

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLER KULLANARAK İKİ FARKLI
FREKANSTA İSTENİLEN İŞIMA DESENLERİNE SAHİP REFLEKTÖR
ANTEN TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İsmail GÜNGÖR

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2012

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLER KULLANARAK İKİ FARKLI
FREKANSTA İSTENİLEN IŞIMA DESENLERİNE SAHİP REFLEKTÖR
ANTEN TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**İsmail GÜNGÖR
(504101314)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Mesut KARTAL

HAZİRAN 2012

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504101314 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **İsmail GÜNGÖR**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLER KULLANARAK İKİ FARKLI FREKANSTA İSTENİLEN IŞIMA DESENLERİNE SAHİP REFLEKTÖR ANTEN TASARIMI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Yrd. Doç. Dr. Mesut KARTAL**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Sedef KENT**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Hamid TORPİ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **04 Mayıs 2012**
Savunma Tarihi : **06 Haziran 2012**

Ablama ve sevgili oğlu Mustafa'ya,

ÖNSÖZ

Haberleşmenin çok önemli olduğu günümüz dünyasında haberleşme kalitesinin artırılması için iletişim sistemleri üzerindeki çalışmalar hızla devam etmektedir. Bu çalışmalar sayesinde oldukça önemli değişimler geçirerek gelişen iletişim sistemlerinde kuşkusuz ki en önemli sistem elemanlarından biri antenlerdir. Haberleşme sistemlerinde olduğu kadar askeri alanda, radar sistemlerinde de önemli bir yere sahip olan antenler, karakteristik özellikleri sayesinde elemanı oldukları sistemlerin işlevsel özelliklerinin belirlenmesinde etkin bir rol oynamaktadır. Bu sebeple haberleşme ve radar sistemleri gibi önemli alanlarda gelişim gösterebilmek için farklı karakteristik özelliklere sahip anten tasarımı çalışmaları önem kazanmaktadır. Özellikle son yıllarda frekans seçici yüzeyler gibi gelişen teknolojinin yeni ürünlerinin de anten tasarımında kullanılmaya başlanması ile farklı işlevsel özelliklere sahip olan yeni anten tasarımı çalışmaları oldukça hız kazanmıştır. Antenler ve anten tasarımı gibi böylesine önemli bir konuda bana temel bilgileri öğreten ve çalışmalarımda bu alana yönelmemde bana yardımcı olan lisans hocalarımdan Doç. Dr. Ahmet Serdar TÜRK'e, frekans seçici yüzeyler konusunda beni bilgilendiren ve bu konuda önemli tecrübeler edinmemi sağlayan, bilgi birikimi ve tecrübesiyle tezin her aşamasında bana yol gösterip, bu alandaki çalışmalarımı her koşulda destekleyen değerli danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Mesut KARTAL'a ve anten geometrilerinin çiziminde, çizim konusundaki tecrübesiyle bana yardımcı olan değerli dostum Makine Mühendisi Burak YÜKSEK'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Mayıs 2012

İsmail Güngör
(Elektronik ve Haberleşme Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	viii
İÇİNDEKİLER.....	ix
KISALTMALAR.....	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xix
SUMMARY.....	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı.....	2
1.2 Literatür Araştırması	3
1.3 Hipotez.....	5
2. ANTENLER.....	7
2.1 Anten Karakteristik Parametreleri.....	8
2.1.1 Işıma paterni.....	9
2.1.2 Işıma gücü ve direnci.....	9
2.1.3 Işıma verimi	13
2.1.4 Anten yönelticiliği ve kazancı.....	15
2.1.5 Polarizasyon	20
2.1.5.1 Doğrusal polarizasyon	20
2.1.5.2 Eliptik polarizasyon.....	21
2.1.6 Giriş empedansı.....	23
2.1.7 Anten etkin yüzeyi.....	23
2.1.8 Duran dalga oranı	24
2.1.9 Yakın alan ve uzak alan.....	25
2.1.10 Demet genişliği.....	26
2.2 Anten Çeşitleri	26
2.3 Parabolik Reflektör Antenler	28
2.3.1 Parabolik reflektör antenlerin yapısı	28
2.3.1.1 Pasif kısım.....	28
2.3.1.2 Aktif kısım.....	30
2.3.2 Parabolik reflektör antenlerin ışıma paterni.....	30
2.3.3 Parabolik reflektör anten çeşitleri.....	31
2.3.3.1 Simetrik veya eksen – simetrik antenler	32
2.3.3.2 Offset antenler	33
2.3.3.3 Cassegrain antenler	34
2.3.4 Parabolik reflektör antenlerde açıklık yüzeyi – ışıma ilişkisi.....	35
2.3.5 Parabolik reflektör antenlerde önemli parametreler.....	38
2.3.6 Parabolik reflektör antenlerde kazanç	39
2.3.7 Parabolik reflektör antenlerin kullanım alanları	40
2.3.8 Eksen – simetrik parabolik reflektör anten tasarımı.....	41
2.3.8.1 Horn anten (besleme) geometrisi.....	41

2.3.8.2	Horn anten (besleme) analizi ve sonuçlar.....	42
2.3.8.3	Eksen – simetrik parabolik reflektör anten geometrisi.....	43
2.3.8.4	Eksen – simetrik parabolik reflektör anten analizi ve sonuçlar	44
2.3.9	Radarlarda kullanılan parabolik reflektör antenler	45
2.3.9.1	Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenler	45
2.3.9.2	Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler	46
2.3.10	Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki anten tasarımı.....	49
2.3.10.1	Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki anten geometrisi	49
2.3.10.2	Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki anten analizi ve sonuçlar	50
2.3.11	Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten tasarımı	52
2.3.11.1	Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten geometrisi.....	52
2.3.11.2	Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten analizi ve sonuçlar	55
3.	FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLER.....	57
3.1	Frekans Seçici Yüzeylerin Frekans Özelliklerini Belirleyen Faktörler	58
3.1.1	FSY tasarımında kullanılan elemanların geometrileri ve boyutları.....	58
3.1.2	FSY tasarımında kullanılan elemanların iletkenliği.....	61
3.1.3	FSY tasarımında kullanılan dielektrik tabakalar	62
3.1.4	Elektromanyetik dalganın FSY’ye geliş açısı ve polarizasyonu	65
3.2	Frekans Seçici Yüzey Analizinde Uygulanan Yöntemler	67
3.2.1	Momentler metodu (Method of Moments (MoM))	67
3.2.2	Sonlu elemanlar metodu (Finite Element Method (FEM))	67
3.2.3	Zamanda sonlu farklar metodu (Finite Difference Time Domain (FDTD)) ..	68
3.2.4	Ortak empedans metodu (Mutual Impedance Method).....	68
3.2.5	Eşdeğer devre modeli (Equivalent Circuit (EC) Models)	68
3.3	Frekans Seçici Yüzeylerin Uygulama Alanları	69
4.	ÖNERİLEN REFLEKTÖR ANTEN MODELİ.....	75
5.	ÖNERİLEN REFLEKTÖR ANTEN MODELİ İÇİN FSY TASARIMI.....	77
5.1	Periyodik Kare Döngüler Kullanarak Frekans Seçici Yüzey Tasarımı	78
5.1.1	Kare döngü şeklindeki yapının geometrisi	78
5.1.2	Periyodik kare döngüler kullanılarak tasarlanan FSY’in analizi ve sonuçlar	81
5.1.3	Analiz sonuçlarının değerlendirilmesi	85
5.2	Periyodik Üç Bacaklı Yapılar Kullanarak Frekans Seçici Yüzey Tasarımı.....	85
5.2.1	Üç bacaklı eleman geometrisi.....	85
5.2.2	Periyodik üç bacaklı yapılar kullanılarak tasarlanan FSY’in analizi ve sonuçlar	86
5.2.3	Analiz sonuçlarının değerlendirilmesi	91
6.	ÖNERİLEN REFLEKTÖR ANTEN MODELİNİN TASARIMI	93
6.1	Önerilen Reflektör Anten Modelinin Geometrisi	93
6.2	Önerilen Reflektör Anten Modelinin Analizi ve Sonuçlar	96
7.	SONUÇ VE ÖNERİLER.....	101
	KAYNAKLAR.....	105
	ÖZGEÇMİŞ.....	107

KISALTMALAR

AC	: Alternating Current (Alternatif Akım)
BG	: Bant Genişliği
dB	: Desibel
dBİ	: Desibel İzotropik
EC	: Equivalent Circuit (Eşdeğer Devre)
FDTD	: Finite Difference Time Domain (Zamanda Sonlu Farklar)
FEM	: Finite Element Method (Sonlu Elemanlar Metodu)
FSY	: Frekans Seçici Yüzey
HFSS	: High Frequency Structural Simulator
MoM	: Method of Moments (Momentler Metodu)
PEC	: Perfect Electric Conductor (Mükemmel Elektrik İletkeni)
RADAR	: Radio Detecting and Ranging (Radyo Algılama ve Menzil Tayini)
TE	: Transverse Electric
TM	: Transverse Magnetic
VSWR	: Voltage Standing Wave Ratio (Gerilim Duran Dalga Oranı)
WLAN	: Wireless Local Area Network (Kablosuz Yerel Ağ)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 5.1 : Şekil 5.6’da gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.....	81
Çizelge 5.2 : Şekil 5.7’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.....	82
Çizelge 5.3 : Şekil 5.8’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.....	83
Çizelge 5.4 : Şekil 5.9’da gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.....	84
Çizelge 5.5 : Şekil 5.11’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.....	87
Çizelge 5.6 : Şekil 5.12’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.....	88
Çizelge 5.7 : Şekil 5.13’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.....	89
Çizelge 5.8 : Şekil 5.14’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.....	90

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Alıcı ve verici anten modeli	7
Şekil 2.2 : Anten devre modeli.....	10
Şekil 2.3 : Anten eşdeğer devresi	14
Şekil 2.4 : Parabolik reflektör anten için sembolik bir ışıma paterni	17
Şekil 2.5 : Elektromanyetik dalganın $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ bileşenleri	21
Şekil 2.6 : Parabolik reflektör antenin temel kısımları	28
Şekil 2.7 : Yansıtıcı yüzeyleri ızgara biçiminde olan parabolik reflektör antenler.....	29
Şekil 2.8 : Işıma paterni	31
Şekil 2.9 : Eksen – simetrik parabolik reflektör anten modeli.....	32
Şekil 2.10 : Eksen – simetrik parabolik reflektör antenin ışıma karakteristiği	32
Şekil 2.11 : Offset anten modeli.....	33
Şekil 2.12 : Offset anten geometrisi	33
Şekil 2.13 : Cassegrain anten modeli	34
Şekil 2.14 : Gregorian anten modeli.....	35
Şekil 2.15 : Düzgün dağılımlı ışıma	35
Şekil 2.16 : Horn anten ışıması	36
Şekil 2.17 : Açıklı yüzeyi – ışıma uyumsuzluğu sebebiyle meydana gelen kayıplar.....	37
Şekil 2.18 : Farklı ışımalarda meydana gelen kayıplar	37
Şekil 2.19 : Parabolik reflektör anten parametreleri.....	38
Şekil 2.20 : Parabolik reflektör anten parametreleri arasındaki geometrik ilişki.....	38
Şekil 2.21 : (a) Offset Gregorian anten – (b) Arama radarı anteni	40
Şekil 2.22 : Horn anten geometrisi	41
Şekil 2.23 : $f = 4$ GHz çalışma frekansında $\varphi = 0^0$ ve $\varphi = 90^0$ için horn antenin θ açısına bağlı ışıma paterni	42
Şekil 2.24 : $f = 5$ GHz çalışma frekansında $\varphi = 0^0$ ve $\varphi = 90^0$ için horn antenin θ açısına bağlı ışıma paterni	42
Şekil 2.25 : Eksen – simetrik parabolik reflektör anten geometrisi	43
Şekil 2.26 : Eksen – simetrik parabolik reflektör antenin boyutları.....	43
Şekil 2.27 : $f = 4$ GHz çalışma frekansında $\varphi = 0^0$ ve $\varphi = 90^0$ için eksen – simetrik parabolik reflektör antenin θ açısına bağlı ışıma paterni	44
Şekil 2.28 : $f = 5$ GHz çalışma frekansında $\varphi = 0^0$ ve $\varphi = 90^0$ için eksen – simetrik parabolik reflektör antenin θ açısına bağlı ışıma paterni	44
Şekil 2.29 : Fan pervanesi tipi anten	45
Şekil 2.30 : Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten (Şekilde ters kosekant – kare ışıma biçimi gösterilmektedir.)	45
Şekil 2.31 : Parabolik yansıtıcının kesiti	46
Şekil 2.32 : Kosekant – kare ışıma biçimi	47
Şekil 2.33 : Yansıtıcının biçimi değiştirilerek oluşturulan kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler.....	47
Şekil 2.34 : On iki adet besleme anteni ile oluşturulan kosekant–kare ışıma biçimi.....	48
Şekil 2.35 : Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki anten geometrisi	49

Şekil 2.36 : Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenin boyutları	49
Şekil 2.37 : $f = 4$ GHz çalışma frekansında $\phi = 0^\circ$ ve $\phi = 90^\circ$ için fan pervanesi tipi antenin θ açısına bağlı ışıma paterni.....	50
Şekil 2.38 : $f = 4$ GHz çalışma frekansında fan pervanesi tipi antenin ışıma paterni.	50
Şekil 2.38(a) : $f = 4$ GHz çalışma frekansında fan pervanesi tipi antenin ışıma paterninin $\phi = 90^\circ$ düzlemindeki görüntüsü.	51
Şekil 2.38(b) : $f = 4$ GHz çalışma frekansında fan pervanesi tipi antenin ışıma paterninin $\phi = 0^\circ$ düzlemindeki görüntüsü.	51
Şekil 2.39 : Kesilmiş parabolik yansıtıcı yüzeyin yandan ve önden görünüşü	53
Şekil 2.40 : Kesilmiş ve bükülmüş parabolik yansıtıcı yüzeyin yandan ve önden görünüşü.....	53
Şekil 2.41 : Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten geometrisi.	54
Şekil 2.42 : Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten geometrisinin yandan görünüşü.....	54
Şekil 2.43 : $f = 5$ GHz çalışma frekansında $\phi = 0^\circ$ ve $\phi = 90^\circ$ için kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin θ açısına bağlı ışıma paterni.....	55
Şekil 3.1 : Frekans seçici yüzeyler ve temel filtre karakteristikleri.....	57
Şekil 3.2 : Frekans seçici yüzeylerde sıklıkla tercih edilen elemanların geometrileri ...	58
Şekil 3.3 : Şekillerine göre dört temel gruba ayrılmış frekans seçici yüzey elemanları.	60
Şekil 3.4 : Kare döngülerle oluşturulmuş bir FSY ve bu yüzeyin frekans davranışı.	60
Şekil 3.5 : İç içe geçmiş kare döngüler ile oluşturulan FSY’in frekans davranışı ve eşdeğer devre modeli	61
Şekil 3.6 : Kayıplı iletken kare döngülerden oluşan FSY’in frekans davranışının iletkenliğe göre değişimi ve eşdeğer devre modeli	62
Şekil 3.7 : Dielektrik tabaka üzerine yerleştirilen periyodik iletken yamalarla oluşturulmuş FSY yapısı.....	63
Şekil 3.8 : Elektromanyetik dalganın geliş açısına göre periyodik elemanlar arasındaki mesafenin değişimi	64
Şekil 3.9 : (a) Dielektrik tabakaların arasına yerleştirilen FSY – (b) Dielektrik tabakanın tek yüzüne yerleştirilen FSY	65
Şekil 3.10 : Elektrik alan vektörü ile dipol elemanın aynı düzlemde olduğu örnek bir durum.....	66
Şekil 3.11 : Elektrik alan vektörü ile dipol elemanın birbirine dik düzlemlerde olduğu örnek bir durum	66
Şekil 3.12 : Kutuplayıcı olarak çalışan frekans seçici yüzey yapısı	70
Şekil 3.13 : Komşu WLAN sistemleri arasındaki karşılıklı girişim	71
Şekil 3.14 : Frekans seçici duvarların girişime etkisi	71
Şekil 3.15 : Örnek bir anten için radomun çalışma prensibi	72
Şekil 3.16 : Yansıtıcı yüzeyi ızgara biçiminde olan bir parabolik reflektör anten	72
Şekil 3.17 : FSY yardımıyla tasarlanan birden fazla çalışma bandına sahip reflektör antenin geometrisi ve çalışma prensibi.....	73
Şekil 4.1 : Tasarımı amaçlanan iki farklı ışıma paternine sahip reflektör antenin geometrisi ve çalışma prensibi	75
Şekil 5.1 : Besleme anteninden yayılan dalgaların yansıtıcıya maksimum geliş açısı... ..	77
Şekil 5.2 : Kare döngü şeklindeki yapının geometrisi ve boyutları.....	78
Şekil 5.3 : Kare döngü şeklindeki yapının yüzeyi için sınır koşulları	79
Şekil 5.4 : Kare döngü yapı ile sonsuz periyodik bir dizi oluşturabilmek için HFSS programında tanımlanan sınır koşulları	80
Şekil 5.5 : Periyodik elemanların aydınlatılması ve periyodik elemanlarda meydana gelen saçılmaların ölçülmesi için kullanılan Floquet Port’lar.....	80

Şekil 5.6 : Farklı θ açıları için TE iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri...	81
Şekil 5.7 : Farklı θ açıları için TE yansıma katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri	82
Şekil 5.8 : Farklı θ açıları için TM iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri..	83
Şekil 5.9 : Farklı θ açıları için TM yansıma katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri	84
Şekil 5.10 : Üç bacaklı elemanın geometrisi ve boyutları	85
Şekil 5.11 : Farklı θ açıları için TE iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri.	87
Şekil 5.12 : Farklı θ açıları için TE yansıma katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri	88
Şekil 5.13 : Farklı θ açıları için TM iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri	89
Şekil 5.14 : Farklı θ açıları için TM yansıma katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri	90
Şekil 6.1 : Tasarımı yapılan iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör anten modeli.....	93
Şekil 6.2 : Tasarımı yapılan iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör antenin yansıtıcı yüzeyi	94
Şekil 6.3 : Tasarımı yapılan iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinin yandan görünüşü.....	95
Şekil 6.4 : Tasarımı yapılan iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör antenin yandan görünüşü	95
Şekil 6.5 : Tasarlanan yeni reflektör antenin $f = 4$ GHz çalışma frekansında $\varphi = 0^0$ ve $\varphi = 90^0$ için θ açısına bağlı ışıma paterni	97
Şekil 6.6 : Tasarımı yapılan yeni reflektör antenin $f = 4$ GHz çalışma frekansındaki ışıma paterni	97
Şekil 6.6(a) : Tasarlanan yeni reflektör antenin $f = 4$ GHz çalışma frekansındaki ışıma paterninin $\varphi = 90^0$ düzlemindeki görüntüsü	98
Şekil 6.6(b) : Tasarlanan yeni reflektör antenin $f = 4$ GHz çalışma frekansındaki ışıma paterninin $\varphi = 0^0$ düzlemindeki görüntüsü	98
Şekil 6.7 : Tasarlanan yeni reflektör antenin $f = 5$ GHz çalışma frekansında $\varphi = 0^0$ ve $\varphi = 90^0$ için θ açısına bağlı ışıma paterni	99

FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLER KULLANARAK İKİ FARKLI FREKANSTA İSTENİLEN IŞIMA DESENLERİNE SAHİP REFLEKTÖR ANTEN TASARIMI

ÖZET

Antenler, uzun mesafeler arasında kablosuz veri iletimini sağlayan sistem elemanlarıdır. Günümüzde sivil alanlarda olduğu kadar askeri alanlarda da önemli bir yere sahip olan antenler, radar sistemlerinde sistem karakteristiğini belirleyen en önemli elemanlardan biridir. Farklı karakteristik özellikleri sebebiyle farklı çalışma alanlarında tercih edilen birçok anten modeli vardır. Reflektör antenler, haberleşme sistemlerinde uzak mesafeler arasında veri iletimini sağlayabilmek için, radar sistemlerinde ise genel olarak yüksek çözünürlükle hedef taraması yapabilmek için sıklıkla tercih edilmektedir. Radar sistemlerinde birçok farklı anten modeli kullanılıyor olsa da bu alanda yaygın olarak tercih edilen reflektör anten modelleri, fan pervanesi tipi antenler ve kosekant – kare ışıma karakteristikli antenlerdir.

Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenler olarak da adlandırılan fan pervanesi tipi antenler, bu ismi fiziksel yapılarından dolayı almaktadır. Bu tip antenlerde yansıtıcı yüzey olarak, eksen – simetrik parabolik reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinden alınan bir kesit kullanılmaktadır. Antenlerde yüzey alanı daraldıkça ışıma huzmesinin genişlediğini açık bir şekilde gösteren bu antenler, bir boyutta geniş bir huzme ile ışıma yaparken diğer boyutta dar bir huzmeyle ışıma yapmaktadır. Bu şekilde tasarlanan bir anten sayesinde bir boyutta yüksek çözünürlüklü tarama yapılabilirken diğer boyutta da belirli bir menzile kadar hedef taraması gerçekleştirilebilmektedir. Aynı zamanda anten ağırlığının büyük oranda azaltıldığı bu tasarım, hareketli platformlar için de oldukça avantaj sağlamaktadır.

Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler, radarlarda kullanılan parabolik reflektör anten temelli başka bir anten modelidir. Gözetleme radarlarında, kullanım alanına bağlı olarak ışıma paterninin yönlendirilmesi ve istenmeyen yönlere gereksiz enerji gönderilmesinin engellenmesi amaçlanmaktadır. Bu amaçla asimetrik ışıma paternine sahip reflektör antenler tasarlanmaktadır. Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler sahil ve hava gözetleme radarlarında sıklıkla kullanılmaktadır. Bu antenler ile ideal bir hava sahası taraması yapılabilir. Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenlerin kazancı kosekant – kare ile orantılıdır. Bu sebeple bu antenlerin ışıma biçimi kosekant – kare ışıma biçimi olarak adlandırılmıştır. Bu ışıma karakteristiği sayesinde yatay eksendeki hedefler yüksek bir çözünürlükle gözetlenebilirken aynı zamanda düşey eksende çok dar açılardan başlayarak alçak menzilde hedef taraması yapılabilir. Kosekant – kare karakteristikli bir ışıma genel olarak yansıtıcının biçimi değiştirilerek oluşturulmaktadır. Parabolik yansıtıcının alt ya da üst kısmı çeşitli şekillerde kesilerek ve bükülerek bu ışıma biçimi elde edilebilmektedir. Bunun yanında, parabolik yansıtıcının şekli değiştirilmeden birden çok sayıda besleme anteni kullanılarak da kosekant – kare karakteristikli bir ışıma elde edilebilmektedir.

Bu çalışmada, kosekant – kare ışıma karakteristikli antenlerin ve fan pervanesi tipi antenlerin ışıma karakteristiklerini farklı frekanslarda sağlayabilen bir reflektör anten tasarımı amaçlanmıştır. Bu yeni tasarımın radar sistemlerine fiziki ve teknik açıdan oldukça avantaj sağlaması beklenmektedir. Tasarım, analiz ve optimizasyon çalışmaları için HFSS programı kullanılmıştır. Ayrıca anten geometrilerinin çizimi için SolidWorks programından da faydalanılmıştır. Bu tasarımı gerçekleştirmek için özellikle son yıllarda antenlerde sıklıkla kullanılan frekans seçici yüzeylerden yararlanılmıştır. Frekans seçici yüzeyler (FSY), iletim ve yansıma karakteristikleri gelen elektromanyetik dalganın frekansına bağlı olarak değişen yapılardır ve bu yapılar, mikrodalga aralığında elektromanyetik dalgalar için bir filtre gibi çalışırlar.

Amaçlanan reflektör anten modelinin tasarımında, uygun ışıma karakteristiklerini sağlayan fan pervanesi tipi anten tasarımı ve kosekant – kare ışıma karakteristikli anten tasarımı yapıldıktan sonra istenilen frekans bantlarında amaca uygun S_{21} iletim katsayısı ve S_{11} yansıma katsayısı değerlerini sağlayan frekans seçici yüzey (FSY) tasarımı gerçekleştirilmiştir. Çalışmada bu aşamadan sonra tasarlanan fan pervanesi tipi antenin yansıtıcı yüzeyi, oluşturulan FSY ile kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin yansıtıcı yüzeyine tamamlanmıştır. Sonuç olarak tasarımı yapılan antenin yansıtıcı yüzeyi sayesinde, frekans seçici yüzeyin karakteristik özelliğine bağlı olarak bir çalışma frekansında fan pervanesi tipi antenin ışıma paterni elde edilirken, başka bir çalışma frekansında kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin ışıma paterni elde edilmiştir.

DESIGN OF A NEW REFLECTOR ANTENNA THAT PROVIDES DESIRED RADIATION PATTERNS AT TWO DIFFERENT FREQUENCIES BY USING FREQUENCY SELECTIVE SURFACES

SUMMARY

This work is proposed to design a reflector antenna that provides both cosecant squared pattern and fan beam pattern at two different frequencies. For the new reflector antenna design, frequency selective surfaces (FSSs) are used as a reflector surface. It is expected that the new design will provide physical and technical advantages for radar systems. In this work, for simulation and optimization of the antenna, high frequency simulation software (HFSS) is used. Moreover for drawing of some geometries, it is benefited from flexible drawing specialities of SolidWorks.

Reflector antennas are probably the most widely used antennas for high – frequency and high – gain applications in radio astronomy, radar, microwave and millimeter wave communications and satellite tracking and communications. Although reflector antennas can take various geometrical configurations, the most popular shape is the paraboloid because of its excellent ability to produce a high gain with low side lobes and good cross – polarization characteristics in the radiation pattern. Because of its narrow beam width, radiating patterns of reflector antennas is defined as “pencil beam”. First reflector antenna was constructed in 1881 by Heinrich Hertz. The parabolic reflector surface of the antenna made of zinc and it was supported by a wooden frame. It stood 2 meters high, had an aperture 1.2 meters wide, a focal distance of 0.12 meters and could be rolled about on casters. What we now call the feed was simply a spark gap – excited dipole placed along the focal line at its mid – point. A similar reflector, dipole and spark gap detector served as a receiving antenna. With these two antennas and an induction coil to excite the transmitting spark gap, Hertz demonstrated the existence of the electromagnetic waves that had been predicted theoretically by James Clerk Maxwell some 22 years earlier. The frequency was about 450 MHz, corresponding to the $3/2$ wavelength resonant dipole length.

A reflector antenna consists of a reflector surface and a feed antenna. A reflector surface can be of sheet metal, metal screen, or wire grill construction, and it can be either a parabolic shape or various other shapes to create different beam shapes. A metal screen reflects radio waves as well as a solid metal surface as long as the holes are smaller than $1/10$ of a wavelength, so screen reflectors are often used to reduce weight and wind loads on the reflector surface. Feed structures can be placed behind or in front of the reflector, depending on the reflector technology being implemented. While reflector antennas have high gain and are very directive making them well suited for satellite - earth stations also reflector antennas with different patterns such as cosecant squared or fan beam are widely used in radar systems.

Fan beam antennas produce a main beam having a narrow beam width in one dimension and a wider beam width in the other dimension. This pattern can be achieved by a truncated parabolic reflector or a circular parabolic reflector. Since the

reflector is narrow in the vertical plane and wide in the horizontal, it produces a beam that is wide in the vertical plane and narrow in the horizontal. This type of antenna system is generally used in height – finding equipment if the reflector is rotated 90 degrees. Since the reflector is narrow in the horizontal plane and wide in the vertical, it produces a beam that is wide in the horizontal plane and narrow in the vertical. In shape, the beam of a height – finding radar is a horizontal fan beam pattern.

Antennas with cosecant squared pattern are designed for air – surveillance radar systems. These permit an adapted distribution of the radiation in the beam and causing a more ideal space scanning. In practice a cosecant squared pattern can be achieved by a deformation of a parabolic reflector. A radiator is in the focal point of a parabolic reflector and produces a relatively sharply bundled radiation lobe since the rays leave the reflector parallelly in the ideal case. To get the cosecant squared pattern, a part of the radiated energy must be turned up. A possibility consists in lower bending of the top of the reflector. Thus the part of the rays which falls to the less bent area (in the top) is reflected up. A possible method analogously for this one is, to bend the lower part of the reflector more intense. The lobe of the radiator is weaker to the margin to, therefore the margins of the reflector are hit weaker as the center. By the fact that the rays turned up don't have a large power density, the maximum range in the higher elevation is limited with that. Moreover, a cosecant squared pattern can be achieved by using multiple feed antennas with normal parabolic reflector surfaces. Every feed horn already emits directionally. If one distributes the transmit power unevenly on the single radiating elements, then the antenna pattern approaches a cosecant squared pattern. At use of several receiving channels a height allocation also can be carried out. The targets can be assigned to beams with defined elevation there.

In recent years, frequency selective surfaces have been used in reflector antenna designs as reflector surfaces. An example of that is Marconi and Franklin's reflector. This reflector is very much similar to the most famous FSS design, an array of half – wave dipoles. A large reflector antenna is constructed by using wire – grids. Also, FSSs have been considered in design of multi – frequency reflector antennas for data communication links.

FSS structures are periodic arrays of special elements printed on a substrate. In general, the FSS structures can be categorized into two major groups: patch – type elements and aperture – type elements. For patch – type elements, conducting materials are used in frequency selective surfaces. The patches are placed on a dielectric material. FSS structures provide different electromagnetic filter behaviors as low pass, high pass, band pass or band stop filter characteristics by different design styles. For example, a square patch array performs as a low pass filter while a conducting grid performs as a high pass filter. The waves are transmitted or reflected according to the properties of the incident waves and the structure of FSS. Because of their frequency selective behavior, FSSs have found many filtering applications in microwave and millimeter – wave engineering. Some examples are radome design, polarizers, beam splitters and reflector antennas.

Various factors influence the frequency response of the FSS. The FSS's element geometry, the FSS's element conductivity, the dielectric substrate which supports the FSS, and the signal incident angles are important factors which influence or govern the FSS response. The element geometry (including element shape) is a fundamental

aspect a designer should determine in FSS design. Both the element conductivity and the dielectric substrate's permittivity have a great influence on FSS design and manufacturing, such as determining the materials required for making the FSS. In addition, the FSS performance at different signal incident angles is an important design criterion to consider. Because in reality, signals arrive on a wall at various angles, it is desirable to design an FSS that functions consistently over a wide range of incident angles.

For analyzing the electromagnetic behavior of frequency selective surface (FSS), finite difference time domain (FDTD) method, mutual impedance method, finite element method (FEM) or method of moments (MoM) are commonly used. Despite their accuracy in analysis, these techniques require time consuming simulations and do not allow the designer to have a good insight into the physics behind the structures. Equivalent circuit (EC) representations are useful for quickly predicting the performance of frequency selective surface and allow performing a very simple model able to describe every kind of shape after a full – wave computer simulation. These equivalent circuit models also provide useful physical insight into the performance of the FSS. Based on a transmission line analogy, transmission characteristics of an FSS structure can be determined. The FSS is modelled as equivalent inductive and capacitive components in a transmission line, where the circuit components are evaluated based on the quasi – static EC approximation of conducting strips developed by Marcuvitz. Because it is a scalar technique, analysis is limited to linear polarizations and simple FSS element geometries. Although properties of dielectric substrates and signal incident angles can be taken into account in the EC equations, due to assumptions made in the EC approximation, the accuracy provided by the model may vary from case to case. Many studies have successfully employed the EC model in analysing FSSs with simple element shapes such as square loops, meshes, linear dipoles, and Jerusalem crosses. Despite the less precise analysis offered by this EC approach compared to other methods, the EC model was chosen to be the preferred analysing tool for this research. This is because the model provides results acceptably accurate for this research, and most importantly it can quickly characterise FSSs with varying element dimensions. The equivalent circuit model can also be employed in the design of the multilayered frequency selective surfaces.

In this work, FSS structures are used for a new reflector antenna design. For this purpose FSS structures are inserted to a fan beam reflector antenna to obtain a cosecant squared antenna form. Thus, the new designed reflector antenna can provide both a fan beam pattern in a frequency band and a cosecant squared pattern in another frequency band. First of all, geometric dimensions of antennas that provide cosecant squared pattern and fan beam pattern at desired frequency bands are determined by using high frequency simulation software (HFSS). Then a band stop filter that has suitable resonance frequencies for S_{21} transmission coefficient and S_{11} reflection coefficient is designed by using FSS structures. The structure is designed by using simulation programs like as HFSS. For this purpose, a geometry that has suitable transmission and reflection coefficients is determined and done optimization. Finally, the designed FSS structure is used as a reflector surface of the cosecant squared antenna that was determined its dimensions previously. FSS structures are inserted to reflector surface of the fan beam antenna to obtain a cosecant squared antenna form. Thus in a frequency band, the FSS structures reflect electromagnetic waves and as a result, a cosecant squared pattern can be obtained. However in

another frequency band, the FSS structures transmit electromagnetic waves and thus a fan beam pattern can be obtained. For the design, two feed antennas are required.

In the thesis, a novel design for reflector antennas has been introduced. Frequency selective surfaces have been just used as reflector surfaces for reflector antennas in many years. However in the design, frequency selective surfaces are used for a different purpose on the antennas. In this work, it is proposed that two different important radiation patterns are obtained from an antenna at two different frequency bands by using frequency selective surfaces.

1. GİRİŞ

Tarih boyunca iletişim ve iletişim sistemleri, özellikle insan yaşamında oldukça önemli bir yere sahip olmuştur. Kelime anlamı olarak iletişim; bir yerden, bir kişiden, bir makineden bir başkasına, herhangi bir ortamdan yararlanarak bilgi göndermektir. Son yıllarda yapılan bilimsel çalışmalarla iletişim sistemleri ile ilgili oldukça önemli gelişmeler olmuştur. Özellikle uzak mesafeler arasında haberleşmeyi sağlayabilmek için geliştirilen kablosuz iletişim sistemleri yakın geçmişte ortaya çıkan en önemli bilimsel gelişmelerden biridir.

Kablosuz haberleşme sistemlerinde veriyi çeşitli formlara dönüştürerek gönderme ve alma işlemlerini yerine getiren sistem elemanları antenlerdir. Antenler haberleşme sistemlerinin yanı sıra, sonraki yıllarda yapılan farklı çalışmalar sonucunda geliştirilen ve ülkelerin savunma stratejilerini derinden etkileyen radar sistemlerinde de oldukça önemli bir yere sahip olmuştur.

Haberleşme sistemlerinde reflektör antenler, dar huzme genişlikli ve yüksek kazançlı ışımlarından dolayı sıklıkla tercih edilmektedir. Bunun yanında reflektör antenler, yansıtıcı yüzeylerinde değişiklikler yapılmasına izin vererek özel ışıma karakteristikleri elde etme imkanı vermektedir. Tasarımcıya sağladığı bu esneklik sayesinde radar sistemlerinin tasarımı gibi özel koşullar gerektiren alanlarda sıklıkla tercih edilmektedir. Genel olarak radar sistemlerinde kullanılan yansıtıcı antenler, parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenler (fan pervanesi tipi antenler) ve kosekant – kare ışıma karakteristikli antenlerdir. Bu çalışmada, radarlarda oldukça sık kullanılan bu iki antenden elde edilen iki farklı ışıma paternini, farklı frekanslarda tek bir anten ile elde etmek amaçlanmıştır. Bu amaçla antenin yansıtıcı yüzeyinde frekans seçici yüzeyler (FSY) kullanılmıştır.

Frekans seçici yüzeyler, elektromanyetik dalgalar için bir filtre görevi görür. Son yıllarda, kablosuz haberleşme sistemlerinin yaygınlaşmasıyla oluşan bilgi güvenliği sorunlarını ve elektromanyetik dalga karışıklığını en aza indirebilmek için elektromanyetik filtreler geliştirilmiştir. Frekans seçici yüzeyler ile tasarlanan bu

filtreler yüzey malzemesi olarak kullanılmakta ve frekansa göre elektromanyetik dalgaları iletmekte ya da yansıtmaktadır. Ayrıca frekans seçici yüzeyler ile yapılan çok katmanlı tasarımlar ile elektromanyetik dalgalar için çeşitli frekanslarda emici (absorber) yüzeyler de oluşturulabilmektedir.

Anten tasarımı için yapılan çalışmalarda, simülasyon programları oldukça önemli bir yere sahiptir. Geliştirilen programlar sayesinde, tasarlanan antenin karakteristikleri gerçeğe çok yakın bir şekilde elde edilebilmektedir. Bu sayede kolay, hızlı ve maliyetsiz bir şekilde pek çok deneme yapılabilmekte ve anten tasarımları iyi bir şekilde optimize edilebilmektedir. Bu sebeple projede gerçekleştirilmeye çalışılan anten tasarımı için simülasyon programları etkin bir şekilde kullanılmıştır.

İlerleyen bölümlerde antenler karakteristik parametreleriyle birlikte ayrıntılı bir şekilde anlatılacaktır. Daha sonra parabolik reflektör anten yapısı ve çalışma prensibi ele alınacak ve frekans seçici yüzeylerin yapısı açıklanacaktır. Tüm kavramlar açıklanırken bunlarla ilgili yapılan tasarımlar ve tasarımların analiz sonuçları da gösterilip ayrıntılı bir şekilde değerlendirilecektir.

1.1 Tezin Amacı

Bu çalışmada, parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenlerden (fan pervanesi tipi antenler) ve kosekant – kare ışıma karakteristikli antenlerden elde edilen iki farklı asimetric ışıma paternini, tek bir antenden farklı iki frekansta elde etmek amaçlanmaktadır. Bu amaç doğrultusunda öncelikle fan pervanesi tipi anten tasarımı yapılacak ve daha sonra bu antenin yansıtıcı yüzeyi, amaca uygun karakteristiği sağlayacak şekilde tasarlanmış olan frekans seçici yüzey ile kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin yansıtıcı yüzeyinin şekline tamamlanacaktır.

Tasarlanacak frekans seçici yüzey 4 GHz çalışma frekansında olabildiğince mükemmel bir iletim sağlarken, 5 GHz çalışma frekansında elektromanyetik dalgalar için bant söndüren filtre görevi görecek ve yansıtıcı bir yüzey olacaktır. Antende yansıtıcı yüzey olarak kullanılacak bu frekans seçici yüzey sayesinde, 4 GHz çalışma frekansında fan pervanesi tipi ışıma karakteristiği elde edilirken 5 GHz çalışma frekansında kosekant – kare ışıma karakteristiği elde edilecektir.

1.2 Literatür Araştırması

Antenler, James Clerk Maxwell tarafından oluşturulan Maxwell Denklemleri'nin uygulama alanlarında kullanılmaya başlanması ile 19. yüzyılın sonlarında ortaya çıkmıştır. Daha önceden ortaya konulan elektrik alan ve manyetik alan kavramları arasında ilişki kurarak, bu alanların boşlukta dalga formunda ve sabit ışık hızında ilerlediğini öngören bu denklem seti sayesinde antenler geliştirilmiştir. Bunu izleyen yıllarda ise antenler, haberleşme ve sağlık gibi sivil alanlardan askeri uygulamalara kadar oldukça geniş bir kullanım alanına sahip olmuştur.

Antenlerin tarihsel gelişimine bakılacak olursa James Clerk Maxwell'den sonra 19. yüzyılda birçok bilim insanının bu alandaki katkısını görmek mümkündür. Joseph Henry, Edison, Oliver J. Lodge, Marconi gibi bilim adamlarının anten konusunda önemli çalışmaları vardır. Fakat Heinrich Rudolf Hertz'in çalışmaları birçok bakımdan dikkat çekici olmuştur.

Tarihte ilk parabolik reflektör anten 1888 yılında Heinrich Hertz tarafından yapılmıştır. Heinrich Hertz tarafından yapılan bu parabolik reflektör antenin çapı 1.2 metre olup odak uzaklığı 0.12 metredir. Hertz'in yansıtıcı yüzeyi yapmak için tercih ettiği malzeme çinko olmuştur. Çinko levha ile yaptığı yansıtıcı yüzeyi ahşap kafes ile desteklemiştir. Hertz, besleme anteni olarak da dipol anten kullanmıştır. Odak noktasına yerleştirmiş olduğu dipol anten ile parabolik reflektör anten denilecek olan bu anteni yapmayı başarmıştır [1].

Heinrich Rudolf Hertz, biri alıcı diğeri verici olmak üzere kullanmış olduğu iki anten ile James Clerk Maxwell'in yaklaşık 22 yıl önce öngördüğü şekilde elektromanyetik dalgaların varlığını göstermeyi başarmıştır.

Hertz'in yaptığı parabolik reflektör antenin çalışma frekansı 450 MHz'dir. Günümüzde uydu haberleşmelerinde yüksek frekanslarda sıklıkla kullanılan parabolik reflektör antenler ile kıyaslandığında oldukça düşük bir çalışma frekansına sahip olduğu görülen bu antenin, yapıldığı dönem göz önüne alındığında, bu kadar düşük bir çalışma frekansına sahip olması çok da şaşırtıcı olmamaktadır.

Yüksek kazanç elde etmek için büyük boyutlarda parabolik reflektör antenler kullanılır. Büyük boyutlardaki parabolik reflektör antenler, özellikle rüzgar alan yerlerde konumlandırıldığında, yansıtıcı yüzeyleri ızgara şeklinde tasarlanmaktadır. Bu sayede antenin rüzgara karşı dayanıklılığı arttırılırken aynı zamanda ağırlığı da

azaltılmış olur. Izgara biçimindeki bu yansıtıcı yüzey, en çok bilinen frekans seçici yüzeylerden olan yarım dalga dipol dizisine oldukça benzer [2].

Frekans seçici yüzeyler, dielektrik bir tabaka üzerine yerleştirilmiş periyodik iletken yamalardan veya iletken yüzey üzerinde açılmış periyodik oyuklardan oluşan yapılardır. Bu yapılar elektromanyetik dalgalar için frekansa bağlı bir filtre gibi davranırlar. Başka bir ifadeyle, frekans seçici yüzeylerin iletim ve yansıma karakteristikleri, üzerine gelen elektromanyetik dalganın frekansına göre değişmektedir [3]. Periyodik yapıyı oluşturan elemanların şekilleri, yüzeyin rezonans frekansını ve bant genişliğini belirlemektedir. Bu bakımdan istenilen rezonans frekansında, bant genişliğinde ve aynı zamanda dalganın geliş açısından ve polarizasyonunda etkilenmeyen bir frekans seçici yüzey tasarlayabilmek için çok çeşitli eleman yapıları incelenmiştir. Konu ile ilgili bilinen ilk çalışma Şubat 1919 yılında Marconi ve Franklin tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu konudaki araştırmalar 1960'ların ortalarından itibaren, askeri konulardaki potansiyelinin görülmesiyle birlikte, yoğunluk kazanmış ve gizli olduğu için ancak 1970'lerin ortalarına doğru ilk makaleler ortaya çıkmaya başlamıştır [4].

Frekans seçici yüzeylerin antenlerde kullanımı ilk olarak 1973 yılında yayınlanan bir makalede ortaya çıkmıştır. Bu makalede frekans seçici yüzeyin çift bantlı reflektör anten tasarımı için hiperbolik alt yansıtıcı olarak kullanımı incelenmiştir [5]. Daha sonraki yıllarda frekans seçici yüzeyler çeşitli şekillerde çoklu frekanslı reflektör anten tasarımlarında kullanılmıştır. 1991 yılında yapılan bir çalışmada FSU, cassegrain antenin ikincil yansıtıcı yüzeyi olarak kullanılmıştır. Bu tasarım ile X – bandı ve Ka – bandı için cassegrain anten yapısı oluşturulurken, S – bandı ve Ku – bandı için eksen – simetrik parabolik reflektör anten yapısı oluşturulmuştur [2]. 2002 yılında yapılan başka bir çalışmada ise, çoklu tabakalı FSU kullanılarak geniş bantlı yansıtıcı yüzey tasarımı yapılmıştır [6]. Log periyodik anten gibi geniş bantlı antenler besleme anteni olarak tercih edildiğinde, yansıtıcı yüzey çoklu tabakalı FSU olarak tasarlanarak antenin performansı arttırılmıştır. Katmanlı şekilde oluşturulan bu yansıtıcı yüzeyde, FSU'lerin her biri farklı rezonans frekansına sahiptir. Yansıtıcı yüzeyden en iyi şekilde verim alabilmek için FSU'lerin her biri, kendi rezonans frekansına göre antenden $\lambda/4$ kadar uzakta konumlandırılmıştır.

1.3 Hipotez

Bu çalışmada, parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki reflektör anten amaca uygun özelliklerde tasarlanmış olan FSY ile kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin fiziksel yapısı biçimine tamamlanacaktır. Tasarlanan FSY, 4 GHz çalışma frekansında yüksek iletim katsayısına sahip olurken, 5 GHz çalışma frekansında yüksek yansıma katsayısına sahip olacaktır. Bu sayede besleme anteninden gelen 4 GHz çalışma frekansındaki dalgalar FSY’den doğrudan geçerken yansıtıcı yüzey parabolik yansıtıcının kesiti biçiminde olacak ve fan pervanesi tipi ışıma karakteristiği elde edilecektir. Besleme anteninden gelen 5 GHz çalışma frekansındaki dalgalar ise FSY’den yansırken, yansıtıcı yüzey kosekant – kare ışıma karakteristikli anten biçiminde olacak ve bu sayede kosekant – kare ışıma karakteristiği elde edilecektir.

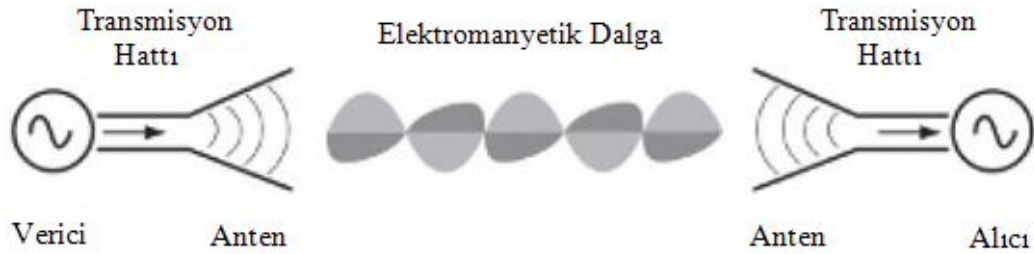
Frekans seçici yüzey tasarımında, 5 GHz çalışma frekansında s_{21} iletim katsayısı için rezonans frekansındaki bant genişliğinin oldukça dar olması ve FSY’in karakteristiğinin mümkün olduğunca dalgaın geliş açısından bağımsız olması amaçlanmaktadır. $[-50, 50]$ derece geliş açısı aralığında S_{21} iletim katsayısının 5 GHz çalışma frekansında -10 dB ya da daha alt seviyelere kadar azalması istenmektedir. Aynı koşullar 4 GHz çalışma frekansında S_{11} yansıma katsayısı için amaçlanmaktadır.

Teorik olarak belirlenen bu koşullar sağlandığı takdirde FSY tabakası 4 GHz çalışma frekansında elektromanyetik dalgalar için hiçbir etki göstermezken 5 GHz çalışma frekansında mükemmel bir yansıtıcı görevi görecektir. Bu sayede 4 GHz’de fan pervanesi tipi ışıma karakteristiği elde edilirken 5 GHz’de kosekant – kare ışıma karakteristiği elde edilecektir. Ancak uygulamada, tasarlanan frekans seçici yüzey istenilen bütün koşulları kusursuz bir şekilde sağlayamayacağı için kosekant – kare ve fan pervanesi tipi ışıma karakteristiklerinde bir takım küçük bozulmalar beklenmektedir.

2. ANTENLER

Antenler, elektromanyetik dalgaları alan ya da yayan cihazlardır. Radyo dalgalarını kullanma biçimine göre alıcı ya da verici karakteristikli antenlerden bahsedilebilir. Alıcı antenler, boşluktaki elektromanyetik dalgaları toplayarak elektrik sinyallerine dönüştürürken; verici antenler, elektrik sinyallerini elektromanyetik dalgalara dönüştürerek etrafına yayar [7].

Farklı kullanım alanlarında farklı karakteristik özellikleriyle birbirlerine üstünlük sağlayan pek çok anten çeşidi bulunmaktadır. Bunun yanında bünyesinde kuvvetlendirici gibi harici yapıları barındırmayan aynı tip antenlerin alıcı ve verici karakteristikleri aynıdır. Antenlerden en iyi derecede verim alabilmek için antenlerin karakteristik özellikleri çok iyi bilinmeli ve bu bilgiler doğrultusunda kullanım koşullarına göre en ideal anten yapısı tercih edilmelidir.



Şekil 2.1 : Alıcı ve verici anten modeli [8].

Uzun mesafeler arasında veri iletimi kablo ile yapıldığında zor ve masraflı olmaktadır. Ayrıca uzun hatların çekilmesi ve bunların bakımının yapılması birçok teknik problemi de beraberinde getirmektedir. Veri iletimi işini kablosuz olarak elektromanyetik dalgaları kullanarak yapmak için, bu dalgaları yüksek enerji ile atmosfere ya da uzay boşluğuna gönderecek elemanlara ihtiyaç vardır. Bunun yanında, yine boşlukta yayılan elektromanyetik dalgalardan amaca uygun olanları alıp kuvvetlendirdikten sonra alıcı cihaza aktarmak gerekmektedir. İşte antenler, temelde bu iki işlevi yerine getiren elemanlardır.

2.1 Anten Karakteristik Parametreleri

Haberleşme sistemlerinde, sistemlerin kalitesini ve karakteristik özelliklerini belirleyen en önemli elemanlardan birisi kuşkusuz ki antenlerdir. Haberleşme sistemlerinde haberleşme kalitesinin yüksek olması için ilk olarak ortam koşullarına ve amaca göre tercih edilen özel durumlar iyi bir şekilde belirlenip, bu durumlarda en yüksek performans gösteren antenler sistem için tercih edilmelidir. Aksi takdirde antenlerin gösterdiği düşük performans sebebiyle haberleşme kalitesi istenilen düzeylere ulaşamayacaktır.

Amaca uygun anten seçimi için genel olarak anten karakteristikleri bilinmelidir. Bu anten karakteristikleri sayesinde anten çeşitlerinin ortam koşullarına göre gösterdikleri performans hakkında bilgi sahibi olunabilmektedir.

Anten karakteristik parametrelerini genel olarak şu başlıklar altında toplayabiliriz [8]:

- ✓ Işıma paterni
- ✓ Işıma gücü
- ✓ Işıma direnci
- ✓ Işıma verimi
- ✓ Anten yöneltiliği
- ✓ Anten kazancı
- ✓ Polarizasyon
- ✓ Giriş empedansı
- ✓ Anten etkin yüzeyi
- ✓ Duran dalga oranı
- ✓ Yakın alan – uzak alan
- ✓ Demet genişliği

2.1.1 Işıma paterni

Antenlerin ışıma paternleri, antenlerin karakteristiğini gösteren en önemli parametrelerden bir tanesidir. Işıma paterni açıya bağlı bir büyüklüktür. Işıma paterni, antenin yatay ve düşeyde tüm açılarda yaptığı ışımanın güç ve kazanç bilgisini göstermektedir. Ayrıca ışıma paternleri ile yine bütün açılarda yayılan elektrik alan ve manyetik alan büyüklüklerini de elde etmek mümkün olmaktadır. Bir anten türünün alıcı ve verici karakteristikleri aynı olduğu için, aynı antenin alıcı ve verici karakteristikleri için tek bir ışıma paterni mevcut olmaktadır.

$f(\theta, \varphi) \rightarrow$ Alan ışıma paterni

$F(\theta, \varphi) \rightarrow$ Güç ışıma paterni

$$F(\theta, \varphi) = |f(\theta, \varphi)|^2 \quad (2.1)$$

(2.1) eşitliği uzak alan için geçerlidir. İlerleyen bölümlerde gösterileceği gibi güç, matematiksel olarak elektrik alan ile manyetik alanın çarpımını ifade etmektedir. Uzak alanda $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ birbirine sadece η ile bağlıdır ve böylece bu alan paternleri biçim olarak aynı çıkar. (Eşitlik (2.1)'de $\eta = 1$ alınmıştır.)

$\eta =$ Empedans

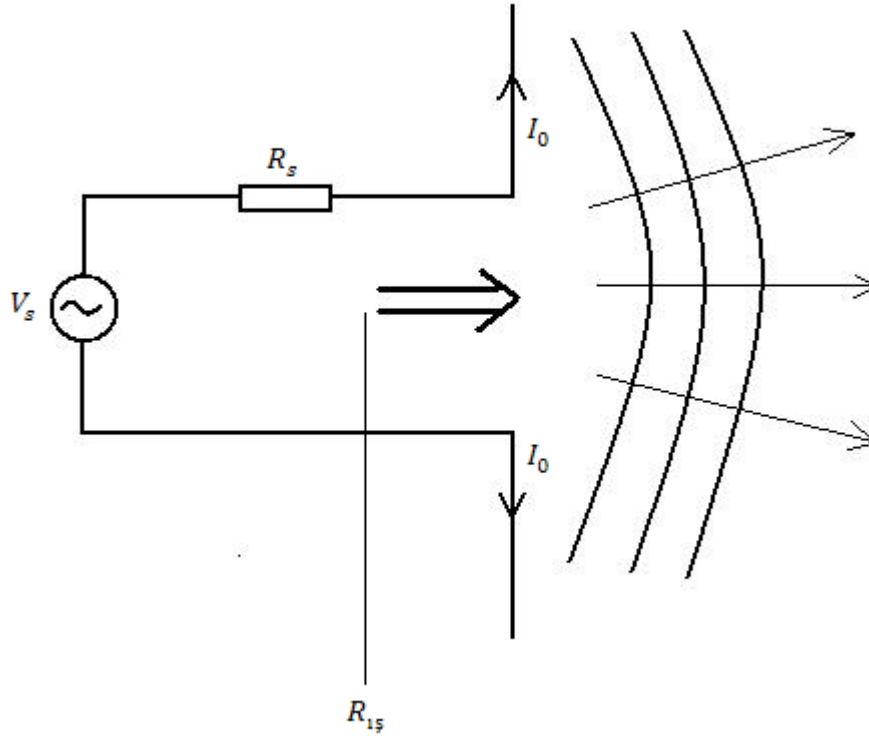
Anten karakteristikleri, belli bir mesafeden sonra mesafe artsa bile değişmez. Bu sınıra uzak alan denir. Anten paternleri uzak alana göre çizilmektedir. Yakın alanda, antenden olan uzaklığa göre patern değişmektedir. Bu sebeple yakın alanda kararsızlık söz konusudur.

2.1.2 Işıma gücü ve direnci

Antenin uzaya aktardığı güce ışıma gücü denir ve ortalama poynting vektörünün tüm uzay üzerinden integrali hesaplanarak ifade edilir.

Antenin ışıma gücü, boyu ile dalga boyu (çalışma frekansı) ilişkisine bağlıdır. Boyu, çalışma frekansına bağlı olarak dalga boyundan çok küçük olan antenlerde, ışıma direncinin çok küçük olması sebebiyle ışıyan güç yaklaşık olarak sıfır olur. Oysa anten boyu yarım dalga boyuna yakın ise yayılan güç en fazla olmaktadır. Bu tip antenler, rezonanslı antenler olarak adlandırılır.

Anten ışıması üç boyutlu uzayda ve küresel koordinatlarda iki açı ile belirtilmektedir. θ açısı z – ekseni (düşey) ile φ açısı ise x – ekseni (yatay) ile olan açılardır. Anten mühendisliğinde yatay ve düşey düzlemlere ayrıca H – düzlemi ve E – düzlemi de denilmektedir.



Şekil 2.2 : Anten devre modeli.

Şekil 2.2’de gösterilen devre modelinde;

V_s : Kaynak gerilimi (AC) [V]

R_s : Kaynak iç direnci [ohm]

$R_{ış}$: Işıma direnci [ohm]

I_0 : Anten üzerindeki akım [A]

olarak sembolize edilmiştir.

Işıma direnci, yapılan ışıma sonucunda anten devresi çıkışında elde edilen dirençtir.

Işıma direnci matematiksel olarak, ışıma gücü ile akımın karesinin bir fonksiyonu olarak elde edilmektedir.

$$P_{Iş} = I_{eff}^2 \cdot R_{Iş} \quad (2.2)$$

$$I_{eff}: \text{Etkin akım değeri} = \frac{I_0}{\sqrt{2}} \quad (2.3)$$

$$P_{Iş} = \frac{|I_0|^2}{2} \cdot R_{Iş} \quad (2.4)$$

$|I_0|$: Akımın maksimum genliği

$P_{Iş}$: Işıma gücü

(2.4) eşitliğindeki ışıma gücü farklı biçimde yazılacak olursa;

$$P_{Iş} = \frac{1}{2} \cdot \int \text{Re}\{\vec{E} \times \vec{H}^*\} \cdot d\vec{s} \quad (2.5)$$

ifadesi oluşturulabilir. Buradaki 's' yüzeyi, küre yüzeyidir.

(2.5) eşitliğinden de anlaşıldığı gibi;

Bir antenin elektrik alan ve manyetik alan vektörleri bilindiği takdirde, elektrik alan ile manyetik alanın konjugesinin vektörel çarpımının reel kısmı alındığında, ortaya çıkan ifadenin 's' küre yüzeyi üzerinden yüzey integrali alınarak antenin ışıma gücünün 2 katı elde edilmiş olur. ('s' yüzeyi, küre yüzeyi olarak alınır çünkü anten ışıması küresel biçimde meydana gelmektedir.)

(2.4) ve (2.5) eşitliklerini bir Hertz Dipolü üzerinde uygulayacak olursak;

Hertz Dipolü için uzak alan koşulları altında bilinen elektrik alan ve manyetik alan ifadeleri,

$$\vec{E} = \frac{-j\omega\mu I_0 L}{4\pi r} \cdot e^{-jkr} \cdot \sin\theta \cdot \vec{a}_\theta \quad (2.6)$$

$$\vec{H} = \frac{jk I_0 L}{4\pi r} \cdot e^{-jkr} \cdot \sin\theta \cdot \vec{a}_\phi \quad (2.7)$$

olmaktadır.

$\vec{E}$: Elektrik alan vektörü

$\vec{H}$: Manyetik alan vektörü

k: $2\pi/\lambda$, dalga sayısı

I_0 : Anten üzerindeki akım (sbt.)

L : Anten boyu

$\vec{a}_{\theta,\varphi}$: Birim vektörler

(2.6) ve (2.7) eşitlikleri, (2.5) eşitliğinde yerine konulduğunda,

$$P_{is} = \frac{1}{2} \cdot \int \operatorname{Re} \left\{ \frac{-j\omega\mu I_0 L}{4\pi r} \cdot e^{-jkr} \cdot \sin\theta \cdot \frac{j k I_0 L}{4\pi r} \cdot e^{+jkr} \cdot \sin\theta \right\} \cdot r^2 \cdot \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\varphi \quad (2.8)$$

$$P_{is} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega\mu |I_0|^2 k L^2}{(4\pi)^2} \cdot \int_{\theta,\varphi=0}^{\theta=\pi,\varphi=2\pi} \sin^3\theta \cdot d\theta \cdot d\varphi \quad (2.9)$$

$$P_{is} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega\mu |I_0|^2 k L^2}{(4\pi)^2} \cdot 2\pi \cdot \int_{\theta=0}^{\pi} \sin^3\theta \cdot d\theta \quad (2.10)$$

$$P_{is} = 30\pi^2 \cdot (L/\lambda)^2 \cdot |I_0|^2 \cdot (4/3) \quad (2.11)$$

olarak bulunur. Son ifade sadeleştirilecek olursa;

$$P_{is} = 40 \cdot \pi^2 \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 \cdot |I_0|^2 \quad (2.12)$$

ifadesi elde edilir.

Bu eşitlik ile bir Hertz Dipolü üzerine I_0 akımı verildiğinde, uzaya P_{is} büyüklüğünde bir elektromanyetik gücün ışıdığı sonucu elde edilmektedir.

(2.4) eşitliğinden,

$$P_{is} = \frac{|I_0|^2}{2} \cdot R_{is}$$

olduğu biliniyor.

Öyleyse (2.4) ve (2.12) eşitliklerinin ortak çözümü ile Hertz Dipolü için R_{is} ışıma direnci elde edilebilir.

$$R_{is} = 80 \cdot \pi^2 \cdot \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 \quad (2.13)$$

L: Anten boyu [m]

λ : Dalga boyu [m]

Hertz Dipolü için $L \ll \lambda$

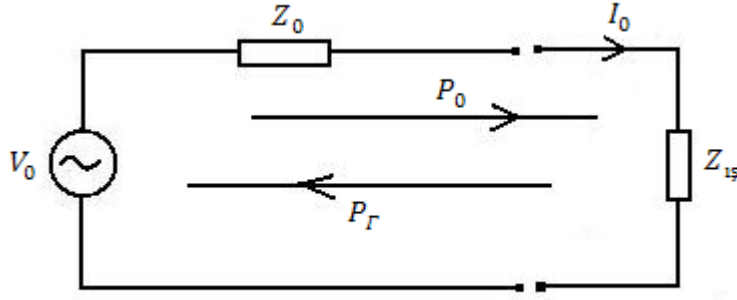
(2.13) eşitliğinde Hertz Dipolü örneği ile elde edilen denklemden de görüleceği gibi antenin ışıma direnci, $\frac{L}{\lambda}$ oranının karesi ile orantılıdır. Bunun yanında, (2.4) eşitliği ile de anten ışıma gücünün ışıma direnciyle orantılı olduğu görülmektedir.

İdealde, besleme hattı empedansı (kaynak iç direnci) ile yük empedansı (ışıma direnci) birbirine eşit olduğunda maksimum güç aktarımı gerçekleştirilir. Aksi durumda iletim hattının her iki ucunda da geri yansımalar söz konusu olur. Bu yansımalar antenin ışıma gücünü azalttığı gibi kaynağa istenmeyen güç olarak dönmekte ve ısınmalara neden olduğundan kaynak ve iletim hattının ömrünü kısaltmaktadır. Bu sebeple antenden maksimum verim elde edebilmek için, giriş empedansına göre anten boyu ve çalışma frekansı belirlenerek ışıma direnci mümkün olduğu kadar giriş empedansına yaklaştırılmalıdır. Başka bir ifadeyle, ışıma direncine yakın giriş empedansları da belirlenebilmektedir.

Hertz Dipolü örneğinden yola çıkılacak olursa, $L \ll \lambda$ olduğu için ışıma direnci oldukça düşüktür. Haberleşme devrelerinde iç direnç genel olarak 75 ohm, bazen de 50 ohm civarında belirlenmektedir. Sonuç olarak Hertz Dipolü için ışıma direnci ve giriş empedansı değerleri arasında büyük farklar meydana gelmektedir. Bu sebeple Hertz Dipolünün ışıma verimi oldukça düşük olmaktadır.

2.1.3 Işıma verimi

Antenin kaynaktan çektiği gücün bir kısmı ısı kayıp olarak antende harcanmakta iken bir kısmı da empedans uyumsuzluğu sebebiyle ışıma gücüne katılmayıp yansımalarla sebep olmaktadır. Bu sebeple, kaynaktan çekilen gücün bir kısmı kayıp enerjiyi oluştururken kalan kısım ışıma gücü büyüklüğünü oluşturmaktadır. Anten verimi, ışıma gücünün kaynaktan çekilen güce oranı olarak tanımlanmaktadır. Yani, ısı kayıpları ve empedans uyumsuzluğu ne kadar az ise verim o kadar yüksek olmaktadır.



Şekil 2.3 : Anten eşdeğer devresi.

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.14)$$

Γ : Yansıma katsayısı

Z_L : Sonlandırma yapılan yük empedansı (Anten eşdeğer devresinde ışıma empedansı, $Z_{Iş}$ olmaktadır.)

Z_0 : Karakteristik hat empedansı

olmak üzere;

$$\frac{P_{\Gamma}}{P_0} = |\Gamma|^2 \quad (2.15)$$

P_{Γ} : Yansıyan güç

P_0 : Gelen güç

(2.15) eşitliğinden yansıyan gücün gelen güce oranının, yansıma katsayısının mutlak karesine eşit olduğu anlaşılmaktadır.

Öyleyse (2.15) eşitliği kullanılarak ışıma gücü ifadesi,

$$P_{Iş} = P_0 \cdot (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.16)$$

$P_{Iş}$: Işıma gücü

olarak elde edilir. (Isıl kayıplar ihmal ediliyor.)

$$e = \frac{P_{Iş}}{P_0} \quad (2.17)$$

e: Verim

(2.16) ve (2.17) eşitliklerinden faydalanarak;

$$e = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.18)$$

olarak elde edilir.

Verim başka şekilde ifade edilecek olursa;

(2.18) eşitliğinde ‘ Γ ’ yerine, (2.14) eşitliğindeki ifade yazılarak,

$$e = 1 - \left| \frac{Z_{1s} - Z_0}{Z_{1s} + Z_0} \right|^2 \quad (2.19)$$

eşitliği elde edilir.

2.1.4 Anten yönelticiliği ve kazancı

Anten yönelticiliği ve kazancı, belli bir referans antene göre tanımlanan iki önemli parametredir. Bir noktasal kaynak her yöne eşit ışıma yapmaktadır. Bu kaynağa izotropik kaynak denilmekte ve referans olarak kullanılmaktadır. İzotropik kaynağın her yöne yaydığı güç ile eşit büyüklükte olan gücü, belli bir doğrultuya yayabilme özelliğine anten yönelticiliği denilmektedir. Kayıpsız antenlerde yönelticilik, aynı zamanda anten kazancıdır. Ancak kayıplı antenlerde kazanç, yönelticilik ile kayıp oranının (verimin) çarpımına eşittir. Anten yönelticiliğinin analitik olarak hesaplanabilmesine karşın kazanç, ancak referans antene göre yapılan ölçümlerle bulunabilmektedir. Anten kazancı ile doğrudan ilgili olan diğer parametre ise etkin yüzeydir. Anten etkin yüzeyi, uzaydaki elektrik alanlardan anten uçlarına güç aktarabilme yeteneği olarak tanımlanmaktadır. Sonraki bölümlerde ayrıntılı bir biçimde anlatılacaktır.

Anten yönelticiliği ve kazancı, açığa bağlı büyüklüklerdir.

$G(\theta, \varphi)$: Anten kazancı

$D(\theta, \varphi)$: Anten yönlendiricilik kazancı

e : Verim

G : $G_{\text{mak}}(\theta, \varphi)$

D : $D_{\text{mak}}(\theta, \varphi)$

olmak üzere;

$$G(\theta, \varphi) = e \cdot D(\theta, \varphi) \quad (2.20)$$

$$G = e \cdot D \quad (2.21)$$

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{\text{ort}}} = \frac{U_{\text{mak}} \cdot F(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \cdot \iint_{\theta=0}^{\theta=\pi, \varphi=2\pi} \text{Re}\{\vec{E} \times \vec{H}^*\} \cdot r^2 \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi} \quad (2.22)$$

$U(\theta, \varphi)$: Belirli bir açıya ışıyan güç

U_{ort} : Işıyan ortalama güç

U_{mak} : Işıyanın maksimum olduğu açıdaki güç

$F(\theta, \varphi)$: Güç ışıma paterni (Maksimum değeri 1 olur.)

(2.22) eşitliğindeki ' $U_{\text{mak}} \cdot F(\theta, \varphi)$ ' ifadesi, bir açıdaki gücü belirtmektedir. Bu sebeple (2.22) eşitliğinde, integral içinde bulunan ' $\text{Re}\{\vec{E} \times \vec{H}^*\}$ ' ifadesi yerine ' $U_{\text{mak}} \cdot F(\theta, \varphi)$ ' ifadesi yazılabilir. Böylece;

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{\text{ort}}} = \frac{U_{\text{mak}} \cdot F(\theta, \varphi)}{\frac{1}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \cdot \iint_{\theta=0}^{\theta=\pi, \varphi=2\pi} U_{\text{mak}} \cdot F(\theta, \varphi) \cdot r^2 \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi} \quad (2.23)$$

eşitliği elde edilir.

(2.23) eşitliği üzerinde gerekli sadeleştirmeler yapıldığında;

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4 \cdot \pi \cdot F(\theta, \varphi)}{\iint_{\theta=0}^{\theta=\pi, \varphi=2\pi} F(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi} \quad (2.24)$$

eşitliği elde edilir.

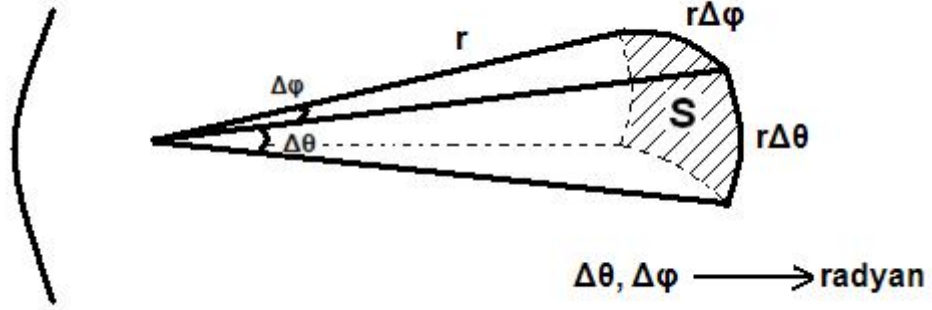
İzotropik anten için;

$$F(\theta, \varphi) = 1$$

$$D(\theta, \varphi) = 1$$

olmaktadır.

Anten yönlendiricilik kazancını (2.24) eşitliğinden yola çıkarak özel koşullar altında daha basit bir şekilde ifade etmek gerekirse;



Şekil 2.4 : Parabolik reflektör anten için sembolik bir ışıma paterni.

(2.23) eşitliğinden,

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{\text{ort}}}$$

olduğu biliniyor. Bu eşitliğin eleman tanımlarından yola çıkarak,

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{\text{ort}}} = \frac{P_t/S}{P_t/(4\pi r^2)} = \frac{4\pi r^2}{S} \quad (2.25)$$

eşitliği yazılabilir.

Şekil 2.4'de gösterilen $\Delta\theta$ ve $\Delta\varphi$ radyan açıları yeterince küçük düşünülürse, S bölgesi bir kare gibi ele alınabilir. Böylece,

$$S = r^2 \cdot \Delta\theta \Delta\varphi \quad (2.26)$$

olarak bulunur.

(2.26) eşitliği (2.25) eşitliğinde yerine yazılırsa,

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi r^2}{r^2 \cdot \Delta\theta \Delta\varphi} = \frac{4\pi}{\Delta\theta \Delta\varphi} \quad (2.27)$$

eşitliği elde edilir.

(2.27) eşitliğinde, payda kısmındaki $\Delta\theta$ ve $\Delta\varphi$ açıları radyan cinsinden değerlerdir. Bunlar derece cinsinden yazılırsa,

$$\Delta\theta \rightarrow \Delta\theta \cdot (360/2\pi)$$

$$\Delta\varphi \rightarrow \Delta\varphi \cdot (360/2\pi)$$

ifadeleri elde edilir. Sonuç olarak, (2.27) eşitliğinde pay ve payda $(360 / 2\pi)^2$ ile çarpıldığında, $\Delta\theta$ ve $\Delta\varphi$ değerleri derece cinsinden olmak üzere, yönlendiricilik kazancı ifadesi;

$$D(\theta, \varphi) \approx \frac{41274}{\Delta\theta\Delta\varphi} \quad (2.28)$$

olarak elde edilir.

L ; basit antenler için antenin boyunu, diğer antenler için antenin en büyük boyutunun uzunluğunu ifade etmek üzere,

$\lambda \ll L$ ise;

$$\Delta\theta_{\min} = \frac{\lambda}{L_1} \quad (2.29)$$

$$\Delta\varphi_{\min} = \frac{\lambda}{L_2} \quad (2.30)$$

olarak yazılabilir. Buradaki L_1 ve L_2 değerleri, anten açıklığının boyutlarıdır. (Düşey ve yatay boyutlardır.)

(2.29) ve (2.30) eşitliklerinin nasıl bulunduğunu mantıksal olarak açıklamak için şunu ifade etmek gerekir:

Antenlerin ışıma paternlerinin huzme genişlikleri, çalışma frekansı ile anten boyutları arasındaki ilişki ile doğrudan bağlantılıdır. Çalışma frekansı ile dalga boyu arasındaki ters orantıdan yola çıkarak (2.29) ve (2.30) eşitliklerini daha iyi anlatmak gerekirse, dalga boyu ile anten boyunun oranı doğrudan huzme genişliğini etkilemektedir. Antenin herhangi bir boyutu dalga boyuna göre ne kadar büyük ise, o boyut için huzme genişliği o kadar dar olmakta yani o boyuttaki huzme açısı o kadar küçük olmaktadır. Bu koşulların tam tersi için ise huzme genişliği büyümekte yani o boyuttaki huzme açısı artmaktadır. (Boyutları düşey eksenindeki ve yatay eksenindeki

düşey ve yatay boyutlar olarak düşünebiliriz.) İlerleyen bölümlerde, yatay ekseninde geniş düşey ekseninde dar boyutlara sahip bir parabolik reflektör antenin simülasyon sonuçları gösterilecektir. Bu simülasyon sonuçları ile (2.29) ve (2.30) eşitliklerindeki teoremin pratikte de gerçekleştiği görülecektir.

(2.29) ve (2.30) eşitlikleri, (2.27) eşitliğinde yerine yazılırsa;

$$D_{\text{mak}} = \frac{4\pi}{\Delta\theta_{\text{min}}\Delta\varphi_{\text{min}}} = \frac{4\pi L_1 L_2}{\lambda^2} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (2.31)$$

ifadesi elde edilir.

(2.21) eşitliğinde belirtildiği gibi,

$$G = e \cdot D$$

olduğu biliniyor. Öyleyse,

$$G = \frac{4\pi A \cdot e}{\lambda^2} = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2.32)$$

eşitliği yazılabilir.

$$A_e = A \cdot e \quad (2.33)$$

A_e : Etkin açıklık (İlerleyen bölümlerde ayrıntılarıyla açıklanacaktır.)

(2.33) eşitliğindeki “e” verim ifadesinde, polarizasyon verimi ve diğer iletim verimlerinin hepsi 1 olarak alınmıştır. Bu şekilde eşitlikteki “e” verim ifadesi, açıklık verimini ifade etmektedir.

Böylece kazanç ifadeleri, (2.31) ve (2.32) eşitlikleri ile daha basit matematiksel ifadelerle elde edilmiştir. Fakat ifadelerin bu biçime dönüştürülmesi için önemli olan koşul, ışıma paternlerinin dar huzmeli olmasıdır. Eğer geniş huzmeli antenler için bu ifadeler uygulanacak olursa, “S” alanı kareden uzak bir şekil alacağı için yapılan işlemler sonucunda bulunan değerlerdeki hata oranı oldukça yüksek olacaktır. Bu sebeple, kazanç için bulunan bu basitleştirilmiş ifadeler genel olarak parabolik reflektör anten gibi dar huzmeli ışıma yapan antenlerde, haberleşme denklemleri ya da radar denklemleri için kullanılmakta ve yaklaşık olarak doğru sonuçları vermektedir. Bunun yanında, dipol antenler gibi geniş huzmeli ışıma yapan antenler için ilk bulunan integralli ifadeler, kazançları doğru bulmak açısından daha güvenilir olmaktadır. Ancak yine de bu formüller dipol anten gibi tel antenlerde kullanılacak

olursa, bu antenler bir boyutta düşünülebilir.(Tel kalınlığı çok küçük ise ihmal edilir.) Böylece, (2.31) eşitliğindeki “A” alan ifadesi telin boyu olarak alınır.

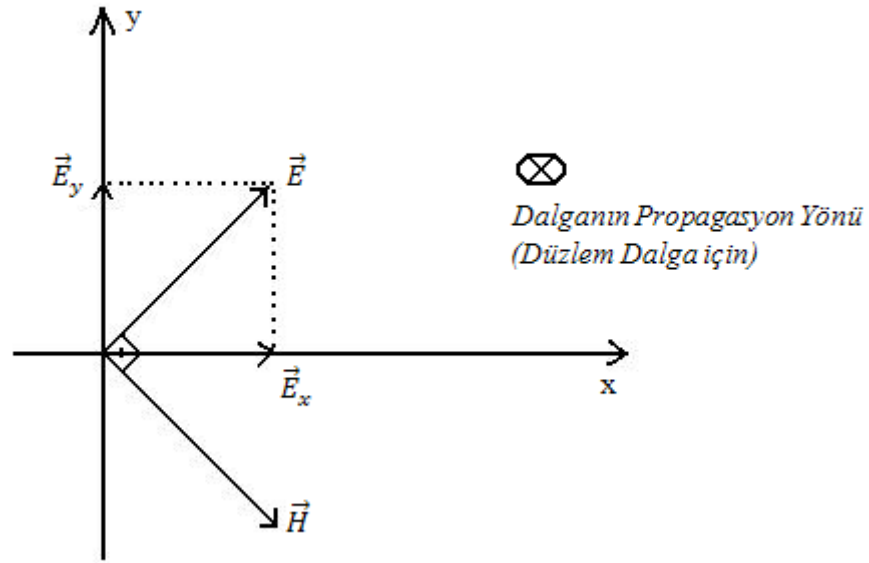
Antenlerde yönlendiricilik kazancı ve gerçek kazanç ifadeleri birbirine yakın gibi gözüke de birbirinden oldukça farklı parametrelerdir. Örneğin; Hertz Dipolü ve yarım dalga dipolünün yönlendiricilik kazançları ve paternleri birbirine çok yakın olmasına rağmen gerçek kazançları arasında oldukça fark vardır. Bu farkı oluşturan parametre ise anten verimliliğidir. Hertz Dipolü için ışıma direnci yaklaşık 0.1 ohm olurken, yarım dalga dipolünde bu direnç değeri 73 ohm civarında olmaktadır. Böylece yarım dalga dipolünde haberleşme hatlarına göre empedans uyumu oldukça yüksek olurken Hertz Dipolünde bu uyum çok zayıf olmaktadır. Bu sebeple Hertz Dipolünde istenmeyen yansımalar artarak sistemin verimini düşürmektedir. Böylece Hertz Dipolünün yönlendiricilik kazancı, yarım dalga dipolü ile yaklaşık olarak aynı olsa da, gerçek kazancı oldukça düşük çıkacaktır. Bu açıklamalara dayanarak; aynı antenden farklı frekanslarda farklı gerçek kazançlar elde edilirken, hemen hemen aynı yönlendiricilik kazancı elde edilebileceği söylenebilir. Şöyle ki, frekans ile dalga boyu arasında doğrudan bir ilişki olduğu bilinmektedir. Bir anten herhangi bir frekansta, o frekansa ait dalga boyuna göre Hertz Dipolü özelliklerine sahipken, aynı anten farklı bir frekansta o frekansın dalga boyuna göre oldukça büyük bulunarak yarım dalga dipolü özelliklerine sahip olabilir. Her iki durumda da antenin yönlendiricilik kazancında belirli bir değişiklik olmazken, verimi değiştiği için gerçek kazancı oldukça farklı çıkmaktadır. Bu da frekansın, antenin gerçek kazancı üzerindeki etkisini açık bir şekilde bize göstermektedir.

2.1.5 Polarizasyon

Polarizasyon, bir elektromanyetik dalganın elektrik alan vektörünün zamanla yaptığı hareket olarak tanımlanmaktadır. Yapılan harekete göre polarizasyonlar çeşitlenmektedir. Genel olarak, doğrusal ve eliptik olmak üzere iki tür polarizasyon vardır.

2.1.5.1 Doğrusal polarizasyon

Elektrik alan vektörünün yönünün hiç değişmediği polarizasyon türüne doğrusal polarizasyon denir. Bu tür polarizasyonlarda, elektrik alan vektörünün genliğinde değişimler söz konusu olmaktadır.



Şekil 2.5 : Elektromanyetik dalganın $\vec{E}$ ve $\vec{H}$ bileşenleri.

Şekil 2.5’de elektrik alan vektörünün 2 bileşeni görülmektedir. Doğrusal polarizasyon için bu iki bileşen arasında faz farkı olmaz. Doğrusal polarizasyon için örnek olarak;

$$\vec{E}_x = |\vec{E}_x| \cdot \cos(\omega t) \cdot \vec{a}_x$$

$$\vec{E}_y = |\vec{E}_y| \cdot \cos(\omega t) \cdot \vec{a}_y$$

$\vec{a}_{x,y}$: Birim vektörler

vektör bileşenleri gösterilebilir. Örnek elektrik alan bileşenlerinden de görüldüğü gibi, doğrusal polarizasyonda elektrik alan bileşenleri arasında faz farkı yoktur. Zamanla her iki bileşenin genliklerinde de eşit büyüklüklerde değişim olacağından, elektrik alanın yönü değişmezken sadece genliğinde değişimler olmaktadır.

Doğrusal polarizasyon genel olarak, elektrik alanın düzlemle yaptığı açıya göre 2 farklı şekilde ifade edilir:

- Elektrik alan düzleme dik ise dikey (düşey) polarizasyon,
- Elektrik alan düzleme paralel ise yatay polarizasyon olarak isimlendirilir.

2.1.5.2 Eliptik polarizasyon

Eliptik polarizasyon, elektrik alan vektörünün yönünün değiştiği polarizasyon türüdür. Elektrik alan vektör bileşenleri arasında faz farkı olduğunda, zamana bağlı

hareketlerde elektrik alan bileşenlerinden biri artarken diğeri azalmakta ve böylece elektrik alanın vektörel yönü sürekli değişmektedir. Eliptik polarizasyon için örnek olarak;

$$\vec{E}_x = |\vec{E}_x| \cdot \cos(wt) \cdot \vec{a}_x$$

$$\vec{E}_y = |\vec{E}_y| \cdot \sin(wt) \cdot \vec{a}_y$$

$\vec{a}_{x,y}$: Birim vektörler

vektör bileşenleri gösterilebilir. Örnek elektrik alan bileşenlerinden de görüldüğü gibi, eliptik polarizasyonda elektrik alan bileşenleri arasında faz farkı vardır. Zamanla bileşenlerinden birinin genliği azalırken diğeri artmakta ve böylece elektrik alan vektörünün yönü 360 derece dönmektedir. Düzlem dalgalar için düşünülürse, bu değişim sırasında, elektrik alan vektörüne dik olan manyetik alan vektörü de 360 derece dönmektedir. Ancak elektrik alan ve manyetik alan vektörlerinin hareketine karşın dalganın propagasyon yönünde bir değişiklik olmayacaktır.

Eliptik polarizasyon, elektrik alan vektörünün dönüş yönüne göre 2 farklı şekilde ifade edilir:

- Elektrik alan saat yönünde dönüyorsa sağ el (eliptik) polarizasyonu,
- Elektrik alan saat yönünün tersine dönüyorsa sol el (eliptik) polarizasyonu olarak adlandırılır.

Eğer elektrik alan bileşenlerinin genlikleri birbirine eşit ise ($|\vec{E}_x| = |\vec{E}_y|$);

Böyle bir durumda elektrik alan 360 derece dönerken genliği sürekli sabit kalır ve değişmez. Sonuç olarak bu hareket tam bir daire çizeceğinden bu özel duruma Dairesel Polarizasyon denir. (Eliptik polarizasyon durumunda elektrik alanın genliği değişiyordu.)

Polarizasyon parametresi antenler için oldukça önemlidir. Farklı polarizasyonlar kullanılarak, aynı frekansı iletişim için pek çok defa kullanabilme olanağı sağlanmaktadır. Ayrıca, haberleşme sistemlerinde iletişim kalitesi polarizasyon verimine doğrudan bağlıdır. Örneğin, çok iyi tasarlanmış yüksek kazançlı iki anten (alıcı ve verici olmak üzere), uygun ortam koşullarında bir haberleşme sistemi için kullanıldığında, çok yüksek bir iletişim kalitesi beklenirken ters polarizasyon

yüzünden polarizasyon veriminin sıfıra düşmesi ile iletişim tamamen kesilebilmektedir. Bu bakımdan haberleşme sistemlerinde anten seçimi ve tasarımının yanı sıra, alıcı ve verici anten polarizasyonlarının birbirlerine uyumunu sağlamak da oldukça önemli olmaktadır.

2.1.6 Giriş empedansı

Bir anten, besleme noktasında iki kapılı bir devrenin giriş kapısı gibi davranmaktadır. Bu noktada, besleme gerilim kaynağının bağlanacağı uçlar arasında bir empedans değeri göstermektedir. Bu değere giriş empedansı denir. Işıma yaparken besleme uçlarındaki gerilimin akıma oranı, söz konusu frekanstaki empedans değeri olarak anılmaktadır. Giriş empedansı, kaynaktan çekilecek ve antene aktarılacak güçler için önemlidir.

2.1.7 Anten etkin yüzeyi

Anten etkin yüzeyi, uzaydaki serbest elektromanyetik dalgalarından anten uçlarına güç aktarabilme yeteneğine denilmektedir. Verici anten tarafından gönderilen P_t büyüklüğündeki güç boşlukta küresel olarak dağılır. Böylece, verici antenden R kadar uzaktaki bir noktada elde edilebilecek güç, $P_t/(4 \cdot \pi \cdot R^2)$ olmaktadır. Bu büyüklük, güç yoğunluğu olarak adlandırılmaktadır. Kayıpsız ortamlarda verici anten tarafından gönderilen gücün tamamı boşlukta yayılacağı için, alıcı anten boşlukta bu $P_t/(4 \cdot \pi \cdot R^2)$ yoğunluklu gücü kendi üzerinde toplamaya çalışır. İşte bu toplama kabiliyeti anten etkin yüzeyi olarak ifade edilmektedir. Horn anten ya da parabolik reflektör anten gibi açıklık antenleri, açıklık yüzeylerinin kabiliyeti doğrultusunda boşluktaki elektromanyetik dalgaları anten ucuna iletebilirler. Anten açıklık yüzeyi 'A' ile gösterilirken etkin açıklık yüzeyi 'A_e' ile gösterilmektedir.

(2.33) eşitliğinden bilindiği gibi;

A_e: Etkin açıklık yüzeyi [m²]

e_A: Açıklık verimi

olmak üzere,

$$A_e = A \cdot e_A$$

olmaktadır.

Açıklık verimi ifadesi, antenin açıklık yüzeyinin ne kadarını etkin bir biçimde kullanabildiğini göstermektedir.

Sonuç olarak, boşluktaki elektromanyetik güç yoğunluğu ile antenin etkin açıklığı çarpılarak, alıcı antene ulaşan toplam güç elde edilmektedir. Buradan da anlaşıldığı gibi, alıcı antenin alabildiği güç miktarı için, anten açıklığı ve açıklık verimi oldukça önemlidir.

Parabolik reflektör ve horn gibi antenlerde etkin yüzey anten yüzeyi ile ilişkili iken, çubuk antenler gibi basit ve düşük kazançlı antenlerde etkin yüzey, antenin kalınlığı ihmal edilebilecek seviyelerde ise, antenin boyu ile açıklık veriminin çarpımı şeklinde ifade edilebilir.

2.1.8 Duran dalga oranı

Işıma verimi bölümünde ayrıntılı bir şekilde anlatıldığı gibi; giriş empedansı, iletim hattı ve ışıma direnci (sonlandırma yapılan yük direnci) arasındaki uyumsuzluk sebebiyle antene gelen gücün bir kısmı geri yansımaktadır. Anten girişinde yansıyan ve giden gerilim dalgalarının oluşturduğu maksimum gerilimin minimum gerilime oranı duran dalga oranı olarak adlandırılmaktadır. (Voltage Standing Wave Ratio) ‘VSWR’ olarak gösterilmektedir. Duran dalga oranı, anten girişinde geri yansıyan gücü belirten bir parametredir.

(2.14) eşitliğinden bilindiği gibi,

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

olmak üzere,

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.34)$$

olmaktadır.

$$0 \leq |\Gamma| \leq 1$$

$$1 \leq VSWR < \infty$$

2.1.9 Yakın alan ve uzak alan

Anten ya da herhangi bir ışıma elemanına yakın olan bölge yakın alan olarak tanımlanmaktadır. Yakın alan, elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin düzlem dalga karakteristiği göstermedikleri bölgedir. Bu alanda, ilişkiler karmaşık ve ölçümler oldukça zor olmaktadır. Yakın alanda daha çok reaktif enerji birikimi olmaktadır. Uzak alan ise, elektromanyetik dalgalar için düzlem dalga yaklaşımının yapılabildiği alan olarak tanımlanmaktadır. Başka bir ifade ile uzak alan, antenin oluşturduğu elektromanyetik dalgaların eş faz yüzeylerinin belli bir hata ile düzlem kabul edilebildiği uzaklık olarak tanımlanmaktadır. Yakın ve uzak alan tanımları anten cinsine ve etkileşimlere göre frekans, anten boyutları gibi parametreler cinsinden belirlenmektedir.

Basit ve düşük kazançlı antenler için uzak alan sınırı,

$$R \geq \lambda / (2 \cdot \pi) \quad (2.35)$$

olarak hesaplanabilmektedir.

Daha karmaşık ve yüksek güçlü antenler için uzak alan sınırı,

D: Antenin uzun kenarı (ya da çapı)

olmak üzere,

$$R \geq (2 \cdot D^2) / \lambda \quad (2.36)$$

şeklinde hesaplanmaktadır.

Antenler üzerinde yapılan hesaplamalar genelde uzak alan için yapılan hesaplamalardır. Anten için bulunan elektrik alan ve manyetik alan değerleriyle buna bağlı olarak hesaplanan ışıma gücü ve diğer önemli büyüklükler, uzak alan sınırından sonraki herhangi bir mesafede değer olarak değişmezler. Fakat yakın alan içinde yapılan her hesaplama sadece o nokta için geçerli olup, yakın alan içindeki başka bir noktaya göre farklılık göstermektedir.

2.1.10 Demet genişliği

Anten demet genişliği, yönelticiliği olan antenlerde yönelticiliğin bir ölçüsü olmaktadır. Maksimum ışıma doğrultusundaki gücün yarıya düştüğü ya da desibel olarak ifade edilirse, 3 dB azaldığı (yatayda ya da düşeyde) açısal genişlik, anten demet genişliği olarak tanımlanmaktadır.

Anten demet genişliği, özellikle radar antenlerinde yatay (açısal) çözünürlük için önemli bir parametre olmaktadır. Radar anteni, demet genişliği ne kadar az olursa, yan yana ya da düşey olarak üst üste gelen cisimleri o kadar iyi ayırt edebilmektedir. Demet genişliğinin azalması için maksimum kazancın artması gerekmektedir. Kazancın artması için genel olarak, anten boyunun dalga boyundan mümkün olduğu kadar büyük tutulması gerekmektedir. Bu bakımdan frekans arttırılır. Böylece dalga boyu azalarak anten kazancı artar ve demet genişliği azalır.

2.2 Anten Çeşitleri

Yaklaşık 100 yıldır, elektromanyetik dalgaların iletişim için kullanılmaya başlanmasından bugüne kadar, elektromanyetik dalgaları bir yerden başka bir yere taşımak için binlerce anten çeşidi geliştirilmiştir. Bu antenler, çeşitli ölçütlere ve özelliklere göre genel olarak şöyle sınıflandırılabilir [8]:

- Bant genişliğine göre, geniş bantlı ve dar bantlı antenler
- Polarizasyona göre, doğrusal polarizeli ve eliptik polarizeli antenler
- Rezonans durumuna göre, rezonanslı ya da rezonanslı olmayan (yürüyen dalgalı) antenler
- Eleman sayısına göre, tekil antenler ve dizi antenler

Bu sınıflandırmanın yanı sıra antenler, fiziksel yapılarına göre tel tipi antenler ve açıklık tipi antenler olarak da iki ana başlık altında toplanabilirler. Anten analiz metotları bu iki ana başlığa göre farklılaşmaktadır. Bu sebeple, bu türden bir sınıflandırma oldukça önem kazanmaktadır.

Genel olarak, tel tipi ve açıklık tipi anten çeşitlerini şu şekilde sınıflandırabiliriz:

✓ **Tel tipi antenler**

- Dipol antenler
- Monopol antenler
- Halka (çember) antenler (loop antennas)
- Helisel (sarmal) antenler
- Yagi – Uda antenleri
- Log – periyodik antenler
- Spiral antenler

✓ **Açıklık tipi antenler**

- Horn Antenler
- Reflektör antenler (Parabolik reflektör antenler) ve lens antenleri
- Slot (yarık, aralık) antenler
- Yama (patch) antenler (mikroşerit antenler)

Tel tipi antenler ve açıklık tipi antenler olarak iki ana başlık altında toplanan bu anten çeşitlerinin her biri, belirlenen bazı kurallar ile birden fazla sayıda yan yana getirilerek, her biri uygun biçimde beslenecek olursa, dizi antenler elde edilmiş olur. Dizi antenler, ortam koşulları ve amaçlar doğrultusunda oldukça önemli avantajlar sağlayabilen bir anten yapısıdır.

Anten çeşitlerinden her biri, farklı kullanım alanlarında farklı karakteristik özellikleriyle birbirlerine üstünlük sağlamaktadır. Bu sebeple sistemlerde, antenlerden en iyi derecede verim alabilmek için antenlerin karakteristik özellikleri çok iyi derecede bilinmeli ve bu bilgiler doğrultusunda kullanım koşullarına göre en uygun anten yapısı tercih edilmelidir.

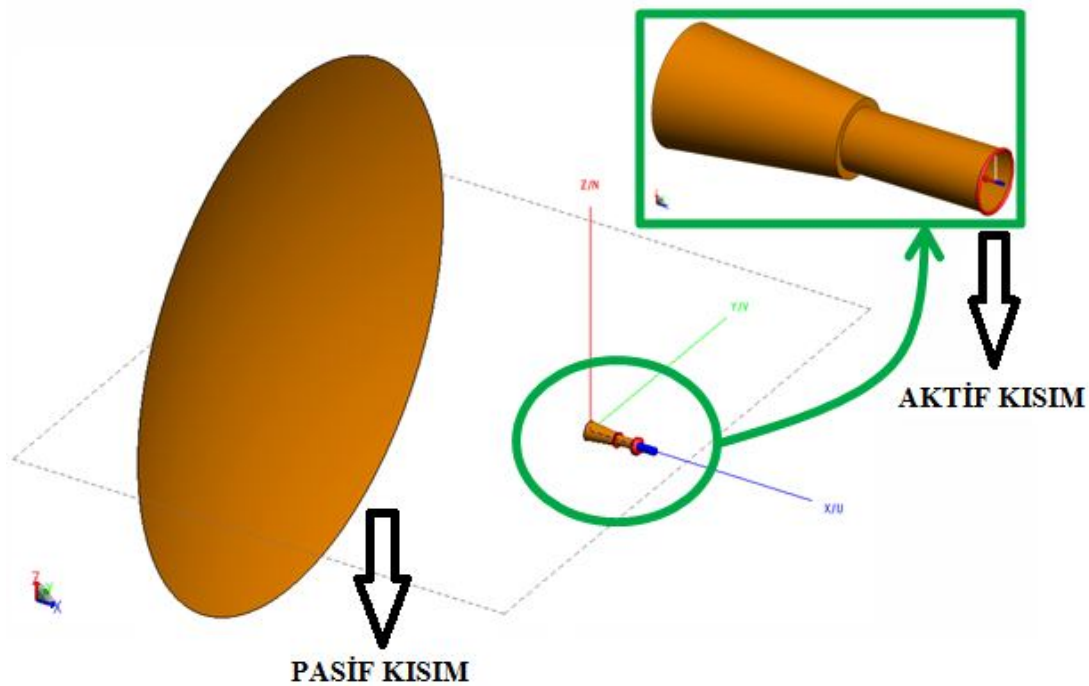
Bu bölümde başlıklar halinde sıralanan anten çeşitleri arasında, sivil alanlarda olduğu kadar askeri alanlarda da sıklıkla kullanılan parabolik reflektör antenler oldukça önemli bir yere sahiptir. Sonraki bölümlerde parabolik reflektör antenler, yapısı, özellikleri, çeşitleri ve kullanım alanlarıyla ayrıntılı bir şekilde anlatılıp, bu antenlerin simülasyon programlarıyla çeşitli analizleri gösterilecektir.

2.3 Parabolik Reflektör Antenler

Bu bölümde; uydu haberleşme sistemleri ve radarlar başta olmak üzere pek çok kullanım alanına sahip olan parabolik reflektör antenler, yapısı ve karakteristik özellikleriyle ayrıntılı bir şekilde incelenecektir.

2.3.1 Parabolik reflektör antenlerin yapısı

Parabolik reflektör antenler, aktif ve pasif olarak adlandırılan iki temel kısımdan oluşmaktadır.



Şekil 2.6 : Parabolik reflektör antenin temel kısımları [9].

2.3.1.1 Pasif kısım

Parabolik reflektör antenin pasif kısmı yansıtıcı yüzeydir. Bu kısım herhangi bir kaynak içermez. Üzerine gelen elektromanyetik dalgaları yansıtır. Parabolik yüzey, optik kurallarına uygun davranır. Çok uzak mesafelerden üzerine gelen bütün dalgalar yaklaşık olarak asal eksene paralel olacağından, bu dalgaların büyük bölümünü odak noktasında birleşecek şekilde geri yansıtır. Odak noktasından geçerek üzerine gelen bütün dalgaları ise asal eksene paralel bir şekilde yansıtır.

Antenin pasif kısmı için genellikle metal levhalar kullanılır. Elektromanyetik dalgaları iyi yansıtabilmesi amacıyla iletkenliği yüksek, pürüzsüz ve mümkünse parlak malzemeler tercih edilir. Levhaların dışında, ızgara biçiminde yapılan yansıtıcı yüzeyler de koşullara bağlı olarak tercih edilebilmektedir. Bir sonraki kısımda anlatılacak olan ışırma paterni özelliklerinden dolayı, parabolik reflektör antenin birkaç derece bile dönmesi haberleşmeyi tamamen imkansız hale getirebilmektedir. Bu sebeple rüzgar alan yerlerde, örneğin gemilerde, özellikle büyük çaplı parabolik antenlerin kullanılması gerekiyorsa, rüzgarın antene etkisini en aza indirebilmek için yansıtıcı yüzeyin tek parça metal levha olarak yapılması tercih edilmez. Bunun yerine, ızgara biçiminde yapılan yansıtıcı yüzeyler ile rüzgara dayanıklılık artarken aynı zamanda büyük çaptaki antenlerin ağırlıkları da azaltılmaktadır.



Şekil 2.7 : Yansıtıcı yüzeyleri ızgara biçiminde olan parabolik reflektör antenler.

Yansıtıcı yüzeyin ızgaralarla oluşturulmasında elektromanyetik dalgaların dalga kılavuzları içindeki özelliklerinden yararlanılmıştır. Elektromanyetik dalgalar, dalga kılavuzu içinde bir kesim frekansı değeri ne sahiptir. Dalgalar, bu kesim frekansının altındaki frekanslarda kılavuz içinde hareket edemeden sönümlenirler. Elektromanyetik dalgaların bu karakteristik özelliği esas alınarak tasarlanan ızgara biçimindeki yansıtıcı yüzeylerde her bir aralık dalga kılavuzu gibi düşünülebilir.

Teorik olarak antenin çalışma frekansı, aralıkların boyutlarına göre hesaplanan kesim frekansından düşük olduğu sürece ızgara aralıklarındaki boşluklar elektromanyetik dalgalar için bir ayna görevi görecektir. Ancak pratik olarak bu işlemin sorunsuz yaşanabilmesi için ızgara aralıklarının, $\lambda/10$ 'dan daha küçük olması gerekir [9].

λ : Dalga boyu

2.3.1.2 Aktif kısım

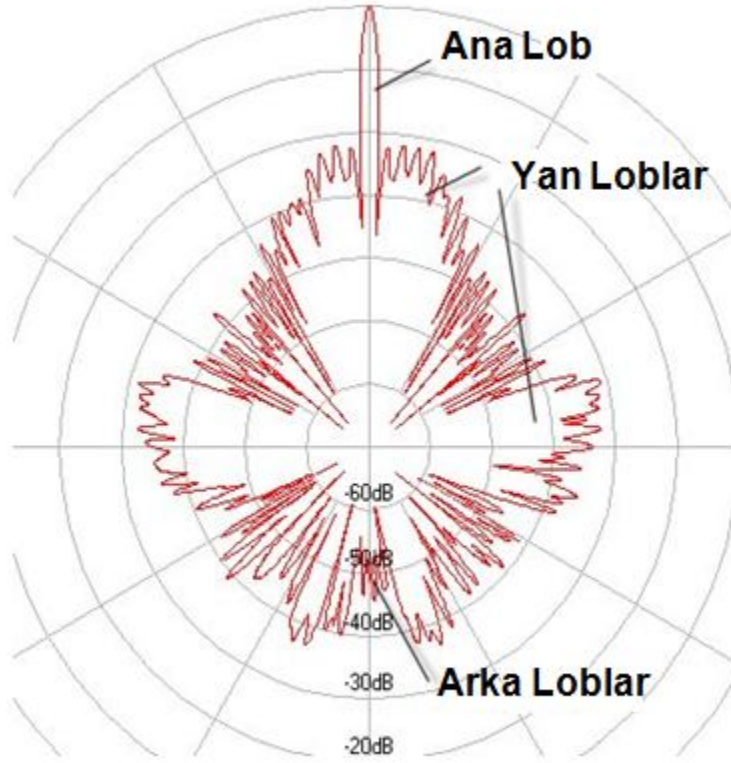
Parabolik reflektör antenin aktif kısmını besleme anteni oluşturmaktadır. Aktif kısım kaynak içermektedir. Besleme anteni, parabolik reflektör antenin kullanım alanına göre farklılıklar gösterebilir. Yan lobları az olan yüksek kazançlı bir parabolik reflektör anten tasarlamak için yönlendiricilik kazancı yüksek bir antenin besleme olarak kullanılması gerekmektedir. Bu amaçla, besleme anteni olarak en sık tercih edilen anten çeşidi horn antenlerdir. İyi tasarlanmış bir horn anten, yan lobları az olan yüksek yönlendiricilik kazancına sahip bir ışıma gerçekleştirir. Bu yüksek kazançlı besleme anteninden en iyi derecede verim elde edebilmek için, besleme anteninin ışıma alanıyla, yansıtıcı yüzey alanının yeterince örtüşebilmesine özen göstermek ve buna göre tasarım yapmak gerekir. Tercih edilen besleme anteninin ışıma karakteristiği analiz edilirken, yansıtıcı yüzeyin besleme antenine olan uzaklığı dikkate alınmalıdır. Genel olarak yansıtıcı yüzey, besleme anteninin yakın alanında bulunduğu için besleme antenin ışıması yakın alan analizi ile elde edilmektedir.

Besleme anteni, genel olarak parabolik yapının odak noktasına yerleştirildiği gibi, çeşitli değişik konumlarda da bulunabilmektedir. Parabolik reflektör anten çeşitlerinden bahsederken, besleme anteninin bulunabileceği konumlar ayrıntılı bir şekilde gösterilecektir.

Not: Kuvvetlendirici gibi elemanlar içermeyen antenlerin alıcı ve verici karakteristikleri aynıdır. Bu sebeple anlatılan parabolik reflektör anten, alıcı ya da verici konumda olabilir.

2.3.2 Parabolik reflektör antenlerin ışıma paterni

Parabolik reflektör antenler, “Kalem Demet” (Pencil Beam) olarak adlandırılan çok dar bir ışın demeti meydana getirirler. Yönlendiricilik kazancı oldukça yüksek olan bu antenler, bu sayede maksimum noktada yüksek kazançlar sağlayabilirler.



Şekil 2.8 : Işıma paterni [9].

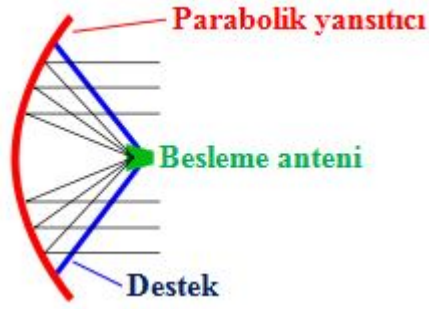
Parabolik reflektör antenin ışıma karakteristiğinden de anlaşılacağı gibi yarım güç huzme genişliği (kazancın 3 dBi azaldığı noktalar arasındaki açı) oldukça dardır. Bu sebeple antenin birkaç derece dönmesi bile haberleşmeyi tamamen kesebilir. Işıma karakteristiğinden dolayı parabolik reflektör antenleri bulundukları zemine sağlam yerleştirmek gerekir. Daha önceki bölümde de bahsedildiği gibi rüzgar alan yerlerde bulunan özellikle büyük çaptaki antenlerin yansıtıcı yüzeylerinin, rüzgara karşı dayanıklılığı artırmak için, ızgara biçiminde yapılması bu açıdan oldukça önemlidir.

2.3.3 Parabolik reflektör anten çeşitleri

Parabolik reflektör antenler genel olarak beslemenin konumuna göre 3 farklı başlık altında sınıflandırılabilir:

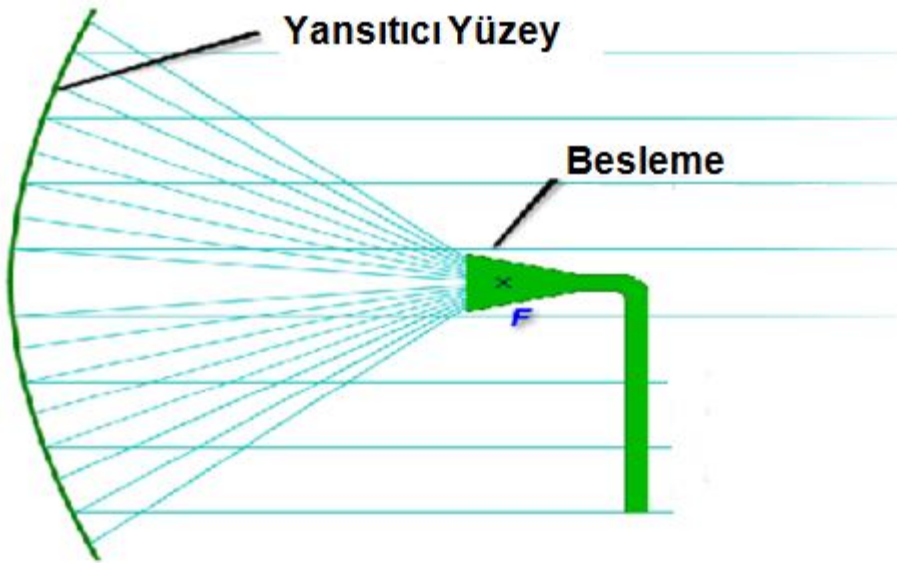
- Simetrik veya Eksen-Simetrik Antenler
- Offset Antenler
- Cassegrain Antenler

2.3.3.1 Simetrik veya eksen – simetrik antenler



Şekil 2.9 : Eksen – simetrik parabolik reflektör anten modeli.

Şekil 2.9’da görüldüğü gibi bu tip parabolik reflektör antenlerde besleme, parabolik yapının odağında bulunur. Yansıtıcı yüzeyin derinliği fazladır ve şekli yaklaşık olarak küreseldir. Şekil 2.10’da bu tip antenlerin ışıma karakteristikleri daha iyi görülmektedir.



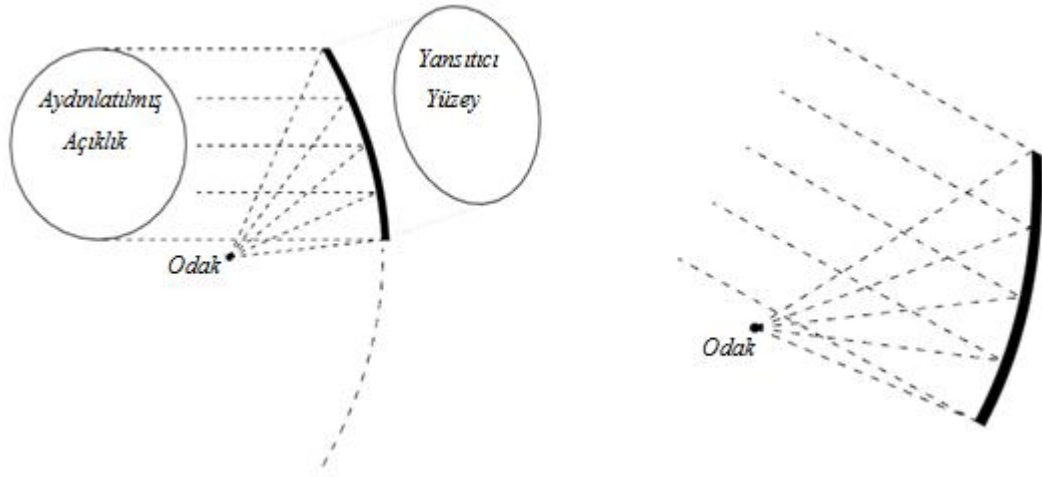
Şekil 2.10 : Eksen – simetrik parabolik reflektör antenin ışıma karakteristiği.

2.3.3.2 Offset antenler



Şekil 2.11 : Offset anten modeli.

Şekil 2.11’de görüldüğü gibi offset anten modelinde besleme parabolik yapının tam odağında bulunmamaktadır. Beslemenin bulunduğu konum, parabolik reflektör antenin kullanım koşullarına bağlı olarak değişmekle birlikte genel olarak odak noktasının yaklaşık 23 – 24 derece kadar uzağında olmaktadır. Bu tip antenlerde yansıtıcı yüzeyin derinliği azdır. Yansıtıcı yüzey küreselden çok eliptik bir biçim alır.

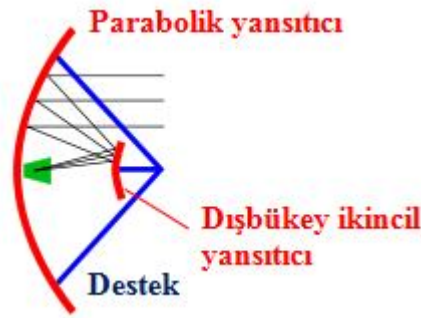


Şekil 2.12 : Offset anten geometrisi [10].

Şekil 2.12’de offset anten modelindeki yansıtıcı yüzeyin geometrisi gösterilmiştir. Şekil 2.12’nin ilk kısmında, beslemesi odak noktasında bulunan ve yansıtıcı yüzeyi küresel biçime yakın olan bir eksen – simetrik anten yapısı vardır. Bu anten yapısında beslemenin yeri değiştirilmeden yansıtıcı yüzeyin bir parçası kesildiğinde, şeklin ikinci kısmında görülen bir yapı elde edilmektedir. Elde edilen bu yapıda yansıtıcı yüzey yaklaşık olarak eliptik bir hal almaktadır. Şekil 2.12’den de anlaşılacağı gibi bu tip yansıtıcı yüzeylerin derinliği, eksen – simetrik antenlerin yansıtıcı yüzeylerinin derinliğine göre daha azdır. Yansıtıcı yüzeyi ve beslemesi bu şekilde olan antenler, offset anten olarak adlandırılmaktadır [9].

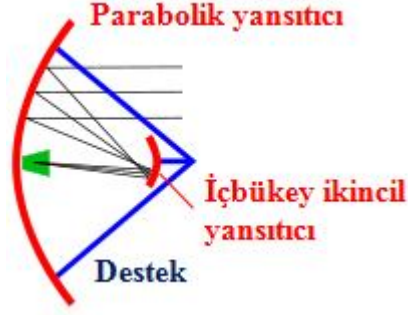
Eksen – simetrik antenlerin ve offset antenlerin karakteristik özelliklerinde bazı farklılıklar vardır ve bunun için farklı kullanım alanlarında tercih edilmektedirler. Eksen – simetrik antenler, gökyüzüne daha geniş açıyla bakan, daha yuvarlak ve merkez bombesi biraz daha fazla olan antenlerdir. Offset antenler ise ufuk açısına daha fazla bakarlar ve elips şeklinde daha ince bombelidirler. Offset antenler yapılarından ötürü daha fazla sinyal toplayabilirler. Özellikle kış aylarında, derinliği daha az olan bir yansıtıcı kullanarak gökyüzüne dar bir açı ile baktıkları için çok daha az kar tutarlar. Antenlerin bu fiziksel yapılarından dolayı herhangi bir offset antenin işlevini yerine getirebilecek bir eksen – simetrik antenin boyutu, offset antenin boyutundan daha büyüktür. Örneğin, kullanım açısından 150 cm’lik bir eksen – simetrik anten yerine 120 cm’lik bir offset anten kullanılabilir. Genel olarak, Türkiye’de evlerde kullanılan parabolik reflektör anten tipi offset antenlerdir.

2.3.3.3 Cassegrain antenler



Şekil 2.13 : Cassegrain anten modeli.

Şekil 2.13’de gösterilen cassegrain anten yapısında iki adet yansıtıcı yüzey vardır. Besleme anteni ise alışılmışın dışında, birincil yansıtıcı yüzey tarafındadır. Şekil 2.13’de görüldüğü gibi bu anten modelinde dışbükey ikincil bir yansıtıcı kullanılmaktadır. Bunun yanında Şekil 2.14’de görüldüğü gibi benzer anten yapısında içbükey ikincil bir yansıtıcı da tercih edilebilmektedir. İkincil yansıtıcısı içbükey olan bu reflektör antenler Gregorian antenler olarak adlandırılmaktadır ve şekillerden de görüldüğü gibi yapısı cassegrain antenlere oldukça benzemektedir.



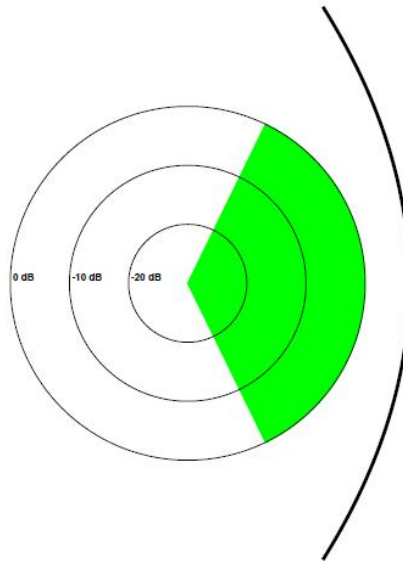
Şekil 2.14 : Gregorian anten modeli.

Cassegrain ve Gregorian antenler genel olarak oldukça büyük çaplı parabolik reflektör anten tipleridir ve bu anten modelleriyle yüksek kazançlar elde edilmektedir. İkincil yansıtıcıdan yansıyarak birincil yansıtıcıya gelen dalgalar küresele daha yakın bir biçim alarak birincil yansıtıcı yüzeyin etkin açıklığını arttırmaktadır. Bununla beraber antenin çapının büyük tutulması da bu antenlerden elde edilen kazancın yüksek olmasını sağlamaktadır.

2.3.4 Parabolik reflektör antenlerde açıklık yüzeyi – ışıma ilişkisi

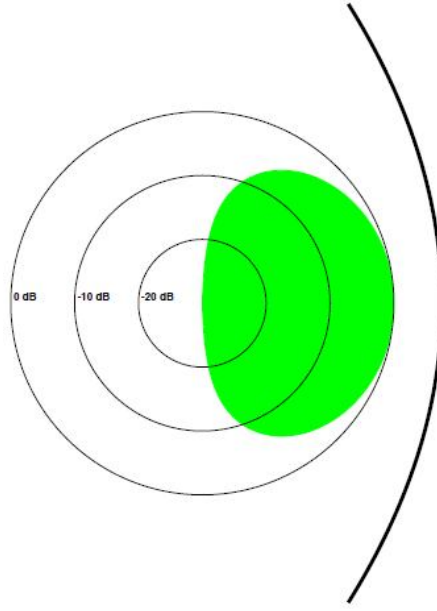
Parabolik reflektör anten tasarımında, beslemenin ışımından maksimum verimde faydalanabilmek için beslemenin ışınma alanıyla yansıtıcı kısmın açıklık yüzeyinin yeterince örtüşmesine dikkat edilmelidir.

Şekil 2.15’de düzgün dağılımlı bir ışınma görülmektedir.



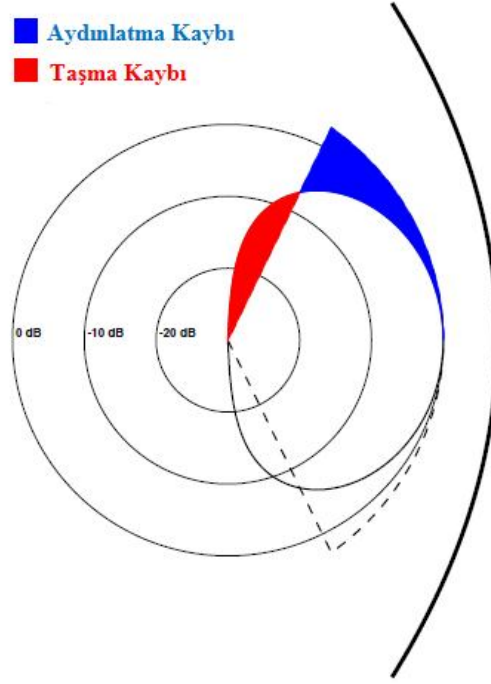
Şekil 2.15 : Düzgün dağılımlı ışınma [11].

Şekil 2.16'da horn antenin yansıtıcı yüzey üzerine yapmış olduğu ışıma görülmektedir.

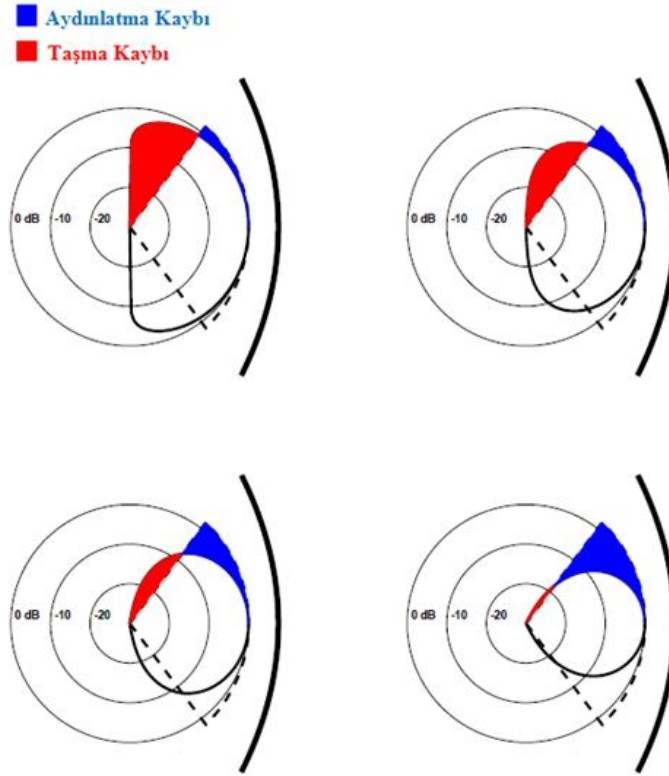


Şekil 2.16 : Horn anten ışıması [11].

Beslemenin ışıma biçimi, düzgün dağılımlı ışıma biçimine yaklaştıkça elde edilen verim artar. Eğer besleme düzgün dağılımlı ışımanın ulaştığı uç noktalara ulaşamıyorsa, kullanılan yansıtıcı yüzeyin aydınlatılamayan kısımları olacaktır ve bu kısımlardan faydalanılamaz. Bunun yanında, eğer beslemenin ışıması düzgün dağılımlı ışımanın ulaştığı uç noktaları aşarsa, yani besleme yansıtıcı kısmın açıklık yüzey alanından daha geniş bir alana ışıma yaparsa, bu durumda da beslemenin yansıtıcı yüzey alanını aşan ışıma gücünden yararlanılamaz. Böyle durumlarda elde edilen verim düşmektedir. Şekil 2.17'de herhangi bir beslemenin ışımasında meydana gelen kayıplar gösterilmektedir.



Şekil 2.17 : Açıklık yüzeyi – ışınma uyumsuzluğu sebebiyle meydana gelen kayıplar [11].
Şekil 2.17’de görülen kırmızı ve mavi kısımlar kayıpları oluşturur. Bu sebeple elde edilen verim düşer.



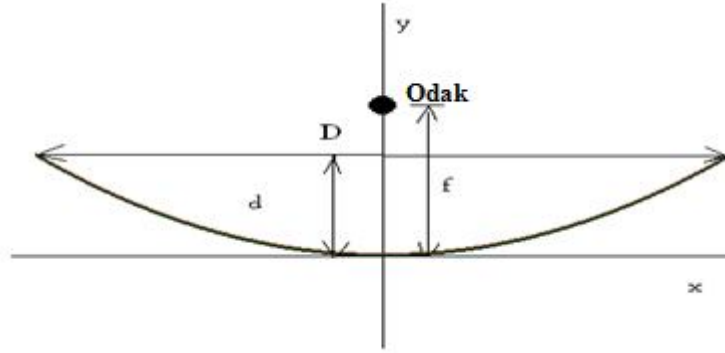
Şekil 2.18 : Farklı ışımalarda meydana gelen kayıplar [11].

Şekil 2.18’de mavi ve kırmızı renklerle gösterilen kayıplardan mavi ile gösterilen kayıpların artması antenin ana lobunda önemli düşüşlere sebep olurken, kırmızı ile gösterilen kayıpların artması daha çok yan lobların oluşmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle anten tasarımı yapılırken, kullanım amacına bağlı olarak gerekli ana lob ve uygun yan loblar belirlenmeli ve buna göre bir optimizasyon yapılmalıdır.

2.3.5 Parabolik reflektör antenlerde önemli parametreler

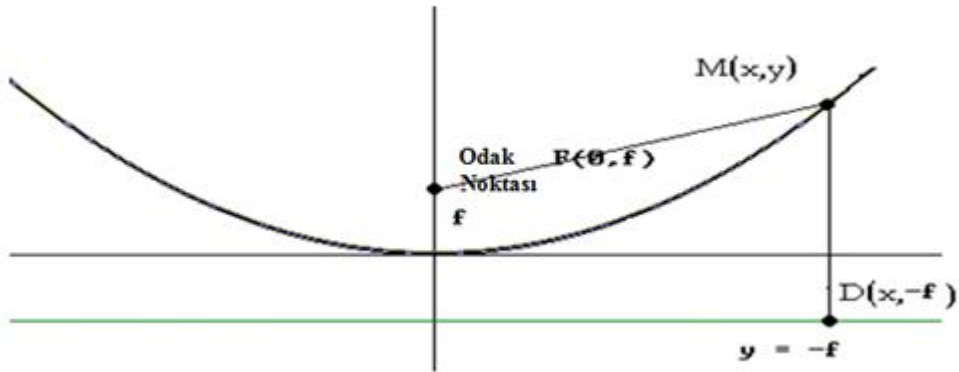
Parabolik reflektör antenler için üç önemli parametre vardır:

- Odak uzaklığı (f)
- Çap uzunluğu (D)
- Derinlik (d)



Şekil 2.19 : Parabolik reflektör anten parametreleri [9].

Parabolik reflektör anten tasarımında bu üç parametre oldukça önemlidir. Bu parametreler arasındaki bağıntı şu şekilde açıklanabilir:



Şekil 2.20 : Parabolik reflektör anten parametreleri arasındaki geometrik ilişki [9].

Parabol üzerinde, odak noktasına ve $y = -f$ doğrusuna eşit uzaklıkta olan herhangi bir $M(x,y)$ noktası alınırsa,

$$\sqrt{[(x-0)^2 + (y-f)^2]} = \sqrt{[(x-x)^2 + (y-(-f))^2]} \quad (2.37)$$

eşitliği yazılabilir.

Denklem sadeleştirilirse,

$$x^2 + y^2 + f^2 - 2yf = y^2 + f^2 + 2yf \quad (2.38)$$

$$y = x^2/4f \quad (2.39)$$

olarak elde edilir.

$(D/2,d)$ ve $(-D/2,d)$ noktaları parabol üzerinde olduğuna göre,

$$d = (D/2)^2/4f \quad (2.40)$$

eşitliği yazılabilir.

Sonuç olarak,

$$f = \frac{D^2}{16d} \quad (2.41)$$

ifadesi elde edilir.

Yapılan bu işlemler sonucunda elde edilen (2.41) eşitliğinden de görüldüğü gibi parabolik yapının odak uzaklığı, çapının ve derinliğinin bir fonksiyonu olarak ortaya çıkmaktadır [9].

2.3.6 Parabolik reflektör antenlerde kazanç

G_{dBi} : Parabolik reflektör anten kazancı [dBi]

A: Parabolik reflektör antenin açıklık yüzeyi alanı [m^2]

e: Anten verimliliği

olmak üzere,

$$A = \pi r^2 \quad (2.42)$$

$$G_{dBi} = 10 \log_{10} \left[e \frac{4\pi}{\lambda^2} A \right] \quad (2.43)$$

Başka bir gösterimle,

(2.43) eşitliğinde A değeri yerine πr^2 yazılırsa,

$$G_{dB_i} = 10 \log_{10} \left[e \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (2.44)$$

eşitliği elde edilir.

D: Çap uzunluğu (2r)

Eşitliklerden de görüldüğü gibi parabolik reflektör antenin kazancı, çap uzunluğu (D) arttıkça artmakta ve çalışma frekansı (f) azaldıkça azalmaktadır. ($f = c/\lambda$)

c: Işık hızı = $3 \cdot 10^8$ m/s

λ : Dalga boyu [m]

Özellikle uydu haberleşmesinde, gerekli olan yüksek kazançları elde edebilmek için, çalışma frekansı yüksek olan büyük çaplı parabolik reflektör antenler kullanılmaktadır.

2.3.7 Parabolik reflektör antenlerin kullanım alanları

Parabolik reflektör antenler uydu haberleşmesi gibi sivil amaçlı uygulamalarda sıklıkla kullanılırken, bir yandan da radarlar gibi askeri uygulama alanlarında yaygın olarak tercih edilen bir anten çeşididir.



Şekil 2.21 : (a) Offset Gregorian anten. (solda) – (b) Arama radarı anteni. (sağda)

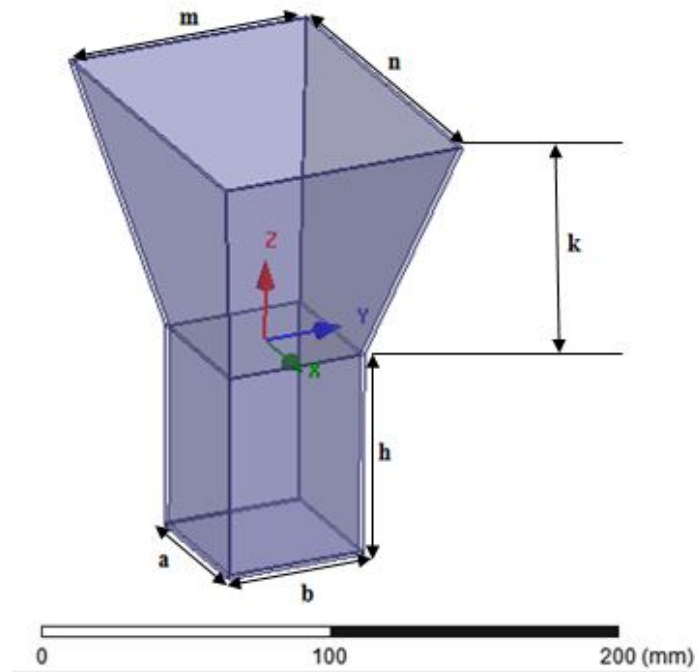
Sonraki bölümlerde, radarlar için kullanılan parabolik reflektör antenlerin yapıları ve karakteristik özellikleri ayrıntılı bir şekilde incelenecektir.

2.3.8 Eksen – simetrik parabolik reflektör anten tasarımı

Anten tasarımı ve analizi için HFSS (High Frequency Structural Simulator) programı kullanılmıştır. HFSS, sonlu elemanlar metodunu kullanan ve elektromanyetik alan simülasyonları için etkin çözümler sunan kapsamlı bir programdır. Ayrıca anten geometrilerinin çizimi için SolidWorks programından da faydalanılmıştır.

HFSS ile ilk olarak uygun çalışma frekansında besleme anteni tasarımı yapılmıştır. Besleme anteni olarak, yüksek yönlendiricilik kazancı sebebiyle horn anten tercih edilmiştir. Yapılan optimizasyon çalışmaları sonucunda, çalışma frekansında amaca uygun ışıma karakteristiğini sağlayabilen doğrusal polarizasyonlu piramidal horn anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Horn anten tasarımından sonra, açıklık yüzeyi ile aydınlatılan alan arasında maksimum uyumun sağlanabileceği boyutlarda parabolik reflektör yüzey oluşturulmuş ve horn anten bu parabolik yüzeyin odak noktasına konumlandırılmıştır.

2.3.8.1 Horn anten (besleme) geometrisi



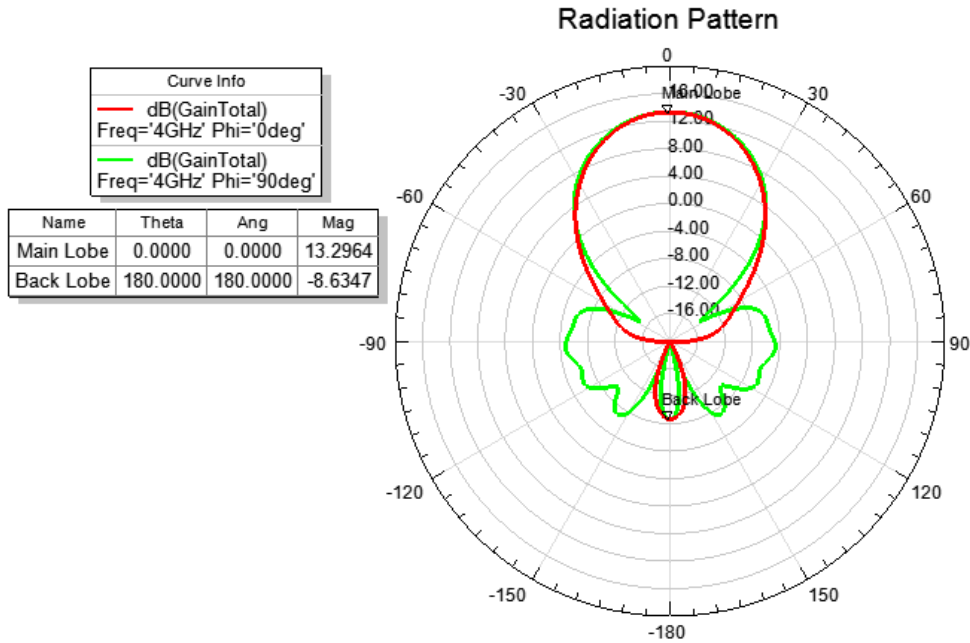
Şekil 2.22 : Horn anten geometrisi.

Şekil 2.22’de besleme anteni olarak tasarlanan piramidal horn antenin geometrisi görülmektedir.

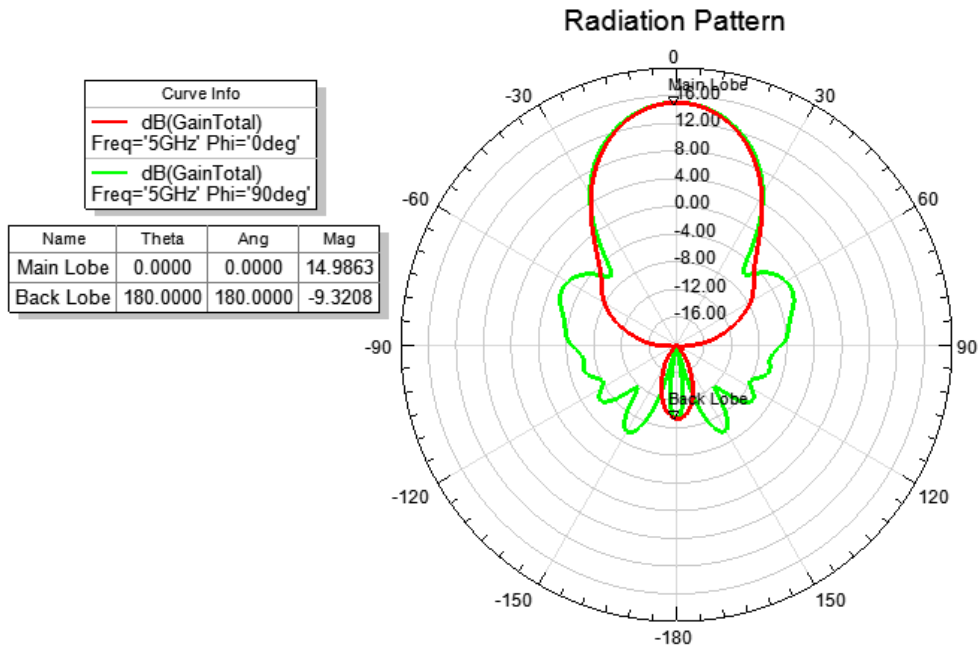
a	b	h	m	n	k
50 mm	50 mm	75 mm	90 mm	125 mm	90 mm

2.3.8.2 Horn anten (besleme) analizi ve sonuçlar

Besleme anteni olarak tasarlanan piramidal horn antenin 4 GHz ve 5 GHz çalışma frekanslarında analizi yapılmıştır. Antenin bu frekanslarda oluşturduğu ışıma paternleri Şekil 2.23 ve Şekil 2.24’de gösterilmektedir.



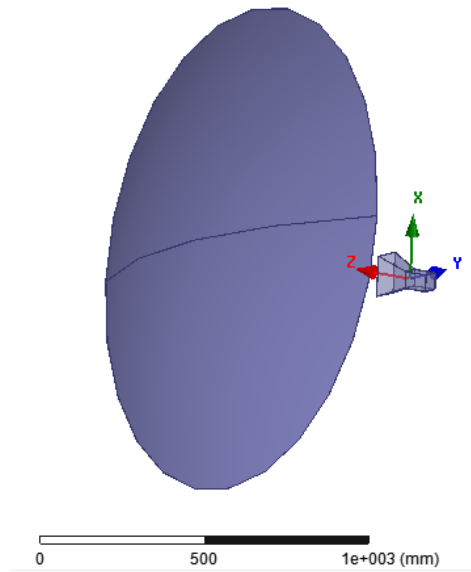
Şekil 2.23 : $f = 4$ GHz çalışma frekansında $\phi = 0^\circ$ ve $\phi = 90^\circ$ için horn antenin θ açısına bağlı ışıma paterni.



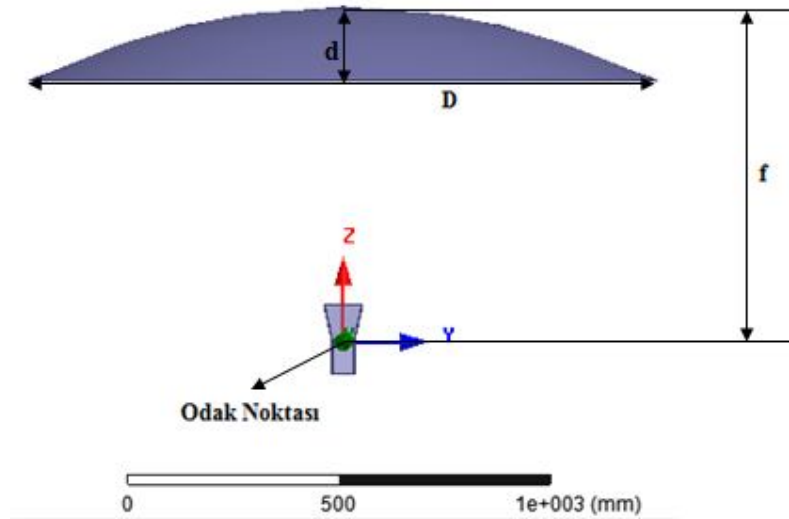
Şekil 2.24 : $f = 5$ GHz çalışma frekansında $\phi = 0^\circ$ ve $\phi = 90^\circ$ için horn antenin θ açısına bağlı ışıma paterni.

2.3.8.3 Eksen – simetrik parabolik reflektör anten geometrisi

Bir önceki bölümde besleme anteni olarak tasarlanan piramidal horn antenin ışıma paternleri Şekil 2.23 ve Şekil 2.24’de gösterilmiştir. Horn anten tasarımından sonra gösterilen bu ışıma paternlerine uygun açıklık yüzeyine sahip parabolik reflektör yüzey oluşturulmuş ve horn anten, parabolik yüzeyin odak noktasında konumlandırılmıştır. Sonuç olarak, Şekil 2.25’de gösterilen eksen – simetrik parabolik reflektör anten tasarımı gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.25 : Eksen – simetrik parabolik reflektör anten geometrisi.

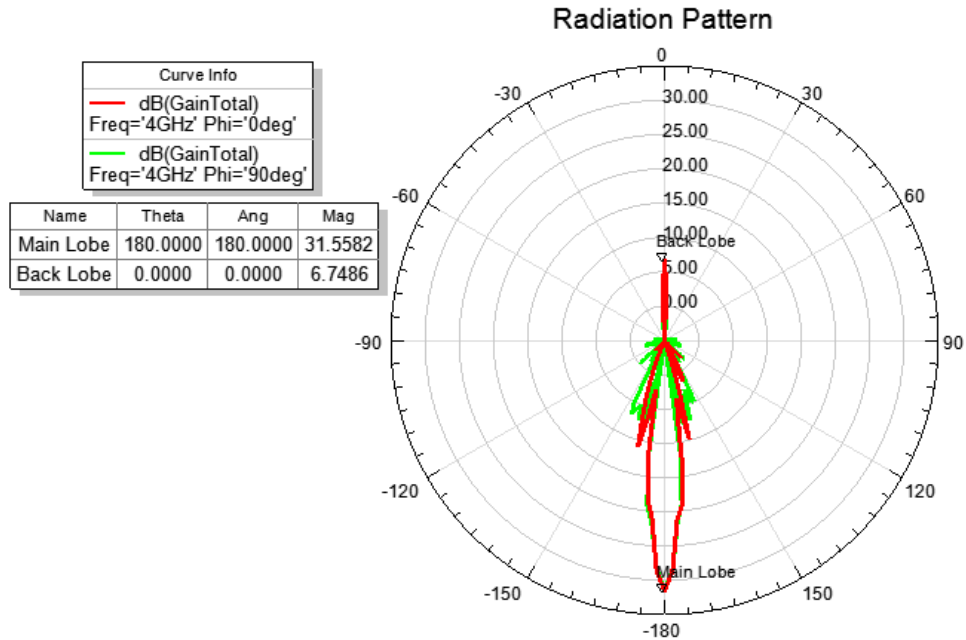


Şekil 2.26 : Eksen – simetrik parabolik reflektör antenin boyutları.

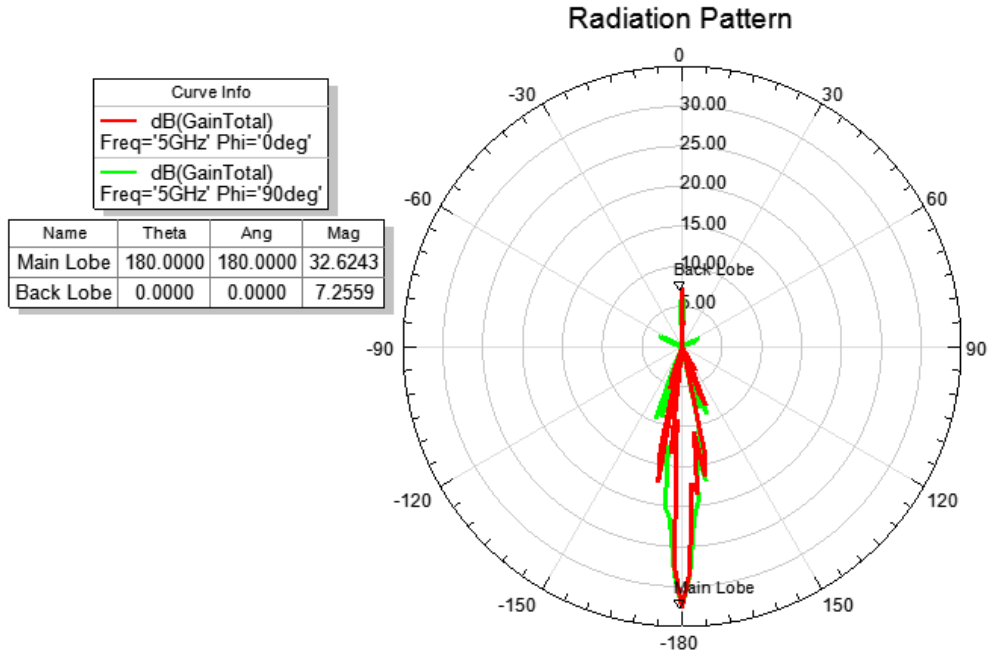
D (Çap)	d (Derinlik)	f (Odak uzaklığı)
1500 mm	175,781 mm	800 mm

2.3.8.4 Eksen – simetrik parabolik reflektör anten analizi ve sonuçlar

Tasarlanan eksen – simetrik parabolik reflektör antenin 4 GHz ve 5 GHz çalışma frekanslarında analizi yapılmıştır. Antenin bu frekanslarda oluşturduğu ışıma paternleri Şekil 2.27 ve Şekil 2.28’de gösterilmektedir.



Şekil 2.27 : $f = 4$ GHz çalışma frekansında $\phi = 0^\circ$ ve $\phi = 90^\circ$ için eksen – simetrik parabolik reflektör antenin θ açısına bağlı ışıma paterni.



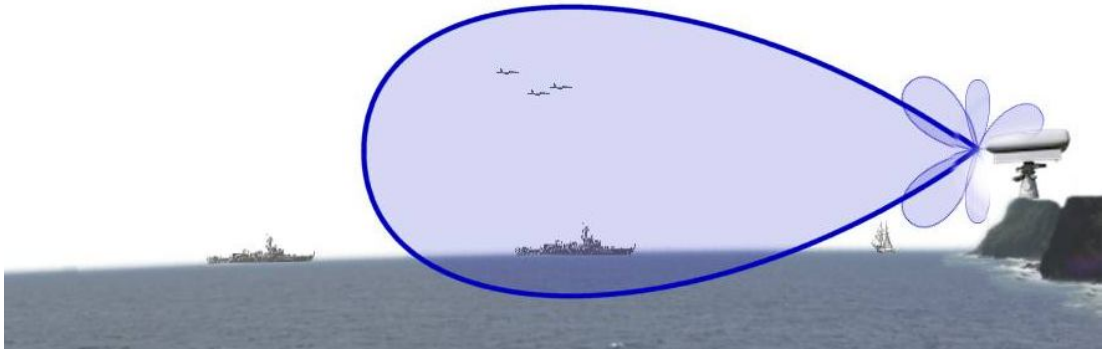
Şekil 2.28 : $f = 5$ GHz çalışma frekansında $\phi = 0^\circ$ ve $\phi = 90^\circ$ için eksen – simetrik parabolik reflektör antenin θ açısına bağlı ışıma paterni.

2.3.9 Radarlarda kullanılan parabolik reflektör antenler

Parabolik reflektör antenlerin aktif ve pasif kısımlarında değişiklikler yapılarak özel ışıma karakteristikleri elde edilebilmektedir. Tasarımcıya sağladığı bu esneklik sayesinde, radar sistemleri gibi özel koşullar gerektiren alanlarda sıklıkla tercih edilmektedir.

Radarlarda sıklıkla tercih edilen başlıca iki çeşit parabolik reflektör anten vardır:

- Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenler (Fan pervanesi tipi antenler)



Şekil 2.29 : Fan pervanesi tipi anten.

- Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler



Şekil 2.30 : Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten. (Şekilde ters kosekant – kare ışıma biçimi gösterilmektedir.)

2.3.9.1 Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenler

Fan pervanesi tipi antenler olarak da adlandırılan parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenler, bu ismi fiziksel yapılarından dolayı almaktadır. Bu tip antenlerde yansıtıcı yüzey olarak, eksen – simetrik parabolik reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinden alınan bir kesit kullanılmaktadır.

Antenlerde yüzey alanı daraldıkça ışıma huzmesinin genişlediğini açık bir şekilde gösteren parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenler, bir boyutta geniş bir huzme ile ışıma yaparken diğer boyutta dar bir huzmeyle ışıma yapmaktadır. Bu

şekilde tasarlanan bir antenin diğer parabolik antenlere göre ağırlığı azalıp rüzgara karşı dayanıklılığı artmaktadır. Aynı zamanda bu antenler, bir boyutta yüksek çözünürlüklü tarama yapıp diğer boyutta da belirli bir menzile kadar hedef taramasına katkı sağlayabilmektedir. Şekil 2.31’de bu şekilde oluşturulan bir anten biçimi gösterilmektedir.

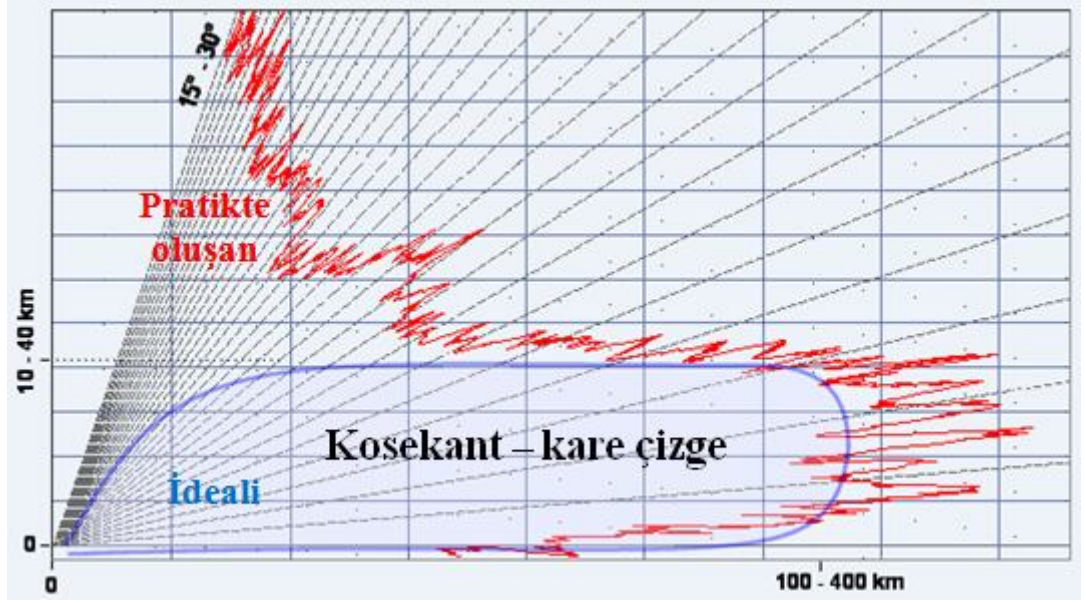


Şekil 2.31 : Parabolik yansıtıcının kesiti [9].

2.3.9.2 Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler

Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler, radarlarda sıklıkla tercih edilen parabolik reflektör anten temelli bir anten modelidir. Gözetleme radarlarında, kullanım koşullarına bağlı olarak ışıma paterninin yönlendirilmesi ve istenmeyen yönlerde gereksiz enerji gönderilmesinin engellenmesi amaçlanmaktadır. Bu amaçla asimetrik ışıma paternine sahip reflektör antenler tasarlanmaktadır.

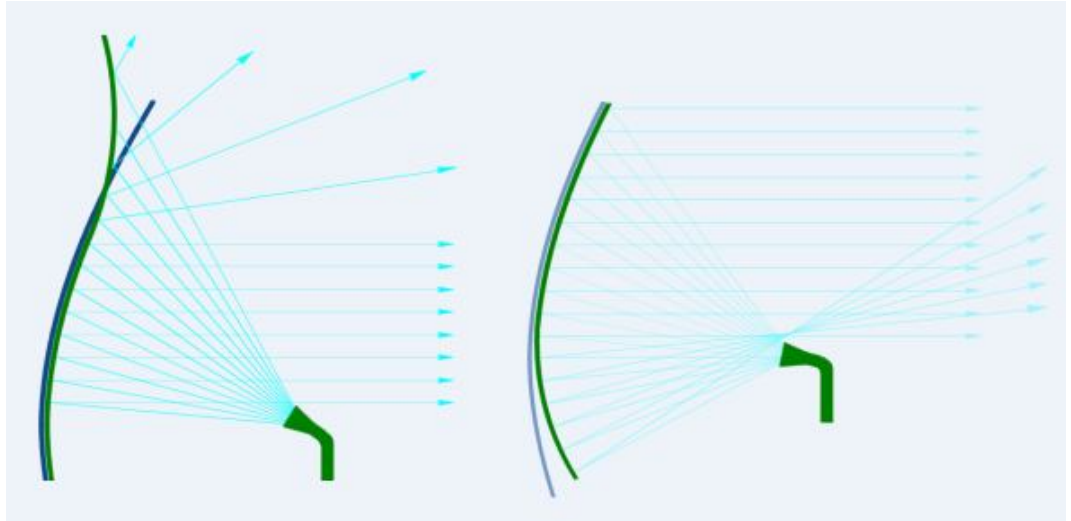
Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler sahil ve hava gözetleme radarlarında sıklıkla kullanılmaktadır. Bu antenler ile ideal bir hava sahası taraması yapılabilmektedir. Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenlerin kazancı kosekant – kare ile orantılıdır. Bu sebeple bu antenlerin ışıma biçimi kosekant – kare ışıma biçimi olarak adlandırılmıştır. Bu ışıma karakteristiği sayesinde yatay eksendeki hedefler yüksek bir çözünürlükle gözetlenebilirken aynı zamanda düşey eksende çok dar açılardan başlayarak alçak menzilde hedef taraması yapılabilmektedir. Şekil 2.32’de ideal olan ve pratikte oluşan kosekant – kare ışıma biçimi gösterilmektedir.



Şekil 2.32 : Kosekant – kare ışıma biçimi [9].

Kosekant – kare ışıma biçimi, yansıtıcının şekli değiştirilerek ya da birden çok sayıda boynuz ışıma elemanı (horn anten) kullanılarak gerçekleştirilebilmektedir.

Yansıtıcının biçimi değiştirilerek oluşturulan kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler



Şekil 2.33 : Yansıtıcının biçimi değiştirilerek oluşturulan kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler.

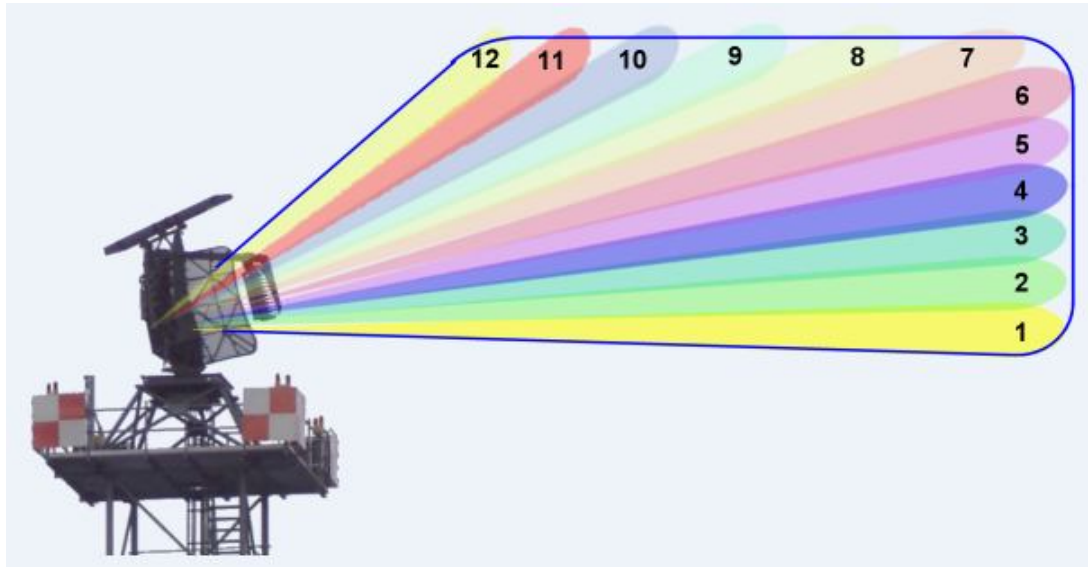
Şekil 2.33’de yansıtıcının biçimi değiştirilerek oluşturulan kosekant – kare ışıma karakteristikli anten örnekleri gösterilmiştir. Yansıtıcının üst kısmı arkaya doğru ya da alt kısmı besleme antenine doğru kıvrıldığında kosekant – kare karakteristikli bir ışıma elde edilebilmektedir. Bu şekilde oluşturulmuş antenler yansıtıcının biçimine

göre isimlendirilmektedir. Buna göre Şekil 2.33’de sol tarafta bulunan ilk anten modeli üst dudaklı, sağ tarafta bulunan ikinci anten modeli ise alt dudaklı anten olarak adlandırılmaktadır.

Horn antenin ışıma gücü, merkezden horn anten çeperine doğru zayıflamaktadır. Bu sebeple yukarıya doğru yansıtılan dalgaların gücü azdır ve demetin üst katmanlarının ulaştığı menziller sınırlı kalmaktadır. Bu durum, antenin düşey ekseninde sadece yakın menzil hedefler için kullanılabilmesine sebep olmaktadır [9].

Birden çok sayıda besleme anteni kullanılarak oluşturulan kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler

Yansıtıcının biçimi değiştirilmeden besleme anteni sayısı artırılarak kosekant – kare karakteristikli ışıma biçimini elde edilebilmektedir. Birden fazla sayıda ışıma elemanı farklı güçlerle beslenerek kosekant – kare karakteristiği oluşturulabilir. Burada önemli olan koşul, ışıma elemanlarını aynı fazda beslemektir. Aksi takdirde, anten ışımalarının örtüştüğü yerlerde, ışımlar ters fazda bulunarak birbirini yok edebilir ve kosekant – kare karakteristiği bozulabilir. Şekil 2.34’de on iki adet besleme anteni ile oluşturulan kosekant – kare ışıma karakteristikli örnek bir anten yapısı gösterilmektedir.



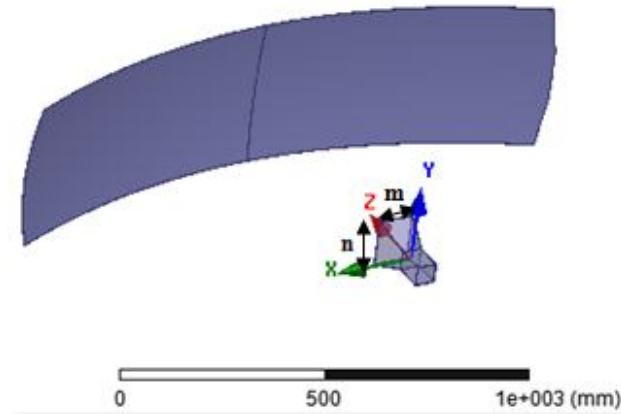
Şekil 2.34 : On iki adet besleme anteni ile oluşturulan kosekant – kare ışıma biçimi.

2.3.10 Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki anten tasarımı

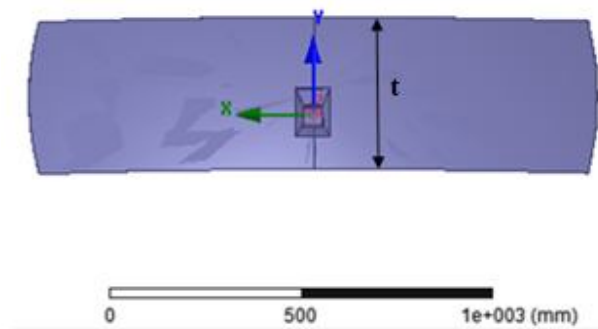
Bölüm 2.3.8’de tasarımı yapılan eksen – simetrik parabolik reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinin bir kesiti alınarak fan pervanesi tipi anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kullanılan besleme anteni, eksen – simetrik parabolik reflektör antende kullanılan piramidal horn antendir.

2.3.10.1 Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki anten geometrisi

Şekil 2.35 ve Şekil 2.36’da gösterilen fan pervanesi tipi anten modelinde yansıtıcı yüzey, önceki bölümlerde tasarımı yapılan eksen – simetrik parabolik reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinin parça kesitidir. Çap, derinlik ve odak uzaklığı gibi boyutları önceki bölümlerde verilen bu yansıtıcı yüzey, $y = -200$ mm ve $y = +200$ mm doğruları boyunca kesilmiş ve arada kalan yüzey alınmıştır. Böylece y ekseninde 400 mm dik uzunluğa sahip olan Şekil 2.36’daki parabolik yansıtıcı yüzeyin parça kesiti elde edilmiştir.



Şekil 2.35 : Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki anten geometrisi.

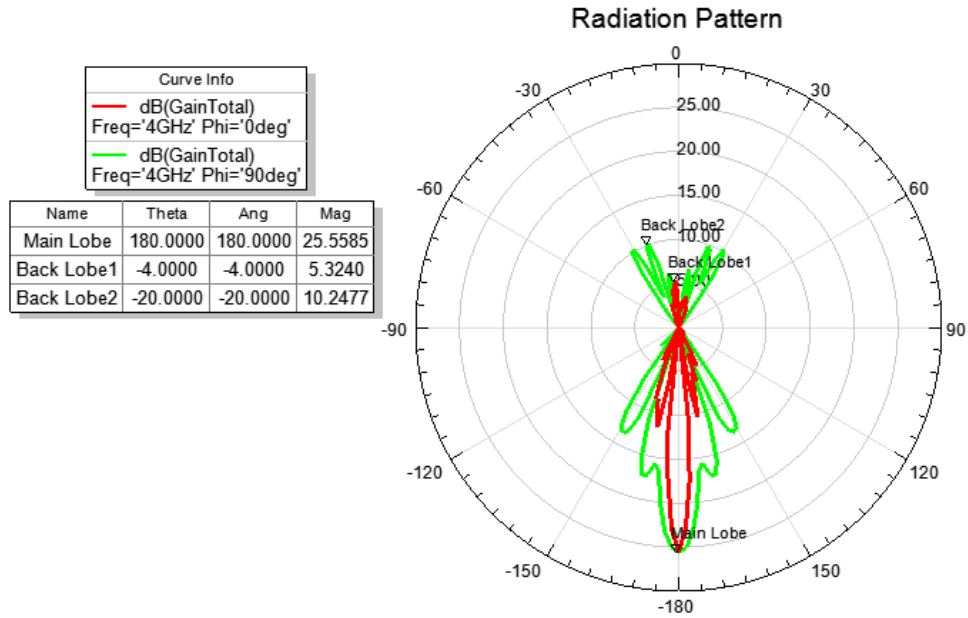


Şekil 2.36 : Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenin boyutları.

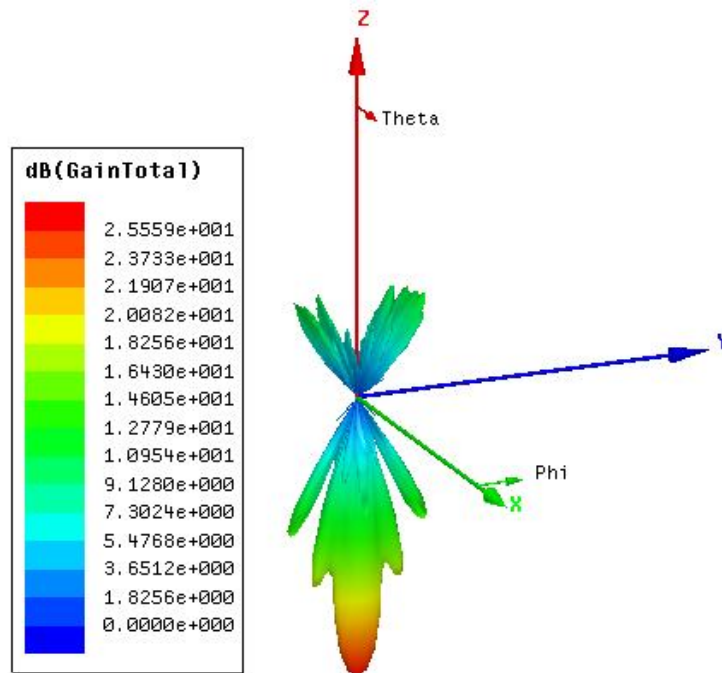
$$t = 400 \text{ mm}$$

2.3.10.2 Parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki anten analizi ve sonuçlar

Parabolik yansıtıcının parça kesiti alınarak tasarlanan antenin 4 GHz çalışma frekansında analizi yapılmıştır. Antenin bu frekansta oluşturduğu ışıma paterni Şekil 2.37 ve Şekil 2.38’de gösterilmektedir.

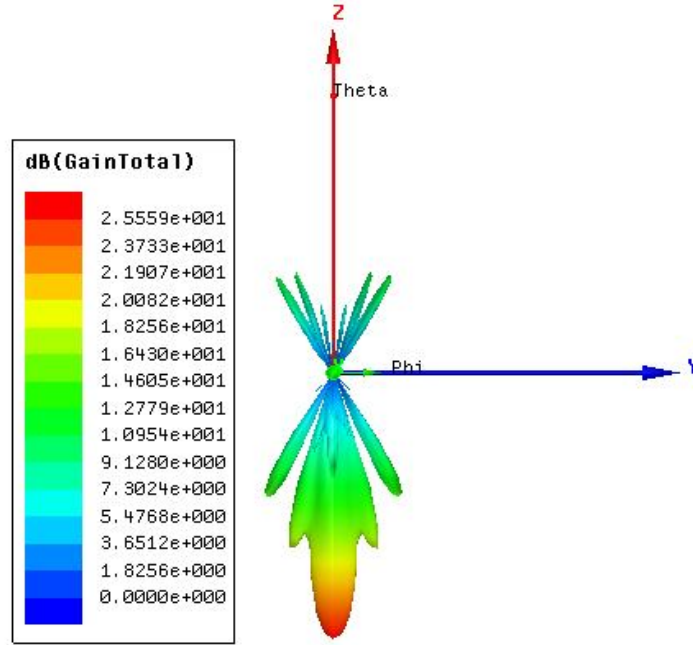


Şekil 2.37 : $f = 4$ GHz çalışma frekansında $\varphi = 0^\circ$ ve $\varphi = 90^\circ$ için fan pervanesi tipi antenin θ açısına bağlı ışıma paterni.

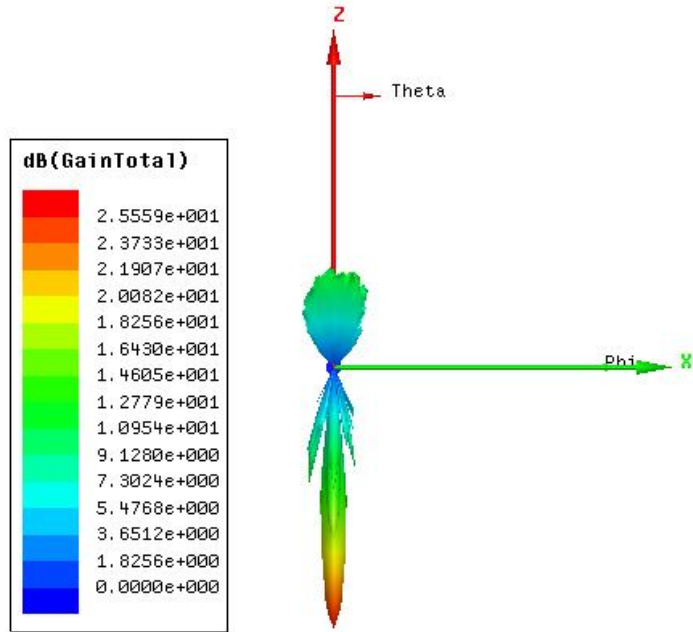


Şekil 2.38 : $f = 4$ GHz çalışma frekansında fan pervanesi tipi antenin ışıma paterni.

Şekil 2.38’de gösterilen ışıma paterninin $\phi = 90^0$ ve $\phi = 0^0$ düzlemlerindeki görüntüsü sırasıyla Şekil 2.38(a) ve Şekil 2.38(b)’de gösterilmektedir.



Şekil 2.38(a) : $f = 4$ GHz çalışma frekansında fan pervanesi tipi antenin ışıma paterninin $\phi = 90^0$ düzlemindeki görüntüsü.



Şekil 2.38(b) : $f = 4$ GHz çalışma frekansında fan pervanesi tipi antenin ışıma paterninin $\phi = 0^0$ düzlemindeki görüntüsü.

Şekil 2.38(a) ve Şekil 2.38(b)’de görüldüğü gibi anten bir ekseninde dar huzmeli ışıma yaparken diğer ekseninde geniş huzmeli bir ışıma yapmaktadır.

Şekil 2.35’de gösterilen anten yapısından anlaşıldığı gibi besleme anteninden gelen dalgalar için $\varphi = 0^0$ düzleminde tam bir parabolik yansıtıcı yüzeyi varken, $\varphi = 90^0$ için parabolik yansıtıcının parça kesiti bulunmaktadır. Daha açık bir ifadeyle, $\varphi = 0^0$ düzleminde 1500 mm boyutunda bir yansıtıcı bulunurken, $\varphi = 90^0$ düzleminde 400 mm boyutunda bir yansıtıcı bulunmaktadır. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi antenlerde yüzey alanı daraldıkça ışıma huzmesi genişlemektedir. Bu sebeple $\varphi = 90^0$ için antenin θ açısına bağlı ışıma huzmesinin genişliği, $\varphi = 0^0$ için antenin θ açısına bağlı ışıma huzmesinin genişliğinden daha büyüktür.

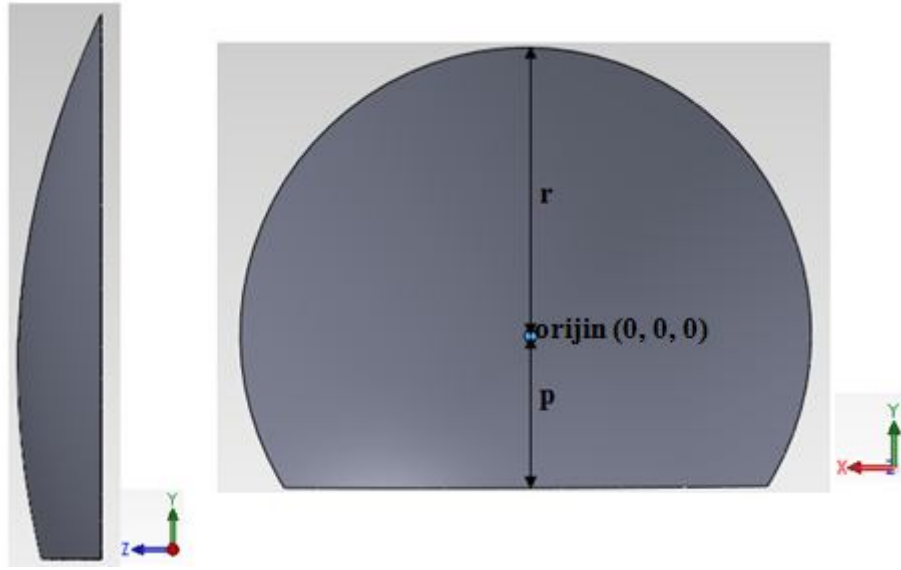
2.3.11 Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten tasarımı

Bölüm 2.3.8’de tasarımı yapılan eksen – simetrik parabolik reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinin bir kısmı kesilmiş ve kesilen taraf besleme antenine doğru bükülmüştür. Daha sonra odak noktasında bulunan besleme anteninin konumu ve yansıtıcı yüzeye bakış açısı değiştirilerek alt dudaklı kosekant – kare ışıma karakteristikli anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kullanılan besleme anteni, eksen – simetrik parabolik reflektör antende kullanılan piramidal horn antendir.

2.3.11.1 Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten geometrisi

Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten tasarımı yapılırken, kesilen yüzeyin boyutu, yansıtıcı yüzeyin bükülme açısı ve besleme anteninin yeni konumu gibi önemli değişkenler, yapılan optimizasyon çalışmaları sayesinde uygun ışıma karakteristiğini sağlayacak şekilde bulunmuştur.

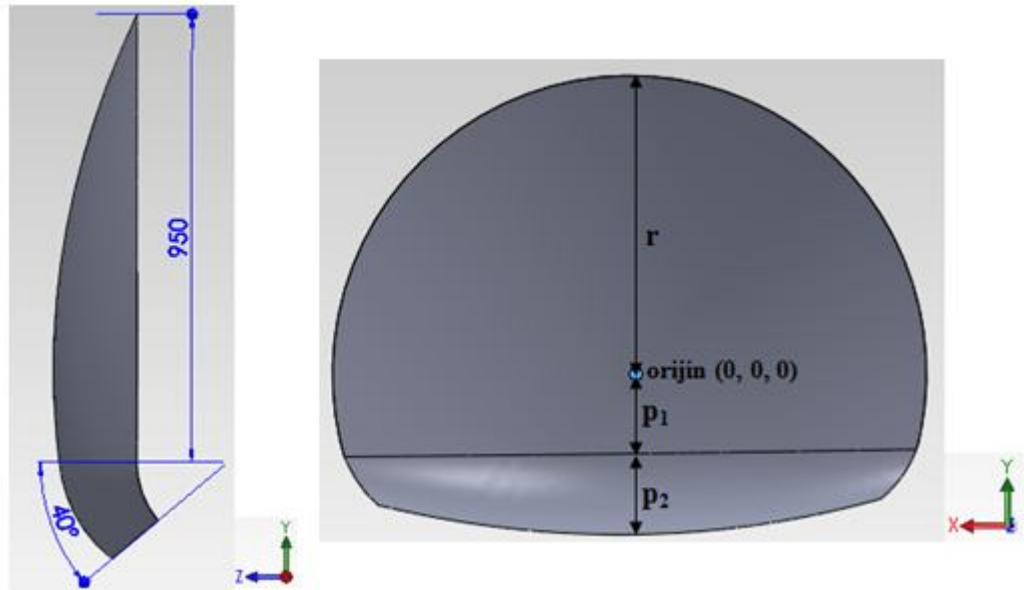
Şekil 2.39 ve Şekil 2.40’da gösterilen kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin yansıtıcı yüzeyi, önceki bölümlerde tasarımı yapılan eksen – simetrik parabolik reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinin bir kısmının kesilmesi ile oluşturulmuştur. Çap, derinlik ve odak uzaklığı gibi boyutları önceki bölümlerde verilen bu yansıtıcı yüzeyin $y < -400$ mm bölgesinde kalan kısmı kesilmiştir. Böylece Şekil 2.39’daki yansıtıcı yüzey elde edilmiştir. Daha sonra yansıtıcı yüzeyin $-400 \text{ mm} < y < -200 \text{ mm}$ bölgesinde kalan kısmı besleme antenine doğru 40 derece bükülerek Şekil 2.40’da gösterilen yansıtıcı yüzey elde edilmiştir. Son olarak besleme anteni y ekseninde 150 mm kaydırılarak konumu (0, 0, 0) noktasından (0, -150, 0) noktasına getirilmiş ve besleme anteninin $\theta = 0^0$ olan yansıtıcı yüzeye bakış açısı, $\varphi = 90^0$ düzleminde $\theta = 17^0$ olarak değiştirilmiştir. Böylece Şekil 2.41’de gösterilen kosekant – kare ışıma karakteristikli anten geometrisi elde edilmiştir.



Şekil 2.39 : Kesilmiş parabolik yansıtıcı yüzeyin yandan (solda) ve önden (sağda) görünüşü.

$$r = 750 \text{ mm}$$

$$p = 400 \text{ mm}$$

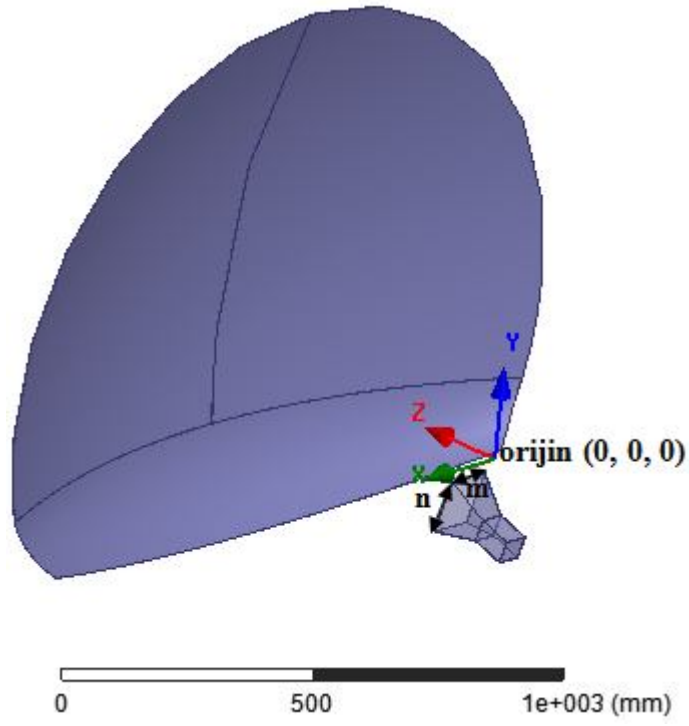


Şekil 2.40 : Kesilmiş ve bükülmüş parabolik yansıtıcı yüzeyin yandan (solda) ve önden (sağda) görünüşü.

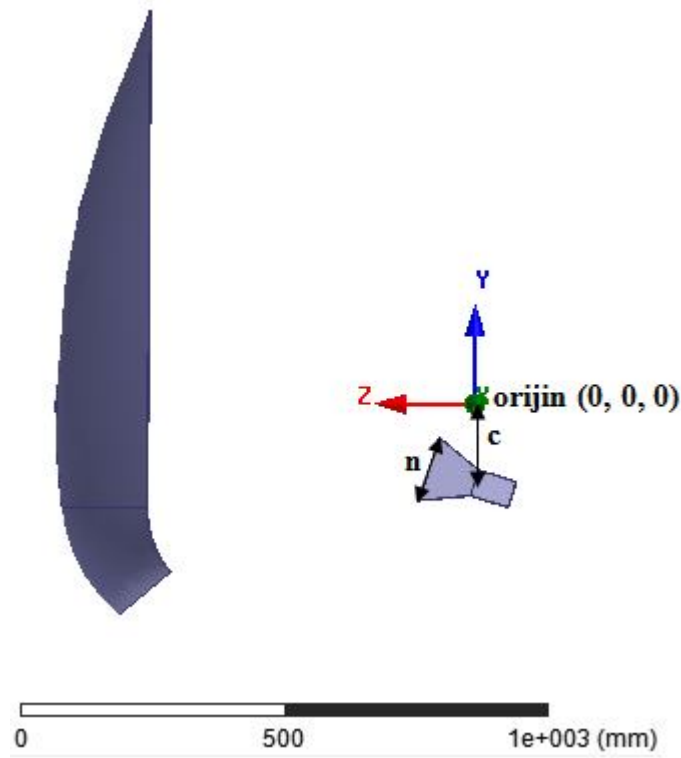
$$r = 750 \text{ mm}$$

$$p_1 = 200 \text{ mm}$$

$$p_2 = 200 \text{ mm}$$



Şekil 2.41 : Kosekant – kare ışma karakteristikli anten geometrisi.

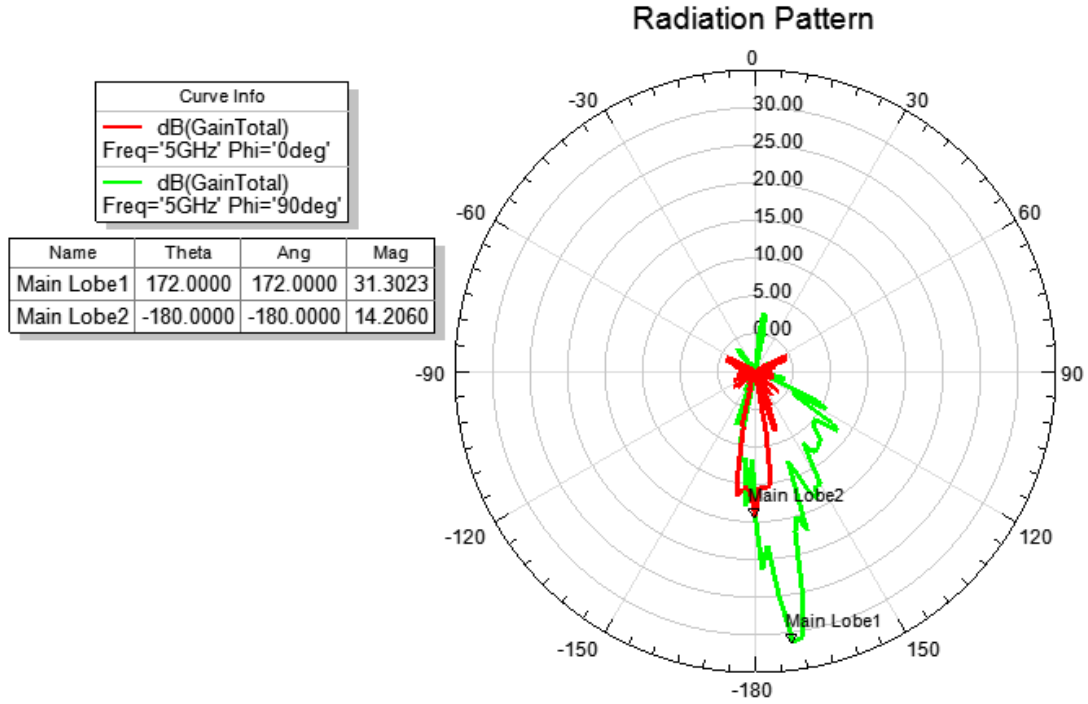


Şekil 2.42 : Kosekant – kare ışma karakteristikli anten geometrisinin yandan görünüşü.

$c = 150 \text{ mm}$

2.3.11.2 Kosekant – kare ışıma karakteristikli anten analizi ve sonuçlar

Kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin 5 GHz çalışma frekansında analizi yapılmıştır. Antenin bu frekansta oluşturduğu ışıma paterni Şekil 2.43’de gösterilmektedir.



Şekil 2.43 : $f = 5$ GHz çalışma frekansında $\phi = 0^\circ$ ve $\phi = 90^\circ$ için kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin θ açısına bağlı ışıma paterni.

Yapılan bu çalışmada Şekil 2.41’de gösterilen anten yapısından da anlaşıldığı gibi besleme anteninden gelen dalgalar için $\phi = 90^\circ$ düzleminde kesilmiş ve kesilen kısmı besleme antenine doğru bükülmüş bir parabolik yansıtıcı yüzey bulunmaktadır. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi antenlerde yüzey alanı daraldıkça ışıma huzmesi genişlemektedir. Buna göre, $\phi = 90^\circ$ düzleminde yansıtıcının yüzey alanı kesilerek daraltıldığı için bu düzlemde oluşan ışıma huzmesi, $\phi = 0^\circ$ düzleminde oluşan ışıma huzmesine göre daha geniş olmaktadır. Ancak Şekil 2.41’de gösterilen anten geometrisinde, $\phi = 90^\circ$ düzleminde yansıtıcı yüzey asimetric bir biçimde yani tek taraflı olarak kesildiği için bu düzlemdeki huzme genişlemesi Şekil 2.43’de görüldüğü gibi asimetric bir biçimde olmaktadır.

Odak noktasında bir besleme anteni bulunan ideal bir parabolik yansıtıcıdan ışınlar yaklaşık olarak paralel bir demet halinde yayılırlar. Kosekant – kare bir karakteristik elde etmek için ışınların bir bölümünün yukarıya doğru yönlendirilmesi gerekir.

Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi bunu gerçekleştirebilmek için yansıtıcının üst bölümü geriye doğru ya da alt bölümü içe doğru bükülmektedir. Şekil 2.41’de gösterilen anten geometrisinde bu amaçla yansıtıcının alt bölümü içe doğru bükülmüştür. Böylece alttaki kıvrılmış yansıtıcı bölüme piramidal horn antenden gelen ışınlar, bu bölümden yukarıya doğru yansıtılarak Şekil 2.43’de gösterilen kosekant – kare ışınma karakteristiğini oluşturmuştur.

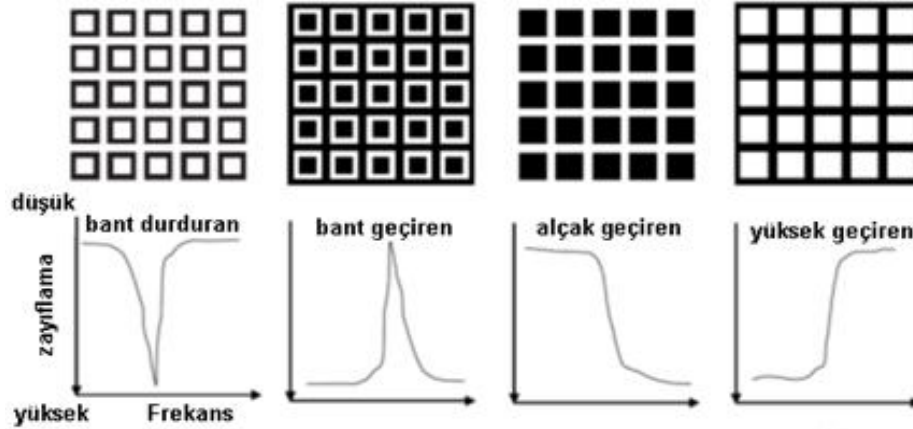
Horn antenin homojen olmayan bir ışınma paterni vardır. Horn antenin çeperinden yayınlanan ışınların kuvveti, merkez kısımlardan yayılanlara göre daha zayıftır. Bu nedenle parabolik yansıtıcının bükülen alt bölümünden yansıtılan ışınların güç yoğunluğu az olmakta ve sonuç olarak ışınma demetinin üst katmanlarının ulaştığı menziller sınırlı kalmaktadır. Bu tasarımda analiz sonucu olarak gösterilen Şekil 2.43’deki ışınma paterninden de görüldüğü gibi, parabolik yansıtıcının içe doğru bükülen bölümünden yansıyan ve bu ışınma paterninde 120^0 ile 150^0 arasında gösterilen ışınların genliği yaklaşık olarak ancak 10 dB kadar olmuştur. Bu özellik, uçan hedef taramasında anteni sadece yakın menzil hedefler ile sınırlamaktadır.

Son yıllarda yapılan çalışmalarla birden fazla çalışma bant aralığına sahip anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. Reflektör antenler için yapılan bu çalışmalarda, birinci bölümün literatür araştırması kısmında bahsedilen tasarımlarda görüldüğü gibi, sıklıkla frekans seçici yüzeylerden yararlanılmış ve bu yapılar antenlerde yansıtıcı yüzey olarak kullanılmıştır.

Bu çalışmada, iki farklı frekansta iki farklı ışınma paterni sağlayabilen reflektör anten tasarımı amaçlanmıştır. 2.3.10 ve 2.3.11 bölümlerinde tasarımı yapılan fan pervanesi tipi antenin sağladığı ışınma ile kosekant – kare ışınma karakteristikli antenin sağladığı ışınmayı farklı frekanslarda sağlayabilen tek bir reflektör anten tasarımı üzerinde çalışılmıştır. Bu tasarım için frekans seçici yüzeylerden etkin bir biçimde yararlanılmıştır. Çalışmanın daha iyi anlaşılabilmesi amacıyla, yapılan anten tasarımı için uygun karakteristikli frekans seçici yüzey tasarımını göstermeden önce, sonraki bölümde frekans seçici yüzeylerden ayrıntılı bir şekilde bahsedilecektir.

3. FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLER

Frekans seçici yüzeyler (FSY), iletim ve yansıma karakteristikleri gelen elektromanyetik dalganın frekansına bağlı olarak değişen yapılardır ve bu yapılar, mikrodalga aralığında elektromanyetik dalgalar için bir filtre gibi çalışırlar. Frekans seçici yüzeyler, iletken yamaların periyodik olarak sıralanmasıyla ya da iletken üzerine periyodik oyukların açılması ile tasarlanmaktadır. İletken yamaların periyodik olarak sıralanması durumunda genel olarak dielektrik tabakalar kullanılmaktadır. İletken yamalar, dielektrik tabakalar üzerine periyodik olarak sıralanarak FSY tasarımı gerçekleştirilmektedir. Yama (patch) şeklinde olan FSY kapasitif etki oluştururken, oyuk (aperture) şeklinde olan FSY endüktif etki meydana getirmektedir. Şekil 3.1’de gösterildiği gibi, frekans seçici yüzeyler tasarım biçimine göre alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtre karakteristikleri olmak üzere temel olarak dört farklı filtre karakteristiği göstermektedir. Şekildeki siyah renkli kısımlar, iletken alanları temsil etmektedir.



Şekil 3.1 : Frekans seçici yüzeyler ve temel filtre karakteristikleri [12].

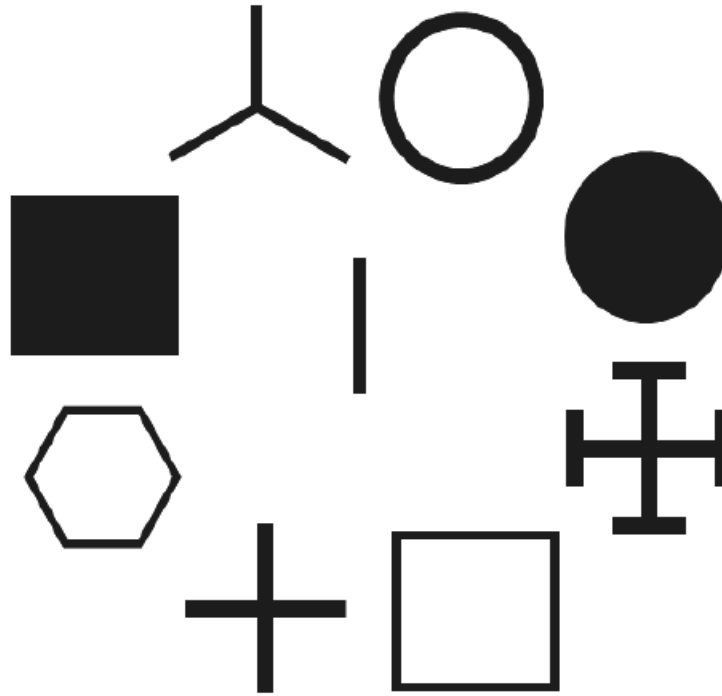
3.1 Frekans Seçici Yüzeylerin Frekans Özelliklerini Belirleyen Faktörler

Frekans seçici yüzeylerin frekans özelliklerini belirleyen başlıca faktörler, periyodik yapıyı oluşturan elemanların geometrisi ve boyutları, elemanlar arasındaki boşluk, elemanların iletkenliği, dielektrik tabakanın yapısı, gelen dalganın geliş açısı ve polarizasyonu olarak belirtilebilir [13].

3.1.1 FSY tasarımında kullanılan elemanların geometrileri ve boyutları

Frekans seçici yüzeylerin frekans özelliklerini belirleyen en önemli faktörlerden biri periyodik olarak yerleştirilen elemanların geometrik yapılarıdır. Genel olarak frekans seçici yüzey yapıları, yama tipi elemanlar ve açıklık tipi elemanlar olmak üzere iki ana gruba ayrılabilir. İletken yamaların periyodik dizisi ile oluşturulan basit bir yapı alçak geçiren filtre karakteristiği gösterirken, iletken bir tabaka üzerindeki periyodik açıklıklar ile oluşturulan bir yapı yüksek geçiren filtre karakteristiği göstermektedir.

Yüksek geçiren ve alçak geçiren filtre karakteristikli frekans seçici yüzeylerin tasarımından sonra yıllar içinde, periyodik elemanlar olarak farklı geometrik şekiller kullanılarak bant geçiren ve bant durduran filtre karakteristikli frekans seçici yüzeyler geliştirilmiştir. Şekil 3.2’de frekans seçici yüzey tasarımında periyodik elemanlar olarak sıklıkla tercih edilen elemanların geometrileri gösterilmektedir.



Şekil 3.2 : Frekans seçici yüzeylerde sıklıkla tercih edilen elemanların geometrileri [2].

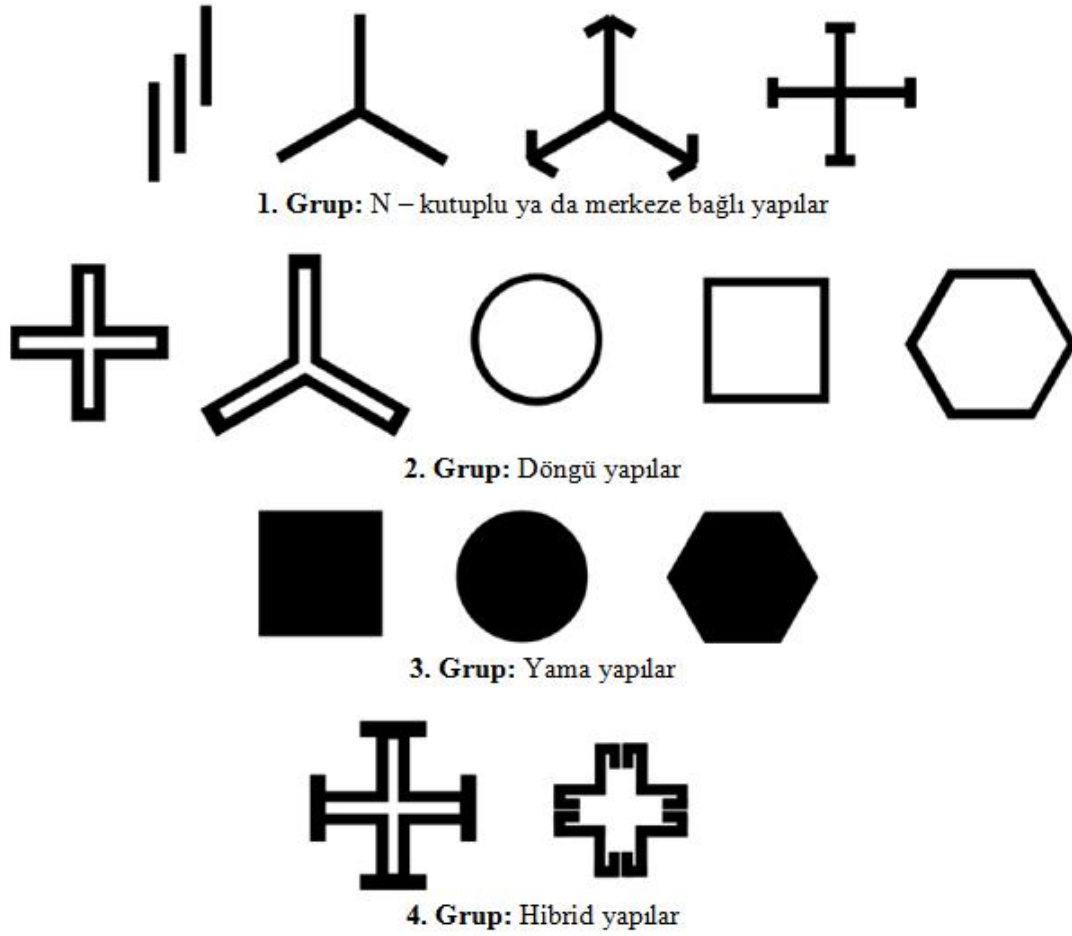
Şekil 3.2’de bir kısmının geometrik yapısı gösterilen frekans seçici yüzey elemanları genel olarak; halkalar (rings), dairesel şekiller (circular shapes), dikdörtgenler ve dipoller gibi metal tabakalar, çapraz kutuplar (cross – poles), üçlü kutuplar (tripoles), köşeli çapraz kutuplar (Jerusalem cross), üç ya da dört bacaklı dipoller (three – or four – legged dipoles), kare döngüler (square loops), ızgara kare döngüler (gridded square loops) şeklinde adlandırılmaktadır.

Frekans seçici yüzeylerde periyodik eleman olarak kullanılan her geometrik şeklin farklı karakteristik özellikleri bulunmaktadır. Bazı geometriler elektromanyetik dalganın geliş açısına ve polarizasyonuna çok daha duyarlı olurken, bazıları rezonans frekansında daha geniş bir bant genişliği sağlamakta, bazıları ise birden fazla rezonans frekansına sahip olarak çok bantlı bir davranış sergilemektedir.

FSY tasarımında kullanılan geometrilerin şekillerinin yanında boyutları da frekans seçici yüzeylerin frekans özelliklerini belirleyen önemli faktörlerden biridir. Periyodik eleman olarak kullanılan geometrilerin boyutlarındaki farklılığa göre frekans seçici yüzeyin rezonans frekansı, filtre bant genişliği, elektromanyetik dalganın geliş açısına duyarlılığı gibi önemli karakteristik özellikleri değişebilmektedir.

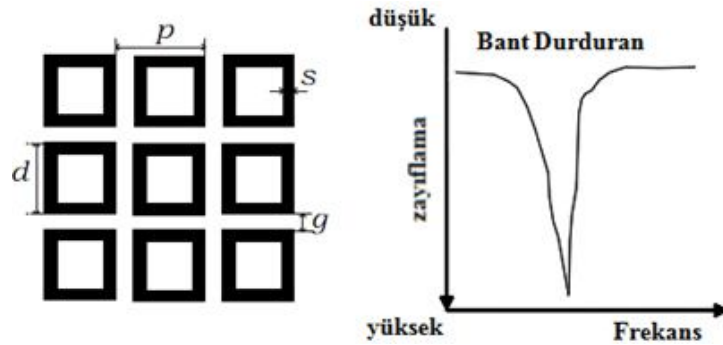
Frekans seçici yüzeyleri oluşturan elemanların geometrik şekilleri ile ilgili bir kısıtlama yoktur. Uygun karakteristik özellikleri sağlayan bir FSY tasarımı için her geometrik şekil kullanılabilir. Frekans seçici yüzey elemanları, bu konuda önemli çalışmaları olan B. A. Munk tarafından, eleman şekillerine göre kendi aralarında benzer özellikler gösteren dört temel gruba ayrılmıştır [2]. Şekil 3.3’de gösterilen bu dört temel grup şu şekilde ifade edilebilir:

- 1) N – kutuplu ya da merkeze bağlı yapılar; dipol, üçlü kutuplar (tripoles), köşeli çapraz kutuplar (the Jerusalem cross) gibi.
- 2) Döngü yapılar; üç ya da dört bacaklı elemanlar (three – or four – legged loaded elements), dairesel döngüler (circular loops), kare ve altıgen döngüler (square and hexagonal loops) gibi.
- 3) Yama yapılar.
- 4) Hibrid yapılar.



Şekil 3.3 : Şekillerine göre dört temel gruba ayrılmış frekans seçici yüzey elemanları[2].

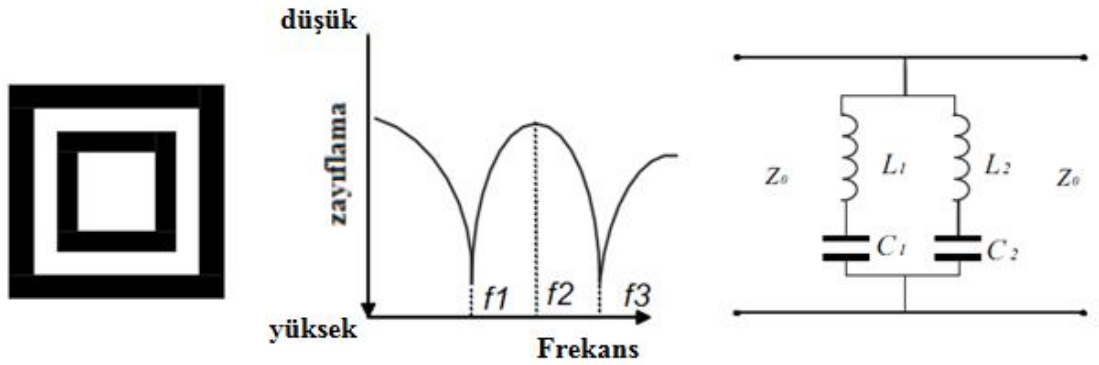
Şekil 3.4’de kare döngü geometrilerin periyodik dizilimi ile oluşturulan örnek bir frekans seçici yüzey yapısı ve bu yapının frekans davranışı gösterilmektedir. Kare döngü ile oluşturulan bir frekans seçici yüzey, elektromanyetik dalgalara karşı bant durduran filtre karakteristiğine sahip olmaktadır. Buna ek olarak, daha önceden de bahsedildiği gibi periyodik geometrinin boyutları değiştirilerek bu yüzeyden farklı frekans cevapları da elde edebilmek mümkündür.



Şekil 3.4 : Kare döngülerle oluşturulmuş bir FSY ve bu yüzeyin frekans davranışı.

Şekil 3.4’de gösterilen kare döngülerle oluşturulmuş frekans seçici yüzey yapısında p , bir periyot uzunluğunu; d , kare döngünün bir kenar uzunluğunu; s , iletken yol kalınlığını; g , periyodik kare döngüler arasındaki mesafeyi temsil etmektedir. Bant durdurucu filtre karakteristiğine sahip olan bu FSY yapısının rezonans frekansı; periyot uzunluğu (p), kare döngünün kenar uzunluğu (d), iletken yol kalınlığı (s) parametrelerine bağlı olarak değişmektedir. Ayrıca “ g ” ile gösterilen periyodik elemanlar arasındaki mesafeyle de frekans seçici yüzeyin, farklı geliş açılarna sahip elektromanyetik dalgalara karşı gösterdiği performans kontrol edilebilmektedir [12]. Açık bir ifadeyle, daha küçük boyutlardaki kare döngüler ile daha yüksek frekanslarda rezonans oluşturulabilirken, periyodik elemanlar arasındaki mesafenin küçültülmesiyle de farklı geliş açılarna sahip elektromanyetik dalgalara karşı daha kararlı, sabit bir rezonans frekansı elde edilebilmektedir.

Temel filtre karakteristikleri dışında, daha ayrıntılı ve karmaşık geometrilerle oluşturulan frekans seçici yüzeyler sayesinde daha iyi ve özel frekans karakteristikleri elde edilebilmektedir. Şekil 3.5’de frekans davranışı ve eşdeğer devre modeli gösterilen iç içe geçmiş kare döngü yapıları ile oluşturulan bir frekans seçici yüzey, elektromanyetik dalgalar için iki rezonanslı bant durdurucu filtre karakteristiğine sahip olmaktadır [12].



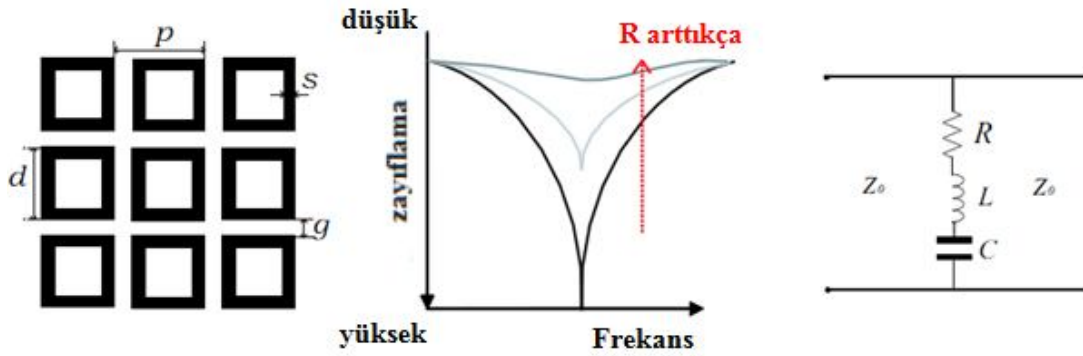
Şekil 3.5 : İç içe geçmiş kare döngüler ile oluşturulan FSY’nin frekans davranışı ve eşdeğer devre modeli [12].

Z_0 : Transmisyon hattının karakteristik empedansı

3.1.2 FSY tasarımında kullanılan elemanların iletkenliği

Frekans seçici yüzey tasarımında periyodik olarak yerleştirilen elemanların iletkenliği, FSY’nin frekans davranışını etkileyen oldukça önemli bir faktördür. Frekans seçici yüzeyler, içerdikleri periyodik elemanların geometrisine göre

oluşturulan eşdeğer devre modellerinde enerji depolayan indüktif ya da kapasitif devre elemanları olarak modellenmektedir. Tasarımında kayıplı iletken elemanların kullanıldığı frekans seçici yüzeylerin eşdeğer devre modellerinde, indüktif ve kapasitif devre elemanlarına ek olarak direnç elemanı da bulunmaktadır [12]. Şekil 3.6'da düşük iletkenlikli kare döngülerle oluşturulan frekans seçici yüzeyin frekans davranışı ve eşdeğer devre modeli gösterilmektedir. Kare döngülerin düşük iletkenliği, eşdeğer devre modelinde L ve C elemanlarına seri bağlı direnç elemanı ile temsil edilmektedir. Şekil 3.6'da görüldüğü gibi FSY'nin bant durduran filtre karakteristiğinin performansı, artan dirence karşılık değişmektedir. Rezonans frekansında FSY'e gelen elektromanyetik dalganın genliğinde meydana gelen zayıflama, elemanların artan direnci (azalan iletkenliği) sebebiyle azalmaktadır.

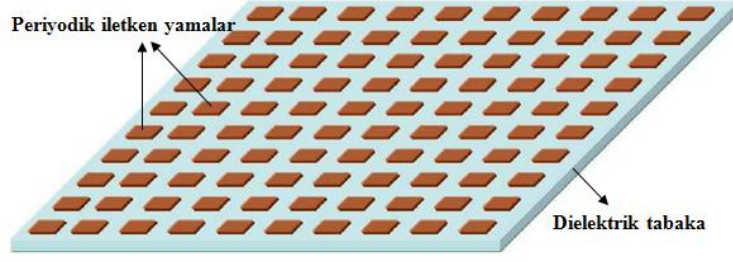


Şekil 3.6 : Kayıplı iletken kare döngülerden oluşan FSY'nin frekans davranışının iletkenliğe göre değişimi ve eşdeğer devre modeli [12].

Frekans seçici yüzey tasarımı ve üretimi için seçilen malzemenin iletkenliği oldukça önemli bir parametredir. Tasarım ve üretim için farklı iletkenliğe sahip çeşitli malzemeler kullanılırken alüminyum, iyi bir frekans seçici yüzey performansını düşük maliyetle sağladığı için oldukça sık tercih edilmektedir.

3.1.3 FSY tasarımında kullanılan dielektrik tabakalar

Frekans seçici yüzey elemanları uygulama alanlarında genel olarak bir dielektrik tabaka üzerine yerleştirilerek desteklenmektedir. Kullanılan dielektrik tabakanın kalınlığı ve dielektrik sabiti gibi önemli parametreleri frekans seçici yüzeyin frekans özelliklerini oldukça etkilemektedir. Şekil 3.7'de dielektrik tabaka üzerine yerleştirilen periyodik elemanlarla oluşturulmuş örnek bir frekans seçici yüzey yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.7 : Dielektrik tabaka üzerine yerleştirilen periyodik iletken yamalarla oluşturulmuş FSY yapısı [2].

Dielektrik tabakalar, frekans seçici yüzeyin rezonans frekansının değişmesine sebep olmaktadır. Tek katmanlı frekans seçici yüzeyler için dielektrik tabakalarla yapılan tasarımlar iki farklı şekilde olmaktadır:

- 1) Dielektrik tabakaların arasına yerleştirilen periyodik elemanlar biçiminde olan tasarımlar (Şekil 3.9 (a))
- 2) Dielektrik tabakanın tek yüzüne yerleştirilen periyodik elemanlar biçiminde olan tasarımlar (Şekil 3.9 (b))

Dielektrik tabakalar, frekans seçici yüzeyin eşdeğer devre modelinde kapasitif elemanın değişmesine neden olmaktadır. Sonuç olarak frekans seçici yüzeyin filtre karakteristiğinde; rezonans frekansı (f_r), $\sqrt{\epsilon_{eff}}$ faktörü ile azalmaktadır. Eğer dielektrik tabakanın kalınlığı 0.05λ 'dan büyükse, (1) numaralı tasarım için $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$, (2) numaralı tasarım için $\epsilon_{eff} = (\epsilon_r + 1)/2$ olmaktadır. Eğer dielektrik tabakanın kalınlığı 0.05λ 'dan küçükse, ϵ_{eff} dielektrik tabaka kalınlığının doğrusal olmayan bir fonksiyonu olarak değişmektedir. Böylece ϵ_{eff} ve buna bağlı olarak f_r , dielektrik tabakanın kalınlığına oldukça duyarlı olmaktadır [12].

f_r : Rezonans frekansı

ϵ_r : Dielektrik sabiti

ϵ_{eff} : Efektif dielektrik sabiti

Bu açıklamalar doğrultusunda;

f_{r2} : FSY'e dielektrik tabaka eklenmesi ile oluşturulan yeni yapının rezonans frekansı olmak üzere,

- Kalınlığı 0.05λ 'dan büyük olan dielektrik tabakalar ile yapılan (1) numaralı tasarım biçimi için,

$$f_{r2} = \frac{f_r}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.1)$$

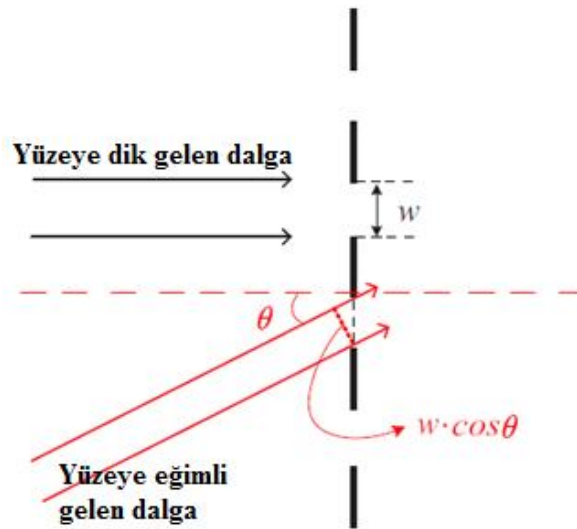
- Kalınlığı 0.05λ 'dan büyük olan dielektrik tabakalar ile yapılan (2) numaralı tasarım biçimi için,

$$f_{r2} = \frac{f_r}{\sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}} \quad (3.2)$$

eşitlikleri elde edilmektedir.

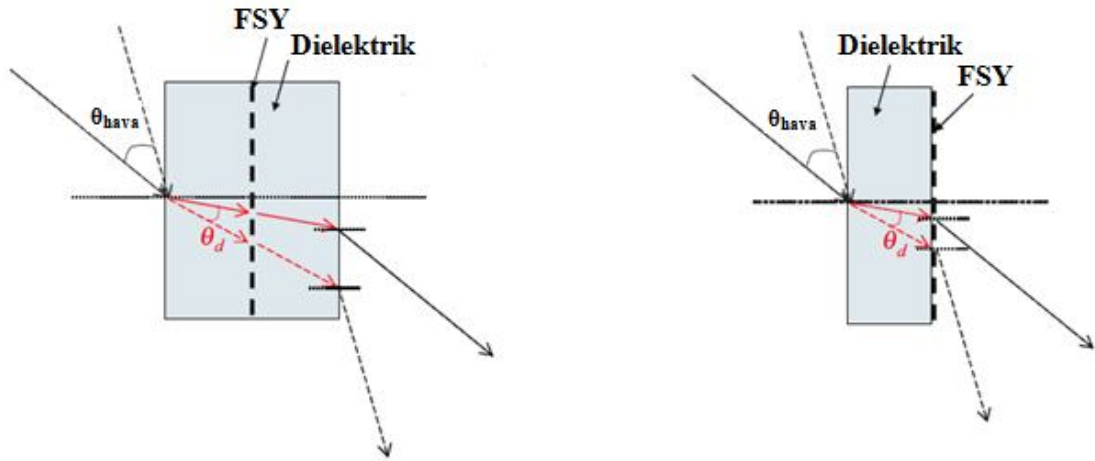
FSY tasarımlarında dielektrik tabakalar, rezonans frekansını daha düşük seviyelere doğru çekerken aynı zamanda, frekans seçici yüzeyin farklı geliş açılarına sahip elektromanyetik dalgalara karşı daha kararlı bir frekans davranışı göstermesini sağlamaktadır.

Elektromanyetik dalgaların frekans seçici yüzeye geliş açılarındaki farklılıklar Şekil 3.8'de geometrik olarak gösterildiği gibi elemanlar arasındaki mesafenin gelen dalgalara göre farklılık göstermesine sebep olmaktadır. Periyodik elemanlar arasındaki mesafe, frekans seçici yüzeylerin frekans davranışını belirleyen önemli bir faktördür. Bu sebeple frekans seçici yüzeylerin işlevsel özellikleri, farklı açılarla gelen elektromanyetik dalgalar için değişmekte ve bozulmaktadır.



Şekil 3.8 : Elektromanyetik dalganın geliş açısına göre periyodik elemanlar arasındaki mesafenin değişimi [12].

Şekil 3.9'daki dielektrik tabaka ile desteklenen frekans seçici yüzey geometrilerinde görüldüğü gibi, dielektrik tabaka üzerine gelen elektromanyetik dalga Snell yasalarına bağlı bir şekilde kırılarak FSY ile karşılaşmaktadır. Böylece geniş açılarla gelen elektromanyetik dalgalar, daha dar bir açı ile FSY'ye ulaşmaktadır. Sonuç olarak, dielektrik tabakalar sayesinde FSY'in işlevsel özelliklerini düzgün bir şekilde gösterebildiği geliş açısı aralığı arttırılarak, FSY'in geliş açısına olan duyarlılığı azaltılmaktadır.



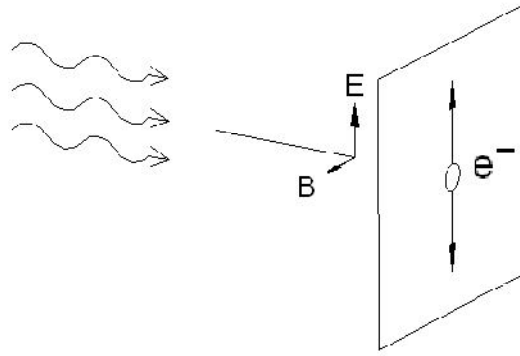
Şekil 3.9 : (a) Dielektrik tabakaların arasına yerleştirilen FSY [12]. (solda) – (b) Dielektrik tabakanın tek yüzüne yerleştirilen FSY [12]. (sağda)

3.1.4 Elektromanyetik dalganın FSY'e geliş açısı ve polarizasyonu

Bölüm 3.1.3'de bahsedildiği gibi elektromanyetik dalgaların frekans seçici yüzeye geliş açılarındaki farklılıklar, elemanlar arasındaki mesafenin gelen dalgalara göre farklılık göstermesine sebep olmaktadır. (Şekil 3.8)

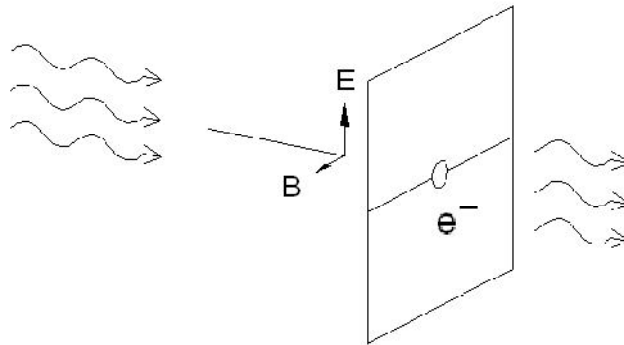
Frekans seçici yüzeylerin frekans özellikleri, periyodik olarak yerleştirilen elemanlar arasındaki mesafeye göre değişmektedir. Periyodik elemanlar arasındaki uzaklığın arttırılıp azaltılmasıyla filtre karakteristiği gösteren bir frekans seçici yüzeyin rezonans frekansı ve bant genişliği gibi karakteristik parametrelerinde önemli değişiklikler olmaktadır. Bu sebeple her bir frekans seçici yüzeyin kendi fiziksel özelliklerine göre farklılık gösteren düzgün çalışabildiği bir açı aralığı bulunmaktadır. Sonuç olarak, frekans seçici yüzeylerin düzgün çalışabildikleri bu açı aralığı dışından gelen elektromanyetik dalgalara karşı frekans davranışları bozulmaktadır.

Elektromanyetik dalganın geliş açısına ek olarak polarizasyonu da frekans seçici yüzeylerin frekans özelliklerini etkilemektedir. Şekil 3.10'da gösterilen örnek bir durumda, gelen düzlemsel dalganın elektrik alan vektörü ile dipol elemanın boyu aynı düzlemde bulunmaktadır. Bu durumda dipol elemanda bulunan bir elektron, gelen elektrik alan şiddetinin etkisiyle dipol elemanın boyu üzerinde yukarıdan aşağıya doğru bir salınım yapacaktır. Sonuç olarak, gelen elektromanyetik dalganın enerjisi bu salınım sırasında kinetik enerji olarak harcanacak ve yüzeyin öteki tarafına geçen enerji miktarı çok az olacaktır [4].



Şekil 3.10 : Elektrik alan vektörü ile dipol elemanın aynı düzlemde olduğu örnek bir durum [14].

Şekil 3.11'de gösterilen diğer bir durumda, gelen düzlemsel dalganın elektrik alan vektörü ile dipol elemanın boyu birbirine dik olan düzlemlerde bulunmaktadır. Bu durumda dipol elemanda bulunan elektronlar, gelen elektrik alan şiddetiyle dipol elemanın kalınlığı üzerinde yukarıdan aşağıya doğru bir salınım yapacaktır. Salınım mesafesi çok kısa olduğu için enerjinin çok küçük bir bölümü yüzey üzerinde kinetik enerji olarak harcanacak ve enerjinin çoğu düzlemin öteki tarafına geçecektir [4].



Şekil 3.11 : Elektrik alan vektörü ile dipol elemanın birbirine dik düzlemlerde olduğu örnek bir durum [14].

3.2 Frekans Seçici Yüzey Analizinde Uygulanan Yöntemler

Son yıllarda, periyodik yapılardaki elektromanyetik dalga saçılmalarının analizi için çeşitli teknikler geliştirilmiştir ve bu tekniklerin iyileştirilmesi konusundaki çalışmalar devam etmektedir. Momentler metodu (Method of Moments (MoM)), ortak empedans metodu (Mutual Impedance Method), sonlu elemanlar metodu (Finite Element Method (FEM)), zamanda sonlu farklar metodu (Finite Difference Time Domain (FDTD) Method) ve analitik eşdeğer devre metodu (Analytical Equivalent Circuit (EC) Method) gibi teknikler, periyodik yapılardaki saçılma analizleri için oldukça sık tercih edilmektedir [4]. Bu bölümde, matematiksel ifadeler kullanılmadan bu tekniklerden kısaca bahsedilecektir.

3.2.1 Momentler metodu (Method of Moments (MoM))

Momentler metodu, frekans seçici yüzeylerdeki saçılma analizlerinde en çok tercih edilen tekniktir [15]. Momentler metodu yaklaşımıyla ilgili literatürdeki ilk çalışma Chen tarafından yapılmıştır. Chen'in bu yaklaşımı, integral eşitliği metodu (integral equation method) olarak da adlandırılmaktadır [12].

Frekans seçici yüzeye gelen elektromanyetik dalga, periyodik iletken yapıların üzerinde bir akım indükler. İletken yapının üzerindeki elektrik alanın teğetsel bileşeni bu akımın bir fonksiyonudur ve yüzeydeki yapı periyodik olduğu için bu fonksiyon Floquet harmoniklerine açılabilir. Böylece periyodik iletken yapılar üzerinde indüklenen akımın bir integral ifadesi elde edilir. Momentler metodu, bu integral ifadesini çözülebilen bir dizi nümerik eşitliğe indirgemek için kullanılmaktadır. Bir periyodik yapıda binlerce eleman olduğu ve bunların birbirini etkilediği düşünülürse, ortaya çıkan eşitlikler ancak bilgisayar yardımıyla çözülebilmektedir [4].

Momentler metodu yaklaşımı, homojen dielektrik tabakalar ile desteklenen periyodik yapıların analizi için oldukça kullanışlıdır. Ancak karmaşık eleman geometrilerinde ve homojen olmayan yapılarda FDTD ya da FEM yaklaşımları daha etkili çözümler sunmaktadır.

3.2.2 Sonlu elemanlar metodu (Finite Element Method (FEM))

Sonlu elemanlar metodu, periyodik yapılarda meydana gelen elektromanyetik dalga saçılmalarının analizi için uygulanan yaklaşım yöntemlerinde biridir. Bu metodun

matematiksel uygulaması ilk olarak 1943 yılında Courant tarafından gerçekleştirilmiş olmasına rağmen elektromanyetik problemlere uygulanması ancak 1968 yılında olmuştur [4]. Sonlu farklar metodu (FDM) ve momentler metodu (MoM) uygulama ve programlama açısından daha basit olsa da, sonlu elemanlar metodu (FEM) karmaşık geometrilerin ve homojen olmayan yüzeylerin analizinde çok daha etkili çözümler sunmaktadır. Yapısı gereği sonlu elemanlar metodu, çok çeşitli problemleri çözebilecek genel amaçlı bir bilgisayar programı geliştirilmesi için uygun bir yaklaşım yöntemidir [16].

3.2.3 Zamanda sonlu farklar metodu (Finite Difference Time Domain (FDTD))

Zamanda sonlu farklar metodu, periyodik yapılardaki elektromanyetik dalga saçılmalarının analizini frekans domeninde yapan momentler metodu ve sonlu elemanlar metodundan farklı olarak bu analizleri zaman domeninde yapan bir yaklaşım türüdür. FDTD yaklaşımı, Maxwell'in zamana bağlı rotasyonel eşitliklerinin doğrudan bir çözümüdür. Homojen olmayan dielektrik tabakalarla üç boyutlu frekans seçici yüzey yapılarının modellenmesinde FDTD yaklaşımı oldukça uygun çözümler sunmaktadır [12].

3.2.4 Ortak empedans metodu (Mutual Impedance Method)

Ortak empedans metodu, frekans seçici yüzeylerde saçılan elektromanyetik dalgaların analizini yapabilmek için Ben A. Munk tarafından geliştirilmiştir. Bu yaklaşım tekniği, gelen elektromanyetik dalganın iletken periyodik yapılar üzerinde indüklediği gerilim ve periyodik elemanların birbirleri üzerinde indükledikleri gerilimden yola çıkarak ortak bir empedansın hesaplanması temeline dayanmaktadır.

3.2.5 Eşdeğer devre modeli (Equivalent Circuit (EC) Models)

Önceki bölümlerde anlatılan ve bilgisayarlı hesaplamalar gerektiren bütün yöntemlerin aksine eşdeğer devre modeli (EC), frekans seçici yüzeylerdeki saçılmaları daha basit bir şekilde analitik olarak hesaplamaya yarayan oldukça kullanışlı bir tekniktir [17,18]. Bu teknikte frekans seçici yüzey yapılarının iletim karakteristikleri, iletim hattında eşdeğer indüktif ve kapasitif elemanlar olarak modellenmektedir [4]. Eşdeğer devre modeli analitik bir teknik olduğu için bu tekniğin uygulama alanı, doğrusal polarizasyonlar ve basit periyodik eleman geometrileri ile sınırlıdır. Bu yöntem ile dielektrik tabaka özelliklerinin ve

elektromanyetik dalgaların farklı geliş açılarının hesaplanabilmesi sayesinde oldukça farklı durumlar için yapılan analizlerde doğru sonuçlar elde edilebilmektedir.

Basit eleman geometrileriyle yapılan frekans seçici yüzeylerin analizinde eşdeğer devre modeli oldukça başarılı sonuçlar vermektedir. Diğer yaklaşım yöntemleri daha kesin sonuçlar vermesine rağmen eşdeğer devre modeli, FSY geometrilerinin farklı boyutlarını çabuk modelleyebilme imkanı sağladığı ve basit eleman geometrilerinde yeterli doğrulukta sonuçlar verdiği için bu geometrilerde sıklıkla tercih edilmektedir.

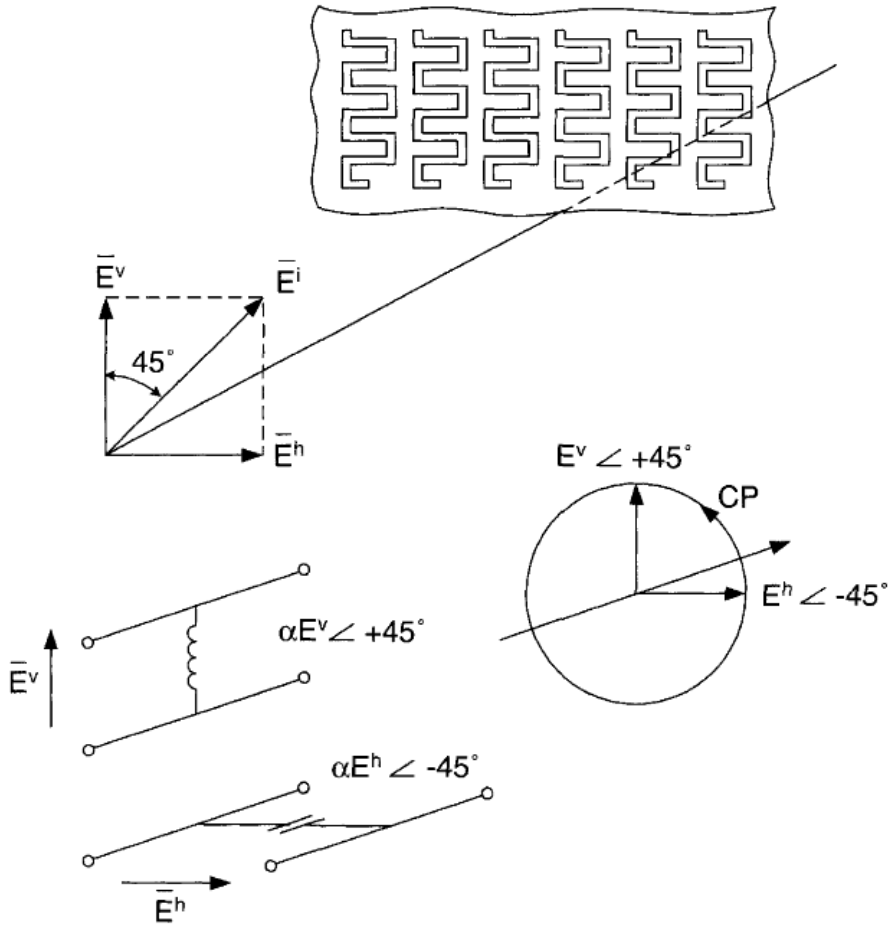
Eşdeğer devre modeli ile ilgili eşitlikler ve ayrıntılı bilgi [4,12]'den elde edilebilir.

3.3 Frekans Seçici Yüzeylerin Uygulama Alanları

Frekans seçici yüzeyler, elektromanyetik dalgalara karşı gösterdikleri filtre karakteristikleri sayesinde oldukça farklı alanlarda yaygın bir kullanıma sahiptir. Mikrodalga frekansında bant durduran ya da bant geçiren filtre tasarımları, emici yüzey (absorber) tasarımı, kutuplayıcılar, radom tasarımı, dalga kılavuzu uygulamaları, yapay manyetik iletkenler, yansıtıcı anten ve çok bantlı mikrodalga anten tasarımları gibi alanlarda frekans seçici yüzeylerden etkin bir şekilde yararlanılmaktadır [4].

Frekans seçici yüzeylerin en çok bilinen uygulama alanlarından biri mikrodalga fırınlardır. FSY'ler mikrodalga fırınların camlarında yüksek geçiren filtre olarak kullanılmaktadır. Bu sayede mikrodalga fırının içinde bulunan 2.4 GHz frekansındaki işaretin dışarıya çıkması engellenmektedir [4].

Frekans seçici yüzeyler mikrodalga fırınlardan başka farklı tasarımlarla çeşitli uygulama alanlarında kutuplayıcı olarak da kullanılmaktadır. Şekil 3.12'de gösterilen periyodik yapı bir kutuplayıcı olarak çalışmaktadır. Bu yüzeye şekildeki gibi 45^0 'lık açı ile gelen doğrusal polarizasyonlu elektromanyetik dalga için periyodik yüzeyin davranışı, dalganın düşey ve yatay bileşenleri için farklı olmaktadır. Buna göre periyodik yüzey, gelen elektromanyetik dalganın düşey bileşeni için toprağa kısa devre olan endüktif bir eleman gibi davranırken, yatay bileşeni için toprağa kısa devre olan kapasitif bir eleman gibi davranmaktadır. Böylece bu periyodik yüzeyi geçen elektromanyetik dalganın yatay ve düşey bileşenleri arasında 90^0 faz farkı meydana gelerek doğrusal polarizasyonlu elektromanyetik dalga, dairesel polarizasyonlu elektromanyetik dalgaya dönüşmektedir [13].



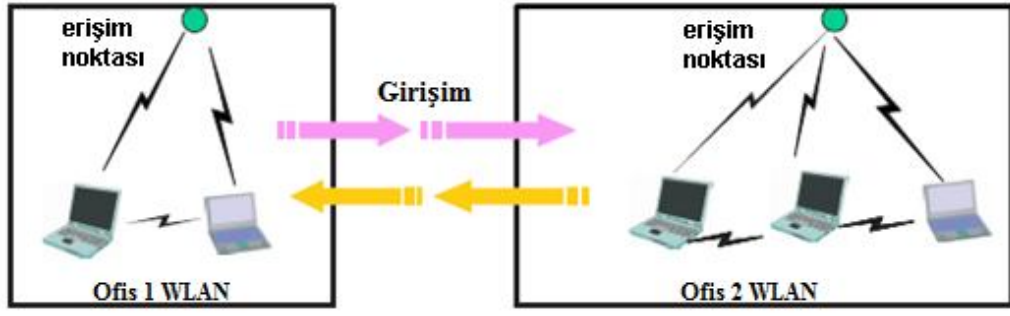
Şekil 3.12 : Kutuplayıcı olarak çalışan frekans seçici yüzey yapısı [13].

$\vec{E}^i$ = Gelen elektrik alan vektörü

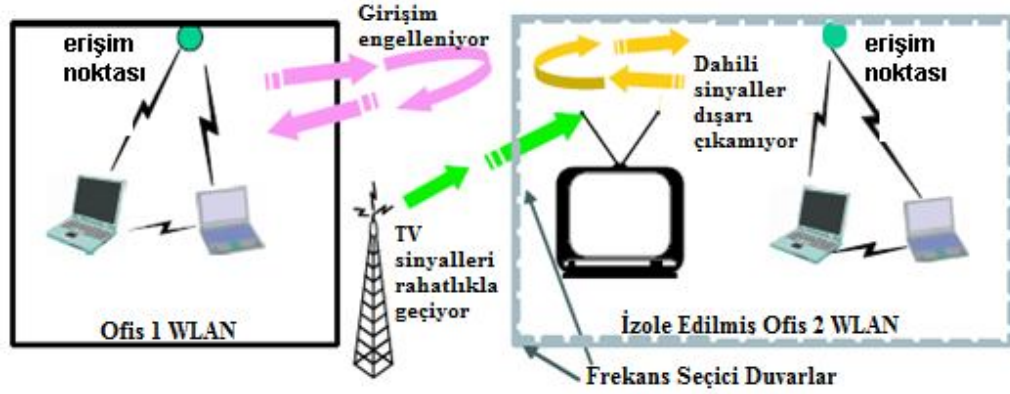
$\vec{E}^v$ = Gelen elektrik alan vektörünün düşey bileşeni

$\vec{E}^h$ = Gelen elektrik alan vektörünün yatay bileşeni

Son yıllarda, kablosuz iletişim sistemlerinin yaygın olarak kullanılması sebebiyle kablosuz haberleşme sistemleri arasındaki girişim önemli bir sorun haline gelmiştir. Bu istenmeyen girişimler sistemlerin performansını olumsuz yönde etkilerken, güvenlik problemlerine de sebep olmaktadır. Bu problemlerin çözümü için gelişmiş sinyal işleme teknikleri ve farklı anten tasarımları gibi konularda çalışmalar yapılmaktadır. Ayrıca Şekil 3.13 ve Şekil 3.14’de gösterildiği gibi bina içi duvarların, girişim oluşturan sinyalleri engelleyen, istenilen sinyalleri ise geçiren bir frekans seçici filtre haline getirilmesi, girişim sorununun çözümü ile ilgili önemli bir yaklaşım tarzıdır. Bu çalışmalarda frekans seçici yüzeyler bant geçiren ya da bant durduran filtre karakteristikleri göstererek, istenmeyen girişimlerin engellenmesini, istenilen sinyallerin ise iletilmesini sağlamaktadır [4].



Şekil 3.13 : Komşu WLAN sistemleri arasındaki karşılıklı girişim [12].



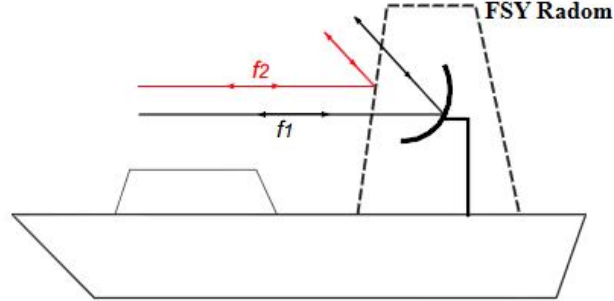
Şekil 3.14 : Frekans seçici duvarların girişime etkisi [12].

WLAN: Kablosuz yerel ağ (Wireless Local Area Network)

Cisimlerin radar kesit alanının düşürülmesi ya da anten ölçüm odalarında sağlıklı ölçümlerin yapılabilmesi gibi birçok çalışmada emici yüzey (absorber) yapılarına ihtiyaç vardır. Katmanlı frekans seçici yüzey yapıları sayesinde emici yüzey (absorber) tasarımları gerçekleştirilmektedir. Farklı malzemeler kullanılarak oluşturulan birden çok katmanlı FSY'ler, istenilen frekans bandında S_{21} iletim katsayısı için bant söndüren filtre karakteristiği gösterirken, aynı frekans bandında gelen dalgaların geri yansımalarını da engellemektedir. Katmanlı FSY'lerin gelen elektromanyetik dalgaları çeşitli enerji biçimlerine dönüştürerek dalgaların iletimini ve yansımalarını engellemesi sayesinde, cisimlerin radar kesit alanı düşürüldüğü gibi aynı zamanda girişimler de azaltılmaktadır.

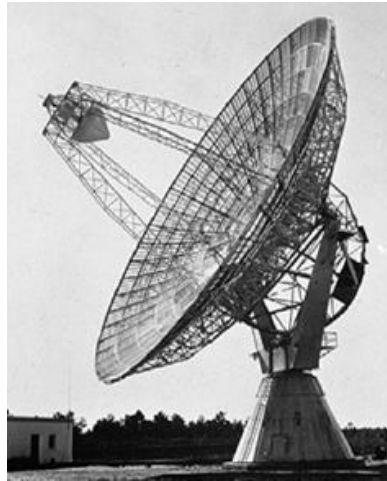
Frekans seçici yüzeyler mikrodalga bölgesinde, radom tasarımı için kullanılmaktadır. Radomlar, anten ve radar sistemlerini dış ortamdan ayırarak bu sistemleri yağmur, rüzgar gibi olumsuz etkilerden korumaktadır. Aynı zamanda Şekil 3.15'de görüldüğü gibi radomlar frekans seçici yüzey yapıları sayesinde, içinde bulunan antenin çalışma frekansındaki (f_1) elektromanyetik dalgaların iletimini sağlarken, diğer

frekanslardaki (f_2) dalgaların yüzeyden geçişini engellemektedir. Bu sayede anten ve radar sistemleri sorunsuz bir şekilde çalışmakta ve aynı zamanda girişimin olumsuz etkileri de en aza indirilmektedir.



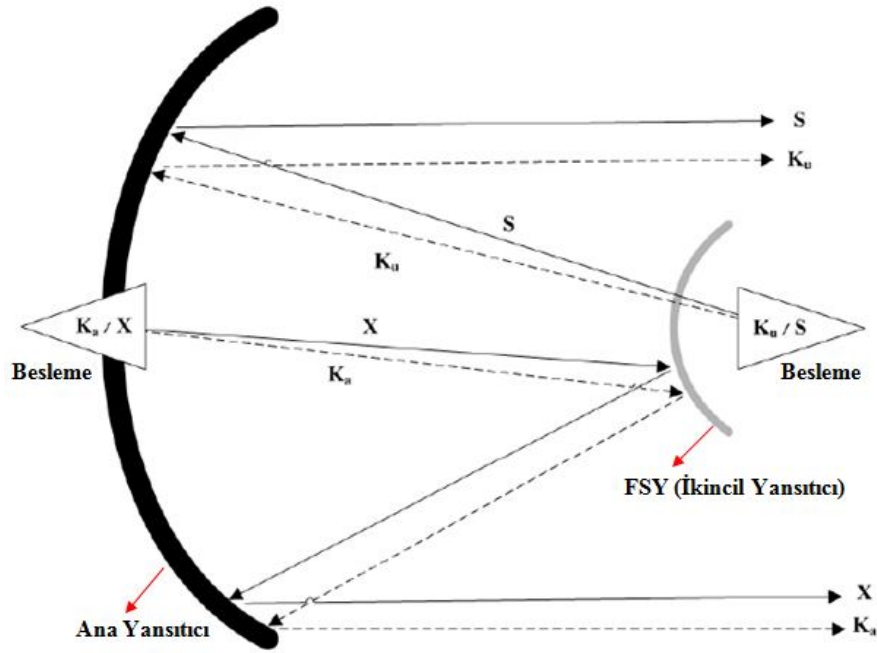
Şekil 3.15 : Örnek bir anten için radomun çalışma prensibi [12].

Frekans seçici yüzeyler mikrodalga bölgesinde, radom tasarımlarından başka yansıtıcı anten tasarımlarında da oldukça sık bir şekilde tercih edilmektedir. Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi parabolik reflektör antenler oldukça dar huzme genişlikli bir ışın demeti oluştururlar. Dar huzmeli ışıma yapan bu antenin bulunduğu konumdan birkaç derece dönmesi bile iletişimin tamamen kesilmesine sebep olmaktadır. Bu nedenle gemilerde ya da rüzgar alan yerlerde kullanılması gereken büyük boyutlardaki parabolik reflektör antenlerin yansıtıcı yüzeyi, rüzgara karşı dayanıklılığı arttırmak için ızgara biçiminde boşluklarla oluşturulmaktadır. Bu sayede antenin rüzgara karşı dayanıklılığı artarken aynı zamanda ağırlığı da azalmaktadır. Şekil 3.16’da gösterilen ızgara şeklindeki bir yansıtıcı yüzeyle tasarlanmış parabolik reflektör antenin yansıtıcı yüzeyi, yüksek geçiren filtre karakteristiğine sahip basit bir frekans seçici yüzey modelidir.



Şekil 3.16 : Yansıtıcı yüzeyi ızgara biçiminde olan bir parabolik reflektör anten [2].

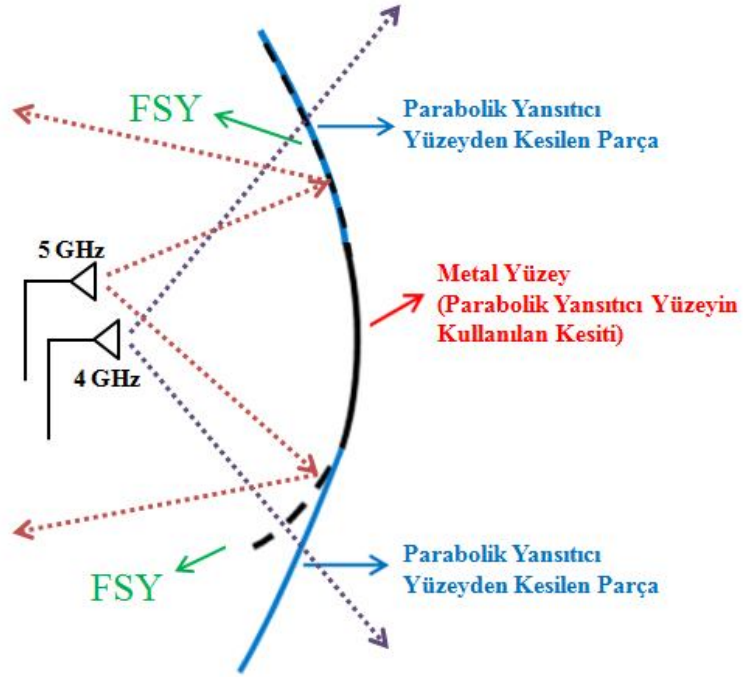
Frekans seçici yüzeylerin yansıtıcı anten tasarımlarındaki kullanımına diğer bir örnek, birden fazla çalışma bandı olan reflektör antenlerin tasarımıdır [5,19,20,21]. Frekans seçici yüzeyler bu reflektör antenlerde yaygın bir şekilde ikincil yansıtıcı olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.17’de gösterilen anten geometrisinde ikincil yansıtıcı olarak kullanılan frekans seçici yüzey S_{21} iletim katsayısı için, X ve Ka bandında bant durduran filtre karakteristiği göstererek gelen elektromanyetik dalgaları yansıtırken, S ve Ku bandında bant geçiren filtre karakteristiği göstererek gelen elektromanyetik dalgaları iletmektedir. İkincil yansıtıcı olarak kullanılan frekans seçici yüzeyin gösterdiği bu frekans davranışı sayesinde X ve Ka bandında Cassegrain anten yapısı elde edilirken, S ve Ku bandında eksen – simetrik parabolik reflektör anten yapısı elde edilmektedir [2]. Bu sayede farklı anten yapılarının sağladığı ışıma paternleri, bir tek anten ile farklı çalışma frekanslarında oluşturulmaktadır [22].



Şekil 3.17 : FSY yardımıyla tasarlanan birden fazla çalışma bandına sahip reflektör antenin geometrisi ve çalışma prensibi [2].

4. ÖNERİLEN REFLEKTÖR ANTEN MODELİ

Bu tez çalışmasında, frekans seçici yüzeyler kullanarak iki farklı frekansta istenilen ışıma paternlerine sahip reflektör anten tasarımı amaçlanmıştır. Çalışmada elde edilmesi amaçlanan ışıma paternleri, 2.3.10 ve 2.3.11 bölümlerinde tasarımı yapılan fan pervanesi tipi antenin sağladığı ışıma ile kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin sağladığı ışıma desenleridir. Bu iki farklı ışıma paternini farklı frekanslarda sağlayabilen reflektör anten için önerilen model Şekil 4.1’de gösterilmektedir.



Şekil 4.1 : Tasarımı amaçlanan iki farklı ışıma paternine sahip reflektör antenin geometrisi ve çalışma prensibi.

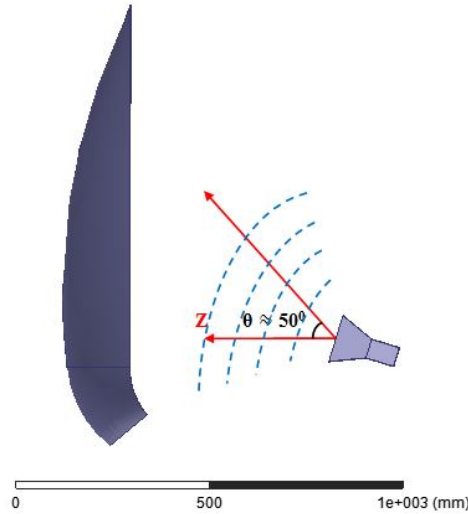
Bölüm 2.3.10’da tasarımı yapılan 4 GHz çalışma frekanslı fan pervanesi tipi antenin yansıtıcı yüzeyi FSY kullanarak, Bölüm 2.3.11’de tasarımı yapılan 5 GHz çalışma frekanslı kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin yansıtıcı yüzeyinin biçimine Şekil 4.1’de gösterildiği gibi tamamlanacaktır. Önceki bölümlerde tasarlanan bu iki antenin beslemeleri ve yansıtıcı yüzeyin boyutları aynen yeni tasarımda kullanılacaktır. Bu sayede yeni tasarlanacak olan antenden farklı frekanslarda elde edilecek olan iki farklı ışıma paterni, Bölüm 2.3.10 ve Bölüm 2.3.11’de tasarlanan iki

ayrı antenden elde edilen ışıma paternleri ile karşılaştırılabilecektir. Bu amaçlar doğrultusunda ilk olarak frekans seçici yüzey tasarımı gerçekleştirilecek, daha sonra bu FSY Şekil 4.1’de gösterildiği gibi yansıtıcı olarak yeni anten modelinde kullanılacaktır. Tasarlanacak olan frekans seçici yüzeyin 4 GHz frekansındaki elektromanyetik dalgalar için mümkün olduğu kadar iyi bir iletim karakteristiği gösterirken, 5 GHz frekansındaki elektromanyetik dalgalar için oldukça iyi bir yansıma karakteristiği göstermesi beklenmektedir. Böylece 4 GHz çalışma frekansıyla ışıma yapan besleme anteni için FSY’ler yansıtıcı özellik göstermezken fan pervanesi tipi bir anten yapısının elde edilmesi, 5 GHz çalışma frekansıyla ışıma yapan diğer besleme anteni için FSY’ler yansıtıcı bir özellik göstererek kosekant – kare ışıma karakteristikli bir anten yapısının elde edilmesi düşünülmektedir.

5. ÖNERİLEN REFLEKTÖR ANTEN MODELİ İÇİN FSY TASARIMI

Önerilen reflektör anten modeli için tasarlanacak olan frekans seçici yüzeyin belirleyici karakteristik özellikleri şu şekilde sıralanabilir:

- FSY'in, 5 GHz çalışma frekansında S_{21} iletim katsayısı için bant söndüren filtre karakteristiği göstererek, bu frekansta iletilen elektromanyetik dalgaların genliğini en az 10 dB kadar azaltması beklenmektedir.
- FSY'in, 5 GHz çalışma frekansında S_{11} yansımaya katsayısı için oldukça iyi bir yansımaya karakteristiği göstererek, bu frekansta gelen elektromanyetik dalgayı genliğinde azalma olmadan doğrudan yansıtması beklenmektedir.
- FSY'in, 4 GHz çalışma frekansında S_{21} iletim katsayısı için oldukça iyi bir iletim özelliği göstererek, bu frekansta gelen elektromanyetik dalgayı genliğinde azalma olmadan doğrudan iletmesi beklenmektedir.
- FSY'in, 4 GHz çalışma frekansında S_{11} yansımaya katsayısı için bant söndüren filtre karakteristiği göstererek, bu frekansta yansıyan elektromanyetik dalgaların genliğini en az 10 dB kadar azaltması beklenmektedir.



Şekil 5.1 : Besleme anteninden yayılan dalgaların yansıtıcıya maksimum geliş açısı.

- Şekil 5.1’de görüldüğü gibi, besleme anteninden yayılan elektromanyetik dalgalar maksimum eğimde yaklaşık 50^0 ’lik bir geliş açısıyla yansıtıcıya

ulaşarak FSY'in büyük bir bölümünü aydınlatabilmektedir. Bu sebeple tasarlanacak olan FSY'in frekans davranışının en az 50⁰'ye kadar elektromanyetik dalgaların geliş açısından mümkün olduğu kadar bağımsız olması beklenmektedir.

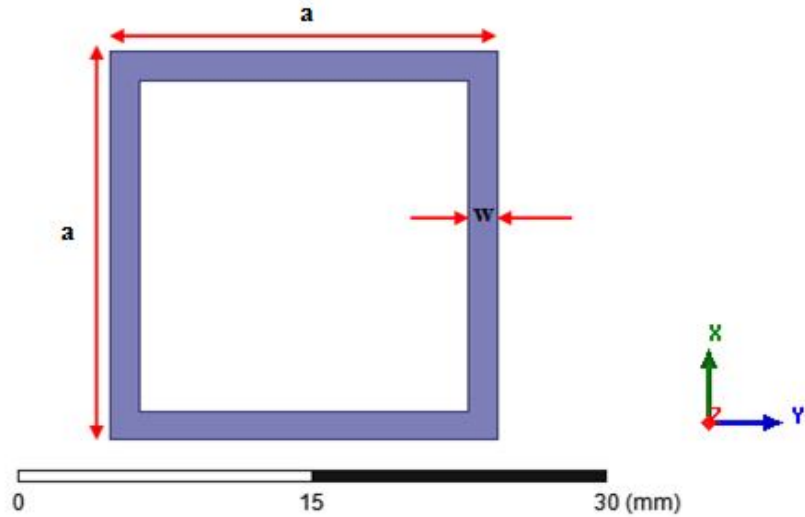
Frekans seçici yüzey yapısı için amaçlanan bu karakteristik özellikler doğrultusunda farklı geometrik şekillerle yapılan frekans seçici yüzey tasarımları ve analizleri sonraki bölümlerde gösterilecektir.

5.1 Periyodik Kare Döngüler Kullanarak Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

Bu bölümde, önerilen reflektör anten modeli için kullanılacak olan frekans seçici yüzeyin kare döngü eleman yapısı ile tasarımı ve analizi gösterilerek analiz sonuçları değerlendirilecektir.

5.1.1 Kare döngü şeklindeki yapının geometrisi

şekil 5.2'de geometrisi gösterilen kare döngü şeklindeki yapının amaçlanan karakteristik özellikleri sağlayabilmesi için yapılan optimizasyon çalışmaları sonucunda, isterlere en yakın frekans davranışının elde edildiği geometrik boyutlar şu şekilde olmaktadır:



şekil 5.2 : Kare döngü şeklindeki yapının geometrisi ve boyutları.

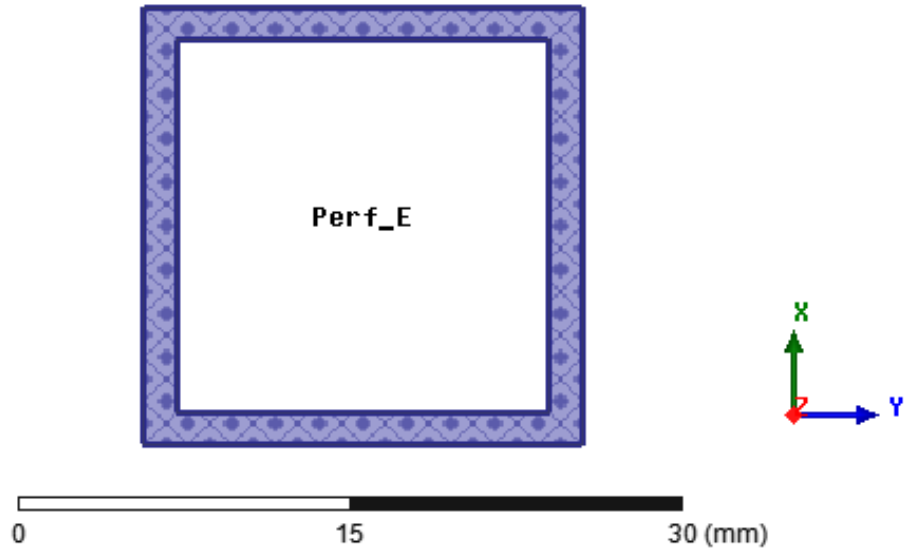
a: Kenar uzunluğu = 20 mm

w: İletken yol kalınlığı = 1,5 mm

d: Periyodik elemanlar arasındaki mesafe = 19 mm

Şekil 5.2’de gösterilen kare döngü yapı, mükemmel iletken (PEC: Perfect Electric Conductor) olarak tanımlanmış ve kalınlıksız bir şekilde modellenmiştir. Buna göre, XY düzlemi üzerinde konumlandırılan geometrinin Z – eksenindeki boyutu sıfır olarak kabul edilmiştir.

Tasarlanan frekans seçici yüzeyin analiz sonuçlarını ideal koşullarda elde etmek için periyodik elemanlar mükemmel iletken olarak tanımlanmıştır. Bu sebeple analizlerde deri kalınlığının (penetrasyon derinliğinin) sonuca bir etkisi olmayacağı için periyodik eleman modelleri kalınlıksız, 2 – Boyutlu şekilde oluşturularak simülasyon süresinin kısaltılması amaçlanmıştır. HFSS programında kalınlığı olan 3 – Boyutlu modeller için malzeme tanımlaması yapılırken, kalınlıksız 2 – Boyutlu modeller için sınır koşulları tanımlanmaktadır. Buna göre Şekil 5.3’de görüldüğü gibi, tasarımı yapılan 2 – Boyutlu kare döngü şeklinin yüzeyi için sınır koşulları belirlenmiş ve bu sınır koşulları mükemmel iletken olarak ayarlanmıştır.

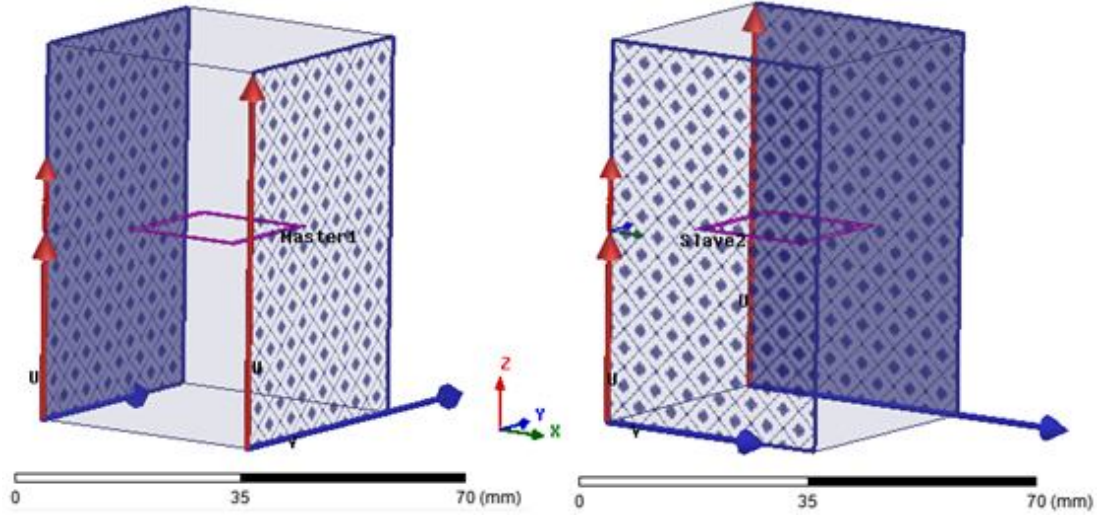


Şekil 5.3 : Kare döngü şeklindeki yapının yüzeyi için sınır koşulları.

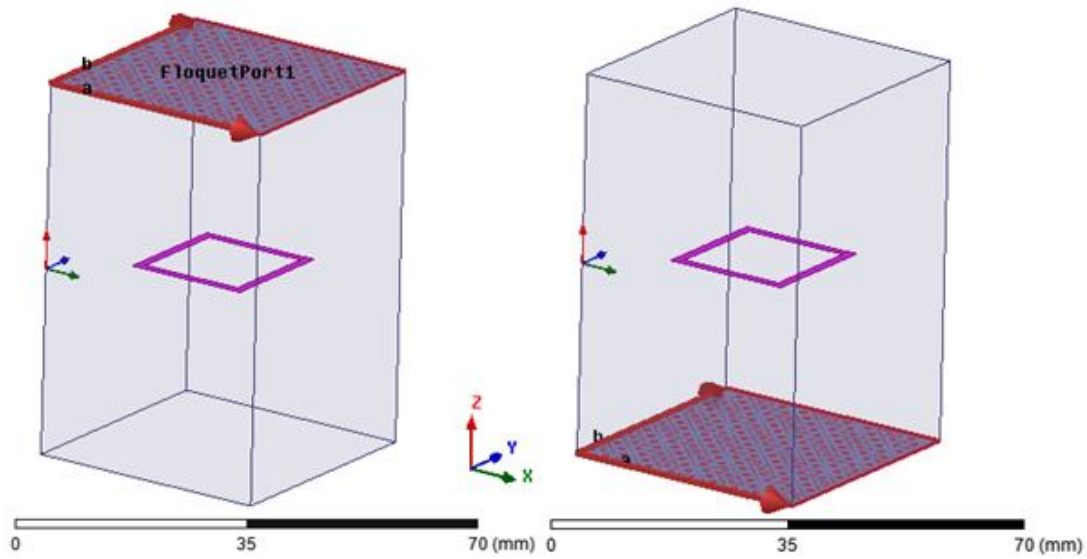
XY düzleminde kalınlıksız olarak modellenen kare döngü şeklindeki yapı, Şekil 5.4’de görüldüğü gibi HFSS programında tanımlanan sınır koşulları sayesinde, X ve Y eksenleri boyunca sonsuz periyodik bir diziymiş gibi analiz edilmektedir. Periyodik elemanlar arasındaki mesafe, eleman geometrisi ile sınır koşullarının verildiği düzlemler arasındaki uzaklığa göre tasarım sırasında belirlenmektedir.

Şekil 5.5’de, elektromanyetik dalgaların periyodik elemanlara gönderilmesi ve meydana gelen saçılmaların ölçülmesi için +Z ve -Z eksenlerine yerleştirilen Floquet Port’lar gösterilmektedir. Bu Port’lar kullanılarak doğrusal polarizasyona sahip, TE_{00}

ve TM_{00} baskın modları ile yayılan elektromanyetik dalgaların tasarlanan frekans seçici yüzeyden saçılmaları incelenmiştir. Analiz sonuçlarının değerlendirilmesinde frekans seçici yüzeyin S_{21} iletim katsayısı ve S_{11} yansıma katsayısı değerlerinin frekansa bağlı olarak değişim eğrilerinden yararlanılmıştır.



Şekil 5.4 : Kare döngü yapı ile sonsuz periyodik bir dizi oluşturabilmek için HFSS programında tanımlanan sınır koşulları.



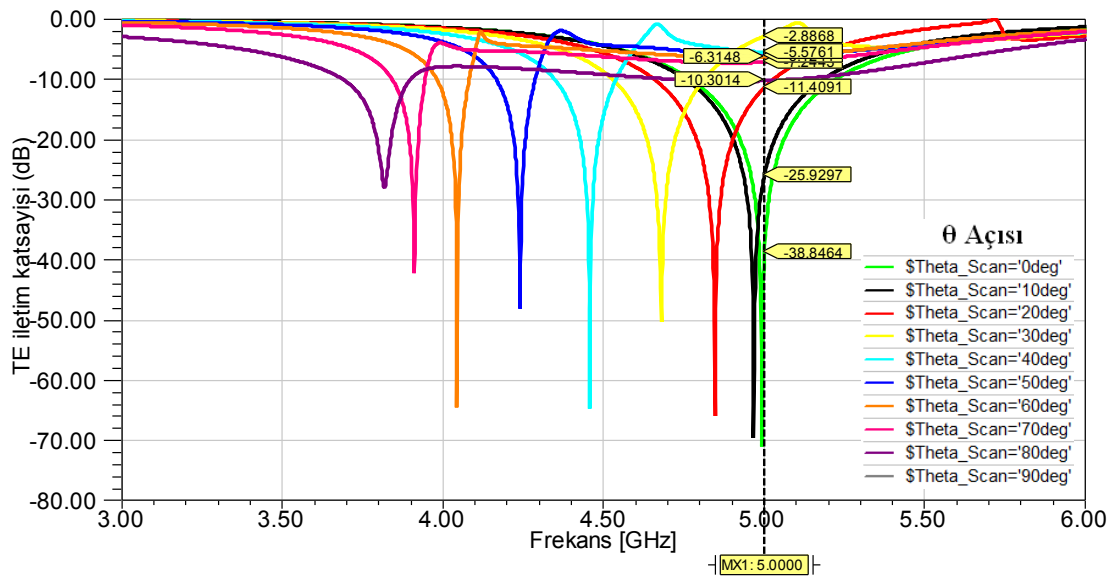
Şekil 5.5 : Periyodik elemanların aydınlatılması ve periyodik elemanlarda meydana gelen saçılmaların ölçülmesi için kullanılan Floquet Port'lar.

5.1.2 Periyodik kare döngüler kullanılarak tasarlanan FSY'in analizi ve sonuçlar

Bir  nceki bölümde belirlenen ölçülerle oluşturulmuş kare döngü şeklindeki geometrinin analizi yapılmıştır. Bu analiz sonucunda elde edilen, farklı θ açılarında TE modunda gelen dalgalar için FSY'in S_{21} iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri  ekil 5.6'da gösterilmektedir. Analizde ϕ a ı değeri sıfır olarak seçilmiştir.

θ açısı: FSY'e gelen dalganın, yüzey normali olan Z – ekseni ile yaptığı açı

ϕ açısı: FSY'e gelen dalganın x ekseni ile yaptığı açı



Şekil 5.6 : Farklı θ açıları için TE iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri.

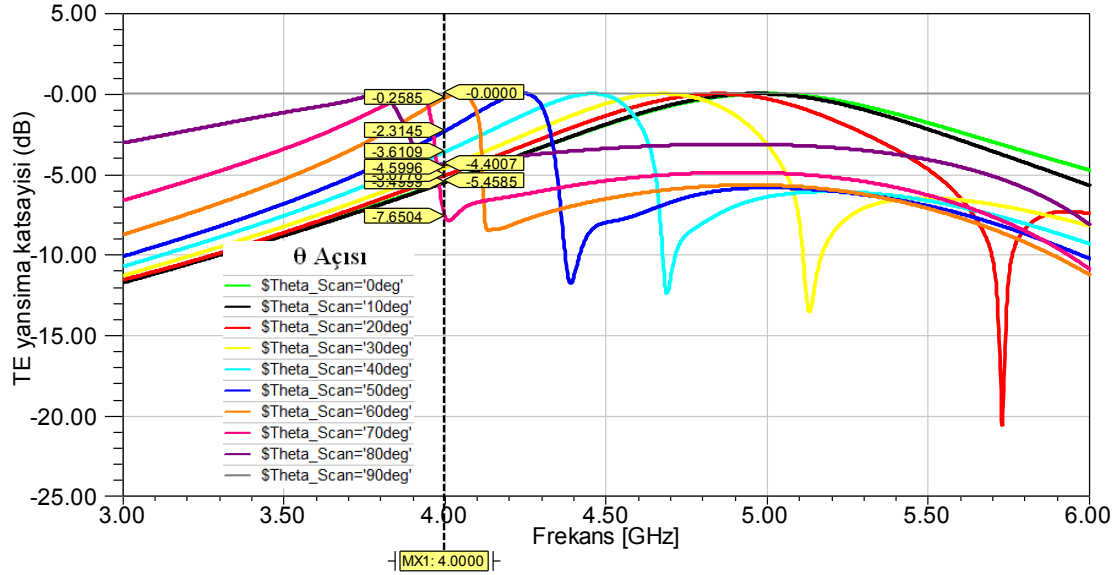
Çizelge 5.1 : Şekil 5.6'da gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.

θ Açısı	Rezonans	BG(-10, 0)
\$Theta_Scan='0deg'	4.9920	0.4543
\$Theta_Scan='10deg'	4.9670	0.4309
\$Theta_Scan='20deg'	4.8460	0.3723
\$Theta_Scan='30deg'	4.6790	0.2858
\$Theta_Scan='40deg'	4.4570	0.1905
\$Theta_Scan='50deg'	4.2390	0.1216
\$Theta_Scan='60deg'	4.0440	0.1026
\$Theta_Scan='70deg'	3.9110	0.1026
\$Theta_Scan='80deg'	3.8180	0.2140
\$Theta_Scan='90deg'	4.5000	nan

Rezonans: Rezonans frekansı [GHz]

BG(-10, 0): Bant Geni li i (-10 dB için) [GHz]

Aynı geometrinin analizi sonucunda elde edilen, farklı θ açılarında TE modunda gelen dalgalar için FSY'in S_{11} yansımaya katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri Şekil 5.7’de gösterilmektedir. Analizde ϕ açısı sıfır olarak seçilmiştir.



Şekil 5.7 : Farklı θ açıları için TE yansımaya katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri.

Şekil 5.7’de gösterilen, farklı θ açılarında TE yansımaya katsayısının frekansa bağlı değişim eğrilerinin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri Çizelge 5.2’de gösterilmektedir.

Çizelge 5.2 : Şekil 5.7’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.

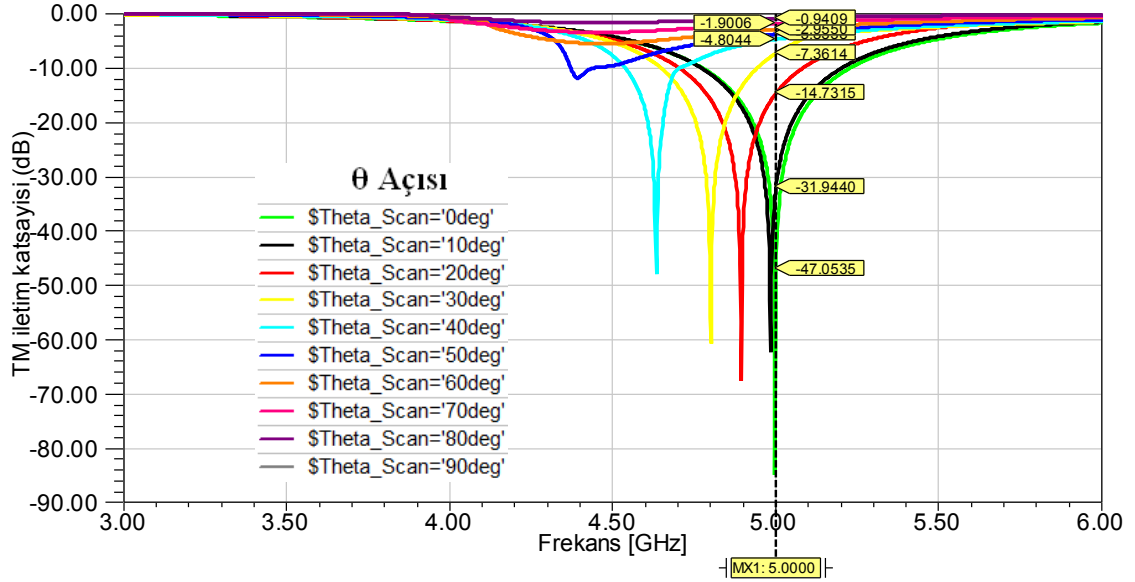
θ Açısı	Rezonans	BG(-10, 0)
\$\theta_{Scan}=0deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=10deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=20deg\$	5.7280	0.0645
\$\theta_{Scan}=30deg\$	5.1290	0.0586
\$\theta_{Scan}=40deg\$	4.6880	0.0396
\$\theta_{Scan}=50deg\$	4.3890	0.0454
\$\theta_{Scan}=60deg\$	6.0000	nan
\$\theta_{Scan}=70deg\$	6.0000	nan
\$\theta_{Scan}=80deg\$	6.0000	nan
\$\theta_{Scan}=90deg\$	3.8600	nan

Rezonans: Rezonans frekansı [GHz]

BG(-10, 0): Bant Genişliği (-10 dB için) [GHz]

Not: Çizelgede bant genişliği sütunundaki ‘nan’ ifadesi, eğrilerin çizildiği 3 GHz ile 6 GHz arasında -10 dB için bant genişliğinin hesaplanamadığını ifade etmektedir.

Şekil 5.8’de, farklı θ açılarında TM modunda gelen dalgalar için FSY’in S_{21} iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri gösterilmektedir. Analizde ϕ açısı sıfır olarak seçilmiştir.



Şekil 5.8 : Farklı θ açıları için TM iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri.

Şekil 5.8’de gösterilen, farklı θ açılarında TM iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrilerinin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri Çizelge 5.3’de gösterilmektedir.

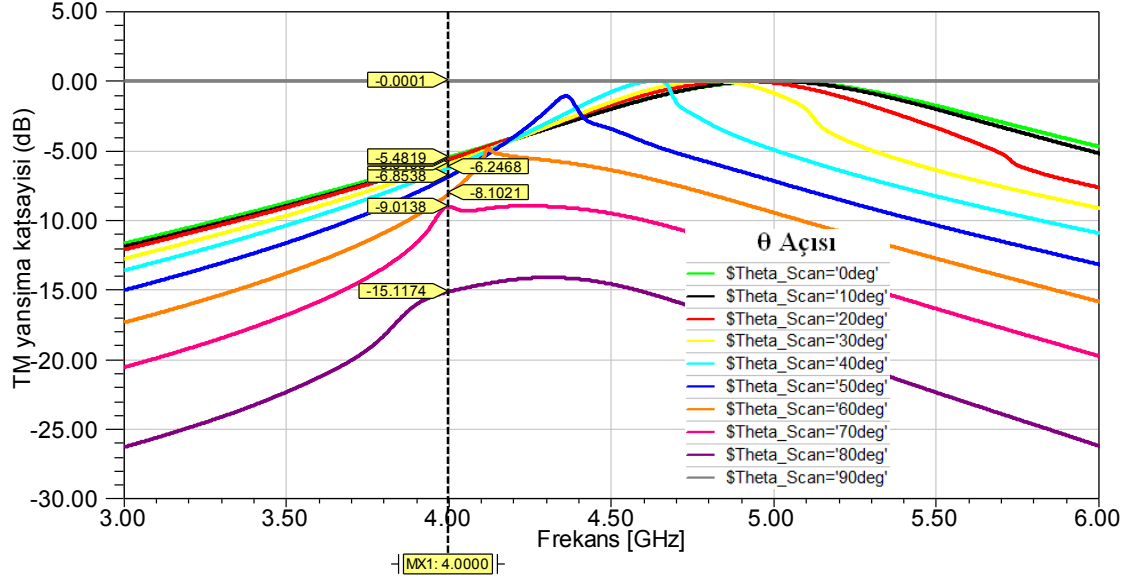
Çizelge 5.3 : Şekil 5.8’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.

θ Açısı	Rezonans	BG(-10, 0)
\$\theta_{Scan}=0deg\$	4.9970	0.4558
\$\theta_{Scan}=10deg\$	4.9840	0.4338
\$\theta_{Scan}=20deg\$	4.8930	0.3825
\$\theta_{Scan}=30deg\$	4.8000	0.2975
\$\theta_{Scan}=40deg\$	4.6330	0.1685
\$\theta_{Scan}=50deg\$	4.3920	0.0762
\$\theta_{Scan}=60deg\$	4.4630	nan
\$\theta_{Scan}=70deg\$	4.4550	nan
\$\theta_{Scan}=80deg\$	4.4450	nan
\$\theta_{Scan}=90deg\$	4.5000	nan

Rezonans: Rezonans frekansı [GHz]

BG(-10, 0): Bant Genişliği (-10 dB için) [GHz]

Şekil 5.9’da, farklı θ açılarında TM modunda gelen dalgalar için FSY’in S_{11} yansımaya katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri gösterilmektedir. Analizde ϕ açısı sıfır olarak seçilmiştir.



Şekil 5.9 : Farklı θ açıları için TM yansımaya katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri.

Şekil 5.9’da gösterilen, farklı θ açılarında TM yansımaya katsayısının frekansa bağlı değişim eğrilerinin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri Çizelge 5.4’de gösterilmektedir.

Çizelge 5.4 : Şekil 5.9’da gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.

θ Açısı	Rezonans	BG(-10, 0)
\$\theta_{Scan}=0deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=10deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=20deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=30deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=40deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=50deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=60deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=70deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=80deg\$	3.0000	nan
\$\theta_{Scan}=90deg\$	3.0000	nan

Rezonans: Rezonans frekansı [GHz]

BG(-10, 0): Bant Genişliği (-10 dB için) [GHz]

5.1.3 Analiz sonuçlarının değerlendirilmesi

Yapılan analizlerden elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde, önerilen reflektör anten modelinde kullanılacak olan frekans seçici yüzey için belirlenen karakteristik özelliklerin sağlanamadığı görülmüştür. 5 GHz çalışma frekansında iletim katsayısı için ve 4 GHz çalışma frekansında yansıma katsayısı için amaçlanan en az 10 dB'lik zayıflama, farklı θ geliş açılarında elde edilememiştir. Frekans seçici yüzeyin frekans davranışının θ geliş açısına karşı çok fazla duyarlı olması ve gösterilen eğrilerin rezonans frekansında -10 dB için bant genişliklerinin yüksek olması sebebiyle, bu geometrik yapının FSY tasarımında kullanılmasının uygun olmadığına karar verilmiştir.

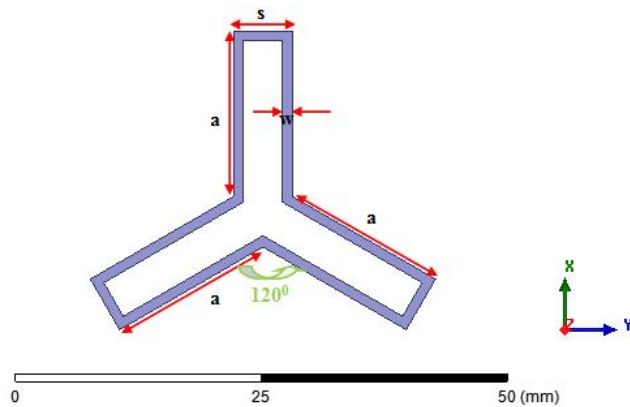
Kare döngü şeklindeki yapıdan istenilen frekans davranışlarının elde edilememesi üzerine, θ geliş açısına daha az duyarlı olacağı ve rezonans frekanslarında daha dar bir bant genişliğine sahip olacağı düşüncesiyle, bir sonraki bölümde gösterileceği gibi üç bacaklı yapı tasarımı ve analizi yapılmıştır.

5.2 Periyodik Üç Bacaklı Yapılar Kullanarak Frekans Seçici Yüzey Tasarımı

Bu bölümde, önerilen reflektör anten modeli için kullanılacak olan frekans seçici yüzeyin üç bacaklı elemanlar ile tasarımı ve analizi gösterilerek analiz sonuçları değerlendirilecektir.

5.2.1 Üç bacaklı eleman geometrisi

Şekil 5.10'da geometrisi gösterilen üç bacaklı yapının amaçlanan karakteristik özellikleri sağlayabilmesi için yapılan optimizasyon çalışmaları sonucunda, isterlere en yakın frekans davranışının elde edildiği geometrik boyutlar şu şekilde olmaktadır:



Şekil 5.10 : Üç bacaklı elemanın geometrisi ve boyutları.

a: Özdeş bacaklardan birinin uzunluğu = 17 mm

w: İletken yol kalınlığı = 1 mm

s: Özdeş bacaklardan birinin genişliği = 6 mm

d: Periyodik elemanlar arasındaki mesafe = 1 mm

Özdeş bacaklar arasındaki açı = 120^0

Şekil 5.10'da gösterilen üç bacaklı yapı, mükemmel iletken (PEC: Perfect Electric Conductor) olarak tanımlanmış ve kalınlıksız bir şekilde modellenmiştir. Buna göre, XY düzlemi üzerinde konumlandırılan geometrinin Z – eksenindeki boyutu sıfır olarak kabul edilmiştir.

Bir önceki bölümde, kare döngü yapı analizinde bahsedildiği gibi analiz sonuçlarını ideal koşullar altında elde edebilmek için periyodik elemanlar modellenirken mükemmel iletken olarak tanımlanmıştır. Bu sebeple, yüzeydeki elektromanyetik saçılmalar için penetrasyon derinliğinin sonuca bir etkisi olmamaktadır. Bu koşullar altında, analiz sırasında işlemler sadece eleman yüzeyleri üzerinden yapılacağı için analiz süresini kısaltmak amacıyla geometriler kalınlıksız yani 2 – Boyutlu şekilde modellenmiştir.

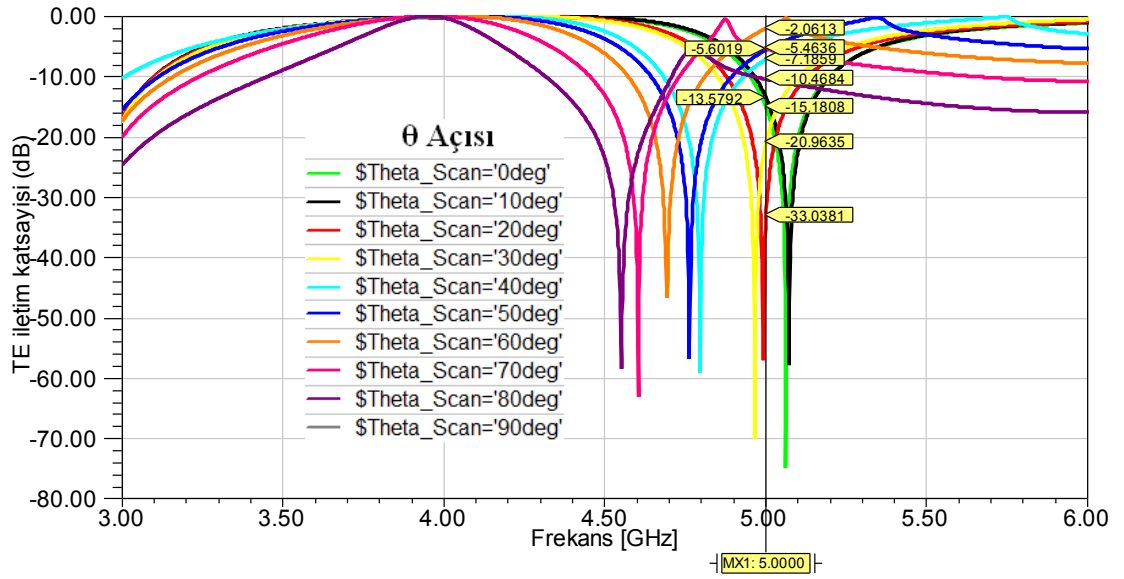
Kare döngü yapı analizinde anlatıldığı gibi sınır koşulları belirlenip sonsuz periyodik bir dizi oluşturulurken, yine elektromanyetik dalgaların periyodik elemanlara gönderilmesi ve meydana gelen saçılmaların ölçülmesi için +Z ve -Z eksenlerine Floquet Port'lar yerleştirilmiştir. Bu Port'lar kullanılarak doğrusal polarizasyona sahip, TE₀₀ ve TM₀₀ baskın modları ile yayılan elektromanyetik dalgaların tasarlanan frekans seçici yüzeyden saçılmaları incelenmiştir. Analiz sonuçlarının değerlendirilmesinde frekans seçici yüzeyin S₂₁ iletim katsayısı ve S₁₁ yansımaya katsayısı değerlerinin frekansa bağlı olarak değişim eğrilerinden yararlanılmıştır.

5.2.2 Periyodik üç bacaklı yapılar kullanılarak tasarlanan FSY'in analizi ve sonuçlar

Bir önceki bölümde belirlenen ölçülerle oluşturulmuş üç bacaklı geometrinin analizi yapılmıştır. Bu analiz sonucunda elde edilen, farklı θ açılarında TE modunda gelen dalgalar için FSY'in S₂₁ iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri Şekil 5.11'de gösterilmektedir. Analizde ϕ açısı değeri sıfır olarak seçilmiştir.

θ açısı: FSY'ye gelen dalganın, yüzey normali olan Z – eksenine yaptığı açı

ϕ açısı: FSY'ye gelen dalganın x eksenine yaptığı açı



Şekil 5.11 : Farklı θ açıları için TE iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri.

Şekil 5.11’de gösterilen, farklı θ açılarında TE iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrilerinin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri Çizelge 5.5’de gösterilmektedir.

Çizelge 5.5 : Şekil 5.11’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.

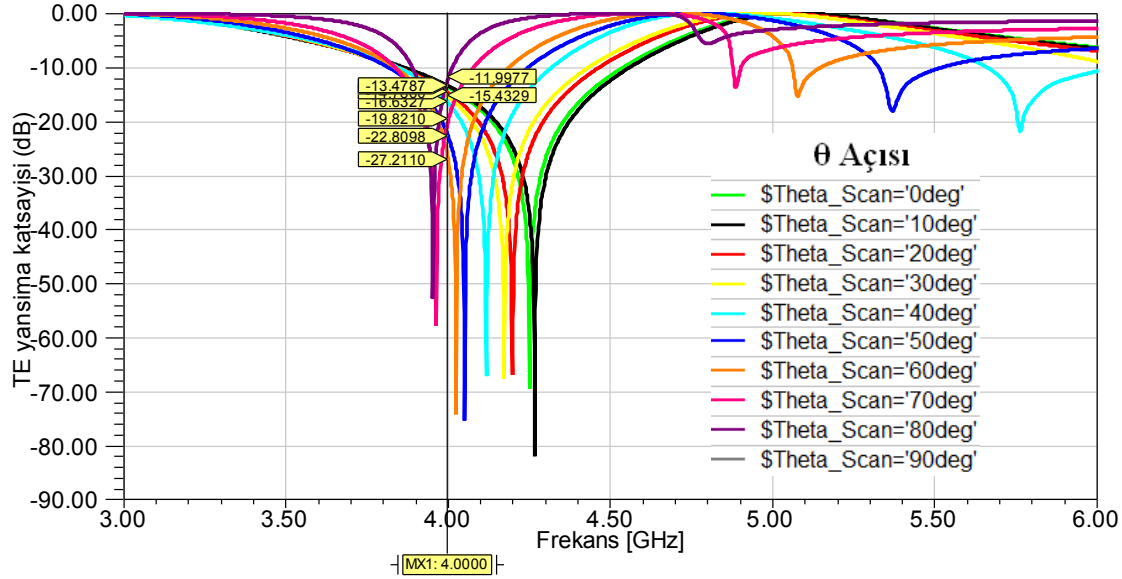
θ Açısı	Rezonans	BG(-10, 0)
$\theta_{Scan}=0deg$	5.0620	0.2462
$\theta_{Scan}=10deg$	5.0720	0.2360
$\theta_{Scan}=20deg$	4.9910	0.2535
$\theta_{Scan}=30deg$	4.9650	0.2535
$\theta_{Scan}=40deg$	4.7950	0.2506
$\theta_{Scan}=50deg$	4.7620	0.2521
$\theta_{Scan}=60deg$	4.6920	0.2389
$\theta_{Scan}=70deg$	4.6030	0.2785
$\theta_{Scan}=80deg$	4.5510	0.3913
$\theta_{Scan}=90deg$	4.0760	nan

Rezonans: Rezonans frekansı [GHz]

BG(-10, 0): Bant Genişliği (-10 dB için) [GHz]

Not: Çizelgede bant genişliği sütunundaki ‘nan’ ifadesi, eğrilerin çizildiği 3 GHz ile 6 GHz arasında -10 dB için bant genişliğinin hesaplanamadığını ifade etmektedir.

Aynı geometrinin analizi sonucunda elde edilen, farklı θ açılarında TE modunda gelen dalgalar için FSY'nin S_{11} yansımaya katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri Şekil 5.12'de gösterilmektedir. Analizde ϕ açısı sıfır olarak seçilmiştir.



Şekil 5.12 : Farklı θ açıları için TE yansımaya katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri.

Şekil 5.12'de gösterilen, farklı θ açılarında TE yansımaya katsayısının frekansa bağlı değişim eğrilerinin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri Çizelge 5.6'da gösterilmektedir.

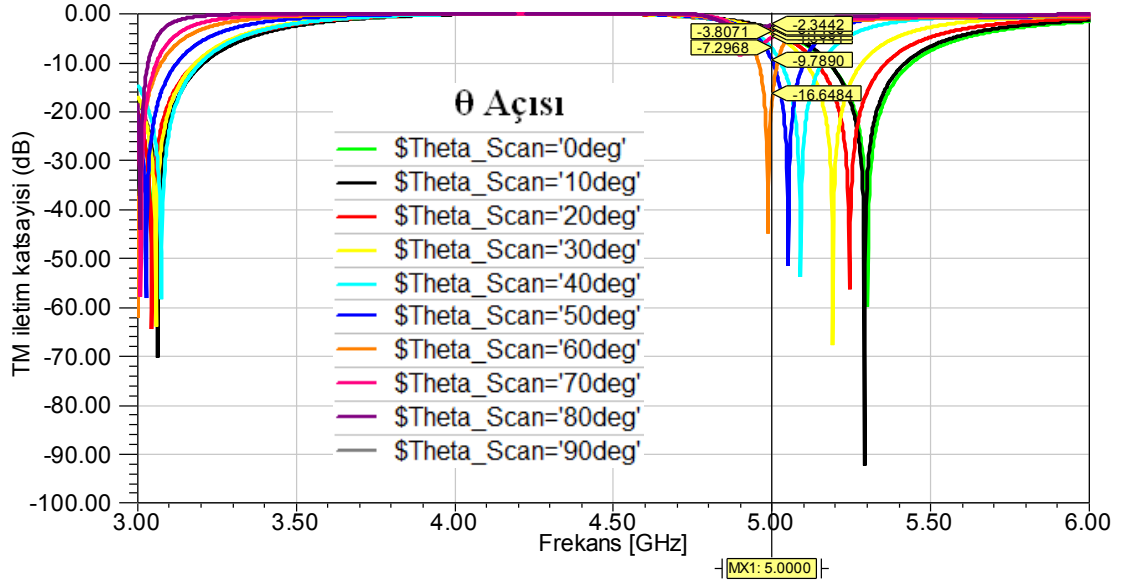
Çizelge 5.6 : Şekil 5.12'de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.

θ Açısı	Rezonans	BG(-10, 0)
$\theta_{\text{Scan}}=0^{\circ}$	4.2500	0.6815
$\theta_{\text{Scan}}=10^{\circ}$	4.2660	0.6991
$\theta_{\text{Scan}}=20^{\circ}$	4.1980	0.6229
$\theta_{\text{Scan}}=30^{\circ}$	4.1720	0.5936
$\theta_{\text{Scan}}=40^{\circ}$	4.1170	0.4763
$\theta_{\text{Scan}}=50^{\circ}$	4.0500	0.4309
$\theta_{\text{Scan}}=60^{\circ}$	4.0240	0.3532
$\theta_{\text{Scan}}=70^{\circ}$	3.9620	0.2433
$\theta_{\text{Scan}}=80^{\circ}$	3.9530	0.1246
$\theta_{\text{Scan}}=90^{\circ}$	6.0000	nan

Rezonans: Rezonans frekansı [GHz]

BG(-10, 0): Bant Genişliği (-10 dB için) [GHz]

Şekil 5.13’de, farklı θ açılarında TM modunda gelen dalgalar için FSY’in S_{21} iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri gösterilmektedir. Analizde ϕ açısı değeri sıfır olarak seçilmiştir.



Şekil 5.13 : Farklı θ açıları için TM iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri.

Şekil 5.13’de gösterilen, farklı θ açılarında TM iletim katsayısının frekansa bağlı değişim eğrilerinin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri Çizelge 5.7’de gösterilmektedir.

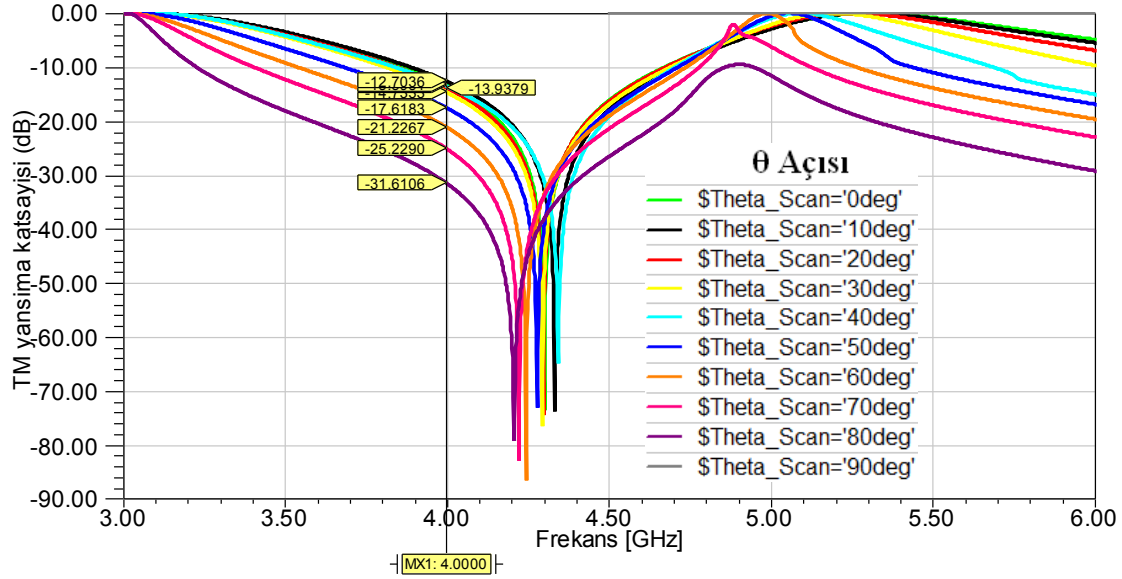
Çizelge 5.7 : Şekil 5.13’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.

θ Açısı	Rezonans	BG(-10, 0)
\$\theta_{Scan}=0deg\$	3.0470	0.2667
\$\theta_{Scan}=10deg\$	5.2910	0.2447
\$\theta_{Scan}=20deg\$	3.0460	0.2228
\$\theta_{Scan}=30deg\$	5.1910	0.1788
\$\theta_{Scan}=40deg\$	3.0760	0.1319
\$\theta_{Scan}=50deg\$	3.0280	0.0982
\$\theta_{Scan}=60deg\$	3.0030	0.0616
\$\theta_{Scan}=70deg\$	3.0110	nan
\$\theta_{Scan}=80deg\$	3.0090	nan
\$\theta_{Scan}=90deg\$	6.0000	nan

Rezonans: Rezonans frekansı [GHz]

BG(-10, 0): Bant Genişliği (-10 dB için) [GHz]

Şekil 5.14’de, farklı θ açılarında TM modunda gelen dalgalar için FSY’in S_{11} yansıma katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri gösterilmektedir. Analizde ϕ açısı değeri sıfır olarak seçilmiştir.



Şekil 5.14 : Farklı θ açıları için TM yansıma katsayısının frekansa bağlı değişim eğrileri.

Şekil 5.14’de gösterilen, farklı θ açılarında TM yansıma katsayısının frekansa bağlı değişim eğrilerinin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri Çizelge 5.8’de gösterilmektedir.

Çizelge 5.8 : Şekil 5.14’de gösterilen eğrilerin rezonans frekansları ve -10 dB için bant genişlikleri.

θ Açısı	Rezonans	BG(-10, 0)
\$\theta_{Scan}=0deg\$	4.2990	0.8031
\$\theta_{Scan}=10deg\$	4.3310	0.8134
\$\theta_{Scan}=20deg\$	4.2950	0.8310
\$\theta_{Scan}=30deg\$	4.2920	0.8793
\$\theta_{Scan}=40deg\$	4.3420	0.8647
\$\theta_{Scan}=50deg\$	4.2760	1.0318
\$\theta_{Scan}=60deg\$	4.2420	1.1988
\$\theta_{Scan}=70deg\$	4.2200	1.3747
\$\theta_{Scan}=80deg\$	4.2050	1.6297
\$\theta_{Scan}=90deg\$	5.9980	nan

Rezonans: Rezonans frekansı [GHz]

BG(-10, 0): Bant Genişliği (-10 dB için) [GHz]

5.2.3 Analiz sonuçlarının değerlendirilmesi

Yapılan analizlerden elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde, önerilen reflektör anten modelinde kullanılacak olan frekans seçici yüzey için belirlenen karakteristik özelliklerin büyük oranda sağlandığı görülmüştür. 4 GHz çalışma frekansında yansıma katsayısı için amaçlanan en az 10 dB’lik zayıflama, farklı θ açılarında TE ve TM modlarında gelen elektromanyetik dalgalar için elde edilmiştir. 5 GHz çalışma frekansında iletim katsayısı için amaçlanan en az 10 dB’lik zayıflama ise farklı θ açılarında TM modunda gelen dalgalar için tam anlamıyla elde edilememiş olsa da, belirlenen 50^0 ’lik θ geliş açısına kadar TE modunda gelen elektromanyetik dalgalar için elde edilebilmiştir. Özellikle TE modunda gelen elektromanyetik dalgalar için frekans seçici yüzeyin frekans davranışının θ geliş açısına karşı duyarlılığının az olması ve gösterilen eğrilerin rezonans frekansında -10 dB için bant genişliklerinin dar olması sebebiyle, bu geometrik yapının FSY tasarımında kullanılmasına karar verilmiştir.

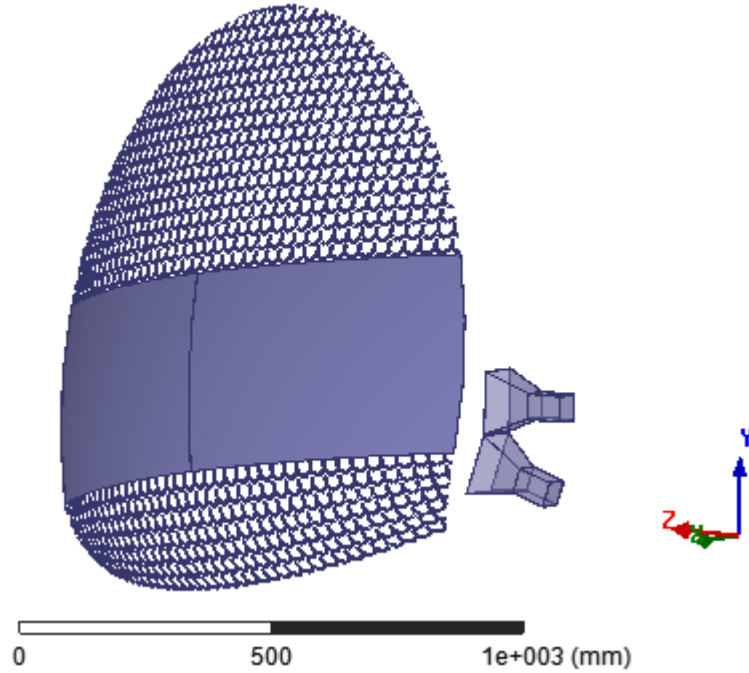
Bir sonraki bölümde, önerilen reflektör anten modelinin periyodik üç bacaklı elemanlar kullanılarak yapılan tasarımı gösterilecektir. Bu antenin analizi yapılarak, analiz sonuçları ayrıntılarıyla değerlendirilecektir.

6. ÖNERİLEN REFLEKTÖR ANTEN MODELİNİN TASARIMI

Bu bölümde, Bölüm 4’de geometrisi gösterilen ve Bölüm 5’de yansıtıcı yüzeyinde kullanılacak olan frekans seçici yüzeyin analizleri yapılan yeni reflektör anten modelinin tasarımı ve analizi gösterilerek analiz sonuçları değerlendirilecektir.

6.1 Önerilen Reflektör Anten Modelinin Geometrisi

Bölüm 4’de geometrisi gösterilen ve Bölüm 5’de yansıtıcı yüzeyinde kullanılacak olan frekans seçici yüzeyin analizleri yapılan yeni reflektör anten modelinin tasarımı Şekil 6.1’de gösterilmektedir. Geometrilerin çiziminde sağladığı kolaylıklar sebebiyle yansıtıcı yüzeyin çiziminde SolidWorks programından yararlanılmıştır. Bu program ile çizilen yansıtıcı yüzey uygun dosya formatına çevrilerek HFSS programına aktarılmıştır. Daha sonra, HFSS programında çizilmiş olan horn antenler ile yansıtıcı yüzey uygun konuma getirilmiş ve antenin analizi HFSS programında yapılmıştır.

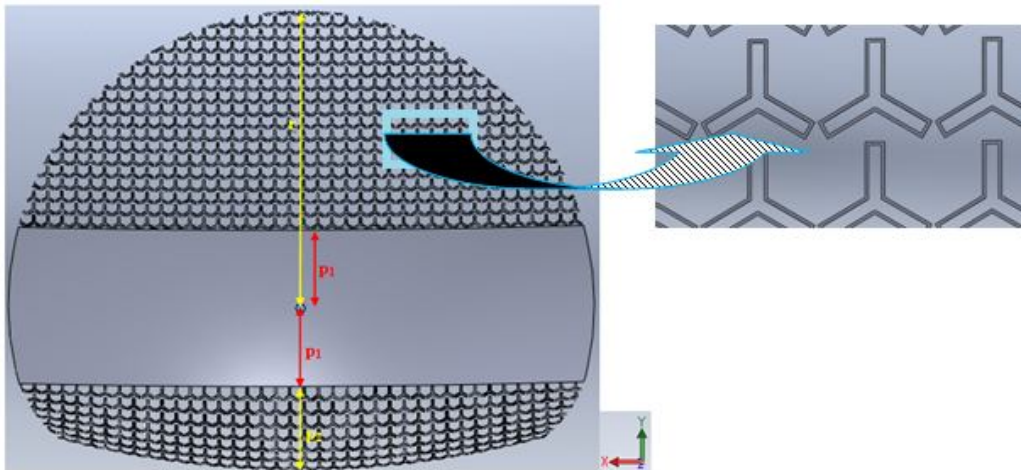


Şekil 6.1 : Tasarımı yapılan iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör anten modeli.

Bölüm 5’de tasarımı ve analizi yapılan frekans seçici yüzeyin analiz sonuçları, bu tasarımın TE modunda gelen elektromanyetik dalgalar için isterleri büyük oranda sağladığını göstermektedir. Bu sebeple, yansıtıcı yüzeyinde bu FSY yapısının kullanıldığı yeni reflektör anten modelinin analizinden istenilen doğru sonuçların elde edilebilmesi için yansıtıcı yüzey, doğrusal polarizasyona sahip olan ve TE baskın modu ile yayılan elektromanyetik dalgalar ile aydınlatılmıştır.

Şekil 6.1’de gösterilen yeni reflektör antende besleme anteni olarak kullanılan horn antenler özdeşdir. Bu horn anten modelinin geometrik boyutları ve tasarımı Bölüm 2.3.8.1’de gösterilmiş, analizi ise Bölüm 2.3.8.2’de yapılmıştır.

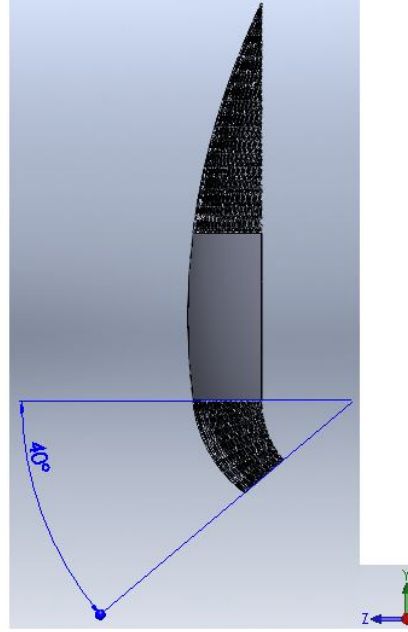
Tasarlanan yeni reflektör antenin yansıtıcı yüzeyindeki kesit, mükemmel iletken (PEC) olarak tanımlanmıştır ve bu yüzeyin boyutları, Bölüm 2.3.10’da tasarımı ve analizi yapılan fan pervanesi tipi anten modelinin yansıtıcı yüzeyinin boyutları ile aynıdır. Yeni reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinin FSY yapısı ile beraber tam boyutları ise Bölüm 2.3.11’de tasarımı ve analizi yapılan kosekant – kare ışıma karakteristikli anten modelinin yansıtıcı yüzeyinin boyutları ile aynıdır. Böylece tasarlanan bu yeni reflektör antenin analizi sonucunda elde edilmesi amaçlanan fan pervanesi tipi ışıma paterni ile kosekant – kare ışıma paterni, daha önce Bölüm 2.3.10 ve Bölüm 2.3.11’de iki farklı anten analizinden elde edilen ışıma paternleri ile karşılaştırılabilecektir. Şekil 6.2’de, tasarlanan yeni reflektör antenin yansıtıcı yüzeyi daha ayrıntılı bir biçimde gösterilmektedir.



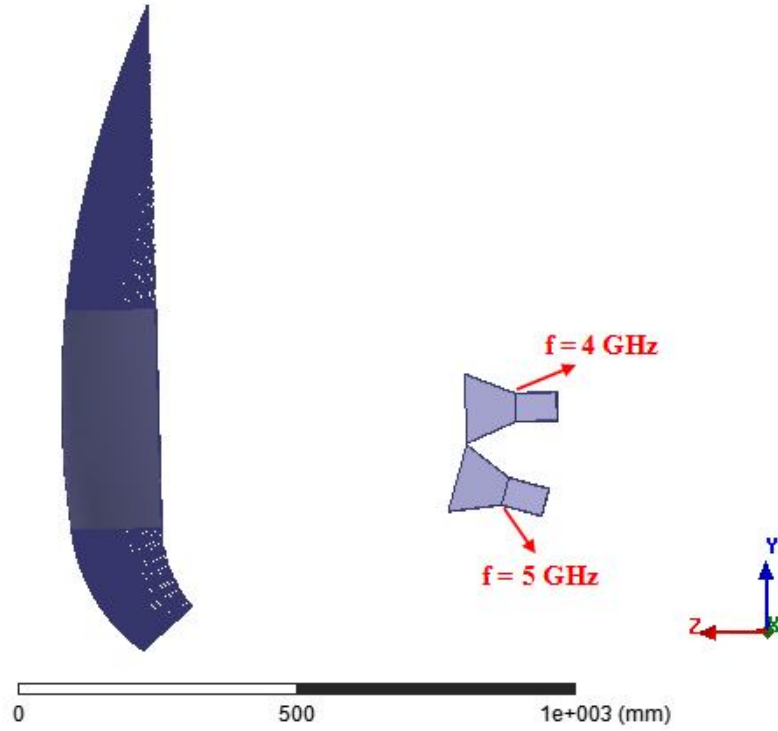
Şekil 6.2 : Tasarımı yapılan iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör antenin yansıtıcı yüzeyi.

r	p₁	p₂
750 mm	200 mm	200 mm

Tasarlanan antenin yansıtıcı yüzeyinin yandan görünüşü Şekil 6.3’de gösterilmektedir. Bölüm 2.3.11’de tasarımı ve analizi yapılan kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin boyutları ile aynı boyutlara sahip olan bu antenin yansıtıcı yüzeyinin de kesilen alt kısmı besleme antenine doğru 40^0 bükülmüştür.



Şekil 6.3 : Tasarımı yapılan iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinin yandan görünüşü.



Şekil 6.4 : Tasarımı yapılan iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör antenin yandan görünüşü.

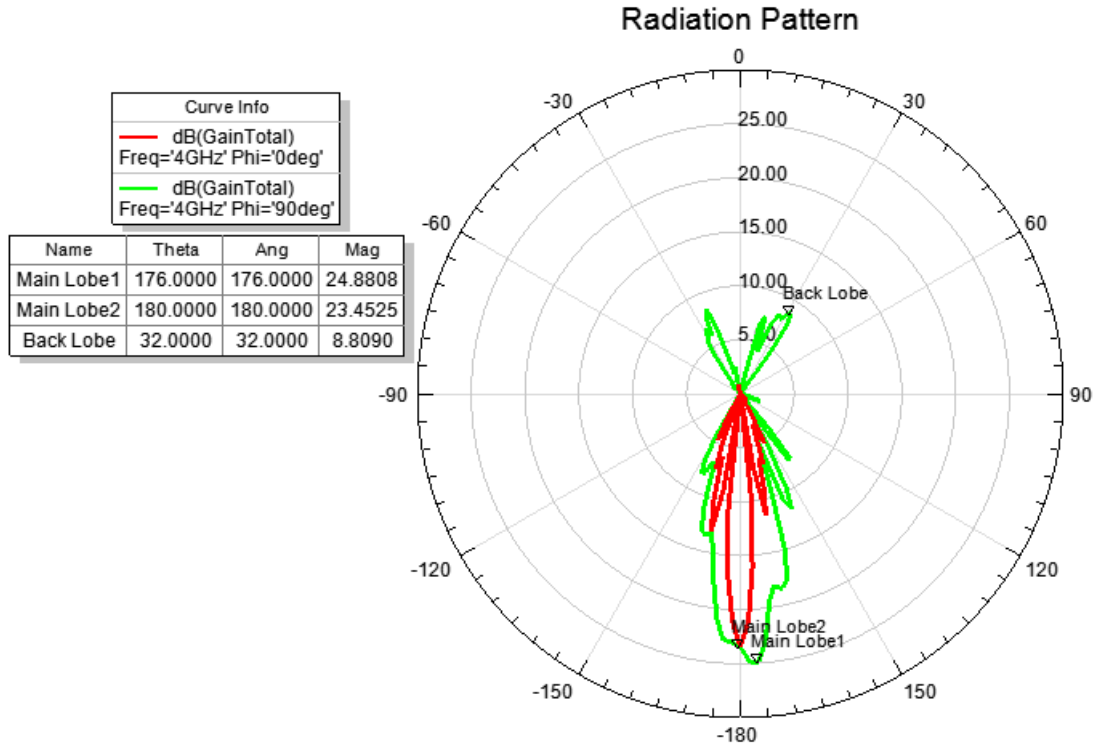
Parabolik yansıtıcının çap, derinlik ve odak uzaklığı gibi boyutları önceki bölümlerde verilmiştir. Buna göre Şekil 6.4’de görüldüğü gibi çalışma frekansı 4 GHz olan horn anten odak noktasına yerleştirilmiştir ve böylece 4 GHz için Bölüm 2.3.10’da tasarımı ve analizi yapılan fan pervanesi tipi anten yapısının elde edilmesi amaçlanmıştır. Yine Şekil 6.4’de çalışma frekansı 5 GHz olan horn anten ise Bölüm 2.3.11’de tasarımı ve analizi yapılan kosekant – kare ışıma karakteristikli anten yapısındaki besleme anteninin konumuna getirilerek, 5 GHz için de kosekant – kare ışıma karakteristikli anten yapısının elde edilmesi amaçlanmıştır.

6.2 Önerilen Reflektör Anten Modelinin Analizi ve Sonuçlar

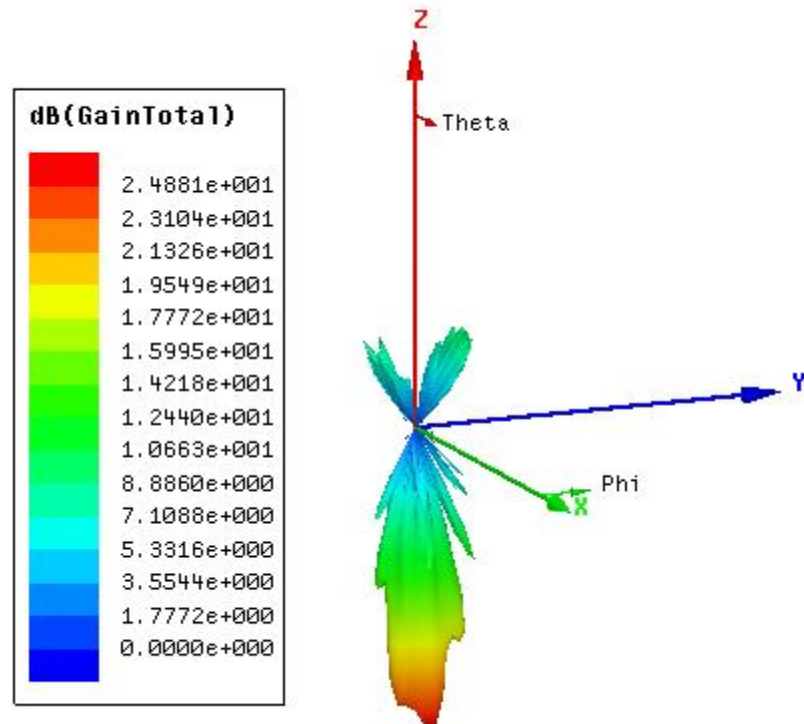
Bir önceki bölümde geometrisi ve tasarımı ayrıntılı bir şekilde gösterilen iki farklı ışıma paternine sahip reflektör antenin analizi ve elde edilen ışıma paternleri bu bölümde gösterilecektir.

Yansıtıcı yüzeyde kullanılan FSY yapısının Bölüm 5’de elde edilen analiz sonuçlarından, bu yapının TE modunda gelen elektromanyetik dalgalar için isterleri büyük oranda sağladığı anlaşılmaktadır. Bu sebeple tasarlanan yeni reflektör antenin analizinde yansıtıcı yüzey, doğrusal polarizasyona sahip olan ve TE baskın modu ile yayılan elektromanyetik dalgalar ile aydınlatılmıştır. 4 GHz çalışma frekansında yapılan analiz sırasında, çalışma frekansı 5 GHz olan diğer besleme anteni analizde model olarak hesaba katılmazken, 5 GHz çalışma frekansında yapılan analiz sırasında ise çalışma frekansı 4 GHz olan diğer besleme anteni analizde model olarak hesaba katılmamıştır. Bu sayede, ikinci beslemenin ışıma paterninde oluşturacağı olası bozulma etkileri ortadan kaldırılarak elde edilen ışıma paternlerinin, Bölüm 2.3.10 ve Bölüm 2.3.11’de iki farklı antenden elde edilen ışıma paternleri ile daha sağlıklı bir şekilde karşılaştırılabilmesi sağlanmıştır.

Belirlenen koşullar altında ilk olarak, iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör antenin 4 GHz çalışma frekansında analizi yapılmıştır. Antenin bu frekansta oluşturduğu ışıma paterni Şekil 6.5 ve Şekil 6.6’da gösterilmektedir.

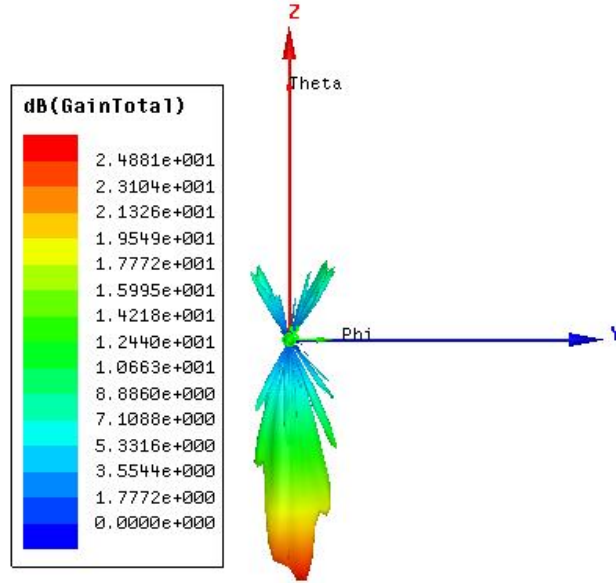


Şekil 6.5 : Tasarlanan yeni reflektör antenin $f = 4$ GHz çalışma frekansında $\phi = 0^\circ$ ve $\phi = 90^\circ$ için θ açısına bağlı ışıma paterni.

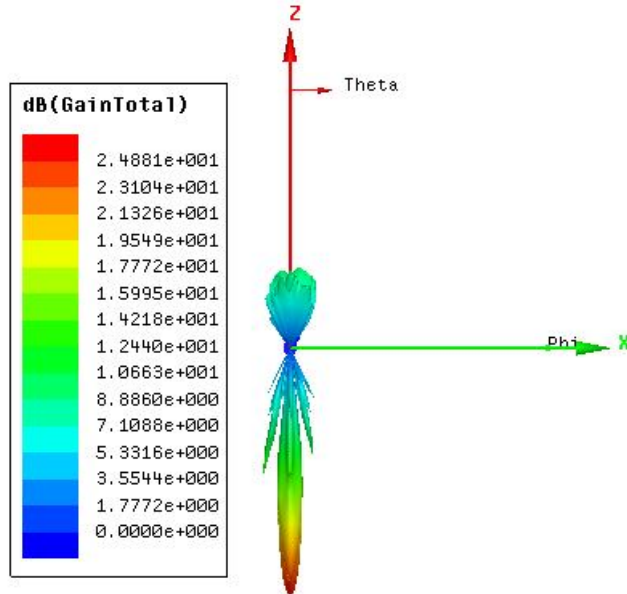


Şekil 6.6 : Tasarımı yapılan yeni reflektör antenin $f = 4$ GHz çalışma frekansındaki ışıma paterni.

Şekil 6.6’da gösterilen ışıma paterninin $\phi = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ düzlemlerindeki görüntüsü sırasıyla Şekil 6.6(a) ve Şekil 6.6(b)’de gösterilmektedir.



Şekil 6.6(a) : Tasarlanan yeni reflektör antenin $f = 4$ GHz çalışma frekansındaki ışıma paterninin $\phi = 90^\circ$ düzlemindeki görüntüsü.

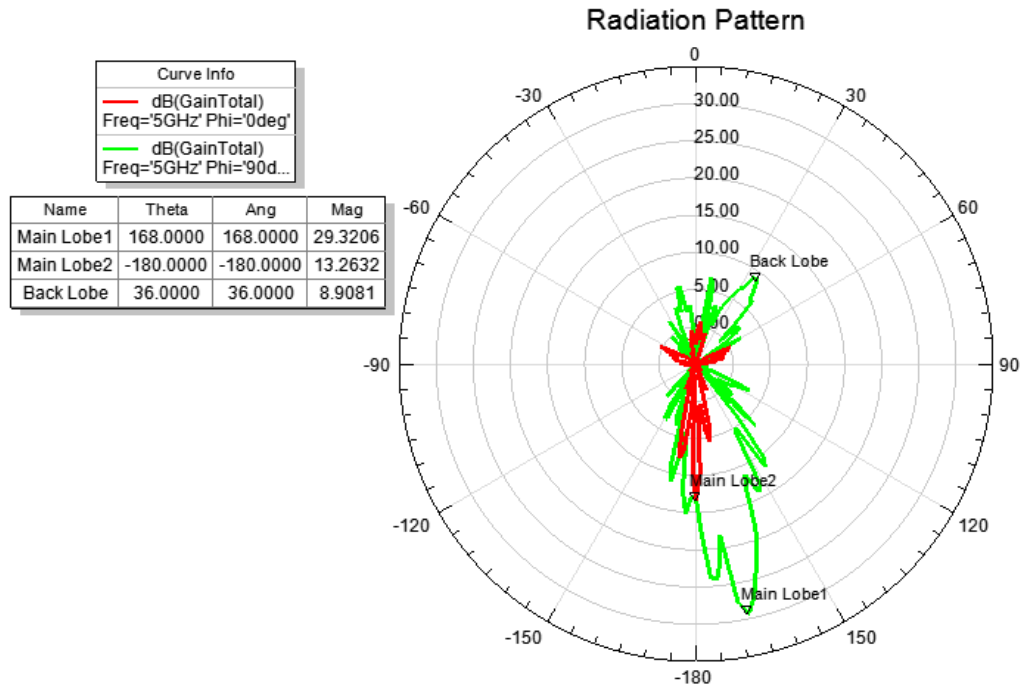


Şekil 6.6(b) : Tasarlanan yeni reflektör antenin $f = 4$ GHz çalışma frekansındaki ışıma paterninin $\phi = 0^\circ$ düzlemindeki görüntüsü.

Şekil 6.6(a) ve Şekil 6.6(b)’de görüldüğü gibi anten bir eksende dar huzmeli ışıma yaparken diğer eksende geniş huzmeli bir ışıma yapmaktadır. Bu ışıma paternleri, Şekil 2.38(a) ve Şekil 2.38(b)’de gösterilen fan pervanesi tipi antenin ışıma paternleri ile karşılaştırıldığında, büyük oranda birbirlerine benzedikleri görülmektedir. Özellikle Şekil 6.6(b)’de gösterilen $\phi = 0^\circ$ düzlemindeki ışıma deseni ile Şekil

2.38(b)'de gösterilen fan pervanesi tipi antenin aynı düzlemdeki ışıma deseni genlik ve şekil olarak birbirine çok yakındır. Fakat Şekil 6.6(a)'da gösterilen $\phi = 90^\circ$ düzlemindeki ışıma deseni ile Şekil 2.38(a)'da gösterilen fan pervanesi tipi antenin aynı düzlemdeki ışıma deseni arasında bazı küçük farklar bulunmaktadır. 4 GHz çalışma frekansında küçük genlikli zayıf yansımalar sebep olan FSY yapısı, $\phi = 90^\circ$ düzleminde analize katılan yansıtıcı yüzey alanını genişletmektedir. Bu nedenle $\phi = 90^\circ$ düzlemindeki ışıma paterni, bu düzlemde genişleyen yansıtıcı yüzey alanı sebebiyle daralmaktadır. Buna ek olarak, FSY yapısı $\phi = 90^\circ$ düzleminde yansıtıcı yüzeydeki simetriyi bozmaktadır. Bu nedenle, yine 4 GHz çalışma frekansında FSY yapısında meydana gelen küçük genlikli zayıf yansımalar sebebiyle, Şekil 6.6(a)'da görüldüğü gibi $\phi = 90^\circ$ düzlemindeki ışıma paterninin simetrik biçiminde küçük bozulmalar meydana gelmektedir. Ancak bu gibi küçük ayrıntılar dışında genel olarak analiz sonuçları incelendiğinde, 4 GHz çalışma frekansı için amaçlanan fan pervanesi tipi ışıma karakteristiğinin elde edildiği görülmektedir.

Tasarımı yapılan iki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör antenin 4 GHz çalışma frekansındaki analizi ile elde edilen fan pervanesi tipi ışıma karakteristiğinin ardından, aynı antenden elde edilmesi amaçlanan ikinci ışıma paterni olan kosekant – kare ışıma karakteristiğinin oluşturulabilmesi için antenin 5 GHz çalışma frekansında analizi yapılmıştır. Antenin bu frekansta oluşturduğu ışıma paterni Şekil 6.7'de gösterilmektedir.



Şekil 6.7 : Tasarlanan yeni reflektör antenin $f = 5$ GHz çalışma frekansında $\phi = 0^\circ$ ve $\phi = 90^\circ$ için θ açısına bağlı ışıma paterni.

Şekil 6.7’de görüldüğü gibi, tasarımı yapılan yeni reflektör anten 5 GHz çalışma frekansı için $\phi = 90^0$ düzleminde asimetric bir ışıma yapmaktadır. Bu ışıma paterni, Şekil 2.43’de gösterilen kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin ışıma paterni ile karşılaştırıldığında, bu iki paternin büyük oranda birbirine benzediği görülmektedir. Fakat 5 GHz çalışma frekansında FSY’in mükemmel yansıtıcı özellik gösterememesi sebebiyle $\phi = 90^0$ düzlemindeki kosekant – kare ışıma karakteristiğinde küçük bozulmalar meydana gelmiştir. Özellikle Şekil 2.43’de gösterilen kosekant – kare ışıma deseninde, parabolik yansıtıcının içe doğru bükülen bölümünden yansıyan dalgaların oluşturduğu 120^0 ile 150^0 arasındaki yaklaşık 10 dB genlikli ışımlar, tasarlanan yeni reflektör antende FSY yapısının mükemmel yansıtıcı özellik gösterememesi sebebiyle Şekil 6.7’de görüldüğü gibi yaklaşık olarak 5 dB seviyelerine inmiştir. Ancak genel olarak analiz sonuçları incelendiğinde, 5 GHz çalışma frekansı için amaçlanan kosekant – kare ışıma karakteristiğinin elde edildiği görülmektedir.

Sonuç olarak, önerilen reflektör antenin tasarımı ve bu tasarımın analizi ile elde edilen sonuçlar incelendiğinde, FSY’in istenilen frekans davranışlarını mükemmel bir şekilde gösterememesi sebebiyle oluşan küçük bozulmalar dışında amaçlanan verilere ulaşıldığı görülmektedir. Analizlerin sonucunda oluşan ışıma paternlerinden de görüldüğü gibi, tasarımı yapılan yeni reflektör anten model ile 4 GHz çalışma frekansında fan pervanesi tipi ışıma karakteristiği elde edilirken, 5 GHz çalışma frekansında kosekant – kare ışıma karakteristiği elde edilmiştir.

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, radar sistemlerinde yaygın olarak kullanılan iki önemli ışıma deseni olan fan pervanesi tipi ışıma paterni ile kosekant – kare ışıma karakteristiğini farklı iki frekansta sağlayabilen bir reflektör anten modeli önerilmiş ve bu antenin tasarımı yapılmıştır. Önerilen bu anten modelinin tasarımı için frekans seçici yüzeylerden yararlanılmıştır.

Sahil ve hava gözetleme radarları gibi önemli sistemlerde kullanılan, fan pervanesi tipi ışıma paternini sağlayan parabolik yansıtıcının kesiti biçimindeki antenler ve kosekant – kare ışıma desenini sağlayan kosekant – kare ışıma karakteristikli antenler, yaptıkları asimetrik ışımlar sayesinde bulundukları radar sistemlerine önemli avantajlar sağlamaktadır. Önerilen anten modeli sayesinde, bu iki antenin sağladığı iki farklı ışıma deseni farklı frekanslarda tek anten ile sağlanabilmektedir. Fazlasıyla kullanışlı olabileceği öngörülen bu anten modelinin radar sistemlerine fiziki ve teknik açıdan oldukça avantaj sağlayacağı düşünülmektedir.

Önerilen reflektör anten modelinin tasarımı için ilk olarak, istenilen frekanslarda uygun ışımlar yapabilen bir besleme anteni tasarımı gerçekleştirilmiştir. Daha sonra, parabolik reflektör anten temelli iki anten olan fan pervanesi tipi anten ile kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin ayrı ayrı tasarımı yapıp analiz sonuçları incelenmiştir. Farklı antenlerden farklı frekanslarda kosekant – kare ışıma karakteristiği ve fan pervanesi tipi ışıma paterni elde edildikten sonra önerilen yeni reflektör anten modeli için uygun frekans davranışlarını gösteren frekans seçici yüzey tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan frekans seçici yüzeyin istenilen frekans bandında elektromanyetik dalgalar için iyi bir iletken, istenilen diğer bir frekans bandında ise elektromanyetik dalgalar için iyi bir yansıtıcı karakteristik göstermesi ve bu frekans davranışının elektromanyetik dalgaların FSY'e geliş açısından mümkün olduğu kadar bağımsız olması amaçlanmıştır. Son olarak, tasarımı yapılan frekans seçici yüzeyler daha önceden tasarlanan fan pervanesi tipi antenin ve kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin boyutlarına göre önerilen reflektör antenin yansıtıcı yüzeyinde kullanılmıştır. Yapılan analizlerden elde edilen sonuçlar,

daha önceden tasarımları yapılan fan pervanesi tipi anten ile kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin analizlerinden elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında, frekans seçici yüzeylerden kaynaklanan küçük bozulmalar dışında tasarlanan yeni reflektör antenden farklı frekanslarda bu iki farklı ışıma paterninin elde edildiği görülmüştür.

Frekans seçici yüzey ve anten analizlerinde HFSS programı kullanılmıştır. FSF analizlerinde daha çok düzlem FSF yapıları için güvenilir sonuçlar veren HFSS programının, anten analizi sırasında antenin yansıtıcı yüzeyinde eğimli yapıda bulunan FSF'ler için yaptığı hatalar ihmal edilmiştir. Ayrıca yapılan anten tasarımının analizlerinde, simülasyonlarda kullanılan bilgisayarların yeterli kapasitede olmaması nedeniyle, parabolik reflektör antenlere göre düşük sayılabilecek frekanslarda çalışılmış ve belirlenen iki farklı çalışma frekansı zorunlu olarak birbirine yakın frekans bantlarında seçilmiştir. Bu sebeple tasarlanan antenden elde edilen kazanç değerleri, olması gereken normal seviyelerin altında kalmıştır. Ayrıca farklı çalışma bantları için farklı frekans davranışları göstermesi beklenen frekans seçici yüzeyin tasarımı, çalışma frekanslarının birbirine yakın olması sebebiyle güçleşmiş ve frekans seçici yüzeyden istenilen frekans davranışları tam anlamıyla elde edilememiştir. Bu nedenle önerilen yeni reflektör anten analizinin, yüksek kapasiteli bilgisayarlar yardımıyla gerçek kullanıma uygun olacak şekilde, yüksek frekanslarda ve birbirine yakın olmayan iki farklı frekans bandında yapılması durumunda daha iyi sonuçların elde edilebileceği öngörülmektedir.

Tasarımı yapılan yeni reflektör anten modelinde iki farklı frekansta ışımanın sağlanabilmesi için iki adet besleme anteni kullanılmıştır. Kullanılan besleme antenleri özdeş olup geniş bantlı bir horn antendir ve bu sebeple seçilen her iki çalışma frekansında da düzgün bir ışıma meydana getirmektedir. Tasarımı yapılan reflektör antenin analiz sonuçlarının, daha önceden tasarlanan fan pervanesi tipi anten ile kosekant – kare ışıma karakteristikli antenin analiz sonuçlarıyla daha sağlıklı bir şekilde karşılaştırılabilmesi için, bir çalışma frekansında yapılan analiz sırasında diğer çalışma frekansıyla ışıma yapan besleme anteni analizde model olarak hesaba katılmamıştır. Böylece ışıma paterninde iki besleme anteninin birden oluşturacağı bozulma etkisinin önüne geçilmeye çalışılmıştır. Fakat iki besleme anteninin aynı anda analizlerde model olarak hesaba katılmasının da sonucu önemli ölçüde etkilemeyeceği öngörülmüştür.

Tasarlanan yeni reflektör antende kullanılan iki beslemenin özdeş olması sebebiyle, anten modeli gerçekleştirildiğinde iki farklı besleme anteni yerine uygun bir mekanik sistem ile tek anten de kullanılabilir. Fan pervanesi tipi ışıma paterni için belli bir frekansta çalışan ve belli bir konumda bulunan besleme anteninin, kosekant – kare ışıma karakteristiği için çalışma frekansı değiştirilerek, tasarlanan mekanik sistem ile yansıtıcı önündeki konumu kosekant – kare ışıma karakteristiği için uygun olan noktaya getirilebilir. Bu sayede ikinci besleme anteninin ışıma paterninde yapacağı olumsuz etki ortadan kaldırılırken aynı zamanda bir besleme anteninin kullanılmaması ile fiziki açıdan da avantaj sağlanacaktır.

İki farklı ışıma paternine sahip yeni reflektör antenin analizleri, farklı frekanslarda farklı ışıma paternlerini ayrı ayrı sağlaması üzerine yapılmıştır. Eğer bahsedilen bu iki ışıma deseninin anten üzerinden aynı anda sağlanması istenirse, bu koşulda iki besleme anteninin aynı anda kullanılması gerekmektedir. Fakat bu durumda iki beslemeden kaynaklanan ışımların kesişim bölgelerinde faz farkından dolayı oluşabilecek kayıplar ya da eş faz durumundan dolayı oluşabilecek kuvvetlenmeler, beslemelerden yansıtıcı yüzeye gelen ışıma paternlerinde çeşitli değişimlere sebep olacaktır. Bu değişimler sebebiyle reflektör antenden elde edilen ışıma paternleri bozulacaktır. Bunu önlemek için besleme anteni konumlarında ve buna bağlı olarak yansıtıcı yüzey boyutlarında optimizasyon çalışmaları yapıp, ışımların kesişim bölgesinde oluşabilecek ters faz durumlarından kaynaklanan kayıpların meydana gelmemesi için beslemelerde faz geciktirici devreler kullanılabilir. Yine tasarlanan bu yeni reflektör antenden, bahsedilen bu iki ışıma paternini aynı anda elde edebilmek için tek besleme anteni kullanabilmenin yolları da araştırılabilir. Besleme olarak kullanılacak olan bir horn antenin ağız açıklığında frekans seçici yüzeyler kullanılarak, farklı frekanslar için ışımanın yönü değiştirilebilir ve böylece geniş bantlı bir kaynak ile ışıma yapan tek besleme anteni sayesinde reflektör antenden aynı anda iki farklı ışıma paterni elde edilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Stutzman, W.L. ve G.A. Thiele.** 1998. Antenna theory and design. USA: John Wiley & Sons, Inc.
- [2] **Bayatpur, F.** 2009. Metamaterial – inspired frequency – selective surfaces. Doktora tezi, The University of Michigan.
- [3] **Monni, S.** 2005. Frequency selective surfaces integrated with phased array antennas – Analysis and design using multimode equivalent networks. Doktora tezi, Eindhoven University of Technology.
- [4] **Döken, B.** 2011. Geniş bantlı kablosuz iletişime uygun yapısal yüzey malzemesi tasarımı. Yüksek lisans tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi.
- [5] **Schennum, G.H.** 1973. Frequency-selective surfaces for multiple-frequency antennas. Microwave Journal. **16**(5), s.55-57.
- [6] **Erdemli, Y.E., K. Sertel, R.A. Gilbert, D.E. Wright ve J.L. Volakis.** 2002. Frequency – selective surfaces to enhance performance of broad – band reconfigurable arrays. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. **50**(12), s.1716-1724.
- [7] **Sevgi, L.** 2005. EMC ve antenler: I – Tanımlar. Endüstriyel & Otomasyon. Ağustos sayısı.
- [8] **Huang, Y. ve K. Boyle.** 2008. Antennas from theory to practice. USA: John Wiley & Sons, Inc.
- [9] **Güngör, İ.** 2010. Sahil ve hava gözetleme radarları için asimetrik ışıma paternine sahip parabolic reflector anten tasarımı. Lisans tezi. Yıldız Teknik Üniversitesi.
- [10] **Wade, P.** 1995,1998. Offset – Fed Parabolic Dish Antennas. N1BWT, Bölüm 5.
- [11] **Wade, P.** 1994,1998. Parabolic Dish Antennas. N1BWT, Bölüm 4.
- [12] **Sung, H.H.** 2006. Frequency selective wallpaper for mitigating indoor wireless interference. Doktora tezi, The University of Auckland.
- [13] **Munk, B.A.** 2000. Frequency selective surfaces – theory and design. USA: John Wiley & Sons, Inc.
- [14] **Hooberman, B.** 2005. Everything you ever wanted to know about frequency – selective surface filters but were afraid to ask. **88**(May), s.1-22.
- [15] **Vardaxoglou, J.C.** 1997. Frequency selective surfaces analysis and design. USA: John Wiley & Sons, Inc.
- [16] **Bardi, I., R. Remski, D. Perry ve Z. Cendes.** 2002. Plane wave scattering from frequency – selective surfaces by the finite – element method. IEEE Transactions on Magnetics. **38**(2), s.641-644.

- [17] **Mitra, R., C.H. Chan ve T. Cwik.** 1988. Techniques for analyzing frequency selective surfaces a review. IEEE. **76**(12), s.1593-1615.
- [18] **Lee, D.C.K., K.W. Sowerby ve M.J. Neve.** 2005. Shielding strategies for interference mitigation in indoor wireless communications with frequency selective surfaces. Proc.IEEE AP-S Int. Symp., s.260-263.
- [19] **Agrawal, V.D. ve W.A. Imbriale.** 1979. Design of a dichroic Cassegrain subreflector. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. **AP-27**(4), s.466-473.
- [20] **Wu, T.K.** 1994. Four – band frequency selective surface with double – square – loop patch elements. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. **42**(12), s.1659-1663.
- [21] **Comtesse, L.E., R.J. Langley, E.A. Parker, J.C. Vardaxoglou.** 1987. Frequency selective surfaces in dual and triple band offset reflector antennas. In: European Microwave Conference, Ekim. IEEE: s.208-213.
- [22] **Wu, T.K.** 1991. Double – square – loop FSS for multiplexing four (S/X/Ku/Ka) bands. Int. IEEE AP-S Symp. Dig. **117**(6), s.1885-1888.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: İsmail GÜNGÖR

Doğum Yeri ve Tarihi: Ankara – 31.01.1987

Adres: Aydınlikevler, ANKARA

E-Posta: gungor.ism@gmail.com

Telefon: 05437276197

Lisans: Yıldız Teknik Üniversitesi – Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği / 2010

Mesleki Deneyim

Ekim 2010 - : “Bina İçi Kablosuz İletişimde Amaca Uygun İşaret İletimini Sağlayan Yapısal Yüzey Malzemesi Tasarımı” isimli TÜBİTAK projesi / Araştırmacı

Nisan 2012 - : FİGES A.Ş. / Elektromanyetik Analiz ve Uygulama Mühendisi

Yayın Listesi

- Kartal, M., Döken, B., Güngör, İ., 2011: Design For The Structural Surface Material Enabling Shielding For Interference Mitigation Within The Buildings In The Unlicensed 2.4 GHz ISM Band. *International Conference – URSI*, August 13-20, 2011 İstanbul, Turkey.
- Kartal, M., Güngör, İ., Kent, E. F., 2012: A New Parabolic Reflector Antenna Design That Provides Two Different Patterns At Resonance Frequencies Of Its Dual Resonant Absorber Surface. *International Conference – EngOpt*, July 1-5, 2012 Rio de Janeiro, Brazil.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- Kartal, M., Güngör, İ., Döken, B., 2011: A New Reflector Antenna Design Providing Two Different Patterns. *International Conference – URSI*, August 13-20, 2011 İstanbul, Turkey.