

**T.C.  
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**GENİŞ BANTLI RADAR UYGULAMALARI İÇİN KAYDIRILMIŞ EKSENLİ ELİPS  
REFLEKTÖR ANTEN TASARIMI**

**EMRE ULUSOY**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
HABERLEŞME PROGRAMI**

**DANIŞMAN  
PROF. DR. AHMET SERDAR TÜRK**

**İSTANBUL, 2018**

**T.C.**  
**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**GENİŞ BANTLI RADAR UYGULAMALARI İÇİN KAYDIRILMIŞ EKSENLİ ELİPS  
REFLEKTÖR ANTEN TASARIMI**

Emre ULUSOY tarafından hazırlanan tez çalışması 20.12.2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS 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. Tayfun GÜNEL  
İstanbul Teknik Üniversitesi

## ÖNSÖZ

---

Bu tez geniş bantlı antenler ve yansıtıcı antenler kategorilerinde önemli yeri olan çift rijit horn anten ve bu antenin besleme olarak kullanıldığı kaydırılmış eksenli elips reflektör anten yapılarının gerekli performans ihtiyaçlarını karşılayacak tasarımsal ve üretimsel detayları belirlemek amacıyla yapılmıştır.

Geniş bantlı birçok uygulamada ve radar sistemlerinde yer alacak anten çalışmalarında referans olacak bir kaynak niteliğindedir.

Bu tezin hazırlanma sürecinde benden destek ve bilgi birikimini esirgemeyen, beni fikirleriyle aydınlatan değerli hocam Prof. Dr. Ahmet Serdar Türk'e en derin saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak hayatım boyunca desteğini ve inancını hissettiğim anneme, babama ve kardeşime şükran ve minnettarlığımı sunarım.

Ocak, 2018

Emre ULUSOY

## İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ÖZET.....	xii
ABSTRACT.....	xiv
<b>BÖLÜM 1</b>	
GİRİŞ.....	1
1.1    Literatür Özeti.....	1
1.2    Tezin Amacı.....	2
1.3    Hipotez.....	2
<b>BÖLÜM 2</b>	
ANTENLER.....	3
2.1    Maxwell Denklemleri ve Anten Işıma Denklemleri.....	3
2.2    Anten Temel Ölçütleri.....	6
2.2.1    Işıma Paterni.....	6
2.2.2    Anten Yönlendiriciliği.....	7
2.2.3    Anten Kazancı.....	8
2.2.4    Işıma Gücü ve Direnci.....	9
2.2.5    Işıma Verimi.....	9
2.2.6    Polarizasyon.....	10
2.2.6.1    Lineer Polarizasyon.....	11
2.2.6.2    Eliptik Polarizasyon.....	11
2.2.7    Giriş Empedansı, Yansıma Katsayısı ve Duran Dalga Oranı.....	12
2.2.8    Anten Yüzeyi Etkifliliği.....	15
2.2.9    Uzak Alan – Yakın Alan Davranışları.....	16

2.2.10	Bant Genişliği .....	17
2.2.11	Huzme Genişliği.....	17

### BÖLÜM 3

ÇİFT RİJİT HORN VE KAYDIRILMIŞ EKSENLİ ELİPS REFLEKTÖR ANTENLER .....		18
3.1	Açıklık Antenleri .....	18
3.1.1	Eş Alan Prensibi: Huygens Prensibi .....	19
3.1.1.1	Elektrik Kaynağı ile Işıma Karakteristiğinin Çıkarılması.....	20
3.1.1.2	Manyetik Kaynak ile Işıma Karakteristiğinin Çıkarılması .....	20
3.1.1.3	Eş Alan Prensibi için Özel Durumlar .....	21
	Mükemmel Elektriksel İletken (PEC) Durumu .....	21
	Mükemmel Manyetik İletken (PMC) Durumu .....	21
3.2	Horn Antenler .....	22
3.2.1	Klasik Horn Anten Çeşitleri .....	23
3.2.1.1	Sektörel Horn Antenler .....	23
	E-Düzlem Horn Anten .....	24
	H-Düzlem Horn Anten.....	25
3.2.2	Piramidik Horn Antenler.....	25
3.3	Çift Rijit Horn Antenler .....	27
3.3.1	Rijit Dalga Kılavuzu .....	29
3.3.2	Arka Uydurma Boşluğu.....	31
3.3.3	Horn Anten Flare ve Rijit Yapısı .....	32
3.4	Reflektör Antenler .....	33
3.4.1	Cassegrain Reflektör Antenler.....	34
3.4.2	Gregorian Reflektör Antenler.....	35
3.4.3	Reflektör Antenlerde Besleme Işıması-Yüzey ve Verim İlişkisi.....	35
3.5	Kaydırılmış Eksenli Elips Reflektör Antenler .....	36
3.5.1	Birincil Parabolik Reflektör .....	36
3.5.2	İkincil Eliptik Reflektör.....	39
3.5.3	KEE Anten Geometrisi .....	41

### BÖLÜM 4

ÇİFT RİJİT HORN ANTEN TASARIMI .....		46
4.1	Rijit Dalga Kılavuzu Tasarımı .....	46
4.2	Arka Uydurma Boşluğu Tasarımı .....	50
4.3	Flare ve Eksponansiyel Rijit Tasarımı.....	50
4.4	ÇRH Anten Performansı .....	51

### BÖLÜM 5

KAYDIRILMIŞ EKSENLİ ELİPS REFLEKTÖR ANTEN TASARIMI .....		63
5.1	Ana Parabolik Reflektör Tasarımı .....	64
5.2	İkincil Eliptik Reflektör Tasarımı .....	65
5.3	Besleme Kaynağının Konumlandırılması.....	69
5.4	KEE Anten Performansı.....	71

## BÖLÜM 6

SONUÇ VE ÖNERİLER .....	81
KAYNAKLAR.....	83
ÖZGEÇMİŞ.....	85



## SİMGE LİSTESİ

---

$A_e$	Etkin anten açıklığı
$c$	Işık hızı ( $3 \times 10^8$ m/s)
$D$	Anten çapı
dB	Desibel
$e$	Verimlilik
$e_A$	Anten açıklık verimi
$G$	Kazanç
$R_r$	Antenin ışıma direnci
$S_{11}$	Geri dönüş saçılma parametresi
$Z$	Empedans
$Z_0$	Hattın karakteristik empedansı
$\Gamma$	Yansıma katsayısı
$\lambda$	Dalga boyu

## KISALTMA LİSTESİ

---

ADE	Axially Displaced Ellipse
BG	Bant Genişliği
ÇGB	Çok Geniş Bant
ÇRDK	Çift Rijit Dalga Kılavuzu
ÇRH	Çift Rijit Horn
DRH	Double Ridged Horn
EM	Elektromanyetik
GHz	Gigaherthz
KEE	Kaydırılmış Eksenli Elips
PEC	Perfect Electrical Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
RADAR	Radio Detecting and Ranging
RF	Radyo Frekans
TEM	Transverse Electromagnetic
UWB	Ultra Wideband
VDDO	Voltaj Duran Dalga Oranı
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
YGHG	Yarım Güç Huzme Genişliği



## ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2. 1	Işıma paterninin polar diyagram gösterimi..... 7
Şekil 2. 2	İzotropik anten ve yönlendirilmiş anten için 3 boyutlu ışım paterni ..... 8
Şekil 2. 3	Lineer polarizasyon tipleri..... 11
Şekil 2. 4	Eliptik polarizasyon tipleri..... 12
Şekil 2. 5	Anten eşdeğer devresi ..... 13
Şekil 2. 6	Verici anten eşdeğer devresi..... 13
Şekil 2. 7	Alıcı anten eşdeğer devresi ..... 13
Şekil 2. 8	Duran dalga gerilim oranı (VDDO) ..... 15
Şekil 2. 9	Uzak alan ve yakın alan koşulları. .... 16
Şekil 2. 10	Yarım güç huzme genişliği..... 17
Şekil 3. 1	Açıklık prensibi ..... 20
Şekil 3. 2	TE <sub>10</sub> modunda sürülmüş dalga kılavuzu..... 23
Şekil 3. 3	E-düzlem horn antenin fiziksel yapısı..... 24
Şekil 3. 4	E-düzlem horn antenin ışım paterni ..... 24
Şekil 3. 5	H-düzlem horn antenin fiziksel yapısı ..... 25
Şekil 3. 6	H-düzlem horn antenin ışım paterni..... 25
Şekil 3. 7	Piramidik horn antenin fiziksel yapısı ..... 26
Şekil 3. 8	ÇRH antenin fiziksel yapısı ..... 28
Şekil 3. 9	Çift Rijit dalga kılavuzu. (a) Fiziksel yapısı. (b) Eşdeğer devresi ..... 29
Şekil 3. 10	Çift Rijit dalga kılavuzu içindeki EM alan dağılımı ..... 30
Şekil 3. 11	ÇRH antende rijit yapısı..... 32
Şekil 3. 12	Reflektör antenler ..... 33
Şekil 3. 13	Cassegrain reflektör anten..... 34
Şekil 3. 14	Gregorian reflektör anten ..... 35
Şekil 3. 15	Simetrik parabolik reflektör anten..... 37
Şekil 3. 16	Parabol formuna sahip reflektör..... 38
Şekil 3. 17	Elips eğrisinin genel gösterimi ..... 39
Şekil 3. 18	Kaydırılmış eksenli elips konfigürasyonunun temel geometrisi ..... 41
Şekil 4. 1	Çift rijit dalga kılavuzunun karşıdan görünüşü..... 47
Şekil 4. 2	Çift rijit dalga kılavuzunun perspektif görünüşü..... 47
Şekil 4. 3	ÇR dalga kılavuzu için karakteristik empedans ve kesim frekansı [18]..... 49
Şekil 4. 4	Çift Rijit Dalga Kılavuzunun Arka Uydurma Boşluğu ..... 50
Şekil 4. 5	Çift rijit horn antenin yandan görüntüsü ..... 51

Şekil 4. 6	Çift rijit horn antende rijit yapıların modellenmesi .....	51
Şekil 4. 7	Tasarlanan ÇRH anten.....	52
Şekil 4. 8	Tasarlanan ÇRH antenin CST’de çalıştırılmış $S_{11}$ sonuçları.....	52
Şekil 4. 9	Tasarlanan ÇRH antenin HFSS’de çalıştırılmış $S_{11}$ sonuçları.....	53
Şekil 4. 10	ÇRH antenin CST ve HFSS geri dönüş saçılma parametresi karşılaştırması .	53
Şekil 4. 11	Tasarlanan ÇRH antenin CST’de çalıştırılmış VDDO sonuçları .....	54
Şekil 4. 12	Tasarlanan ÇRH antenin CST’de çalıştırılmış verim sonuçları.....	54
Şekil 4. 13	Tasarlanan ÇRH antenin CST’de çalıştırılmış gerçek kazancı .....	55
Şekil 4. 14	Tasarlanan ÇRH antenin HFSS’de çalıştırılmış gerçek kazancı .....	55
Şekil 4. 15	ÇRH antenin CST ve HFSS gerçek kazanç sonuçlarının karşılaştırılması.....	56
Şekil 4. 16	Tasarlanan ÇRH antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri.....	57
Şekil 4. 17	Tasarlanan ÇRH antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri (devamı).....	58
Şekil 4. 18	Tasarlanan ÇRH antenin E-düzlem yönlendiricilik karakteristiği .....	59
Şekil 4. 19	Tasarlanan ÇRH antenin E-düzlem yönlendiricilik karakteristiği (devamı) .	60
Şekil 4. 20	Tasarlanan ÇRH antenin H-düzlem ışım paternleri.....	61
Şekil 4. 21	Tasarlanan ÇRH antenin H-düzlem ışım paternleri (devamı).....	62
Şekil 5. 1	Tasarlanan parabolik reflektör.....	65
Şekil 5. 2	İkincil reflektöre ait elips.....	66
Şekil 5. 3	Elips profilinin $y$ -ekseninde kaydırılması ( $y=y+c$ ) .....	67
Şekil 5. 4	Elips profilinin ekseninin kaydırılması ( $90- \beta$ kadar) .....	67
Şekil 5. 5	Tasarlanan eliptik ikincil reflektör.....	69
Şekil 5. 6	Maksimum verim alabilmek için feed taper değerleri.....	69
Şekil 5. 7	ÇRH antenin yakın alan ışım paterni .....	70
Şekil 5. 8	Tasarlanan KEE anten.....	71
Şekil 5. 9	KEE antenin geri yansıma kaybı ( $S_{11}$ ) .....	72
Şekil 5. 10	KEE antenin ışım ve toplam verimi .....	72
Şekil 5. 11	Tasarlanan KEE antenin CST’de çalıştırılmış gerçek kazancı .....	73
Şekil 5. 12	KEE antenin gerçek kazancının maksimum açıklık verimindeki kazanç ile karşılaştırılması .....	74
Şekil 5. 13	KEE antenin açıklık verimi .....	74
Şekil 5. 14	Tasarlanan KEE antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri.....	75
Şekil 5. 15	Tasarlanan KEE antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri (devamı) .....	76
Şekil 5. 16	Tasarlanan KEE antenin E-düzlem yönlendiricilik karakteristiği .....	77
Şekil 5. 17	Tasarlanan KEE antenin E-düzlem yönlendiricilik karakteristiği (devamı)...	78
Şekil 5. 18	Tasarlanan KEE antenin H-düzlem ışım paternleri.....	79
Şekil 5. 19	Tasarlanan KEE antenin H-düzlem ışım paternleri (devamı) .....	80

## ÇİZELGE LİSTESİ

---

	Sayfa
Çizelge 3. 1 Konik şekillerin özellikleri .....	40
Çizelge 3. 2 KEE anten tasarım parametreleri .....	42
Çizelge 4. 1 Çift rijit dalga kılavuzu boyutları.....	47
Çizelge 4. 2 Çift rijit dalga kılavuzu arka uydurma boşluğu boyutları .....	50
Çizelge 5. 1 KEE anten giriş parametreleri.....	63

## GENİŞ BANTLI RADAR UYGULAMALARI İÇİN KAYDIRILMIŞ EKSENLİ ELİPS REFLEKTÖR ANTEN TASARIMI

Emre ULUSOY

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK

Günümüzde antenlerin çok geniş kullanım alanları vardır. Bu kullanım alanları sürekli gelişmekte ve yeni ihtiyaçlar ortaya çıkmaktadır. Bu çalışma kapsamında çok geniş bantlı çift yansıtıcı bir reflektör anteni tasarımının, çok geniş bantlı ÇRH anten tasarımı kısmı ve yansıtıcıların tasarımı üzerinde durulmuştur. Horn antenlerin kullanım amaçları ve uygulama sonuçları üzerine çalışmalar yapılmıştır. Çok geniş bantlı ÇRH ve KEE tipi antenler uydu haberleşmesinden, radar teknolojilerine, test süreçlerinden ölçüm uygulamalarına çok kapsamlı alanlarda kullanılırlar.

Çalışmanın özelleştiği kısım bir çift yansıtıcı sistem olan KEE tipi geometrinin çok geniş bantlı bir tasarıma uygulanmasıdır. Tasarım X bandının başlangıç sınırı olan 8GHz'den başlayarak, üç K bandını(Ku-K-Ka) da geçerek milimetrik bandı da kısmen içine alan 40GHz bölgesini kapsamaktadır. Bu dinamik frekans bölgesi endüstriyel veya askeri olarak kullanılan en yoğun frekanslardan olan 10GHz, 24GHz ve 35GHz gibi noktaları içermektedir. Kullanılan antenlerin geometrik yapıları, ışımaya karakteristikleri ve performansları incelenmiştir.

Anten tasarımlarının benzetim yoluyla izlenmesinde “CST Microwave Studio” simülasyon programı kullanılmıştır. İkinci bir simülasyon programı olan “ANSYS HFSS” ile antenin simüle edilmesiyle de sayısal çözüm yönteminin ve simülasyon kurulum ortamının doğru olduğundan emin olunmak istenmiştir. Sistem üzerinde optimizasyon

alışmaları yapılmış ve üretim, maliyet gibi kıstaslar açısından da en uygun şekilde benzetim sonuçları alınmıştır.

Bu alışmada 8-40GHz frekans bölgesinde çalışan sistem için geri dönüş saçılma parametresi( $S_{11}$ ), sistem toplam verimi gibi performans ltleri dikkate alınarak, anten kazancı, huzme genişliği ve şekli, yan kulak seviyesi, ışıma verimi gibi karakteristikler iyileştirilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** ift rijit horn anten, Kaydırılmış eksenli elips reflektör anten, Milimetrik dalga, Radar, çok geniş bant



**AXIALLY DISPLACED ELLIPSE REFLECTOR ANTENNA DESIGN FOR  
WIDEBAND RADAR APPLICATIONS**

Emre ULUSOY

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK

Nowadays antennas has fairly many areas of use. And these areas of use have been continuously expanding and new necessities are emerging. In the scope of this study, as a part of designing process for a ultra wideband reflector antenna with two reflector surface, UWB double ridged horn antenna design and axially displaced reflector antenna design were focused on. The purposes of use of the Horn antennas and their experimental results have been studied. UWB DRH and ADE antennas are used for widely areas such as from satellite communications to radar technologies also from test processes to measurement applications.

The specialization of the work is the implemantation of a broadband design to the ADE type geometry, which is a system that has dual reflectors. The design covers a novel band starting at 8 GHz, which is the initial limit of the X band, to 40 GHz while passing through all three K bands (Ku-K-Ka) including millimeter waves. This dynamic frequency range includes points such as 10GHz, 24GHz and 35GHz, which are most commonly used in industrial or military applications. The geometrical architecture of these type of antennas, their radiation characteristics and performances have been investigated.

The simulation program of "CST Microwave Studio" was used for monitoring the antenna design results through simulation. By simulating the antenna with a second

simulation program called "ANSYS HFSS", it is desired to make sure that the numerical solution method and the simulation setup environment are correct. Optimization studies have been carried out on the system and simulation results have been obtained in terms of manufacturing, cost and other criteria.

In this study, characteristics such as antenna gain, beamwidth and pattern, side lobe level, radiation efficiency are improved by taking into consideration the performance parameters such as reflection loss( $S_{11}$ ) and system total efficiency for the system operating in the 8-40GHz frequency range.

**Keywords:** Double ridged horn antenna, Axially displaced reflector antenna, Millimeter wave, Radar, Ultra wide band



#### 1.1 Literatür Özeti

Antenlerin tarihi elektriksel ve manyetik denklemlerin arasındaki ilişkiyi kanıtlarla tanımlayan “Maxwell Denklemleri”nin sahibi olan James Clerk Maxwell’e dayanır. [1] Maxwell’in çalışmaları ilk olarak 1873’de yayınlandı [2]. Maxwell ayrıca ışığın, elektromanyetik dalgasının ve parçacıklarının aynı hızlarla ilerlediğini göstermiştir. 1886 yılında Prof. Heinrich Rudolph Hertz ilk kablosuz elektromanyetik sistemi gerçekleştirmiştir. 1901 yılında Guglielmo Marconi, sinyalleri uzun menzillere aktarabilmiştir. Marconi’den 2. Dünya Savaşı yıllarına kadar genellikle kablolu sistemler ile UHF bandına kadar çalışmalar yapılmıştır. 2. Dünya Savaşı zamanları ve ilerleyen yıllarda farklı tip antenler (açıklık antenleri, reflektör antenler, vb.) ve daha yüksek frekans bantları kullanılmaya başlanmıştır.

En popüler açıklık anteni olan horn antenlerin kullanım alanları arasında, RF haberleşme sistemlerinin alıcı-verici devreleri, elektromanyetik uyumluluk testleri, yere nüfuz eden radar ve diğer radar sistemleri ve bu radar sistemlerinde bulunan reflektörlü antenlerin besleme kısımları gibi çok temel konular bulunur (Balanis [3], Pozar [4], Cheng [5], Milligan [6]). Zaman içinde gelişimine sürekli devam etmiş bu yapı güncel ihtiyaçların da karşılanmasını sağlamıştır. Geniş bantlı sistemlerde kullanılmak üzere TEM horn antenler kullanılmış, bir kademe daha ilerletilerek ÇRH anten tasarımları ortaya çıkmıştır. Bu antenler sayesinde çok geniş frekans bant aralıklarında çalışabilecek performanslı antenler ortaya çıkmıştır.



Nesne tespiti, takibi gibi olgulara kapı açan radar teknolojisi, uydu haberleşmesi, ya da çok uzak iki nokta arasındaki haberleşme bağıntıları gibi uygulamalarda çok yüksek kazançlı antenlere ihtiyaç duyulmuş ve yansıtıcı antenler bu uygulamalar için biçilmiş kaftan durumuna gelmiştir. Zaman içinde tek parabolik yansıtıcı sistemlerle başlayan bu serüven sonraları daha da yüksek kazançla sahi olabilen çift yansıtıcı yapıların da geliştirilmesine sebep olmuştur. Cassegrain teleskoplarından ilham alan Cassegrain tipi reflektör antenler, ya da ikincil bir iç bükey parabole sahip olan Gregorian tipi reflektör antenler çoğu uygulamada yerini almıştır. Gregorian tipi antenlerin zekice modifiye edilmesiyle kaydırılmış eksenli elips reflektör antenler ilk defa Rotman ve Lee tarafından ortaya atılmıştır [7]. Bu tasarım sayesinde kayıplar minimize edilebilmekte ve verimler çok yüksek seviyelere ulaşabilmektedir.

## **1.2 Tezin Amacı**

Bu çalışmada hedeflenen çok geniş bantlı çalışabilen ÇRH anten ve KEE anten tasarlanmasıdır. Bu geniş bant aralığı arasında mikrodalga ve günümüzün yeni kullanılmaya başlanmış olan milimetrik dalga bantları bulunmaktadır. Milimetrik dalgalar sayesinde çok yüksek kazançlar yakalanabilmektedir. Bir diğer amaç tasarlanan antenin olabildiğinde kompakt ve mobiliteye uygun olabilmesidir. Anten giriş empedansının  $50 \Omega$  seviyesinde olması amaçlanmakta bu sayede lineer devre parametrelerinden olan saçılma parametresi ( $S_{11}$ ) ve duran dalga oranı (VDDO) olabildiğinde düşük olacaktır.

KEE tipi antenlerde çok yüksek açıklık verimi değerleri yakalanabildiği için tüm bantta %50 verim ortalamasını yakalamak da hedefler arasındadır. Bu verim değerini sağlarken yapının kompaktlığı, üretilebilirliği, huzme şekilleri de dikkate alınacaktır.

## **1.3 Hipotez**

X band ve K bantlarının tümünde, radar, haberleşme, dijital yayın gibi genişbantlı uygulamalarda kullanılmak üzere çift yansıtıcı bir anten tasarlanmış ve kullanılabilirliği gösterilmiştir. Bu anten kompakt, yüksek verimli, yüksek kazançlı, üretilebilirliği kolay olduğundan bahsi geçen uygulamalarda tercih sebebi olabilecektir.

## BÖLÜM 2

### ANTENLER

Anten, elektriksel sinyaller ile radyo dalgaları arasında çift taraflı dönüşüm yapabilen araçtır. Sözlük anlamı ise “Radyo dalgalarını yaymak veya almak için kullanılan genellikle bir metalden yapılmış donanım.” olarak tanımlanmıştır. IEEE *Anten Terimlerinin Standart Tanımları* (IEEE Std 145–1983)<sup>1</sup>, bir anteni şu şekilde tanımlar; “Radyo dalgalarını iletmek veya almak için bir yöntem.”

Beslemesinden gelen elektriksel sinyali elektromanyetik dalgaya çevirerek yayılımını sağlayan antene spesifik olarak “verici anten”, yapısı itibariyle okuduğu elektromanyetik dalganın bilgisini kaynak olarak bir elektriksel sinyal üreten antene de “alıcı anten” denir.

Bu bölümde ışınım teorisi ve bir anten için ne gibi temel ölçütlerin var olduğunu belirten başlıklar yer alacaktır.

#### 2.1 Maxwell Denklemleri ve Anten Işınım Denklemleri

Antenlerin çalışma prensiplerini anlamak için en temel düzey elektriksel ve manyetik alan denklemlerini birbirleriyle ilişkilendiren Maxwell denklemleridir.

- Faraday Yasası: İletken üzerine düşen manyetik alanın değişimi bir gerilim indükler.

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

---

<sup>1</sup> IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-17, No. 3, Mayıs 1969; AP-22, No. 1, Haziran 1974; ve AP-31, No. 6, Kısım II, Kasım 1983.

Fazörler ile yazılırsa,

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.3)$$

•Ampere Yasası

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \cdot \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (2.4)$$

Fazörler ile yazılırsa,

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \cdot \vec{E} + j\omega\epsilon \cdot \vec{E} + \vec{J} \quad (2.5)$$

• Gauss Yasası

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.6)$$

$$\oint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \oint_V \rho \cdot dV \quad (2.7)$$

• Elektriksel noktasal bir yükün etrafında alınan çemberden dışarı çıkan manyetik alanın olmadığını ispat eden Maxwell'in dördüncü denklemi

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.8)$$

Bu 4 denklem bir arada yazılırsa:

$$1) \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.9)$$

$$2) \nabla \times \vec{H} = \sigma \cdot \vec{E} + j\omega\epsilon \cdot \vec{E} + \vec{J} \quad (2.10)$$

$$3) \nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.11)$$

$$4) \nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.12)$$

Maxwell'in 2. Denklemi (2.10) basitleştirilerek ( $\sigma=0$ )

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon \cdot \vec{E} + \vec{J} \quad (2.13)$$

4. denklem ele alınır,

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.14)$$

$$\nabla \cdot (\nabla \times \vec{A}) = 0 \quad (2.15)$$

(2.15) nolu denklem gösterir ki  $\vec{B}$  ifadesi bir bileşenin rotasyoneli olmalı.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (2.16)$$

Varsayımı yapılarak,

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (2.17)$$

$$\nabla \times \nabla \times \vec{A} = j\omega\mu\epsilon \cdot \vec{E} + \mu \cdot \vec{J} \quad (2.18)$$

(2.17) ifadesi Maxwell'in 1. denkleminde (2.9) yerine koyulursa,

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \cdot (\nabla \times \vec{A}) \quad (2.19)$$

$$\nabla \times (\vec{E} + j\omega\vec{A}) = 0 \quad (2.20)$$

(2.20) nolu denklem gösterir ki  $\vec{E} + j\omega\vec{A}$  ifadesi bir bileşenin gradyanı olmalıdır.

$$-\nabla \cdot \phi = \vec{E} + j\omega\vec{A} \quad (2.21)$$

$$\vec{E} = -\nabla \cdot \phi - j\omega\vec{A} \quad (2.22)$$

Varsayımı yapılır.  $\phi$  olarak ifade edilen bileşen skaler potansiyeldir.

$$\nabla \cdot (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = j\omega\mu\epsilon \cdot (-\nabla \cdot \phi - j\omega\vec{A}) + \mu \cdot \vec{J} \quad (2.23)$$

$$\nabla \cdot (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A} = \nabla \cdot (-j\omega\epsilon\mu\phi) + \omega^2 \epsilon\mu\vec{A} + \mu \cdot \vec{J} \quad (2.24)$$

Sonuçlar:

$$I) \quad \nabla \cdot \vec{A} = -j\omega\epsilon\mu\phi \quad (2.25)$$

$$II) \quad \nabla^2 \vec{A} + \omega^2 \epsilon\mu\vec{A} = -\mu \cdot \vec{J} \quad (2.26)$$

(2.26) numaralı denklem "Anten Işıma Denklemi" olarak adlandırılır. Elektromanyetik dalgaların küresel doğrultuda yayılması sebebiyle aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \iiint \vec{J}(V') \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot dV' \quad (2.27)$$

## 2.2 Anten Temel Ölçütleri

Uygulamalarda her zaman aynı anteni kullanmak gibi bir durum söz konusu olamamaktadır. Her uygulamanın farklı özelliklere farklı karakteristiklere ihtiyacı vardır. Bu sebeple bir anteni karakterize etmeye yarayacak parametreler bulunmaktadır. Uygulamanın çerçevesinde antenler bu parametreler üstüne dizayn edilmektedir. Bu parametrelerden bazıları aşağıda listelenip incelenmiştir.

- Işıma paterni
- Anten yönlendiriciliği
- Anten kazancı
- Işıma gücü ve direnci
- Işıma verimi
- Polarizasyon
- Giriş empedansı, yansıma katsayısı ve duran dalga oranı
- Anten etkin yüzeyi
- Uzak Alan – Yakın Alan Davranışları
- Bant Genişliği
- Huzme Genişliği

### 2.2.1 Işıma Paterni

Bir antenin ışıma özelliklerinin uzay koordinatlarının bir fonksiyonu olarak grafiksel gösterimi ya da matematiksel fonksiyonlar olarak ifade edilmesiyle ışıma desenleri oluşturulur. Güç ışıma diyagramı, antenin yayıldığı alan içerisindeki elektrik alan ve manyetik alan ifadelerinin çarpımıyla elde edilen güç vektörünün theta ve phi açlarına göre çizdirilmesiyle elde edilir. Alan ışıma diyagramı ise alan ışıma vektörünün theta ve phi açlarına göre çizdirilmesiyle elde edilir.

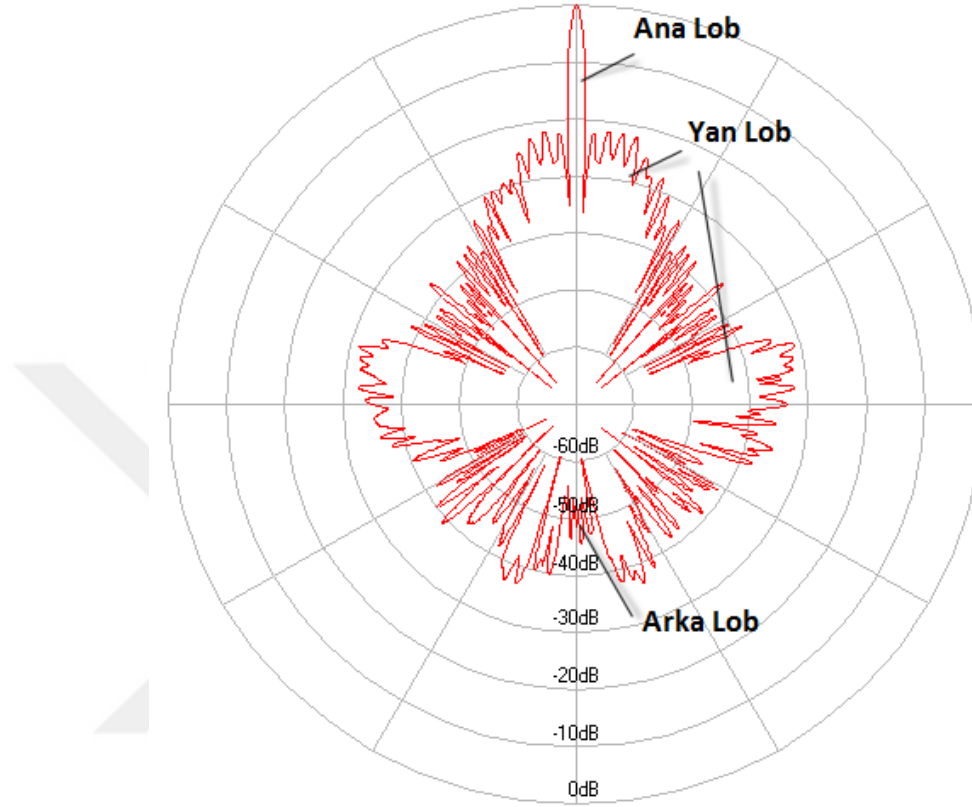
$$F^2(\theta, \varphi): \text{Güç ışıma vektörü} \quad (2.28)$$

$$|F(\theta, \varphi)|: \text{Alan ışıma vektörü} \quad (2.29)$$

Işıma diyagramı için kullanılan yönlü antenlerdeki terminoloji şu şekildedir:

- Ana Lob: Antenin en kuvvetli ışıma yaptığı yöndeki ışıma deseni. (Şekil 2.1)

- Yan Lob/Kulakçıklar: Ana lobun dışında oluşan istenmeyen desenler. (Şekil 2.1)
- Arka Lob: Antenin arkasında oluşan ışınma deseni. (Şekil 2.1)
- Huzme Genişliği: Ana kulakçık gücünün yarıya düştüğü noktalar (3 dB bölgesi) arası açı.



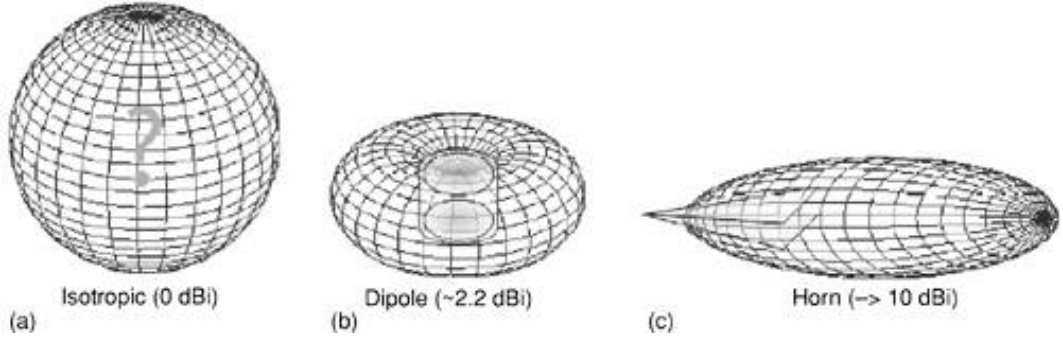
Şekil 2. 1 Işınma paterninin polar diyagram gösterimi

### 2.2.2 Anten Yönlendiriciliği

Horn veya parabolik benzeri antenler, gelen dalgayı bir noktaya odaklayarak çalışır. Bu tip antenler yönlü antenler olarak adlandırılır. Elektromanyetik enerjiyi uzayda kendinden eşit uzaklıktaki noktalara eşit olarak yayan veya eşit olarak alan antenlere yönsüz anten denir.

Şekil 2.2.a izotropik anten için 3-boyutlu ışınma desenini göstermektedir. Şekil 2.2.b bir dipol antene ait 3-boyutlu ışınma desenini göstermektedir. Dipol antenin ışınma deseninde görüldüğü gibi yatayda bir yönlendirme olmasa da düşeyde yapılan yönlendirme izotropik antende olan 0 dBi'lik yönlendiricilik kazancını artırarak, 2.2 dBi seviyelerine çekmiştir. Şekil 2.2.c ise bir horn antene ait ışınma desenini göstermektedir.

Bu antende hem yatayda hem de düşeyde yönlendirme yapılmış ve kazanç ifadesi de o oranda artmıştır.



Şekil 2. 2 İzotropik anten ve yönlendirilmiş anten için 3 boyutlu ışınma paterni

Bir antenin kazancı veya yönlendiriciliği, yayınım yaptığı doğrultudaki ışınma yoğunluğunun aynı güçle beslenen kayıpsız izotropik antenin ışınma yoğunluğuna oranıdır. Genellikle yönlendiricilik ile kazanç birbirlerinin yerine kullanılsa da aralarında farklılıklar vardır. Kayıpsız antenlerde yönlendiricilik aynı zamanda anten kazancıdır. Ancak, kayıplı antenlerde kazanç yönlendiricilik ile kayıp oranının (verimin) çarpımına eşittir. Anten yönlendiriciliği aşağıdaki denklemde verilmiştir:

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta \cdot d\phi} \quad (2.30)$$

### 2.2.3 Anten Kazancı

Anteni karakterize eden en önemli parametrelerden birisi de antenin kazancıdır. Antenler aktif elemanlar gibi kazanç ifadelerine sahip değildir. Kazançları referans bir noktaya göre hesaplanır. Her yöne aynı EM gücü paylaşan izotropik bir antenden ne kadar daha kısıtlı alana ışınma yaptığına bakılarak, verimlilik parametresinin de eklenmesiyle anten kazancı hesaplanır.

Yönlendiricilik kazancı antenin kayıpsız bir şekilde yapabileceği maksimum ışınma iken antenin kayıpları nedeniyle çoğu zaman gerçek kazanç ile ışınma yapar. Kayıplara genellikle hattaki uyumsuzluk neden olur. Anten kazancı, anten yönlendiriciliğinden yola çıkarak aşağıdaki şekilde bulunur.

$D$ : Yönlendiricilik kazancı (Directivity gain)

$G$ : Gerçek kazanç (Realized gain)

$e$ : Verimlilik

$$G = e \cdot D \quad (2.31)$$

Kazanç oranı  $dBi$  (desibel) ile ifade edilir. Anten kazanç ölçümleri özel olarak hazırlanmış bir alan içerisinde yapılır. Bu alan yansımaya ve dış etkenler izoledir. Ekranlı oda olarak da adlandırılır.  $A_e$ , EM dalgaların belirli bir mesafede aydınlatabildiği açıklık olmak üzere, bu açıklıkla ilişkili antenin kazanç hesabı için aşağıdaki denklemler kullanılabilir.

$e_A$ : Anten açıklık verimi

$A$ : Antenin alanı

$A_e$ : Anten etkin yüzeyi

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

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

#### 2.2.4 Işıma Gücü ve Direnci

Antenin ışıma gücü ( $P$ ), uzaya yayılan elektromanyetik dalganın gücüdür. Ohm yasasına göre anten ışıma gücü ile anten üzerinden akan akım arasında bir bağıntı bulunur. Işıma direnci bu bağıntının ara elemanıdır ve  $R_r$  ile gösterilir. Işıyan gücün çekilen akımın karesine oranı ışıma direncidir. Aslında fiziksel olarak olmayan bir sanal dirençtir.

$$P = R_r \cdot I^2 \quad (2.34)$$

#### 2.2.5 Işıma Verimi

Antenlerin verimleri tek bir kalemde toplanamaz. Ama iki kısma ayrılabilir. Literatürde kimi yerlerde bu ayırım ışıma verimi ve toplam verim olarak belirtilmiştir. Işıma verimi olarak bahsedilen terimin içinde antenin girişinden kabul ettiği gücün ne kadarını ısıttığı ölçüsü vardır. Burada oluşabilecek verim düşüklüklerinin sebepleri antenin kendi



yapısındaki iletken veya dielektrik kayıplarıdır. Buradaki kayıplar genel itibariyle çok olmazlar. Ve bu verim değeri için çoğu antende %97 - %98 gibi değerler görülebilir.

Diğer bir parametre olan toplam verim ise daha genel bir ifadedir. Toplam verim, antene girişinden verilen gücün ne kadarının ısıtıldığının ölçüsüdür. Işıma verimiyle farklılaşan noktası ışıma veriminde antenin kabul ettiği gücün ışınan EM güce oranı dikkate alınırken bu toplam verimde antene giren gücün ışıma oranından söz edilir. Yani antenin girişinden antene doğru bakarken gözükten empedansın etkisi bu toplam verim parametresi için muazzam ölçüdedir. Buradaki kayıplar ve antenin kendi yapısından kaynaklanan iletim kayıpları ısı enerjisi olarak açığa çıkacaktır. Antenin kaynaktan çektiği gücün bir kısmı ısı kayıp olarak antende harcanır. Toplam verim değeri antenin kendi yapısından kaynaklanan iletken ve dielektrik kayıpları dahil etmeden aşağıdaki şekilde açıklanabilir.

e: Toplam verimlilik

$R_r$ : Işıma direnci

$Z_0$ : Hattın empedansı

$\Gamma$  : Yansıma Oranı

$$e = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.35)$$

$$\Gamma = \frac{R_r - Z_0}{R_r + Z_0} \quad (2.36)$$

Hattın empedansı ile ışıma direnci arasında bir uyumsuzluk olduğunda antenin kazancı yönlendiricilik kazancından düşük olur. Verimlilik faktörü etkilenmiş olur ve verim düşer. Uyumsuzluktan kaynaklanan bu güç açığı da ısıya dönüşür.

## 2.2.6 Polarizasyon

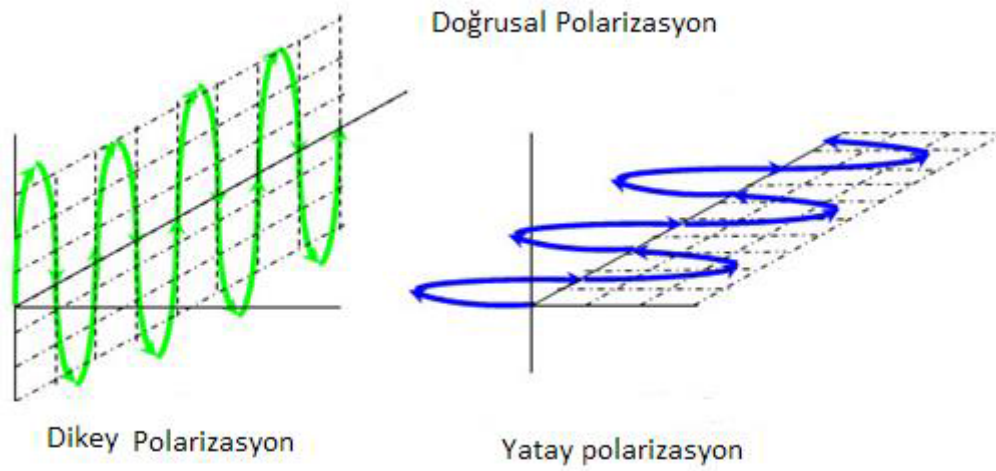
Polarizasyon, elektrik alan vektörünün uzayda zamana göre değişimidir. Lineer ve eliptik olmak üzere iki türüdür.

### 2.2.6.1 Lineer Polarizasyon

Elektrik alanın tek bileşeninin olduğu durum veya iki bileşeni olsa da bu bileşenler arasında faz farkının bulunmadığı durumdur. İki bileşen arasında faz farkı bulunmazsa bu polarizasyon lineer çapraz polarizasyon olarak adlandırılır. Lineer polarizasyonun diğer iki türü de yatay ve dikey polarizasyondur.

Yatay polarizasyon: Elektrik alan vektörünün hareket doğrultusu yere paraleledir.

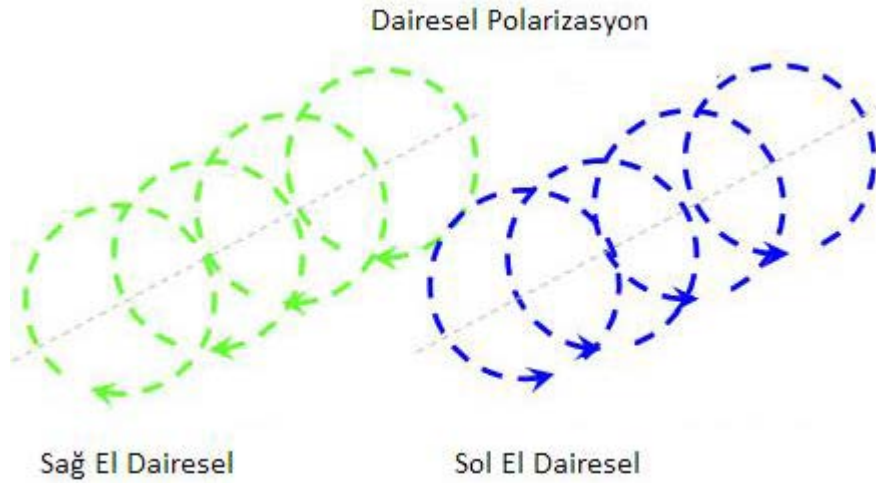
Düsey polarizasyon: Elektrik alan vektörünün hareket doğrultusu yere diktir.



Şekil 2. 3 Lineer polarizasyon tipleri

### 2.2.6.2 Eliptik Polarizasyon

Eliptik polarizasyona sahip ışıma yapan EM dalgaların elektrik alan çizgileri iki bileşene sahiptir. Bu iki bileşen arasında mutlak suretle  $90^0$  faz farkı bulunur. Lineer polarizasyonda da elektrik alan vektörünün iki bileşeni olabilir ama bu iki bileşen arasındaki faz farkı her zaman  $90^0$  derece olmak zorunda değildir. Eliptik polarizasyonda elektrik alan vektörünün iki bileşeninin genlikleri oranı 1 ise, yani EM ışıma birbirine eşit genlikli iki elektrik alan bileşenine sahipse bu polarizasyon tipi özel olarak dairesel polarizasyon olarak adlandırılır.

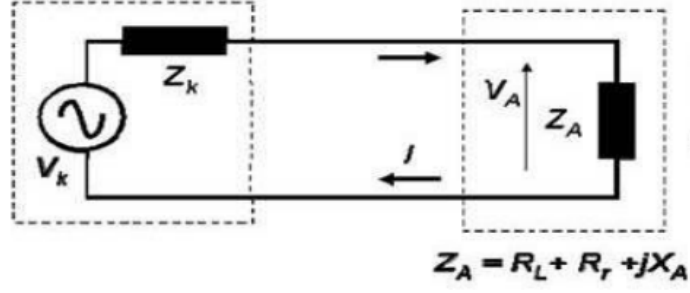


Şekil 2. 4 Eliptik polarizasyon tipleri

Bir haberleşme sisteminde verici lineer polarize edilmişse alıcının da o yönde polarize edilmiş bileşeni olmalıdır. Bu durumda alıcı lineer polarizeli ya da eliptik polarizeli olabilir. Eğer verici eliptik polarize edildiyse alıcının polarizasyonunun bir önemi yoktur. Fakat vericinin eliptik polarizasyonla yayın yapması demek yarım güç kayıpla yayın yapması demektir. Sabit vericiler genellikle lineer polarizasyonlu antenler ile yayın yapar, mobil alıcılar ise eliptik polarizasyonlu antenler kullanırlar. Verici ve alıcının arasında polarizasyon uyumu yoksa haberleşme olamaz.

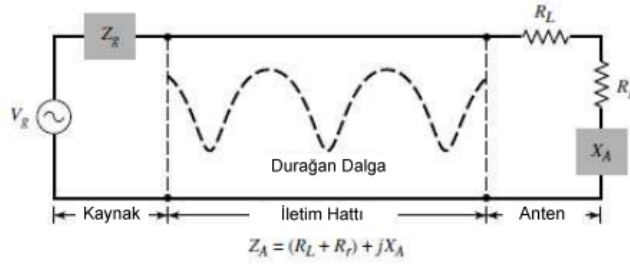
### 2.2.7 Giriş Empedansı, Yansıma Katsayısı ve Duran Dalga Oranı

Bir anten, besleme noktasında iki kapılı bir devrenin giriş kapısı gibi davranır. Bu noktada, besleme gerilim kaynağının bağlanacağı uçlar arasında bir empedans değeri gösterir. Bu değere giriş empedansı denir. Işıma yaparken besleme uçlarındaki gerilimin akıma oranı söz konusu frekanstaki empedans değeri olarak anılmaktadır. Giriş empedansı kaynaktan çekilecek ve antene aktarılacak güçler için önemlidir. Aşağıdaki şekilde empedansı  $Z_k$  olan kaynak, karakteristik empedansı  $Z_0$  olan bir hat üzerinden anteni beslemektedir. Empedansı,  $Z_A = R_L + R_r + jX_A$  olarak verilen antende  $R_L$  kayıpları,  $R_r$  ışıma direncini,  $X_A$  depolanan enerjiyi temsil etmektedir.



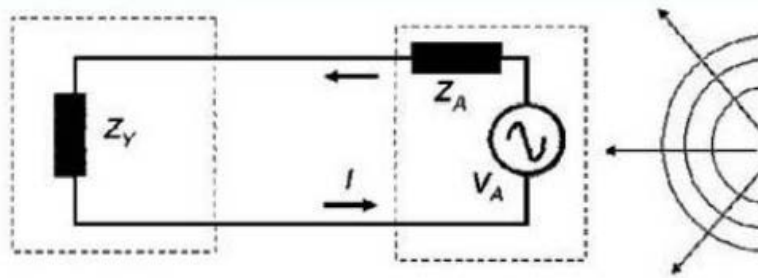
Şekil 2. 5 Anten eşdeğer devresi

Kaynak ile iletim hattı girişi ve anten ile iletim hattı sonu arasında empedans uyumu olması durumunda kaynaktan çekilen güç maksimum olur ve bu gücün tamamı yüke (antene) aktarılır. Aksi durumda iletim hattının her iki ucunda da geri yansımalar söz konusu olur. Bu yansımalar antenin ışıma gücünü azalttığı gibi kaynağa istenmeyen güç olarak döner ve ısınmalara neden olduğundan iletim hattı ve kaynağın ömrü kısalmır.



Şekil 2. 6 Verici anten eşdeğer devresi

Kaynak empedansının sanal kısmı anten giriş \$R\_L\$ empedansının sanal kısmını yok edecek şekilde (örneğin biri endüktif diğeri kapasitif) ise devrede güç birikimi söz konusu olmaz. Ayrıca kayıpların minimize edilmesi durumunda \$R\_L\$ sıfır kabul edilirse antenin kaynaktan çekeceği gücün tamamı ışınan güç olur ki idealde istenen durum budur. Genelde kaynak direnci ve iletim hattı karakteristik empedansı  $50 \Omega$  seçilir ve hesaplar ona göre yapılır.



Şekil 2. 7 Alıcı anten eşdeğer devresi

Uzaydan kaptığı elektromanyetik enerjiyi uçlarına bir  $V_A$  gerilimi şeklinde aktaran alıcı anten bu enerjiyi alıcı devre girişini temsil eden bir  $Z_Y$  empedansı üzerinde harcamaktadır. Yükün gördüğü anten empedansı ise  $Z_A$  ise yine yük, iletim hattı ve anten empedansı arasında uyum olması durumunda antenden maksimum güç çekilmekte antenin etkin yüzeyi yüksek olup ortamdaki yüksek elektromanyetik güç çekmesine karşın bunun tamamını alıcı devreye aktarması için empedans uyumu şarttır. Yine idealde hesaplar iletim hattı karakteristik empedansının ve yükün  $50 \Omega$  olmasına göre yapılır.

Hat üzerinde yansıyan voltajın gelen voltaja oranına yansıma katsayısı denir. Yansıma katsayısı 0 ile 1 arasında değişir. Yansıma katsayısının 0 olduğu durum  $V_{D0}=1$  olduğu duruma, yani duran dalganın olmadığı duruma karşılık gelmektedir. Yansıma katsayısının 1 olduğu durum hattın sonunun kısa devre ya da açık devre ile sonlandırıldığı duruma karşılık gelmektedir.

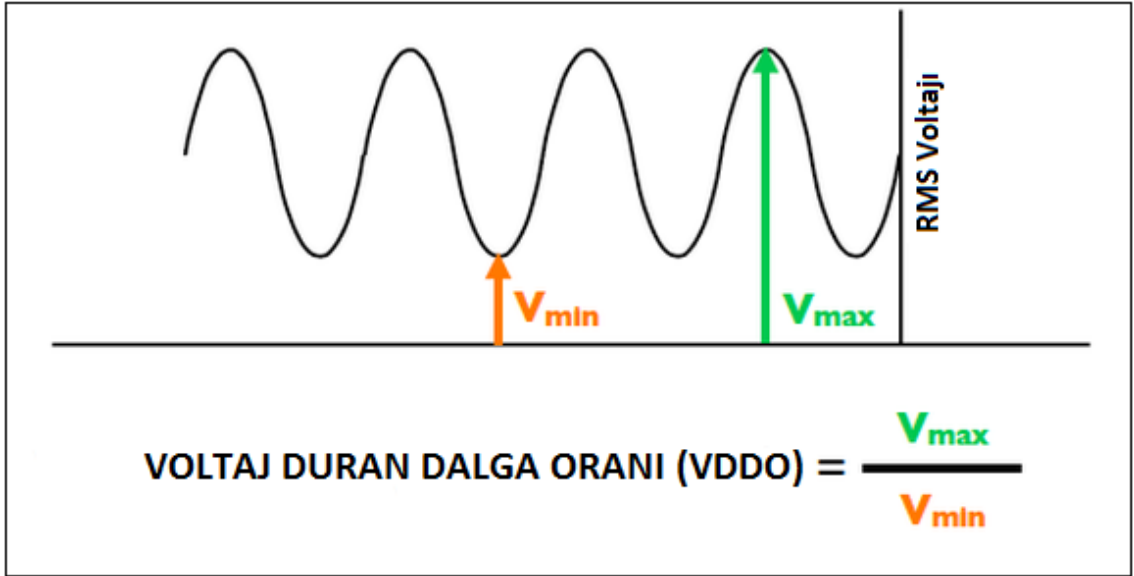
Yansıma katsayısı ( $\Gamma$ ) ve yansıma kaybı (reflection loss) aşağıdaki formüller ile hesaplanmaktadır.

$$\Gamma = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.37)$$

$$RL(dB) = -20 \log(\Gamma) \quad (2.38)$$

Hatta verilen RF enerjisinin ne kadarlık kısmının yüke aktarıldığını gösteren ölçüye “duran dalga oranı” denir. İletim hattı karakteristik empedansı ile sonlandırıldığında yükten girişe doğru bir yansıma olmaz. Bu duruma uygun empedans ile sonlandırma adı verilir. Hat uygun empedans hariç herhangi bir yük ile sonlandırıldığında yansıyan dalga bileşeni oluşur. Hat üzerinde ilerleyen ve yansıyan gerilim dalgalarının aynı fazda olduğu yerlerde gerilim değeri maksimum, zıt fazda olduğu yerlerde gerilim değeri minimum olur. Gelen ve yansıyan dalgaların başlangıç noktalarındaki faz değerleri sabit olduğundan, hat üzerinde oluşan gerilimin maksimum ve minimum noktalarının yeri değişmez. Böylelikle hat üzerinde duran dalgalar meydana gelir. Hat üzerindeki duran dalgada gerilim değerinin maksimum genliğinin minimum değerine oranı duran dalga oranı olarak adlandırılır. Gerilim duran dalga oranı 1 ile sonsuz arasında değişir.

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.39)$$



Şekil 2. 8 Duran dalga gerilim oranı (VDDO)

### 2.2.8 Anten Yüzeyi Etkifliği

Bir gözlem noktasından her yöne eşit ışımaya yapan anten izleniyor olsun ve bu anten ile gözlem noktası arasında R kadar mesafe olsun. Antenden yayılan tüm güç  $P_{rad}$  kadar olduğu varsayılırsa, bu gözlem noktasındaki güç yoğunluğu  $P_{rad}/(4\pi R^2)$  olur. Antenlerden yayılan EM dalgalar bir hedefe ilerlerken kayıplarla karşılaşılır, bu kayıplar gerek iletim hattındaki (çoğunlukla hava) kayıplar, zayıflamalar gerek yansıma kayıpları gerek kırılma kayıpları gerekse de kırınım kayıplarıdır. Işıma yapılan yüzeyin elektriksel büyüklüğüne göre çekilen gücün birim başına düşen güce oranı antenin etkin yüzeyidir.

Reflektör ve horn antenlerde bir yüzey aktif olarak kullanıldığı için bu parametrenin varlığından söz edilebilir, ama kablo ya da çizgi antenlerinde bu parametrenin varlığından söz edilemez. Reflektörülü yapılarda bu aktif kullanılan yüzey yapının kendi blokajları, besleme anteninin ışımaya karakteristiği gibi sebeplerle daralır, bu antenlerde önemli bir husus bu daralmayı minimum değerde tutmaktır. Anten etkin yüzeyi aşağıdaki ifade ile hesaplanabilir [4].

$$A_e = \frac{G \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad (2.40)$$

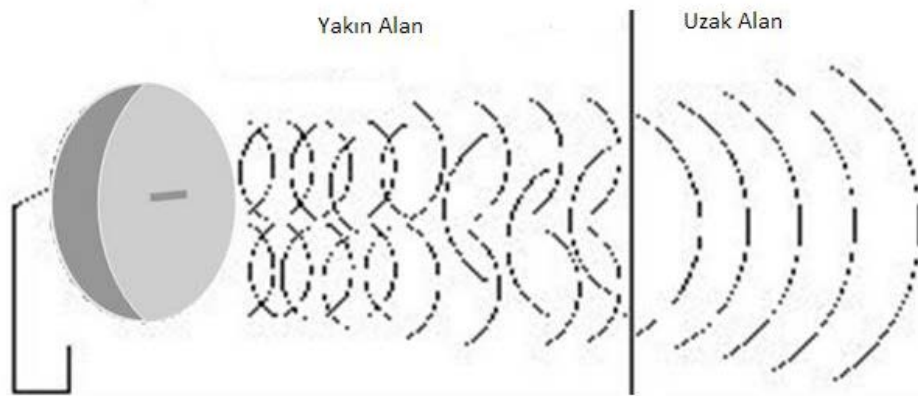
### 2.2.9 Uzak Alan – Yakın Alan Davranışları

Antenlerin ışınım denklemi gösterir ki antenlerin ışınım tanımında bazen R bazen R<sup>2</sup> bazen de R<sup>3</sup> ile başlayan terimler bulunur. Bu terimlerden R<sup>2</sup> ve R<sup>3</sup> ile başlayanlar yakın alanda çok daha etkili olurlar. Bu sebeple antenlerin belirli bir mesafeye kadar olan ışınmaları çok değişken olurken bir mesafeden sonra sadece R katsayılı terimler etkili olacağından az değişen bir ışınım karakteristiğine sahip olacaktır. Bu değişimin hızlı olması ışınım EM dalgasının fazının EM dalgasının her noktasında aynı olmaması sonucunu doğurur. Bu şekilde ilerleyen EM dalga düzlem dalga formunda ilerleyemez. Bu tanıma bir açıklama da şu şekilde eklenebilir, antenden küresel olarak yayılmaya başlayan EM dalgaları antene yakın yerlerde küresel bir formda gözlemlenir, lakin antenden uzaklaştıkça kürenin çapı çok büyüyeceği için ışınımın karakteristiği bir nevi düzlem gibi olur ve EM dalgasının bileşenleri arasında faz farklı bulunmayacak kadar azdır.

Bir mesafeden sonra düzlem dalgalar halinde ilerlemeye başlayan EM dalga artık çok değişmeyen bir yapıya sahiptir. Bu haldeki patren mesafeden bağımsız hale gelir ve anten ışınım paterni olarak da isimlendirilir. Bu mesafeye antenin uzak alan sınırı denir.

Uzak alan ifadeleri anten boyu (D) ve dalga boyu ( $\lambda$ ) ile ifade edilir. Uzak alan koşulları:

- Basit ve düşük kazançlı antenler için  $R_u \geq \lambda / 2\pi$  (2.41)
- Boyutları dalga boyundan küçük olan antenler için  $R_u \approx 10\lambda$  (2.42)
- Parabolik anten gibi büyük antenler için  $R_u = 2D^2 / \lambda$  (2.43)



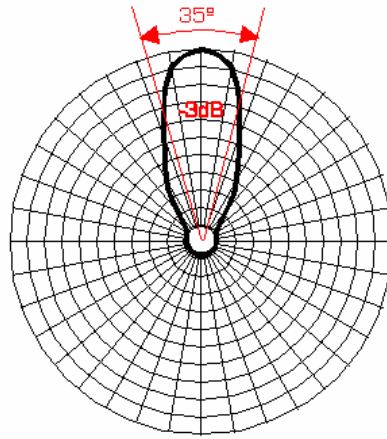
Şekil 2. 9 Uzak alan ve yakın alan koşulları.

### 2.2.10 Bant Genişliği

Belirlenen standartlara uygun olarak antenin iyi performansta çalıştığı frekans aralığıdır. Antenin karakteristik özelliklerinin (giriş empedansı, deseni, kazancı, polarizasyonu gibi) değişken olması nedeni ile bant genişliğinin net bir tanımı bulunmamaktadır. Uygulamaya bağlı olarak bant genişliği değişebilir. Aynı şekilde, herhangi bir antene yerleştirilen balunlar, dönüştürücüler ve uyumlaştırma devreleri de bant genişliğini etkileyebilir.

### 2.2.11 Huzme Genişliği

Bir antenin ışıma deseninde ana lobun aldığı maksimum değerin desibel mertebesinden 3dB aşağısında olan noktalar arasındaki uzaklığın derece cinsinden değerine “Yarım G Huzme Genişliği (YGHG)” tanımı yapılmaktadır. “Yarım güç” ifadesi bu -3dB değerinin lineer skalada 0.5’e eşit olmasından gelmektedir.



şekil 2. 10 Yarım g huzme genişliği

şekil 2.10’de görüldüğü gibi ana lobun maksimum değerinin 3dB altında kırmızı çizgiler ile ışıma deseni kesişmektedir. Bu kırmızı çizgiler arasındaki açısal mesafe bize “Yarım G Huzme Genişliği (YGHG)”ni verir.



### ÇİFT RİJİT HORN VE KAYDIRILMIŞ EKSENLİ ELİPS REFLEKTÖR ANTENLER

Bu bölümde KEE anten tasarımına giden süreç yapıda kullanılan prensiplerin ilk ortaya çıktıkları durumları da içine alarak işlenecektir. İlk olarak ÇRH anten tasarımına giderken bu antenin geliştirilme sürecinde nelerin ve hangi yapıların üstüste koyularak gidildiğini anlamak adına açıklık yapılarından bahsedilecektir. EM dalgalar herhangi bir kılavuz içinde ilerlerken bir açıklıkla karşılaştıklarında ışımaya başlarlar. Bu temelden yola çıkarak bu ışımaya prensibi ileride incelenmiştir. Ardından bu prensipten ilham alınarak ortaya atılmış olan horn anten yapılarına değinilmiştir. Bu antenler için yapılan geliştirmelerden özet olarak bahsedilmiş ve ÇRH antene gelmeden bir önceki adım olan piramidik horn antenler ve tasarımları işlenmiştir. Besleme yapısının son adımı olan ÇRH anten için yapılan geliştirmeler ve tasarım akışından bahsedilecektir.

İki reflektörlü yapıların ilk ortaya çıkış ve geliştirilme yöntemleri hakkında notlar bulunmaktadır. Bu süreçte ortaya çıkan iki reflektörlü anten tipleri incelenmiş ve KEE anten tasarımına giden kademeli süreç özetlenmiştir. KEE yapılarının geometrik ve parametrik yapıları tanıtılmış, tasarım metodu sırasıyla belirlenmiş ve yapı profili çıkarılmıştır.

#### 3.1 Açıklık Antenleri

Mikrodalga frekanslarında kullanılan en yaygın antenler açıklık antenleridir. Açıklık antenleri bir dalga kılavuzu formunda olduğu gibi açıklığı karesel, dikdörtgensel, çembersel ya da eliptik olabilir. Bu tip antenler uzay araçları ve hava araçları gibi araçların yüzeyine gömülerek monte edilebildiği için hava ve uzay uygulamalarında çok kullanışlıdır. Bazı uygulamalarda açıklık bir dielektrik malzeme ile kaplanabilir.

Dielektrik ile kaplama işlevi antenin çevresel koşullardan etkilenmesini azaltır. Bu yöntem yüksek hızlarda hareket eden bu tip araçlar için önemli olan aerodinamik profili de etkilemezler. Dalga kılavuzlarının tek tarafı açıksa o açık ağızdan ışımaya yapar ve anten gibi çalışır. Eğer hiç açık ağız yoksa bu durumda rezonatör (keskin filtre) olarak çalışırlar.

Bir kablo antenin ışımaya karakteristiği tel üstündeki akımın dağılımına göre tahmin edilip hesaplanabiliyordu. Ama çoğu kablo anten düzeninde akım dağılımını bilmek mümkün olmaz, ışımaya karakteristiğine yapılan yaklaşımlar fiziksel sezgiler ve uygulamalı deneyler ile yapılır. Bu durum açıklık antenlerde daha da zorlu durumlar ortaya çıkarır. Bu zorluktan doğan ihtiyaç ile ışımaya karakteristiğini elde etmek için alternatif metotlar geliştirilmiştir. Kablo üstündeki akımın dağılımından yola çıkmaktansa anten yüzeyindeki elektrik alanın ya da manyetik alanın dağılımından yola çıkan bir yöntem geliştirilmiştir (Field Equivalence Principle). “Huygens Eşdeğerlik Prensibi” de denen bu yöntem ile yüzeydeki alanlardan yola çıkılarak antenin ışımaya karakteristiği elde edilebilir.

### 3.1.1 Eş Alan Prensibi: Huygens Prensibi

Eş alan prensibi ilk olarak 1936 yılında S. A. Schelkunoff tarafında duyurulmuş [8], [9], “Bir başlangıç kaynağından çıkan dalgaların yüzeyindeki her bir nokta ikincil küresel bir kaynak olarak ele alınabilir ve bu ikincil küresel dalgalar başka bir dalga yüzeyi oluşturabilirler [10].” prensibi temel alınarak, daha bilinen adıyla Huygens formülasyonu olarak literatüre geçmiştir [11].

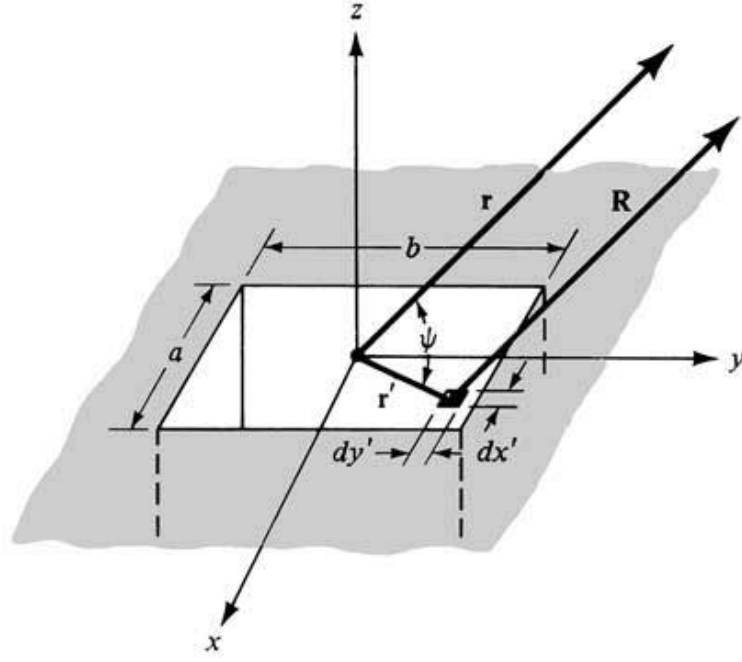
Şekil 3.1 ile gösterilen z eksenindeki açıklık ele alınarak,

$\vec{J}_e$  : Elektriksel kaynak için akım fonksiyonu,

$\vec{J}_m$  : Manyetik kaynak için akım fonksiyonu, (Manyetik kaynak için akım fonksiyonu olmaz. Gösterim için  $\vec{M}$  yerine  $\vec{J}$  kullanılmıştır.)

$\vec{E}_s, \vec{H}_s$  : Yüzeydeki eşdeğer elektrik ve manyetik alan vektörleri,

$\vec{n}_s$  : Ağız yüzeyinin normali.



Şekil 3. 1 Açıklık prensibi

### 3.1.1.1 Elektrik Kaynağı ile Işıma Karakteristiğinin Çıkarılması

Elektriksel kaynak baz alınarak,

$$\vec{J}_e = \vec{n} \times \vec{H}_s \quad (3.1)$$

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{x'=-a/2}^{a/2} \int_{y'=-b/2}^{b/2} \vec{J}_e(x', y') \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot d\vec{S}' \quad (3.2)$$

3.2 denklemini ile bulunan vektör potansiyeli,  $\vec{E}, \vec{H}$  ifadelerini bulmak için kullanılır.

$$\vec{H}_1 = \frac{\nabla \times \vec{A}}{\mu} \quad (3.3)$$

$$\vec{E}_1 = \frac{\nabla \times \vec{H}_1}{j\omega\epsilon} \quad (3.4)$$

Bulunan  $\vec{E}_1, \vec{H}_1$  vektörleriyle ışınım karakteristiği elde edilebilir.

### 3.1.1.2 Manyetik Kaynak ile Işıma Karakteristiğinin Çıkarılması

Manyetik kaynak baz alınarak,

$$\vec{J}_m = -\vec{n} \times \vec{E}_s \quad (3.5)$$

$$\vec{F} = \frac{\varepsilon}{4\pi} \int_{x'=-a/2}^{a/2} \int_{y'=-b/2}^{b/2} \vec{J}_m(x', y') \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot d\vec{S}' \quad (3.6)$$

3.2 denklemleri ile bulunan vektör potansiyeli,  $\vec{E}, \vec{H}$  ifadelerini bulmak için kullanılır.

$$\vec{E}_2 = \frac{\nabla \times \vec{F}}{\varepsilon} \quad (3.7)$$

$$\vec{H}_2 = \frac{\nabla \times \vec{E}_2}{j\omega\varepsilon} \quad (3.8)$$

Bulunan  $\vec{E}_2, \vec{H}_2$  vektörleriyle ışınım karakteristiği elde edilebilir.

### 3.1.1.3 Eş Alan Prensibi için Özel Durumlar

Antenin yapıldığı malzemelerin özelliklerine göre işlem yükünü azaltan bazı durumlar vardır. Bu durumlar, kullanılan malzemenin 'mükemmel elektriksel iletken' ve 'mükemmel manyetik iletken' olması durumudur.

#### Mükemmel Elektriksel İletken (PEC) Durumu

Bu özel durum altında,

$$\vec{J}_m = 0 \quad (3.9)$$

$$\vec{J}_e = 2 \cdot \vec{n} \times \vec{H}_s \quad (3.10)$$

Olur. Bulunan akım dağılım fonksiyonundan yola çıkarak ışınım karakteristiği elde edilir.

#### Mükemmel Manyetik İletken (PMC) Durumu

Bu özel durum altında,

$$\vec{J}_e = 0 \quad (3.11)$$

$$\vec{J}_m = -2 \cdot \vec{n} \times \vec{E}_s \quad (3.12)$$

Olur. Bulunan akım dağılım fonksiyonundan yola çıkarak ışınım karakteristiği elde edilir.

### 3.2 Horn Antenler

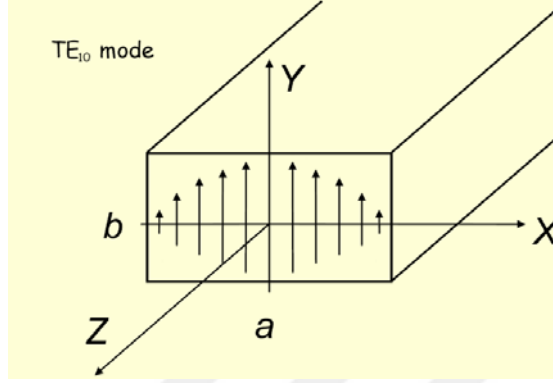
Horn antenler en temel mikrodalga antenlerden biridir. İlk olarak 1897 yılında Londra Royal Enstitüsünde J. Chunderbose tarafından tanıtılmıştır. Ancak Guglielmo Marconi ilk kıtalar arası kablosuz iletimi başardığı zaman horn antenlere olan ilgi azalmaya başlamıştır. Bu ilgisizlik 2. Dünya Savaşı'na kadar sürmüştür. Dünya Savaşı sırasında mikrodalga teorisi araştırmacılar arasında popüler hale gelmiştir.

Dikdörtgen kesitli iletim borusunun kenarlarının genişletilmesiyle sektörel horn antenler elde edilir. Burada hornu besleyen dalga kılavuzu genellikle  $TE_{10}$  moduyla uyarılır. Bu hornun açıklığının geniş kenarı boyunca sadece elektrik alan bileşeni varsa, elektrik sektörel horn veya E-düzlem sektörel horn, sadece manyetik alan bileşeni varsa, manyetik sektörel horn veya H-düzlem sektörel horn olarak isimlendirilir. Dikdörtgen kesitli dalga kılavuzunun her iki kenarının genişletilmesiyle elde edilen antene de piramidik horn denilmektedir. Bunun yanında bir başka horn anten tipi de konik horn antenlerdir. Bu tip antenlerde genellikle dairesel kesitli dalga kılavuzları besleme olarak kullanılır. Ağız açıklığının çekli daireseldir. Bu antenlerin açık olan ağzından ışımaya olduğundan anten olarak horn antenler denilebilir.

Horn antenler yüksek kazanç ve yönlü ışımaya karakteristiğine sahiptirler. Tipik olarak bu değer 10 ile 20 dB arasında değişir. Ama uygulamaya ve ihtiyaca göre 25-26 dB kazançlarında horn antenlerde tasarlanabilmektedir. Horn antenler çok küçük kayıplı olduklarından dolayı, horn antenin yönlendiriciliği kanaca antenin kazancına eşittir.

Horn antenler dalga kılavuzlarıyla, dalga kılavuzları ise kısa dipoller ile beslenir. Bir dalga kılavuzu basitçe içi boş bir metalden oluşur. Dalga kılavuzları genellikle elektromanyetik enerjiyi bir noktadan başka bir noktaya taşırlar. Aslında dikdörtgen dalga kılavuzunun kendisi, açık ucundan ışımaya yapması sebebiyle anten olarak görülebilir. Dalga kılavuzunun empedansı, dalga kılavuzunun açık ucundaki ortamın empedansı ile uyumsuzluk gösterir. Böylece dışarıya doğru yönelmiş dalganın bir kısmı geri yansır. Horn anten dalga kılavuzuyla, dalga kılavuzunu sarmış ortam arasında bir tür eşleşme ortamı sağlamaktadır. Yani dalga kılavuzu empedansı ile dalga kılavuzunu saran ortam arasındaki empedans uyumunu sağlamak için kılavuzun her iki yöne ağzının genişletilmesi gerekmektedir. Bu da horn antenleri meydana getirir.

Ayrıca bu durum antene iyi bir yönlendiricilik özelliği de kazandırır. Sonuç olarak, dalga kılavuzunun horn anten ile sonlandırılmasındaki amaç, empedans uyumu sağlamak, geriye yansıyan dalganın enerjisini minimize etmek ve iletilen dalganın enerjisini maksimize etmektir.



Şekil 3. 2 TE10 modunda sürülmüş dalga kılavuzu

### 3.2.1 Klasik Horn Anten Çeşitleri

Çift rijit horn anten tasarımına ilerleyen süreç bir takım temel anten tiplerinden yola çıkarak tanımlanabilir. Bu antenlere sırasıyla sektörel antenler ve piramidik antenler örnek verilebilir. Ayrıca bu kısım temel açıklık antenlerinin ışım prensiplerini pratik olarak kavramada yardımcı olacaktır.

#### 3.2.1.1 Sektörel Horn Antenler

Frekans spektrumunun genişliği elektromanyetik hornun gerçekleşmesinde önem taşımaktadır. Hornda iki farklı frekansta çalışırken genişleme açısı ve hornun aksenal uzunluğu iki frekans oranında değiştirilir. Bir frekans bandında kullanılan belirli bir hornun genişleme açısı için hiçbir elektriksel sınırlama yoktur. Ancak dominant mod  $TE_{10}$  uyarılmasında hornun boyutlarına göre hem alt hem de üst frekans sınırlaması yapmak zorunludur. Kullanılabilecek en düşük frekans, bahsedilen iletim hattının kesim frekansıdır. Kullanılabilir en yüksek frekans ise iletim hattında dominant mod dışında oluşabilecek modlarla sınırlıdır. Uzun hornlarda aksenal uzunluk kullanılan frekansların oranları ile orantılı olacaktır. Kısa hornlar için bu yaklaşımın uzun hornlara yapılarına nazaran hatası daha büyüktür. Belirli bir frekans bandında çalışacak hornun boyutları öyle seçilmelidir ki bu bandın tüm frekansları bu sınırlar içinde kalsın. Sırasıyla üst ve alt

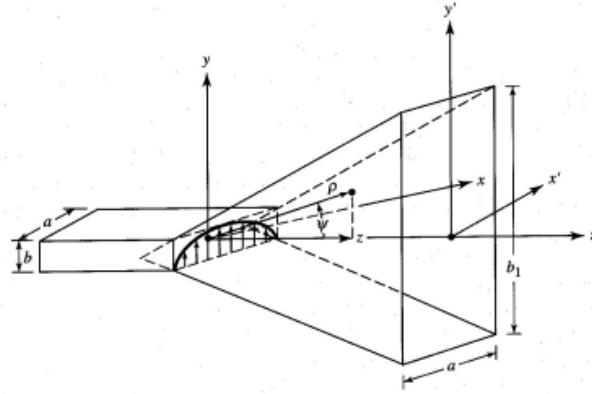
frekans sınırlarında en uzun ve en kısa elektriksel uzunluklar belirlenebilir. Sektörel horn antenlerin ışınma desenlerinden şu sonuçlar çıkarılabilir;

- Horn yan kulaklardan artırılmış bir ana kulak verebilir.
- Horn antenin ışınmasında optimum bir genişleme açısı vardır.
- Kulak boyu horn büyüklükleri ile istenen seviyelere getirilebilir.

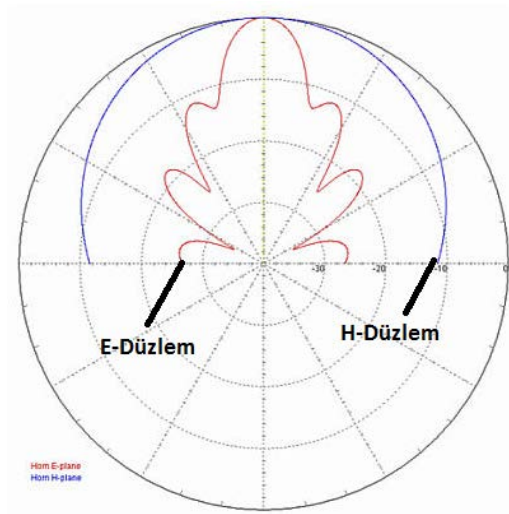
Horn anten çıkış gücü ve kulağın genel şekli birbiri ile uyum içerisinde ve bu geniş bir frekans bandında geçerlidir.

### E-Düzlem Horn Anten

Hornun açıklığının geniş kenarı boyunca sadece elektrik alan bileşeni olan anten yapılarıdır.



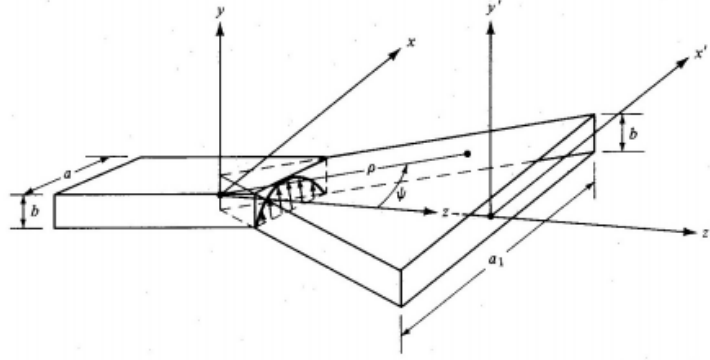
Şekil 3. 3 E-düzlem horn antenin fiziksel yapısı



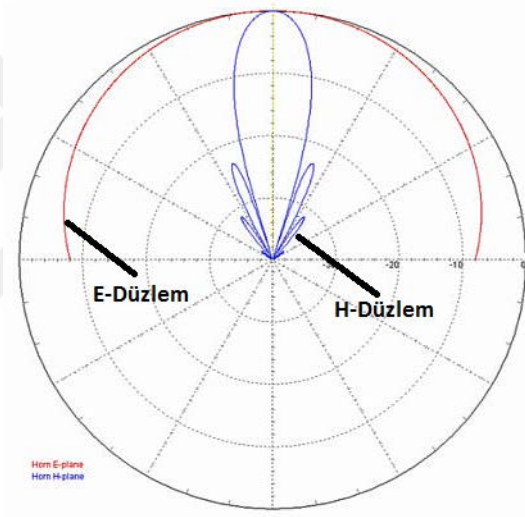
Şekil 3. 4 E-düzlem horn antenin ışınma paterni

## H-Düzlem Horn Anten

Hornun açıklığının geniş kenarı boyunca sadece manyetik alan bileşeni olan yapılardır.



Şekil 3. 5 H-düzlem horn antenin fiziksel yapısı



Şekil 3. 6 H-düzlem horn antenin ışım paterni

### 3.2.2 Piramidik Horn Antenler

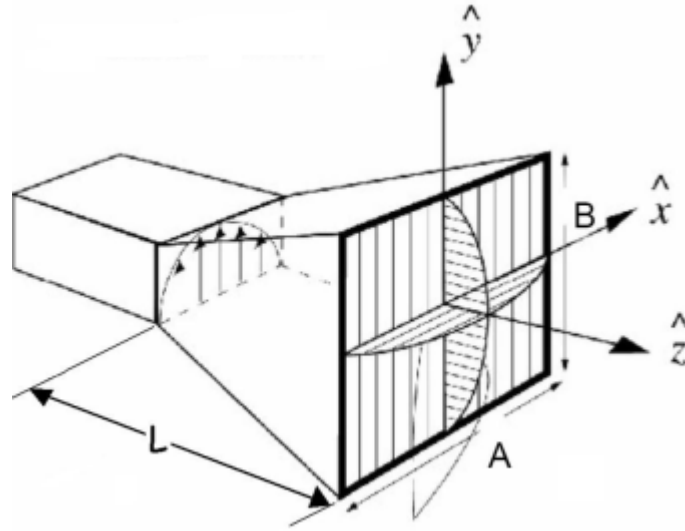
Dikdörtgen kesitli dalga kılavuzunun her iki kenarının genişletilmesiyle oluşan yapılardır.

Aşağıda piramidik horn için yapılmış bir analiz sonucu bulunmaktadır.

A: Horn antenin ağzının  $x$ -eksenindeki açıklığı

B: Horn antenin ağzının  $y$ -eksenindeki açıklığı





Şekil 3. 7 Piramidik horn antenin fiziksel yapısı

Piramidik horn antenlerde ağız açıklığı her iki eksendeki faz hatasından da etkilenir.

Elektrik alan vektörü:

$$\vec{E}(x, y) = E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot x}{A}\right) \cdot e^{-j \cdot 8 \cdot \pi \cdot \frac{x^2}{A^2}} \cdot e^{-j \cdot 8 \cdot \pi \cdot \frac{y^2}{B^2}} \cdot \vec{u}_y \quad (3.13)$$

Olarak verilmektedir. Ayrıca anten aşağıdaki geometrik koşulları da sağlamalıdır.

$$\rho_H \left(\frac{1-a}{A}\right) = \rho_E \left(\frac{1-b}{B}\right) = L \quad (3.14)$$

Piramidik hornların yönlendiricilikleri sektörel E-düzlem ve H-düzlem hornların kombinasyonudur. Aşağıda bu kombine formülize edilmiştir.

$$D_p = \frac{\pi}{32} \cdot \left(\frac{\lambda}{A} \cdot D_E\right) \cdot \left(\frac{\lambda}{B} \cdot D_H\right) \quad (3.15)$$

Standart kazançlı piramidik hornlar aşağıdaki optimum şartlar üzerine tasarlanır.

$$A = \sqrt{3 \cdot \lambda \cdot \rho_H} \quad (3.16)$$

$$B = \sqrt{2 \cdot \lambda \cdot \rho_E} \quad (3.17)$$

$$G = \varepsilon_{ap} \cdot \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \cdot A_p \quad (3.18)$$

3.19 ile verilen denklemde  $\epsilon_{ap}$  antenin etkin açıklığını,  $A_p$  açıklık alanını göstermektedir. Pratik olarak açıklık verimi %50 olarak alınır. Bu durumda kazanç ifadesi:

$$G = \frac{1}{2} \cdot \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \cdot A \cdot B \quad (3.19)$$

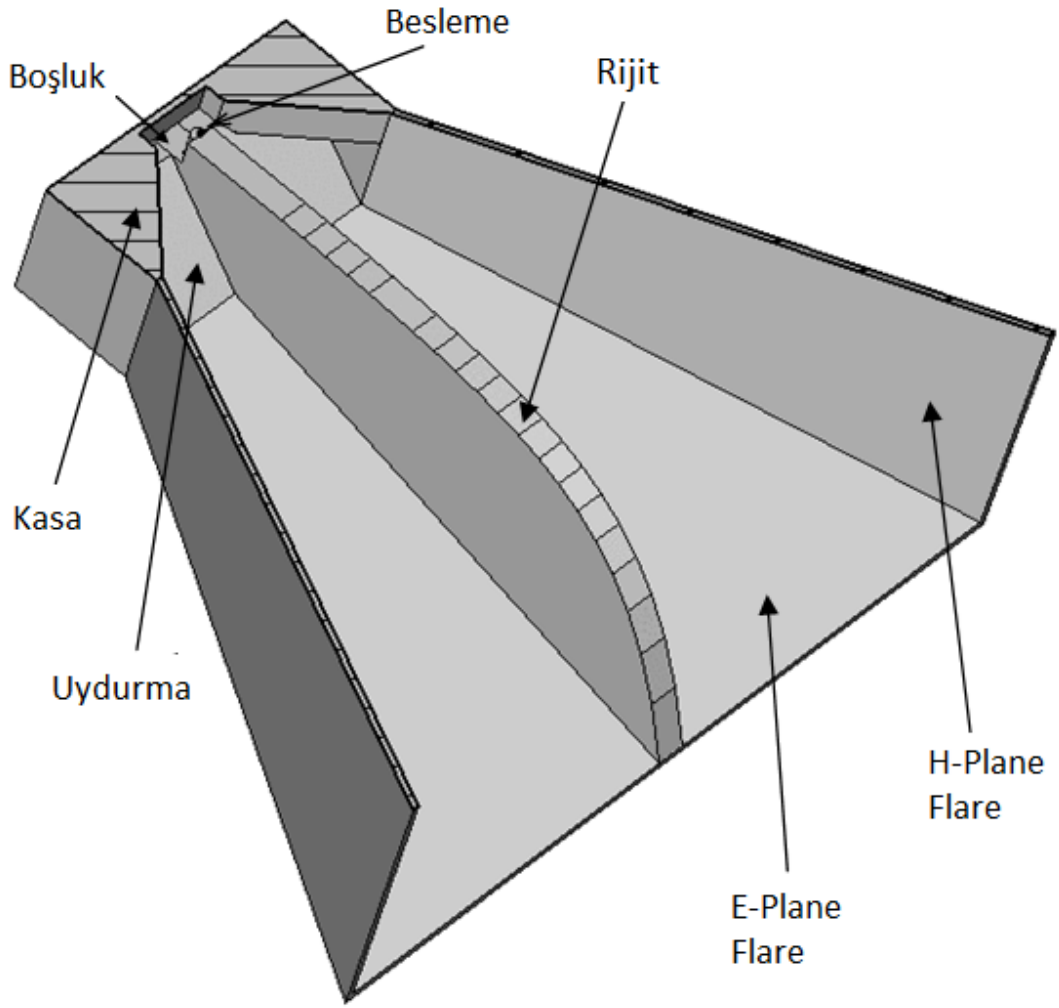
Halini alır.

### 3.3 Çift Rijit Horn Antenler

Çift rijit horn antenlerin son dönemdeki popülerliği birçok uygulamada geniş bantlı biconical ve log periyodik antenlerin yerini almıştır. Uygulama çeşitliliği de gitgide artmıştır. Geniş bant ÇRH antenler, yüksek kazanç ve yönlendiricilik, düşük VDDO, tüm bant boyunca kabul edilebilir bir yarım güç huzme genişliği, kolay besleme, muadil anten tiplerine göre kolay üretim ve yüksek güçler kabul edebilmesi gibi çok yararlı özelliklere sahiptirler. Bu özellikler ÇRH antenlere elektromanyetik uyumluluk (EMC), standart anten ölçümleri, haberleşme sistemleri, takip sistemleri, yansıtıcı beslemesi ve radar gibi birçok alanda kullanım imkânı verir.

Klasik horn antenler kısmen sınırlı bir bant genişliğine sahiptirler. Walton ve Sundberg [12], rijit dalga kılavuzlarından yola çıkarak ilk kez horn antenlerin yapısına rijit eklemeleri yapmayı ortaya atmışlardır. Dizaynın tamamlanması 1970 yılların başında Kerr'in [13] boyutlarını deneysel yollarla belirlediği bir horn anten beslemesi fikriyle gerçekleşmiştir.

İlk ÇRH antenin tasarımından itibaren besleme kısmında en önemli dikkat edilen şey kullanılacak bandın tümünde yalnız dominant modun yayılmasının sağlanmasıdır. Bir dalga kılavuzunun ya da horn yapısının içerisindeki rijit yapılar kapasitif özellik gösterirler ve baskın yayılma modunun ( $TE_{10}$ ) kesim frekansını aşağı çekerler. Bu da antenin çalışma bant aralığını artırmış olur. Nümerik tekniklerin ve simülasyonların gelişmesine kadar uzunda bir süre bu antenler kabul edilebilir performanslarla üstlerinde çok geliştirme yapılmadan kullanıldılar. Son yıllarda nümerik yöntemlerin ve yöntemleri uygulayabilecek donanımların gelişmesiyle yeniden bir geliştirme ve optimize etme süreci başlamıştır.

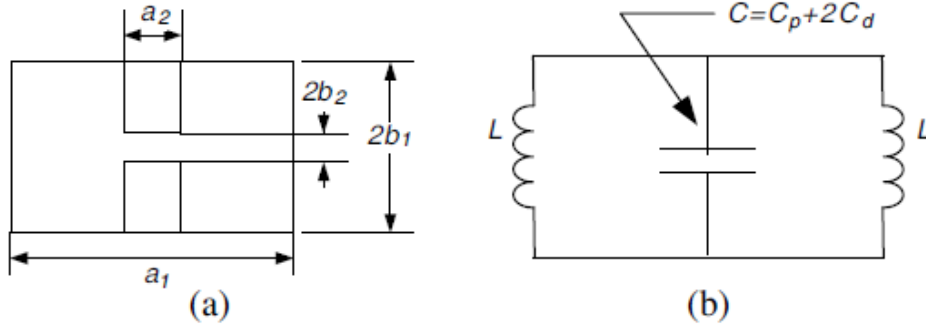


Şekil 3. 8 ÇRH antenin fiziksel yapısı

Şekil 3.8 ile verilmiş olan ÇRH anten yapısında besleme olarak belirtilen kısımdan koaksiyel tipi bir sinyal uyarmasıyla iç uç iletken bir rijit kısma dış uç iletken de diğer rijit kısma temas ederek anten beslenir. Gerek rijit dalga kılavuzunun gerek rijit horn yapısının konektörde gözüken  $50 \Omega$  empedanslı beslemeyi kendi empedanslarıyla eşlemeye ihtiyaçları vardır. Boşluk ve uydurma olarak belirtilen bu kısımlar antenin empedans uydurma işlemi yapmaya yardımcı olur. Rijit ile belirtilen kısım önceki satırlarda da açıklandığı üzere anten içinde yayılan EM dalganın kesim frekansını daha aşağıya çekmeyi sağlamaktadır. E ve H yüzeyi açıklıklarının açılma açısı ve ulaştıkları toplam ağız genişlikleri antenin huzme genişliğini, kazancını ve yönlendiriciliğini belirlemede etkin rol oynarlar.

### 3.3.1 Rijit Dalga Kılavuzu

Daha önce belirtildiği gibi rijit dalga kılavuzları, rijit olmayan dalga kılavuzlarına göre kesim frekansları daha aşağıya düşürülmüş dalga kılavuzlarıdır. Bu yapının Şekil 3.9.a'da gösterimi verilmiştir. Şekil 3.9.b'de ise eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 3. 9 Çift Rijit dalga kılavuzu. (a) Fiziksel yapısı. (b) Eşdeğer devresi

Şekil 3.9 ile verilen eşdeğer devrede toplam kapasitans iki ayrı kapasitansın toplamı olarak verilmiştir.  $C_p$  değeri her birim uzunluğun yüzey kapasitansı,  $C_d$  ise yapıdaki devamsızlıktan(discontinuity) kaynaklanan kapasitansdır. Her birim uzunluğun yüzey kapasitansı,

$$C_p = \epsilon \frac{a_2}{b_2} \quad (3.20)$$

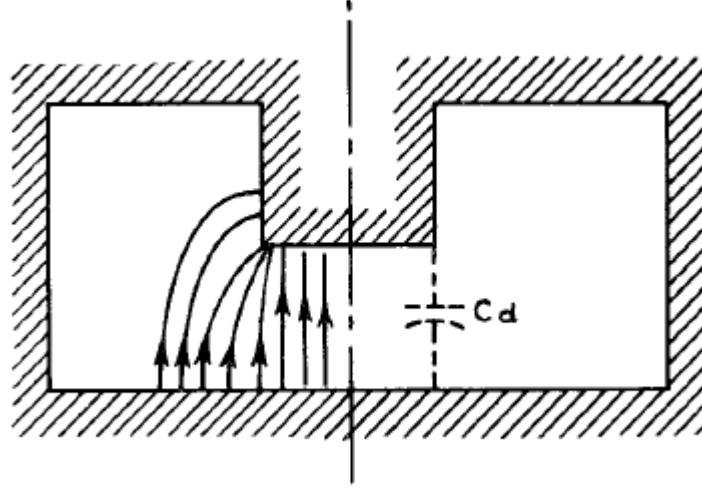
Olarak ifade edilebilir.  $\epsilon$  değeri bulunulan ortamın permitivitesidir. Ve bu değer boşlukta  $8.854 \times 10^{-12}$  F/m'ye eşittir.  $C_d$  kapasitesini bulmak için öncelikle,

$$x = \frac{b_2}{b_1} \quad (3.21)$$

Olmak üzere,

$$C_d = \frac{\epsilon}{\pi} \left[ \frac{x^2 + 1}{x} \cosh^{-1} \left( \frac{1 + x^2}{1 - x^2} \right) - 2 \ln \frac{4x}{1 + x^2} \right] \quad (3.22)$$

ile bulunur [14]. Bu discontinuity kapasitesini ve rijit dalga kılavuzu içindeki elektromanyetik alanı gösteren görsel Şekil 3.10 ile verilmiştir.



Şekil 3. 10 Çift Rijit dalga kılavuzu içindeki EM alan dağılımı

Bu durumda toplam kapasitans,

$$C = C_p + 2C_d \quad (3.23)$$

Şekil 3.9 ile verilen eşdeğer devredeki her birim uzunluğun endüktansı şu şekilde hesaplanır,

$$L = \frac{1}{2} \frac{\mu(a_1 - a_2)}{2} (b_1) \quad (3.24)$$

(3.23)'de verilen  $\mu$  sayısı ortamın geçirgenliğidir (permeabilty). Ve boşlukta  $4\pi \times 10^{-7}$  H/m'dir. Rijit dalga kılavuzlarının düşürülmüş kesim frekansı ( $f_c'$ ),

$$f_c' = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L/2)C}} \quad (3.25)$$

ile bulunur. Yukarıdaki (3.23)'de C kapasitesi eğer çift rijit dalga kılavuzu için bulunuyorsa (Şekil 3.9.b) yarıya indirilmelidir. Aynı şekilde (3.24)'deki L endüktansı da (3.23) ve (3.24) denklemleri (3.25)'de yerine koyulursa,

$$f_c' = \frac{1}{\pi\sqrt{\mu\varepsilon} \sqrt{\left(\frac{a_2}{b_2} + \frac{2C_d}{\varepsilon}\right)} (a_1 - a_2)(b_1)} \quad (3.26)$$

Bulunur. Rijit yapıya sahip olmayan  $a_1$  genişliğinde bir dalga kılavuzunun kesim dalga boyu  $f_c'$ 'dir. Bu durumda kesim frekansının kaç oranında aşağıya çekildiğini veren formül ise (3.27)'de verilmiştir.

$$\frac{f_c'}{f_c} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\left(\frac{a_2}{b_2} + \frac{2C_d}{\varepsilon}\right) \left(\frac{b_1}{a_1}\right) \left(1 - \frac{a_2}{a_1}\right)} \quad (3.27)$$

Artık rijit dalga kılavuzunda dominant modda ( $TE_{10}$ ) yürüyen EM dalganın empedansı bulunabilir. Frekans bağımlı olan bir empedans değeri için çalışılan frekans sonsuza götürülerek aşağıdaki denklem yazılabilir [14].

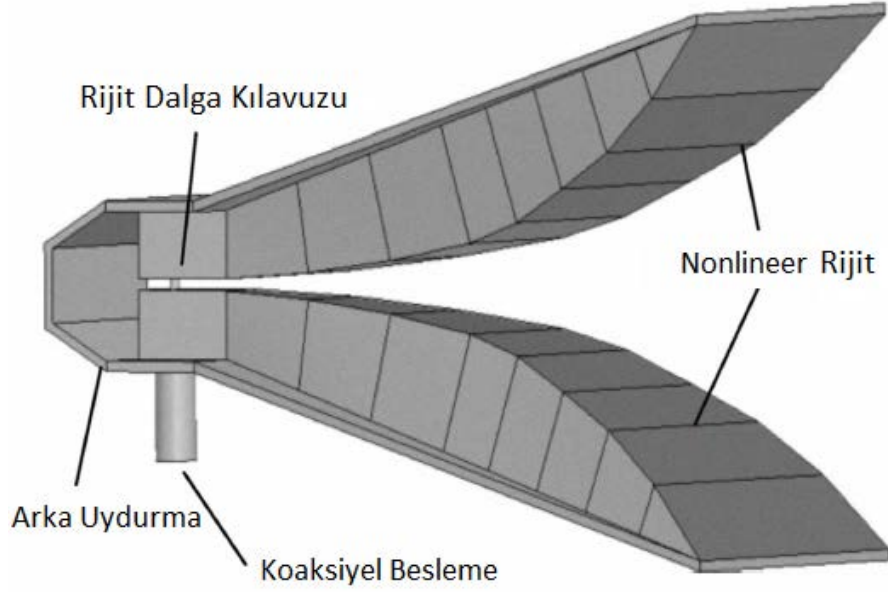
$$Z_{0\infty} = \frac{120\pi}{\frac{2C_d}{\varepsilon} \cos\left(\frac{a_2}{a_1} \frac{\lambda_c}{\lambda_c'} \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{\pi} \frac{\lambda_c'}{b_2} \sin\left(\frac{a_2}{a_1} \frac{\lambda_c}{\lambda_c'} \frac{\pi}{2}\right)} + \dots + \frac{120\pi}{\frac{b_2}{b_1} \sin\left(\frac{a_2}{a_1} \frac{\lambda_c}{\lambda_c'} \frac{\pi}{2}\right) \tan\left(\left(\left(1 - \frac{a_2}{a_1}\right) \frac{\lambda_c}{\lambda_c'} \frac{\pi}{2}\right) / 2\right)} \quad (3.28)$$

İstenen frekansa göre yukarıdaki genel formül aşağıdaki şekilde özelleştirilir.

$$Z_0 = Z_{0\infty} / \sqrt{1 - (f_c' / f)^2} \quad (3.29)$$

### 3.3.2 Arka Uydurma Boşluğu

ÇRH antenler çok geniş bantlı olduklarından dalga kılavuzları içerisinde yürüyen EM dalganın empedansı bandın her bölgesi için çok iyi empedans uyumu sağlamaya yetemez. Bu durumda bir takım empedans uydurma çalışmaları gerekir. Şekil 3.11 ile gösterilen bu boşluk tasarımdan tasarıma fark gösterecektir.



Şekil 3. 11 ÇRH antende rijit yapısı

### 3.3.3 Horn Anten Flare ve Rijit Yapısı

Horn anten içersindeki rijit yapıyı hem genişlik hem uzunlamasına eğimlendirerek hem çalışılan bant aralığı artmış olur hem de anten daha kompakt hale getirilebilir. Rijit profili, lineer, eksponansiyel ve dairesel olarak 3 farklı şekilde ele alınabilir. En çok kullanılması tercih edilen profil genişlikte lineer eğimlendirme iken uzunlamasına eksponansiyel eğimlendirmedir. Eksponansiyel olarak yapılandırılan rijit aşağıdaki genel formül ile modellenebilir.

$$S(z) = ae^{bz} + c \quad (3.30)$$

Yukarıdaki formülde  $z$  ekseninde uzunlamasına konumlandırılmış bir rijit modellenmiştir.  $a$ ,  $b$  ve  $c$  bağımsız değişkenleri rijit yapıları arasındaki mesafe, horn antenin ağız açıklığı ve uzanma boyuna göre değerler almaktadır.

Ayrıca biraz daha özelleşmiş bir eksponansiyel rijit profili (3.32) ile verilmiştir.  $L$  horn antenin genişleyen kısmının lineer uzunluğu,  $Y_A$  antenin ağız açıklığı ve  $d$  rijit parçaları arası uzaklık olmak üzere,

$$\delta = \frac{1}{L} \ln\left(\frac{Y_A}{d}\right) \quad (3.31)$$

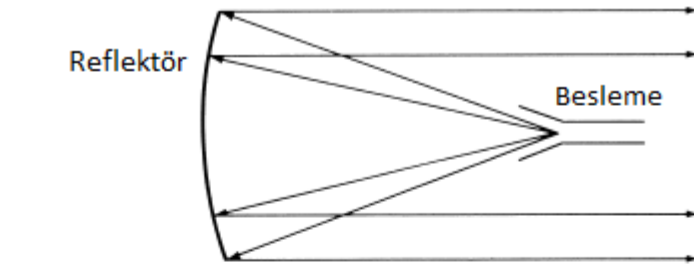
ve

$$y(z) = \frac{d}{2} e^{\alpha z} (0 \leq z \leq L) \quad (3.32)$$

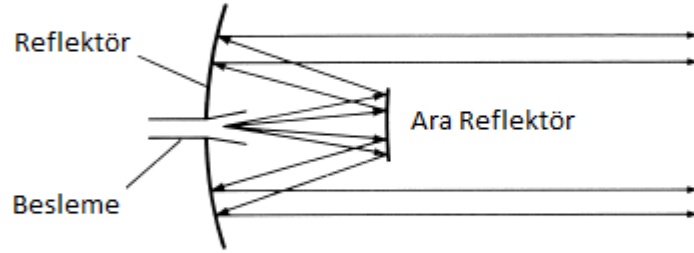
olur. (3.32) ile verilen denklem antenin 3 boyutlu modellenmesinde kullanılacaktır.

### 3.4 Reflektör Antenler

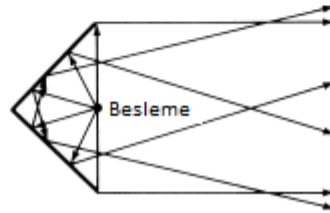
Elektromanyetik dalgaların çok uzak mesafelere ulaştırılması ihtiyacı daha farklı anten tiplerinin tasarlanmasına yol açmıştır. Reflektör antenler çok çok küçük huzmelere yayılım yapabilir. Bu durumda antenin kazancı da artmaktadır. 50dB'lere kadar uzanabilen kazançlar yakalanabilir. Besleme anteninden çıkan dalgalar reflektörden yansdıktan sonra düzlem dalga şeklinde hareket ederler. Huzmenin bu derece küçülmesini sağlayan prensip de budur. Şekil 3.12'da parabolik ve diğer tip reflektörlü anten yapıları gösterilmiştir.



(a) Parabolik Reflektör Anten



(b) Çift Yansıtıcılı Reflektör Anten



(c) Köşe Reflektör Anten

Şekil 3. 12 Reflektör antenler



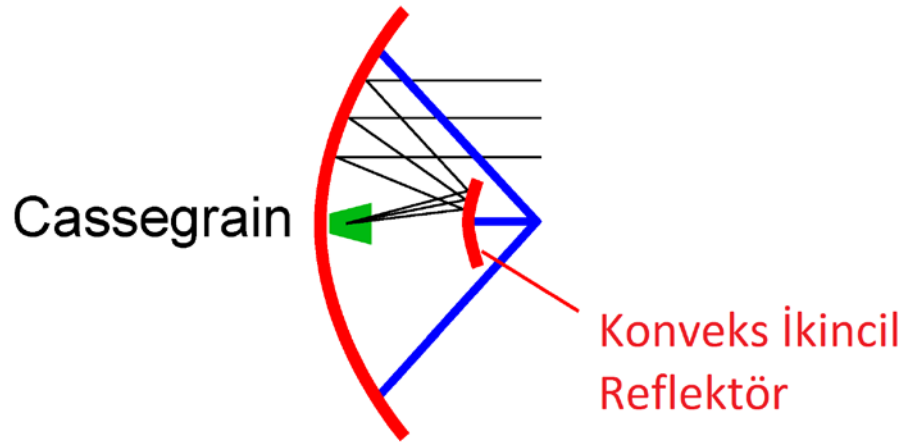
Antenler, reflektörün yerleştirildiği konuma, beslemenin yerleştirildiği konuma, yerleştirilme şekline, reflektör sayısına gibi karakterlere göre gruplanabilirler. Çift reflektörlü olarak en çok kullanılan iki tip aşağıda listelenmiştir. Bu tiplerde eksen simetrik ya da asimetrik tasarımlar literatürde bulunmaktadır.

- Cassegrain Antenler
- Gregorian Antenler

### 3.4.1 Cassegrain Reflektör Antenler

Fransız heykeltıraş Sieur Guillaume Cassegrain aynalı teleskobun özel bir biçimini yapmıştır. Bir cassegrain teleskop iki aynadan oluşur: Ana ayna ve tali ayna. Geleneksel bir teleskopta ise ışınlar ana aynada toplanır ve adeseye yönlendirilir. Işık teleskoptan çıkarak gözlemciye gelir. Cassegrain teleskopta aynanın ortasında bir delik yer almaktadır. Ana ayna vasıtasıyla ışık toplanır ve ikinci aynaya gözlem deliğine yönlendirilir. Gözlemci ikinci aynada resmi ana aynadaki delik vasıtasıyla görür.

Telekomünikasyon ve radar uygulamalarında kullanılan Cassegrain antenlerde boynuz konkav biçimindeki yansıtıcı yüzeyinin biraz üzerinde bulunur ve ışınlar konveks biçimli ana yansıtıcının odak noktasına yakın bir yerde bulunan ikinci bir yansıtıcıya yönlendirilir. Besleme ünitesi enerjisi (çoğu kez horn anten besleyici), ikincil yansıtıcıdan ana yansıtıcıya yönelir ve orada ikinci bir defa yansyarak ışınlar bir demet biçiminde anteni terkeder. Şekil 3.13 ile Cassegrain anten gösterilmiştir.

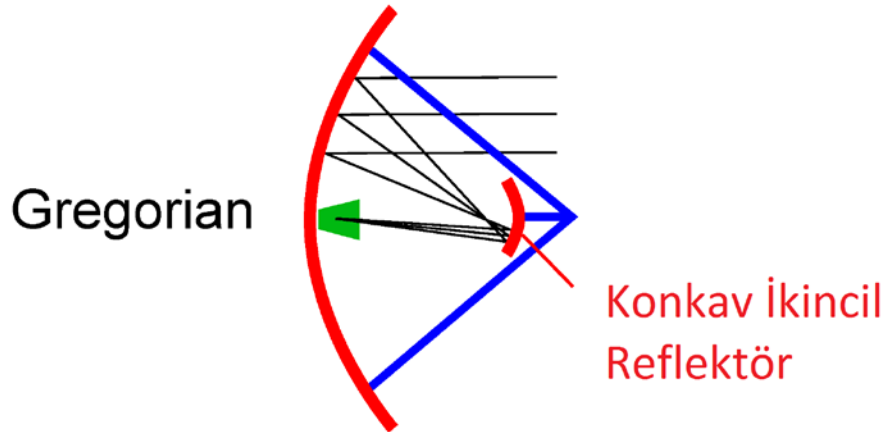


Şekil 3. 13 Cassegrain reflektör anten

### 3.4.2 Gregorian Reflektör Antenler

Gregorian tipi antenler offset beslemeli reflektör antenlerden daha verimlidirler. Bu sebeple yapıları merkez beslemelidir, offset'e çevirmeye girilmez. Offset düzene çevrilmek istense de ana reflektörün bu yapıya çevrilmesi mümkün değildir. Yapısında Cassegrain gibi iki reflektör bulunur. Ara reflektör Cassegrain tipinin aksine konveks bir yapıdadır. Birbirlerine karşılıklı bakan iki parabolik reflektör olarak da modellenebilir. Fakat ara reflektör olan yardımcı yansıtıcı ana yansıtıcıdan daha küçük tasarlanır. Şekil 3.14 ile Gregorian reflektör anten örneği verilmiştir.

Bu tipin özel bir örneği de KEE (Kaydırılmış Eksenli Elips) tipi antenlerdir. Ara reflektör klasik gregorian tipine göre farklılıklar gösterir. Yine konveks bir ara reflektör olsa da bütün çanak için tek yüzey değil; ana reflektörün merkezinden orta noktasına kadar olan bölgesi için bir yüzey, orta noktasından en dışa kadar olan bölge için de başka bir yüzey kullanılır.



Şekil 3. 14 Gregorian reflektör anten

### 3.4.3 Reflektör Antenlerde Besleme Işıması-Yüzey ve Verim İlişkisi

Parabolik reflektör anten tasarımında beslemenin ışımada maksimum verimde faydalanabilmek için beslemenin ışımaya alanıyla yansıtıcı kısmın açıklık yüzeyinin yeterince örtüşmesine dikkat etmek gerekir.

Beslemenin ışımaya biçimi düzgün dağılımlı ışımaya biçimine yaklaştıkça elde edilen verim artmaktadır. Eğer besleme düzgün dağılımlı ışımaya ulaştığı uç noktalara ulaşamıyorsa, kullanılan yansıtıcı yüzeyin aydınlatılmayan kısımları olacaktır ve bu kısımlardan

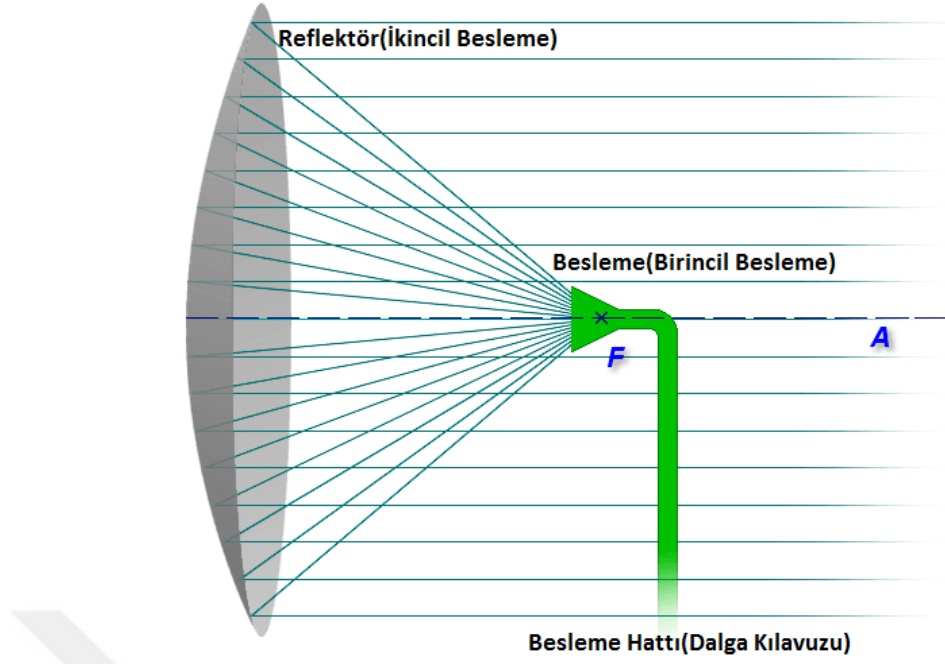
faydalanılmayacaktır. Aynı zamanda beslemenin ışması düzgün dağılımlı ışmanın ulaştığı uç noktaları aşarsa beslemenin yansıtıcı alan yüzeyini aşan ışma gücünden yararlanılamaz. Bu durumlarda maksimum verim elde edilememektedir. Bu noktada en ideal ışma örtüşmesini sağlamak için optimizasyonlar gerekli olacaktır.

### **3.5 Kaydırılmış Eksenli Elips Reflektör Antenler**

Klasik eksen simetrik Cassegrain ve Gregorian reflektörler çok uzun süreler boyunca yüksek kazanç gerektiren uygulamalarda kullanıldılar ([15], [16]). Bu reflektörün kullanılmasındaki en büyük dezavantaj ikincil reflektörün bloke ettiği alandır. Bu blokaj anten yüzey açıklık verimi gibi kıstasları zararlı yönde etkiler. Bu problem ana reflektörden ikincil reflektöre yapılan ışmanın azaltılmasıyla önemli seviyede çözülmüş olur. Bu ya iki reflektörün de şekillerini faz ya da genlik kaydıracak şekilde tekrar düzenlemekle ya da alternatif klasik konfigürasyonları kullanmakla yapılabilir. Bu alternatif klasik yapılar eksen simetrik reflektörlerin yüzey eğrilerinin konik sektörlerle tanımlanmasıyla elde edilebilir. Bu çalışmada ikinci yöntem ele alınmış ve bir konik sektör olan elips ve parabolün sentezi olan KEE anten tasarımı çalışılmıştır. İlerleyen bölümlerde birincil ve ikincil reflektörlerin genel konseptleri sonrasında da KEE geometrisine adaptasyonları incelenecektir.

#### **3.5.1 Birincil Parabolik Reflektör**

Parabolik reflektör antenler radar tekniğinde, uydu haberleşmesinde, link haberleşmesinde, vb. birçok uygulamada en sık karşılaşılan anten çeşitlerinden birisidir. Aynı zamanda özel amaçlar için daha yüksek seviyede kazanç elde etmek için parabolik reflektör antenler kullanılır. Şekil 3.15’de “simetrik” bir parabolik reflektörün temel yapısı verilmiştir. Odak noktasında bulunan bir kaynaktan parabolik antene ışınlar gönderilir. Bu kaynağa “Birincil besleme” ya da sadece “Besleme” denir. Bu birincil kaynak genellikle bir dalga kılavuzu anteni yani horn antendir. Horn antenin kabaca reflektörün odağına konulması yeterli olmaz, horn antenin huzme genişliği, genişleme açısı faz merkezi gibi özelliklerine göre hassas bir çalışma gerekir.



Şekil 3. 15 Simetrik parabolik reflektör anten

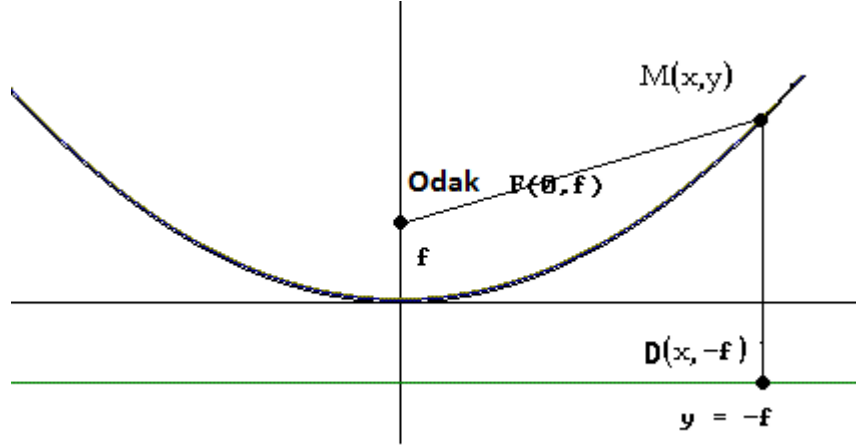
İlk parabolik anten Heinrich Hertz tarafından 1888 yılında üretilmiştir. Odak uzaklığı 0,12 metre ve çapı 1,2 metre açıklıkta olan anten 450MHz frekans bölgesinde kullanılmıştır.

Bir parabolik reflektör anten, yüksek kazançlı, ileri-geri oranı büyük, geniş ölçüde dönele simetrisi bulunan ve nispeten küçük yan demetleri bulunan bir anten ışınma desenine sahiptir.

Parabol formundaki bir reflektör aşağıdaki 3 parametreye sahip olur.

- Odak uzaklığı (f)
- Anten çapı (D)
- Derinlik (d)

Bu 3 parametre ile parabolün tasarımları ve eğrileri oluşturulabilir. Şekil 3.16 ile verilmiş olan parabolün analizi ve tasarımı aşağıdaki formüller yardımıyla yapılabilir.



Şekil 3. 16 Parabol formuna sahip reflektör

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

$$\sqrt{(x-0)^2 + (y-f)^2} = \sqrt{(x-x)^2 + (y-(-f))^2} \quad (3.33)$$

Eşitliği yazılabilir. Her iki tarafın karesi alındığında,

$$x^2 + y^2 + f^2 - 2 \cdot y \cdot f = y^2 + f^2 + 2 \cdot y \cdot f \quad (3.34)$$

Sonucu elde edilir. Gerekli sadeleştirmeler yapıldığında parabolün denklemi,

$$y = \frac{x^2}{4 \cdot f} \quad (3.35)$$

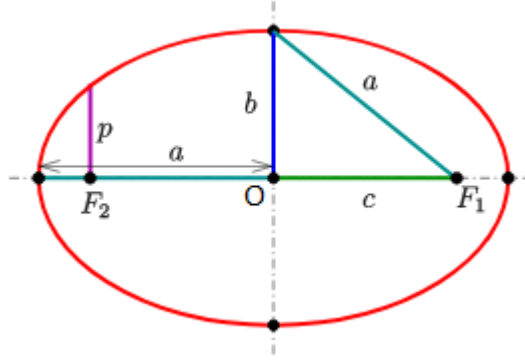
Olur.  $(-D/2, d)$  ve  $(D/2, d)$  noktaları parabol üzerinde olduğundan dolayı (3.35)'de elde edilen sonuçta yerine konulursa parabolün odağı ile çapı arasındaki ilişki aşağıdaki gibi olur:

$$f = \frac{D^2}{16 \cdot d} \quad (3.36)$$

Bu sonuçlar altında tasarlanmak istenen parabolün analitik denklemi (3.36) denklemi olur. Düşey doğrultunun  $y$  eksenini olduğu ve antenin düşey kesite yerleştirildiği varsayılarak iki boyutta bir parabol çizildiğinde, 3.35 denkleminde " $y$ " değişkeni  $(-D/2, D/2)$  arasında değişir. Analitik ilişki kurularak " $x$ " değerleri bulunur ve parabol modellenir.

### 3.5.2 İkincil Eliptik Reflektör

KEE geometrisinde ikincil reflektörler bir konik şekil olan elips yapısındadır. Bir elips, bir düzlemde verilen iki noktaya ( $F_1$ ,  $F_2$ ) uzaklıkları toplamı sabit olan noktaların geometrik yeridir. Bu iki nokta elipsin odaklarıdır. Odaklar arası uzaklığa  $2c$  değeri verilirse merkezdeki  $O$  noktası elipsin merkezidir.  $F_1$ ,  $F_2$  ve  $c$  noktaları Şekil 3.17’de verilmiştir. Ayrıca aynı şekilde gözüken  $2a$  mesafesi elipsin asal eksen,  $2b$  mesafesi de yedek eksenidir.



Şekil 3. 17 Elips eğrisinin genel gösterimi

KEE yapısında kullanılan ikincil reflektörün elips yapısında olduğu belirtilmişti, ama bu yapıyı idrak etmek 3 boyutlu düşünme yetilerine sahip olmak gereklidir. Ara reflektör tüm elipsin belli bir kısmını simetri eksenini üzerinde eksenini eğilmiş halde bulundurur. Simetri ekseninin diğer tarafı da yapının simetriği olacaktır.

Genel bir elipsi tanımlamak için 2 parametre yeterlidir. Bu parametrelerden birisi iki odağı arasındaki mesafe olan  $2c$  mesafesi, diğeri ise elipsin dışmerkezliliği olan  $e$  parametresidir. Bir elipsin dış merkezliliği odakları arasındaki mesafenin asal eksenine oranı olarak aşağıdaki şekilde tanımlanır,

$$e = \frac{2c}{2a} = \frac{c}{a} \quad (3.37)$$

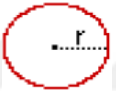
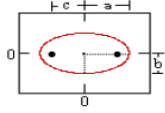
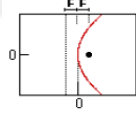
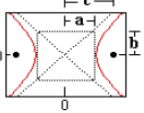
Ayrıca aşağıdaki denklem de sağlanır,

$$a^2 = b^2 + c^2 \quad (3.38)$$

Yani bir elips ne kadar şişkin yapıda olursa elipsin baskınlığı azalacak ve sahip olabileceği en küçük değer olan 1 olacaktır. Bu eğri ayrıca daire olarak da adlandırılır.

Elipsler ayrıca konik şekillerdir. Çift reflektörlü yapılarda konik şekiller çok fazla kullanılmakta, bu bağlamda Çizelge 3.1 ile bazı konik şekillerin özellikleri verilmiştir.

Çizelge 3. 1 Konik şekillerin özellikleri

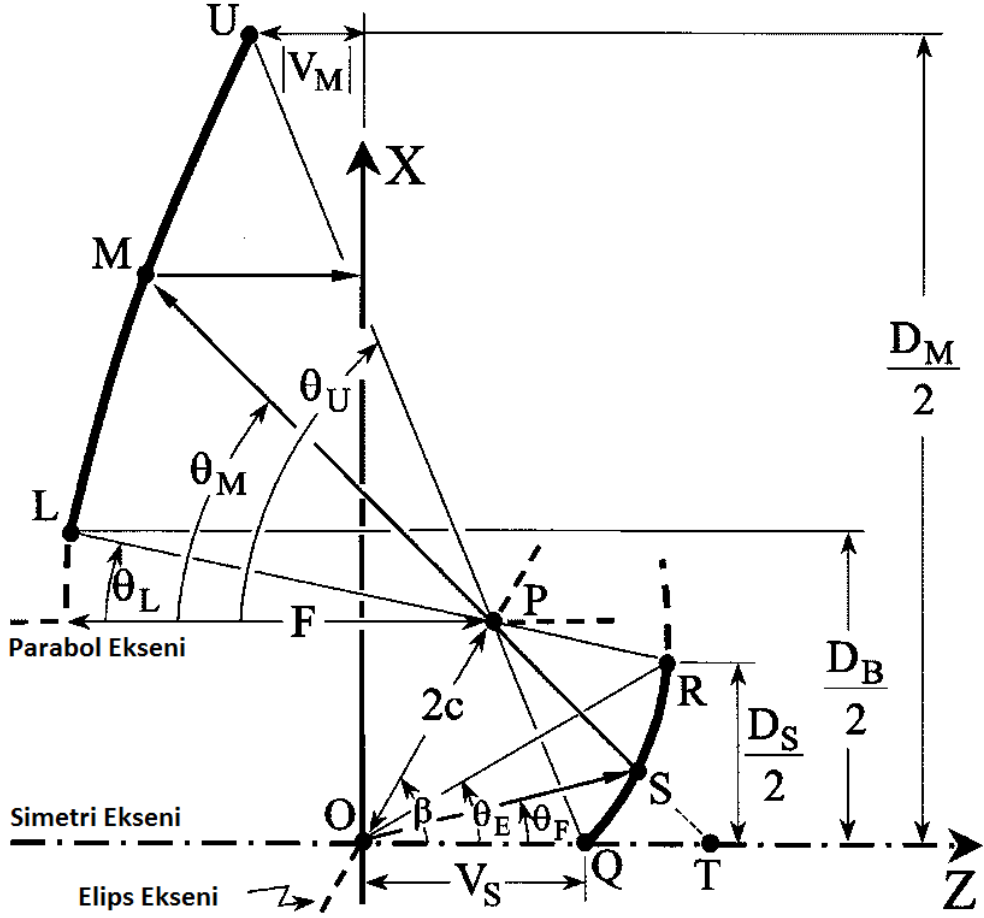
	Daire	Elips	Parabol	Hiperbol
Denklem	$x^2 + y^2 = r^2$	$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1$	$y^2 = 4 \cdot f_x$	$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{b^2} = 1$
Geometri		$a^2 - b^2 = c^2$		$a^2 + b^2 = c^2$
Odak Uzaklığı	$f = 0$	$f = 2 \cdot c$	$f = f$	$f = 2 \cdot c$
Dış Merkezlilik	0	$e = c/a$		$e = c/a$
Dış Merkezlilik Uzaklığı	$e = 0$	$e < 0$	$e = 1$	$e > 0$
Büyütme Oranı		$M = \frac{1+e}{1-e}$		$M = \frac{e+1}{e-1}$
Çizim				

Çizelge 3.1'de verilen elips denklemi y için çözümlürse,

$$y = \pm \frac{b}{a} \sqrt{a^2 - x^2} \quad (3.39)$$

Elde edilir. Bu elde edilen denklem elipsi tasarımın 3 boyutlu modellenmesinde esas olarak kullanılacaktır. Modelleme ilk olarak 2c ve e parametrelerinin bulunmasıyla başlayacak, sonrasında bu iki değişkenden a ve b parametreleri hesaplanacaktır. Bulunan a ve b parametreleri ile (3.39) denklemi sayesinde elips modellenecek, ardından elipsin odağı orjin ile kesitirilecek şekilde elips kaydırılacaktır. Final olarak elipsin merkez eksenini z-ekseniyle  $\beta$  kadar açı yapacak kadar döndürülecektir.

### 3.5.3 KEE Anten Geometrisi



Şekil 3. 18 Kaydırılmış eksenli elips konfigürasyonunun temel geometrisi

3 boyutlu anten geometrileri Şekil 3.18’de verilen eğrilerin Z ekseninde döndürülmesiyle elde edilir.

$y=0$  düzlemindeki  $D_M$  ve  $D_S$  sırasıyla ana reflektörün ve ikincil reflektörün çap uzunluğudur.  $D_B$  bloke olan bölgenin çapıdır. İkincil reflektörün konumlanması açısından bu üç çap aşağıdaki şartı sağlamalıdır.

$$D_S \leq D_B < D_M \quad (3.40)$$

$V_S$  ve  $V_M$  noktaları ana ve ikincil reflektörün besleme ışığının referans prensip noktalarının z eksen koordinatlarıdır. F boyutu ana reflektörün odak uzaklığı,  $2c$  mesafesi ikincil reflektörün sahip olduğu elips profilinin odakları arası uzaklığı ve  $e$  parametresi ise aynı elipsin dışmerkezliliğidir.  $\theta_E$  ikincil reflektörün sınırının z-ekseniyle yaptığı açı,  $\beta$  ise ikincil reflektörün z eksenine göre ekseninin kayma açısıdır.  $\theta_L$  ve  $\theta_M$



sırasıyla ana reflektörün ışılan kısımlarının alt ve üst sınırlarının z-ekseniyle yaptığı açıdır.  $\theta_F$  ise örnek bir ışımaya demetinin gösterimidir.

KEE yapısı temel olarak iki reflektörün ışın kesişim noktalarının konumlarına göre karakterize edilebilir. Bir kesişme noktası (halkalı kesişme noktası-ring caustic) parabol odak noktasının (P noktası) simetri eksenini etrafında döndürülmesiyle oluşturulur. İkinci kesişim (düz kesişim – line caustic) ikincil reflektöre yansıyan ışınların izdüşümünün simetri eksenine kesiştiği yerde oluşur (T noktası).

Besleme antenin faz merkezi ikincil reflektör elipsin bir odağına yerleştirilir (O noktası). Diğer odağı da ana parabolik reflektörün odağıyla kesişir (P noktası). KEE antenin konfigürasyonunun parametrelerinin sınırlamaları ve özeti Çizelge 3.2 ile verilmiştir.

Çizelge 3. 2 KEE anten tasarım parametreleri

$0 < e < 1$	$\theta_M < 0$
$0 < \beta < \pi$	$\theta_U < 0$
$0 < \theta_E < \pi$	$\theta_L < 0$
$0 \leq \theta_F \leq \theta_E$	

KEE anten yapısı,  $F$ ,  $e$ ,  $2c$ ,  $\beta$  eğim açısı ve  $\theta_E$  değerlerinin bilinmesiyle modellenilebilir. Bu parametreler tasarımın çıkış parametreleridir. Tasarımın adımları aşağıda adım adım incelenmiştir [17]. Bu durumda  $D_M$ ,  $D_S$ ,  $D_B$ ,  $\theta_E$  ve  $\ell_0$  olmak üzere 5 adet giriş parametresi gereklidir.  $\ell_0$ , besleme noktasından son noktaya kadar olan toplama ışımaya yolunun mesafesidir ( $z=0$  ekseninde).  $\ell_0/2$  yaklaşık olarak iki reflektör yüzeyi arasındaki mesafeye eşittir (anten uzunluğu). Bu bilgiler ışığında konik sektör eğriler ve bu eğrilerden oluşacak yüzeyler aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$X_S = D_S / 2 \quad (3.41)$$

Olmak üzere, ana reflektörü oluşturan parabol,

$$\overline{PM} = \frac{2F}{1 + \cos \theta_M} \quad (3.42)$$

Olarak tanımlanır. Burada  $\overline{PM}$ , parabol odağı olan P noktasından ana reflektör üzerinde olan M noktasına olan uzaklıktır. İkincil reflektörü oluşturan konik eğri (elips),

$$\overline{OS} + \overline{SP} = \frac{2c}{e} \quad (3.43)$$

Olarak tanımlanır. 5 giriş parametresinden başlayarak ilk olarak  $\theta_U$  ve  $\theta_L$  hesaplanmalıdır. Ardından eğim açısı  $\beta$  ve  $V_S$  bulunmalıdır. En son olarak konik eğri parametreleri  $2c$ ,  $e$  ve  $F$  bulunabilir. Şekil 3.18'ten yola çıkarak,

$$\tan \theta_U = \frac{-D_M}{2(V_S - V_M)} \quad (3.44)$$

Bulunur. Aynı figürden sabit ışıma demeti mesafesi ( $\ell_0$ ) simetrik eksenini üzerinden ( $\theta_F=0$ ) ve ikincil reflektör sınırı üzerinden ( $\theta_F=\theta_E$ ) şu şekilde çıkarılır.

$$\ell_0 = (V_S - V_M) \left(1 + \frac{1}{\cos \theta_U}\right) \quad (3.45)$$

$$\ell_0 = \left( \frac{X_S}{\sin \theta_E} - \frac{X_S}{\tan \theta_E} - \frac{D_B/2 - X_S}{\sin \theta_L} - \frac{D_B/2 - X_S}{\tan \theta_L} \right) \quad (3.46)$$

(3.44) ve (3.45) birleştirilerek  $\theta_U$  aşağıdaki şekilde bulunur,

$$\tan \frac{\theta_U}{2} = \frac{-D_M}{2\ell_0} \quad (3.47)$$

(3.46)'den yola çıkarak  $\theta_L$  aşağıdaki şekilde bulunur,

$$\tan \frac{\theta_L}{2} = \frac{-D_B + 2X_S}{2\ell_0 - 2X_S \tan(\theta_E/2)} \quad (3.48)$$

Kalan diğer anten parametrelerini hesaplamak için (3.43) ve OPQ üçgeninde sinüs teoremi uygulanırsa,

$$\frac{-2c}{\sin \theta_U} = \frac{V_S}{\sin(\beta - \theta_U)} = \frac{2c/e - V_S}{\sin \beta} \quad (3.49)$$

OPR üçgeninde de uygulanmasıyla aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$\frac{2c}{\sin(\theta_E - \theta_L)} = \frac{X_S / \sin \theta_E}{\sin(\beta - \theta_L)} = \frac{2c/e - X_S / \sin \theta_E}{\sin(\beta - \theta_E)} \quad (3.50)$$

(3.49) ve (3.50) kombine edildiğinde,

$$\frac{\sin \theta_U}{\sin \beta + \sin(\beta - \theta_U)} = \frac{-\sin(\theta_E - \theta_L)}{\sin(\beta - \theta_L) + \sin(\beta - \theta_E)} \quad (3.51)$$

Sonucuna varılır. Bu denklemden  $\beta$  çekilirse,

$$\tan \beta = \frac{\sin \theta_E + \sin \theta_L + \sin(\theta_E - \theta_L)}{\cos \theta_E + \cos \theta_L + \sin(\theta_E - \theta_L) / \tan(\theta_U / 2)} \quad (3.52)$$

Bulunur. Burada  $\beta$  değerini tanımsız yapan değerler Çizelge 3.1'deki sınırlamalar ile örnek uzayın dışında kalmıştır. Yine (3.49) ve (3.50) denklemleri birlikte çözüldüğünde,  $V_S$  değeri şu şekilde hesaplanır,

$$V_S = \frac{-X_S \sin(\theta_E - \theta_L) \sin(\beta - \theta_U)}{\sin \theta_E \sin \theta_U \sin(\beta - \theta_L)} \quad (3.53)$$

$V_S$  parametresi dizayn süreci için önemli bir parametredir. Besleme kaynağının faz merkezinin ikincil reflektöre olan uzaklığını tanımlamak için kullanılır, ki bu da antenin kazanç, verim,  $S_{11}$  gibi çoğu performans ölçütünü etkileyecektir. Bu seviyeden sonra  $V_M$  parametresinin hesap edilmesine çok gerek olmasa da (3.44)'dan kolaylıkla bulunabilir.  $V_S$  değeri kesinlikle pozitif olacakken  $V_M$  değeri pozitif ya da negatif olabilir.

Dizayn sürecinin başından özetlenmesi gerekirse, (3.47), (3.48), (3.52) ve (3.53)'den türetilen  $\theta_U$ ,  $\theta_L$ ,  $\beta$  ve  $V_S$  değerleri konik eğiklerin parametreleri olan  $2c$ ,  $e$  ve  $F$  değişkenlerini bulmakta kullanılırlar. İkincil reflektörün sahip olduğu elips profilinin odakları arası uzaklığı belirten  $2c$  parametresi ile dışmerkezliliği olan  $e$  değeri (3.49) ve (3.50) 'den yola çıkarak aşağıdaki şekilde bulunur.

$$2c = \frac{-V_S \sin \theta_U}{\sin(\beta - \theta_U)} \quad (3.54)$$

$$e = \frac{-\sin \theta_U}{\sin \beta + \sin(\beta - \theta_U)} \quad (3.55)$$

Şekil 3.18 ve (3.42)'den faydalanarak ana reflektör parabolün odak uzaklığı  $F$  aşağıdaki şekilde bulunur,

$$F = \frac{-D_M + 4c \sin \beta}{4 \tan(\theta_U / 2)} \quad (3.56)$$

Anten tasarımcılarının bu tip tasarımlarda üzerine çalışmaları gereken bir diğer önemli konu da bloklama etkileridir. İncelenen KEE anten geometrisi için iki tip blok etkisi gözlemlenebilir. Birincisi ikincil reflektörün ana reflektör yüzeyinin tamamını aydınlatamaması, diğeri ise besleme anteninin fiziksel şekli sebebiyle ikincil reflektörden birincil reflektöre EM dalga demetini iletememesidir. İlk bahsedilen bloklama etkisinin ortadan kaldırılması için ana reflektörün simetri eksenini belirleyen  $D_B$  çapının ikincil reflektör çapı olan  $D_S$ 'ye eşit seçilmesidir. Bu şart sağlanırsa bir ara reflektör blokajından kaçılmış olur. Yukarıdaki denklemlerde besleme noktasal bir kaynak olarak varsayılmıştır. Lakin mutlaka fiziksel bir büyüklüğü olacaktır. İkinci tip blok etkisinin zayıflatılması için besleme anteninin fiziksel yapısı, ağız açıklığı olabildiğince ara reflektör çapından küçük tasarlanmalıdır. Bu durumda beslemenin kazancında bir azalma ve ayrıca ara reflektörün merkezi ile kenarlarına gönderilen EM dalgaların güç seviyeleri arasında farkı (feed tapering) yeterince büyük tutamaması ile karşılaşılacaktır. Bu feed taper yeteri kadar büyük olmazsa da antenin ışına veriminde düşüşler meydana gelecektir. Bu bilgiler eşliğinde besleme anteninin ışına verimi üzerinde çok temel bir etkisinin olduğu aşikârdır. Dikkatlice tasarlanmalıdır.

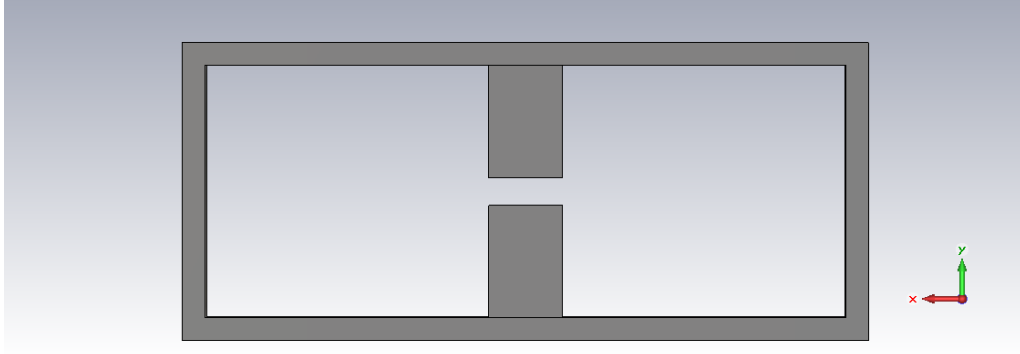
### ÇİFT RİJİT HORN ANTEN TASARIMI

KEE anten tasarımının en önemli aşamalarından birisi olan besleme anteninin tasarımında kullanılan, çok geniş bantlı performanslara açık ÇRH topolojisi bu bölümde tasarlanacaktır. Rijit dalga kılavuzu, arka uyurma boşluğu ve rijit yapıları dahil edilmiş flare olmak üzere 3 aşamada tamamlanacak olan tasarımda bölüm 3'de verilen bağıntılar ve açıklamalar kullanılacaktır.

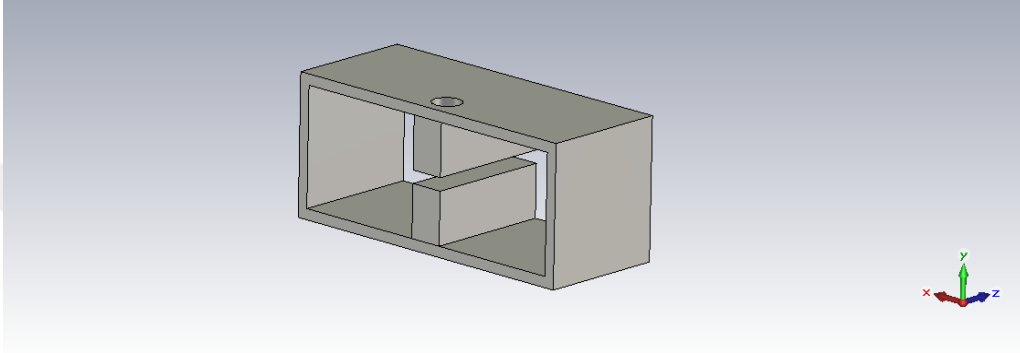
#### 4.1 Rijit Dalga Kılavuzu Tasarımı

KEE reflektör anten sisteminin besleme kaynağı olan ÇRH antenin kendi beslemesinin başladığı kısım bir dalga kılavuzudur. Klasik bir dalga kılavuzundan yola çıkarak kesim frekansını daha düşük seviyelere çekmek amacıyla rijit yapılar eklenmiştir. Bu sayede dalga kılavuzu kapasitif olarak yüklenmekte ve kesim frekansı aşağı kaymaktadır.

Antenin beslenmesinde kullanılacak olan konektör 2.4mm ailesinden olup DC-50GHz bölgesi arasından çalışabilmektedir. ÇRH antenin beslenme yolu olan rijit dalga kılavuzunun karşıdan görünümü Şekil 4.1 ile verilmiştir. Konektör bağlantısını da gösteren perspektif görünümü ise Şekil 4.2 ile sunulmuştur. Aynı zamanda Şekil 3.9.a ile karşıdan bakışı verilmiş dalga kılavuzunu boyutları olan  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  ve hattın uzunluğu olan  $\ell$  uzunlukları Çizelge 4.1 ile gösterilmiştir. Bu kısımda dalga kılavuzunun kesim frekansı hesaplanacak ve ne kadar düşürüldüğü konusunda çıkarımlar yapılacaktır. Bu çıkarımlar bölüm 3'de verilen denklemler sayesinde sonuçlandırılacaktır.



Şekil 4. 1 Çift rijit dalga kılavuzunun karşıdan görünüşü



Şekil 4. 2 Çift rijit dalga kılavuzunun perspektif görünüşü

Çizelge 4. 1 Çift rijit dalga kılavuzu boyutları

$a_1 = 7.2mm$	$a_2 = 1.5mm$
$b_1 = 1.55mm$	$b_2 = 0.105mm$
$\ell = 4.7mm$	

Çizelge 4.1'deki değerler ile bölüm 3'de verilen denklemler işlenecek ve kesim frekansı empedans gibi kavramlar çıkarılacaktır.

(3.20) ile verilen klasik bir dalga kılavuzunun birim uzunluk başına düşen kapasitansı aşağıdaki şekilde hesaplanır,

$$C_p = \varepsilon \frac{a_2}{b_2} = 126.49 pF / m \quad (4.1)$$

Eklene rijit yapıların da saçılma ve devamsızlık kapasitesi etkileri olacaktır ve bunlar (3.22) ile çözüldüğünde  $C_d$  değeri şu değere eşit olur.

$$C_d = \frac{\varepsilon}{\pi} \left[ \frac{x^2 + 1}{x} \cosh^{-1} \left( \frac{1 + x^2}{1 - x^2} \right) - 2 \ln \frac{4x}{1 + x^2} \right] = 34.281 pF / m \quad (4.2)$$

Bunun sonucunda toplam kapasite (3.23)'de verilen eşitliğine göre,

$$C = C_p + 2C_d = 126.49 pF + 68.34 pF = 195.05 pF / m \quad (4.3)$$

Olarak bulunur. Burada dikkat edilecek husus bulunan bu C değeri tek rijit olan yapı içindir. Tasarımda kullanılan dalga kılavuzunda iki adet rijit bulunduğu için bu değer yarıya düşecektir. DRW için metre başına düşen kapasitans değeri (4.4) ile verilmiştir.

$$C = 97.42 pF / m \quad (4.4)$$

İletim hattının metre başına düşen endüktansının hesaplanması (3.24) ile verilmiş ve aşağıda çözülmüştür.

$$L = \frac{1}{2} \frac{\mu(a_1 - a_2)}{2} (b_1) = 11.102 nH / m \quad (4.5)$$

(4.5) ile verilen metre başına endüktans değeri tek rijit yapısına sahip olan dalga kılavuzu içindir. Bu değer DRW için iki katına çıkacak ve (4.6)'deki halini alacaktır.

$$L = 22.204 \mu H / m \quad (4.6)$$

(4.4) ve (4.6) ile verilen kapasite ve endüktans değerleri 1 metre içindir. Tasarlanan yapının uzunluğu 6mm olduğu için bu değerler o oranda küçülecektir. 6mm uzunluğundaki DRW iletim hattının kesim frekansı (3.25) yardımıyla bulunur. Bulunan kesim frekansı (4.7)'de gösterilmiştir.

$$f_c' = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L/2)C}} = 4.6 GHz \quad (4.7)$$

(4.6) ile bulunan kesim frekansı bant gereklilikleri olan kesim frekansından daha düşük yapılmıştır. Çalışılan bant 8GHz'den başlıyor olsa da bu frekans için kullanılacak dalga kılavuzunun kesim frekansı WR-90 standardı ile belirlenmiş değer olan 6.5GHz yakınlarında olmalıdır. Lakin bu değer tasarımda daha da aşağıya çekilmek istenmiştir. Çünkü hem simülasyon ortamının gerekli toleranslara sahip olması gerektiğidir hem de yapının ucuna genişleyen flare geldiğinde ışımının da etkisiyle kesim frekansı yukarıya

kaymaktadır. Bu etkilerin önlenmesi için kesim frekansı çekilebildiği kadar aşağıya çekilmiştir.

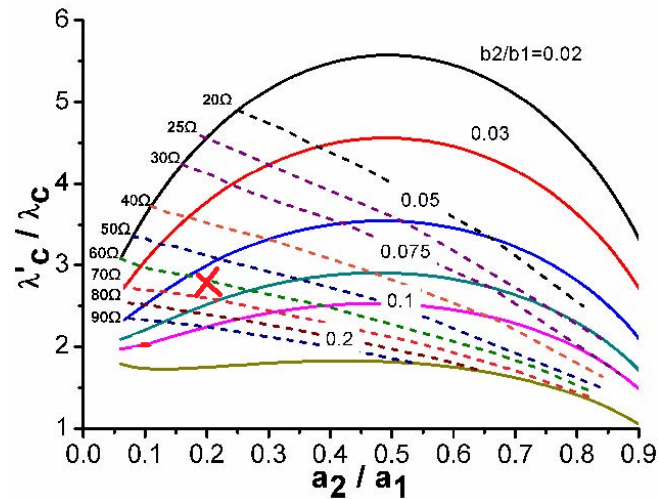
Rijit yapıya sahip olmayan bir dalga kılavuzunun kesim frekansı kabaca şu şekilde bulunur,

$$f_c = \frac{c}{2 \times a_1} \quad (4.8)$$

(4.8)'de verilen c değeri ışığın boşluktaki hızı olup  $3 \times 10^8$  m/s'ye eşittir. Tasarımda kullanılan dalga kılavuzunun  $a_1$  değeri ile bu kesim frekansı 20.83 GHz bulunur. Kesim frekansının hangi oradan aşağıya çekildiği ise (4.9) ile gösterilmiştir. Bu oran (3.27) ile de sağlanabilir.

$$\frac{f'_c}{f_c} = \frac{4.6}{20.83} \cong 0.221 \quad (4.9)$$

Şekil 4.3 ile verilmiş olan empedans ve boyutlar arasında ilişki kurulmuş olan grafik çalışma merkez frekansı olan 24 GHz için (3.28) ve (3.29) numaralı denklemler yardımıyla çıkarılmıştır. Denklemden  $(b_1/a_1)$  oranı DRW'ın boyutlarından yola çıkarak 0,22 olarak alınmıştır.



Şekil 4. 3 DR dalga kılavuzu için karakteristik empedans ve kesim frekansı [18]

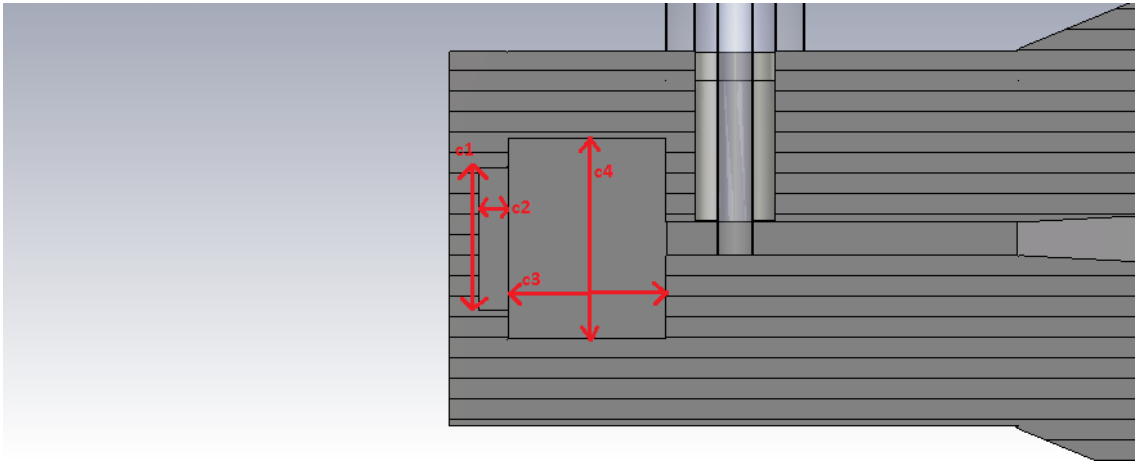
Tasarlanan DRW için Şekil 4.3 ile belirtilmiş grafikte  $(a_2/a_1)$  oranı 0,208 olur.  $(b_2/b_1)$  oranı ise 0,068 seviyelerindedir. Bu durumda grafik "X" ile belirtilmiş noktada kesişir ve (4.9) ile verilmiş olan kesim frekansı düşürülme oranını sağlar. Bu sırada hattın



karakteristik empedansı  $62 \Omega$  değerindedir. Sırada bu  $62 \Omega$  gözükken karakteristik empedansı  $50 \Omega$  standart empedansa uyumlama yapmak için arka boşluk uydurma alanının optimizasyonu yapılır.

#### 4.2 Arka Uydurma Boşluğu Tasarımı

Bu kısım bir önceki bölümde değinilmiş olan empedans uydurma işlemini yapmak için tasarlanır. Optimizasyona tabii tutulması gereklidir, çünkü gerekli alanın ve şeklin ne olduğunun bulunması analitik yollarla kestirilemeyecek kadar karmaşıktır. Şekil 4.4 ile tasarlanan antenin arka uydurma boşluğunun görüntüsü verilmiştir. Ayrıca boşluğun boyutları da Çizelge 4.2 ile verilmiştir.



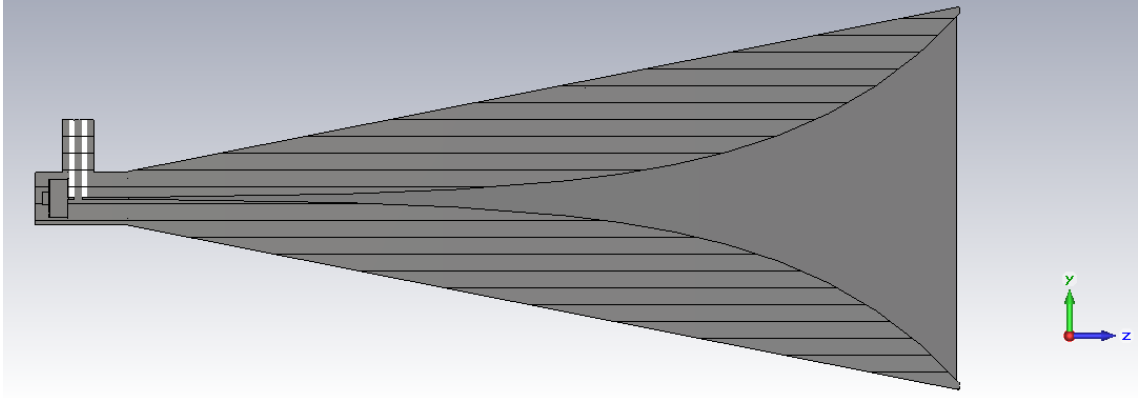
Şekil 4. 4 Çift Rijit Dalga Kılavuzunun Arka Uydurma Boşluğu

Çizelge 4. 2 Çift rijit dalga kılavuzu arka uydurma boşluğu boyutları

$c_1 = 1.1mm$	$c_2 = 0.5mm$
$c_3 = 1mm$	$c_4 = 3.1mm$

#### 4.3 Flare ve Eksponansiyel Rijit Tasarımı

Horn antenler dalga kılavuzlarının açık uçlarının genişlemesiyle elde edilirler. Bu çalışmada tasarlanan ÇRH antenin yandan alınmış x-ekseninden kesilmiş görüntüsü Şekil 4.5 ile verilmiştir.



Şekil 4. 5 Çift rijit horn antenin yandan görüntüsü

Horn antenler dalga ılavuzunun bitişinden başlayarak belirli açılarla genişleyerek ilerlerler. Bu tasarımda bu genişleme açısı  $11.20^\circ$  olarak belirlenmiştir. Bu açılma değeri uygulandıktan sonra rijit yapıların tasarımı yapılabilir. (3.32) ile verilen eksponansiyel rijit profili  $z$  değerleri 0 ile  $L$  arasında değişerek çizilir. Buradaki 0 noktası dalga kılavuzunun bitip genişlemeye başlanan  $z$  koordinatıdır.  $L$  uzunluğu ise açılarak genişleyen bu flare yapının yatay eksen uzunluğudur. Bu tasarım için  $L$  değeri 65mm belirlenmiştir. Ağız açıklığı her  $z$  değeri için farklı olacak ve bu değer genişleme açısının da etkisiyle değişecektir. Bu değişkenler hesaba katılarak rijit yapıları (3.32) referans alınarak Şekil 4.6'daki gibi modellenmiştir.

Analytical definitions

X(t)  
-w/2

Y(t)  
(d/2)\*exp(k\*t)

Z(t)  
t+lg

Parameter range  
Min(t): 0 Max(t): L

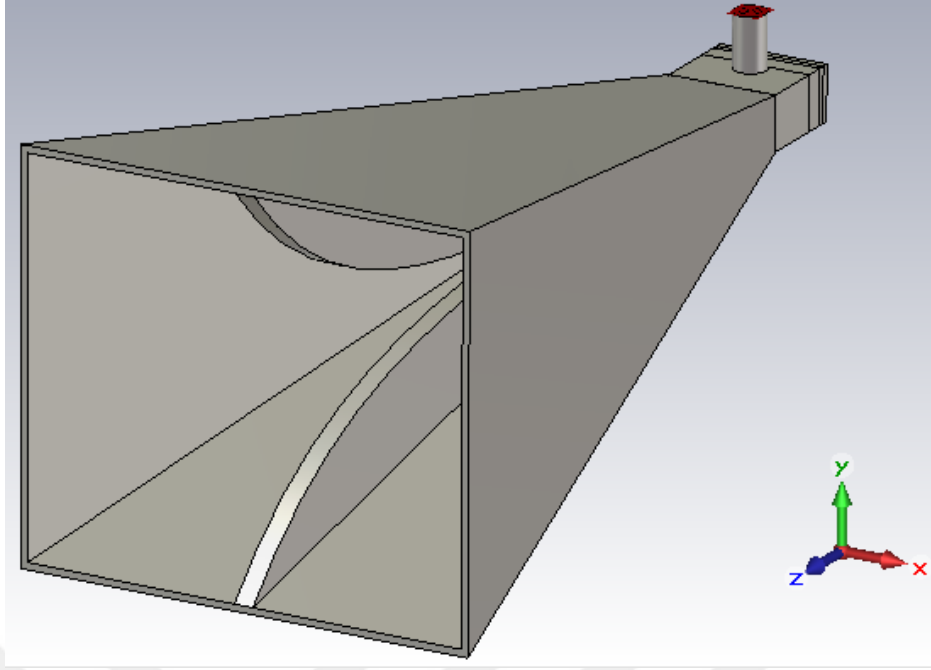
k=0  
w=a<sub>1</sub>  
d=2b<sub>2</sub>

f_ang_rad	= (pi/180)*f_ang	0.392699	Extrudiction Angle of Flare in Radian
k	= (1/14)*log((b+2*L*tan(f_ang_rad))/d)	0.13079	Ridge Curve Exponential Parameter

Şekil 4. 6 Çift rijit horn antende rijit yapıların modellenmesi

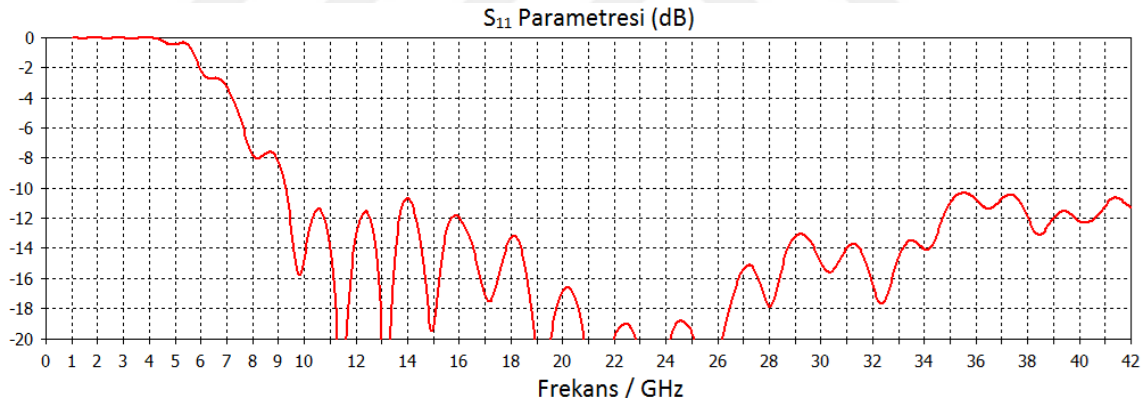
#### 4.4 ÇRH Anten Performansı

Teorik yaklaşımlar ile tasarlanma yoluna girilen ÇRH antenin modellenmiş hali Şekil 4.7 ile verilmiştir. Antenin toplam uzunluğu 72.2mm'dir. Ağız açıklığı ise 33 x 28.8 mm'dir.



Şekil 4. 7 Tasarlanan ÇRH anten

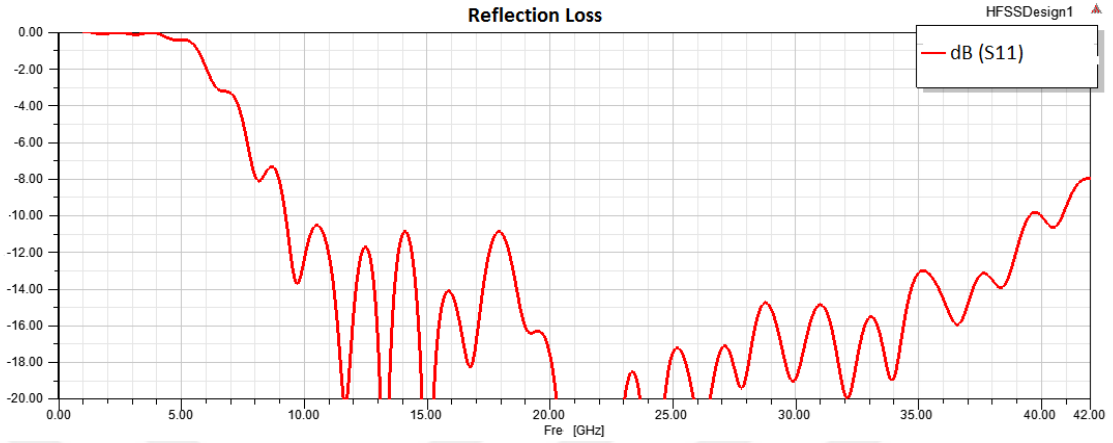
Şekil 4.7 ile verilmiş antenin toplam verimini etkileyen en önemli parametresi geri dönüş kaybı, yani  $S_{11}$  sonuçları Şekil 4.8 ile verilmiştir.



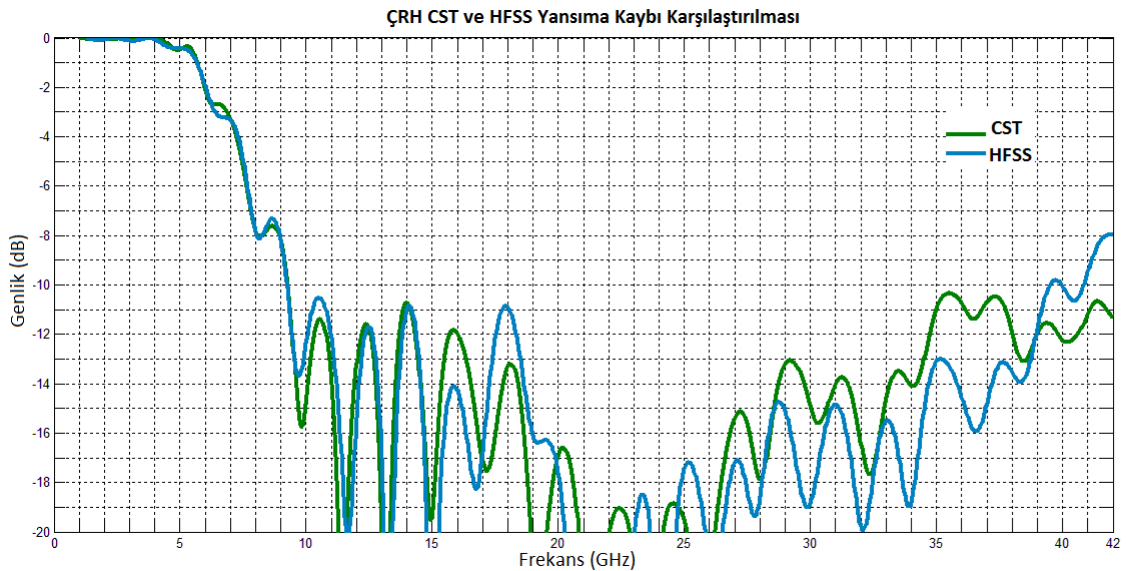
Şekil 4. 8 Tasarlanan ÇRH antenin CST'de çalıştırılmış  $S_{11}$  sonuçları

Verilen  $S_{11}$  sonuçları gösteriyor ki tasarlanan ÇRH anten X bandının başı olan 8 GHz bölgesinden Ka bandının sonu olan 40 GHz bölgesine kadar olan bant boyunca genişbant için kabul edilebilir sınırların daha altında kalmaktadır. Hatta bandın başındaki ufak marjin dışında anten 2:1 VDDO oranını da sağlamıştır. Şekil 4.8'de gözüktüğü üzere antenin alt kesim frekansı 4.5GHz çıkmıştır. Bu değer denklem 4.6'da hesaplanmış olan 4.6 GHz hesap değerine yakın çıkmıştır. İkinci bir simülasyon programı olarak kullanılmış olan ve tasarımın simülasyon kurulmasındaki ve simülasyonda kullanılan numerik yöntemlerdeki farklılıkların değerlendirilmesine

imkân veren HFSS programındaki  $S_{11}$  sonuçları Şekil 4.9 ile verilmiştir. Bu iki farklı programın kullanılmasıyla iki farklı nümerik yöntemle analiz edilmiş olan geri dönüş saçılma parametreleri karşılaştırmaları ise Şekil 4.10 ile verilmiştir.



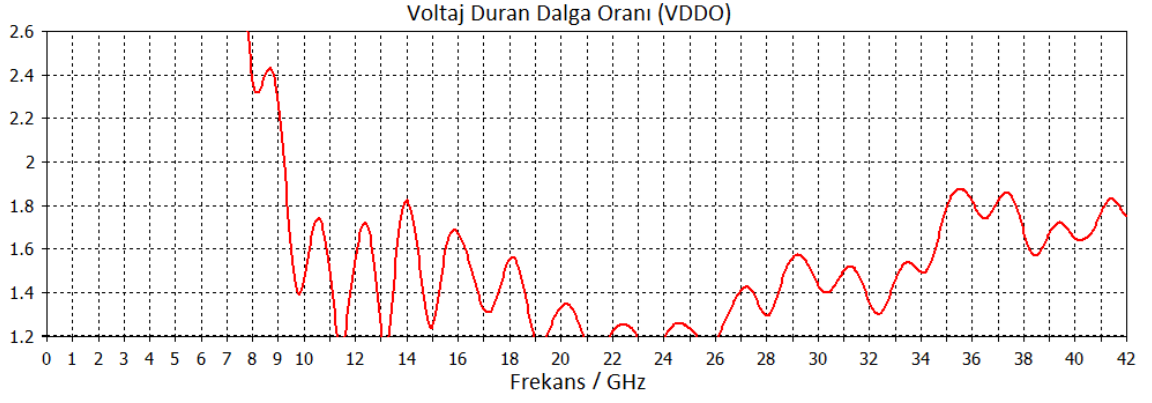
Şekil 4. 9 Tasarlanan ÇRH antenin HFSS'de çalıştırılmış  $S_{11}$  sonuçları



Şekil 4. 10 ÇRH antenin CST ve HFSS geri dönüş saçılma parametresi karşılaştırması

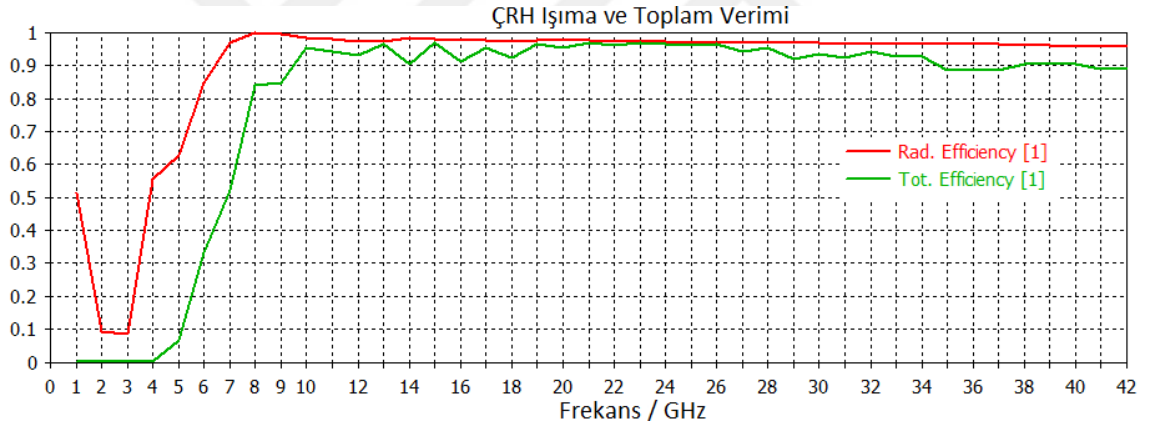
İki simülasyon programının sonuçları karşılaştırılırsa iki sonuca göre de tasarlanan ÇRH antenin  $S_{11}$  açısından çok geniş bant çalışmaya uygun olduğu anlaşılmaktadır.

Tasarlanan ÇRH antenin VDDO sonuçları Şekil 4.11 ile verilmiştir.



Şekil 4. 11 Tasarlanan ÇRH antenin CST’de çalıştırılmış VDDO sonuçları

Antenlerin portlarına ulaşan EM dalganın ne kadarını ışıyabildiğinin ölçüsü olan verimlilik parametresi Şekil 4.12 ile verilmiştir. Bölüm 2’de de belirtildiği üzere ışınım verimi antenden ışıyan toplam gücün antenin kabul ettiği güce oranıdır. Toplam verim ise antenden ışıyan toplam gücün antene iletilen toplam güce oranıdır. Toplam verimde empedans uyumunun etkisi de çok değerlidir.

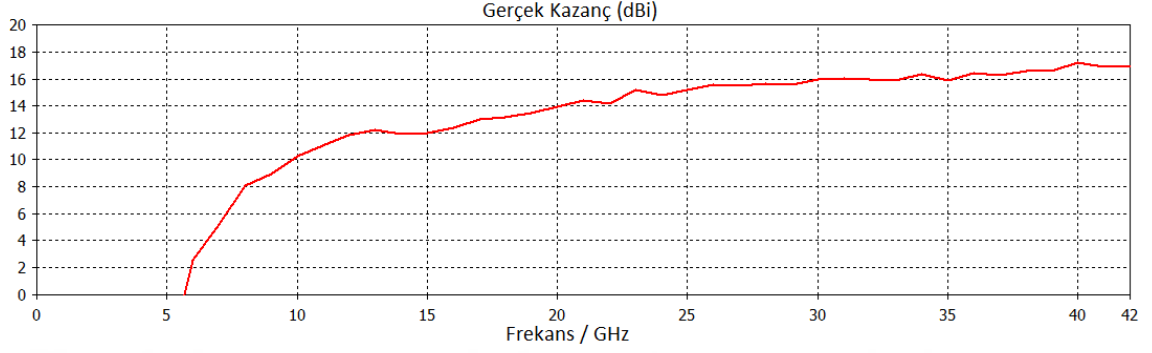


Şekil 4. 12 Tasarlanan ÇRH antenin CST’de çalıştırılmış verim sonuçları

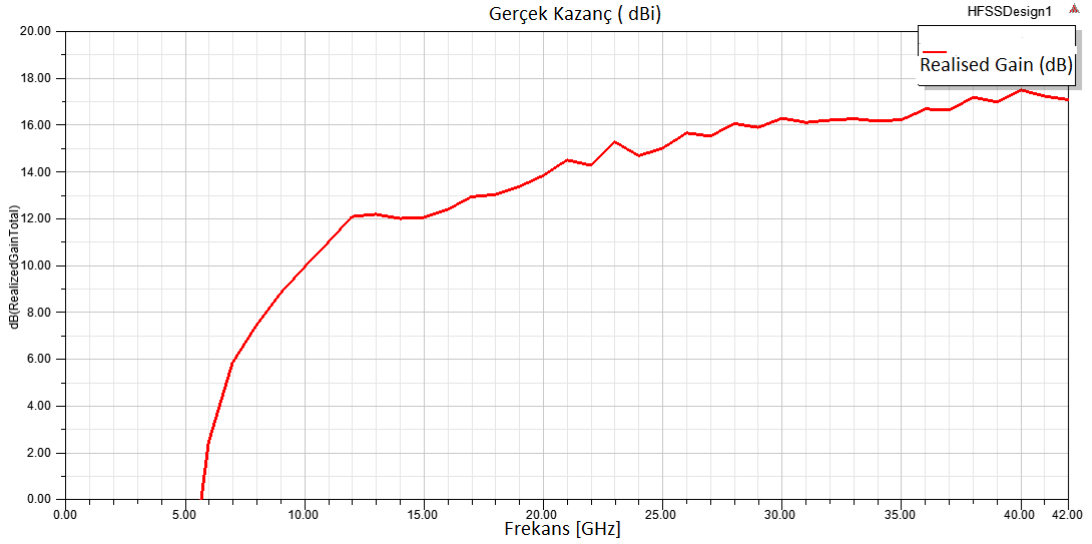
Verilen verim sonuçlarına göre ÇRH anten %99’un üzerinde bir ışınım verimine sahiptir. Toplam verimi ise bandın başındaki ufak marjın hariç %90’ın üzerindedir. Önceden de bahsedildiği üzere toplam verimi etkileyen en önemli etken antenin girişinden içeriye doğru bakarken empedansının 50  $\Omega$  karakteristik empedansından ne kadar uzakta olduğunun ölçüsüdür. Çok geniş bantlı bir anten tasarlandığı için tüm bant için mükemmel bir uydurma söz konusu olamamaktadır. Bu durumda %90 seviyesi çok geniş bantlı bir anten için iyi bir verim seviyesi sayılabilir.

Şekil 4.13 ile ÇRH antenin CST’de çalıştırılmış frekansa bağlı gerçek kazancı (Realised Gain) verilmiştir. Bu parametreler antenin uzak alan sonuçlarıdır. KEE yapısı içinde bu

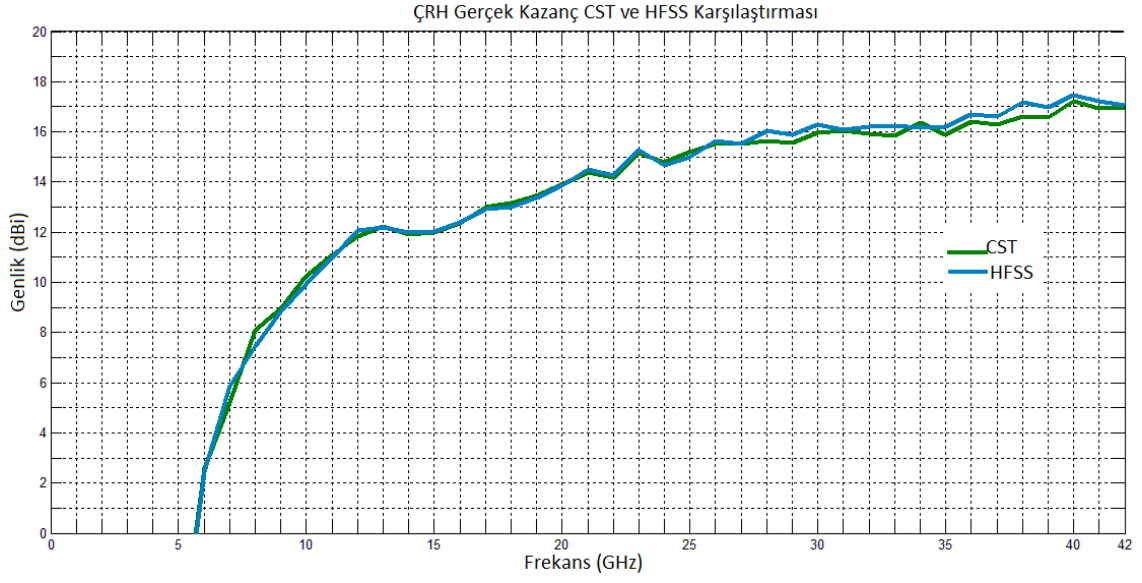
antenlerin yakın alan ışınım paternleri kullanılacaktır. ÇRH antenin HFSS'de koşturulmuş gerçek kazancı Şekil 4.14 ile, iki simülasyon programı arasındaki gerçek kazanç karşılaştırmasını veren grafik ise Şekil 4.15 ile verilmiştir. Antenin uzak alan ışınım karakteristikleri ileriki şekillerde verilmiştir.



Şekil 4. 13 Tasarlanan ÇRH antenin CST'de çalıştırılmış gerçek kazancı

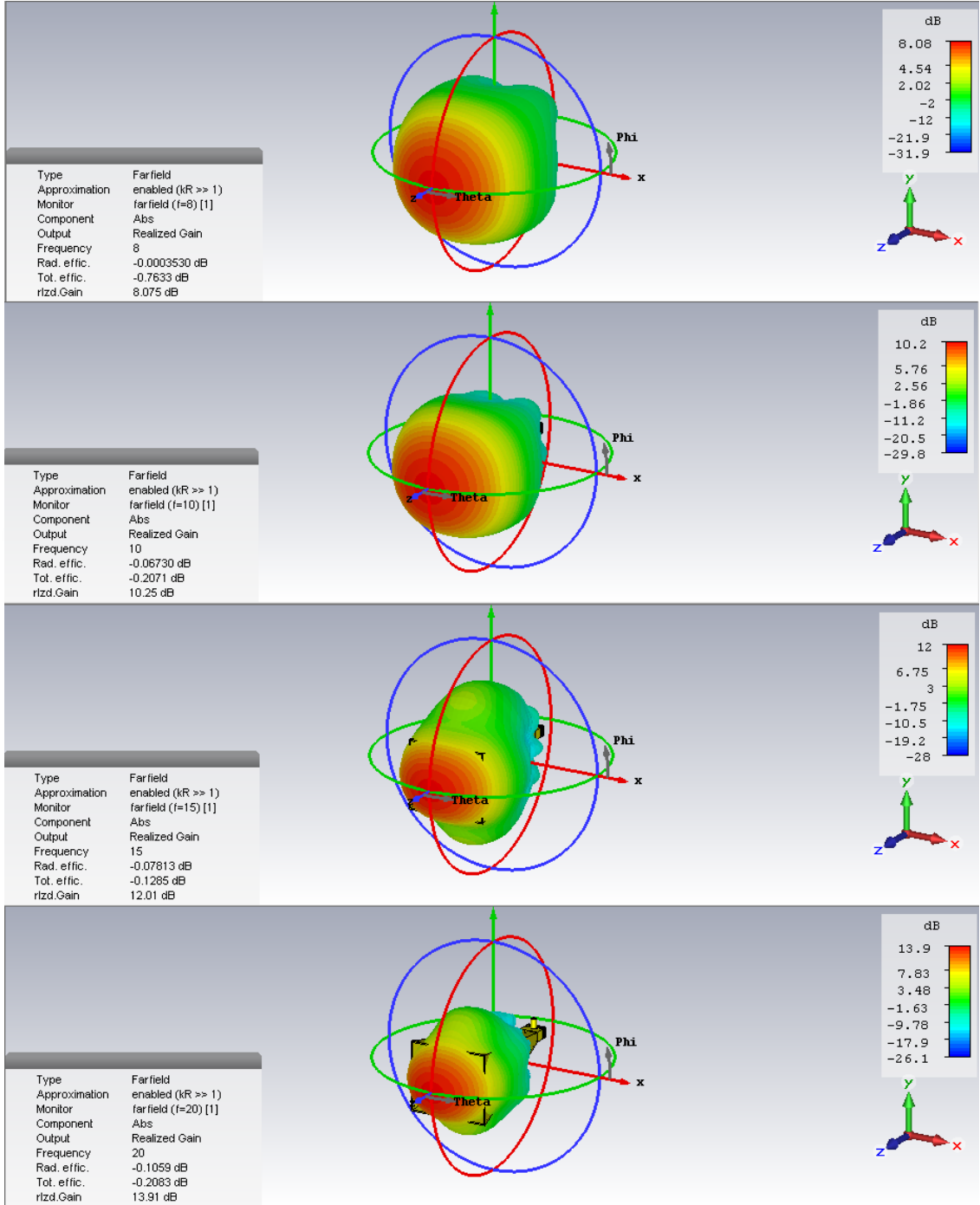


Şekil 4. 14 Tasarlanan ÇRH antenin HFSS'de çalıştırılmış gerçek kazancı



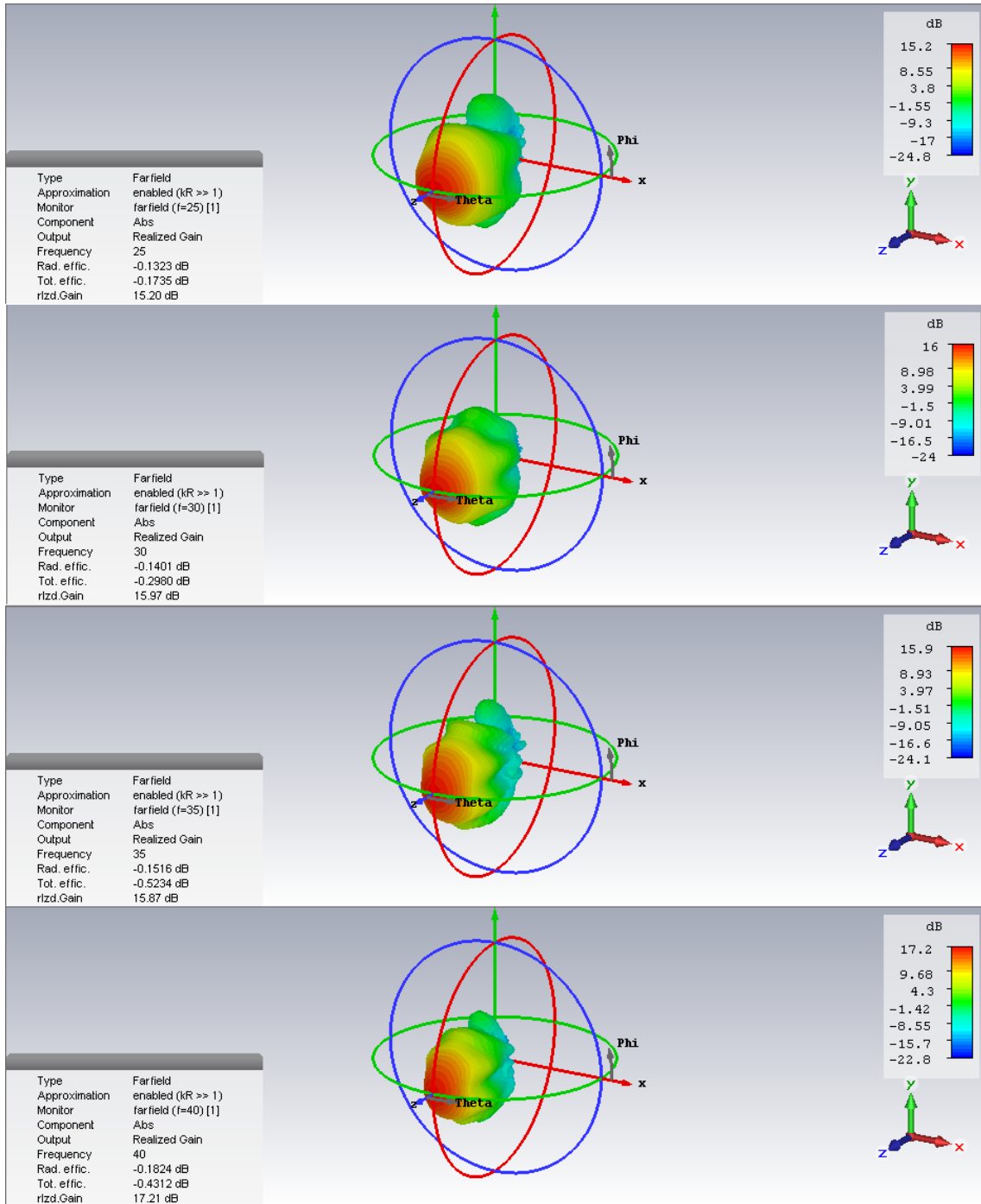
Şekil 4. 15 ÇRH antenin CST ve HFSS gerçek kazanç sonuçlarının karşılaştırılması

İleriki şekillerde ÇRH antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri, 2 boyutlu kartezyen düzlemde E-düzlem yönlendiricilik karakteristikleri ve 2 boyutlu polar düzlemde H-düzlem ışınım paternleri belirli frekanslar için verilmiştir.

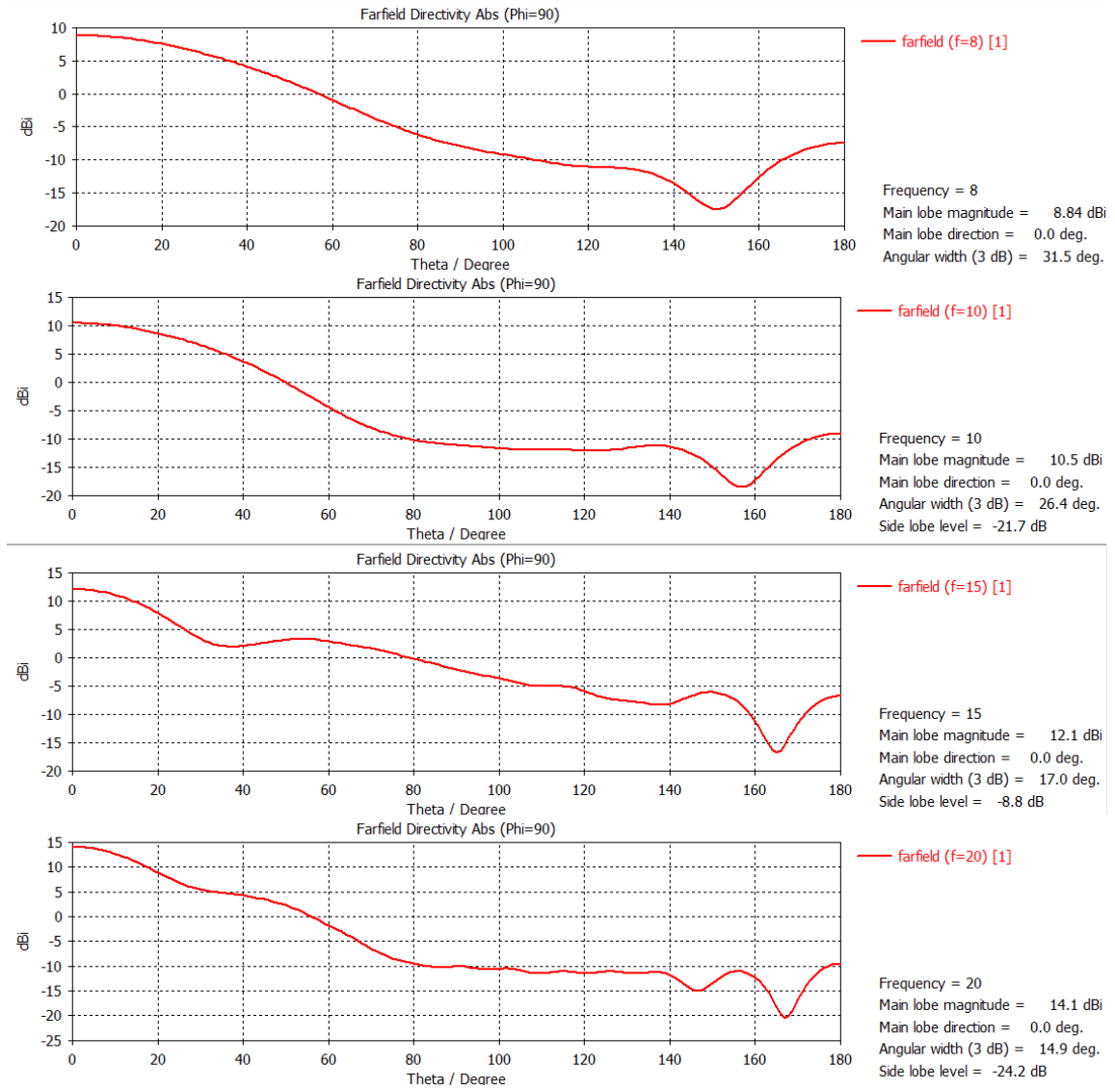


Şekil 4. 16 Tasarlanan ÇRH antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri

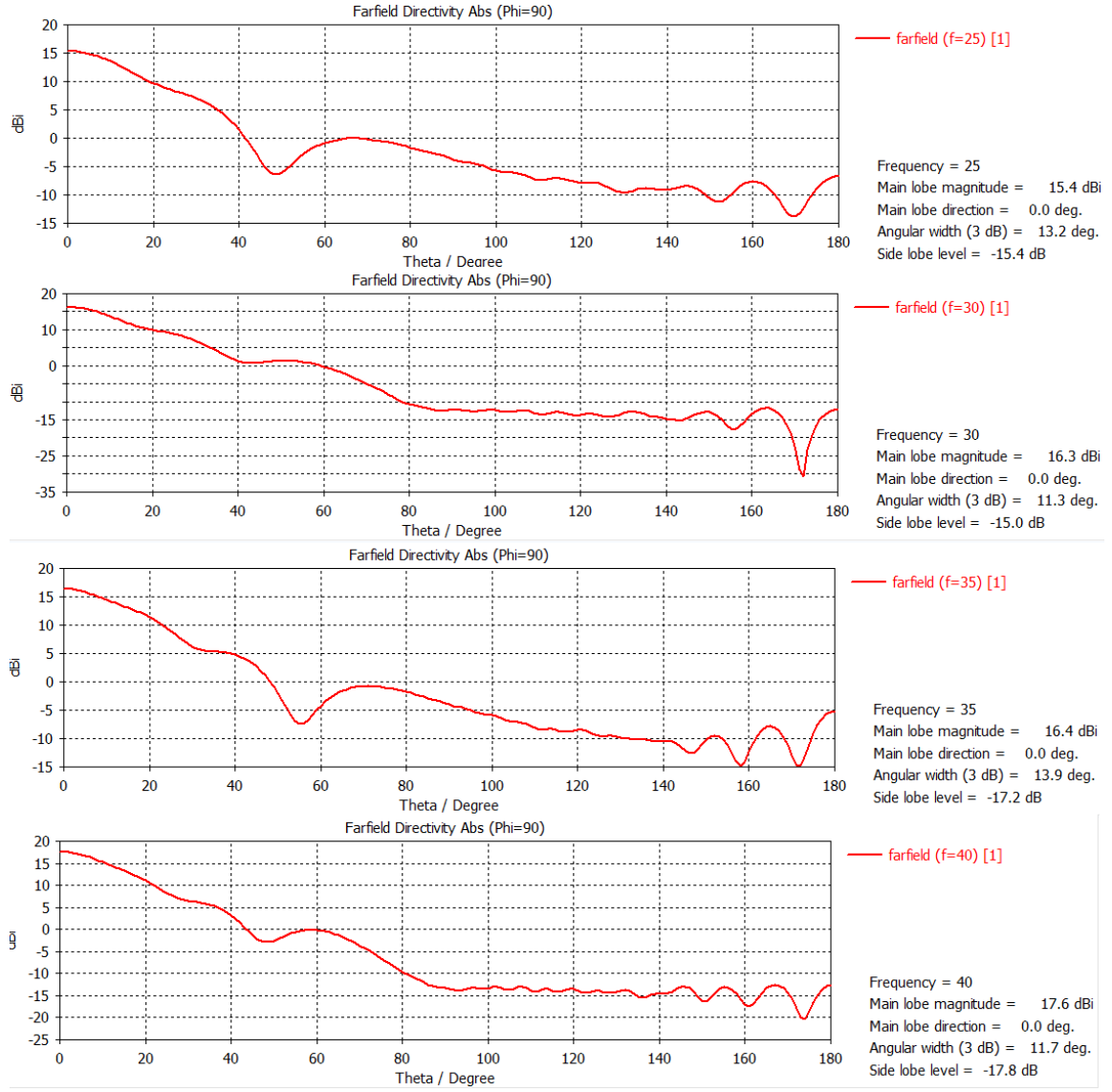




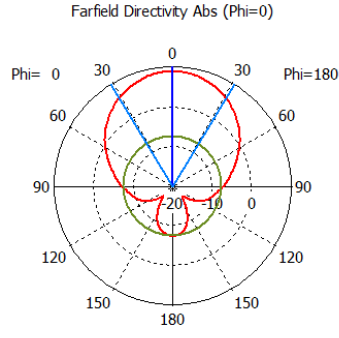
Şekil 4. 17 Tasarlanan ÇRH antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri (devamı)



Şekil 4. 18 Tasarlanan ÇRH antenin E-düzlem yönlendiricilik karakteristiği

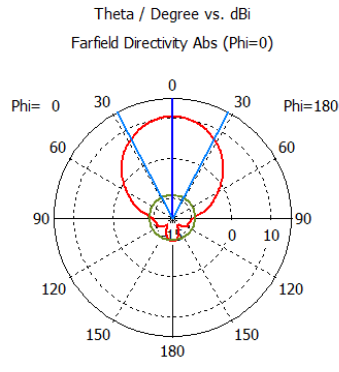


Şekil 4. 19 Tasarlanan ÇRH antenin E-düzlem yönlendiricilik karakteristiği (devamı)



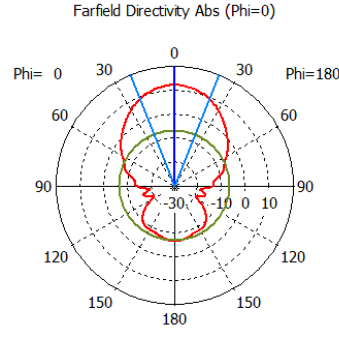
— farfield (f=8) [1]

Frequency = 8  
 Main lobe magnitude = 8.84 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 63.1 deg.  
 Side lobe level = -16.3 dB



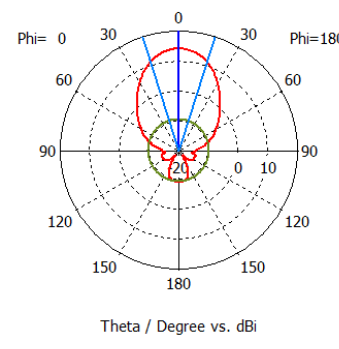
— farfield (f=10) [1]

Frequency = 10  
 Main lobe magnitude = 10.5 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 55.4 deg.  
 Side lobe level = -19.6 dB



— farfield (f=15) [1]

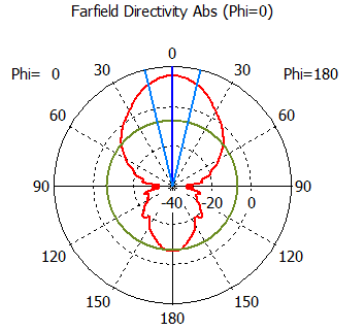
Frequency = 15  
 Main lobe magnitude = 12.1 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 44.0 deg.  
 Side lobe level = -18.9 dB



— farfield (f=20) [1]

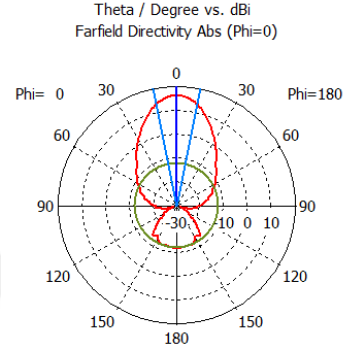
Frequency = 20  
 Main lobe magnitude = 14.1 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 35.8 deg.  
 Side lobe level = -23.6 dB

Şekil 4. 20 Tasarlanan ÇRH antenin H-düzlem ışımada paternleri



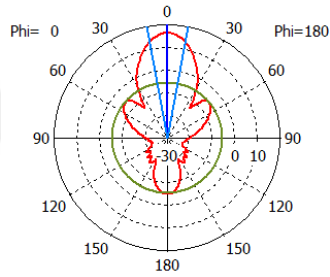
— farfield (f=25) [1]

Frequency = 25  
 Main lobe magnitude = 15.4 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 27.5 deg.  
 Side lobe level = -22.1 dB



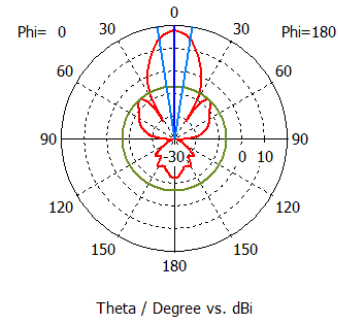
— farfield (f=30) [1]

Frequency = 30  
 Main lobe magnitude = 16.3 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 23.4 deg.  
 Side lobe level = -28.4 dB



— farfield (f=35) [1]

Frequency = 35  
 Main lobe magnitude = 16.4 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 20.6 deg.  
 Side lobe level = -21.6 dB



— farfield (f=40) [1]

Frequency = 40  
 Main lobe magnitude = 17.6 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 17.3 deg.  
 Side lobe level = -24.7 dB

Şekil 4. 21 Tasarlanan ÇRH antenin H-düzlem ışınma paternleri (devamı)

Bu bölümde her ne kadar tasarlanan ÇRH antenin uzak alan ışınmaları gösterilmiş olsa da KEE antenin beslemesi konumunda bu antenin yakın alan ışınma karakteristikleri dikkate alınmalıdır. Bir sonraki KEE antenin tasarımı bölümünde ÇRH antenin yakın alan ışınma karakteristiklere ve feed taper konusuna değinilecektir.

**KAYDIRILMIŞ EKSENLİ ELİPS REFLEKTÖR ANTEN TASARIMI**

KEE antenin final tasarımı parçalar halinde düşünülürse çok yönlü bir çalışma gerektiği aşikârdır. Bu bağlamda önceki bölümde ÇRH anten tasarlanmıştır. Her ne kadar ÇRH antenin tasarımı KEE yapısından bağımsız görülse de aslında KEE yapısı besleme anteni olan ÇRH antenin şekillendirilmesini gerektirir. Bu sebeple iki yapı beraber optimize edilirler. Öncelikle KEE topolojisinin besleme ihtiyaçları belirlenir ardından da ÇRH anten tasarlanır. Bölüm 3’de bahsedildiği gibi tasarıma başlarken bazı giriş parametrelerine ihtiyaç duyulur. Bunlar  $D_M$ ,  $D_S$ ,  $D_B$ ,  $\theta_E$  ve  $\ell_0$  parametreleridir. Bu doğrultuda ana parabolik reflektör, ikincil eliptik reflektör tasarlanacak ardından beslemenin tam olarak nereye konumlandırılacağı hesaplanacaktır. Burada ÇRH antenin yakın alan ışıması konumlandırmada bir giriş fonksiyonu olarak yer alacaktır. Giriş parametreleri Çizelge 5.1 ile verilmiştir.

Çizelge 5. 1 KEE anten giriş parametreleri

$D_M = 500mm$	$D_S = 50mm$
$D_B = D_S = 50mm$	$\theta_E = 30^0$
$\ell_0 = D_M / 2$	

## 5.1 Ana Parabolik Reflektör Tasarımı

KEE topolojisinde kullanılan ana reflektör parabol eğrisi gibi modellenir. Ve genellikle çok derin bir parabol olur. Çizelge 5.1 ile gösterildiği üzere ana reflektör antenin çapı 500mm seçilmiştir. Yalnız bu reflektörde dikkat edilmesi gereken kısım parabol simetri ekseninden başlamamaktadır.  $D_B/2$  kadar ötelenmiş olarak başlamalıdır. Antenin beslemesi ana reflektörün arkasından doğru yapılacağı için ara kısım boş kalmalıdır.

Bir parabolü tanımlamak için o parabolün çapı ve odak uzaklığı yeterlidir. Burada parabolün çapı verilmiştir. Ana reflektörün modellenmesi için hesaplanması gereken tek parametre parabolün odak uzaklığıdır (F). Bölüm 3'de (3.56) nolu tanım ile bu mesafe bulunabilir. Öncesinde belirlenmesi gereken 3 parametre daha gereklidir. Bunlar (3.47), (3.48) ve (3.52) nolu denklemlerin sırasıyla yardımcı olacağı  $\theta_U$ ,  $\theta_L$  ve  $\beta$  değerleridir. Aşağıda sırasıyla çözülmüşlerdir.

$$\theta_U = 2 \times \arctan\left(\frac{-D_M}{2\ell_0}\right) = -90^\circ \quad (5.1)$$

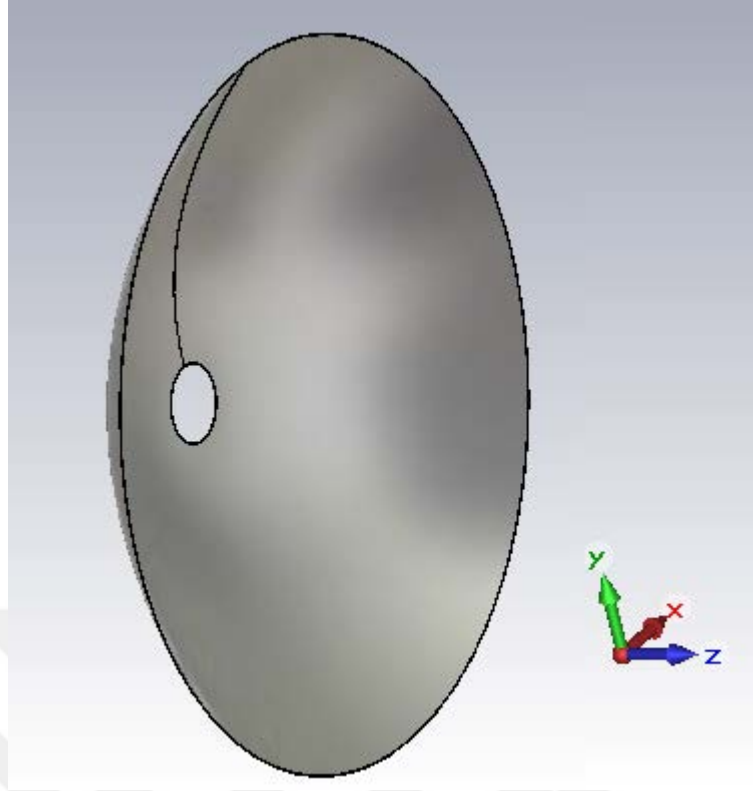
$$\theta_L = \frac{D_S - D_B}{2\ell_0 - D_S \tan \theta_E} = 0^\circ \quad (5.2)$$

$$\beta = \arctan\left(\frac{\sin \theta_E + \sin \theta_L + \sin(\theta_E - \theta_L)}{\cos \theta_E + \cos \theta_L + \sin(\theta_E - \theta_L) / \tan(\theta_U / 2)}\right) = 36.206^\circ \quad (5.3)$$

Bu 3 değişken (3.56)'de yerine konur ve

$$F = \frac{-D_M + 4c \sin \beta}{4 \tan(\theta_U / 2)} = 112.5 \quad (5.4)$$

Bulunur. Bu noktadan sonra sadece (3.35)'e uygun olarak parabol modellenir.



Şekil 5. 1 Tasarlanan parabolik reflektör

Şekil 5.1 ile modellenen parabolün resmi verilmiştir. Belirtildiği üzere parabol x ve y eksenlerinde  $D_B$  kadar ötelenerek başlatılmıştır. Ardından z-ekseni etrafında bir tam tur döndürülmüştür.

## 5.2 İkincil Eliptik Reflektör Tasarımı

KEE topolojisinde belki de en çok kafa karıştıran kısım eliptik bir profile sahip ikncil reflektörün idrakı, tasarımı ve modellenmesidir. Öncelikle geometri iyice analiz edilmeli, ardından bu geometride elipsin hangi kısmı kullanılıyor o belirlenmelidir. Tasarıma başlarken bir elipsi tanımlamak için gerekli olan parametreler bulunmalıdır. Bunlar odaklar arası uzaklık olan  $2c$  ve elipsin dışmerkezliliği olan  $e$  mesafedir. Bu parametrelerden 3. Bölümde bahsedilmiş ve (3.54) ve (3.55) nolu denklemlerle hesabı özetlenmiştir. Giriş parametrelerimize göre  $2c$  ve  $e$  değerlerinin alması gereken değerlerin bir kısmı ana parabolik reflektörün özelliklerini hesaplarken bulunmuştur. Bu iki parametreye ulaşmak için gerekli olan tek parametre  $V_S$  yani beslemenin noktasal kaynağının yeridir. Bu da (3.53) ile bulunur. Parametreler aşağıda hesaplanmıştır.



$$V_s = \frac{-X_s \sin(\theta_E - \theta_L) \sin(\beta - \theta_U)}{\sin \theta_E \sin \theta_U \sin(\beta - \theta_L)} = 34.1506 \quad (5.5)$$

$$2c = \frac{-V_s \sin \theta_U}{\sin(\beta - \theta_U)} = 42.3234 \quad (5.6)$$

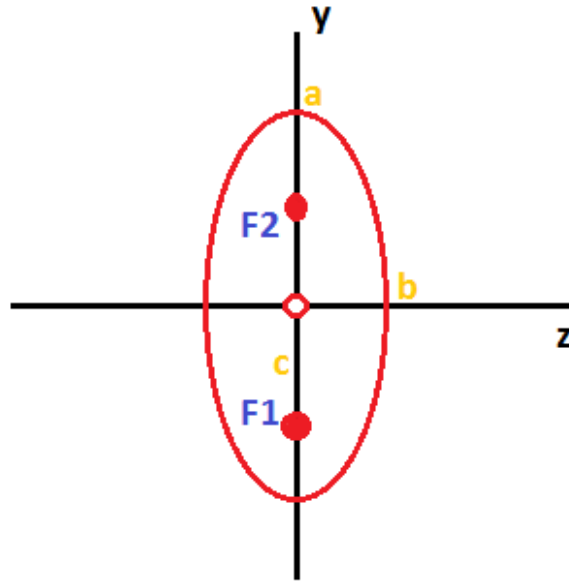
$$e = \frac{-\sin \theta_U}{\sin \beta + \sin(\beta - \theta_U)} = 0.7155 \quad (5.7)$$

Bulunan bu değerler eşliğinde elipsin a ve b parametreleri de (3.37) ve (3.38)'den faydalanarak aşağıdaki şekilde bulunur.

$$a = \frac{c}{e} = 20.6611 \quad (5.8)$$

$$b = \sqrt{a^2 + c^2} = 29.5753 \quad (5.9)$$

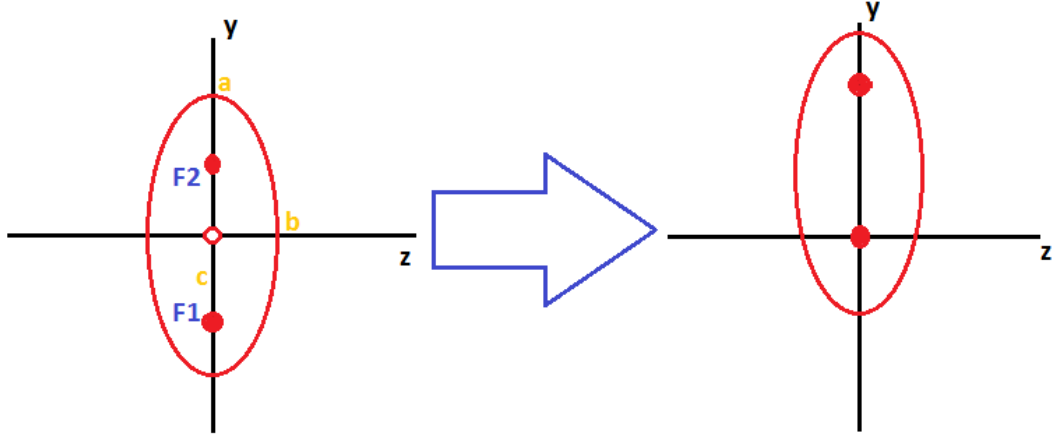
Bulunan bu a ve b değerleriyle elips artık çizilebilir. Çizilen model elips Şekil 5.2 ile verilmiştir.



Şekil 5. 2 İkincil reflektöre ait elips

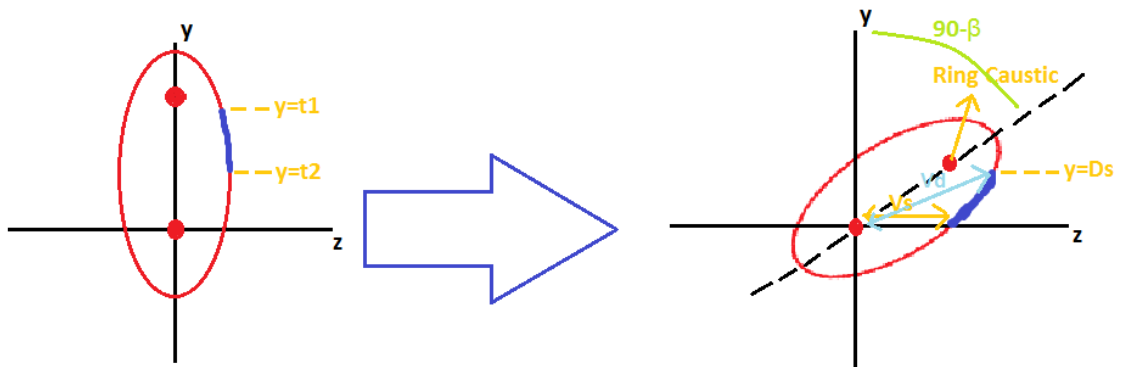
Yukarıdaki elips modeli KEE topolojisine uygun hale getirilecektir. Bunun için öncelikle elipsin bir odağının koordinat sistemi merkezi olan O noktasına kaydırılması

gerekmektedir. Bu işlem  $y=y+c$  fonksiyonuyla kolaylıkla yapılır. Yapılan dönüştürme Şekil 5.3 ile verilmiştir.



Şekil 5. 3 Elips profilinin y-ekseninde kaydırılması ( $y=y+c$ )

Bilindiği üzere artık koordinat sistemi merkezi olan O noktasından geçerek elips duvarlarına çarpan her ışın elipsin diğer odağından geçerek ilerleyecektir. Tasarımın bir sonraki adımı antene ismini de veren eksen kaydırma işlemidir. Bu eksen kaydırma Şekil 3.18'den anlaşıldığı üzere elipsin asal ekseninin z eksenine  $\beta$  kadar açı yapacak şekilde döndürülmesidir. Bu durumda Şekil 5.3 ile elde edilmiş olan y-ekseninde kaydırılmış elips saat yönünde  $90 - \beta$  kadar döndürülecektir. Bu işlem Şekil 5.4 ile açıklanmıştır.



Şekil 5. 4 Elips profilinin ekseninin kaydırılması ( $90 - \beta$  kadar)

Eksen döndürme işleminin ardından Şekil 5.4 ile gösterildiği üzere Koyu mavi olarak belirtilmiş olan çizgiler ikincil reflektörün simetri ekseninin bir kısmıdır. Kaydırılmış ve döndürülmüş eksen üstünde olan elips odaklarından birisi sistem besleme merkezi olan

O noktasında diğeri ise sistemin ring caustic noktası üzerindedir. Bu nokta ayrıca ana parabolik reflektörün de odak noktasıdır. Bu sayede burada yansıyan ışın ana reflektörden dışarıya simetri eksenine paralel olarak ilerleyecektir. Aynı durum ters senaryoda da mevcuttur. Simetri eksenine paralel olarak ana reflektöre gelen ışın sistemin beslenme noktası olan O noktasından geçecektir.

Elipsi modellerken Şekil 5.4'deki  $t_1$  ve  $t_2$  noktaları kullanılacaktır. Hem bu değerleri bulmak için hem de elipsin eksenini  $90 - \beta$  derece döndürmek için trigonometrik özelliklerden faydalanılabilir. İndisli koordinatlar çevrilmemiş koordinatları göstermek üzere eksen döndürme işlemi aşağıdaki şekilde yapılır.

$$z = z' \cos(90 - \beta) - y' \sin(90 - \beta) \quad (5.10)$$

$$y = z' \sin(90 - \beta) - y' \cos(90 - \beta) \quad (5.11)$$

$t_1$  ve  $t_2$  değerleri aşağıdaki şekilde bulunurlar.

$$V_d = \frac{D_s / 2}{\sin \theta_E} \quad (5.12)$$

Olmak üzere,

$$t_1 = V_d \sin(\theta_E + 90 - \beta) \quad (5.13)$$

$$t_2 = V_s \sin(90 - \beta) \quad (5.14)$$

Olur.

Bu parametreler eşliğinde artık elips modellenebilir. Burada aşağıda verilmiş olan (5.15) ile verilen elips denklemini kullanılır.

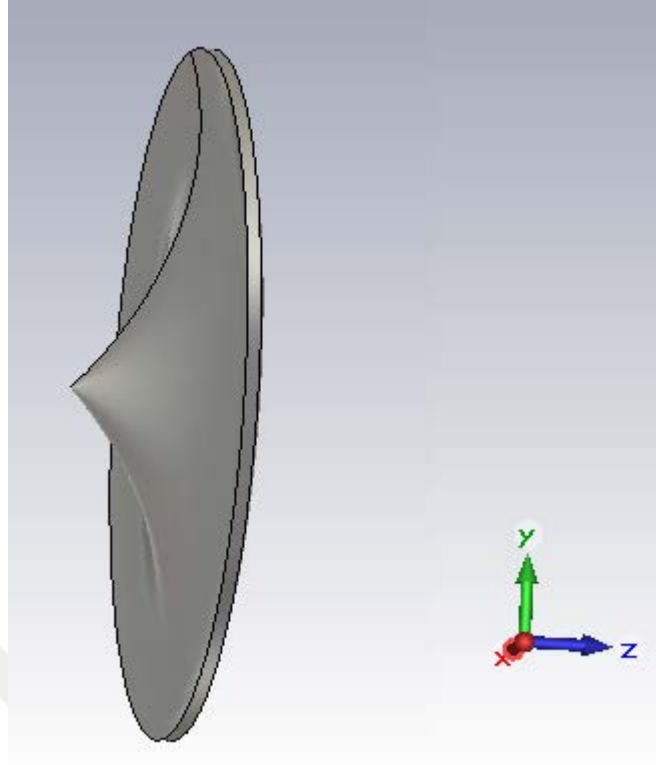
$$z' = \frac{b}{a} \sqrt{a^2 - (y')^2} \quad (5.15)$$

Modelleme ayrıntıları aşağıdadır.  $t$  değerinin değişimi,  $t_2-c \rightarrow t_1-c$  olmak üzere,

$$z(t) = \left( \frac{b}{a} \sqrt{a^2 - t^2} \right) \cos(90 - \beta) - (t + c) \sin(90 - \beta) \quad (5.16)$$

$$y(t) = \left( \frac{b}{a} \sqrt{a^2 - t^2} \right) \sin(90 - \beta) + (t + c) \cos(90 - \beta) \quad (5.17)$$

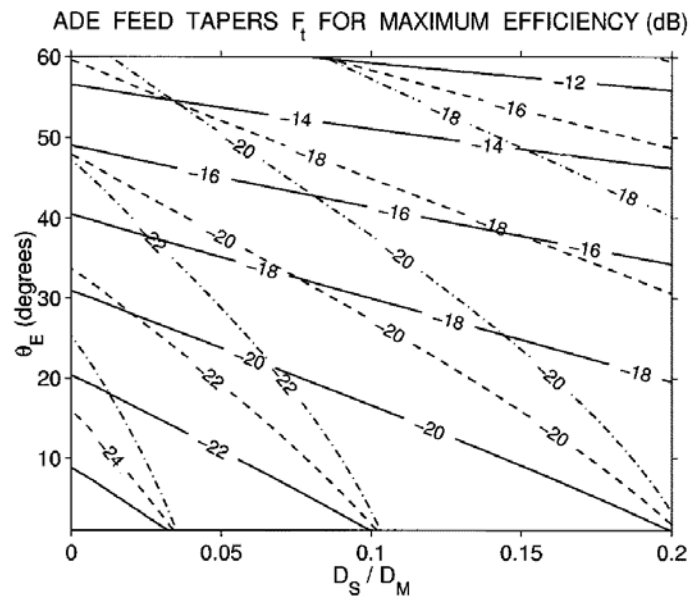
Şeklinde modellenir. Modellenen ikincil eliptik reflektör Şekil 5.5 ile verilmiştir.



Şekil 5. 5 Tasarlanan eliptik ikincil reflektör

### 5.3 Besleme Kaynağının Konumlandırılması

Tasarımın son aşaması olan besleme antenin yerinin belirlenmesi kısmında öncelikle maksimum verimi elde etmek için gerekli olan feed taper değeri saptanmalıdır. Bu değer Şekil 5.6 ile verilmiştir [17].

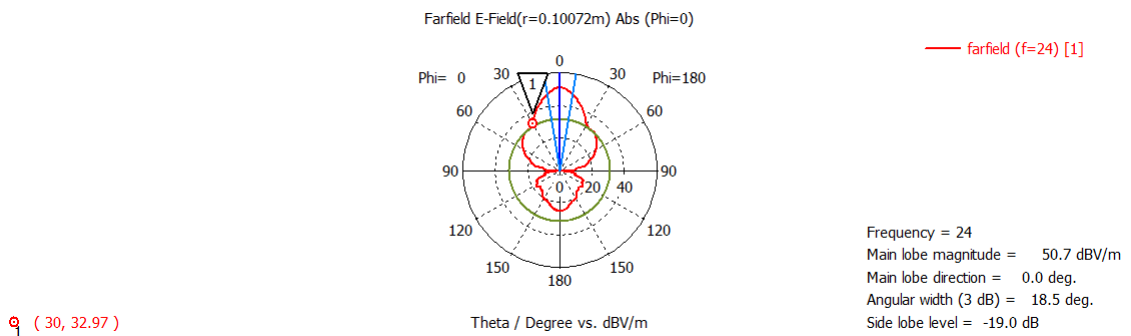


Şekil 5. 6 Maksimum verim alabilmek için feed taper değerleri

Şekil 5.6'dan anlaşıldığı üzere tasarımdaki  $D_S/D_M$  oranı 0,1'dir.  $\Theta_E$  değeri  $30^0$  seçilmiştir. Bu durumda maksimum verim elde edebilmek için besleme anteninın ara reflektörün merkezi ile kenarlarına gönderdiği EM dalgaların güçleri arasında 18 dB fark olmalıdır. Bu konuda yapılması gereken beslemede kullanılan ÇRH antenin yakın alandaki ışımaya karakteristiğinin incelenip bu 18 dB değerine ne kadar yakın olunduğuna bakılmasıdır. Simülasyon programları gerekli ayarlamaları yapıldıklarında yakın alandaki ışımaya özelliklerini verebilirler. Bu bağlamda ne kadar yakında olunduğunun bilinmesi gerekir. Öncelikle besleme anteninın faz merkezinin koordinatı belirlenmeli ardından bu ÇRH antenin ara reflektör mesafesindeki yakın alanı incelenmelidir. Yalnız faz merkezi koordinatı z ekseninde ışımaya yapılacak açı aralığına göre değişecektir. Bu aralık da  $\Theta_E$  ile aynı seçilmelidir. Faz merkezini yalnız bu etkilemez, ayrıca yakın alan sonucu izleneceği için hangi mesafenin izleneceğine göre de faz merkezinin konumu değişecektir. O sebeple faz merkezini izlemekte de bir optpmizasyon yöntemi kullanılmalıdır.

Bu tasarım için besleme anteninın faz merkezi antenin arka başlangıcından 66.5681mm sonra oluşmaktadır. Faz merkezi ile ara reflektör arasında olan  $V_S$  mesafesi ise 34.1506mm'dir. Bu durumda faz merkezini ve yakın alanı ÇRH antenin arka başlangıç noktasından 100.72mm sonra izlemek en doğru sonucu verecektir. Tabi ki bu işlem frekansa bağlı olarak da değişecektir. Bu tasarımda merkez frekans olan 24 GHz'de incelemeler yapılmıştır.

Alınan sonuçlar doğrultusunda 100.72mm'deki Düşey (H-Plane) yakın alan paterni Şekil 5.7 ile verilmiştir.



Q1 (30, 32.97)

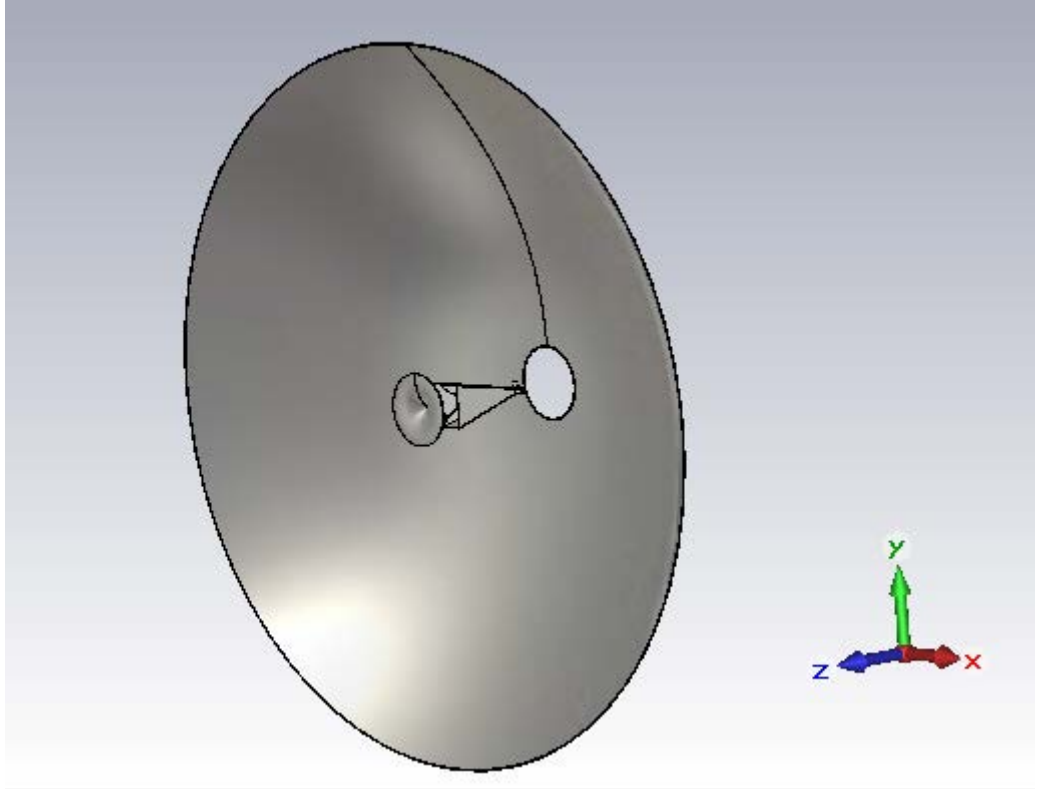
Şekil 5. 7 ÇRH antenin yakın alan ışımaya paterni

Şekil 5.7 ile görülmektedir ki besleme anteni 100.72mm mesafede ara reflektörün merkezine yani baktığı asıl yöne 50.7dBV/m elektrik alan ışması yapmaktadır. Marker ile belirlenmiş  $30^0$  noktasında ise ara reflektörün kenarlarına 32.97dBV/m elektrik alan ışması yapmaktadır. Buradan kolaylıkla aradaki fark bulunabilir. Bulunan değer 18dB civarında olup maksimum verim için gerekli olan değerle aynıdır. Bu değerlerin yakalanması için ÇRH anten ile çok sayıda optimizasyon denenmiştir.

Besleme anteninin faz merkezi ara reflektörden  $V_s$  kadar geriye konumlandırılmıştır.

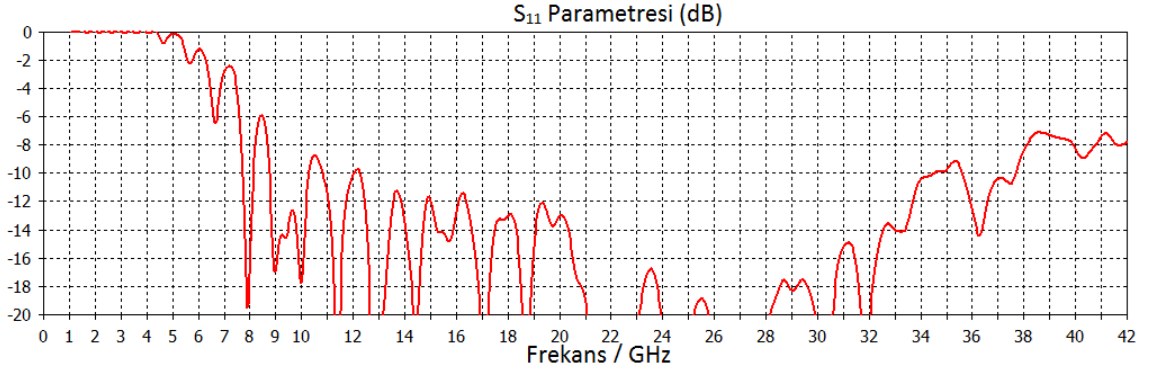
#### 5.4 KEE Anten Performansı

Çalışma boyunca adım adım tasarlanan kaydırılmış eksenli elips reflektör anten Şekil 5.8 ile verilmiştir. Antenin çapı 500mm'dir.



Şekil 5. 8 Tasarlanan KEE anten

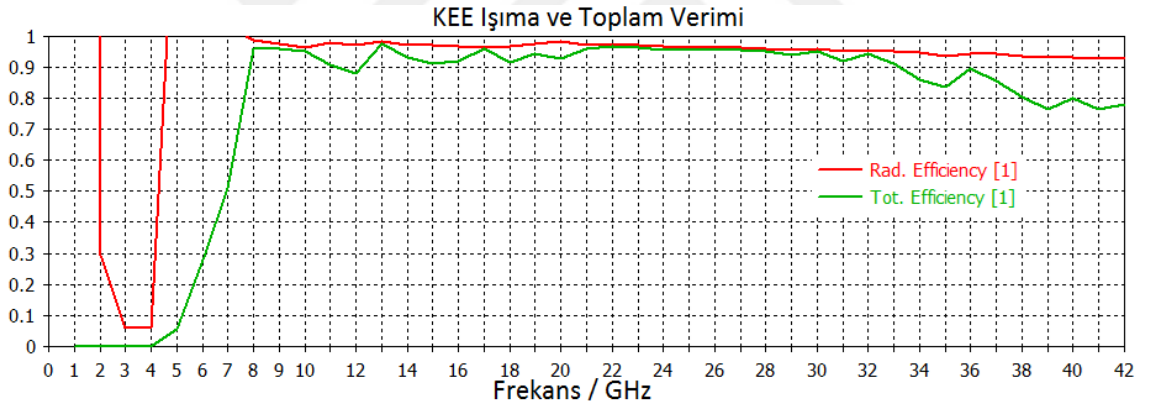
Tasarlanan antenin geri yansıma kaybı  $S_{11}$  performansı Şekil 5.9 ile verilmiştir.



Şekil 5. 9 KEE antenin geri yansımaya kaybı ( $S_{11}$ )

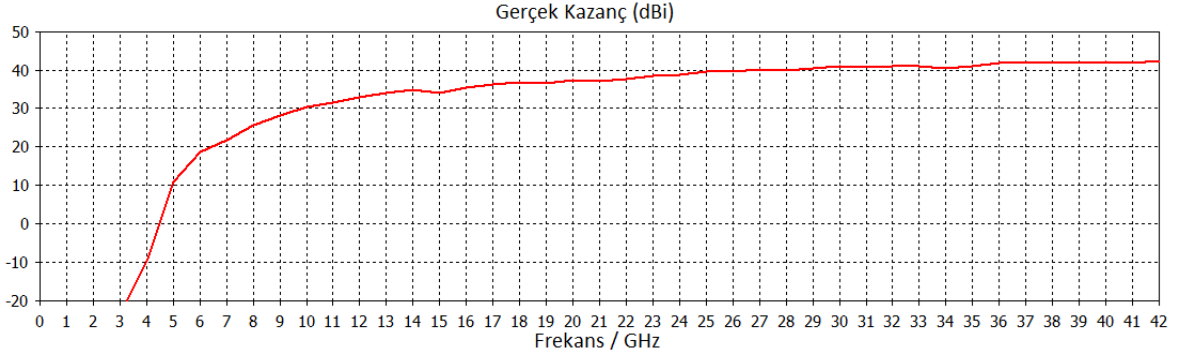
Şekil 5.9 ile verilen geri yansımaya kaybı bandın büyük bir çoğunluğunda -10dB'den daha iyi bir karakteristiğe sahiptir.

KEE antenin en önemli kullanılma sebebi ulaşılabilecek verimin reflektörülü bir yapı için çok yüksek olabilmesidir. Tasarlanan antenin ışımaya ve toplam verimi Şekil 5.10 ile verilmiştir. Bu verim değerleri antenin girişine uygulanan gücün ve antenin kabul ettiği gücün antenden ışıyan toplam güce oranlarıdır.



Şekil 5. 10 KEE antenin ışımaya ve toplam verimi

Yukarıda Şekil 5.10 ile verilmiş KEE antenin verim parametreleri çok geniş bantın 32GHz seviyelerine kadar %90 üzerinde seyretmiş, sonrasında çok küçülen dalga boyunun etkisiyle hem ışımaya karakteristiğindeki değişimler hem de EM dalgaların çarptığı yerden saçılmalarının artışından dolayı aşağı yönlü hareket etmiştir. Bu düşüş hareketinde besleme antenin empedans uyumsuzluğunun bantın ilerleyen bölgesinde artmasının ve yine bantın ilerleyen bölgesinde ışımaya paterninin de sivrilmemesinin bozucu etkileri olmuş olabilir.



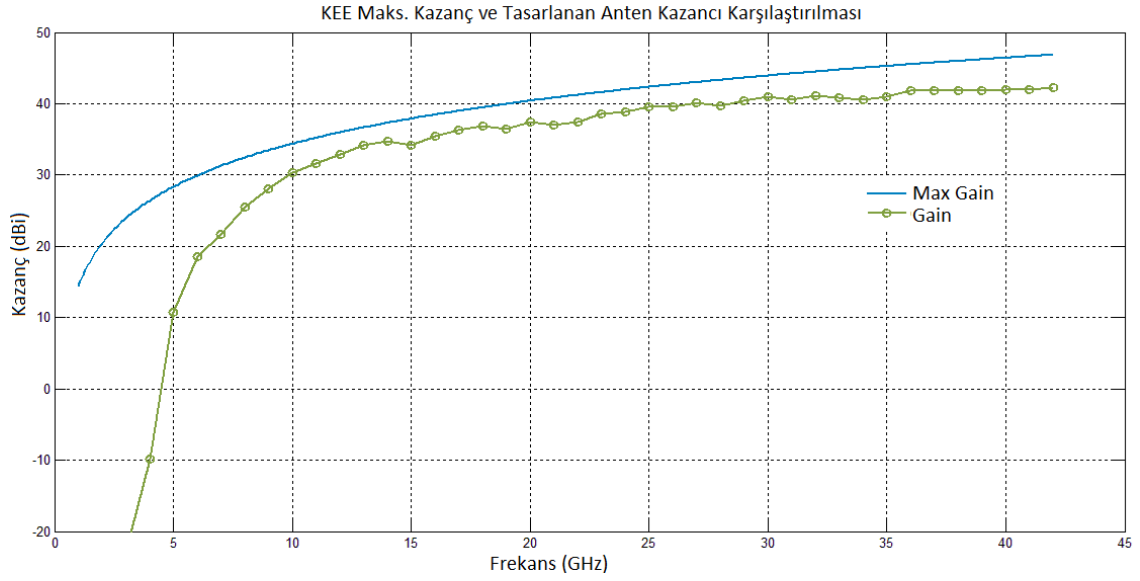
Şekil 5. 11 Tasarlanan KEE antenin CST’de çalıştırılmış gerçek kazancı

Şekil 5.11 ile KEE antenin frekansa bağlı gerçek kazancı (Realised Gain) verilmiştir. Bu parametreler antenin uzak alan sonuçlarıdır. Gerçek kazanç ifadelerinin açıklık teorisi limitlerine ne kadar yakın olduğunu belirlemek amacıyla, bir performans göstergesi olan açıklık verimi denklem (2.40)’ın yardımıyla çıkarılabilir.

Dar bantta uygulamalarda çalışan bir KEE anten için %92 - %93 seviyeleri ulaşılabilecek en üst teorik verimlerdir. Bu değerler EM dalganın optiğe tam anlamıyla uyumu sağlanarak elde edilebilir. Yani EM dalga çarptığı yerden hiçbir şekilde saçılma ve kırınım yapmazsa, EM dalganın faz eğrilerinin kusursuz olmasıyla sistemin birincil ve ikincil odaklarının yeri optik olarak belirlenen yeri olursa gibi birtakım basitleştirmeler olursa bu %92 seviyelerindeki verimler yakalabilir. Ama EM dalgalar bu prensiplere tam uygun hareket etmediği için açıklık verimlerinin daha düşük olması beklenen bir sonuç olacaktır. Literatürde dar bantta tek frekansta çalışan KEE örneklerinde bir uzay aracı için %72 verim sağlanmış, başka bir çalışmada ise yine dar bantta tek frekansta %55 açıklık verimi sağlanmıştır.

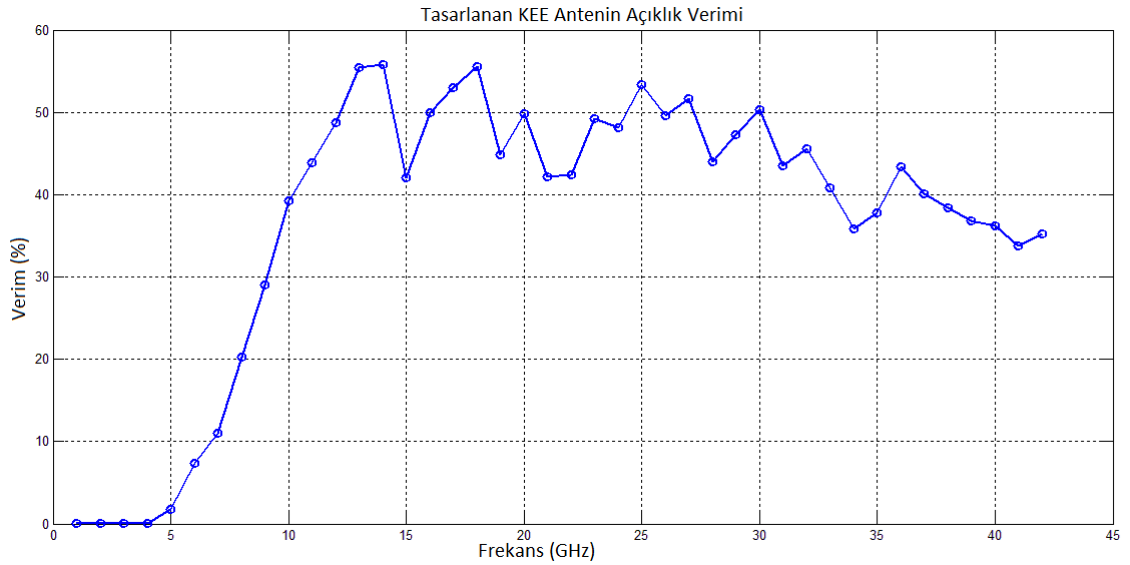
Tasarlanan KEE anten çok geniş bantlı bir tasarım olduğu için o seviyelerin yakalanması yer yer mümkün olsa da tüm band için mümkün olamamaktadır. Literatürde yansıtıcı genişbant tasarımlarında bant boyunca ortalama %35 seviyelerindeki açıklık verimi iyi bir performans olarak değerlendirilmiştir. Tasarlanan antenin gerçek kazancı ile açıklık yüzeyinin tamamının kullanıldığı varsayılmış maksimum verim değeri arasındaki ilişkiyi gösteren grafik Şekil 5.12 ile verilmiştir.





Şekil 5. 12 KEE antenin gerçek kazancının maksimum açıklık verimindeki kazanç ile karşılaştırılması

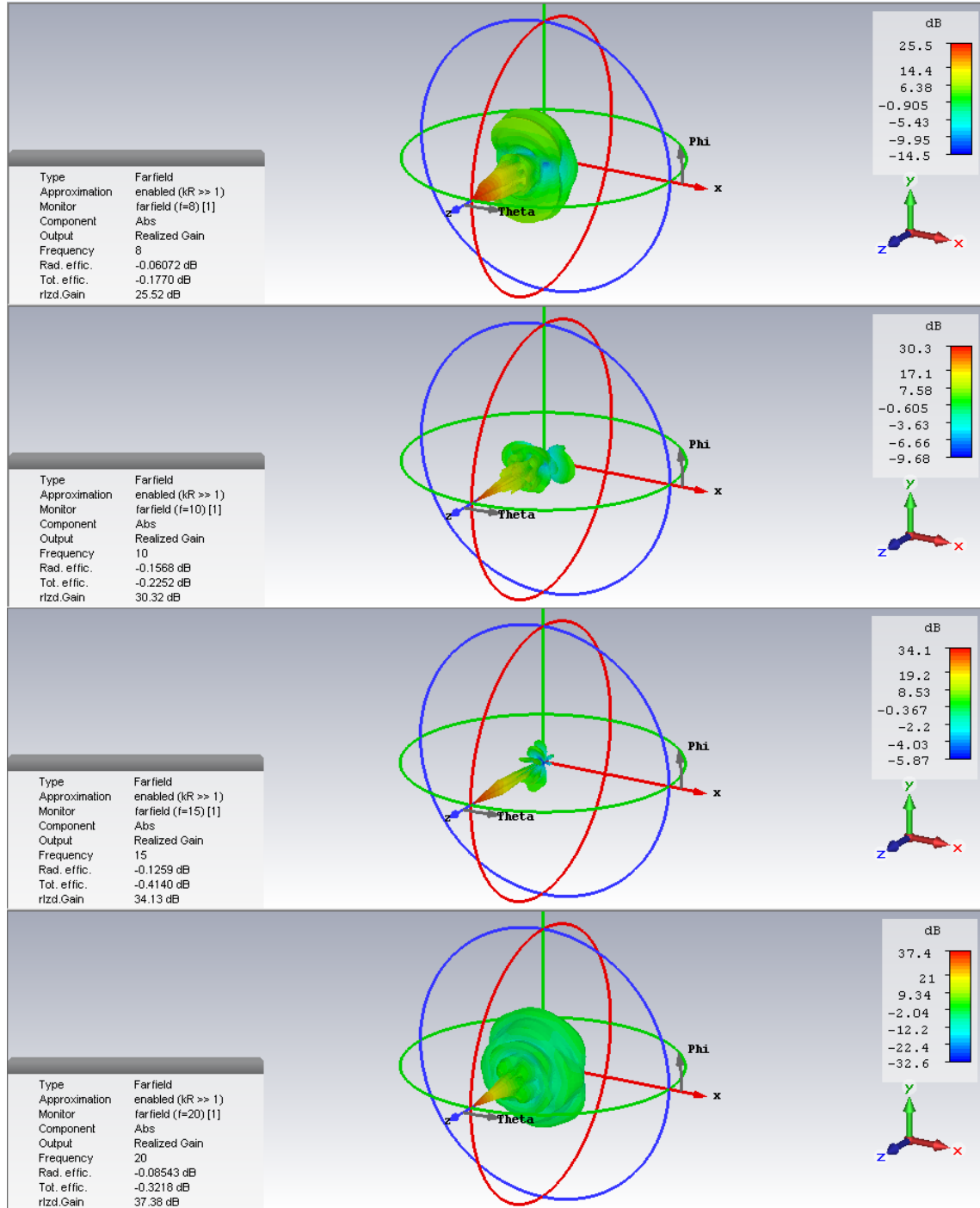
Şekil 5.12 ile verilmiş karşılaştırmadan çıkarılmış anten açıklık verimi parametresi Şekil 5.13 ile verilmiştir.



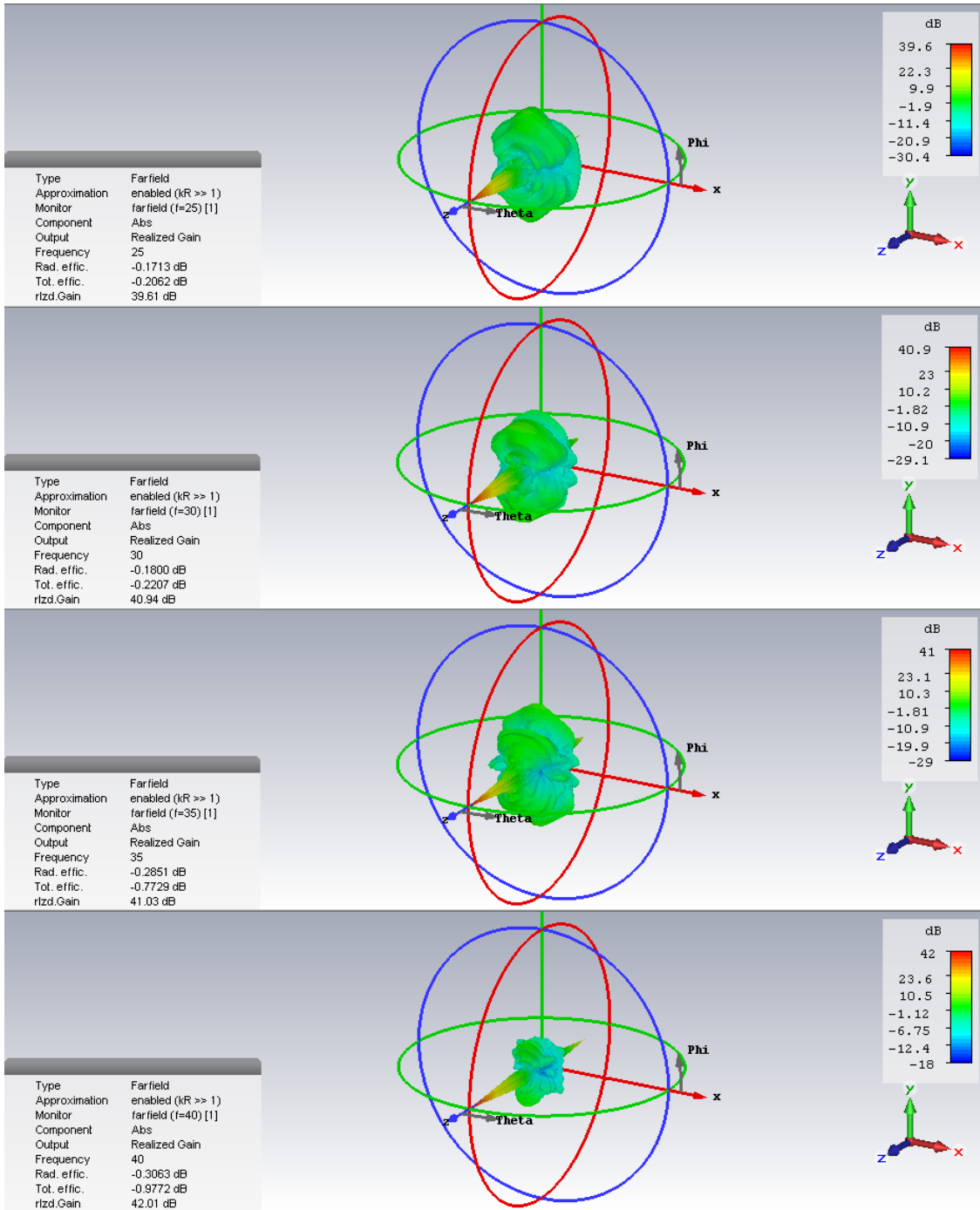
Şekil 5. 13 KEE antenin açıklık verimi

Yukarıdaki açıklık verimi grafiğinden yola çıkarak söylenebilir ki tasarlanan KEE anten bant boyunca ortalama %45 açıklık verimine sahiptir. Çok genişbantlı bir tasarım için literatürde %35 verim seviyeleri yeterli bulunmuştur.

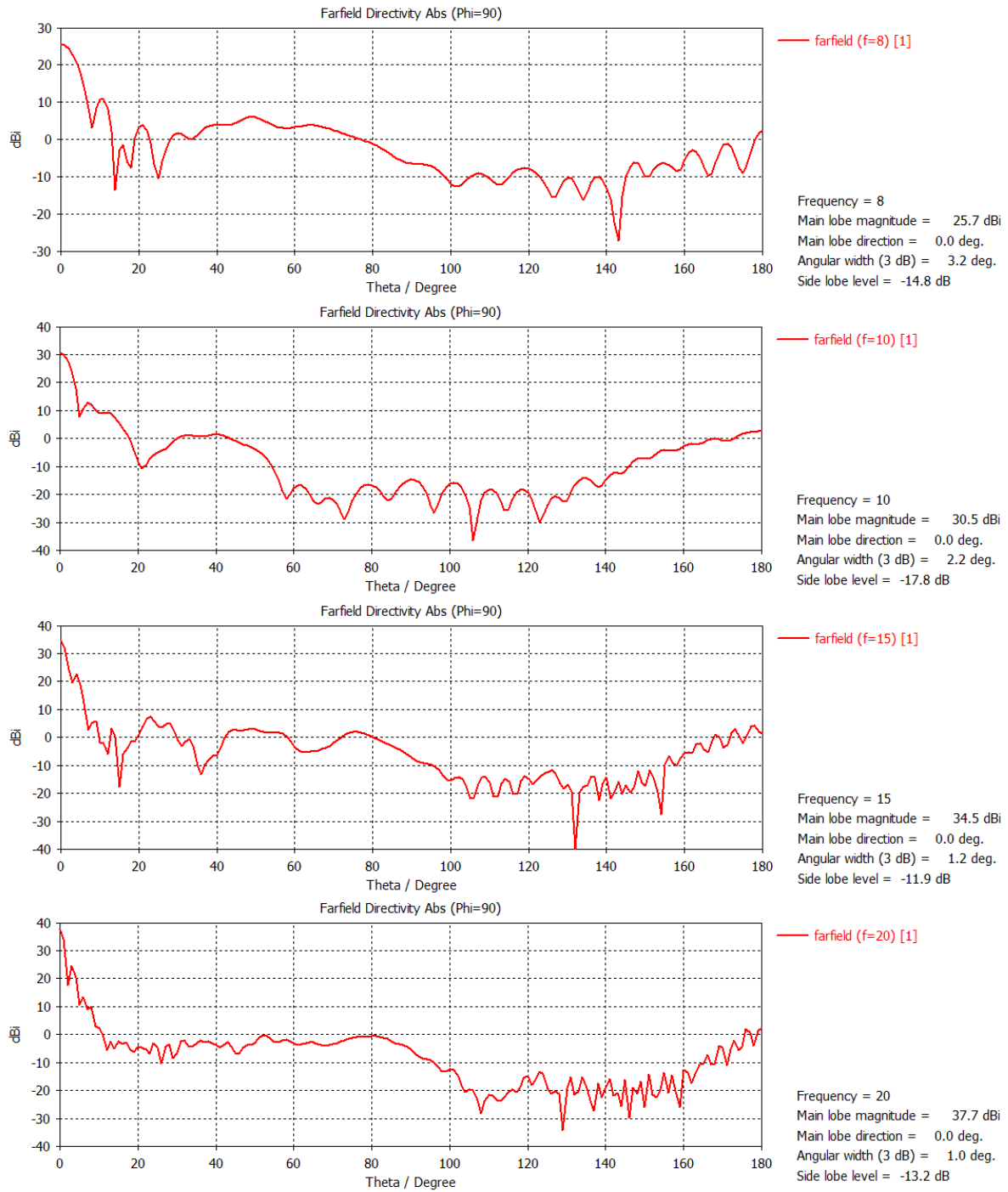
İleriki şekillerde KEE antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri, 2 boyutlu kartezyen düzlemde E-düzlem yönlendiricilik karakteristikleri ve 2 boyutlu polar düzlemde H-düzlem ışınma paternleri belirli frekanslar için verilmiştir.



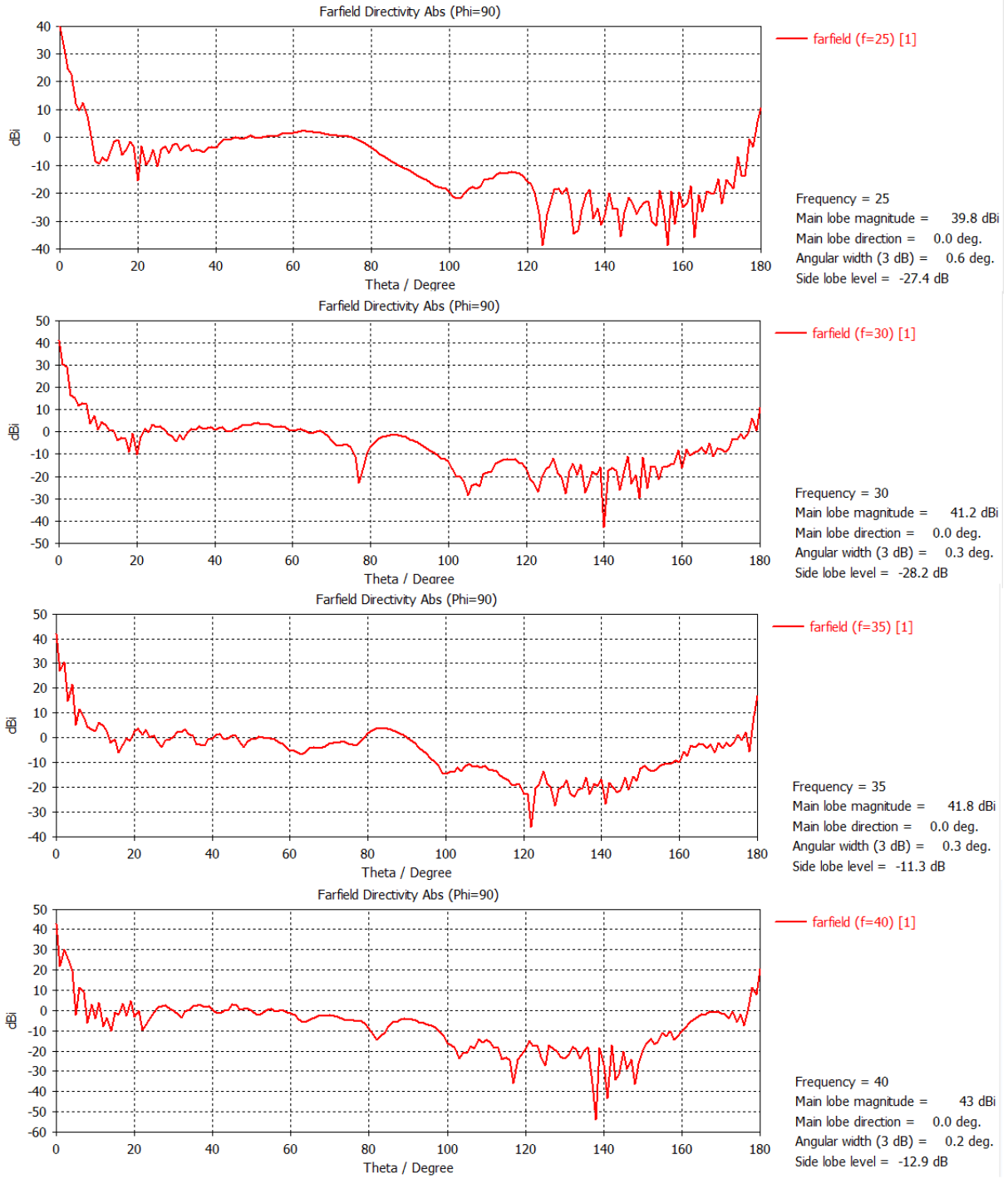
Şekil 5. 14 Tasarlanan KEE antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri



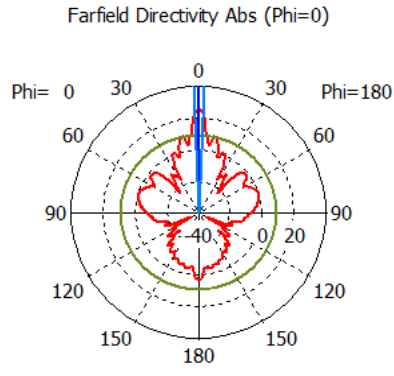
Şekil 5. 15 Tasarlanan KEE antenin 3 boyutlu gerçek kazanç paternleri (devamı)



Şekil 5. 16 Tasarlanan KEE antenin E-düzlem yönlendiricilik karakteristiği

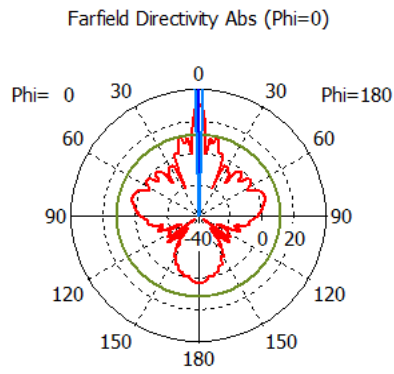


Şekil 5. 17 Tasarlanan KEE antenin E-düzlem yönlendiricilik karakteristiği (devamı)



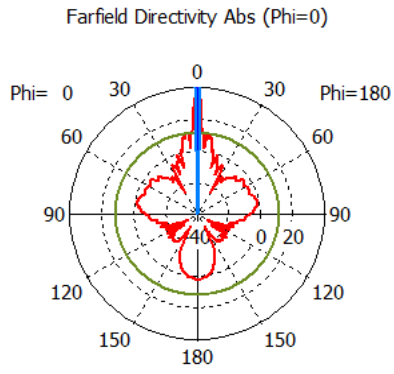
— farfield (f=8) [1]

Frequency = 8  
Main lobe magnitude = 25.7 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 4.6 deg.  
Side lobe level = -16.1 dB



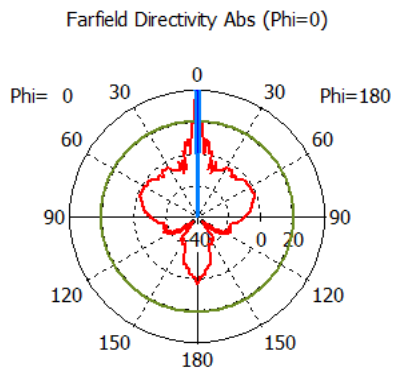
— farfield (f=10) [1]

Frequency = 10  
Main lobe magnitude = 30.5 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 3.8 deg.  
Side lobe level = -18.9 dB



— farfield (f=15) [1]

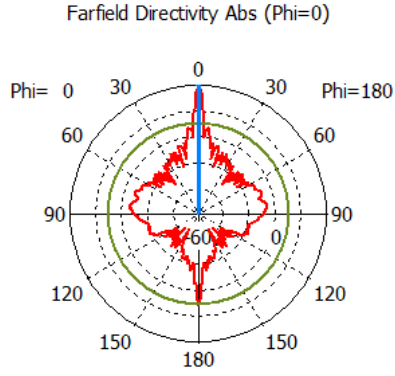
Frequency = 15  
Main lobe magnitude = 34.5 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 2.5 deg.  
Side lobe level = -23.2 dB



— farfield (f=20) [1]

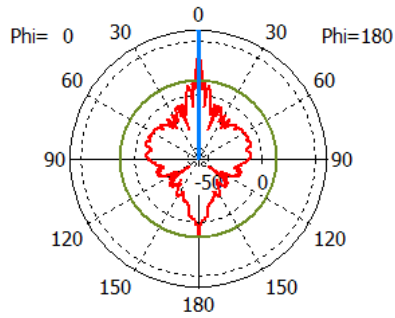
Frequency = 20  
Main lobe magnitude = 37.7 dBi  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 1.8 deg.  
Side lobe level = -17.2 dB

Şekil 5. 18 Tasarlanan KEE antenin H-düzlem ışınma paternleri



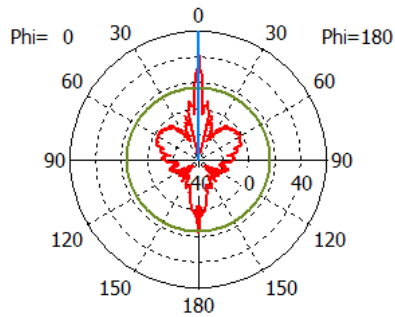
Theta / Degree vs. dBi

Farfield Directivity Abs (Phi=0)



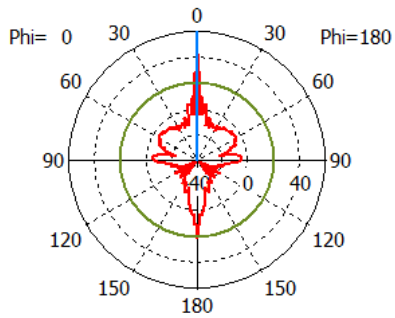
Theta / Degree vs. dBi

Farfield Directivity Abs (Phi=0)



Theta / Degree vs. dBi

Farfield Directivity Abs (Phi=0)



Theta / Degree vs. dBi

— farfield (f=25) [1]

Frequency = 25  
 Main lobe magnitude = 39.8 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 1.3 deg.  
 Side lobe level = -29.1 dB

— farfield (f=30) [1]

Frequency = 30  
 Main lobe magnitude = 41.2 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 0.8 deg.  
 Side lobe level = -27.8 dB

— farfield (f=35) [1]

Frequency = 35  
 Main lobe magnitude = 41.8 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 0.5 deg.  
 Side lobe level = -25.0 dB

— farfield (f=40) [1]

Frequency = 40  
 Main lobe magnitude = 43 dBi  
 Main lobe direction = 0.0 deg.  
 Angular width (3 dB) = 0.4 deg.  
 Side lobe level = -22.7 dB

Şekil 5. 19 Tasarlanan KEE antenin H-düzlem ışımaları (devamı)

### SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada X ve K olmak üzere iki bandda çok genişbantlı çalışan KEE reflektör anten tasarımı yapılmıştır. Bu kapsamda antenlerin ışıma prensiplerinden başlayarak antenler incelenmiş, özelleşerek devam eden akış düzeniyle yapılar kurulmuştur. Bir KEE reflektör anten tasarlanırken bu anten için bir de besleme kaynağı gereklidir ve bu çalışma kapsamında çok geniş bantlı bir ÇRH anten tasarımı da yapılmıştır. Bu tasarım yolunda horn antenler incelenmiş, bu antenlere band genişletme eklemeleri yapılmış ardından yapılan bu eklemeler KEE profiline uygun verimli sonuçlar alınması açısından optimize edilmişlerdir.

Tasarlanan ÇRH antenin boyutları 72 x 32 x 28 mm'dir. Bu boyutlarda hem X bandında hem de bütün K (Ku, K, Ka) bandlarında efektif olarak çalışmaktadır. Antenin geri yansıma kaybı çalışılan çok geniş band boyunca -8dB'nin altında kalmıştır. Kazanç açısından frekans bağımlı bir grafik gösteren yapı düşük frekans bölgesinde 8dBi seviyelerinde, yüksek frekans bölgesinde 17dBi seviyelerinde kazanç göstermektedir. Antenin huzme genişliği yine frekansa bağlı olarak değişse de bu çalışmadaki gibi bir reflektör sistemini besleyebilir, EMC/EMI testlerinde ve birçok daha genişbantlı sistemde kullanılabilir.

Çalışmadan çıkan KEE reflektör antenin boyutları ana reflektör için 500mm çapındadır. Ana reflektöre göre çok küçük olan ikincil elips reflektörün çapı ise 50mm'dir. Besleme anteni ara reflektöre çok yakın ve yakın alan ışıma bölgesindedir. Tasarlanan anten çok genişbantlı olduğu için X ve K bantlarının tümünde iyi bir geri yansıma katsayısına



sahiptir, yani verim olarak iyi sonuçlar verecektir. Bazı kötü kısımlar için besleme anteninin ışınım karakteristikleri tarafında optimizasyonlar yapılabilir. Antenin kazancı düşük frekans bölgesinde 25dBi seviyelerinde sonuçlar göstermiştir. Bu değer yüksek frekans bölgelerinde 42dBi seviyelerini görmüştür. 50 cm çapa sahip ana reflektör için 39dBi gibi bir rakam literatüre ve emsallerine göre yeterli bir düzeydir. Huzme genişliği yüksek frekanslarda düşeyde  $0.3^{\circ}$ 'yi bulmuştur. Bu değer takip uygulamaları için çok avantajlıdır. KEE reflektör anten radar, uydu haberleşmesi, uzay aracı haberleşmesi ve birçok geniş band uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Antenin tasarım süreci boyunca üretim süreçleri göz önünde bulundurularak hem maliyet hem de zorluk açısından imalat parametreleri de göz önünde bulundurulmuştur.



## KAYNAKLAR

---

- [1] Emerson, W.H., (1973). "Electromagnetic Wave Absorbers and Anechoic Chambers Through the Years", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 21:4:484-490.
- [2] Gillette, M.R. ve Wu, P.R., (1977) "RF Anechoic Chamber Design Using Ray Tracing", Int. IEEE/AP-S Symp. Dig., 246–252.
- [3] Balanis, C.A., (2005). Antenna Theory: Analysis and Design, Third Edition, A John Wiley & Sons inc., New Jersey.
- [4] Pozar, D.M., (2012). Microwave Engineering, Fourth Edition, John Wiley & Sons inc., Amherst.
- [5] Cheng, D.K., (1989). Field and Wave Electromagnetics, Second Edition, Addison-Wesley.
- [6] Milligan, T.A., (2005). Modern Antenna Design, Second Edition, A John Wiley & Sons inc., New Jersey.
- [7] Rotman, W. Ve Lee, J.C., (1984). "Compact Dual Frequency Reflector Antennas for EHF Mobile Satellite Communication Terminals", Int. IEEE/AP-S Symp. Dig., 771-774.
- [8] Brown, J. ve Jull, E.V., (1961). "The Prediction of Aerial Patterns from Near-Field Measurements", Proceedings of the IEE – Part B: Electronic and Communication Engineering, 108:42:635-644.
- [9] Johnson, R.C. ve Ecker, H.A., (1973). "Determination of Far-Field Antenna Patterns from Near-Field Antenna Measurements", Proceedings of the IEEE, 61:12:1668-1694.
- [10] Joy, E.B., Leach, W.M., Rodrigue, G.P. ve Paris, D.T., (1978). "Applications of Probe-Compensated Near-Field Measurements", IEEE Trans. On Antennas and Propagation, 26:3:379-389.
- [11] Paris, D.T., Leach, W.M. ve Joy, E.B., (1978). "Basic Theory of Probe-Compensated Near-Field Measurements", IEEE Trans. On Antennas and Propagation, 26:3:373-379.

- [12] Walton, K.L. ve Sundberg, V.C., (1964). "Broadband Ridged Horn Design", *Microwave Journal*, 96-101.
- [13] Kerr, J.L., (1973). "Short Axial Length Broad-band Horns", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 21:710-714.
- [14] Cen, T.S., (1957). "Calculation of the parameters of ridge waveguides", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 5:1:12-17.
- [15] Hannan, P.W., (1961). "Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 9:140-153.
- [16] Rusch, W.V.T., (1963). "Scattering from a Hyperboloidal Reflector in a Cassegrain Feed System", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 11:414-421.
- [17] Moreira, F.J.S., (2001). "Generalized Classical Axially Symmetric Dual-Reflector Antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 49:4:547-554.
- [18] Azimi, M.A., Arazm, F., Mohassel, J.R. ve Dana, R.F., (2007). "Design and Optimization of a New 1-18 GHz Double Ridged Guide Horn Antenna", *J. of Electromagnetic Waves and Applications*, 21:4:501-516.

## ÖZGEÇMİŞ

### KİŞİSEL BİLGİLER

**Adı Soyadı** : Emre ULUSOY  
**Doğum Tarihi ve Yeri** : 25.04.1993 Karabük  
**Yabancı Dili** : İngilizce  
**E-posta** : ulusoy\_e@yahoo.com

### ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Haberleşme	Yıldız Teknik Üniversitesi	2018
Lisans	Elektronik ve Haberleşme Müh.	Yıldız Teknik Üniversitesi	2015
Lise	Fen Bilimleri	Karabük Anadolu Ö.L.	2011

### İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2017-	TÜBİTAK-BİLGEM	Araştırmacı
2017-2017	RadarComm	RF Tasarım Mühendisi

## YAYINLARI

### Bildiri

1. Ulusoy, E., ve Türk, A.S., (2017). "Dual Band Axially Displaced Ellipse Reflector Antenna Design for Radar and Broadband Applications", Int. Radar Symp IRS, Prague, Czech Republic.

