

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YÖNLÜ ANTEN VE ANTEN DİZİLERİ İÇİN GENİŞ BANTLI VE
GENİŞ TARAMA AÇILI DOĞRUSAL 45° POLARİZÖR TASARIMI**

Koray SÜRMELİ

DOKTORA TEZİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Haberleşme Mühendisliği Programı

Danışman

Prof. Dr. Ahmet KIZILAY

Aralık, 2019

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YÖNLÜ ANTEN VE ANTEN DİZİLERİ İÇİN GENİŞ BANTLI VE GENİŞ
TARAMA AÇILI DOĞRUSAL 45° POLARİZÖR TASARIMI**

Koray SÜRMELİ tarafından hazırlanan tez çalışması 26.12.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Haberleşme Mühendisliği Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Ahmet KIZILAY

Yıldız Teknik Üniversitesi

Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Ahmet KIZILAY, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Hamid TORPİ, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Mustafa Emre AYDEMİR, Üye
İstanbul Esenyurt Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Peyman MAHOUTİ, Üye
İstanbul Arel Üniversitesi











Danışmanım Prof. Dr. Ahmet KIZILAY sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Yönlü Anten ve Anten Dizileri İçin Geniş Bantlı ve Geniş Tarama Açılı Doğrusal 45° Polarizör Tasarımı başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Koray SÜRMELİ

İmza

Aileme

TEŞEKKÜR

Yapmış olduğum bu tez çalışması boyunca her türlü desteği sağlayan, birlikte çalışmaktan büyük mutluluk duyduğum değerli hocam Prof. Dr. Ahmet KIZILAY’a sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca tez çalışmalarım boyunca yanımda olan ve her türlü desteği sağlayan aileme ve TÜBİTAK BİLGEM Bilişim Teknolojileri Enstitüsü Sensör ve Anten Sistemleri bölümündeki çalışma arkadaşlarıma da sonsuz teşekkürler.

Koray SÜRMELİ

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
TABLO LİSTESİ	xiv
ÖZET	xv
ABSTRACT	xvii
1 Giriş	1
1.1 Literatür Özeti.....	1
1.2 Tezin Amacı.....	16
1.3 Hipotez.....	17
2 Antenler ve Temel Özellikleri	19
2.1 Antenler.....	19
2.2 Işıma Diyagramı.....	20
2.3 Yönlendiricilik ve Kazanç.....	22
2.4 Polarizasyon.....	26
2.4.1 Doğrusal Polarizasyon.....	26
2.4.2 Eliptik Polarizasyon.....	28
2.4.3 Dairesel Polarizasyon.....	29
2.5 Frekans Bant Genişliği.....	32
3 Tasarımı Gerçekleştirilen Anten Türleri	34
3.1 Yama Antenler, Yama Anten Dizileri ve Katlı Yama Antenler.....	34
3.1.1 Yama Anten Dizileri.....	39
3.1.2 Katlı Yama Antenler.....	42
3.2 Horn Antenler ve Ridged Horn Antenler.....	50

3.2.1 Ridged Horn Antenler.....	60
4 Doğrusal 45° Polarizör Çalışma Prensibi ve Tasarımı	70
5 Ölçüm ve Benzetim Sonuçları	79
5.1 X Bant Horn Antene İlişkin Ölçüm ve Benzetim Sonuçları.....	79
5.2 Ku Bant Horn Antene İlişkin Ölçüm ve Benzetim Sonuçları.....	90
5.3 Katlı Yama Anten Dizisine İlişkin Ölçüm ve Benzetim Sonuçları.....	101
5.4 Ridged Horn Antene İlişkin Ölçüm ve Benzetim Sonuçları.....	113
6 Sonuç ve Öneriler	126
A Metalik Izgaraların İletim Katsayısının Genel İfadesi	128
B Çok Katlı Polarizörlerin ABCD Matrisi Kullanılarak İletim Katsayılarının Hesaplanması	136
Kaynakça	140
Tezden Üretilmiş Yayınlar	151

SİMGE LİSTESİ

λ	Dalga Boyu
k	Kompleks Dalga Sayısı
μ	Manyetik Geçirgenlik
ϵ	Elektriksel Geçirgenlik
σ	İletkenlik
$\vec{E}$	Elektrik Alan Vektörü
$\vec{H}$	Manyetik Alan Vektörü
$\vec{D}$	Elektrik Akı Yoğunluğu Vektörü
$\vec{B}$	Manyetik Akı Yoğunluğu Vektörü
$\vec{J}$	Akım Yoğunluğu
ρ	Yük Yoğunluğu
$\vec{P}$	Poynting Vektörü
Γ	Gerilim Yansıma Katsayısı
ω	Açısal Frekans

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1 Izgara Devre Modeli a) Elektrik Alan Tellere Paralel İken, b) Elektrik Alan Tellere Dik İken.....	11
Şekil 2.1 Anten Işıma Diyagramı.....	21
Şekil 2.2 Anten ile Sonlandırılmış Devre Yapısı.....	25
Şekil 2.3 Doğrusal 45° Polarizasyon Gösterimi.....	28
Şekil 2.4 Eliptik Polarizasyon Gösterimi a) Sağ El Polarizasyon Eliptik b) Sol El Eliptik Polarizasyon	29
Şekil 2.5 Dairesel Polarizasyon Gösterimi a) Sağ El Dairesel Polarizasyon b) Sol El Dairesel Polarizasyon	31
Şekil 3.1 Yama Anten	34
Şekil 3.2 Tasarlanan Katlı Yama Antenin İlk Katının Smith Grafiği.....	45
Şekil 3.3 Tasarlanan Katlı Yama Antende İkinci Katın Dielektrik Malzemesinin Kalınlığının Empedansa Etkisi	45
Şekil 3.4 Tasarlanan Katlı Yama Antende Birinci Kattaki Yama Anten Boyutlarının Empedansa Etkisi a) Yama Antenin Boyunun Etkisi b) Yama Antenin Eninin Etkisi	46
Şekil 3.5 Tasarlanan Katlı Yama Antende İkinci Kattaki Yama Anten Boyutlarının Empedansa Etkisi a) Yama Antenin Boyunun Etkisi b) Yama Antenin Eninin Etkisi	47
Şekil 3.6 Tasarlanan Katlı Yama Antenin Nihai Durumdaki Smith Grafiği.....	48
Şekil 3.7 Tasarlanan Katlı Yama Antenin Dizisinin Benzetim Sonucu Elde Edilen Aktif S Parametresi Değerleri.....	49
Şekil 3.8 Üretimi Gerçekleştirilen Katlı Yama Anten Dizisi	49
Şekil 3.9 Horn Anten Yapısı	51
Şekil 3.10 Tasarlanan X Bant Horn Anten.....	58
Şekil 3.11 Tasarlanan Ku Bant Horn Anten.....	60
Şekil 3.12 Tasarlanan Ridged Horn Anten Benzetim Modeli.....	62
Şekil 3.13 Tasarlanan Dalga Kılavuzundan Koaksiyele Dönüştürücü Yapısı	63
Şekil 3.14 Kısa Devre Ridged Yapısının (mm) Antenin S_{11} parametresine Etkisi.....	64
Şekil 3.15 Ridged Yüksekliğinin (R_h) (mm) Antenin S_{11} Parametresine Etkisi	65
Şekil 3.16 Dönüştürücü Yapının Boyunun (c) (mm) Antenin S_{11} parametresine Etkisi	66
Şekil 3.17 Ridged Genişliğinin (R_w) (mm) Antenin S_{11} Parametresine Etkisi.....	66
Şekil 3.18 Ridged Boyunun (R_l) (mm) Antenin S_{11} Parametresine Etkisi	67
Şekil 3.19 Boşluk Çapının (e) (mm) Antenin S_{11} Parametresine Etkisi	67
Şekil 3.20 Tasarlanan Ridged Horn Anten	69

Şekil 4.1 İki Kattan Oluşan Polarizör Yapısı	71
Şekil 4.2 Metalik Şeritlerin Eşdeğer Devre Modeli a) Elektrik Alan Şeritlere Dik İken, (b) Elektrik Alan Şeritlere Paralel İken	74
Şekil 4.3 Tez Kapsamında Tasarımı Gerçekleştirilen Doğrusal 45° Polarizör Yapısı.....	77
Şekil 4.4 Tez Kapsamında Katlı Yama Anten Dizisi İçin Tasarımı Gerçekleştirilen Doğrusal 45° Polarizör Yapısı	78
Şekil 5.1 Doğrusal 45° Polarizörlü X Bant Horn Anten	80
Şekil 5.2 X Bant Horn Antenin Benzetim Sonucu Elde Edilen Elektrik Alan Dağılımları a) Doğrusal 45° Polarizör Yokken b) Doğrusal 45° Polarizör Varken	81
Şekil 5.3 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm ve Benzetim Sonucunda Elde Edilen S_{11} Parametresi.....	81
Şekil 5.4 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm Sonucunda Elde Edilen Kazanç Değerleri	82
Şekil 5.5 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 8.5 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları	83
Şekil 5.6 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 8.5 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	83
Şekil 5.7 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 10 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	84
Şekil 5.8 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 10 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	84
Şekil 5.9 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	85
Şekil 5.10 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	85
Şekil 5.11 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 8.5 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	86
Şekil 5.12 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 8.5 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	86

Şekil 5.13 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 10 GHz'de Azimuth Ölçüm ve Benzetim Eksenindeki Işıma Diyagramı Sonuçları.....	87
Şekil 5.14 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 10 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	87
Şekil 5.15 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	88
Şekil 5.16 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	88
Şekil 5.17 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda Düşey ve Yatay Polarizasyon Bileşenlerindeki Işıma Diyagramları Arasındaki Kazanç Farkı.....	89
Şekil 5.18 Doğrusal 45° Polarizörlü Ku Bant Horn Anten.....	91
Şekil 5.19 Ku Bant Horn Antenin Benzetim Sonucu Elde Edilen Elektrik Alan Dağılımları a) Doğrusal 45° Polarizör Yokken b) Doğrusal 45° Polarizör Varken	92
Şekil 5.20 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm ve Benzetim Sonucunda Elde Edilen S_{11} Parametresi.....	92
Şekil 5.21 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm Sonucunda Elde Edilen Kazanç Değerleri	93
Şekil 5.22 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12.5 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	94
Şekil 5.23 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12.5 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	94
Şekil 5.24 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 15 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	95
Şekil 5.25 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 15 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	95
Şekil 5.26 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 18 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	96
Şekil 5.27 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 18 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	96

Şekil 5.28 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	97
Şekil 5.29 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	97
Şekil 5.30 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 15 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	98
Şekil 5.31 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 15 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	98
Şekil 5.32 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 18 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	99
Şekil 5.33 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 18 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	99
Şekil 5.34 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda Düşey ve Yatay Polarizasyon Bileşenlerindeki Işıma Diyagramları Arasındaki Kazanç Farkı.....	100
Şekil 5.35 Doğrusal 45° Polarizörlü Katlı Yama Anten Dizisi a) Ön Görünüm b) Arka Görünüm.....	102
Şekil 5.36 Katlı Yama Anten Dizisinin Benzetim Sonucu Elde Edilen Elektrik Alan Dağılımları a) Doğrusal 45° Polarizör Yokken b) Doğrusal 45° Polarizör Varken	103
Şekil 5.37 Katlı Yama Anten Dizisi Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm ve Benzetim Sonucunda Elde Edilen S_{11} Parametresi.....	104
Şekil 5.38 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm Sonucunda Elde Edilen Kazanç Değerleri.....	104
Şekil 5.39 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 6.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları	106
Şekil 5.40 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 6.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları	106
Şekil 5.41 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 7 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları	107

Şekil 5.42 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 7 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları	107
Şekil 5.43 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 7.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları	108
Şekil 5.44 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 7.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları	108
Şekil 5.45 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 6.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	109
Şekil 5.46 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 6.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	109
Şekil 5.47 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 7 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	110
Şekil 5.48 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 7 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	110
Şekil 5.49 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 7.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	111
Şekil 5.50 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 7.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	111
Şekil 5.51 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda Düşey ve Yatay Polarizasyon Bileşenlerindeki Işıma Diyagramları Arasındaki Kazanç Farkı.....	112
Şekil 5.52 Doğrusal 45° Polarizörlü Ridged Horn Anten	114
Şekil 5.53 Ridged Horn Antenin Benzetim Sonucu Elde Edilen Elektrik Alan Dağılımları a) Doğrusal 45° Polarizör Yokken b) Doğrusal 45° Polarizör Varken	115
Şekil 5.54 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm ve Benzetim Sonucunda Elde Edilen S_{11} Parametresi.....	116
Şekil 5.55 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm Sonucunda Elde Edilen Kazanç Değerleri	116
Şekil 5.56 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 6 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	118

Şekil 5.57 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 6 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	118
Şekil 5.58 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	119
Şekil 5.59 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	119
Şekil 5.60 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 18 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	120
Şekil 5.61 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 18 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	120
Şekil 5.62 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 6 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	121
Şekil 5.63 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 6 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	121
Şekil 5.64 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	122
Şekil 5.65 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	122
Şekil 5.66 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 18 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	123
Şekil 5.67 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 18 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları.....	123
Şekil 5.68 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda Düşey ve Yatay Polarizasyon Bileşenlerindeki Işıma Diyagramları Arasındaki Kazanç Farkı.....	124
Şekil A.1 Düzlemsel Dalgaların Yansıma Durumu.....	128
Şekil A.2 İki Izgaradan Oluşan Yapı	131
Şekil A.3 Izgara Üzerindeki Kaynak ve Alan Noktaları.....	133
Şekil B.1 Çok Katlı Polarizör	136

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1 Polarizasyon Tablosu	31
Tablo 3.1 Nihai Ridged Anten Boyutları	68
Tablo 5.1 X Bant Horn Anten Kazanç Değerleri	90
Tablo 5.2 Ku Bant Horn Anten Kazanç Değerleri	101
Tablo 5.3 Katlı Yama Anten Dizisi Kazanç Değerleri	113
Tablo 5.4 Ridged Horn Anten Kazanç Değerleri	125

Yönlü Anten ve Anten Dizileri İçin Geniş Bantlı ve Geniş Tarama Açılı Doğrusal 45° Polarizör Tasarımı

Koray SÜRMELİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Prof. Dr. Ahmet KIZILAY

Radar sistemlerinde, yön bulma sistemlerinde ve elektronik karşı taarruz sistemlerinde hedeflerin polarizasyonlarının farklı olmasından dolayı antenlerin tüm polarizasyondaki sinyalleri alması istenmektedir. Doğrusal 45° polarizasyona sahip olan antenler hem yatay polarizeli, hem düşey polarizeli hem de sağ el ve sol el dairesel polarizeli sinyalleri alabilir ve gönderebilirler. Bu nedenle doğrusal 45° polarizeli antenler yukarıda bahsedilen sistemler için uygun olmaktadır. Ayrıca 5G mobil sistemlerinde polarizasyon çeşitliliği sağlamak amacıyla doğrusal 45° polarizeli antenler kullanılmaktadır. Tez kapsamında, yönlü anten ve anten dizileri için doğrusal polarizeli (yatay veya düşey polarizeli) bir antenin polarizasyonunu, doğrusal 45° polarizasyona çeviren bir polarizör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan bu polarizör ile tek bir polarizasyondaki sinyalleri alıp gönderebilen bir anten yatay, düşey ve dairesel polarizasyona sahip sinyalleri alıp gönderme yeteneğine sahip olmaktadır. Polarizör, geniş bir empedans ve ışıma diyagramı bant genişliğine sahip olabilmesi amacıyla çok katlı olarak tasarlanmıştır. Polarizörü oluşturan her bir katta metalik şeritler yer almaktadır ve her bir kattaki şeritler farklı bir açisal oryantasyona sahiptir. Tez kapsamında, polarizörün teorik altyapısı incelenmiş ve tasarım denklemleri verilerek bu denklemlerin kullanıldığı

ilgili parametrelerin hesapları gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan polarizörün performansını test edebilmek amacıyla iki farklı frekans aralığında çalışan standart kazançlı horn anten, geniş bantlı horn anten ve katlı yama anten dizisi tasarlanmış ve polarizör tasarlanan bu antenlerin önüne yerleştirilerek benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında tam dalga çözüm yapan elektromanyetik benzetim programı kullanılmıştır. Benzetim çalışmalarının ardından tasarımı gerçekleştirilen polarizör ile tasarımı gerçekleştirilen standart kazançlı horn antenler, geniş bantlı horn anten ve katlı yama anten dizisi üretilmiştir. Üretilen polarizör ve antenlerin geri dönüş kaybı ile ışıma diyagramı ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçümler küresel yakın alan ölçüm sisteminde gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar grafikler halinde verilmiştir. Ölçüm sonuçları polarizörün hem yönlü antenler için hem de yönlü anten dizileri için polarizasyonu başarılı bir şekilde doğrusal 45° polarizasyona dönüştürdüğünü göstermektedir. Ayrıca ölçüm ve benzetim sonuçlarının birbirlerine oldukça yakın olduğu gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Polarizasyon, horn antenler, katlı yama anten dizileri, doğrusal 45° polarizasyon

Design of Wideband and Wide Scan Angle Slant Polarizer For Directional Antennas and Antenna Arrays

Koray SÜRMELİ

Department of Electronic and Communication Engineering

Doctor of Philosophy Thesis

Advisor: Prof. Dr. Ahmet KIZILAY

In radar, direction finding and electronic counter measure systems, the antennas are required to receive all polarized signals due to the different polarization of the targets. Slant (Linear 45°) polarized antennas, can receive and transmit both vertical, horizontal and also right hand, left hand circular polarized signals. Thus, slant (linear 45°) polarized antennas are suitable for the abovementioned systems. Besides, slant (linear 45°) polarized antennas are used in 5G mobile communication systems to provide polarization diversity. In this thesis, a design of a slant (linear 45°) polarizer is realized that changes the linear polarization (vertical or horizontal polarization) to the slant (linear 45°) polarization for directive antennas and antenna arrays. Through this designed polarizer, an antenna that can receive and transmit signals in a single polarization is capable of receiving and transmitting horizontal, vertical and circular polarized signals. The polarizer is designed as a multi layer structure to obtain wide impedance and pattern bandwidth. Each layer forming the polarizer consists of metallic strips and these strips in each layer have a different angular orientation. In this thesis, the theory of the polarizer is examined, design equations are obtained and the related parameters are calculated by these given equations. In order to demonstrate the

performance of the designed polarizer, two standard gain horn antennas which operate different frequency bands, a wide band double rigid horn antenna and a stacked patch antenna array are designed. Then, the polarizer is placed right in front of these designed antennas and simulations are examined. Full wave electromagnetic program is used for simulations. After the simulations the designed polarizer, the designed horn antennas and stacked patch antenna array are manufactured. Return loss and pattern measurements are made for the manufactured polarizer and antennas. The measurements are made in the spherical near field measurement system. The obtained results are given as graphs. The measured results show that the designed polarizer successfully changes the linear polarization to the slant (linear 45°) polarization for the both directive antennas and arrays. Also, very good agreement between the measurements and simulations is obtained.

Keywords: Polarization, horn antennas, stacked patch antenna arrays, linear 45° polarization

1.1 Literatür Özeti

Metalik şeritler veya tel ızgaralarla ilgili ilk çalışmalar genellikle dairesel bir kesit alanına sahip olan teller için gerçekleştirilmiştir. Paralel şekilde yerleştirilen bu tellere gelen düzlemsel bir dalganın davranışı teorik olarak incelenmiştir. Bununla birlikte yansıma ve iletim katsayıları hesaplamaları ile ilgili çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Izgara olarak ifade edilen yapı, metalik tellerin belirli bir periyot ile paralel şekilde yerleştirilmesiyle elde edilen yapıdır. Tellerin periyodu ızgara katsayısı olarak isimlendirilirken bu değer gelen dalganın dalga boyuyla orantılı bir değerdir. Bir ızgara, üzerine gelen dalganın polarizasyonuna bağlı olarak bu dalgaya etki etmektedir.

Bir ızgaranın tellerine paralel olan bir polarizasyona etkisi Hertz etkisi, tellerine dik olan bir polarizasyona etkisi ise Dubois etkisi olarak isimlendirilmektedir [1]. Bu etkiler ızgaranın yapıldığı malzeme, tel çapının dalga boyuna olan oranı gibi parametrelere bağlı olarak değişmektedir.

Yapılan ilk teorik çalışmalar bir ızgaranın etrafındaki alanların incelenmesi yönünde olmuştur. Bu çalışmalar neticesinde ızgaradan iletilen dalganın polarizasyonunun gelen dalgadan farklı olabileceği görülmüş ve bu sayede ızgara arkasında eliptik polarizasyona sahip bir dalga oluşturabileceği sonucuna varılmıştır. Ek olarak bir ızgaraya gelen dalga, kendisiyle aynı yönde bir iletilen dalga oluşmasına ve bir de yansıyan dalga oluşmasına neden olmaktadır. Izgara ile ilgili gerçekleştirilen elektromanyetik çalışmaların birçoğunun amacı, ızgaraya gelen düzlemsel dalganın ızgara etrafında oluşturacağı alan dağılımını hesaplayabilmektir. Bu nedenle ızgaranın gelen düzlemsel dalgaya etkisini belirleyebilmek için yansıma ve iletim katsayıları veya ızgara empedansı hesaplamaları gerçekleştirilmiştir.

Izgaralar ile ilgili ilk çalışmalar 1823 yılında Fraunhofer tarafından gerçekleştirilmiştir. Daha sonra 1889 yılında Hertz tarafından ızgaralar ile ilgili çalışmalar gerçekleştirilmiştir [1]. Paralel tellerden oluşan ızgaralarla ilgili ilk çalışmalar ise 1893 yılında gerçekleştirilmiştir [2]. Bu çalışmada, ızgaradan yansıyan dalganın metal bir yüzeyden yansıyan dalgaya benzer özelliklerde olduğu gözlenmiştir. Izgaradan yansıyan bu dalganın fazının ise tellerin periyoduna ve çapına bağlı olduğu belirtilmiştir.

1898 yılında ızgaraya gelen düzlemsel dalganın elektrik alanının ızgaranın tellerine paralel veya dik olması durumları için yansıma katsayısının matematiksel ifadeleri elde edilmiştir [3]. Elde edilen katsayılar aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$r_p = \frac{1}{1 + \left(\frac{2d}{\lambda} \ln \frac{d}{2\pi a} \right)^2} \quad (1.1)$$

$$r_p = \frac{\left(\frac{2\pi^2 a^2}{\lambda d} \right)^2}{1 + \left(\frac{2\pi^2 a^2}{\lambda d} \right)^2} \quad (1.2)$$

Burada eşitlik (1.1) elektrik alanın tellere paralel olması durumundaki yansıma katsayısını, eşitlik (1.2) ise elektrik alanın tellere dik olması durumundaki yansıma katsayısını ifade etmektedir. Ayrıca d teller arasındaki mesafeyi, a tel yarıçapını ve λ ise dalga boyunu ifade etmektedir. Eşitlik (1.2) incelendiğinde tel yarıçapının teller arası mesafeden çok çok küçük olduğu durumda elde edilen yansıma katsayısının çok küçük bir değer olduğu ve bunun da Hertz'in deneysel ölçümlerle elde ettiği sonuçlara uygunluk gösterdiği ifade edilmiştir.

1906 yılında teorik olarak hesaplanan yansıma katsayılarını deneysel olarak ölçerek sonuçları karşılaştıran çeşitli çalışmalar gerçekleştirilmiştir [1]. Yapılan ölçümler teorik olarak hesaplanan değerlerin doğruluğunu göstermiştir.

1907 yılında ızgaraların olduğu tellerin yapıldığı malzemenin iletme olan etkisi deneysel olarak incelenmiştir [1]. Kullanılan ızgara malzemesinin güç iletim katsayısına etki ettiği gözlenmiştir.

1921 yılında ızgaralar için genel bir teori oluşturulmuştur [1]. Daha önceki çalışmalarda olduğu gibi bu çalışmada da tellerin yarıçapı teller arasındaki mesafeden küçük alınmış ve bu her iki değer de dalga boyundan küçük olacak şekilde seçilmiştir. Bu durumda gelen dalganın polarizasyonu tellere paralel iken yansıma katsayısı aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$r_v = \frac{-1}{1 - j \frac{2d}{\lambda} \left(\ln \frac{d}{2\pi a} + \tau_0 \right)} \quad (1.3)$$

$$\tau_0 = \frac{\mu_r J_0(k_1 a)}{k_1 a J'_0(k_1 a)} \quad (1.4)$$

Burada J_0 ve J'_0 sıfırinci dereceden Bessel fonksiyonlarıdır. Teller mükemmel iletken olarak alındığında $\tau_0 = 0$ olacaktır. Bu durumda eşitlik (1.3) eşitlik (1.1) ile uyumlu olmaktadır. Bu çalışmada farklı iletkenlik durumları için matematiksel ifadeler genelleştirilmiştir.

Metalik ızgaralara ait çalışmalara ikinci dünya savaşı sonrasında tekrar devam edilmiştir. 1939 yılında eşdeğer ızgara empedansı numerik ve deneysel olarak hesaplanmıştır [1]. Bu empedans hesabı ızgaradaki tellerde indüklenen akım kullanılarak hesaplanmıştır. Tellerin sonsuz iletkenliğe sahip olduğu ve tel yarıçapının dalga boyundan çok küçük olduğu varsayılmıştır. Güç yansıma katsayısı aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$r_p = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega L}{R_\infty} \right)^2} \quad (1.5)$$

Burada $\omega = 2\pi f$ olarak ifade edilmektedir. Teller arası mesafe dalga boyundan çok küçük olduğu durumda ızgara empedansı aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [1].

$$Z_w = R_\infty - j\omega L = \frac{\zeta_0}{2d} - \frac{\zeta_0}{\lambda} \ln \frac{d}{2\pi a} \quad (1.6)$$

Burada, ζ_0 serbest uzayın karakteristik empedansını ifade etmektedir.

1946 yılında hatlara paralel polarizasyonla gelen bir düzlemsel dalganın saçınımı ile ilgili çalışmalar gerçekleştirilmiştir [4]. Düzlemsel dalganın farklı geliş açıları için hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Hesaplamalarda tel çapının teller arası mesafeden oldukça küçük olduğu kabul edilmiştir. Gerilim yansıma katsayısı aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$r_v = \frac{-1}{1 - j2 \frac{Z_g}{Z_0}} \quad (1.7)$$

$$Z_0 = \frac{\zeta_0}{\cos \theta} \quad (1.8)$$

$$Z_g = \zeta_0 \frac{d}{\lambda} \left[\ln \frac{d}{2\pi a} + F \left(\frac{d}{\lambda}, \theta \right) \right] \quad (1.9)$$

$$F \left(\frac{d}{\lambda}, \theta \right) = \frac{1}{2} [f(\theta) + f(-\theta)] \quad (1.10)$$

$$F = \frac{1}{2} \sum_{n=-1}^{\infty} \left\{ \left[\left(\frac{d}{\lambda} \sin \theta + n \right)^2 - \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2 \right]^{-1/2} + \left[\left(\frac{d}{\lambda} \sin \theta - n \right)^2 - \left(\frac{d}{\lambda} \right)^2 \right]^{-1/2} - \frac{2}{n} \right\} \quad (1.11)$$

Burada Z_g ızgara empedansı olarak tanımlanmıştır ve bu empedansın iletim hattına paralel bağlanan bir empedansla eşdeğer olduğu belirtilmiştir. Z_0 ise bu eşdeğer iletim hattının karakteristik empedansı olarak ifade edilmiştir. θ gelen dalganın gelme açısı olarak tanımlanırken F ise bir düzeltme terimi olarak belirtilmiştir. Bu terimin değerleri grafikler halinde verilmiştir.

1947 yılında empedans konusu ile ilgili genel bir kavram çalışması gerçekleştirilmiştir [5]. Bu çalışmada elektromanyetik dalga konusu genel bir empedans konseptiyle anlatılmıştır. Dalgalar için ifade edilen bu empedans konsepti iletim hatlarındaki empedans konseptine benzemektedir. Çalışmada alan empedansı olarak ifade edilen parametre elektrik alanın manyetik alana bölümü ile elde edilmektedir. Elektrik alanın tellere paralel olduğu durum için ızgara empedansı grafikler halinde verilmiştir. Izgara iletim hattına paralel bir empedans olarak modellenmiştir. Izgarayı oluşturan teller arasındaki mesafe dalga boyundan

küçük olduğu durumda bu empedans bir indüktans olarak modellenmektedir. Bu değer aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$X = Z \frac{d}{\lambda} \ln \frac{d}{2\pi a} \quad (1.12)$$

Burada Z ortamın karakteristik empedansını ifade etmektedir.

1949 yılında teller yerine metalik hatların kullanıldığı ızgaralara yönelik çalışmalar gerçekleştirilmiştir [6]. Sonsuz ince hatlardan oluşan ızgaralar için saçılma özellikleri incelenmiştir. Gelen dalganın polarizasyonunun hatlara hem paralel hem de dik olduğu durumlar göz önüne alınmıştır. Elde edilen iletim katsayıları grafikler halinde verilmiştir. Daha sonra sonlu kalınlık olması durumu da ayrıca incelenmiştir.

1951 yılında tellerden oluşan ızgaralar için saçılma matrisi hesaplamaları ile ilgili ilk çalışmalar gerçekleştirilmiştir [7]. Burada ızgaranın sonsuz uzunlukta olduğu varsayılmıştır. Ayrıca tellerin yarıçapı ile teller arası mesafenin dalga boyundan çok küçük olduğu kabul edilmiştir.

1951 yılında metalik şeritlerden veya tellerden oluşan ızgaraların, gelen dalganın polarizasyonunun ızgaraya dik veya paralel olması durumlarına göre, eşdeğer devre olarak modellenmesi çalışmaları gerçekleştirilmiştir [8]. Bu çalışmalarda elektrik alanın polarizasyonuna bağlı olarak ızgara yapıları indüktans veya kapasitans elemanları ile tanımlanmış ve bu eşdeğer iletim hattı elemanlarının hesaplamaları gerçekleştirilmiştir.

1952 yılında ızgarayı oluşturan tellerin sonlu iletken olması durumu ile ilgili çalışmalar gerçekleştirilmiştir [9]. Bu çalışmada farklı iletkenlik değerleri için yansıma ve iletim katsayıları hesaplamaları gerçekleştirilmiştir. Elektrik alanın yalnızca paralel olduğu durum ele alınmış ve gelen dalganın farklı geliş açıları için de incelemeler gerçekleştirilmiştir. Tel direncinin artmasının yansıma katsayısının genliğini ve iletim katsayısının fazını azalttığı hesaplanmıştır. Direnç etkisinin birbirine paralel olarak yerleştirilmiş birden çok ızgara yapısı için ihmal edilemez olduğu ve en yüksek iletimin de bu direnç etkisiyle sağlanabildiği belirtilmiştir.

1955 yılında bu zamana kadar yapılan çalışmalar genişletilerek oldukça genel bir çalışma gerçekleştirilmiştir [10]. Bu çalışmada polarizasyon, gelme açısı veya tellerin iletkenliği ile ilgili herhangi bir kısıtlamaya bağlı kalmadan bir çözüm elde edilmiştir. Bu çalışmada teller arası mesafe dalga boyundan oldukça küçük olacak şekilde seçilmiştir ve tellerin yarıçapı da teller arası mesafeden küçük olacak şekilde seçilmiştir. Eşdeğer ızgara empedansı eşdeğer iletim hattı temeline dayanarak elde edilmiştir. Gerilim yansıma katsayısı aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$r_v = \frac{-1}{1 + 2 \frac{Z_g}{Z_0}} \quad (1.13)$$

$$Z_0 = \frac{\zeta_0 \cos \phi}{\cos \theta} \quad (1.14)$$

Burada, ζ_0 serbest uzayın karakteristik empedansıdır. Z_0 eşdeğer iletim hattının karakteristik empedansıdır. θ, ϕ açıları ise gelen dalganın geliş açılarını belirtmektedir. Z_g iletim hattına paralel bağlanan eşdeğer ızgara empedansı olarak tanımlanmıştır ve aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [10].

$$Z_g = -j \frac{d}{\lambda} \zeta_0 \cos^2 \phi \left[\ln \frac{d}{2\pi a} + F \left(\frac{d \cos \phi}{\lambda}, \theta \right) \right] + dZ_l \quad (1.15)$$

Burada F eşitlik 1.11 ile ifade edilen düzeltme terimidir. Z_l ızgarayı oluşturan telin öz empedansı olarak tanımlanmıştır ve aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [10].

$$Z_l = \frac{\zeta I_0(-jk_1 a)}{2\pi a I_1(-jk_1 a)} \quad (1.16)$$

Burada, I_0 ve I_1 modifiye Bessel fonksiyonlarıdır. Izgarayı oluşturan teller metalik olduğunda ve mikrodalga frekanslarında telin öz empedansı aşağıdaki gibi olmaktadır [10].

$$Z_l = \left(\frac{\mu_1 \omega}{2\sigma} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{1+j}{2\pi a} \right) \quad (1.17)$$

Burada $\omega = 2\pi f$ ve μ_1 tellerin geçirgenliği σ ise tellerin iletkenliğidir.

1956 yılında elektrik alanın ızgaraya dik olması durumunda gerilim yansıma katsayısının yeni bir hesabı gerçekleştirilmiştir [1]. Bu hesaplamada da tel yarıçapı ile teller arası mesafe dalga boyundan çok küçük olacak şekilde seçilmiştir. Gerilim yansıma katsayısı aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$r_v = \frac{3\pi^2 a^2}{d\lambda} \quad (1.18)$$

1956 yılında eğimli bir ızgaranın iletim yapısı ile ilgili çalışmalar gerçekleştirilmiştir [11]. Bu çalışmada gelen dalga'nın polarizasyonunun tellere paralel olduğu durum incelenmiştir. Izgaranın farklı eğim açıları için ölçümler gerçekleştirilmiştir. Teller arası mesafenin farklı olduğu dört ızgara için farklı eğim açılarında iletimin yüzdesel olarak değerleri grafikler halinde verilmiştir.

1957 yılında metalik hatlardan oluşan bir ızgaranın etrafındaki alanı hesaplamaya yönelik çalışmalar gerçekleştirilmiştir [12]. Metalik hatlardan oluşan bu ızgara yapısı için iletim ve yansıma katsayıları hesaplanmıştır. Gelen dalga'nın farklı geliş açıları için de hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Farklı ızgaralar için yansıma katsayısının genlik ve faz değerleri grafikler halinde verilmiştir.

1959 yılında sonlu sayıda hattan oluşan bir ızgaranın iletim katsayısı hesabına yönelik çalışmalar gerçekleştirilmiştir [13,14]. İletim katsayısı hatlar arası mesafeye bağlı olarak grafikler halinde verilmiştir [13]. Izgarayı oluşturan hatların sayısı değiştirilerek hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Herhangi bir geliş açısı için sadece iki hattan oluşan bir ızgaranın iletim katsayısı hesaplamaları da gerçekleştirilmiştir [14]. Hesaplamalarda değişken değiştirme yöntemi kullanılmıştır. Hesaplanan iletim katsayısı değerleri gelme açısına göre grafikler halinde verilmiştir. Daha sonra benzer bir çalışma daha gerçekleştirilerek ikiden fazla hat olması durumundaki hesaplamalara yer verilmiştir [15]. Ancak bu çalışmada farklı geliş açıları dikkate alınmamıştır. Farklı sayıdaki hatlar için

hesaplanan iletim katsayısı değerleri hatlar arasındaki mesafeye göre grafikler halinde verilmiştir.

1956 yılında dielektrik kaplı hatlardan oluşan ızgaralar için de çalışmalar gerçekleştirilmiştir [1]. Dielektrik kaplamanın kalınlığı arttıķa yansımanın azaldığı gözlenmiştir.

1962 yılında bir ızgaranın iki homojen bölgenin ara yüzünde olduğu bir durum için çalışmalar gerçekleştirilmiştir [16]. Elektrik alanın tellere paralel olduğu durum incelenmiştir. Daha nceki çalışmalara benzer şekilde ızgara eşdeğer iletim hattında paralel bağlanan bir empedans olarak modellenmiştir. Bu çalışmada efektif yüzey empedansı hesabı üzerine incelemeler gerçekleştirilmiştir. Bir toprak düzlemi üzerine yerleştirilen bir ızgaranın efektif empedansının toprak düzleminden yükseldikçe azaldığı gözlenmiştir. Bu durumun toprak düzlemi tarafından sönümlenen enerjiyi azalttığı belirtilmiştir.

1964 yılında farklı sayıda tellerden oluşan bir ızgara yapısı için saçılma denklemlerinin elde edilmesi ile ilgili çalışmalar gerçekleştirilmiştir [17]. Tellerin yarıçapının dalga boyundan oldukça küçük olduğu kabul edilmiştir. Elektrik alanın tellere paralel olduğu durum ele alınmış ve farklı geliş açıları için de hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Dairesel ve düzlemsel formlarda yerleştirilen ızgaraların saçılma diyagramları verilmiştir. Bu ızgaraların reflektör antenler gibi yapılarda ağırlığı azaltmak amacıyla kullanıldığı belirtilmiştir.

Tek bir ızgara üzerine yapılan çalışmaların ardından aralarında belirli bir mesafe bulunan iki ya da daha fazla sayıdaki ızgaradan oluşan yapılarla ilgili de çeşitli çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bu alışmalar ilk olarak 1949 yılında gerçekleştirilmiştir [18]. Bu çalışmada ızgaralar arası mesafeye, ızgaraların birbirlerine göre olan pozisyonlarına ve düzlemsel dalganın geliş açısına bağlı olarak iletim katsayısı hesaplamaları gerçekleştirilmiştir.

1951 yılında iki ızgaradan oluşan yapının mikrodalga sistemlerinde filtre olarak kullanılabileceği gösterilmiştir [19]. Bu ızgaralar çapraz tellerden oluşmaktadır. Bu durum ızgaralara gelen dalganın polarizasyonunun yatay veya düşey olması durumunda ızgaranın benzer şekilde bir davranış ortaya koyacağını göstermiştir.

Çapraz tellerin kullanımının yansıma katsayısını önemli ölçüde artırdığı belirtilmiştir. Tasarlanan filtrenin bant genişliğinin %3 olduğu ve ilgilenilen frekansta gelen dalganın %60'ının geçirildiği ifade edilmiştir.

1952 yılında ise tellerin birbirine göre farklı açılarda olduğu iki ızgara yapısı için iletim katsayısı deneysel ve numerik olarak hesaplanmıştır [20]. Güç iletim katsayısının ızgaradaki tellerin açılarna, ızgaralar arası mesafeye ve ızgara parametrelerine göre hesabı gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada gelen dalganın polarizasyonunun hem dik hem de paralele olduğu durum göz önüne alınmış ve teller arası mesafenin dalga boyundan çok küçük olduğu durum incelenmiştir. Ayrıca iki ızgara arasındaki mesafe de dalga boyundan küçük olacak şekilde seçilmiştir. Ölçüm sonucunda elde edilen iletim katsayısı değerlerinin hesaplamalardan elde edilen değerlerle örtüştüğü ifade edilmiştir.

1955 yılında iki ızgaradan oluşan yapı için teorik ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir [21]. Bu çalışmada güç iletiminin en yüksek olduğu durumun hangi koşullar altında gerçekleştiği incelenmiştir. Farklı geliş açıları da incelemeye dahil edilmiştir. İki ızgaradan oluşan yapı, bir iletim hattında birbirine paralel şekilde bağlanmış olan iki reaktans olarak modellenmiştir. Bu reaktanslar arası mesafe ızgaralar arasındaki mesafe ile aynı olacak şekilde seçilmiştir. Farklı geliş açıları için en yüksek iletimi elde edebilmek amacıyla ızgaralar arası mesafenin artırılması gerektiği ifade edilmiştir.

1974 yılında çok sayıda ızgaradan oluşan yapı için çalışmalar gerçekleştirilmiştir [22]. Bu çalışmada farklı açılara sahip tellerden oluşan ızgaralar için gelen dalganın polarizasyonunun eliptik olduğu durumda dalga iletimini tanımlayan polarizasyon kaskat matrisi elde edilmiştir. Matris terimlerinin tek bir ızgaraya gelen doğrusal polarizasyonlu dalga için elde edilen karmaşık yansıma ve iletim katsayıları olduğu belirtilmiştir. Farklı tel açılarna sahip çok katlı ızgara yapısının toplam karmaşık yansıma ve iletim katsayılarının matris çarpımı ile elde edilebileceği ve her bir matrisin ise farklı tel açısına sahip tek bir ızgaranın iletim ve yansıma katsayılarından oluştuğu belirtilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre bu şekildeki ızgara dizilerinin doğrusal polarizasyon için polarizasyon dönüştürücüleri şeklinde kullanılabileceği belirtilmiştir. Ayrıca ızgaralar arası mesafenin yarım dalga boyu

olacak şekilde seçildiğinde oluşan derin rezonans sayesinde bu yapıların frekans filtresi olarak da kullanılabileceği belirtilmiştir.

Telleri belirli bir açıyla yerleştirilmiş olan ızgaraya gelen doğrusal polarizasyonlu bir dalganın genel olarak eliptik polarizasyonlu olarak iletildiği gözlenmiştir. Eliptik polarizasyon biri x diğeri y ekseninde bulunan iki bileşenine ayrılmış, iletilen ve yansıyan dalgalar için bu şekilde 4x4'lük bir matris elde edilmiştir. Elde edilen bu matris dizilerinin çarpımıyla toplam iletin ve yansıma özelliklerinin içeren kaskat matrisi elde edilmiştir.

n elemanlı ızgaradan oluşan bir ızgara sistemi için genel matris ifadesi aşağıdaki gibi belirtilmiştir [22].

$$\begin{bmatrix} E_{x_1} \\ E_{y_1} \\ E_{x_2} \\ E_{y_2} \end{bmatrix}_{n+1} = T_n \phi_{n-1,n} T_{n-1} \dots \phi_{12} T_1 \begin{bmatrix} E_{x_1} \\ E_{y_1} \\ E_{x_2} \\ E_{y_2} \end{bmatrix}_{Gelen} \quad (1.19)$$

Burada, T_n n . Izgaranın iletim ve yansıma katsayı matrisidir. $\phi_{n-1,n}$ ise ızgaralar arası mesafeyi kapsayan bir matristir ve matris elemanları aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [22].

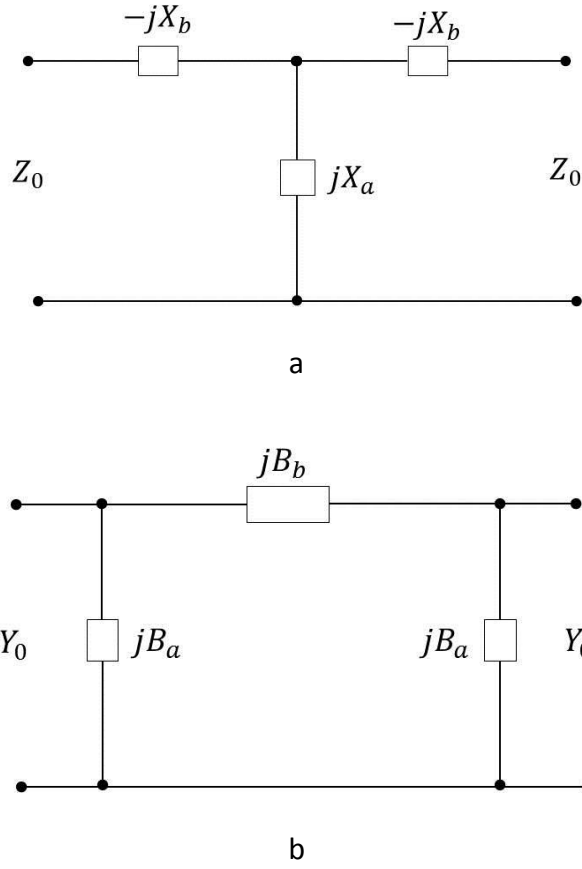
$$\phi_{11} = \phi_{22} = e^{\frac{j2\pi d_{n-1,n}}{\lambda}} \quad (1.20)$$

$$\phi_{33} = \phi_{44} = e^{\frac{-j2\pi d_{n-1,n}}{\lambda}} \quad (1.21)$$

Burada, $d_{n-1,n}$ terimi n . ve $(n-1)$. Izgaralar arasındaki fiziksel mesafeyi belirtmektedir.

Tek bir ızgaranın iletim ve yansıma matrisi terimlerini hesaplayabilmek için dik ve paralel polarizasyon durumlarındaki yansıma ve iletim parametrelerinin hesaplanması gerekmektedir. Bunun için ise bir ızgara Marcuvitz tarafından önerilen bir devre yapısı ile ifade edilmiş ve gerekli hesaplamalar bu devre parametrelerine göre gerçekleştirilmiştir [8, 22].

Izgaraya gelen elektrik alanının dik veya paralel olmasına göre ızgarayı ifade eden devre modelleri Şekil 1.1’de gösterilmiştir.



Şekil 1.1 Izgara Devre Modeli a) Elektrik Alan Tellere Paralel İken, b) Elektrik Alan Tellere Dik İken

Şekil 1.1’de gösterilen devre parametreleri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [22].

$$B_a = \frac{2\pi^2 a^2}{\lambda d} \left[1 - \frac{\pi^2 a^2}{\lambda^2} \left\{ \frac{11}{2} + 2 \log \left(\frac{2\pi a}{d} \right) \right\} - \frac{\pi^2 a^2}{6d^2} \right] \quad (1.22)$$

$$B_b = \frac{d}{\lambda} \left\{ \frac{3}{4} - \log \left(\frac{2\pi a}{d} \right) \right\} + \frac{d\lambda}{2\pi^2 a^2} \quad (1.23)$$

$$X_a = \frac{d}{\lambda} \left[\log \left(\frac{d}{2\pi a} \right) + \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left\{ \left(m^2 - \frac{d^2}{\lambda^2} \right)^{-\frac{1}{2}} - \frac{1}{|m|} \right\} \right] \quad (1.24)$$

$$X_b = \frac{d}{\lambda} \left(\frac{2\pi a}{d} \right)^2 \quad (1.25)$$

Bu durumda yansıma ve iletim parametreleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [22].

$$T_{\parallel} = \frac{2jX}{2Xx - x^2 + 1 + 2j(X - x)} \quad (1.26)$$

$$T_{\perp} = \frac{2jB}{-2Bd - b^2 + 1 + 2j(B + b)} \quad (1.27)$$

$$R_{\parallel} = \frac{2Xx - x^2 - 1}{2Xx - x^2 + 1 + 2j(X - x)} \quad (1.28)$$

$$R_{\perp} = \frac{2Bd + b^2 + 1}{-2Bd - b^2 + 1 + 2j(B + b)} \quad (1.29)$$

$$X = \frac{X_a}{Z_0} \quad (1.30)$$

$$x = \frac{X_b}{Z_0} \quad (1.31)$$

$$B = \frac{B_b}{Y_0} \quad (1.32)$$

$$b = \frac{B_a}{Y_0} \quad (1.33)$$

Düşey ve yatay polarizasyona için ızgara mesafesine bağlı olarak hesabı yapılan iletim değerleri grafikler halinde verilmiştir. İletim katsayısı için aynı zamanda ölçümler gerçekleştirilmiştir. Ölçümler sonucunda elde edilen genlik ve faz değerleri grafikler halinde verilmiştir. Benzer şekilde ızgara sayısının beş olduğu durum için de sonuçlar verilmiştir.

1974 yılında çok katlı ızgaraların bant geçiren filtre olarak kullanıldığı çalışmalar gerçekleştirilmiştir [23]. Bu çalışmada ızgaralar arası mesafe dalga boyunun dörtte biri olacak şekilde seçilmiştir. Filtrelerde üç veya daha fazla sayıda ızgara kullanılmıştır. Bu tarz ızgaralardan oluşan filtre yapılarının hem bant genişliğinin hem de frekans cevabının değiştirilebilir olduğu belirtilmiştir. Bu durumun ızgarayı oluşturan tel veya hatların açıl oryantasyonlarının değiştirilmesiyle elde edilebileceği ifade edilmiştir. Bu filtre yapılarında filtreye gelen dalganın elektrik alanını ilk ızgaradaki tellere dik olması gerektiği belirtilmiştir. Izzaraların ideal olduğu yani paralel elektrik alan bileşenini tamamen yansıttığı dik elektrik alan bileşenini ise tamamen iletmediği ifade edilmiştir. Gerçekçi ızgaraların olduğu ek bir çalışmada incelenmiştir. Maksimum düz filtre ile eşit dalgalanmalı filtre tasarım örnekleri verilmiştir. Tasarlanan filtrelerin frekans cevapları grafikler halinde verilmiştir.

Bu çalışmayı takip eden bir diğ er çalışma da ise ideal teller ve ızgaralar yerine gerçekçi teller ve ızgaraların kullanılması durumu incelenmiştir [24]. Gerçekçi ızgaraların filtre yapılarına etkisi gösterilmiştir. Gerçekçi ızgaraların kullanılmasının filtrenin rezonans frekansını değiştirdiği belirtilmiştir. Ayrıca frekans cevabının simetrik yapısının bozulduğu da gözlenmiştir. Gerçekçi ızgara kullanıldığında iletimin en yüksek değ erinin %100'den daha düşük olduğu ifade edilmiştir.

1973 yılında ızgara yapılarının polarizasyon dönüştürücüler i olarak kullanılmasına ilişkin ilk çalışmalar gerçekleştirilmiştir [25]. Bu çalışmalar doğrusal polarizasyonun dairesel polarizasyona dönüştürülmesi üzerine olmuştur. Diğ er çalışmaların aksine ızgaralarda hatlar dairesel kesite sahip olacak şekilde kullanılmamıştır. Bunun yerine küçük n harfi şeklinde sıralı olarak ilerleyen hatlar kullanılmıştır. Bu hatlar da birbirine paralel şekilde yerleştirilmiştir. Bu yapılarda her bir hat sırası 45° döndürülmüştür. Yapılan ilk çalışmada çok sayıda ızgara kullanılmış ve ızgaralar arası mesafe dalga boyunun dörtte biri olacak şekilde seçilmiştir. Kullanılan ızgara yapısının tasarım aşamalarından ve çalışma prensibinden bahsedilmiştir. Kullanılan ızgara yapısının bir polarizasyon bileşeni için indüktif bu polarizasyona dik olan diğ er polarizasyon bileşeni için kapasitif

davrandığı belirtilmiştir. Yapının çalışma prensibinin gelen dalganın elektrik alan bileşenini iki dik bileşene ayırarak bu iki bileşen arasında 90° faz farkı sağlamak olduğu ifade edilmiştir. Dört ızgaradan oluşan bir yapının kullanıldığı belirtilmiştir. Kullanılan bu yapının 8-12 GHz frekans aralığında çalıştığı ve bu frekans aralığında eksen oranının 1.5 dB'den daha iyi olduğu belirtilmiştir.

1984 yılında küçük n şeklindeki hatlardan oluşan polarizörlerin saçılma özelliklerinin incelendiği bir çalışma gerçekleştirilmiştir [26]. Bu çalışmada paralel ve dik polarizasyon bileşenleri için süseptans değerleri hesaplanmıştır. Izgara dizisinin paralel polarizasyon bileşenine indüktif, dik polarizasyon bileşenine ise kapasitif etki ettiği belirtilmiştir. Bahsedilen bu indüktif ve kapasitif süseptans değerlerinin hesaplanmasına yönelik çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Hesaplama ve ölçüm yoluyla elde edilen normalize süseptans değerleri frekansa bağlı olarak grafikler halinde verilmiştir.

1987 yılında bu tarz küçük n harfi şeklinde sıralı hatlardan oluşan yapılar için farklı geliş açılarının incelendiği bir çalışma gerçekleştirilmiştir [27]. Bu çalışmada süseptans değerlerinin hesabı için deneysel formüller verilmiştir. İletim hattı modeli kullanılarak ızgaralar modellenmiştir. Farklı geliş açıları için iletim karakteristiği incelenmiştir. Çok katlı yapı için eşdeğer devre modeli verilmiştir. Frekansa bağlı olarak eksen oranı ile iletim katsayısı değerleri grafikler halinde verilmiştir. Farklı geliş açıları için eksen oranı değerlerinde bozulmalar olduğu belirtilmiştir.

1992 yılında gerçekleştirilen çalışmada ise bu tarz küçük n harfi şeklinde hatlardan oluşan bir polarizörün karakteristiğini elde edebilmek amacıyla farklı bir yöntem kullanılmıştır [28]. Bu yöntemde yapı periyodik olduğu için, yapının elektriksel olarak içerisinde birim hücre yer alan bir dalga kılavuzuna eşdeğer olduğu varsayılmıştır. Birim hücrede indüklenen akım ile iletilen ve yansıyan alan parametreleri belirlenmiştir. Daha sonra yansıma ve iletim katsayıları ile eşdeğer süseptans değerleri elde edilmiştir. Frekansa bağlı olarak eksen oranı ve süseptans değerleri grafikler halinde verilmiştir.

1996 yılında benzer bir çalışma daha detaylı olarak ele alınmıştır [29]. Dalga kılavuzu modeli ve moment metodu kullanılarak eşdeğer süseptans değerleri elde

edilmiştir. Hesaplanan süseptans değerlerinin dielektrik katmanlarının etkilerini de içerdiği belirtilmiştir. Çok katlı yapının iletim ve yansıma katsayılarının hesaplanması için iletim matris formülasyonu kullanılmıştır. Moment metodu ile hat üzerinde indüklenen akım belirlenmiştir. Hat üzerinde indüklenen bu akım tarafından üretilen alan ile gelen alan kullanılarak iletim ve yansıma katsayıları elde edilmiştir. Bu katsayılar kullanılarak da süseptans değerleri hesaplanmıştır. Bu eşdeğer süseptans değerleri kullanılarak da iletim matrisi elde edilmiştir. Tüm yapının iletim matrisi kullanılarak da eksen oranı hesaplanabilmiştir.

Son yıllarda da küçük n harfi şeklindeki sıralı hatlardan oluşan dairesel polarizörler için çalışmalar devam etmektedir. 2010 yılında Ka bandında (29.5-30 GHz) bu tip bir polarizörün kullanıldığı bir çalışma gerçekleştirilmiştir [30]. Polarizörlerle ilgili geçmiş çalışmalar kıs bir özet halinde verilmiştir. Benzetim ve ölçüm sonucunda elde edilen değerler grafikler halinde verilmiştir.

2012 yılında küçük n harfi şeklinde periyodik hatlardan oluşan polarizörün iletim hattı devre teorisine göre modellenmesi ve tasarımı ile ilgili bir çalışma gerçekleştirilmiştir [31]. Önerilen yöntemin daha esnek olduğu ve ızgaralar arasında farklı mesafelerin seçilebilmesine olanak sağladığı ifade edilmiştir. Katlar arasındaki mesafelerin farklı olduğu iki polarizör için ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen değerler karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

2015 yılında küçük n harfine ek olarak bir döngü yapısı içeren ve tek kattan oluşan dairesel bir polarizör yapısı için çalışmalar gerçekleştirilmiştir [32]. Önerilen yapının K bandı için (18-29 GHz) tasarlandığı belirtilmiştir. Kullanılan yapının geliş açısı ve frekans değişikliklerine daha az hassas olduğu ifade edilmiştir. Frekansa bağlı olarak eksen oranı değerleri grafikler halinde verilmiştir.

2015 yılında farklı geliş açıları durumu için optimize edilen küçük n harfi şeklindeki periyodik hatlardan oluşan bir polarizör için çalışmalar gerçekleştirilmiştir [33]. Çalışmada üç katlı bir polarizör kullanılmıştır. Frekans ve geliş açısındaki değişimlere göre polarizörün hassasiyeti incelenmiştir. Bu çalışmada iletim hattı modeli ile sonsuz dizi yaklaşımı kullanılmıştır. Kullanılan yöntemin farklı geliş açıları için bant genişliğinde daha az değişikliklere sebebiyet verdiği gözlenmiştir. Frekansa bağlı olarak eksen oranı ve iletim katsayıları

değerlerinin ölçüm ve benzetim sonuçları verilmiştir. Aynı zamanda geliş açısına bağlı olarak da bu değerlerdeki değişimler grafikler halinde verilmiştir.

2017 yılında küçük n harfi şeklindeki periyodik hatlardan oluşan bir polarizör için yeni bir tasarım yöntemi ile ilgili çalışmalar gerçekleştirilmiştir [34]. Çok elemanlı eşdeğer devre yapısı tasarım için uyarlanmıştır. Kullanılan bu eşdeğer devre yapısı modelinin bant genişliğini artırdığı belirlenmiştir. Ayrıca hatların geometrik parametrelerinin etkisini eş değer devre modelinde hesaba katabilmek için polinom interpolasyon matris yaklaşımı kullanılmıştır. Bu sayede daha kısa sürede çözüm elde edilebildiği belirtilmiştir. 4 ızgaradan oluşan bir yapı kullanılmış ve hesaplamalar sonucu elde edilen değerler benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

2017 yılında küçük n harfi şeklindeki periyodik hatlardan oluşan bir polarizör için hatların periyodikliğini belirlemek amacıyla analitik devre modelinin kullanıldığı bir çalışma gerçekleştirilmiştir [35]. Bu çalışmada geniş bantlı eşdeğer bir devre modeli önerilmiştir. Devre modeli ile hesaplanan sonuçlar tam dalga çözüm yapan benzetim programından elde edilen sonuçlarla karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Günümüz radar, yön bulma ve elektronik harp sistemlerinde ilgilenilen hedeflerinin tamamının tespit ve takip edilmesi istenmektedir. Bu hedeflerin polarizasyonları değişiklik gösterdiğinden, sistemde yer alan antenlerin de tüm bu farklı polarizasyondaki sinyalleri gönderme ve alma kabiliyetine sahip olması istenmektedir. Çift polarizasyon elde edebilmek amacıyla iki farklı girişi olan antenler kullanılabilir. Ancak bu durumda her bir giriş için uygun alıcı tasarımı yapmak gerekmektedir. Bu durum sistem karmaşıklığını ve sistem maliyetini artırmaktadır. İki farklı girişe sahip olan antenlerde girişler arası kuplaj problemleri de ortaya çıkmaktadır. Ayrıca ikinci bir konektörün varlığı antenlerin yan yana dizilmesini engellemektedir. Bu durumda bu tür antenler kullanılarak dizi anten oluşturmak mümkün olmamaktadır. Dizi antenler yukarıda bahsedilen sistemler için oldukça önemli olduğundan iki girişli anten yapıları bu sistemler için kullanışsız olmaktadır. Antenlerin fiziksel olarak yerleşimini değiştirerek polarizasyonun değiştirilmesi söz konusu olabilir. Ancak bu durum hacim artışına neden olmaktadır ve aynı zamanda anten yapılarının yerleşimi için kullanılan

sistemleri fiziksel olarak karmaşık hale getirmektedir. Hava ve deniz sistemleri gibi fiziksel alanın dar olduğu uygulamalar için bu durum sorun oluşturmaktadır. Ayrıca, antenin fiziksel olarak yerleşimini değiştirmek dizi antenlerde antenler arası mesafenin artmasına neden olmaktadır. Bu durum ise dizi antenin huzme tarama performansını düşürmektedir. Çünkü antenler arası mesafe arttıkça dizi antenin tarayabileceği açı aralığı azalmaktadır. Antenlerin fiziksel olarak yerleşimini değiştirmek antenin düşey ışıma diyagramının da değişmesine neden olmaktadır. Bu durum özellikle yön bulma sistemlerinde hedeflerin tespit edilmesinde hata oluşmasına sebebiyet vermektedir. Belli bir sektörü aydınlatan bir antenin düşey ışıma diyagramının değişmesi bu antenin ışıma diyagramının kendinden sonraki antenin sektörüne girmesine neden olmaktadır. Bu durum ikinci antenin aydınlattığı sektörde yer alan bir hedefin sinyalinin birinci anten tarafından alınmasına ve hedefin hatalı olarak birinci antenin aydınlattığı sektörde olduğunun düşünülmesine yol açmaktadır. Bahsedilen konular ışığında bu tezin temel amacı, literatürde ilk defa, yönlü antenler ve anten dizileri için anteni fiziksel olarak değiştirmeden ve ek bir konektöre ihtiyaç duymadan antenin yatay, düşey ve dairesel polarizasyonlardaki tüm sinyalleri alıp gönderebilmesine olanak sağlayan bir doğrusal 45° polarizör tasarlamaktır. Ayrıca, tasarlanan polarizörün antenin ışıma diyagramında herhangi bir bozulma veya kaymaya neden olmaması, anten performansına (geri dönüş kaybı, kazanç vb.) çok fazla bozucu etki yapmaması ve anten hacmini artırmaması da amaçlanmaktadır. Tasarlanan polarizörün hem yönlü antenler için hem de dizi antenler için uygun olması da amaçlanan bir diğer özelliktir. Ayrıca tezin bir diğer amacı ise, üç farklı yönlü anten ve bir dizi anten kullanarak polarizörün tüm bu antenler için polarizasyonu başarılı bir şekilde değiştirdiğini gösterebilmektir.

1.3 Hipotez

Polarizasyon elektrik alanının doğrultusunun zamanla değişimini ifade etmektedir. Bu nedenle polarizasyonu değiştirebilmek için antenin elektrik alanının doğrultusunu değiştirmek gerekmektedir. Bir düzlemsel dalganın elektrik alanının doğrultusu birbirine paralel şekilde yerleştirilmiş şeritlerden geçerken değişebilir. Eğer elektrik alan hatlara paralelse tamamen geri yansıyacak, hatlara dikse

tamamen iletilecektir. Tez kapsamında elektrik alanın bu davranışı temel alınarak polarizör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Öncelikli olarak geniş bantlı bir polarizör tasarlayabilmek için çok katlı bir yapı kullanılmıştır. Her bir katta farklı açısall oryantasyona sahip ve paralel yerleştirilmiş metalik şeritler yer almaktadır. Gelen elektrik alanın şeritlere dik olan kısmı iletilecekken paralel olan kısmı geri yansıyacaktır. Polarizör katmanlı bir yapı olarak analiz edilmiş gelen, yansıyan ve iletilen elektrik alan parametreleri kullanılarak yansıma ile iletim katsayıları hesaplanmıştır. Bu katsayılar saçılma parametreleri olarak ifade edilmiş daha sonra dönüşüm formülleri kullanılarak saçılma parametreleri iletim parametrelerine dönüştürülmüştür. Bu iletim parametreleri kullanılarak da çok katlı polarizörün iletim katsayısı hesaplanmıştır. Ardından metalik şeritlerin kalınlık ve periyotları ilgilenilmeyen polarizasyon bileşenlerinin yansıma ve iletim katsayı değerlerini en düşük yapacak şekilde hesaplanmıştır. Hesaplanan değerler kullanılarak polarizör yapısı tasarlanmıştır. Bu tasarlanan polarizör yapısı üç farklı yönlü anten ile bir dizi antenin önüne yerleştirilerek analizler ve ölçümler gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan polarizör ile hem yönlü antenler hem de dizi anten için polarizasyonun başarılı bir şekilde doğrusal 45° polarizasyona değiştirilmesi sağlanmıştır.

2.1 Antenler

Antenler kablosuz haberleşmenin temelini oluşturan aygıtlardır [36-37]. Kabloların kullanılmadığı her türlü iletişimde antenlerin kullanılması zorunludur. Örnek olarak mobil haberleşme sistemleri, radar sistemleri, elektromanyetik harp sistemleri, uydu sistemleri gibi birçok sistemde antenler en önemli bileşen olarak karşımıza çıkmaktadır. Antenler, herhangi bir vericiden gelen elektriksel sinyalleri elektromanyetik dalgalara dönüştürterek serbest uzaya gönderir. Bu tarz antenler verici anten olarak isimlendirilirler [38-39]. Benzer şekilde serbest uzaydan gelen elektromanyetik dalgaları alarak bu dalgaları elektriksel sinyallere dönüştürerek alıcılara iletirler. Bu tarz antenler ise alıcı anten olarak isimlendirilmektedir [40].

Antenlerin elektromanyetik davranışı Maxwell denklemleri tarafından belirlenmektedir. Maxwell denklemleri zamanla değişme durumu için aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir [41-44].

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

Maxwell denklemleri zamanla değişen elektrik alanlarının manyetik alanlar oluşturacağını benzer şekilde zamanla değişen manyetik alanların ise elektrik alanlar oluşturacağını göstermektedir. Bu alanlar ise bir elektromanyetik dalga oluştururlar. Elektromanyetik dalganın elektrik ve manyetik alan bileşenleri birbirine dik ve bu alanlar da dalganın ilerleme doğrultusuna dik olmaktadır.

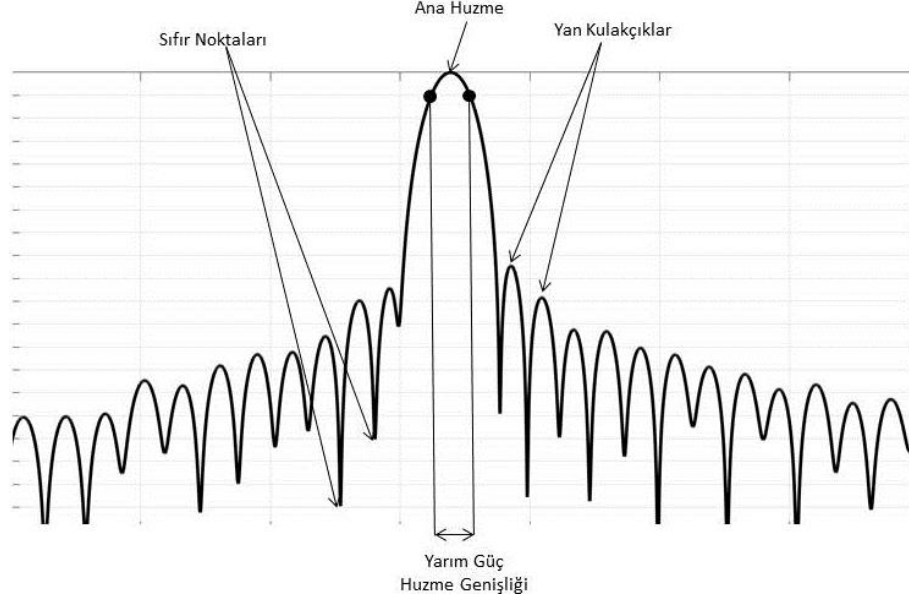
Eşitlik (2.1) Faraday'ın indüksiyon yasasını, eşitlik (2.2) deplasman akımını içerecek şekilde düzenlenmiş olan Amper yasasını, eşitlik (2.3) ve (2.4) ise sırasıyla elektrik ve manyetik alanlar için Gauss yasalarını ifade etmektedir. Genellikle birçok durum için Maxwell denklemlerinin kesin çözümleri yoktur ve bu nedenle yaklaşık çözümler elde edebilmek amacıyla numerik metotlar kullanılmaktadır.

2.2 Işıma Diyagramı

Işıma diyagramı antenin en önemli özelliği olarak görülebilir. Çünkü antenin diğer birçok özelliği işıma diyagramından elde edilebilmektedir. Işıma diyagramı bir antenin uzak alanda, işıma özelliğinin açısal bağlılığını ifade etmektedir. Antenin işıma diyagramı güç işıma diyagramı olarak ifade edilmektedir. Çünkü antenden işınan güç yoğunluğunun açıya bağlı olarak gösterilmesidir ve genellikle dB cinsinden çizilir [45-48]. Anten uzak alanı, açısal alan dağılımının antenle olan mesafeden bağımsız olduğu uzaklık olarak tanımlanır. Uzak alanda her bir anten bir kaynak noktası olarak düşünülür ve uzak alan kriteri (mesafesi) değişen propagasyon mesafelerinden dolayı oluşan faz hatalarının 22.5°'den küçük olduğu varsayımına göre belirlenir. Uzak alan kriteri (2.5) eşitliği ile ifade edilmektedir.

$$r = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.5)$$

Burada D antenin en büyük boyutu λ ise dalga boyunun ifade etmektedir ve eşitliğin geçerli olabilmesi için D boyutunun dalga boyundan büyük olması gerekmektedir. Antenin işıma diyagramı genel olarak ana huzme, yan kulakçıklar, sıfır noktaları ve arka huzme gibi parametreleri içermektedir. Bu parametreler şekil 2.1'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Anten Işıma Diyagramı

Yan kulakçık seviyesi özellikle dizi antenler için oldukça önemli bir parametredir. İlk yan kulakçığın ana huzmeye göre değeri yan kulakçık seviyesi olarak tanımlanmıştır. Eş beslemeli bir dizi antende bu değer yaklaşık olarak -12 dB'dir. Çeşitli besleme genlik dağılımları kullanılarak bu değer azaltılması mümkündür. Dizi antenlerin kullanıldığı birçok uygulamada bu değer -20 dB'den iyi olması istenilmektedir. Antenler tanımlanırken kullanılan önemli bir parametre de yarım güç huzme genişliği parametresidir. Bu parametre ana huzmenin en yüksek değerinin 3 dB düştüğü noktalar arasındaki açı değeri olarak tanımlanır ve Şekil 2.1'deki ışıma diyagramında gösterilmiştir.

Eğer bir antenin ışıma diyagramı, antenin elektrik alan vektörüne paralel düzlemde verilmiş ise bu ışıma diyagramı E-düzlemi ışıma diyagramı olarak isimlendirilir. Benzer şekilde eğer bir ışıma diyagramı, antenin manyetik alan vektörüne paralel düzlemde verilmişse bu ışıma diyagramı da H-düzlemi ışıma diyagramı olarak isimlendirilir. Kartezyen koordinat sisteminde $x - y$ düzlemine yerleştirilmiş ve z yönünde ışıma yapan bir antenin $x - z$ düzlemindeki ışıma diyagramına yatay ışıma diyagramı, $y - z$ düzlemindeki ışıma diyagramına ise düşey ışıma diyagramı adı verilmektedir [49-51].

Antenlerin ışıma diyagramları genellikle yönlü ve yönsüz ışıma diyagramı olarak ikiye ayrılmaktadır. Yönlü ışıma diyagramında antenin ısıdığı güç belirli bir açıya

yoğunlaşmış durumdadır [52]. Yönsüz ışıma diyagramında ise bir ekseninde anten her açıda aynı ışımayı gerçekleştirmektedir. Yönlü ışıma diyagramı kalem huzme, fan huzme veya şekillendirilmiş huzme gibi alt dallara ayrılabilir. Kalem huzme her iki ekseninde oldukça dar bir huzme genişliğine sahip yönlü ışıma diyagramını tanımlamaktadır. Özellikle düzlemsel dizi antenlerin ışıma diyagramları bu şekildedir. Fan huzme ise bir ekseninde dar huzme genişliğine diğer ekseninde ise daha geniş huzme genişliğine sahip ışıma diyagramlarını ifade etmektedir. Şekillendirilmiş huzme ise özellikle dizi anten uygulamalarında çeşitli genlik ve faz dağılımları ile ışıma diyagramının farklı biçimlerde veya farklı yönlerde oluşturulmasını ifade etmektedir.

2.3 Yönlendiricilik ve Kazanç

Elektromanyetik dalgaların güç yoğunluğunu ve iletim doğrultusunu Poynting vektörü tanımlamaktadır [39]. Poynting vektörü elektrik ve manyetik alan vektörlerinin vektör çarpımı ile elde edilmektedir. Bu ifade (2.6) eşitliği ile aşağıda gösterilmiştir.

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (2.6)$$

Zamanla değişme durumunda Poynting vektörü veya ortalama güç yoğunluğu aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\vec{P}_{ort} = \frac{1}{2} Re\{\vec{E} \times \vec{H}^*\} \quad (2.7)$$

Bu durumda bir anten tarafından ışınan ortalama güç ise aşağıdaki gibi elde edilir.

$$P_{ışınan} = \oint \vec{P}_{ort} \cdot d\vec{s} = \frac{1}{2} \oint Re\{\vec{E} \times \vec{H}^*\} \cdot d\vec{s} \quad (2.8)$$

Simetrik ışımadan dolayı Poynting vektörü küresel koordinat sisteminin açılarının (θ, ϕ) fonksiyonu olmayacaktır. Bu durumda yüzey integrali aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$ds = r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.9)$$

Antenin yönlendiriciliği antenin ışıma yoğunluğunun ortalama ışıma yoğunluğuna oranı olarak tanımlanır [53-55]. Yani antenin kaynaktan gelen gücü hangi açı bölgesine yönlendirdiğini ifade eder.

$$\text{Yönlendiricilik} = \frac{\text{Işıma Yoğunluğu}}{\text{Ortalama Işıma yoğunluğu}} \quad (2.10)$$

Işıma yoğunluğu, doğrudan antenin güç ışıma diyagramı olarak ifade edilebilir. Ortalama ışıma yoğunluğu ise birim küre alanı başına ışıyan güç olarak ifade edilebilir. Yani ışıyan gücün küre alanına bölümüdür.

$$\text{Işıma Yoğunluğu} = F(\theta, \phi) \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} \text{Ortalama Işıma Yoğunluğu} &= \frac{P_{\text{ışıyan}}}{4\pi r^2} \\ &= \frac{\frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \text{Re}\{E \times H^*\} \cdot \hat{r} \cdot \hat{r} r^2 \sin \theta d\theta d\phi}{4\pi r^2} \\ &= \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{4\pi} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Bu durumda yönlendiricilik ve yönlendiriciliğin en yüksek değeri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.13)$$

$$D_0 = \frac{4\pi F(\theta, \phi)|_{\text{maks}}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.14)$$

Kalem huzme ışıma diyagramına sahip antenler için yönlendiricilik hesabında devre teorisine dayanarak bir varsayım geliştirilmiştir [42]. Bu varsayıma göre yönlendiricilik hesabında paydada yer alan integral ifadesinin yaklaşık olarak huzme genişliklerinin çarpımına eşit olduğu kabul edilmiştir. Bu durumda radyan ve derece cinsinden yönlendiricilik sırasıyla (2.15) ve (2.16) eşitlikleri ile ifade edilmiştir.

$$D_0 = \frac{4\pi}{\theta_1 \theta_2} \quad (2.15)$$

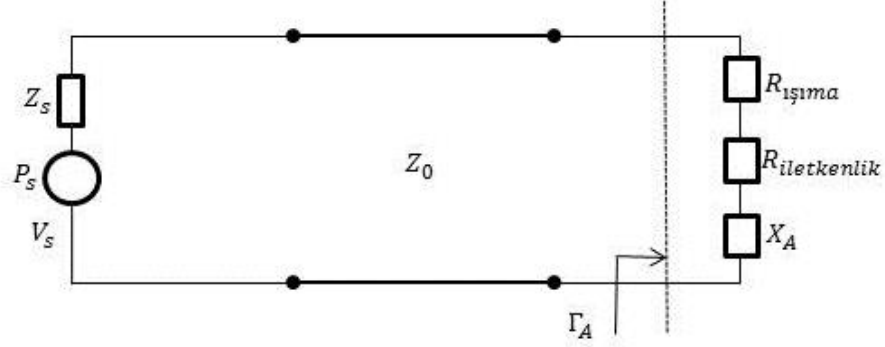
$$D_0 = \frac{41253}{\theta_1 \theta_2} \quad (2.16)$$

Burada θ_1, θ_2 yatay ve düşey ışıma diyagramlarındaki yarım güç huzme genişliklerini göstermektedir.

Kazanç yönlendiriciliğin verim ile çarpısı sonucunda elde edilmektedir. Kazanç (2.17) eşitliği ile gösterilmektedir.

$$G(\theta, \phi) = eD(\theta, \phi) \quad (2.17)$$

Burada verim (e) kayıpları içeren bir terimdir. Empedans uyumsuzluğu sebebiyle oluşan kayıplar ile antenin malzemesinden dolayı kaynaklanan kayıpları içermektedir. Verim aşağıda belirtildiği biçimde hesaplanmaktadır.



Şekil 2.2 Anten ile Sonlandırılmış Devre Yapısı

Şekil 2.2’de anten ile sonlandırılmış bir devre yapısı gösterilmiştir. Burada V_s gelim kaynağını P_s bu kaynaktan çıkan gücü Z_s ise kaynak empedansını ifade etmektedir. Antenin empedansı ise $R_{ışıma}$, $R_{iletkenlik}$ ve X_A ile ifade edilmiştir. Γ_A ise antenin giriş terminallerindeki gerilim yansıma katsayısıdır. Kaynak empedansı, antenin giriş empedansı ve gerilim yansıma katsayısı aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$Z_s = R_s + X_s \quad (2.18)$$

$$Z_A = R_{ışıma} + R_{iletkenlik} + X_A \quad (2.19)$$

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.20)$$

Burada Z_0 iletim hattının karakteristik empedansıdır. Verimlilik antene iletilen gücün kaynaktan çekilen güce oranıdır. Antene en yüksek güç transferinin sağlanabilmesi için aşağıdaki koşul sağlanmalıdır.

$$R_s = R_{ışıma} + R_{iletkenlik} ; X_A = -X_s \quad (2.21)$$

Bu durumda antene iletilen güç ve bu sayede verimlilik aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_A = \frac{R_{ışıma}}{R_{ışıma} + R_{iletkenlik}} P_s (1 - |\Gamma_A|^2) \quad (2.22)$$

$$e = \frac{P_A}{P_S} = \frac{R_{i\text{şıma}}}{R_{i\text{şıma}} + R_{iletkenlik}} (1 - |\Gamma_A|^2) \quad (2.23)$$

2.4 Polarizasyon

Antenlerin polarizasyonu anten üzerindeki elektrik alan dağılımı ile ilgili bir parametredir. Bir düzlemsel dalganın polarizasyonu uzayda herhangi bir noktada elektrik alanın doğrultusunun zamana bağlılığını tanımlar [56-60]. z doğrultusunda ilerleyen bir düzlemsel dalganın elektrik alanı aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}(z) = E_{x0} e^{-jkz} \hat{x} + E_{y0} e^{-jkz} e^{-j\phi} \hat{y} \quad (2.24)$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\vec{E}(\vec{r}) \cdot e^{j\omega t}\} = E_{x0} \cos(\omega t - kz) \hat{x} + E_{y0} \cos(\omega t - kz + \phi) \hat{y} \quad (2.25)$$

Burada E_{x0} ve E_{y0} sabit genlikleri ifade etmektedir. Bu düzlemsel dalga ortam değiştirmede için polarizasyonun $z = 0$ noktasında incelenmesi kolaylık sağlayacaktır.

$$\vec{E}(0, t) = E_{x0} \cos(\omega t) \hat{x} + E_{y0} \cos(\omega t + \phi) \hat{y} \quad (2.26)$$

2.4.1 Doğrusal Polarizasyon

(2.26) eşitliğindeki elektrik alan ifadesinin iki bileşeni arasındaki faz farkının olmadığı durum ($\phi = 0$) doğrusal polarizasyon olarak tanımlanır. Bununla birlikte antenler için sıklıkla kullanılan doğrusal yatay, doğrusal düşey polarizasyon veya kısaca yatay ve düşey polarizasyonun tanımlanması da faydalı olacaktır. Koordinat sisteminde x ekseninin yatay eksen, y ekseninin ise düşey eksen ifade ettiği durumda yatay polarizasyon için (2.26) eşitliğinde $E_{y0} = 0$ olarak alınır. Bu durumda elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\vec{E}(0, t) = E_{x0} \cos(\omega t) \hat{x} \quad (2.27)$$

Zaman değıştikçe yani wt terimi $0 - 2\pi$ arasında değıştikçe elektrik alanının doğrultusu x eksenini boyunca değışmektedir. Bu nedenle bu polarizasyon türü doğrusal yatay veya kısaca yatay polarizasyon olarak isimlendirilir.

Benzer şekilde düşey polarizasyon için (2.26) eşitliğinde $E_{x0} = 0$ olarak alınır. Bu durumda elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır.

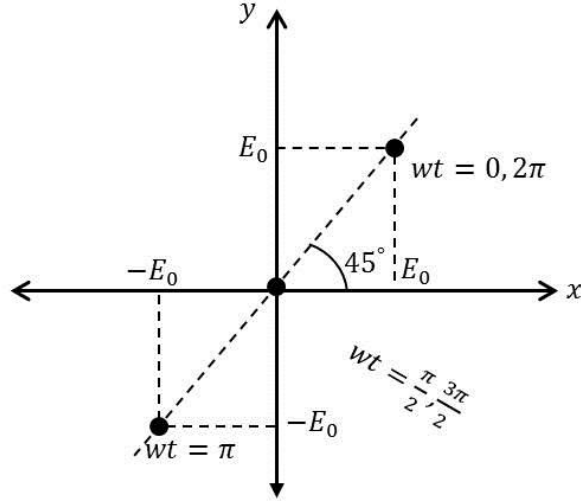
$$\vec{E}(0, t) = E_{y0} \cos(wt) \hat{y} \quad (2.28)$$

Zaman değıştikçe yani wt terimi $0 - 2\pi$ arasında değıştikçe elektrik alanının doğrultusu y eksenini boyunca değışmektedir. Bu nedenle bu polarizasyon türü doğrusal düşey veya kısaca düşey polarizasyon olarak isimlendirilir.

(2.26) eşitliğindeki elektrik alan ifadesinde iki bileşenin genlik değeri birbirine eşit alındığında doğrusal 45° polarizasyon elde edilmektedir. Bu durumda elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\vec{E}(0, t) = E_0 \cos(wt) \hat{x} + E_0 \cos(wt) \hat{y} \quad (2.29)$$

Burada, genlik ifadesi $E_{x0} = E_{y0} = E_0$ olarak alınmıştır. (2.29) eşitliğinde zaman değıştikçe yani wt terimi $0 - 2\pi$ arasında değıştikçe elektrik alanının doğrultusu Şekil 2.3'te gösterildiği gibi x ve y eksenleri ile arasında 45° bulunan bir doğru üzerinde değışmektedir. Bu nedenle bu polarizasyon doğrusal 45° polarizasyon olarak isimlendirilir.



Şekil 2.3 Doğrusal 45° Polarizasyon Gösterimi

2.4.2 Eliptik Polarizasyon

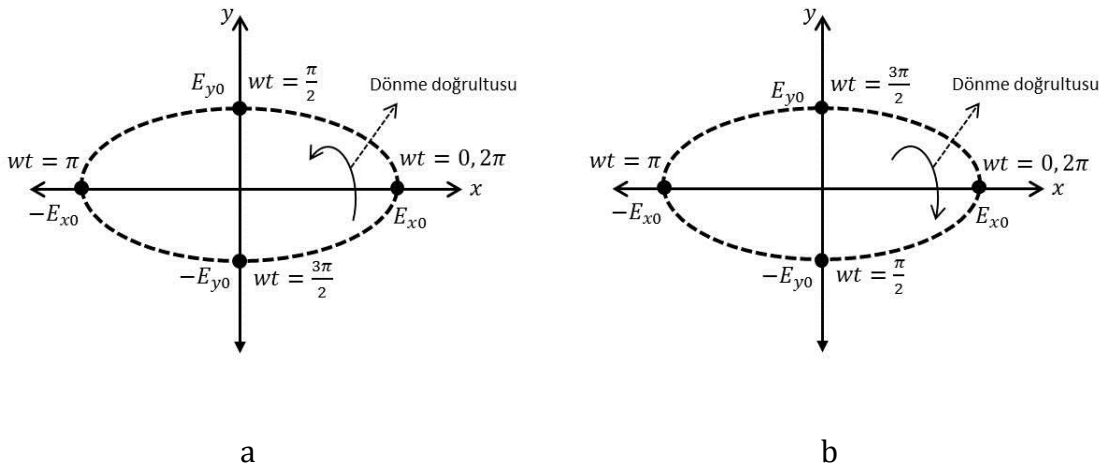
(2.26) eşitliği ile verilen elektrik alan ifadesinde iki bileşen arasındaki faz farkının $\phi = \mp(\pi/2)$ olduğu durum eliptik polarizasyon olarak isimlendirilmektedir. Eliptik polarizasyon da sağ el ve sol el eliptik polarizasyon olarak üzere ikiye ayrılmaktadır. Sağ el eliptik polarizasyonda elektrik alanın iki bileşeni arasındaki faz farkı $\phi = -(\pi/2)$ olmaktadır. Bu durumda elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\begin{aligned} \vec{E}(0, t) = E_{x0} \cos(wt)\hat{x} + E_{y0} \cos\left(wt - \frac{\pi}{2}\right)\hat{y} = E_{x0} \cos(wt)\hat{x} \\ + E_{y0} \sin(wt)\hat{y} \end{aligned} \quad (2.30)$$

(2.30) eşitliğinde zaman değiştikçe yani wt terimi $0 - 2\pi$ arasında değiştikçe elektrik alanın doğrultusu Şekil 2.4'te gösterildiği gibi bir elips üzerinde saat yönünün tersine doğru değişmektedir. Bu nedenle bu polarizasyon sağ el eliptik polarizasyon olarak isimlendirilmektedir. Benzer şekilde (2.26) eşitliğinde iki bileşen arasındaki faz farkı $\phi = (\pi/2)$ olduğunda sol el eliptik polarizasyon elde edilmektedir. Bu durumda elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\begin{aligned}\vec{E}(0, t) &= E_{x0} \cos(wt)\hat{x} + E_{y0} \cos\left(wt + \frac{\pi}{2}\right)\hat{y} = E_{x0} \cos(wt)\hat{x} \\ &\quad - E_{y0} \sin(wt)\hat{y}\end{aligned}\quad (2.31)$$

(2.31) eşitliğinde zaman değıştikçe yani wt terimi $0 - 2\pi$ arasında değıştikçe elektrik alanın doğrultusu Şekil 2.4'te gösterildiğı gibi bir elips üzerinde saat yönünde değışmektedir. Bu nedenle bu polarizasyon sol el eliptik polarizasyon olarak isimlendirilmektedir.



Şekil 2.4 Eliptik Polarizasyon Gösterimi a) Sağ El Polarizasyon Eliptik b) Sol El Eliptik Polarizasyon

2.4.3 Dairesel Polarizasyon

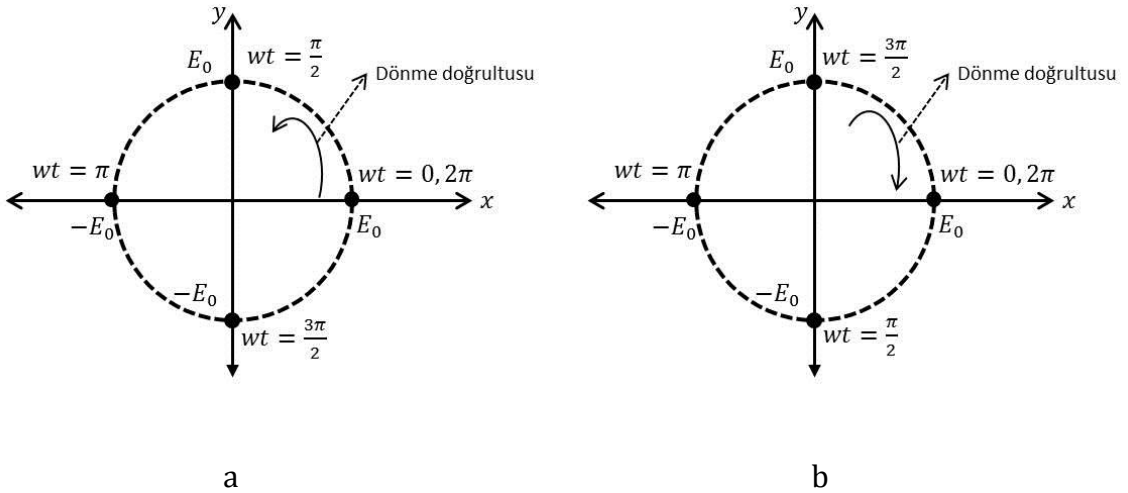
Dairesel polarizasyon eliptik polarizasyonun özel bir durumu olarak düşünülebilir. Çünkü dairesel polarizasyonda da eliptik polarizasyonda olduğu gibi elektrik alanın iki bileşeni arasındaki faz farkı $\phi = \mp(\pi/2)$ olmalıdır. Ek olarak dairesel polarizasyon için elektrik alanın iki bileşeninin genlikleri birbirine eşit olmalıdır ($E_{x0} = E_{y0} = E_0$). Dairesel polarizasyon da sağ el ve sol el dairesel polarizasyon olarak ikiye ayrılmaktadır. Sağ el dairesel polarizasyonda elektrik alanın iki bileşeni arasındaki faz farkı $\phi = -(\pi/2)$ olmaktadır. Bu durumda elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\vec{E}(0, t) = E_0 \cos(\omega t) \hat{x} + E_0 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \hat{y} = E_0 \cos(\omega t) \hat{x} + E_0 \sin(\omega t) \hat{y} \quad (2.32)$$

(2.32) eşitliğinde zaman değıştikçe yani ωt terimi $0 - 2\pi$ aralığında değıştikçe elektrik alanın doğrultusu Şekil 2.5'te gösterildiği gibi bir daire üzerinde saat yönünün tersine doğru değışmektedir. Bu nedenle bu polarizasyon sağ el dairesel polarizasyon olarak isimlendirilmektedir. Benzer şekilde (2.26) eşitliğindeki elektrik alanın bileşenleri arasındaki faz farkı $\phi = (\pi/2)$ olduğunda ve iki bileşenin genlikleri eşit olduğunda sol el dairesel polarizasyon elde edilmektedir. Bu durumda elektrik alan ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\vec{E}(0, t) = E_0 \cos(\omega t) \hat{x} + E_0 \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \hat{y} = E_0 \cos(\omega t) \hat{x} - E_0 \sin(\omega t) \hat{y} \quad (2.33)$$

(2.33) eşitliğinde zaman değıştikçe yani ωt terimi $0 - 2\pi$ aralığında değıştikçe elektrik alanın doğrultusu Şekil 2.5'te gösterildiği gibi bir daire üzerinde saat yönünde değışmektedir. Bu nedenle bu polarizasyon sol el dairesel polarizasyon olarak isimlendirilmektedir.



Şekil 2.5 Dairesel Polarizasyon Gösterimi a) Sağ El Dairesel Polarizasyon b) Sol El Dairesel Polarizasyon

Verici ve alıcı anten polarizasyon tiplerine göre sinyallerin hangi şekilde alınıp alınmadığını gösteren bir özet tablo aşağıdaki gibi verilmiştir.

Tablo 2.1 Polarizasyon Tablosu

Verici Anten Polarizasyonu	Alıcı Anten Polarizasyonu	Sinyal Alış Durumu
Düşey Polarizasyon	Düşey Polarizasyon	Tamamen Alınır
Düşey Polarizasyon	Yatay Polarizasyon	Sinyal Alınamaz
Düşey Polarizasyon	Dairesel Polarizasyon (Sağ El ve Sol El)	-3dB Fark ile Alınır
Yatay Polarizasyon	Düşey Polarizasyon	Sinyal Alınamaz
Yatay Polarizasyon	Yatay Polarizasyon	Tamamen Alınır
Yatay Polarizasyon	Dairesel Polarizasyon (Sağ El ve Sol El)	-3dB Fark ile Alınır
Doğrusal 45° Polarizasyon	Düşey Polarizasyon	-3dB Fark ile Alınır
Doğrusal 45° Polarizasyon	Yatay Polarizasyon	-3dB Fark ile Alınır
Doğrusal 45° Polarizasyon	Dairesel Polarizasyon (Sağ El ve Sol El)	-3dB Fark ile Alınır
Sağ El Dairesel Polarizasyon	Sağ El Dairesel Polarizasyon	Tamamen Alınır
Sağ El Dairesel Polarizasyon	Sol El Dairesel Polarizasyon	Sinyal Alınamaz

2.5 Frekans Bant Genişliği

Bir antenin frekans bant genişliği antenin S_{11} parametresinin (geri dönüş kaybı parametresi) -10 dB değerine eşit ve küçük olduğu frekans aralığı olarak tanımlanmaktadır [38, 61-63]. S_{11} parametresi antenden ne kadar gücün yansıdığını ifade etmektedir ve bu nedenle yansıma katsayısı olarak da isimlendirilmektedir. S_{11} parametresi aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$S_{11} = 20 \log|\Gamma_A| \quad (2.34)$$

Burada Γ_A antenin giriş terminallerindeki gerilim yansıma katsayısıdır ve eşitlik (2.20) ile ifade edilmektedir.

Antenin frekans bant genişliği duran dalga oranına göre de ifade edilmektedir. Antenin frekans bant genişliği duran dalga oranının 1.94'den küçük eşit olduğu frekans aralığı olarak da tanımlanmaktadır. Duran dalga oranı ise aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_A|}{1 - |\Gamma_A|} \quad (2.35)$$

Çok geniş bantlı olmayan antenlerin frekans bant genişlikleri yüzde olarak ifade edilmektedir. Antenin S_{11} değerinin -10 dB'nin altında olduğu alt frekans değeri f_{alt} üst frekans değeri ise $f_{üst}$ olarak ifade edildiğinde bant genişliği yüzdesel olarak aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$Bant\ Genişliği = \frac{f_{üst} - f_{alt}}{\frac{1}{2}(f_{üst} + f_{alt})} \times 100 \quad (2.36)$$

Örnek olarak 6.5-7.5 GHz frekans aralığında çalışan bir antenin bant genişliği aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$Bant\ Genişliği = \frac{7.5 - 6.5}{\frac{1}{2}(7.5 + 6.5)} \times 100 = \%14.285$$

Çok geniş bantlı antenlerde ise bant genişliği yüzde olarak değil oran olarak verilmektedir.

$$Bant\ Genişliği = 1: \left(f_{üst} / f_{alt} \right) \quad (2.37)$$

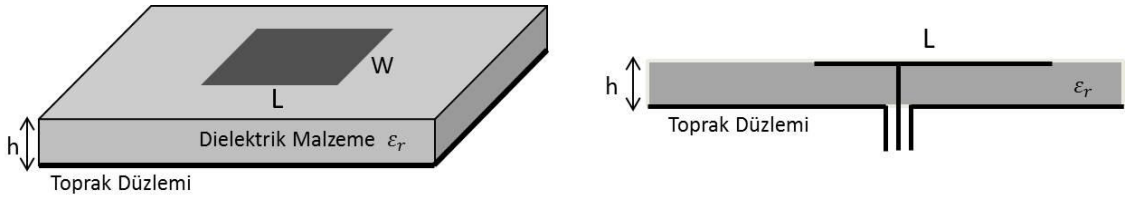
Örnek olarak 2-18 GHz aralığında çalışan bir antenin bant genişliği 1:9 şeklinde ifade edilmektedir.

Her ne kadar frekans bant genişliği antenin S_{11} parametresine bağlı olarak tanımlansa da antenin S_{11} değerinin -10 dB'den küçük eşit olduğu frekans aralığında anten ışıma diyagramının da istenilen özellikte olup olmadığının incelenmesi gerekmektedir. S_{11} parametresi -10 dB altında olduğu bir frekansta anten ışıma diyagramı istenilen şekilde değilse o antenin o frekansta çalıştığı söylenemez.

Bu bölümde tez kapsamında tasarımı gerçekleştirilen anten türlerine ilişkin bilgiler verilmiştir. Tasarımı gerçekleştirilen bu antenler yine tez kapsamında tasarımı gerçekleştirilen doğrusal 45° polarizör ile birlikte kullanılmaktadır.

3.1 Yama Antenler, Yama Anten Dizileri ve Katlı Yama Antenler

Yama antenler, Şekil 3.1’de gösterildiği gibi bir tarafında toprak düzlemi diğer tarafında ise metalik bir yama bulunan bir dielektrik malzemedir. Dielektrik malzemenin üst kısmında bulunan metalik yama dikdörtgen, dairesel veya farklı şekillerde olabilmektedir. Yama anten kenarlarındaki saçak alanlar sayesinde ışıma gerçekleştirmektedir.



Şekil 3.1 Yama Anten

Yama antenler ile ilgili ilk çalışmalar 1953 gerçekleştirilmiştir [64]. İlk anten üretimleri ise 1972 ve 1974 yıllarında gerçekleştirilmiştir [65,66]. Bu tarihten günümüze kadar yama antenlerle ilgili çalışmalar oldukça geniş bir alanda devam etmektedir [67-71]. Yama antenler baskı devre teknikleri kullanılarak dielektrik malzemeler üzerinde üretilebilmektedir. Farklı dielektrik katsayısı ve kayıp tanjantına sahip dielektrik malzemeler ticari olarak bulunabilmektedir.

Yama antenler düşük hacme sahip olması, çeşitli yüzeylere uyumlandırılabilir olması, kolay ve ucuzca üretilebilir olması, uygun bir besleme yapısı ile doğrusal ve dairesel polarizasyona sahip olabilmesi, çift bantlı veya çift polarizasyonlu

yapılabilmesi, mikrodalga devreleri ile kolayca uyumlandırılabilir olması ve besleme ile uyumlandırma yapılarının antenle birlikte gerçekleştirilebilir olması gibi avantajlarından dolayı yüksek performans gerektiren hava, uzay, denizcilik, radar, uydu ve füze sistemlerinde oldukça yaygın kullanılmaktadır. Bununla birlikte yama antenler düşük frekans bant genişliği, düşük polarizasyon saflığı, düşük verimlilik, düşük güç dayanımı ve düşük huzme tarama performansı gibi dezavantajlara da sahiptir. Bu dezavantajların bir kısmı çeşitli teknikler kullanılarak iyileştirilebilmektedir.

Yama antenler için çeşitli besleme yöntemleri kullanılmaktadır. Pin (koaksiyel) besleme, ek hat besleme, açıklık kuplajlı besleme ve yakın kuplaj besleme en yaygın olarak kullanılan besleme yapılarıdır. Pin veya koaksiyel besleme yönteminde konnektörün iç iletkeni yama antene lehimlenirken, dış iletken ise toprak düzlemine lehimlenmektedir [72-76]. Bu besleme yönteminde pinin yeri ayarlanarak empedans uyumu sağlanmaktadır. Pin besleme yöntemi tasarım kolaylığı avantajı sağlamaktadır. Aynı zamanda düşük parazit ışıma seviyesine sahiptir. Bununla birlikte dizi anten uygulamalarında fazla sayıda lehim içerdiği için üretim zorluğuna neden olmaktadır. Bu besleme yöntemi dar bir bant genişliği sağlamaktadır ancak farklı tekniklerle bant genişliği artırılabilir. Bu tekniklerden de bu bölümün ilerleyen kısımlarında bahsedilecektir. Tez kapsamında tasarımı yapılan yama anten dizisinde pin besleme yöntemi kullanılmıştır. Pin besleme yöntemi Şekil 3.1’de de gösterilmiştir.

Açıklık kuplajlı besleme yönteminde ise ortak bir toprak düzlemini paylaşan iki farklı dielektrik malzeme kullanılmaktadır [77-79]. Alttaki dielektrik malzemenin alt kısmında bir mikroşerit hat yer almaktadır. Toprak düzleminde ise elektromanyetik kuplajı sağlayabilmek amacıyla çeşitli şekillerde olabilen bir yarıklık kullanılmaktadır. Toprak düzleminin besleme hattı ile yamayı birbirinden ayırmasından dolayı bu besleme yöntemi daha iyi polarizasyon hassasiyeti sağlamaktadır. Ayrıca daha düşük parazit ışıma seviyesine sahiptir. Besleme hattı ve yarıklık şeklinin değiştirilmesi ile bu besleme yönteminde daha yüksek bant genişliği elde edilebilmektedir. Besleme hattının genişliği ile yarığın uzunluğu

parametreleri aynı zamanda empedans uyumlandırması için de kullanılmaktadır. Bu besleme yöntemi diğer yöntemlere göre gerçekleştirmesi en zor olan yöntemdir.

Ek hat besleme yönteminde besleme hattı ile yama dielektrik malzemenin üst kısmında birlikte yer almaktadır [38-39]. Empedans uyumu için besleme hattı bir miktar yama antenin içine girmektedir. Bu sayede hattın boyu ve genişliği değiştirilerek empedans uyumu sağlanabilmektedir. Bu besleme yönteminde besleme hattı ve yama bir arada olduğundan üretim kolaylığı sağlamaktadır. Bu durum aynı zamanda dizi anten uygulamaları için de kolaylık sağlamaktadır. Besleme hattının yama antenle bir arada olması parazit ışımanın artmasına neden olmaktadır. Bu nedenle bu besleme yöntemi yüksek performans istenen sistemler için uygun olmamaktadır. Aynı zamanda bu besleme yöntemi dar bir bant genişliğine sahiptir.

Yakın kuplaj besleme yönteminde iki farklı dielektrik malzeme kullanılmaktadır [80-81]. Alttaki dielektrik malzemede besleme hattı yer alırken üstteki dielektrik malzemede ise yama yer almaktadır. Besleme hattından yamaya elektromanyetik olarak kuplaj söz konusudur. Bu besleme yöntemi diğer besleme yöntemlerine göre en yüksek bant genişliğine sahip olan yöntemdir. Aynı zamanda düşük parazit ışımaya sahiptir. Bununla birlikte diğer besleme yöntemlerine göre üretim aşaması nispeten daha zordur.

Yama antenlerin ışıma diyagramı, polarizasyon, kazanç gibi ışıma özellikleri ile giriş empedansı, verimlilik, bant genişliği ve kuplaj gibi parametrelerinin elde edilebilmesi için çeşitli analitik yöntemler geliştirilmiştir [82-92]. Ancak son zamanlarda tam dalga çözüm yapan benzetim programlarının yaygınlığı ve başarılarından ötürü yama antenlerinin bahsedilen özellikleri bu benzetim programları kullanılarak elde edilebilmektedir. Yine de benzetim programlarında yama anten boyutlarının ilk değerlerini bulabilmek için bu analitik yöntemler kullanılabilmektedir. Yama antenlerin analizlerinde iletim hattı yöntemi ve kavite yöntemi olarak isimlendirilen iki analitik yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden iletim hattı yöntemi tasarımı düşünülen yama antenin ilk boyutlarını hesaplamak için kullanılmaktadır. İletim hattı yöntemi yama anten boyutlarının hesabı için nispeten daha basit matematiksel ifadeler sahiptir. Bu

nedenle iletim hattı modeli yama antenin fiziksel boyutlarını hesaplamakta daha başarılı iken kavite modeli iletim hattı modeline göre çok daha karmaşık olup ışıma özelliklerinin elde edilmesinde daha başarılıdır.

İletim hattı modelinde yama antenler bir iletim hattının bölümleri olarak modellenmektedir. Genellikle iletim hattı modeli dikdörtgen yama antenlerin modellenmesi için kullanılmaktadır. Dairesel yama antenler de iletim hattı modeli ile modellenebilmektedir. İletim hattı modelinde hattın karakteristik empedansı ile iletim katsayısı parametreleri yama antenin boyutları ve dielektrik malzemenin özellikleri tarafından belirlenmektedir. İletim hattı modeli dikdörtgen bir yama antenin boyutlarını hesaplamak için kullanılmaktadır. Hesaplanan bu değerler de ilgili benzetim programlarında ilk tasarım verileri olarak kullanılmakta ve daha sonra çeşitli parametrik analizler için başlangıç değerlerini oluşturmaktadır. Yama antene ilişkin hesaplanan boyutlar bu yama antene karşılık gelen iletim hattı parametrelerini ve ayrıca giriş empedansını hesaplamak için kullanılmaktadır.

Şekil 3.1’de gösterilen yama antenin kısa kenarı aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [38].

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.1)$$

Burada f_r yama antenin Hz cinsinden rezonans frekansını, ϵ_r kullanılan dielektrik malzemenin dielektrik katsayısını ve ϵ_0 ile μ_0 ise serbest uzayın dielektrik ve manyetik katsayılarını (geçirgenliklerini) ifade etmektedir.

Yama antenler bir dielektrik malzeme üzerinde yer aldıkları için oluşan dalgaların bir kısmı dielektrik malzeme içerisinde bir kısmı ise havada ilerlemektedir. Bundan dolayı dalga yayılımını ve saçak alanları hesaplayabilmek için efektif dielektrik katsayısı kullanılmaktadır. Efektif dielektrik katsayısı uniform dielektrik malzemenin dielektrik katsayısı olarak tanımlanmaktadır ve aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [38].

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (3.2)$$

Burada h dielektrik malzemenin kalınlığını ifade etmektedir. Saçak alanların etkisiyle yama anten elektriksel olarak fiziksel boyundan daha uzun olarak modellenmektedir. Yama antene eklenen bu değer efektif uzunluk olarak ifade edilmektedir ve aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [38].

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.3)$$

Yama antenin gerçek uzunluğu ise aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [38].

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L \quad (3.4)$$

Daha önce de ifade edildiği gibi bu eşitlikler yardımıyla hesaplanan değerler tam dalga analizlerinde başlangıç değerleri olarak kullanılmaktadır. Hesaplanan bu değerler ile yama antene karşılık gelen iletim hattındaki admitans değerleri ve giriş empedans değeri hesaplanmaktadır.

Yama antenler dar bantlı rezonans antenleri olduğundan bu tarz antenler kayıplı kavite olarak düşünülmektedir. Bu nedenle kavite modeli yama antenlerin analizinde kullanılmaktadır. Kavite modelinde yama anten üst ve alt kısmında elektrik duvarları ile ve geri kalan tüm çevre boyunca manyetik bir duvarla sınırlandırılmış bir kavite olarak modellenmektedir. Bu modelde elektrik alan ifadesi hesaplanmaktadır. Hesaplanan bu elektrik alan ifadesi kullanılarak da giriş empedansı hesabı gerçekleştirilmektedir.

Dikdörtgen yama antenlerde çapraz polarizasyon bileşeni yamanın boyutlarına göre değişebilmektedir. Yama antenin kısa kenarının uzun kenarına oranı bir veya iki olduğunda çapraz polarizasyon seviyesi en yüksek değerini almaktadır [90].

Çapraz polarizasyon seviyesi yama antenin rezonans frekansına ve dielektrik malzemenin kalınlığına göre de değişmektedir.

Yama antenler, yukarıda bahsedilen besleme yöntemleri kullanıldığında doğrusal polarizasyona sahiptir. Ancak çeşitli yöntemler kullanılarak dairesel polarizasyona sahip yama antenler tasarlamak da mümkündür [93-96]. Bir yama anten eş genlikli ve aralarında 90° faz farkı olan iki dik modda eş zamanlı bir şekilde beslendiğinde dairesel polarizasyona sahip olacaktır. Bunu sağlayabilmek için yama antende iki farklı besleme noktası ile harici bir güç bölücü kullanılabilir. Bir diğer yöntem ise güç bölücü kullanmadan tek bir besleme noktası ile yama anten üzerinde kesikler, yarıklar veya ek hatlar gibi farklı teknikler kullanmaktır. Kare bir yama antende yarıklar anten merkezinde 45° 'lik bir açıya sahip olacak şekilde oluşturulmaktadır. Kesikler ise antenin birbirine bakan iki köşegeni üzerinde üçgen şeklinde gerçekleştirilmektedir. Kare bir yamanın köşegeni üzerinden uyum bir noktadan beslenmesiyle de dairesel polarizasyon elde edilebilmektedir. Tek besleme noktası ile elde edilen dairesel polarizasyonlu yama antenlerin bant genişliği oldukça dar olmaktadır.

3.1.1 Yama Anten Dizileri

Tek bir yama antenle elde edilemeyecek olan yüksek kazanç huzme tarama ve yönlendirme gibi özellikleri elde edebilmek amacıyla yama anten dizileri kullanılmaktadır [97-100]. Yama anten dizilerinde yama antenler doğrusal, düzlemsel, dairesel ve belirli bir yüzeye uyumlu şekilde yerleştirilebilirler. Bu yerleşim şekli uygulamada istenilen özelliklere göre belirlenmektedir.

Yama anten dizilerinde diziyi oluşturan her bir anten elemanının aynı anda beslenmesi gerekmektedir [101-103]. Bunu sağlayan besleme yapıları geometrik şekillerine göre seri ve paralel besleme olarak ikiye ayrılmaktadır. Paralel besleme yapısında bir giriş kapısı yer almaktadır. Bu giriş kapısı diziyi oluşturan eleman sayısına bağlı olarak besleme hatlarına ayrılmaktadır. Bu besleme hatları ikili güç bölücülerini olarak tasarlanmaktadır. Bu sayede eleman sayısı kadar da çıkış kapısı elde edilmektedir. Paralel besleme yapısında ikili güç bölücülerin güç bölme oranları hatların genişlik ve boy değerleri kullanılarak değiştirilebilir ve böylece

farklı genlik dağılımları elde edilebilir. Yama antenlerle besleme hatları arasında empedans uyumu için ise genellikle çeyrek dalga dönüştürücüler kullanılmaktadır. Güç bölücülerin hatlarına uygun faz kaydırıcıları eklenerek veya hatlara faz farkı için başka hatlar ekleyerek huzme tarama için gerekli faz dağılımı elde edilebilmektedir. Paralel besleme yapısı daha yüksek bant genişliği, sistem esnekliği ve tasarım kolaylığı sağlamaktadır. Paralel besleme yapısında giriş ve çıkış kapıları arasındaki mesafelerin yüksek olmasından dolayı ekleme kaybı da yüksek olmaktadır. Bu durum dizinin verimliliğini düşürmektedir. Aynı zamanda yama antenlerle birlikte aynı dielektrik malzeme üzerinde olmalarından dolayı da besleme hatları parazitik ışıma yapmakta bu durum da çapraz polarizasyon ve kuplaj değerlerinin artırmaktadır. Seri besleme yapısında ise tek bir besleme iletim hattı yer almakta ve diziyi oluşturan yama antenler bu besleme hattına yine bir hat yardımıyla bağlanmaktadır. Seri beslemeyi oluşturan besleme iletim hattı uyumlu bir yük ile sonlandırılırsa yürüyen dalga dizisi, kısa veya açık devre ile sonlandırılırsa rezonans ya da bir diğer ifadeyle duran dalga dizisi oluşmaktadır. Seri besleme yapısında paralel beslemeye göre daha az iletim hattı kullanıldığından verimliliği daha yüksektir. Seri besleme yapısı dar bir bant genişliğine sahiptir ve frekansa göre değişen bir hüzme kaymasına neden olmaktadır. Rezonans dizide dizinin giriş admitansı besleme hattının karakteristik admitansına eşitlenmektedir. Yürüyen dalga dizileri ise rezonans dizilerine göre daha yüksek bir bant genişliğine sahiptir. Ancak frekansa bağlı olarak huzmede kayma oluşmaktadır. Besleme yapıları çeşitli kayıplara ve parazit ışımaya sahiptir. Bu kayıplar ekleme kaybı olarak ifade edilmektedir ve yama anten dizisinden elde edilecek toplam kazancı düşürmektedir ve dizinin ışıma diyagramında yan kulakçık seviyelerine de etki etmektedir. Pin besleme veya açıklık kuplaj besleme yöntemlerinde besleme yapısı ile yama antenler ayrılabilirdiği için besleme yapısı antenden izole edilebilmektedir. Bu durum dizi performansını artırmaktadır.

Yama anten dizilerinde diziyi oluşturan elemanlar arası karşılıklı kuplaj değerlerinin iyi bir tasarım gerçekleştirebilmek amacıyla hesaplanması gerekmektedir [104-110]. Tam dalga çözüm yapan benzetim programları bu kuplajı da hesaba katarak analiz gerçekleştirmektedir. Bu nedenle bu programlardan elde edilen sonuçlar kuplaj etkilerini içermektedir. Bununla

birlikte antenler arası karşılıklı kuplaj değerleri moment yöntemi, iletim hattı yöntemi, kavite yöntemi gibi yöntemlerle de hesaplanabilmektedir. Yama anten dizilerinde bu kuplaj değeri önemlidir ve dizinin huzmesinin tarama açısı değerlerini kısıtlamaktadır. Yama anten dizileri için bu tarama açısı limiti dielektrik malzeme içerisindeki yüzey dalgalarından önemli bir oranda etkilenmektedir. Bu nedenle tarama açısının genişletilebilmesi için yüzey dalgalarının ortadan kaldırılmasına yönelik tekniklerin kullanılması gerekmektedir. Bu tekniklerden biri yama antenle birleşik bir kavite yapısının kullanılmasıdır.

Yama anten dizilerinde S_{11} parametresi için antenin tek başına olduğu durumdaki S parametreleri dışında kuplaj değerlerini de içeren aktif S parametreleri göz önüne alınmalıdır [111]. Aktif yansıma katsayısı veya aktif S parametresi bir dizide diziyi oluşturan herhangi bir antenin herhangi bir tarama açısında empedans uyumu olup olmadığını belirtmektedir. N elemanlı bir dizi antende tüm elemanlar beslenirken m . elemana ait aktif S parametresi aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$\Gamma_m(\theta) = \frac{\sum_{n=1}^N S_{mn} e^{-j(n-1)kd \sin \theta}}{e^{-j(m-1)kd \sin \theta}} = \sum_{n=1}^N S_{mn} e^{-j(n-m)kd \sin \theta} \quad (3.5)$$

Burada θ ana huzmenin döndürüldüğü açıyı, d ise diziyi oluşturan antenler arasındaki mesafeyi ifade etmektedir. Ayrıca S_{mn} dizi içerisinde yalnızca n . eleman beslenirken ve m . eleman uyumlu yüklerle sonlandırılmışken elde edilen n . ve m . elemanlar arasındaki kuplaj katsayısını ifade etmektedir.

Aktif yansıma katsayısının hesaplanabilmesi için S parametrelerinin hesaplanması gerekmektedir. Bir elemanın S parametreleri ise yalnızca ilgili elemanın beslenip diğer elemanların uyumlu yüklerle sonlandırılması durumunda elde edilmektedir. Aktif yansıma katsayısı da hesaplanan bu S parametrelerinin ana huzmeyi yönlendirmek için gerekli olan faz değerleri ile çarpılıp toplam işleminin yapılmasıyla elde edilmektedir.

Simetrik dizi antenlerde $S_{mn} = S_{nm}$ 'dir. Bu eşitlik kullanıldığında aktif yansıma katsayısı hesabı kolaylaşmaktadır. Çünkü bu durumda sadece m . eleman

beslenerek S parametreleri hesaplanabilir. Hesaplanan bu S parametreleriyle de aktif yansıma katsayısı aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$\Gamma_m(\theta) = \frac{\sum_{n=1}^N S_{nm} e^{-j(n-1)kd \sin \theta}}{e^{-j(m-1)kd \sin \theta}} = \sum_{n=1}^N S_{nm} e^{-j(n-m)kd \sin \theta} \quad (3.6)$$

Dizi antenlerde bazı tarama açılarında dizi körlüğü oluşabilmektedir. Dizi körlüğü dizinin bu açıya yönlenelememesi anlamına gelmektedir. Tarama körlüğü aktif yansıma katsayısı hesabından elde edilebilmektedir. Aktif yansıma katsayısının farklı tarama açıları için hesaplanarak normu alındığında elde edilen değerin bire yaklaştığı açı değerleri tarama körlüğü olan açıları ifade etmektedir. Tarama körlüğünün elde dilmesinde aktif eleman ışıma diyagramı da kullanılmaktadır. Kullanılması düşünülen yama antenden oluşan küçük bir dizi oluşturularak merkez eleman beslenerek diğer elemanlar uyumlu yükle sonlandırıldığında elde edilen ışıma diyagramı o yama antenin aktif ışıma diyagramı olmaktadır. Bu ışıma diyagramında derin sıfırların olduğu açı değerlerinde tarama körlüğü oluşmaktadır.

3.1.2 Katlı Yama Antenler

Yama antenler yukarıda da bahsedildiği üzere oldukça dar bir bant genişliğine sahiptir. Bu dezavantajı ortadan kaldırabilmek amacıyla çeşitli yöntemler geliştirilmiş ve yama antenin bant genişliği artırılmıştır [112-114]. Yama antende kullanılan dielektrik malzemenin kalınlığının artırılması bant genişliğini artırmaktadır ancak aynı zamanda verimliliği düşürmektedir. Kullanılan dielektrik malzemenin dielektrik katsayısının azaltılması da bant genişliğini artırmaktadır ancak bu artış çok yüksek olmamaktadır.

Yama antenlerin bant genişliğini artırabilmek amacıyla katlı yama antenler, açıklık kuplajlı antenler, farklı yama çeşitlerine ve yamalar üzerinde farklı yarıklara sahip antenler, kısa devre duvar ve pin yapıları ile eğimli pin yapıları kullanılan tekniklerdendir [115-121].

Katlı yama antenler iki farklı dielektrik malzeme üzerinde farklı boyutlardaki yamaların üst üste yerleştirilmesiyle elde edilen yama anten türüdür [122-125]. Bu yöntemle en fazla %25 oranında bant genişliği elde edilebilmektedir. Farklı boyutlara sahip olan bu yamalar sayesinde birbirine yakın iki farklı rezonans oluşturularak bu sayede geniş bant elde edilmektedir.

Katlı yama anten yapısında antenin ilk katı beslenmektedir ve bu kat sürücü kat olarak isimlendirilmektedir. İkinci kat ise birinci kata parazitik olarak eklenir ve birinci kattaki yama ile elektromanyetik olarak kuple olur. Alt katta bulunan yama anten bir besleme hattı ile veya pin ile beslenir. Pin beslemeli katlı yama antenler ışıma elemanları ile besleme hattı arasında iyi bir yalıtım sağlamaktadır. Ayrıca besleme pini yama antene lehim yapıldığından hizalama sorunları büyük oranda ortadan kalkmaktadır.

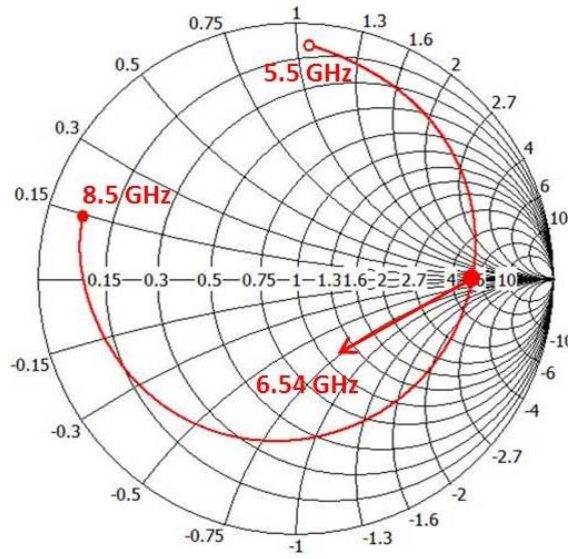
Katlı yama antenlerde yüksek bant genişliği elde edebilmek için birinci katın dielektrik malzemesinin seçimi oldukça önemli olmaktadır. Antenin bant genişliği üzerinde alt kattaki yama antenin üzerindeki akım dağılımının önemli etkisi bulunmaktadır. Alt kattaki dielektrik malzemenin dielektrik katsayısı üst kattaki dielektrik malzemenin dielektrik katsayısından yüksek olmalıdır. Bu durum sağlandığında alt kattaki yamanın üzerindeki birinci dereceden modun genliği üst kattaki yamadan büyük olmaktadır ve bu durum da yüksek bant genişliği sağlamaktadır. Seçilen dielektrik malzemelerin kalınlığının da bant genişliği üzerinde önemli etkisi vardır. İkinci kattaki dielektrik malzemenin kalınlığı birinci kattaki dielektrik malzemenin kalınlığına bağlıdır ve ikinci kattaki dielektrik malzemenin kalınlığı daha büyük olmaktadır.

Tasarım gerçekleştirilirken ilk olarak birinci kata yönelik analizler yapılmaktadır. Birinci katın istenilen merkez frekansta rezonansta olması istenilmemektedir. Bunun yerine ilk katın istenilen frekans aralığında olabildiğince kapasitif olması istenmektedir. Bunu gerçekleştirebilmek için besleme noktasının birinci kattaki yamanın kenarına oldukça yakın bir yerde seçilmesi gerekmektedir. Ayrıca besleme noktasının pozisyonu ayarlanarak empedansın rezonans frekansında 250Ω olması istenilmektedir. Bahsedilen rezonans frekansı ise antenin çalışması istenilen frekans aralığının alt frekans noktasından bir miktar daha düşük olan bir

frekans noktası olarak ifade edilmektedir. Birinci kata yönelik analizler tamamlandıktan sonra ikinci kat yapıya eklenir. İkinci katın eklenmesi kapasitif olan empedansı hemen hemen uyumlu empedans bölgesine taşır. Bu sayede yüksek bant genişliği elde edilmiş olur. Empedans uyumlu bölgeye yaklaştıktan sonra yama antenlerin boyutları, katlar arasındaki mesafe gibi parametreler değiştirilerek antenin performansı daha iyi hale getirilebilir. Değiştirilecek parametreler her iki kattaki yamaların boyutları, aradaki malzemenin kalınlığı ve besleme noktasıdır. Besleme noktasındaki değişimler empedansa çok az etki etmektedir bu nedenle diğer parametrelerin değiştirilmesi daha önemli olmaktadır.

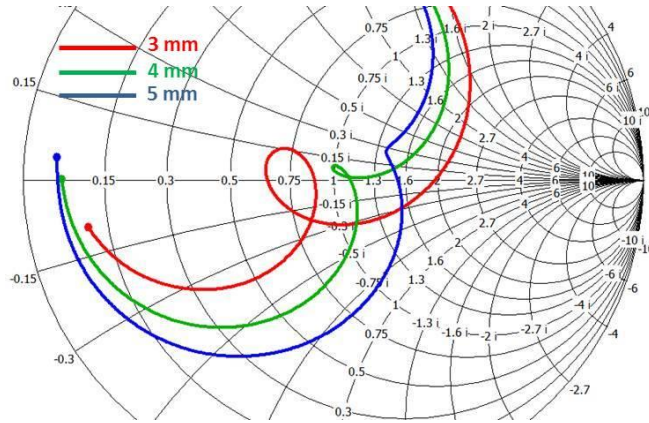
Tez kapsamında yukarıda verilen teoriye uygun olarak katlı yama anten ile anten dizisi tasarımları gerçekleştirilmiştir. Yüksek bant genişliği elde edebilmek amacıyla birinci katta dielektrik katsayısı 2.2 olan bir malzeme (Rogers 5880) ikinci katta ise dielektrik katsayısı 1.07 olan bir malzeme (Rohacell HF 71) seçilmiştir. Rohacell malzemesinin bakır yüzeyi olmadığı için üst kattaki yama anten 0.254 mm kalınlığındaki Rogers 5880 malzemesine yerleştirilmiş bu malzeme de Rohacell malzemesinin üzerine konulmuştur.

Tasarımda öncelikle ilk katın analizleri gerçekleştirilmiştir. İlk katın empedansının kapasitif olabilmesi için besleme noktası yama antenin kenarına yakın seçilmiştir. Bu durumda elde edilen Smith grafiği Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Şekil 3.2’de gösterildiği üzere antenin ilk katı kapasitif yapıdadır ve 6.54 GHz frekansında 250 Ω değeri elde edilmiştir.



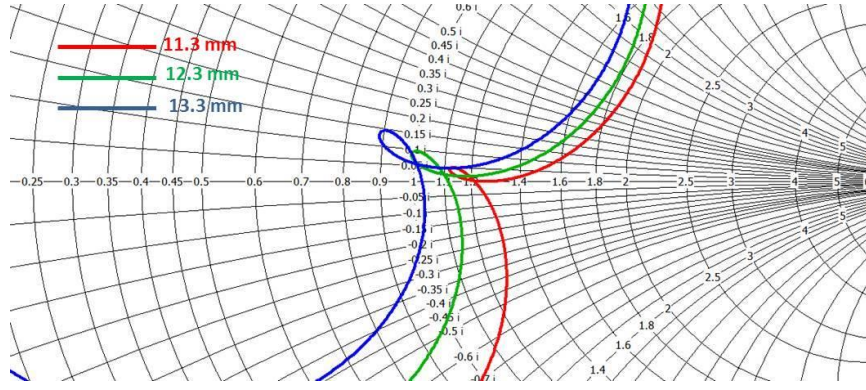
Şekil 3.2 Tasarlanan Katlı Yama Antenin İlk Katının Smith Grafiği

İlk katın analizi tamamlandıktan sonra ikinci kat eklenmiştir. İkinci kat eklendikten sonra da antenin ilgili parametreleri değiştirilerek empedansın mümkün olduğunca uyumlu bölgeye yakın olması sağlanmıştır. Parametrelerin empedansa etkisi Smith grafiği üzerinden incelenmiştir. İkinci katın dielektrik malzemesinin kalınlığının empedansa etkisi Şekil 3.3'te gösterilmiştir.

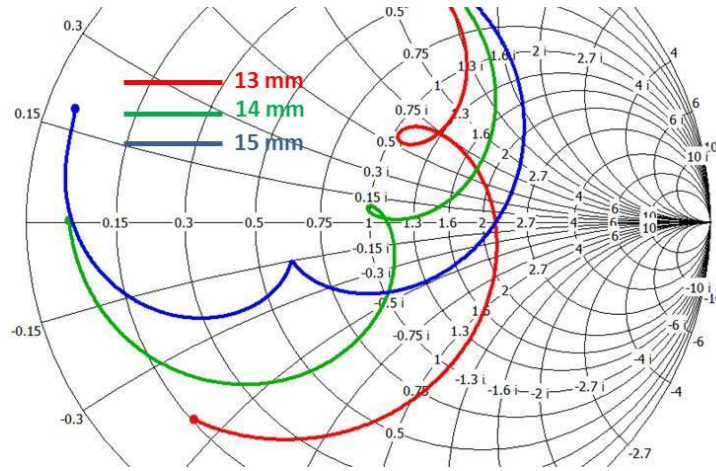


Şekil 3.3 Tasarlanan Katlı Yama Antende İkinci Katın Dielektrik Malzemesinin Kalınlığının Empedansa Etkisi

Şekil 3.3'te gösterildiği gibi ikinci katın yüksekliğinin artması empedans halkasının gerçek kısmını artırırken, empedans halkası daralmakta ve bir miktar indüktif olmaktadır. Birinci kattaki yama antenin boyutlarının empedansa etkisi ise Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



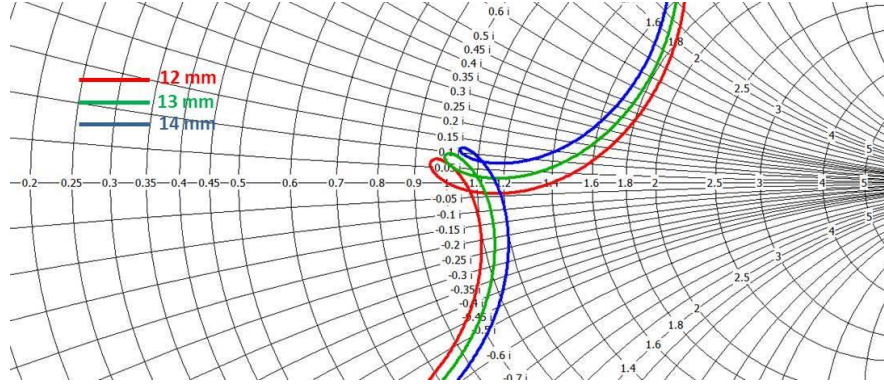
a



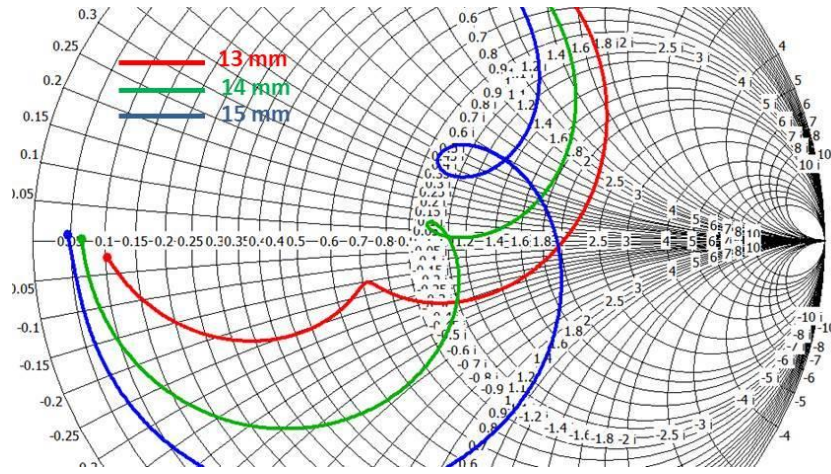
b

Şekil 3.4 Tasarlanan Katlı Yama Antende Birinci Kattaki Yama Anten Boyutlarının Empedansa Etkisi a) Yama Antenin Boyunun Etkisi b) Yama Antenin Eninin Etkisi

Şekil 3.4'te gösterildiği üzere birinci kattaki yamanın boyu artırıldığında empedans halkasının gerçek kısmının azaldığı ve empedans halkasının bir miktar genişleyerek indüktif olduğu görülmektedir. Benzer şekilde birinci kattaki yamanın eni artırıldığında empedans halkasının reel kısmının azaldığı ve halka genişliğinin daralarak halkanın kapasitif olduğu görülmektedir. Ayrıca yamanın eninin empedansa etkisinin çok daha fazla olduğu da görülmektedir. İkinci kattaki yamanın boyutlarının empedansa etkisi ise Şekil 3.5'te gösterilmiştir.



a

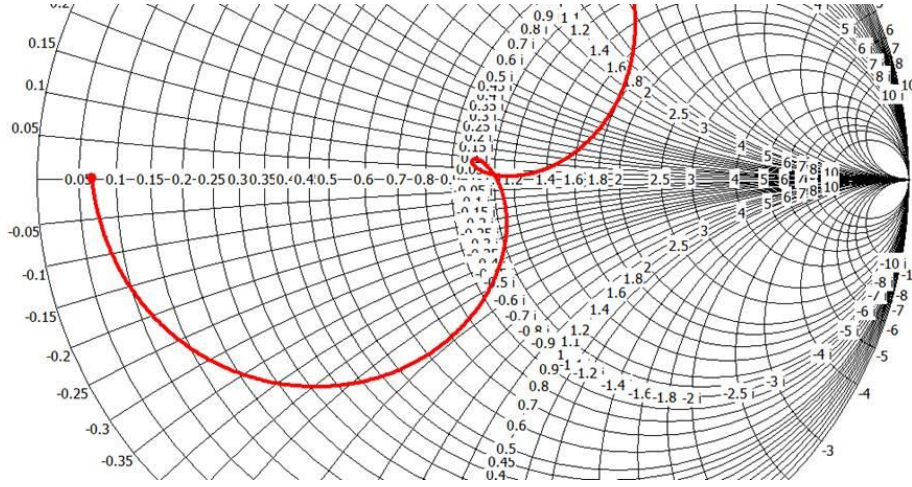


b

Şekil 3.5 Tasarlanan Katlı Yama Antende İkinci Kattaki Yama Anten Boyutlarının Empedansa Etkisi a) Yama Antenin Boyunun Etkisi b) Yama Antenin Eninin Etkisi

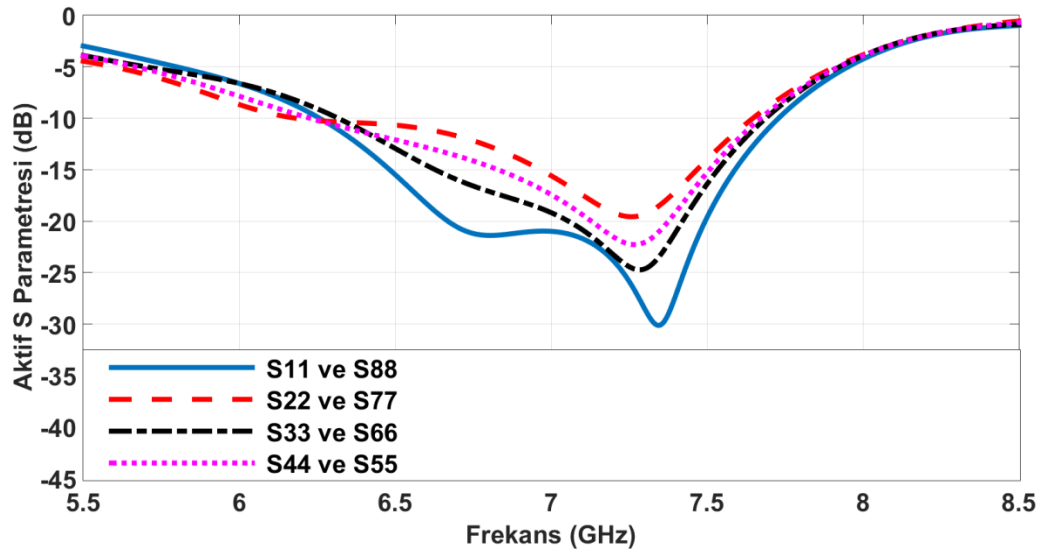
Şekil 3.5'te gösterildiği üzere ikinci kattaki yamanın boyu artırıldığında empedans halkasının gerçek kısmının arttığı ve empedans halkasının bir miktar daralarak indüktif olduğu görülmektedir. Benzer şekilde yamanın eni artırıldığında empedans halkasının gerçek kısmının arttığı ve empedans halkasının genişleyerek indüktif olduğu görülmektedir. Birinci kattaki yama antende olduğu gibi ikinci kattaki yama antenin eninin empedansa etkisi daha fazladır. Nihai durumda elde edilen yama anten boyutları şu şekildedir; birinci kattaki dielektrik malzemenin kalınlığı 1.575mm, ikinci kattaki dielektrik malzemenin kalınlığı 4mm, birinci kattaki yama antenin boyutları 14x12.3mm ve ikinci kattaki yama antenin

boyutları 14x13 mm. Son durumda elde edilen antenin empedansı ise Şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.6 Tasarlanan Katlı Yama Antenin Nihai Durumdaki Smith Grafiği

Tekli antenin tasarımının ardından dizi antenin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Yukarıda nihai değerleri verilen anten elemanı kullanılarak sekiz elemandan oluşan bir dizi anten tasarlanmıştır. Küçük boyutlu dizilerde kenar elemanlarla orta elemanlar farklı bir çevreye sahip olmalarından ötürü anten elemanlarının S parametre sonuçları farklı olmaktadır. Bu nedenle dizi içerisinde anten parametreleri değiştirilerek tasarım gerçekleştirilmektedir. Oluşturulan sekizli anten dizisinde de her bir kattaki yama antenlerin boyutları ile katlar arasındaki dielektrik malzemenin kalınlığı değiştirilerek analizler gerçekleştirilmiştir. Dizi içerisinde önemli noktalardan biri de değiştirilen parametrenin bir elemanın S parametresine olumlu etki ederken bir başka elemana olumsuz etki edebileceğidir. Bu nedenle optimum değerler elde edilmelidir. Dizi antende nihai olarak elde edilen boyutlar şu şekildedir; ilk kattaki dielektrik malzemenin kalınlığı 1.575 mm, ikinci kattaki dielektrik malzemenin kalınlığı 4mm, birinci kattaki yama antenin boyutları 14x13.3 mm ikinci kattaki yama antenin boyutları 14x13mm. Dizi antenin aktif S parametreleri Şekil 3.7'de gösterilmiştir. Dizi anten simetrik olduğundan ilk dört antenin S parametreleri geri kalan dört anten ile aynıdır.



Şekil 3.7 Tasarlanan Katlı Yama Antenin Dizisinin Benzetim Sonucu Elde Edilen Aktif S Parametresi Değerleri

Dizi antenin tasarımının ardından üretimi gerçekleştirilmiştir. Üretilen dizi anten Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8 Üretimi Gerçekleştirilen Katlı Yama Anten Dizisi

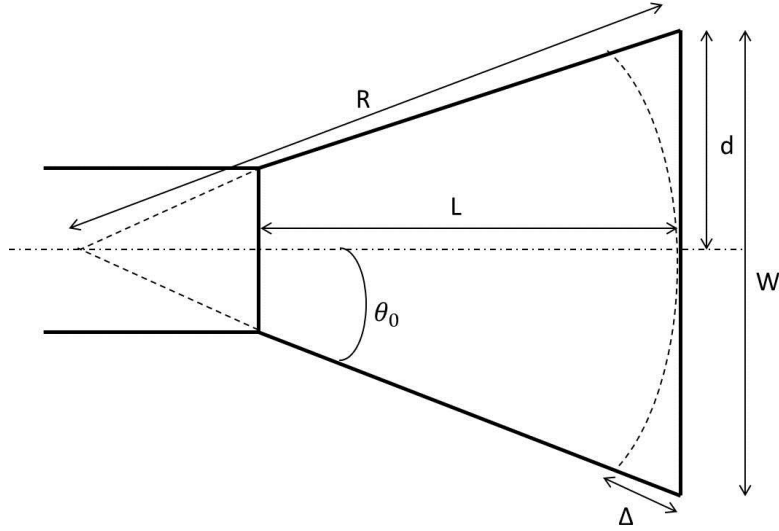
Şekil 3.8’de gösterilen dizi antene ilişkin detaylı benzetim ve ölçüm sonuçları Bölüm 5’te verilmiştir.

3.2 Horn Antenler ve Ridged Horn Antenler

Horn antenler, bir dalga kılavuzundaki kılavuzlanmış bir moddaki dalgayı, serbest uzayda yayılan kılavuzlanmamış bir dalgaya uyumlandırabilmek amacıyla kademeli bir şekilde açılan bir tür dalga kılavuzudur. Horn antenler birçok alanda kullanılan bir anten türüdür ve uygulamaya bağlı olarak farklı şekil ve ebatlarda tasarlanabilmektedirler [36, 38-39]. Horn antenler haberleşme sistemlerinden savunma sistemlerine, biyomedikal sistemlerden ölçüm sistemlerine kadar birçok alanda kullanılmaktadır [126-135]. Horn antenler reflektör antenler gibi bazı antenlerde besleme anteni olarak da kullanılmaktadırlar. Horn antenler katı yapıda üretilebilmeleri yüksek bant genişliği sağlamaları üretim ve tasarım avantajlarından dolayı belirtilen sistemlerde tercih edilmektedir. Horn antenler çok yüksek bant genişliği sağlayacak şekilde veya çift polarizasyona sahip olacak şekilde tasarlanabilirler. Horn antenlerin oldukça iyi polarizasyon saflığı sağlamaktadırlar. Yönlü bir ışıma diyagramı sağlamaktadırlar. Horn antenlerin hesapla bulunan parametreleri ölçüm ve benzetim sonuçlarıyla oldukça yakın değerler vermektedir. Bu nedenle teorik olarak performansı tahmin edilebilir [136-141]. Horn antenlerin önemli parametreleri bant genişliği, ışıma diyagramı, kazanç, verimlilik, polarizasyon, faz merkezi, üretim ve maliyettir [142-146].

Horn anten analizlerinde Kirchhoff-Huygens eşdeğer akım yöntemi, küresel koordinatlardaki Hankel Legendre fonksiyonlar, açıklık teoremleri, geometrik saçılım teorisi gibi yöntemler kullanılmaktadır [147-149].

Şekil 3.9'da genel bir horn anten yapısı gösterilmiştir. Burada W horn antenin dikdörtgensel açıklığının genişliğini ifade etmektedir. d parametresi ise dairesel açıklığın yarı çapını ifade etmektedir. R parametresi birleşim noktasından anten açıklığına kadar olan mesafeyi ifade etmektedir. L uzunluğu açıklık merkezinden dalga kılavuzuna kadar olan uzunluktur ve eksen uzunluğu olarak ifade edilmektedir.



Şekil 3.9 Horn Anten Yapısı

Horn antende faz dağılımının açıklık boyunca yaklaşık olarak kuadratik olduğu kabul edilmektedir. Açıklık alanlarının birleşme noktasından itibaren küresel dalga halinde yayıldığı kabul edilmektedir ve açıklık merkezinden olan ekstra mesafe ise aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [39].

$$\Delta = R - \sqrt{R^2 - d^2} = R \left(1 - \sqrt{1 - \frac{d^2}{R^2}} \right) \approx R \left[1 - \left(1 - \frac{d^2}{2R^2} \right) \right] = \frac{d^2}{2R} = \frac{W^2}{8R} \quad (3.7)$$

Kuadratik faz dağılımının boyutsuz olan sabitini elde edebilmek amacıyla ekstra mesafe terimi dalga boyuna bölünür. Bu hesaplama θ_0 açısı 35° 'den küçük olduğunda geçerli olmaktadır [39].

$$S = \frac{\Delta}{\lambda} = \frac{W^2}{8R\lambda} = \frac{d^2}{2\lambda R} \quad (3.8)$$

Horn anten açıklık durumuna göre sektörel horn ve piramit (dikdörtgen) horn olarak ayrılmaktadır. Sektörel horn anten, açıklık düşey düzlemde ise E-sektörel horn anten, yatay düzlemde ise H-sektörel horn anten olarak isimlendirilir. Piramit horn anten ise kare veya dikdörtgen şeklinde bir açıklığa sahiptir.

Piramit horn antenin genişliği yatay düzlemde W parametresi ile yüksekliği ise düşey düzlemde H parametresi ile ifade edilmektedir. Piramit horn antenin girişinde bulunan dalga kılavuzunun ise genişliği a , yüksekliği b ile ifade edilmektedir. Piramit horn antende yatay ve düşey düzlemde açıklık bulunduğundan her bir açıklığın da faz dağılım sabiti bulunmaktadır. Bu değerler aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [39].

$$S_{düşey} = \frac{H^2}{8\lambda R_{düşey}} \quad (3.9)$$

$$S_{yatay} = \frac{W^2}{8\lambda R_{yatay}} \quad (3.10)$$

Dalga kılavuzunda TE_{10} moddaki alan dağılımı aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi x}{a} \quad (3.11)$$

Bu durumda anten açıklığındaki alan dağılımı aşağıdaki gibi olacaktır [39].

$$E_y = E_0 \cos \frac{\pi x}{W} e^{-2j \left[S_{düşey} \left(\frac{2y}{H} \right)^2 + S_{yatay} \left(\frac{2x}{W} \right)^2 \right]} \quad (3.12)$$

Schelkunoff ve Friss yönlendiricilik hesabı için kapalı formda bir eşitlik vermişlerdir [39].

$$D = \frac{8R_{yatay}R_{düşey}}{WH} \{ [C(u) - C(v)]^2 + [S(u) - S(v)]^2 \} [C^2(z) + S^2(z)] \quad (3.13)$$

$$u = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\sqrt{\lambda R_{yatay}}}{W} + \frac{W}{\sqrt{\lambda R_{yatay}}} \right), v = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{\sqrt{\lambda R_{yatay}}}{W} - \frac{W}{\sqrt{\lambda R_{yatay}}} \right), \quad (3.14)$$

$$z = \frac{H}{\sqrt{2\lambda R_{düşey}}}$$

$$C(x) = \int_0^x \cos \frac{\pi t^2}{2} dt, S(x) = \int_0^x \sin \frac{\pi t^2}{2} dt \quad (3.15)$$

Belirli bir kazanç değeri için farklı boyutlarda çok sayıda horn anten tasarımı gerçekleştirilebilir. Bu nedenle belirli kısıtlamalar kullanmak gerekmektedir. Örneğin yatay ve düşey düzlemde eşit huzme genişliklerine sahip bir horn anten isteği bu kısıtlamalardan biri olabilir. Horn antende açıklık artırıldığında kazanç artmaktadır ancak bir noktadan sonra kuadratik faz hatası daha hızlı artmaya başlar. Bu nedenle açıklık artıkcı kazancın artabileceği bir en yüksek değer vardır. Bu en yüksek değer yaklaşık olarak belirli bir faz dağılım sabitinde oluşmaktadır. Bu değerler ise aşağıdaki gibidir [39].

$$S_{yatay} = 0.4, \quad S_{düşey} = 0.26 \quad (3.16)$$

Her iki düzlemde sabit 3dB huzme genişliği elde edebilmek için gereken horn açıklık oranı ise aşağıdaki gibidir.

$$\frac{H}{W} = 0.68 \quad (3.17)$$

Bu horn anten için %49 verim olması durumunda kazanç aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$Kazanc = \frac{4\pi HW}{\lambda^2} 0.49 \quad (3.18)$$

Horn antenin açıklık değerlerine ait oran bilindiği için bu değerler kazanç cinsinden aşağıdaki gibi hesaplanabilir [39].

$$\frac{W}{\lambda} = \sqrt{\frac{Kazanc}{4\pi(0.68)(0.49)}} = 0.489\sqrt{Kazanc} \quad (3.19)$$

$$\frac{H}{\lambda} = \sqrt{\frac{Kazanç(0.68)}{4\pi(0.49)}} = 0.332\sqrt{Kazanç} \quad (3.20)$$

Bu durumda her iki eksenindeki R parametreleri ise aşağıdaki gibi hesaplanacaktır [39].

$$\frac{R_{yatay}}{\lambda} = 0.0746xKazanç, \quad \frac{R_{düşey}}{\lambda} = 0.0531xKazanç \quad (3.21)$$

Hesaplamalarla bulunan değerlere uygun bir dalga kılavuzu (genişlik ve yüksekliği birbirine eşit) olmayacağından pratik olmayacaktır. Bu durumda açıklık boyutlarının sabit tutularak R parametrelerinden birinin değiştirilmesi gerekmektedir. Bu durumda her iki eksen de aynı eksen uzunluğu elde edilecektir. R parametresine bağlı olarak hesaplanan eksen uzunluk değerleri ile düşey düzlemde değiştirilen R parametresi hesapları aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [39].

$$L_{yatay} = \frac{W - a}{W} \sqrt{R_{yatay}^2 - \frac{W^2}{4}}, \quad L_{düşey} = \frac{H - a}{H} \sqrt{R_{düşey}^2 - \frac{H^2}{4}} \quad (3.22)$$

$$R_{düşey} = \frac{H}{H - b} \sqrt{L^2 + \frac{(H - b)^2}{4}} \quad (3.23)$$

Eşitlikler yardımıyla ilgili hesaplar gerçekleştirildikten sonra uygun kazanç değerini elde edebilmek için iteratif bir şekilde hesaplamalar tekrarlanır. Bu tekrarlama işlemi elde edilen boyutlara göre hesaplanan kazanç değeri için gerçekleştirilmektedir. İterasyonda kullanılan kazanç hesabı ise aşağıdaki gibi yapılmaktadır.

$$Kazanç_{yeni} = \frac{Kazanç_{istenilen} \times Kazanç_{eski}}{Kazanç_{gerçek}} \quad (3.24)$$

İlk olarak istenilen kazanç değerine bağlı olarak boyutlar hesaplanmaktadır. Ardından tek bir eksen uzunluğu elde edebilmek amacıyla $R_{düşey}$ parametresi değiştirilmektedir. Değiştirilen bu $R_{düşey}$ parametresine göre düşey ekseninde yeni bir faz dağılım sabiti hesaplanmaktadır. Daha sonra bu yeni faz dağılım hesabına göre verimlilik veya kayıp değerleri literatürde verilen tablolardan elde edilmektedir. Bu hesaplanan değerler ve kayıp değerlerine göre de $Kazanç_{gerçek}$ değeri hesaplanmaktadır. Daha sonra $Kazanç_{gerçek}$ değeri kullanılarak $Kazanç_{yeni}$ değeri hesaplanmakta ve bu yeni hesaplanan değere göre de tekrar boyutların hesabı yapılmaktadır. Son olarak başlangıçta istenilen kazanç değeri ile hesapla bulunan $Kazanç_{gerçek}$ değeri bir birine eşit olduğunda iterasyon tamamlanmaktadır.

Horn antende her iki ekseninde farklı huzme genişlikleri için de tasarım gerçekleştirilebilir. Bu durumda tasarımın gerçekleştirilebilir olabilmesi eksen uzunluklarının eşit olması gerekmektedir. Ancak açıklık genişliği ve yüksekliği değiştirilerek istenilen huzme genişlikleri elde edilir. İlk olarak bir düzlemdeki S katsayısı sabit tutulup diğer düzlemdeki değiştirilerek başlangıç tasarımı oluşturulur. Daha sonra iteratif bir şekilde hesaplamalar tekrarlanır.

Yukarıda detaylıca bahsedilen piramit horn anten dışında dairesel dalga kılavuzu ile beslenen konik horn anten yapıları da mevcuttur [150-154]. Konik horn antenin karakteristik davranışı piramit horn anteninkine benzerdir. Konik horn antenlerde de belirli bir eksen uzunluğu için horn antenin R parametresindeki artışla beraber yönlendiricilik değeri de bir noktaya kadar artmaktadır. Daha sonra ise yönlendiricilik azalmaya başlamaktadır. Yönlendiricilikteki bu azalma piramit horn antenlerdeki gibi anten açıklığındaki kuadratik faz hatasından dolayı oluşmaktadır.

Piramit ve konik horn antenlerin açıklık verimlilikleri genellikle %50-60 civarındadır. Bu verimlilik değerini artırabilmek için horn antenin iç yüzeyine oluklar açılarak oluklu horn antenler geliştirilmiştir [155-162]. Bu oluklu horn antenlerin verimlilikleri ise %75-80 civarındadır. Uygun bir tasarım için dalga boyuna göre 10 veya daha fazla oluk açılması gerekmektedir. Olukların yüzey reaktansının duvar kenarına paralel olan teğetsel manyetik alan bileşenini sıfır yapabilmesi için kapasitif olması istenilmektedir. Bu sayede yüzey dalgaları

engellenmekte ve difraksiyon azaltılabilmektedir. Oluklar düşey düzlemdeki elektrik alan dağılımını çizgisel formdan kosinüs formuna değiştirmektedir. Oluklu horn antenlerde yan kulakçık seviyeleri ile arka kulakçık seviyesi piramit horn antenlere göre daha düşük seviyededir. Aynı zamanda oluklu horn antenler daha geniş bir 3dB huzme genişliğine sahipken daha dar bir 10dB huzme genişliğine sahiptirler. Antenin empedans uyumunun bozulmaması amacıyla oluklar dalga kılavuzu birleşme bölümünden bir miktar uzakta başlatılmalıdır.

Yukarıda bahsedilen teoriye uygun olarak X bandında (8.2-12.4 GHz) ile Ku bandında çalışan (12.4-18 GHz) iki standart kazançlı horn anten tasarımı gerçekleştirilmiştir.

X bant horn anten tasarımında dalga kılavuzu olarak standart WR-90 dalga kılavuzu kullanılmıştır. Bu dalga kılavuzunun boyutları 22.86 x 10.16 mm'dir. X bant horn anten için 11 GHz frekansındaki hedeflenen kazanç değeri 20.6 dBi'dir. Bu kazanç değeri standart olarak ifade edilen horn antenin 11 GHz'deki standart olarak kabul edilen kazanç değeridir. Bu değere göre antenin genişlik ve yükseklik değerleri eşitlik (3.19) ve (3.20) kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$\lambda = 27.272\text{mm}, W = 0.489\sqrt{10^{\frac{20.6}{10}}} = 142.89\text{mm}, H = 0.489\sqrt{10^{\frac{20.6}{10}}} = 97.018\text{mm}$$

Daha sonra eşitlik (3.21) kullanılarak R_{yatay} parametresi ve bu parametre eşitlik (3.22)'de kullanılarak da eksen uzunluğu parametreleri aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$\frac{R_{yatay}}{\lambda} = 0.0746 \times \text{Kazanç} = 233.590 \text{ mm}$$

$$L_{yatay} = \frac{W - a}{W} \sqrt{R_{yatay}^2 - \frac{W^2}{4}} = 186.817 \text{ mm}$$

Yukarıda da bahsedildiği gibi tasarımın gerçekçi olabilmesi amacıyla her iki düzlemde tek bir eksen uzunluğu olması gerekmektedir. Bu değer de 186.817mm

olarak hesaplanmıştır. Hesaplanan bu değere göre $R_{düşey}$ parametresi eşitlik (3.23) kullanılarak hesaplanmıştır.

$$R_{düşey} = \frac{H}{H-b} \sqrt{L^2 + \frac{(H-b)^2}{4}} = 214.233 \text{ mm}$$

Hesaplanan bu $R_{düşey}$ parametresine göre düşey ekseninde eşitlik (3.9) kullanılarak yeniden bir faz dağılım sabiti hesabı gerçekleştirilmiştir. Bu hesaplanan değere karşılık gelen kayıp ise çeşitli kaynaklarda verilen tablolardan elde edilmiştir.

$$S_{düşey} = \frac{H^2}{8\lambda R_{düşey}} = 0.201$$

Hesaplanan bu parametrelere göre $Kazanç_{gerçek}$ değeri aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$Kazanç_{gerçek} = 10 \log \frac{4\pi WH}{\lambda^2} - Kayıplar = 21.05 \text{ dBi} = 127.35$$

Hesaplanan bu $Kazanç_{gerçek}$ değeri başlangıçtaki istenilen kazanç değeri olan 20.6 dBi'a eşit olmadığı için eşitlik (3.24) kullanılarak yeni bir kazanç değeri hesaplanmıştır.

$$Kazanç_{yeni} = \frac{Kazanç_{istenilen} \times Kazanç_{eski}}{Kazanç_{gerçek}} = \frac{114.815 \times 114.815}{127.35} = 103.513$$

Ardından bu yeni hesaplanan kazanç değerine göre ikinci iterasyona geçilerek tüm boyutlar tekrar hesaplanmıştır.

$$W = 135.68 \text{ mm}, H = 92.117 \text{ mm}, R_{yatay} = 210.596 \text{ mm}, L = 165.779 \text{ mm}$$

Bu hesaplanan yeni değerlere göre yeniden $R_{düşey}$ ve $S_{düşey}$ parametreleri ve daha sonra $Kazanç_{gerçek}$ değeri hesaplanmalı ardından bu değer istenilen kazanca

eşit olup olmadığına bakılarak iterasyona devam edilmelidir. Ancak görüldüğü üzere bu hesaplamalar oldukça vakit alan ve hata yapmaya müsait durumdadır. Bu nedenle hesaplanan boyutlardan ilk veya ikinci değerler kullanılarak antenin tam dalga çözüm yapan bir benzetim programında modellenmesi ve bu model üzerinden analizler gerçekleştirilmesi çok daha kolay ve hızlı bir çözüm sunmaktadır. Bundan dolayı anten benzetim programında modellenerek boyutlara ilişkin değişiklikler model üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu durumda elde edilen nihai anten boyutları aşağıdaki gibidir.

$$W = 135.46 \text{ mm}, H = 104.46 \text{ mm}, R_{yatay} = 204.7 \text{ mm}, L = 170 \text{ mm}$$

Tasarımı gerçekleştirilen X bant horn anten Şekil 3.10'da gösterilmiştir. Antene ilişkin benzetim ve ölçüm sonuçları detaylı olarak Bölüm 5'te verilmiştir.



Şekil 3.10 Tasarlanan X Bant Horn Anten

Benzer şekilde Ku bant horn anten için de hesaplamalar gerçekleştirilmiştir. Ku bant horn anten tasarımında dalga kılavuzu olarak standart WR-62 dalga kılavuzu kullanılmıştır. Bu dalga kılavuzunun boyutları 15.8 x 7.9 mm'dir. Ku bant horn anten için 15 GHz'deki istenilen kazanç değeri 20.3 dBi'dir. Benzer şekilde bu kazanç değeri de standart Ku bant horn anten için 15 GHz'deki standart olarak kabul edilen kazancı ifade etmektedir. Bu kazanç değerine göre eşitlik (3.19) ve

eşitlik (3.20) kullanılarak horn antenin genişlik ve yükseklik değerleri hesaplanmıştır. Daha sonra ise eşitlik (3.21), eşitlik (3.22) ve eşitlik (3.23) kullanılarak R_{yatay} , eksen uzunluğu ve $R_{düşey}$ parametreleri hesaplanmıştır. Hesaplanan bu değerler aşağıdaki gibidir.

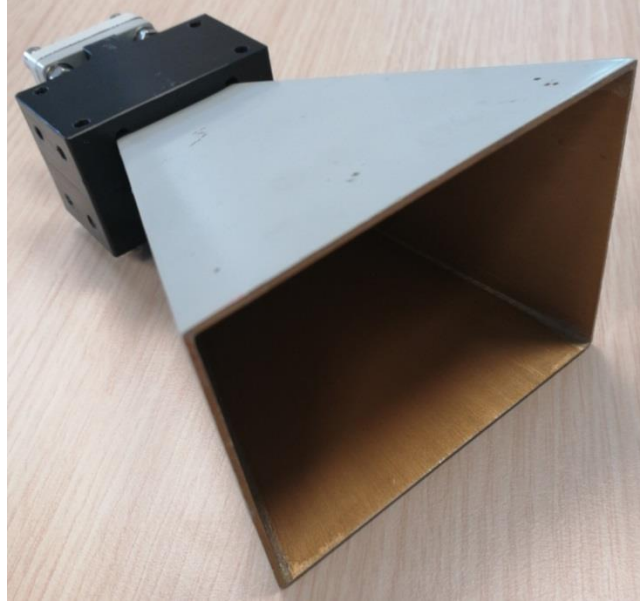
$$\lambda = 20 \text{ mm}, W = 101.236 \text{ mm}, H = 68.733 \text{ mm},$$

$$R_{yatay} = 163.726 \text{ mm}, L = 131.403 \text{ mm}, R_{düşey} = 152.393 \text{ mm}$$

X bant horn anten tasarımında olduğu gibi bu hesaplanan değerler ile düşey eksende yeni bir faz dağılım sabiti hesaplanarak daha sonra kazanç hesabı gerçekleştirilip bu kazanç değerine göre de tekrar boyutlar hesaplanabilir. Ancak daha önce de belirtildiği gibi bu yöntem oldukça zaman gerektiren bir yöntemdir. Bunun yerine hesaplanan bu değerlerle tam dalga çözüm yapan bir benzetim programında horn modeli oluşturularak benzetim programında analizler gerçekleştirilmiştir. Bu durumda elde edilen nihai Ku bant horn anten parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$W = 90.46 \text{ mm}, H = 69.46 \text{ mm}, R_{yatay} = 135.95 \text{ mm}, L = 114.81 \text{ mm}$$

Tasarımı gerçekleştirilen Ku bant horn anten Şekil 3.11’de gösterilmiştir. Antene ilişkin benzetim ve ölçüm sonuçları detaylı olarak Bölüm 5’te verilmiştir.



Şekil 3.11 Tasarlanan Ku Bant Horn Anten

Tasarlanan antenlerde standart dalga kılavuzları kullanıldığı için besleme kısımlarında da hazır standart dalga kılavuzundan koaksiyel konektöre dönüştürücüler kullanılmıştır.

3.2.1 Ridged Horn Antenler

Standart dalga kılavuzları ile beslenen horn antenlerin bant genişliği standart dalga kılavuzunun çalışma frekans aralığı tarafından belirlenmektedir. Horn antenlerin sahip olduğu avantajları nedeniyle kullanıldığı birçok alanda horn antenlerin daha yüksek bir bant genişliğine sahip olması da artık istenilen bir özellik olmuştur. Ridged horn antenler bu isteği karşılamak amacıyla geliştirilmiş horn anten yapılarıdır [163-168]. Dalga kılavuzuna ridgedlerin eklenmesi dalga kılavuzunun baskın modunun kesim frekansını azaltmaktadır. Aynı zamanda bu ridgedler sonraki iki yüksek mertebeli modların kesim frekanslarını da artırmaktadır. Bu sayede dalga kılavuzunun baskın modunun çalışma frekans aralığı önemli ölçüde artmaktadır. Bu ridgedlerin eklendiği bir dalga kılavuzunun besleme dalga kılavuzu olarak kullanıldığı ve ridgedlerin horn açıklığına ekponansiyel bir şekilde uzatıldığı horn anten yapıları ridged horn anten olarak isimlendirilmektedir ve bu horn antenler ile oldukça yüksek frekans bant genişlikleri elde edilebilmektedir.

Rigid horn antenler, koaksiyelden dalga kılavuzuna dönüşüm sağlayan bir dönüştürücü yapısı, dalga kılavuzu bitişinden horn anten açıklığına doğru ekponansiyel bir şekilde ilerleyen ridged yapısı ve horn antenin piramit şeklindeki duvarlarından oluşmaktadır [169-171].

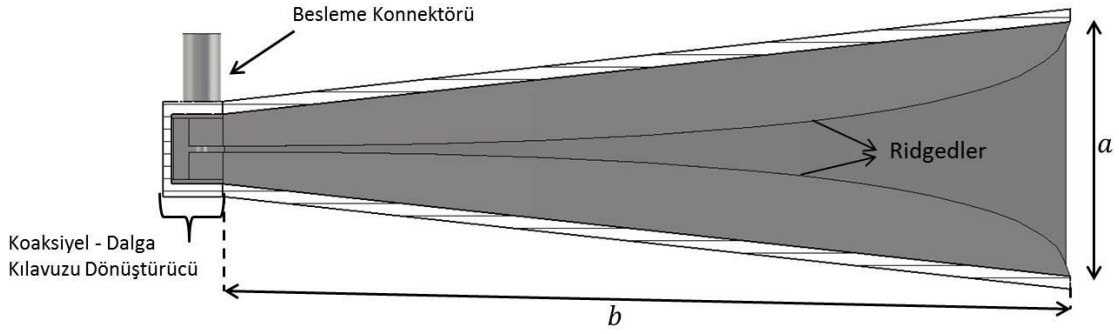
Koaksiyelden dalga kılavuzuna dönüşüm sağlayan dönüştürücü besleme probu, dalga kılavuzu kısmı ve dalga kılavuzunun arkasına yerleştirilen bir kavite kısmından oluşmaktadır. Uygun bir empedans uyumu ve ışıma diyagramı performansı elde edebilmek için bu koaksiyelden dalga kılavuzuna olan dönüştürücü yapısının tasarımı oldukça önem arz etmektedir [172-174].

Horn anten içerisinde ekponansiyel olarak ilerleyen ridged kısmı ise dalga kılavuzu empedansını horn açıklığındaki serbest uzay empedansına uyumlandırmaktadır. Ridgedlerin horn anten içerisinde ekponansiyel olarak ilerlemesinin nedeni daha yumuşak bir empedans geçişi sağlayabilmek içindir. Ekponansiyel ridged profilini elde edebilmek amacıyla aşağıdaki eşitlik kullanılmaktadır [175,176].

$$f(z) = 0.02z + 0.635e^{0.0305z} \quad (3.25)$$

Burada, z mm cinsinden ridgedin düz kısmından itibaren horn anten boyunca olan eksen uzunluğunu, $f(z)$ ise mm cinsinden horn antenin merkez hattından olan dik mesafeyi belirtmektedir.

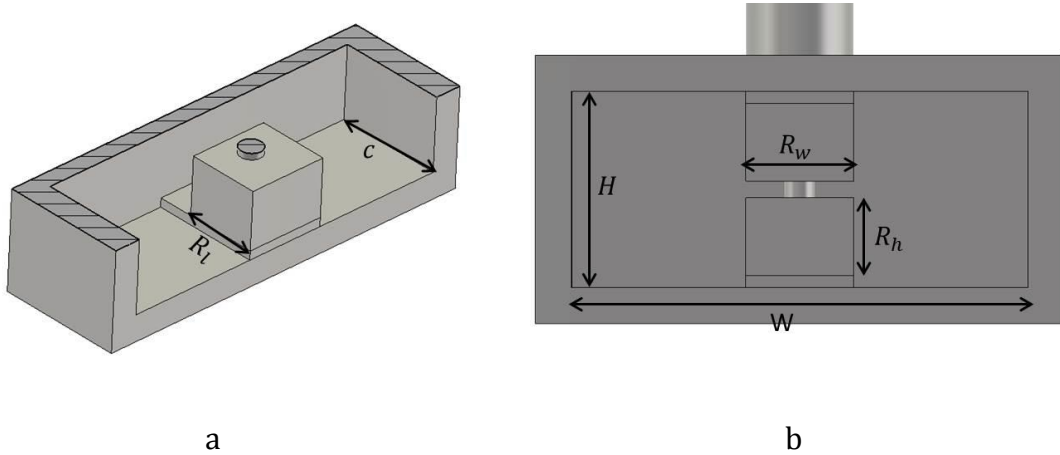
Tez kapsamına yukarıda verilen bilgiler doğrultusunda 6-18 GHz aralığında çalışan bir ridged horn anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarımı gerçekleştirilen ridged horn antenin benzetim modeli Şekil 3.12’de gösterilmiştir.

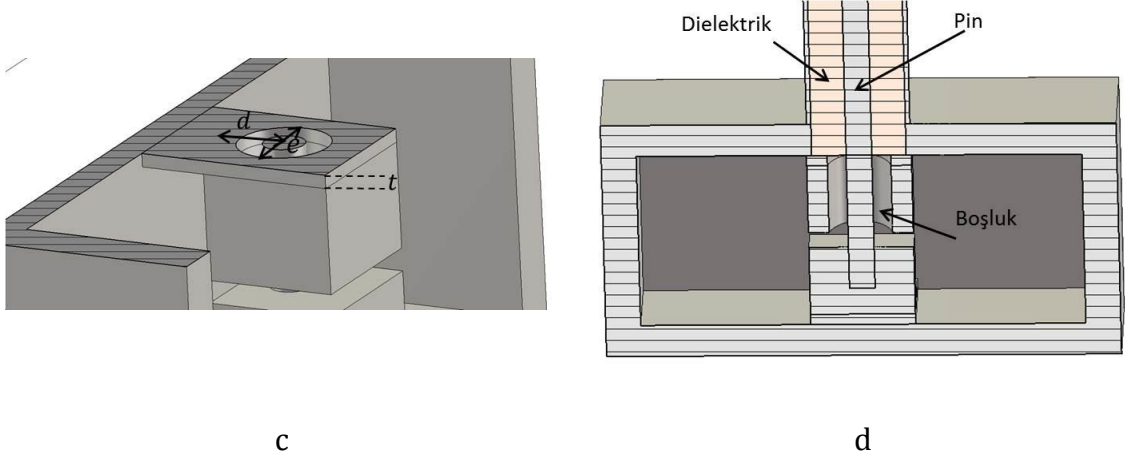


Şekil 3.12 Tasarlanan Ridged Horn Anten Benzetim Modeli

Şekil 3.12'den görüldüğü üzere tasarlanan ridged horn anten, besleme konektörünün bağlandığı bir koaksiyel dalga kılavuzu dönüştürücüsü, horn anten duvarları ve ridgedlerden oluşmaktadır.

Tasarlanan horn antende ridged eğriliği Eşitlik (3.25)'e göre oluşturulmuştur. Koaksiyelden dalga kılavuzuna dönüştürücü kısmının tasarımı antenin ışıma diyagramı ve empedans uyumu isterlerinin karşılanabilmesi için oldukça önemlidir. Bu kısım aynı zamanda yüksek dereceli modların engellenmesini de sağlamaktadır. Bu nedenle tez kapsamında koaksiyelden dalga kılavuzuna dönüştürücü kısmının tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarımı gerçekleştirilen dalga kılavuzundan koaksiyeye dönüştürücü kısmı detaylı olarak Şekil 3.13'te gösterilmiştir.





Şekil 3.13 Tasarlanan Dalga Kılavuzundan Koaksiyele Dönüştürücü Yapısı

Şekil 3.13'ten görüldüğü üzere dalga kılavuzundan koaksiyele dönüştürücü yapısı iki adet ridgedten oluşan bir dalga kılavuzu kısmı, besleme probu (konnektörü) ile ridgedlerin arkasında yer alan bir kavite yapısından oluşmaktadır.

Tasarlanan dalga kılavuzundan koaksiyele dönüştürücü yapısında geleneksel yapıdan farklı olarak alttaki ridgedin altında ve üstteki ridgedin üstünde yer alan ve kavitenin dış duvarına uzanan kısa devre ridgedleri yer almaktadır. Ayrıca üst ridgedte daha iyi bir empedans uyumu sağlayabilmek için bir boşluk bulunmaktadır. Bu boşluk yapısı içerisinden geçen pin ile birlikte bir 50Ω 'luk koaksiyel hat oluşturmaktadır. Bu sayede daha iyi bir empedans uyumu sağlanmaktadır. Ayrıca bu boşluğun çapı da 50Ω 'luk empedans değerini sağlayacak şekilde seçilmektedir. Tasarlanan bu dalga kılavuzundan koaksiyele dönüştürücü ile yüksek frekanslarda ışıma diyagramında herhangi bir bozulma olmamaktadır.

Şekil 3.13-(d)'den görüldüğü üzere besleme probunun (konnektörün) dış iletkeni dönüştürücü yapısının duvarına iç iletkeni ise üstteki ridgedteki boşluktan geçerek alttaki ridged yapısına bağlanmaktadır. Bu nedenle alttaki ridgede pinin kaymasını engellemek amacıyla küçük bir oyuk açılmıştır.

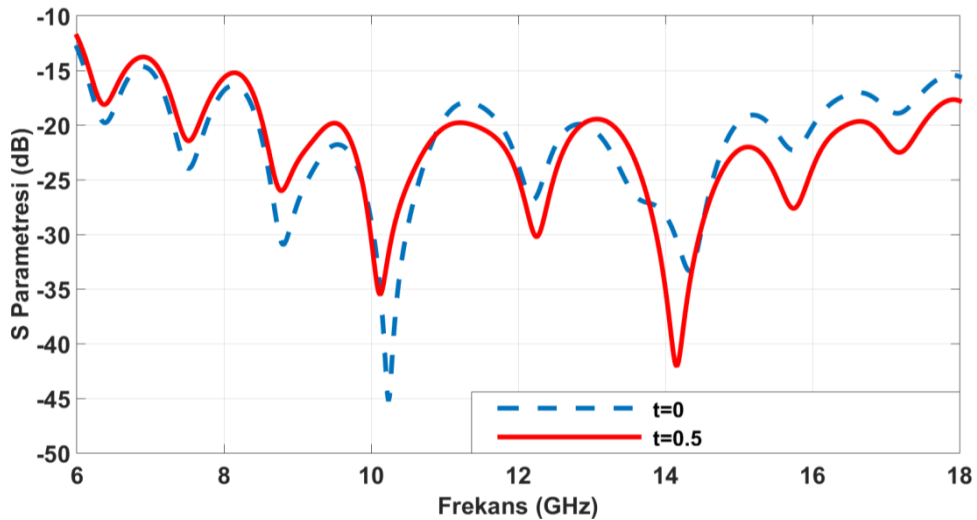
Şekil 3.13'ten görüldüğü üzere, H ve W dalgakılavuzunun yüksekliği ile genişliğini ifade etmektedir. c parametresi dalga kılavuzundan koaksiyele dönüştürücü yapısının uzunluğunu, R_h, R_w, R_l parametreleri ise sırasıyla ridged yüksekliğini, ridged genişliğini ve ridged uzunluğunu ifade etmektedir. d parametresi besleme

noktasının ridged kenarına olan uzaklığını, e parametresi üst ridgedte bulunan boşluğun çapını ve t parametresi ise kısa devre ridged kısmının kalınlığını ifade etmektedir.

Antenin ışıma diyagramına ve S_{11} parametresine etki eden en önemli parametreler ridgedler arasındaki mesafe, ridged boyutları, besleme probunun (konektörün) yeri, üst ridgedte yer alan boşluğun çapı ve kısa devre ridged yapısının kalınlığıdır. Kısa devre ridged yapısının eklenmesi özellikle üst frekansta S_{11} parametresinin daha iyi olmasına neden olmaktadır. İyi bir empedans uyumu elde edebilmek için ise besleme noktasının mümkün olduğunca ridged kenarına yakın seçilmesi gerekmektedir.

Dalga kılavuzundan koaksiyele dönüştürücü yapısında belirtilen parametrelerin optimum değerlerini bulabilmek amacıyla çeşitli parametrik analizler gerçekleştirilmiştir. Yukarıda belirtilen önemli parametrelerin anten S_{11} parametresine olan etkisi ile ilgili benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

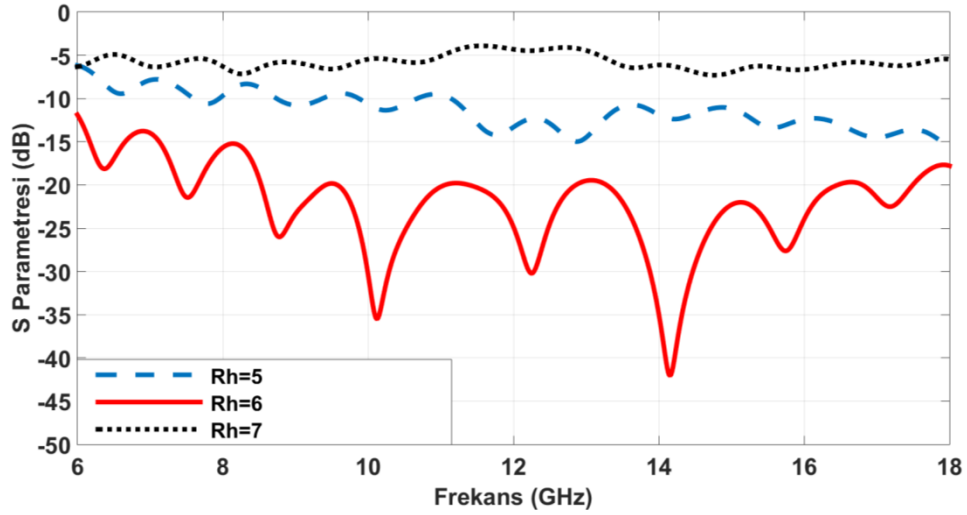
Kısa devre ridged yapısının antenin S_{11} parametresine etkisi Şekil 3.14'te verilmiştir. Şekilde $t = 0$ durumu kısa devre ridged yapısının olmadığını ifade etmektedir. Bu yapının eklenmesi ile özellikle üst frekansta antenin S_{11} parametresinin iyileştiği görülmektedir.



Şekil 3.14 Kısa Devre Ridged Yapısının (mm) Antenin S_{11} Parametresine Etkisi

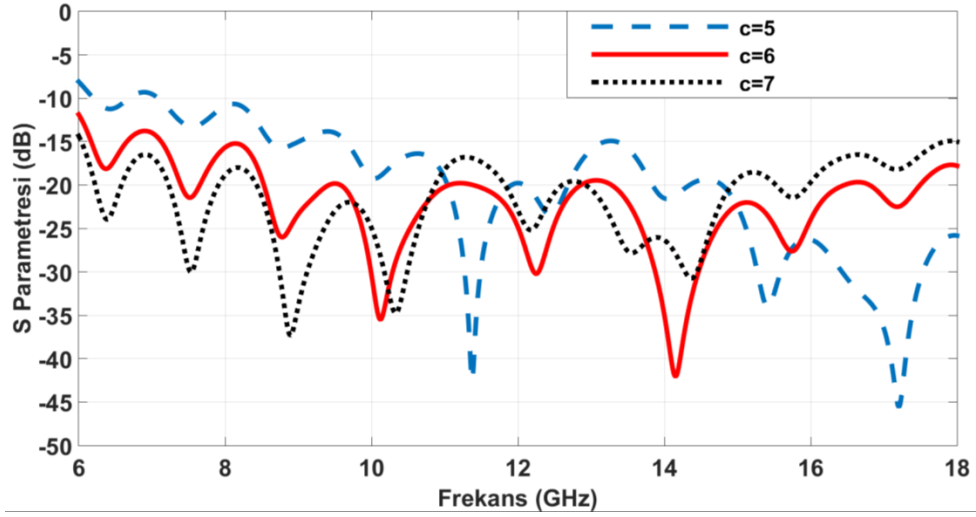
Ridged yüksekliğinin (R_h) değişmesi, dalga kılavuzunun yüksekliği sabit olduğundan dolayı, aynı zamanda ridgedler arasındaki mesafenin de değişmesi

anlamına gelmektedir. Ridged yüksekliği arttığında ridgedler arası mesafe azalırken, ridged yüksekliği azaldığında ridgedler arası mesafe de artacaktır. Ridged yüksekliğinin antenin S_{11} parametresine etkisi Şekil 3.15'te gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere ridged yüksekliğinin veya diğer bir ifadeyle ridgedler arasındaki mesafenin anten S_{11} parametresine oldukça önemli bir etkisi olduğu gözlenmektedir.



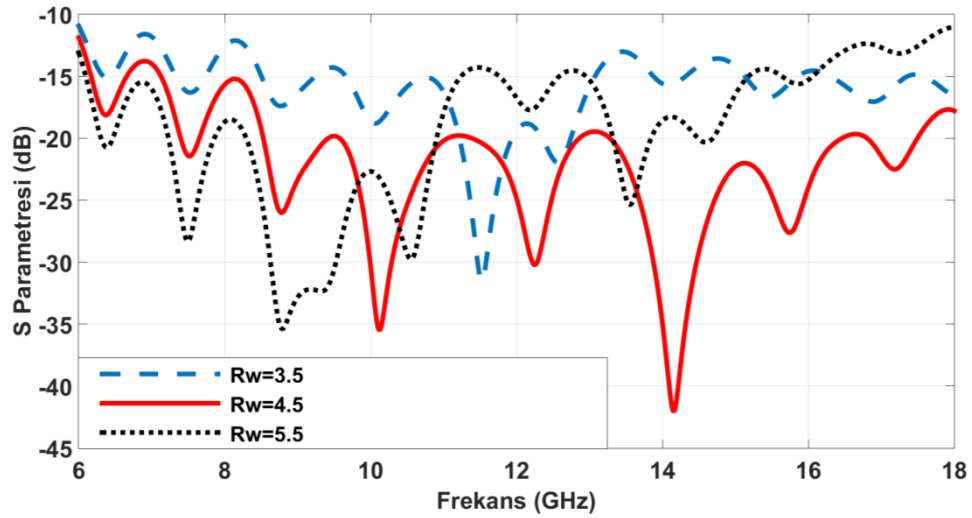
Şekil 3.15 Ridged Yüksekliğinin (R_h) (mm) Antenin S_{11} Parametresine Etkisi

Dalga kılavuzundan koaksiyele dönüştürücü yapının boyunun antenin S parametresine etkisi Şekil 3.16'da gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi bu parametrenin de antenin S_{11} parametresi üzerine önemli bir etkisi bulunmaktadır.



Şekil 3.16 Dönüştürücü Yapının Boyunun (c) (mm) Antenin S_{11} parametresine Etkisi

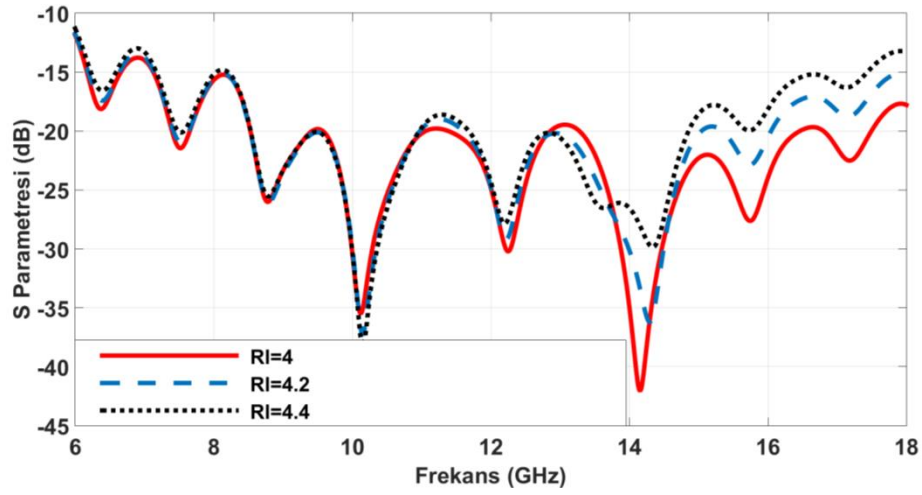
Ridged genişliğinin (R_w) antenin S_{11} parametresine etkisi Şekil 3.17’de gösterilmiştir.



Şekil 3.17 Ridged Genişliğinin (R_w) (mm) Antenin S_{11} Parametresine Etkisi

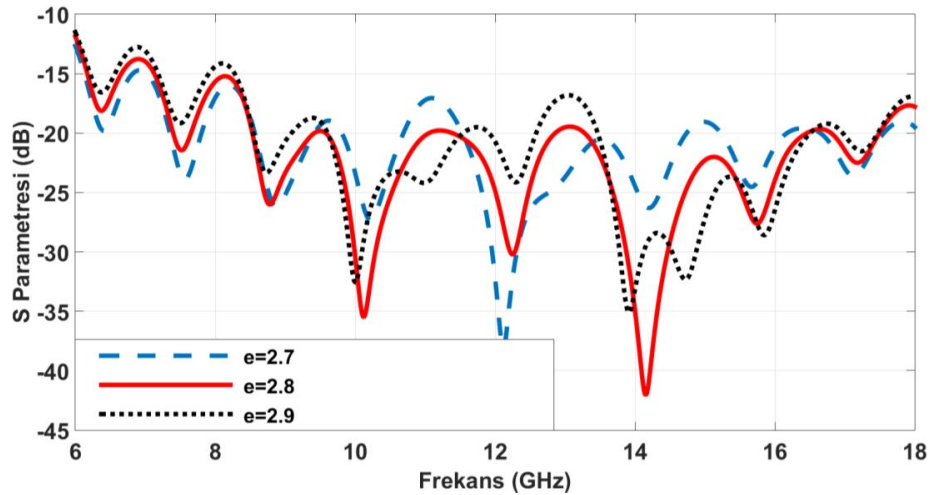
Ridged boyunun (R_l) antenin S_{11} parametresine etkisi Şekil 3.18’de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere ridged boyunun azalması S_{11} parametresini üst frekans bölgesinde iyileştirmektedir. Ancak bir noktadan sonra ridged boyu azaltılamamaktadır. Bunun nedeni ise Şekil 3.13-(c)’den anlaşılabacağı üzere boy azaltıldığında üst ridgedte yer alan boşluğun ridgedin arka duvarından taşmasıdır. Bu nedenle ridged boyu ayarlanırken bu duruma dikkat etmek gerekmektedir.

Ridged boyunun azalması d parametresinin de azalmasını yani besleme noktasının ridged kenarına daha yakın olmasını sağlamaktadır.



Şekil 3.18 Ridged Boyunun (R_I) (mm) Antenin S_{11} Parametresine Etkisi

Son olarak da üst ridgedde yer alan boşluğun çapının (e) antenin S_{11} parametresine olan etkisi Şekil 3.19'da gösterilmiştir. Ridged boyunda olduğu gibi boşluk çapı da bir noktadan sonra artırılmamaktadır. Bunun nedeni ise Şekil 3.13-(c)'den anlaşılacağı üzere boşluk çapı artırıldığında bir noktadan sona yine benzer şekilde bu boşluğun ridgedin arka duvarından taşmasıdır.



Şekil 3.19 Boşluk Çapının (e) (mm) Antenin S_{11} Parametresine Etkisi

Gerçekleştirilen parametrik analizler sonucunda 6-18 GHz frekans aralığında çalışabilmesi amacıyla tasarlanan ridged horn antenin nihai boyutları Tablo 3.1'de verilmiştir.

Tablo 3.1 Nihai Ridged Anten Boyutları

Parametre	Tanımı	Değeri (mm)
a	Açıklık yüksekliği	30
b	Eksen uzunluğu	100
c	Dönüştürücü boyu	6
d	Besleme noktasının ridged kenarına olan uzaklığı	1.5
e	Üst ridgedteki boşluğun çapı	2.8
g	Açıklık genişliği	50
H	Dalga kılavuzu yüksekliği	8.2
R_h	Rridged yüksekliği	3.25
R_l	Rridged boyu	4
R_w	Rridged genişliği	4.5
t	Kısa devre ridged kalınlığı	0.5
W	Dalga kılavuzu genişliği	19.1

Tasarlanan anteni nihai hali Şekil 3.20’de gösterilmiştir. Bu antene ilişkin detaylı ölçüm ve benzetim sonuçları ise Bölüm 5’te verilmiştir.

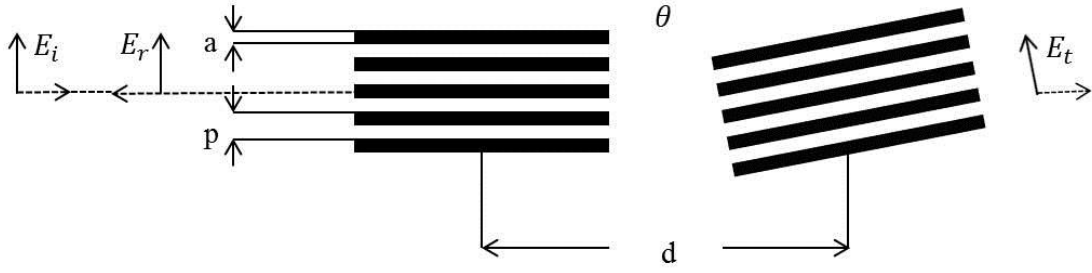


Şekil 3.20 Tasarlanan Ridged Horn Anten

Doğrusal 45° Polarizör Çalışma Prensibi ve Tasarımı

Tez kapsamında tasarımı gerçekleştirilen doğrusal 45° polarizörün çalışma prensibi ile tasarımda kullanılan denklemler bu bölümde verilmiştir. Tasarlanan doğrusal 45° polarizörün hesaplanan tasarım parametreleri ile tasarımı gerçekleştirilen polarizör yapıları da bu bölüm içerisinde verilmiştir. Doğrusal 45° polarizör tasarımı, birbirine paralel şekilde yerleştirilmiş metalik şeritlerden oluşan bir ızgara yapısına gelen bir düzlemsel dalganın bu ızgaradan yansıması ve iletilmesi özelliklerine dayanmaktadır [23, 24].

Eğer bir elektrik alan vektörünün doğrultusu, birbirine paralel şekilde yerleştirilmiş metalik şeritlere dik ise bu elektrik alan vektörü metalik şeritlerden iletilecektir. Benzer şekilde eğer bir elektrik alan vektörü birbirine paralel şekilde yerleştirilmiş metalik şeritlere paralel ise bu elektrik alan vektörü metalik şeritlerden geri yansıtılacaktır. Bu nedenle doğrusal bir polarizasyonu doğrusal 45° polarizasyona çevrilebilmek için polarizörün birinci katında yer alan metalik şeritlerin açısız oryantasyonlarının 0° olması, benzer şekilde polarizörün son katında yer alan metalik şeritlerin açısız oryantasyonlarının ise 45° olması gerekmektedir. Yüksek bir bant genişliği elde edebilmek için polarizörün çok katlı bir yapıda olması gerekmektedir. Ayrıca bu çok katlı yapıda bulunan her kattaki metalik şeritlerin açısız oryantasyonları da bant genişliğine etki etmektedir. Polarizörün çalışma prensibini daha iyi açıklayabilmek için iki kattan oluşan bir polarizör yapısı Şekil 4.1’de gösterilmiştir.



Şekil 4.1 İki Kattan Oluşan Polarizör Yapısı

Şekil 4.1’de E_i normal geliş düzleminde polarizöre gelen bir düzlemsel dalganın elektrik alanını ifade etmektedir. E_t iki kattan oluşan polarizör yapısından iletilen elektrik alanı ifade etmektedir. E_r ise iki kattan oluşan polarizör yapısından yansıtılan elektrik alanı ifade etmektedir.

Şekil 4.1’de polarizörü oluşturan metalik şeritlerin parametreleri de gösterilmiştir. Burada a parametresi metalik şeritlerin genişliğini, p parametresi metalik şeritlerin periyodunu, d parametresi polarizörü oluşturan ve her bir katında farklı açısal oryantasyona sahip metalik şeritler bulunan katlar arasındaki fiziksel mesafeyi ve θ parametresi ise iki kat üzerinde yer alan metalik şeritlerin birbirleri arasındaki açı değerini ifade etmektedir.

İki kattan oluşan bir polarizör mikrodalga teorisinde kullanılan iki kapılı bir ağ olarak düşünülebilir [23]. Bu sayede iki kattan oluşan bir polarizör saçılma parametreleriyle ve aynı zamanda bu saçılma parametrelerinin dönüştürülmesi sayesinde iletim parametreleriyle (ABCD parametreleri) ifade edilebilir. Polarizörün bir katında yer alan metalik şeritlere dik gelen elektrik alan bileşeni iletilirken paralel gelen elektrik alan bileşeni ise yansıtılmaktadır. Bundan dolayı polarizörün katları arasında ardışık yansıma ve iletim durumu oluşacaktır. Bu ardışık yansıma ve iletim olaylarının sonucunda polarizörün ilk katındaki metalik şeritlere paralel olan bir yansıyan elektrik alan ile polarizörün son katındaki metalik şeritlere dik olan bir iletilen elektrik alan oluşacaktır. Polarizöre gelen, polarizörden yansıtılan ve polarizörden iletilen elektrik alan bileşenleri kullanılarak iki kattan oluşan polarizör için saçılma parametreleri aşağıda ifade edildiği gibi elde edilir [23].

$$t = \frac{E_t}{E_i} = j \frac{2 \sin \phi \cos \theta}{[e^{j2\phi} - \cos^2 \theta]} \quad (4.1)$$

$$r = \frac{E_r}{E_i} = -\frac{\sin^2 \theta}{[e^{j2\phi} - \cos^2 \theta]} \quad (4.2)$$

Burada ϕ iki kat arasındaki elektriksel uzunluktur ve aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [23].

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \quad (4.3)$$

Burada, λ polarizörün merkez frekansının dalga boyudur. İki katlı polarizörün saçılma parametrelerinden dönüşüm yoluyla elde edilen iletim (ABCD) parametreleri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [23].

$$A = D = \frac{\cos \phi}{\cos \theta} \quad (4.4)$$

$$B = j \frac{\sin \phi}{\cos \theta} \quad (4.5)$$

$$C = j \frac{(\cos^2 \theta - \cos^2 \phi)}{\sin \phi \cos \theta} \quad (4.6)$$

İki kapılı birden fazla aygıt seri olarak birbirlerine bağlandığı zaman oluşan nihai ABCD matrisi her bir iki portlu aygıtın ABCD matrislerini çarpımı ile elde edilir. Saçılma parametrelerinin iletim parametrelerine dönüştürülme sebebi çok katlı polarizörlerin ABCD parametrelerini elde ederken ABCD parametrelerinin bu bahsedilen matris çarpımı özelliğini kullanabilmek içindir. Bu nedenle çok katlı polarizörler için ABCD matrislerini kullanmak daha uygun olmaktadır. $(n + 1)$ kattan oluşan bir polarizör için iletim katsayısı aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [23].

$$t_n = \frac{2}{(A_n + B_n + C_n + D_n)} \quad (4.7)$$

Eşitlik (4.4), (4.5) ve (4.6)'deki ABCD parametreleri Eşitlik (4.7)'de kullanılırsa çok katlı bir polarizörün iletim katsayısı aşağıdaki gibi olacaktır [23].

$$t_n = \left\{ T_n \left[\frac{\cos \phi}{\cos \theta} \right] + j \frac{2 \sin^2 \phi - \sin^2 \theta}{2 \sin \phi \cos \theta} U_{n-1} \left[\frac{\cos \phi}{\cos \theta} \right] \right\}^{-1} \quad (4.8)$$

Burada T_n ve U_n birinci ve ikinci türden Chebyshev polinomlarını ifade etmektedir [29].

$$T_n(\cos \varphi) = \cos(n\varphi) \quad (4.9)$$

$$U_n(\cos \varphi) = \frac{\sin[(n+1)\varphi]}{\sin \varphi} \quad (4.10)$$

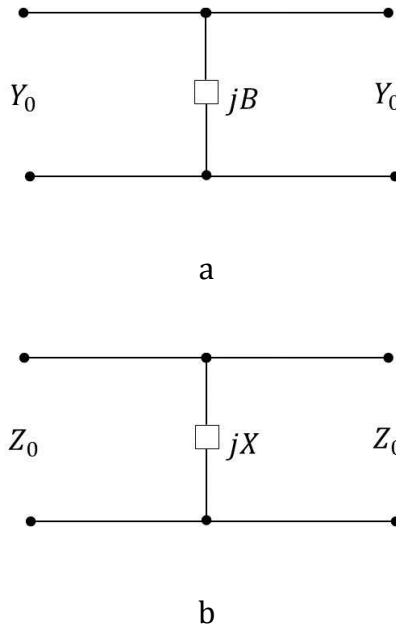
Gerçek hayatta, metalik şeritlere paralel olan elektrik alan bileşeni tamamen yansıtılamayacaktır. Bir miktar iletim olacaktır. Benzer şekilde metalik şeritlere dik olan elektrik alan bileşeni de tamamen iletilemeyecektir ve bir miktar yansıma olacaktır [24]. Polarizörün istenilen şekilde çalışabilmesi için bu yansıma ve iletimlerin mümkün olduğunca küçük tutulması gerekmektedir. Metalik şeritlere dik olan elektrik alan bileşeninin yansıma katsayısı $|r_{\perp}|$ ve metalik şeritlere paralel olan elektrik alan bileşenini iletim katsayısı $|t_{\parallel}|$ olarak ifade edilmektedir. Bu yansıma ve iletim katsayıları sıfıra oldukça yakın yapılmalıdır ve bu katsayılar aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [24].

$$|r_{\perp}| \cong \frac{2p}{\lambda} \log_e \sec\left(\frac{\pi a}{2p}\right) \quad (4.11)$$

$$|t_{\parallel}| \cong \frac{2p}{\lambda} \log_e \csc\left(\frac{\pi a}{2p}\right) \quad (4.12)$$

$|r_{\perp}|$ ve $|t_{\parallel}|$ katsayılarının hesaplanmasında metalik şeritlerden oluşan ızgara yapısının bir dalga kılavuzundaki geometrik süreksizlik yapısına eşdeğer olduğu varsayımı kullanılmaktadır [8]. Bir dalga kılavuzundaki geometrik süreksizlik yapısı ise dört uçlu bir ağ yapısı olarak tanımlanmaktadır. Burada dalga kılavuzu iletim hattı olarak, geometrik süreksizlik yapısı ise bu iletim hattına paralel bağlanmış bir toplu devre elemanı olarak tanımlanmaktadır.

Bu varsayım sayesinde metalik şeritlerden oluşan ızgara yapısı eşdeğer devre modeli ile modellenenbilmektedir. Metalik şeritlerden oluşan bir ızgara yapısı üzerine dik olarak gelen elektrik alan bileşenine kapasitif, üzerine paralel şekilde gelen elektrik alan bileşenine ise indüktif olarak etki etmektedir. Bu nedenle metalik şeritlerden oluşan bir ızgara yapısı, üzerine dik olarak gelen elektrik alan bileşeni için iletim hattına paralel bir kapasitans olarak modellenmektedir. Benzer şekilde metalik şeritlerden oluşan bir ızgara yapısı üzerine paralel olarak gelen elektrik alan bileşeni için iletim hattına paralel bir indüktans olarak modellenmektedir. Metalik şeritlerden oluşan bir ızgara yapısının bahsedilen eşdeğer devre yapıları Şekil 4.2’de gösterilmiştir.



Şekil 4.2 Metalik Şeritlerin Eşdeğer Devre Modeli a)Elektrik Alan Şeritlere Dik İken, (b) Elektrik Alan Şeritlere Paralel İken

Bu indüktans ve kapasitans değerleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} \frac{B}{Y_0} = \frac{4p}{\lambda} \left[\log_e \sec\left(\frac{\pi a}{2p}\right) + \frac{Q_2 \cos^4\left(\frac{\pi(p-a)}{2p}\right)}{1 + Q_2 \sin^4\left(\frac{\pi(p-a)}{2p}\right)} \right. \\ \left. + \frac{1}{16} \left(\frac{p}{\lambda}\right)^2 \left(1 - 3 \sin^2\left(\frac{\pi(p-a)}{2p}\right)\right)^2 \cos^4\left(\frac{\pi(p-a)}{2p}\right) \right] \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \frac{X}{Z_0} = \frac{p}{\lambda} \left[\log_e \csc\left(\frac{\pi a}{2p}\right) + \frac{Q_2 \cos^4\left(\frac{\pi a}{2p}\right)}{1 + Q_2 \sin^4\left(\frac{\pi a}{2p}\right)} \right. \\ \left. + \frac{1}{16} \left(\frac{p}{\lambda}\right)^2 \left(1 - 3 \sin^2\left(\frac{\pi a}{2p}\right)\right)^2 \cos^4\left(\frac{\pi a}{2p}\right) \right] \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$Q_2 = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{p}{\lambda}\right)^2}} - 1 \quad (4.15)$$

$|r_{\perp}|$ ve $|t_{\parallel}|$ katsayıları aşağıdaki varsayımlar kullanılmaktadır.

$$\text{Şerit Kalınlığı} \ll a, p \ll \lambda \quad (4.16)$$

Yukarıda verilen varsayımlar ile Eşitlik (4.13), (4.14) ve (4.15) kullanıldığında $|r_{\perp}|$ ve $|t_{\parallel}|$ katsayıları Eşitlik (4.11) ve (4.12)'deki gibi elde edilmektedir.

Bu bahsedilen teoriye uygun olarak yönlü antenler ve anten dizileri için doğrusal polarizasyonu doğrusal 45° polarizasyona çeviren bir polarizör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan polarizör bir önceki bölümde bahsedilen katlı yama anten dizisi ile horn antenler için kullanılmıştır. İlk olarak polarizör katlı yama anten dizisi ve iki adet standart kazançlı horn anten için kullanılmış ardından geniş bantlı bir horn anten tasarlanarak aynı polarizör geniş bantlı horn anten için de kullanılmıştır. Tasarlanan katlı yama anten dizisi 6.5-7.5 GHz frekans aralığında

çalışmaktadır. Tasarımı gerçekleştirilen standart kazançlı horn antenlerden ilki 8.2-12.4 GHz frekans aralığında bir diğeri ise 12.4-18 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Polarizör ilk olarak bu katlı yama anten dizisi ve bu iki horn anten ile birlikte kullanılmıştır. Elde edilen başarılı sonuçların ardından 6-18 GHz frekans aralığında çalışan geniş bantlı bir ridged horn anten tasarlanmış ve aynı polarizör bu anten ile de kullanılmıştır. Diğer antenlerde olduğu gibi bu geniş bantlı ridged horn anten için de polarizör başarılı bir şekilde doğrusal polarizasyonu doğrusal 45° polarizasyona çevirmiştir. Antenlerin polarizör ile birlikte elde edilmiş tüm benzetim ve ölçüm sonuçları bir sonraki bölümde detaylı olarak verilmiştir. Tasarlanan polarizör 6-18 GHz frekans aralığında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Bu polarizörün tasarımı gerçekleştirilen antenlerle elde edilen sonuçlarından görülebileceği gibi polarizör tasarlandığı 6-18 GHz frekans aralığında başarılı şekilde doğrusal polarizasyonu doğrusal 45° polarizasyona çevirmiştir.

Tasarlanan polarizörün bu şekilde yüksek bant genişliğine sahip olabilmesi için her bir kattaki metalik şeritler arasındaki açı değerinin (θ açısı) küçük tutulması gerekmektedir. Bu nedenle polarizör beş kattan oluşacak şekilde tasarlanmıştır. Kat sayısının azalması polarizörün bant genişliğini azalmaktadır. Kat sayısının artması ise yatay ve düşey polarizasyonlar arasındaki kazanç farkını artırmakta ve aynı zamanda üretim ve gerçekleştirme aşamalarını daha zorlu hale getirmektedir. Bu nedenle beş kat kullanılması hem bant genişliği hem de ışıma diyagramı isterlerini sağlamaktadır. Beş kat kullanılması durumunda her bir kattaki metalik şeritlerin açılal oryantasyonları sırasıyla 0°, 11.25°, 22.5°, 33.75°, 45° olmaktadır. Bir diğeri ifadeyle katlar arasındaki açı değeri 11.25° olmaktadır.

Metalik şeritlerin genişlik ve periyot değeri (a ve p parametreleri) Eşitlik (4.11) ve (4.12) kullanılarak polarizörün $|r_{\perp}|$ ve $|t_{\parallel}|$ katsayılarını en düşük yapacak şekilde bir bilgisayar programı ile hesaplanmıştır. Polarizör tasarımı için en önemli adım bu $|r_{\perp}|$ ve $|t_{\parallel}|$ parametrelerini en düşük yapacak şekilde şeritlerin parametrelerini hesaplayabilmektir. Tez kapsamında tasarımı yapılan polarizörün $|r_{\perp}|$ ve $|t_{\parallel}|$ katsayılarını en düşük yapacak şekilde, şerit genişliği 0.3 mm ve

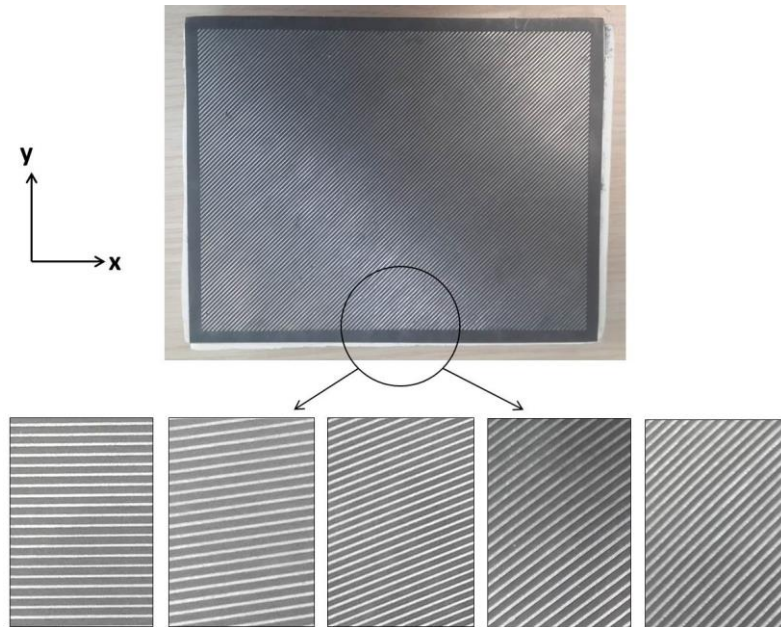
şeritlerin periyodu ise 1 mm olarak hesaplanmıştır. Bu durumda $|r_{\perp}|$ ve $|t_{\parallel}|$ parametreleri aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$t_{\parallel} = 0.0645$$

$$r_{\perp} = 0.0094$$

Polarizörü oluşturan metalik şeritler Rogers 5880 malzemesi üzerine baskı devre edilmiştir. Rogers 5880 malzemenin kalınlığı ise 0.254 mm olarak alınmıştır. Polarizörün katları arasında Rohacell 71 HF malzemesi kullanılmıştır. Bu malzemenin kalınlığı 6.5 mm olarak seçilmiştir ve bu değer polarizörün merkez frekansının dalga boyunun dörtte birine yakın bir değerdir.

Horn antenlerde kullanılmak üzere tasarımı ve üretimi gerçekleştirilen doğrusal 45° polarizör Şekil 4.3'te gösterilmiştir.



Şekil 4.3 Tez Kapsamında Tasarımı Gerçekleştirilen Doğrusal 45° Polarizör Yapısı

Şekil 4.3'ten görüleceği üzere polarizörün ilk katında yer alan metalik şeritlerin açısı 0° iken son katında yer alan metalik şeritlerin açısı ise 45°'dir. Ayrıca katlarda yer alan metalik şeritlerin arasındaki açı değeri de 11.25°'dir.

Katlı yama anten dizisi için tasarlanan polarizörün şerit genişliği, periyodu, kat sayısı ve diğer tüm özellikleri horn antenler için kullanılan polarizör ile aynıdır. Ancak dizi antenin dış boyutları horn antenlerinkinden farklı olduğun için dizi anten için kullanılan polarizör yapısının sadece dış boyutları değiştirilmiştir. Dizi

anten için tasarlanan ve üretimi gerçekleştirilen doğrusal 45° polarizör yapısı Şekil 4.4'te gösterilmiştir.



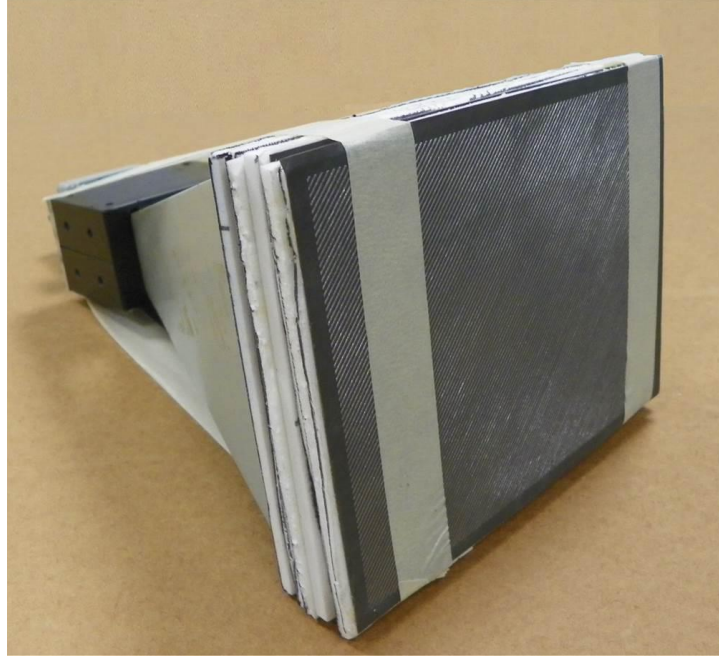
Şekil 4.4 Tez Kapsamında Katlı Yama Anten Dizisi İçin Tasarımı Gerçekleştirilen Doğrusal 45° Polarizör Yapısı

Bu bölümde Bölüm 3'te tasarım detayları verilen antenler ile bu antenlerin önüne Bölüm 4'te tasarım detayları verilmiş olan doğrusal 45° polarizörün yerleştirilmesi durumunda elde edilen benzetim ve ölçüm sonuçları verilmiştir. Antenlerin önüne polarizörün yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlar için ışıma diyagramı, kazanç ve S parametresi ile ilgili gerçekleştirilmiş olan benzetim ve ölçüm sonuçları verilmiştir.

Bölüm 4'te tasarlanmış olan doğrusal 45° polarizör Bölüm 3'te tasarımı yapılmış olan horn antenler ve katlı yama anten dizisinin hemen önüne yerleştirilmektedir. Daha önce belirtildiği gibi doğrusal 45° polarizörün ilgili parametrelerinin hesaplamalarında elektrik alan bileşenleri dikkate alınmaktadır. İlgilenilen polarizasyonda baskın moddaki elektrik alan bileşeni anten açıklığında oluşmaktadır [38]. Bu sayede, Bölüm 4'te hesaplanan parametreler ile tasarlanmış olan polarizör antenlerin önüne yerleştirilerek kullanılabilir.

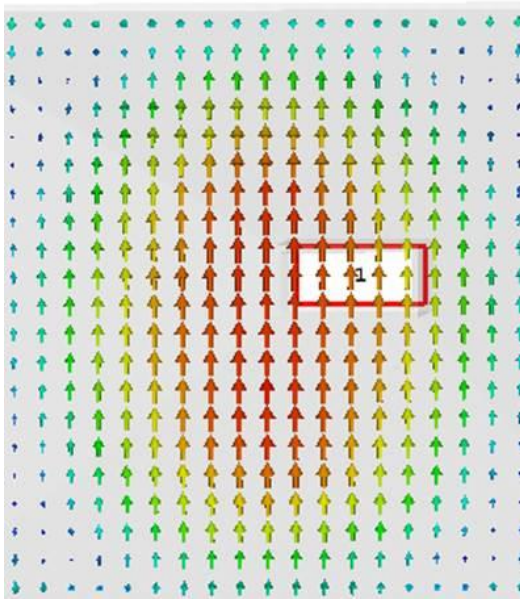
5.1 X Bant Horn Antene İlişkin Ölçüm ve Benzetim Sonuçları

Bölüm 3'te detayları verilen X bant horn anten Bölüm 4'te detayları verilen doğrusal 45° polarizör ile birlikte Şekil 5.1'de gösterilmiştir.

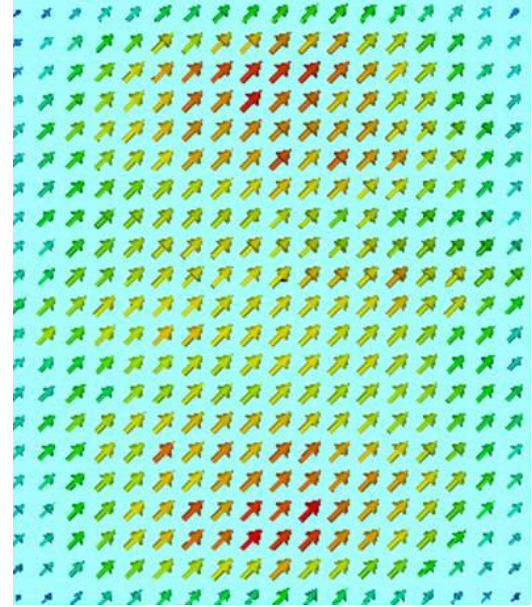


Şekil 5.1 Doğrusal 45° Polarizörlü X Bant Horn Anten

X bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirilmediği ve yerleştirildiği durumlarda benzetim sonucunda elde edilen elektrik alan dağılımları Şekil 5.2’de gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere doğrusal 45° polarizör yerleştirildiğinde X bant horn antenin elektrik alan bileşeni 45°’ye yönelmiştir.



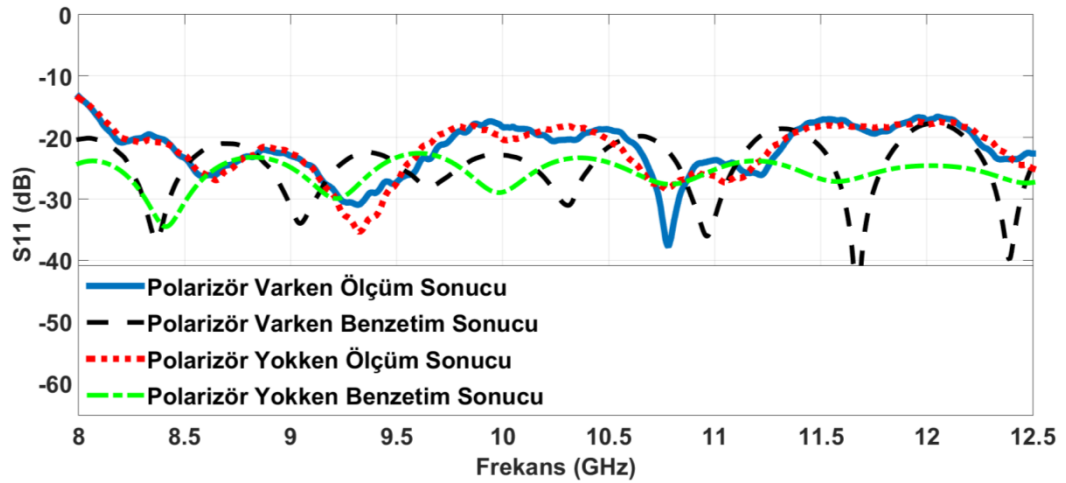
a



b

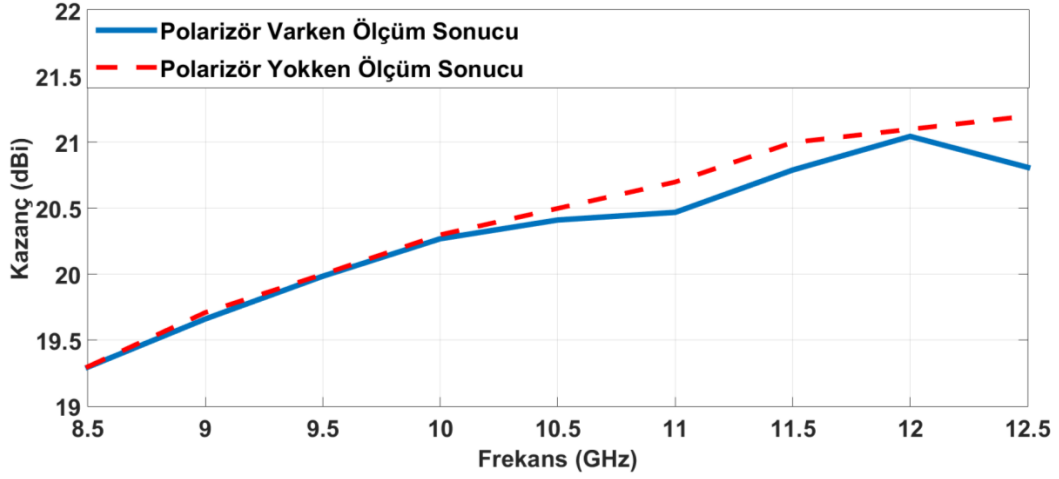
Şekil 5.2 X Bant Horn Antenin Benzetim Sonucu Elde Edilen Elektrik Alan Dağılımları a) Doğrusal 45° Polarizör Yokken b) Doğrusal 45° Polarizör Varken

X Bant horn antenin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen S_{11} parametresi sonuçları Şekil 5.3'te gösterilmiştir.



Şekil 5.3 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm ve Benzetim Sonucunda Elde Edilen S_{11} Parametresi

X bant horn antenin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumda ölçüm sonucunda elde edilen kazanç değerleri Şekil 5.4'te gösterilmiştir.

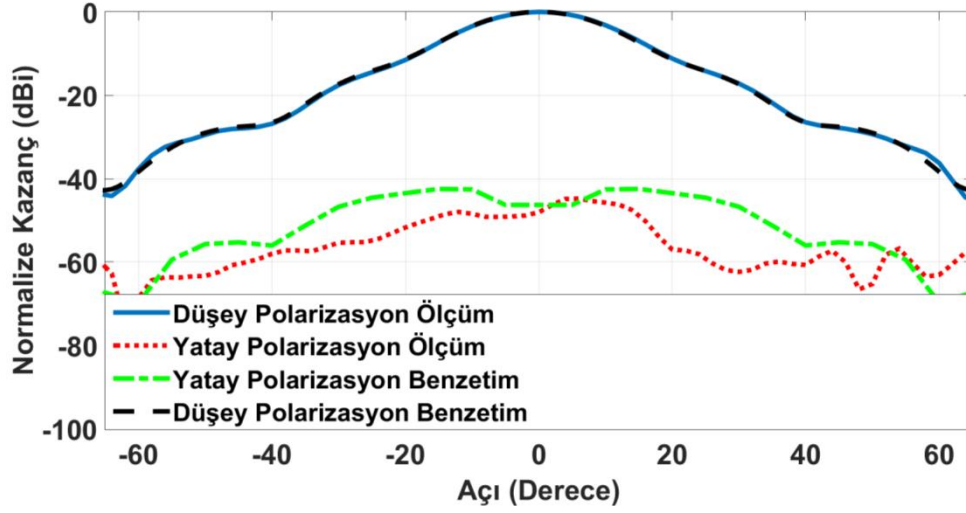


Şekil 5.4 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm Sonucunda Elde Edilen Kazanç Değerleri

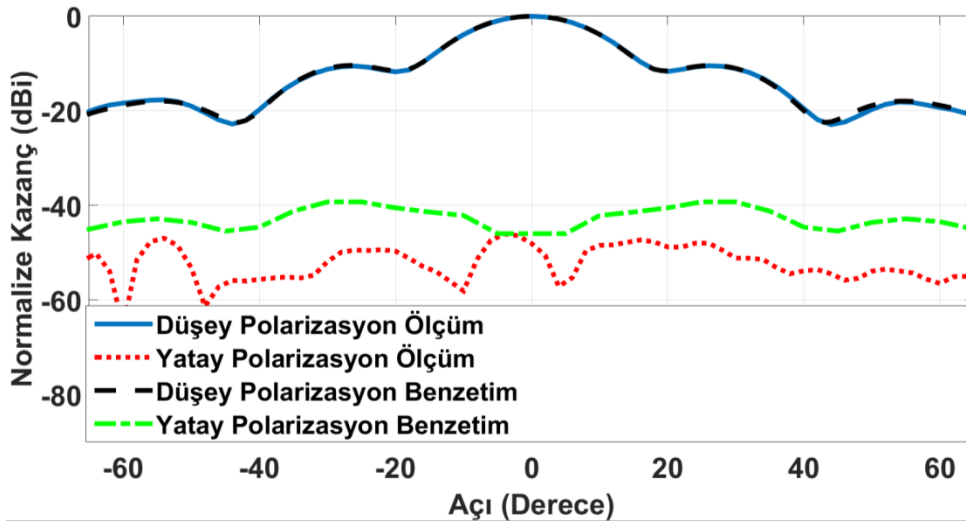
Şekil 5.3 ve 5.4'ten görüldüğü üzere tasarlanan doğrusal 45° polarizörün X bant horn antenin S parametresi ve kazanç değerleri üzerinde oldukça düşük etkisi söz konusudur. Antenin önüne doğrusal 45° polarizör eklendiğinde kazanç değerindeki değişim rms olarak 0.121 dB'dir. Bundan dolayı doğrusal 45° polarizörün antenin önüne yerleştirilmesinin antenin karakteristik özelliklerini bozmadığı sonucu elde edilmektedir. Bu durum tasarlanan doğrusal 45° polarizörün avantajlarından birini ortaya koymaktadır.

X bant horn antenin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları aşağıdaki şekillerde detaylı olarak verilmiştir. Şekil 4.2'de doğrusal 45° polarizörün oryantasyonu koordinat eksenleri ile birlikte gösterilmiştir. Bu gösterimden hareketle ışıma diyagramlarında azimuth eksenini $x - z$ eksenine, elevasyon eksenini ise $y - z$ eksenine olacaktır.

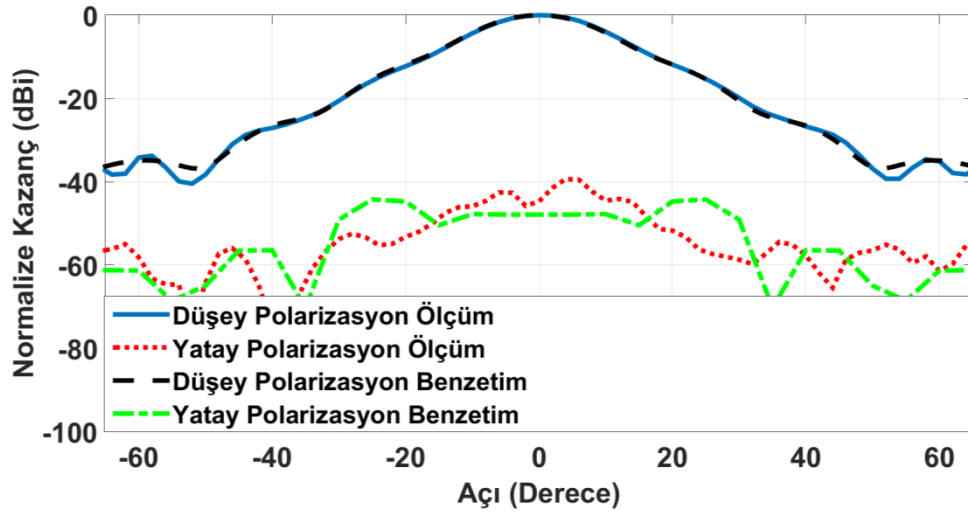
İlk olarak X bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirilmediği durumda benzetim ve ölçüm sonucunda elde edilen ışıma diyagramları 8.5, 10 ve 12 GHz frekansları için Şekil 5.5 ile Şekil 5.10 arasında verilmiştir.



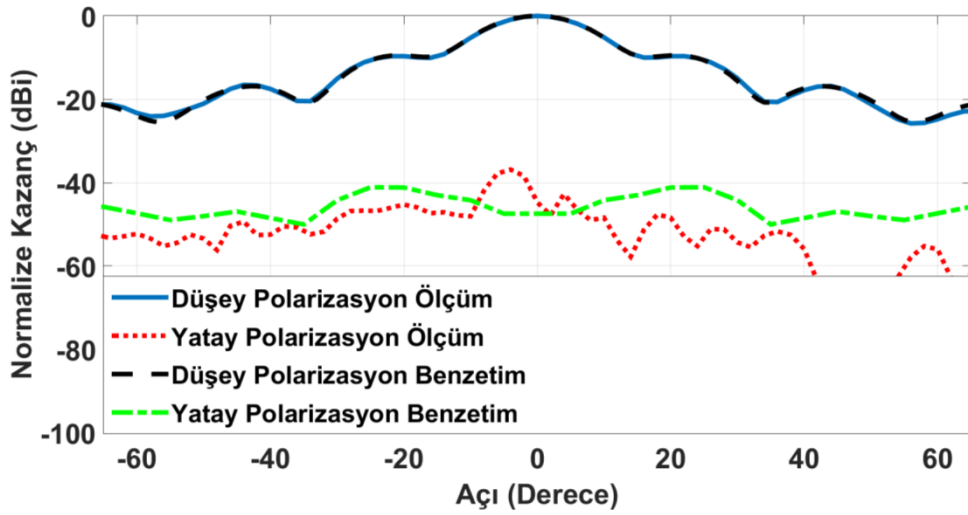
Şekil 5.5 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 8.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



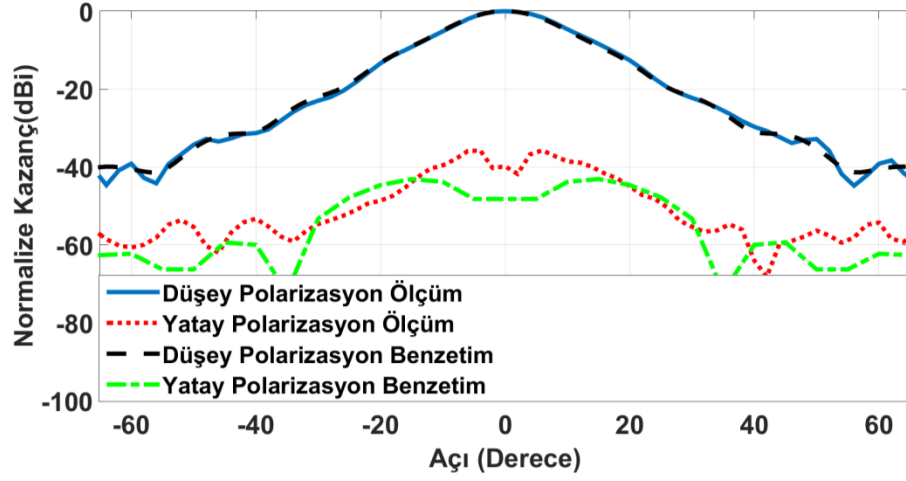
Şekil 5.6 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 8.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



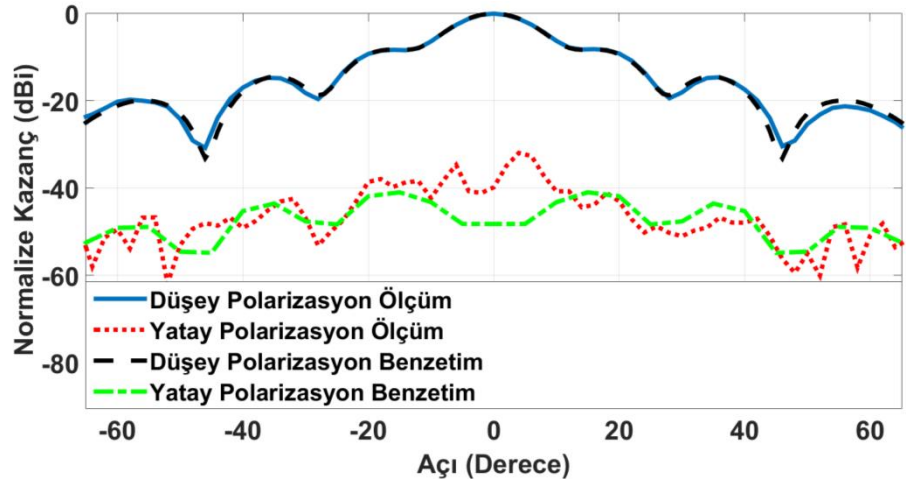
Şekil 5.7 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 10 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.8 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 10 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.9 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

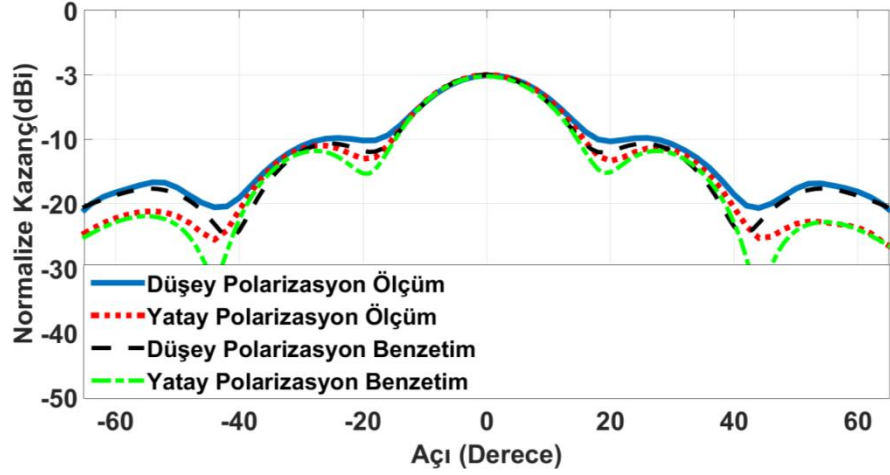


Şekil 5.10 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

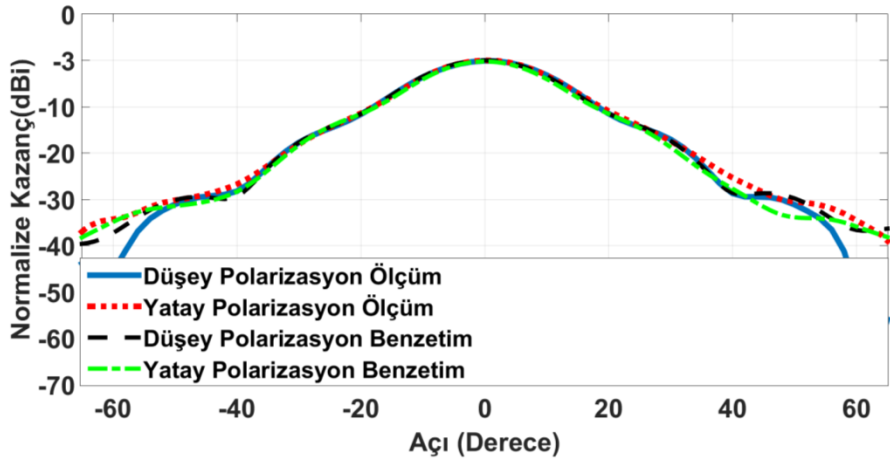
Şekil 5.5 ile Şekil 5.10 arasındaki ışıma diyagramlarından görüldüğü üzere X bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirilmediği durumda X bant horn anten yalnızca düşey polarizasyonda ışıma yapabilmektedir. Yatay polarizasyonda ise herhangi bir ışıma söz konusu değildir.

X bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği durumda benzetim ve ölçüm sonucunda elde edilen ışıma diyagramları 8.5, 10 ve 12 GHz frekansları için Şekil 5.11 ile Şekil 5.16 arasında verilmiştir. Antenin önüne

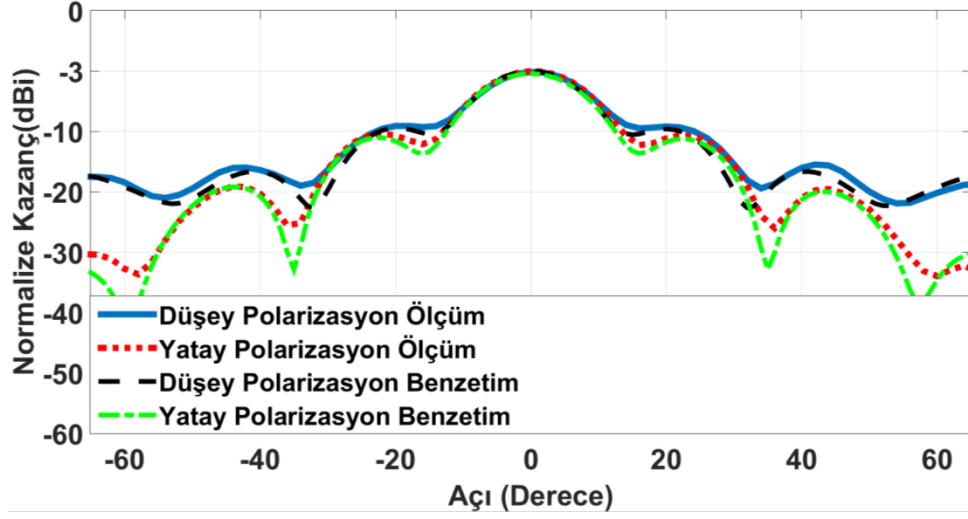
polarizör yerleştirildiği durumda yatay ve düşey polarizasyon bileşenlerinde elde edilen ışıma diyagramları doğrusal 45° polarizasyon durumunda elde edilen kazanç değerine göre normalize edilerek verilmiştir. Bu nedenle yatay ve düşey polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramlarındaki normalize kazanç değerleri -3 dBi değerinden başlamaktadır.



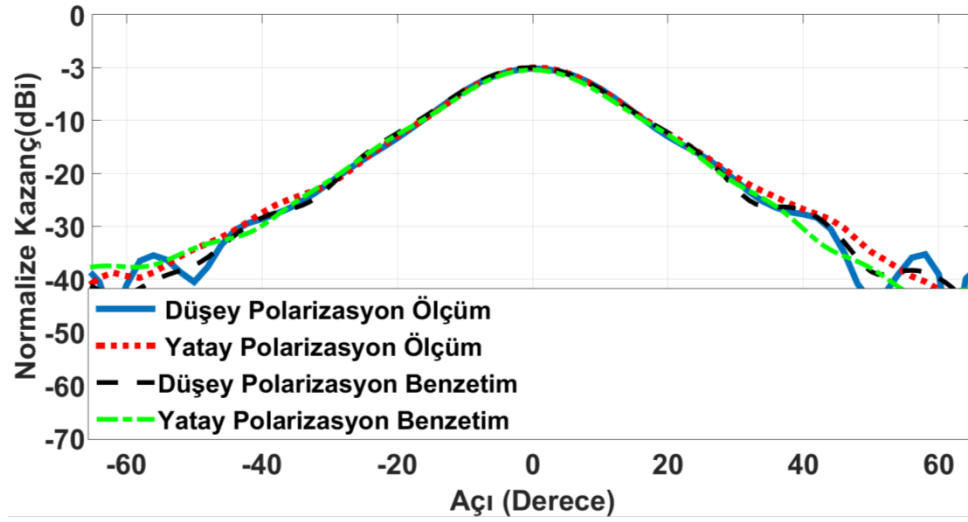
Şekil 5.11 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 8.5 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



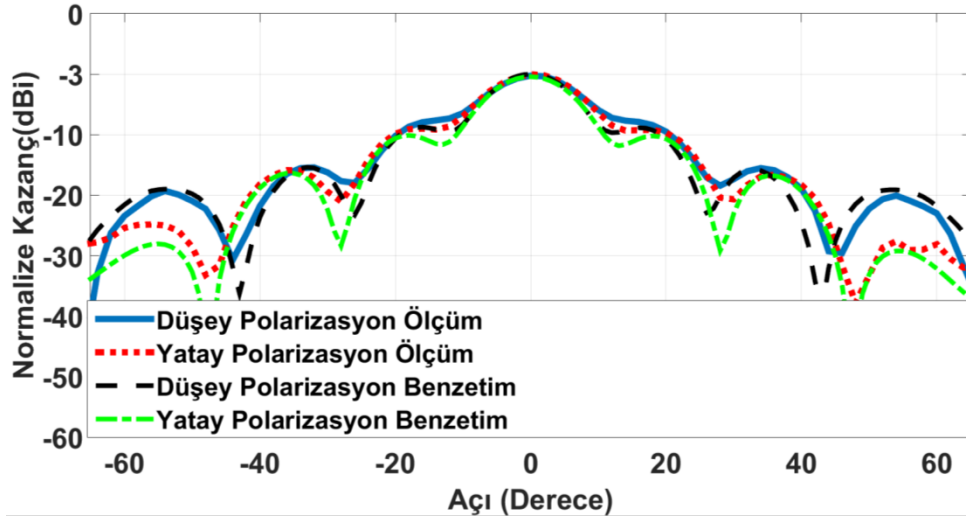
Şekil 5.12 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 8.5 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



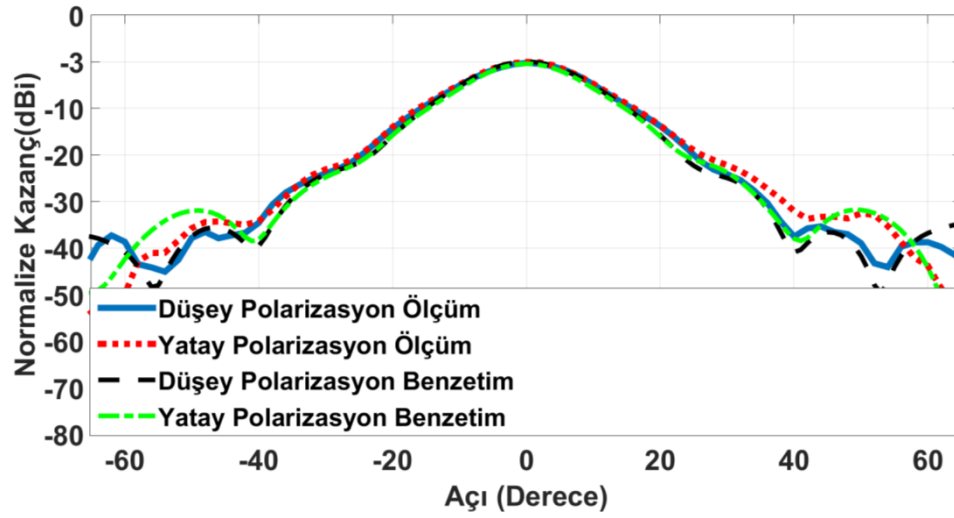
Şekil 5.13 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 10 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.14 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 10 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

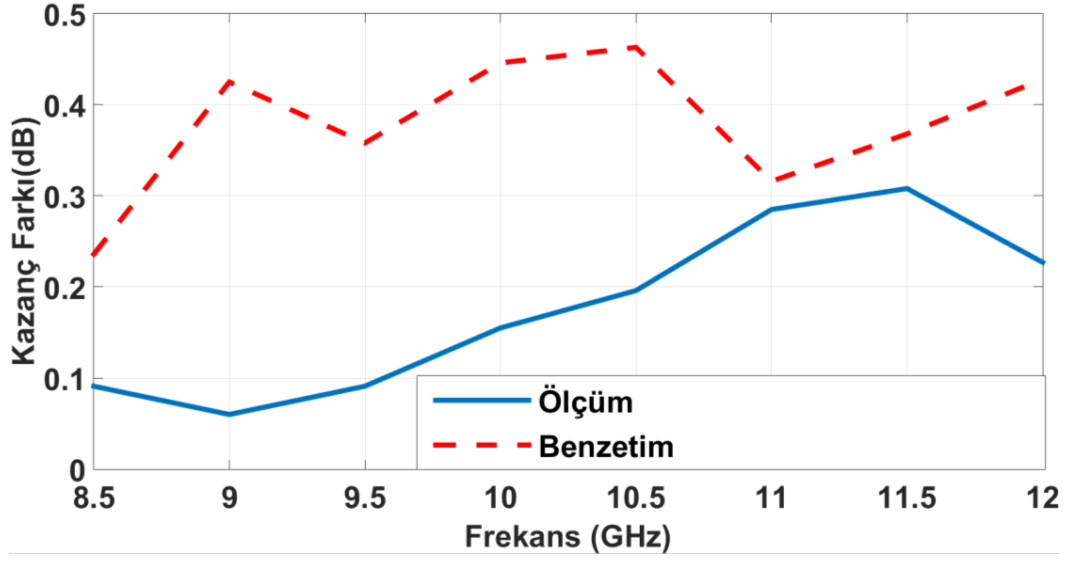


Şekil 5.15 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.16 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

X bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği durumda düşey ve yatay polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramları arasındaki kazanç farkının ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen grafiği Şekil 5.17’de gösterilmiştir.



Şekil 5.17 X Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda Düşey ve Yatay Polarizasyon Bileşenlerindeki Işıma Diyagramları Arasındaki Kazanç Farkı

Şekil 5.11-16 ve Şekil 5.17’den görüldüğü üzere X bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiğinde anten artık yatay polarizasyon bileşeninde de ışıma yapabilmektedir. Yani anten hem düşey hem de yatay polarizasyon bileşenlerinde ışıma yapabilme kabiliyetine sahip olmuştur. Düşey ve yatay polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramları arasında kazanç farkı ise en yüksek 0.308 dB olarak elde edilmiştir. Bu durumda tasarımı gerçekleştirilmiş olan doğrusal 45° polarizör, hem antenin düşey ve yatay polarizasyon bileşeninde ışıma yapmasını sağlamış hem de bu iki polarizasyon bileşenindeki ışıma diyagramları arasında kazanç farkının da oldukça düşük olmasını sağlamıştır. Böylece bu doğrusal 45° polarizörün X bant horn anten gibi yönlü bir antenin polarizasyonunu başarılı bir şekilde doğrusal 45° polarizasyona çevirdiği gösterilmiştir. Ayrıca şekillerden görüldüğü üzere ölçüm ve benzetim sonuçları da birbirlerine oldukça yakındır.

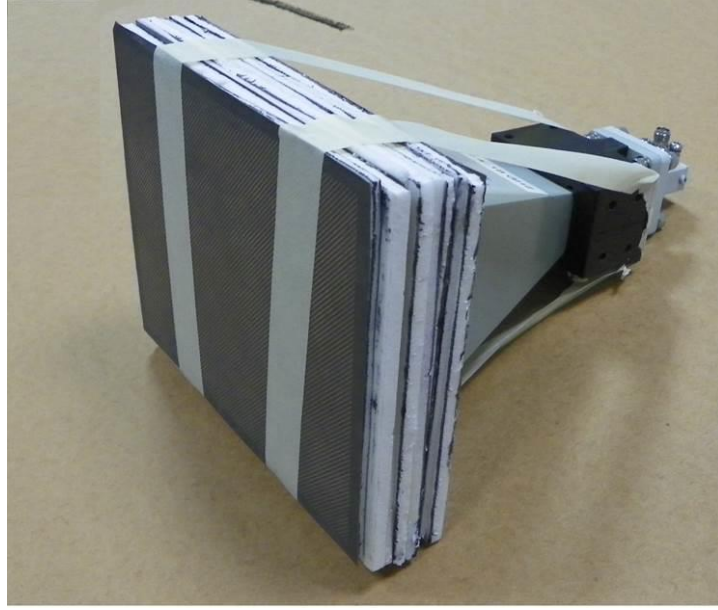
X bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm sonucunda elde edilen kazanç değerleri ise Tablo 5.1’de verilmiştir.

Tablo 5.1 X Bant Horn Anten Kazanç Değerleri (dBi)

	Frekans (GHz)		
	8.5 GHz	10 GHz	12 GHz
Polarizör Yokken	19.3	20.3	21.1
Polarizör Varken (Doğrusal 45° Polarizasyon Durumu)	19.29	20.27	21.04
Polarizör Varken (Düşey Polarizasyon Durumu)	16.33	17.35	18.14
Polarizör Varken (Yatay Polarizasyon Durumu)	16.24	17.19	17.91

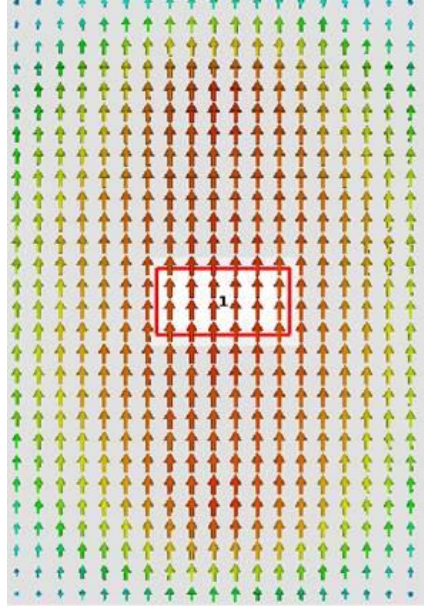
5.2 Ku Bant Horn Antene İlişkin Ölçüm ve Benzetim Sonuçları

Bölüm 3'te detayları verilen Ku bant horn anten Bölüm 4'te detayları verilen doğrusal 45° polarizör ile birlikte Şekil 5.18'de gösterilmiştir. Burada Ku bant horn antenin önüne yerleştirilen doğrusal 45° polarizör Şekil 4.2'de gösterilmiş olan ve X bant horn antende de kullanılan polarizördür.

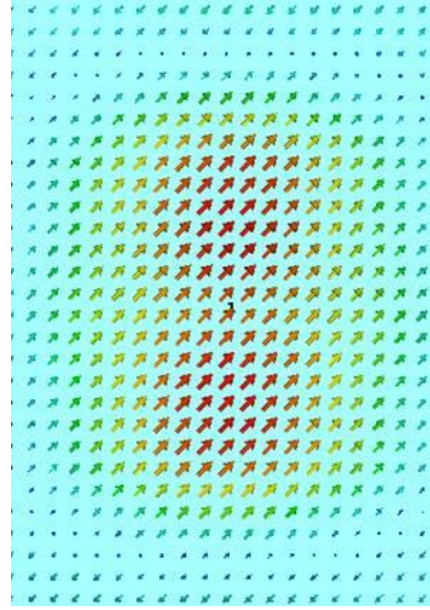


Şekil 5.18 Doğrusal 45° Polarizörlü Ku Bant Horn Anten

Ku bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirilmediği ve yerleştirildiği durumlarda benzetim sonucunda elde edilen elektrik alan dağılımları Şekil 5.19’da gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere doğrusal 45° polarizör yerleştirildiğinde Ku bant horn antenin elektrik alan bileşeni 45°’ye yönelmiştir.



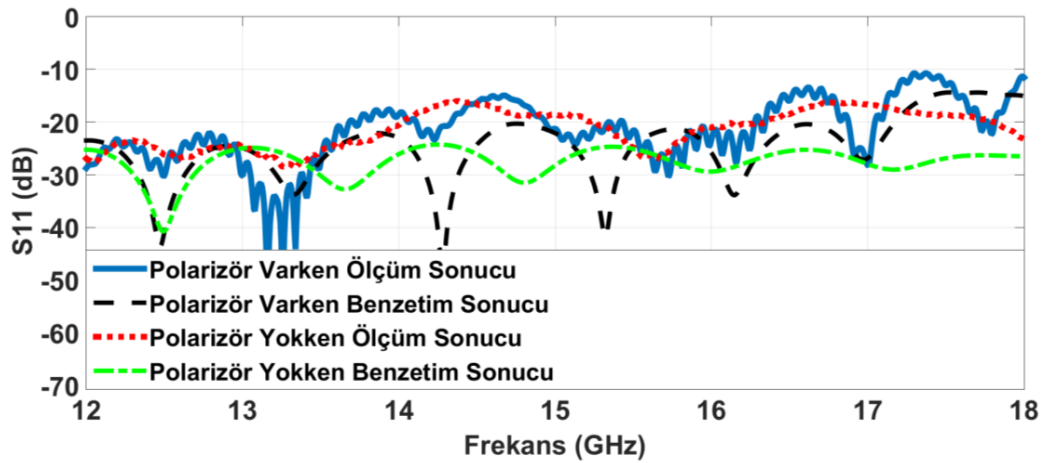
a



b

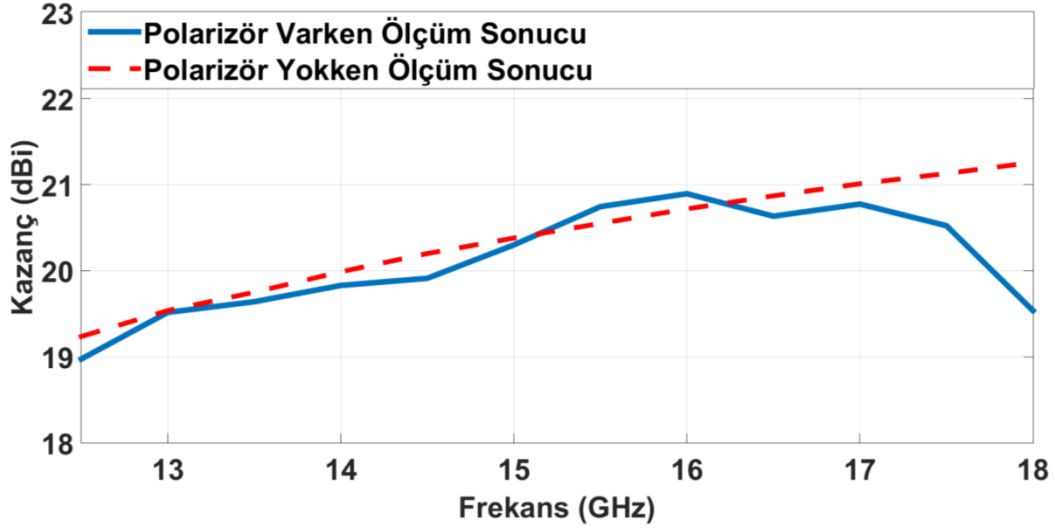
Şekil 5.19 Ku Bant Horn Antenin Benzetim Sonucu Elde Edilen Elektrik Alan Dağılımları a) Doğrusal 45° Polarizör Yokken b) Doğrusal 45° Polarizör Varken

Ku bant horn antenin önüne tasarlanmış olan doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen S_{11} parametresi sonuçları Şekil 5.20’de gösterilmiştir.



Şekil 5.20 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm ve Benzetim Sonucunda Elde Edilen S_{11} Parametresi

Ku bant horn antenin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumda ölçüm sonucunda elde edilen kazanç değerleri Şekil 5.21’de gösterilmiştir.

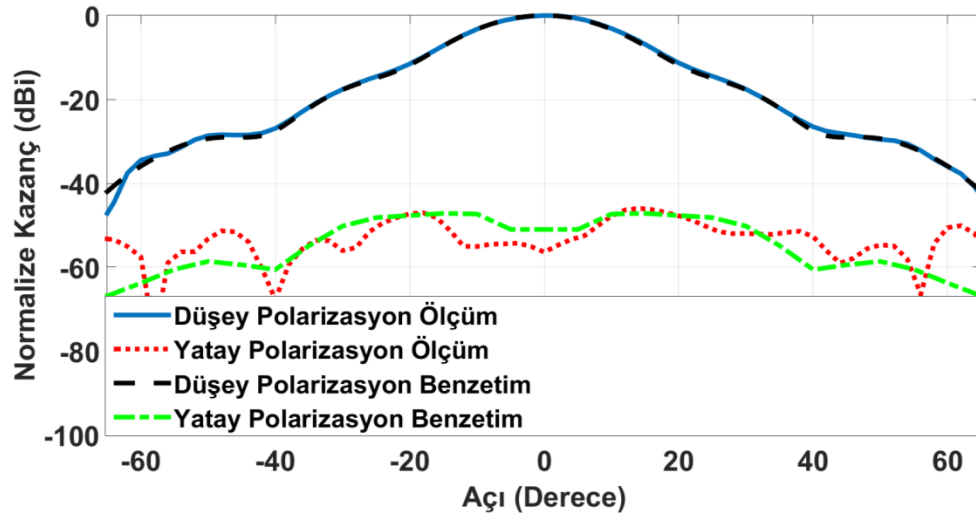


Şekil 5.21 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm Sonucunda Elde Edilen Kazanç Değerleri

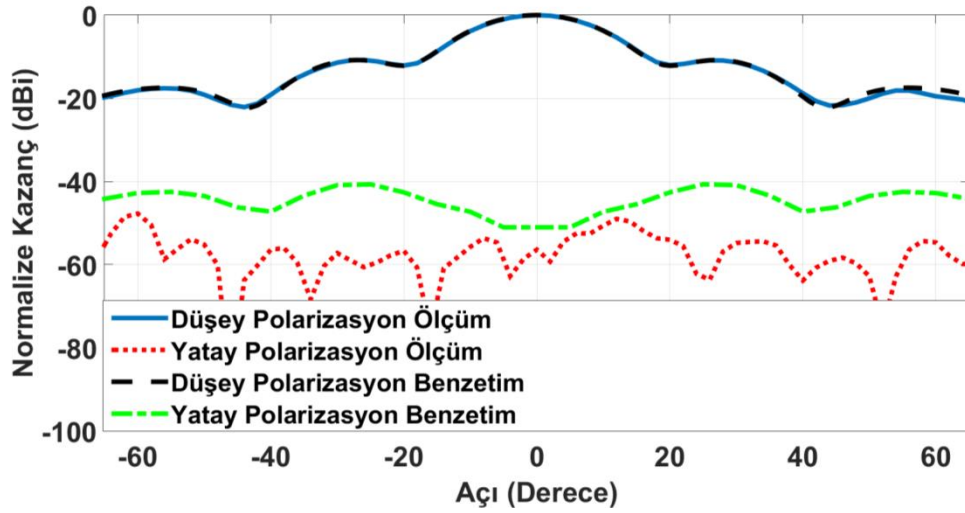
Şekil 5.20 ve Şekil 5.21’den görüldüğü üzere tasarlanan doğrusal 45° polarizörün Ku bant horn antenin S parametresi ve kazanç değeri üzerine oldukça düşük bir etkisi söz konusudur. Antenin önüne doğrusal 45° polarizör eklendiğinde kazanç değerindeki değişim rms olarak 0.393 dB’dir. Bundan dolayı doğrusal 45° polarizörün antenin önüne yerleştirilmesinin antenin karakteristik özelliklerini bozmadığı sonucu elde edilmektedir. Bu durum da tasarlanan doğrusal 45° polarizörün avantajlarından birini ortaya koymaktadır.

Ku bant horn antenin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizörün yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları aşağıdaki şekillerde detaylı olarak verilmiştir. Ku bant horn antende de X bant horn antende olduğu gibi ışıma diyagramlarında azimuth ekseni $x - z$ ekseni, elevasyon ekseni ise $y - z$ eksenidir.

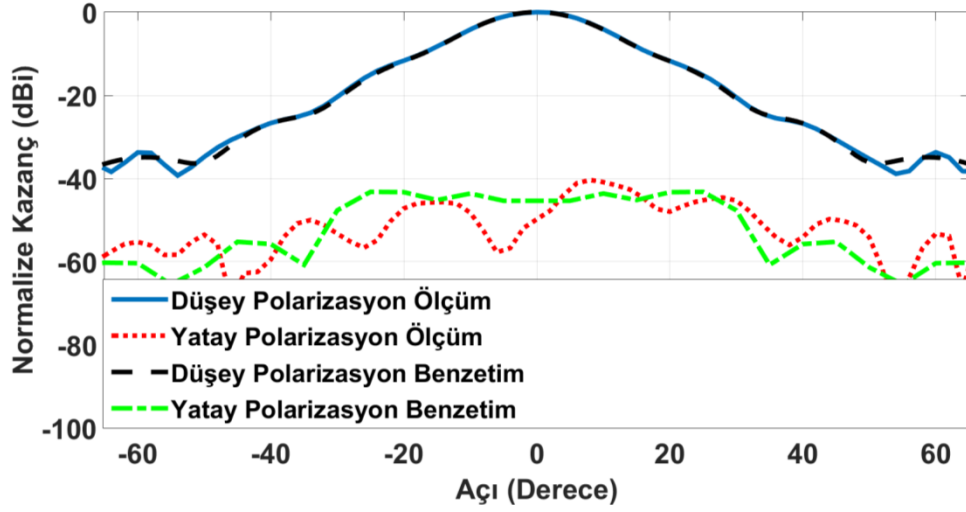
İlk olarak Ku bant horn antenin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizörün yerleştirilmediği durumda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları 12.5, 15 ve 18 GHz frekansları için Şekil 5.22 ile Şekil 5.27 arasında gösterilmiştir.



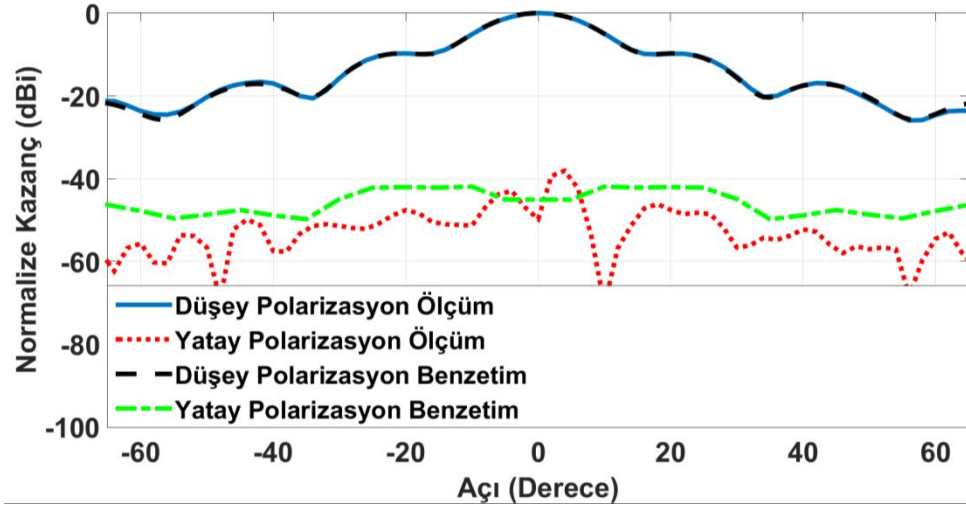
Şekil 5.22 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



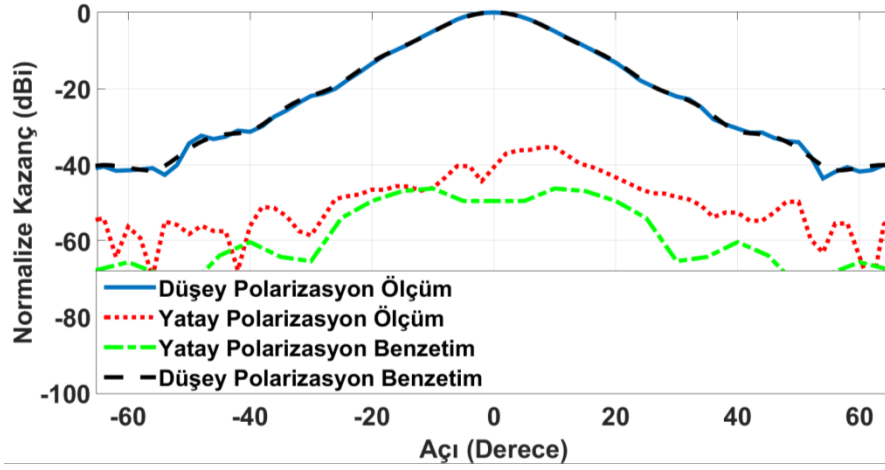
Şekil 5.23 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



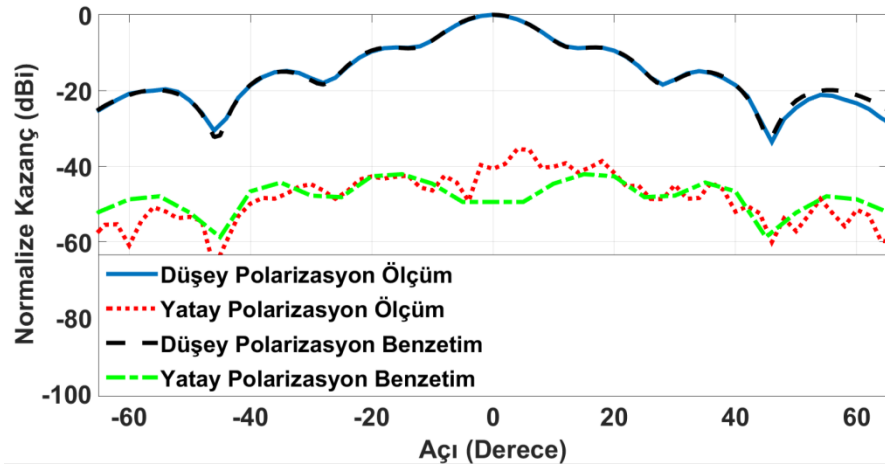
Şekil 5.24 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 15 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.25 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 15 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.26 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 18 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

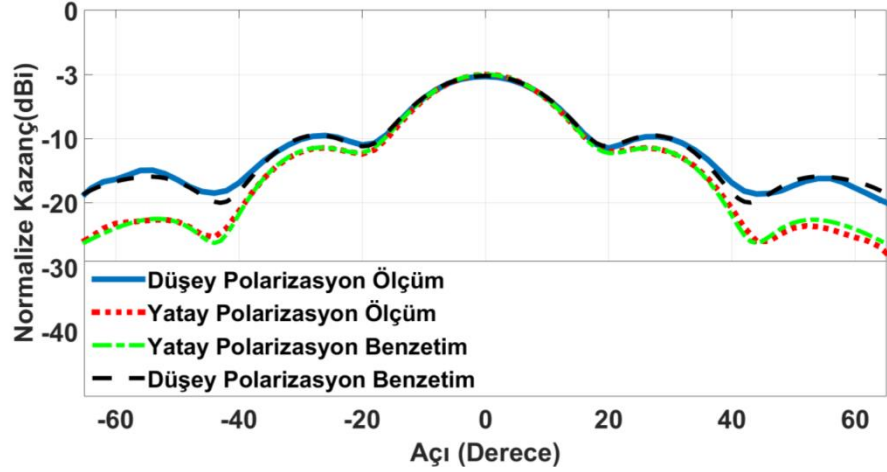


Şekil 5.27 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 18 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

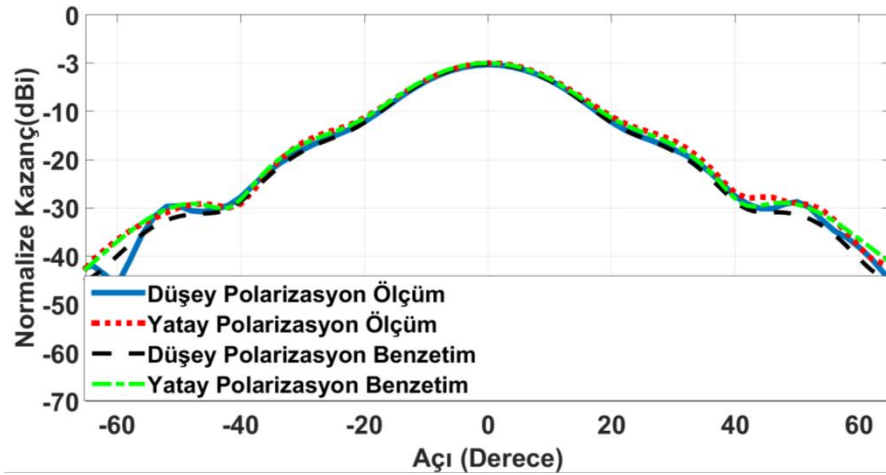
Şekil 5.22 ile Şekil 5.27 arasındaki ışıma diyagramlarından görüldüğü üzere Ku bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirilmediği durumda Ku bant horn anten yalnızca düşey polarizasyonda ışıma yapabilmektedir. Yatay polarizasyonda ise herhangi bir ışıma söz konusu değildir.

Ku bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği durumda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları 12.5, 15 ve 18 GHz frekansları için Şekil 5.28 ile Şekil 5.33 arasında verilmiştir. Antenin önüne

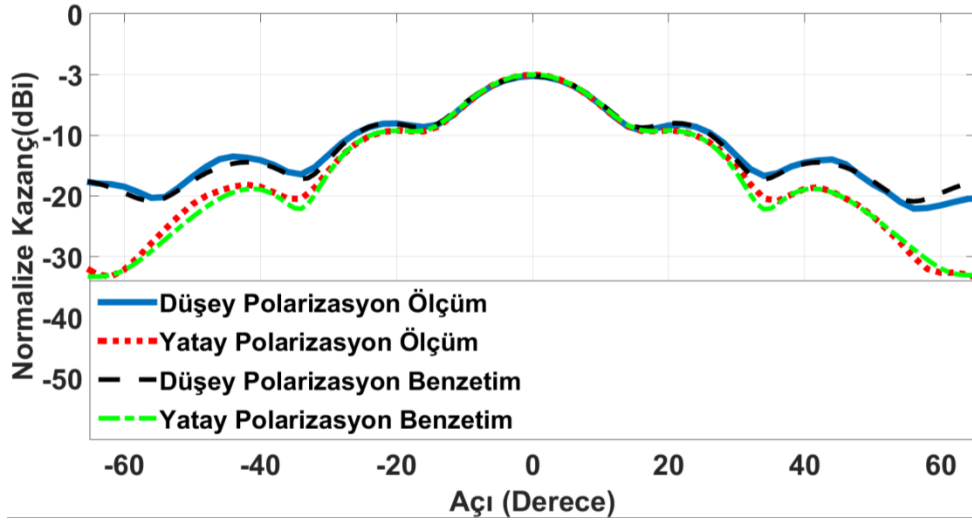
polarizör yerleştirildiği durumda yatay ve düşey polarizasyon bileşenlerinde elde edilen ışıma diyagramları doğrusal 45° polarizasyon durumunda elde edilen kazanç değerlerine göre normalize edilerek verilmiştir. Bu nedenle yatay ve düşey polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramlarındaki normalize kazanç değerleri -3 dBi değerinden başlamaktadır.



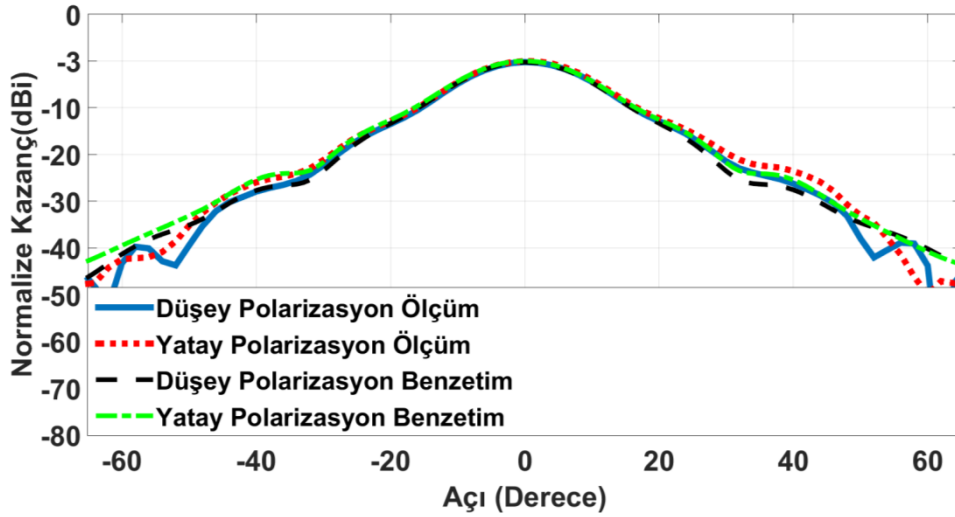
Şekil 5.28 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12.5 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



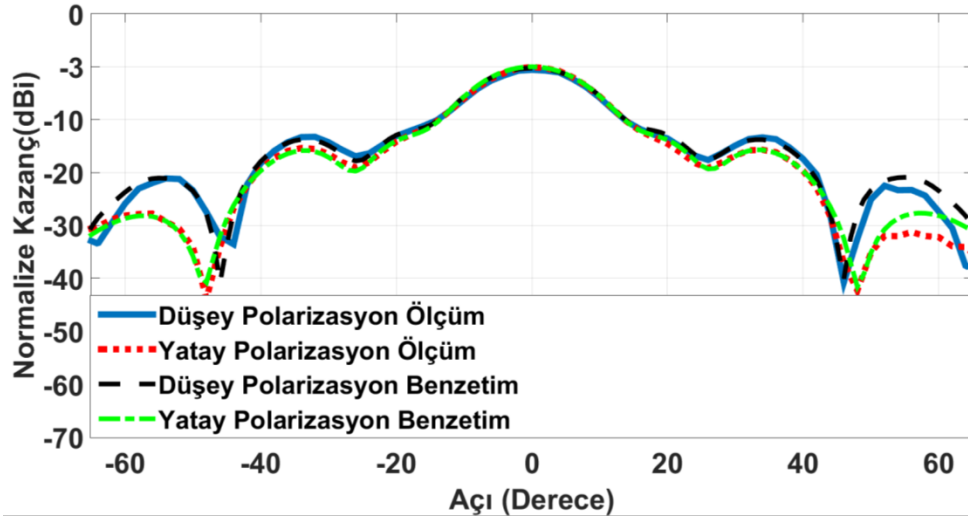
Şekil 5.29 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12.5 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Benzetim ve Ölçüm Işıma Diyagramı Sonuçları



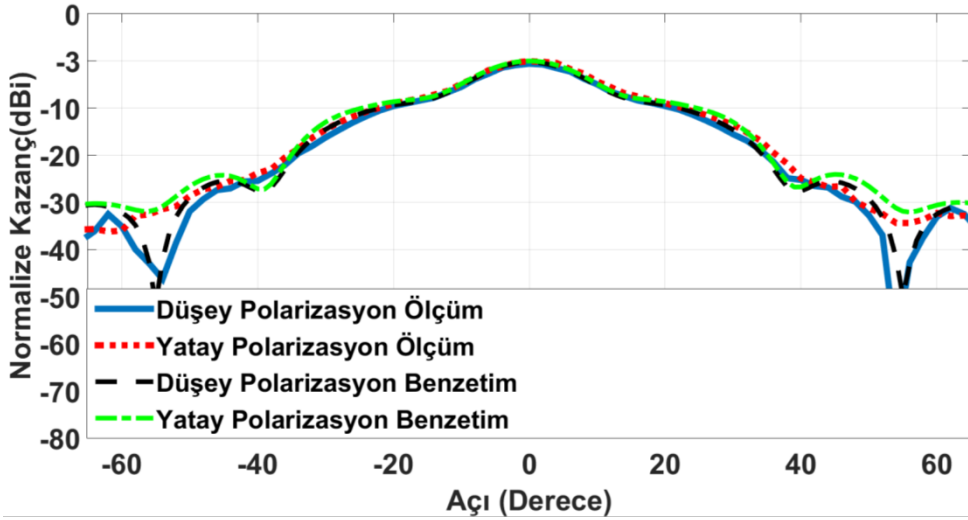
Şekil 5.30 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 15 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.31 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 15 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

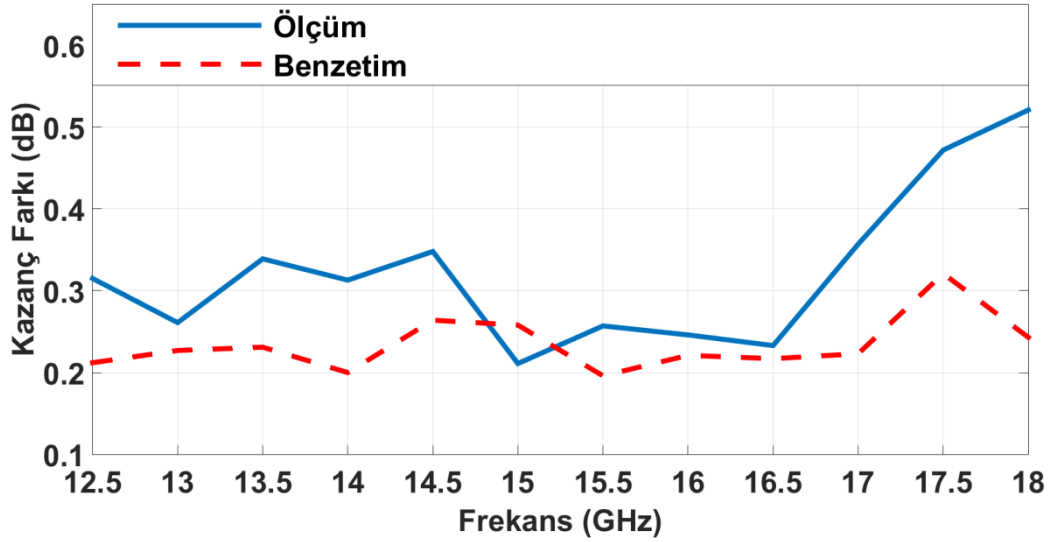


Şekil 5.32 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 18 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.33 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 18 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

Ku bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği durumda düşey ve yatay polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramları arasındaki kazanç farkının ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen grafiği Şekil 5.34’te gösterilmiştir.



Şekil 5.34 Ku Bant Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda Düşey ve Yatay Polarizasyon Bileşenlerindeki Işıma Diyagramları Arasındaki Kazanç Farkı

Şekil 5.28-33 ve Şekil 5.34'ten görüldüğü üzere Ku bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiğinde anten artık yatay polarizasyon bileşeninde de ışıma yapabilmektedir. Yani anten hem yatay hem de düşey polarizasyon bileşenlerinde ışıma yapabilme kabiliyetine sahip olmuştur. Düşey ve yatay polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramları arasında kazanç farkı ise en yüksek 0.521 dB olarak elde edilmiştir. Bu durumda tasarımı gerçekleştirilmiş olan doğrusal 45° polarizör, hem antenin düşey ve yatay polarizasyon bileşeninde ışıma yapmasını sağlamış hem de bu iki polarizasyon bileşenindeki ışıma diyagramları arasında kazanç farkının da oldukça düşük olmasını sağlamıştır. Böylece bu doğrusal 45° polarizörün Ku bant horn anten gibi yönlü bir antenin polarizasyonunu başarılı bir şekilde doğrusal 45° polarizasyona çevirdiği gösterilmiştir. Ayrıca şekillerden görüldüğü üzere ölçüm ve benzetim sonuçları da birbirlerine oldukça yakındır.

Ku bant horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm sonucunda elde edilen kazanç değerleri ise Tablo 5.2'de verilmiştir.

Tablo 5.2 Ku Bant Horn Anten Kazanç Değerleri (dBi)

	Frekans (GHz)		
	12.5 GHz	15 GHz	18 GHz
Polarizör Yokken	19.23	20.38	21.25
Polarizör Varken (Doğrusal 45° Polarizasyon Durumu)	18.97	20.3	19.53
Polarizör Varken (Düşey Polarizasyon Durumu)	16.11	17.4	16.82
Polarizör Varken (Yatay Polarizasyon Durumu)	15.8	17.19	16.29

5.3 Katlı Yama Anten Dizisine İlişkin Ölçüm ve Benzetim Sonuçları

Bölüm 3'te detayları verilen katlı yama anten dizisi, Bölüm 4'te detayları verilen doğrusal 45° polarizör ile birlikte Şekil 5.35'te gösterilmiştir. Burada katlı yama antenin önüne yerleştirilen doğrusal 45° polarizör de Şekil 4.3'te gösterilmiştir.



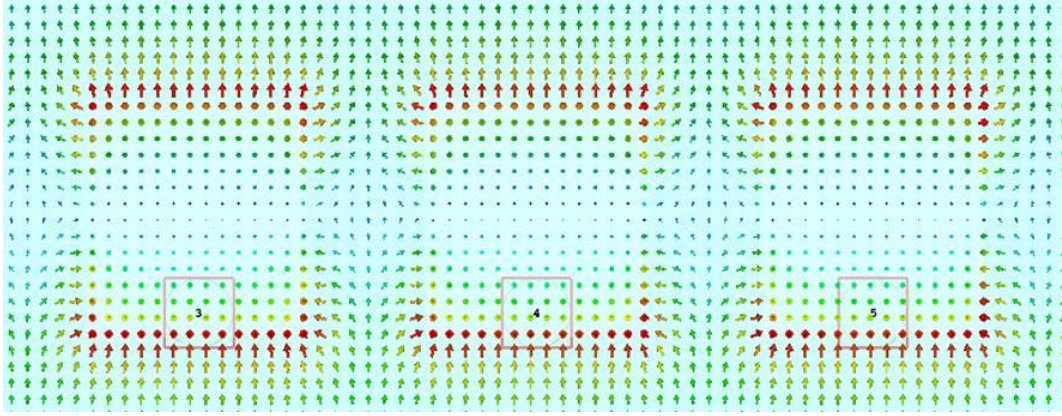
a



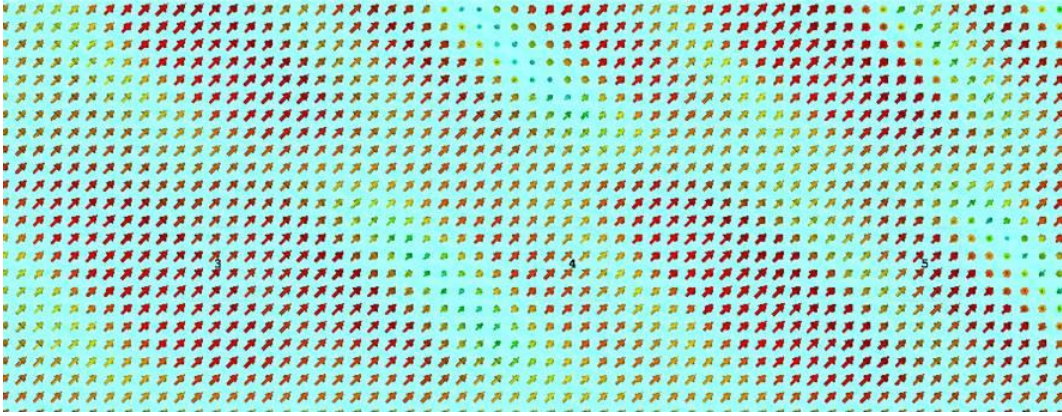
b

Şekil 5.35 Doğrusal 45° Polarizörlü Katlı Yama Anten Dizisi a) Ön Görünüm b) Arka Görünüm

Katlı yama anten dizisinin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirilmediği ve yerleştirildiği durumlarda benzetim sonucunda elde edilen elektrik alan dağılımları Şekil 5.36'da gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere doğrusal 45° polarizör yerleştirildiğinde katlı yama anten dizisinin elektrik alan bileşeni 45° 'ye yönelmiştir.



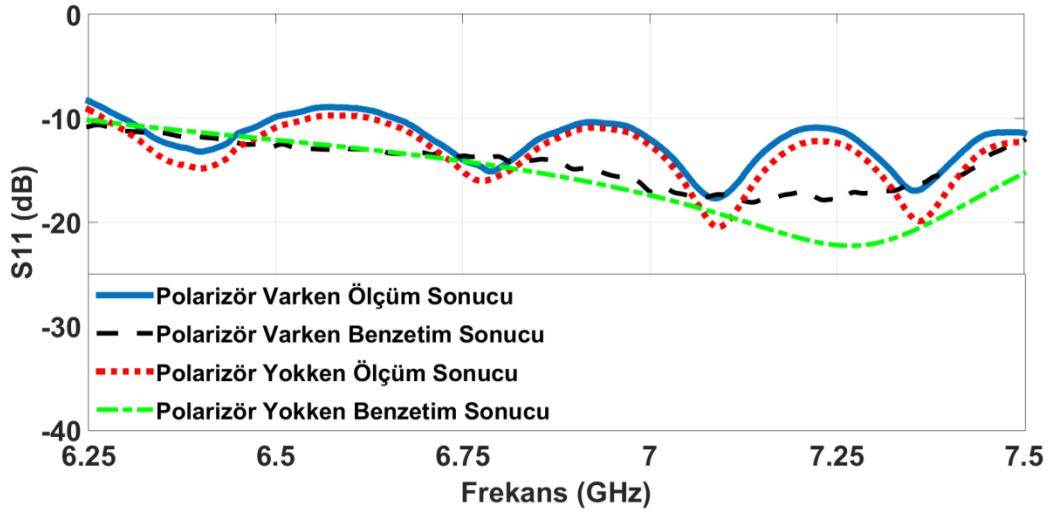
a



b

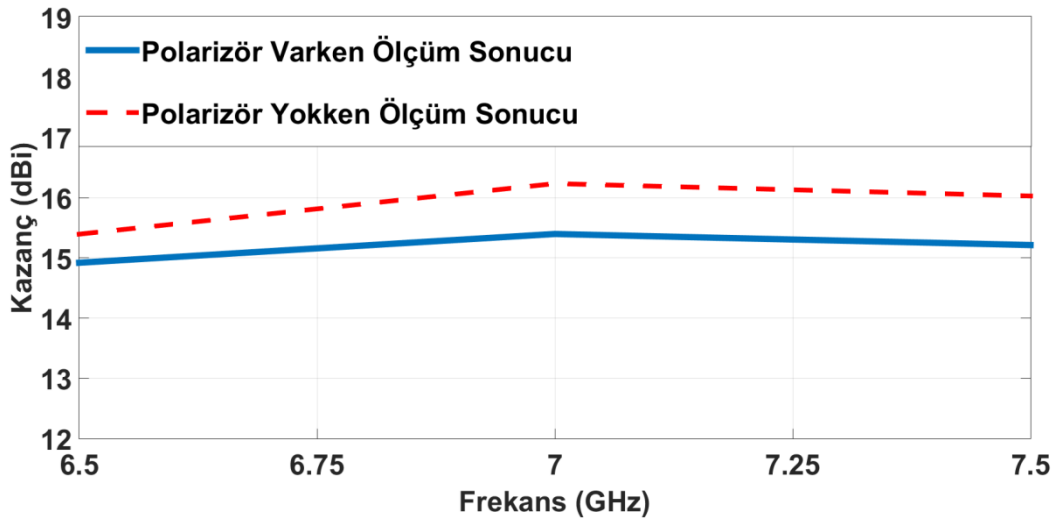
Şekil 5.36 Katlı Yama Anten Dizisinin Benzetim Sonucu Elde Edilen Elektrik Alan Dağılımları a) Doğrusal 45° Polarizör Yokken b) Doğrusal 45° Polarizör Varken

Katlı yama anten dizisinin önüne tasarlanmış olan doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen S parametresi sonuçları Şekil 5.37’de gösterilmiştir. Ölçümde bir güç bölücü kullanılarak ölçüm sonuçları elde edilmiştir. Benzetimde ise güç bölücü yerine sekiz elemanın tamamı eş zamanlı olarak beslenerek benzetim sonuçları elde edilmiştir. Bu nedenle benzetim sonucu olarak eş zamanlı besleme durumu için merkez elemanın S_{11} parametresi sonucu alınmıştır.



Şekil 5.37 Katlı Yama Anten Dizisi Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm ve Benzetim Sonucunda Elde Edilen S_{11} Parametresi

Katlı yama anten dizisinin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizörün yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm sonucunda elde edilen kazanç değerleri Şekil 5.38’de gösterilmiştir.



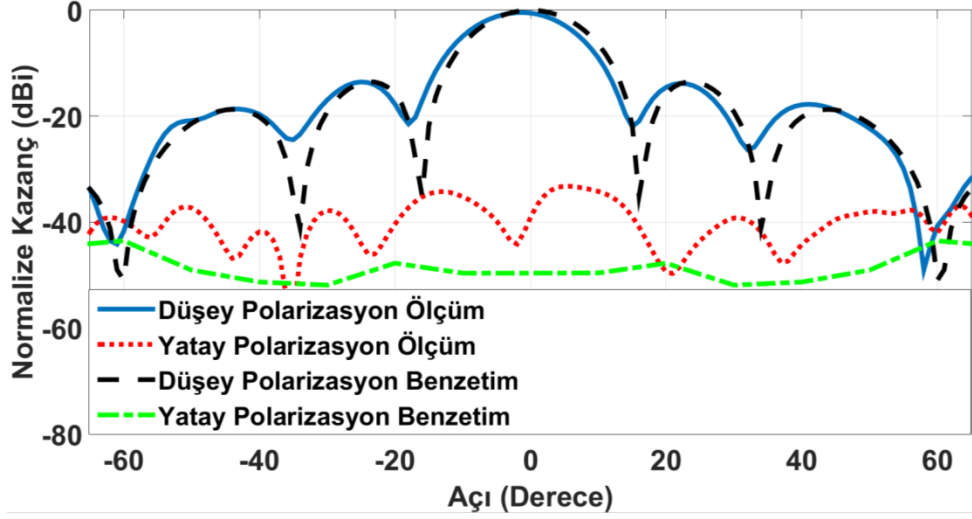
Şekil 5.38 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm Sonucunda Elde Edilen Kazanç Değerleri

Şekil 5.37 ve Şekil 5.38’den görüldüğü üzere tasarlanan doğrusal 45° polarizörün katlı yama anten dizisinin S parametresi ve kazanç değeri üzerine oldukça düşük bir etkisi söz konusudur. Antenin önüne doğrusal 45° polarizör eklendiğinde kazanç değerindeki değişim rms olarak 0.715 dB’dir. Bundan dolayı doğrusal 45°

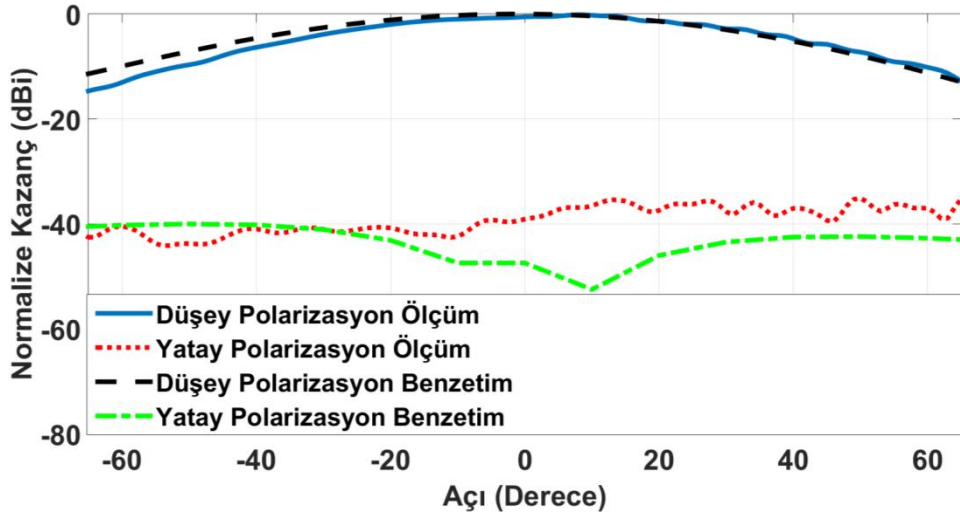
polarizörün antenin önüne yerleştirilmesinin antenin karakteristik özelliklerini bozmadığı sonucu elde edilmektedir. Bu durum tasarlanan doğrusal 45° polarizörün avantajlarından birini ortaya koymaktadır.

Katlı yama anten dizisinin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizörün yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları aşağıdaki şekillerde detaylı olarak verilmiştir. Katlı yama anten dizisinde de horn antenlerde olduğu gibi ışıma diyagramlarında azimuth ekseni $x - z$ ekseni, elevasyon ekseni de $y - z$ eksenidir.

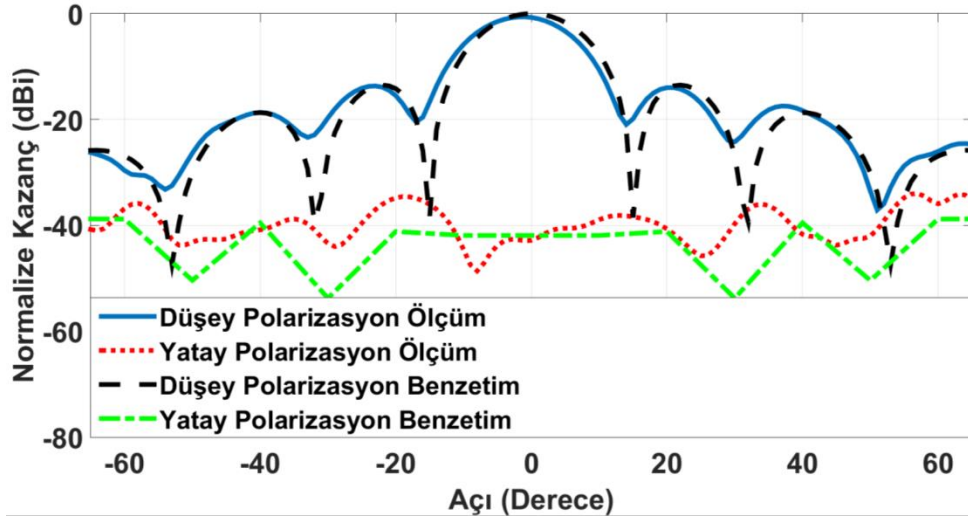
İlk olarak katlı yama anten dizisinin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizörün yerleştirilmediği durumda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları 6.5, 7 ve 7.5 GHz frekansları için Şekil 5.39 ile Şekil 5.44 arasında gösterilmiştir.



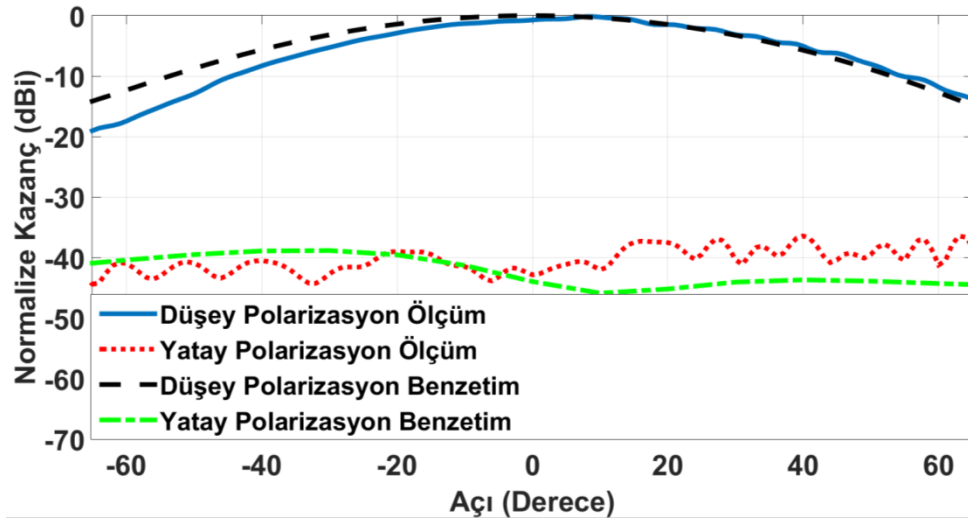
Şekil 5.39 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 6.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



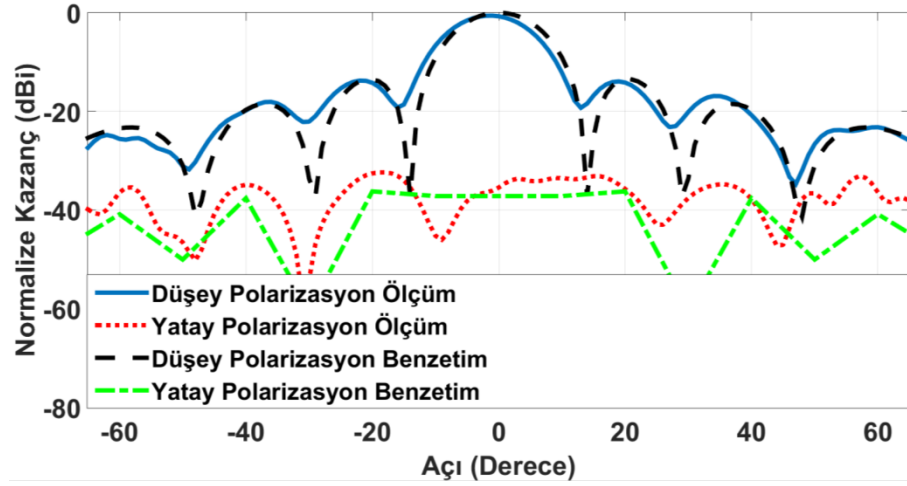
Şekil 5.40 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 6.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



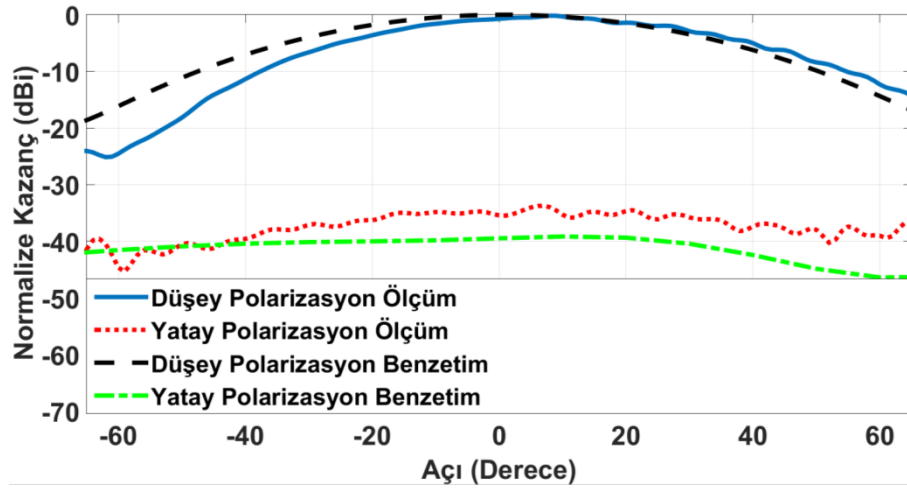
Şekil 5.41 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 7 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.42 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 7 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.43 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 7.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

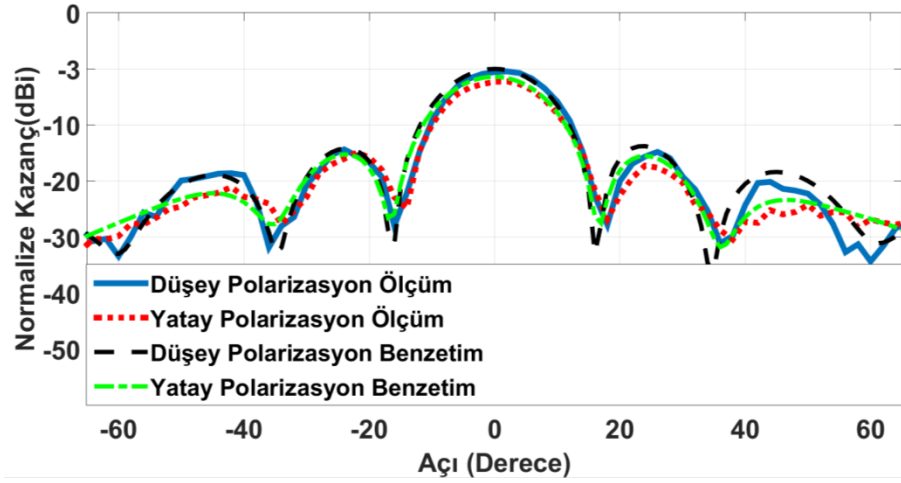


Şekil 5.44 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 7.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

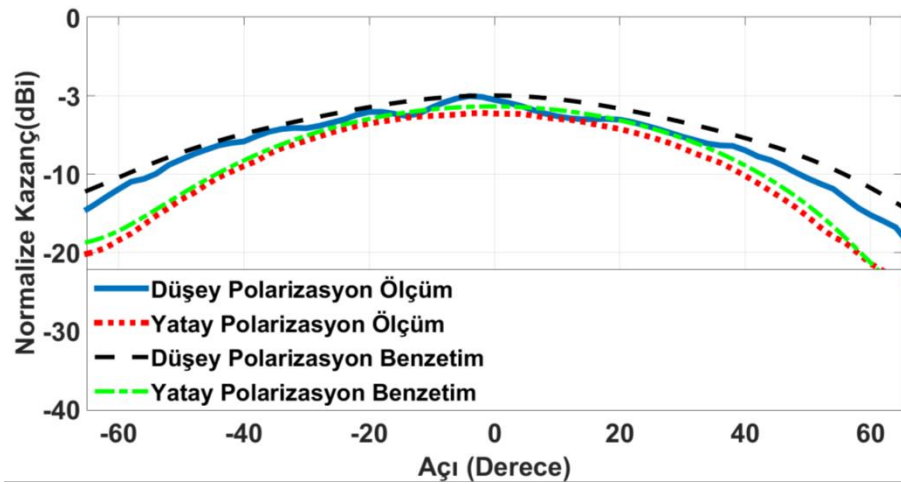
Şekil 5.39 ile Şekil 5.44 arasındaki ışıma diyagramlarından görüldüğü üzere katlı yama anten dizisinin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirilmediği durumda katlı yama anten dizisi sadece düşey polarizasyonda ışıma yapabilmektedir. Yatay polarizasyonda ise herhangi bir ışıma söz konusu değildir.

Katlı yama anten dizisinin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği durumda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları 6.5, 7, 7.5 GHz

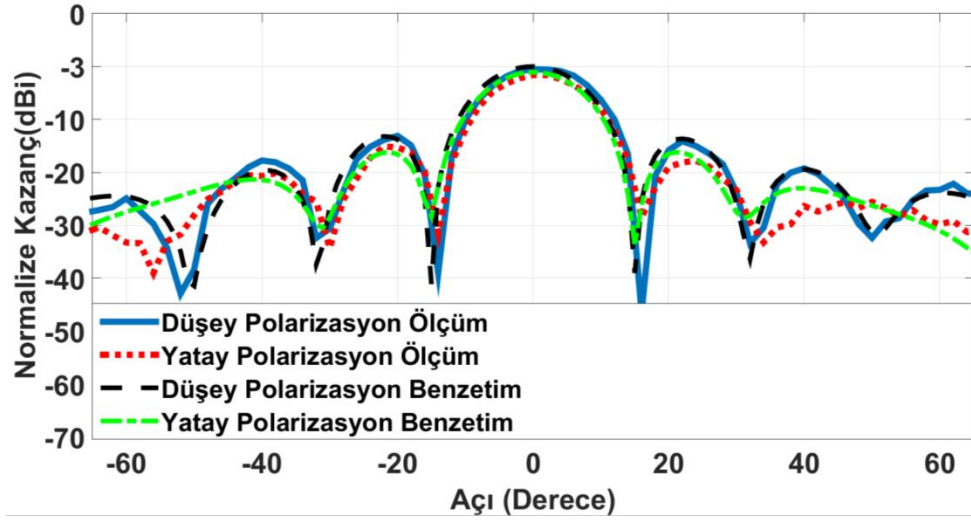
frekansları için Şekil 5.45 ile Şekil 5.50 arasında verilmiştir. Antenin önüne polarizör yerleştirildiği durumda yatay ve düşey polarizasyon bileşenlerinde elde edilen ışıma diyagramları doğrusal 45° polarizasyon durumunda elde edilen kazanç değerlerine göre normalize edilerek verilmiştir. Bu nedenle yatay ve düşey polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramlarındaki normalize kazanç değerleri -3 dBi değerinden başlamaktadır.



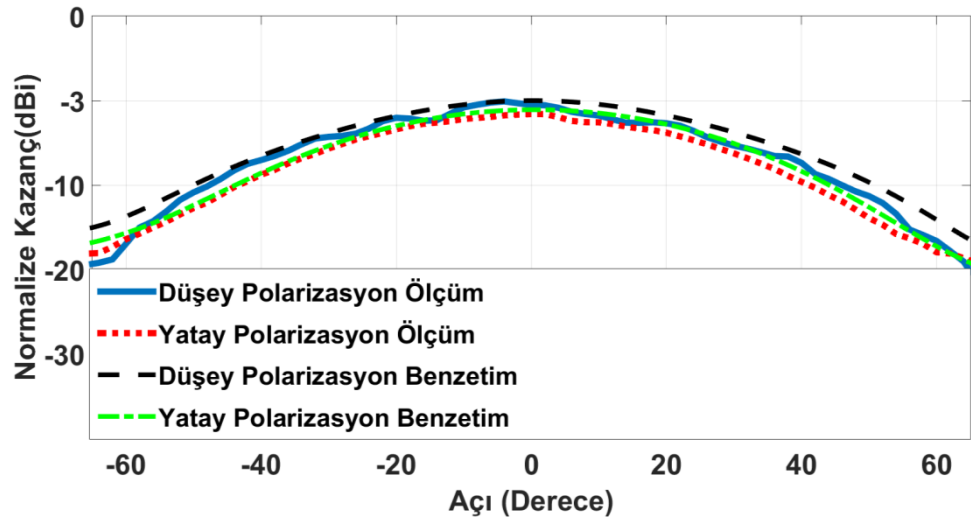
Şekil 5.45 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 6.5 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



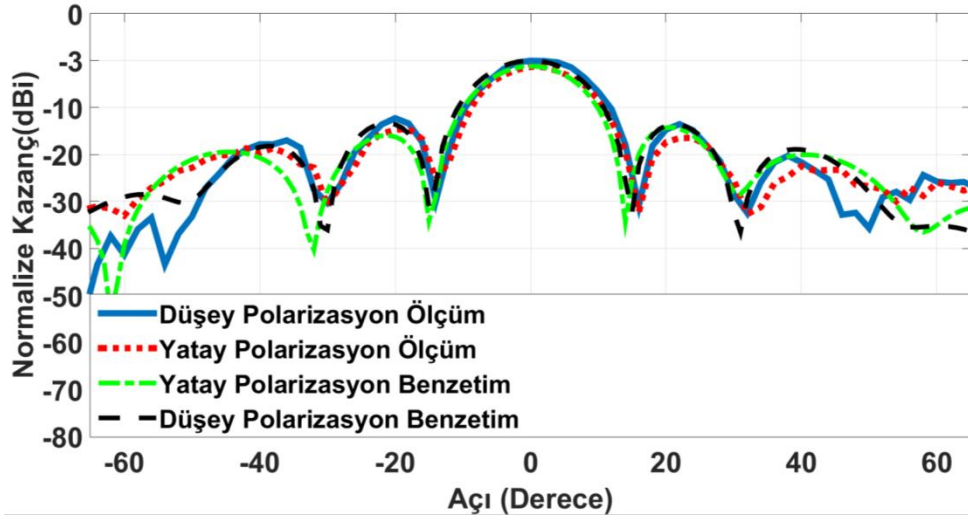
Şekil 5.46 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 6.5 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



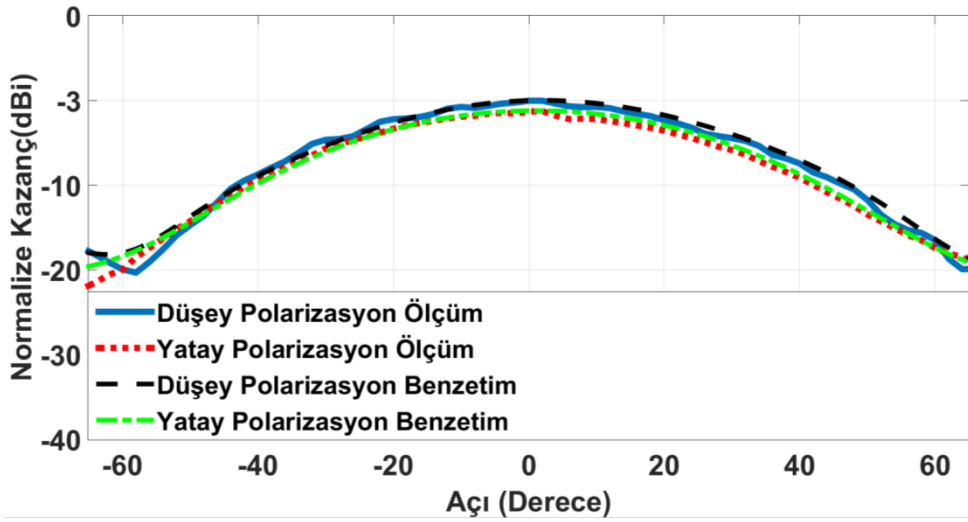
Şekil 5.47 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 7 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.48 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 7 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

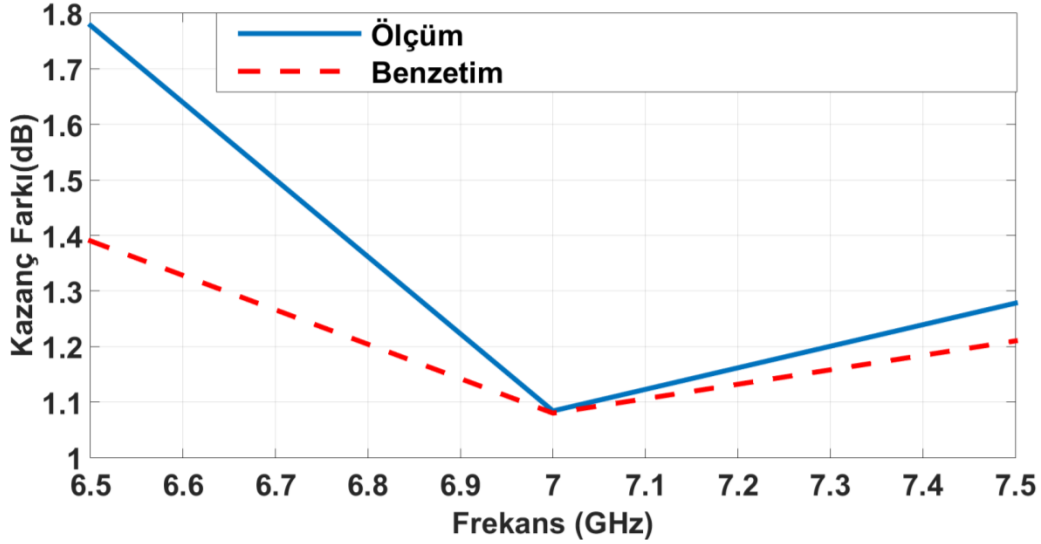


Şekil 5.49 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 7.5 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.50 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 7.5 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

Katlı yama anten dizisinin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği durumda düşey ve yatay polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramları arasındaki kazanç farkının ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen grafiği Şekil 5.51’de gösterilmiştir.



Şekil 5.51 Katlı Yama Anten Dizisinin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda Düşey ve Yatay Polarizasyon Bileşenlerindeki Işıma Diyagramları Arasındaki Kazanç Farkı

Şekil 5.45-5.50 ile Şekil 5.51’den görüldüğü üzere katlı yama anten dizisinin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiğinde anten artık yatay polarizasyon bileşeninde de ışıma yapabilmektedir. Yani anten hem yatay hem de düşey polarizasyon bileşenlerinde ışıma yapabilme kabiliyetine sahip olmuştur. Düşey ve yatay polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramları arasında kazanç farkı ise en yüksek 1.77 dB olarak elde edilmiştir. Bu durumda tasarımı gerçekleştirilmiş olan doğrusal 45° polarizör hem dizi antenin yatay ve düşey polarizasyon bileşeninde ışıma yapmasını sağlamış hem de bu iki polarizasyon bileşenindeki ışıma diyagramları arasında kazanç farkının da oldukça düşük olmasını sağlamıştır. Böylece bu doğrusal 45° polarizörün katlı yama anten dizisi gibi bir dizi antenin polarizasyonunu başarılı bir şekilde doğrusal 45° polarizasyona çevirdiği gösterilmiştir. Bu durum tasarlanan doğrusal 45° polarizörün dizi antenler için de uygun olduğunu ve dizi anten uygulamalarında kullanılabileceğini göstermektedir. Ayrıca şekillerden görüldüğü üzere ölçüm ve benzetim sonuçları da birbirlerine oldukça yakındır.

Bilindiği üzere horn anten gibi anten yapılarının polarizasyon saflığı yama anten gibi anten türlerinin polarizasyon saflığından çok daha iyidir [177]. Bu nedenle beklenildiği gibi katlı yama anten dizisinde yatay ve düşey polarizasyon

bileşenlerindeki ışıma diyagramları arasında kazanç farkı horn antenlerinkinden daha yüksektir.

Katlı yama anten dizisinin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm sonucunda elde edilen kazanç değerleri ise Tablo 5.3'te verilmiştir.

Tablo 5.3 Katlı Yama Anten Dizisi Kazanç Değerleri (dBi)

	Frekans (GHz)		
	6.5 GHz	7 GHz	7.5 GHz
Polarizör Yokken	15.39	16.23	16.02
Polarizör Varken (Doğrusal 45° Polarizasyon Durumu)	14.92	15.39	15.21
Polarizör Varken (Düşey Polarizasyon Durumu)	13.01	13.2	12.8
Polarizör Varken (Yatay Polarizasyon Durumu)	11.24	12.12	11.53

5.4 Ridged Horn Antene İlişkin Ölçüm ve Benzetim Sonuçları

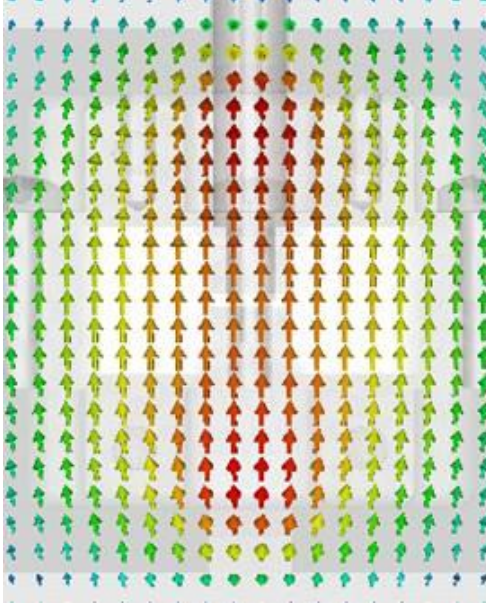
Tasarlanan doğrusal 45° polarizör ile yönlü horn antenler ve katlı yama anten dizisi için oldukça başarılı sonuçlar elde edilmesinin ardından bu doğrusal 45° polarizörün geniş bantlı bir antenin önüne yerleştirilmesi durumu da ele

alınmıştır. Bu nedenle tasarlanan doğrusal 45° polarizör Bölüm 3'te detayları verilen ridged horn antenin önüne yerleştirilerek çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bölüm 3'te detayları verilen ridged horn anten, Bölüm 4'te detayları verilen doğrusal 45° polarizörle birlikte Şekil 5.52'de gösterilmiştir. Burada ridged horn anten önüne yerleştirilen doğrusal 45° polarizör Şekil 4.2'de gösterilmiş olan ve X bant horn anten ile Ku bant horn antende kullanılan polarizördür.

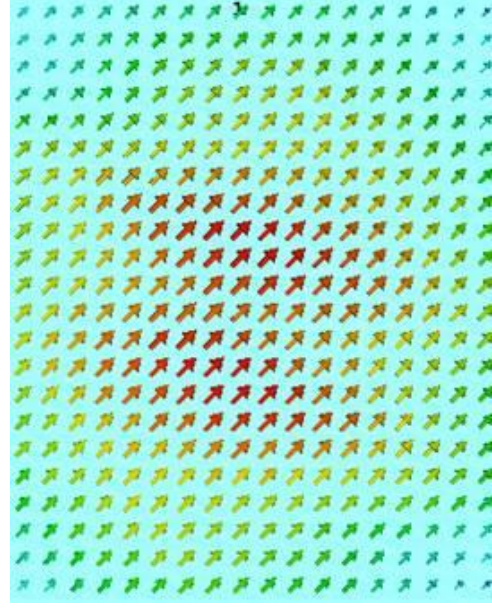


Şekil 5.52 Doğrusal 45° Polarizörlü Ridged Horn Anten

Ridged horn antenin önüne doğrusal 45° polarizörün yerleştirilmediği ve yerleştirildiği durumlarda benzetim sonucunda elde edilen elektrik alan dağılımları Şekil 5.53'te gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere doğrusal 45° polarizör yerleştirildiğinde ridged horn antenin elektrik alan bileşeni 45° 'ye yönelmiştir.



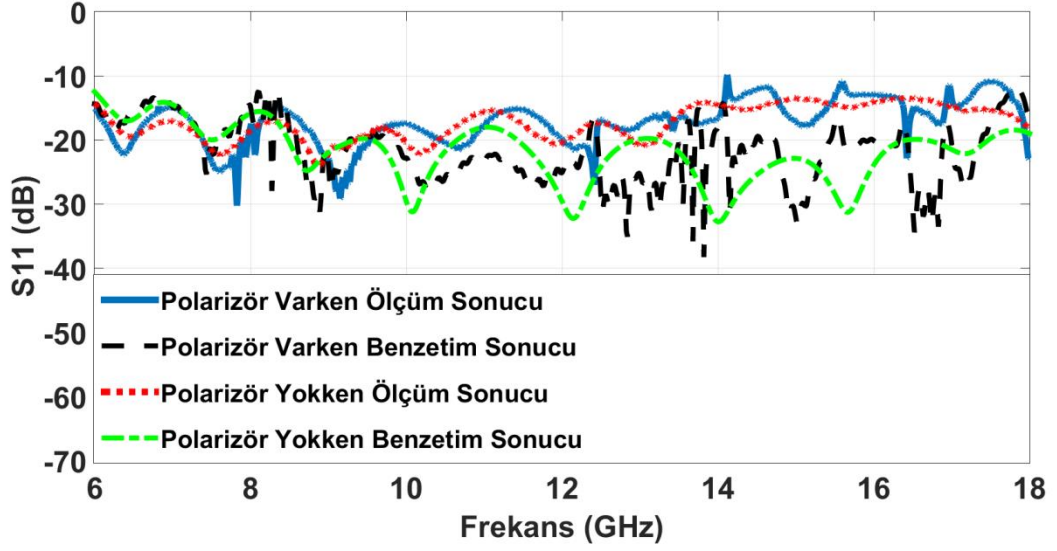
a



b

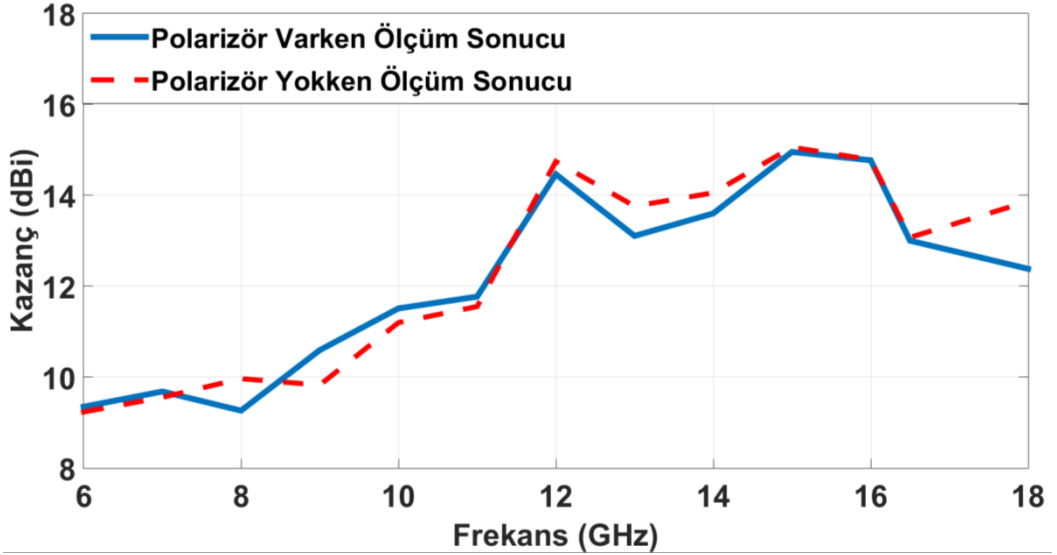
Şekil 5.53 Ridged Horn Antenin Benzetim Sonucu Elde Edilen Elektrik Alan Dağılımları a) Doğrusal 45° Polarizör Yokken b) Doğrusal 45° Polarizör Varken

Ridged horn antenin önüne tasarlanmış olan doğrusal 45° polarizörün yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen S_{11} parametresi sonuçları Şekil 5.54’te gösterilmiştir.



Şekil 5.54 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm ve Benzetim Sonucunda Elde Edilen S_{11} Parametresi

Ridged horn antenin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumda ölçüm sonucunda elde edilen kazanç değerleri Şekil 5.55'te gösterilmiştir.



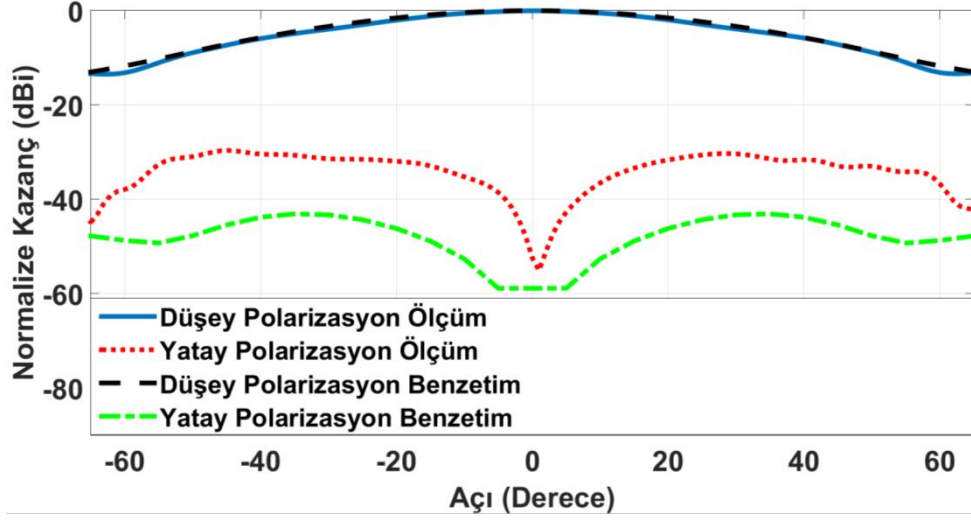
Şekil 5.55 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği ve Yerleştirilmediği Durumda Ölçüm Sonucunda Elde Edilen Kazanç Değerleri

Şekil 5.54 ve Şekil 5.55'ten görüldüğü üzere tasarlanan doğrusal 45° polarizörün ridged horn antenin S parametresi ve kazanç değeri üzerine oldukça düşük bir etkisi söz konusudur. Antenin önüne doğrusal 45° polarizör eklendiğinde kazanç

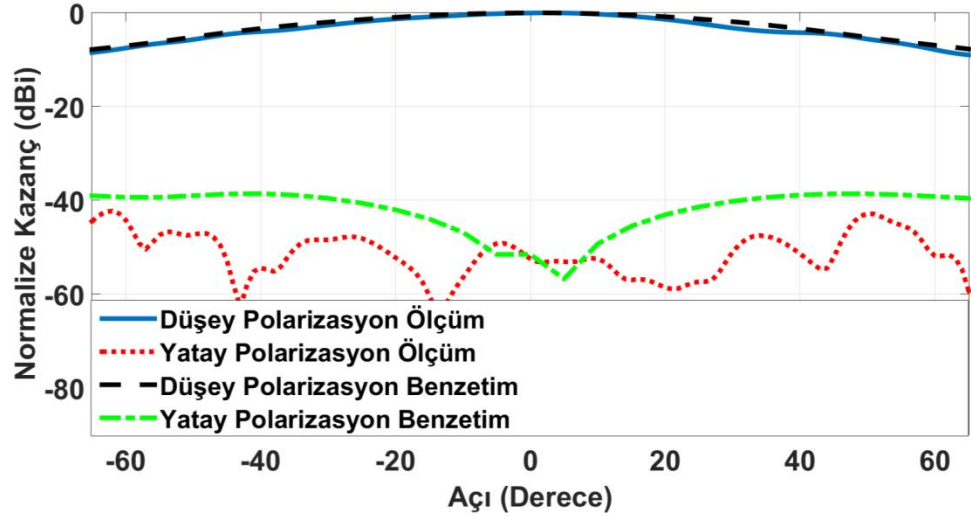
değerindeki değişim rms olarak 0.445 dB'dir. Bundan dolayı doğrusal 45° polarizörün antenin önüne yerleştirilmesinin geniş bantlı bir antenin de karakteristik özelliklerini bozmadığı sonucu elde edilmektedir. Bu durum tasarlanan doğrusal 45° polarizörün avantajlarından birini ortaya koymaktadır.

Ridged horn antenin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizörün yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları detaylı olarak aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir. Ridged horn anten için de ışıma diyagramlarında azimuth eksenini $x - z$ eksenini, elevasyon eksenini de $y - z$ eksenidir.

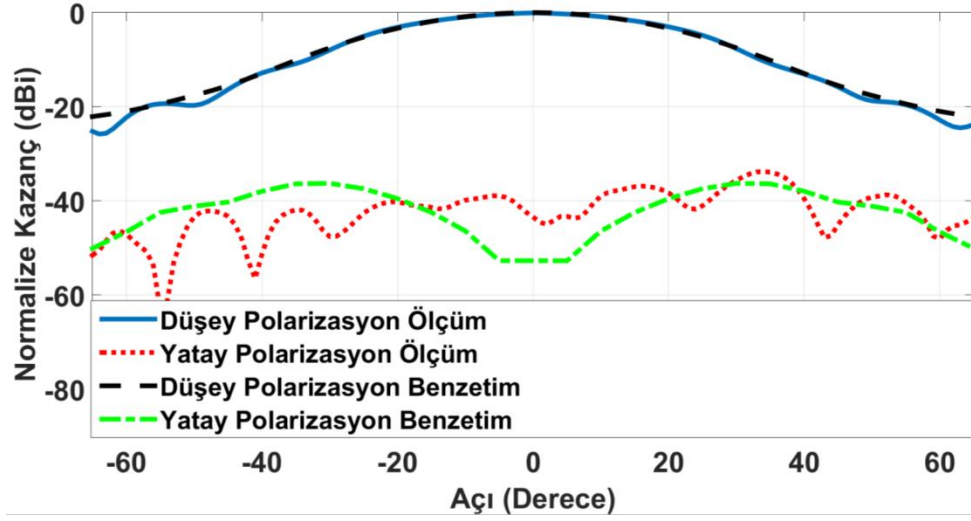
İlk olarak ridged horn antenin önüne tasarlanan doğrusal 45° polarizörün yerleştirilmediği durumda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları 6, 12 ve 18 GHz frekansları için Şekil 5.56 ile Şekil 5.61 arasında gösterilmiştir.



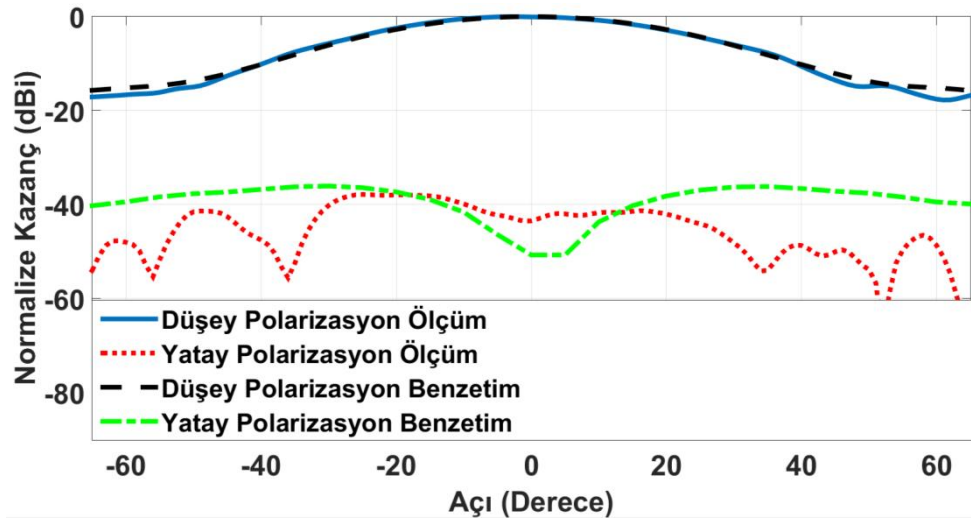
Şekil 5.56 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 6 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



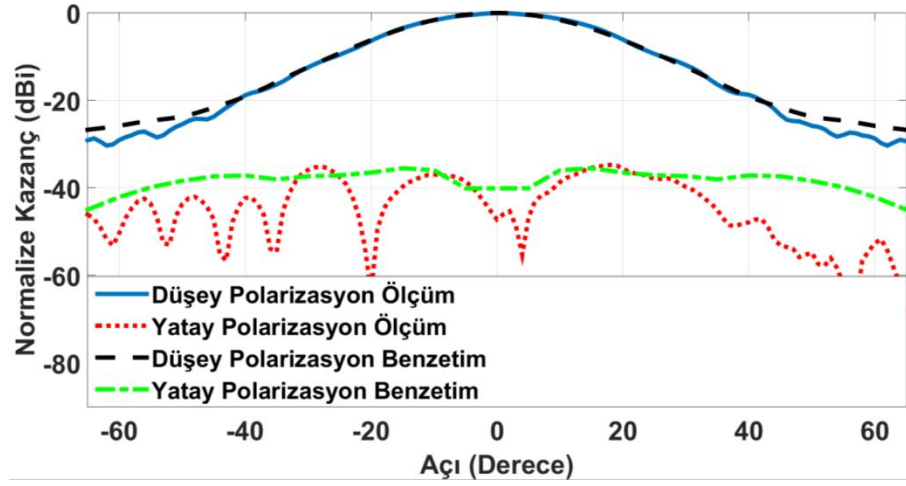
Şekil 5.57 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 6 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



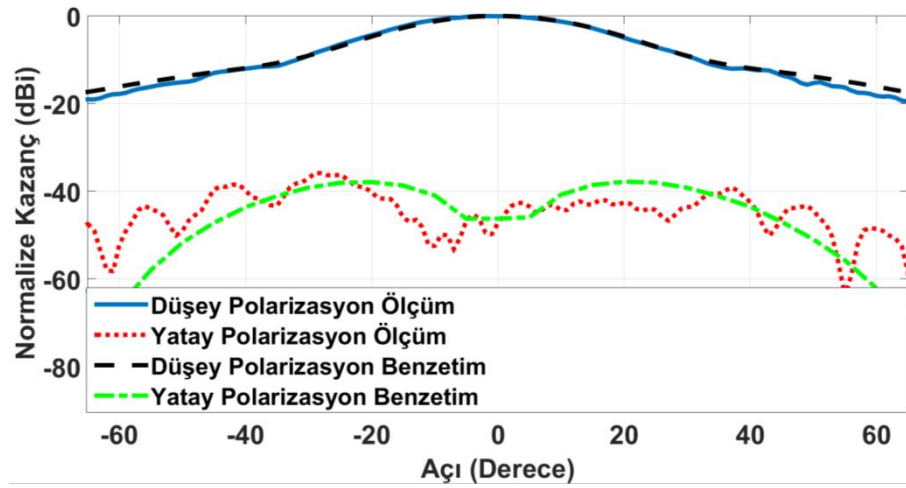
Şekil 5.58 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.59 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 12 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.60 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 18 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

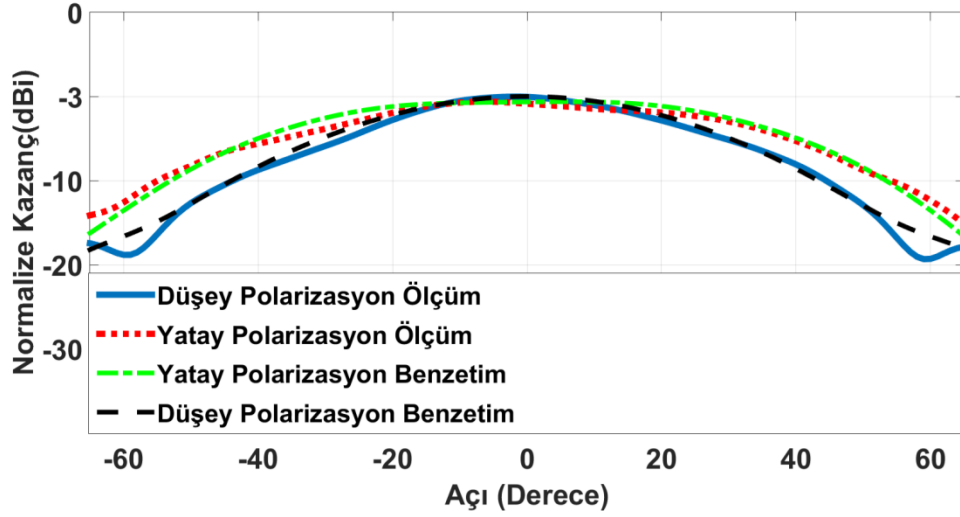


Şekil 5.61 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirilmediği Durumda 18 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

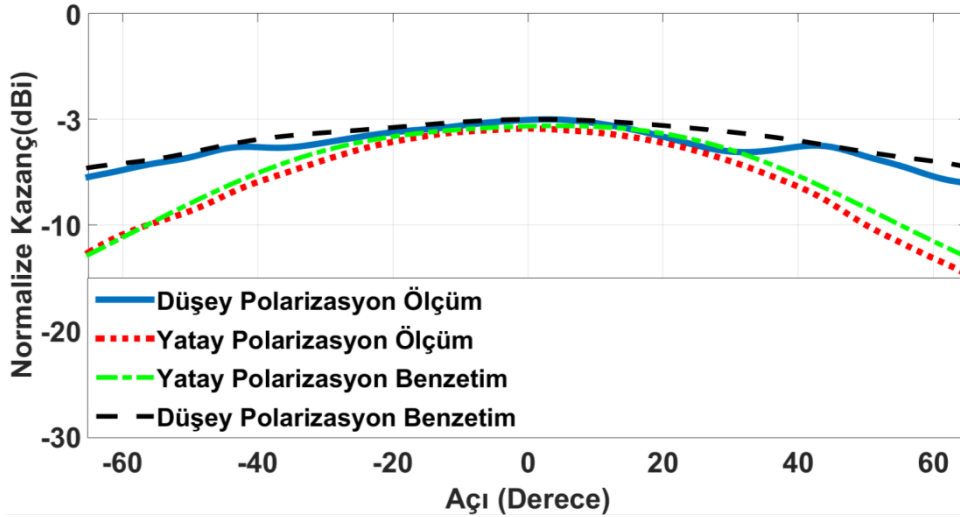
Şekil 5.56 ile Şekil 5.61 arasındaki ışıma diyagramlarından görüldüğü üzere ridged horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirilmediği durumda ridged horn anten yalnızca düşey polarizasyonda ışıma yapmaktadır. Yatay polarizasyonda ise herhangi bir ışıma söz konusu değildir.

Ridged horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği durumda ölçüm ve benzetim sonucunda elde edilen ışıma diyagramları 6, 12 ve 18 GHz frekansları için Şekil 5.62 ile Şekil 5.67 arasında gösterilmiştir. Antenin önüne polarizör

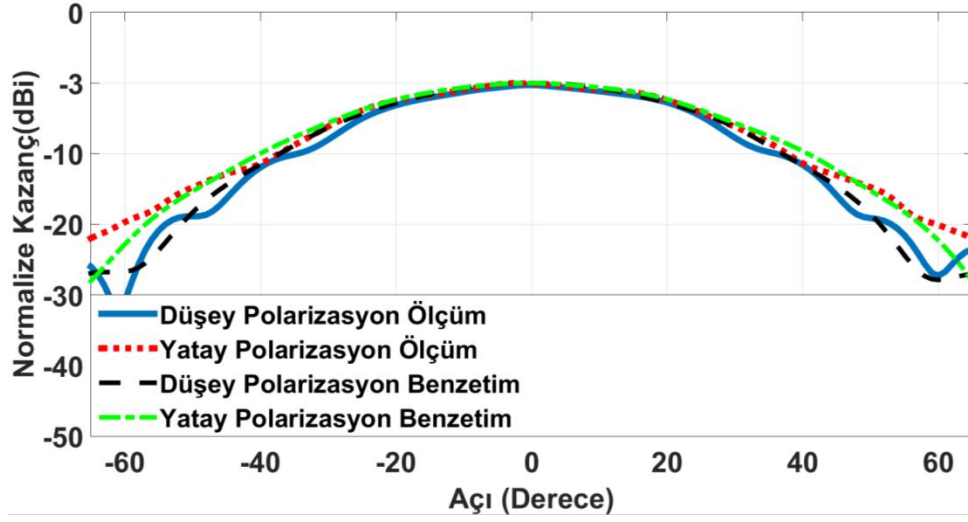
yerleştirildiği durumda yatay ve düşey polarizasyon bileşenlerinde elde edilen ışıma diyagramları doğrusal 45° polarizasyon durumunda elde edilen kazanç değerlerine göre normalize edilerek verilmiştir. Bu nedenle yatay ve düşey polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramlarındaki normalize kazanç değerleri -3dBi değerinden başlamaktadır.



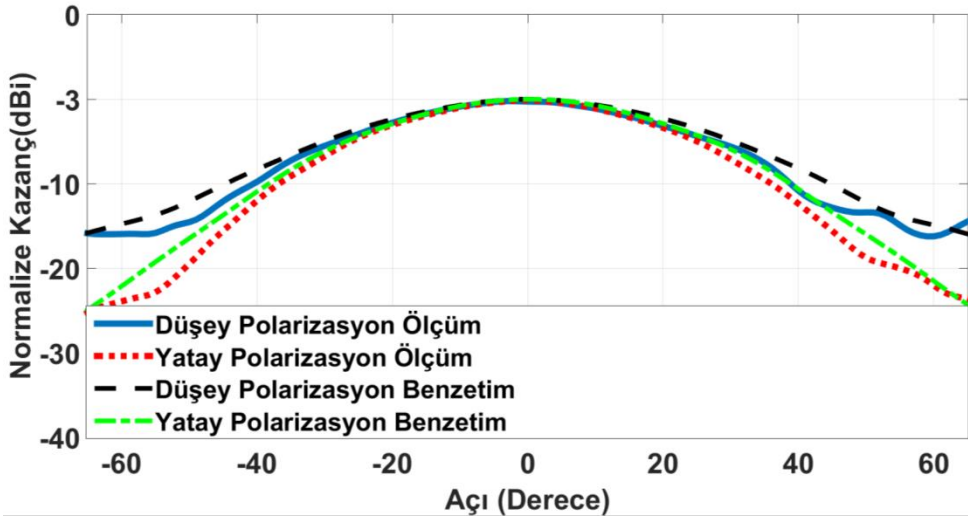
Şekil 5.62 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 6 GHz'de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



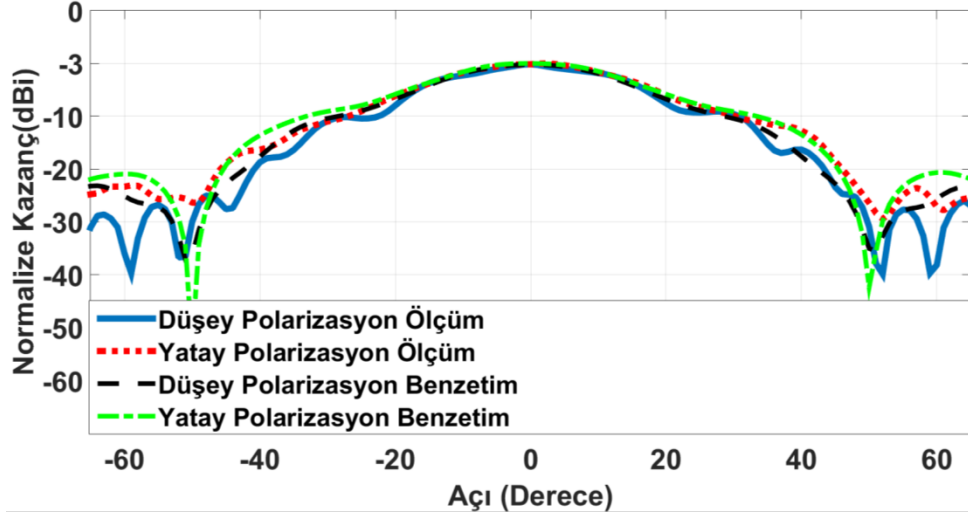
Şekil 5.63 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 6 GHz'de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



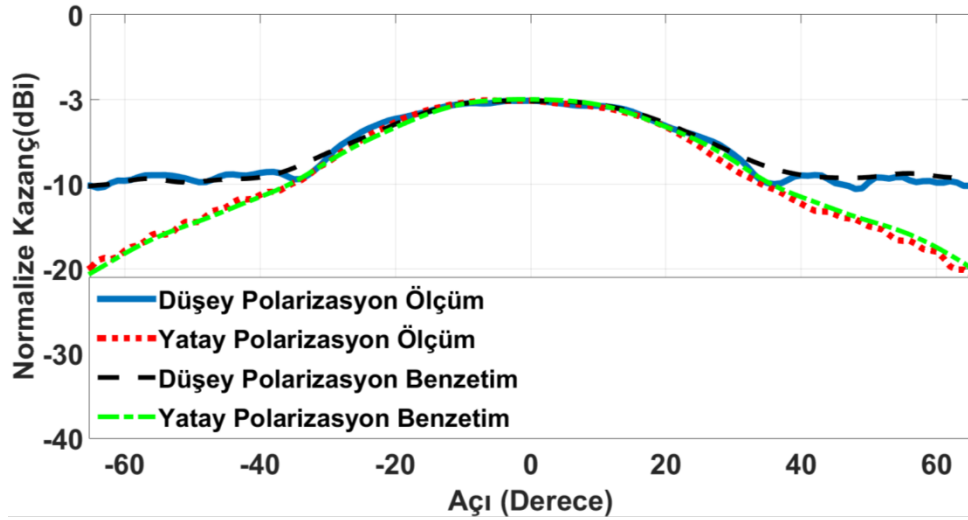
Şekil 5.64 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.65 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 12 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

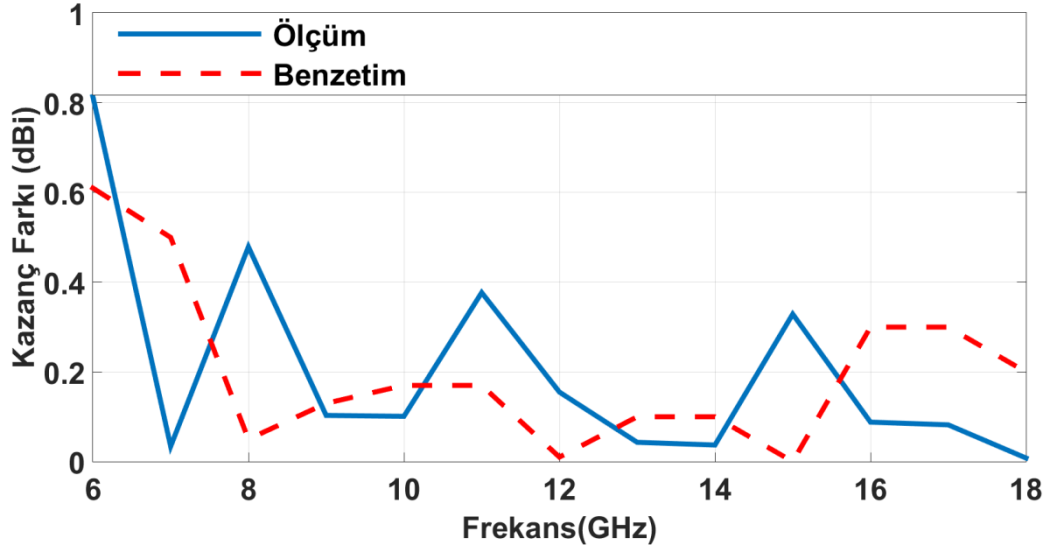


Şekil 5.66 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 18 GHz’de Azimuth Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları



Şekil 5.67 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda 18 GHz’de Elevasyon Eksenindeki Ölçüm ve Benzetim Işıma Diyagramı Sonuçları

Ridged horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği durumda düşey ve yatay polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramları arasındaki kazanç farkının ölçüm ve benzetim sonucu elde edilen grafiği Şekil 5.68’de gösterilmiştir.



Şekil 5.68 Ridged Horn Antenin Önüne Doğrusal 45° Polarizör Yerleştirildiği Durumda Düşey ve Yatay Polarizasyon Bileşenlerindeki Işıma Diyagramları Arasındaki Kazanç Farkı

Şekil 5.62-67 ile Şekil 5.68'den görüldüğü üzere ridged horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiğinde anten artık yatay polarizasyon bileşeninde de ışıma yapabilmektedir. Yani anten hem yatay hem de düşey polarizasyon bileşenlerinde ışıma yapabilme kabiliyetine sahip olmuştur. Düşey ve yatay polarizasyon bileşenlerindeki ışıma diyagramları arasında kazanç farkı tipik olarak bant boyunca 0.5 dB'den daha düşük olarak elde edilmiştir. Yalnızca 6GHz frekansında bu değer 0.814 dB olmuştur. Bu durumda tasarımı gerçekleştirilmiş olan doğrusal 45° polarizör ridged horn anten gibi geniş bantlı bir anten için de antenin hem yatay ve düşey polarizasyon bileşenlerinde ışıma yapmasını sağlamış hem de bu iki polarizasyon bileşenindeki ışıma diyagramları arasında kazanç farkının oldukça düşük olmasını sağlamıştır. Böylece bu doğrusal 45° polarizörün ridged horn anten gibi yönlü ve geniş bantlı bir antenin polarizasyonunu başarılı bir şekilde doğrusal 45°'ye çevirdiği gösterilmiştir. Ayrıca şekillerden görüldüğü üzere ölçüm ve benzetim sonuçları birbirlerine oldukça yakındır.

Ridged horn antenin önüne doğrusal 45° polarizör yerleştirildiği ve yerleştirilmediği durumlarda ölçüm sonucunda elde edilen kazanç değerleri Tablo 5.4'te verilmiştir.

Tablo 5.4 Ridged Horn Anten Kazanç Değerleri (dBi)

	Frekans (GHz)		
	6 GHz	12 GHz	18 GHz
Polarizör Yokken	9.23	14.74	13.87
Polarizör Varken (Doğrusal 45° Polarizasyon Durumu)	9.35	14.46	12.39
Polarizör Varken (Düşey Polarizasyon Durumu)	6.7	11.58	9.5
Polarizör Varken (Yatay Polarizasyon Durumu)	5.88	11.43	9.49

Bu bölümde tez çalışmasından elde edilen sonuç ve öneriler maddeler halinde aşağıda verilmiştir.

- Bu tez çalışmasında literatürde ilk kez olarak yönlü antenler ve anten dizileri için doğrusal polarizasyonu doğrusal 45° polarizasyona çeviren çok katlı bir polarizör tasarımı gerçekleştirilmiştir.
- Bu tasarlanan polarizörün çalışma frekans aralığı 6-18 GHz'dir. Bu geniş bant aralığında başarılı bir şekilde doğrusal polarizasyonu doğrusal 45° polarizasyona çevirmektedir.
- Tasarlanan polarizör X bnt horn anten, Ku bant horn anten, katlı yama anten dizisi ve geniş bantlı ridged horn anten önüne yerleştirilerek çalışmalar gerçekleştirilmiştir.
- Tasarlanan polarizörün antenlerin S_{11} ve kazanç parametreleri üzerinde oldukça düşük bir etkisi söz konusudur.
- Tasarlanan bu polarizör sayesinde antenler doğrusal 45° polarizasyona sahip olmaktadır ve bu sayede hem yatay hem de düşey polarizasyondaki sinyalleri gönderip alabilirler.
- Hem düşey hem de yatay polarizasyonda sinyal alıp gönderebilen bu antenler çift polarizasyonlu anten olarak da kullanılabilirler.
- Tasarlanan polarizör ile birlikte kullanılan antenler diğer çift polarizasyonlu antenlerden farklı olarak tek bir port ile çift polarizasyon özelliğine sahip olmaktadır. Bu sayede diğer çift polarizeli antenlerde var olan karşılıklı etkileşim problemi tasarlanan antenlerde ortadan kalkmaktadır.
- Ayrıca diğer çift polarizasyonlu antenlerde yer alan ikinci konnektör antenlerin istenilen yakınlıkta yan yana dizilmelerine engel olmaktadır. Bu durum da bu antenlerin dizi uygulamaları için kullanışsız olmalarına neden

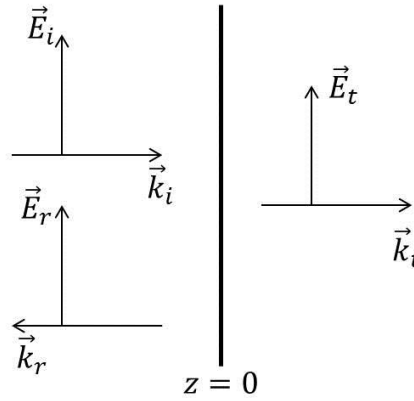
olmaktadır. Ancak tasarlanan polarizörün dizi anten uygulamalarında da başarılı bir şekilde çalıştığı gösterilmiştir.

- Tasarlanan bu polarizör aynı zamanda üretim kolaylığı, düşük ağırlık ve düşük maliyet gibi avantajlara da sahiptir.
- Bununla birlikte polarizörün kat sayısı, şeritlerin kalınlığı, şeritlerin periyodu, katlar arası mesafe gibi parametrelerinin hesaplanması için bir yapay sinir ağı yapısı oluşturularak optimizasyon yöntemleri kullanılarak çeşitli çalışmalar gelecekte gerçekleştirilebilir.

Metalik Izgaraların İletim Katsayısının Genel İfadesi

Bu bölümde metalik şeritlerin iletim katsayısının hesaplanmasının genel ifadesine yer verilmiştir. Metalik şeritlerden olan yansıma ve iletim durumları, temel olarak elektromanyetik teoride düzlemsel dalgaların yansıması konusu ile ilişkili olduğundan ilk olarak düzlemsel dalgaların yansıması konusu ile ilgili bilgiler verilerek daha sonra metalik şeritlerin iletim katsayısının genel ifadesi verilmiştir.

Düzlemsel dalgaların yansıması durumu Şekil A.1’de özetlendiği gibidir. Burada kayıpsız ortamlarının bulunduğu durum göz önüne alınmıştır.



Şekil A.1 Düzlemsel Dalgaların Yansıma Durumu

Elektrik alan ifadeleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\vec{E}_i = E_{i0} e^{-jk_i z} \vec{a}_x \quad (\text{A.1})$$

$$\vec{E}_r = E_{r0} e^{jk_r z} \vec{a}_x \quad (\text{A.2})$$

$$\vec{E}_t = E_{t0} e^{-jk_t z} \vec{a}_x \quad (\text{A.3})$$

Manyetik alan ifadeleri ise aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\vec{H} = \frac{\vec{a}_k x \vec{E}}{\tau} \quad (\text{A.4})$$

$$\vec{H}_i = \frac{E_{i0}}{\tau_0} e^{-jk_i z} \vec{a}_y \quad (\text{A.5})$$

$$\vec{H}_r = -\frac{E_{r0}}{\tau_0} e^{jk_r z} \vec{a}_y \quad (\text{A.6})$$

$$\vec{H}_t = \frac{E_{t0}}{\tau_2} e^{-jk_t z} \vec{a}_y \quad (\text{A.7})$$

Yansıma iletim katsayılarını hesaplayabilmek için sınırdaki sınır koşullarının uygulanması gerekmektedir. Bu sınır koşulları ise aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\vec{a}_{n2} x (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) \big|_{z=0} = 0 \quad (\text{A.8})$$

$$\vec{a}_{n2} x (\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \big|_{z=0} = 0 \quad (\text{A.9})$$

Yukarıdaki sınır koşulları kullanıldığında ise aşağıdaki eşitlikler elde edilmektedir.

$$(E_{i0} + E_{r0}) - E_{t0} = 0 \quad (\text{A.10})$$

$$\left(\frac{E_{i0} - E_{r0}}{\tau_0} \right) - \frac{E_{t0}}{\tau_2} = 0 \quad (\text{A.11})$$

Eşitlik (A.10)'dan E_{t0} çekilerek Eşitlik (A.11)'e yazıldığında aşağıdaki ifade elde edilmektedir.

$$E_{i0} - E_{r0} = \frac{\tau_0}{\tau_2} (E_{i0} + E_{r0}) \quad (\text{A.12})$$

Bu durumda yansıma katsayısı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\Gamma = \frac{E_{r0}}{E_{i0}} = \frac{1 - \frac{\tau_0}{\tau_2}}{1 + \frac{\tau_0}{\tau_2}} = \frac{\tau_2 - \tau_0}{\tau_2 + \tau_0} \quad (\text{A.13})$$

Eşitlik (A.10) ile Eşitlik (A.11) toplandığında ise aşağıdaki ifadeelde edilmektedir.

$$2E_{i0} = E_{t0} \left(1 + \frac{\tau_0}{\tau_2} \right) \quad (\text{A.14})$$

Eşitlik (A.15) kullanıldığında ise iletim katsayısı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$T = \frac{E_{t0}}{E_{i0}} = \frac{2}{1 + \frac{\tau_0}{\tau_2}} = \frac{2\tau_2}{\tau_2 + \tau_0} \quad (\text{A.15})$$

Şekil A.1’de gösterilen sınır metalik tellerden oluşan bir ızgara yapısı olarak da düşünülebilir. Metalik tellerin sonlu bir iletkenliği olacağı için yansıyan elektrik alan bileşeni gelen elektrik alan bileşeni cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\vec{E}_r = -\vec{e}\kappa(\vec{e}\vec{E}_i) \quad (\text{A.16})$$

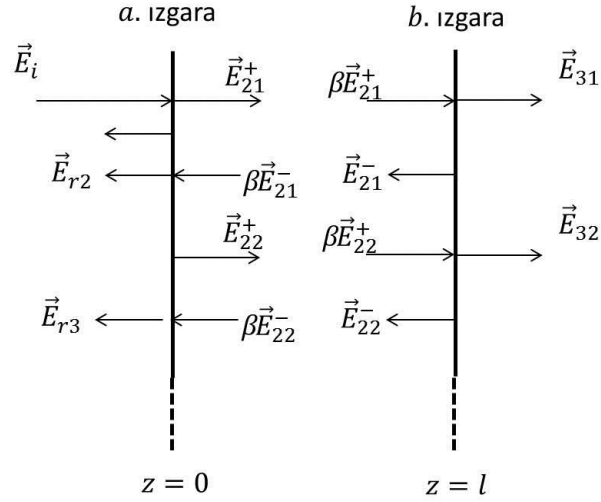
Burada, $\vec{e}$ ızgaradaki metalik tellerin doğrultusundaki birim vektörü, κ ise karmaşık orantılılık faktörü olarak tanımlanmaktadır. Bu faktör aşağıdaki gibi ifade edilmektedir ve mükemmel yansıma durumunda değeri 1’e eşit olmaktadır.

$$\kappa = \rho e^{j\delta} \quad (\text{A.17})$$

Bu durumda iletilen elektrik alan bileşeni ise aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\vec{E}_t = \vec{E}_i - \vec{e}\kappa(\vec{e}\vec{E}_i) \quad (\text{A.18})$$

Metalik tellerden oluşan iki ızgara yapısı ve bu iki ızgara arasında meydana gelen ardışık yansıma ve iletim durumları Şekil A.2’de gösterilmiştir.



Şekil A.2 İki Iızgaradan Oluşan Yapı

Eşitlik (A.16)'da ifade edilen $\vec{e}$ birim vektörü a. Iızgara için $\vec{a}$ birim vektörü olarak, b. Iızgara içinse $\vec{b}$ birim vektörü olarak ifade edilmektedir. Bu birim vektörleri ise ızgaradaki tellerin doğrultusundaki birim vektörleridir. Bu birim vektörleri kullanılarak aşağıdaki eşitlikler elde edilmektedir.

$$\beta = e^{-jkl} \quad (\text{A.19})$$

$$h = \cos \varphi_1 = \vec{a} \cdot \vec{a}_x \quad (\text{A.20})$$

$$n = \cos \varphi_2 = \vec{b} \cdot \vec{a}_x \quad (\text{A.21})$$

$$r = \cos(\varphi_2 - \varphi_1) = \vec{a} \cdot \vec{b} \quad (\text{A.22})$$

$$p = \sin \varphi_2 = \vec{b} \cdot \vec{a}_y \quad (\text{A.23})$$

Burada φ_1 ve φ_2 sırasıyla a. ve b. ızgaraların tellerinin pozitif x eksenine yaptıkları dar açığı ifade etmektedir.

Şekil A.2'den görüleceği üzere iletilen elektrik alan aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\vec{E}_t = \vec{E}_{31} + \vec{E}_{32} + \vec{E}_{33} + \dots \quad (\text{A.24})$$

$$\vec{E}_t = \vec{a}_x \beta - \vec{a} \left[\kappa h \beta - \sum_{q=1}^{\infty} \kappa^{2q} \beta^{2q-1} r^{2q-1} M \right] - \vec{b} \left[\sum_{q=1}^{\infty} \kappa^{2q-1} \beta^{2q-1} r^{2q-2} M \right] \quad (\text{A.25})$$

$$M = n - r \kappa h \quad (\text{A.26})$$

Gelen elektrik alanının yalnızca x bileşeni olduğu kabul edilirse iletilen elektrik alan aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\vec{E}_t = \beta - \kappa h^2 \beta + M(h \kappa^2 \beta^2 r - n) \sum_{q=1}^{\infty} \kappa^{2q-1} \beta^{2q-1} r^{2q-2} \quad (\text{A.27})$$

Geleneksel yöntem ile geometrik serilerin toplamı alınarak ve zaman faktörü eklenerek fazör formda bu elektrik alan aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\beta \frac{(1 - \kappa h^2)(1 - \kappa^2 \beta^2 r^2) + \kappa(n - r \kappa h)(h \kappa \beta^2 r - n)}{1 - \kappa^2 \beta^2 r^2} e^{j\omega t} \quad (\text{A.28})$$

Çok katlı ızgara yapısı için güç iletim katsayısı, bu elektrik alan ifadesinin zaman ortalama karesinin gelen elektrik alan ifadesinin zaman ortalama karesine bölümü ile elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} T &= \frac{\langle E_t^2 \rangle_{ort}}{\langle E_i^2 \rangle_{ort}} \\ &= \frac{A \cos 2kl + B \cos(2kl - \delta) + C \cos(2kl - 2\delta) + D \cos(2kl - 3\delta) + E}{1 + p^4 r^2 - 2p^2 r^2 \cos(2kl - 2\delta)} \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

$$A = -2nhp^4 r^3 \quad (\text{A.30})$$

$$B = 2p^3 rn(rn - h^3 + h^3 p^2 r^2) - 2nhp^3 r(n^2 + h^2 p^2 r^2 - 2nhpr \cos \delta) \quad (\text{A.31})$$

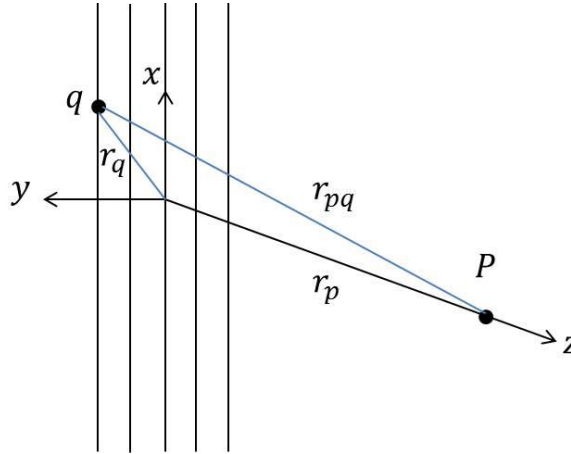
$$C = -2p^2 r^2(1 + h^4 p^2 - 2h^2 p \cos \delta) + 2p^2 rl(n + h^3 p^2 r - hn^2 p^2 r) \quad (\text{A.32})$$

$$D = -2p^3 r^2 h^2 \quad (\text{A.33})$$

$$\begin{aligned}
E = & (1 + p^4 r^4)(1 + h^4 p^2 - 2h^2 p \cos \delta) \\
& + 2nhp^2 r \cos 2\delta \\
& + 2p \cos \delta (h^2 p^4 r^4 - nh^3 p^2 r + nh^3 p^4 r^3 - n^2) \\
& + 2p^2 h (hn^2 - np^2 r^3 - h^3 p^4 r^4) \\
& + p^2 (n^2 + h^2 p^2 r^2)(n^2 + h^2 p^2 r^2 - 2nhpr \cos \delta)
\end{aligned} \tag{A.34}$$

Verilen katsayıların değerleri literatürde tablolardan elde edilebilmektedir. Ancak ρ ve δ değerleri gelen elektrik alanının teller üzerinde indüklediği akım kullanılarak hesaplanmalıdır.

Metalik tellerden oluşan bir ızgara üzerinde indüklenen bir akımın herhangi bir P noktasında oluşturduğu vektör manyetik alanı aşağıdaki gibi elde edilmektedir. Alanın oluştuğu nokta ile yük noktasının konumları Şekil A.3'te gösterilmiştir.



Şekil A.3 ızgara Üzerindeki Kaynak ve Alan Noktaları

Vektör manyetik potansiyeli aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$A_p = \frac{\mu_0}{4\pi} \int i_q \frac{e^{-jkr_{pq}}}{r_{pq}} dv_q \tag{A.35}$$

$$r_p = z\vec{a}_z, r_q = x\vec{a}_x + y\vec{a}_y \tag{A.36}$$

Eğer teller arasındaki mesafe d olarak ifade edilirse bu durumda y değeri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$y = nd \quad (\text{A.37})$$

$$A_{px} = \frac{\mu_0}{4\pi} J_{qx} \int \frac{e^{-jk(x^2+nd^2+z^2)^{\frac{1}{2}}}}{(x^2 + nd^2 + z^2)^{\frac{1}{2}}} dx_q \quad (\text{A.38})$$

İzgaradaki tel sayısının $2N$ sayısı ile sınırlı olduğu varsayıldığında vektör manyetik potansiyeli aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$A_{px} = \frac{\mu_0}{4\pi} J_{qx} \sum_{-N}^N \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-jk(x^2+nd^2+z^2)^{\frac{1}{2}}}}{(x^2 + nd^2 + z^2)^{\frac{1}{2}}} dx_q \quad (\text{A.39})$$

İntegral ifadesi de Henkel fonksiyonu olarak ifade edilirse vektör manyetik potansiyeli aşağıdaki gibi olacaktır.

$$A_{px} = \frac{\mu_0}{4\pi} J_{qx} \sum_{-N}^N \frac{\pi}{j} H_0^{(2)}[k(nd^2 + z^2)] \quad (\text{A.40})$$

İzgaradaki metalik tellerin sayısı sonsuza giderse bu durumda vektör manyetik potansiyeli aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$A_{px} = \frac{\mu_0}{4\pi} J_{qx} \frac{\pi}{j} \frac{2}{kd} e^{-jkz} \quad (\text{A.41})$$

Elektrik alan vektör manyetik potansiyeli cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\frac{1}{j\omega\mu_0\epsilon_0} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - j\omega\vec{A} \quad (\text{A.42})$$

Vektör manyetik potansiyelinin x 'e bağlı bir bileşni olmadığından diverjans ifadesi sıfır olacaktır. Bu durumda elektrik alan aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$E_{px} = -j\omega A_{px} = -\frac{\omega\mu_0\lambda}{4\pi d} J_x e^{-jkz} \quad (\text{A.43})$$

İzgaraya gelen alan ifadesi ise aşağıdaki gibidir.

$$\vec{E}_{inc} = e^{-jkz} \vec{a}_x \quad (A.44)$$

$$E_{px} = -\kappa E_{xinc} = -\kappa e^{-jkz} \quad (A.45)$$

Bu durumda κ parametresi aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$-\kappa e^{-jkz} = -\tau \frac{J_x}{2d} e^{-jkz} \quad (A.46)$$

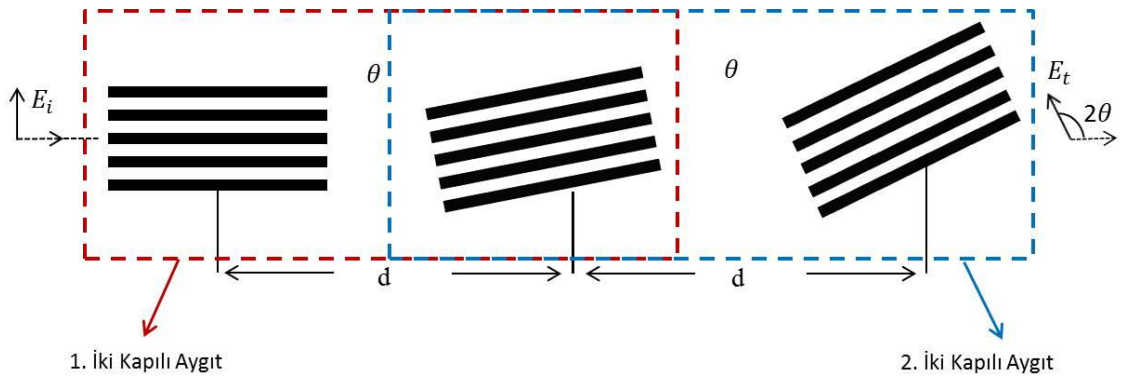
$$\kappa = \tau \frac{J_x}{2d} \quad (A.47)$$

Hesaplanan güç iletim katsayısı ızgaralardan oluşan bir filtre yapısı için daha önemli olmaktadır ve ızgaralardan oluşan filtre tasarımlarında dikkate alınmaktadır.

Çok Katlı Polarizörlerin ABCD Matrisi Kullanılarak İletim Katsayılarının Hesaplanması

Bu bölümde çok katlı polarizörlerin, ABCD matrisi kullanılarak iletim katsayısının hesaplanmasından bahsedilmiştir. Bu hesaplamada ABCD matrislerinin matris çarpımı özelliği kullanılarak çok katlı polarizörün ABCD matrisi elde edilmiştir. Ardından ABCD parametrelerinden S parametrelerine dönüşüm formülleri kullanılarak çok katlı polarizörün iletim katsayısı hesaplanmıştır.

Örnek bir çok katlı polarizör yapısı Şekil B.1’de gösterilmektedir.



Şekil B.1 Çok Katlı Polarizör

Şekil B.1’den görüldüğü üzere çok katlı bu polarizör ortadaki katı ortak olarak kullanan iki adet iki portlu aygıtı bölünmektedir. Bu çok katlı polarizörün ABCD matrisi de bu iki adet iki kapılı aygıtın ABCD matrislerinin çarpımı olacaktır. Bu durum aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \quad (B.1)$$

Bu durumda çok katlı polarizörün ABCD matrisinin matris elemanları aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$A = A_1 A_2 + B_1 C_2 \quad (\text{B.2})$$

$$B = A_1 B_1 + B_1 D_2 \quad (\text{B.3})$$

$$C = C_1 A_2 + D_1 C_2 \quad (\text{B.4})$$

$$D = C_1 B_2 + D_1 D_2 \quad (\text{B.5})$$

Çok katlı polarizörün katları arasındaki θ açıları birbirine eşit olduğu için iki portlu aygıtların ABCD parametreleri de birbirine eşit olacaktır. Bu iki portlu aygıtların ABCD matris bileşenleri ise Bölüm 4'teki Eşitlik (4.4), (4.5) ve (4.6)'da verildiği gibidir. Bu durum aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$A_1 = A_2 = D_1 = D_2 = \frac{\cos \phi}{\cos \theta} \quad (\text{B.6})$$

$$B_1 = B_2 = j \frac{\sin \phi}{\cos \theta} \quad (\text{B.7})$$

$$C_1 = C_2 = j \frac{(\cos^2 \theta - \cos^2 \phi)}{\sin \phi \cos \theta} \quad (\text{B.8})$$

Bu durumda çok katlı polarizörün matris parametreleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$A = A_1^2 + B_1 C_1 \quad (\text{B.9})$$

$$B = A_1 B_1 + B_1 D_1 \quad (\text{B.10})$$

$$C = C_1 A_1 + D_1 C_1 \quad (\text{B.11})$$

$$D = C_1 B_1 + D_1^2 \quad (\text{B.12})$$

$$A = \frac{\cos^2 \phi}{\cos^2 \theta} + \left[\left(j \frac{\sin \phi}{\cos \theta} \right) \cdot \left(j \frac{\cos^2 \theta - \cos^2 \phi}{\sin \phi \cos \theta} \right) \right]$$

$$= \frac{2 \sin \phi \cos^2 \phi - \sin \phi \cos^2 \phi}{\sin \phi \cos \theta} \quad (\text{B.13})$$

$$B = 2 \frac{\cos \phi}{\cos \theta} \cdot \left(j \frac{\sin \phi}{\cos \theta} \right) = 2j \frac{\cos \phi \sin \phi}{\cos^2 \theta} \quad (\text{B.14})$$

$$C = 2 \frac{\cos \phi}{\cos \theta} \left(j \frac{\cos^2 \theta - \cos^2 \phi}{\sin \phi \cos \theta} \right) = 2j \frac{\cos \phi \cos^2 \theta - \cos^3 \phi}{\sin \phi \cos^2 \theta} \quad (\text{B.15})$$

$$D = A = \frac{2 \sin \phi \cos^2 \phi - \sin \phi \cos^2 \phi}{\sin \phi \cos \theta} \quad (\text{B.16})$$

ABCD parametrelerinden S parametrelerine dönüşüm formüllerinden bilindiği üzere S_{21} parametresi aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (\text{B.17})$$

Çok katlı polarizörlerdeki iletim katsayısı S parametrelerindeki S_{21} parametresine eşdeğer olmaktadır. Bu durumda çok katlı polarizörün iletim parametresi aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$t = \frac{2}{A + B + C + D} \quad (\text{B.18})$$

Bu şekilde iletim parametresi aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$t = \frac{1}{\frac{2 \sin \phi \cos^2 \phi - \sin \phi \cos^2 \phi}{\sin \phi \cos \theta} + j \frac{\cos \phi \sin \phi}{\cos^2 \theta} + \frac{\cos \phi \cos^2 \theta - \cos^3 \phi}{\sin \phi \cos^2 \theta}} \quad (\text{B.19})$$

$$t = \frac{\sin \phi \cos^2 \theta}{\sin \phi (2 \cos^2 \phi - \cos^2 \theta) + j \cos \phi (\sin^2 \phi + \cos^2 \theta - \cos^2 \phi)} \quad (\text{B.20})$$

Çok katlı polarizörlerin bu şekilde hesaplanılan iletim katsayısından ziyade Bölüm 4'te detayları verilen $|r_{\perp}|$ ve $|t_{\parallel}|$ katsayılarının hesabı daha önemli olmaktadır. Çünkü bir polarizörün başarısını ve ne derece kaliteli olduğunu $|r_{\perp}|$ ve $|t_{\parallel}|$ katsayıları belirlemektedir. Bu katsayıların hesaplamaları da Bölüm 4'te detaylı olarak verilmiştir.

- [1] T. Larsen, "A survey of the theory of wire grids," IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 10, no. 3, pp. 191-201, 1962.
- [2] J. J. Thomson, "Recent researches on electricity and magnetism," Oxford University Press, England pp. 425-428, 1893.
- [3] H. Lamb, "On the diffraction in the transmission of electric waves by a metallic grating," Proc. London Math. Soc., vol. 29, pp. 523-544, 1898.
- [4] G. G. MacFarlane, "Surface impedance of an infinite parallel wire grid at oblique angles of incidence," , Journal of the Institution of Electrical Engineers, vol. 93, pp. 1523-1527, 1946.
- [5] H. G. Booker, "The elements of wave propagation using the impedance concept," Journal of the Institution of Electrical Engineers, vol. 94, no. 81, pp. 171-202, 1947.
- [6] J. W. Miles, "The diffraction of a plane wave through a grating," Quarterly of Applied Mathematics, vol. 7, no. 1, pp. 45-64, 1949.
- [7] J. Shmoys, "Diffraction of electromagnetic waves by a plane wire gratings," Journal of the Optical Society of America, vol. 41, no. 5, pp. 324-328, 1951.
- [8] N. Marcuvitz, "Waveguide handbook," Dover Publication, New York, USA, 1965.
- [9] E. A. Lewis, J. Casey, "Electromagnetic reflection and transmission by gratings of resistive wires," Journal of Applied Physics, vol. 23, no. 6, pp. 605-608, 1952.
- [10] J. R. Wait, "Reflection at arbitrary incidence from a parallel wire grid," Appl. Sci. Research, vol. B4, pp. 393-400, 1955.
- [11] O. J. Snow, "Transmission characteristics of inclined wire gratings," IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-4, pp. 650-654, 1956.
- [12] R. J. Primich, "Some electromagnetic transmission and reflection properties of a strip grating," IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-5, pp. 176-182, 1957.
- [13] E. B. Hansen, "The diffraction of a plane wave through two or more slits in a plane screen," Appl. Sci. Research, vol. B8, pp. 73-83, 1959.
- [14] K. Sermak, "Scattering of a plane monochromatic wave by a system of strips," Appl. Sci. Research, vol. B8, pp. 13-28, 1959.
- [15] K. Sermak, "Transmission coefficient for a system of parallel slits in a thin plane screen," Appl. Sci. Research, vol. B8, pp. 29-34, 1959.
- [16] J. Wait, "Effective impedance of a wire grid parallel to the earth's surface," IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 10, no. 5, pp. 538-542, 1962.

- [17] J. H. Rihmond, "Scattering by an arbitrary array of parallel wires," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, no. 4, pp. 408-412, 1965.
- [18] W. Franz, "The transmission of electric waves through pairs of parallel wire grids," Z. Angew. Physics, vol. 1, pp. 416-423, 1949.
- [19] E. A. Lewis, J. Casey, "Metal grid interference filter," Journal of the Optical Society of America, vol. 41, no. 5, p. 360, 1951.
- [20] W. E. Groves, "Transmission of electromagnetic waves through pairs of parallel wire grids," Journal of Applied Physics, vol. 24, no. 7, pp. 845-854, 1953.
- [21] G. Trentini, "Maximum transmission of electromagnetic waves by a pair of wire gratings," Journal of the Optical Society of America, vol. 45, no. 10, p. 833-885, 1955.
- [22] N. Hill, S. Cornbleet, "Microwave transmission through a series of inclined gratings," Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 120, no. 4, pp. 407-412, 1973.
- [23] A. A. M. Saleh, "An adjustable quasi-optical bandpass filter part-I: theory and design formulas," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 22, no. 7, pp. 728-734, 1974.
- [24] A. A. M. Saleh, "An adjustable quasi-optical bandpass filter part-II: practical considerations," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 22, no. 7, pp. 734-739, 1974.
- [25] L. Young, L. A. Robinson, C. A. Hacking, "Meander line polarizer," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 21, no. 3, pp. 376-378, 1973.
- [26] C. Terret, J. R. Levrel, C. K. Mahdjoubi, "Susceptance computation of a meanderline polarizer layer," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-32, no. 9, pp. 1007-1011, 1984.
- [27] R. Chu, K. Lee, "Analytical model of a multilayered meander line polarizer plate with normal and oblique plane wave incidence," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-35, no. 6, pp. 652-661, 1987.
- [28] A. Bhattacharyya, T. Chwalek, "Investigation of meander line polarizers," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, USA, 1992, pp. 892-895.
- [29] A. Bhattacharyya, T. Chwalek, "Analysis of multilayered meander line polarizer," International Journal of Microwave and Millimeter Wave Computer Aided Engineering, vol. 7, no. 6, pp. 442-454, 1998.
- [30] E. Arnaud, vs., "Global design of an ebg antenna and meander line polarizer for circular polarization," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter, vol. 9, pp. 215-218, 2010.
- [31] M. A. Joyal, J. J. Laurin, "Analysis and design of thin circular polarizers based on meander lines," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 6, pp. 3007-3011, 2012.

- [32] P. Fei, vs., "A single layer circular polarizer based on hybrid meander line and loop configuration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 10, pp. 4609-4614, 2015.
- [33] M. A. Joyal, vs., "A meander line circular polarizer optimized for oblique incidence," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 12, pp. 5391-5398, 2015.
- [34] R. V. Gatti, R. Rossi, "A novel meander line polarizer modeling procedure and broadband equivalent circuit," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 11, pp. 6179-6184, 2017.
- [35] C. Molero, vs., "Equivalent circuit approach for practical applications of meander line gratings," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, vol. 16, pp. 3088-3091, 2017.
- [36] J. N. Volakis, "Antenna engineering handbook," 4th edition, McGraw-Hill, New York, USA, 2007.
- [37] R. S. Elliott, "Antenna theory and design," John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 2003.
- [38] C. A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design," 3rd edition, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 2005.
- [39] T. A. Miligan, "Modern antenna design," John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 2005.
- [40] A. F. Stevenson, "Relations between the transmitting and receiving properties of antennas," *Q. Appl. Math.*, pp. 369-384, 1948.
- [41] D. K. Cheng, "Field and wave electromagnetics," 2nd edition, Addison Wesley, Boston, USA, 1989.
- [42] J. D. Kraus, "Antennas," 2nd edition, McGraw-Hill, New York, USA, 1988.
- [43] J. A. Kong, "Electromagnetic wave theory," John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 1990.
- [44] S. Silver, "Microwave antenna theory and design," McGraw-Hill, New York, USA, 1949.
- [45] W. L. Stutzman, G. A. Thiele "Antenna theory and design," 2nd edition, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 1998.
- [46] R. W. P. King, "The theory of linear antennas," Harvard University Press, Cambridge, USA, 1956.
- [47] Y. T. Lo, S. W. Lee, "Antenna handbook," Van Nostrand Reinhold, New York, USA, 1993.
- [48] R. E. Collin, F. J. Zucker, "Antenna theory," Part I, McGraw-Hill, New York, USA, 1969.
- [49] R. S. Elliott, "Electromagnetics," McGraw-Hill, New York, USA, 1966.
- [50] S. A. Schelkunoff, H. Friis, "Antenna theory and practise," John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 1952.

- [51] R. F. Harrington, "Time harmonic electromagnetic fields," McGraw-Hill, New York, USA, 1961.
- [52] K. Fujimoto, J. R. James, "Mobile antenna systems handbook," 2nd edition, Artech House, Boston, USA, 2001.
- [53] C. T. Tai, C. S. Pereira, "An approximate formula for calculating the directivity of an antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-24, no. 2, pp. 235-236, 1976.
- [54] D. M. Pozar, "Directivity of omnidirectional antennas," IEEE Antennas Propagation Mag., vol. 35, no. 5, pp. 50-51, 1993.
- [55] C. A. Balanis, "Advance engineering electromagnetics," John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 1989.
- [56] G. A. Deschamps, "Part-II Geometrical presentation of the polarization of a plane electromagnetic wave," Proc. IRE, vol. 39, pp. 540-544, 1951.
- [57] A. C. Ludwig, "The definition of cross polarization," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-21, no. 1, pp. 116-119, 1973.
- [58] E. F. Bolinder, "Geometrical analysis of partially polarized electromagnetic waves," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-15, no. 1, pp. 37-40, 1967.
- [59] G. A. Deschamps, P. E. Mast, "Poincare sphere representation of partially polarized fields," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-21, no. 4, pp. 474-478, 1973.
- [60] G. Sinclair, "The transmission and reflection of elliptically polarized waves," Proc. IRE, vol. 38, pp. 148-151, 1950.
- [61] C. A. Balanis, "Antenna theory: a review," Proc. IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 7-23, 1992.
- [62] R. E. Collin, "Antennas and radiowave propagation," McGraw-Hill, New York, USA, 1985.
- [63] R. C. Hansen, "Relationship between antennas as scatterers and as radiators," Proc. IEEE, vol. 77, no. 5, pp. 659-662, 1989.
- [64] G. A. Deschamps, "Microstrip microwave antenna," 3rd USAF Symposium on Antennas, pp. 18-22, 1953.
- [65] J. Q. Howell, "Microstrip antennas," IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp. 177-180, 1972.
- [66] R. E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-22, no. 1, pp. 74-78, 1974.
- [67] I. J. Bahl, P. Bharnia, "Microstrip antennas," Artech House, Boston, USA, 1980.
- [68] J. R. James, P. S. Hall, "Handbook of microstrip antennas," Peter Peregrinus, London, UK, 1989.

- [69] D. M. Pozar, D. H. Schaubert, "The analysis and design of microstrip antennas and arrays," IEEE Press, New York, USA, 1996.
- [70] R. A. Sainati, "CAD of microstrip antennas for wireless applications," Artech House, Boston, USA, 1996.
- [71] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," Proc. IEEE, vol. 80, pp. 79-91, 1992.
- [72] J. X. Zheng, D. C. Chang, "End correction network of a coaxial probe for microstrip patch antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-39, pp. 115-118, 1991.
- [73] J. P. Damiano, A. Papiernik, "Survey of analytical and numerical models for probe fed microstrip antennas," IEE Proc. Microwave Ant. Propagat., vol. 141, pp. 15-22, 1994.
- [74] P. S. Hall, "Probe compensation in thick microstrip patches," Electronic Letters, vol. 23, pp. 606-607, 1987.
- [75] G. A. E. Vandenbosh, A. R. Capelle, "Study of the capacitively fed microstrip antenna element," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-42, pp. 1648-1652, 1994.
- [76] D. M. Pozar, B. Kaufmann "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling," Electronic Letters, vol. 23, pp. 368-369, 1987.
- [77] D. M. Pozar, "A microstrip antenna aperture coupled to a microstrip line," Electronic Letters, vol. 21, pp. 49-50, 1985.
- [78] P. L. Sullivan, D. H. Schaubert, "Analysis of an aperture coupled microstrip antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-34, pp. 977-984, 1986.
- [79] G. Granau, I. Wolff, "Aperture coupling of a rectangular microstrip resonator," Electronic Letters, vol. 22, pp. 554-556, 1986.
- [80] W. Menzel, W. Grabherr, "A microstrip patch antenna with coplanar line feed," IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol. 1, pp. 340-342, 1991.
- [81] R. Smith, J. T. Williams vs., "Coplanar waveguide feed for microstrip patch antennas," Electronic Letters, vol. 28, pp. 2272-2274, 1992.
- [82] L. J. Van der Pauw, "The radiation of electromagnetic power by microstrip configurations," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-25, pp. 719-725, 1977.
- [83] L. Lewin, "Spurious radiation from microstrip," Proc. IEE, vol. 125, pp. 633-642, 1978.
- [84] G. P. Gauthier, A. Courtay, G. M. Rebeiz, "Microstrip antennas on synthesized low dielectric constant substrates," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-45, pp. 1310-1314, 1997.
- [85] M. D. Deshpande, M. C. Bailey, "Input impedance of microstrip antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-30, no. 4, pp. 645-650, 1982.

- [86] D. R. Jackson, N. G. Alexopoulos, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, pp. 976-987, 1985.
- [87] W. L. Langston, D. R. Jackson, "Impedance, axial ratio and receive power bandwidths of microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 2769-2773, 2004.
- [88] D. R. Jackson, N. G. Alexopoulos, "Simple approximate formulas for input resistance, bandwidth and efficiency of a resonant rectangular patch," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no.3, pp. 407-410, 1991.
- [89] K. F. Lee, vs., "Advances in microstrip and printed antennas," John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 1997.
- [90] R. Garg, vs., "Microstrip antenna design handbook," Artech House, Boston, USA, 2001.
- [91] R. B. Waterhouse, "Microstrip patch antennas: a designer's guide," Kluwer Academic Publishers, Norwell, USA, 2003.
- [92] R. Bancroft, "Microstrip and printed antenna design," Noble Publisers, Atalanta, USA, 2004.
- [93] J. Huang, "Circularly polarized conical patterns from circular microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-32, pp. 991-994, 1984.
- [94] L. C. Shen, "The elliptical microstrip antenna with circularly polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-29, pp. 90-94, 1981.
- [95] S. A. Long, "An experimental study of the circularly polarized elliptical printed circuit antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-29, pp. 95-99, 1981.
- [96] C. Wood, P. S. Hall, J. R. James "Design of wideband circularly polarized microstrip antennas and arrays," *Int. Conf. on Antennas and Propagation*, pp. 312-316, 1976.
- [97] R. J. Mailloux, "Phased array antenna handbook," Artech House, Boston, USA, 1994.
- [98] R. C. Hansen, "Phased array antennas," John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 1998.
- [99] T. Metzler, "Microstrip series arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-29, pp. 174-178, 1981.
- [100] D. M. Pozar, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-30, pp. 1191-1196, 1982.
- [101] P. S. Hall, C. M. Hall, "Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design," *IEE Proc.* vol. 135, pp. 180-186, 1988.

- [102] J. Ashkenazy, P. Perlmutter, D. Treves, "A modular approach for design of microstrip array antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, pp. 190-193, 1983.
- [103] J. R. James, P. S. Hall, "Microstrip antennas and array part 2: new array design technique," *IEE Proc. Microwaves Optics and Acoustics*, vol. 1, pp. 175-181, 1977.
- [104] D. M. Pozar, D. H. Schaubert, "Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-32, pp. 602-610, 1984.
- [105] D. M. Pozar, D. H. Schaubert, "Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-32, pp. 1101-1107, 1984.
- [106] D. M. Pozar "Finite phased arrays of rectangular microstrip antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, no.5, pp. 658-665, 1986.
- [107] C. C. Lui, A. Hessel, J. Shmos "Performance of probe fed rectangular patch microstrip element phased arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-36, no.11, pp. 1501-1509, 1988.
- [108] K. Malkomes "Mutual coupling between microstrip patch antennas," *Electronic Letters*, vol. 18, no. 122, pp. 520-522, 1982.
- [109] B. B. Jones, F. V. M. Chow, A. W. Seeto, "The synthesis of shaped patterns with series feed microstrip patch arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-30, no.6, pp. 1206-1212, 1982.
- [110] R. L. Chen, vs., "Scan impedance of rsw microstrip antennas in a finite array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 1098-1104, 2005.
- [111] E. De Lera, E. Garcia "Mutual coupling edge effect approxiamation for phased array antennas," *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, pp. 149-152, 2007.
- [112] G. Kumar, K. P. Ray, "Broadband microstrip antennas," Artech House, Boston, USA, 2003.
- [113] K. L. Wong, "Compact and broadband microstrip antennas," John Wiley & Sons, New York, USA, 2002.
- [114] D. S. Hernandez, I. D. Robertson, "A survey of broadband microstrip patch antennas," *Microwave Journal*, vol. AP-37, pp. 60-84, 1996.
- [115] F. L. Zang, vs., "A method for designing broadband microstrip antennas in multilayered planar structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 9, pp. 1416-1420, 1999.
- [116] S. Weigand, vs., "Analysis and desgin of broadband single layer rectangular u slot microstrip patch antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 3, pp. 457-468, 2003.

- [117] S. K. Sharma, M. Rathan, "Analysis of broadbanding and minimization techniques for square patch antenna," IETE Journal of Research Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 2, pp. 88-93, 2010.
- [118] A. Handerson, J. R. James, C. M. Hall, "Bandwidth extension techniques in printed conformal antennas," Military Microwaves, vol. MM-86, pp. 329-334, 1986.
- [119] H. F. Pues, A. R. Van de Capalle, "An impedance matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-37, no. 11, pp. 1345-1354, 1989.
- [120] S. Sabban, "A new broadband stacked two layer microstrip antenna," IEEE Antennas and Propagation Symp. Dig., pp. 1108-1111, 1983.
- [121] Q. R. Lee, vs., "Characteristic of a two layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna," Electronic Letters, vol. 23, pp. 1070-1072, 1987.
- [122] K. Sürmeli, B. Türetken, " U-slot stacked patch antenna using high and low dielectric constant material combinations in s band," XXXth URSI General Assembly and Sci. Symp., 2011.
- [123] K. Sürmeli, vs., " A compact design of a wideband three layer u slot stacked patch antenna," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 57, no.3, 2015.
- [124] R. B. Waterhouse, "Design of probe fed stacked patches," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-47, no. 12, pp. 1780-1784, 1999.
- [125] S. D. Targonski, R. B. Waterhouse, D. M. Pozar, "Design of wide band aperture stacked patch microstrip antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-46, no. 9, pp. 1245-1251, 1999.
- [126] A. W. Love, vs., "Electromagnetic horn antennas," IEEE Press, New York, USA, 1976.
- [127] P. M. Russo, vs., "A method of computing E plane patterns of horn antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-13, no. 2, pp. 219-224, 1965.
- [128] T. S. Chu, R. A. Semplak, "Gain of electromagnetic horns," Bell Syst. Tech. J., vol. 44, pp. 527-537, 1965
- [129] E. V. Jull, "Errors in the predicted gain of pyramidal horns," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-21, no. 1, pp. 25-31, 1973.
- [130] S. B. Cohn, "Flare angle changes in a horn as means of pattern control," Microwave J., vol. 13, pp. 41-46, 1970.
- [131] A. Bhattacharyya, G. Goyette, "A novel horn radiator with high aperture efficiency and low cross polarization and applications in arrays and multibeam reflector antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, pp. 2850-2859, 2004.
- [132] N. Amitay, M. J. Ganj, "Design of rectangular horn arrays with oversized aperture elements," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-29, pp. 871-884, 1981.

- [133] V. H. Rumsey, "Horn antennas with uniform power patterns around their axes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-14, pp. 656-658, 1966.
- [134] E. V. Jull, "Finite range gain of sectoral and pyramidal horns," *Electronic Letters*, vol. 6, pp. 680-681, 1970.
- [135] E. V. Jull, "On the behavior of electromagnetic horns," *IEEE Proc.*, vol. 56, pp. 106-108, 1968.
- [136] E. H. Braun, "Gain of electromagnetic horns," *Proceedings of IRE*, vol. 41, pp. 109-115, 1953.
- [137] E. I. Muehldorf, "The phase center of horn antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-18, no. 6, pp. 753-760, 1970.
- [138] A. D. Olver, vs., "Microwave horns and feeds," *IEEE Press*, New York, USA, 1994.
- [139] G. Kumar, K. P. Ray, "Antenna engineering using physical optic," *Artech House*, Boston, USA, 1996.
- [140] P. D. Potter, "A new horn antenna with suppressed sidelobes and equal beamwidths," *Microwaves*, vol. 6, pp. 71-78, 1963.
- [141] M. J. Maybell, P. S. Simon, "Pyramidal horn gain calculation with improved accuracy," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 7, pp. 884-889, 1993.
- [142] W. M. Truman, C. A. Balanis, "Optimum design of horn feeds for reflector antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-22, no. 4, pp. 585-586, 1974.
- [143] M. Teichman, "Precision phase center measurements of horn antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-18, no. 5, pp. 689-690, 1970.
- [144] Y. Y. Hu, "A method of determining phase centers and its applications to electromagnetic horns," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 271, pp. 31-39, 1961.
- [145] E. V. Jull, "Gain of an E plane sectoral horn- a failure of the kirchoff theory and a new proposal," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 22, no. 2, pp. 221-226, 1974.
- [146] E. H. Braun, "Some data for the design of electromagnetic horns," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-4, no. 1, pp. 29-31, 1956.
- [147] Y. S. Yu, R. C. Rudduck, L. Peters, "Comprehensive analysis for E plane of horn antenna by edge diffraction theory," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-14, no. 2, pp. 138-149, 1966.
- [148] K. Lui, vs., "Analysis of pyramidal horn antenna using moment method," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 10, pp. 1379-1389, 1993.

- [149] P. A. Tirkas, "Finite difference time domain for aperture antenna radiation," PhD Dissertation, Dept. of Electrical Engineering, Arizona State University, 1993.
- [150] M. A. K. Hamid, "Diffraction by a conical horn," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-16, no. 5, pp. 520-528, 1966.
- [151] M. S. Narasimhan, M. S. Shehadri, "GTD analysis of the radiation patterns of conical horns," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-26, no. 6, pp. 774-778, 1978.
- [152] M. G. Schorr, F. J. Beck, "Electromagnetic field of a conical horn," J. Appl. Phys., vol. 21, pp. 795-801, 1950.
- [153] A. P. King, "The Radiation Characteristics of conical horn antennas," Proc. IRE, vol. 38, pp. 249-251, 1950.
- [154] G. L. James, "Radiation properties of 90° conical horns," Electronic Letters, vol. 13, no. 10, pp. 293-294, 1977.
- [155] C. A. Mentzer, L. Peters, "Properties of cutoff corrugated surfaces for corrugated horn design," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-22, no. 2, pp. 191-196, 1974.
- [156] C. A. Mentzer, L. Peters, "Pattern analysis of corrugated horn antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-24, no. 3, pp. 304-309, 1976.
- [157] B. M. Thomas, vs., "Design of wide band corrugated conical horns for cassagrain antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-34, no. 6, pp. 750-757, 1986.
- [158] B. M. Thomas, "Design of corrugated conical horns," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-26, no. 2, pp. 367-372, 1978.
- [159] B. M. Thomas, K. J. Greene, "A curved aperture corrugated horn having very low cross polar performance," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-30, no. 6, pp. 1068-1072, 1982.
- [160] J. K. M. Jansen, M. E. J. Jeuken, "Surface waves in corrugated conical horn," Electronic Letters, vol. 8, pp. 342-344, 1972.
- [161] T. S. Chu, W. E. Legg, "Gain of corrugated conical horn," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-30, no. 4, pp. 698-703, 1982.
- [162] R. Baldwin, P. A. McInnes, "A rectangular corrugated feed horn," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-23, pp. 814-817, 1975.
- [163] A. R. Mallahzadeh, A. Imani, "Double ridged antenna for wideband applications," Prog. in Electro. Research, PIER 91, pp. 273-285, 2009.
- [164] S. B. Cohn, "Properties of ridge waveguide," Proceeding of IRE, vol. 35, no.8, pp. 783-788, 1947.
- [165] K. L. Walton, V. C. Sundberg, "Broadband ridged horn design," Microwave Journal, pp. 96-101, 1964.

- [166] C. Bruns, P. Leuchtmann, R. Vahldieck, "Analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband double ridge horn antenna," IEEE Transactions Electromagnetic Compability, vol. 45, pp. 55-60, 2003.
- [167] V. Venkatesan, K. T. Selvan, "Rigorous gain measurement on wide band ridge horn," IEEE Transactions Electromagnetic Compability, vol. 48, pp. 592-594, 2006.
- [168] Tenigeer, vs., "Design of a novel broadband emc double ridged guide horn antenna," Prog. in Electro. Research C, vol. 39, pp. 225-236, 2013.
- [169] M. A. Azimi, vs., "Design and optimization of a new 1-18 GHz double ridged guide horn antenna," J. Electromagn. Waves Appl., vol. 21, no. 4, pp. 501-516, 2007.
- [170] B. Jacobs, J. W. Odendaal, J. Joubert, "The effect of manufacturing and assembling tolerances on the performance of double ridged horn antennas," J. Electromagn. Waves Appl., vol. 24, no. 10, pp. 1279-1290, 2010.
- [171] A. R. Mallahzadeh, A. Imani, " Modified double ridged antenna for 2-18 GHz," ACES Journal, vol. 25, no. 2, 2010.
- [172] C. Wang, vs., "Ridged horn antenna with adjustable metallic grid sidewalls and cross shaped back cavity," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 1221-1225, 2016.
- [173] Y. Liu, S. Gong, "Design of a compact broadband double ridged horn antenna," J. of Electromagn. Waves and Appl., vol. 24, pp. 765-774, 2010.
- [174] B. Panzner, A. Jostingmeier, A. Omar, "A compact double ridged horn antenna for ground penetrating radar applications", 18th Int. Conf. On Micro. Radar and Wireless Comm., 2010.
- [175] B. Jacobs, J. W. Odendaal, J. Joubert, "An improved design for a 1-18 GHz double ridged guide horn antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no.9, pp. 4110-4118, 2012.
- [176] J. L. Kerr, "Short axial length broadband horns," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-21, no.5, pp. 710-714, 1973.
- [177] I. Singh, V. S. Tripathi, "Micro strip patch antenna and its application: a survey," Int. Journal of Computer Tech. And Appl., vol. 2, no. 5, pp. 1595-1599, 2011.

Tezden Üretilmiş Yayınlar

İletişim Bilgisi: korray87@gmail.com

Makaleler

1. Koray Surmeli, Ahmet Kizilay, "Design of slant polariser for directional antennas and antenna arrays," IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 13, no. 10, pp. 1546-1553, 2019. DOI: 10.1049/iet-map.2018.5466

Ödüller

1. Yıldız Teknik Üniversitesi 2008-2009 Akademik Yılı Üniversite İkinciliği Mezuniyet Derecesi
2. Yıldız Teknik Üniversitesi 2008-2009 Akademik Yılı Fakülte Birinciliği Mezuniyet Derecesi
3. Yıldız Teknik Üniversitesi 2008-2009 Akademik Yılı bölüm Birinciliği Mezuniyet Derecesi