T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EKSENİ KAYDIRILMIŞ ELİPSOİDAL REFLEKTÖR ANTENLERİN FAZ HATASI ANALİZLERİ

AYKUT DEMİRCİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
HABERLEŞME PROGRAMI

DANIŞMAN
DOÇ. DR. NURHAN TÜRKER TOKAN

İSTANBUL, 2018

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

EKSENİ KAYDIRILMIŞ ELİPSOİDAL REFLEKTÖR ANTENLERİN FAZ HATASI ANALİZLERİ

Aykut DEMİRCİ tarafından hazırlanan tez çalışması 27.06.2018 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

Doç. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. Abdullah Burak POLAT

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Dr. Öğr. Üyesi Cihan DÖĞÜŞGEN

Yeni Yüzyıl Üniversitesi _____

ÖNSÖZ

Uydu haberleşme teknolojilerinde kullanılan antenler için kullanılan tasarım yöntemleri ve parametreleri, antenlerden yüksek performas alabilmek için oldukça önemlidir. Kullanım alanlarına göre bu tasarımlar farklılık göstermektedir. Uydu haberleşme anten sistemleri, yalnızca haberleşme sektörünün değil savunma sanayi sektörünün de vazgeçilmezleri arasındadır. Bu sebeplerden ötürü tasarımlar, kullanım alanına ve amacına göre büyük bir titizlikle yapılmalıdır. Bu tez çalışmasında beni sonuna kadar destekleyen ve bana motivasyon kaynağı olan sevgili danışman hocam Doç. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN hocama sonsuz teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca her daim yanımda olan aileme ve yüksek lisans sürecinde gerekli anlayışı gösteren şirketim Profen İletişim Teknolojileri'nin değerli çalışanlarına da teşekkürü bir borç bilirim.

Haziran, 2018

Aykut DEMİRCİ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ vi

KISALTMA LİSTESİ vii

ŞEKİL LİSTESİ viii

ÇİZELGE LİSTESİ x

ÖZET xi

ABSTRACT xiii

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1
1.2 Tezin Amacı 5
1.3 Hipotez 6

BÖLÜM 2

REFLEKTÖR ANTEN SİSTEMLERİ 7

2.1 Reflektör Antenler 8
2.1.1 Parabolik Reflektör Geometrisi 8
2.1.2 Reflektör Anten Çeşitleri 11
2.1.3 Çift Reflektörlü Antenler 13

BÖLÜM 3

KU BAND REFLEKTÖR SİSTEMİ İÇİN BESLEME ANTENİ ANALİZİ 17

3.1 Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi 19
3.1.1 Çalışma Frekans Aralığı, Merkez Frekansı ve Çıkış Frekansı 19
3.1.1.1 Dar Bant Uygulamaları 19
3.1.1.2 Geniş Bant Uygulamaları 20
3.1.2 Giriş Yarıçapı 20
3.1.3 Çıkış Yarıçapı 20

3.1.4 Oluk Derinliği 20
3.1.5 Oluk-Diş Açıklığı ve Açıklık-Oluk Genişliği Oranı 21
3.1.6 Mod Dönüştürücü Tipi ve Sayısı 21
3.1.7 Besleme Anteni Uzunluğu 22
3.2 Ku Band İçin Oluklu Besleme Anteni Tasarımı 22
3.2.1 Çalışma Frekans Aralığı, Merkez Frekansı ve Çıkış Frekansı 22
3.2.2 Giriş Yarıçapı 22
3.2.3 Çıkış Yarıçapı 23
3.2.4 Oluk Derinliği 23
3.2.5 Oluk-Diş Açıklığı ve Açıklık-Oluk Genişliği Oranı 23
3.2.6 Mod Dönüştürücü Tipi Ve Sayısı 23
3.2.7 Besleme Anteni Uzunluğu 24
3.3 Simülasyon Sonuçları 26

BÖLÜM 4

KU BAND İÇİN EKSENİ KAYDIRILMIŞ REFLEKTÖR ANTEN ANALİZİ 29

4.1 Ekseni Kaydırılmış Elipsoidal Reflektör Antenler 30
4.1.1 Ekseni Kaydırılmış Elipsoidal Reflektör Anten Sistemi Geometrisi 31
4.2 Ku Band Uydu Sistemleri İçin Ekseni Kaydırılmış Elipsoidal Reflektör Anten Analizi 35
4.3 Simülasyon Sonuçları 36
4.3.1 Subreflektör 36
4.3.2 Ana Reflektör ile Birlikte Tüm Sistem 40
4.4 Saha Ölçümleri ve Sonuçları 43
4.4.1 Anten Alma Işıma Örüntüsü ve Alma Kazancı Hesaplama 43
4.4.2…Anten Gönderme Işıma Örüntüsü ve Gönderme Kazancı Hesaplama 45
4.4.3 Saha Ölçüm Sonuçları 46
4.4.4 Saha Ölçüm Sonuçları ile Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması 50
4.5 Faz Hata Kaybı ve Eksenel Odaksızlık 53
4.5.1 Oluklu Besleme Anteni ve Ekseni Kaydırılmış Elipsoidal Reflektör Anten Sisteminde Faz Hata Kaybı İncelemesi 54

BÖLÜM 5

SONUÇLAR VE ÖNERİLER 62

KAYNAKLAR 65

ÖZGEÇMİŞ 69

SİMGE LİSTESİ

A	Etkin Açıklık
D	Yönlendiricilik
η	Anten Verimi
λ	Dalga Boyu
d	Parabolun Derinliği
P	Güç
I	Akım
G	Anten Kazancı
$f(\theta,\phi)$	Alan Işıma Paterni
$F(\theta,\phi)$	Güç Işıma Paterni
$\lvert I_0 \rvert$	Akımın Maksimum Genliği
$P_{IŞ}$	Işıma Gücü
P_{in}	Antenin Giriş Gücü
L	Antenin Boyu
d_{max}	Reflektör Yüzeyin Maksimum Derinliği
H	Parabolün Merkez Yüksekliği

KISALTMA LİSTESİ

CST	Computer Simulation Technology
DDO	Duran Dalga Oranı
EM	Elektromagnetik
EO	Eksensel Oran
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
KDDI	Kokusai Denshin Denwa Incorporation
NTT	Nippon Telegraph and Telephone Corporation
YGHG	Yarım Güç Hüzme Genişliği

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2. 1 Parabolik bir reflektörün geometrisi..... 10
Şekil 2. 2 Parabol *f/D* oranı ile besleme toplam açıklık açısını karşılaştırma [7]. 10
Şekil 2. 3 Reflektör anten çeşitleri a) Odaktan besleme b) Odak dışı besleme c) Cassagrain besleme d) Gregorian besleme..... 12
Şekil 2. 4 Cassegrain reflektör anten..... 13
Şekil 2. 5 Gregorian reflektör anten. 14
Şekil 3. 1 Oluklu dairesel besleme anteni a) Ön görünüş; b) Yan görünüş; c) Kesit görünüşü. 18
Şekil 3. 2 Oluklu dairesel besleme anteninin parametreleri. 26
Şekil 3. 3 Geri gönüş kaybının frekansa bağlı değişimi. 27
Şekil 3. 4 Oluklu dairesel besleme anteninin eş-pol ve ters-pol kazanç ışıma örüntüleri (a) 10.70 GHz; (b) 12.46 GHz; (c) 14.5 GHz. 28
Şekil 4. 1 İkincil reflektörün ana reflektörü engellemesi. 30
Şekil 4. 2 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten. 31
Şekil 4. 3 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemi geometrisi. 33
Şekil 4. 4 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminde subreflektör elipsi ve parametreleri. 34
Şekil 4. 5 Oluklu besleme anteni tarafından aydınlatılan subreflektör..... 35
Şekil 4. 6 Ekseni kadırılmış reflektör anten tasarım parametreleri..... 36
Şekil 4. 7 Subrefletör yapısının 3-boyutlu ışıma örüntüleri a) 10.7 GHz b) 12.6 GHz c) 14.5 GHz..... 37
Şekil 4. 8 Subrefletör yapısının geri dönüş kaybının frekansa bağlı değişimi 38
Şekil 4. 9 Subreflektör yapısının eş-pol ve ters-pol kazanç ışıma örüntüleri a) 10.70 GHz; b) 12.60 GHz; c) 14.50 GHz. 39
Şekil 4. 10 Subreflektör yapısı normalize kazanç ışıma örüntüleri 40
Şekil 4. 11 Ana reflektör eklenmiş anten sistemi..... 40
Şekil 4. 12 Tüm sistemin 3-boyutlu ışıma örüntüleri a) 10.7 GHz b) 12.6 GHz c) 14.5 GHz..... 41
Şekil 4. 13 Subreflektör yapısının eş-pol ve ters-pol kazanç ışıma örüntüleri a) 10.70 GHz; b) 12.60 GHz; c) 14.50 GHz. 42
Şekil 4. 14 Anten alma ölçümleri test düzeneği. 45
Şekil 4. 15 Anten gönderme ölçümleri test düzeneği. 46

Şekil 4. 16 Saha ölçümü anten ışıma örüntüsü (11.704 GHz) a) Azimut ekseni b) Elevasyon ekseni 48
Şekil 4. 17 Saha ölçümü anten ışıma örüntüsü (14.205 GHz) a) Azimut ekseni b) Elevasyon ekseni 49
Şekil 4. 18 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten 50
Şekil 4. 19 Saha ölçümü test düzeneği 50
Şekil 4. 20 Saha ölçümü ve simülasyon sonucu anten ışıma örüntüleri (11.704 GHz) a) Azimut ekseni b) Elevasyon ekseni 51
Şekil 4. 21 Saha ölçümü ve simülasyon sonucu anten ışıma örüntüleri (14.205 GHz) a) Azimut ekseni b) Elevasyon ekseni 52
Şekil 4. 22 Oluklu horn antenin normalize ışıma örüntüsü ve faz değişim grafiği 54
Şekil 4. 23 Oluklu horn antenin z-ekseninde konumlandırılması. 55
Şekil 4. 24 Oluklu horn antenin 10 dB hüzme genişliği içerisindeki faz değişiminin uyarılma konumuna bağlı değişimi a) $\phi = 0^o$ b) $\phi = 90^o$ 56
Şekil 4. 25 Oluklu horn ile beslenen ekseni kaydırılmış elips subreflektör sistemin *z*-ekseninde konumlandırılması. 57
Şekil 4. 26 Oluklu horn ile beslenen ekseni kaydırılmış elips subreflektör sistemin 10 dB hüzme genişliği içerisindeki faz değişiminin uyarılma konumuna bağlı değişimi a) $\phi = 0^o$ b) $\phi = 90^o$ 57
Şekil 4. 27 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin faz merkezi halkası. 58
Şekil 4. 28 Ekseni kaydırılmış elips anten ve oluklu horn antenin faz merkezi hareketleri a) $\emptyset=0^0$ ve b) $\emptyset=90^0$ 59
Şekil 4. 29 Oluklu horn anten ile beslenen parabolik reflektör anten (*f/D*=1.12) 60
Şekil 4. 30 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten ve oluklu besleme anteninin faz hata kayıpları a) $\emptyset=0^0$ ve b) $\emptyset=90^0$ 61

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3. 1 Oluklu dairesel besleme anteninin parametreleri. 25
Çizelge 4. 1 Saha ölçüm sonuçları (11.704 GHz). 47
Çizelge 4. 2 Saha ölçüm sonuçları (14.205 GHz). 47
Çizelge 5. 1 Saha ölçüm sonuçları ve simülasyon sonuçları (11.704 GHz). 63
Çizelge 5. 2 Saha ölçüm sonuçları ve simülasyon sonuçları (14.205 GHz). 63

ÖZET

EKSENİ KAYDIRILMIŞ ELİPSOİDAL REFLEKTÖR ANTENLERİN FAZ HATASI ANALİZLERİ

Aykut DEMİRCİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN

Uydu haberleşme sistemlerinde reflektör antenler, yüksek yönlendiricilik ve kazanca sahip olmaları nedeniyle sıklıkla kullanılmaktadır. Reflektör antenlerin farklı yapıları ve bu yapılarında birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları vardır.

Reflektör anten sistemlerinde besleme anteni olarak genellikle horn antenler kullanılır. Horn antenler, en temel mikrodalga antenlerinden biridir. Tasarımlarının ve üretimlerinin kolay olması, horn antenleri haberleşme sistemlerinde önemli bir konuma getirmektedir. Geometrik yapılarından dolayı iyi bir yönlendiriciliğe sahiptirler. Horn antenlerin de kullanım alanına ve amacına göre farklı tipleri mevcuttur.

Bu çalışmada, uydu haberleşme frekans spektrumunun Ku bandında çalışacak olan ve reflektör antelerin özel bir formu olan ekseni kaldırılmış elipsoidal reflektör anten sistemi tasarlanmıştır. Bu anten sistemi için ilk etapta besleme yapısı olarak oluklu horn anten tasarımı ve performans incelemesi yapılmıştır. Daha sonra reflektör ve subreflektör yapılarının tasarımları gerçeklenmiştir. Bu anten sisteminin simülasyon performans sonuçları, gerçek saha ölçümleriyle kıyaslanmış ve benzerlik oranı incelenmiştir. Son olarak bu anten sistemi için faz merkezi analizi yapılmış ve faz merkezinin çalışma frekans bandı boyunca değşimi gözlenerek faz merkezi stabilitesi araştırılmıştır. Bu bu çalışmalar ve ölçümler ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten

sistemlerinin, uydu haberleşme sistemleri için mükemmel kabiliyette olduğunu ortaya koymaktadır.

Anahtar Kelimeler: Anten, oluklu horn besleme, ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten, uydu haberleşmesi, parabolik reflektör

ABSTRACT

PHASE ERROR ANALYSIS OF AXIALLY DISPLACED ELLIPTICAL REFLECTOR ANTENNAS

Aykut DEMİRCİ

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assoc. Prof. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN

In satellite communication systems, reflector antennas have high utilization ratio due to their high directivity and gain. Reflector antennas have different structures and these structures have some advantages and disadvantages compared to each other.

In reflector antenna systems, horn antennas are usually used as the feed antenna. Horn antennas are one of the most basic microwave antennas. The ease of their design and production makes horn antennas an important position in communication systems. They have good orientation due to their geometric constructions. Horn antennas have different types according to usage area and purpose.

In this study, an axially displaced elliptical reflector antenna system, which is a special form of reflector antenna, is designed to operate in the Ku band of the satellite communication frequency spectrum. At first, a corrugated horn antenna as feed structure for this antenna system is designed and performed. Then the designs of reflector and subreflector structures were realized. The simulation performance results of this antenna system are compared with the actual field measurements and the similarities are examined. Finally, phase center analysis is performed for this antenna system and phase center stability is investigated by observing the variation of the phase center along the operating frequency band. These studies and

measurements reveal that axially displaced elliptical reflector antenna systems are excellent for satellite communication systems.

Keywords: Antenna, corrugated feed horn, axially displaced elliptical reflector antenna, satellite communication, parabolic reflector

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1 Literatür Özeti

Haberleşme, tarih boyunca insan hayatında her zaman önemli bir yere sahiptir. Haberleşme, kısaca bir bilginin bir yerden başka bir yere taşınmasıdır. Geçmişten günümüze çeşitli haberleşme metodları kullanılmıştır. Çok eski çağlarda insanlar dumanla haberleşmekte iken, zamanla güvercinleri eğiterek hayvanlardan faydalanmışlardır. Bunun yanı sıra ulakların kullanılması da tarih boyunca haberleşmeyi sağlayan yöntemler arasında yerini almıştır. Bayrak ve ışık da tarih boyunca uzak mesafe haberleşmesinde kullanılan yöntemlerdendir. 1700' lü yılların sonunda telgrafın icadı, 1800' lü yıllarda elektrikli telgraf ve telefonun icadı ile insanlar seslerini elektrikli teller üzerinden uzak mesafelere göndermeye başlamışlardır. Özellikle 19. yüzylın sonlarında ve 20. yüzyılda teknolojinin ilerlemesi ile antenler keşfedilmiştir ve haberleşmede önemli bir yer almıştır. Antenlerin keşfi ile uzak mesafeler ile kablosuz haberleşme sağlanmıştır. Yakın geçmişte yapılan çalışmalar antenlerin teknolojik olarak gelişmelerini hızlandırmıştır.

Günümüzde uydu haberleşme sistemleri, haberleşme alanında çok önemli bir pozisyona sahiptir. Bu haberleşme sistemlerinde temel olarak yer istasyonları ve farklı yörüngelerdeki uydular kullanılmaktadır. Uydular, yerden gelen sinyalleri alıp güçlendiren ve tekrardan yere gönderen sistemlerdir. Uydu haberleşme sistemlerinde kullanılan yer istasyonları, yani antenler de bu haberleşme sisteminin hayati parçalarıdır. En basit tanımıyla antenler, elektromanyetik dalgaları alan ya da gönderen cihazlardır. Alıcı antenler, boşluktaki elektromanyetik dalgaları toplayarak elektrik

sinyallerine çevirirken; verici antenler, elektrik sinyallerini elektromanyetik dalgalara dönüştürerek etraflarına ışıma yaparlar.

Uydu haberleşme sistemleri için anten tasarımları yapılırken, tasarlanan antenin yüksek kazanç ve yönlendiricilikte, yüksek ters kutuplama izolasyon değerinde ve yüksek faz merkezi stabilizasyonunda olması istenir. Buna göre tasarım parametreleri belirlenir ve yapılan tasarımlar üzerinden ölçümler yapılarak gerekirse iyileştirme çalışmaları yapılır.

Yer istasyonu adayı anten sistemlerinin en temel noktası besleme antenidir. Horn antenler, yaygın olarak kullanılan besleme antenleridir. Yönlü bir ışıma örüntüsü vardır ve olukça yüksek anten kazancına sahiptir. Horn antenler, verici modda iken elektromanyetik dalgaların dalga kılavuzundan boşluğa yayılmasını ve alıcı modda iken boşluktaki elektromanyetik dalgaların dalga kılavuzunda toplanmasını sağlamaktadır. Horn antenler; konik horn antenler, piramit horn antenler, E düzlem horn antenler, H düzlem horn antenler, oluklu horn antenler gibi çeşitli formlarda karşımıza çıkmaktadır.

Anten sistemlerinin ikinci kısmı reflektör yapılarıdır. Reflektörler, dar hüzmeye ve yüksek kazanca sahip olmalarından ötürü uydu haberleşme sistemlerinde oldukça yüksek kullanım oranına sahiptir. Reflektör antenler uydu sistemlerinde, uzay uygulamalarında, GSM haberleşme sistemlerinde ve radar sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Reflektör antenler besleme türlerine göre odaktan beslemeli reflektör antenler, odak dışı beslemeli reflektör antenler, Cassagrain reflektör antenler ve Gregorian reflektör antenler olarak dört farklı yapı ile karşımıza çıkmaktadır. Cassagrain ve Gregorain reflektör antenler çift reflektörlü antenlerdir. Bu anten sistemlerinde ana reflektör ile birlikte subreflektör denilen ikinci bir reflektör kullanılır. Anten sinyal gönderimi yaparken, besleme anteninden çıkan sinyaller öncelikle subreflektör üzerine düşer, Subreflektörden yansıyan sinyaller ana reflektörü aydınlatır ve ana refleflektörden yansıyan sinyaller de yönlendirilmiş bir şekilde boşluğa yayılır.

Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör antenler Gregorian ya da Cassegrain anten sistemlerinin özel biçimleridir. Bu tasarımın en belirgin avantajı, klasik çift reflektörlü anten sistemlerinde karşılaşılan subreflektör blokajının ortadan kaldırılmasıdır. Özel tasarım yöntemleri mevcut olup tezin ilerleyen kısımlarında detaylarına yer verilmiştir.

Tasarım dünyasında simülasyon çalışmalarının önemi oldukça fazladır. Yapılan tasarımların gerçeklenmeden önce bilgisayar ortamında benzetimlerin yapılması, üreticilerin ve tasarımcıların iş yükünü, zaman kayıplarını ve maliyetlerini oldukça azaltmaktadır. Yüksek teknolojiye sahip bu yazılımlar sayesinde bilgisayar ortamında gerçeğe çok yakın simülasyon çalışmaları yapılabilmekte ve tasarım performansları ölçülebilmektedir. Tasarım dışında iyileştirme alanında da bu yazılımlar kullanılmaktadır. Bu tez çalışması kapsamında yapılan tasımların performans ölçümlerinde ve iyileştirme çalışmalarında CST Microwave Studio yazılımından yararlanılacaktır.

Ekseni kaydırılmış elipsodidal reflektör anten sisteminin ilk tasarım çalışmalarına NASA mühendisleri tarafından 1971 yılında başlanmıştır. Yapının ortaya çıkış amacı uzay araçlarında kullanılan büyük çaplı antenlerin verimliliğini arttırmak amacıyla yeni bir geometrik tasarım konsepti ortaya çıkarmaktır. Bu programın ilk aşaması, 30 metreye kadar çapları olan antenlere potansiyel uygulamalarına ilişkin olarak mevcut ve yeni anten kavramlarının değerlendirilmesine ayrılmıştır. Bu amaçla NASA mühendisleri, o dönem halihazırda kullanılmakta olan klasik çift reflektörlü yapıların subreflektörleri üzerinde çeşitli geometrik modifikasyonlar yapılmıştır.

Bu modifikasyonların, besleme anteninden çıkan enerjinin subreflektörden besleme antenine yansımasından ve ana reflektörden gelen yansımanın subreflektör tarafından durdurulmasından kaynaklanan iletilen enerjinin kaybını ortadan kaldırması hedeflenmiştir. [1]

Bu tasarım çalışmaları kapsamında ilk prototipler 1972 yılında NASA mühendisleri tarafından yapılmıştır. Fakat burada üzerinde çalışılan yapılar bizim yapmış olduğumuz tez çalışmasından farklı olarak “Quadreflex Anten” olarak isimlendirilen ve konik yapılı bir ana reflektöre sahip olan yapılardır. [2]

Yapmış olduğumuz tez çalışması kapsamında faydalanılan yapının ilk örneğine 1986 yılında IEEE’de yayınlanmış bir makalede erişilmiştir. Bu çalışmada EHF bandı uygulamalarında kullanılmak üzere ekseni kaydırılmış çift reflektörlü anten tasarımı yapılmıştır. Burada tasarlanan yapıda çift bandta (21/44 GHz) çalışan bir besleme yapısı kullanılması, bu yapıyı önemli kılan bir diğer etkendir. [3]

1994 yılında, yine IEEE'de yayınlanan bir makalede, elektriksel olarak optimize edilmiş klasik ofset çift reflektörlü antenleri dairesel açıklıklarla tasarlamak için bir geometrik optik bir prosedür sunulmuştur. Burada ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör antenlerin matematiksek modeli üzerine çalışılmıştır. Tasarımların girdi değişkenleri olarak kullanılmak üzere, anten sisteminin ana ve subreflektörünün boyut ve aralıklarının, besleme anteninin yarı açıklık açısı ile birlikte, denklemleri elde edilmiştir. Bu prosedür, bu denklemlerle birlikte genel sistem gereksinimlerinden başlayarak optimize edilmiş bir tasarım sağlamaktadır. [4]

Fakat tam olarak bizim tez çalışmamıza konu olan ekseni kaydırılmış elipsoidal anten sistemi ve oluklu dairesel besleme anteni yapılarının geometrisi ve tasarım parametreleri 1997 yılında Tom Milligan ve Alexandre P. Popov tarafından yayınlanmıştır. Bu çalışmada küçük boyutlu antenlerin verimli arttırmak üzerine yoğunlaşılmış olsa da kullanılan tasarım yöntemi bizim tez çalışmamızda kullanılan yapıyla örtüşen en eski model olması açısından bizim için önemlidir. Anten boyutlarının azaltılması, Cassegrain veya Gregorian yapıları gibi klasik tasarımlarda çok kullanışlı sonuçlar vermemektedir. Bu nedenle, yapısal olarak ekseni kaydırılmış reflektör anten sistemlerine yönelinmiş ve tasarım parametreleri sunulmuştur. [5]

1999 yılında yayınladığı makalede Avustralyalı bilim adamı Christophe Granet, Tom Milligan ve Alexandre P. Popov'un çalışmasını referans alarak, tüm ekseni kaydırılmış reflektör anten sistemlerinin basitleştirilmiş bir tasarım prosedürünü sunmuştur. Bu çalışmada ekseni kaydırılmış çift reflektörlü anten sistemlerinin tasarımı için basit bir prosedür verilmiştir. Dört geometrik giriş parametresi kullanılarak, sistemlerin tamamen tanımlanması için kalan geometrik parametreleri bulmak için bir dizi denklem türetilmiştir. Bu giriş geometrisi, herhangi bir optimizasyon süreci için iyi bir başlangıç noktası sağlamaktadır. [6]

Daha sonrasında oluşturulan ve basitleştirilen bu matematiksel model üzerinden farklı amaçlar için farklı frekans bantlarında çalıştırılmak üzere çeşitli tasarımlar yapılmıştır. Bu yapı günümüzde VSAT sistemleri, yer istasyonları, uzay araçları gibi uydu haberleşmesinin kritik noktalarında sıklıkla kullanılmaktadır.

1.2 Tezin Amacı

Uydu teknolojisi çok hızlı gelişmekdedir ve uydu haberleşmesi için yapılan uygulamaların sayısı ve çeşitliliği günden güne artış göstermektedir. Bu tezin amacı uydu haberleşme teknolojilerinde en temelden başlayarak ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemlerinin saha ve simülasyon performans sonuçlarını inceleyerek, bu sistemlerin uydu haberleşmesi için çok iyi adaylar olduğunu ispatlamaktır.

Tezin ikinci bölümünde anten parametreleri ve reflektör antenler tanıtılacaktır. Anten özellikleri ve anten performans ölçümünde kullanılan parametreler, hem görsel hem de matematiksel olarak ifade edilecektir. Ayrıca farklı tiplerdeki antenlerden bahsedilecek ve bunların birbirlerine göre üstünlükleri incelenecektir. Bu bölümde verilen teorik bilgiler sonraki bölümlere temel oluşturmaktadır ve tasarımlarda buradaki prensiplerden yararlanılmaktadır.

Üçüncü bölümde, Ku band reflektör anten sistemleri için bir besleme antenin tasarımı ve performans incelemesi yapılmaktadır. Burada horn antenlerin özel bir formu olan oluklu dairesel horn anten kullanılmaktadır. Bu bölümde bu yapının tasarım parametreleri matematiksel olarak açıklanmış ve tasarlanan yapıda kullanılacak olan parametreler belirlenmiştir. Sonrasında bu yapının performans ölçümleri CST Microwave Studio yazılımı ile yapılmıştır.

Dördüncü bölümde, bu tez çalışmasının ana konusu olan Ku band için eksenin kaydırılmış elipsoidal reflektör anten tasarımı ve performans incelemesi yapılmıştır. 3. bölümde tasarımı ve performans incelemesi yapılan oluklu dairesel horn anten, bu yapıda besleme anteni olarak kullanılmıştır. Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin simülasyon çalışmalarının yanında gerçek saha ölçümleri de yapılmış ve bu iki ölçüm sonucu kıyaslanarak sonuçların benzerlikleri ve farklılıkları araştırılmıştır. Bununla birlikte bu anten sistemleri için faz merkezi stabilitesi incelenmiş ve bu özellik bakımından bu sistemlerin kullanım avantajına sahip olduğu gözlenmiştir.

1.3 Hipotez

Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemleri; gerek yüksek kazanç ve yönlendiriciliğe sahip olmaları, gerekse faz mezkezi stabilitelerinin çok güçlü olması nedeniyle uydu haberleşme sistemlerinde yer istasyonu olarak kullanılmaya mükemmel adaylardır.

BÖLÜM 2

REFLEKTÖR ANTEN SİSTEMLERİ

En basit tanımıyla antenler, elektromanyetik dalgaları alan ya da gönderen cihazlardır. Alıcı antenler, boşluktaki elektromanyetik dalgaları toplayarak elektrik sinyallerine çevirirken; verici antenler, elektrik sinyallerini elektromanyetik dalgalara dönüştürerek etraflarına ışıma yaparlar.

En temelde Maxwell denklemlerinden başlayarak, elektromanyetik dalgalar türetilir. Elektromanyetik çalışmaları, anten radyasyonunu tanımlayan matematiğin kavranmasını sağlar. Biz bu çalışmada bu denklemlerin tartışmasını atlıyoruz ve doğrudan pratik yönlere geçiyoruz.

Anten ışımalarının akımlardan yayıldığını anlamak önemlidir. Anten tasarımları, anten ışıma örüntüsü olarak adlandırılan ve istenen radyasyon dağılımını üretmek için akımları kontrol etmekten oluşur.

Bir anten, bağlı devre alanlarını, yayılan elektromanyetik dalgalara dönüştürür. Maxwell denklemleri, zamanla değişen herhangi bir elektrik veya manyetik alanın zıt alanı oluşturduğunu ve bir elektromanyetik dalga oluşturduğunu öngörür. Dalganın iki alanı dikey olarak uzanır ve dik elektrik ve manyetik alanlarla tanımlanan düzleme normal yönde ilerler. Elektrik alan, manyetik alan ve yayılma yönü, sağ elli bir koordinat sistemi oluşturur. Yayılan dalga alan şiddeti kaynaktan 1/R ile azalırken, statik alan $1/R^2$ ile düşüş gösterir. Zamanla değişen alanlara sahip herhangi bir devre, bir dereceye kadar yayılma kabiliyetine sahiptir.

Biz yalnızca zaman-harmonik alanları dikkate alıyoruz ve zaman bağımlılığı $e^{j\omega t}$ ile fazör notasyonunu kullanıyoruz. Dışa doğru yayılan bir dalga $e^{-j(kR-\omega t)}$ ile verilir, burada k, dalga sayısı olup $2\pi/\lambda$ ile verilir. λ, dalga boyudur ve serbest uzayda c/f ile elde edilir, burada c ışık hızıdır (boş alanda 3×10^8 m/s) ve f frekanstır.

2.1 Reflektör Antenler

Uydu haberleşme sistemlerinde reflektör antenlerin önemi azımsanamayacak kadar büyüktür. Geniş diyaframlı antenler sadece reflektörlerle veya dizilerle oluşturulabilir ve reflektörler dizilerden çok daha basittir. Diziler, birçok uygulamada gerekli olandan daha fazla serbestlik derecesi verir. Bol miktarda oda ve yavaş tarama oranları ile bir reflektör bir diziden daha iyi bir tasarıma dönüşür. Elbette, bir uygulamada bir dizi kullanmanın birçok geçerli nedeni olabilir, ancak reflektör antenler her zaman dikkate alınmalıdır. Bir dizinin ayrıntılı bir besleme ağına ihtiyacı vardır, buna karşın bir yansıtıcı, besleme ağı olarak basit bir besleme anteni ve boş alan kullanır.

Çoğu reflektör tasarımı, besleme anteninin tam karakterizasyonuyla birlikte kapsamlı hesaplamalar gerektirir. Bu konuda birçok analiz türü geliştirilmiştir.

Parabolik reflektör antenler, aktif ve pasif kısım olmak üzere iki ana bölümden oluşur. Antenin pasif kısmı yansıtıcı yüzey olarak kullanılan kısımdır. Yansıtıcı yüzey herhangi bir kaynak içermez, üzerine gelen elektromanyetik dalgaları yansıtmakla yükümlüdür. Bu yansıma işlemi optik kurallarına göre gerçekleşir. Elektromanyetik dalgaları iyi yansıtmak için seçilen malzeme türü son derece büyük önem arz etmektedir. Seçilen malzemenin, iletkenliği fazla ve yüzeyinin pürüzsüz olması tercih sebebidir.

2.1.1 Parabolik Reflektör Geometrisi

Şekil 2.1, parabolik reflektörün geometrisini göstermektedir. Şekli kendi ekseni etrafında döndürerek ya da bir silindirik reflektör oluşturmak için kâğıdın dışına bir eksen boyunca hareket ettirerek reflektörü oluştururuz. Silindirik reflektör bir hat kaynağı gerektirdiğinden, tek noktalı bir kaynaktan beslenen dairesel simetrik reflektörden daha az oranda kullanıma sahiptir. Parabolik bir reflektör, odak noktasında bulunan besleme anteni tarafından yayılan küresel bir dalgayı bir düzlem

dalgasına dönüştürür. Besleme dalgası genişlemesini azaltan odaktan yayılmasına rağmen, geometrik optik sabit kalan bir düzlem dalgası yansımasını öngörür. Yansıyan dalga bir düzlem dalgası olarak kalmaz, yayılır. Alanlar ışın düzlemi dalga kolonunun yansıma sınırı boyunca sürekli olmalıdır fakat alanlar sadece fiziksel sınırlar boyunca süreksiz olabilir. Yine de, performansını tahmin etmek için açıklık teorisini öngörülen çapta kullanırız. Yansıyan ışınlar paralel olduğu için, diyafram düzlemini eksen boyunca herhangi bir yere yerleştirebiliriz, ancak reflektörün önüne çok fazla yaklaşamayız. Reflektör yüzeyi için denklemler eşitlik (2.1) ve (2.2) ile kartezyen ve kutupsal koordinatlarda verilmiştir.

Kartezyen koordinatlar;

$$r^2 = 4f(f + z)$$

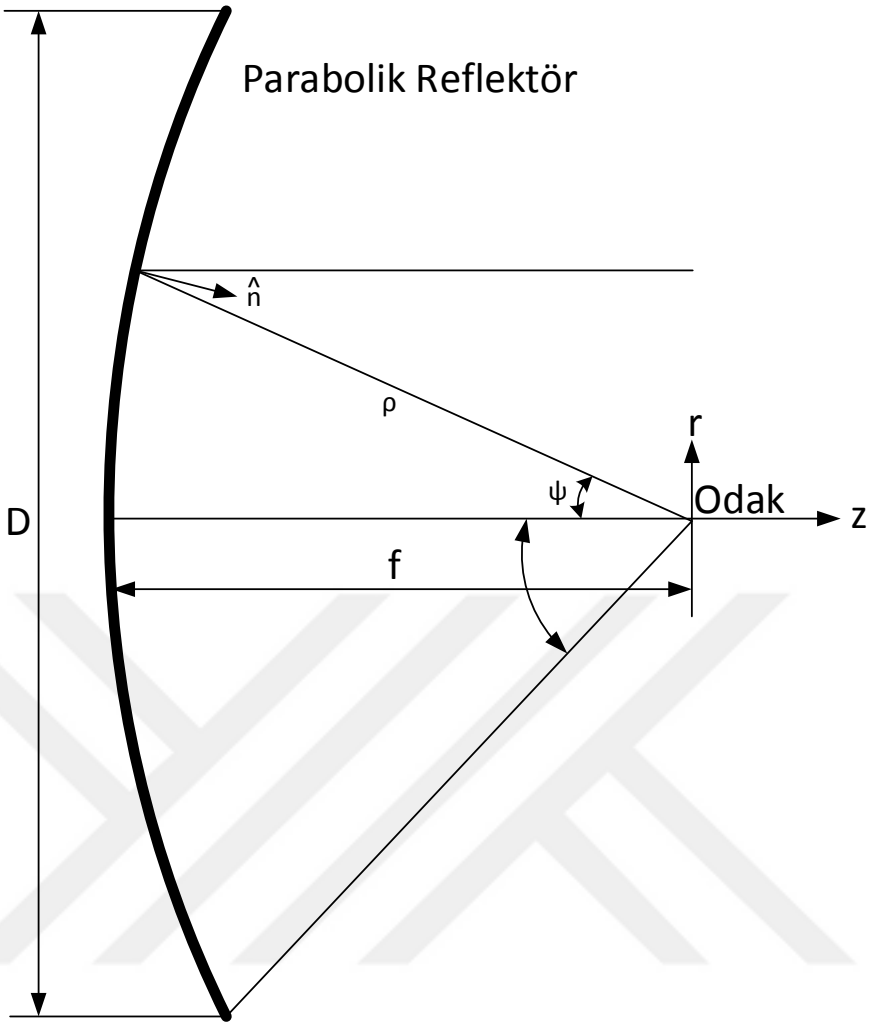
(2.1)

Kutupsal koordinatlar;

$$\rho = \frac{f}{cos^2(\frac{\psi}{2})}$$

(2.2)

Burada f, odak uzaklığı; D, çap; ρ, odaktan reflektöre olan mesafe ve ψ, negatif z ekseninden besleme açısıdır. Kenarlardan merkeze olan reflektör derinliği $z_0 = D^2/16f$'dir.

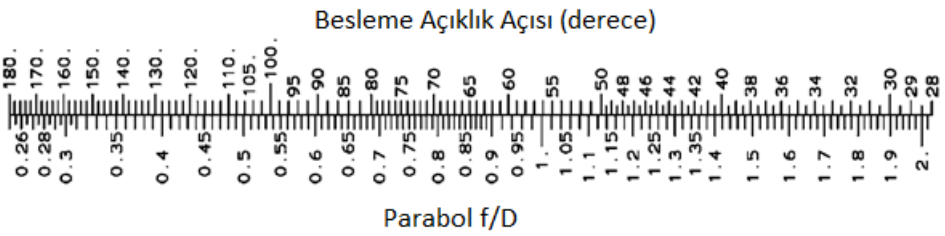


Şekil 2. 1 Parabolik bir reflektörün geometrisi.

Reflektörün boyutlarını *f/D* oranını kullanarak ifade ediyoruz. Reflektörün yarım açıklık açısı, ψ_0, *f/D* ile ilgilidir.

$$\psi_0 = 2tan^{-1}\frac{1}{4f/D}$$

(2.3)



Şekil 2. 2 Parabol *f/D* oranı ile besleme toplam açıklık açısını karşılaştırma [7].

Şekil 2.2, yansıtıcı *f/D*'den toplam besleme açıklık açısını hesaplar. Diyafram düzlemini odağa yerleştirdiğimizde, ışın yolu mesafesi:

$$\rho + \rho cos\psi = 2\rho cos^2\frac{\psi}{2} = 2f$$

(2.4)

Burada tüm ışın yolu uzunlukları eşittir ve açıklık düzlemi sabit fazlı bir yüzeydir.

Reflektördeki bir noktada normal birim vektörü (*r, z*) besleme açısından bulunur:

$$\hat{\mathrm{n}} = -\sin\frac{\psi}{2}\hat{\mathrm{r}} + \cos\frac{\psi}{2}\hat{\mathrm{z}}$$

(2.5)

Bu noktada kavisli bir yüzeyden yansıma denklemi uygulamak için ana düzlemlerdeki eğrilik yarıçapına ihtiyacımız var. R_1, r – z düzleminde ve R_2, ϕ – z düzleminde olmak üzere:

$$R_1 = \frac{2f}{cos^3(\psi/2)}$$

(2.6)

$$R_2 = \frac{2f}{cos(\psi/2)}$$

(2.7)

eşitlikleri ile hesaplanır. Küresel dalga, beslemeden 1/ρ şeklinde yayılır. Reflektörün yüzeyinde dalga eğrisi bir düzlem dalgasına dönüşür ve diyafram düzlemine sabit bir genlikte ilerler. Küresel dalga yayılımı, besleme dağılımındaki açıklıktaki $\cos^2(\psi/2)$ ile çoklanır.

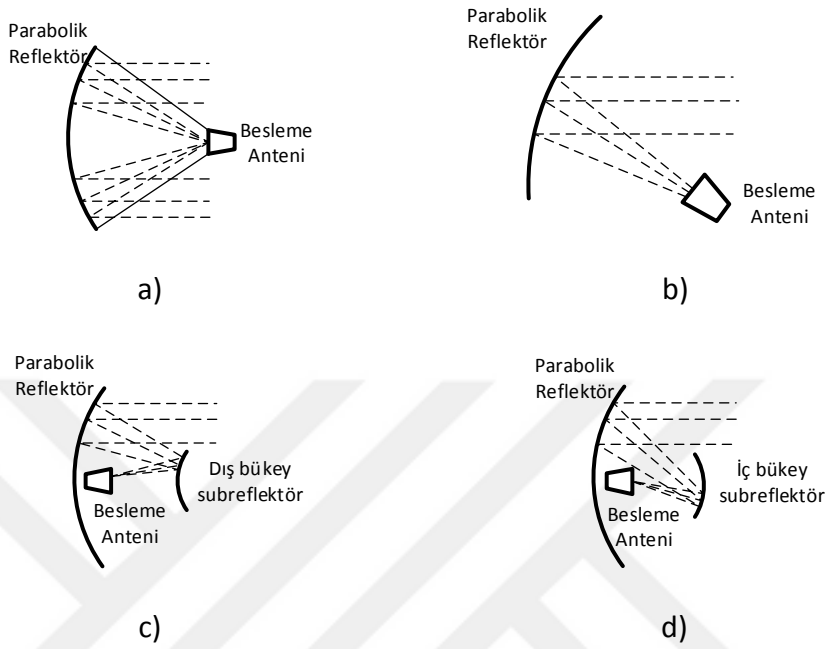
Daha derin reflektörler (daha küçük *f/D*), sığ reflektörlerden (daha büyük *f/D*) daha büyük kenar koniklik değerine sahiptir.

2.1.2 Reflektör Anten Çeşitleri

Parabolik reflektörlü anten beslenme yöntemleri şu şekildedir:

- Odaktan beslemeli reflektör antenler
- Odak dışı ya da ofset beslemeli reflektör antenler

- Cassegrain reflektör antenler
- Gregorian reflektör antenler



Şekil 2. 3 Reflektör anten çeşitleri a) Odaktan besleme b) Odak dışı besleme c) Cassagrain besleme d) Gregorian besleme

Odaktan beslemeli parabolik reflektör antenler, eksenel simetrik parabolik reflektör anten olarak da bilinmektedir. Bu tip antenlerde besleme anteni parabolün odak noktasındadır ve pasif kısım olan yansıtıcı yüzeyin derinliği diğer tiplere göre daha fazladır ve küreseldir.

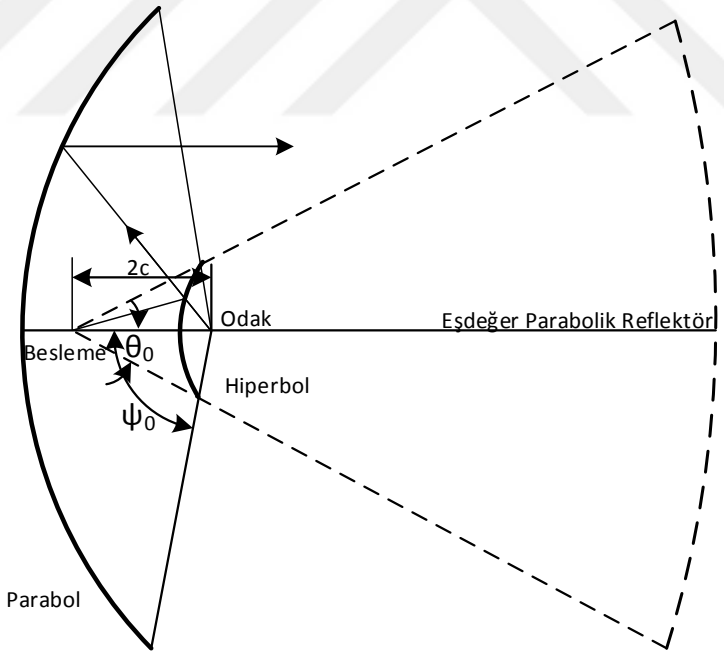
Odakdışı beslemeli parabolik reflektör antenlerde, odaktan beslenen parabolik reflektör antenlerin aksine, besleme anteni odak noktasında değildir. Genel olarak odak noktasının 23-24 derece uzağındadır. Yansıtıcı yüzeyin derinliği daha azdır ve eliptik bir şekildedir.

Cassegrain ve Gregorian tipi antenler reflektör antenlerin özel bir tipi olup, çift reflektörlü antenler olarak adlandırılırlar.

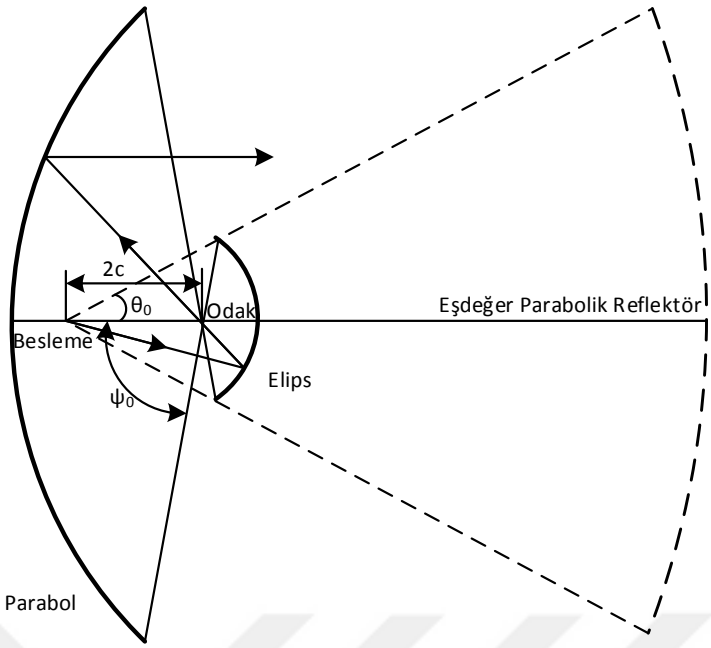
2.1.3 Çift Reflektörlü Antenler

Çift reflektörlü antenler, Cassegrain ve Gregorian, kendilerinin optik teleskop tamamlayıcılarından elde edilir. Her biri etkili odak uzunluğunu arttırır. Cassegrain çift reflektörlü antende hiperbolik bir subreflektör kullanılır (Şekil 2.4) ve Gregorian çift reflektörlü antende eliptik bir subreflektör kullanılır (Şekil 2.5). Subreflektörün bir odak noktasını ana parabolik reflektörün odağına denk getiririz ve subreflektörün ikinci odağını besleme anteni faz merkezine yerleştiririz. Subreflektör, birinci odak noktasından gelen dalgaları, ikinci odak noktasında toplar.

Cassegrain tasarımlarının sayısı, Gregorian tasarımlarının sayısından fazladır. Gregorian tasarımı, daha büyük bir alt yansıtıcı desteği gerektirir çünkü subreflektör ana reflektörden daha uzaktır. Subreflektör kenar eğriliği, kırınımı artırır ve ana yansıtıcı üzerindeki alan olayının kontrolünü azaltır, ancak Cassegrainin subreflektörünü şekillendirerek, genel verimliliği artırabiliriz. Alanların Gregorian reflektörde ters çevrilmesi bu prosedürleri karmaşıklaştırır.



Şekil 2. 4 Cassegrain reflektör anten



Şekil 2. 5 Gregorian reflektör anten.

Şekil 2.4 ve 2.5'da ana reflektörün açıklık açısı $2\psi_0$'dır, ancak beslemedeki etkin alt açı $2\theta_0$'dır. Subreflektör eksantrikliğini bu açılardan hesaplayabiliriz.

Cassegrain ve Gregorian için bu ifadeler sırasıyla eşitlik (2.8) ve (2.9)'de verilmiştir.

$$e = \frac{sin\frac{1}{2}(\psi_0+\theta_0)}{sin\frac{1}{2}(\psi_0-\theta_0)}$$

(2.8)

$$e = \frac{sin\frac{1}{2}(\psi_0-\theta_0)}{sin\frac{1}{2}(\psi_0+\theta_0)}$$

(2.9)

Çift reflektör sistemini, anten açıklık açısı $2\theta_0$'dan eşdeğer bir parabol (Şekil 2.4 ve 2.5) kullanarak analiz edebiliriz. Büyütme faktörünü, etkin odak uzaklığının, ana yansıtıcının gerçek odak uzaklığına oranı olarak tanımlarız: $M = f_e/f$. Subreflektör eksantrikliği M'den hesaplanabilir.

Cassegrain ve Gregorian için bu ifadeler sırasıyla eşitlik (2.10) ve (2.11)'de verilmiştir.

$$e = \frac{M+1}{M-1}$$

(2.10)

$$e = \frac{M-1}{M+1}$$

(2.11)

Subreflektörlerin odakları arasındaki mesafe de aşağıdaki şekilde hesaplanır.

Cassegrain ve Gregorian için bu ifadeler sırasıyla eşitlik (2.12) ve (2.13)'de verilmiştir.

$$2c = \frac{2Pe^2}{e^2-1}$$

(2.12)

$$2c = \frac{e^2-1}{2Pe^2}$$

(2.13)

Tasarım parametresi *P* ve bununla birlikte beslemenin yerleştirilmesinde bir miktar özgürlük kazanırız. Odaklar arasındaki 2*c* mesafesi cinsinden *P* uzunluğunu kolayca elde edebiliriz.

Cassegrain ve Gregorian için bu ifadeler sırasıyla eşitlik (2.14) ve (2.15)'de verilmiştir.

$$P = \frac{2c(e^2-1)}{2e^2}$$

(2.14)

$$P = \frac{2c(1-e^2)}{2e^2}$$

(2.15)

Subreflektör çapı *P* ile değişir.

$$D_s = \frac{2eP\sin(\pi-\psi 0)}{1-e\cos(\pi-\psi 0)}$$

(2.16)

Hem Cassegrain hem de Gregorian reflektörler için, ana reflektör köşesinden besleme odağı olan mesafe L_m'yi ve besleme odağından subrelektöre olan mesafe L_s'yi bulmak için geometriyi kolayca kullanabiliriz: $L_m = f - 2c$ ve $L_s = a + c = c(1 + 1/e)$.

BÖLÜM 3

KU BAND REFLEKTÖR SİSTEMİ İÇİN BESLEME ANTENİ ANALİZİ

Horn antenler yaygın olarak geniş radyo astronomisi, uydu takibi ve dünyanın her yerinde bulunan haberleşme çanak antenleri için bir besleme unsuru olarak kullanılmaktadırlar. Yansıtıcılar ve lensler için besleme olarak kullanılmasının yanında faz dizilerinin de ortak bir elemanıdır ve diğer yüksek kazançlı antenlerin kazanç ölçüm ve kalibrasyonları için bir küresel standart unsuru olarak görev yapmaktadırlar. Horn antenlerin yaygın kullanılabilirliği; tasarımındaki ve yapımındaki basitlikten, uyarım kolaylığından, yüksek yönlendiriciliğinden, büyük kazanç değerinden ve genel performansın yüksekliğinden kaynaklanmaktadır.

Horn antenler dalga kılavuzları tarafından beslenmektedirler. Dalga kılavuzları da kısa dipol ile beslenirler. Dalga kılavuzları genellikle elektromanyetik enerjiyi bir yerden başka bir yere taşırlar ve bu dalga kılavuzları içi boş metal bir levhadan meydana gelmektedirler. Dalga kılavuzunda yayılan dalga, açık devre sonlandırmadan serbest uzaya yayıldığı takdirde, bir kısmı empedans uygunsuzluğu nedeniyle geri yansımaktadır.

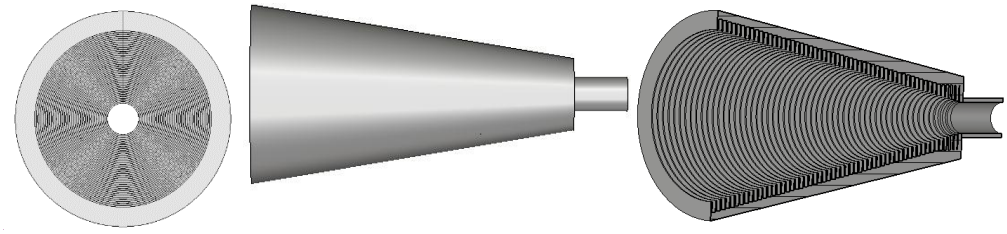
Dalga kılavuzu empedansı ile dalga kılavuzunu çevreleyen ortam arasındaki empedans uyumu için kılavuzun iki yöne ağız kısmının genişletilebilmesi gerekmektedir. Ağız kısmının genişlemesi de horn antenlerin oluşmasını sağlar. Bu şekilde oluşan horn antenle empedans uyumu yapılarak iletilen dalganın enerjisini arttırarak, yansıyan dalganın enerjisini en aza indirmektir.

Horn antenler, reflektör anten sistemlerinde besleme anteni olarak sıklıkla kullanılmaktadır. Yüksek performanslı bir besleme anteninin tasarımı, bir uydu yer istasyonunun en önemli parçası olarak düşünülebilir. Tasarım parametreleri, düşük ters polarizasyon seviyeleri ile son derece iyi yayılım simetrisi olan ışıma modelleri, çok düşük yan loblu yüksek ışıma verimliliği ve yüksek bant genişliği performansı sağlamak için özenle seçilmelidir.

Bu bölümde, uydu haberleşme uygulamaları için tasarlanmış bir oluklu dairesel besleme anteninin performansı araştırılmıştır. Bu yapı oluklar ve dişlerden oluşur. Oluklu yüzeyin amacı, antendeki melez modların yayılmasını destekleme olanağı sağlamaktır. Melez modlar, temel olarak TE ve TM modlarının bir bileşkesidir [8]. Oluklu dairesel besleme anteninin yapısı Şekil 3.1'de gösterilmiştir.

Giriş yarıçapı, çıkış yarıçapı, uzunluk, oluk sayısı, oluk aralığı, oluk genişliği, diş genişliği, oluk genişliği aralığı oranı ve oluk derinliği oluklu dairesel besleme anteninin ışıma performansını etkileyen parametrelerdir.

Daha sonraki aşamalarda tasarım parametreleri ile bunların radyasyon performansına etkileri tartışılacak ve simülasyon sonuçları verilecektir.



a) b) c)

Şekil 3. 1 Oluklu dairesel besleme anteni a) Ön görünüş; b) Yan görünüş; c) Kesit görünüşü.

3.1 Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi

Oluklu dairesel besleme anteninin tasarım parametrelerini belirlemek için öncelikle aşağıdaki dört frekans parametresinin belirlenmesi gerekir:

- f_{min}: çalışma frekans aralığının alt sınırı
- f_{max}: çalışma frekans aralığının üst sınırı (üst sınır için en yüksek değer; $f_{max} \leq 2.4 f_{min}$)
- f_c: merkez frekansı (dalgaboyu λ_c)
- f_o: çıkış frekansı (dalgaboyu λ_o)

Yukarıdaki frekans değerleri oluklu dairesel besleme anteninin kullanılacağı uygulamalara göre belirlendikten sonra besleme anteninin diğer parametrelerinin hesaplamasına geçilir. Bu parametreler antenin giriş yarıçapı, çıkış yarıçapı, oluklu yapıdaki olukların derinliği, olukların genişliği, dişlerin genişliği, mod dönüştürücü tipi, mod dönüştürücü oluklarının sayısı, antenin uzunluğu ve faz merkezinin konumu olarak sınıflandırılabilir [8].

3.1.1 Çalışma Frekans Aralığı, Merkez Frekansı ve Çıkış Frekansı

Merkez frekansı ve çıkış frekansı hesaplamaları, çalışma frekans aralığının dar bant ya da geniş bant olmasına göre farklılık göstermektedir.

3.1.1.1 Dar Bant Uygulamaları

Besleme anteni tasarımlarında bir uygulamanın dar bant olması için $f_{max} \leq 1.4\ f_{min}$ eşitsizliğini sağlaması gerekir. Bu eşitsizliği saylayan uygulamalarda merkez frekansı (f_c), eşitlik (3.1) kullanılarak hesaplanır [8].

$$f_c = \sqrt{f_{min} f_{max}} \tag{3.1}$$

Merkez frekansının belirlenmesi; merkez dalga boyunun (λ_c), besleme anteninin diğer fiziksel parametrelerinin belirlenmesinde kullanılacak olması nedeniyle oldukça önemlidir [8].

Çıkış frekansı (f_o), genellikle besleme anteninin son oluğunun iyileştirilmesinde kullanılır. Son oluğun derinlik değeri çoğunlukla $\lambda_o/4$ olarak alınır. Dar Bant uygulamalar için çıkış frekansı; $f_c \leq f_o \leq 1.05\, f_{min}$ aralığında seçilir [8].

3.1.1.2 Geniş Bant Uygulamaları

Besleme anteni tasarımlarında bir uygulamanın geniş bant olması için $1.4f_{min} \leq f_{max} \leq 2.4f_{min}$ eşitsizliğini sağlaması gerekir. Bu eşitsizliği saylayan uygulamalarda merkez frekansı (f_c); $f_c \approx 1.2\, f_{min}$ olarak seçilir [8].

Geniş Bant uygulamalar için çıkış frekansı; $1.05f_c \leq f_o \leq 1.15\, f_{min}$ aralığında seçilir [8].

3.1.2 Giriş Yarıçapı

Dairesel bir dalga kılavuzundaki temel mod TE_{11} modudur ve dalga kılavuzunun yarıçapı (r_{wg}) aşağıdaki ifadeyle kolaylıkla hesaplanabilir [8].

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{1.841}{r_{wg}}$$

(3.2)

3.1.3 Çıkış Yarıçapı

Kenar-koniklik değeri ve yarı-açıklık açısı, besleme antenin çalışacağı reflektörlerin parametrelerini belirlemek için kullanılır. Pratik uygulamalarda, besleme boynuzu için -12, -15, -18, -20 dB kenar-koniklik ve 15 ° ile 40 ° arasında yarı-açıklık açıları hedeflenir. Bu değerler ana reflektör ve subreflektör boyutlarını belirtmek için çok önemlidir [8].

Hedeflenen kenar koniklik değerine ve yarı-açıklık açısına göre merkez frekansındaki dalgaboyu (λ_c) ile çarpılmak bir katsayı hesaplanır ve bu çarpım sonucunda oluklu dairesel besleme anteninin çıkış yarıçapı bulunur [8].

3.1.4 Oluk Derinliği

Oluklu horn antenin daha karmaşık uygulamalarında, çok bantlı tasarımlar için slot derinliği kullanılabilir. Dominant hibrid modunu desteklemek için gerekli olan yüzey reaktans koşulları, yarık derinliğinin n(λ/4) olduğu ve n'nin tek bir tamsayı olduğu dalga boylarının çevresinde bulunan frekanslarda meydana gelir. Böylece, ilk multiband çifti,

yarık derinliğinin alt bantta λ/4 civarında ve üst bantta 3λ/4 civarında olduğu frekanslarda meydana gelir [8].

Özetle oluk derinliği n(λ_c/4) formülü ile hesaplanır, burada n tek bir tam sayıdır. Genel olarak, pratik uygulamalarda mod dönüştürücü yuvaları hariç n = 1 (yani d = λc / 4) kullanılır [8].

3.1.5 Oluk-Diş Açıklığı ve Açıklık-Oluk Genişliği Oranı

Oluk-diş açıklığı, p, genellikle $\lambda_c/10 \leq p \leq \lambda_c/5$ aralığında seçilir. Dar band uygulamaları için λ_c/5'e, geniş band uygulamaları için λ_c/10'a yakın değerler kullanılır [8].

Açıklık-oluk genişliği oranı, δ, genellikle $0.7 \leq \delta \leq 0.9$ arılığında alınır. Bu değer çoğunlukla test kutuplama izolasyon değerini etkiler [8].

3.1.6 Mod Dönüştürücü Tipi ve Sayısı

Genellikle, giriş dalga kılavuzu saf bir TE_{11} modu ile (en azından bu, oluklu besleme anteni tasarımcısının istediği durumdur) uyarılır ve TE_{11}'den HE_{11}'e, mod dönüşümü yapmak için bir belirli bir sayıda mod dönüştürücü oluklar gereklidir [10]. Temel olarak, üç tür mod dönüştürücü vardır. Mod dönüşümü gerekli bant genişliğini göz önünde bulundurarak aşağıdaki seçeneklerden biri ile yapılır [8]:

- Değişken derinlikli oluklardan oluşan mod dönüştürücü, $f_{max} \leq 1.8 f_{min}$ olduğu durumlarda kullanılır ve en çok kullanılan mod dönüştürücü tipidir;
- Halka yüklü oluklardan oluşan mod dönüştürücü, $f_{max} \leq 2.4 f_{min}$ olduğu durumlarda kullanılır;
- Değişken açıklık-oluk genişliği oranlı oluklardan oluşan mod dönüştürücü, $f_{max} \leq 2.05 f_{min}$ olduğu durumlarda kullanılır.

Pratik uygulamalarda mod dönüştürücü olukların sayısı 1. ve 2. mod dönüştürücü tipi için 5-7 arasında; 3. Mod dönüştürücü tipi için 4-12 arasındadır.

3.1.7 Besleme Anteni Uzunluğu

Besleme anteni uzunluğu, uygulamaya bağlı olarak genellikle 5λc ile 10λ_c arasında ayarlanır. Fakat bazı uygulamalarda 20λ_c ile 30λ_c mertebelerinde anten boyuna ihtiyaç olabilir. Anten uzunluğu yan lob seviyelerini ve faz merkezinin dengesini etkilemesi açısından önemlidir [8].

3.2 Ku Band İçin Oluklu Besleme Anteni Tasarımı

Oluklu dairesel besleme anteninin tasarım parametrelerini belirlemek için öncelikle çalışma frekans aralığı ve merkez frekans (f_c) seçilir. Daha sonra, kesim frekansına göre dairesel dalga kılavuzu giriş yarıçapı ölçeklendirilir. Çıkış yarıçapı çoğunlukla, seçilen kenar-koniklik değerine göre yarı-açıklık açıları etkiler. Merkez frekanstaki dalga boyu kullanılarak oluk ve diş genişlikleri, oluk derinliği, anten uzunluğu hesaplanır. Son olarak, mod dönüştürücü tipi ve mod dönüştürücü oluklarının sayısı belirlenir.

3.2.1 Çalışma Frekans Aralığı, Merkez Frekansı ve Çıkış Frekansı

10.70 - 14.50 GHz'i kapsayan Ku-Band frekans bandında çalışan oluklu dairesel besleme anteni tasarlanmıştır. Dar bant uygulamalar için merkez frekansı, eşitlik (3.3) kullanılarak hesaplanabilir. Bu ifade $f_{max} \leq 1.4\ f_{min}$ için geçerlidir. Burada f_{min} ve f_{max} minimum ve maksimum frekansları göstermektedir.

Eşitlik (3.1)'in kullanılmasıyla merkez frekansı (f_c), 12.46 GHz ve $\lambda_c \approx 24$ mm olarak hesaplanır.

3.2.2 Giriş Yarıçapı

Dairesel bir dalga kılavuzundaki temel mod TE_{11} modudur ve dalga kılavuzunun yarıçapı aşağıdaki ifadeyle kolaylıkla hesaplanabilir:

Eşitlik (3.2)'in kullanılmasıyla giriş yarıçapının, 11.49 mm'ye eşit olduğu sonucu çıkmaktadır.

3.2.3 Çıkış Yarıçapı

Bu tasarımda, oluklu dairesel besleme anteninin ölçütleri; -20 dB kenar-koniklik ve 25^{o} yarı-açıklık açısı olarak belirlenmiştir.

Sonuç olarak, çıkış yarıçapı $5.15\lambda_c$ = 123.5 mm olarak belirlenmiştir.

3.2.4 Oluk Derinliği

Oluk derinliği "n"; $\lambda_c/4$ formülü ile hesaplanır, burada n tek bir tam sayıdır. Genel olarak, pratik uygulamalarda mod dönüştürücü yuvaları hariç n = 1 (yani $d = \lambda_c / 4$) kullanılır. Fakat bu tasarımda n değeri, en iyi geri dönüş kaybı değeri ve en iyi yan lob performansını elde etmek için 1.4 olarak kullanılmıştır. Bu şekilde oluk derinliği; $d = 1.4\ \lambda_c/4 = 0.35\ \lambda_c$ = 8.4 mm olarak hesaplanır.

3.2.5 Oluk-Diş Açıklığı ve Açıklık-Oluk Genişliği Oranı

Oluk aralığı "p", genellikle $\lambda_c/10 \leq p \leq \lambda_c/5$ olarak seçilir. Dar bant operasyonları için p, $\lambda_c/5$'e yakın ve geniş bant operasyonları için p, $\lambda_c/10$'a yakın bir değer seçilir.

Oluklu dairesel besleme anteninin tasarımında p değeri için $\lambda_c/5$ kullanılmıştır. Böylece, $p = \lambda_c/5$ = 4.9 mm olarak hesaplanır. Genişlik/aralık oranı "δ", genellikle $0.7 \leq \delta \leq 0.9$ olacak şekilde seçilir. Bu tasarımda δ için 0.75 değeri kullanılmıştır. Buradan oluk ve diş genişlikleri sırasıyla, 3.7 mm ve 1.2 mm olarak hesaplanır.

3.2.6 Mod Dönüştürücü Tipi Ve Sayısı

Genellikle, giriş dalga kılavuzu, saf bir TE_{11} moduyla uyarılır. TE_{11}'i HE_{11}'e dönüştürmek için, belirli bir sayıdaki oluk ve diş üzerinden mod dönüşümü yapan bir mod dönüştürücü gereklidir.

Üç temel mod dönüştürücü tipi vardır;

- Değişken derinlikli oluklardan oluşan mod dönüştürücü
- Halka yüklü oluklardan oluşan modu dönüştürücü
- Değişken açıklık-oluk genişliği oranlı oluklardan oluşan mod dönüştürücü

Bu tasarım uygulamasında, değişken açıklık-oluk genişliği oranlı oluklardan oluşan mod dönüştürücü tipi ve beş adet mod dönüştürücü sayısı seçilmiştir.

Mod dönüştürücü oluklarında, oluk genişliği ilk yuvada 0.2w' den başlar ve son yuvada 0.8w'ye gelir. Burada w, normal oluk genişliğidir.

Mod dönüştürücü oluklarında, oluk derinliği ilk yuvada 0.5λ'dan başlar ve son yuvada 0.37λ'a gelir.

Mod dönüştürücü kısmın son oluğundan sonra, oluk genişliği w, oluk derinliği 0.35λ olur ve periyodik olarak devam eder.

3.2.7 Besleme Anteni Uzunluğu

Besleme anteninin uzunluğu genellikle, kullanılacak olan uygulamaya göre seçilecek olup, genellikle $5\lambda_c$ ila $10\lambda_c$ arasında olması gerekir. Ancak bazı uygulamalarda daha uzun anten boyuna ihtiyaç duyabilir. Anten uzunluğunun, yan loblar ve antenin faz merkezinin kararlılığı üzerinde etkisi vardır.

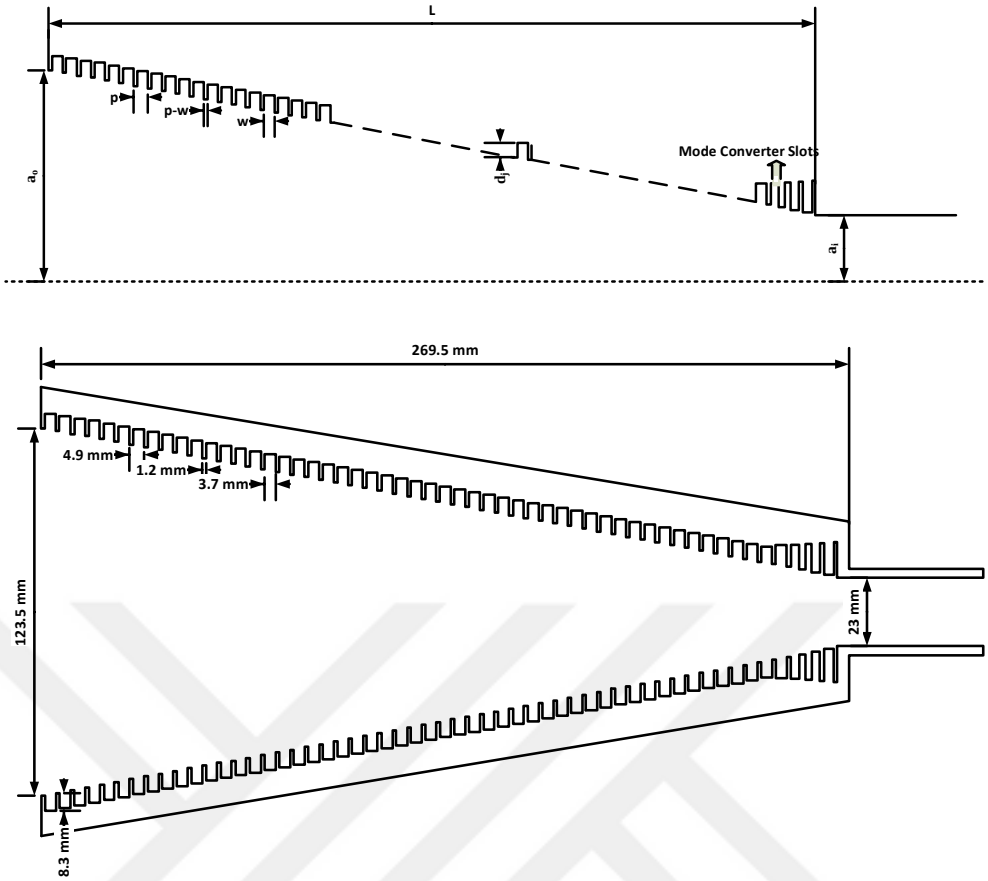
Bu tasarımda, toplamda 55 oluk (yaklaşık $11\lambda_c$) kullanılmıştır. Mod dönüştürücü yuvalar da dahil edildiğinde antenin toplam uzunluğu L = 55p = 269.5 mm olmaktadır.

Kullanılan tasarım parametreleri ve bunlara karşılık gelen değerler Çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3. 1 Oluklu dairesel besleme anteninin parametreleri.

Parametre	**Sembol**	**Değer**
Giriş yarıçapı	ai	11.49 mm
Çıkış yarıçapı	ao	123.5 mm
Uzunluk	L	55p = 269.5 mm
Oluk Sayısı	N	55
Oluk aralığı	p = L/N	4.9 mm
Oluk genişliği	w	3.7 mm
Diş genişliği	p-w = (1- δ)p	1.2 mm
Oluk genişlik-aralık oranı	δ	0.75
Oluk derinliği	dj where 6≤N≤55	8.4 mm

Çizelge 3.1’de verilen parametreler Şekil 3.2'deki çizim üzerinde gösterilmiştir.

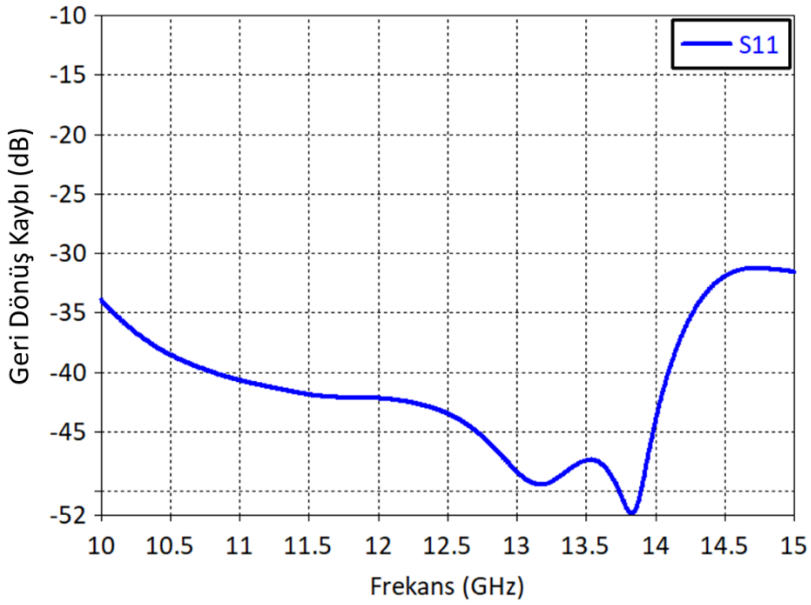


Şekil 3. 2 Oluklu dairesel besleme anteninin parametreleri.

3.3 Simülasyon Sonuçları

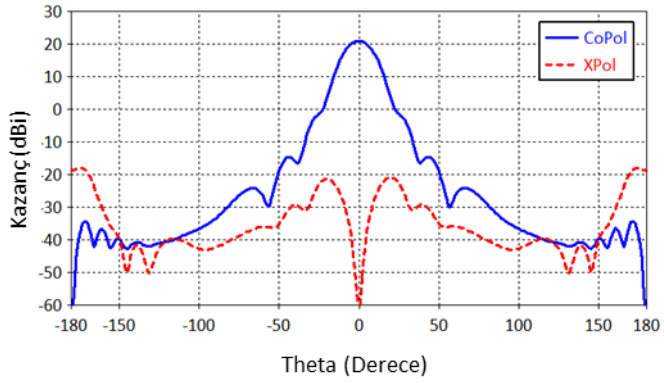
Tasarlanan oluklu dairesel besleme antenin benzetim ve iyileştirme çalışmaları için CST Microwave Studio yazılımı kullanılmıştır.

10.70 GHz (f_{min}), 12.46 GHz (f_c) ve 14.5 GHz (f_{max}) 'lık oluklu dairesel besleme anteninin simülasyon sonuçları verilmiştir. Oluklu dairesel besleme anteninin yönlendiricilik kazancı; 21 dB (10.70 GHz'de), 22.3 dB (12.46 GHz'de), 22.8 dB (14.50 GHz'de) olarak bulunmuştur. Ayrıca, ters kutuplama izolasyonu -55 dB'den az ve geri dönüş kaybı değeri 10-15 GHz arasında -31 dB'den daha azdır. Şekil 3.3'te, dönüş kaybının değişimi 10-15 GHz arasında verilmiştir. Dönüş kaybı değeri, anten ile maksimum gücü aktarmak için önemlidir. Uydu haberleşme uygulamalarında, bir uydu yer istasyonundan iyi bir performans elde etmek için uydu çanağının besleme anteni için dönüş kaybı değeri -20 dB'den az olmalıdır.

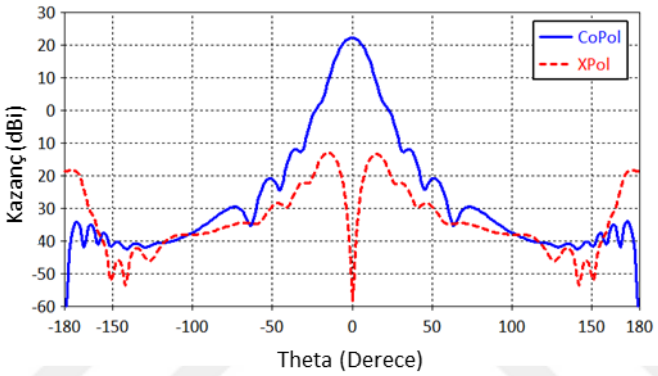


Şekil 3. 3 Geri gönüş kaybının frekansa bağlı değişimi.

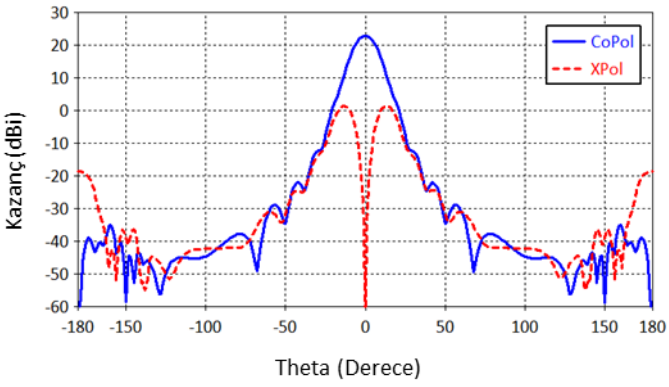
Şekil 3.4, eş-pol ve ters-pol kazanç değerinin theta açısı ile değişimini göstermektedir. Eş-pol ve ters-pol arasındaki fark, ters kutuplama izolasyonu değerini verir. ters kutuplama izolasyonu için kabul edilebilir değer, uydu haberleşme uygulamaları için -25 dB'den düşüktür [11]. Bu değer, eş-pol'deki sinyalin ters-poldeki sinyalden etkilenmemesi için yer istasyonlarında çok önemlidir.



(a)



(b)



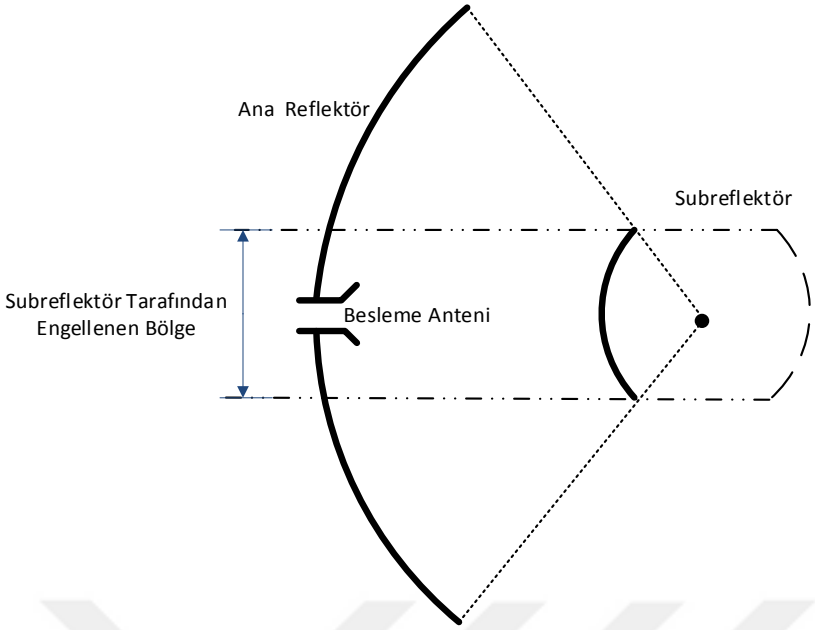
(c)

Şekil 3. 4 Oluklu dairesel besleme anteninin eş-pol ve ters-pol kazanç ışıma örüntüleri (a) 10.70 GHz; (b) 12.46 GHz; (c) 14.5 GHz.

BÖLÜM 4

KU BAND İÇİN EKSENİ KAYDIRILMIŞ REFLEKTÖR ANTEN ANALİZİ

Uydu haberleşmesinde, dahili antenin verimliliği, mekanik tasarım üzerinde büyük etkileri olduğundan, antenin tasarlanmasındaki kritik parametrelerden biridir. Antenin verimliliği, anten boyutuyla doğrudan ilişkilidir ve bu da antenin ağırlığını, hacmini ve dolayısıyla mekanik tasarımı etkiler. Yer istasyonu, uyduya konumlandırılabilmesi için bir hareket mekanizması üzerine monte edilmiş olmalıdır ve bu hareket mekanizmasının tasarımında da reflektör boyutunun etkisi oldukça fazladır. Genel olarak yüksek kazançlı anten tasarımları, (reflektör çapının 200λ'dan büyük olduğu yerlerde) farklı tiplerde klasik eksenel simetrik tek ya da çift reflektörler içerir. Yer istasyonu antenlerinde, daha yüksek verim elde etmek için şekillendirme (shaping) kullanılır. Alternatif olarak yüksek verimli anten sistemleri, yüksek verimli hibrid diziler kullanılarak tasarlanabilir. Bu, karmaşıklığın az olması açısından çok iyi bir adaydırlar, ancak derin uzaydaki zor çevre şartlarında, aktif termal kontrol gerektirir ve gücün ana kısıtlardan biri olduğu düşünülürse uyduda kullanım için uygun değildir. Klasik eksenel simetrik reflektörler yaygın olarak kullanılır ancak bu tip antenlerin de bir dezavantajı vardır. İkincil reflektör de denen subreflektör ana reflektörü bir kısmını engeller (Şekil 4.1). Bu engelleme anten açıklığının verimliliğini azaltır. Bu engellemeyi azaltmak için, ana reflektörün yaklaşık % 8-10'u olan ikincil reflektör çapı ve yüksek kazançlı bir besleme anteni (yaklaşık 20 dBi) kullanılır [12]. Ek olarak, geleneksel reflektörler için, besleme anteninin geri dönüş kaybı, besleme anteni açıklığına düşen ışıma nedeniyle de bozulur.

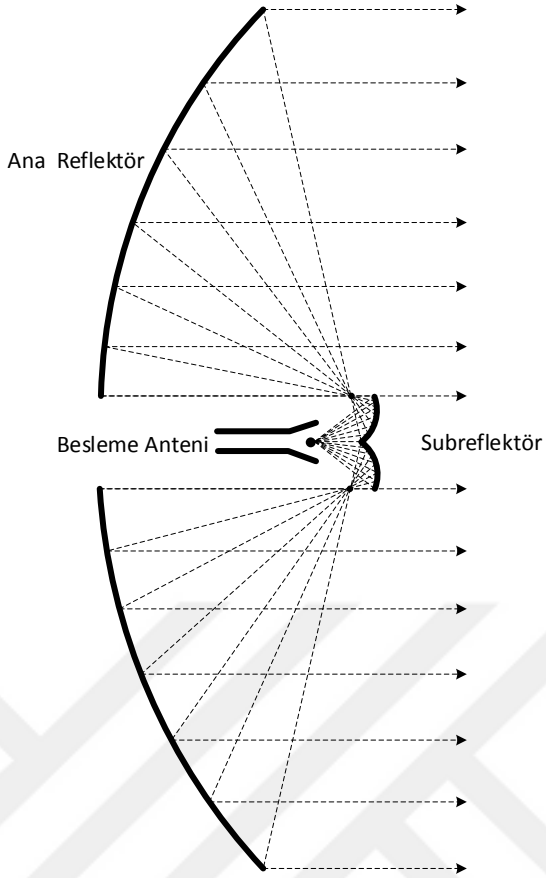


Şekil 4. 1 İkincil reflektörün ana reflektörü engellemesi.

4.1 Ekseni Kaydırılmış Elipsoidal Reflektör Antenler

Giriş kısmında bahsedilen problemler, ana reflektörün ve subreflektörün (ikincil reflektör) şekillendirilmesiyle veya hedeflenen kazanç türüne çok uygun olan farklı bir yaklaşım kullanılarak en aza indirilebilir. Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör antenler Gregorian ya da Cassegrain anten sistemlerinin özel formlarıdır [13].

Bahse konu anten sisteminin tipik konfigürasyonu Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Ana reflektör, bir ofset parabol reflektör parçasının, merkez anten ekseni etrafında döndürülmesiyle üretilir, eksen etrafında sonuç olarak odak noktasında bir boşluk oluşur. Subreflektör, ekseni kaydırılmış bir elipsin bir parçasının, aynı merkez anten ekseni etrafında döndürülmesiyle üretilir. Elips, odaklarından biri merkez anten ekseninde, diğeri ofset parabol reflektör parçasının odağındadır. Bu işlemle ortaya çıkan geometri, Ekseni Kaydırılmış Elipsoidal (Axially Displaced Ellipsoid - ADE) reflektör anten olarak adlandırılır.



Şekil 4. 2 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten.

4.1.1 Ekseni Kaydırılmış Elipsoidal Reflektör Anten Sistemi Geometrisi

Çift reflektörlü yapılarda, anten geometrisi tanımlanırken, ana reflektör ve subreflektör için kendi koordinat sistmeleri, (O_{mr}, X_{mr}, Y_{mr}, Z_{mr}) ve (O_{sr}, X_{sr}, Y_{sr}, Z_{sr}) kullanılır. Ayrıca genel anten koordinat sistemi de (G, X, Y, Z) bu geometrik gösterimde yerini alır. Burada $O \equiv O_{mr} \equiv O_{sr}$ kabul edilir [12]

Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten geometrisi tanımlanırken kullanılan parametreler; D_m, ana reflektör çapı; F, ana reflektörün odak uzaklığı; D_s, subreflektör çapı; Θ_e, z ekseni ile subreflektörün üst kenarı arasındaki açı; L_m, besleme anteni faz merkezinin (F_o) ana reflektöre olan uzaklığı; L_s, besleme anteni faz merkezinin (F_o) subreflektör tepe noktasına uzaklığı; a ve f, subreflektör geometrisini tanımlamada kullanılan parametreler; Φ, Ana reflektör koordinat sistemi ile subreflektör koordinat sistemi arasındaki açı; Ψ, Ana reflektör z ekseni (z_{mr}) ile ana reflektör üst köşesi arasındaki açıdır.

Ana reflektör geometrisini tanımlamak için, ana reflektör koordinat sisteminin üst kısmını göz önüne alırız. Ana reflektör profili, $z_{mr}(x_{mr})$, gerçek F parametresine ve (4.1) eşitliğine dayanır.

$$z_{mr}(x_{mr}) = \frac{(x_{mr})^2}{4F} - F \tag{4.1}$$

Ayrıca x_{mr} aşağıdaki aşağıdaki eşitsizliği de sağlamalıdır.

$$0 \leq x_{mr} \leq \frac{D_m - D_s}{2} \tag{4.2}$$

Subreflektör profili, $z_{sr}(x_{sr})$, subreflektör koordinat sistemi ile tanımlanır ve gerçek a ve f parametrelerine ve (4.2) eşitliğine dayanır.

$$z_{sr}(x_{sr}) = a\sqrt{1 + \frac{(x_{sr})^2}{f^2 - a^2}} - f \tag{4.3}$$

Ayrıca aşağıdaki eşitsizliği de sağlamalıdır.

$$0 \leq f \leq a \tag{4.4}$$

Bu durumda z_{sr}, bir elips oluşturu ve f,elipsin iki odağı arasındaki mesafenin yarısıdır. Burada elipsin dışmerkezliliği $e=f/a$ 'dır.

Ayrıca x_{sr} aşağıdaki aşağıdaki eşitsizliği de sağlamalıdır.

$$-\frac{D_s}{2} \leq [x_{sr}]_{MR\ koordinat\ sisteminde} \leq 0 \tag{4.5}$$

Şekil 4.3, ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten geometrisini gösterir. Bu geometriyi anlamak için öncelikle genel anten geometrisinden bahsetmek gerekir. Ana reflektör parabolik, subreflektör is elipsin bir parçasıdır. Bu elipsin iki odağından bir ana reflektörün odağı, diğeri de besleme anteninin faz merkezidir. Burada subreflektörün alt kısmı ana reflektörün üst kısmını aydınlatırken, subreflektörün üst kısmı da ana reflektörün alt kısmını aydınlatır.

Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten için geometrik hesaplamalar yapılırken, çoğunlukla D_m, F, D_s ve Θ_e, diğer parametrelere ulaşmak için giriş parametreleri olarak kullanılır.

$$L_m = \frac{FD_m}{D_m - D_s} - \frac{D_s}{4}\left[\frac{\cos(\Theta_e)+1}{\sin(\Theta_e)}\right] \tag{4.6}$$

$$\tan(\Phi) = \frac{2}{\frac{\cos(\Theta_e)+1}{\sin(\Theta_e)} - \frac{4F}{D_m - D_s}} \tag{4.7}$$

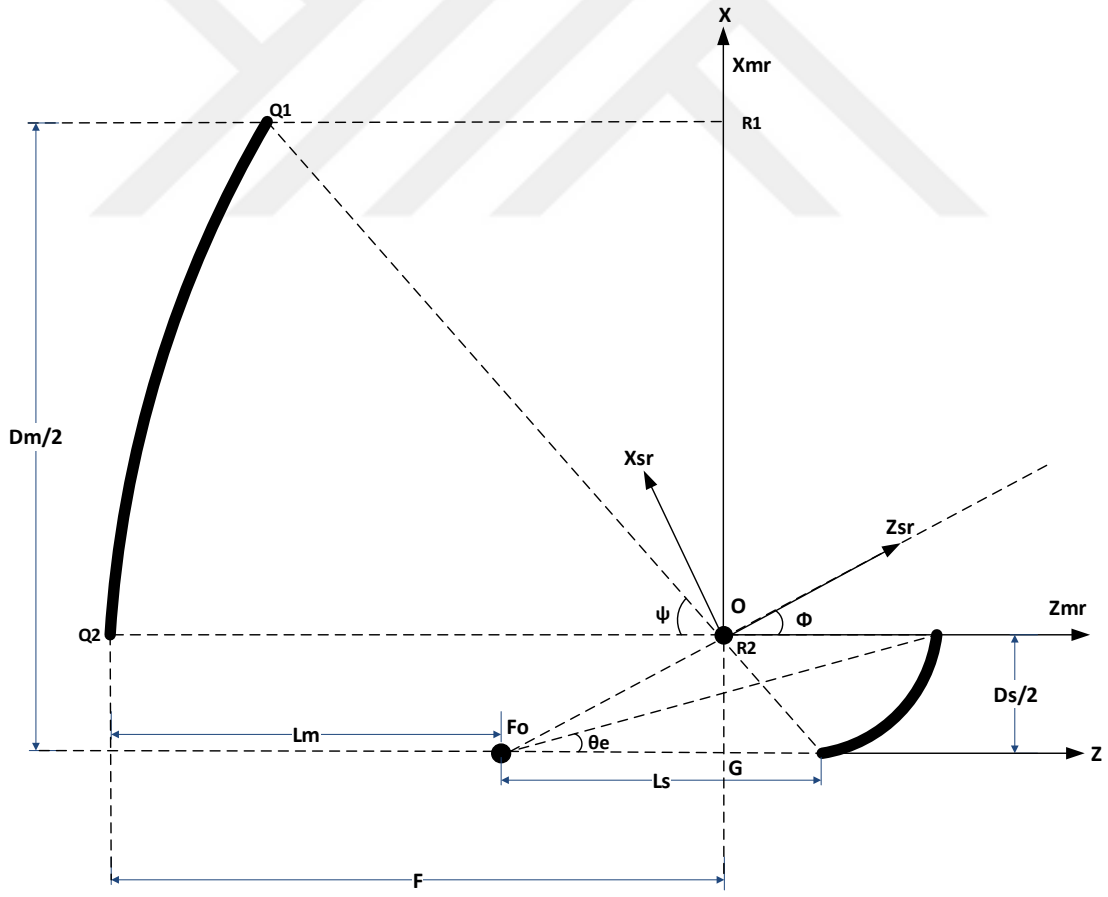
$$f = \frac{D_s}{4\sin(\Phi)} \tag{4.8}$$

$$\tan(\Psi) = \frac{8F(D_m - D_s)}{(D_m - D_s)^2 - 16F^2} \tag{4.9}$$

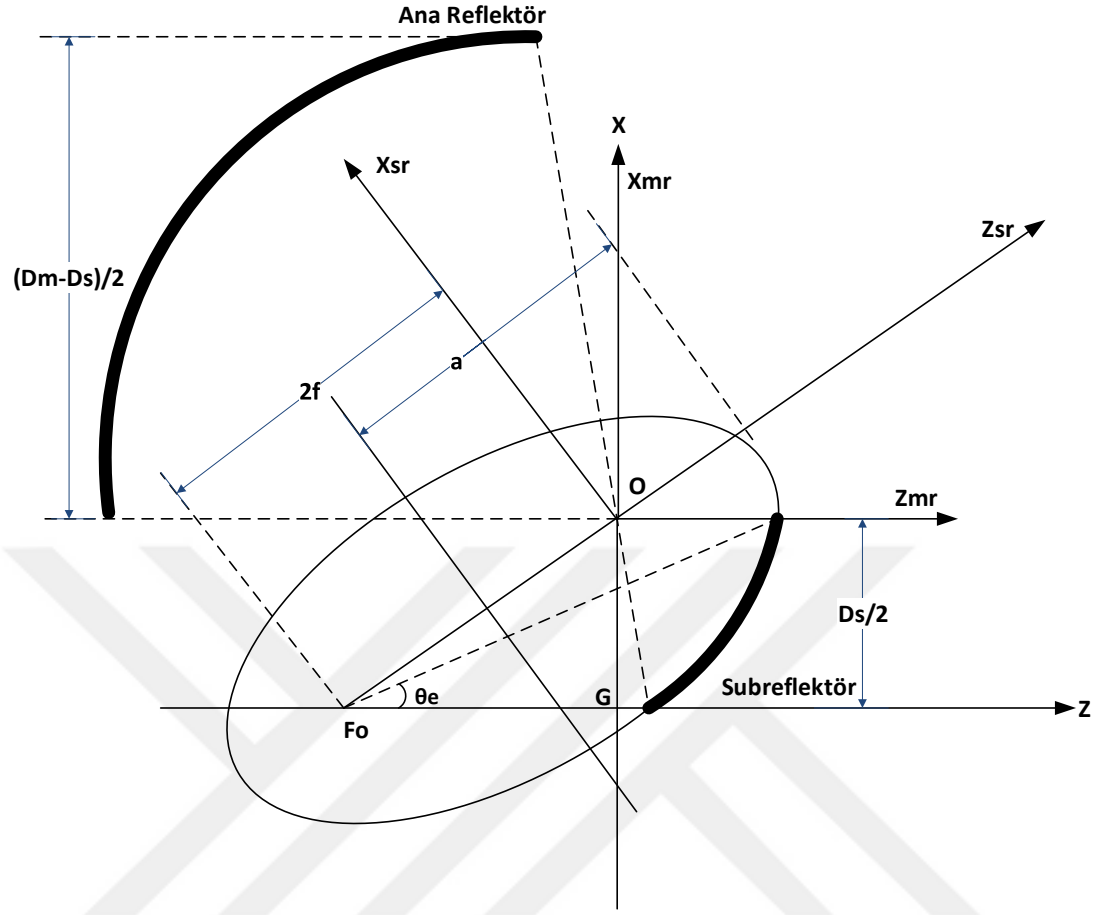
$$L_s = 2f\cos(\Phi) + \frac{D_s}{2\tan(\Psi)} \tag{4.10}$$

$$a = \frac{D_s}{8}\left[\frac{\cos(\Theta_e)+1}{\sin(\Theta_e)}\right] + \frac{FD_s}{2(D_m - D_s)} \tag{4.11}$$

Buradan (4.6), (4.7) , (4.8) , (4.9) , (4.10) ve (4.11) numaralı denklemler kullanılarak Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten için gerekli tüm parametreler hesaplanabilir [12].



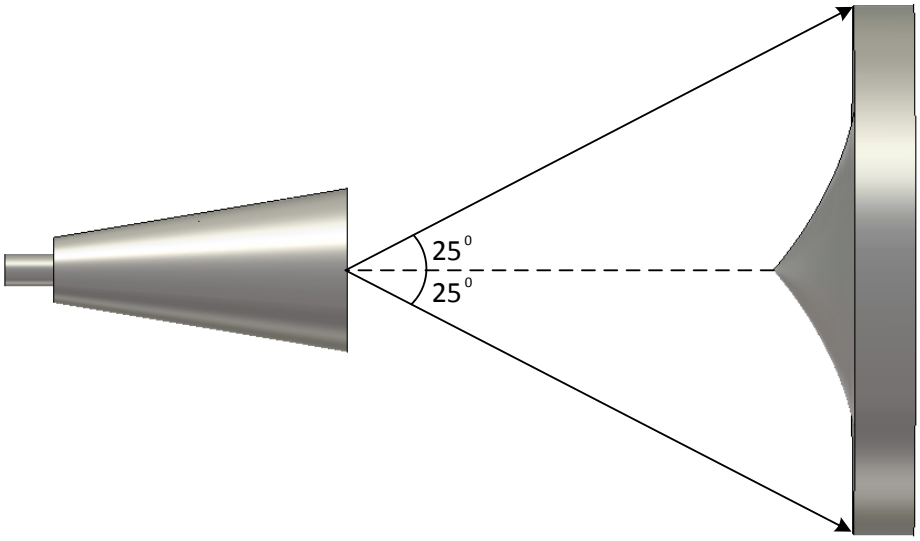
Şekil 4. 3 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemi geometrisi.



Şekil 4. 4 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminde subreflektör elipsi ve parametreleri.

4.2 Ku Band Uydu Sistemleri İçin Ekseni Kaydırılmış Elipsoidal Reflektör Anten Analizi

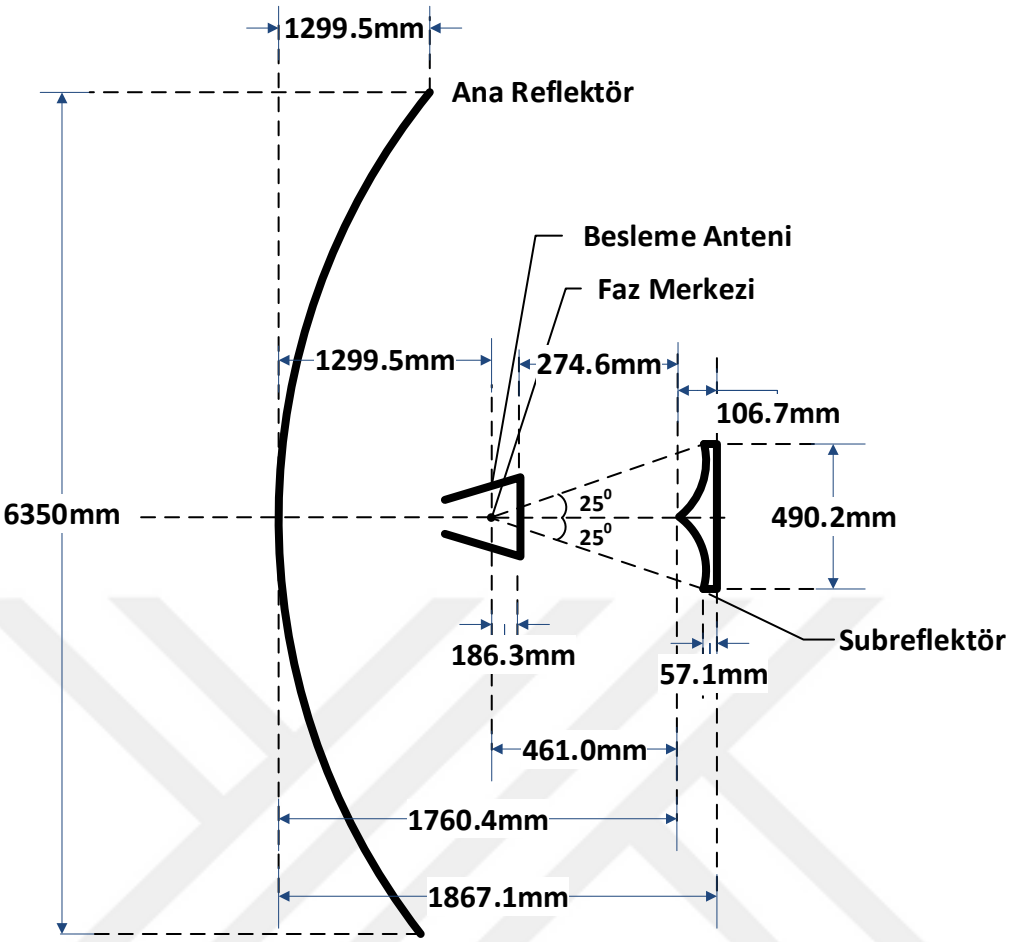
Ku band uydu haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere performans incelemesi yapılan antene besleme olarak 3. Bölüm'de tasarım parametreleri belirlenen ve performası incelenen oluklu besleme anteni kullanılmıştır. Daha sonra bu besleme antenine uygun bir subreflektör geometrisi ile subreflektör bölümünün tasarımı yapılmış ve besleme anteni – subreflektör çiftinin performansı incelenmiştir. Şekil 4.5 oluklu besleme anteni ile birlikte subreflektörün yerleşimini göstermektedir.



Şekil 4. 5 Oluklu besleme anteni tarafından aydınlatılan subreflektör

Daha sonra bu yapıya uygun bir reflektör geometrisi oluşturulmuş ve besleme anteninin arka tarafında belirlenen noktaya konumlandırılmıştır.

Ekseni kayrılmış reflektör antenin tüm sistemi için incelenen geometri ve parametreler Şekil 4.6'da gösterilmektedir.



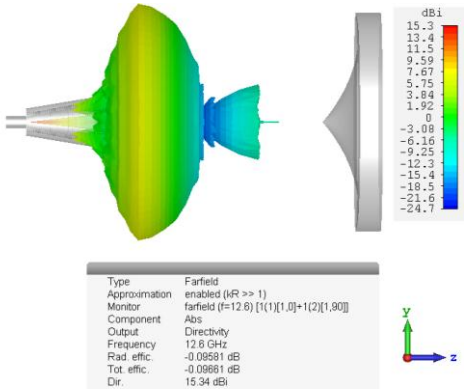
Şekil 4. 6 Ekseni kadırılmış reflektör anten tasarım parametreleri

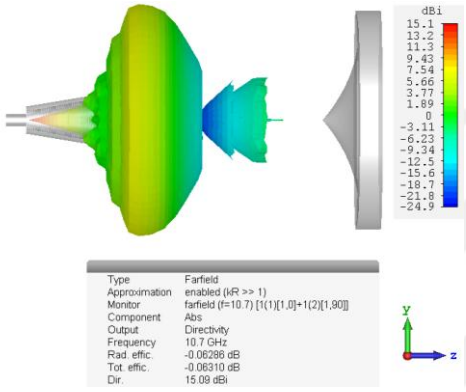
4.3 Simülasyon Sonuçları

Tasarlanan sistemin simülasyon çalışmaları için CST Microwave Studio yazılımı kullanılmıştır.

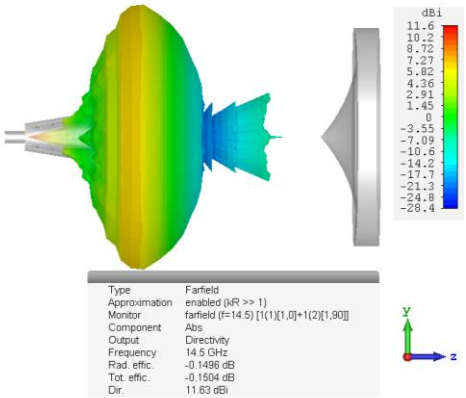
4.3.1 Subreflektör

İlk etapta tüm sistemden bağımsız olarak besleme anteni ile subreflektör simüle edilmiş ve sonuçları incelenmiştir. 10.70 GHz, 12.60 GHz ve 14.50 GHz frekanslarında besleme anteninin önüne yerleştirilmiş subreflektör yapısının simülasyon sonuçları verilmiştir. Şekil 4.7 bu yapının 3-boyutlu ışıma örüntülerini göstermektedir.





a) b)



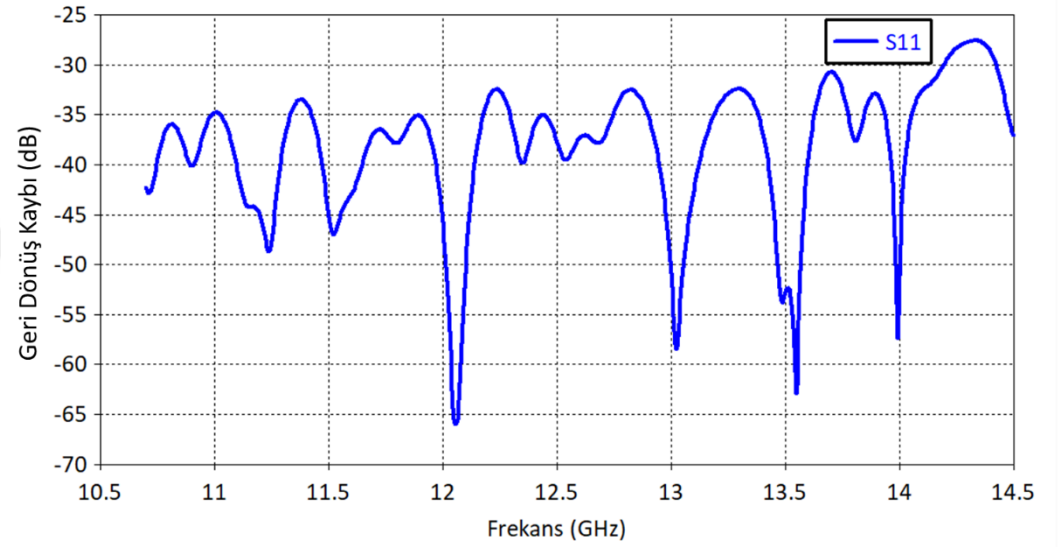
c)

Şekil 4. 7 Subrefletör yapısının 3-boyutlu ışıma örüntüleri a) 10.7 GHz b) 12.6 GHz c) 14.5 GHz

Subreflektör yapısının yönlendiricilik kazancı; 15.09 dB (10.70 GHz'de), 15.34 dB (12.60 GHz'de), 11.63 dB (14.50 GHz'de) olarak bulunmuştur. Burada subreflektör yapısının

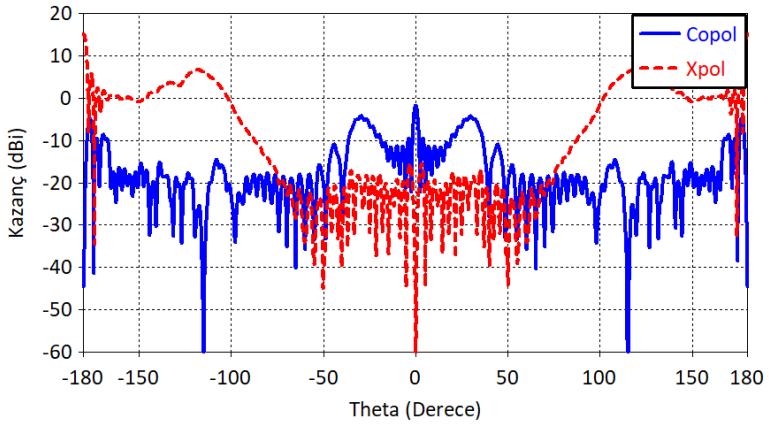
yönlendiriciliğinin düşük olması beklenen bir sonuçtur, subreflektörün amacı besleme anteninden gelen dalgaları eşit bir şekilde ana reflektör üzerine yayarak ana reflektörü aydınlatmaktır.

Ayrıca bu yapının ters kutuplama izolasyonu tüm frekanslarda -50 dB'den az ve geri dönüş kaybı değeri 10.7-15.5 GHz arasında -27 dB'den daha azdır. Şekil 4.8'te, geri dönüş kaybının değişimi 10.7-15.5 GHz arasında verilmiştir.

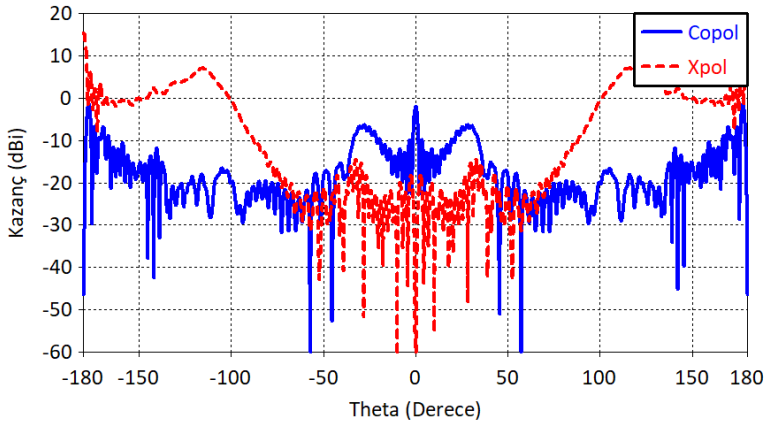


Şekil 4. 8 Subrefletör yapısının geri dönüş kaybının frekansa bağlı değişimi

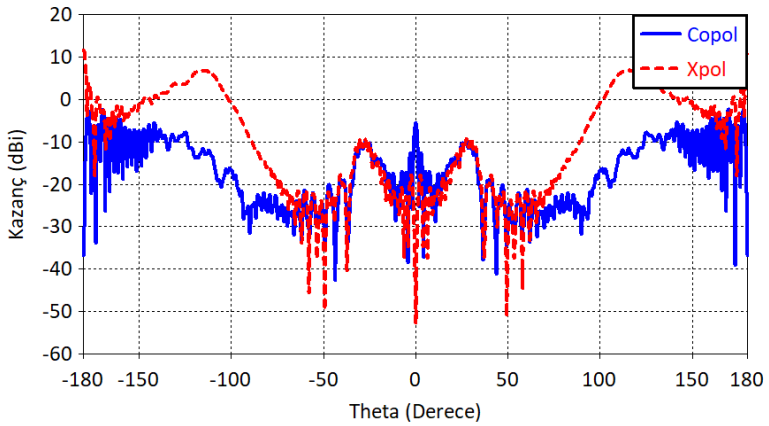
Şekil 4.9, eş-pol ve ters-pol kazanç değerinin theta açısı ile değişimini göstermektedir. Eş-pol ve ters-pol arasındaki fark, ters kutuplama izolasyonu değerini verir. Ayrıca Şekil 4.10'da 10.7 GHz, 12.60 GHz ve 14.5 GHz frekanslarındaki normalize kazanç ışınma örüntülerinin üst üste çizdirilmiş halleri verilmiştir.



a)

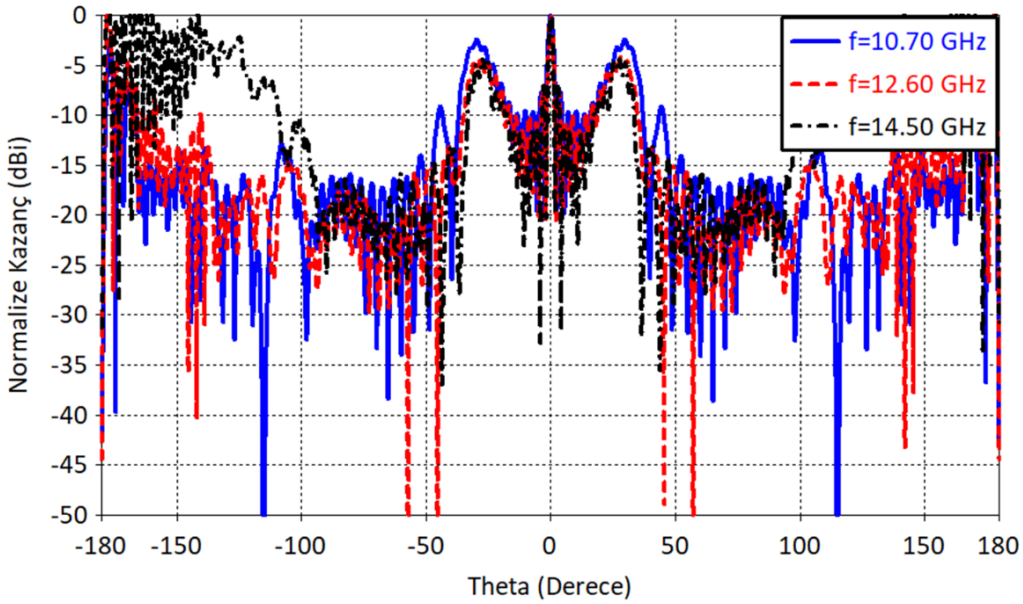


b)



c)

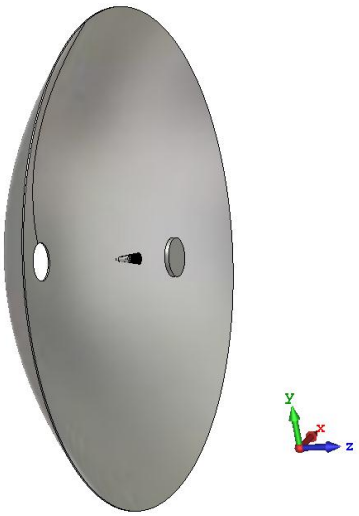
Şekil 4. 9 Subreflektör yapısının eş-pol ve ters-pol kazanç ışıma örüntüleri a) 10.70 GHz; b) 12.60 GHz; c) 14.50 GHz.



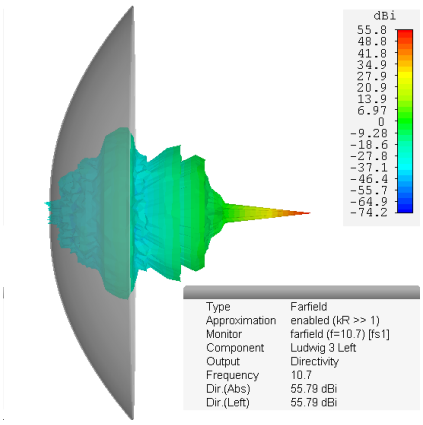
Şekil 4. 10 Subreflektör yapısı normalize kazanç ışıma örüntüleri

4.3.2 Ana Reflektör ile Birlikte Tüm Sistem

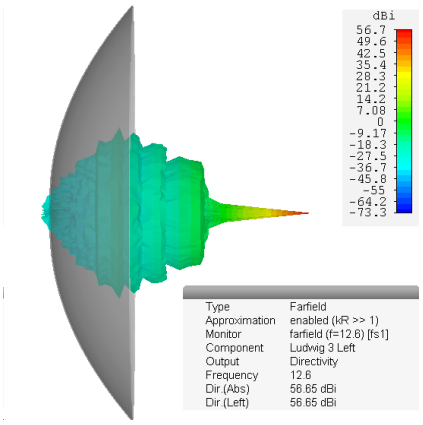
6350 mm çapındaki ana reflektör yapısı da sisteme eklenerek tüm sistemin RF performansını incelemek için simülasyon çalışmaları yapılmış ve sonuçları incelenmiştir. Şekil 4.11 ana reflektör eklenmiş anten sistemini göstermektedir. 10.70 GHz, 12.60 GHz ve 14.50 GHz frekanslarında tüm sistemin simülasyon sonuçları verilmiştir. Şekil 4.12 bu yapının 3-boyutlu ışıma örüntülerini göstermektedir.



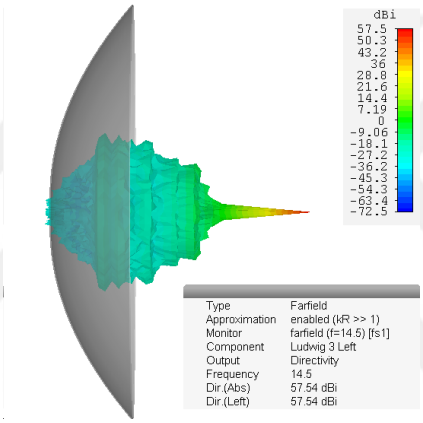
Şekil 4. 11 Ana reflektör eklenmiş anten sistemi



a)



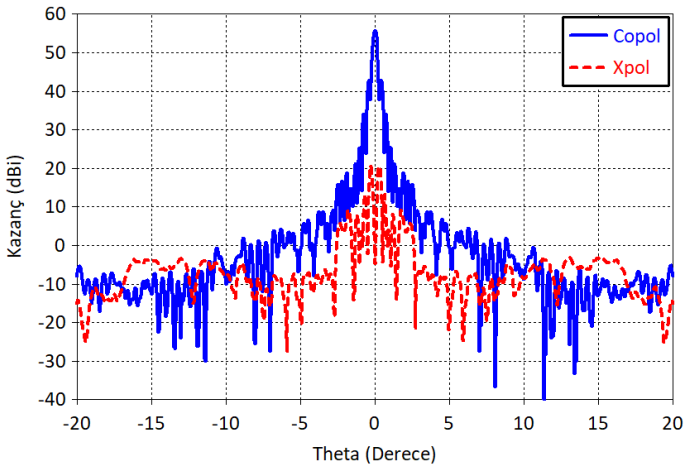
b)



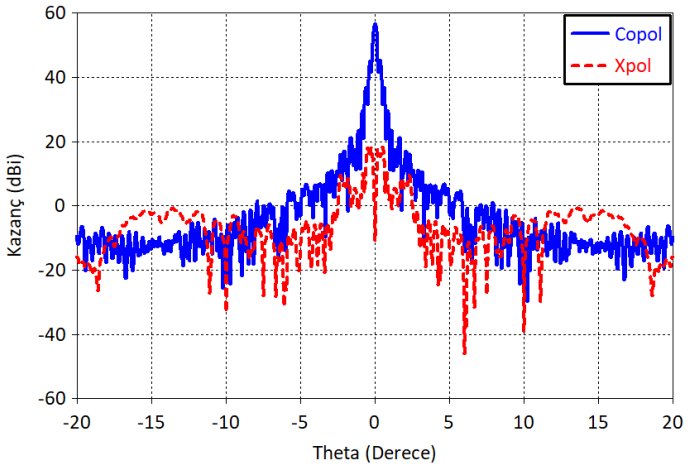
c)

Şekil 4. 12 Tüm sistemin 3-boyutlu ışıma örüntüleri a) 10.7 GHz b) 12.6 GHz c) 14.5 GHz

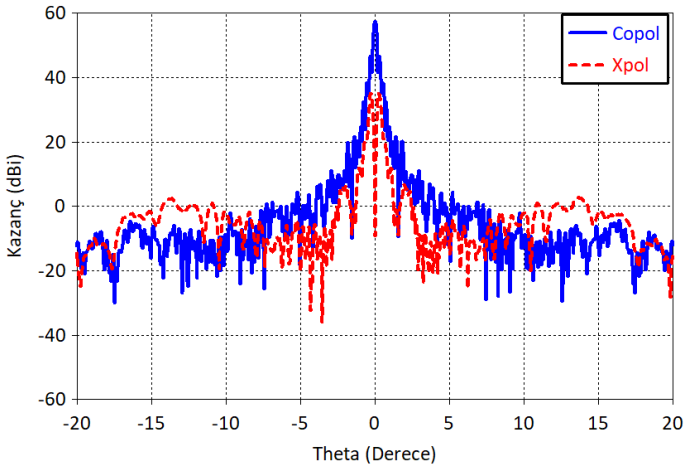
Şekil 4.13, eş-pol ve ters-pol kazanç değerinin theta açısı ile değişimini göstermektedir. Eş-pol ve ters-pol arasındaki fark, ters kutuplama izolasyonu değerini verir. Burada anten sisteminin yüksek yönlendiricilikten dolayı hüzme genişlikleri çok dar ve dolayısıyla yoğun olmaktadır. Işıma örüntülerinin daha anlaşılır olması için grafikler +20/-20 derece aralığında gösterilmiştir.



a)



b)



c)

Şekil 4. 13 Subreflektör yapısının eş-pol ve ters-pol kazanç ışıma örüntüleri a) 10.70 GHz; b) 12.60 GHz; c) 14.50 GHz.

4.4 Saha Ölçümleri ve Sonuçları

Sahada kurulu bir yer istasyonunun RF performansını (kazanç, yönlendiricilik vs.) ölçmek için farklı ölçüm metotları vardır. En temelde antenin RF performansı alma (RX) ve gönderme (TX) olmak üzere iki ana kısma ayrılır. Alma ve gönderme arasındaki fark frekans aralıklarıdır. Haberleşme frekans bantlarının (S, X, Ku, K, Ka vs.) alt kısımları, yer istasyonu tarafından bakıldığında, alma (aşağı link) için; üst kısımları, gönderme (yukarı link) için tahsis edilmiştir. Örneğin, Ku frekans bandı (10.70 – 14.50 GHz) için alma frekans aralığı 10.70 - 12.75 GHz iken gönderme frekans aralığı 13.75 - 14.50 GHz'dir.

4.4.1 Anten Alma Işıma Örüntüsü ve Alma Kazancı Hesaplama

Anten alma RF performansı genellikle uydu beacon sinyalleri üzerinden ölçülür. Uydu beacon sinyalleri, genellikle her uydu için farklı frekanslara sahip ve uydunun tanınmasında ve takibinde kullanılan ve sürekli olarak mevcut olan sinyallerdir. Beacon sinyallerinin kullanılmasının nedeni, bu sinyallerinin modülasyonsuz ve son derece kararlı sinyaller olmasıdır.

Anten alma ışıma performans ölçümleri için Şekil 4.14'te gösterilen test düzeneği kurulur. Anten ölçüm yapılmak istenen uyduya uydu beacon sinyalini maksimum seviyede alacak şekilde ayarlanır. Bu işlemden sonra ölçüm cihazından izlenen sinyalin yalnızca tepe değeri okunacak şekilde ölçüm cihazı (spectrum analyser) ayarlanır (zero span). Daha sonra test anteni, ışıma örüntüsü alınmak istenen eksende ve açı aralıklarında sabit bir hızda sürülerek anten ışıma örüntüsü çıkarılır. Bu işlem sonucu elde edilen ışıma örüntüsü eş polarizasyon ışıma örüntüsüdür.

Çapraz polarizasyon ışıma örüntüsünü elde etmek için ölçüm kablosu diğer alma portuna bağlanır (ya da anten polarizasyonu 90^o döndürülür) ve eş polarizasyon ışıma örüntüsündeki işlemler uygulanır.

Anten ışıma örüntüsü üzerinden 3 dB ve 10 dB hüzme genişlikleri derece cinsinden hesaplanarak eşitlik (4.11) ile anten alma kazancı hesaplanır.

$$G = 10 \times Log_{10}\left[\frac{1}{2}\left(\frac{31000}{Az\prime_3 \times El_3} + \frac{91000}{Az\prime_{10} \times El_{10}}\right)\right] - F_{Loss} - R_{Loss}$$

(4.11)

Eşitlikte yer alan parametreler: G, anten kazancı (dBi), Az'_3, düzeltilmiş azimut 3dB hüzme genişliği (°), El_3, elevasyon 3dB hüzme genişliği (°), Az'_{10}, düzeltilmiş azimut 10dB hüzme genişliği (°), El_{10}, elevasyon 10dB hüzme genişliği (°), F_{Loss}, horn anten giriş kaybı (dB); R_{Loss}, reflektör anten kaybı (dB)'dır.

R_{Loss}, eşitlik (4.12) ile hesaplanır.

$$R_{Loss} = 4{,}923(S_{Dev}f)^2 \text{ [dB]}$$

(4.12)

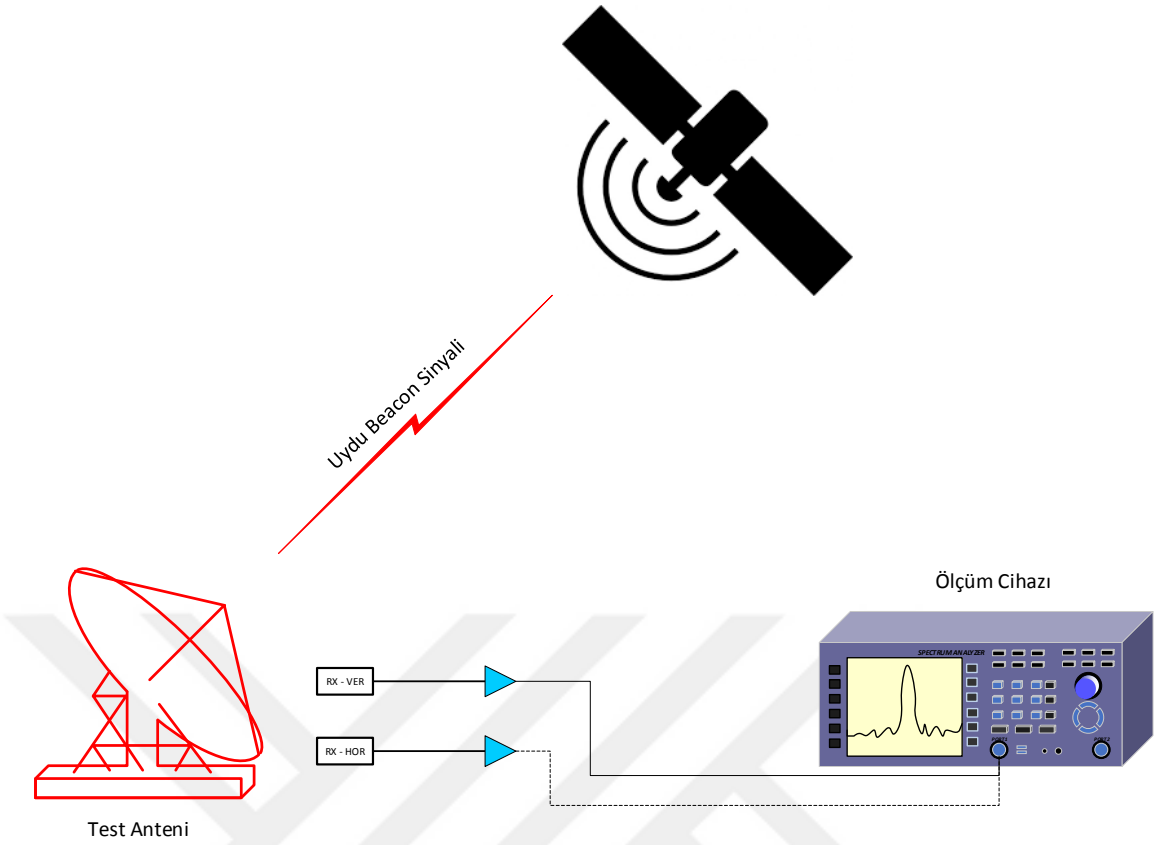
Eşitlikte yer alan parametreler, S_{Dev}, reflektör yüzeyindeki standart sapma (inch), f, çalışma frekansı (GHz)'dır,

Testler sırasında ölçülen azimut açılarına ve test elevasyon açısına göre düzeltme işlemi uygulanır. (Eşitlik 4.13)

$$\mathrm{Az}' = 2\sin^{-1}\left(\sin\left(\frac{Az}{2}\right)\cos(El)\right)$$

(4.13)

Eşitlikte yer alan parametreler: Az, ölçülen azimut açısı (°), El, ölçülen elevasyon açısı (°), Az', düzeltilmiş azimut açısı (°)'dır.



Şekil 4. 14 Anten alma ölçümleri test düzeneği.

4.4.2 Anten Gönderme Işıma Örüntüsü ve Gönderme Kazancı Hesaplama

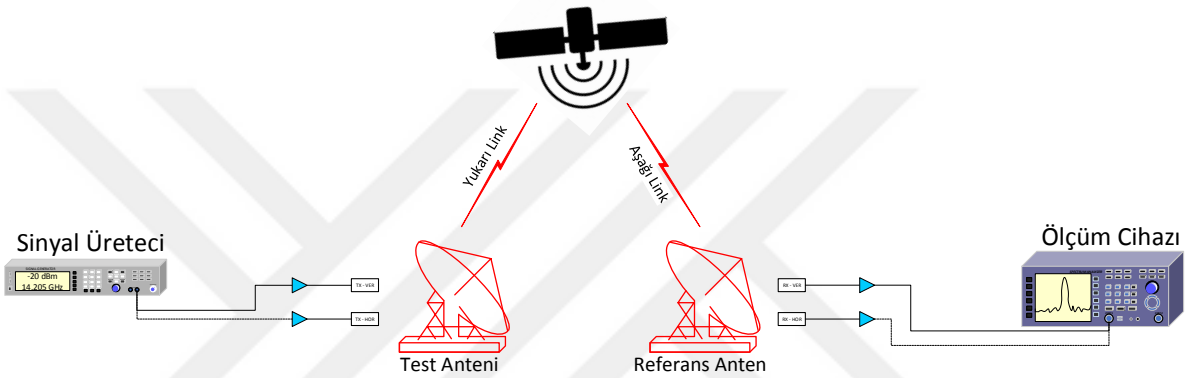
Anten gönderme ışıma performansını ölçmek için, test anteninden, bir sinyal üreteci aracılığıyla modülasyonsuz bir sinyal çıkılır. Çıkılan bu sinyalin dönüşü başka bir referans anten üzerinden alınır. Burada ölçüm cihazı ile referans antenden alınan sinyal izlenir.

Anten gönderme ışıma performans ölçümleri için Şekil 4.15'de gösterilen test düzeneği kurulur. Anten uyduya çıkılan ölçüm sinyali maksimum seviyede gönderecek şekilde ayarlanır. Bu işlemden sonra referans antene bağlı ölçüm cihazından izlenen sinyalin yalnızca tepe değeri okunacak şekilde ölçüm cihazı (spectrum analyser) ayarlanır (zero span). Daha sonra test anteni, ışıma örüntüsü alınmak istenen eksende ve açı aralıklarında sabit bir hızda sürülerek anten ışıma örüntüsü çıkarılır. Bu işlem sonucu elde edilen ışıma örüntüsü eş polarizasyon ışıma örüntüsüdür.

Çapraz polarizasyon ışıma örüntüsünü elde etmek için, referans anten üzerindeki ölçüm kablosu diğer alma portuna bağlanır (ya da anten polarizasyonu 90^0 döndürülür) ve eş polarizasyon ışıma örüntüsündeki işlemler uygulanır.

Anten ışıma örüntüsü üzerinden 3 dB ve 10 dB hüzme genişlikleri derece cinsinden hesaplanarak eşitlik (4.11) ile anten gönderme kazancı hesaplanır.

Testler sırasında ölçülen azimut açılarına ve test elevasyon açısına göre düzeltme işlemi eşitlik (4.13)'ün kullanılmasıyla elde edilir.



Şekil 4. 15 Anten gönderme ölçümleri test düzeneği.

4.4.3 Saha Ölçüm Sonuçları

Saha ölçümleri alma bandında 11.704 GHz frekansında, gönderme bandında 14.205 GHz frekansında yapılmıştır.

Alma hattında yatay (azimut) ve dikey (elevasyon) eksenlerde merkez nokta 0^o kabul edilerek -5^o / $+5^o$ aralıklarında eş ve çapraz polarizasyon için anten ışıma örüntüleri çıkarılmıştır. Alma hattı ölçümleri uydu beacon sinyali üzerinden yapılmıştır. -5^o / $+5^o$ dışında kalan aralıkta anten ışıma örüntü grafiği ölçüm cihazının gürültü seviyesinin altında kaldığından bu aralığın dışında ölçüm alınamamıştır.

Gönderme hattında yatay (azimut) ve dikey (elevasyon) eksenlerde merkez nokta 0^o kabul edilerek -2^o / $+2^o$ aralıklarında yalnızca eş polarizasyon için anten ışıma örüntüsü çıkarılmıştır. Gönderme hattı ölçümleri test anteninde test frekansında çıkılan modülasyonsuz bir sinyal üzerinden yapılmıştır. -2^o / $+2^o$ dışında kalan aralıkta anten

ışıma örüntü grafiği ölçüm cihazının gürültü seviyesinin altında kaldığından bu aralığın dışında ölçüm alınamamıştır.

4.1.1 ve 4.1.2 başlıkları altında açıklanan şekilde yapılan saha ölçüm sonuçlarına göre hesaplanan kazanç, 3 dB , 10 dB hüzme genişlikleri ve anten verimlilik sonuçları Çizelge 4.1 ve 4.2'de verilmiştir.

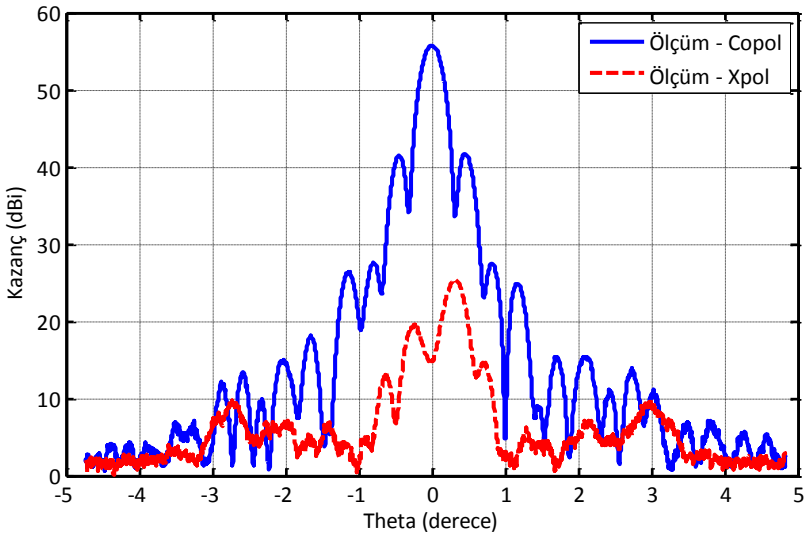
Çizelge 4. 1 Saha ölçüm sonuçları (11.704 GHz).

	Θ_{3dB}	Θ_{10dB}	Kazanç	Yönlendiricilik	Verimlilik
Azimut	0.275^0	0.465^0	55.76 dBi	56.33 dB	63.19%
Elevasyon	0.256^0	0.426^0			

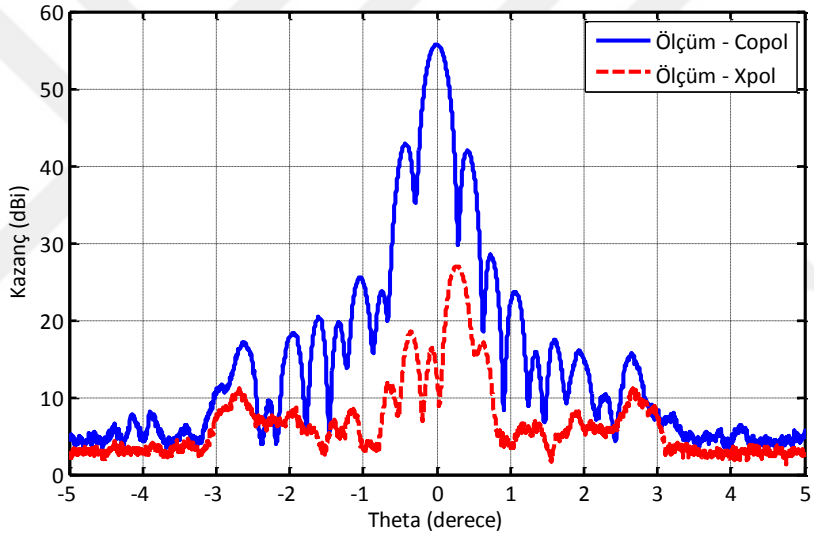
Çizelge 4. 2 Saha ölçüm sonuçları (14.205 GHz).

	Θ_{3dB}	Θ_{10dB}	Kazanç	Yönlendiricilik	Verimlilik
Azimut	0.218^0	0.372^0	57.94 dBi	58.54 dB	70.91%
Elevasyon	0.201^0	0.340^0			

Saha ölçümünde elde edilen anten ışıma örüntüleri aşağıda yer almaktadır. Şekil 4.16, 11.704 GHz frekansında azimut ve elevasyon eksenlerinde alınan ışıma örüntülerini ve Şekil 4.17, 14.205 GHz frekansında azimut ve elevasyon eksenlerinde alınan ışıma örüntülerini göstermektedir.

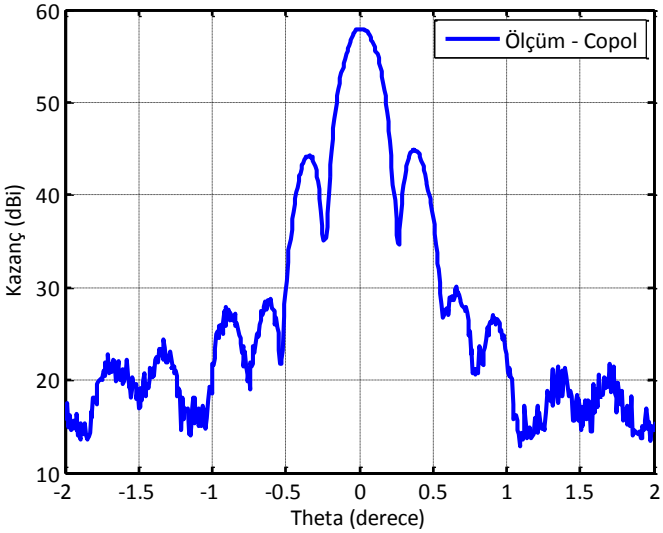


a)

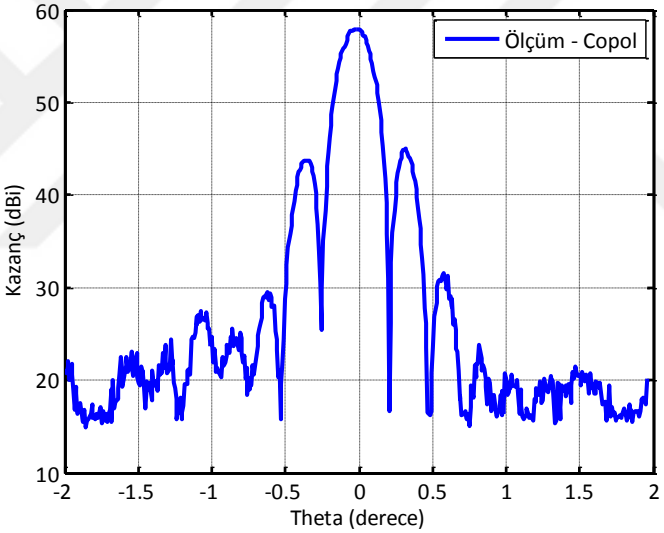


b)

Şekil 4. 16 Saha ölçümü anten ışıma örüntüsü (11.704 GHz) a) Azimut ekseni b) Elevasyon ekseni



a)



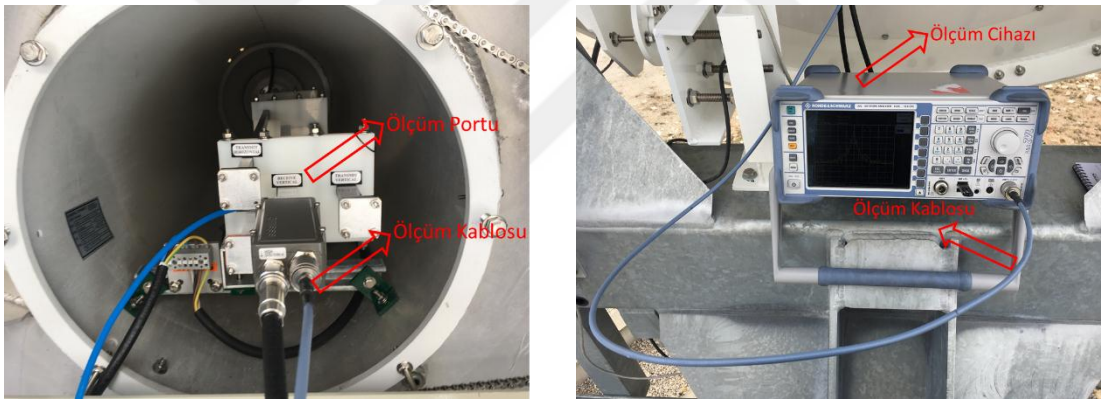
b)

Şekil 4. 17 Saha ölçümü anten ışıma örüntüsü (14.205 GHz) a) Azimut ekseni b) Elevasyon ekseni

Şekil 4.18 ölçüm alınan ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anteni, Şekil 4.19 saha ölçümü test düzeneklerini göstermektedir.



Şekil 4. 18 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten

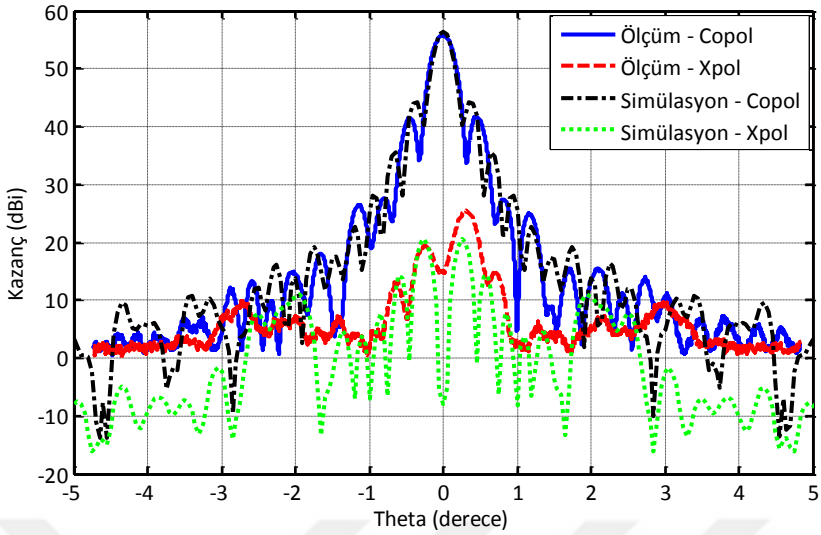


Şekil 4. 19 Saha ölçümü test düzeneği

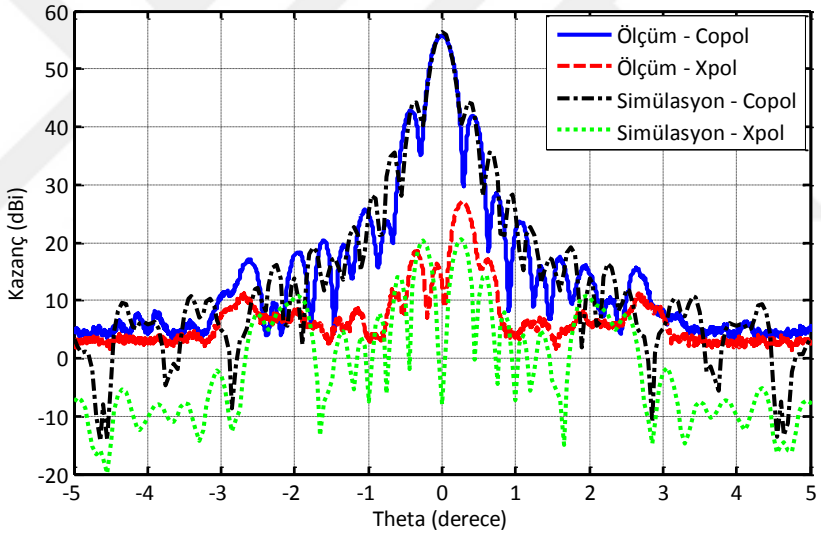
4.4.4 Saha Ölçüm Sonuçları ile Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

Bu bölümde saha ölçümünde alınan ölçüm sonuçları ile CST Microwave Studio yazılımı kullanılarak elde edilen simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır.

Saha ölçümünde elde edilen anten ışıma örüntüleri ve simülasyon sonucunda elde edilen anten ışıma örüntüleri aynı grafik üzerinde gösterilmiş ve benzerlikleri incelenmiştir. Şekil 4.20, 11.704 GHz frekansında azimut ve elevasyon eksenlerinde alınan ışıma örüntülerini ve Şekil 4.21, 14.205 GHz frekansında azimut ve elevasyon eksenlerinde alınan ışıma örüntülerini göstermektedir.

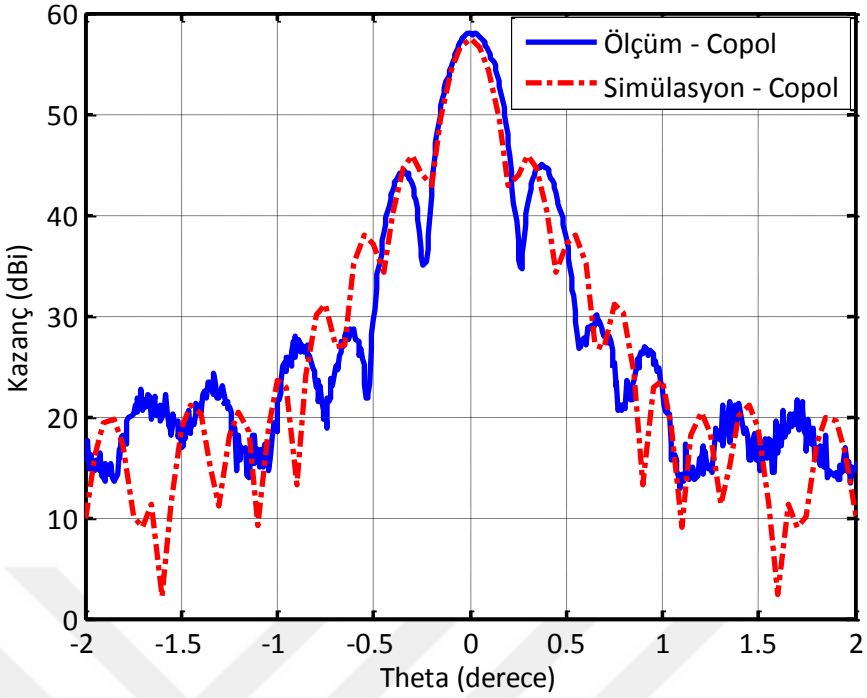


a)

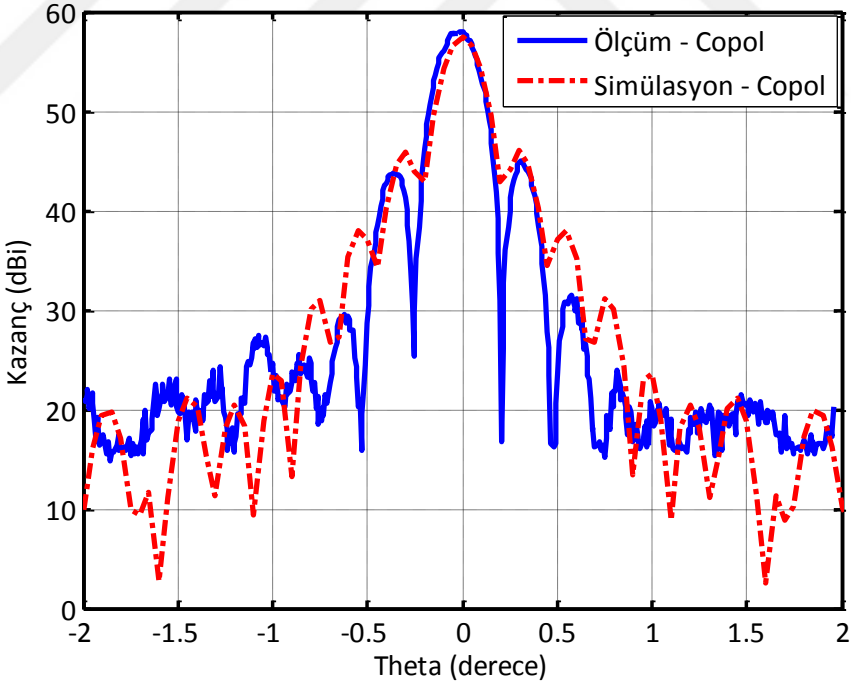


b)

Şekil 4. 20 Saha ölçümü ve simülasyon sonucu anten ışıma örüntüleri (11.704 GHz) a) Azimut ekseni b) Elevasyon ekseni



a)



b)

Şekil 4. 21 Saha ölçümü ve simülasyon sonucu anten ışıma örüntüleri (14.205 GHz) a) Azimut ekseni b) Elevasyon ekseni

4.5 Faz Hata Kaybı ve Eksenel Odaksızlık

Reflektör odağından başlayan tüm ışınlar, diyafram düzlemine yansıtılarak aynı mesafeyi kat ettirilir. Diyafram düzlemi, reflektörün normal ekseni olan çanağın önünde herhangi bir uygun düzlemdir. Eğer sabit bir faz merkezine sahip bir besleme tasarlayıp mükemmel bir parabolik reflektörün odağına yerleştirebilseydik, sabit bir faza sahip olacağından, diyafram düzlemindeki faz hatası kaybını ortadan kaldırırdık. Besleme, beslemenin konumu ve reflektör yüzeyi, faz hatası kaybına katkıda bulunur.

Horn antenler için çeşitli düzlemlerde eşsiz faz merkezlerinin elde edilmesi için farklı teknikler mevcuttur. Düz duvarlı horn antenlerin aksine, oluklu horn antenler eksen boyunca tüm düzlemlerde eşit faz merkezlerine sahip olabilirler ancak faz merkezi konumları frekanstaki değişiklikler ile değişecektir. Beslemenin genel verimliliğe katkısını tahmin etmek için besleme modeli dağılımı (genlik ve faz) ölçülür. Bu ölçümlerden, odak noktasında yerleştirildiğinde minimum faz hatası kaybına yol açan nokta pratik faz merkezi olarak tanımlanır [9-11].

Besleme faz merkezi her zaman odakta yerleştirilemez. Faz merkezinin konumu frekans değişimleri ile kayar ve herhangi bir geniş bant uygulamasında eksenel odaksızlık beklenir. Örneğin, bir log periyodik antenin faz merkezinin konumu frekans arttıkça apeks yönüne doğru hareket eder. Her bir besleme, reflektörün alt açıklık açısına eşit olan 10 dB ışın genişliğine sahiptir. Eksenel odaksızlık, derin çanakları (düşük f/D), sığ çanaklardan daha fazla etkiler. Eksenel odaksızlık olarak z verildiğinde, maksimum faz sapması oranı eşitlik (4.17) ile elde edilir.

$$S = \frac{z}{\lambda}\left[1 - \cos(2\tan^{-1}\frac{1}{4f/D})\right]$$

(4.17)

Bu denklemi, kaybı tahmin etmek için dairesel Gauss dağılımının ikinci dereceden faz hatası kaybıyla birleştiririz. z=λ ile, denklemde verilen z için, ölçekleme faktörü S'yi elde ederiz. Ölçekleme faktörü artan *f/D* oranı ile azalır.

Reflektörün yarım açıklık açısı, ψ_0, f/D ile ilişkilidir.

$$\psi_0 = 2\tan^{-1}\frac{1}{4f/D}$$

(4.18)

Burada *f*, odak noktasını; *D*, anten çapını göstermektedir. Faz hata kaybı (PEL) eşitlik (4.19) ile bulunur.

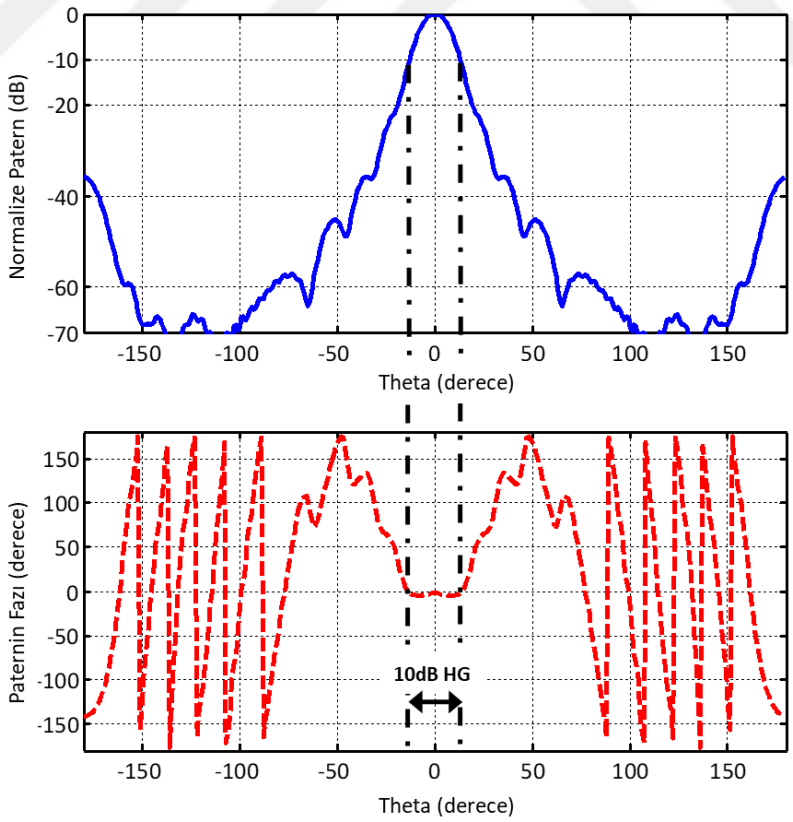
$$\mathrm{PEL} = \frac{\rho^2\left[1-2e^{-\rho}\cos(2\pi S)+e^{-2\rho}\right]}{\left[\rho^2+(2\pi S)^2\right](1-e^{-\rho})^2}$$

(4.19)

Burada ρ odak noktasının reflektöre olan uzaklığını göstermektedir.

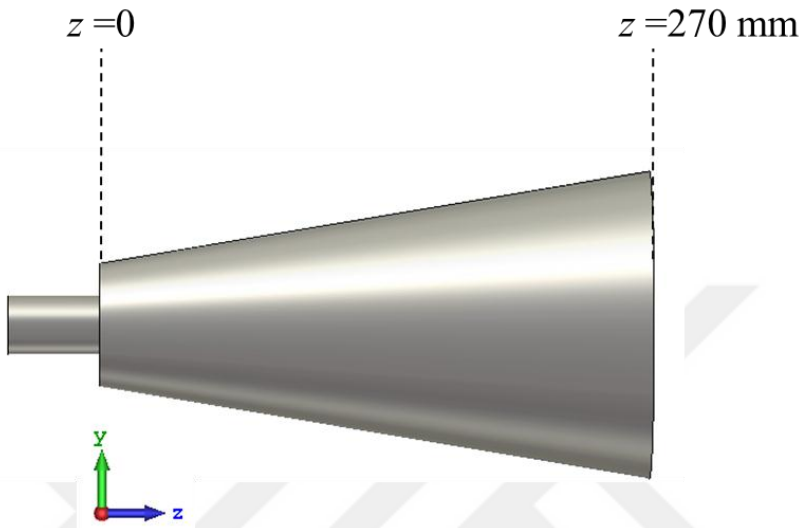
4.5.1 Oluklu Besleme Anteni ve Ekseni Kaydırılmış Elipsoidal Reflektör Anten Sisteminde Faz Hata Kaybı İncelemesi

Faz merkezi, yansıtıcı uygulamalarda besleme anteni huzmesinin fazının 10 dB huzme genişliği içinde neredeyse sabit olduğu konum olarak kabul edilir. Geniş bant reflektör beslemesinin faz merkezi, anten ışıma örüntülerinin simülasyon sonuçlarından belirlenebilir. Şekil 4.22'de tasarlanan oluklu horn anteninin normalize ışıma örüntüsünü va faz merkezi hesaplamasını göstermektedir. 10 dB hüzme genişliğinde faz neredeyse sabit kalmaktadır.

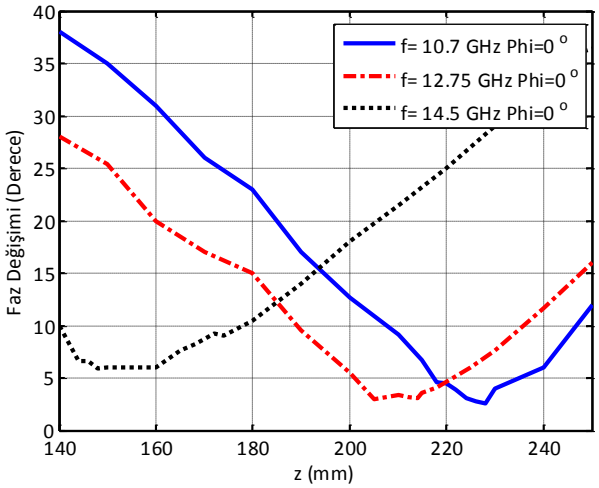


Şekil 4. 22 Oluklu horn antenin normalize ışıma örüntüsü ve faz değişim grafiği

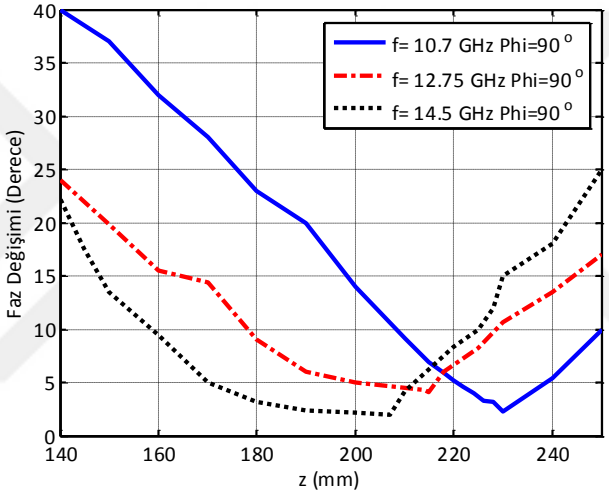
Yapılan çalışmalarda ilk olarak horn antenin uyarım noktası z-ekseni üzerinde kaydırılmış ve buna bağlı olarak antenin faz değişimi izlenmiştir. Bu çalışma neticesinde antenin optimum uyarım noktası bulunmuştur. Şekil 4.23 horn antenin z-ekseni üzerinden konumlandırılmasını, Şekil 4.24 z-ekseni üzerinde uyarım noktasının değişimine bağlı olarak 10 dB hüzme genliği içerindeki faz değişimini göstermektedir.



Şekil 4. 23 Oluklu horn antenin z-ekseninde konumlandırılması.



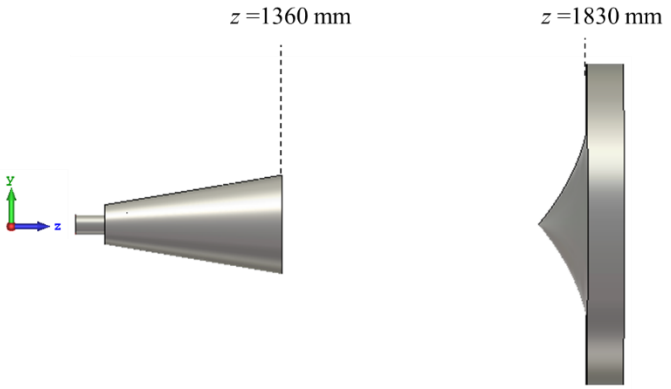
a)



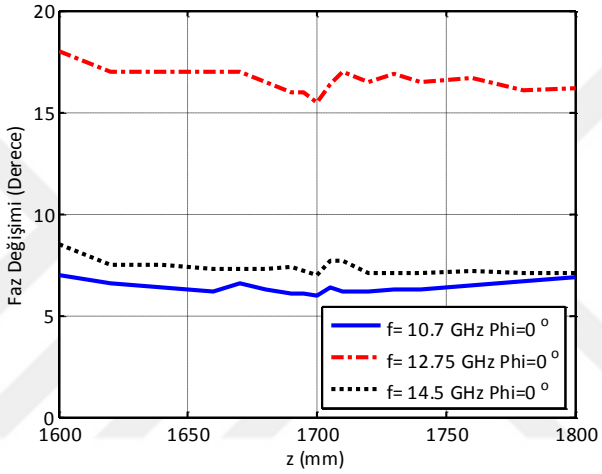
b)

Şekil 4. 24 Oluklu horn antenin 10 dB hüzme genişliği içerisindeki faz değişiminin uyarılma konumuna bağlı değişimi a) $\phi = 0^o$ b) $\phi = 90^o$

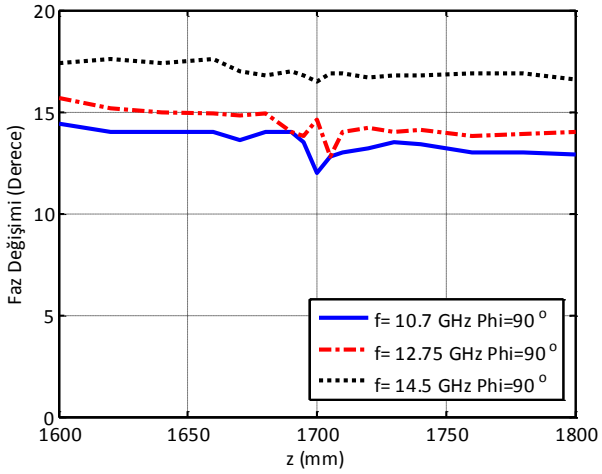
Aynı şekilde oluklu horn ile beslenen ekseni kaydırılmış elips subreflektör sistemin uyarım noktası z-ekseni üzerinde kaydırılmış ve buna bağlı olarak antenin faz değişimi izlenmiştir. Şekil 4.25 oluklu horn ile beslenen ekseni kaydırılmış elips subreflektör sistemin z-ekseni üzerinden konumlandırılmasını, Şekil 4.26 z-ekseni üzerinde uyarım noktasının değişimine bağlı olarak 10 dB hüzme genliği içerindeki faz değişimini göstermektedir.



Şekil 4. 25 Oluklu horn ile beslenen ekseni kaydırılmış elips subreflektör sistemin *z*-ekseninde konumlandırılması.



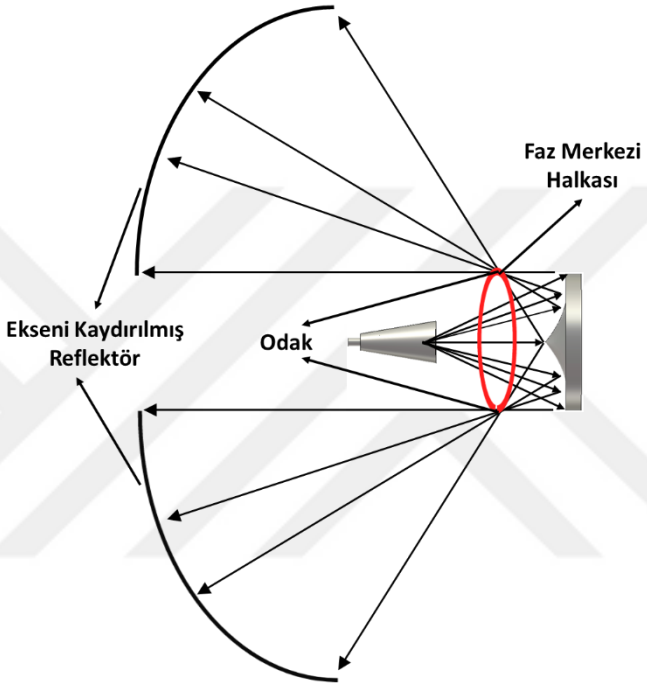
a)



b)

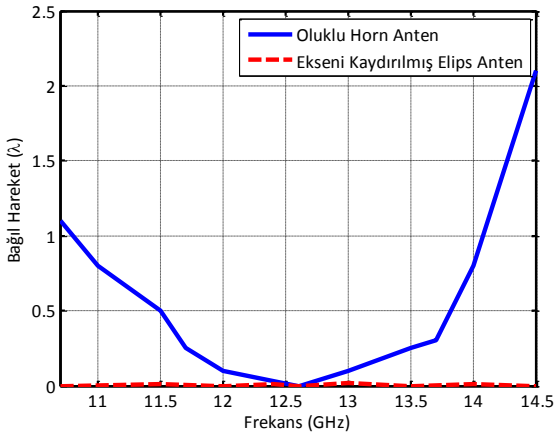
Şekil 4. 26 Oluklu horn ile beslenen ekseni kaydırılmış elips subreflektör sistemin 10 dB hüzme genişliği içerisindeki faz değişiminin uyarılma konumuna bağlı değişimi a) $\phi = 0^o$ b) $\phi = 90^o$

Oluklu horn antenle beslenen bir ekseni kaydırılmış eipsoidal reflektör anten sisteminin faz merkezi, tek bir noktada değil, Şekil 4.27'de kırmızı renkte gösterildiği gibi bir halka üzerindeki noktalar kümesidir. Ekseni kaydırılmış eipsoidal reflektör anten sisteminin odak noktaları, aynı zamanda, Cassegrain sistemlerinin tek odak noktasından ziyade bir halka üzerindeki bir dizi noktadır. Böylece, maksimum kazanç elde etmek ve faz hata kaybını en aza indirmek için, besleme anteninin faz merkezi halkası, tasarımdaki ana reflektörün odak halkasına tam olarak yerleştirilir.

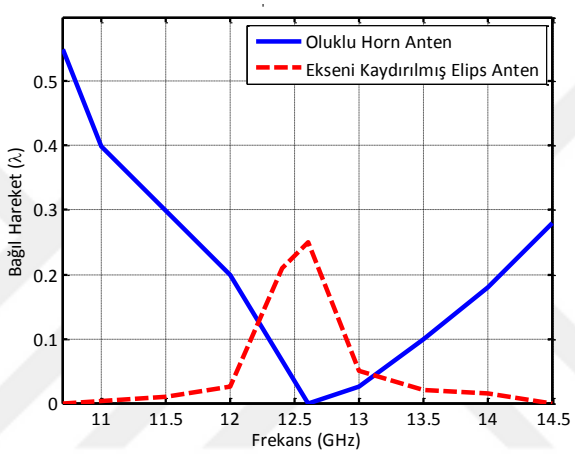


Şekil 4. 27 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin faz merkezi halkası.

Faz merkezi halkası hareketi, oluklu horn antene kıyasla faz merkez stabilitesinde ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin üstünlüğünü sergilemek üzere oluklu horn antenin faz merkezi hareketi ile birlikte Şekil 4.28'de verilmiştir. Horn faz merkezi hareketleri, Şekil 4.29'de gösterilen bir parabolik reflektör sistemi için hesaplanmıştır.



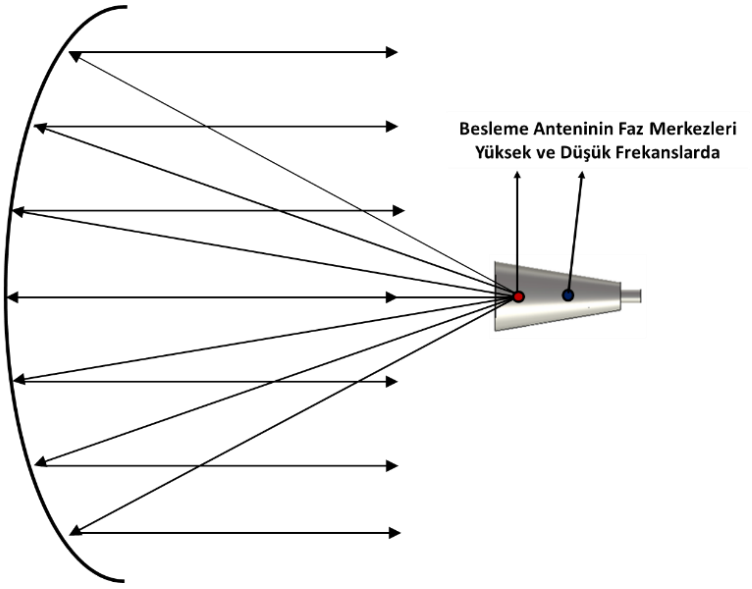
a)



b)

Şekil 4. 28 Ekseni kaydırılmış elips anten ve oluklu horn antenin faz merkezi hareketleri a) Ø=0^0 ve b) Ø=90^0

Her iki konfigürasyonda minimum bağıl faz merkezi hareketi elde etmek için beslemeler, tüm frekans bandında minimum toplam faz hata kayıplarının oluştuğu ortalama faz pozisyonuna yerleştirilir. Böylece, Şekil 4.28 (b) 'den 12.6 GHz'de oluklu boynuz antenin faz merkezinin parabolik reflektörün odağına yerleştirildiği açıktır. Bu şekilde, maksimum bağıl faz merkezi hareketi 0.55 λ, 10.7 GHz'de gerçekleşir. Benzer şekilde, ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin faz merkez halkası 12.6 GHz'de anten sisteminin odak halkası ile aynı konuma yerleştirilir. Böylece, maksimum bağıl faz halkası hareketi, oluklu horn anten beslemeli ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin subreflektörü için sadece 0.25 λ'dır.

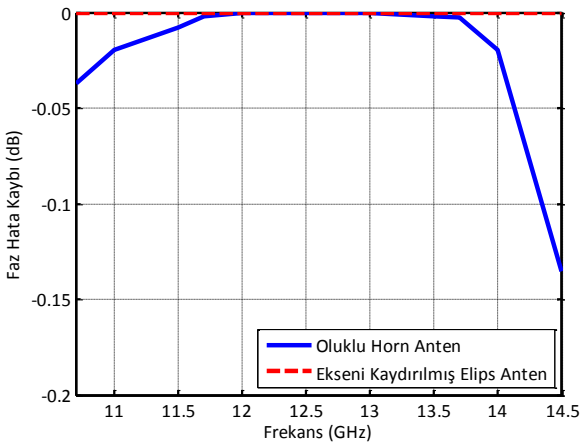


Şekil 4. 29 Oluklu horn anten ile beslenen parabolik reflektör anten (*f/D*=1.12)

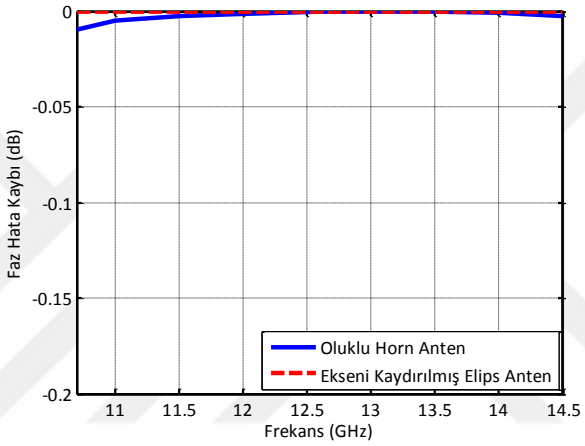
Şekil 4.24'den, oluklu horn anten beslemeli ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin beslemesinin, her iki düzlemde de neredeyse kararlı faz merkez halkasına sahip olduğu sonucuna varılabilir.

Eksenel odaksızlığa bağlı faz hata kaybı, eşitlik (4.17) ve (4.19) kullanarak ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemi için hesaplanır. Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin faz merkez halkası stabilitesi, tüm frekans bandında ihmal edilebilir faz hatası kayıp seviyeleri ile sonuçlanmıştır. Hesaplanan faz hata kaybı seviyeleri Şekil 4.30'da gösterilmektedir.

Uydu iletişim sistemlerinde tipik olarak kullanılan horn anten beslemeli parabolik reflektörlerin faz hata kayıpları araştırılmış ve bu şekilde ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemi sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemi, $\emptyset=0^0$ düzleminde beklendiği gibi, faz merkezi frekans bandında kararlı olduğundan faz hata kaybı yoktur. $\emptyset=90^0$ düzleminde, merkez frekansta faz merkez hareketi 0,25 λ' ya ulaşmasına rağmen, tüm bantta maksimum faz hata seviyesi neredeyse sıfırdır. Bu durum, ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemi ışımasının aşırı dar yarım güç hüzme genişliğinden kaynaklanmaktadır.



a)



b)

Şekil 4. 30 Ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten ve oluklu besleme anteninin faz hata kayıpları a) Ø=0^0 ve b) Ø=90^0

Horn anten beslemeli parabolik reflektör anten için 14.5 GHz frekansında Ø=0^0 düzleminde yüksek faz hata kaybı seviyesi gözlenmiştir. Bu durum, bu frekansta yüksek faz merkezi hareketinin (2.1 λ) bir sonucudur.

Odak kayması nedeniyle Ø=0^0 ve Ø=90^0 düzlemlerindeki eşit olmayan faz merkezi yerleri faz hata kaybına yol açmaktadır. 10.7-14.5 GHz frekans bandındaki her iki düzlemde de ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemi beslemesinin faz merkez halkasının neredeyse sabit olması nedeniyle, bu sisteminde eksenel odaksızlığa bağlı kayıplar beklenmemektedir.

BÖLÜM 5

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, uydu haberleşme sistemlerinde kullanılan ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sistemi ve bu anten için tasarlanmış oluklu dairesel besleme anteni incelenmiştir. Yapılan araştırmalar doğrultusunda CST Microwave Studio yazılımı ile tasarımlar gerçekleştirilmiştir ve sonuçları paylaşılmıştır.

Tez çalışmasının ilk bölümünde genel anten özellikleri paylaşılmış ve reflektör anten sistemlerinin yapısal özellikleri ve genel parametreleri ele alınmıştır. Kullanım alanlarına göre farklı tiplerdeki anten ve besleme yapılarının birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları tartışılmıştır.

Daha sonraki bölümde, uydu haberleşme uygulamaları için oluklu dairesel besleme anteninin performansı incelenmiştir. Bu tasarımın düşük geri dönüş kaybı, yüksek kazanç ve yönlendiricilik, düşük ters kutuplama izolasyonu değerleri ile, 10.70 GHz - 14.5 GHz frekans bandında uydu yer istasyonu antenleri için iyi bir besleme anteni adayı olduğu kanıtlanmıştır.

Daha sonra bu besleme anteni kullanılarak tasarım parametreleri hâlihazırda mevcut olan reflektör ve subreflektör yapıları tasarlanmış ve performans incelemeleri yapılmıştır. Burada çift reflektörlü anten sistemlerinin özel bir formu olan ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten tasarımı kullanılmıştır. İlk olarak bu özel formun tasarım parametreleri ele alınmış, daha sonra verilen parametrelere göre anten reflektör ve subreflektör sisteminin tasarımı CST aracılığı ile yapılmış ve performansı incelenmiştir.

CST yazılımı aracılığı ile performansı incelenen bu antenin gerçek saha incelemesi yer istasyonu doğrulama prosedürlerine uygun olarak yapılmış ve bu ölçümler sonucunda elde edilen verilere göre antenin kazanç, yönlendiricilik, verimlilik gibi parametreleri hesaplanmıştır. Sonrasında saha ölçümünden elde edilen sonuçlar ile simülasyon çalışması sonucunda elde edilen sonuçlar kıyaslanmış ve iki taraftan elde edilen sonuçların birbiri ile son derece tutarlı olduğu görülmüştür. Çizelge 5.1 ve 5.2 saha ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçlarının aynı frekanslardaki performans karşılaştırmalarını göstermektedir.

Çizelge 5. 1 Saha ölçüm sonuçları ve simülasyon sonuçları (11.704 GHz).

	Eksen	Θ_{3dB}	Θ_{10dB}	Kazanç	Yönlendiricilik	Verimlilik
Saha Ölçümü	Azimut	0.275^0	0.465^0	55.76 dBi	56.33 dB	63.19%
	Elevasyon	0.256^0	0.426^0			
Simülasyon	Azimut	0.230^0	0.402^0	56.83 dBi	57.40 dB	80.76%
	Elevasyon	0.230^0	0.402^0			

Çizelge 5. 2 Saha ölçüm sonuçları ve simülasyon sonuçları (14.205 GHz).

	Eksen	Θ_{3dB}	Θ_{10dB}	Kazanç	Yönlendiricilik	Verimlilik
Saha Ölçümü	Azimut	0.218^0	0.372^0	57.94 dBi	58.54 dB	70.91%
	Elevasyon	0.201^0	0.340^0			
Simülasyon	Azimut	0.194^0	0.333^0	58.55 dBi	59.14 dB	81.55%
	Elevasyon	0.194^0	0.333^0			

Burada saha ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarına göre bir miktar daha kötü olmasının nedenleri simülasyon çalışmalarında subreflektör taşıyıcı kollarının mevcut olmaması, saha ölçüm sonuçlarındaki reflektör yüzey hataları ve sahadaki kurulum hata payları olarak değerlendirilmektedir.

Anten sisteminin geniş bir frekans bandı üzerinden faz merkez stabilitesi, çalışma frekansı bandındaki faz merkezi hareketleri gözlemlenerek sunulmuştur. Bu hareket miktarları, neredeyse ihmal edilebilir faz hatası kayıpları ile sonuçlanmaktadır. Sonuçlar aynı oluklu horn anten ile beslenen bir parabolik reflektörün faz hatası kayıpları ile karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma, ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin faz merkezi stabilitesindeki üstünlüğünü de göstermektedir.

Yapılan tüm bu ölçüm, simülasyon ve analiz çalışmaları ile, ekseni kaydırılmış elipsoidal reflektör anten sisteminin yüksek kazançlı uydu yer istasyonu haberleşmeleri için mükemmel bir performansa sahip olduğu doğrulanmıştır.

KAYNAKLAR

[1] R. E. Oliver, (1971). “Large Spacecraft Antennas: New Geometric Configuration Design Concepts”, JPL Quaiterly Technical Review, 1(1).

[2] R. E. Oliver ve A. H. Wilson, (1972). “Furlable Spacecraft Antenna Development: An Interim Report”, JPL Technical Memorandum, 33-537.

[3] A. C. Leifer ve W. Rotman, (1986). “GRASP: An Improved Displaced-Axis, Dual-Reflector Antenna Design For EHF Applications”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 8-13 Jun 1986, Philadelphia, PA, USA.

[4] K. W. Brown ve A. Prata, (1994). “A Design Procedure for Classical Offset Dual Reflector Antennas with Circular Apertures”, IEEE Transactions On Antennas and Propagation, 42(8).

[5] T. A. Milligan ve P. Popov, (1997). “Amplitude aperture-distribution control in displaced axis two-reflector antennas”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, 39(6).

[6] C. Granet, (1999). “A Simple Procedure for the Design of Classical Displaced-Axis Dual Reflector Antennas Using a Set of Goemetric Parameters,” IEEE Antennas and Propagation Magazine, 41(6).

[7] T. A. Milligan, (2005). Modern Antenna Design, 2nd Ed., John Wiley & Sons, Inc, Canada.

[8] C. Granet ve G. L. James, (2005). “Design of Corrugated Horns: A Primer,” IEEE Antennas and Propagation Magazine, 47(2).

[9] X. Zhang, (1993). “Design of Conical Corrugated Feed Horns for Wide-Band High-Frequency Applications”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, 41(8).

[10] P. D. Sachaniya, B. J. Makwana ve M. Patel, (2015). “Design of Conical Corrugated Horn Antenna,” International Journal of Advance Research in Engineering, Science & Technology(IJAREST), 2(5).

[11] F. Villa, M. Sandri ve N. Mandolesi, (2008). “High Performance Corrugated Feed Horns For Space Applications At Millimetre Wavelengths,” Kluwer Academic Publishers, 5(31):12.

[12] Y. Huang ve K. Boyle, (2008). Antennas From Theory to Practice, John Wiley & Sons, Inc., USA.

[13] C. A. Balanis, (2005). Antenna Theory Analysis and Design, 3rd Ed., John Wiley & Sons, INC., Hoboken, New Jersey.

[14] P. W. Hannan, (1961). "Microwave Antennas Derived From The Cassegrain Telescope," IEEE Antennas and Propagation Magazine, 9:140-153.

[15] G. W. Collins, (1973). "Shaping of subreflectors in Cassegrain antennas for maximum aperture efficiency," IEEE Trans. Antennas Propagat., 21(3):309-313.

[16] W. V. T. Rusch, A. Prata, Y. R. Samii ve R. A. Shore, (1990). "Derivation and Application of The Equivalent Paraboloid for Classical Offset Cassegrain and Gregorian Antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., 38:1141-1149.

[17] C. Kumar, V. V. Srinivasan ve V. K. Lakshmeesha, S. Pal, (2009). "Performance of An Electrically Small Aperture, Axially Displaced Ellipse Reflector Antenna," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 8:903–904.

[18] A. Prata, F. J. S. Moreira ve L. R. Amaro, (2003). "Displace Axis Ellipse Reflector Antennas For Spacecraft Communications," Proceedings of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC, 391–395, Brasil.

[19] M. A. Zaman, MD. Gaffar ve MD. A. Matin, (2011). "An Optimized Ku-Band Corrugated Feed Horn popo for a Cassegrain Reflector Using Multi-Objective Particle Swarm Optimization," WSEAS Transactions On Communications, 10(12).

[20] W. L. Stutzman ve A. T.Gary, (2012). Antenna Theory and Design, 3rd Ed., John Wiley & Sons. 391-392, USA.

[21] A. D. Olver, (1994). Microwave Horns and Feeds, IET. 3, USA.

[22] P. W. Hannan, (1961). "Microwave Antennas Derived From The Cassegrain Telescope," IEEE Trans. Antennas Propagat., 9(2):140–153.

[23] W. V. T. Rusch, (1963). "Scattering From a Hyperboloidal Reflector In a Cassegrain Feed System", IEEE Trans. Antennas Propagat., 11(4):414–421, 1963.

[24] W. L. Barrow ve L. J. Chu, (1939). "Theory of Electromagnetic Horn", Proceedings of the IRE, 27(1).

[25] P. A. G. Soares ve P. Pinho, C. A. Wuensche, (2013). "High Performance Corrugated Horn Antennas For CosmoGal Satellite", Conference on Electronics, Telecommunications and Computers – CETC.

[26] P. D. Sachaniya, B. J.Makwana ve M. Patel, (2015). "Design of Conical Corrugated Horn Antenna", International Journal of Advance Research in Engineering, Science & Technology(IJAREST), 2(5).

[27] H. Mobeh, C. Robinson ve J. Kijesky, (1999). “Design & Development of Co-Polarized Ku-Band Ground Terminal System for Very Small Aperture Terminal (VSAT) Application”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 11-16 July 1999, Orlando, FL.

[28] J. C. S. Chieh, B. Dick, S. Loui ve J. D. Rockway, (2014). “Development of a Ku-Band Corrugated Conical Horn Using 3-D Print Technology”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 13(1).

[29] B. M. Thomas, (1978). “Design of Corrugated Conical Horns”, IEEE Transactions On Antennas and Propagation, 26(2).

[30] Z. Y. Lu, (2008). “Design Method of The Ring-Focus Antenna With A Variable Focal Distance For Forming An Elliptic Beam”, Progress In Electromagnetics Research Letters, 4:73–80.

[31] F. J. S. Moreira ve A. Prata, (2001). “Generalized Classical Axially-Symmetric Dual-Reflector Antennas”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 49(4).

[32] F. J. S. Moreira ve J. R. Bergman, (2011). “Shaping Axis-Symmetric Dual-Reflector Antennas by Combining Conic Sections”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, 59(3).

[33] J. R. Bergmann ve F. J. S. Moreira, (2009) “Omnidirectional ADE Antenna With a GO-Shaped Main Reflector For an Arbitrary Far-Field Pattern In The Elevation Plane”, IET Microwaves Antennas & Propagation, 3(7):1028–1035.

[34] V. Galindo, (1964). “Design Of Dual-Reflector Antennas With Arbitrary Phase and Amplitude Distributions”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 12(4).

[35] W. Kim, (2008). “Low-Loss Feedome Design for Axially Displaced Ellipse (ADE) Reflectors”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 7(1).

[36] P. Wade, (2004). Multiple Reflector Dish Antennas, W1GHZ.

[37] M. V. Vesnik, (2011). “On the Possibility of the Application of Axially Displaced Ellipse Antenna Elements for Construction of a Compact Multibeam Antenna System”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, 53(2).

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı	:Aykut DEMİRCİ
Doğum Tarihi ve Yeri	:03.05.1992, DÜZCE
Yabancı Dili	:İngilizce
E-posta	:aykut.demirci@hotmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	**Alan**	**Okul/Üniversite**	**Mezuniyet Yılı**
Lisans	EHM	Yıldız Teknik Üniversitesi	2014
Lise	Fen Bilimleri	Düzce Cumhuriyet Anadolu Lisesi	2009

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	**Firma/Kurum**	**Görevi**
2014-Halen	Profen İletişim Teknolojileri A.Ş.	Uydu Haberleşme Sistemleri Mühendisi

YAYINLARI

Bildiri

1. Demirci A., Türker Tokan N., (2018). “Performance of A Corrugated Feed Horn For Satellite Earth Station Antennas” , TCSET-2018: 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, 20-24 February 2018, Lviv-Slavske.
2. Demirci A., Sonmez N., Tokan F., Turker Tokan N., (2018). “Phase Error Analysis of Displaced-Axis Dual Reflector Antenna for Satellite Earth Stations” , IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (Değerlendirme aşamasında).