

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÇOKLU NESNELİ ANALİTİK REGÜLARİZASYON METODU
GELİŞTİRİLEREK ÇOK GENİŞ BANTLI YANSITICI ANTEN
TASARIMI

AHMET KENAN KESKİN

DOKTORA TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI
HABERLEŞME PROGRAMI

DANIŞMAN
PROF. DR. AHMET SERDAR TÜRK

İSTANBUL, 2017

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÇOKLU NESNELİ ANALİTİK REGÜLARİZASYON METODU
GELİŞTİRİLEREK ÇOK GENİŞ BANTLI YANSITICI ANTEN
TASARIMI**

Ahmet Kenan KESKİN tarafından hazırlanan tez çalışması 20/12/2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

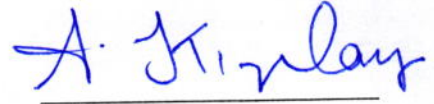
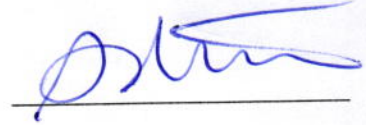
Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ahmet KIZILAY
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Sedef KENT
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. M. Tayfun GÜNEL
İstanbul Teknik Üniversitesi



ÖNSÖZ

Saygı değer danışmanım Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK'e, derin bilgisini ve bilgeliğini her zaman paylaştığı ve ayrıca bana birçok projede kendisiyle beraber çalışma fırsatı sağladığı için en içten teşekkürlerimi sunarım. Kendisinin yönlendirmesi ve sürekli desteği olmasaydı bu tez mümkün olmazdı.

Ayrıca arkadaşım Alper Çalışkan'a bana CST Microwave Studio benzetim programı desteği sağladığı ve ölçümlerde yardım ettiği için teşekkür ediyorum. Son ölçümlerim sırasında yardımları için Profen Grubun'dan Mustafa Tekin ve Rızkî Tekay'a da minnettarım.

Sonuncusu ama en önemlisi, annem Havva Keskin'e ve aileme hayatım boyunca beni destekledikleri ve bana tükenmek bilmeyen sevgilerini her zaman sundukları için teşekkür ediyorum. Bu tezi aileme adıyorum.

Kasım, 2017

Ahmet Kenan KESKİN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vi
KISALTMA LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ.....	viii
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT.....	xiv
BÖLÜM 1	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti.....	1
1.1.1 Çok Geniş Banta Genel Bakış	1
1.1.2 ÇGB Antenler	2
1.1.3 Yansıtıcı Anten Yapıları	5
1.1.4 Analitik Regülerizasyon Metodu.....	7
1.2 Tezin Amacı.....	7
1.3 Hipotez.....	8
BÖLÜM 2	
TEORİK ALTYAPI.....	9
2.1 Eksenel Olarak Yer Değiştirmiş Eliptik Yansıtıcı Anten	9
2.1.1 Milimetrik Dalga EYE Çift Yansıtıcılı Anten Tasarımı.....	11
2.2 2B Analitik Regülerizasyon Metodu	18
2.2.1 İki Boyutlu Dirichlet Sınır Değer Problemi	19
BÖLÜM 3	
ÇOKLU CİSİM SAÇILIMI İÇİN 2B ANALİTİK REGÜLARİZASYON METODUNUN GELİŞTİRİLMESİ.....	24
3.1 Çoklu Nesneli Analitik Regülerizasyon Metodu	24
3.2 Çoklu Nesneli ARM Kullanılarak Silindirik Çubuklardan Saçılma.....	27
3.3 ARM kullanılarak EYE çift yansıtıcılı anten analizi	31
3.3.1 Horn Besleme Anteni Tasarımı	31

3.3.2	EYE Alt Yansıtıcı Tasarımı.....	35
3.3.3	EYE Çift Yansıtıcı Anten Tasarımı	38
3.4	ARM ile Horn Beslemeli Ofset Parabolik Yansıtıcı Anten Analizi	42
3.4.1	Horn Besleme Anteni Tasarımı	42
3.4.2	Ofset Parabolik Yansıtıcı Anten Tasarımı.....	44
BÖLÜM 4		
ÇGB YANSITICI ANTEN TASARIMLARI		46
4.1	Ofset ÇGB Yansıtıcı Anten Tasarımı	46
4.1.1	TEM Ridged Horn Anten Tasarımı	46
4.1.2	ARM ile ÇGB Ofset Yansıtıcı Anten Analizi	50
4.1.3	Ofset Yansıtıcı Anten Tasarımı	53
4.2	Onset ÇGB Yansıtıcı Anten Tasarımı	56
4.2.1	Çift Ridged Horn Anten Tasarımı	57
4.2.2	Onset Yansıtıcı Anten Tasarımı	61
BÖLÜM 5		
ÇGB EYE ÇİFT YANSITICILI ANTEN TASARIMI		67
5.1	Anten Bileşenlerinin Tasarımı	67
5.1.1	Kısmi Dielektrik Yüklemeli K-Vivaldi Besleme Anteni	67
5.1.2	Çift Yansıtıcı Yapısının Tasarımı.....	72
5.2	Çoklu Nesneli ARM ile ÇGB Çift Yansıtıcı Anten Analizi.....	75
5.3	Tasarlanan Antenin Üretimi ve Ölçülmesi	80
5.3.1	EYE-KKDVA Performans Sonuçları.....	81
5.3.2	EYE-ÇRHA Performans Sonuçları	89
BÖLÜM 6		
SONUÇ VE ÖNERİLER.....		97
KAYNAKLAR		99
EK-A		
ELİPTİK ARK UZUNLUĞU.....		105
ÖZGEÇMİŞ		107

SİMGE LİSTESİ

λ	Dalga Boyu
k	Dalga sayısı
e	Elips
f	Odak uzaklığı
G	Kazanç
D	Derinlik
H	Yükseklik
W	Genişlik
$\delta_{m,n}$	Kronecker delta
p	Gözlem noktası
q	Kaynak noktası
θ	Parametre açısı
τ	Parametre açısı
u^i	Gelen skalar elektromanyetik dalga
u^s	Saçılan skalar elektromanyetik dalga
H_0^1	İlk türden sıfırıncı derece Hankel fonksiyonu

KISALTMA LİSTESİ

2B	İki Boyutlu
2.5B	İki Buçuk Boyutlu
3B	Üç Boyutlu
ARM	Analitik Regülarizasyon Metod
ÇGB	Çok Geniş Bant
ÇRHA	Çift Ridged Horn Anten
EM	Elektromagnetik
EYE	Eksenel olarak Yer değiştirmiş Elips
FCC	Federal İletişim Komisyonu
FO	Fiziksel Optik
GHz	Giga Hertz
GO	Geometrik Optik
IRA	İmpuls Radyasyon Anteni
KDVA	Kısmi Dielektrik Yüklü Vivaldi Anten
KKA	Kablosuz Kişisel Alan Ağı
MOM	Moment Metot
RHA	Ridged Horn Anten
RKA	Radar Kesit Alanı
TE	Enine Elektrik
TEM	Enine Elektromanyetik
TM	Enine Manyetik
VA	Vivaldi Anten
YGHG	Yarım Güç Huzme Genişliği
YNR	Yere Nüfuz Eden Radar
YTU	Yıldız Teknik Üniversitesi
ZDSF	Zaman Domeni Sonlu Farklar

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1	Mikroşerit ÇGB anten ve performans parametreleri (a) resim (b) giriş yansıması (c) kazanç (d) ışıma örüntüsü [14].....	3
Şekil 1.2	ÇGB anten tipleri (a) ridged horn [40] (b) düzlemsel Vivaldi [41] (c) TEM horn [42] (d) düzlemsel Vivaldi dizisi [43].....	5
Şekil 1.3	Yansıtıcı anten çeşitleri [54].....	6
Şekil 2.1	EYE yansıtıcı ve parabolik yansıtıcı gösterimi	10
Şekil 2.2	Dairesel horn anten gösterimi.....	12
Şekil 2.3	Dairesel horn antenin performans sonuçları (a) kazanç (b) giriş yansıma katsayısı	13
Şekil 2.4	Çeşitli frekanslar için dairese horn antenin ışıma örüntüleri.....	14
Şekil 2.5	Tasarlanan EYE çift yansıtıcı anten (a) gösterim (b) üretim	15
Şekil 2.6	Tasarlanan milimetrik dalga EYE çift yansıtıcı antenin performans sonuçları (a) kazanç (b) verimlilik.....	16
Şekil 2.7	Tasarlanan milimetrik dalga EYE çift yansıtıcı antenin giriş yansıma katsayısı	17
Şekil 2.8	Tasarlanan milimetrik dalga EYE yansıtıcı antenin 24 GHz ışıma örüntüsü	18
Şekil 2.9	XOY-düzleminde silindirik bir kesit	19
Şekil 3.1	İki silindirik cismin XOY düzlemindeki kesitleri	24
Şekil 3.2	İki tane silindir cisim için nümerik analiz (uyarım: +y, $cx_1=0.9$ m, $cy_1=0$ m, $r_1=0.6$ m, $cx_2=-0.9$ m, $cy_2=0$ m, $r_2=0.6$ m)	28
Şekil 3.3	İki tane silindir cisim için nümerik analiz (uyarım: +x, $cx_1=1.25$ m, $cy_1=0$ m, $r_1=0.3$ m, $cx_2=-1.75$ m, $cy_2=0$ m, $r_2=0.6$ m)	29
Şekil 3.4	İki tane silindir cisim için nümerik analiz (uyarım: +y, $cx_1=1$ m, $cy_1=1.5$ m, $r_1=0.6$ m, $cx_2=-2$ m, $cy_2=-1$ m, $r_2=0.4$ m)	29
Şekil 3.5	Üç tane silindir cisim için nümerik analiz (uyarım: +x, $cx_1=1.25$ m, $cy_1=0$ m, $r_1=0.3$ m, $cx_2=-1.25$ m, $cy_2=0$ m, $r_2=0.3$ m, $cx_3=0$ m, $cy_3=1.25$ m, $r_3=0.3$ m).....	30
Şekil 3.6	Üç tane silindir cisim için nümerik analiz (uyarım: -y, $cx_1=1.5$ m, $cy_1=0$ m, $r_1=0.1$ m, $cx_2=-1.25$ m, $cy_2=-1$ m, $r_2=0.2$ m, $cx_3=0$ m, $cy_3=1.75$ m, $r_3=0.2$ m).....	30
Şekil 3.7	XOY düzlemindeki horn konturu	31
Şekil 3.8	Horn anten H-düzlemi uzak alan ışıma örüntüsü	34
Şekil 3.9	Horn antenin ARM tarafından hesaplanan yakın alan ışıması	35
Şekil 3.10	XOY düzlemindeki Horn besleyici ve EYE alt reflektör konturu	36
Şekil 3.11	ARM tarafından hesaplanan EYE alt reflektörün yakın alan ışıma sonuçları	37
Şekil 3.12	XOY düzlemi EYE çift yansıtıcı anten konturu.....	40

Şekil 3.13	Çift yansıtıcı antenin H-düzlemi uzak alan ışıma örüntüsü	41
Şekil 3.14	XOY düzlemi Horn besleme anteni konturu	42
Şekil 3.15	Horn anten ışıma grafikleri (a) uzak alan (b) yakın alan	43
Şekil 3.16	XOY düzlemindeki horn besleme ve ofset parabol konturleri	45
Şekil 3.17	Ofset parabolik yansıtıcı anten uzak alan ışıma örüntüsü	45
Şekil 4.1	Kısmi dielektrik yüklü TEM ridged horn anten (a) gösterim (b) resim [75]	47
Şekil 4.2	KDTEM-RHA performans parametreleri (a) kazanç (b) giriş yansıması [75]	49
Şekil 4.3	KDTEM-RHA ışıma örüntüleri [75]	50
Şekil 4.4	KDTEM-RHA beslemeli ÇGB parabolik yansıtıcı anten (a) ARM konturu (b) CST gösterimi	51
Şekil 4.5	ÇGB PY-KDTEM-RHA ışıma örüntüleri	52
Şekil 4.6	ÇGB PY-KDTEM-RHA zaman domenі açısı darbe ışıması	53
Şekil 4.7	PR-KDTEM-RHA resmi [76]	54
Şekil 4.8	PR-KDTEM-RHA performans parametreleri (a) kazanç (b) açısı darbe ışıması [76]	55
Şekil 4.9	PR-KDTEM-RHA H-düzlemi ışıma örüntüsü [76]	56
Şekil 4.10	KD-ÇRHA gösterimi (a) ön taraf (b) yan taraf (c) dielektrik yük (d) ÇRHA resmi	57
Şekil 4.11	KD-ÇRHA ve ÇRHA performans parametreleri (a) kazanç (b) giriş yansıma katsayısı	59
Şekil 4.12	Tasarlanan antenlerin ışıma örüntüleri	60
Şekil 4.13	ÇGB onset yansıtıcı anten (a) gösterim (b) resim	61
Şekil 4.14	ÇGB onset yansıtıcı antenin performans sonuçları (a) kazanç (b) verim ..	62
Şekil 4.15	ÇGB onset yansıtıcı antenin giriş yansıma katsayısı	63
Şekil 4.16	ÇGB onset yansıtıcı antenin ışıma örüntüsü benzetim sonuçları	64
Şekil 5.1	K-KDVA gösterimi (a) yan görünüş (b) ön görünüş	68
Şekil 5.2	Vivaldi anten modellerinin performans parametreleri (a) kazanç (b) giriş yansıma katsayısı	69
Şekil 5.3	K-KDVA farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri	71
Şekil 5.4	Çeşitli çift yansıtıcı tasarım senaryoları (a) gösterimler (b) kazanç performansı	73
Şekil 5.5	K-KDVA'nın faz merkezlerinin EYE çift reflektörün ana odağına mesafeleri ve faz merkezi genişlikleri	74
Şekil 5.6	ÇRHA'nın faz merkezlerinin EYE çift reflektörün ana odağına mesafeleri ve faz merkezi genişlikleri	75
Şekil 5.7	EYE çift yansıtıcı ÇGB anten yapısı (a) ARM konturu (b) CST gösterimi	76
Şekil 5.8	EYE çift yansıtıcı ÇGB antenin 2, 6, 10 GHz uzak alan ışıma örüntüleri	77
Şekil 5.9	EYE çift yansıtıcı ÇGB antenin 15, 20 GHz uzak alan ışıma örüntüleri ..	78
Şekil 5.10	EYE çift yansıtıcı ÇGB antenin açısı darbe ışıması (a) ARM (b) CST ..	79
Şekil 5.11	Üretilen yapıların resimleri (a) K-KDVA (b) ÇRHA (c) EYE-KKDVA (d) EYE-ÇRHA	80
Şekil 5.12	EYE-KKDVA performans parametreleri (a) kazanç (b) verimlilik	82
Şekil 5.13	EYE-KKDVA giriş yansıma katsayısı	83
Şekil 5.14	EYE-KKDVA zaman domenі giriş yansıması	84
Şekil 5.15	EYE-KKDVA azimut ışıma örüntüleri	85
Şekil 5.16	EYE-KKDVA elevasyon ışıma örüntüleri	86

Şekil 5.17	EYE-KKDVA zaman domenı açısal darbe ışıması (a) azimut (b) elevasyon	88
Şekil 5.18	EYE-ÇRHA performans sonuçları (a) kazanç (b) verimlilik	90
Şekil 5.19	EYE-ÇRHA giriş yansıma katsayısı.....	91
Şekil 5.20	EYE-ÇRHA azimut ışıma örüntüleri.....	92
Şekil 5.21	EYE-ÇRHA elevasyon ışıma örüntüleri.....	93
Şekil 5.22	EYE-ÇRHA zaman domenı açısal darbe ışıması (a) azimut (b) elevasyon	95
Şekil A.1	EYE konturun üst parçası	105



ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1 Dairesel dalga kılavuz kipleri için Bessel katsayıları	12
Çizelge 2.2 Tasarlanan EYE çift yansıtıcı antenin parametreleri.....	15
Çizelge 3.1 Parça tanımlamaları ve silindirik hedeflerin parametrizasyonu	27
Çizelge 3.2 Horn anten konturunun parça tanımlamaları	32
Çizelge 3.3 Horn anten konturunun parça parametrizasyonu	33
Çizelge 3.4 EYE alt reflektör konturunun parça tanımlamaları.....	36
Çizelge 3.5 EYE alt reflektör konturunun parça parametrizasyonu	37
Çizelge 3.6 Ana reflektör konturunun parça tanımlamaları	38
Çizelge 3.7 Ana reflektör konturunun parça parametrizasyonu	39
Çizelge 3.8 ARM ve CST analiz performans parametreleri	41
Çizelge 4.1 TEM ridged horn anten boyutları	48
Çizelge 4.2 KD-ÇRHA fiziksel boyutları.....	58
Çizelge 4.3 PY-ÇRHA ışıma örüntüsü parametreleri.....	65
Çizelge 4.4 Tasarlanan ofset ve onset yansıtıcı yapılarının performans parametreleri ve literatürdeki yapılar ile karşılaştırmaları.....	66
Çizelge 5.1 Tasarlanan K-KDVA'nın fiziksel boyutları	70
Çizelge 5.2 Seçilen çift yansıtıcı yapısının fiziksel boyutları.....	72
Çizelge 5.3 EYE-KKDVA ışıma örüntüsü parametreleri.....	87
Çizelge 5.4 EYE-KKDVA'nın literatürdeki IRA anten yapılarıyla performans karşılaştırması	89
Çizelge 5.5 EYE-ÇRHA ışıma örüntüsü özellikleri	94
Çizelge 5.6 EYE-ÇRHA ile piyasadaki bir referans anten yapısının performans karşılaştırması.....	96

ÖZET

ÇOKLU NESNELİ ANALİTİK REGÜLARİZASYON METODU GELİŞTİRİLEREK ÇOK GENİŞ BANTLI YANSITICI ANTEN TASARIMI

Ahmet Kenan Keskin

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK

Günümüz iletişim sistemlerinde, çok geniş bantlı ve kısa süreli darbe sinyallerinin sivil ve askeri haberleşme sistemlerinde kullanımları giderek artmaktadır. Bu tip işaretlerin bilgi kaybı ve sinyal deformasyonu olmaksızın uzun mesafelere iletiminde sistemde kullanılan antenin performansı oldukça önemlidir.

Bu çalışmada, çok geniş frekans bandında yüksek kazanç ve verime sahip tekli ve çiftli yansıtıcı anten tasarımları yapılmıştır. Ayrıca, bu yansıtıcı antenleri beslemek için çeşitli besleyici yapıları da tasarlanmıştır. Böylece farklı frekans bantlarında çalışabilen, farklı boyut ve hacimlerde yansıtıcı anten yapıları oluşturulmuştur. Tasarlanan elektriksel olarak büyük yapıda olan antenlerin çok geniş bantta (ÇGB) ön analizleri için Analitik Regülarizasyon Metodu (ARM) ile yeni bir nümerik yaklaşım geliştirilmiştir.

Bu bağlamda, elektriksel olarak büyük ve birden fazla parça içeren antenlerin analizlerini yapmak amacıyla çok sayıda cisimlerden saçılmalar için 2 boyutlu Analitik Regülarizasyon Metodu geliştirilmiştir. Geliştirilen yöntem yansıtıcı anten yapılarının ÇGB analizleri için uygundur. 3 boyutlu benzetim programlarının uzun süreli işlemleri yerine, geliştirilen 2 boyutlu nümerik analiz ile elektriksel olarak büyük olan çift yansıtıcı antenlerin ÇGB analizleri daha hızlı ve daha az hafıza ile yüksek doğruluklu olarak yapılabilecektir.

Tekli yansıtıcı yapısı olarak, Vivaldi ve ridged horn yapılarının birleşiminden oluşturulan TEM ridged horn anten (TEM-RHA) tarafından beslenen 0.4 GHz den 15

GHz'ye kadar çalışan 90 cm çapında ofset yansıtıcı anten tasarımı yapılmıştır. Yüksek kazançlı bu anten 35:1 band genişliği oranı ile darbe ışıması için uygun bir yapıdadır. Ayrıca, ridged horn ve TEM-RHA beslemeli 60 cm çapında onset yansıtıcı antenler daha üst frekans bantları için tasarlanmıştır. Onset yansıtıcı anten yapısı % 61 değerlerine varan oldukça başarılı bir verimlilik performansına sahiptir.

Daha sonra, çok geniş bantlı uygulamalar için eksenel olarak yer değiştirmiş eliptik (EYE) alt yansıtıcıya sahip yenilikçi bir anahtarlanabilir çift yansıtıcı anten tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan yüksek kazanç ve verime sahip çift yansıtıcı antenin opsiyonel kullanılabilen iki çeşit beslemesi vardır. Bunlardan ilki K-Vivaldi antendir ve 33:1 oranında çalışma bantı genişliğine sahip olup 0.6 GHz'den 20 GHz'ye kadar çalışmaktadır ve impuls ışımasına uygundur. Bu beslemenin performansının artırılması için kısmi dielektrik yüklemesi yapılmıştır. Kullanılan diğer besleme yapısı ise, çift ridged horn antendir. Tasarlanan çift yansıtıcı geometrisi ridged hornla beslendiğinde 1.6 GHz'den 20 GHz'ye kadar çalışmaktadır. Bu durumda bant genişliği 12:1 değerine düşmektedir, ancak antenin kazancı ve verimliliği önemli ölçüde artmaktadır. Kullanıcının gereksinimlerine göre bu iki beslemeden biri seçilebilmektedir. Tasarlanan çift yansıtıcı anten yapısının, tekli yansıtıcı tasarımlarıyla karşılaştırıldığında hacim açısından önemli bir üstünlüğü vardır.

EYE çift yansıtıcı antenler 2 boyutlu çoklu nesneli ARM ile geliştirilmiş ve 3 boyutlu benzetim programı kullanılarak daha iyi ışıma performansı için parametrik olarak optimize edilmişlerdir. Tasarlanan antenler üretilmiş ve ölçümleri yapılmıştır. Ölçümler ile benzetim sonuçları kıyaslandığında sonuçların birbirleriyle tutarlı oldukları gözlemlenmektedir.

Anahtar Kelimeler: Analitik regülarizasyon metodu, çift yansıtıcı anten, çok geniş bant, eksenel olarak yer değiştirmiş eliptik anten, impuls radyasyon anteni, kısmi dielektrik yük, ofset yansıtıcı, onset yansıtıcı, ridged horn anten, TEM ridged horn anten, Vivaldi anten, yansıtıcı anten

ABSTRACT

ULTRA-WIDE BAND REFLECTOR ANTENNA DESIGN BY DEVELOPMENT OF MULTIPLE OBJECT ANALYTICAL REGULARIZATION METHOD

Ahmet Kenan Keskin

Department of Electronics and Communications Engineering

PhD. Thesis

Adviser: Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK

In today's wireless technologies, the transmission of ultra-wideband and short-pulse signals are gaining importance for civilian and military systems. For these types of systems, ultra-wideband performance of the radiator is crucial for transmitting signals over long distances without distortion and loss of information.

In this thesis, single and dual reflector antennas are designed to achieve high gain and efficiency for ultra-wideband operation and impulse radiation. Besides, various types of UWB feeders are also developed to operate at different frequency bands. For this aim, a new numerical approach of Analytical Regularization Method (ARM) is developed for UWB analysis of electrically large multiple part reflector antennas.

On this scope, the 2D Analytical Regularization Method for multiple objects scattering is newly introduced to simulate electrically large antennas which have multiple components. The developed method is convenient for UWB investigations of the reflector antennas. In order to refrain long simulation durations and high memory consumption at 3D EM simulators, this numerical method is proposed for fast and accurate pre-analysis of the antennas.

As a single reflector type, a 90 cm offset UWB reflector antenna is created using TEM ridged horn antenna (TEM-RHA) feeder, which is a combination of Vivaldi TEM horn and ridged horn, to operate between 0.4 GHz and 15 GHz. With an excellent bandwidth ratio of 35:1, the designed offset antenna is suitable for impulse radiation. Furthermore, a 60 cm of diameter onset reflector antenna is utilized with ridged horn for higher frequencies with broadband from 1.6 GHz up to 20 GHz. The onset reflector design is capable of superior efficiency performance up to 61% for UWB operation.

As a double reflector type, a highly efficient switchable axially displaced elliptical (ADE) dual reflector antenna is designed as an innovation for UWB applications. Two types of feeder, which can be manually switchable, are developed for same dual reflector structure. The first feeder, K-Vivaldi antenna, is appropriate for impulse radiation with 33:1 bandwidth that operates from 0.6 GHz to 20 GHz. Additionally, K-Vivaldi feeder is loaded with a partial dielectric to enhance its gain performance at higher frequencies. The second one, double ridged horn antenna, feeds the dual reflector geometry to achieve higher gain and efficiency performances with 12:1 operational bandwidth, which corresponds to 1.6 GHz and 20 GHz. The proposed dual reflector antenna has significant volume advantage compared to the single reflector designs.

ADE structures with various curve functions and different focuses are investigated for better radiation performance. The antennas are designed by developed 2D multiple object ARM and parametrically optimized by 3D EM simulator to succeed better performance and then, produced and measured. Finally, obtained measurement results are compared to each other, and they are observed compatible with simulations.

Keywords: Analytical regularization method, axially displaced ellipse antenna, dual reflector antenna, impulse radiation antenna, offset reflector, onset reflector, partial dielectric load, reflector antenna, ridged horn antenna, TEM ridged horn antenna, ultra-wide band, Vivaldi antenna

1.1 Literatür Özeti

Bu tezde ilk olarak, tezi aydınlatması açısından çok geniş bant (ÇGB) teknolojisi, ÇGB antenler ve yansıtıcı anten yapılarının literatürdeki çalışmaları incelenmiştir. Kullanılan Analitik Regülerizasyon Metoduna dair yapılan önceki çalışmalara da değinilmiştir.

1.1.1 Çok Geniş Banta Genel Bakış

Çok geniş bant (ÇGB), Federal İletişim Komisyonu (FCC) standartlarına [1] göre, 500 MHz bant genişliği veya bant genişliği %20'den fazla çalışma frekansına sahip bir bilgi sinyali kullanarak yapılan iletişim için bir tanımdır. ÇGB iletişimi kısa süreli darbe sinyalleri kullanır. Frekans spektrumunda incelendiğinde, bu kısa süreli darbe sinyalinin gücü çok geniş bir çalışma bandına karşılık gelecektir. [2]. Bu tip ÇGB sinyallerinin yayılımı için güç sınırlamaları mevcuttur ($<-41.3\text{dBm} / \text{MHz}$) [1].

ÇGB teknolojisinin pek çok avantajı vardır. İlk olarak, ÇGB iletişimi, düşük güç sınırlamaları nedeniyle diğer dar frekans bantlarında çalışan iletişim cihazlarıyla beraber çalışma imkânı sunar [3]. Ayrıca, düşük ortalama spektral güç, iletişim güvenliği açısından algılama ve kesilme bağımsızlığı sağlar. Buna ilaveten, ÇGB işlemi, 500 Mbps'nin üstünde yüksek veri hızları ve geniş kanal kapasitesi sağlar [4]. Bu veri hızları, Shannon kanal kapasite formülüyle teyit edilebilir. Ancak, bu tür yüksek veri hızları, sinyal gücü sınırlamaları nedeniyle kablosuz kişisel alan ağları (KKA) gibi kısa menzilli uygulamalar için kullanılabilmektedirler. ÇGB sinyali kullanılan iletişim sistemlerinde, radyo frekansı karıştırıcılarına karşı sistem direnci daha yüksektir [5].

Yüksek ve alçak frekans spektrumunun beraber kullanılması, ÇGB sinyalinin duvar gibi kayıplı ortamlara nüfuzuna imkân vermektedir. [6]. Son olarak, ÇGB iletişim alıcı-verici donanımları mimari olarak daha basit bir yapıya ve daha az RF bileşenlerine sahiptir.

Öte yandan, ÇGB haberleşmesinin düşük güç yayılımı sınırlamaları nedeniyle kısa mesafeli çalışması, ortam ve sistem filtrelemeleri sebebiyle sinyal bozulması, çoklu kullanıcıların birbirine girişim yapması ve sinyalin ortamda çok sayıda çoklu yol oluşturması gibi bazı dezavantajları da bulunmaktadır [4], [7].

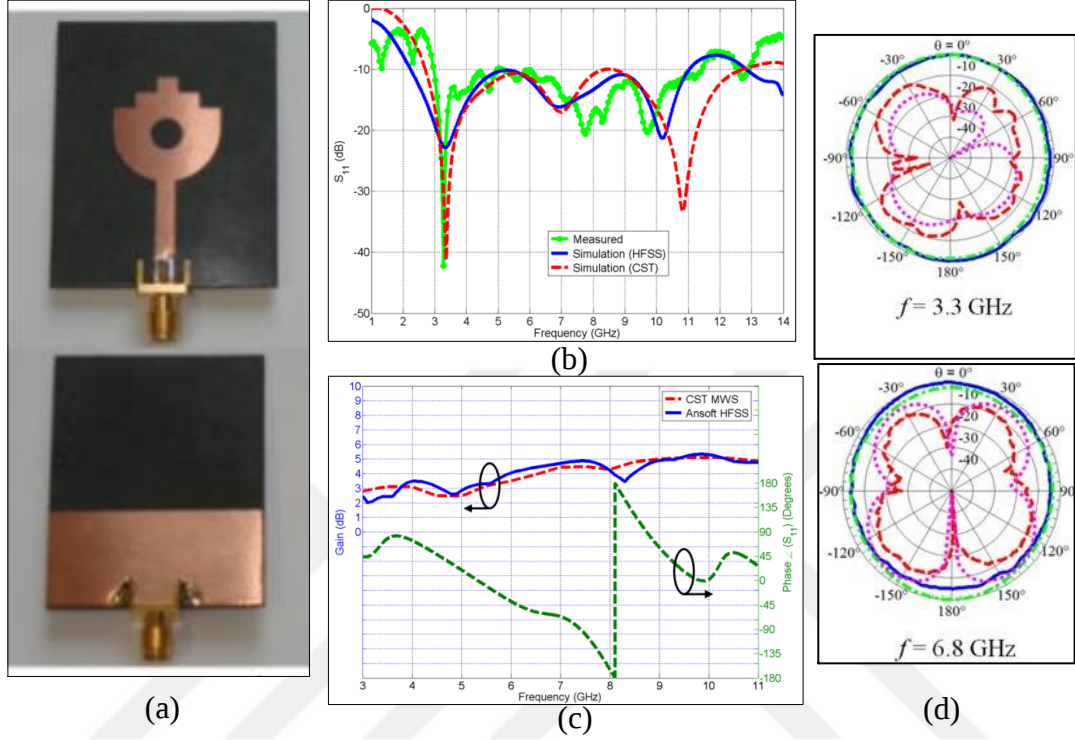
ÇGB haberleşmesi sivil ve askeri birçok uygulamada kullanılmaktadır. Duvar arkası görüntüleme ve yüzey altına nüfuz eden radar gibi görüntüleme sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır [8]. Çok geniş çalışma bandı, kısa süreli darbe sinyallerinin duvarlardan, cisimlerden ve hatta betondan bile geçmesine olanak sunmaktadır [9]. Bu gibi özellikler enkaz altında kalmış kazazedelerin tespit edilebilmesi gibi uygulamalarda büyük önem arz etmektedir [10]. Bunlara ek olarak ÇGB teknolojisi arkeolojik araştırmalar, petrol araştırmaları, belediyesel yapım işleri ve mayın tespiti gibi birçok sivil ve askeri uygulamalarda kullanılmaktadırlar [11].

1.1.2 ÇGB Antenler

Bir ÇGB sisteminde RF alt birimler, çalışma sinyalinin bilgi kaybı ve bozulma olmaksızın iletilmesi ve geri alınması için çok önemlidir. Bu RF birimlerden, ortama elektromanyetik ışımayı sağlayan anten yapısı böyle bir kablosuz sistem için büyük öneme sahiptir. Anten RF devrelerinden gönderilecek bilgi sinyalini elektromanyetik dalgalara dönüştürür veya hava ortamından gelen dalgaları alarak RF sinyallerine dönüştürür [12].

Bir anten, antenin kalitesini anlamaya sağlayacak temel performans parametrelerine sahiptir [13]. Işıma örüntüsü, antenin uzay koordinatlarındaki ışıma özelliklerini matematiksel veya grafiksel olarak ifade eder. Belli bir yöndeki ışıyan gücün yönsüz antene göre oranını veren değer anten kazancıdır. Radyasyon yoğunluğu ortama birim katı açıda ışıyan gücü temsil eder. Antene girilen gücün elektromanyetik sinyale dönüştürülebilme oranına verimlilik denir. Maksimum ışımanın yarıya düştüğü açı aralığını gösteren parametre yarım güç huzme genişliğidir (YGHG). Yönlendiricilik belli bir yöne ışıyan radyasyon yoğunluğunun tüm ortama verilen ortalama güce oranıdır. Zaman domeninde elektrik alan vektörünün çizdiği yörüngeye polarizasyon

denir. Verimli bir iletişim için verici ve alıcı antenin polarizasyonu aynı olmalıdır. Son olarak, anten ile RF sistem arasındaki uyumsuzluğu gösteren ve anten girişinden geri yansıma oranını veren giriş yansımasıdır. Anten tasarımında bu parametrelerin değerleri antenin kullanılacağı sistemin gereksinimlerine göre ayarlanmalıdır.



Şekil 1.1 Mikroşerit ÇGB anten ve performans parametreleri (a) resim (b) giriş yansıması (c) kazanç (d) ışıma örüntüsü [14]

ÇGB sistemlerinde, anten girişinden yansımayı önlemek için çalışma frekansı aralığında düşük geri dönüş kaybı değerlerine ihtiyaç duyar [15]. Bu koşullar karşılanmazsa, antenin girişindeki kısa darbe sinyalinin bazı frekans bileşenleri yansıtılır ve darbe şekli bozulur. Ayrıca, sinyalin uzun mesafelere iletilmesi için antenin kazanç performansı önemlidir [16]. Dahası çalışma bandındaki kazanç dağılımı, kısa darbe sinyalinin güç spektrumuna göre ayarlanmalıdır. Aksi halde anten, iletilen ÇGB sinyalini filtreleyebilir. Bunlara ilaveten, ışıma örüntüsü ve YGHG, uygulama için uygun şekilde seçilmelidir. Örneğin, yönsüz bir anten, KKA için daha kullanışlıdır [17] ve radar uygulamaları için dar huzmeli bir yapı daha uygundur [18]. Örnek olarak, ÇGB bir mikro şerit anten ve performans parametreleri Şekil 1.1'de gösterilmektedir.

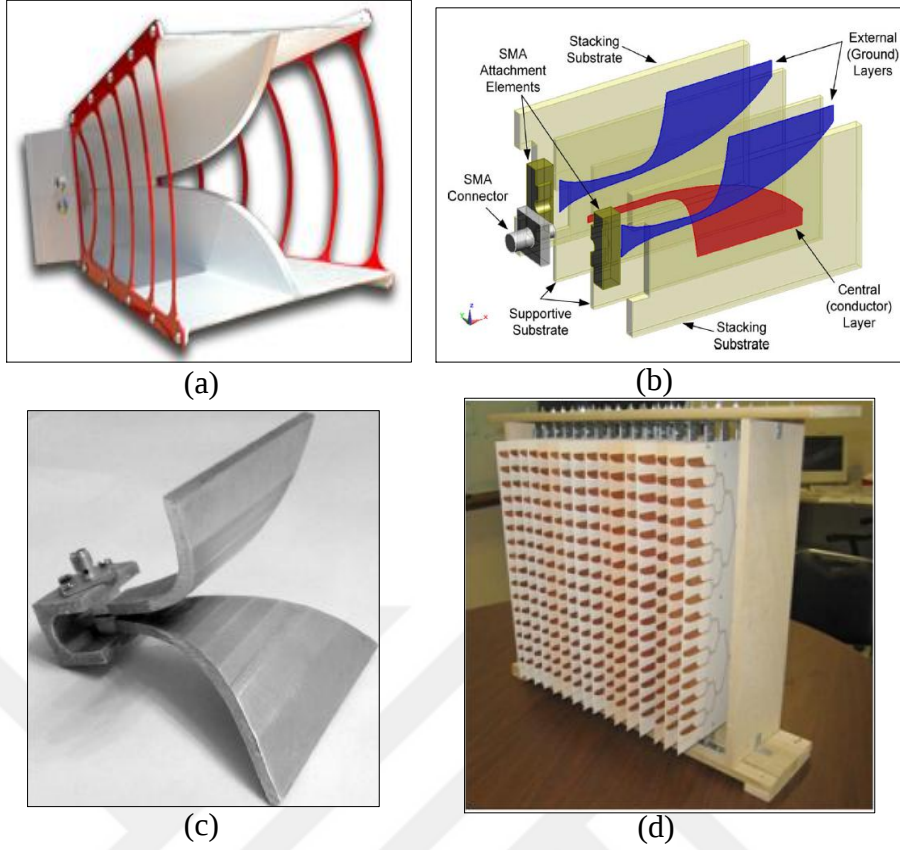
ÇGB antenleri için literatürde birçok araştırma yapılmıştır. Farklı uygulamalar için ÇGB antenleri olarak kullanılan birçok anten tipi vardır; mikroşerit yama [19], Vivaldi [20], horn [21], spiral [22], log periyodik [23] vb.

Mikroşerit yama antenleri, PCB üzerine basılarak kolayca üretilebilen iki boyutlu anten tipleridir. Tasarım bakımından da esnek olduklarından birçok farklı yama antenleri geliştirilmiştir [24], [25]. Kolayca üretilebilmelerine rağmen, yama antenleri düşük kazanç performanslarına sahiptir. Ayrıca, mikro şerit antenler boyutsal olarak kompakt yapılardır. Bu nedenle, anten kazancını arttırmak ve anten huzmesini daraltmak için dizi tasarımında kullanılmaktadırlar [26].

Horn anten, bir dalga kılavuzu ve kesik bir piramit veya huni tipindeki konik açıklık yapısının birleşiminden oluşan yüksek kazançlı geniş bantlı açıklık tipi antendir. Literatürde E-düzlemi, H-düzlemi, piramit tipi ve dairesel horn anten türleri mevcuttur [27]. Horn antenler, dalga kılavuzunun temel bandında (çoğunlukla TE_{10}) çalışır ve alt kesim frekansına sahiptir. Horn anteninin kazanç ve radyasyon performansı, konik açıklık uzunluğunu [13] arttırarak, dielektrik lens yüklemeyle [28] ve oluklu konik açıklık kullanılarak [29] arttırılabilir. Bant genişliğini genişletmek için, kılavuz ve konik açıklık içerisinde ridged yapıları kullanılır. Bu sayede, ridged horn antenlerinin çalışma band genişlikleri 20:1 değerlerine [30], [31] ulaşabilmektedir. Bu tip antenler, radarlar, elektromagnetik uyumluluk (EMU) testleri vb. alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Horn anten yapısı genellikle reflektör anten besleyicisi olarak kullanılmak için uygundur [32].

TEM horn anten, iki metal üçgen kanadın belirli bir açı ile birleşiminden oluşur. Anten koaksiyel konnektörle beslenmektedir, konnektörün toprağı bir kanada, pozitif ucu ise diğer kanada bağlıdır. İletim hatlarına benzemesi sebebiyle TEM horn antenlerinin kesim frekansı yoktur [33]. Bu nedenle TEM horn, özellikle yere nüfuz eden radar ve duvar arkası görüntüleme uygulamaları için darbe ışıma anteni olarak kullanılmaktadır [34,35]. Vivaldi TEM horn gibi eksponansiyel olarak açılan kanatlara sahip TEM horn türleri mevcuttur [36]. Ayrıca, baskı devre levhası üzerine kolayca üretilebilen düzlemsel Vivaldi anten tipi de vardır. Bu yapı yönlendiriciliği son derece yüksek ışıyıcı yapıları elde etmek için dizi elemanı olarak kullanılmaktadır [37]. Dahası, kısmi dielektrik yükleme [38], halka eklenmesiyle düşük frekans telafisi [39] gibi TEM horn performansını iyileştirmek için çeşitli tekniklerin literatürde kullanıldığı görülmüştür.

Yukarıda bahsedilen ÇGB anten tipleri yansıtıcı anten tasarımlarında besleme yapısı olarak kullanılmak için elverişlidirler. Şekil 1.2'de çeşitli ÇGB anten tipleri gösterilmektedir.



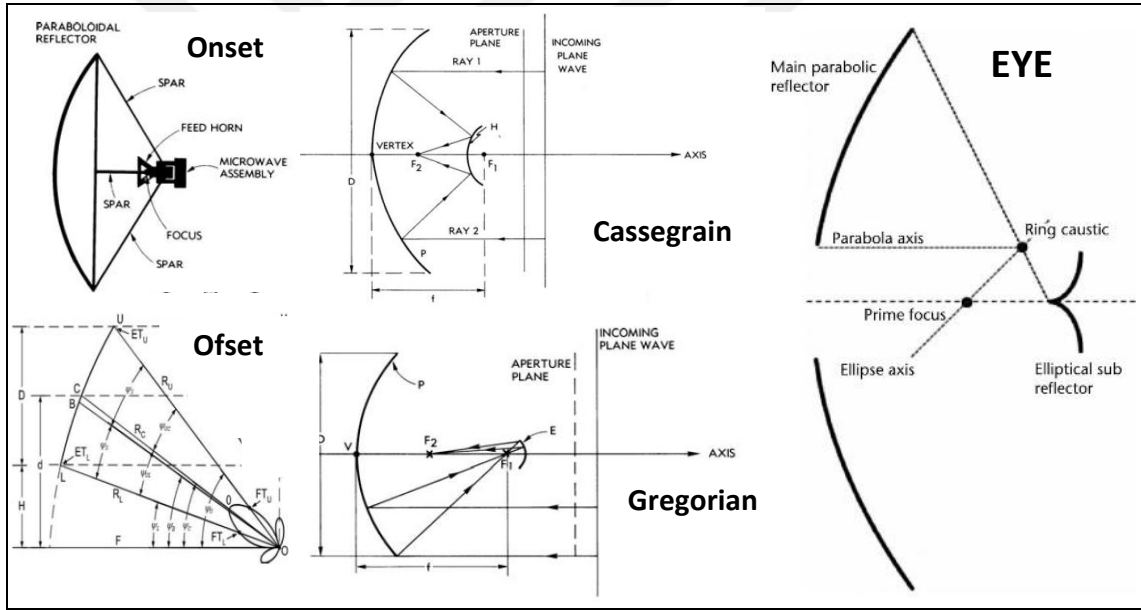
Şekil 1.2 ÇGB anten tipleri (a) ridged horn [40] (b) düzlemsel Vivaldi [41] (c) TEM horn [42] (d) düzlemsel Vivaldi dizisi [43]

1.1.3 Yansıtıcı Anten Yapıları

Parabolik reflektör anten, odak noktasına yerleştirilen besleyici antenden gelen elektromanyetik enerjiyi odaklar ve dolayısıyla yönlendiriciliği yüksek bir anten elde edilir [13]. Parabolik antenlerin YGHG'si çok dar ($<3^0$) ve bu nedenle kazanç performansı çok iyidir. Tasarım sürecinde uygun anten boyutu istenilen kazanç değerini elde etmek için seçilir. Yansıtıcı anten verimliliği, antenin kazancını, reflektörün teorik olarak ulaşılabilir maksimum kazanç değerinden düşüren çeşitli kayıpların oranı olarak tanımlanır ve değeri birden düşüktür. Verimlilik aydınlatma oranı, örüntü taşması, gölgeleme etkisi ve faz hatalarından oluşur [44].

Yüksek kazanç değerlerinden dolayı, parabolik reflektör antenler, uydu iletişimi [45], radyo bağlantı antenleri [46] ve televizyon yayını [47] gibi birçok uzun menzilli iletişim sistemlerinde kullanılmaktadır. Düşük frekanslı uygulamalar olarak astronomik araştırmalar için büyük çanaklar ve yansıtıcı dizileri kullanılır [48]. Ayrıca, anten ölçüm odaları, EMU test sistemleri için de oldukça kullanışlıdır [49]. Buna ilaveten parabolik yansıtıcı antenler birçok radar sisteminde askeri uygulamalar için kullanılmaktadır.

Besleyici konumu ve yansıtıcı sayına göre farklı reflektör anten türleri mevcuttur [50]. Besleyici antenin, reflektörün ana ekseninde bulunduğu ve antenin önünde olduğu onset yansıtıcı tipi, gölgeleme etkisine ve verim kaybına neden olur. Eğer yansıtıcı odağı reflektörün ana ekseninin dışına yerleştirilirse ofset tip anten oluşmaktadır. Bu yapılarda besleme anteni yansıtıcının ışınım doğrultusunu kapatmadığı için gölgeleme etkisi olmaz ve anten verimi ve kazancı artar. Ayrıca, çift yansıtıcılı parabolik antenler de vardır; Cassegrain ve Gregorian. Cassegrain anten konveks tipte bir alt yansıtıcıdan ve bir parabolik çanakdan oluşur [51]. Gregorian tipinde ise [52] yapı benzerdir, ancak alt reflektör konkavdır (eliptik). Çift yansıtıcılı antenler yapıları da onset veya ofset tipi olarak tasarlanabilmektedir. Besleyici yapısı ana yansıtıcı ile aynı yerde olduğundan, çift yansıtıcılı antenler mekanik kullanım avantajına sahiptirler. Çeşitli reflektör anten türleri Şekil 1.3'te gösterilmiştir. Onset, ofset, Cassegrain, Gregorian antenlerin açıklık verimlilikleri % 55-60, % 60-65, % 65-70 ve % 70'den fazla olarak sıralanabilir [53].



Şekil 1.3 Yansıtıcı anten çeşitleri [54]

Eksenel olarak yer değiştirmiş elips (EYE) reflektör anten denilen başka bir reflektör anten tipi de vardır. Şekil 1.3'de gösterilen EYE alt reflektörün iki odak noktası vardır; Bunlardan biri ana reflektör simetri ekseninde ve diğeri elipsin ikinci odağında bulunmaktadır. Besleyici antenin faz merkezi ilkinde, ana reflektör odağı ise ikincisine yerleştirilir [55]. EYE alt reflektörünün en önemli özelliği, ana yansıtıcı yüzeyinde daha homojen bir enerji dağılımı sağlamasıdır. Bu nedenle, EYE çift yansıtıcı antenleri, % 70-80'den fazla açıklık verimine erişebilmektedirler. [56].

ÇGB yansıtıcı antenleri bir reflektör mekanizmasından ve bir ÇGB anteninden oluşur. Besleyicinin YGHG değerleri ve faz merkezi konumu frekansla değiştiğinden, ÇGB yansıtıcı antenlerinde tüm çalışma frekansları için yüksek verimli radyasyon elde etmek zordur. Literatürde ÇGB yansıtıcı antenler hakkında birçok çalışma yapılmıştır, örnek olarak ridged horn beslemeli yansıtıcı [57], Vivaldi beslemeli yansıtıcı [58] ve impuls radyasyon antenleri (IRA) [59] verilebilir. ÇGB antenlerinin iyi bir örneği olarak, TEM horn beslemeli darbe ışıma anteni kısa süreli bir darbe sinyalinin tüm frekans bileşenlerini yayabilme kapasitesine sahiptir [60].

1.1.4 Analitik Regülerizasyon Metodu

Nümerik elektromanyetik problemi olarak, yansıtıcı antenler elektriksel olarak büyük yapılardır. Reflektör antenden yapılan elektromanyetik saçılmayı kısa sürede çözebilen Geometrik optik (GO), Fiziksel optik (FO) gibi yöntemler vardır, ancak bu yöntemlerin ışıma sonuçlarında yan ve arka lob seviyelerinde doğruluk problemi vardır [61], [62]. Moment metodu (MOM) ve zaman domenli sonlu farklar (ZDSF) gibi yöntemler bu tip problemler için yüksek doğruluk gösterebilir, ancak zamana ve belleğe ihtiyaç duyarlar [63]. Sonuç olarak, böyle elektriksel olarak geniş bir problemin üstesinden gelmek için, MOM / FO [57], ZDSF-MOM / FO [64], MOM / Geometrik kırınım teorisi (GKT) [65] gibi birçok karma nümerik yöntem geliştirilmiştir. Buna ek olarak, reflektör anten problemini hesaplamak için Analitik Regülerizasyon Metodu (ARM) kullanılabilir.

İki boyutlu ARM, elektromanyetik (EM) saçılım problemini ikinci tür bir cebirsel sisteme indirgemektedir [66]. Böylece ARM, elektriksel olarak büyük yapılar için kararlılık sorununu ortadan kaldırır. Yöntem GO ve FO kadar hızlı çalışmaktadır ve ayrıca hesaplama noktaları arasındaki karşılıklı etkileşimi hesaba kattığı için 2B düzlemde MOM doğruluğu vardır [67]. 2B ARM, horn antenler [68], kosekant reflektör antenler [69] gibi farklı anten türlerine uygulanmıştır. Ayrıca 2.5B ARM yöntemi, reflektör saçıcı problemini gerçeğe daha yakın olarak çözmek için geliştirilmiştir [70].

1.2 Tezin Amacı

Duvar arkası görüntüleme, yere nüfuz eden radar, kısa darbe haberleşme sistemleri için yönlendiriciliği ve kazancı yüksek antenler sinyalin uzun mesafelere bilgi kaybı olmaksızın iletimi için çok önemlidir. Bu tip uygulamalar için yansıtıcı anten yapıları oldukça uygundur, ancak bu tip yapılar geniş bantta açıklık verimliliğinin düşmesi

sebebiyle çoğunlukla dar bantlı olarak kullanılmaktadırlar. IRA tipindeki anten yapıları ise genellikle düşük verimliliğe sahip, geniş hacimli anten tipleridir.

Bu tez kapsamında, yüksek kazanca ve verimliliğe sahip hacim olarak kompakt ÇGB anten tasarımlarının geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu bağlamda, ridged horn, TEM horn gibi anten yapıları tekli yansıtıcı antenler için besleme olarak kullanılmıştır. Ayrıca EYE yansıtıcı yapısı daha verimli ve yüksek kazançlı antenler elde etmek için çift yansıtıcılı anten tasarımında kullanılmıştır. Bu sayede daha küçük hacimli antenler elde edilmiştir. Ayrıca, bu tip elektriksel olarak büyük antenlerin ön tasarımlarını hızlı bir şekilde gerçekleştirmek için 2B ARM yöntemi kullanarak uygun bir nümerik yöntem geliştirilmesi amaçlanmıştır.

1.3 Hipotez

Sonuç olarak, farklı çalışma frekans bantlarına sahip çeşitli ÇGB antenler, ÇGB uygulamalarında kullanılmak üzere geniş bantta iyi verimliliğine sahip yüksek kazançlı ve dar huzmeli antenler geliştirmek için farklı yansıtıcı anten tipleriyle birleştirilebilir. Bu tezde, yeni tekli ve çiftli yansıtıcılı ÇGB anten tasarımları ve bu tasarımların hızlı analizlerinin yapılabileceği sayısal bir çözüm aşağıdaki şekilde geliştirilmiştir:

1. Tek ve çift yansıtıcı anten yapılarının hızlı nümerik ön analizlerini gerçekleştirmek için çoklu nesneli 2B ARM denilen yeni bir yöntem geliştirilmesi
2. Yüksek kazanca ve verimliliğe sahip ÇGB tek yansıtıcılı offset ve onset anten tasarlanması
3. Birbiri yerine kullanılabilen iki farklı besleme antenine sahip yeni bir ÇGB EYE çift yansıtıcılı anten tasarımı yapılmıştır. Çift yansıtıcı yapısı ilk besleme ile kullanıldığında bant genişliği avantajına sahip olmakta ve darbe ışımasına uygun olmaktadır. İkinci besleme kullanıldığında ise anten daha üstün bir verimliliğe ve kazanca sahip olmaktadır ve ÇGB uygulamaları için uygundur.

2B ARM yöntemi ile ön tasarımları yapılan ÇGB yansıtıcı antenler, 3B EM benzetim programında optimize edilmiş ve daha sonra üretilmiş ve ölçülmüştür.

BÖLÜM 2

TEORİK ALTYAPI

Bu bölümde EYE çift reflektör tasarımı ve 2B ARM yöntemi temelleri teorik olarak anlatılmıştır. Açıklanan tasarım yönteminin pratikliğini göstermek için, bir milimetrik dalga EYE reflektör anten tasarımı sunulmuştur.

2.1 Eksenel Olarak Yer Değiştirmiş Eliptik Yansıtıcı Anten

Yüksek kazanç ve dar huzme özelliklerine sahip olan çift reflektör antenler, besleme anteni, alt reflektör ve ana reflektörden oluşur. Besleme pozisyonlarından dolayı bir sisteme mekanik olarak kolayca monte edilebilirler. Bu çalışmada, çift yansıtıcı anten tasarımında alt reflektör olarak EYE yansıtıcı ve ana reflektör olarak bir parabolik çanak kullanılmaktadır.

İki kısmi elips parçasından oluşan EYE yansıtıcı yapısı iki odak noktasına sahiptir; bunlardan biri horn besleyicinin faz merkezine, diğeri ana parabolün odak noktasına çakıştırılır. Odak noktalarından birinin eksenel olarak yer değiştirmesi nedeniyle ana reflektör ofset yapıya sahiptir. Parabolik ana reflektör ve EYE alt reflektör Şekil 2.1'de gösterilmektedir. EYE alt reflektörünün iki önemli avantajı vardır. İlki, besleyiciden gelen EM enerji, EYE yansıtıcıdan ana reflektörün yüzeyine düzgün dağılımlı olarak yayılır, bu durum açıklık verimliliğinin daha yüksek olmasını sağlar. İkinci olarak, tüm anten yapısının derinliği EYE'nin odak noktasının konumuna ve parabolik yansıtıcının odak uzunluğuna bağlı olarak ayarlanabilir. Böylece, daha kompakt bir anten tasarımı yapılabilir. Ayrıca, alt reflektör çanak açıklığından içeri yerleştirilirse, anten kuplaja karşı kendiliğinden korumalı olmaktadır.

Tasarım sürecinde, kutupsal koordinat elips denklemleri EYE alt reflektörünü oluşturmak için kullanılır. Bu formüller (2.1) - (2.5) 'de verilmiştir. Yapının tüm parametreleri Şekil 2.1'de gösterilmiştir. ADE'nin ana odak noktası başlangıç notasına

yerleştirildiğinde, bütün yapı ikinci odak koordinatı (f_{x2}, f_{y2}) , eksantriklik (e) ve alt reflektörün yarıçapı ($Da / 2$) ile tanımlanabilir.

$$f = \sqrt{a^2 - b^2} = \sqrt{(f_{x2} - f_{x1})^2 + (f_{y2} - f_{y1})^2} / 2 \quad (2.1)$$

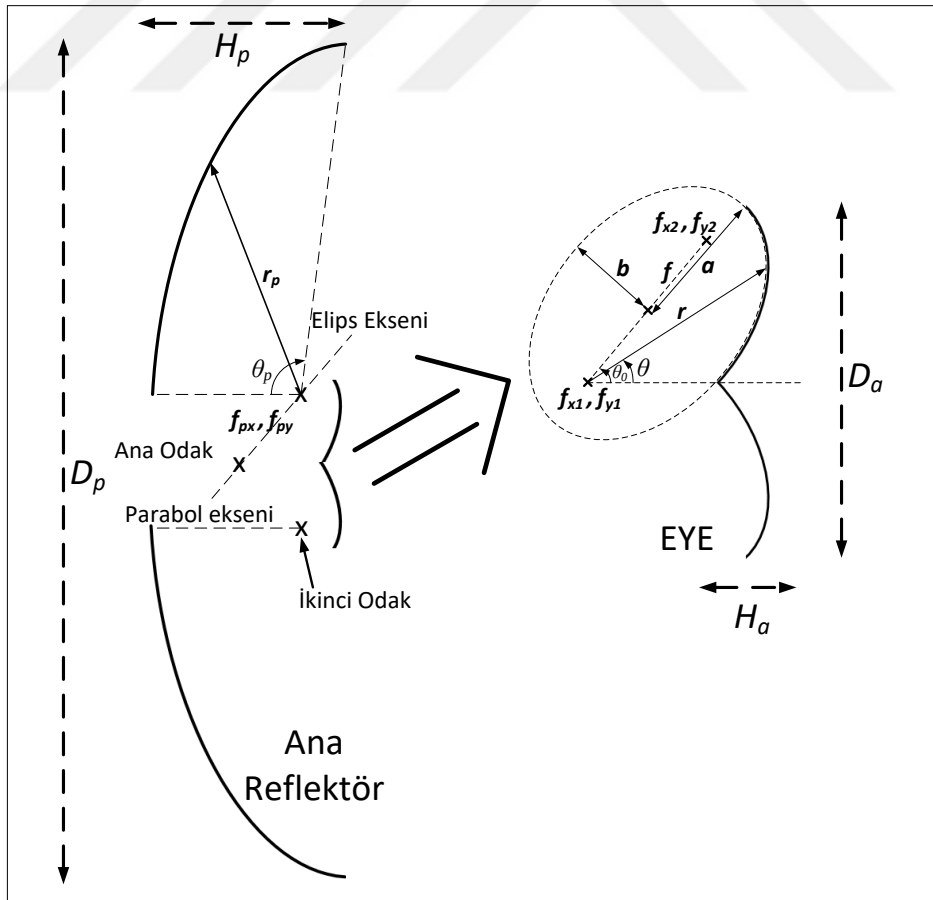
$$e = f / a \quad (2.2)$$

$$\rho = a(1 - e^2) \quad (2.3)$$

$$r = \frac{\rho}{1 - e \cos(\theta - \theta_0)} \quad (2.4)$$

$$\theta_0 = \arctan\left(\frac{f_{y2} - f_{y1}}{f_{x2} - f_{x1}}\right) \quad (2.5)$$

Bu formüllerde, a büyük yarıçap, b küçük yarıçap, ρ yarı özkiriş olarak adlandırılmaktadırlar. Elipsin ana odak noktasının koordinatları (f_{x1}, f_{y1}) , ikinci odak noktası ise (f_{x2}, f_{y2}) olarak tanımlanmıştır. θ_0 elips ekseninin ana eksene göre yer değiştirme açısıdır.



Şekil 2.1 EYE yansıtıcı ve parabolik yansıtıcı gösterimi

Bundan sonra, ana reflektör parabol formülleriyle oluşturulabilir. Parabolün odak noktası EYE yansıtıcının ikinci odak noktası ile çakışmalıdır (f_{x2}, f_{y2}). Böylece, elipsten yansıtılan odaklanmış enerji, ana çanağın üzerine eşit dağılımlı olarak yayılır. Ana parabol, odak uzunluğu (f_p) ve maksimum parabol açısı (θ_{pmax}) ile parametrelendirilebilir. EYE yansıtıcı ile çanak arasındaki mesafe f_p ile ayarlanabilir ve çanağın yüksekliği (H_p) ile açıklık çapı (D_p) f_p ve θ_p üzerinden tanımlanabilir. Kutupsal koordinatlarda verilen parabol denklemi (2.6) ana yansıtıcıya ait parabolik eğriyi oluşturmakta kullanılır.

$$r_p = \frac{2f_p}{1 + \cos(\theta_p)} \quad (2.6)$$

2.1.1 Milimetrik Dalga EYE Çift Yansıtıcı Anten Tasarımı

EYE reflektör tasarımına örnek olarak, milimetre dalga uygulamaları için bir anten tasarımı yapılmıştır [71]. EYE yansıtıcıyı beslemek için dairesel horn besleyici kullanılır. Anten 23-26 GHz çalışma bandına çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Tasarım sürecinde toplam anten derinliğinin mümkün olduğunca küçük olması hedeflenmiştir. Bu nedenle, alt reflektör ana çanağın açıklığı içine yerleştirilir. Ayrıca, yüksek açıklık verimliliği amaçlanmıştır.

2.1.1.1 Dairesel Horn Besleme Anteni Tasarımı

İlk olarak dairesel horn besleyici yarıçapı, dairesel dalga kılavuzu denklemleri (2.7) ve (2.8) kullanılarak hesaplandı. Bu formüllerdeki Bessel katsayıları farklı kipler için Tablo 2.1'de verilmiştir. Denklemlere göre, en düşük kesim değerine sahip olan ilk kip TE_{11} kipi ve sonraki kip TE_{21} 'dir. Böylece TE_{11} kipi dairesel dalga kılavuzunun temel bandını oluşturmaktadır. Horn antenin dalga kılavuzunun çapı, antenin çalışma frekansı TE_{11} kipi için ortasında kalacak şekilde seçilmelidir. Hesaplamalardan sonra, 17.52 GHz kesim frekansı için dalga kılavuzunun yarıçapı 5 mm olarak seçildi.

$$\lambda_{c,mn} = \frac{2\pi r}{p'_{mn}} \quad , \text{ TE kipleri için} \quad (2.7)$$

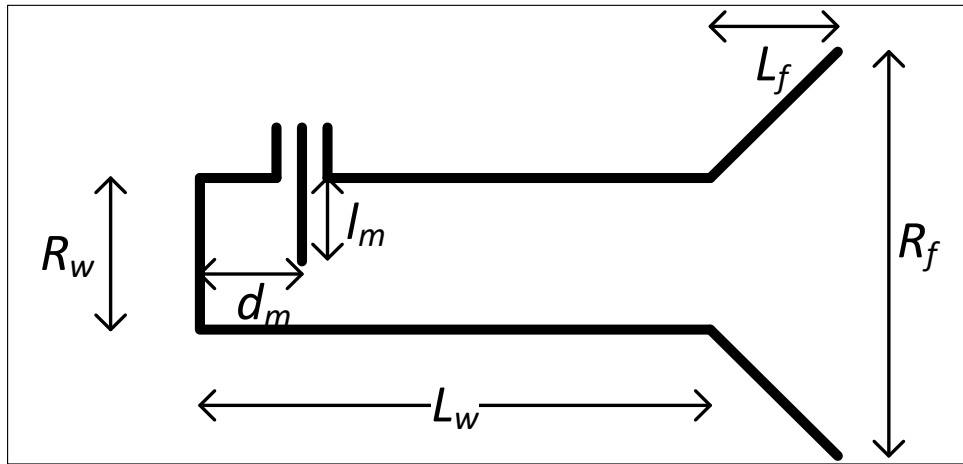
$$\lambda_{c,mn} = \frac{2\pi r}{p_{mn}} \quad , \text{ TM kipleri için} \quad (2.8)$$

Çizelge 2.1 Dairesel dalga kılavuz kipleri için Bessel katsayıları

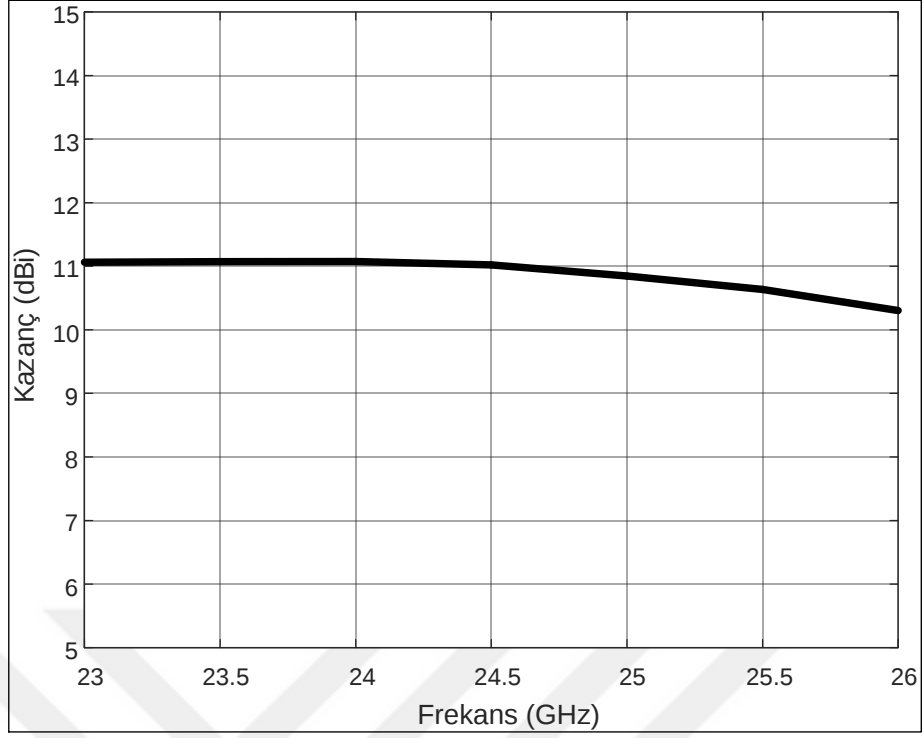
	p'_{mn} (TE)			p_{mn} (TM)		
m/n	1	2	3	1	2	3
0	3.832	7.016	10.174	2.405	5.520	8.654
1	1.841	5.331	8.536	3.832	7.016	10.174
2	3.054	6.706	9.970	5.135	8.417	11.620

Dairesel dalga kılavuzu, SMA konektörüne bağlı bir monopol telle beslenir. Tasarımın ilk aşamasında bu monopol telin uzunluğu 24 GHz için $\lambda/4$ olarak seçilir ve telin arka duvara olan mesafesi 24 GHz için $\lambda_g/4$ ayarlanır. Burada, λ havadaki dalga boyudur ve λ_g dalga kılavuzunun içindeki dalga boyudur. İki dalga boyu türü arasındaki ilişki, denklem (2.9)'da verilmektedir. Sonrasında, daha iyi bir geri dönüş kaybı elde etmek için, 3B EM benzetim programında monopolün parametreleri optimize edilmiştir. Benzetim sonuçlarına göre, çalışma frekanslarında antenin S_{11} 'i -15 dB'nin altında elde edilmiştir. Giriş yansıma katsayısı grafiği Şekil 2.2'de görülebilir.

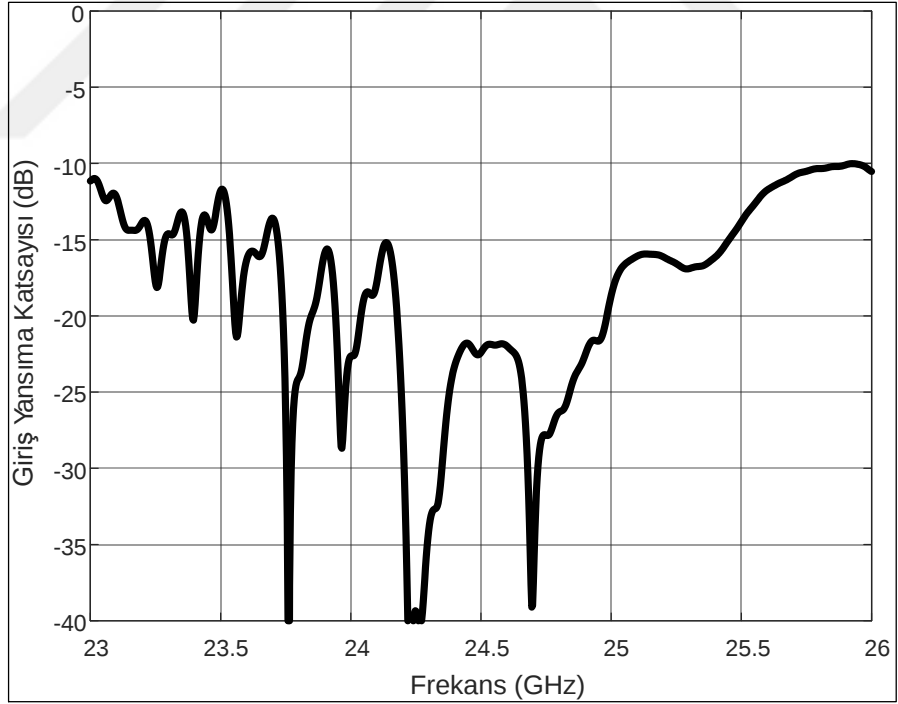
$$\left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{p'_{mn}}{r}\right)^2 \quad (2.9)$$



Şekil 2.2 Dairesel horn anten gösterimi



(a)

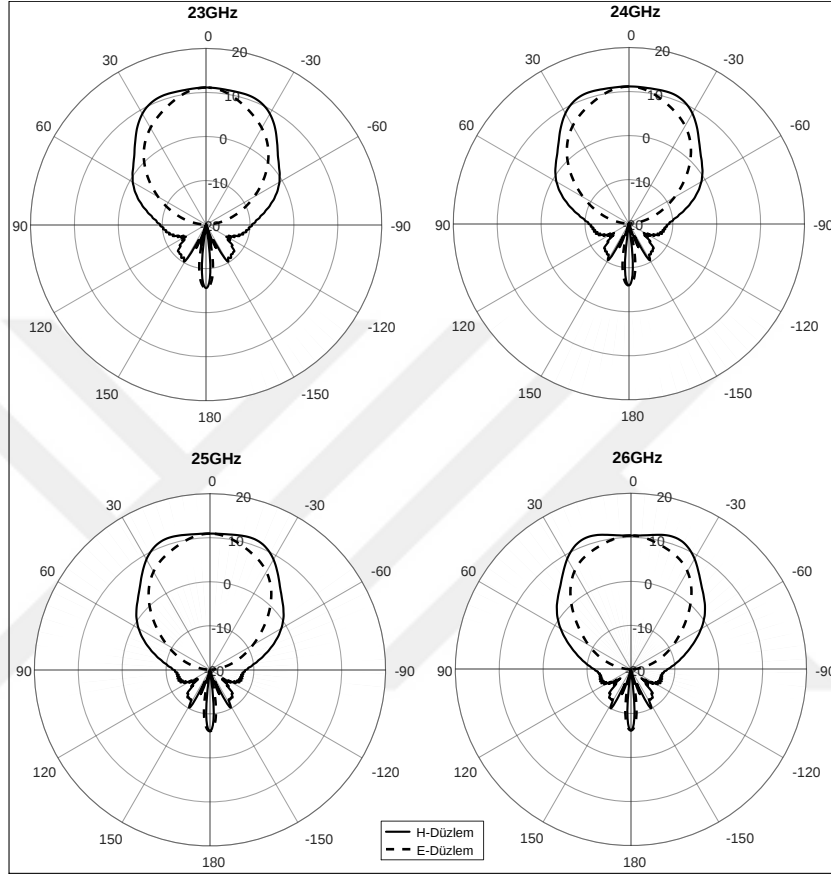


(b)

Şekil 2.3 Dairesel horn antenin performans sonuçları (a) kazanç (b) giriş yansıma katsayısı

Ayrıca yönlendiriciliği daha yüksek bir anten oluşturmak için, dalga kılavuzunun önüne bir konik açıklık eklenmiştir, böylece horn anten tamamlanmıştır. Konik açıklık

uzunluğu yaklaşık 24 GHz için λ olarak seçilmiş ve açıklık çapı 13.5 mm olarak alınmıştır. Benzetimlere göre tasarlanan hornun kazancı 24 GHz'de 11 dBi'dir. Ayrıca, antenin YGHG'si 24 GHz'de 63° olarak bulundu. 23 ve 26 GHz aralığı için antenin ışıma örüntüleri ve kazanç performansı Şekil 2.3 ve 2.4'de verilmiştir. Tasarlanan anten Şekil 2.2'de gösterilmiş olup fiziksel parametreleri Çizelge 2.2'de verilmiştir.



Şekil 2.4 Çeşitli frekanslar için dairesel horn antenin ışıma örüntüleri

2.1.1.2 EYE Yansıtıcı Anten Tasarımı

Horn besleyici tasarımından sonra, EYE alt reflektör ve parabolik reflektör, milimetre dalga uygulamaları için yüksek kazanç ve dar YGHG elde etmek üzere tasarlanmıştır. Bunu sağlamak için, ana reflektörün çapı 30 cm olarak seçilmiştir. Reflektörden elde edilebilecek maksimum kazanç, (2.10) 'da verilen formüle göre 24 GHz'de 37.5 dBi olarak hesaplanır. Ayrıca, EYE alt reflektör çapı, ışıma bloklanmasını önlemek için ana reflektörün çapının altıda biri olarak (5 cm) seçilmiştir. Ana reflektör ve alt reflektörün tüm boyutları Çizelge 2.2'de verilmiştir. Ayrıca, EYE alt reflektör Şekil 2.5'de gösterildiği gibi ana reflektörün açıklığının içine yerleştirilmiştir. Böylece, toplam anten

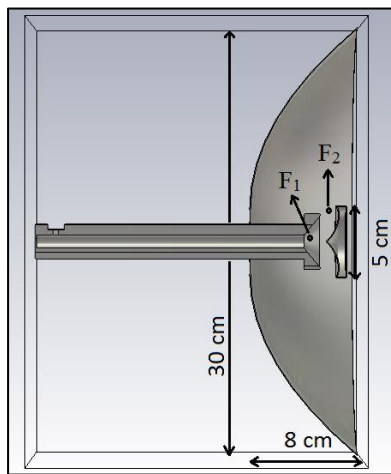
derinliği ana reflektör ile aynıdır, yani 8 cm'dir. Tasarlanan çiftli reflektör yapısı Şekil 2.5'de gösterilmiştir.

$$G = \frac{4\pi(\pi D_p^2)}{\lambda^2} \quad (2.10)$$

Tasarlanan çift yansıtıcı antenin 3B EM benzetim programında analizi yapılmıştır ve parametrik olarak optimize edilmiştir. Benzetim sonuçlarına göre anten kazanımı 23-26 GHz frekans bandında 35 ve 36.3 dBi arasındadır. Reflektörün kazancı maksimum elde edilebilir kazanç ile karşılaştırmalı olarak Şekil 2.6a'da verilmektedir. Reflektör antenin açıklık verimliliği çalışma bandında %64 ile %68 arasında kalmaktadır (Şekil 2.6b). Anten verimliliği besleme antenin YGHG değeri değiştirilerek daha da artırılabilir. Horn antenin huzme genişliği ile beraber faz merkezi de değişmektedir, faz merkezi ana odak noktası üzerinde kalacak şekilde ayarlanmalıdır. Ayrıca, Şekil 2.7'de görüldüğü üzere antenin giriş yansıması 23 GHz ve 26 GHz arasında -10 dB'nin altındadır.

Çizelge 2.2 Tasarlanan EYE çift yansıtıcı antenin parametreleri

	Fiziksel Parametreler
Horn Besleme	$L_w=18.8$ cm, $R_w=10$ mm, $d_m=13.5$ mm, $l_m=3.75$ mm, $R_f=36.5$ mm, $l_f=11$ mm
EYE Alt Reflektör	$D_a=50$ mm, $H_a=8$ mm, $e=0.8$, $f_{x1}=0$, $f_{y1}=0$, $f_{x2}=14.5$ mm, $f_{y2}=22.5$ mm
Ana Reflektör	$D_p=30$ cm, $H_p=8$ cm, $f_p=6$ cm, $\theta_{pmax}=95^\circ$

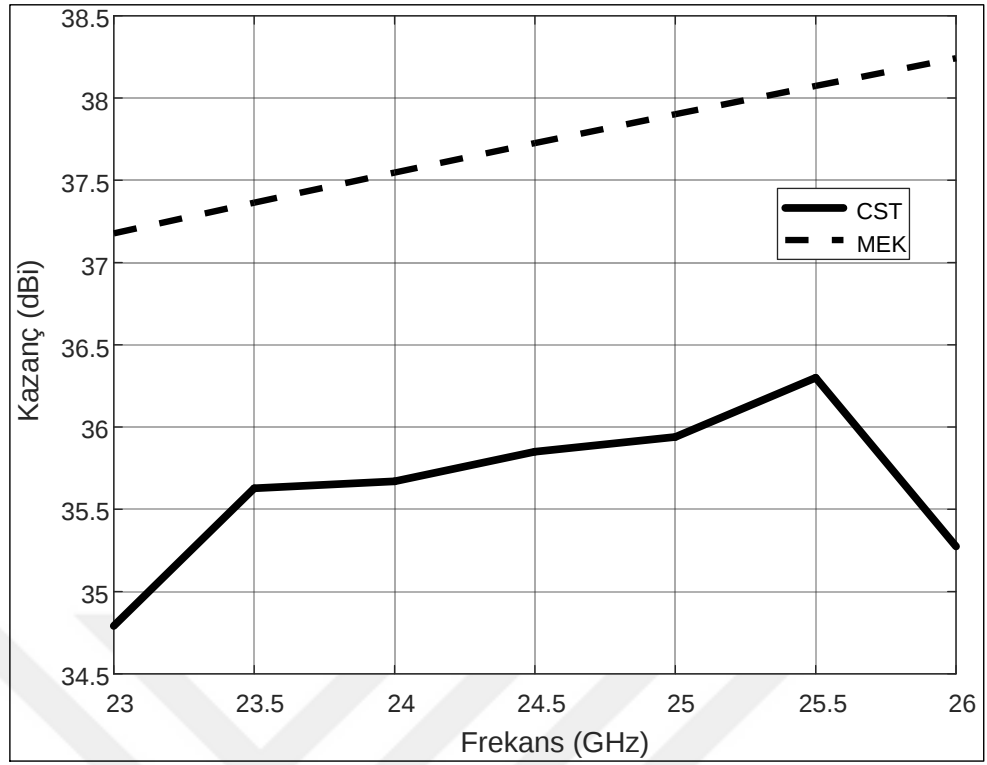


(a)

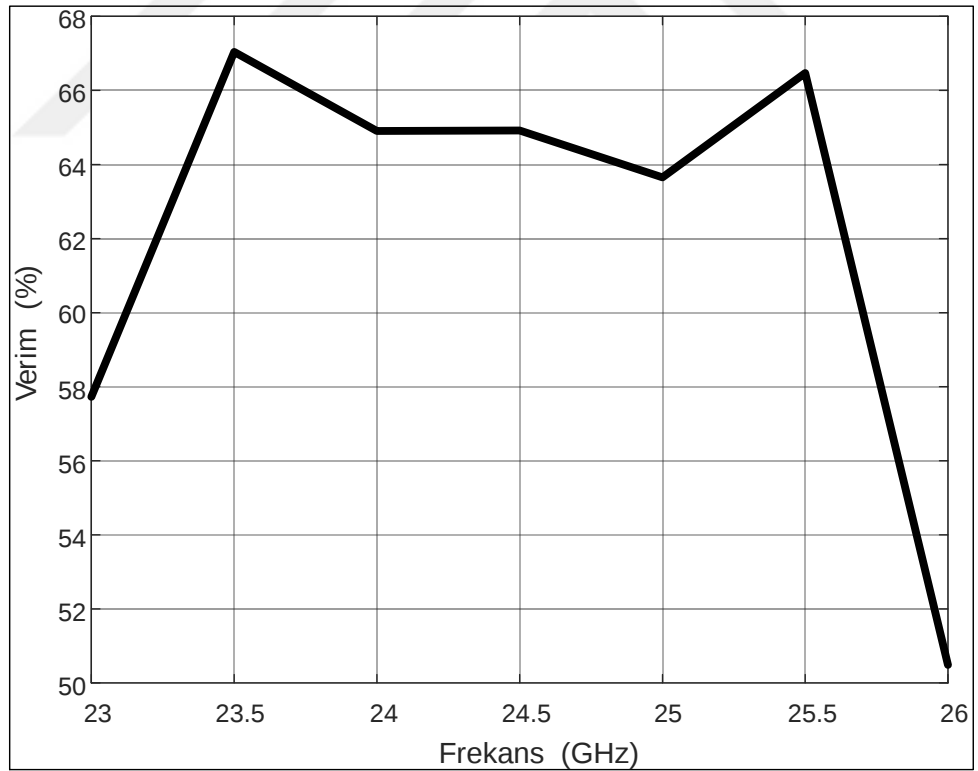


(b)

Şekil 2.5 Tasarlanan EYE çift yansıtıcı anten (a) gösterim (b) üretim

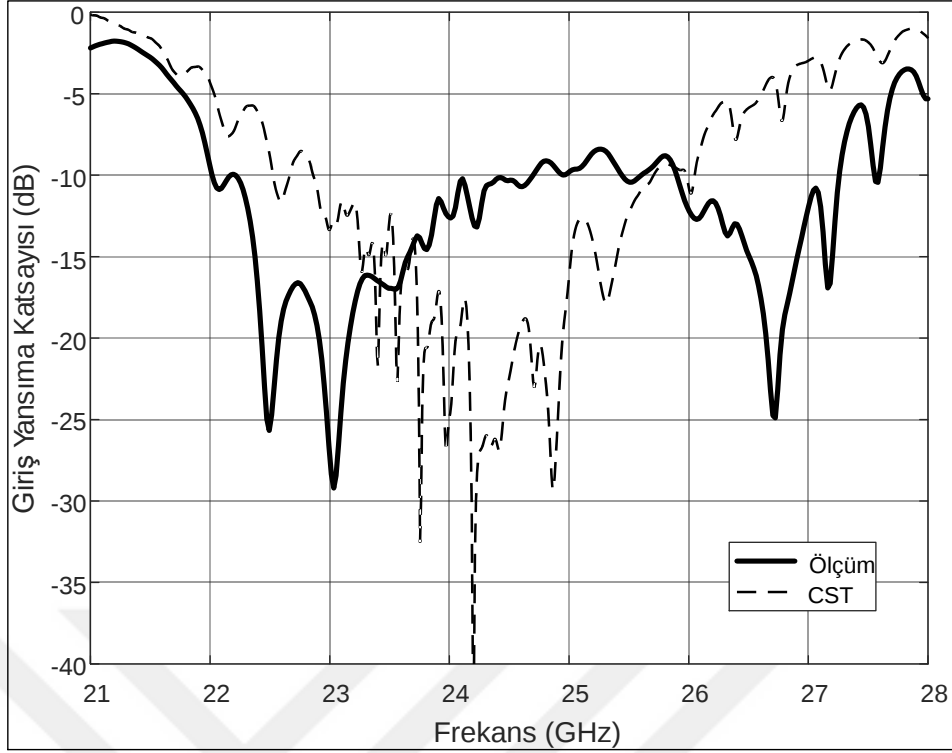


(a)



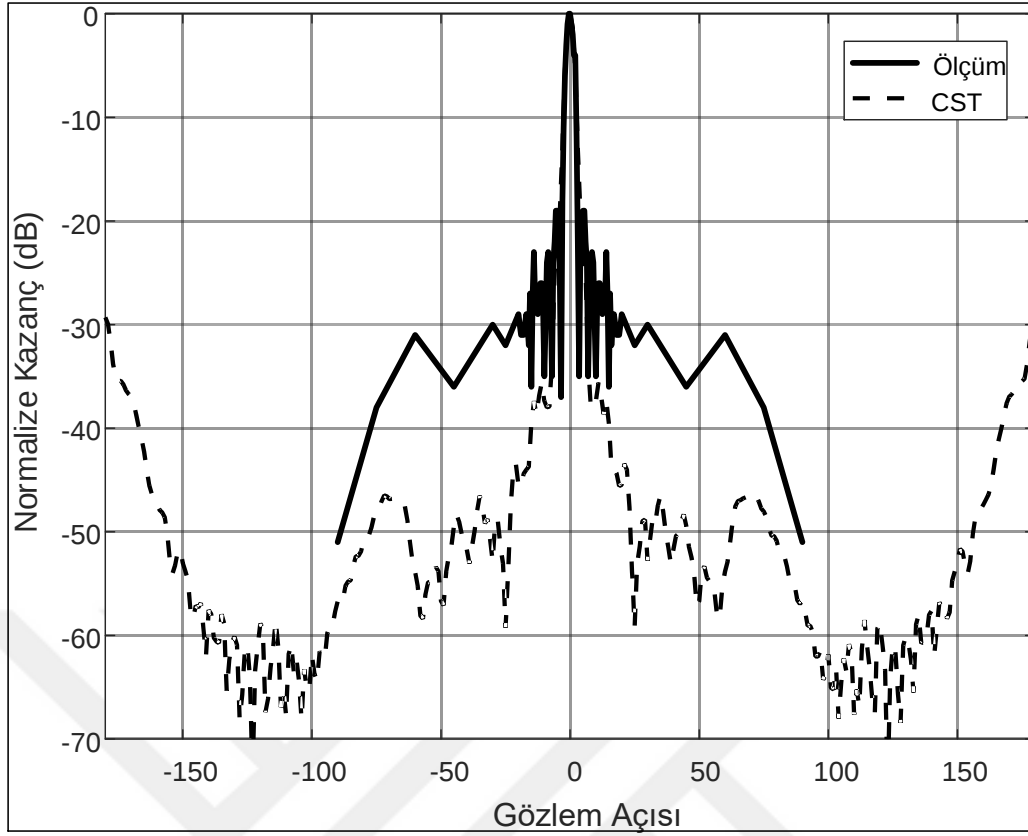
(b)

Şekil 2.6 Tasarlanan milimetrik dalga EYE çift yansıtıcılı antenin performans sonuçları
(a) kazanç (b) verimlilik



Şekil 2.7 Tasarlanan milimetrik dalga EYE çift yansıtıcı antenin giriş yansıma katsayısı

Tasarlanan antenin üretimi ve ölçümü yapıldı. Ana reflektör, dielektrik CIBA malzemesi kullanılarak imal edildi ve reflektör yüzeyi alüminyum folyo bant ile kaplandı. Alt reflektör ve besleyici CNC tezgâhında alüminyum malzemenin işlenmesi ile oluşturulmuştur. Ölçümler 40 m mesafeden, spektrum analizör ve sinyal üretici kullanılarak yapıldı. Referans anteni olarak ETS Lindgren 3160-09 horn anten kullanıldı. Ölçüm sonuçlarına göre, anten 24 GHz'de 34 dBi kazanç ve 3° YGHG'ye sahiptir. Ayrıca, Şekil 2.7'de görüldüğü gibi, giriş yansıma katsayısı -10 dB'den daha aşağıda kalmaktadır. Tasarlanan çift yansıtıcı antenin 24 GHz'de ölçülmüş normalize ışıma örüntüsü benzetim sonuçları ile karşılaştırmalı olarak Şekil 2.8'de sunulmuştur. Ölçülmüş anten kazancında benzetim sonuçlarına göre bazı kayıplar görüldü. Bu durum ana reflektör yüzeyinin pürüzlülüğünden ve alt reflektörü tutan dielektrik çubuktan kaynaklanmaktadır.



Şekil 2.8 Tasarlanan milimetrik dalga EYE yansıtıcı antenin 24 GHz ışıma örüntüsü

2.2 2B Analitik Regülerizasyon Metodu

Elektromanyetik sınır koşulu problemleri ilk türden sonsuz $Ax = b$ sisteminin, $A_N x^N = b^N$ cebirsel formuna kırpmaya metoduyla indirgenmesiyle nümerik olarak tanımlanabilir. Burada A_N , N boyutlu bir operatördür. Ancak, bu tip sistemlerin durum sayısı $N \rightarrow \infty$ olduğunda gerçek sisteme yakınsamamaktadır ve böylece kararlılık problemleri ortaya çıkmaktadır. $N \rightarrow \infty$ için $A_N x^N = b^N$ cebirsel formu tam çözüme $Ax = b$ yakınsamalıdır, ancak böyle bir yakınsamayı gösterebilen herhangi bir teorem ya da bu tip problemlerin tam çözümü yoktur [66].

$Ax = b$ sonsuz sistemi (L_0, R_0) regülatör çifti kullanılarak ikinci türden $(I + H)y = L_0 b$ formuna dönüştürülebilir. Burada, $x = R_0 y$ ve $y = R_0^{-1} x$ 'dir. Böyle bir ikinci türden sistemin durum sayısı $(c_n = \|I + H_N\| \cdot \|(I + H_N)^{-1}\|)$ $N \rightarrow \infty$ için yakınsamaktadır. Yani, sınır değer problemleri yukarıda gösterildiği gibi bir ikinci türden cebirsel sisteme indirgenmesiyle kullanışlı nümerik çözüm tasarımları yapılabilir.

2.2.1 İki Boyutlu Dirichlet Sınır Değer Problemi

Z ekseninde sonsuz uzunluğa sahip silindirik bir iletken yapının kırınım problemi ele alındığında, böyle bir yapının XOY düzleminde kendi ile kesişmeyen, yumuşak bir S konturu oluşturduğu görülür. Böyle bir hedefin üzerine E-polarizeli z ekseninden bağımsız bir dalga (u^i) geldiğinde, cisimden saçılan alan ($u^s(p)$) Dirichlet sınır koşulu ile birlikte Helmholtz denklemini sağlamaktadır. Şekil 2.9'daki iletken S yüzeyi için Helmholtz denklemi:

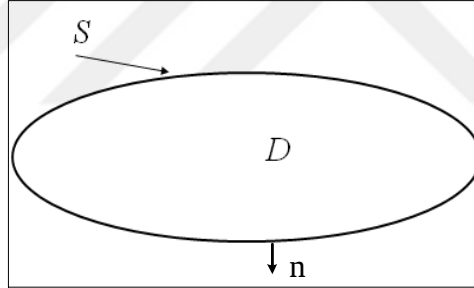
$$(\Delta + k^2)u^s(p) = 0, \quad p \in R^2 \setminus S, \quad u^s(p) \in C^2(R^2 \setminus S) \quad (2.11)$$

Dirichlet sınır koşulu:

$$u^s(p) = -u^i(p), \quad p \in S \quad (2.12)$$

ve Sommerfeld radyasyon koşulu:

$$u^s(p) = \left[\frac{du^s(p)}{d|p|} - iku^s(p) \right] = O(|p|^{-1/2}), \quad k > 0, \quad p \rightarrow \infty \quad (2.13)$$



Şekil 2.9 XOY-düzleminde silindirik bir kesit

Burada, D , S yumuşak konturu tarafından çevrelenen 2B alandır. S konturu p noktadan oluşmakta olup, dışarı doğru n birim vektörüne sahiptir.

Verilen sınır değer probleminin tüm çözümleri, varsa, Green'in teoremi kullanarak üretilen aşağıdaki integral denklemi ile analiz edilebilir.

$$u^s(q) = \iint_S [G(q, p)Z(p)] dS, \quad q \in R^2 \quad (2.14)$$

Burada,

$$Z(q) = \frac{\partial u^s(q)}{\partial n}, \quad q \in S \quad (2.15)$$

İntegral denklemi (2.12) ve (2.14) kullanılarak aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\iint_S [G(q, p)Z(p)] dl_p = -u^i(q), \quad q \in S \quad (2.16)$$

$Z(p)$ hesaplanmak istenen akım fonksiyonudur. Burada, $G(q, p)$ 2B için Helmholtz denkleminin çözümü olan ilk türden sıfırıncı derece Hankel fonksiyonudur ve aşağıdaki gibidir

$$G(q, p) = -\frac{i}{4} H_0^1(k|q - p|) \quad (2.17)$$

Yumuşak kontur S 'nin koordinatları, θ 'ya bağlı olarak aşağıdaki fonksiyon ile parametrelendirilebilir.

$$\eta(\theta) = (x(\theta), y(\theta)), \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (2.18)$$

Burada S konturu üzerindeki tüm noktalar $\theta = -\pi$ 'den $\theta = \pi$ 'ye kadar tanımlıdır. Ayrıca bu tanım sayesinde S konturu $\theta = \pm\pi$ içerisinde periyodik olmaktadır.

Böylece bu gösterim kullanılarak (2.14) aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\int_{-\pi}^{\pi} G_D(kR(\theta, \tau)) Z_D(\tau) d\tau = g(\theta), \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (2.19)$$

burada,

$$R(\theta, \tau) = \left\{ [x(\theta) - x(\tau)]^2 + [y(\theta) - y(\tau)]^2 \right\}^{1/2} \quad (2.20)$$

$$g(\theta) = -u^i(\eta(\theta)) \quad (2.21)$$

ve hesaplanmak istenen akım fonksiyonu,

$$Z_D(\theta) = l(\theta) Z(\eta(\theta)) \quad (2.22)$$

$l(\theta)$, θ 'ya bağlı diferansiyel uzunluktur ve aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$l(\theta) \triangleq \left([x'(\theta)]^2 + [y'(\theta)]^2 \right)^{1/2} > 0, \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (2.23)$$

$\theta = \tau$ için $G(R(\theta, \tau))$ kernel fonksiyonunda daima tekillik vardır. Bu durumun (2.19)'u çözmeden önce incelenmesi gerekmektedir. Çok iyi bilindiği gibi kernel fonksiyonu logaritmik tipte bir tekillik içermektedir [72] ve bu tekillik aşağıdaki gibi ayrıştırılabilir.

$$G_D(kR(\theta, \tau)) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \ln \left| 2 \sin \left(\frac{\theta - \tau}{2} \right) \right| + K_D(\theta, \tau) \right\}, \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (2.24)$$

burada,

$$K_D(\theta, \tau) \in C^1(Q^2) \quad (2.25)$$

ve kernel fonksiyonun bütün ikinci dereceden kısmi türevleri sadece $\ln \left| 2 \sin \left(\frac{\theta - \tau}{2} \right) \right|$

tipinde tekillik içermektedir. Yani,

$$\frac{\partial^2 K_D(\theta, \tau)}{\partial^2 \theta}, \frac{\partial^2 K_D(\theta, \tau)}{\partial^2 \tau}, \frac{\partial^2 K_D(\theta, \tau)}{\partial \theta \partial \tau} \in L_2([- \pi, \pi] \times [- \pi, \pi]) \quad (2.26)$$

Bu $K(\theta, \tau)$ 'nın $\ln \left| 2 \sin \left(\frac{\theta - \tau}{2} \right) \right|$ 'ye göre çok daha akıcı bir fonksiyon olduğunu

göstermektedir. Buna göre, (2.19)'daki ana tekillik $\ln \left| 2 \sin \left(\frac{\theta - \tau}{2} \right) \right|$ 'dir. (2.25) ve

(2.26)'ya göre $K_D(\theta, \tau)$ çiftli Fourier serisine açılabilir.

$$K_D(\theta, \tau) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} k_{sm} e^{i(s\theta + m\tau)}, \quad \theta, \tau \in [-\pi, \pi] \quad (2.27)$$

Ayrıca eşitsizlik

$$\sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (|s|^2 + 1)(|m|^2 + 1)|k_{sm}|^2 < \infty \quad (2.28)$$

doğrudur. (2.19)'un tüm kısımları Fourier serisine açılabilir [73].

$$\ln \left| 2 \sin \left(\frac{\theta - \tau}{2} \right) \right| = -\frac{1}{2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |n|^{-1} e^{in(\theta - \tau)}, \quad \theta, \tau \in [-\pi, \pi] \quad (2.29)$$

$$Z_D(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} z_n e^{in\tau}, \quad \tau \in [-\pi, \pi] \quad (2.30)$$

$$g(\theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n e^{in\theta}, \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (2.31)$$

Yukarıda tanımlanan (2.27), (2.29), (2.30) ve (2.31) Fourier serileri (2.24) ve (2.19)'un içine yerleştirilirse ve elde edilen serinin sol tarafı tarafı $e^{in\tau}$ fonksiyonunun ortogonalitesi kullanılarak $[-\pi, \pi]$ aralığında entegre edilirse, (2.19) aşağıdaki forma dönüşmüş olur.

$$\sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |n|^{-1} z_n e^{in\theta} - 2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} k_{n,-m} z_m \right) e^{in\theta} = -2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n e^{in\theta}, \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (2.32)$$

(2.32) denkleminde sağ ve sol taraf için Fourier serilerinin katsayılarının eşitliği kullanılırsa, sonuç:

$$-2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} k_{0,-m} z_m = -2g_0 \quad (2.33)$$

$$|s|^{-1} z_s - 2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} k_{s,-m} z_m = -2g_s, \quad s = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.34)$$

Aşağıdaki tanımlamaları yapalım

$$\tau_n = \max\left(1, |n|^{1/2}\right), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.35)$$

$$\tilde{k}_{s,m} = k_{s,m} + \frac{1}{2} \delta_{s,0} \delta_{m,0} \quad (2.36)$$

burada $\delta_{m,n}$ Kroneker delta fonksiyonudur. Bu tanımlara göre (2.33) ve (2.34) yeniden yazılırsa,

$$\tau_s^{-2} z_s - 2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \tilde{k}_{s,-m} z_m = -2g_s, \quad s = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.37)$$

(2.37) sonsuz lineer cebir sistemi l_2 'de birinci türdür. Ama bilinmeyen katsayılar için $\hat{z}_n$ ve bilinen katsayılar $\hat{k}_{s,m}$, $\hat{g}_s$ için yapılacak yeni tanımlamalarla ((2.38),(2.39),(2.40)) kolaylıkla ikinci türe çevrilebilir.

$$\hat{z}_n = \tau_n^{-1} z_n \quad (2.38)$$

$$\hat{k}_{s,m} = -2\tau_s \tau_m \tilde{k}_{s,-m} \quad (2.39)$$

$$\hat{g}_s = -2\tau_s g_s \quad (2.40)$$

(2.37) denklemi τ_s ile çarpılır ve (2.38), (2.39), (2.40) denklemin içine yerleştirilirse,

$$\hat{z}_s + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \hat{k}_{s,m} \hat{z}_m = \hat{g}_s, \quad s = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.41)$$

(2.28), (2.38) ve (2.39) formüllerine göre, aşağıdaki eşitsizlik

$$\sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (|s|+1)(|m|+1) |\hat{k}_{sm}|^2 < \infty \quad (2.42)$$

doğrudur. Böylece, (2.41) l_2 'de ikinci türden olarak yeniden yazılabilir,

$$(I + \hat{K}) \hat{z} = \hat{g} \quad (2.43)$$

Burada, $\hat{K} = \left\{ \hat{k}_{sm} \right\}_{s,m=-\infty}^{\infty}$ kompakt matris operatörüdür ve $\hat{z} = \{ \hat{z}_n \}_{n=-\infty}^{\infty}$, $\hat{g} = \{ \hat{g}_n \}_{n=-\infty}^{\infty}$ sütun vektörlerdir.

Böylece, (2.11) sınır değer problemi ikinci türden bir sonsuz cebirsel sisteme indirgenmiştir. Elde edilen sonsuz (2.41) sistem kırpma metodu ile nümerik olarak aşağıdaki gibi çözülebilir.

$$\hat{z}_s + \sum_{m=-N}^N \hat{k}_{s,m} \hat{z}_m = \hat{g}_s, \quad s = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.44)$$

Yeterince büyük N gerekli doğruluğu sağlayacaktır ve tüm N değerleri için sistem kararlıdır. Dikkat edilmesi gereken bir diğer hususa birinci türden (2.37) sistemi (L_0, R_0) çift taraflı regülarizatörler kullanılarak (2.43) ikinci türden sisteme dönüştürülmüştür.

$$L_0 = R_0 = \left\{ \delta_{s,n} \tau_n \right\}_{s,n=-\infty}^{\infty} \quad (2.45)$$

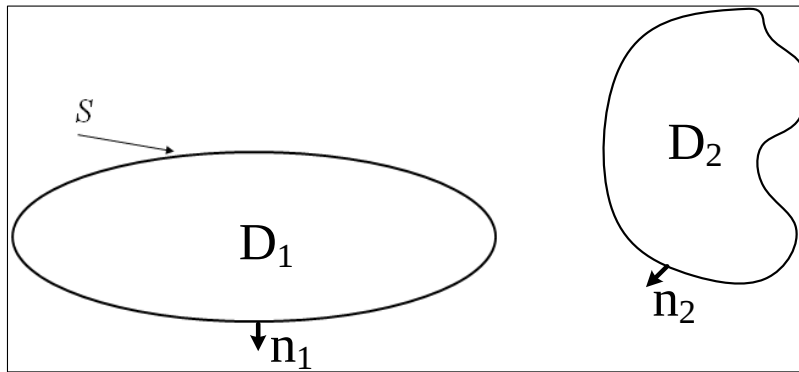
diagonal matris operatörleri ile [73].

ÇOKLU CİSİM SAÇILIMI İÇİN 2B ANALİTİK REGÜLARİZASYON METODUNUN GELİŞTİRİLMESİ

Bir önceki bölümde, kapalı bir silindirik nesneden saçılma probleminin çözümü için iki boyutlu Dirichlet sınır değer probleminin ikinci türden cebirsel bir sisteme indirgenebileceği gösterilmiştir. 2B ARM'in doğruluğu [74] 'de teyit edilmiştir ve bu yöntem farklı anten türlerini analiz etmek için kullanılmıştır [67], [68], [69]. Ayrıca [74]'de 2.5B ARM yöntemi parabolik yansıtıcıdan olan saçılmayı üç boyutlu sonuçlara yakın olarak çözmek için geliştirilmiştir.

Bu bölümde ise, çok sayıda cisimden saçılma için 2B ARM'nin teorik geliştirilmesi yapılmıştır. Önerilen yöntemi doğrulamak için birden fazla silindir çubuktan saçılma hesaplanmıştır. Anten örnekleri olarak 2B ARM'de çift yansıtıcılı EYE anten ve ofset parabolik yansıtıcı anten tasarımı yapılmıştır. Hesaplanan sonuçlar 3B EM benzetim sonuçları ile karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

3.1 Çoklu Nesneli Analitik Regülarizasyon Metodu



Şekil 3.1 İki silindirik cismin XOY düzlemindeki kesitleri

Eğer çözüm düzleminde birbiriyle kesişmeyen birden fazla sayıda cisim bulunuyorsa (Şekil 3.1), problemi tanımlamak için gerekli formülasyonlar aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$\int_{-\pi}^{\pi} G_{D11}(kR(\theta_1, \tau_1)) Z_{D1}(\tau_1) d\tau_1 + \int_{-\pi}^{\pi} G_{D12}(kR(\theta_1, \tau_2)) Z_{D2}(\tau_2) d\tau_2 = g_{D1}(\theta_2), \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (3.1)$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} G_{D21}(kR(\theta_2, \tau_1)) Z_{D1}(\tau_1) d\tau_1 + \int_{-\pi}^{\pi} G_{D22}(kR(\theta_2, \tau_2)) Z_{D2}(\tau_2) d\tau_2 = g_{D2}(\theta_2), \quad \theta \in [-\pi, \pi] \quad (3.2)$$

Bu denklemlerde G_{D11} ve G_{D22} kısımları cisimlerin kendi kendisine olan etkileşimlerini temsil etmektedir, diğerleri de cisimler arası etkiyi temsil eder. G_{D11} ve G_{D22} tekil terim içermektedirler ve (2.24)'deki açılım kullanılarak tekillikleri ayrıştırılabilmektedir (3.3). G_{D12} ve G_{D21} 'de tekil terim yoktur ve herhangi bir ayrıştırmaya ihtiyaçları da yoktur (3.4).

$$G_{Dxx}(kR(\theta_x, \tau_x)) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \ln \left| 2 \sin \left(\frac{\theta_x - \tau_x}{2} \right) \right| + K_{Dxx}(\theta_x, \tau_x) \right\}, \quad \theta \in [-\pi, \pi] \text{ and } x=1,2 \quad (3.3)$$

$$G_{Dxy}(kR(\theta_x, \tau_y)) = \frac{1}{2\pi} \left\{ K_{Dxy}(\theta_x, \tau_y) \right\}, \quad \theta \in [-\pi, \pi] \text{ and } xy=12,21 \quad (3.4)$$

(3.3) ve (3.4), (3.1) ve (3.2)'ye yerleştirilirse ve sonrasında (3.1) ve (3.2), (2.27), (2.29), (2.30) ve (2.31) denklemleri kullanılarak Fourier serisine açılırsa aşağıdaki hale indirgeneceklerdir.

$$-2 \sum_{m1=-\infty}^{\infty} k_{0,-m1} z_{m1} = -2g_0 \quad (3.5)$$

$$|s1|^{-1} z_{s1} - 2 \sum_{m1=-\infty}^{\infty} k_{s1,-m1} z_{m1} - 2 \sum_{m2=-\infty}^{\infty} k_{s1,-m2} z_{m2} = -2g_{s1}, \quad s1 = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.6)$$

$$-2 \sum_{m2=-\infty}^{\infty} k_{0,-m2} z_{m2} = -2g_0 \quad (3.7)$$

$$|s2|^{-1} z_{s2} - 2 \sum_{m1=-\infty}^{\infty} k_{s2,-m1} z_{m1} - 2 \sum_{m2=-\infty}^{\infty} k_{s2,-m2} z_{m2} = -2g_{s2}, \quad s2 = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.8)$$

(3.5), (3.6), (3.7) ve (3.8) aşağıdaki tanımlamaları kullanarak harmanlanabilir.

$$\tau_n = \max\left(1, |n|^{1/2}\right), \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.9)$$

$$\tilde{k}_{sx,my} = k_{sx,my} + \frac{1}{2} \delta_{sx,0} \delta_{mx,0} \delta_{x,y}, \quad x=1,2 \text{ ve } y=1,2 \quad (3.10)$$

Böylece,

$$\tau_{s1}^{-2} z_{s1} - 2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \tilde{k}_{s1,-m1} z_{m1} - 2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \tilde{k}_{s1,-m2} z_{m2} = -2g_{s1}, \quad s1=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.11)$$

$$\tau_{s2}^{-2} z_{s2} - 2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \tilde{k}_{s2,-m1} z_{m1} - 2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \tilde{k}_{s2,-m2} z_{m2} = -2g_{s2}, \quad s2=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.12)$$

(3.11) ve (3.12)'nin iki yanı da $\tau_{s1,2}$ ile çarpılırsa, bu denklemlerin elemanları yeniden tanımlanabilir,

$$\hat{z}_{nx} = \tau_{nx}^{-1} z_{nx}, \quad x=1,2 \quad (3.13)$$

$$\hat{k}_{sx,my} = -2\tau_{sx}\tau_{my}\tilde{k}_{sx,-my}, \quad x=1,2 \text{ and } y=1,2 \quad (3.14)$$

$$\hat{g}_{sx} = -2\tau_{sx}g_{sx}, \quad x=1,2 \quad (3.15)$$

Bu sayede, çoklu cisimler için olan sınır değer problem l_2 'de ikinci türden bir cebirsel sisteme indirgenebilir (3.16)

$$\begin{bmatrix} I_{11} + \hat{K}_{11} & \hat{K}_{12} \\ \hat{K}_{21} & I_{22} + \hat{K}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{g}_1 \\ \hat{g}_2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Burada, $x=1,2$ ve $y=1,2$ için $\hat{K}_{xy} = \{\hat{k}_{sx,my}\}_{sx,my=-\infty}^{\infty}$, $\{\hat{z}_{nx}\}_{nx=-\infty}^{\infty}$ ve $\{\hat{g}_{nx}\}_{nx=-\infty}^{\infty}$ 'dir. Son olarak (3.16) sonsuz sistemine kırpma yöntemi aşağıdaki gibi uygulanır. Böylece, çoklu nesneli saçılma problemi (3.17) ve (3.18) ile çözülebilir.

$$\hat{z}_{s1} + \sum_{m1=-N}^N \hat{k}_{s1,m1} \hat{z}_{m1} + \sum_{m2=-N}^N \hat{k}_{s1,m2} \hat{z}_{m2} = \hat{g}_{s1}, \quad s1=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.17)$$

$$\hat{z}_{s2} + \sum_{m2=-N}^N \hat{k}_{s2,m1} \hat{z}_{m1} + \sum_{m2=-N}^N \hat{k}_{s2,m2} \hat{z}_{m2} = \hat{g}_{s2}, \quad s2=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.18)$$

Dahası, yukarıda iki adet cisim için geliştirilen yöntem M sayıda cisim için aşağıdaki gibi genellenebilir.

$$\begin{bmatrix} I_{11} + \hat{K}_{11} & \hat{K}_{12} & \cdots & \hat{K}_{1M} \\ \hat{K}_{21} & I_{22} + \hat{K}_{22} & \cdots & \hat{K}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{K}_{M1} & \hat{K}_{M2} & \cdots & I_{MM} + \hat{K}_{MM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \hat{z}_2 \\ \vdots \\ \hat{z}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{g}_1 \\ \hat{g}_2 \\ \vdots \\ \hat{g}_M \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

3.2 Çoklu Nesneli ARM Kullanılarak Silindirik Çubuklardan Saçılma

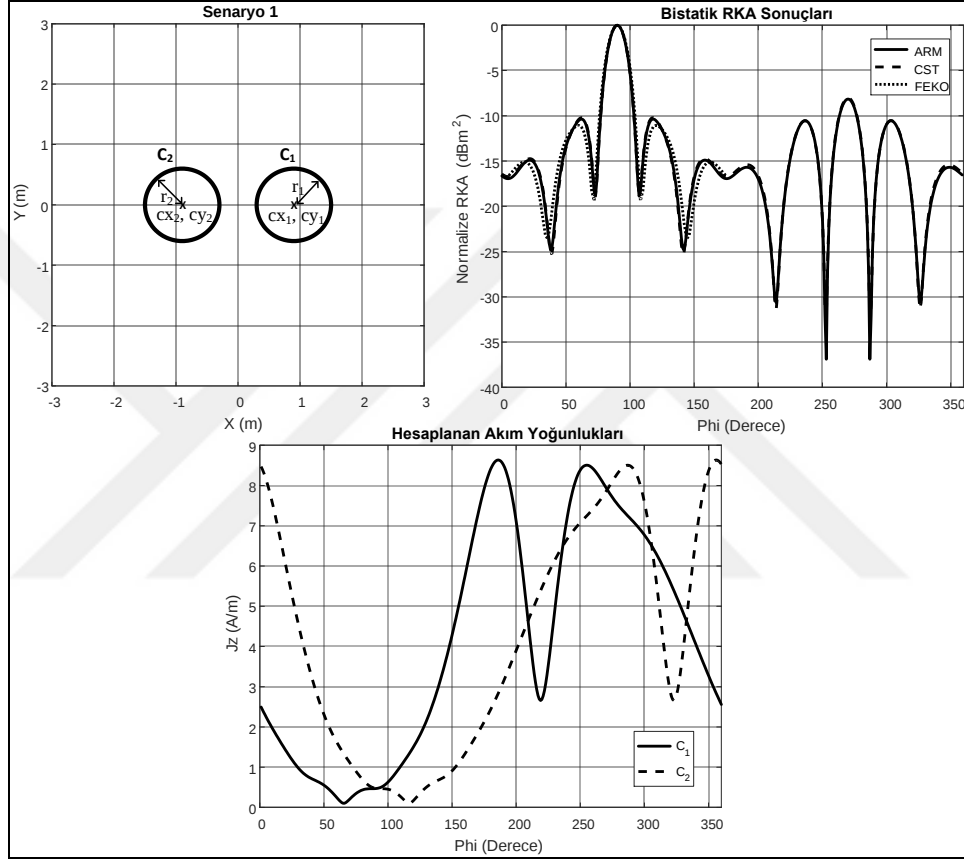
Geliştirilen nümerik yöntemin doğruluğunu teyit etmek için 5 adet senaryo tanımlanmıştır. Bu senaryolarda iki veya üç adet silindirik çubuk hedef olarak kullanılır ve her biri birbirini kesmeyecek şekilde farklı konumlarda yerleştirilir. Hedeflerin parça tanımları ve parametrelendirilmesi Çizelge 3.1'de verilmiştir. Çizelge 3.1'de, cx hedefin x merkez koordinatı, cy hedefin y merkez koordinatı ve r hedef yarıçapıdır. Her hedef için yalnızca bir parça tanımlaması vardır. Uyarı sinyali, senaryonun durumuna bağlı olarak farklı yönlerden gönderilen 300 MHz ($k = 2\pi / \lambda = 2\pi$) frekansında düzlem dalga olarak tanımlanmıştır. Benzetimlerde her hedefteki hesaplanan nokta sayısı $N=33$ olarak alınmıştır.

Çizelge 3.1 Parça tanımlamaları ve silindirik hedeflerin parametrizasyonu

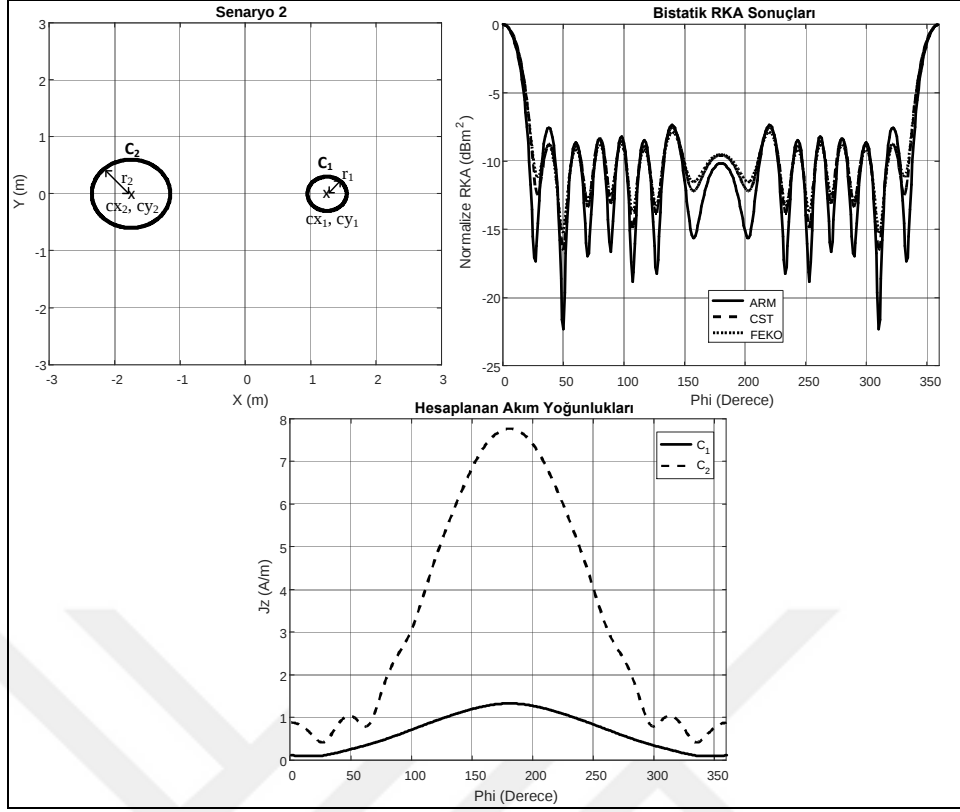
	Parça Tanımı	Parça Uzunluğu	Parametrizasyon
Hedef-1	$-\pi \leq \theta_1 < \pi$	$L_1 = 2\pi r_1$	$x_1 = cx_1 + r_1 \cos(l_1 / r_1)$ $y_1 = cy_1 + r_1 \sin(l_1 / r_1)$
Hedef-2	$-\pi \leq \theta_2 < \pi$	$L_2 = 2\pi r_2$	$x_2 = cx_2 + r_2 \cos(l_2 / r_2)$ $y_2 = cy_2 + r_2 \sin(l_2 / r_2)$
Hedef-3 (Senaryoda varsa)	$-\pi \leq \theta_3 < \pi$	$L_3 = 2\pi r_3$	$x_3 = cx_3 + r_3 \cos(l_3 / r_3)$ $y_3 = cy_3 + r_3 \sin(l_3 / r_3)$
$l_1 = (\theta_1 + \pi)L_1 / 2\pi$, $l_2 = (\theta_2 + \pi)L_2 / 2\pi$, $l_3 = (\theta_3 + \pi)L_3 / 2\pi$			

Tanımlanan hedeflerin saçılma sonuçları, Şekil 3.2-3.6'da CST Microwave Studio ve FEKO 3B benzetim programları sonuçları ile karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Önerilen yöntem 2B olduğundan ve z ekseninde sonsuz olduğu için, CST'de tanımlanan silindirlerin uzunlukları 20λ olarak seçilmiştir. FEKO'da ise periyodik sınır koşulu tanımlamaları kullanılarak silindirik çubuklar sonsuza uzatılmıştır.

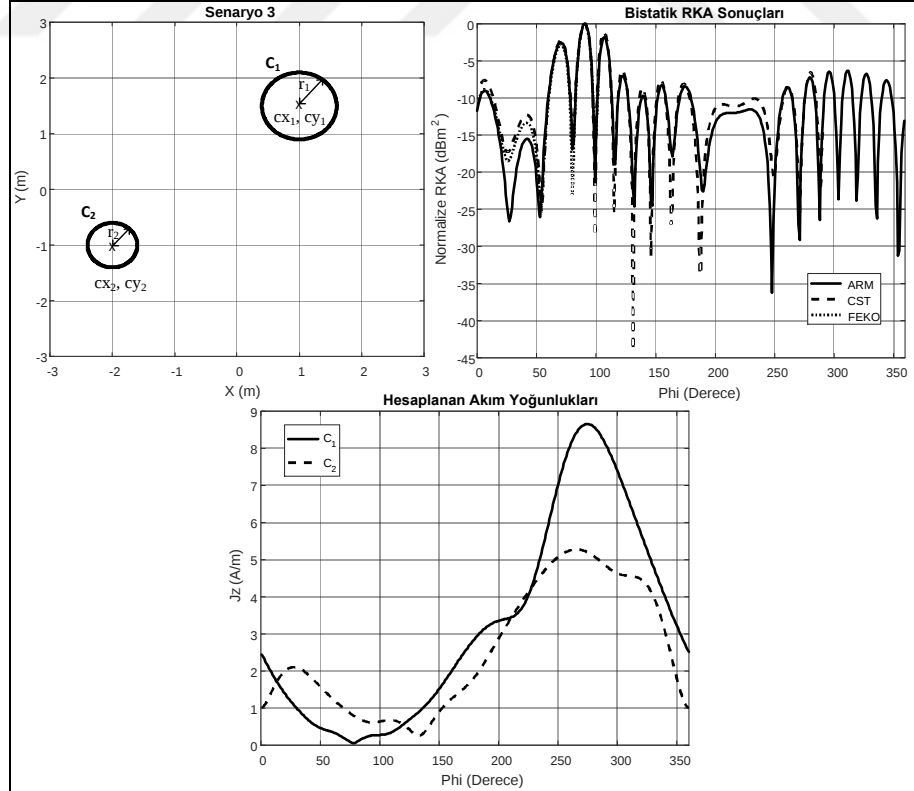
Şekil 3.2-3.6'da hedeflerin senaryoları, bistatik radar kesit alanı (RKA) sonuçları ve hesaplanan akım yoğunlukları sunulmuştur. ARM tarafından hesaplanan RKA sonuçları, her senaryo için CST ve FEKO sonuçlarıyla büyük oranda benzerdir. CST ile ARM sonuçlar arasındaki küçük farklılıklar, özellikle CST sonuçlarının daha dip yapıyor olması CST'de çubuğun sonlu uzunlukta olması ve bu sonlu uçlarından olan saçılmalarıdır. FEKO ile ARM arasında oluşan küçük farklar ise ARM'de sadece E_z bileşeni üzerinden 2 boyutlu çözüm yapılmasından kaynaklanmaktadır.



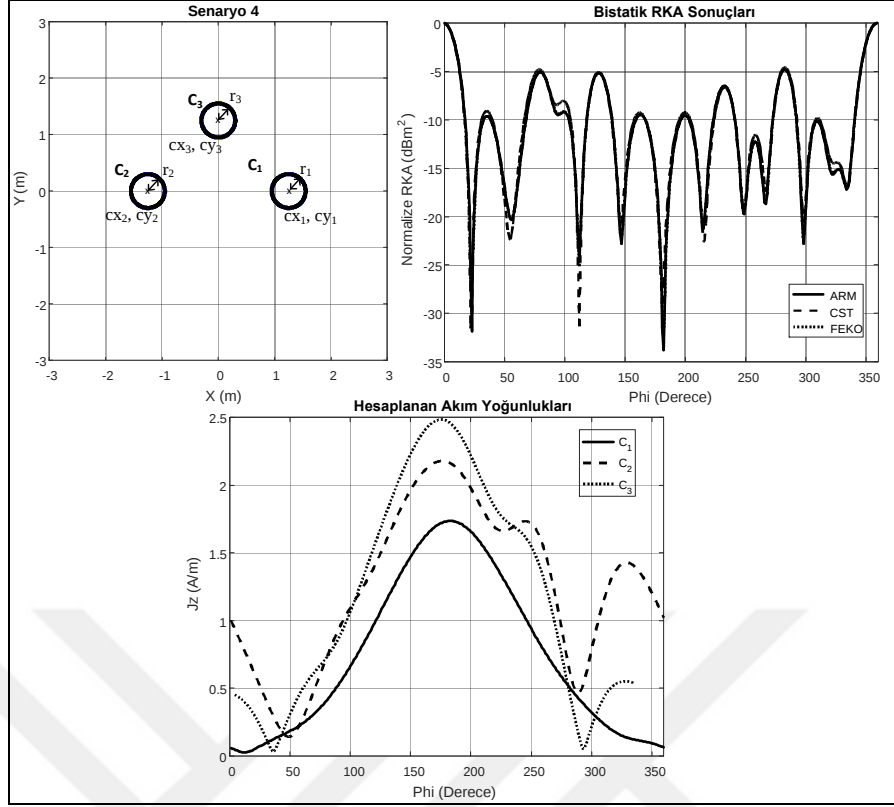
Şekil 3.2 İki tane silindirik cisim için nümerik analiz (uyarım:+y, $cx_1=0.9$ m, $cy_1=0$ m, $r_1=0.6$ m, $cx_2=-0.9$ m, $cy_2=0$ m, $r_2=0.6$ m)



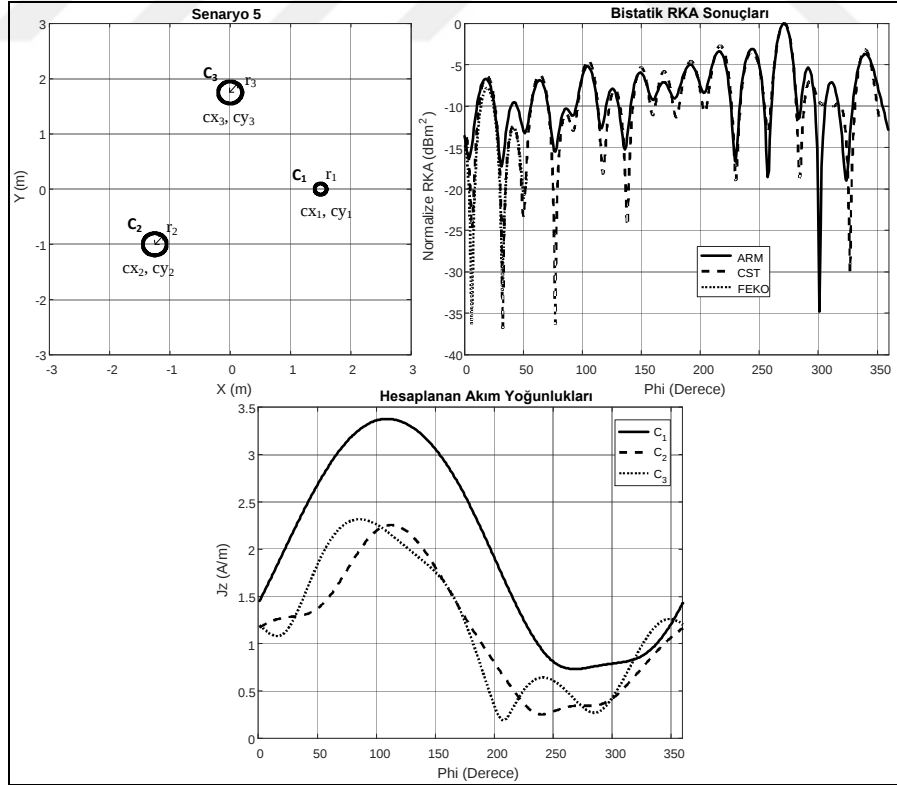
Şekil 3.3 İki tane silindir cisim için nümerik analiz (uyarım: +x, $cx_1=1.25$ m, $cy_1=0$ m, $r_1=0.3$ m, $cx_2=-1.75$ m, $cy_2=0$ m, $r_2=0.6$ m)



Şekil 3.4 İki tane silindir cisim için nümerik analiz (uyarım: +y, $cx_1=1$ m, $cy_1=1.5$ m, $r_1=0.6$ m, $cx_2=-2$ m, $cy_2=-1$ m, $r_2=0.4$ m)



Şekil 3.5 Üç tane silindir cisim için nümerik analiz (uyarım: +x, $cx_1=1.25$ m, $cy_1=0$ m, $r_1=0.3$ m, $cx_2=-1.25$ m, $cy_2=0$ m, $r_2=0.3$ m, $cx_3=0$ m, $cy_3=1.25$ m, $r_3=0.3$ m)



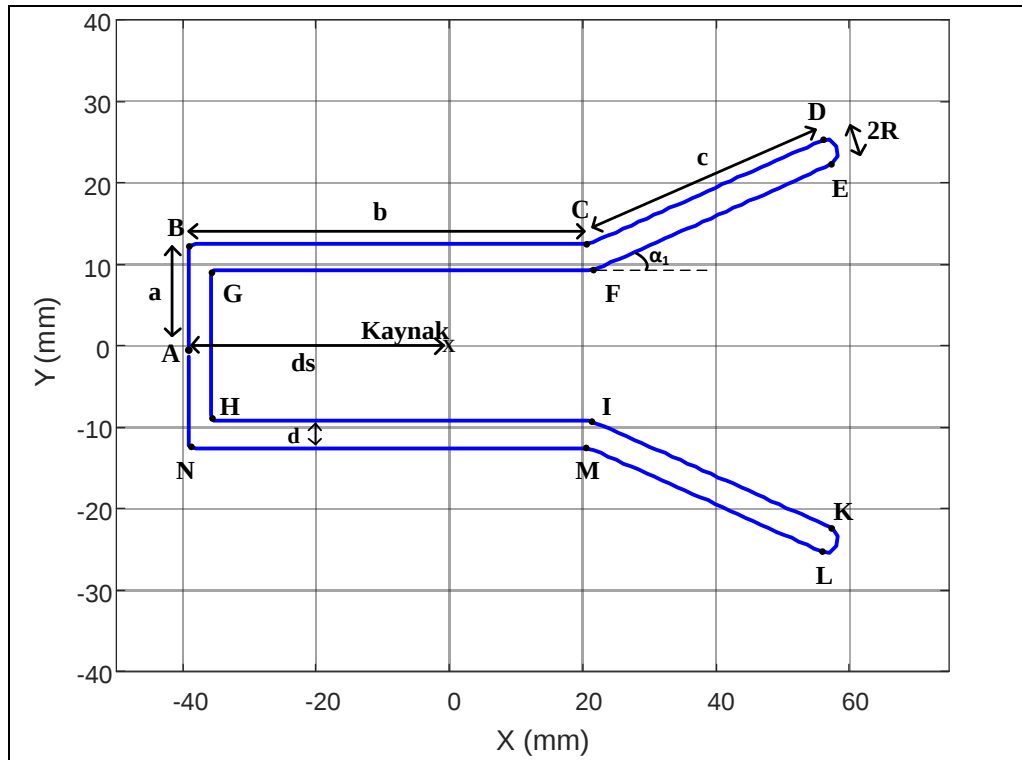
Şekil 3.6 Üç tane silindir cisim için nümerik analiz (uyarım: -y, $cx_1=1.5$ m, $cy_1=0$ m, $r_1=0.1$ m, $cx_2=-1.25$ m, $cy_2=-1$ m, $r_2=0.2$ m, $cx_3=0$ m, $cy_3=1.75$ m, $r_3=0.2$ m)

3.3 ARM kullanılarak EYE çift yansıtıcı anten analizi

10 GHz’te çalışan EYE çift yansıtıcı bir anten yapısı geliştirilen çoklu nesneli ARM yöntemiyle analiz edildi. Tasarlanacak çift yansıtıcı antende, besleme anteni olarak horn anten, EYE yansıtıcı alt reflektör ve parabolik yansıtıcı ana reflektör kullanıldı. Tasarım, ilk olarak horn besleyici ile başladı, sonrasında besleyici horn ve EYE alt reflektör birlikte incelendi ve son olarak, tüm çift yansıtıcı antene ait radyasyon performansını gözlemlendi. Her bir parçaya ait parametrik tanımlar sunuldu. ARM sonuçları, 2B ve 3B sonuçları arasındaki farkları gözlemlemek, analiz süresi ve bellek kullanım miktarlarını karşılaştırmak için CST benzetim sonuçları ile birlikte sunulmuştur.

3.3.1 Horn Besleme Anteni Tasarımı

ARM’de, horn anten kendi üstüne kesişmeyen kapalı bir kontur olarak tanımlanır. L uzunluğundaki kontur, her nokta bir radyal açıya karşılık gelecek şekilde $\theta \in [-\pi, \pi]$ hesaplama noktalarından oluşur. Konturdaki bu noktalar, A noktasından başlayıp A noktasında biten parçalar üzerinden tanımlıdır. Tasarlanan 2B horn anten konturu Şekil 3.7’de gösterilmiştir ve antenin tüm matematiksel parametreleri Çizelge 3.2 ve 3.3’te görülebilir.



Şekil 3.7 XOY düzlemindeki horn konturu

Tasarlanan horn anten 2 kısımdır; konik açıklık ve dalga kılavuzu. Dalga kılavuzunun boyutu 10 GHz için temel kipte çalışacak şekilde ayarlanılmıştır. Anten 2B noktasal kaynak yani Hankel fonksiyonu ile beslenilmiştir. Konik açıklık boyu ve açısı değiştirilerek istenilen YGHG ve yan lop değerleri elde edilir.

Çizelge 3.2 Horn anten konturunun parça tanımlamaları

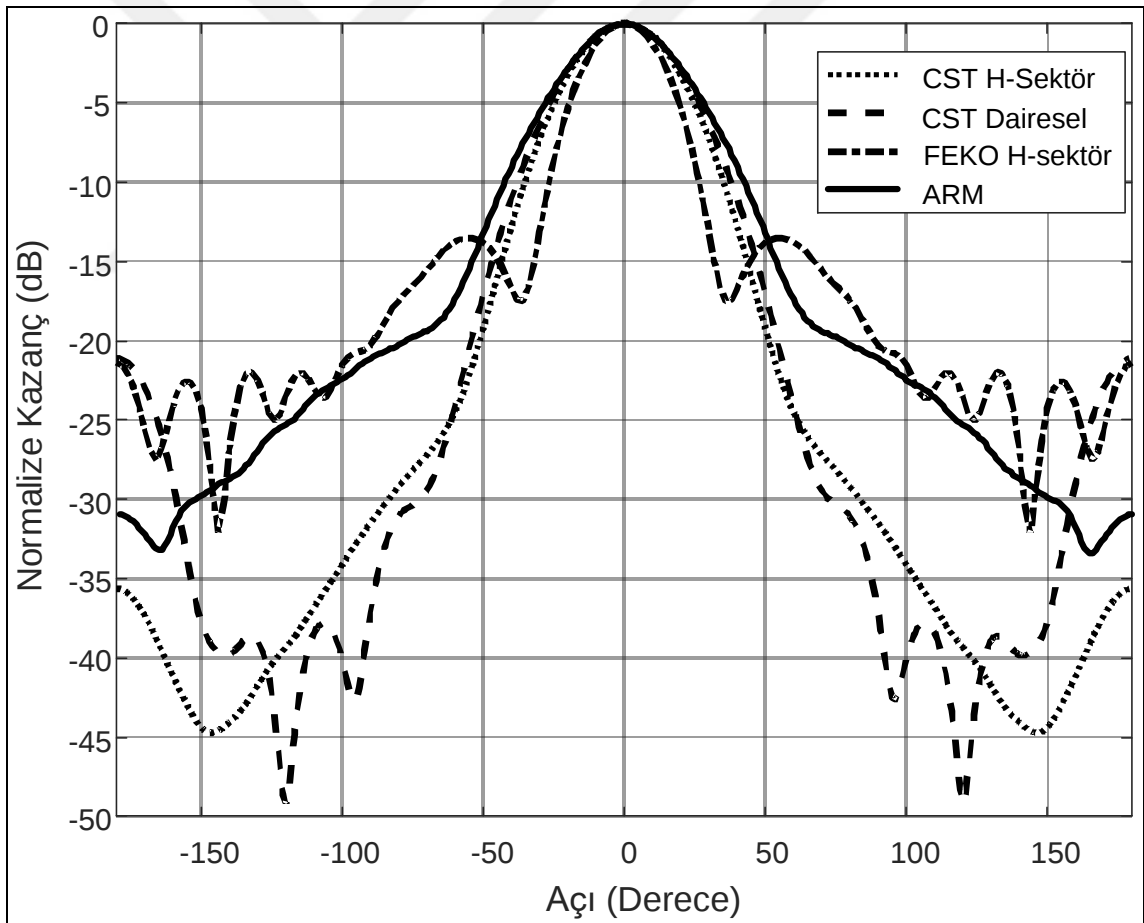
Parça	Tanım	Uzunluk
AB	$-\pi \leq \theta < -\pi + 2L_{AB}\pi / L$	$L_{AB} = a$
BC	$-\pi + 2L_{AB}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{BC}\pi / L$	$L_{BC} = L_{AB} + b$
CD	$-\pi + 2L_{BC}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{CD}\pi / L$	$L_{CD} = L_{BC} + c$
DE	$-\pi + 2L_{CD}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{DE}\pi / L$	$L_{DE} = L_{CD} + 0.5\pi d$
EF	$-\pi + 2L_{DE}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{EF}\pi / L$	$L_{EF} = L_{DE} + c - d / \tan(\alpha_1) + d / \sin(\alpha_1)$
FG	$-\pi + 2L_{EF}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{FG}\pi / L$	$L_{FG} = L_{EF} + b - d + 0.5d / \sin(\alpha_1)$
GH	$-\pi + 2L_{FG}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{GH}\pi / L$	$L_{GH} = L_{FG} + 2a - 2d$
HI	$-\pi + 2L_{GH}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{HI}\pi / L$	$L_{HI} = L_{GH} + b - d + 0.5d / \sin(\alpha_2)$
IK	$-\pi + 2L_{HI}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{IK}\pi / L$	$L_{IK} = L_{HI} + c - d / \tan(\alpha_2) + d / \sin(\alpha_2)$
KL	$-\pi + 2L_{IK}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{KL}\pi / L$	$L_{KL} = L_{IK} + 0.5\pi d$
LM	$-\pi + 2L_{KL}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{LM}\pi / L$	$L_{LM} = L_{KL} + c$
MN	$-\pi + 2L_{LM}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{MN}\pi / L$	$L_{MN} = L_{LM} + b$
NA	$-\pi + 2L_{MN}\pi / L \leq \theta < \pi$	$L = L_{NA} = L_{MN} + a$

Çizelge 3.3 Horn anten konturunun parça parametrizasyonu

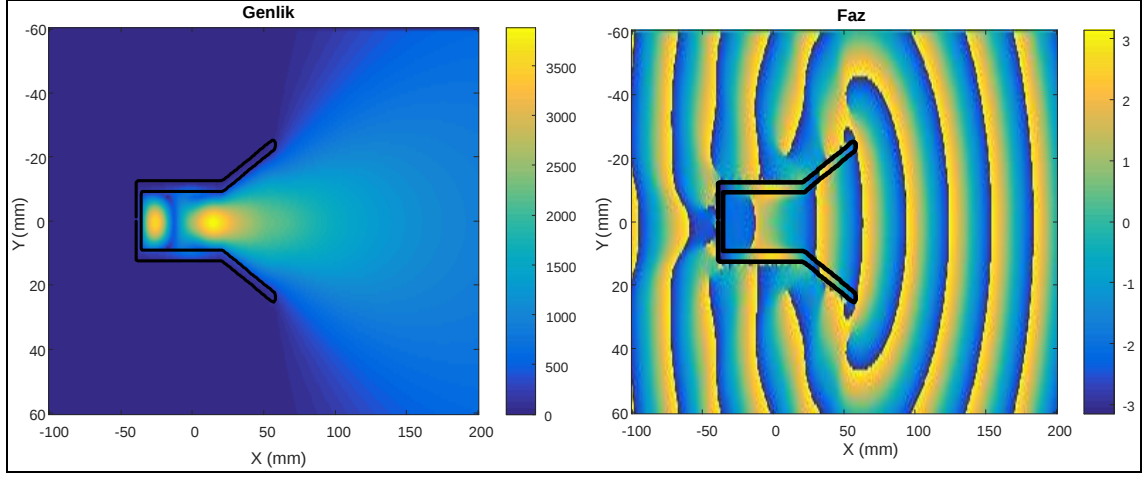
Parça	Parametrizasyon
AB	$x = -ds, y = l - L_{AB} + a$
BC	$x = l - L_{AB} - ds, y = a$
CD	$x = (l - L_{BC}) \cos(\alpha_1) + b - ds, y = (l - L_{BC}) \sin(\alpha_1) + a$
DE	$x = \left[\frac{d}{2} \sin(\alpha_1) + b + c \cos(\alpha_1) \right] + R \frac{d}{2} \cos\left[\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_1\right) - 2\left(\frac{l - L_{CD}}{Rd}\right)\right] + X_0 - ds$ $y = \left[\frac{d}{2} \cos(\alpha_1) + b + c \sin(\alpha_1) \right] + R \frac{d}{2} \sin\left[\left(\frac{\pi}{2} + \alpha_1\right) - 2\left(\frac{l - L_{CD}}{Rd}\right)\right] + Y_0$ $X_0 = -(R-1) \frac{d}{2} \sin(\alpha_1), Y_0 = (R-1) \frac{d}{2} \cos(\alpha_1), R = d / 2$
EF	$x = b + d \sin(\alpha_1) + (c - l + L_{DE}) \cos(\alpha_1) - ds,$ $y = a - d \cos(\alpha_1) + (c - l + L_{DE}) \sin(\alpha_1)$
FG	$x = -l + L_{EF} + b + 0.5d / \sin(\alpha_1) - ds, y = a - d$
GH	$x = d - ds, y = -l + L_{FG} + a - d$
HI	$x = l - L_{GH} + d - ds, y = -a + d$
IK	$x = b + 0.5d \sin(\alpha_2) + (l - L_{HI}) \cos(\alpha_2) - ds$ $y = -(a - d) - (l - L_{HI}) \sin(\alpha_2)$
KL	$x = \left[\frac{d}{2} \sin(\alpha_2) + b + c \cos(\alpha_2) \right] + R \frac{d}{2} \cos\left[\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_2\right) - 2\left(\frac{l - L_{IK}}{Rd}\right)\right] + X_0 - ds$ $y = \left[\frac{d}{2} \cos(\alpha_2) + b + c \sin(\alpha_2) \right] + R \frac{d}{2} \sin\left[\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_2\right) - 2\left(\frac{l - L_{IK}}{Rd}\right)\right] + Y_0$ $X_0 = -(R-1) \frac{d}{2} \sin(\alpha_2), Y_0 = -(R-1) \frac{d}{2} \cos(\alpha_2), R = d / 2$
LM	$x = -(l - L_{KL}) \cos(\alpha_2) + b + c \cos(\alpha_2) - ds, y = (l - L_{KL} - c) \sin(\alpha_2) - a$
MN	$x = b - (l - L_{LM}) - ds, y = -a$
NA	$x = -ds, y = l - L_{MN} - a$

Bu örnekte, horn besleyici 38 mm (1.15λ) konik açıklık uzunluğu (c), 50 mm (1.51λ) ağız genişliği ve 20° açılma açısı ile tasarlanmıştır ($\alpha_1 = \alpha_2$). Dalga kılavuzu kısmının boyutları 31 mm (0.77λ) genişlikte ($2a$) ve 60 mm (1.81λ) uzunluğundadır (b). Horn duvar kalınlığı (d) 3.3 (0.1λ) mm'dir. Buna ek olarak, açıklık kenarlarının çapı 3.3 mm'dir ($2R = d$). Dalga kılavuzunun arka duvarından (ds) kaynağa olan mesafe 40 mm'dir (1.21λ).

Tasarlanan horn antenin YGHG'si ARM tarafından 40° olarak bulunmuştur ve uzak alan ışıma örüntüsü Şekil 3.8'de gösterilmiştir. ARM sonucu CST'de dairesel horn ve z ekseninde uzatılmış H sektör horn ile ve FEKO'da da z ekseninde uzatılmış H sektör horn ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca ARM tarafından hesaplanan antenin yakın alan ışıma sonuçları da Şekil 3.9'da genlik ve faz olarak verilmişlerdir. CST sonuçlarına göre dairesel horn anten kazancı 10 GHz'de 13.6 dBi'dir.



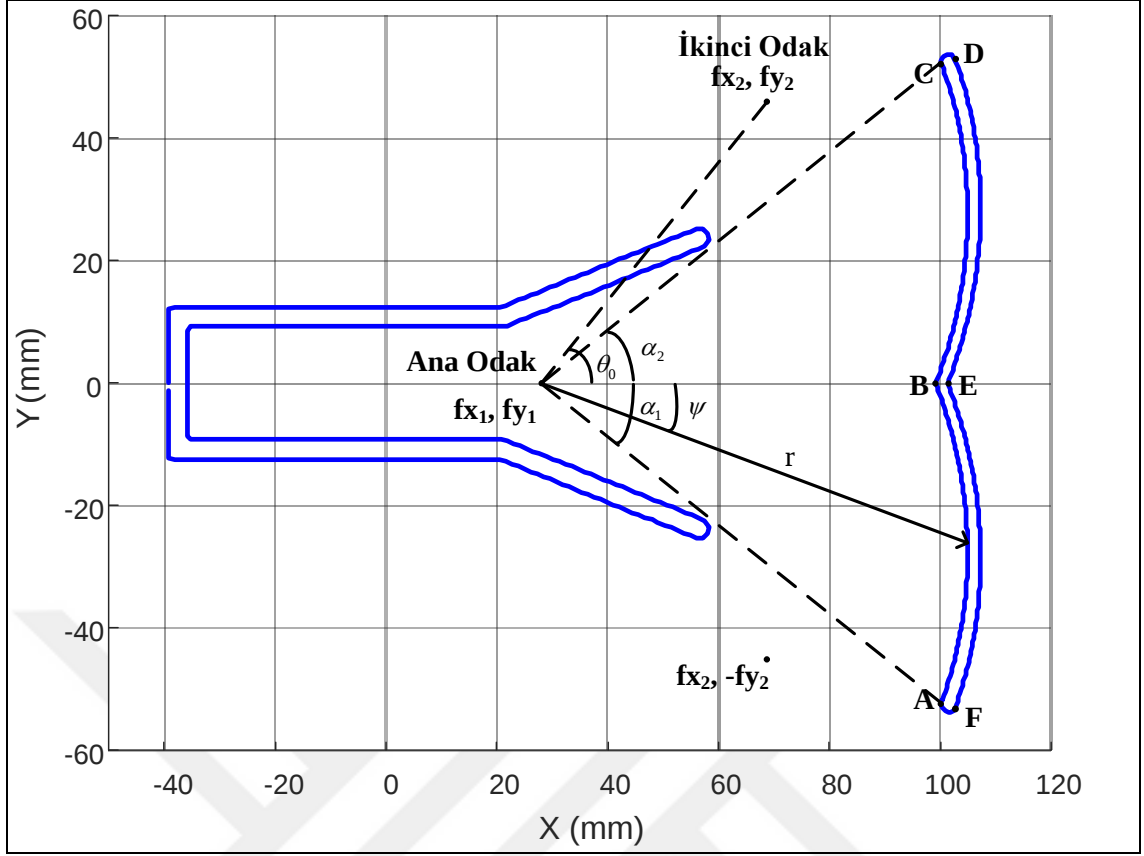
Şekil 3.8 Horn anten H-düzlemi uzak alan ışıma örüntüsü



Şekil 3.9 Horn antenin ARM tarafından hesaplanan yakın alan ışıması

3.3.2 EYE Alt Yansıtıcı Tasarımı

EYE alt reflektör, yukarıda gösterilen horn besleyici ile birlikte çoklu nesneli ARM'de tasarlanmıştır. EYE yansıtıcı konturunu tanımlamak için Bölüm 2'deki formülasyonlar kullanılır. EYE konturunun tüm parçaları ve parçalara ait parametrik tanımlamaları Çizelge 3.4 ve 3.5'te açıklanmaktadır. EYE'nin (f_{x1} , f_{y1}) ana odak noktası hornun faz merkezine (28 mm, 0 mm) yerleştirilmiştir. Ayrıca, alt reflektörün ikinci odağının koordinatları $f_{x2}=58$ mm ve $f_{y2}=45$ mm'dir. EYE'nin üst ([BC], [DE]) ve alt ([AB], [EF]) kısımları sırasıyla $\alpha_2 = 35^\circ$ ve $\alpha_1 = -35^\circ$ açıları ile sınırlandırılmıştır. Çizelge 3.4'te gösterilen EYE parçalarının uzunlukları ($L_{arc1,2}$), nümerik integrasyon kullanılarak hesaplanmıştır (bkz. EK-A). Ayrıca, ADE eğrisinin eksantrisitesi (e) 0.4 olarak seçilmiştir. Buna ilaveten, ön ([DE], [EF]) ve arka ([BC], [AB]) elips parçalarının büyük yarıçapları arasındaki oran $a_2 / a_1 = 1.03$ olarak tanımlanmıştır. Verilen parametrelere göre tanımlanan EYE alt reflektör ve horn besleyici çifti Şekil 3.10'da gösterilmiştir.



Şekil 3.10 XOY düzlemindeki Horn besleyici ve EYE alt reflektör konturu

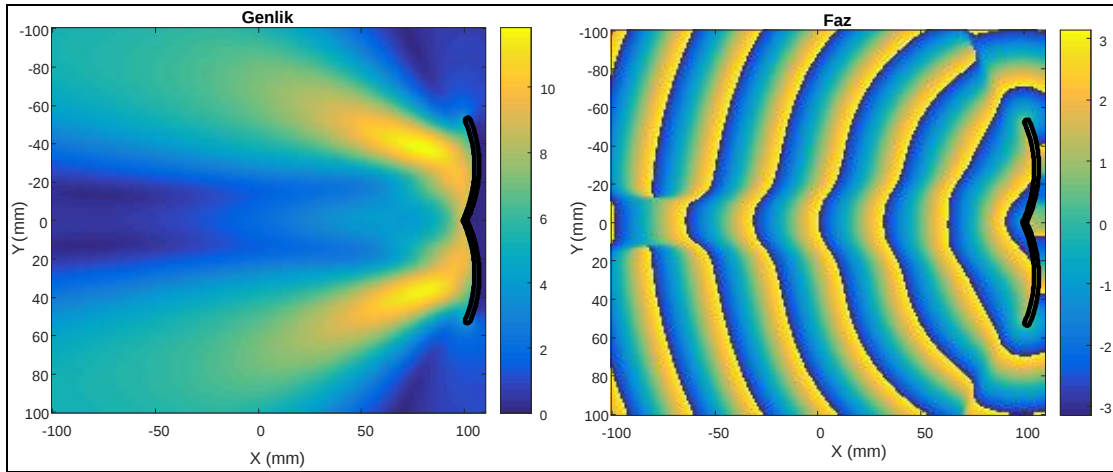
Çizelge 3.4 EYE alt reflector konturunun parça tanımlamaları

Parça	Tanım	Uzunluk
AB	$-\pi \leq \theta < -\pi + 2L_{AB}\pi / L$	$L_{AB} = L_{arc1}$
BC	$-\pi + 2L_{AB}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{BC}\pi / L$	$L_{BC} = L_{AB} + L_{arc1}$
CD	$-\pi + 2L_{BC}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{CD}\pi / L$	$L_{CD} = L_{BC} + \pi c$
DE	$-\pi + 2L_{CD}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{DE}\pi / L$	$L_{DE} = L_{CD} + L_{arc2}$
EF	$-\pi + 2L_{DE}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{EF}\pi / L$	$L_{EF} = L_{DE} + L_{arc2}$
FA	$-\pi + 2L_{EF}\pi / L \leq \theta < \pi$	$L = L_{FA} = L_{EF} + \pi c$
$a_1 = \sqrt{(fx_2 - fx_1)^2 + (fy_2 - fy_1)^2}, p_{1,2} = a_{1,2}(1 - e^2)$ $L_{arc1,2} = \int_{\psi=0}^{\psi=\alpha_2} p_{1,2} \frac{\sqrt{1 - 2e \cos(\psi - \theta_0) + e^2}}{(1 - e \cos(\psi - \theta_0))^2} d\psi, p_2 = 1.03p_1$		

Çizelge 3.5 EYE alt reflektör konturunun parça parametrizasyonu

Parça	Parametrizasyon
AB	$x = fx_1 + p_1 \cos(\psi_1) / (1 - e \cos(\psi_1 + \theta_0))$, $y = p_1 \sin(\psi_1) / (1 - e \cos(\psi_1 + \theta_0))$
BC	$x = fx_1 + p_1 \cos(\psi_2) / (1 - e \cos(\psi_2 - \theta_0))$, $y = p_1 \sin(\psi_2) / (1 - e \cos(\psi_2 - \theta_0))$
CD	$x = fx_1 + c_2 \cos((l - L_{CD}) / c_2 + \pi - \alpha_2) + 0.5(p_1 + p_2) \cos(\alpha_2) / (1 - e \cos(\alpha_2 - \theta_0))$ $y = c_2 \sin((l - L_{CD}) / c_2 + \pi - \alpha_2) + 0.5(p_1 + p_2) \sin(\alpha_2) / (1 - e \cos(\alpha_2 - \theta_0))$
DE	$x = fx_1 + p_2 \cos(\psi_3) / (1 - e \cos(\psi_3 - \theta_0))$, $y = p_2 \sin(\psi_3) / (1 - e \cos(\psi_3 - \theta_0))$
EF	$x = fx_1 + p_2 \cos(\psi_4) / (1 - e \cos(\psi_4 + \theta_0))$, $y = p_2 \sin(\psi_4) / (1 - e \cos(\psi_4 + \theta_0))$
FA	$x = fx_1 - c_1 \cos((l - L) / c_1 - \alpha_1) + 0.5(p_1 + p_2) \cos(\alpha_1) / (1 - e \cos(\alpha_1 + \theta_0))$ $y = c_1 \sin((l - L) / c_1 - \alpha_1) + 0.5(p_1 + p_2) \sin(\alpha_1) / (1 - e \cos(\alpha_1 + \theta_0))$
$\psi_1 = \alpha_1 - \alpha_1 l / L_{AB}$, $\psi_2 = \alpha_2 (l - L_{AB}) / (L_{BC} - L_{AB})$, $\psi_3 = \alpha_2 - \alpha_2 (l - L_{CD}) / (L_{DE} - L_{CD})$, $\psi_4 = -\alpha_1 (l - L_{DE}) / (L_{EF} - L_{DE})$, $l = (\theta + \pi) L_{FA} / 2\pi$, $c_{1,2} = 0.5(p_2 - p_1) / (1 - e \cos(\alpha_{1,2} \mp \theta_0))$	

Alt reflektörün yakın alan ışınım sonuçları Şekil 3.11'de gösterilmektedir. Sonuçlara göre, EYE yansıtıcı, genlik grafiğinde görüldüğü üzere, besleyiciden gelen dalgaları ikinci odak noktasına odaklamaktadır. Ayrıca, faz grafiği, alt reflektör tarafından saçılan eşit fazlı dalga cephelerini göstermektedir. Grafiklerdeki genlik değerleri lineer olarak ölçeklendirilmiş ve fazlar radyan cinsinden verilmiştir.



Şekil 3.11 ARM tarafından hesaplanan EYE alt reflektörün yakın alan ışınım sonuçları

3.3.3 EYE Çift Yansıtıcı Anten Tasarımı

Çiftli reflektör anten tasarımının son adımında, parabolik ana reflektör ARM'de oluşturulmuştur. Ana reflektörün iki ofset parçası vardır: üst parabol ve alt parabol. Alt reflektörün tasarımına benzer şekilde, Bölüm 2'deki formülasyonlar parabolik kontürü tanımlamak için kullanılmıştır. Çizelge 3.6 ve 3.7'de, ana reflektör parçalarının bölümleri ve parametreleri açıklanmaktadır. Reflektörlerin ofset odaklamaları EYE yansıtıcının ikinci odak noktasına yerleştirilir, bu nedenle alt reflektörden saçılan dalgalar parabollerin yüzeyine eşit olarak dağılırlar. Üst ve alt paraboller ana eksen etrafında simetriktir. Ana reflektör kontürleri Şekil 3.12'de alt reflektör ve besleyici ile birlikte gösterilmektedir.

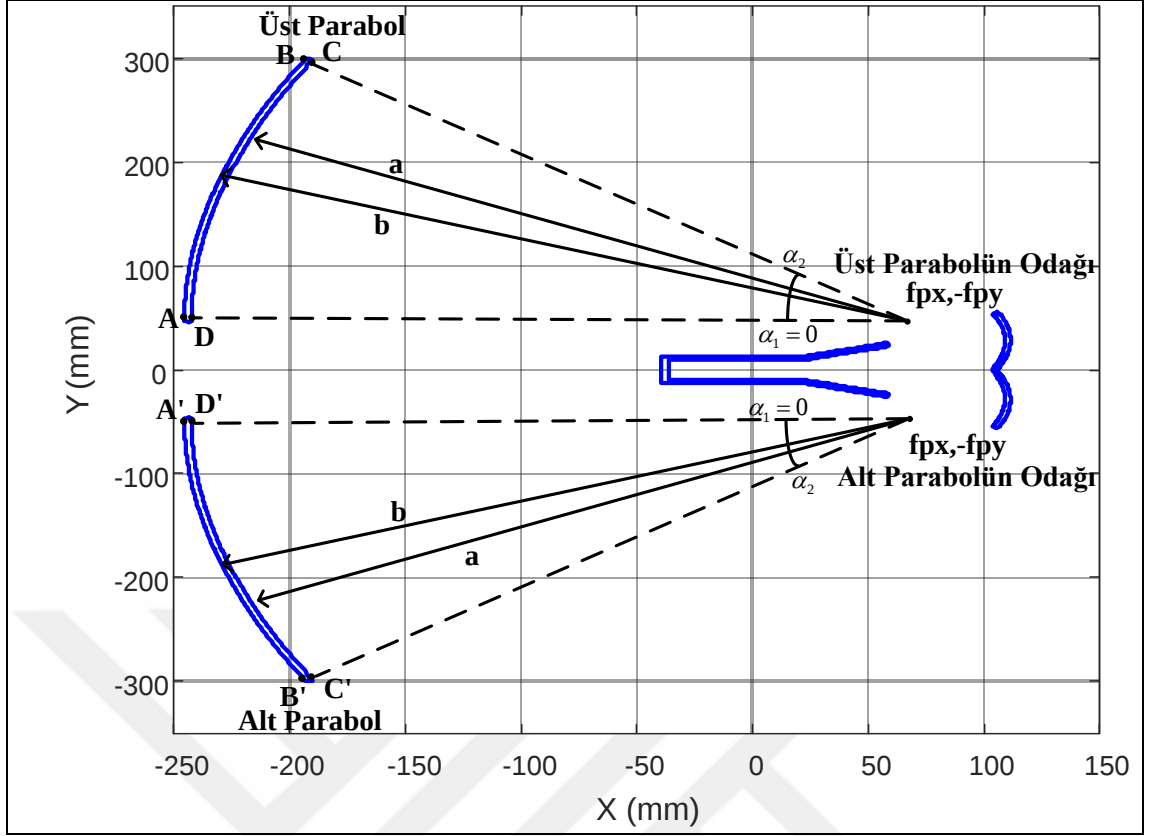
Çizelge 3.6 Ana reflektör kontürünün parça tanımlamaları

	Parça	Tanım	Uzunluk
Üst	AB	$-\pi \leq \theta < -\pi + 2L_{AB}\pi / L$	$L_{AB} = 2b \tan((\alpha_2 - \alpha_1) / 2)$
	BC	$-\pi + 2L_{AB}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{BC}\pi / L$	$L_{BC} = L_{AB} + \pi c_2$
	CD	$-\pi + 2L_{BC}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{CD}\pi / L$	$L_{CD} = L_{BC} + 2a \tan((\alpha_2 - \alpha_1) / 2)$
	DE	$-\pi + 2L_{CD}\pi / L \leq \theta < \pi$	$L = L_{DE} = L_{CD} + \pi c_1$
Alt	A'B'	$-\pi \leq \theta < -\pi + 2L_{A'B'}\pi / L'$	$L_{A'B'} = 2b \tan((\alpha_2 - \alpha_1) / 2)$
	B'C'	$-\pi + 2L_{A'B'}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{B'C'}\pi / L$	$L_{B'C'} = L_{A'B'} + \pi c_2$
	C'D'	$-\pi + 2L_{B'C'}\pi / L \leq \theta < -\pi + 2L_{C'D'}\pi / L$	$L_{C'D'} = L_{B'C'} + 2a \tan((\alpha_2 - \alpha_1) / 2)$
	D'E'	$-\pi + 2L_{C'D'}\pi / L \leq \theta < \pi$	$L' = L_{D'E'} = L_{C'D'} + \pi c_1$

Çizelge 3.7 Ana reflektör konturunun parça parametrizasyonu

	Parça	Parametrizasyonu
Üst	AB	$x = fp_x - 2b \cos(\psi_1) / (1 + \cos(\psi_1))$, $y = fp_y + 2b \sin(\psi_1) / (1 + \cos(\psi_1))$
	BC	$x = fp_x + c_2 \cos[(-l + L_{AB}) / c_2 + \pi - \alpha_2] - (a + b) \cos(\alpha_2) / (1 + \cos(\alpha_2))$ $y = fp_y + c_2 \sin[(-l + L_{AB}) / c_2 + \pi - \alpha_2] - (a + b) \sin(\alpha_2) / (1 + \cos(\alpha_2))$
	CD	$x = fp_x - 2a \cos(\psi_2) / (1 + \cos(\psi_2))$, $y = fp_y + 2a \sin(\psi_2) / (1 + \cos(\psi_2))$
	DE	$x = fp_x + c_1 \cos[(-l + L_{CD}) / c_1 - \alpha_1] - (a + b) \cos(\alpha_1) / (1 + \cos(\alpha_1))$ $y = fp_y + c_1 \sin[(-l + L_{CD}) / c_1 - \alpha_1] - (a + b) \sin(\alpha_1) / (1 + \cos(\alpha_1))$
Alt	A'B'	$x = fp_x - 2b \cos(\psi'_1) / (1 + \cos(\psi'_1))$, $y = -fp_y - 2b \sin(\psi'_1) / (1 + \cos(\psi'_1))$
	B'C'	$x = fp_x + c_2 \cos[(-l + L_{A'B'}) / c_2 + \pi - \alpha_2] - (a + b) \cos(\alpha_2) / (1 + \cos(\alpha_2))$ $y = -fp_y - c_2 \sin[(-l + L_{A'B'}) / c_2 + \pi - \alpha_2] + (a + b) \sin(\alpha_2) / (1 + \cos(\alpha_2))$
	C'D'	$x = fp_x - 2a \cos(\psi'_2) / (1 + \cos(\psi'_2))$, $y = -fp_y - 2a \sin(\psi'_2) / (1 + \cos(\psi'_2))$
	D'E'	$x = fp_x + c_1 \cos[(-l + L_{C'D'}) / c_1 - \alpha_1] - (a + b) \cos(\alpha_1) / (1 + \cos(\alpha_1))$ $y = -fp_y - c_1 \sin[(-l + L_{C'D'}) / c_1 - \alpha_1] + (a + b) \sin(\alpha_1) / (1 + \cos(\alpha_1))$
		$\psi_1 = \alpha_1 + (\alpha_2 - \alpha_1)l / L_{AB}$, $\psi_2 = \alpha_2 - (\alpha_2 - \alpha_1)(l - L_{BC}) / (L_{CD} - L_{BC})$ $\psi'_{1,2} = \psi_{1,2}$, $l = (\theta + \pi)L / 2\pi$

Parabollerin dış (b) ve iç (a) odak uzunlukları sırasıyla 304.6 mm ve 301.6 mm'dir. Parabol parçaları ([AB], [CD], [A'B '] ve [C'D']) $\alpha_1 = 0$ 'den başlayarak $\alpha_2 = 45$ açısına kadar çizilir. Ana reflektörün açıklık çapı 600 mm'dir (18.18λ). Tasarlanan çiftli reflektör anteninin dış boyutları 60 cm x 60 cm x 35 cm'dir.



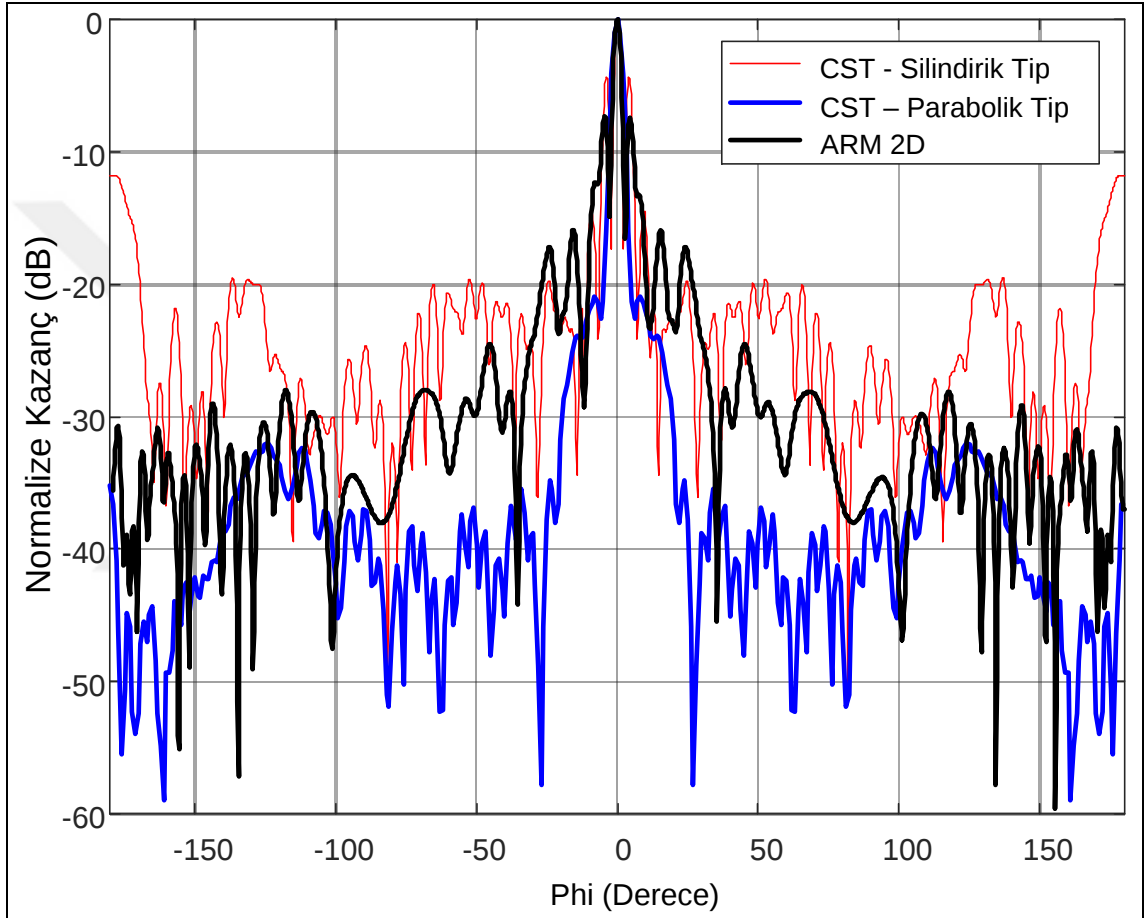
Şekil 3.12 XOY düzlemi EYE çift yansıtıcı anten konturu

Çoklu nesneli ARM tarafından hesaplanan reflektör anteninin normalize edilmiş ışıma örüntüsü CST ile karşılaştırmalı olarak Şekil 3.13'te verilmiştir. CST'de iki farklı benzetim yapılmıştır. Birincisi klasik parabolik tip, ikincisi silindirikdir. Reflektör eğrilerinin ana eksen etrafında döndürülmesiyle oluşan parabolik tip gerçekte 3B durumunu temsil eder. Z-ekseni boyunca reflektör eğrilerinin uzatılmasıyla oluşturulan silindirik tip 2B ARM'deki yapıya benzerliğinden dolayı tercih edilmiştir. Sonuçlara göre, ana huzme YGHG tüm durumlar için aynı ve değeri 2.6° 'dir. Parabolik tipteki ilk yan lob değerleri ile diğerleri arasında önemli bir fark vardır. Ancak, silindirik tipin (-5 dB) ilk yan lobları ile 2B ARM sonucu (-8 dB) biraz daha yakındır. Dahası, diğer yan loblar ve arka loblar her simülasyon için çeşitli seviyelere sahiptir. Her bir benzetimde kullanılan yapılar farklılık arz ettiği için sonuçlar farklı çıkmaktadır.

Çift yansıtıcı antenin çoklu nesneli ARM ve CST benzetim performans parametreleri Çizelge 3.8'de gösterilmiştir. Benzetimleri çalıştırmak için 3.4 GHz Intel Core-i7 işlemci ve 32 GB RAM içeren bir bilgisayar kullanılmıştır.

Çizelge 3.8 ARM ve CST analiz performans parametreleri

	Analiz Süresi	Kullanılan Hafıza
ARM	9 dk 30 sn	15.59 MB
CST	35 dk 6 sn	4.12 GB



Şekil 3.13 Çift yansıtıcı antenin H-düzlemi uzak alan ışıma örüntüsü

Bütün sonuçlar dikkate alındığında, çoklu nesneli ARM çift yansıtıcı antenlerin ön tasarımı için kullanılabilir. Sonrasında, anten performansının ince ayarı 3B EM benzetim programları kullanılarak yapılabilir. Bu teknik, tasarım sürecini hızlandıracak ve ayrıca daha az kaynak kullanımı sağlayacaktır.

3.4 ARM ile Horn Beslemeli Ofset Parabolik Yansıtıcı Anten Analizi

Geliştirilen çoklu nesneli ARM yöntemi kullanılarak, 10 GHz’te çalışan ofset parabolik yansıtıcı anten analizi yapılmıştır. Tasarlanan anten, horn besleme ve 60 cm’lik ofset parabolik yansıtıcıdan oluşmaktadır. İlk olarak besleme anten tasarımı yapılmıştır, ardından bu yapı parabolik reflektör ile birleştirilmiş ve ortaya çıkan yansıtıcı antenin ışıma örüntüsü incelenmiştir. Horn beslemenin ve ofset çanağın ARM’deki parametrik tanımlamaları anlatılmıştır. Tasarlanan antenin ARM ve CST Microwave Studio sonuçları karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir.

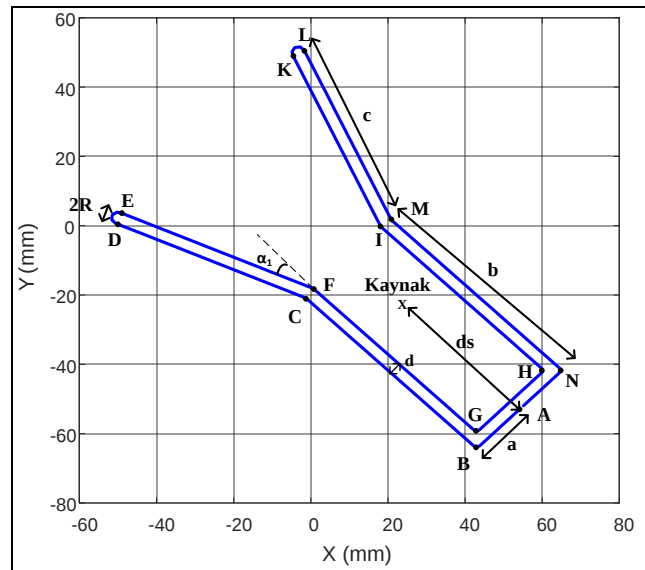
3.4.1 Horn Besleme Anteni Tasarımı

Horn anten konturunun oluşturulmasında kullanılan formülasyon bir önceki kısımda anlatılan parçalara ait formüllerin (Çizelge 3.3) z eksenini etrafında θ_d kadar döndürülmesi sonucu elde edilmiştir. Her bir kontur parçasına ait tanımlamalar Çizelge 3.2 ile aynıdır. Önceki koordinatlar (x',y') ile yeni koordinatlar (x,y) arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir.

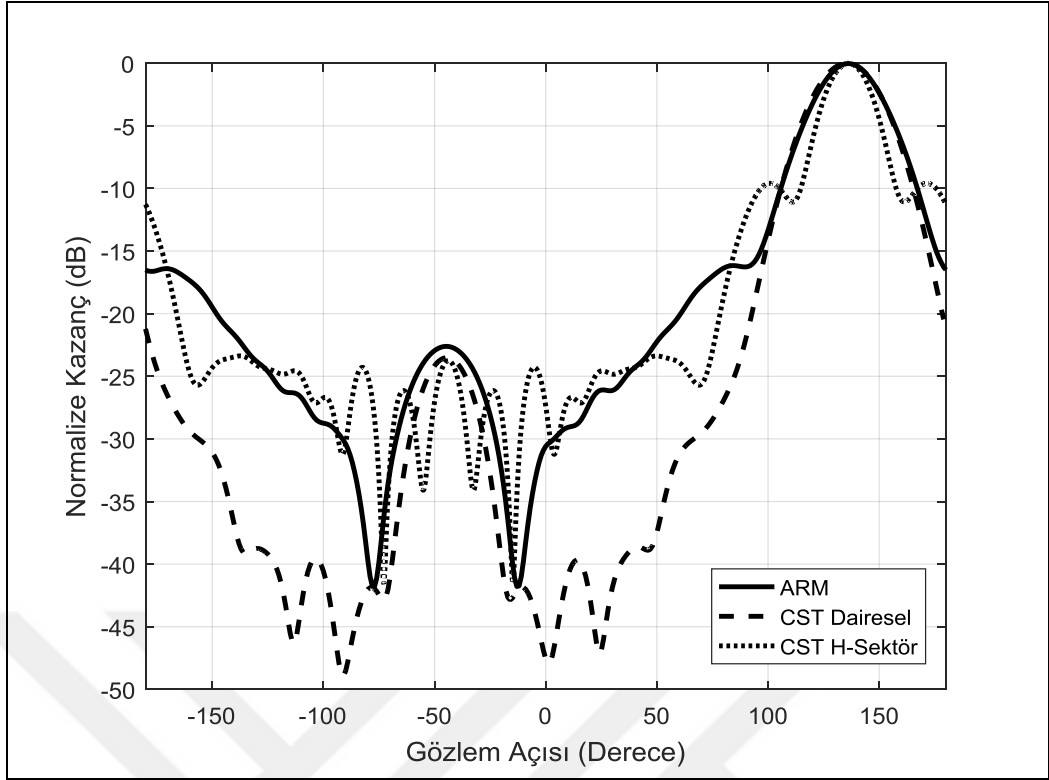
$$x = (x' - d_{faz}) \cos(\theta_d) - y' \sin(\theta_d) \quad (3.20)$$

$$y = (x' - d_{faz}) \sin(\theta_d) + y' \cos(\theta_d) \quad (3.21)$$

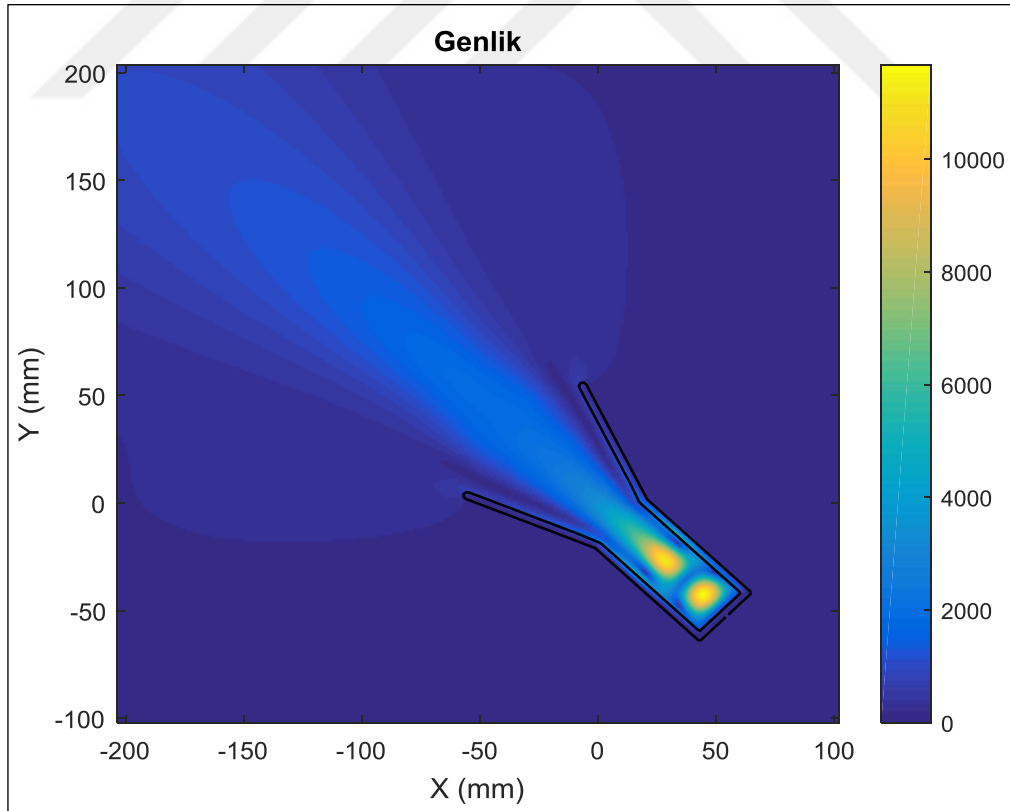
Burada d_{faz} uzunluğu döndürme ekseninin antenin faz merkezi etrafında olmasını sağlamak için vardır. Antenin faz merkezi orijinde kalacak şekilde yerleştirme yapılmıştır. Horn besleyici yapısının ARM’de oluşturulan konturu Şekil 3.14’deki gibidir.



Şekil 3.14 XOY düzlemi Horn besleme anteni konturu



(a)



(b)

Şekil 3.15 Horn anten ışıma grafikleri (a) uzak alan (b) yakın alan

Tasarlanan horn anten 54 mm (1.64λ) konik açıklık uzunluğuna (c) ve 21.8° ($\alpha_1 = \alpha_2$) açılma açısına sahiptir. Dalga kılavuzunun boyu (b) 62 mm (1.88λ) olup genişliği ($2a$) ise 31.6 mm'dir. Hornun duvar kalınlığı (d) 3.3 (0.1λ) mm'dir. Ayrıca, açıklık kenarlarının çapı duvar kalınlığı ile aynıdır ($2R = d$). Horn antenin besleme noktasının arka duvara olan uzaklığı (ds) 38.1 mm'dir (1.15λ). Döndürme açısı (θ_d) 134.5° ve faz merkezi uzaklığı (d_{faz}) 44 mm (1.34λ) olarak alınmıştır.

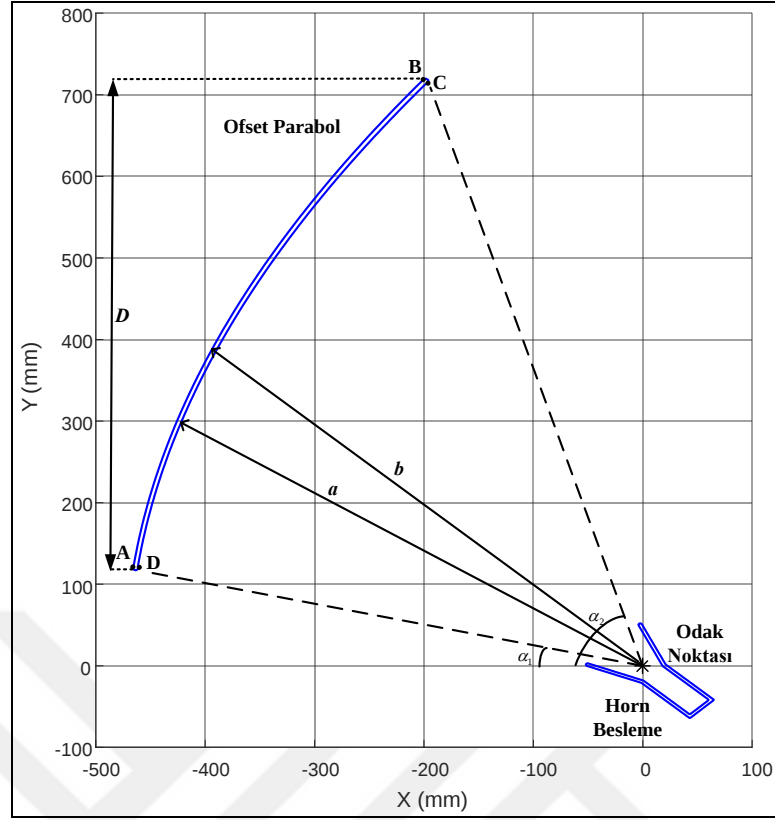
Horn antenin ARM analizi sonucu bulunan uzak alan ve yakın alan ışıma örüntüleri Şekil 3.15a ve 3.15b'de gösterilmiştir. Sonuçlara göre ana huzme beklendiği gibi 134.5° 'de çıkmıştır. Antenin YGHG'si 33° olarak bulunmuştur. CST benzetim sonucuna göre anten kazancı 15.8 dBi'dır.

3.4.2 Ofset Parabolik Yansıtıcı Anten Tasarımı

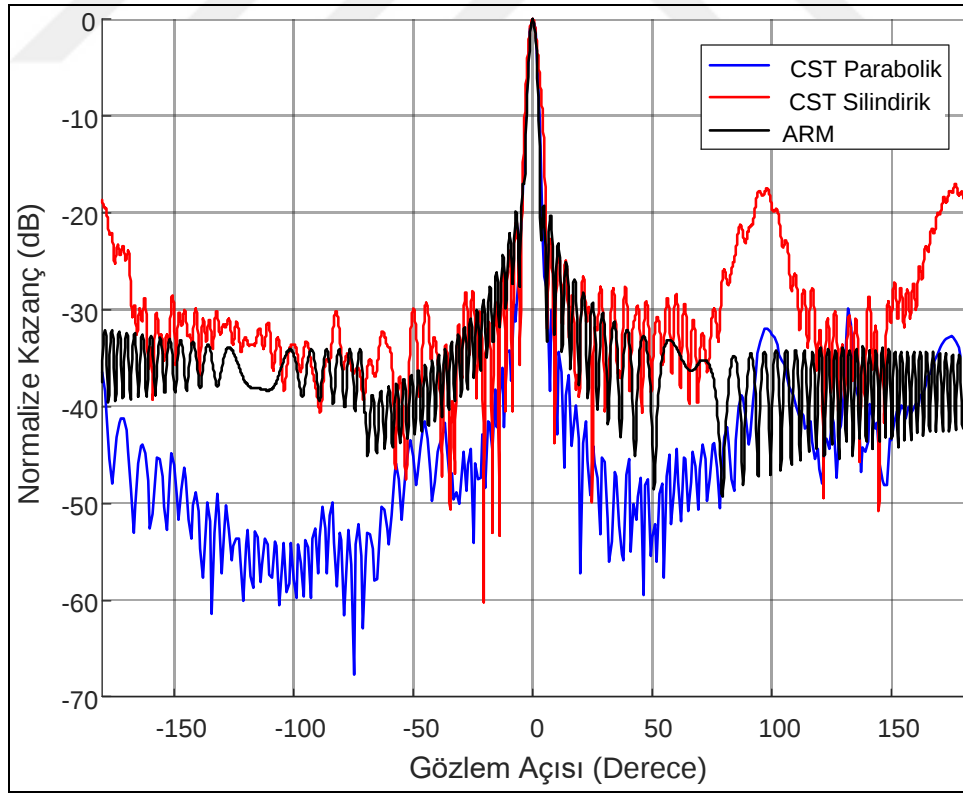
Ofset parabolik reflektör yapısının ARM kontur tanımlamaları ve parametrisasyonu Bölüm 3.3.3'deki üst parabol yapısı ile aynı olduğu için burada tekrar anlatılmamıştır (Çizelge 3.6 ve 3.7). Tasarlanan $D=60$ cm boya sahip ofset reflektörün iç ve dış odak uzaklıkları $a=46.9$ cm ve $b=47.3$ cm'dir. Parabolün başlangıç ve bitiş açıları $\alpha_1=14.5^\circ$ $\alpha_2=74.5^\circ$ alınmıştır. Besleme anteninin faz merkezi parabolik reflektörün odağına yerleştirilmiştir. Şekil 3.16, ARM'de oluşturulan kontur yapısını göstermektedir.

Horn besleme ile beraber ARM'de benzetimi yapılan ofset parabolik yansıtıcı antene ait uzak alan ışıma örüntüsü Şekil 3.17'de gösterilmiştir. Elde edilen dar huzmeli antenin YGHG'si 3.4° olarak bulunmuştur. ARM ile hesaplanan ışıma örüntüsünün CST sonucu ile uyumlu olduğu görülmektedir.

Çoklu nesneli ARM ofset çanak yapısının benzetimini 2 dakika 15 saniyede tamamlamış ve 3.6 MB hafıza kullanmıştır.



Şekil 3.16 XOY düzlemindeki horn besleme ve ofset parabol konturleri



Şekil 3.17 Ofset parabolik yansıtıcı anten uzak alan ışıma örüntüsü

ÇGB YANSITICI ANTEN TASARIMLARI

Bu bölümde yeni ÇGB tekli reflektör anten tasarımları anlatılmaktadır. İki farklı ÇGB reflektör anteni tasarlanmıştır: 90 cm ofset ve 60 cm onset tipli. İlk tasarım 0.4-15 GHz çalışma bandı ile darbe ışıması için uygundur. Vivaldi TEM horn ile ridged horn karışımı olan özel bir ÇGB besleme tipi (TEM ridged horn anten) de sunulmuştur [75]. Ofset reflektör antenin ilk olarak 2B ARM ile analizi yapılmıştır ve sonrasında antenin deneysel sonuçlarına yer verilmiştir. İkinci tip reflektör tasarımında, ana reflektör olarak 60 cm'lik parabolik çanak kullanılmıştır. Onset besleme ile beslenen yapıda iki farklı besleyici denenmiştir: ridged horn ve kısmen dielektrik yüklü ridged horn. Bu onset tipi tasarım, ofset tipinden daha fazla verimliliğe sahiptir, ancak çalışma bandı daha dardır. Onset reflektör antenin benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir.

4.1 Ofset ÇGB Yansıtıcı Anten Tasarımı

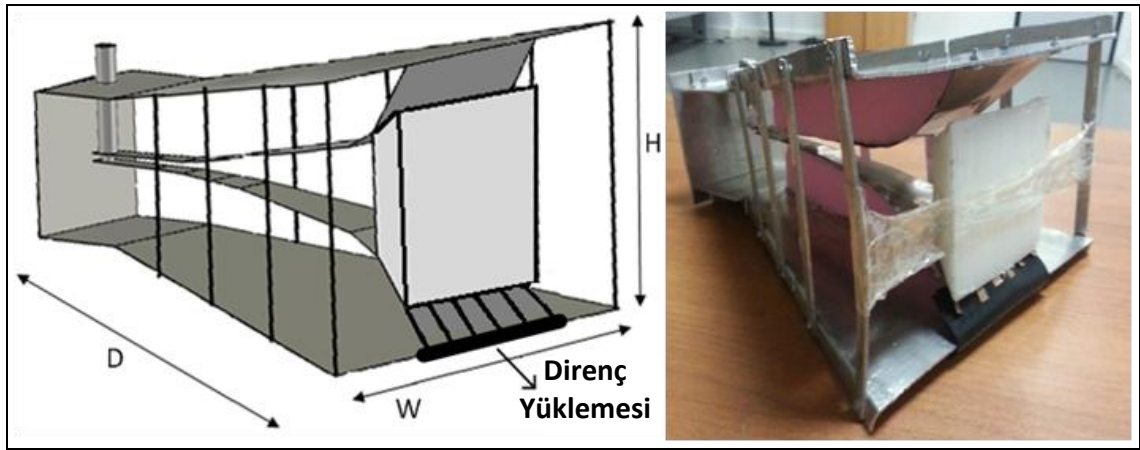
Darbe ışıması için 90 cm'lik bir yansıtıcı anten tasarlanmıştır [76]. İlk önce, besleme anteni ultra geniş frekans aralığını kapsayacak şekilde tasarlanmıştır. Sonrasında, reflektör ile besleme anteni birleştirilmiştir. Oluşturulan yansıtıcı anten ilk olarak CST ve 2B ARM beraber kullanılarak incelenmiştir. Sonrasında antenin deneysel çalışması yapıp besleyicinin konumu, ÇGB yansıtıcı antenin ölçülen performansına göre manuel olarak ayarlanmış ve daha iyi performans yakalanmaya çalışılmıştır.

4.1.1 TEM Ridged Horn Anten Tasarımı

Horn anten, dalga kılavuzu kısmının temel bant aralığında çalışır ve kesim frekansı vardır. Ridged horn anten, horn anten yapısının dalga kılavuzundan başlanarak antenin ağız açıklığına kadar ridge eklenmesiyle bant genişliğinin artırıldığı bir horn anten

çeşitlidir. Ridgeler, antendeki kiplerin kesim frekanslarını düzenler ve böylece bant genişliğini artırır. Böylece, antenin bant genişliği 1.5: 1'den 20: 1'e yükselir.

Vivaldi şeklindeki TEM horn anteni, eksponansiyel açılıma sahip iki metalik kanattan oluşur. Vivaldi anten, uzunluk (L), besleme aralığı (d), antenin açılma açısı (θ) ve kanat açılması açısı (α) ile parametrelendirilebilir. Antenin ana özelliği, iletim hattı yapısına benzediği için kesim frekansına sahip olmamasıdır. Bu tip antenin bant genişliği 10: 1'dir. Antenin performans parametrelerini iyileştirmek için kısmi dielektrik yükleme yöntemi kullanılabilir ve anten açıklığına direnç eklemesi yapılabilir. Dielektrik yükleme, optik mercek gibi davranarak yüksek frekanslarda anten kazancını artırır. Direnç yükleme ise daha düşük frekansta VSWR değerlerini iyileştirir.



(a)

(b)

Şekil 4.1 Kısmi dielektrik yüklü TEM ridged horn anten (a) gösterim (b) resim [75]

Bu çalışmada ise, Vivaldi TEM Horn anten ve horn anten birleştirilerek, horn yapısının bant genişliğini artırmak için TEM ridged horn anten (TEM-RHA) adı verilen bir antene dönüştürüldü. Antenin Vivaldi TEM Horn bölümü, düşük frekanslarda enerji ışınlamına imkân sağlar ve yüksek frekanslarda ise ridge gibi davranır. Böylece, tasarlanan antenin bant genişliği 40:1 değerlerine ulaşabilmektedir. Antenin gösterimi ve resmi Şekil 4.1a ve 4.1b'de gösterilmiştir. Ayrıca, pozitif Vivaldi kanadının sonuna, antenin açıklığından dışa doğru ızgaralı uzantılar eklenmiştir, bu ızgaralar yüksek frekansta sinyallerin daha rahat geçmesine izin vermektedir. Dahası, anten kazancı performansını orta bant frekanslarında geliştirmek için kısmi dielektrik yük kullanılmıştır. Yük teflon malzemeden yapılmıştır ve fiziksel tanımları Çizelge 4.1'de verilmektedir. Tasarlanan antenin tüm yapısal boyutları Çizelge 4.1'de gösterilmektedir.

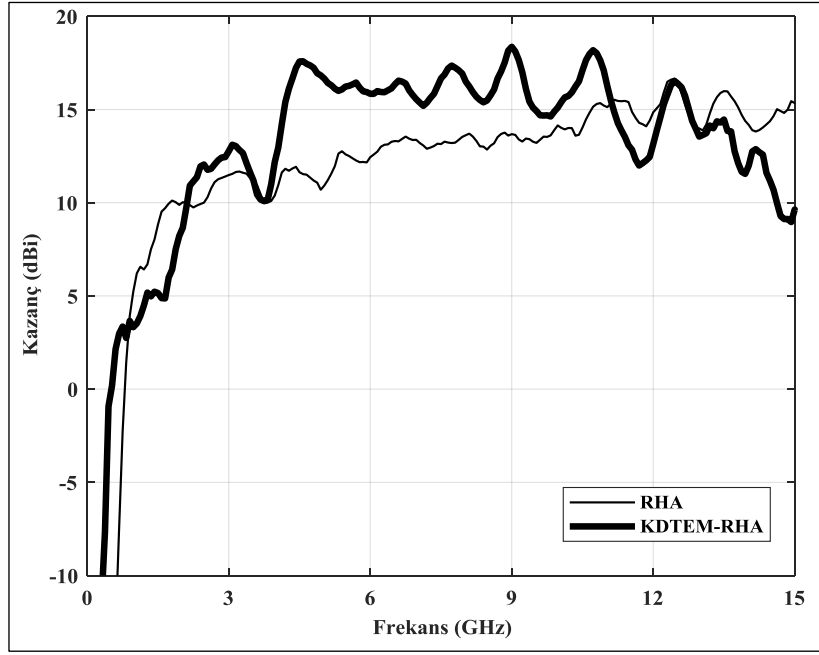
Çizelge 4.1 TEM ridged horn anten boyutları

	Fiziksel Tanımlamalar
RHA (Referans, 1-18 GHz)	Açıklık genişliği (W) = 24.4 cm, Açıklık Yüksekliği (H) = 15.9 cm, Derinlik (D) = 27.9 cm
Vivaldi TEM Horn	$\alpha = 20^\circ$, $\theta \in (0^\circ - 120^\circ)$, $d = 0.4$ cm, $L = 25$ cm
Dielektrik	$\epsilon_r = 2.1$ (Teflon), genişlik=10 cm, yükseklik=10 cm, derinlik=3 cm
KDTEM-RHA	RHA ile aynıdır

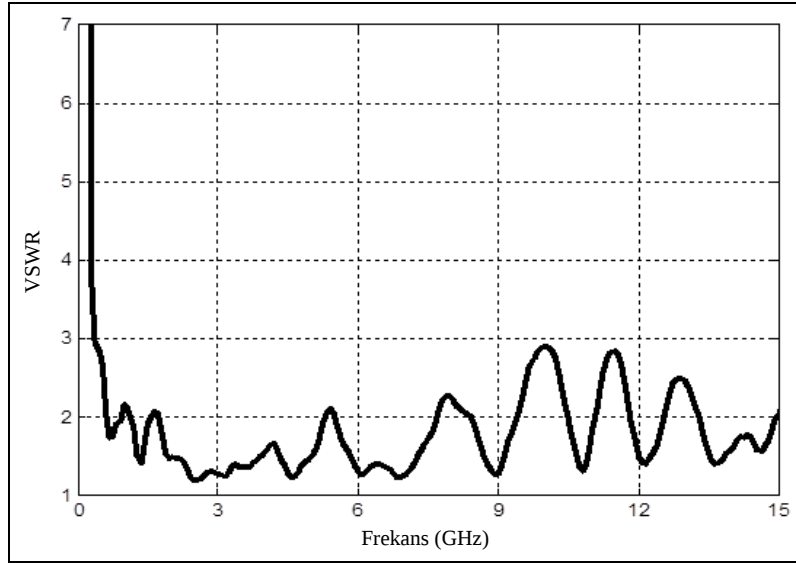
Kısmi dielektrik yüklü TEM ridged horn anteninin (KDTEM-RHA) parametreleri Rohde-Schwarz ZVL13 network analizör cihazı kullanılarak ölçülmüştür ve 1 - 18 GHz standart çift ridged horn (RHA) ölçümleri referans anten olarak kullanılmıştır [40]. Şekil 4.2 ve 4.3, ölçülmüş anten kazancı, giriş yansıması ve referans antenle karşılaştırmalı olarak ışıma örüntülerini göstermektedir.

Kazanç ölçümlerine göre KDTEM-RHA'nın ÇGB kazanç karakteristiği, 0 dBi kazanç değeri başlangıç olarak alındığında 400 MHz ile 15 GHz arasındadır (Şekil 4.2a). 40:1 kazanç bant genişliği oranı anlamına gelen bu performans, aynı açıklık boyutuna ve benzer uzunluğa sahip standart RHA'nın bant genişliği oranını iki katına çıkarıyor. Ayrıca KDTEM-RHA'nın kazancı, orta bant frekanslarında (4-10 GHz) 5 dBi'ye kadar referans anten kazancını aşmaktadır. Ancak, Vivaldi TEM horn ve horn dış kabuğunun eşzamanlı çalışması nedeniyle, 1.5 GHz, 11.5 GHz ve 14 GHz'de bazı yerel kazanç düşüşleri var.

KDTEM-RHA'nın YGHG'leri, Şekil 4.3'teki farklı frekanslar için verilen ışıma örüntülerine göre, bandın çoğunda referans anteninkinden %30 daha dardır. Ana huzme bölünmesi RHA'ya benzer şekilde 12 GHz'den sonra gerçekleşir.



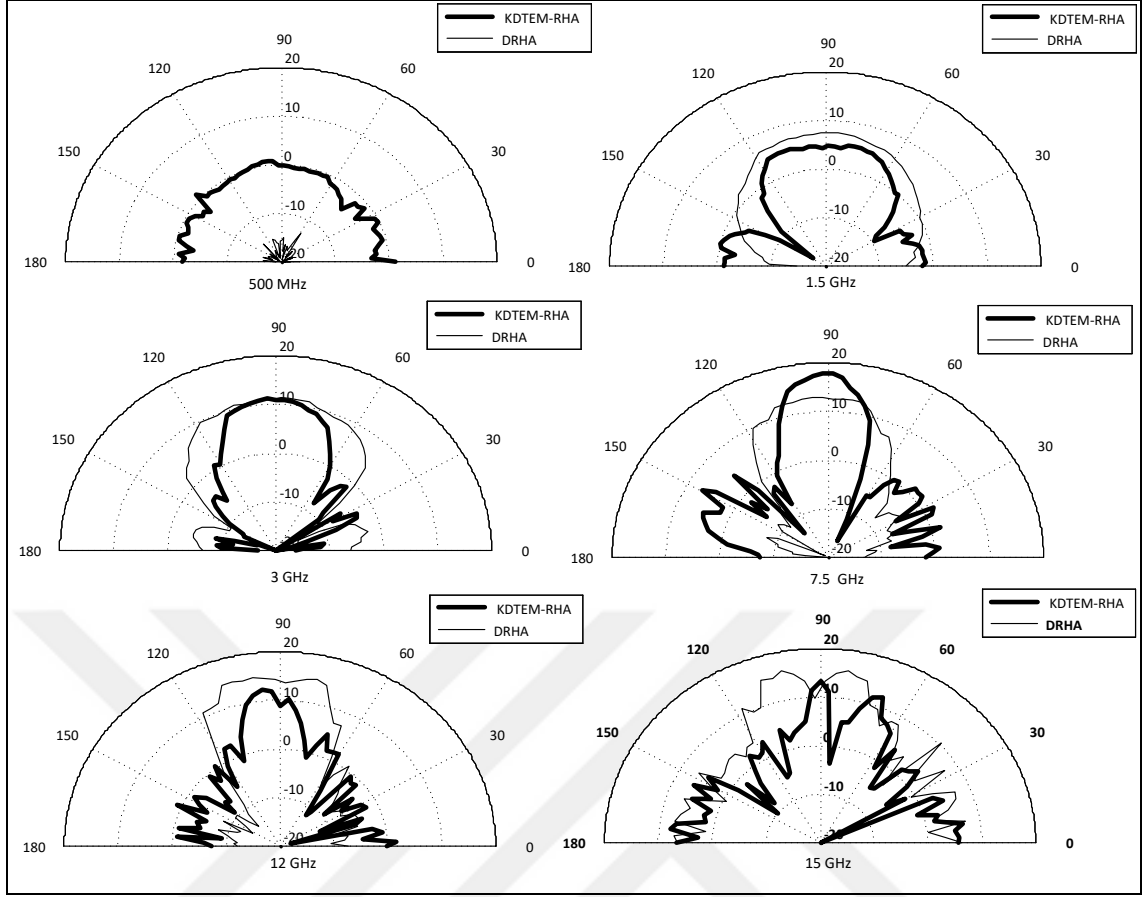
(a)



(b)

Şekil 4.2 KDTEM-RHA performans parametreleri (a) kazanç (b) giriş yansıması [75]

Giriş yansıma katsayısı ölçümlerine göre Şekil 4.2b, KDTEM-RHA'nın ortalama 1.8 VSWR ile 300 MHz'den 15 GHz'e olan frekanslar için 2.8'den daha iyi VSWR değerlerine sahip olduğunu göstermektedir. Şekil 4.1'de gösterildiği gibi, düşük frekanslarda daha düşük giriş yansıması sağlamak için açıklıktaki pozitif kanat ve horn toprağı arasına bir direnç yüklemesi yapılmıştır.

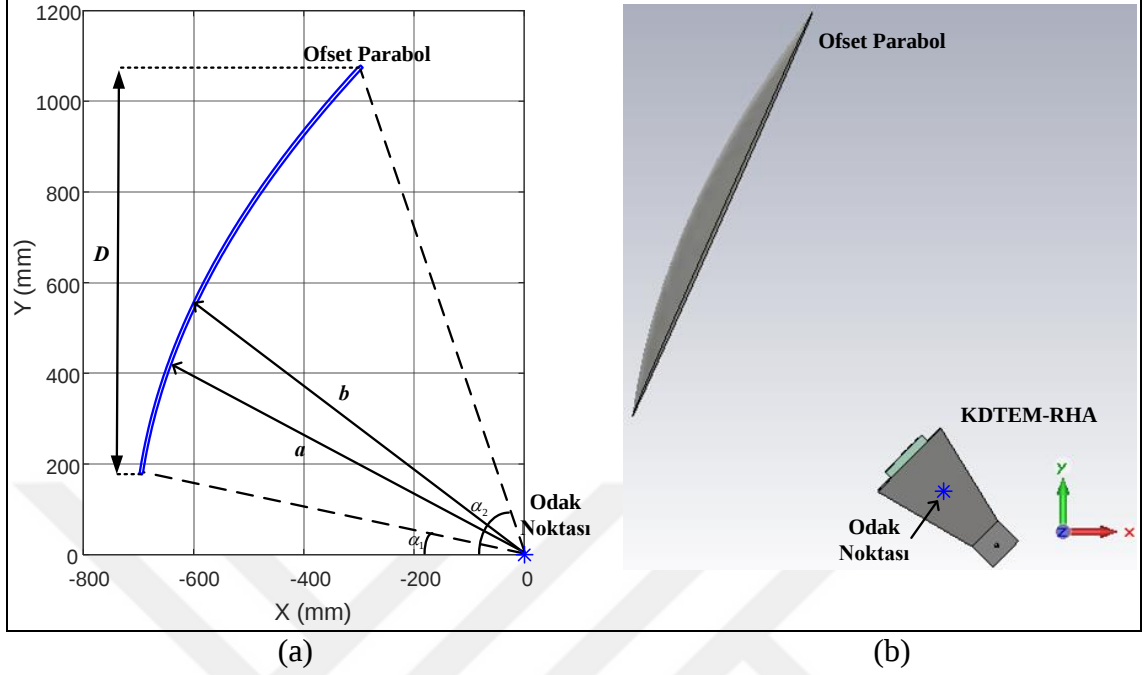


Şekil 4.3 KDTEM-RHA ışıma örüntüleri [75]

4.1.2 ARM ile ÇGB Ofset Yansıtıcı Anten Analizi

Bir önceki kısımda anlatılan KDTEM-RHA yapısının besleme olarak kullanıldığı ofset tipte 90 cm'lik parabolik yansıtıcı antenin 2B ARM ile çok geniş bantta analizi yapılmıştır. Şekil 4.4a ve 4.4b'de tasarlanan tek yansıtıcılı anten yapısının ARM'deki kontur çizimi ve parabolik yansıtıcının besleme ile birleştirilmiş hali verilmiştir. ARM'de oluşturulan ofset parabole ait konturun tanımlamaları ve parametrelendirilmesi Bölüm 3.4'deki yapı ile aynı olduğu için burada tekrar ele alınmayacaktır. $D=90$ cm boya sahip ofset yansıtıcı yapının iç ve dış parabollerinin odak uzaklıkları sırasıyla $a=70.21$ cm ve $b=70.92$ cm'dir. Parabollerin başlangıç ve bitiş açıları $\alpha_1=14.5^\circ$ ve $\alpha_2=74.5^\circ$ olarak alınmıştır. Besleme anteninin parabolik yansıtıcı üzerinde oluşturacağı elektrik alan (E_z) değerleri CST ile hesaplanılmıştır ve ARM'de gelen alan değerleri olarak tanımlanmıştır. Besleme yapısı dik polarizasyona sahip olduğu Şekil 4.4b'deki gibi konuşlandırılmıştır. Bu sayede parabolik yansıtıcının üzerinde düşen ($z=0$ 'da) esas alan bileşenlerinin z yönünde olması sağlanmıştır ve bu durum 2B ARM çözümü için

uygundur. Ayrıca KDTEM-RHA'nın ana eksenini x eksenine ile 44.5° yapmakta olup parabolik yansıtıcının tam ortasından geçecek şekilde yerleştirilmiştir.

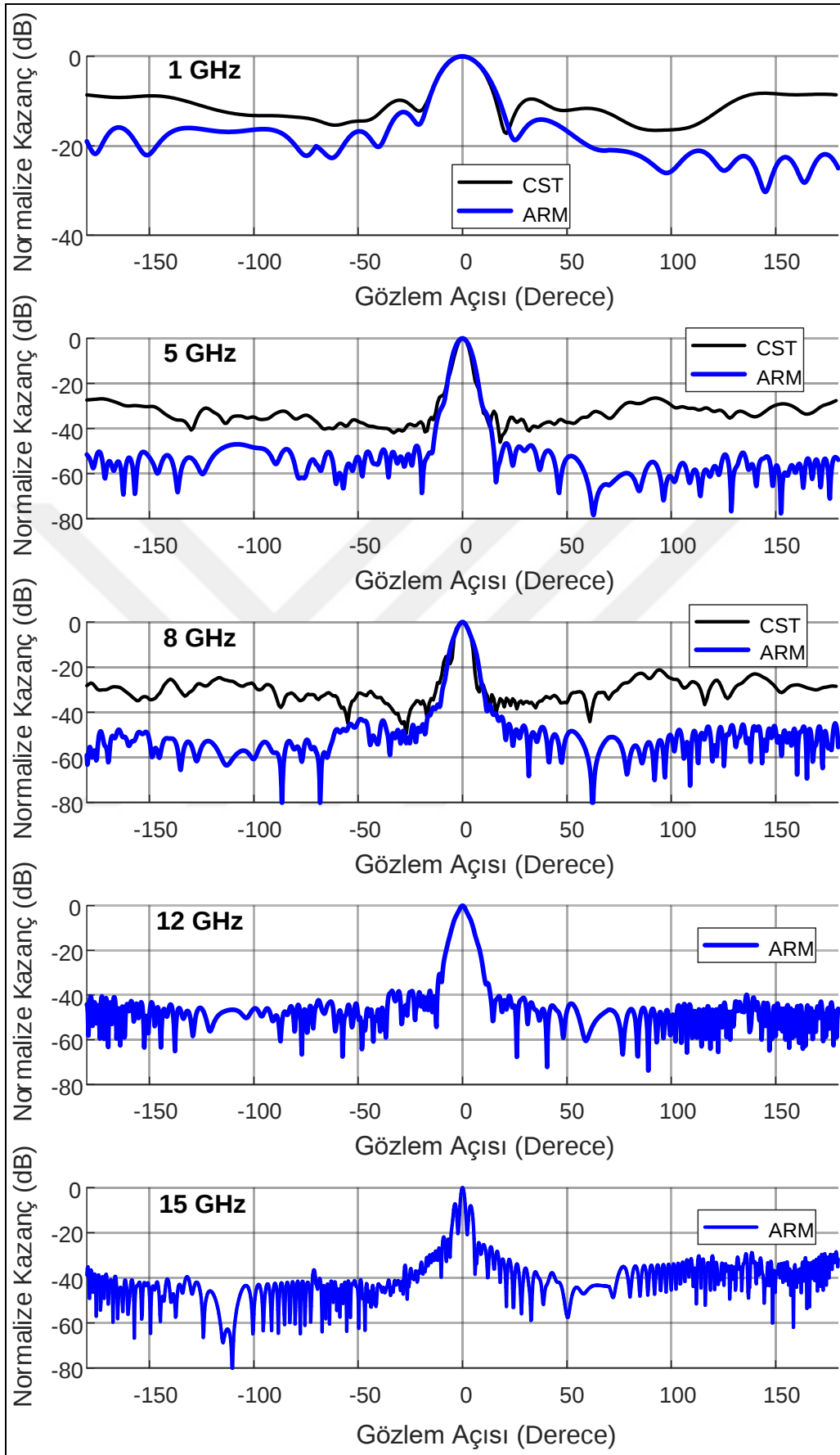


Şekil 4.4 KDTEM-RHA beslemeli ÇGB parabolik yansıtıcı anten (a) ARM konturu (b) CST gösterimi

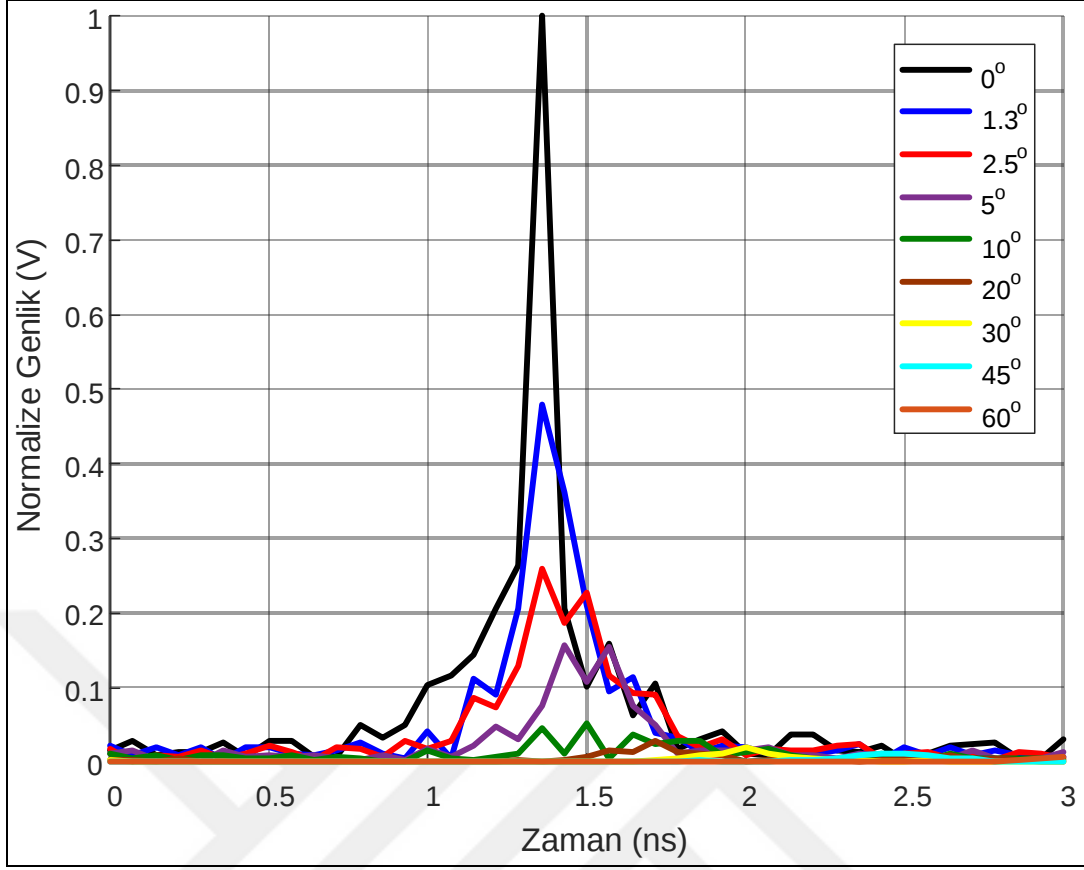
2B ARM kullanılarak oluşturulan tek yansıtıcılı ofset parabolik antenin (PY-KDTEM-RHA) ışıma örüntüleri çeşitli frekanslar için hesaplanmıştır. Bulunan ışıma örüntüleri Şekil 4.5'de verilmiştir. Bu sonuçlara göre antenin çalışma bandı boyunca dar huzmeli olduğu gözlenmiştir. Antene ait YGHG değerleri 1 GHz, 5 GHz, 8 GHz, 12 GHz ve 15 GHz için sırasıyla 19.5° , 6° , 5° , 4° ve 1.6° olarak bulunmuştur. Bu sonuçlar göz önüne alındığında antenin ÇGB çalışması için uygun olduğu gözlemlenmiştir.

Tasarlanan ofset yansıtıcı anten yapısının ARM ile hesaplanan zaman domeninde açılmalı darbe ışıması Şekil 4.6'da verilmiştir. Frekans domeninde istenen açıda hesaplanan elektrik alan değerlerinin ters Fourier dönüşümü alınarak zaman domeninde darbe ışıma değerleri hesaplanmıştır. Antenin ana yöndeki genlik değeri 1.3° 'de yarıya düşmektedir, yani antenin 2.6° zaman domeninde huzmesi vardır. Ayrıca, 5° 'den sonraki darbe ışıma değerleri ana huzmeye göre oldukça küçük kalmaktadır.

CST benzetiminde ofset yansıtıcı antenin analizi hafıza problemi nedeni ile belli bir frekansa kadar yapılabilmektedir. Şekil 4.5'de 2B ARM sonuçlarının 3B CST ile tutarlı olduğu gözlenmektedir. ARM benzetimi için kullanılan nokta sayısı $N=66$ olup, analiz süresi her bir frekans için 38 saniyedir ve 1.6 MB hafıza kullanılmıştır.



Şekil 4.5 ÇGB PY-KDTEM-RHA ışıma örüntüleri



Şekil 4.6 ÇGB PY-KDTEM-RHA zaman domenli açısal darbe ışıması

4.1.3 Ofset Yansıtıcı Anten Tasarımı

Tasarlanan besleyici anten, daha iyi kazanç ve dar huzme genişliği elde etmek için 90 cm'lik ofset reflektör ile birleştirilir. Bundan sonraki reflektör anten tasarımı ölçümlere dayalı olarak yapılmıştır ve besleyicinin konumu daha iyi performans elde etmek için manuel olarak optimize edilmiştir. Şekil 4.7'da gösterilen reflektör anten yapısı (PR-KDTEM-RHA), ÇGB uygulamaları ve darbe ışıması için uygundur. PR-KDTEM-RHA'nın ölçülen kazanç, açısal darbe ışıması ve normalize edilmiş ışıma örüntüsü parametreleri Şekil 4.8 ve 4.9'da gösterilmiştir.

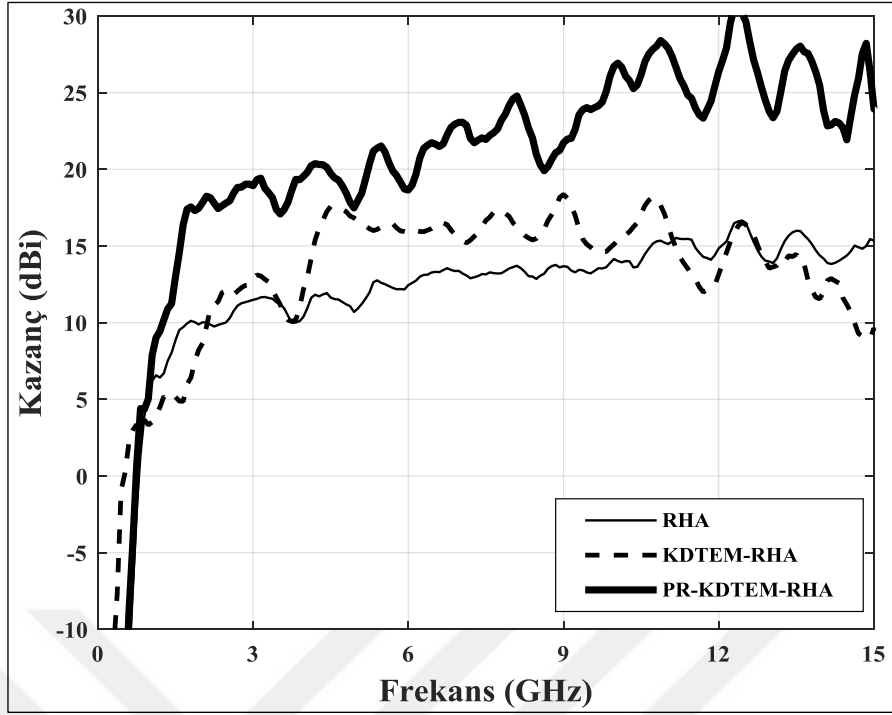
Şekil 4.8a, PR-KDTEM-RHA'nın kazancının parabolik reflektör sayesinde KDTEM-RHA'ya göre yüksek oranda arttığını göstermektedir. Reflektör anten ve besleyici arasındaki kazanç farkı, bazı frekanslarda 15 dB değerine kadar ulaşmaktadır. Bununla birlikte, reflektör aydınlatmasının zayıf kalması nedeniyle antenin verimliliği çok düşüktür ve maksimum değer olarak 1.7 GHz'de % 16 verime sahiptir. Besleme boyutları 400 MHz gibi düşük frekanslarda çalışacak kadar büyük olacak şekilde seçildiği için yüksek frekansta YGHG daralır ve aydınlatmayı olumsuz etkiler.



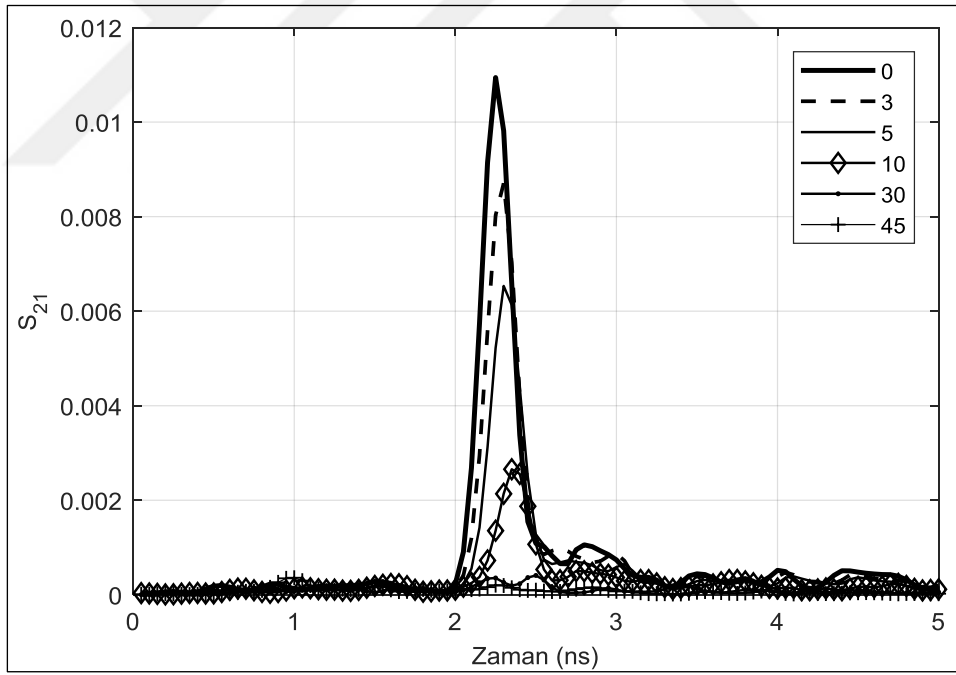
Şekil 4.7 PR-KDTEM-RHA resmi [76]

Farklı açılarla ölçülen zaman domeni darbe ışıması Şekil 4.8b'de 15 GHz tam bant için verilmiştir. Darbelerin genlikleri lineer skala olarak verilmiştir. Darbe ışıması için huzme genişliği ana yöndeki darbenin genliğinin yarısına düştüğü açının bulunması ile belirlenebilir. Buna göre, PR-KDTEM-RHA'nın YGHG'si yaklaşık 10 derece olarak bulunur.

Bunlara ek olarak, frekans bölgesi H-düzlemi ışıma paternleri Şekil 4.9'da sunulmuştur. Sonuçlara göre anten ışıma örüntülerinin çoğu kalem tipi huzmeye sahiptir. Yansıtıcı antenin YGHG'si 1 GHz'de 40° 'dir ve 10 GHz'den sonraki frekanslarda 3° 'e kadar daralmaktadır. Işıma örüntülerinin simetri problemleri ölçüm ortamından kaynaklanmaktadır. Ayrıca anten besleme ile aynı polarizasyona sahip olup dik polarizelidir.

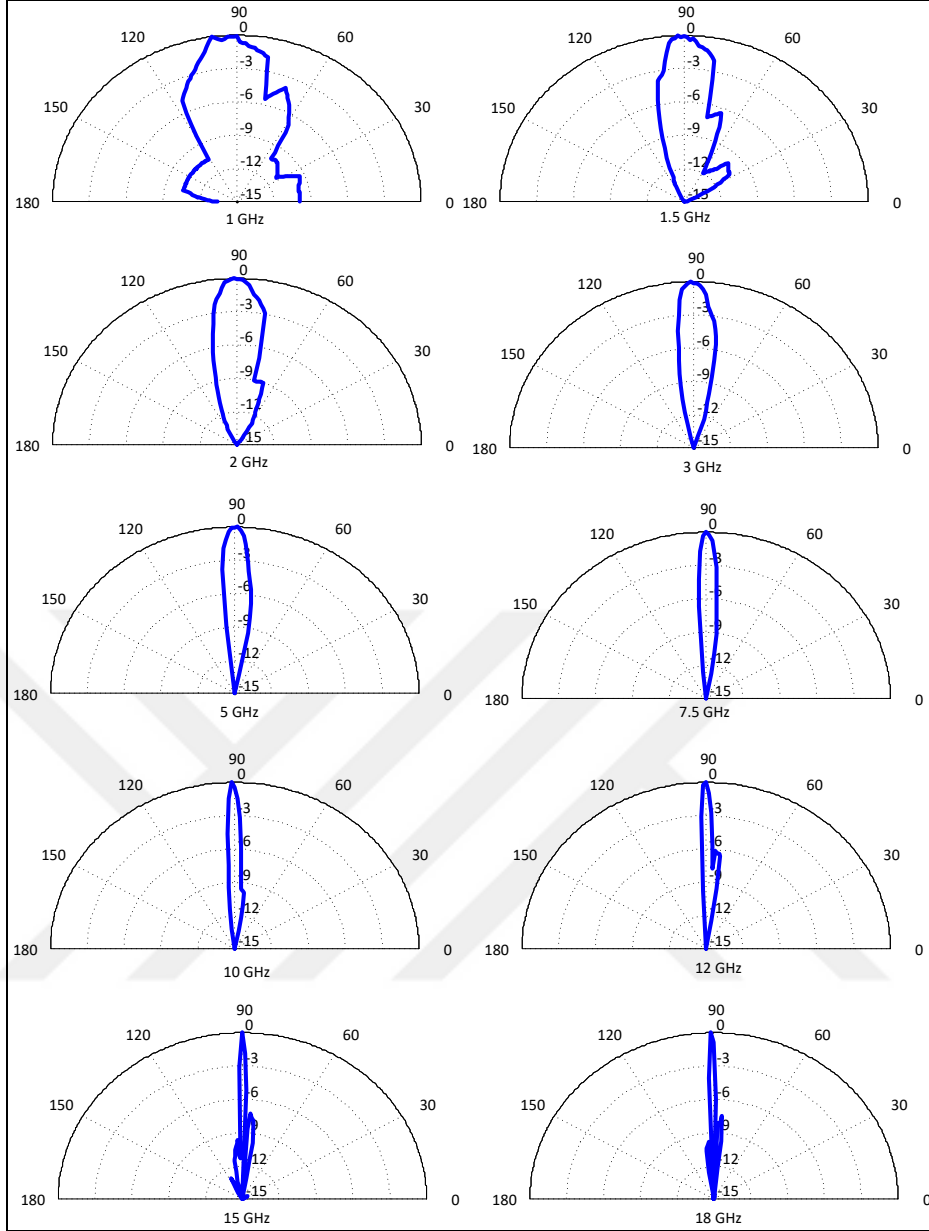


(a)



(b)

Şekil 4.8 PR-KDTEM-RHA performans parametreleri (a) kazanç (b) açısıl darbe ışıması [76]



Şekil 4.9 PR-KDTEM-RHA H-düzlemi ışıma örüntüsü [76]

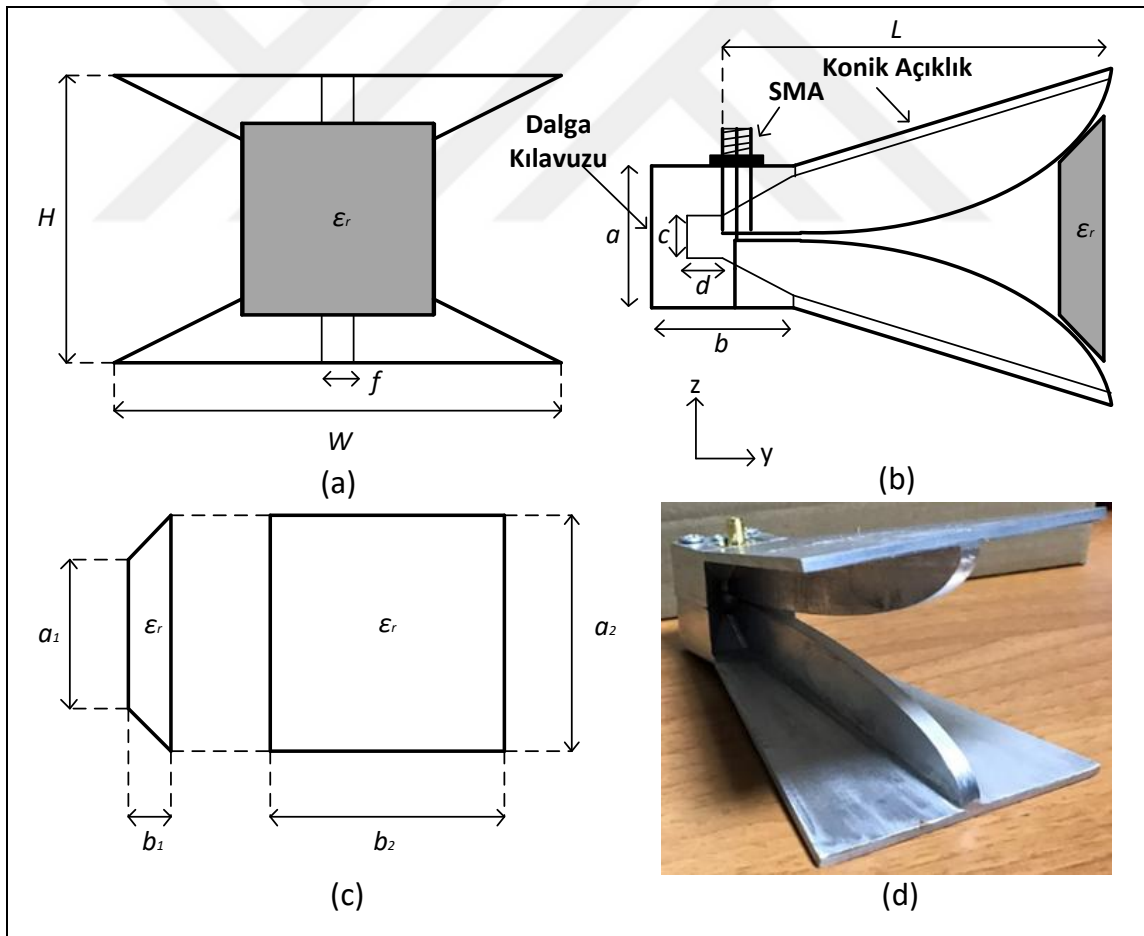
4.2 Onset ÇGB Yansıtıcı Anten Tasarımı

Onset tipte bir 64 cm'lik parabolik yansıtıcı yapısı ÇGB uygulamalarında kullanılmak üzere anten tasarımı için kullanılmıştır. Besleyici anten olarak ridged horn anten yapısı kullanıldı. Onset özelliğinden dolayı besleyici anten yansıtıcının ana eksen üzerinde bulunan odak noktasına yerleştirilmiştir. Tasarlanan ÇGB anten yapısının 3B EM programında benzetimi yapılmıştır ve ayrıca imal edilip ve ölçülmüştür.

4.2.1 Çift Ridged Horn Anten Tasarımı

Çift ridged horn anten (ÇRHA), ÇGB özelliğine sahip bir tür horn antendir ve ridge yapısı TE_{10} modunun kesim frekanslarını düzenler. ÇRHA'lar, düşük ve yüksek frekansların birlikte çalışıldığı EMU laboratuvarları ve deneysel çalışmalar için vazgeçilmezdir. Bu çalışmada, reflektör antenini aydınlatmak için ÇRHA'nın ÇGB özellikleri kullanılmıştır.

ÇRHA, dalga kılavuzu ve konik açıklık kısmından oluşur. Ayrıca, dalga kılavuzu bölümünden başlayarak anten ağzına kadar uzanan iki eksponansiyel açılımlı ridged içerir. Buna ek olarak, yüksek frekanslarda anten kazancını daha iyi hale getirmek için kısmi dielektrik yapısı anten ağzından içeriye doğru yüklenir. Kullanılan teflon parça lens benzeri özelliğinden dolayı EM enerjiyi odaklatıp anten huzmesini daraltır. Antenin beslemesi koaksiyel SMA konnektör aracılığıyla yapılmaktadır. Tasarlanan antenin resmi ve gösterimi Şekil 4.10'da verilmiştir.



Şekil 4.10 KD-ÇRHA gösterimi (a) ön taraf (b) yan taraf (c) dielektrik yük (d) ÇRHA resmi

ÇRHA ve kısmi dielektrik yüklü ÇRHA (KD-ÇRHA) parametrik olarak iyi kazanç ve düşük giriş yansıması elde etmek üzere 3B benzetim programında incelenmiştir. Antenin performans sonuçları Şekil 4.11 ve 4.12'de gösterilmektedir ve Çizelge 4.2, tasarlanan besleyicinin fiziksel parametrelerini göstermektedir.

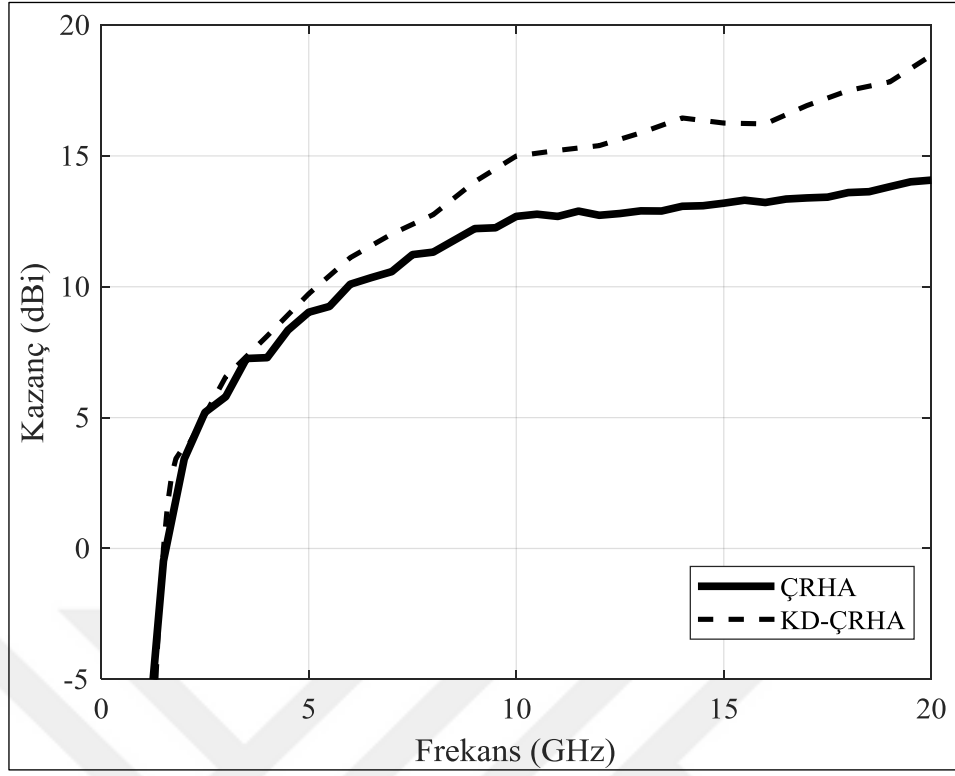
Şekil 4.11b, antenin giriş yansıma katsayısının, 1.6 GHz ve 20 GHz frekansları arasında 3 VSWR'den düşük olduğunu ve bunun da, 12:1 operasyonel bant genişliğine karşılık geldiğini gösteriyor. Ayrıca giriş yansıması bandın çoğunda VSWR 2 değerinin altında kalmaktadır. Benzetim sonuçlarına göre daha iyi VSWR elde edebilmek için SMA'nın pozitif pininin alt ridge'in başlangıç noktasına değmesi gerektiği anlaşıyor. Ridge eğriselliği, besleme noktasındaki ridge'ler arasındaki boşluk ve dalga kılavuzunda bulunan arka odanın boyutları, VSWR'yi etkileyen önemli parametrelerdir. Son olarak kısmi dielektrik yük, VSWR'de bazı dalgalanmalara neden olur, ancak önemli bir değişiklik teşkil etmez.

Anten kazancı 1.6 GHz'den sonra 0 dBi'nin üstündedir ve Şekil 4.11a'da görüldüğü gibi, 10 GHz'de 12.5 dBi ve 20 GHz'de 13 dBi'dir. Kısmi dielektrik Teflon, 5 GHz'den sonra kazancı artırır ve kazanç farkı yüksek frekanslarda 5 dB değerlerine kadar ulaşmaktadır.

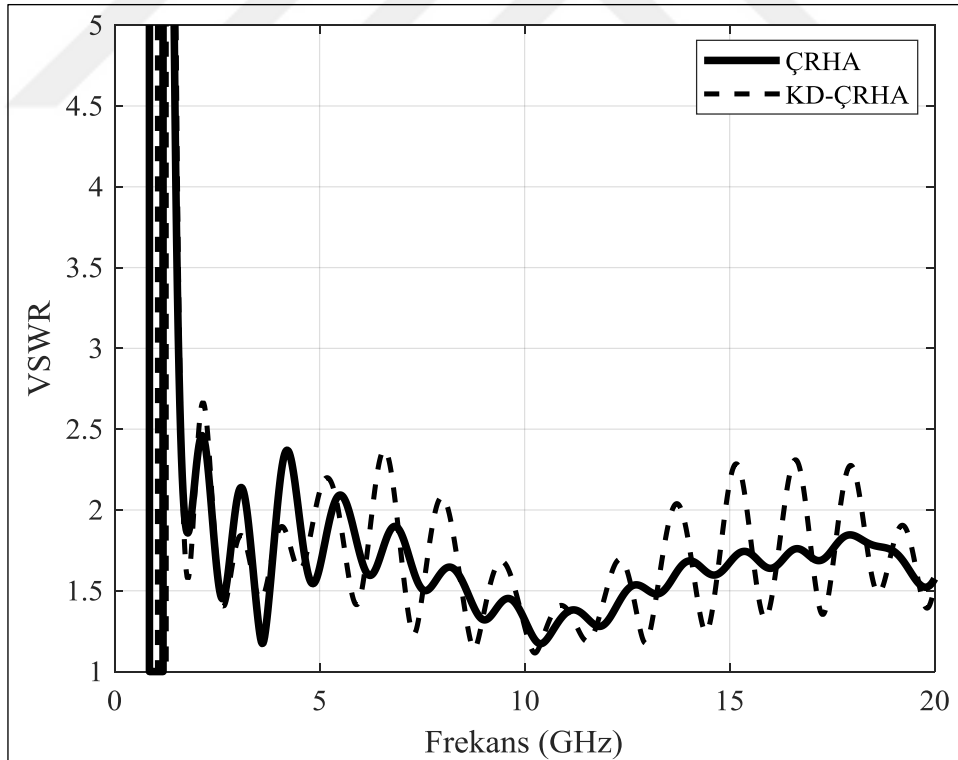
Şekil 4.12'deki ışıma örüntüleri ÇRHA'nın H-düzlemi YGHG'sinin 2 GHz'de 140° ile başladığını ve 20 GHz'de 37°'ye kadar daraldığı gösterir. Ayrıca, E-düzlemi YGHG 2 GHz'de 130°'dir ve 10 GHz'den sonra yaklaşık 30° olarak devam etmektedir. Ayrıca, kısmi dielektrik yükün lens benzeri etkisi, Şekil 4.12'de görüldüğü gibi, 6 GHz'den sonra huzme daralması yapar. KD-ÇRHA'nın YGHG'sinin daralma oranı% 55'e kadar çıkabilir. ÇRHA'nın toplam boyutu 12,5 cm x 6,1 cm x 8 cm'dir.

Çizelge 4.2 KD-ÇRHA fiziksel boyutları

Parçalar	Fiziksel Özellikleri
Konik Açıklık	$L=10$ cm, $W=8$ cm, $H= 6.1$ cm, $f=5$ mm
Dalga Kılavuzu	$a=3$ cm, $b=2.5$ mm, $c=1.15$ cm, $d=0.65$ cm
Dielektrik	$\epsilon_r = 2.1$ (Teflon), $a_1=4$ cm, $a_2=2.5$ cm, $b_1=5$ cm, $b_2=1$ cm

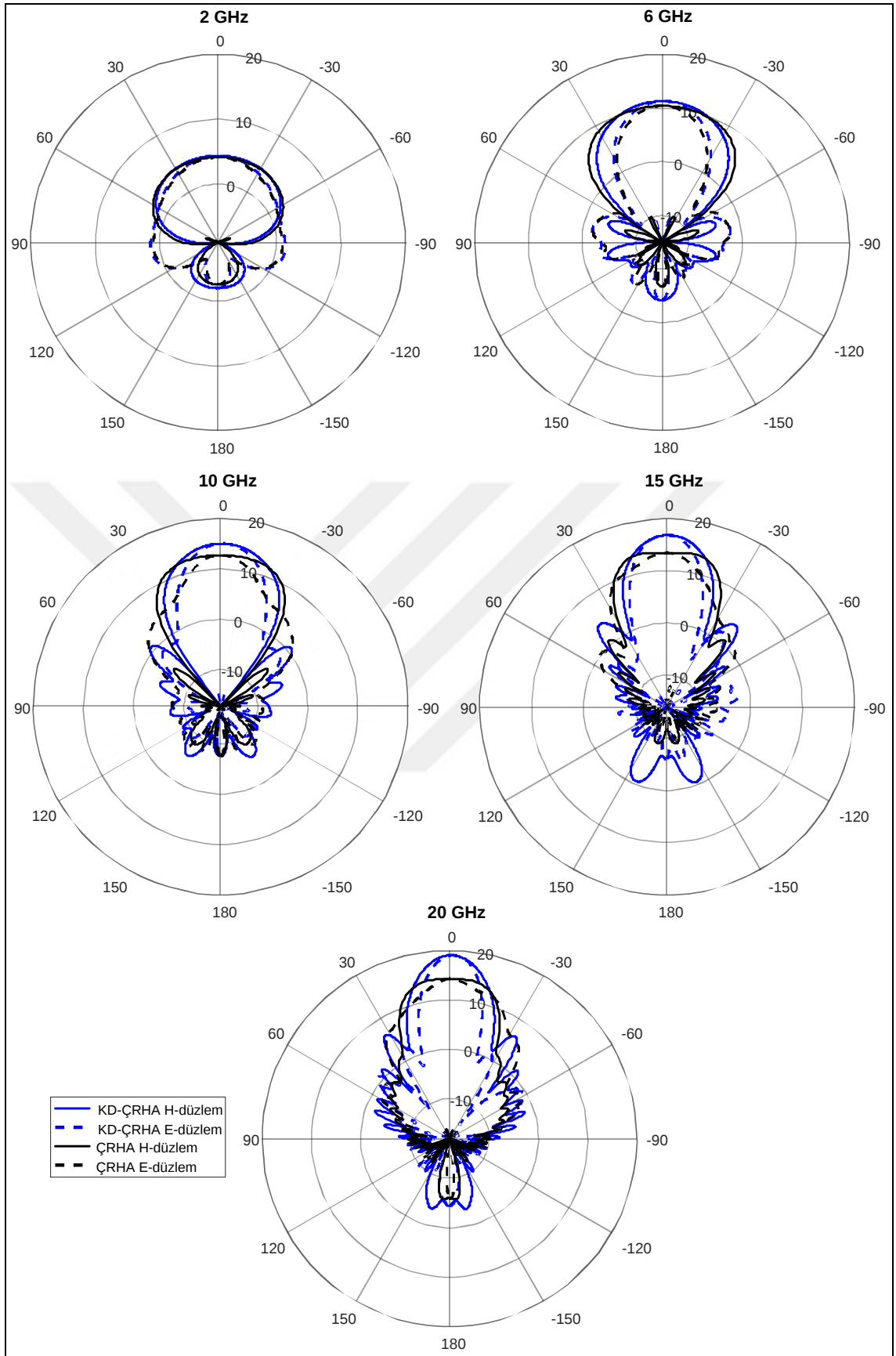


(a)



(b)

Şekil 4.11 KD-ÇRHA ve ÇRHA performans parametreleri (a) kazanç (b) giriş yansımaya katsayısı

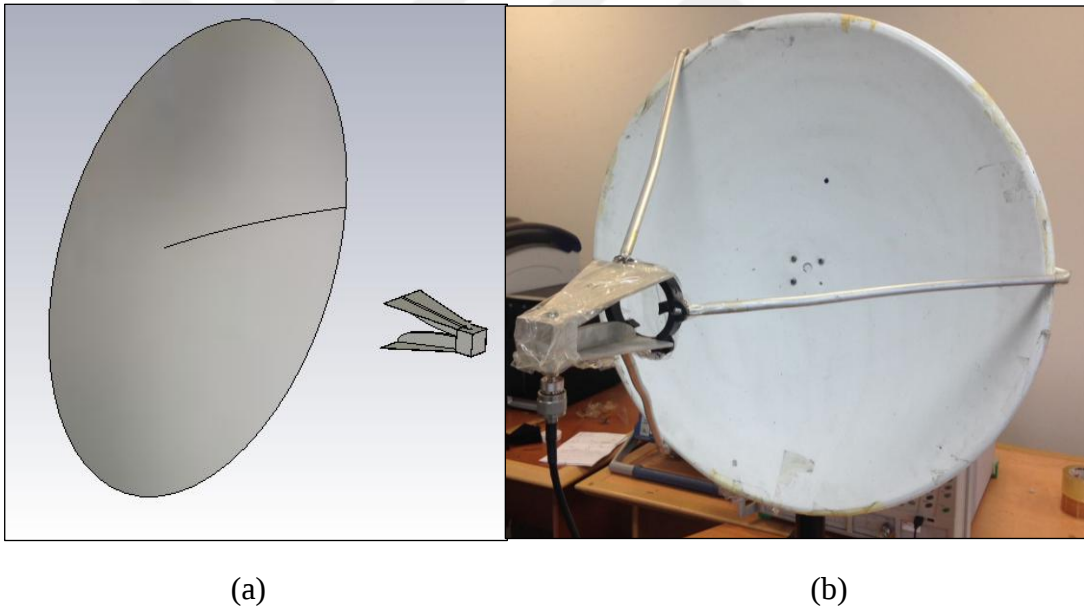


Şekil 4.12 Tasarlanan antenlerin ışıma örüntüleri

4.2.2 Onset Yansıtıcı Anten Tasarımı

Parabolik yansıtıcı, formülasyon (2.6) kullanılarak modellenmiştir, ancak odak noktası ADE tipi problemin aksine ana eksen üzerinde tanımlanmıştır. $f_p = 44$ cm ve $\theta_{pmax} = 40^\circ$ için parabol eğrisini tanımladıktan sonra, yansıtıcı geometrisi ana eksen çevresinde 3B döndürme ile oluşturulmuştur. Parabolik yansıtıcının toplam boyutları 64 cm çapında ve 5.8 cm derinliktedir. Reflektörün boyutları, YTU EM laboratuvarında mevcut olan test modeli temel alınarak seçilmiştir.

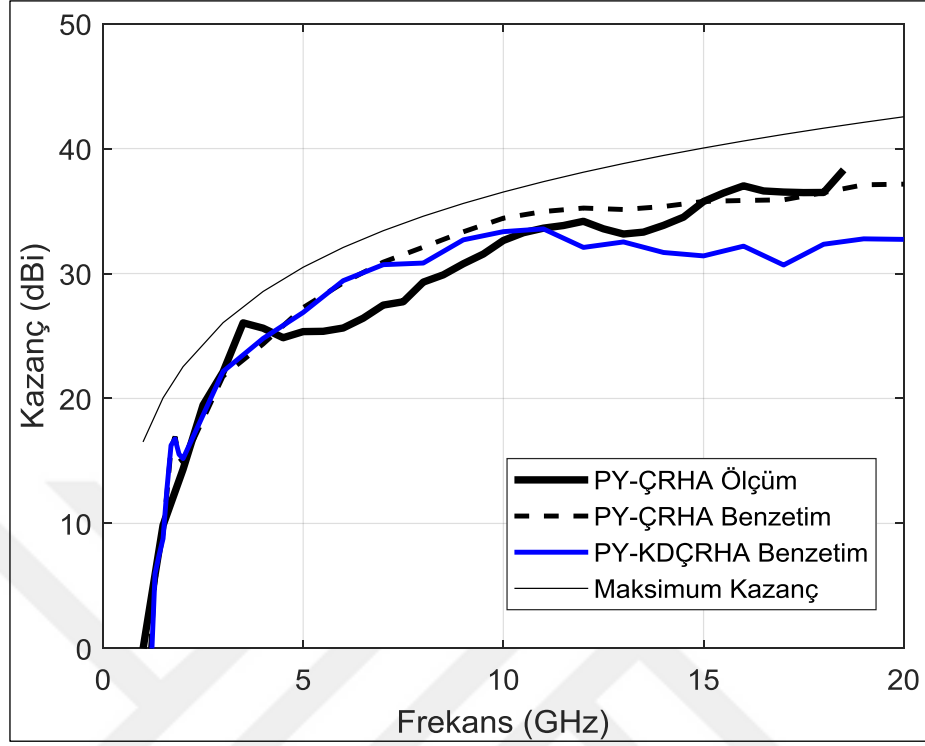
Oluşturulan reflektör ve DRHA, ÇGB işlemlerimde kullanılmak üzere yüksek kazanç ve dar huzme elde etmek için birlikte kullanılmıştır. Onset özelliği nedeniyle besleyici anten ana ekseninde reflektörün odak noktasına yerleştirilmiştir. Ayrıca kısmi dielektrik yükün performans etkisi gözlemlenmiştir. Kazanç, verimlilik, giriş yansıma katsayısı ve radyasyon örüntülerinin simüle edilmiş ve ölçülmüş sonuçları Şekil 4.14, 4.15 ve 4.16'da sunulmaktadır. Tasarlanan ÇGB anteni Şekil 4.13'de gösterilmektedir.



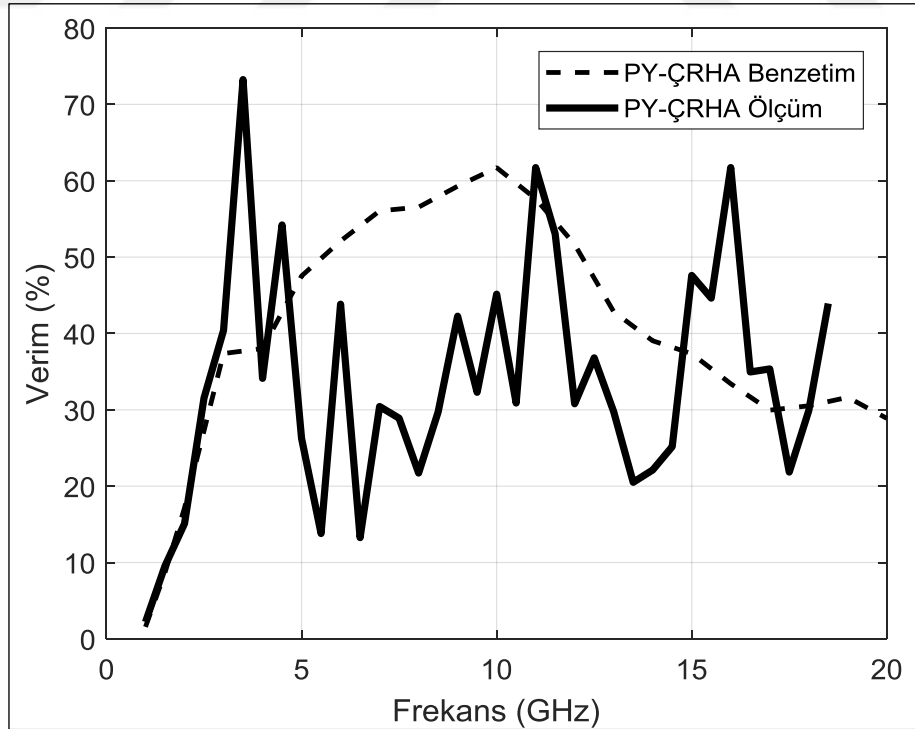
Şekil 4.13 ÇGB onset yansıtıcı anten (a) gösterim (b) resim

Benzetimlere göre, reflektörün odak noktası besleme anteninin açıklığından 6 cm içeride kalacak şekilde ÇRHA yerleştirilir. Böylece, antenin en iyi radyasyon performans sonuçları elde edilir. Tasarlanan ÇGB reflektörünün (PY-ÇRHA) kazancı 1.6 GHz'den sonra 10 dBi'den daha iyidir ve Şekil 4.14a'da görüldüğü gibi 20 GHz'de maksimum değerine (37.3 dBi) ulaşır. Ayrıca görülmüştür ki, kısmi dielektrik yük, besleyicinin performansını geliştirmesinin tersine, antenin kazancını olumsuz şekilde etkilemektedir. KD-ÇRHA'nın ışıma örüntüsünün ÇRHA'dan daha dar olması

nedeniyle, efektif aydınlatma alanı reflektör açıklığından daha düşük kalır ve böylece PY-ÇRHA'ya kıyasla 6 GHz'den sonra PY-KDÇRHA'nın kazancı azalır.



(a)

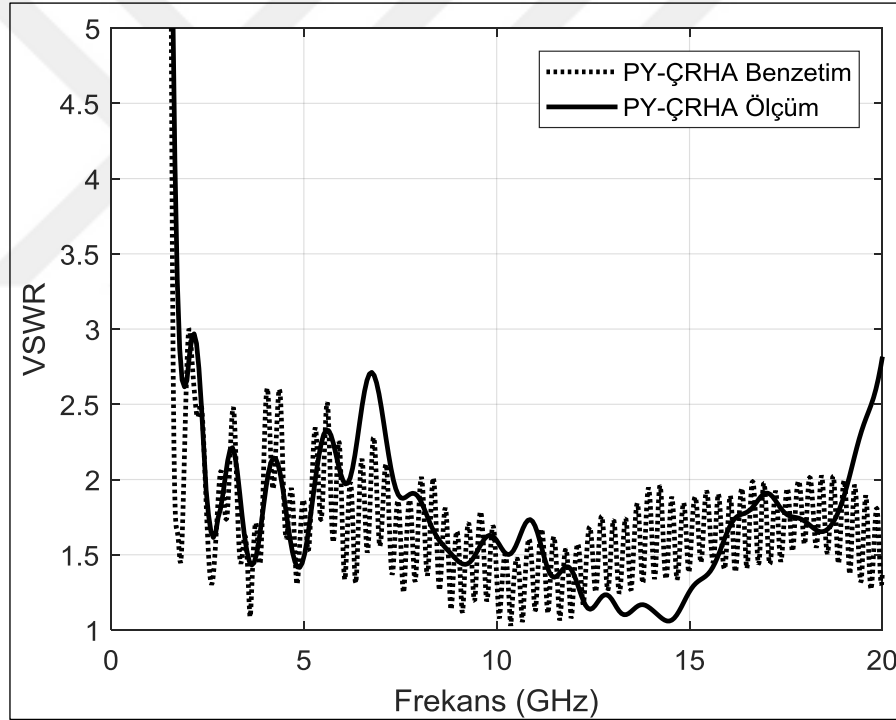


(b)

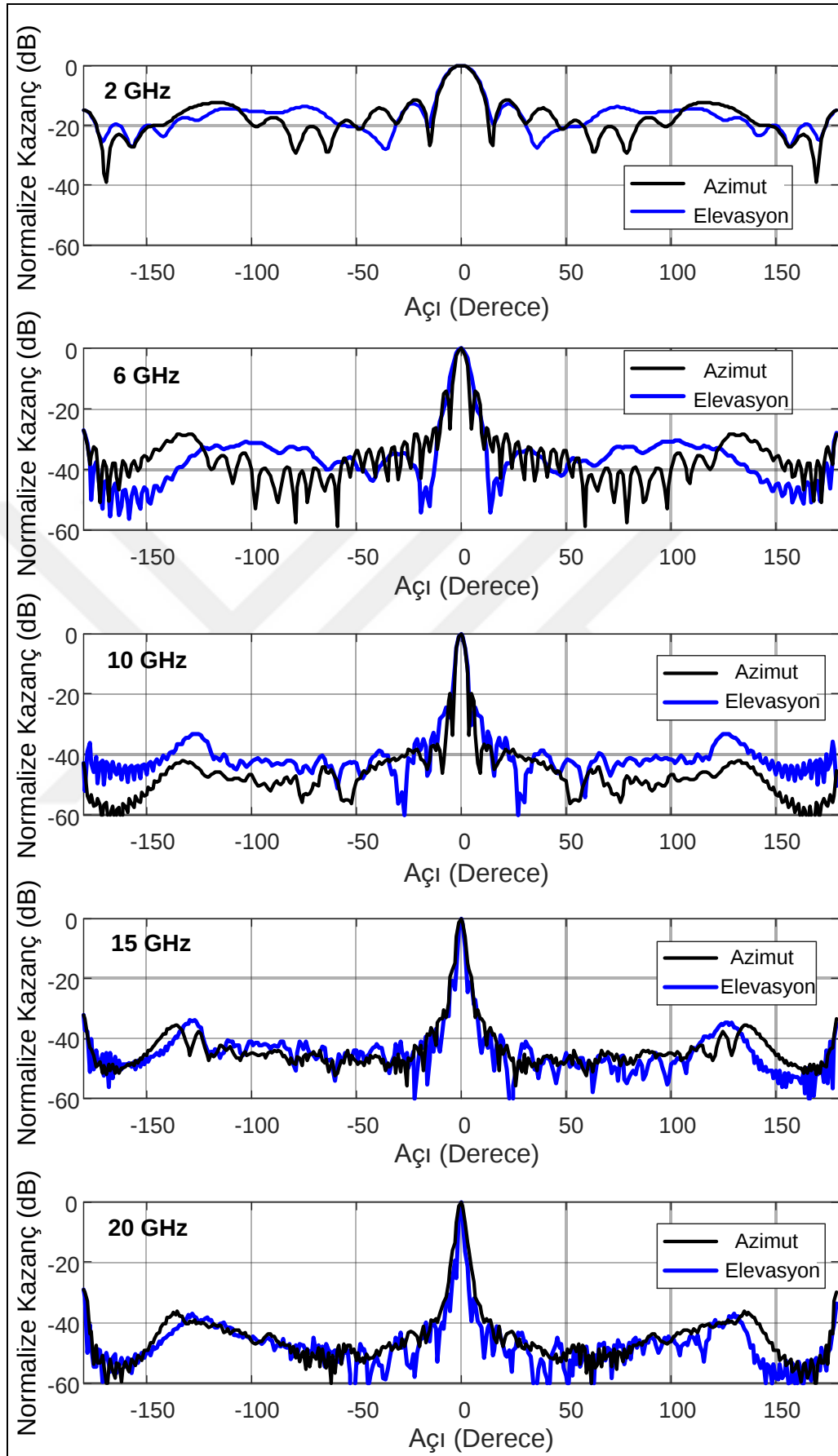
Şekil 4.14 ÇGB onsets yansıtıcı antenin performans sonuçları (a) kazanç (b) verim

Şekil 4.14b'deki benzetim sonuçlarına göre, PY-ÇRHA'nın verimliliği, maksimum değeri olan % 61'e 10 GHz'de ulaşmaktadır ve bant genişliğinin yarısında verimlilik % 40'dan fazladır. 10 GHz'den önce verimlilik, reflektörün kenarından olan ışıma taşmasına bağlı olarak azalır ve 10 GHz'den sonra ise, besleyicinin ışıma huzmesi daralır ve dolayısıyla verimlilik de düşer. Yukarıda bahsedilen etki nedeniyle, PY-KDÇRHA'nın verimliliği çoğunlukla PY-ÇRHA'nın altındadır. Bu problemin aşılabilmesi için reflektörün odak uzaklığının artırılıp f/D oranının artırılması gerekmektedir ve böylece daha dar huzme ile tüm çanak yüzeyi kapsanabilecektir.

PY-ÇRHA'nın giriş yansıması 1.6 GHz'den sonra 3'den aşağıdadır (bkz. Şekil 4.15). Dolayısıyla, besleyici anten ile aynı (12:1) operasyonel bant genişliğine sahiptir. Reflektör ile besleyici arasındaki çoklu yansımalar nedeniyle VSWR'de bazı dalgalanmalar vardır. Ayrıca, ölçülen giriş yansıma katsayısı benzetimle benzerdir.



Şekil 4.15 ÇGB onset yansıtıcı antenin giriş yansıma katsayısı



Şekil 4.16 ÇGB onset yansıtıcı antenin ışıma örüntüsü benzetim sonuçları

PY-ÇRHA'nın azimut ve elevasyon ışıma örüntüleri Şekil 4.16'da farklı frekanslar için gösterilmektedir. Antenin azimut YGHG'si 1.6 GHz'de 15.4°'den, 20 GHz'de 2.7°'ye ve elevasyon huzmeleri 1.6 GHz'de 13.4°'den 20 GHz'e 1.2°'e daralmaktadır. YGHG değerleri her iki radyasyon örüntüsü için de benzerdir. Ayrıca antenin ışıma örüntülerine ait YGHG değerleri ve ana huzmeye göre yan ve arka lob seviye parametreleri Çizelge 4.3'de sunulmuştur.

Çizelge 4.3 PY-ÇRHA ışıma örüntüsü parametreleri

Frekans	Azimut			Elevasyon		
	YGHG	İlk Yan Lob Seviyesi	Arka Lob Seviyesi	YGHG	İlk Yan Lob Seviyesi	Arka Lob Seviyesi
2 GHz	12.9°	-11.5 dB, 22.3°	-15 dB	13.4°	-12.8 dB, 23°	-15 dB
6 GHz	4.4°	-14.1 dB, 7.6°	-27 dB	5.8°	-22 dB, 9°	-27 dB
10 GHz	3.2°	-19.7 dB, 5.6°	-43 dB	3.1°	-24.4 dB, 7°	-43 dB
15 GHz	3°	-17 dB, 4.2°	-32 dB	1.9°	-20.3 dB, 4.5°	-32 dB
20 GHz	2.7°	-16 dB, 3.8°	-29 dB	1.2°	-19.4 dB, 3.2°	-29 dB

PY-ÇRHA üretilmiş ve ölçülmüştür. Ölçüm sonuçlarına bakıldığında sonuçlar benzerdir, ancak benzetim ve ölçüm değerleri arasında bazı frekanslarda kazanç farkları vardır. Farklılıkların nedeni mevcut test reflektörünün benzetim ortamına tam olarak aktarılamamasıdır. Ayrıca destek çubukları nedeniyle bazı kayıplar da bulunmaktadır. Tüm problemlere rağmen, PR-ÇRHA'nın ölçülen kazancı 1.6 GHz'de 10 dBi ve 18.5 GHz'de 38 dBi'dir. Dahası, antenin verimliliği ortalama % 35'tir. ÇGB yansıtıcı antenin toplam boyutları 64 cm x 64 cm x 50.8 cm'dir ve ÇRHA ile aynı polarizasyona yani dik polarizasyona sahiptir.

Bu bölümde anlatılan ofset PR-KDTEM-RHA ve onset PY-ÇRHA yapılarının band genişliği, boyut ve bazı frekanslardaki kazanç ve verim değerleri Çizelge 4.4'de toplu olarak gösterilmiştir. Ofset yapı için ölçüm sonuçları, onset için ise benzetim sonuçları sunulmuştur. Ayrıca literatürdeki bazı anten yapılarıyla olan karşılaştırmaları da verilmiştir. Bu karşılaştırmalara göre PR-KDTEM-RHA yapısı ortalama bir anten olup, yüksek frekansta çalışma avantajına sahiptir. PY-ÇRHA ise yüksek verimliliğe sahip bir ÇGB yapısıdır.

Çizelge 4.4 Tasarlanan ofset ve onset yansıtıcı yapılarının performans parametreleri ve literatürdeki yapılar ile karşılaştırmaları

Anten	Çalışma Bandı (GHz-GHz)	Frekans (GHz)				Ortalama Verim (%)	VSWR	Boyut (cm x cm x cm)
		Kazanç (dBi) - Verim (%)						
PR-KDTEM-RHA	0.4-15	1.7	8	12.3	14.8	4	<3	90 x 150 x 50
		17-16	25-4	31-7	28-3.5			
IRA-8 [78]	0.125-5	0.5	1	2.5	4.5	12.8	<3	91 x 91 x 46
		7.5-24	13-22	18-12	20-5.4			
PY-ÇRHA	1.6-20	3	10	15	20	40.8	<3	60 x 60 x 50.8
		22-44	34-61	36-38	37-30			
SR 40-A [79]	2-32	8	17	26	32	25	<2.5	40 x 32 x 56
		28-44	32-24	35-20	34-11			

ÇGB EYE ÇİFT YANSITICILI ANTEN TASARIMI

Bu bölümde, ÇGB uygulamaları için anahtarlanabilir EYE çift yansıtıcı anten tasarımı sunulmaktadır. Tasarlanacak anten, EYE alt reflektörün ve parabolik ana reflektörün kombinasyonu olan çift reflektörlü bir yapıya sahiptir. K-Vivaldi ve ÇRHA sırasıyla birinci ve ikinci tip besleyici olarak kullanılmışlardır ve gerekli çalışma bandına bağlı olarak birbirlerinin yerine manuel olarak değiştirilebilmektedirler.

Tasarım süreci boyunca, anten parçaları ayrı ayrı incelenmiştir. Tasarlanan kısımlar bir araya getirilip oluşturulan çift yansıtıcı antenin 2B ARM'de ışınma örüntüleri incelenmiştir ve sonrasında yapıyı en iyi haline getirmek için 3B EM benzetim programında tüm performans parametreleri incelenmiştir. Son olarak tasarlanan ÇGB anteni üretildi ve ölçülen sonuçlar benzetim sonuçları ile kıyaslandı.

5.1 Anten Bileşenlerinin Tasarımı

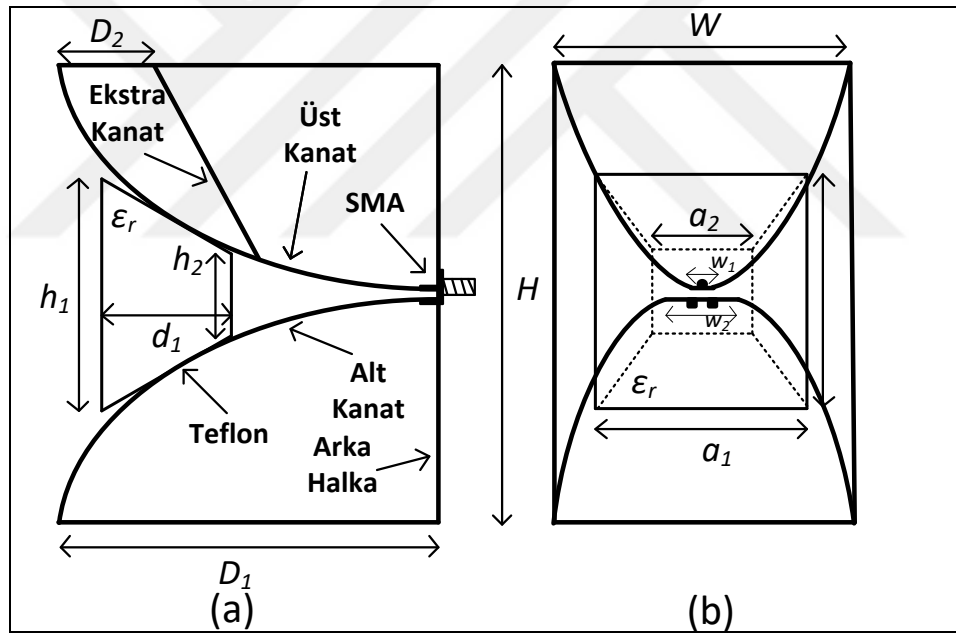
İlk olarak, besleyici antenler bant genişliği, radyasyon paterni ve giriş yansıması parametrelerine bağlı olarak oluşturulur. Besleyicilerin performans parametreleri, EYE çift yansıtıcı antenin sonucunu önemli ölçüde etkilemektedir. İlk besleme yapısı olan, K-Vivaldi anten tasarımı ayrıntılı olarak anlatılmıştır. İkinci besleme yapısı olarak, Bölüm 4.2'deki ile aynı ÇRHA yapısı kullanıldığından, bu besleyici tipinin tasarımı burada tekrarlanmayacaktır. Son olarak, EYE alt reflektörü ve parabolik çanak yapısı açıklanmaktadır.

5.1.1 Kısmi Dielektrik Yüklemeli K-Vivaldi Besleme Anteni

İletim hattı tipi ÇGB anteni olan, K-Vivaldi TEM Horn antenin alt kesim frekansı yoktur. Bu nedenle, horn antenin aksine düşük frekans filtrelemesi yapmamaktadır yani

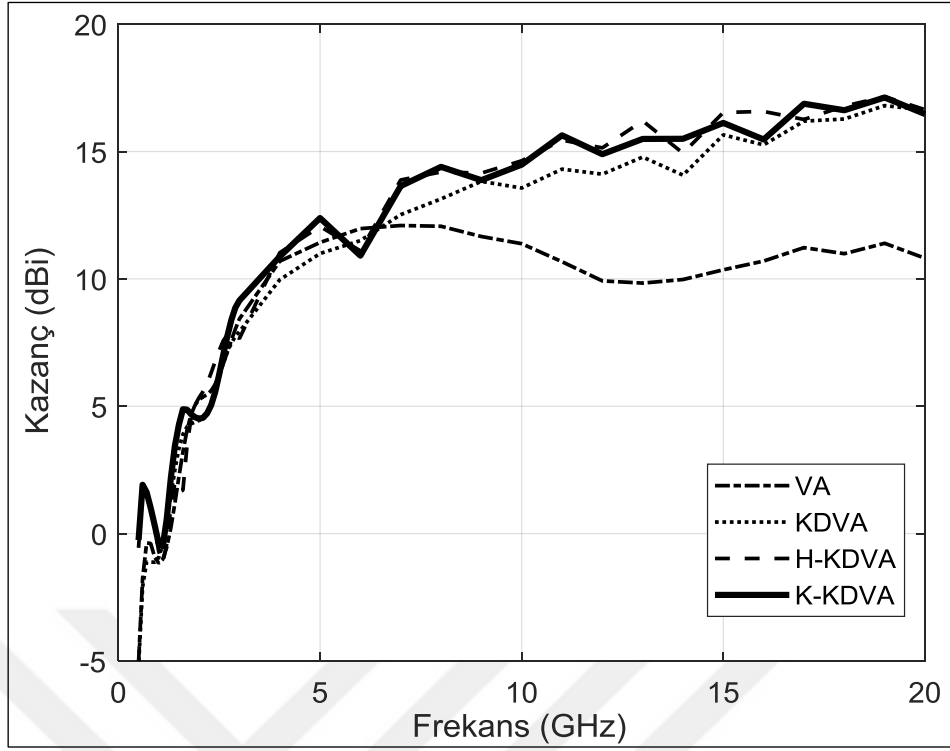
darbe ışıması için uygun bir antendir. K-Vivaldi anten yapısı YNR ve duvar arkası görüntüleme gibi ÇGB uygulamalarında sıklıkla kullanılmaktadır.

K-Vivaldi anten tasarımının gelişime aşamaları, SMA konektöründen beslenen iki eksponansiyel kanattan oluşan Vivaldi TEM Horn anteni ile başlar. SMA'nın pozitif pimi üst kanat ile birleştirilir ve konektörün alt pinleri alt kanada bağlanır. Anten derinliği (D_1) ve yükseklik (H) parametreleri operasyonel bant genişliğinin başlangıç frekansını (0 dBi) belirler. Dahası, kanatların açıklık genişliği (W) ve kanatların eğriselliği dönüş kaybı performansını etkiler. Klasik Vivaldi tasarımından sonra, kısmi dielektrik Teflon parçası, antenin yüksek frekans kazancını artırmak için kanatların arasına yerleştirilir. Ayrıca, anten kanatları, düşük frekanslarda daha iyi kazanç performansı elde etmek için bir arka halka ile birleştirilir. Son olarak, Şekil 5.1a'daki gibi, üst kanat ile anten tavanının arasına ek bir kanat eklenir. K-Vivaldi parametreleri Şekil 5.1a ve 5.1b'de tasvir edilmiştir.

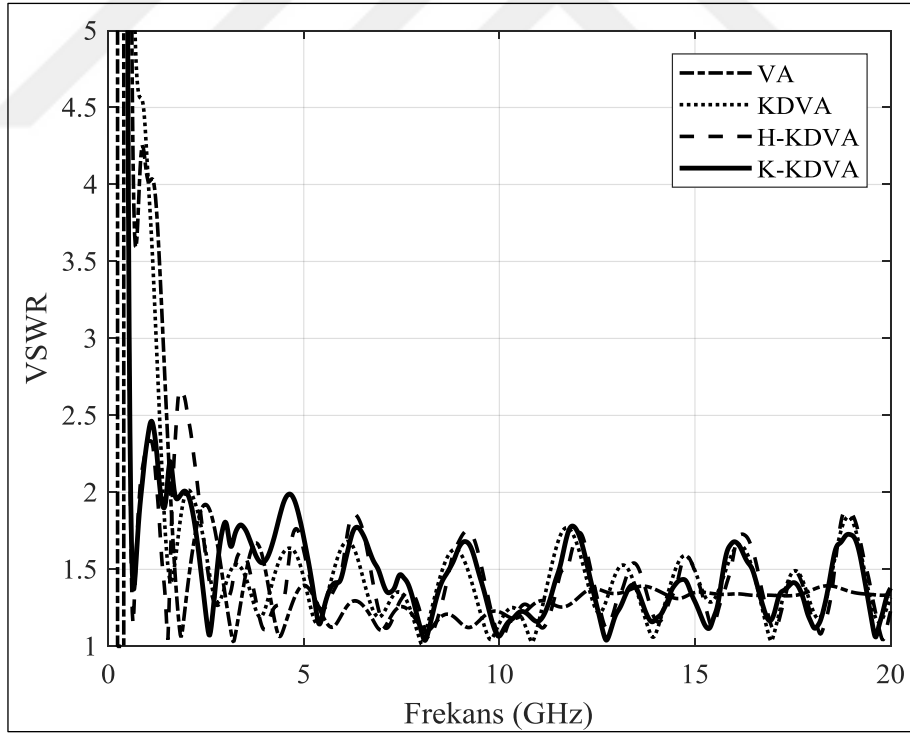


Şekil 5.1 K-KDVA gösterimi (a) yan görünüş (b) ön görünüş

K-Vivaldi'nin parametrik incelemesi, yukarıda bahsedilen adımları kullanarak CST Microwave Studio 3B EM benzetimiyle yapılır. Daha iyi ÇGB performansı elde etmek için, antenin fiziksel parametreleri parametrik olarak optimize edilir. Anten simüle edilmiş kazanç, giriş yansıma katsayısı ve ışıma örüntüsü sonuçları Şekil 5.2a ve 5.2b'de gösterilmektedir. Sonuçlarda Vivaldi TEM horn anten, kısmi dielektrik yüklü Vivaldi anten, halkalı kısmi dielektrik yüklü Vivaldi anten ve kısmi dielektrik yüklü K Vivaldi anten sırasıyla VA, KDVA, H-KDVA ve K-KDVA olarak adlandırılır.



(a)



(b)

Şekil 5.2 Vivaldi anten modellerinin performans parametreleri (a) kazanç (b) giriş yansıma katsayısı

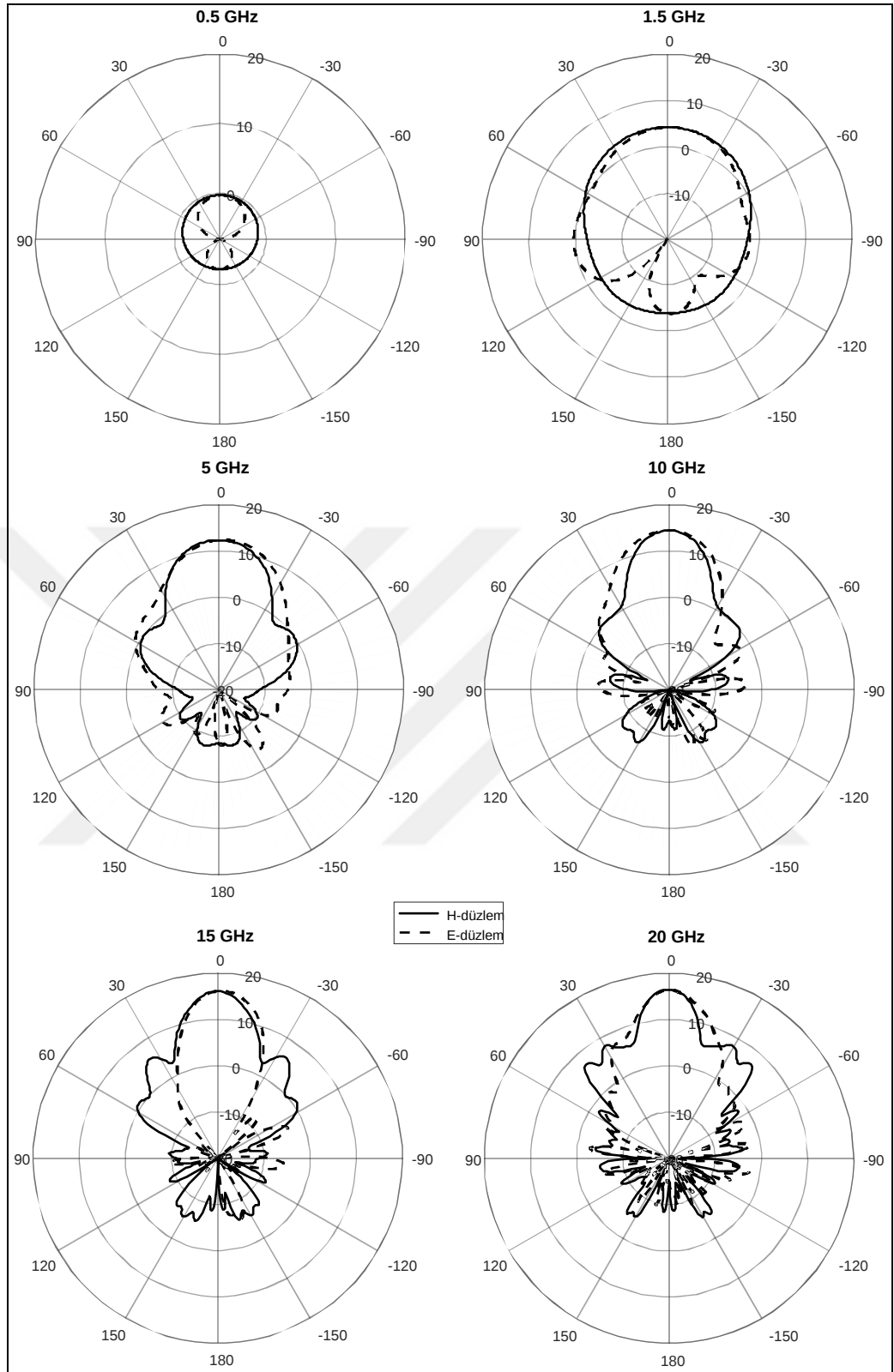
Şekil 5.2a, VA'nın kazancının 1 GHz'den sonra 0 dBi'nin üstünde olduğunu ve 4 GHz'den sonra yaklaşık 11 dBi'de kalmaya devam ettiğini göstermektedir. Kısmi dielektrik yükün etkisi 6 GHz'den sonra başlar ve kazanç farkı 5 dBi'ye kadar yükselir (bkz. Şekil 5.2a'daki KDVA). H-KDVA'nın operasyonel bant genişliği, arka halka ilavesi ile 0 dBi kazanç ile 0.5 GHz'e çekilmiştir. Ayrıca arka halkanın orta bant frekanslarındaki kazanç değerlerine de pozitif etkisi vardır. Son olarak eklenen ekstra kanat, 2 GHz'den biraz daha düşük frekansta kazancı iyileştirir. Ekstra kanadın en önemli etkisi EYE yansıtıcının nihai versiyonunda görünecektir. K-KDVA'nın son hali için kazanç performansı 0.5 GHz'de 0 dBi ile başlar, 10 GHz'ye kadar artar ve 10 GHz'den sonra yaklaşık 15-16 dBi'de devam eder.

Şekil 5.2b, K-Vivaldi anteninin gelişim süreçleri için VSWR sonuçlarını göstermektedir. Benzetimlere göre, VA'nın VSWR değeri 1.4 GHz'den sonra 3'ten düşük ve çalışma bandının çoğu 2 değerinden altıdır (1.6 GHz'den 20 GHz'ye). KDVA versiyonu için, bant genişliğinin (VSWR <3) başlangıç değeri dielektrik yük nedeniyle biraz daha geriye 1.2 GHz'e kaymaktadır. Sonrasında eklenen arka halka ve ek kanat ilaveleri, daha düşük frekanslarda uydurma etkisi yapar. Böylece, K-KDVA'nın çalışma bandı 0.5 GHz ila 20 GHz arasında tanımlanabilir ve bant genişliği 40:1 olur.

K-KDVA'nın E-düzlem ve H-düzlem radyasyon örüntüleri, Şekil 5.3'te 0.5 GHz, 1.5 GHz, 5 GHz, 10 GHz ve 15 GHz frekansları için gösterilmektedir. K-KDVA'nın E-düzlemi YGHG değerleri 0.5 GHz'de 125° ve 20 GHz'de 20.4° 'dir. Anten, H-düzleminde 0.5 GHz'de yaklaşık olarak yönsüzdür ve H-düzlemi YGHG, 20 GHz'de 17.6° 'e düşmektedir. K-KDVA'nın son halinin fiziksel parametreleri Çizelge 5.1'de verilmiştir ve antenin toplam boyutları 9.3 cm x 8 cm x 9.93 cm'dir.

Çizelge 5.1 Tasarlanan K-KDVA'nın fiziksel boyutları

Bölümler	Fizksel Parametreler
Anten	$D_1=9.93$ cm, $D_2=2.28$ cm, $H=9.8$ cm, $W=8$ cm, $w_1=5$ mm, $w_2=2$ cm
Dielektrik	$h_1=5$ cm, $h_2=1.78$ cm, $d_1=4.1$ cm, $a_1=6$ cm, $a_2=3$ cm, $\epsilon_r=2.1$



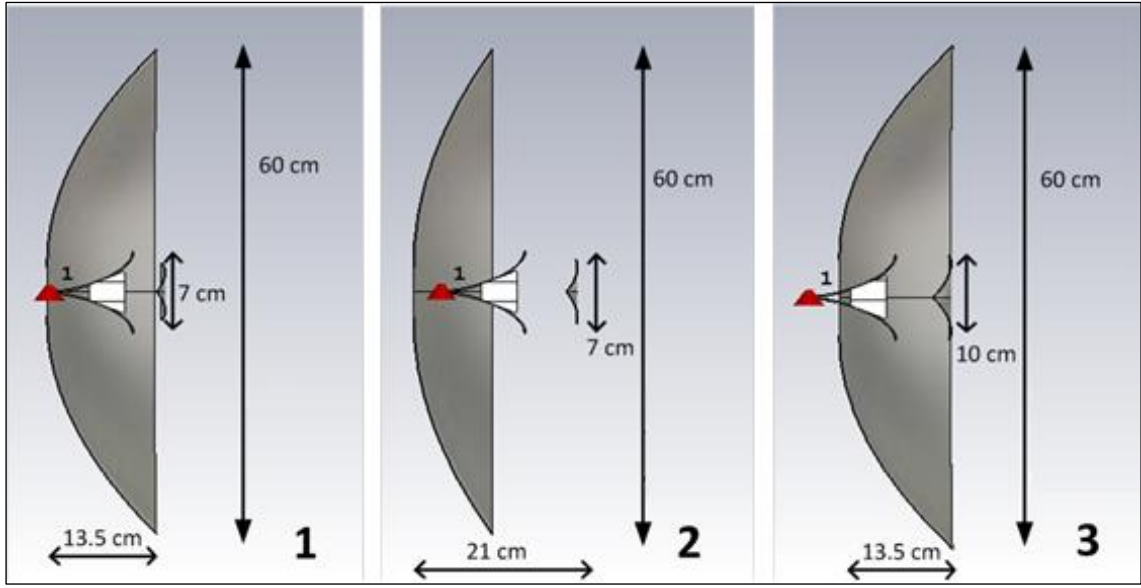
Şekil 5.3 K-KDVA farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri

5.1.2 Çift Yansıtıcı Yapısının Tasarımı

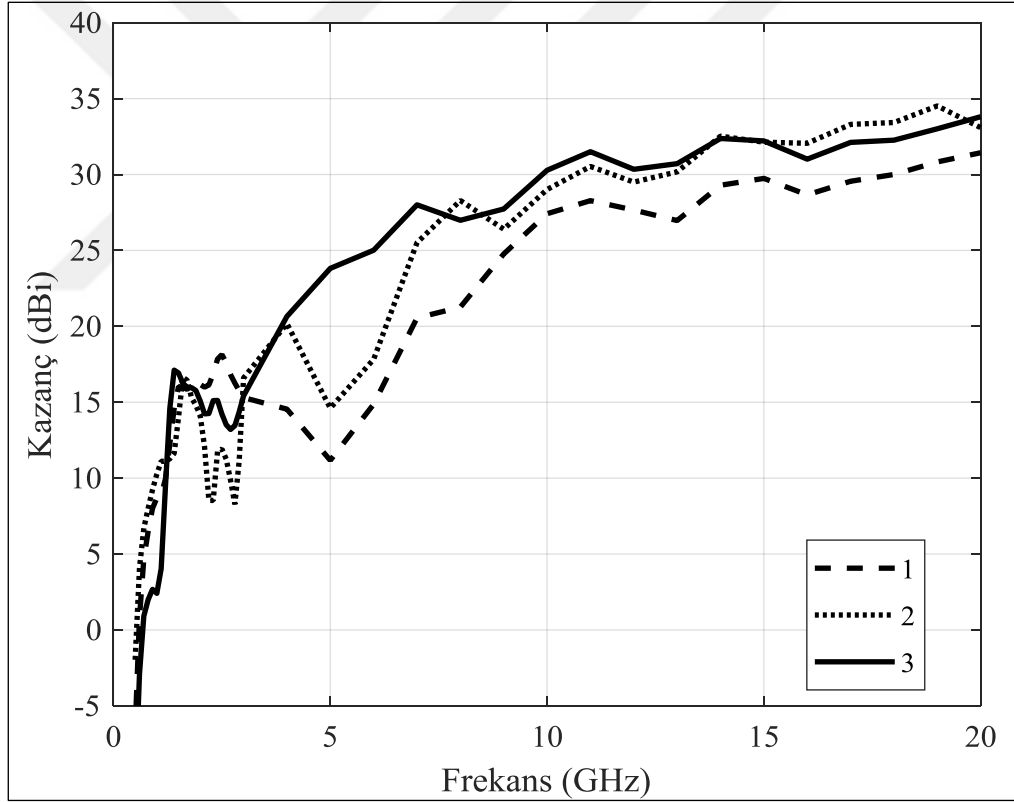
Çiftli reflektör yapısının tasarım süreci Bölüm 2.1'de ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Bu bölümde, ikili reflektör yapısının parametreleri, besleyici antenlerle beraber daha iyi ÇGB ışıması elde etmek için araştırılacaktır. İlk olarak, alt reflektörün çapının ve reflektörler arasındaki mesafenin ÇGB performansına etkisini gözlemlemek için KDVA besleyici kullanılarak çok sayıda benzetim gerçekleştirildi. Şekil 5.4a'da üç farklı benzetim senaryosu sunulmuştur. Bu senaryoların kazanç sonuçlarına göre, EYE alt reflektörü ile ana reflektör arasındaki mesafe birbirine yakın olması gerektiği anlaşılmıştır, zira uzak mesafeli reflektörler (Şekil 5.4a senaryo 2) arasındaki çoklu yansımalar, Şekil 5.4b'de görüldüğü gibi düşük frekans bölgesinde kazanç düşüşlerine ve huzme bölünmesine neden olmaktadır. Ayrıca, ana reflektöre özellik düşük frekanslarda daha fazla enerji yönlendirebilmek için alt reflektörün çapının da önemli olduğu görülmüştür. Örneğin, Şekil 5.4a ve 5.4b'deki senaryo 1 ve 3'de görülmektedir ki, 7 cm EYE, 10 cm EYE'ye kıyasla 5 GHz civarında daha düşük kazanç değerleri üretmektedir. Sonuç olarak EYE çapı, parabolik ana reflektörün altısından biri olarak seçilmiştir. Reflektörler arasındaki mesafe senaryo 3'deki gibi seçildiğinden, toplam reflektör anteninin derinliği de kompakttır. Çiftli reflektör yapısının son versiyonunun parametreleri Çizelge 5.2'de sunulmaktadır. Reflektör tasarımının toplam boyutları 60 cm çapında ve 13.5 cm derinliktedir.

Çizelge 5.2 Seçilen çift yansıtıcı yapısının fiziksel boyutları

Parçalar	Fiziksel Parametreler
Ana Parabol	$D_p=60$ cm, $H_p=13.5$ cm, $f_p=12$ cm, $\theta_{pmax}=93.50$
EYE Yansıtıcı	$D_a=10$ cm, $H_a=2$ cm, $e=0.78$, $f_{x1}=0$, $f_{y1}=0$, $f_{x2}=65$ mm, $f_{y2}=45$ mm



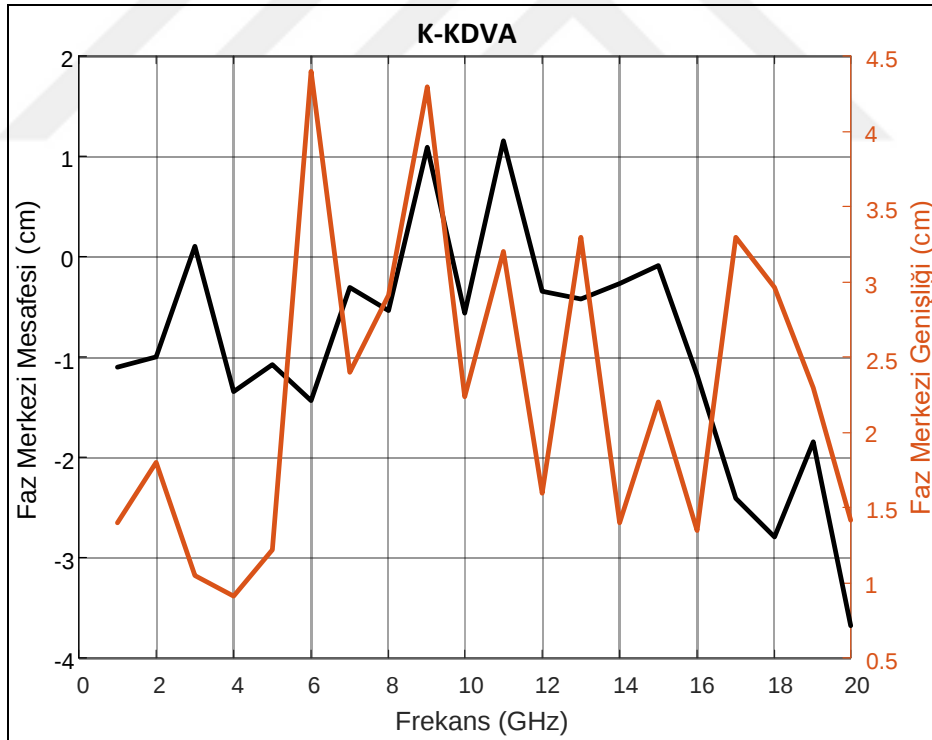
(a)



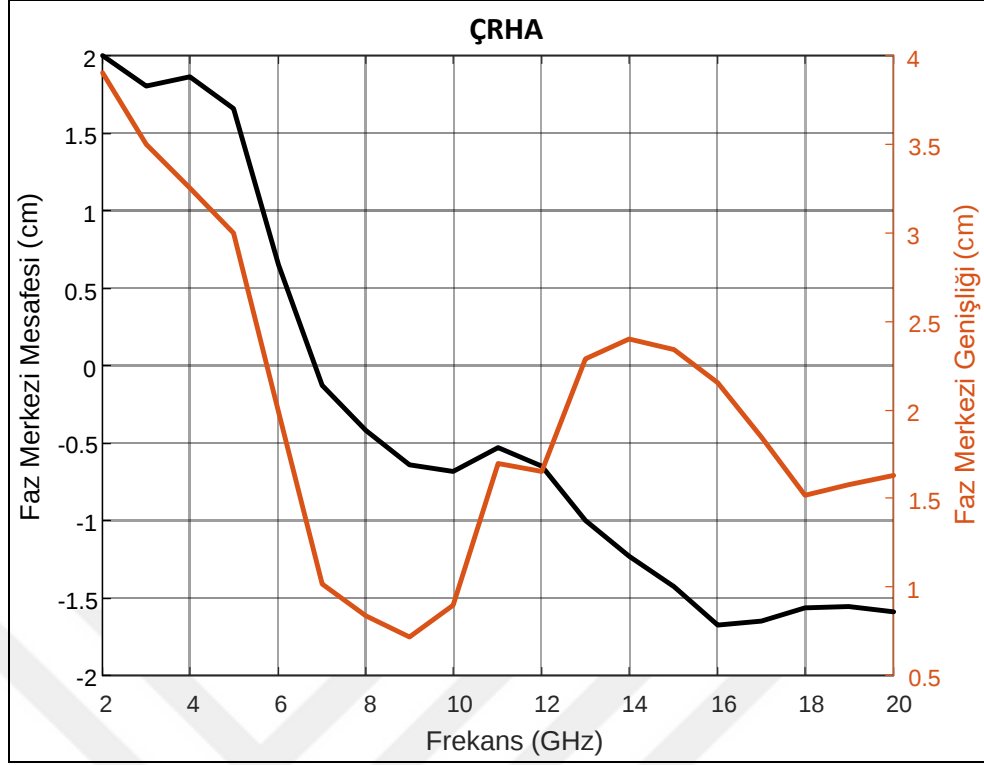
(b)

Şekil 5.4 Çeşitli çift yansıtıcı tasarım senaryoları (a) gösterimler (b) kazanç performansı

Seçilen yapının ÇGB performansını görmek için ilk olarak 2B ARM’de anten ışıma örüntüleri incelenmiştir. Sonrasında, tasarlanan besleyiciler ve çift reflektör yapısı, ÇGB işlemleri için yüksek kazanç, iyi verimlilik ve daha düşük giriş yansıması elde etmek için CST 3B EM benzetim programında bir araya getirilmiştir. Besleme antenlerinin reflektör yapısıyla birleştirilmesi sırasında, beslemelerin ışıma faz merkezi EYE çift reflektör yapısının ana odağı ile çıkışacak şekilde ayarlanmalıdır. Ancak besleme antenlerinin faz merkezleri frekansa bağlı olarak değişmektedir ve her frekanstaki faz merkezi tek bir nokta da değildir, belli bir genişliği vardır. Bu sebeple ilk olarak besleme antenleri için ortalama bir faz merkezi seçilmiş ve bu nokta çift yansıtıcı yapısının ana odağına yerleştirilmiştir, daha sonrasında besleme yapısı ileri geri kaydırılarak tüm anten yapısına ait en iyi ışıma sonucu elde edilmiştir. K-KDVA ve ÇRHA besleme antenlerinin benzetimden elde edilen her bir frekanstaki faz merkezlerinin EYE çift yansıtıcının ana odağına olan mesafeleri ve faz merkezi genişlikleri Şekil 5.5 ve 5.6’da gösterilmiştir. Simülasyon sonuçları bir sonraki bölümde gösterilmiştir.



Şekil 5.5 K-KDVA’nın faz merkezlerinin EYE çift reflektörün ana odağına mesafeleri ve faz merkezi genişlikleri

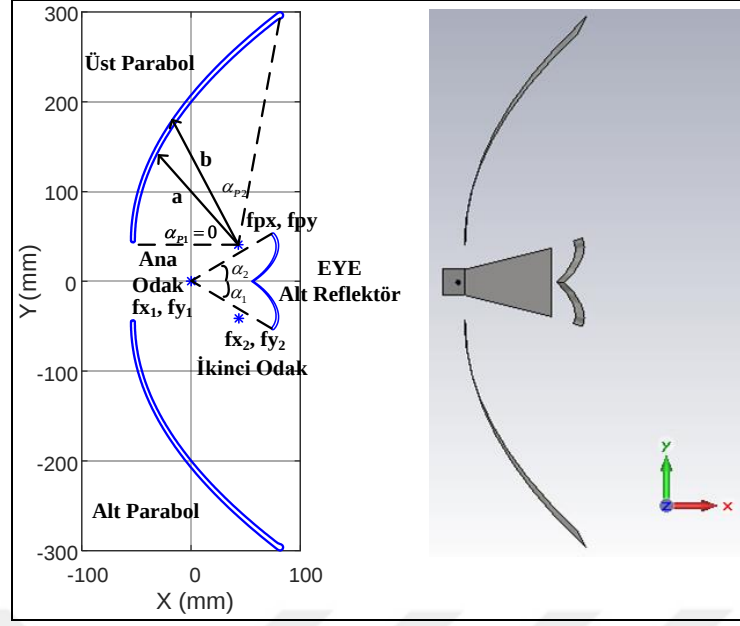


Şekil 5.6 ÇRHA'nın faz merkezlerinin EYE çift reflektörün ana odağına mesafeleri ve faz merkezi genişlikleri

5.2 Çoklu Nesneli ARM ile ÇGB Çift Yansıtıcı Anten Analizi

Bölüm 3'te anlatılan çoklu nesneli ARM yöntemi kullanılarak Çizelge 5.2'de parametreleri verilen EYE çift yansıtıcı yapıya ait ÇGB analizi yapılmıştır. Besleme anteni olarak bir önceki bölümde tanıtılan ÇRHA yapısı kullanılmıştır. ÇRHA'nın EYE alt reflektör üzerine ışıdığı elektrik alan değerleri CST ile hesaplanıp ARM'ye kaynak olarak aktarılmıştır ve sonrasında, tüm çift yansıtıcı anten yapısının farklı frekanslar için olan ışıma örüntüleri çoklu nesneli 2B ARM ile hesaplanmıştır.

ARM'de oluşturulan çift yansıtıcı konturu ve CST'de benzetimi yapılan anten yapısı Şekil 5.7a ve 5.7b'de gösterilmiştir. Çift yansıtıcı yapıya ait olan kontura ait tanımlamalar Bölüm 3.3'deki ile aynıdır. Ana yansıtıcıyı oluşturan alt ve üst parabol ana eksene göre simetriktir. Bu parabolere ait iç ve dış odak çapları $a=11.88$ cm ve $b=12$ cm'dir. Ayrıca parabollerin başlangıç bitiş açıları $\alpha_{P1}=0^\circ$ ve $\alpha_{P2}=93.5^\circ$ olarak alınmıştır. Parabollerin EYE alt reflektörün ikinci odak noktası ile çakışık olan odak koordinatları $fp_x=fx_2=6.5$ cm ve $fp_x=fx_2=4.5$ cm olarak tanımlanmıştır. EYE alt reflektörün alt ve üst tanımlama açıları $\alpha_1=-35^\circ$ ve $\alpha_2=35^\circ$ 'dir.



(a)

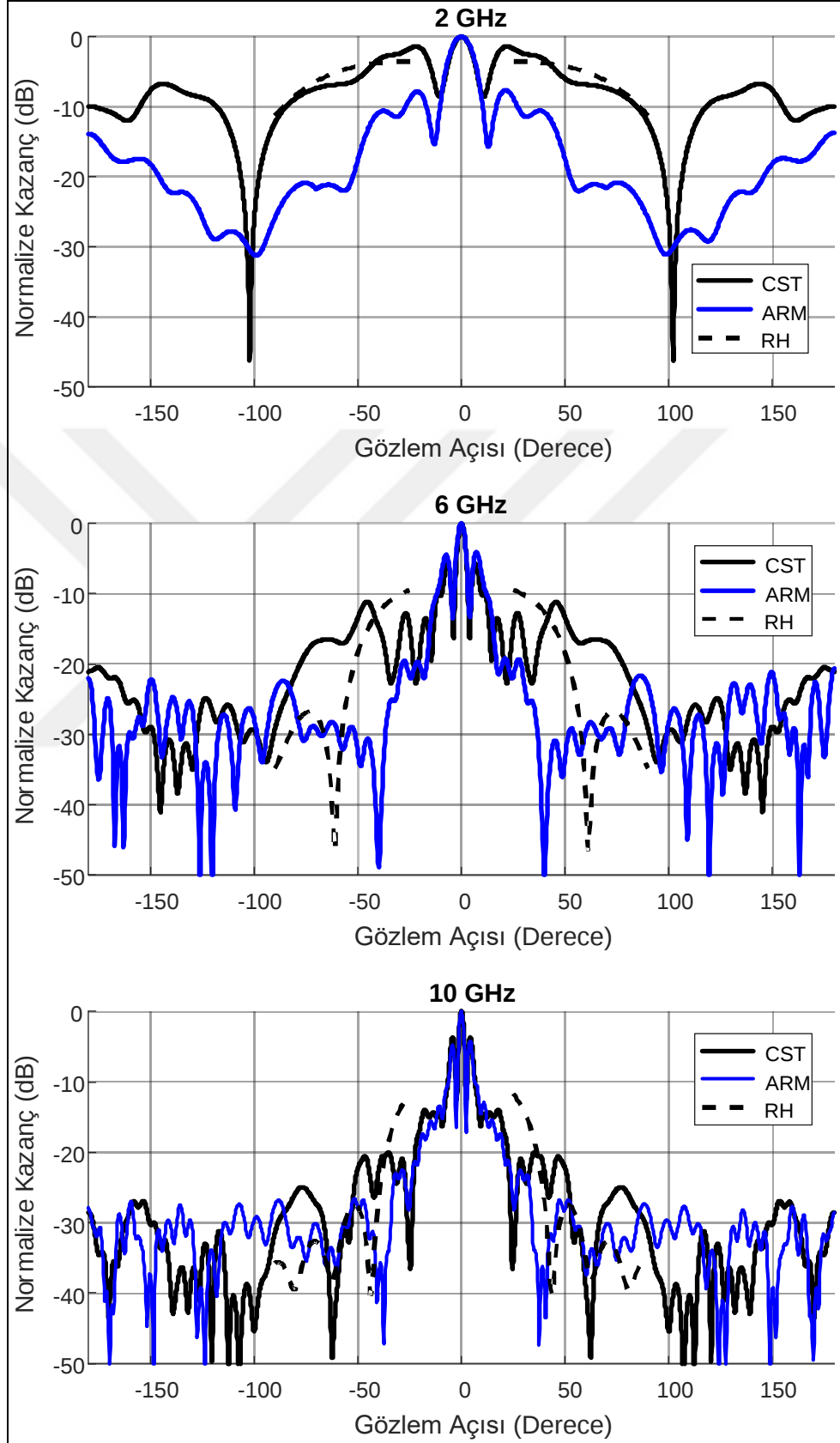
(b)

Şekil 5.7 EYE çift yansıtıcılı ÇGB anten yapısı (a) ARM konturu (b) CST gösterimi

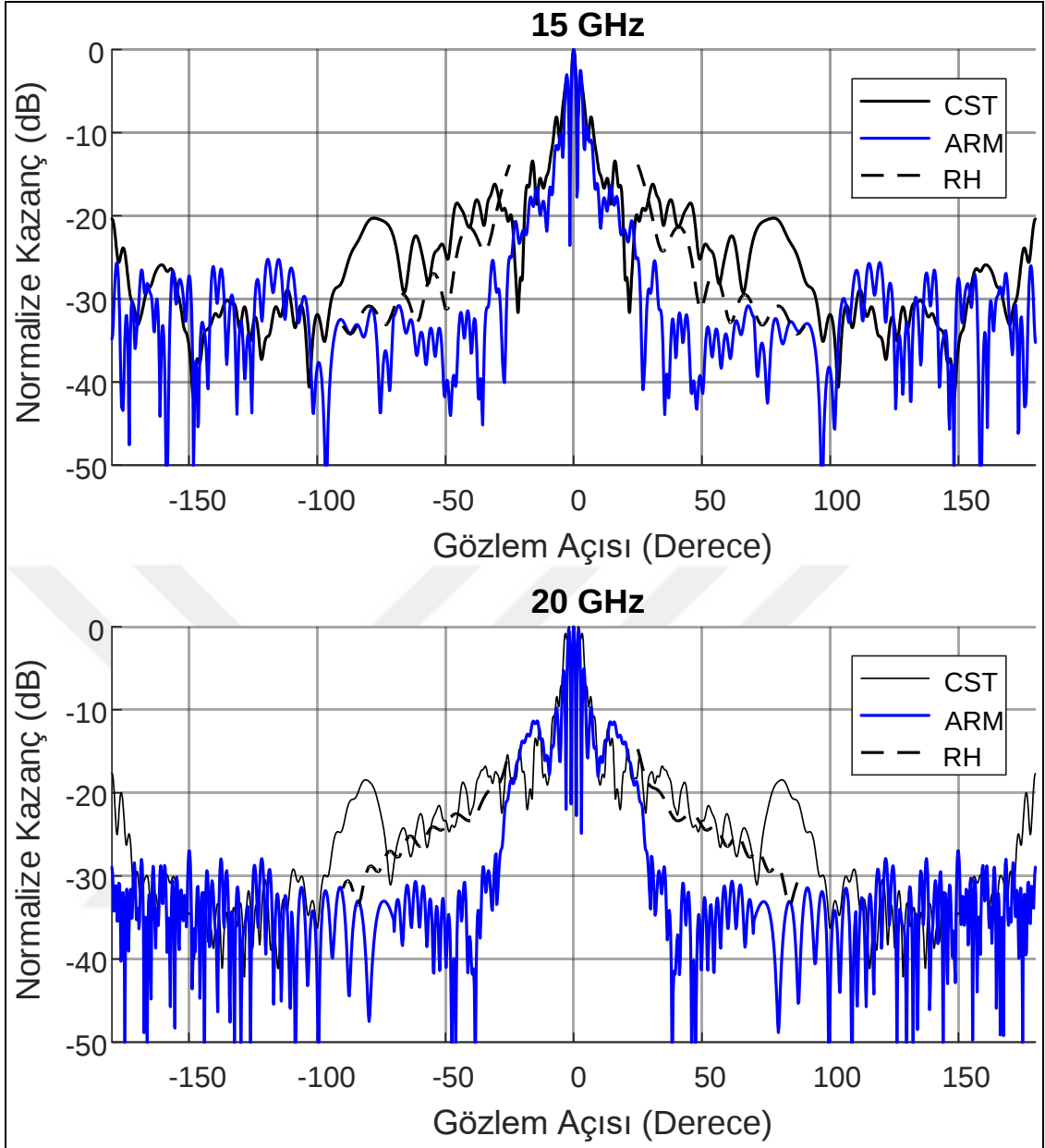
Çoklu nesneli 2B ARM’de tanımlaması yapılan çift yansıtıcılı antenin çeşitli frekans değerleri için uzak alan ışıma örüntüleri hesaplanmıştır. Hesaplanan örüntüler CST benzetim sonuçları ile karşılaştırmalı olarak Şekil 5.8 ve 5.9’da gösterilmiştir. Sonuçlara göre antenin YGHG değerleri 2 GHz, 6 GHz, 10 GHz, 15 GHz ve 20 GHz için sırasıyla 11.4° , 3.4° , 2.3° , 1.7° ve 1° olarak bulunmuştur. 15 GHz’den sonra yan lop problemi başlamaktadır ve 20 GHz’de ilk yan lobların ana huzme ile aynı değerde olduğu görülmektedir. Ayrıca, ARM ile olan ışıma sonuçlarının CST sonuçları ile çoğunlukla uyumlu olduğu gözlenmektedir. ARM ile CST ışıma örüntüsünün yan lobları arasında 25° ile 90° arasında farklılık gözükmemektedir, bunun sebebi ARM’ye besleme anteninin ışımalarının sadece EYE alt reflektör üzerine düşen kısmının gelen alan olarak girilmesidir. Gerçekte besleme anteninin (RH) paterni EYE alt yansıtıcıdan dışarı taşmaktadır ve CST’de bunun sonucu olarak 25° ile 90° arasında ışıma değerleri yüksek çıkmaktadır (Şekil 5.8 ve 5.9). Antenin ışımasına göre 2 ile 15 GHz arasında ÇGB çalışma için uygun olduğu anlaşılmaktadır.

Şekil 5.10a ve 5.10b’de tasarlanan antene ait ARM ve CST’de hesaplanan zaman domeni açısal darbe ışıması sunulmuştur. Zaman domeni darbe ışıması değerleri istenen açıdaki elektrik alan değerlerinin frekans frekans hesaplanıp ters Fourier dönüşümlerinin alınması sonucu bulunmaktadır. Darbe ışımalarından 1° ile 2.5° arasında bir dip olduğu, 2.5° civarında ise bir yan lop olduğu anlaşılmaktadır.

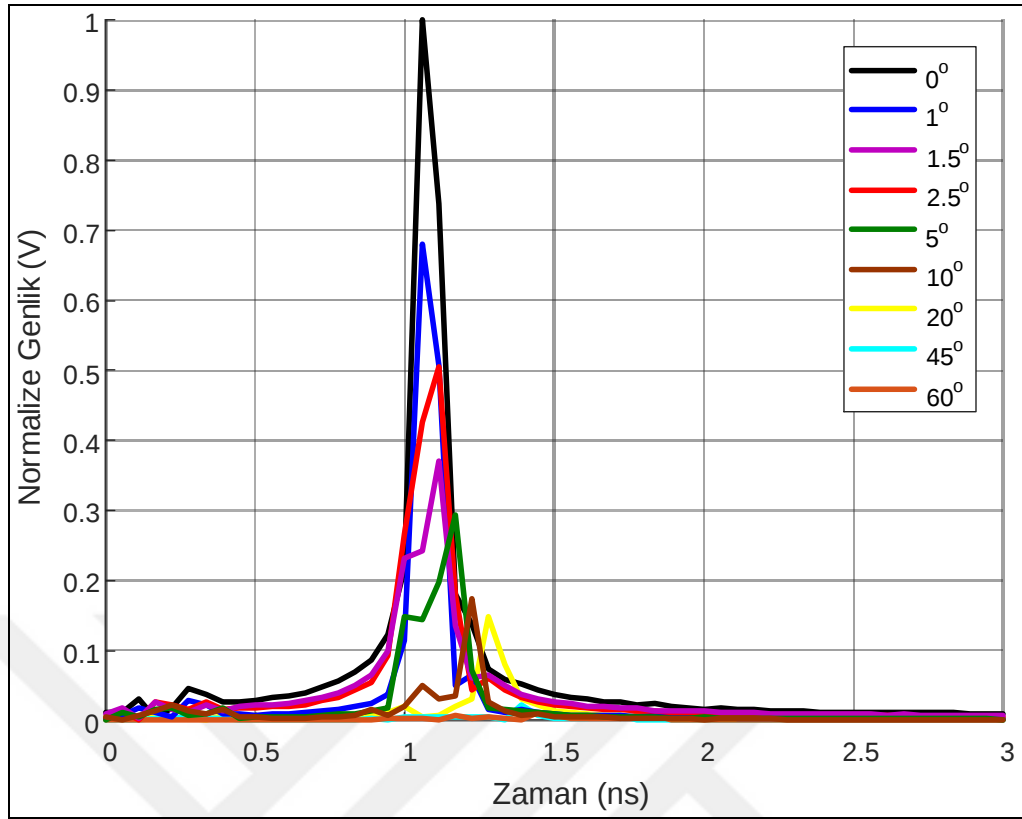
Çoklu nesneli 2B ARM benzetimi herbir frekans için 5 dakika 35 saniye sürmektedir, kullanılan hafıza 6.2 MB'dır.



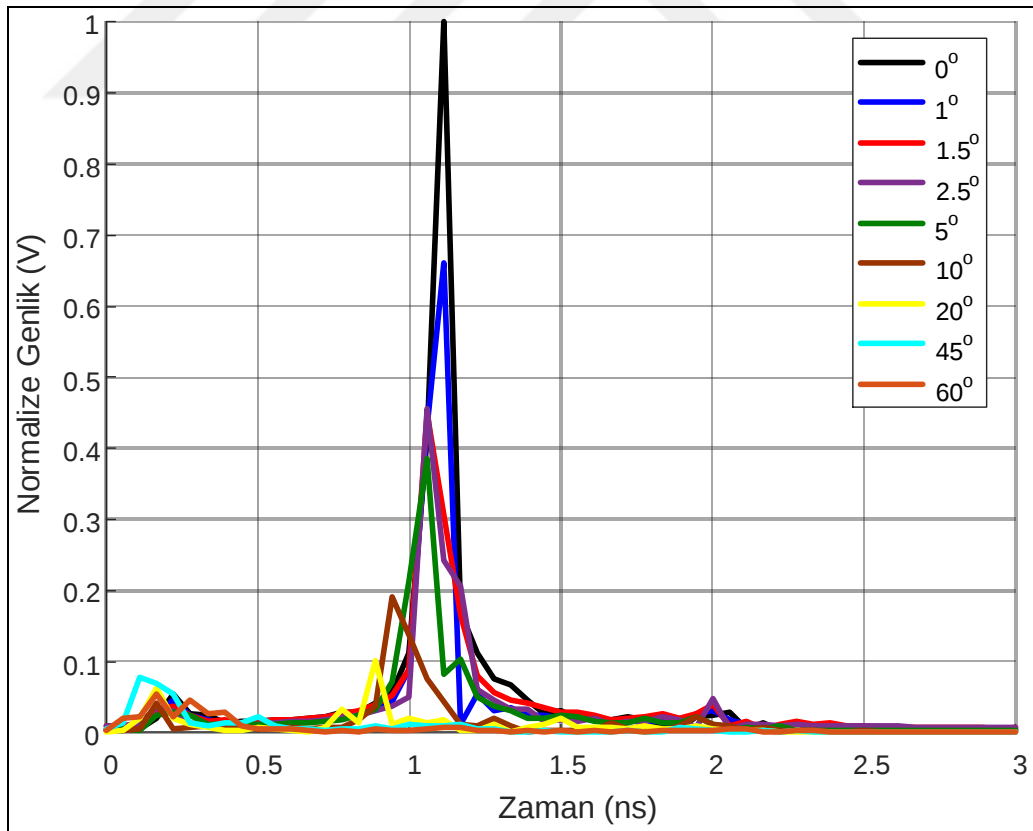
Şekil 5.8 EYE çift yansıtıcılı ÇGB antenin 2, 6, 10 GHz uzak alan ışıma örüntüleri



Şekil 5.9 EYE çift yansıtıcılı ÇGB antenin 15, 20 GHz uzak alan ışıma örüntüleri



(a)



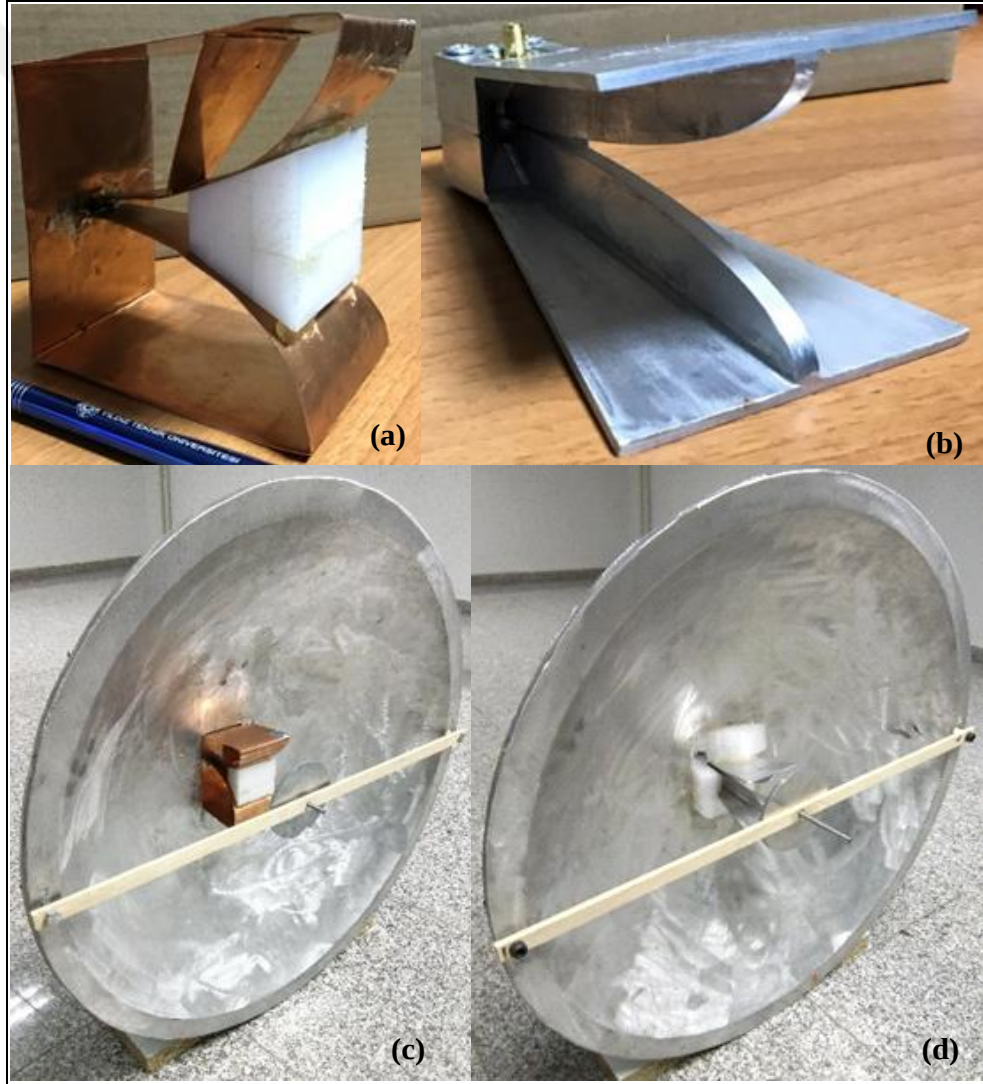
(b)

Şekil 5.10 EYE çift yansıtıcılı ÇGB antenin açısız darbe ışıması (a) ARM (b) CST

5.3 Tasarlanan Antenin Üretimi ve Ölçülmesi

Sunulan çift reflektör antenin tasarlanmış birimleri, anten performansını ölçmek için üretilmiş ve birbirine entegre edilmiştir.

Üretim işlemi sırasında çeşitli imalat yöntemleri uygulanmıştır. Öncelikle, K-KDVA besleyicinin üretimi 0.5 mm kalınlığında bakır folyo kullanılarak gerçekleştirilmiştir. ÇRHA besleyici ve EYE alt reflektörünü üretmek için CNC makinesi kullanılmıştır. Son olarak, parabolik ana reflektörü imal etmek için alüminyum döküm yöntemi kullanılmıştır. Kuru ve hafif ahşap EYE alt yansıtıcının destek çubuğu olarak kullanılır. Üretimden sonra tüm anten birimleri birleştirilir. Üretilen elemanların resimleri Şekil 5.11'de verilmiştir.



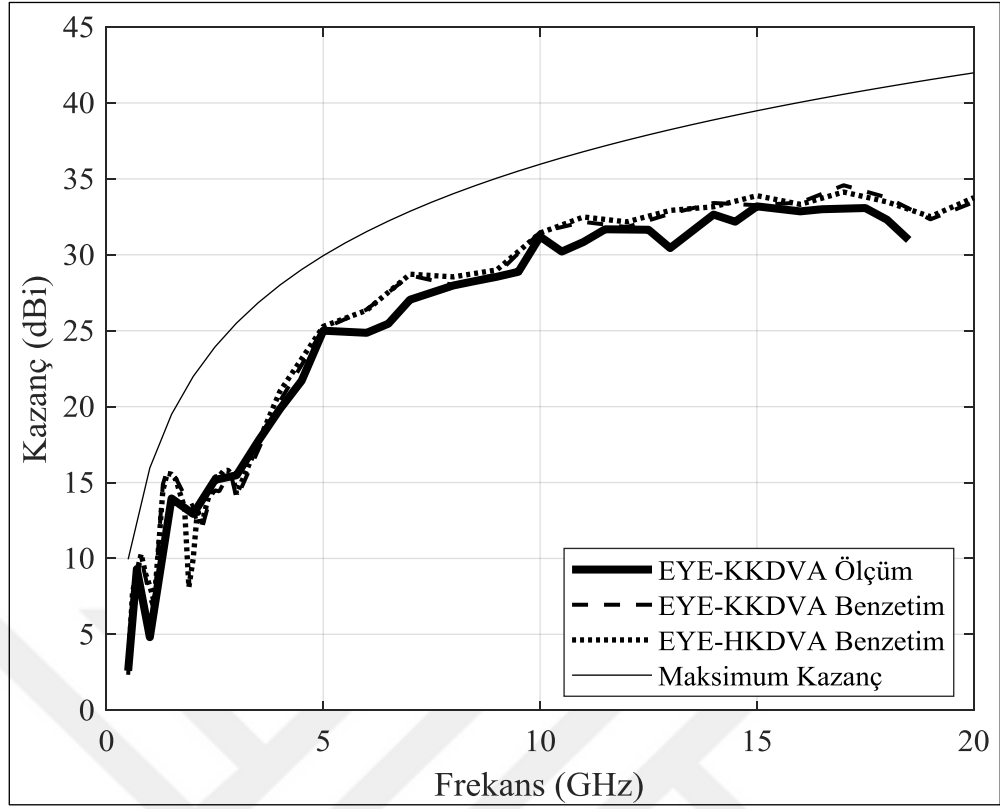
Şekil 5.11 Üretilen yapıların resimleri (a) K-KDVA (b) ÇRHA (c) EYE-KKDVA (d) EYE-ÇRHA

Anahtarlanabilir reflektör anteninin kazanç ve ışıma örüntüsü ölçümleri, uzak alanı sağlamak ve çevre yansımalarını önlemek amacıyla iki plaza çatısı arasında yapılmıştır. Sinyal değerlerini almak için spektrum analizör ve referans anten olarak LB-7180 [23] kullanılmıştır. Ölçüm kısıtlamaları nedeniyle, azimut düzlemde $- / + 90$ derece, elevasyon düzleminde $- / + 20$ derece aralığında radyasyon paternleri ölçümü yapılmıştır.

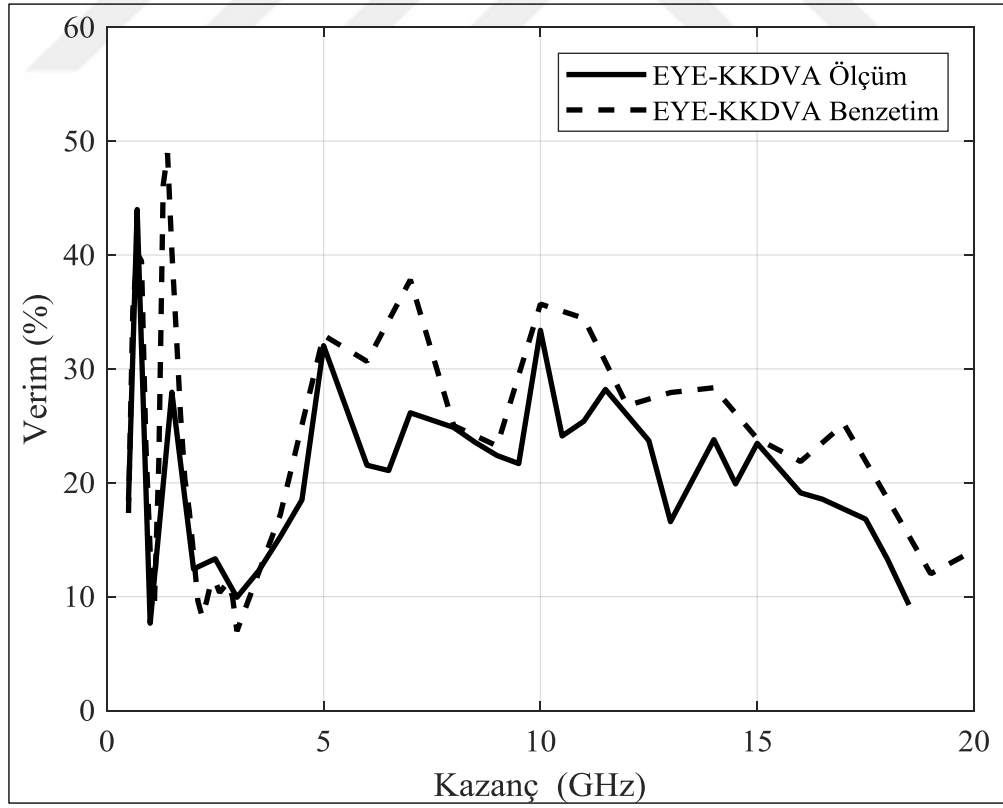
Birinci ve ikinci tip besleyicili EYE çift yansıtıcıli antenler sırasıyla EYE-KKDVA ve EYE-ÇRHA olarak adlandırılmıştır. Önerilen antenlerin ölçülen ve simüle edilmiş kazanç, verimlilik, giriş yansıması ve ışıma örüntü sonuçları aşağıdaki bölümlerde anlatılmış ve yorumlanmıştır.

5.3.1 EYE-KKDVA Performans Sonuçları

Simülasyon sonuçları, EYE-KKDVA'nın kazancının 500 MHz'de 2.5 dBi'den 10 GHz'de 31 dBi'ye arttığını ve bundan sonra Şekil 5.12a'da görüldüğü gibi 20 GHz'e kadar 32 dBi civarında kaldığını ortaya koymaktadır. ADE-KKDVA kazancının ölçüm sonuçları, üretim hatalarından dolayı simüle edilenlerden biraz farklıdır (1-2 dB). Ayrıca, alt reflektörün destek çubuğunun bloklama etkisi kazanç sonuçlarını olumsuz etkilemektedir. EYE-KKDVA'nın verimi, Şekil 5.12a'daki kazanç değerleri ile 60 cm'lik çanaktan elde edilebilir maksimum kazanç arasındaki oran ile hesaplanabilir. Şekil 5.12b, benzetimlerdeki ADE-KKDVA verimliliğinin ortalama %23 olduğunu ve düşük frekanslarda ise % 43-%48 gibi yüksek verimlilik değerlerine ulaştığının göstermektedir. Buna ek olarak, ölçülen ve simüle edilen kazanç arasındaki fark, ölçülen verimlilik sonuçlarını olumsuz şekilde etkilemektedir. Ayrıca, K-KDVA besleyicinin ekstra kanadı 1.9 GHz'de ani bir düşüşü engeller; bu durum, Şekil 5.12a'daki EYE-HPDVA ve EYE-KKDVA kazançları arasındaki farktan anlaşılabilir. EYE-HPDVA kısaltması, H-PDVA tarafından beslenen ikili reflektör anteni için kullanılmaktadır.



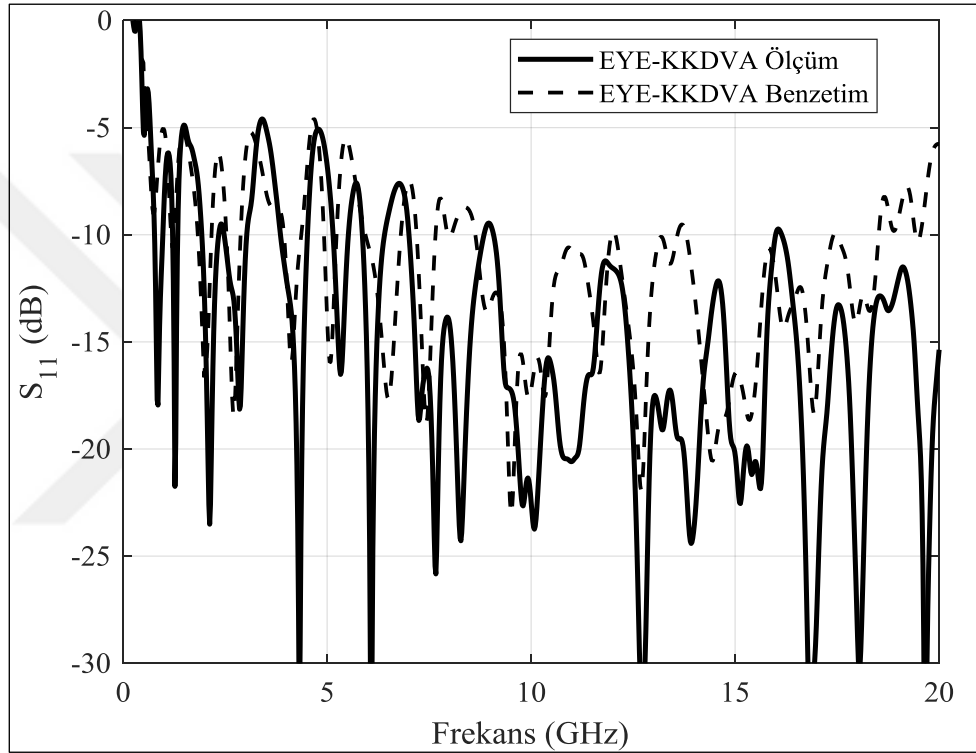
(a)



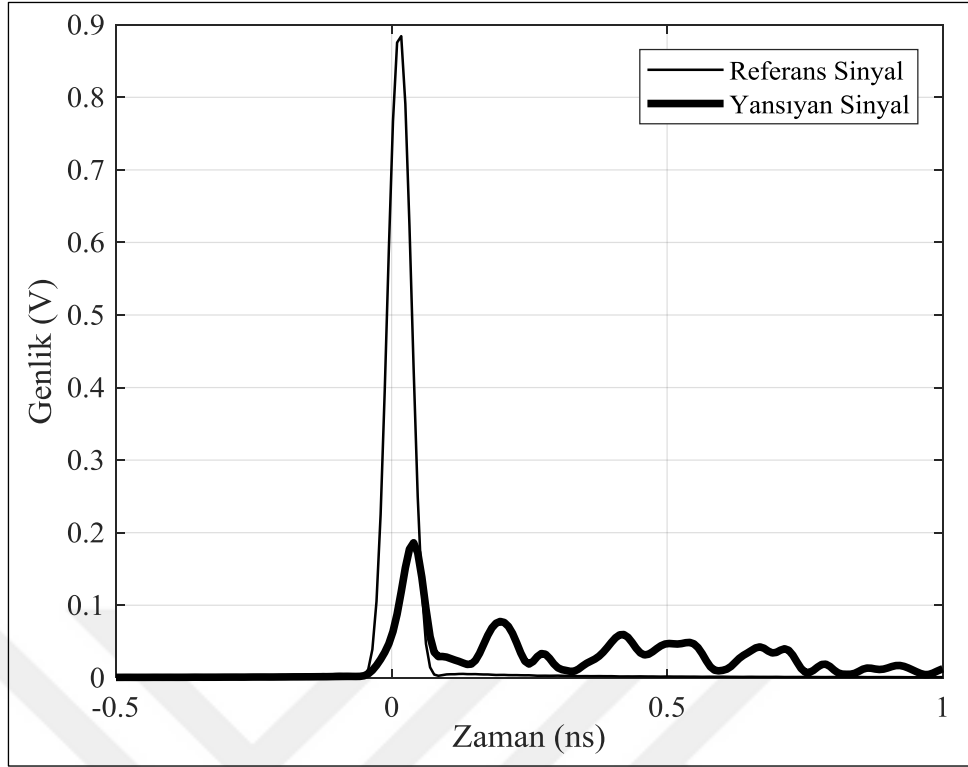
(b)

Şekil 5.12 EYE-KKDVA performans parametreleri (a) kazanç (b) verimlilik

EYE-KKDVA'nın giriş yansıması, Şekil 5.13'de görüldüğü gibi 0.6 GHz'den 20 GHz'e kadar -5 dB'den [77] düşük bir seviyede kalır, bu da 33: 1 operasyonel bant genişliği anlamına gelir. Benzetimden elde edilen ve ölçülen geri dönüş kaybı sonuçları çoğunlukla benzerdir. Bazı frekanslardaki S_{11} değerlerinin -5 dB'ye ulaşmasının sebebi alt reflektörden olan geri yansımalarıdır ancak bunların ÇGB'ye etkisi oldukça azdır. Bu durum antenin zaman domenli giriş yansıması ölçümünden de görülebilir (Şekil 5.14). Yansıyan sinyal genliği, giriş portuna uygulanan tam bant darbe sinyalinin beşte biridir (10 MHz-20 GHz).

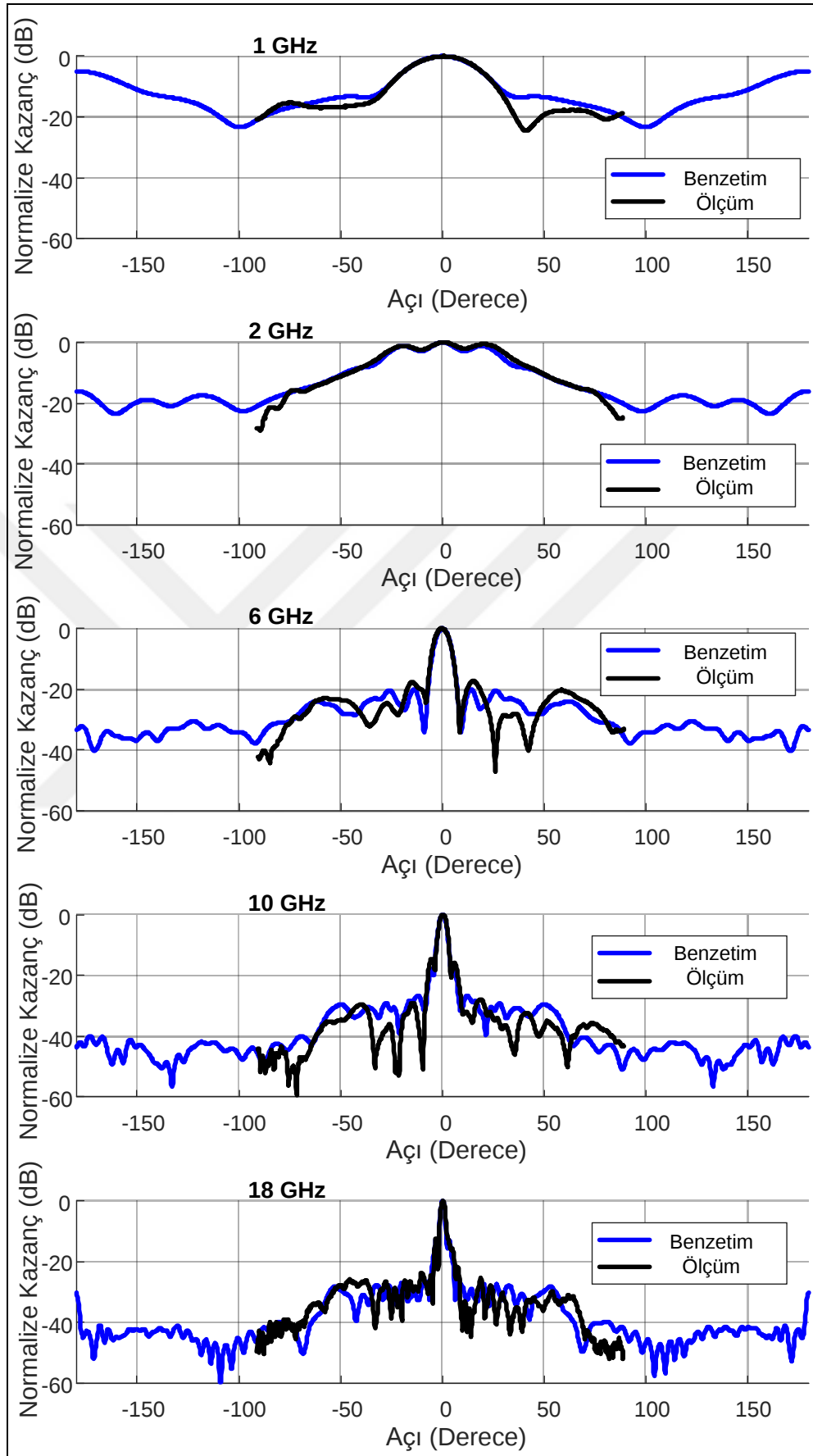


Şekil 5.13 EYE-KKDVA giriş yansıma katsayısı

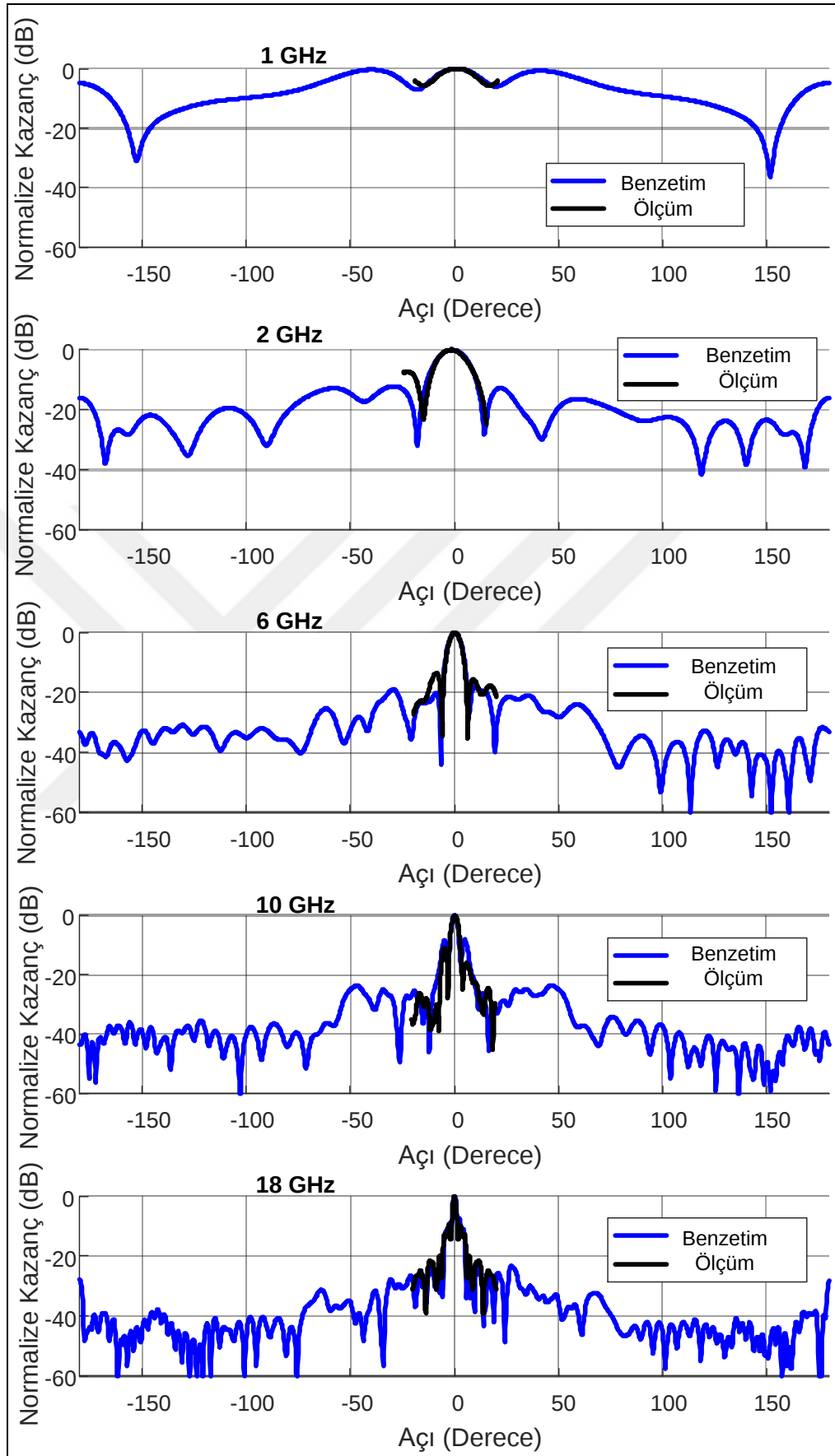


Şekil 5.14 EYE-KKDVA zaman domeni giriş yansıması

Şekil 5.15 ve 5.16, 1 GHz, 2GHz, 6 GHz, 10 GHz ve 18 GHz için EYE-KKDVA'nın azimut ve elevasyon düzlemi ışıma örüntülerini göstermektedir. Benzetimi yapılmış ve ölçülmüş örüntüler arasındaki tutarlılık dikkat çekicidir. EYE-KKDVA'nın azimut YGHG'leri 0.6 GHz'de 52° 'den başlar ve 20 GHz'de $1,3^\circ$ 'e kadar küçülür. Buna ek olarak, elevasyon örüntüleri için bu değerler 0.6 GHz'de 46° olur ve 20 GHz'de $1,3^\circ$ 'dir. 1 GHz'de patern bölünme problemi nedeniyle (Şekil 5.16), bu frekansta bir kazanç düşüşü meydana gelir (Şekil 5.12). Bununla birlikte, bu yerel problem genel ÇGB performansını etkilemez. Antenin ışıma örüntülerinden okunan YGHG, ilk yan lob seviyeleri ve arka lob seviyeleri Çizelge 5.3'de verilmiştir. 1 ve 2 GHz'de oluşan yüksek yan lob seviyeleri bu frekanslarda besleme huzmesinin çok geniş olmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 5.15 EYE-KKDVA azimut ışıma örüntüleri



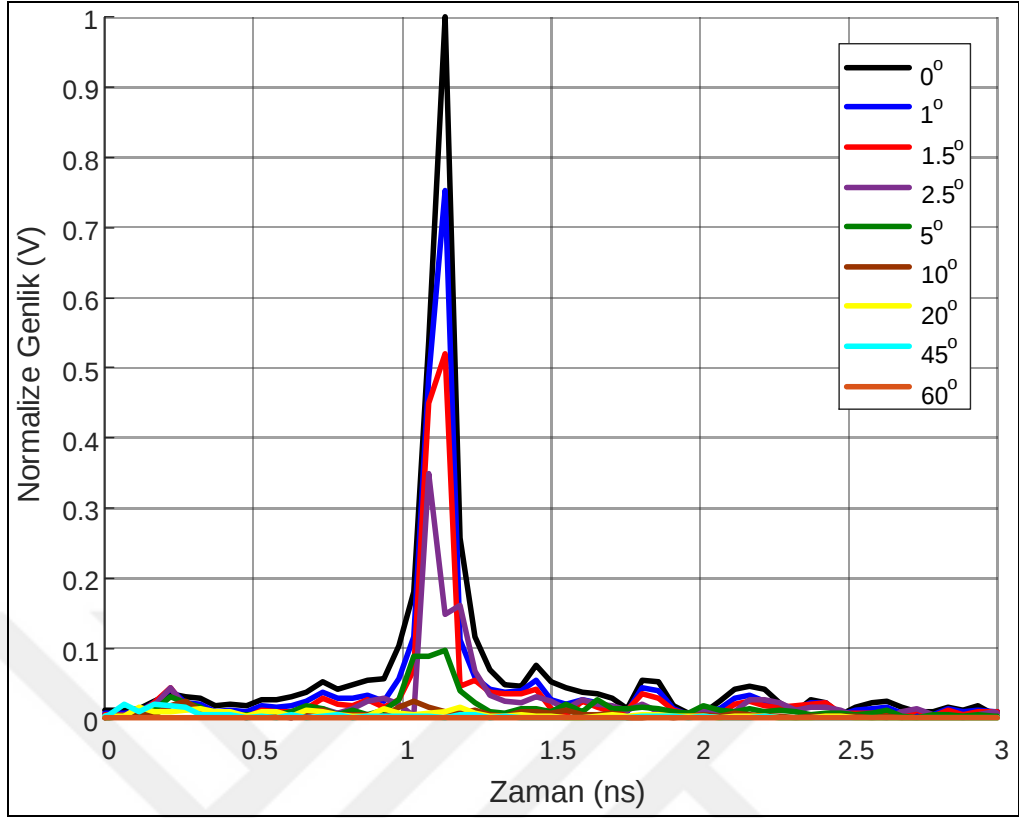
Şekil 5.16 EYE-KKDVA elevasyon ışıma örüntüleri

Çizelge 5.3 EYE-KKDVA ışıma örüntüsü parametreleri

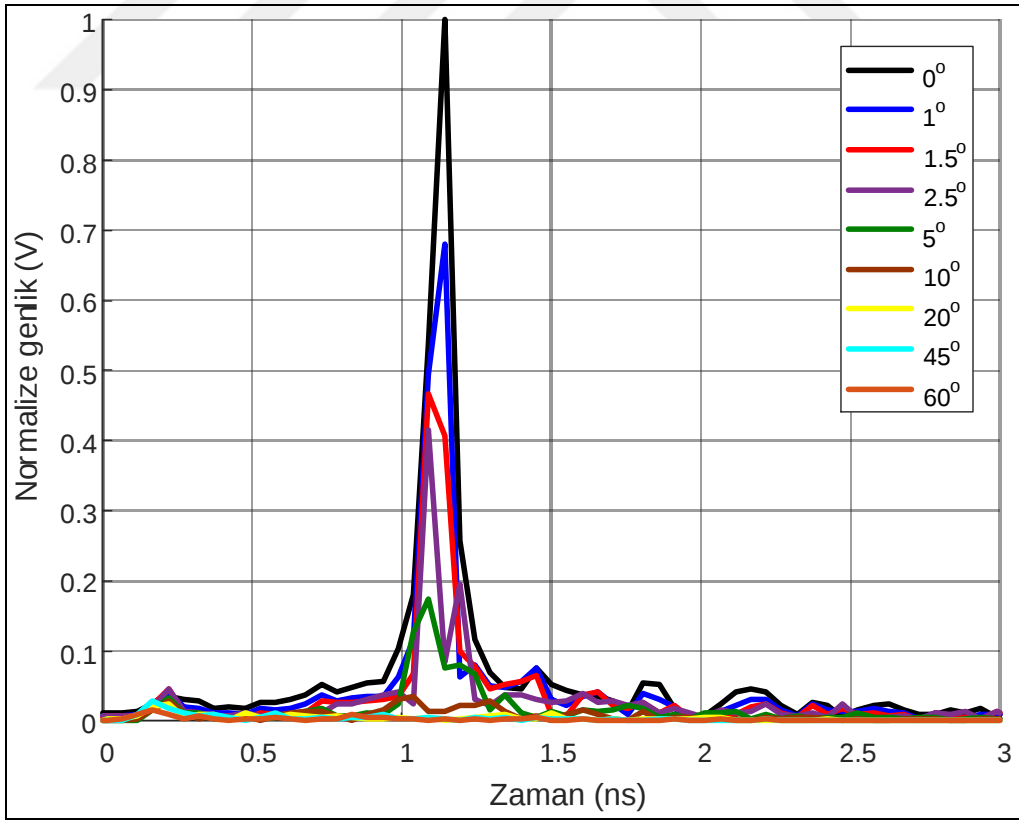
	Azimut			Elevasyon		
Frekans	YGHG	İlk Yan Lob Seviyesi	Arka Lob Seviyesi	YGHG	İlk Yan Lob Seviyesi	Arka Lob Seviyesi
1 GHz	29.2°	-14 dB, 46°	-4.6 dB	21.8°	-0.8 dB, 41.2°	-4.6 dB
2 GHz	18.4°	-1.4 dB, 20°	-18 dB	13°	-10.5 dB, 21°	-18 dB
6 GHz	6.1°	-18.7 dB, 13.6°	-36 dB	5.5°	-17.7 dB, 10°	-36 dB
10 GHz	3.5°	-16.6 dB, 6°	-42 dB	2.8°	-8.1 dB, 5.2°	-42 dB
18 GHz	1.6°	-12.6 dB, 3.1°	-32 dB	1.5°	-6.7 dB, 2.5°	-32 dB

Şekil 5.17a ve 5.17b’de EYE-KKDVA’ya ait 0.5-20 GHz bandı için zaman domeni açısal darbe ışıması azimut ve elevasyon düzlemi için verilmiştir. Buna göre darbe genliğinin ana ışıma yönünden yarı genliğe düştüğü değeri göz önüne alırsak anten azimut ve elevasyonda 3° zaman domeni huzmesine sahiptir. Ayrıca frekans domeni ışıma örüntülerinde görülen azimuta göre daha yüksek değere sahip olan elevasyon ilk yan lob değerlerinin zaman domeni ışımasına etkisi 1.5° ve 2.5° darbelerinin birbirine yakın olması şeklinde olmuştur (Şekil 5.17b).

Tasarlanan EYE-KKDVA'nın performans parametreleri düşünüldüğünde, çok düşük frekans ve yüksek frekans spektrumu beraber içeren darbe sinyallerinin ışıması için oldukça uygundur. EYE-KKDVA, IRA yapısı olarak oldukça iyi bir açıklık verimine sahiptir. Dik polarizasyona sahip, antenin çapı ve derinliği sırasıyla 60 cm ve 16 cm'dir. 16 cm'lik derinlik, onset çiftli reflektör mekanizması tasarımı nedeniyle 3B hacim avantajı sağlamaktadır. Çizelge 5.4’de antenin literatürdeki diğer IRA yapılarıyla karşılaştırması verilip, verim ve boyut üstünlüğü gösterilmiştir. Dahası, önerilen anten yan yana verici ve alıcı çifti olarak kullanılıyorsa, çalışılan sistem besleyici ve alt reflektör konumu nedeniyle antenler arasındaki kuplajdan kendiliğinden korunacaktır.



(a)



(b)

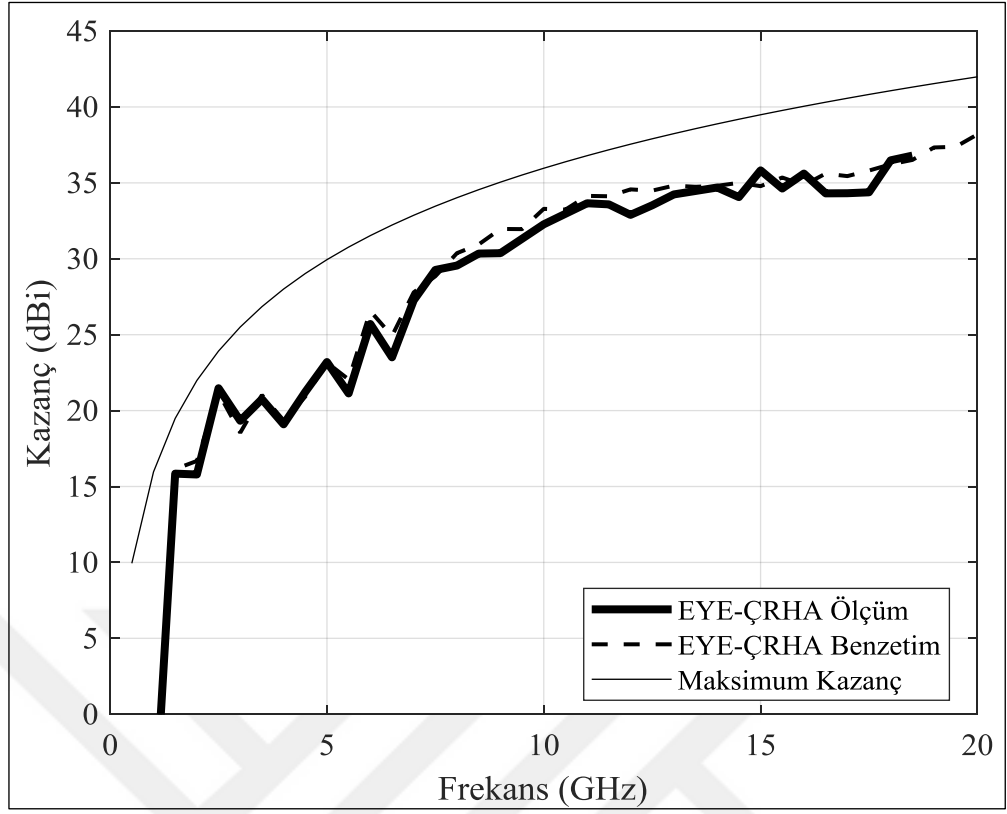
Şekil 5.17 EYE-KKDVA zaman domeni açışal darbe ışıması (a) azimut (b) elevasyon

Çizelge 5.4 EYE-KKDVA'nın literatürdeki IRA anten yapılarıyla performans karşılaştırması

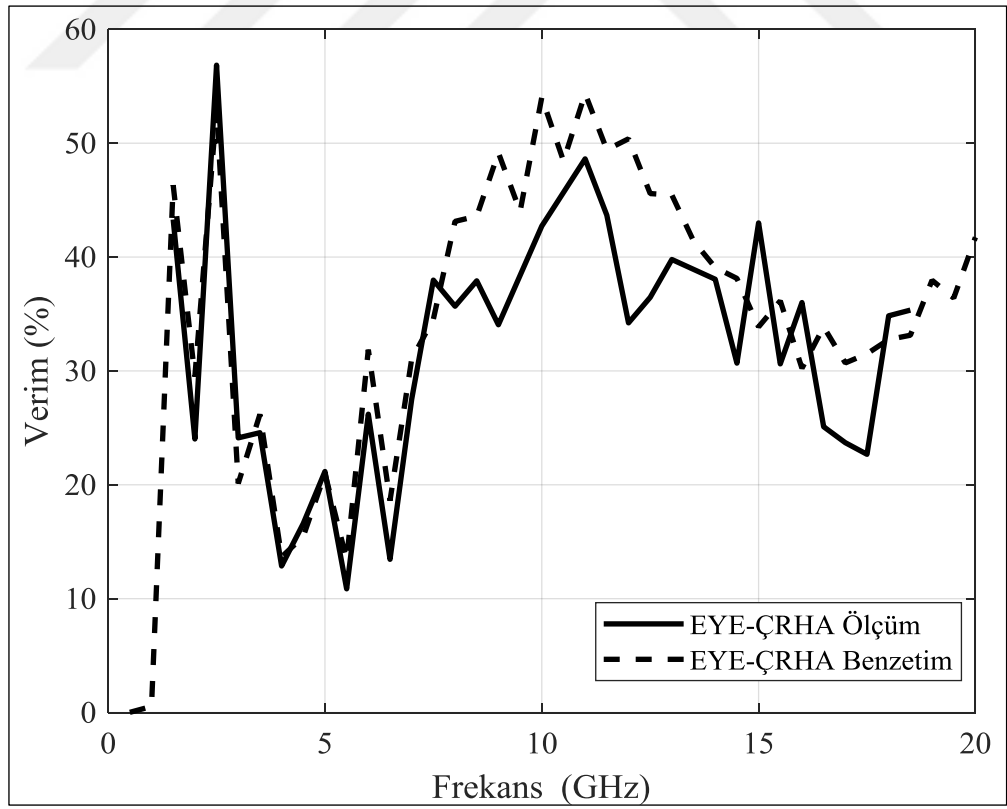
Anten	Çalışma Bandı (GHz-GHz)	Frekans (GHz)				Ortalama Verim (%)	VSWR	Boyut (cm x cm x cm)
		Kazanç (dBi) - Verim (%)						
EYE-KKDVA	0.6-20	1.4	7	10	17	23	<3.5 (50 Ω)	60 x 60 x 16
		16-49	29-38	32-36	35-25			
IRA Vivaldi Beslemeli [59]	0.1-10	2	4	8	10	36	<2 (200 Ω)	57 x 57 x 23
		15-35	24-45	29-35	30-28			
IRA-3Q [78]	0.25-18	2.5	5	10	16	16	<2.5 (50 Ω)	46 x 46 x 23
		16-27	21-22	23-9	25-5.3			

5.3.2 EYE-ÇRHA Performans Sonuçları

Simülasyon sonuçlarına göre, EYE-ÇRHA'nın kazancı, 1.6 GHz'de 16 dBi'den 10 GHz'de 33 dBi'ye kademeli olarak artmakta ve 20 GHz'de 38 dBi'ye ulaşmaktadır. Şekil 5.18a, ölçülen ve benzetimi yapılmış kazanç sonuçlarının birbiriyle tutarlı olduğunu göstermektedir. Ayrıca, Şekil 5.18b'de görüldüğü gibi, EYE-ÇRHA'nın verimliliği 10 GHz'de % 55 ve tüm operasyonel bant genişliği için ortalama % 36.3'dür. ÇGB operasyonu düşünüldüğünde, verimlilik sonuçları 7.5 GHz ve 13.5 GHz arasında oldukça iyi değerlere sahiptir. Besleme anteninin ışıma huzmeleri K-KDVA'ya kıyasla daha geniş olduğu için, ana reflektör üzerindeki ışıma dağılımı daha verimlidir. Ayrıca, ÇRHA'nın faz merkezi, K-KDVA'ya göre daha yoğundur. Böylece, EYE-ÇRHA daha yüksek verimlilik ve kazanç değerlerine ulaşabilmektedir.

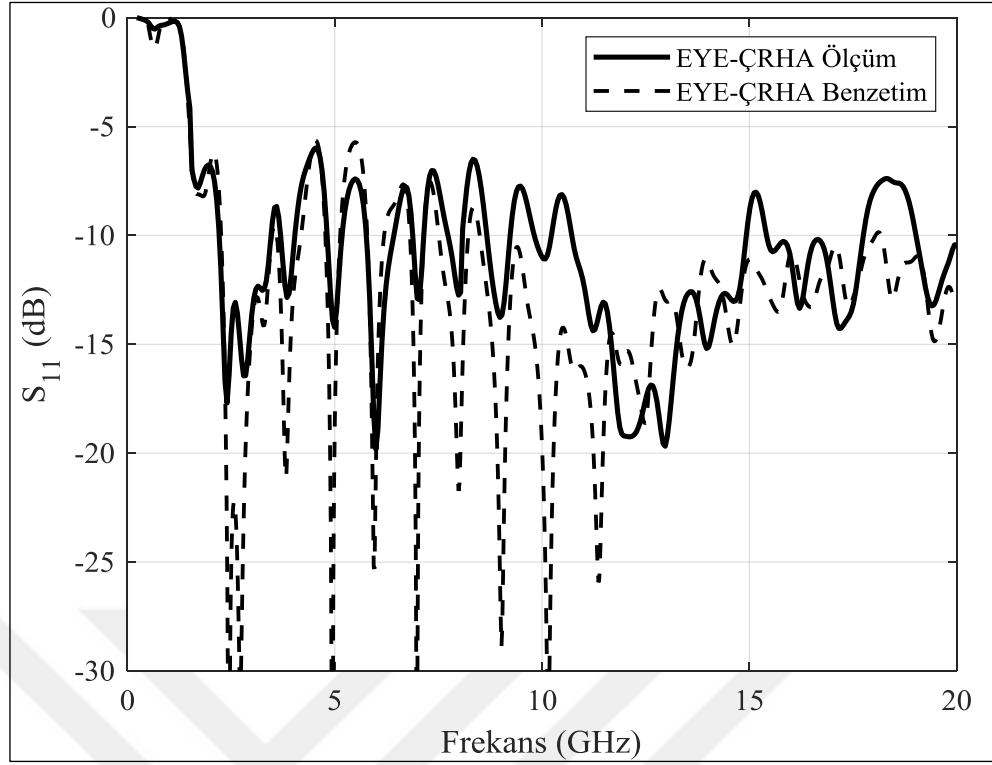


(a)



(b)

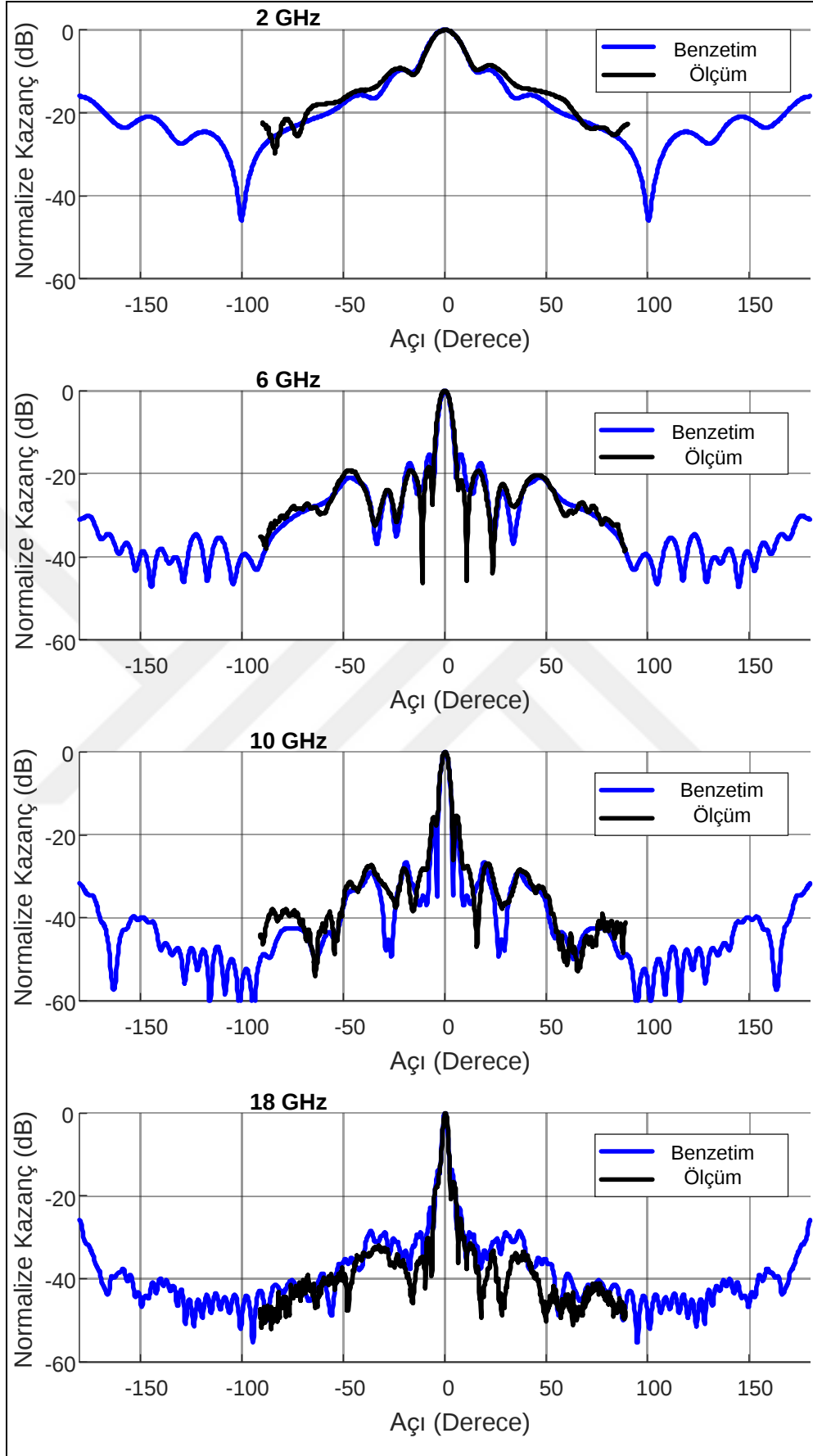
Şekil 5.18 EYE-ÇRHA performans sonuçları (a) kazanç (b) verimlilik



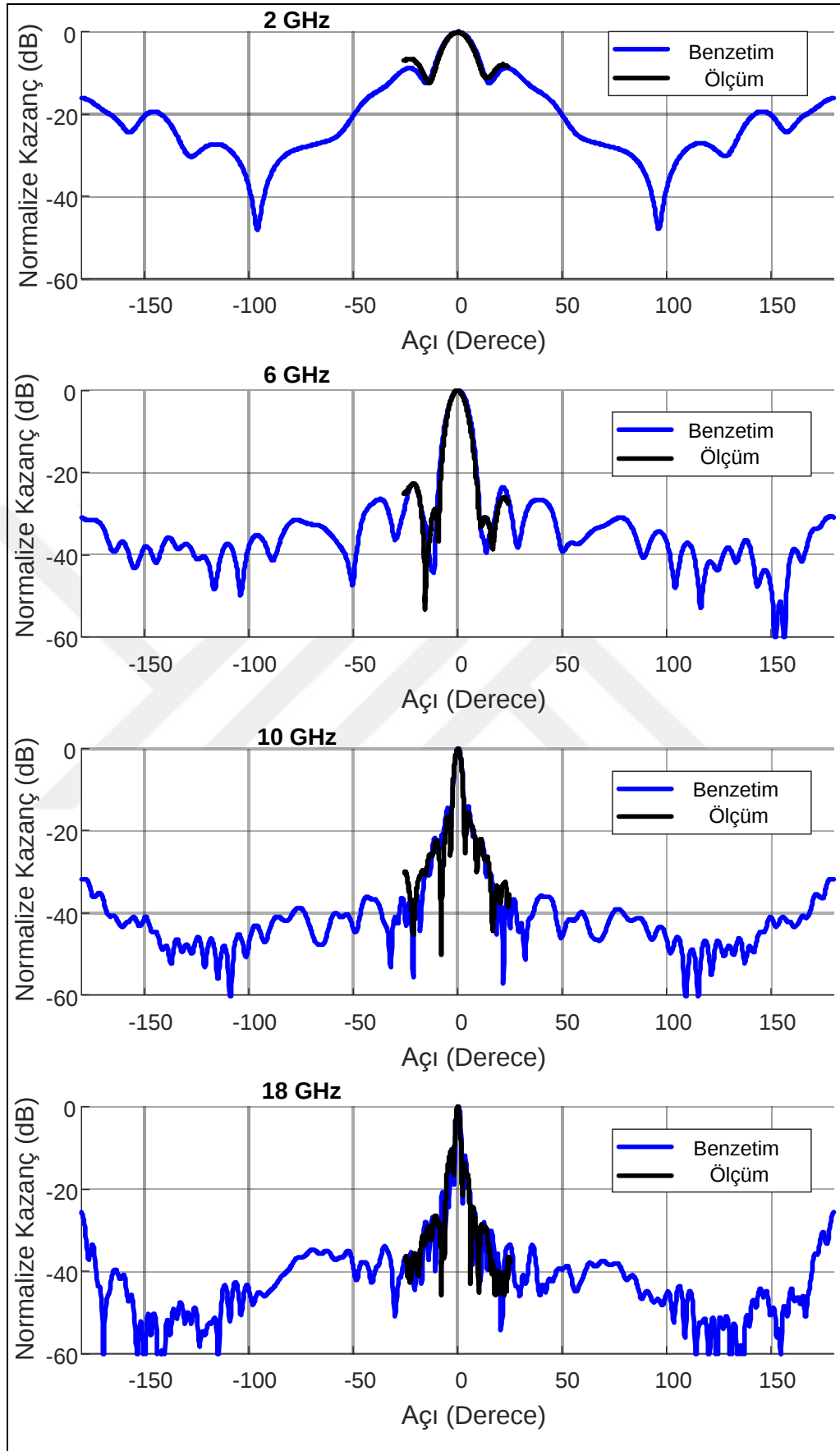
Şekil 5.19 EYE-ÇRHA giriş yansımaya katsayısı

Antenin giriş yansıması 1.6 GHz'den 20 GHz'e -6 dB'den daha düşük kalır. Böylece, ADE-DRHA'nın operasyonel bant genişliği 12:1 olmaktadır. ADE-DRHA'nın giriş yansıma katsayısının ölçülmüş ve simüle edilmiş sonuçları Şekil 5.19'da gösterilmiştir.

Şekil 5.20 ve 5.21'de EYE-ÇRHA ışıma örüntüsü ölçüm ve benzetim sonuçları farklı frekanslar için görülebilir ve birbirleriyle uyumludur. Azimut düzleminde, EYE-ÇRHA'nın YGHG'si 2 GHz'de 15°'dir ve 20 GHz'de 1.7°'e küçülmektedir. Elevasyon paternleri için YGHG değerleri azimuttakilere çok yakındır ve 2 GHz'de 14° ve 20 GHz'de 1.5°'dir. Çizelge 5.5'de ışıma örüntülerine ait YGHG değerleri, ilk yan lob seviyeleri ve arka lob seviyeleri gösterilmiştir.



Şekil 5.20 EYE-ÇRHA azimut ışıma örüntüleri

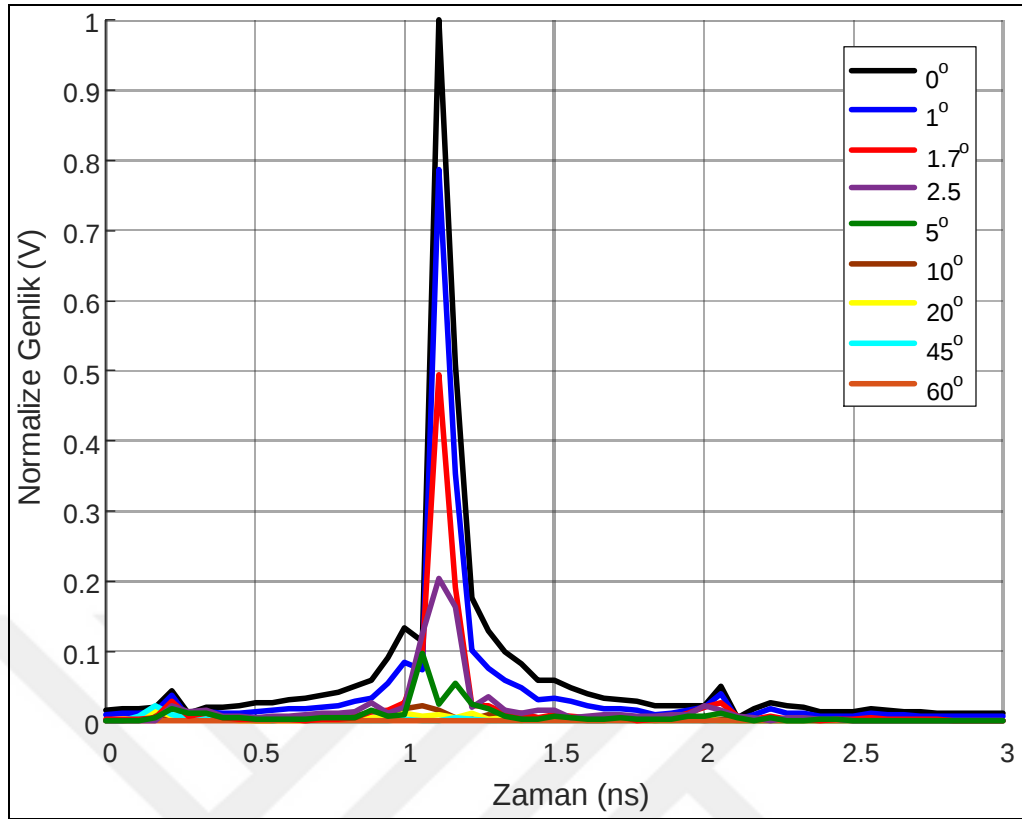


Şekil 5.21 EYE-ÇRHA elevasyon ışıma örüntüleri

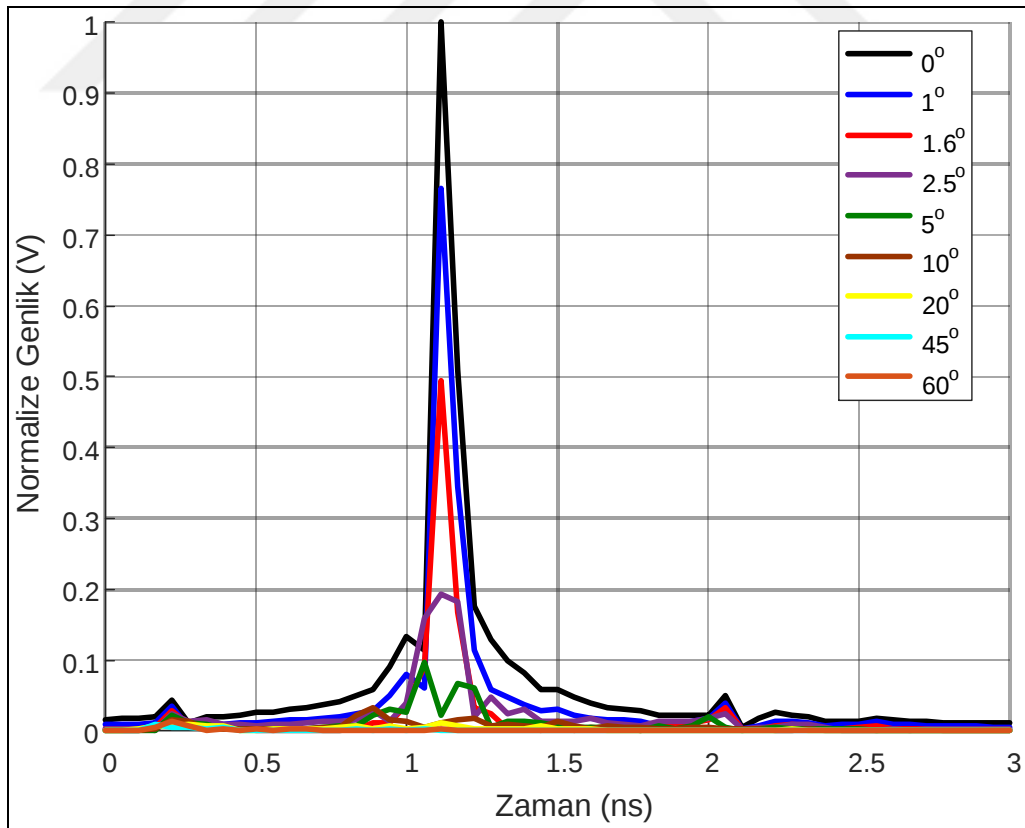
Çizelge 5.5 EYE-ÇRHA ışıma örüntüsü özellikleri

	Azimut			Elevasyon		
Frekans	YGHG	İlk Yan Lob Seviyesi	Arka Lob Seviyesi	YGHG	İlk Yan Lob Seviyesi	Arka Lob Seviyesi
2 GHz	14.9°	-9.5 dB, 21.3°	-17 dB	14°	-8.8 dB, 23.7°	-17 dB
6 GHz	4.8°	-15.4 dB, 7.7°	-31 dB	7.9°	-22.9 dB, 22°	-31 dB
10 GHz	3.3°	-18.3 dB, 5.4°	-33 dB	3°	-14.2 dB, 5°	-33 dB
18 GHz	1.9°	-24.6 dB, 2.6°	-26 dB	1.6°	-11 dB, 2.7°	-26 dB

EYE-ÇRHA'ya ait 2-20 GHz bandı zaman domeni açısal darbe ışıması benzetim sonuçları azimut ve elevasyon düzlemi için Şekil 5.22a ve 5.22b'de gösterilmiştir. Buna göre anten azimutta 3.4° ve elevasyonda 3.2° zaman domeni huzmesine sahiptir. Ayrıca bu grafiklerden ÇGB operasyonları için ışıma enerjisinin çoğunun çok dar bir huzme üzerinde olduğu gözükmemektedir.



(a)



(b)

Şekil 5.22 EYE-ÇRHA zaman domenli açısal darbe ışıması (a) azimut (b) elevasyon

ÇGB kazanç ve verimlilik performansı düşünüldüğünde, EYE-ÇRHA, ÇGB işlemleri için uygun bir antendir. Antenin piyasadaki referans bir ÇGB anten yapısı ile performans kıyaslaması Çizelge 5.6'da verilmiştir. Buna göre EYE-ÇRHA test sistemleri için referans anten olarak kullanılmaya uygun performans değerlerine sahiptir. EYE-ÇRHA'nın EYE-KKDVA'dan daha iyi kazanç performansına sahip olmasına rağmen, operasyonel bant genişliği EYE-KKDVA'dan düşüktür. Sonuç olarak, tasarlanan çift reflektör anteninin besleyicisi, uygulamanın gereksinimlerine bağlı olarak manuel olarak değiştirilebilir. EYE-ÇRHA yapısı dik polarizasyona sahiptir ve toplam boyutları 60 cm x 60 cm x 15 cm'dir.

Çizelge 5.6 EYE-ÇRHA ile piyasadaki bir referans anten yapısının performans karşılaştırması

Anten	Çalışma Bandı (GHz-GHz)	Frekans (GHz)				Ortalama Verim (%)	VSWR	Boyut (cm x cm x cm)
		Kazanç (dBi) - Verim (%)						
EYE-ÇRHA	1.6-20	2.5	8	11	20	36.3	<3	60 x 60 x 15
		22-57	30-43	34-54	38-42			
SR 40-A [79]	2-32	8	17	26	32	25	<2.5	40 x 32 x 56
		28-44	32-24	35-20	34-11			

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, ÇGB uygulamaları için onset ve ofset tipi tekli reflektör ve EYE tipi çift yansıtımlı anten sistemleri tasarlanmıştır. Tasarlanan yansıtıcı yapıların ÇGB analizleri ilk kez geliştirilen çoklu nesneli ARM ile yapılmıştır. Daha sonra, yüksek ÇGB performansları elde etmek için 3B EM benzetim programlarında her yönüyle incelenmiş ve parametrik olarak optimize edilmişlerdir. Tasarlanan antenler üretilmiş ve ölçümleri gerçekleştirilerek karşılaştırmalı biçimde sunulmuştur.

2B ARM yöntemi teorik olarak çok sayıda cisimden saçılma için uyarlanmıştır ve geliştirilen yönteme “Çoklu Nesneli ARM” adı verilmiştir. Yöntemin doğruluğunun anlaşılması için, çeşitli sindirik hedeflerden saçılma sonuçları 3B EM simülasyonu ile karşılaştırılmıştır. Sonrasında, bu yöntem ile EYE çift yansıtıcı anten tasarımı ve ofset parabolik yansıtıcı anten tasarımı yapılmıştır. Yapılan benzetimlerde, çoklu nesneli ARM’nin analiz süresi ve hafıza kullanımı açısından önemli avantajlara sahip olduğu görülmüştür. Sonuç olarak, yeni geliştirilen bu nümerik yöntemin, elektriksel büyük ikili reflektör antenlerin tasarım sürecini hızlandırmak amacıyla ön analiz yöntemi olarak kullanılabileceği anlaşılmıştır.

Tek reflektör tipi olarak, kısmen dielektrik yüklü TEM ridged horn anteniyle beslenen bir ofset reflektör ve çift ridged horn antenle beslenen bir onset reflektörü geliştirilmiştir. Ofset reflektörün ÇGB analizi ilk olarak 2B ARM’de yapılmıştır. Sonrasında da geliştirilen yapı (PR-KDTEM-RHA) ölçümsel olarak incelenmiştir. Anten yüksek kazanç ve geniş bant genişliği özellikleriyle darbe ışıması için oldukça uygun görülmektedir. Ayrıca, bu ofset tasarım, mekanik yapısı sayesinde ileri bakan YNR uygulamaları için araç üzerine kolaylıkla monte edilebilir durumdadır. Onset reflektör

(PY-ÇRHA) tasarımı daha yüksek frekans bantları için tasarlanmıştır. Anten verimliliği ise, ÇGB operasyonları için oldukça iyidir. PY-ÇRHA tasarım sürecinde, besleyici antenin ışıma örüntüsünün önemi anlaşılmış olup, besleyicinin YGHG'sinin doğrudan aydınlatma verimliliğini ve reflektör anteninin kazancını etkilediği görülmüştür. Bu nedenle, kısmi dielektrik yük, besleyici kazancı iyileştirmesine rağmen reflektör performansını olumsuz olarak etkileyebilmektedir.

Çift reflektör tipi olarak, yeni bir anahtarlanabilir EYE çift yansıtıcı anten ÇGB işlemleri için tasarlanmıştır. Antenin ilk ÇGB analizleri ÇRHA besleme kullanılarak geliştirilen çoklu nesneli ARM yöntemi ile hem frekans hem de zaman domeninde yapılmıştır. Sonrasında birbirleri yerine kullanılabilen K-KDVA ve ÇRHA besleme antenleri ile olan yansıtıcı performansları incelenmiştir. Her besleyici anten, yüksek kazanç ve iyi bir verimlilik performansı sağlamaktadır. K-KDVA'lı EYE çift yansıtıcı, daha iyi bir çalışma bandına sahiptir ve darbe ışıma anteni olarak kullanılabilir. Bu yapı impuls radyasyon antenleri ile karşılaştırıldığında, antenin iyi bir verime ve boyut üstünlüğüne sahip olduğu görülmüştür. Öte yandan, ÇRHA besleyici, daha dar bir bant genişliğine karşın daha iyi bir verimlilik performansı sağlar. Bu anten test laboratuvarları için referans anten olarak kullanılacak performansa sahiptir. Tasarlanan yansıtıcı anteninin benzetimi ve deneysel sonuçları uyumlu gözlenmiştir. Tekli reflektör tipleri ile karşılaştırıldığında, tasarlanan anahtarlanabilir çiftli reflektör anten yapısı, özellikle hacim bakımından oldukça kompakt bir yapıya sahiptir.

İlerideki çalışmalarda, geliştirilen EYE reflektör antenlerin besleme yapılarının ışıma örüntüleri ve faz merkezleri ile ilgili iyileştirmeler yaparak anten verimliliklerinde daha fazla artış sağlanması hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

-
- [1] Federal Communications Commission, Ultra-Wideband Transmission Systems, <https://www.gpo.gov/fdsys/pkg/FR-2002-05-16/pdf/02-11929.pdf>, 16 May 2002.
 - [2] Parr, B., Cho, B., Wallace, K. ve Ding, Z., (2003). "A novel ultra-wideband pulse design algorithm", IEEE Communications Letters, 7(5):219-221.
 - [3] Oppermann, I., Hämäläinen, M. ve Iinatti, J., (2004). UWB Theory and Applications, Wiley, New York.
 - [4] Nekoogar, F., (2011). Ultra-wideband communications: Fundamentals and applications, Prentice Hall Communications E, Prentice Hall PTR.
 - [5] Immoreev, I.I. ve Fedotov, P.G.S.D.V., (2002). "Ultra wideband radar systems: advantages and disadvantages", IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 21-23 May 2002, Baltimore, 201-205.
 - [6] Wang, Y. ve Fathy, A.E., (2012). "Advanced System Level Simulation Platform for Three-Dimensional UWB Through-Wall Imaging SAR Using Time-Domain Approach", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 50(5):1986-2000.
 - [7] Fontana, R.J., Larrick, J.F. ve Cade, J.E., (1997). "An Ultra-Wideband Communication Link for Unmanned Vehicle Applications", AUVSI'97, Baltimore, MD, June 1997
 - [8] Taylor, J.D., (2012). Ultrawideband Radar: Applications and Design, CRC Press.
 - [9] Moosazadeh, M., Kharkovsky, S., Case, J.T. ve Samali, B., (2017). "Miniaturized UWB Antipodal Vivaldi Antenna and Its Application for Detection of Void Inside Concrete Specimens", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 16:1317-1320.
 - [10] Li, J., Liu, L., Zeng, Z. ve Liu, F., (2014). "Advanced Signal Processing for Vital Sign Extraction With Applications in UWB Radar Detection of Trapped Victims in Complex Environments", IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 7(3):783-791.
 - [11] Utsi, E.C., (2017). Ground Penetrating Radar: Theory and Practice, 1st Edition, Elsevier Science.
 - [12] Stutzman, W.L. ve Thiele, G.A., (2013). Antenna theory and design, 3rd Edition, Wiley.

- [13] Balanis, C.A., (2005). *Antenna Theory and Design*, Third Edition, John Wiley & Sons Co..
- [14] Kishk, A., (2013), *Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications*, InTech, Rijeka.
- [15] Toh, W.K., Qing, X. ve Chen, Z.N., (2011). "A Planar UWB Patch-Dipole Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(9):3441-3444.
- [16] Elsheakh, D.M.N., Eltresy, N.A. ve Fattah, E.A.A., (2017). "Ultra wide bandwidth high gain vivaldi antenna for wireless communications", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 69:105-111.
- [17] Klemm, M., Kovcs, I.Z., Pedersen, G.F. ve Troster, G., (2005). "Novel small-size directional antenna for UWB WBAN/WPAN applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(12):3884-3896.
- [18] Doane, J.P., Sertel, K. ve Volakis, J.L., (2013). "A Wideband, Wide Scanning Tightly Coupled Dipole Array with Integrated Balun (TCDA-IB)", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(9):4538-4548.
- [19] Chen, Z.N., See, T.S.P. ve Qing, X., (2007). "Small Printed Ultrawideband Antenna with Reduced Ground Plane Effect", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(2):383-388.
- [20] Gibson, P.J., (1979). "The Vivaldi Aerial", 9th European Microwave Conference, Brighton, UK, 101-105.
- [21] Bruns, C., Leuchtmann, P. ve Vahldieck, R. (2003). "Analysis and Simulation of a 1-18-GHz broadband double-ridged horn antenna", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 45(1):55-60.
- [22] Rahman, N. ve Afsar, M.N., (2013). "A Novel Modified Archimedean Polygonal Spiral Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(1):54-61.
- [23] Calmon, A., Pacheco, G. ve Terada, M., (2006). "A novel reconfigurable UWB log-periodic antenna", 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Albuquerque, NM, 213-216.
- [24] Iqbal, M.N., Rahman, H. ve Jilani, S.F., (2014). "An Ultrawideband Monopole Fractal Antenna with Coplanar Waveguide Feed", *International Journal of Antennas and Propagation*.
- [25] Liang, J., Chiau, C.C., Chen, X. ve Parini, C.G., (2005). "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(11):3500-3504.
- [26] Klemm, M., Craddock, I.J., Leendertz, J.A., Preece, A. ve Benjamin, R., (2009). "Radar-Based Breast Cancer Detection Using a Hemispherical Antenna Array—Experimental Results", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(6):1692-1704.
- [27] Kraus, J.D., (2001). *Antennas*, 3rd edition, McGraw-Hill Education, Singapore.
- [28] Chung, J.Y., (2010). "Ultra-wideband dielectric-loaded horn antenna with dual-linear polarization capability", *Progress In Electromagnetics Research*, 102:397-411.

- [29] Granet, C. ve James, G.L., (2005). "Design of corrugated horns: a primer", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 47(2):76-84.
- [30] Paez, C.I. ve Criollo, E.H., (2016). "Improved Broadband Double Ridged Horn Antenna Without Split Radiation Pattern", IEEE Latin America Transactions, 14(3):1156-1161.
- [31] Jacobs, B., Odendaal, J.W. ve Joubert, J., (2012). "An Improved Design for a 1–18 GHz Double-Ridged Guide Horn Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 60(9):4110-4118.
- [32] Rudge, A.W. ve Adatia, N.A., (1978). "Offset-parabolic-reflector antennas: A review", Proceedings of the IEEE, 66(12):1592-1618.
- [33] Shlager, K.L., Smith, G.S. ve Maloney, J.G., (1996). "Accurate analysis of TEM horn antennas for pulse radiation", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 38(3):414-423.
- [34] Yarovoy, A.G., Schukin, A.D., Kaploun, I.V. ve Ligthart, L.P., (2002). "The dielectric wedge antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 50(10):1460-1472.
- [35] Kao, C.P., Li, J., Liu, R. ve Cai, Y., (2008). "Design and Analysis of UWB TEM Horn Antenna for Ground Penetrating Radar Applications", 2008 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS 2008, Boston, MA, IV:569-572.
- [36] Turk, A.S., (2006). "Ultra-wideband Vivaldi antenna design for multisensor adaptive ground-penetrating impulse radar", Microwave and Optical Technology Letters, 48(5):834-839.
- [37] Langley, J.D.S., Hall, P.S. ve Newham, P., (1996). "Balanced antipodal Vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays", IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation, 143(2):97-102.
- [38] Ilarslan, M., Turk, A.S., Demirel, S., Aydemir, M.E. ve Keskin, A.K., (2014). "A Compact Vivaldi Shaped Partially Dielectric Loaded TEM Horn Antenna for UWB Communication", International Journal of Antennas and Propagation, 2014: ID 847169.
- [39] Park, H., Kim, J., Ryu, J., Choi, J. ve Yoon, Y. (2013). "Modified low-frequency compensated TEM (LFCTEM) horn antenna to improve the radiation performance", 2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC), Seoul, 1163-1165.
- [40] "Double-Ridged Waveguide Horn Antennas, User Manual", <http://old.ets-lindgren.com/manuals/3115.pdf>, 30 October 2017.
- [41] Bourqui, Okoniewski, M. ve Fear, E., (2010). "Balanced antipodal Vivaldi antenna with dielectric director for near-field microwave imaging", IEEE Trans Antennas Prop, 58(7):2318-2326.
- [42] Mallahzadeh, A.R. ve Karshenas, F., (2009). "Modified TEM horn antenna for broadband applications", Progress In Electromagnetics Research, 90:105-119.
- [43] Yang, Y., Wang, Y. ve Fathy, A.E., (2008). "Design of compact Vivaldi antenna arrays for UWB see through wall applications", Progress In Electromagnetics Research, 82:401-418.

- [44] Pattan, B., (1993). *Satellite Systems: Principles and technologies*, Springer US.
- [45] Fonseca, N.J.G., Girard, E. ve Legay, H., (2017). "Hybrid array fed reflector antenna solution for broadband satellite communications", 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Paris, 2645-2648.
- [46] Hansen, J., Kishk, A.A., Kildal, P.S. ve Dahlsjo, O., (1995). "High performance reflector hat antenna with very low sidelobes for radio-link applications", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Newport Beach, CA, 2:893-896.
- [47] Okano, Y., Takatsuka, M., Mizutani, T. ve Fujisawa, S., (2015). "Novel Hybrid Antenna for Broadcasting Satellite and Terrestrial HD-TV", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 63(4):1425-1435.
- [48] Baars, J.W.M., (2007). *The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication: Theory and Practice*, Springer.
- [49] Wu, Q., Ding, X. ve Su, D., (2015). "A Compact Dipole Antenna with Curved Reflector for 1.0–4.2 GHz EMC Measurement", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 57(6):1289-1297.
- [50] Sharma, S.K., Sudhakar Rao, S. ve Shafai, L., (2013). *Handbook of Reflector Antennas and Feed Systems: Volume 1 - Theory and Design of Reflectors*, Artech House.
- [51] Hannan, P., (1961). "Microwave antennas derived from the cassegrain telescope", IRE Transactions on Antennas and Propagation, 9(2):140-153.
- [52] Holt, F. ve Bouche, E., (1964). "A Gregorian corrector for spherical reflectors", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 12(1):44-47.
- [53] Lehpamer, H., (2010). *Microwave Transmission Networks: Planning, Design, and Deployment*, Second Edition, The McGraw-Hill Co.
- [54] Volakis, J.L., (2007). *Antenna Engineering Handbook*, Fourth Edition, McGraw-Hill Book Co., New York.
- [55] Popov, A.P. ve Milligan, T., (1997). "Amplitude aperture-distribution control in displaced-axis two-reflector antennas", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 39(6):58-63.
- [56] Prata, A.J., Moreira, F.J.S. ve Amaro, L.R., (2003). "Displaced-axis-ellipse reflector antenna for spacecraft communications", Proc. Microw. Optoelectron. Conf. IMOC, Foz do Iguacu, Brazil, 391-395.
- [57] Bruns, C., Leuchtmann, P. ve Vahldieck, R., (2003). "Comprehensive analysis and simulation of a 1-18 GHz broadband parabolic reflector horn antenna system", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 51(6):1418-1422.
- [58] Manteghi, M. ve Rahmat-Samii, Y., (2005). "A novel Vivaldi fed reflector impulse radiating antenna (IRA)", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, DC, 549-552.
- [59] Manteghi, M. ve Rahmat-Samii, Y., (2006). "Improved feeding structures to enhance the performance of the reflector impulse radiating antenna (IRA)", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 54(3):823-834.

- [60] Baum, C.E., Farr, E.G. ve Giri, D.V., (1999). "Review of impulse radiating antennas", Stone, W.R. (Ed.): Review of Radio Science, Oxford University Pres, 403–439.
- [61] Rusch, W.V.T., (1974). "Physical Optics Diffraction Coefficients for a Paraboloid", IET Electronics Letters, 10(17):358-360.
- [62] Rahmat-Samii, Y., (1984). "A Comparison between GO/Aperture Field and Physical Optics Methods for Offset Reflectors", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 32(3):301-306.
- [63] Sumithra¹, P. ve Thiripurasundari, D., (2017). "A review on Computational Electromagnetics Methods", Advanced Electromagnetics, 6(1):42-55.
- [64] Topa, T., Noga, A. ve Karwowski, A., (2009). "FDTD/MoM-PO hybrid method for analysis of antennas near combinative objects", 3rd European Conference on Antennas and Propagation, Berlin, 2093-2096.
- [65] Thiele, G.A. ve Newhouse, T.H., (1975). "A Hybrid Technique for Combining Moment Methods with the Geometrical Theory of Diffraction", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 23(1):62-69.
- [66] Nosich, A.I., (1999). "The Method of Analytical Regularization in wave scattering and eigenvalue problems: Foundations and review of solutions", IEEE Antennas and Propagation Magazine, 41(3):34-49.
- [67] Turk, A.S., (2006). "Analysis of Aperture Illumination and Edge Rolling Effects for Parabolic Reflector Antenna Design", International Journal of Electronics and Communications, 60(4):257-266.
- [68] Turk, A.S. ve Yucedag, O.M., (2012). "Parametric Analysis of Flare Edge Rolling Throat Bending and Asymmetric Flare Effects for H-plane Horn Radiator", International Journal of Electronics and Communications, 66(4):297-304.
- [69] Yucedag, O.M. ve Turk, A.S., (2012). "Parametric Design of Open Ended Waveguide Array Feeder with Reflector Antenna for Switchable Cosecant Pattern", Applied Computational Electromagnetic Society (ACES), 27(8): 668-675
- [70] Yucedag O. ve Turk A.S., (2017). "Development of 2.5D Analytical Regularization Method for reflector antenna analysis", AEUE - International Journal of Electronics and Communications, 71:168-174.
- [71] Keskin, A.K., Senturk, M.D., Demirel, S., Kizilay A. ve Turk, A.S., (2016). "Front-end design for Ka band mm-Wave radar", 17th International Radar Symposium (IRS), Krakow, 1-4.
- [72] Poyedinchuk, A.Ye., Tuchkin, Yu.A. ve Shestopalov, V.P., (2001). "New Numerical-Analytical Methods in Diffraction Theory", International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 22(10):1531-1546.
- [73] Karacuha, E. ve Turk, A.S., (2001). "E polarized scalar wave diffraction by perfectly conductive arbitrary shaped cylindrical obstacles with finite thickness", International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 22(10):1531-1546.

- [74] Yucedag O., (2016). Development of Analytical Regularization Method for Radiation Problems of Three-Dimensional Parabolic Reflector Antennas, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [75] Turk A.S., Keskin, A.K. ve Senturk, M.D., (2015). “Dielectric loaded TEM horn-fed ridged horn antenna design for ultra wideband ground-penetrating impulse radar”. Turkish J. Elect. Eng. Comput. Sci., 23:1479–1488.
- [76] Turk, A.S., Aksoy, S., Keskin, A.K., Senturk, M.D., Caliskan A. ve Ozakin, M.B., (2015). “Ultra-wide band antenna designs and numerical system modelling for forward-looking GPR”, Near Surface Geophysics, 13(3):261-267.
- [77] Chen, L., Liao, C. ve Ye, Z., (2014). “Quasi-Gregory Antenna for Subnanosecond Impulse Radiation”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 13:884-886.
- [78] “Catalog of UWB Antennas and Antennas and HV Components”, http://www.farr-research.com/FFLC_Catalog.pdf, 26 Eylül 2017’de erişildi.
- [79] ‘Dual-Ridge Horns Reference Antennas’, http://www.satimo.com/sites/www.satimo.com/files/Dual_ridge_horns_BD3.pdf, 8 Kasım 2017’de erişildi.

Eliptik yay uzunluğunu hesaplamak için, Şekil A.1'de verilen elips konturunun üst kısmı incelenebilir. Yeterince küçük ψ için, NPR dik üçgen olur.

$$|NP| = r\Delta\psi \quad (\text{A.2})$$

Eğer $\Delta\psi \rightarrow 0$, |PR| uzunluğu diferansiyel formda yazılabilir ve entegre edilebilir.
Örneğin BC uzunluğu,

$$L_{BC} = \int dL_{arc} = \int_{\psi=0}^{\psi=\alpha_2} r \sqrt{1 + \frac{1}{r^2} \left(\frac{dr}{d\psi} \right)^2} d\psi \quad (A.4)$$

Olur. Burada, r polar koordinatlardadır.

$$r = \frac{p_1}{(1 - e \cos(\psi - \theta_0))} \quad (A.5)$$

r 'nin türevi

$$\frac{dr}{d\psi} = \frac{p_1 e \sin(\psi - \theta_0)}{(1 - e \cos(\psi - \theta_0))^2} \quad (A.6)$$

ve

$$\frac{1}{r} \frac{dr}{d\psi} = \frac{e \sin(\psi - \theta_0)}{(1 - e \cos(\psi - \theta_0))} \quad (A.7)$$

Eğer (A.5) ve (A.7), (A.4)'ün içine yerleştirilirse, ark uzunluğu aşağıdaki gibi olur.

$$L_{BC} = \int_{\psi=0}^{\psi=\alpha_2} \frac{p_1 \sqrt{1 - 2e \cos(\psi - \theta_0) + e^2}}{(1 - e \cos(\psi - \theta_0))^2} d\psi \quad (A.8)$$

Bu integralin bilinen bir analitik çözümü yoktur. Ancak nümerik olarak hesaplanabilmektedir.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Ahmet Kenan KESKİN
Doğum Tarihi ve Yeri : 29.10.1988 / Samsun
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : ahmetkenankeskin@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Yüksek Lisans	Elektronik ve Haberleşme Müh.	Yıldız Teknik Üniv.	2012
Lisans	Elektronik ve Haberleşme Müh.	Yıldız Teknik Üniv.	2010

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2010-2016	Yıldız Teknik Üniv.	Araştırma Görevlisi

YAYINLARI

Makale

1. Turk, A.S., Aksoy, S., Keskin, A.K., Senturk, M.D., Caliskan, A. and Ozakin, M.B., (2015). “Ultra-wide band antenna designs and numerical system modelling for forward-looking GPR”, Near Surface Geophysics, 13(3):261-267.
2. Turk, A.S., Keskin, A.K. and Senturk, M.D., (2015). “Dielectric loaded TEM horn-fed ridged horn antenna design for ultrawideband ground-penetrating impulse radar”, Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 23(5):1479-1488.
3. Demirel, S., Güneş, F. and Keskin, A.K., (2015). “An UWB LNA Design with PSO Using Support Vector Microstrip Line Model”, Journal Of Applied Mathematics.
4. Ilarslan, M., Turk, A.S., Demirel, S., Aydemir, M.E. and Keskin, A.K., (2014). “A Compact Vivaldi Shaped Partially Dielectric Loaded TEM Horn Antenna for UWB Communication”, International Journal of Antennas and Propagation.
5. Ilarslan, M., Demirel, S., Torpi, H., Keskin, A.K. and Caglar, M.F., (2014). “Optimization of Filter by using Support Vector Regression Machine with Cuckoo Search Algorithm”, Radioengineering, 23(3):790-797.
6. Türk, A.S., Keskin, A.K. and Ilarslan, M., (2013). “Partial Dielectric Loaded TEM Horn and Reflector Antenna Designs for Ultrawide Band Ground Penetrating Radar Systems”, Applied Radio Electronics Journal, 12(1):99-104.
7. Turk, A.S. and Keskin, A.K., (2012). “Partially dielectric loaded ridged horn antenna design for ultra-wide band radiation performance enhancement”, IEEE Antennas Wireless Propagation Letters, 11:921-924.

Bildiri

1. Turk, A.S., Keskin, A.K., Uysal, H., Kizilay, A. and Demirel, S., (2016) “Millimeter wave short range radar system design”, 2016 IEEE Radar Methods and Systems Workshop (RMSW), Kiev, 76-78.
2. Omurzakov, A., Keskin, A.K. and Turk, A.S., (2016). “Avalanche transistor short pulse generator trials for GPR”, 8th International Conference on Ultrawideband and

Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa, 201-204.

3. Keskin, A.K., Tulum, M.A., Turk, A.S., (2016). “Quasi Horn Antenna Array for Ku Band Monopulse Radiation”, 17th International Radar Symposium (IRS 2016), Krakow, Poland, 10-12 May 2016.
4. Keskin, A.K., Senturk, M.D., Demirel, S., Kizilay, A. and Turk, A.S., (2016). “Front-End Design for Ka Band mm-Wave Radar”, 17th International Radar Symposium (IRS 2016), Krakow, Poland, 10-12 May 2016.
5. Keskin, A.K., Senturk, M.D., Turk, A.S. and Topbas, T.O., (2015). “Quasi TEM-Horn antenna array for rescue radar buried victims under rubble”, 8th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR 2015), Florence, Italy, 7-10 July 2015 .
6. Keskin, A.K., Senturk, M.D., Orlenko, A.A., Pochanin, G.P. and Turk, A.S., (2014). “Low Cost High Voltage Impulse Generator for GPR”, 30th International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES 2014), Jacksonville, USA, 23-27 March 2014.
7. Keskin, A.K., Senturk, M.D., Caliskan, A., Turk, A.S. and Demirel, S., (2014). “Compact Partially Dielectric Loaded Ridged Horn Antenna”, 30th International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES 2014), Jacksonville, USA, 23-27 March 2014.
8. Keskin, A.K., Senturk, M.D., Caliskan, A. and Turk, A.S., (2014). “UWB Compact TEM Ridged Horn Antenna” , 30th International Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES 2014), Jacksonville, USA, 23-27 March 2014.
9. Belen, M.A., Demirel, S., Günes, F. and Keskin, A.K., “Design Optimization of the Exponentially Tapered Microstrip Impedance Matching Sections Using a Cost Effective 3-D-SONNET-based SVRM with the Particle Swarm Intelligence”, PIERS 2013
10. Buyruk, H., Keskin, A.K., Seyma, S., Celebi, H., Partal, H.P., Omer, I., Engin, Z., Ergut, S., (2013). “RF fingerprinting based GSM indoor localization”, 21st Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), Girne, 24-26 April

2013.

11. Turk, A.S., Keskin, A.K., Senturk, M.D., Magat, A., Ozakin, M.B. and Aksoy, S. (2013). “Ultra Wide Band TEM Horn and Reflector Antenna Designs for Down and Forward Looking Ground Penetrating Radars”, IWAGPR 2013,Nantes
12. Günes, F., Demirel, S. and Keskin, A.K., (2013). “Design of an Ultrawide Band Low Noise Microstrip Amplifier Using 3D Sonnet- Based SVRM with Particle Swarm Optimization for Space Applications”, RAST Conference (2013), İstanbul
13. Keskin, A.K. and Partal, H.P., (2013), “A multiband hybrid patch antenna with a ridge structure”, ACES Conference, Monterey.
14. Günes, F., Keskin, A.K. and Demirel, S., (2012). “Genetic Algorithm Applied to Microstrip Implementation of Matching Circuits for a UWB Low-Noise Amplifier ” , ICUWB, Syracuse.
15. Turk, A.S. and Keskin, A.K., (2012). “Ultra Wide Band TEM Horn Antenna Designs for Ground Penetrating Impulse Radar”, ICUWB, Syracuse.
16. Keskin, A.K. and Partal, H.P., (2012). “An UWB High-Q Bandpass Filter with Wide Rejection Band using Defected Ground Structures” , ICUWB, Syracuse.
17. Günes, F., Demirel, S. and Keskin, A.K., (2012). “Microwave Amplifier Input and Output Matching Lines and Substrate Optimization usign Particle Swarm Algorithm ”, URSİ 2012, İstanbul
18. Turk, A.S. and Keskin, A.K., “Vivaldi Shaped TEM Horn Fed Ridged Horn Antenna Design for UWB GPR Systems”, 6th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR 2011), Aachen.
19. Arvas, E. ,Partal, H.P. and Keskin, A.K., (2011). “Low Noise Amplifier Design and Fabrication Working in Wi-Fi Frequency”, Aselsan Haberleşme Teknolojileri Çalıştayı, Ankara.

Proje

1. Millimeter Wave Short Range Active and Passive Sensors for Intelligent Alarm

Systems (TUBITAK), 2015-2016

2. Ka-band Satellite Antenna System for Mobile Vehicles (NETA), 2015-2016

3. Active and Passive Microwave and Millimeter Wave Systems For Security and Subsurface Imaging (AMISS) (EU), 2011-2014

4. UWB Antennas Design for Vehicle Mounted Forward Looking GPR (TUBITAK), 2011-2013

5. RF fingerprinting based GSM indoor localization (AVEA), 2012-2013

