.org/10.1109/APS.1993.385589>

- [52] **Johansson, F. S.** (1985). Analysis and Design of Double-Layer Frequency-Selective Surfaces. *IEE Proceedings H: Microwaves Optics and Antennas*, 132(5), 319–325. <https://doi.org/10.1049/IP-H-2.1985.0057/CITE/REFWORKS>
- [53] **Munk, B. A., Luebbers, R. J., & Fulton, R. D.** (1974). Transmission Through a Two-Layer Array of Loaded Slots. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 22(6), 804–809. <https://doi.org/10.1109/TAP.1974.1140902>
- [54] **Hall, R. C., Mittra, R., & Mitzner, K. M.** (1988). Analysis of multilayered periodic structures using generalized scattering matrix theory. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(4), 511–517. <https://doi.org/10.1109/8.1140>
- [55] **Munk, B. A., & Luebbers, R. J.** (1974). Reflection Properties of Two-Layer Dipole Arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 22(6), 766–773. <https://doi.org/10.1109/TAP.1974.1140895>
- [56] **Miller, R. O.** (1994). *Studies on the Interaction of Waves with Metal Mesh Filters*. The University of Texas at Dallas.
- [57] **Zwillinger, D.** (1997). *Handbook of Differential Equations 3rd edition*.
- [58] **Wood, R. W.** (1902). On a Remarkable Case of Uneven Distribution of Light in a Diffraction Grating Spectrum. *Proceedings of the Physical Society of London*, 18(1), 269. <https://doi.org/10.1088/1478-7814/18/1/325>
- [59] **Wood, R. W.** (1912). XXVII. Diffraction gratings with controlled groove form and abnormal distribution of intensity. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, 23(134), 310–317. <https://doi.org/10.1080/14786440208637224>
- [60] **Lee, S. W., Zarrillo, G., & Law, C. L.** (1982). Simple Formulas for Transmission Through Periodic Metal Grids or Plates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 30(5), 904–909. <https://doi.org/10.1109/TAP.1982.1142923>
- [61] **Bayatpur, F., & Sarabandi, K.** (2008). Single-layer high-order miniaturized-element frequency-selective surfaces. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 56(4), 774–781. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2008.919654>
- [62] **Liu, Y., Christodoulou, C. G., & Buris, N. E.** (2012). A Full Wave Analysis Method for Frequency Selective Surfaces On Ferrite Substrates. [Http://Dx.Doi.Org/10.1163/156939397X00855](http://Dx.Doi.Org/10.1163/156939397X00855), 11(5), 593–607. <https://doi.org/10.1163/156939397X00855>
- [63] **Agrawal, V. D., & Imbriale, W. A.** (1979). Design of a Dichroic Cassegrain Subreflector. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 27(4), 466–473. <https://doi.org/10.1109/TAP.1979.1142119>
- [64] **Wu, T. K.** (1994). Four-Band Frequency Selective Surface with Double-Square-Loop Patch Elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 42(12), 1659–1663. <https://doi.org/10.1109/8.362804>
- [65] **Comtesse, L. E., Langley, R. J., Parker, E. A., & Vardaxoglou, J. C.** (1987). Frequency selective surface in dual and triple band offset reflector

- antennas. *Conference Proceedings - European Microwave Conference*, 208–213. <https://doi.org/10.1109/EUMA.1987.333767>
- [66] **Wu, T. K.** (1991). Double-square-loop FSS for multiplexing four (S/X/Ku/Ka) bands. *AP-S International Symposium (Digest) (IEEE Antennas and Propagation Society)*, 3, 1885–1888. <https://doi.org/10.1109/APS.1991.175229>
- [67] **Lee, S. W., & Fong, T. T.** (2003). Electromagnetic Wave Scattering from an Active Corrugated Structure. *Journal of Applied Physics*, 43(2), 388. <https://doi.org/10.1063/1.1661126>
- [68] **Lam, W. W., Jou, C. F., Chen, H. Z., Stolt, K. S., Luhmann, N. C., & Rutledge, D. B.** (1988). Millimeter-Wave Diode-Grid Phase Shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36(5), 902–907. <https://doi.org/10.1109/22.3610>
- [69] **Jackson, D. R., & Alexópoulos, N. G.** (1985). Gain Enhancement Methods for Printed Circuit Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33(9), 976–987. <https://doi.org/10.1109/TAP.1985.1143709>
- [70] **Jackson, D. R., & Oliner, A. A.** (1988). A Leaky-Wave Analysis of the High-Gain Printed Antenna Configuration. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(7), 905–910. <https://doi.org/10.1109/8.7194>
- [71] **Ulrich, R.** (1967). Far-infrared properties of metallic mesh and its complementary structure. *Infrared Physics*, 7(1), 37–55. [https://doi.org/10.1016/0020-0891\(67\)90028-0](https://doi.org/10.1016/0020-0891(67)90028-0)
- [72] **Chen, C. C.** (1973). Transmission of Microwave Through Perforated Flat Plates of Finite Thickness. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 21(1), 1–6. <https://doi.org/10.1109/TMTT.1973.1127906>
- [73] **Montgomery, J. P.** (1975). Scattering by an Infinite Periodic Array of Thin Conductors on a Dielectric Sheet. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23(1), 70–75. <https://doi.org/10.1109/TAP.1975.1141006>
- [74] **Dawes, D. H., Whitbourn, L. B., & McPhedran, R. C.** (1989). Thin capacitive meshes on a dielectric boundary: theory and experiment. *Applied Optics, Vol. 28, Issue 16, Pp. 3498-3510*, 28(16), 3498–3510. <https://doi.org/10.1364/AO.28.003498>
- [75] **Orta, R., Savi, P., & Tascone, R.** (1992). A new class of frequency selective surfaces. *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 1992-June, 1767–1770. <https://doi.org/10.1109/APS.1992.221508>
- [76] **Balta, S., & Kartal, M.** (2019). A novel multilayer multiband frequency selective surface for IMT advanced 4G mobile phone service and airborne radar systems. *Proceedings of 9th International Conference on Recent Advances in Space Technologies, RAST 2019*, 527–531. <https://doi.org/10.1109/RAST.2019.8767860>

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad : Şakir Balta

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : Işık Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Lisans (Çift Anadal)** : Işık Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Endüstri Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı
- **Doktora** : İstanbul Teknik Üniversitesi, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

DOKTORA TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Ş. Balta** and M. Kartal, “A Novel Multilayer Multiband Frequency Selective Surface for IMT Advanced 4G Mobile Phone Service and Airborne Radar Systems,” presented at the 2019 9th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST), pp. 527-531, 2019. DOI.10.1109/RAST.2019.8767860.