T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİKSEL BÜYÜK ANTENLERİN DİZİLERİNDE IŞIMA ÖRÜNTÜSÜ VE POLARİZASYON ŞEKİLLENDİRME

Sezgin ÖRDEK

DOKTORA TEZİ
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Haberleşme Programı

Danışman
Prof. Dr. Ahmet KIZILAY

Ekim, 2021

T.C.

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİKSEL BÜYÜK ANTENLERİN DİZİLERİNDE IŞIMA ÖRÜNTÜSÜ VE POLARİZASYON ŞEKİLLENDİRME

Sezgin ÖRDEK tarafından hazırlanan tez çalışması 21.10.2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Haberleşme Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Ahmet KIZILAY
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Hamid TORPİ, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. Nurhan TÜRKER TOKAN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. Selçuk PAKER, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi _____

Doç. Dr. Peyman MAHOUTİ, Üye
İstanbul Üniversitesi-Cerrahpaşa _____

Danışmanım Prof. Dr. Ahmet KIZILAY sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Elektriksel Büyük Antenlerin Dizilerinde Işıma Örüntüsü ve Polarizasyon Şekillendirme başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Sezgin ÖRDEK

İmza

Aileme ve en yakın arkadaşlarıma

TEŞEKKÜR

Lisans eğitiminden doktora tez sürecinin sonunda kadar benden bilgisini ve desteğini esirgemeyen değerli hocam Prof. Dr. Ahmet KIZILAY'a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Sezgin ÖRDEK

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ viii

KISALTMA LİSTESİ ix

ŞEKİL LİSTESİ x

TABLO LİSTESİ xiii

ÖZET xiv

ABSTRACT xv

1 GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1

1.2 Tezin Amacı 2

1.3 Hipotez 2

2 DİZİ ANTENLER 3

2.1 Giriş 3

2.2 Dizi Anten Işıma Örüntüsü 4

2.3 Horn Dizi Antenlerde Izgara Kulakçık Bastırma 5

2.3.1 Horn Anten H-Düzleminde Elektromanyetik Saçılma ile Açıklık Alan Dağılımı Hesaplanması 6

2.3.2 Lineer Polarizasyonda 2x2 Horn Dizi Anten Izgara Kulakçık Bastırma 7

2.3.3 Dairesel Polarizasyonda 2x2 Horn Dizi Anten Izgara Kulakçık Bastırma 11

2.3.4 Horn Dizi Antenin Aynı Açıklık Boyutundaki Mikroşerit Dizi Antenle Karşılaştırılması 13

3 AÇIKLIK PRENSİBİYLE ELEKTRİKSEL BÜYÜK ANTENLERİN DİZİLERİNDE IŞIMA ÖRÜNTÜSÜ ŞEKİLLENDİRME 16

3.1 Giriş 16

3.2 Huygen Prensibi 16

3.3 Dikdörtgen Geometrili Açıklık Antenler 18
3.3.1 Eşit Genlik ve Eşit Faz dağılımlı Açıklık Antenler 18
3.3.2 Kosinüs Genlik ve Eşit Faz dağılımlı Açıklık Antenler 19
3.3.3 Kosinüs Kare Genlik ve Eşit Faz dağılımlı Açıklık Antenler 21
3.3.4 Eşit Genlik ve Farklı Faz Dağılıma Sahip Dikdörtgen Geometrili Açıklık Antenler 23
3.4 Elektrik Alan Genlik Dağılımlarına Göre Dikdörtgen Geometrili Açıklık Antenlerin Işıma Örüntüleri 24
3.5 Basamak Fonksiyonu Genlik Dağılımlı ve Eşit Faz dağılımlı Açıklık Antenler 25
3.5.1 4 Elemanlı Açıklık Anten Dizisinde Işıma Örüntüsü 25
3.5.2 8 Elemanlı Açıklık Anten Dizisinde Işıma Örüntüsü 27

4 DİKDÖRTGEN KESİTLİ HORN ANTENLER 30
4.1 Giriş 30
4.1.1 E-Düzlem Horn Anten 30
4.1.2 H-Düzlem Horn Anten 32
4.1.3 Piramit Horn Anten 32
4.2 Horn Dizi Antenlerde Işıma Örüntüsü Düzenleme 32
4.3 Eş Genlik Beslenen 4x1 Horn Dizi Antende Düşük Yan Kulakçık Seviyesi Elde Edilmesi 33
4.4 Farklı Genlik ve Eş Faz Beslenen 8x1 Horn Dizi antende Düşük Yan Lob Seviyesi Elde Edilmesi 38
4.4.1 8x1 Horn Dizi Antende Besleme Sistemi Tasarımı ve Antenle Birlikte Analizi 39
4.5 Farklı Genlik ve Faz Dağılımlı Ana Huzmesi Döndürülmüş 4x1 Horn Dizi Antende Yan Kulakçık Seviyesi Düşürme 43
4.5.1 Huni Yapısı E-Düzlem Doğrultusunda Eğilmiş Horn Antenin Paraksiyel Yaklaşımla Çözümü 43
4.5.2 Birim Eleman Yapısında Çok Modlu Anten Yaklaşımı ve Mod Uydurma Tekniği 45
4.5.3 Birim Eleman Tasarımında Yapay Sinir Ağları Kullanımı 50
4.5.4 Birim Elemanların Tasarımı 53
4.5.5 Besleme Sistemi Tasarımı ve Antenlerle Birleştirilmesi 56
4.5.6 Üretim ve Ölçüm 60

5 SONUÇ VE ÖNERİLER 62

KAYNAKÇA 63

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR **68**

SİMGE LİSTESİ

J_n	Bessel fonksiyonu
λ	Dalga boyu
ϵ	Dielektrik Geçirgenlik Kaysayısı
J_s	Eşdeğer Elektrik Akımı
M_s	Eşdeğer Manyetik Akımı
β	Faz Sabiti
H_n	Hankel fonksiyonu

KISALTMA LİSTESİ

CNC	Bilgisayarlı Sayısal Kontrol
ÇKA	Çok Katmanlı Algılayıcı
DF	Dizi Faktörü
GHz	GigaHertz
OMT	Dik Mod Ayırıcı
TE	Enine Elektrik
TM	Enine Manyetik

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Eş genlik ve eş faz ile beslenen dizi antende ızgara kulakçık oluşumu 4
Şekil 2.2 Eş genlik ve eş faz ile beslenen dizi antende eleman sayısına göre ızgara kulakçık oluşumu 5
Şekil 2.3 Sonsuz uzunluktaki mükemmel elektrik iletken silindire gelen TM^z elektrik alan [12] 6
Şekil 2.4 Kosinüs genlik dağılımlı elektrik alanın saçılması 8
Şekil 2.5 2x2 horn anten dizisi 8
Şekil 2.6 Açıklığına ızgara yapısı eklenmiş 2x2 horn anten dizisi 9
Şekil 2.7 Açıklığına ızgara yapısı eklenmiş 2x2 horn anten dizisi 9
Şekil 2.8 Açıklığına ızgara yapısı eklenmiş 2x2 horn anten dizisi 10
Şekil 2.9 Lineer polarize horn dizi anten benzetim ve ölçüm sonuçları 10
Şekil 2.10 Lineer polarize horn dizi anten ışıma örüntüsünün benzetim ve ölçüm sonuçları (14.3 GHz) 11
Şekil 2.11 Dairesel polarize horn dizi anten benzetim ve ölçüm sonuçları 11
Şekil 2.12 Dairesel polarize horn dizi anten ışıma örüntüsünün benzetim ve ölçüm sonuçları (14.5 GHz) 12
Şekil 2.13 Dairesel polarize antenin ana huzmesindeki eksenel oranın frekansa bağlı değişimi 12
Şekil 2.14 4x4 mikroşerit dizi anten üstten görünüm 13
Şekil 2.15 4x4 mikroşerit dizi anten alttan görünüm 14
Şekil 2.16 4x4 mikroşerit dizi anten ile 2x2 horn dizi antenin E-düzlem ışıma örüntüsü karşılaştırılması 14
Şekil 2.17 4x4 mikroşerit dizi anten ile 2x2 horn dizi antenin H-düzlem ışıma örüntüsü karşılaştırılması 15
Şekil 3.1 Keyfi şekilli açıklık yüzeyi 17
Şekil 3.2 Eşit genlik ve faz dağılımlı açıklık anten 18
Şekil 3.3 Açıklık elektrik alan dağılımlarına göre normalize edilmiş ışıma örüntüleri 25
Şekil 3.4 Basamak fonksiyonlu elektrik alan dağılımların genlik değeri 26
Şekil 3.5 4x1 horn dizi anten açıklığı 26
Şekil 3.6 Besleme sistemiyle birleştirilmiş 4x1 horn dizi anten mekanik modeli 27

Şekil 3.7 4 elemanlı dizi anten açıklığının analitik çözüm ve simülasyondaki elektrik alan normalize genlik dağılımları 27
Şekil 3.8 Analitik çözüm ve simülasyondaki genlik dağılımları 28
Şekil 3.9 Analitik çözüm ve simülasyondaki genlik dağılımları 28
Şekil 4.1 E-düzlem horn anten 31
Şekil 4.2 E-düzlem horn anten kesit görünümü 31
Şekil 4.3 Piramit horn 32
Şekil 4.4 4x1 açıklık dizi anten elektrik aLan genlik dağılımı 33
Şekil 4.5 Boyutları optimizasyon algoritmalarıyla bulunan 4x1 açıklık dizi anten normalize ışıma örüntüsü 34
Şekil 4.6 Merkezdeki birim eleman 35
Şekil 4.7 Kenardaki birim eleman 35
Şekil 4.8 4x1 dizi antenin dalga kılavuzlu besleme sistemi kesit görüntüsü . . 36
Şekil 4.9 4x1 horn dizi anten kesit görüntüsü 36
Şekil 4.10 4x1 horn dizi anten 37
Şekil 4.11 4x1 horn dizi anten ışıma örüntüsü 37
Şekil 4.12 4x1 horn dizi anten S_{11} grafiği 38
Şekil 4.13 8x1 horn dizi antende huni yüksekliğinin yan lob seviyesine etkisi . 39
Şekil 4.14 8x1 horn dizi antende CST modeli 40
Şekil 4.15 8x1 horn dizi antenin 14.25 GHz'de ışıma örüntüsü benzetim sonuçları 40
Şekil 4.16 8x1 horn dizi antenin frekansa bağlı yan lob seviyesi 41
Şekil 4.17 8x1 horn dizi antenin besleme sistemiyle birleştirilmiş görüntüsü . . 41
Şekil 4.18 8x1 horn dizi antenin besleme sisteminin genlik çıkışları 42
Şekil 4.19 Besleme sistemiyle birleştirilmiş 8x1 horn dizi antenin 14.25 GHz'de ışıma örüntüsü 42
Şekil 4.20 Besleme sistemiyle birleştirilmiş 8x1 horn dizi antenin S_{11} grafiği . . 43
Şekil 4.21 E-düzlemde eğik horn yapısının kesit görünümü 44
Şekil 4.22 Huni yapısı eğik E-düzlem horn anten analizi 45
Şekil 4.23 Dikdörtgen Dalga Kılavuzu E-düzlem Geçiş [52] 47
Şekil 4.24 Dikdörtgen dalga kılavuzu E-düzlem geçiş kesit görüntüsü 48
Şekil 4.25 Birim anten YSA ve kara kutu modeli 52
Şekil 4.26 Birim anten YSA modeli için kullanılacak değişkenler (basitleştirilmiş yapı) 53
Şekil 4.27 Dizi anten açıklık örnek elektrik alan faz dağılımı 54
Şekil 4.28 4x1 horn dizi antende toplam açıklığı oluşturacak anten bileşenlerinin sahip olacağı elektrik alan genlik dağılımları 54
Şekil 4.29 4x1 horn dizi antende her birime ait elektrik alan genlik dağılımları (V/m) 55
Şekil 4.30 4x1 horn dizi antende her birime ait elektrik alan faz dağılımları . . 55

Şekil 4.31 4x1 horn dizi besleme sistemi benzetim modeli görüntüsü (dalga kılavuzunun iç yapısı) 56
Şekil 4.32 4x1 horn dizi besleme sistemi benzetim modeli geridönüş kaybı . . . 56
Şekil 4.33 4x1 horn dizi besleme sistemi benzetim modeli anten girişlerine gelen besleme genlikleri 57
Şekil 4.34 4x1 horn dizi besleme sistemi benzetim modeli anten girişlerine gelen besleme faz değerleri 57
Şekil 4.35 4x1 horn dizi antenin iç yapısı ve birim antenlerinin sıralaması . . . 58
Şekil 4.36 4x1 horn dizi antenin açıklık genlik dağılımı (V/m) 58
Şekil 4.37 4x1 horn dizi antenin açıklık faz dağılımı 58
Şekil 4.38 4x1 horn dizi antenin S_{11} grafiği(simülasyon) 59
Şekil 4.39 4x1 horn dizi antenin besleme sistemi ile birleştirilmiş olduğu ve olmadığı durumlardaki ışıma örüntüleri 59
Şekil 4.40 Ana huzmesi döndürülmüş 4x1 horn dizi antenin frakansa bağlı yan lob seviyesi simülasyon sonucu 59
Şekil 4.41 Ana huzmesi döndürülmüş 4x1 horn dizi antenin prototipi 60
Şekil 4.42 Ana huzmesi döndürülmüş 4x1 horn dizi antenin 14.25 GHz'deki normalize edilmiş ışıma örüntüsü 61
Şekil 4.43 Ana huzmesi döndürülmüş 4x1 horn dizi antenin S_{11} ölçüm sonucu 61

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1 Horn dizi anten ve mikroşerit dizi anten Karşılaştırma 15
Tablo 4.1 Çıkış dalga kılavuzu modları 51
Tablo 4.2 YSA modeli için ele alınan değişkenler ve aralıkları (eğitim veriseti) 52
Tablo 4.3 ÇKA modellerine ait performans sonuçları 53

ÖZET

Elektriksel Büyük Antenlerin Dizilerinde Işıma Örüntüsü ve Polarizasyon Şekillendirme

Sezgin ÖRDEK

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı
Doktora Tezi

Danışman: Prof. Dr. Ahmet KIZILAY

Haberleşme Sistemlerinde kulanılan yüksek kazançlı antenlerde, kullanıldığı platformda az yer kaplayan antenler tercih edilmesi sistemde mekanik açıdan avantaj sağlar. Mikroşerit dizi anten kullanımında (kayıp tanjant), hat kayıpları, yüzey pürüzlülüğü ve ışıma kayıplarınndan dolayı yol kayıpları çok yüksek olmaktadır. Mikroşerit dizi antenlere alternatif olarak horn anten dizileri kullanılabilmektedir. Aynı açıklıktaki anten için daha az eleman ve daha az karmaşık besleme sistemi kullanılmaktadır. Besleme sistemi dalga kılavuzlarından oluştuğu için mikroşerit hatlara göre çok daha düşük yol kaybı meydana gelmektedir. Horn antenler açıklığının büyük olmasından dolayı dizi haline getirildiğinde elemanlar arası mesafe artar ve ızgara kulakçık adı verilen ana huzmeye genlik olarak yakın olan istenmeyen lob oluşmaktadır. Bu çalışmada horn dizi anten açıklık olarak düşünülüp düşük yan lob seviyesini verebilecek açıklık elektrik alan dağılımı elde edilip o elektrik alan dağılımını verebilecek birim hornlar tasarlanarak istenilen yan lob yüksekliği elde edilmesi hedeflenmektir.

Anahtar Kelimeler: Açıklık anten, Dizi anten, Horn dizi anten, Genetik algoritmalar, Yapay sinir ağları

ABSTRACT

Shaping Radiation Pattern and Polarization for Array of Electrically Large Antennas

Sezgin ÖRDEK

Department of Electronics and Communications Engineering
Doctor of Philosophy Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Ahmet KIZILAY

In high-gain antennas used in communication systems, it is mechanically advantageous to prefer antennas that take up little space on the platform as much as possible. In microstrip array antenna design conductor loss, loss tangent, surface roughness, and radiation losses in the lines can make extremely high line losses. As an alternative to microstrip array antennas, horn array antennas can be used. Fewer elements and a less complex feeding system are used for the antenna with the same aperture. Since the feeding system consists of waveguides, much lower path loss occurs compared to microstrip lines. Due to the large physical size of a horn antenna aperture, unwanted lobes called grating lobes which have amplitude close to the main lobe occurs when the array structure is formed. This study aims to obtain the desired sidelobe height by considering the horn array antenna as an aperture, obtaining the aperture electric field distribution that can give a low sidelobe level, and designing unit horns that can give that electric field distribution.

Keywords: Aperture antenna, Array antenna, Horn array antenna, Genetic algoritms, Neural network

YILDIZ TECHNICAL UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF SCIENCE AND ENGINEERING

1
GİRİŞ

Lineer ya da düzlemsel dizilmiş anten dizilerinde ışıma örüntüsü şekli ve yan lob seviyesi antenlerin besleme genlik ağırlıklarına göre değişiklik göstermektedir. Bu antenler açıklık antenler olarak değerlendirilirse aynı örüntünün, anten açıklığındaki elektrik ve manyetik alan genlik ve faz dağılımı ile de ilişkili olduğu şeklinde matematiksel bağlantı kurulabilir. Dizilim geometrisi, antenler arası mesafe değiştirilmeden ışıma örüntüsü şekillendirme, birim antenler üzerinde yapılabilecek değişikliklerle mümkündür.

1.1 Literatür Özeti

Literatürde yapılan çalışmalarda birim eleman açıklığı bir dalga boyundan büyük olan dizi antenler üzerindeki çalışmalarda dizi anten ışıma örüntüsünde yan lob seviyelerinin düşürülmesi hedeflenmiştir. Çalışmaların çoğunda birim anten olarak horn anten seçilmiş olup dizi besleme sistemi dalga kılavuzlu güç bölücülerden oluşacak şekilde tasarlanıp dizi antenle birleştirilmiştir[1–7]. Mikrodalga ve Milimetre dalga frekanslarında yapılmış olan bu çalışmalarda, horn antenlerin 3 boyutlu yapıda olması ve ağırlığının, muadili mikroşerit ya da dalga kılavuzlu yarıklı dizi antenlere göre dezavantajlı konumda olmasına rağmen güç taşıma kapasitesi, bant genişliği ve malzeme kaybı gibi faktörler göz önüne alınmasıyla bazı uygulamalar için avantajlı konumda oldukları görülmüştür. Aynı açıklık içine daha az sayıda birim eleman yerleştirilmesi ve dizi antenin besleme sisteminin daha az karmaşık olması horn dizi antenlerin tercih edilmesini sağlamaktadır. Birim antenlerin açıklıklarının büyük olması (bir dalga boyundan fazla) dizi anten ışıma örüntülerinde ızgara kulakçık adı verilen yüksek yan lobların olmasına neden olur. Literatürde, bu kulakçıkların bastırılması üzerine birçok çalışma bulunmaktadır. Birim antenin geometrik yapısının değiştirilmesi, anten açıklığının önüne yerleştirilen geometrik şekillerle yan lob seviyesi -13 dB civarlarına getirilmektedir.

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmada horn dizi antenlerin ışıma örüntülerinde literatürdekilerden daha düşük yan lob seviyesi elde etmeye yönelik antenlerin tasarlanması amaçlanmıştır. Ayrıca literatüdeki çalışmalardan farklı olarak, açıklık boyutu büyük olan antenlerin dizilerindeki ışıma örüntüsünde ana huzmenin döndürülmesi de hedeflenmiştir. Dizi elemanları dalga kılavuzlu besleme sistemiyle birleştirilerek bilgisayar destekli benzetim programlarında analiz sonuçları, analitik yaklaşımlarla yapılan analiz sonuçlarıyla ve üretilen antenin performans sonuçlarıyla karşılaştırılarak tasarım yaklaşımının doğruluğu gözlemlenmiştir. Bu çalışmada ana huzmesi döndürülmemiş horn dizi antende yan lob seviyesi -25 dB civarına getirilmiş olup, ana huzmesi 21 derece döndürülmüş horn dizi anten ışıma örüntüsünde -16 dB yan lob seviyesi elde edilmiştir.

1.3 Hipotez

Işıma örüntüsünde ızgara kulakçık bulunan horn dizi antenlerde birim eleman, kendi ışıma örüntüsünde ızgara kulakçığın olduğu açıda kör nokta olacak şekilde yeniden tasarlanırsa dizi örüntüsünde ızgara kulakçık yok edilmiş olacaktır. Literatürdeki çalışmalarda bu yöntem kullanılmaktadır. Klasik yöntemden farklı bir yaklaşımla, açıklık prensibinden yararlanarak bu dizi antenlerde ışıma örüntüsü şekillendirilebilir. Horn dizi antenlerden meydana getirilen lineer ya da düzlemsel diziler tek bir açıklık anten olarak değerlendirilebilir. Anten ışıma örüntüsü ise Huygen prensibine göre fiziksel açıklıktaki elektrik alan dağılımına bağlıdır. Hedeflenen dizi anten ışıma örüntüsünü sağlayacak anten açıklık elektrik alan dağılımı belirlendikten sonra, alan dağılımı fiziksel konumda bulunan birim elemanlara paylaştırılırsa ve her birim anten kendi payına düşen alan dağılımını sağlayacak tasarıma sahip olduğunda bu antenler fiziksel olarak birleştiğinde dizi açıklık alan dağılımı sağlanmış olacaktır. Bu tasarımlarda birim antenler birbirlerinden farklı geometrik yapıya ve boyuta sahip olabilecektir.

2
DİZİ ANTENLER

2.1 Giriş

Dizi antenler birden fazla anten elemanının aynı besleme hattı üzerinde birleştirilmesiyle oluşan anten yapılarıdır. Burada birinci amaç ışıma örüntüsü şekillendirmektir. Mekanik açıdan büyük (hacimsel olarak) olan bir anten yapısı yerine küçük antenlerden oluşan dizi yapmak aynı performansı sağlayıp hacim olarak yer kazanılmasını sağlar. Dizi antenlerin elemanlarını özdeş ya da farklı olabilir, besleme genlik ve fazları farklı olabilir, ardışık antenler arasındaki mesafeler sabit ya da farklı olabilir. Bu değişkenler dizi antende istenilen patern şekli, yan lob seviyesi, kazanç gibi hedeflenen anten parametrelerini elde etmek için ayarlanmaktadır. Çoğu çalışmada anten yönlendiriciliğini arttırmak amacıyla dizi anten tasarımı yapılsa da yönsüz ışıma örüntüsü elde edebilmek için de dizi anten tasarımı yapılabilmektedir [8–10]. Literatürde birçok tür antenin dizisi tasarlanmış ve kullanılmaktadır. Mikroşerit antenler hacim ya da yükseklik açısından avantaj sağlayan, bunun yanında yüksek yol kayıplarına sahip olurken, dalga kılavuzu ile beslenen dizi antenlerde bu kayıplar azaltılmaktadır. Çünkü dalga kılavuzları hacim olarak büyük olsa da mikrodalga frekansları ve üzerindeki frekanslarda kayıplar açısından mikroşerit hatlardan daha düşük kayıplara sahiptir. Bazı uygulamalarda da her anten elemanına LNA ve faz kaydırıcı eklenerek hem mikroşerit hatlardan kaynaklı yol kayıpları olmadan yeterli kazanç sağlanmakta hem de faz kaydırıcı devre kullanılarak anten huzme taraması yapılabilmektedir. Bazı çalışmalarda ise horn antenlerin düşük kayıplı olması düzgün açıklık elektrik alan dağılımına sahip olması, dalga kılavuzlarının da düşük kayıplı olmasından yararlanılarak dizisi tasarlanmıştır. Bu konudaki çalışmalar çoğunlukla horn anten dizilerinin paternindeki ızgara lob ve yan lob bastırma üzerinedir.

2.2 Dizi Anten Işıma Örüntüsü

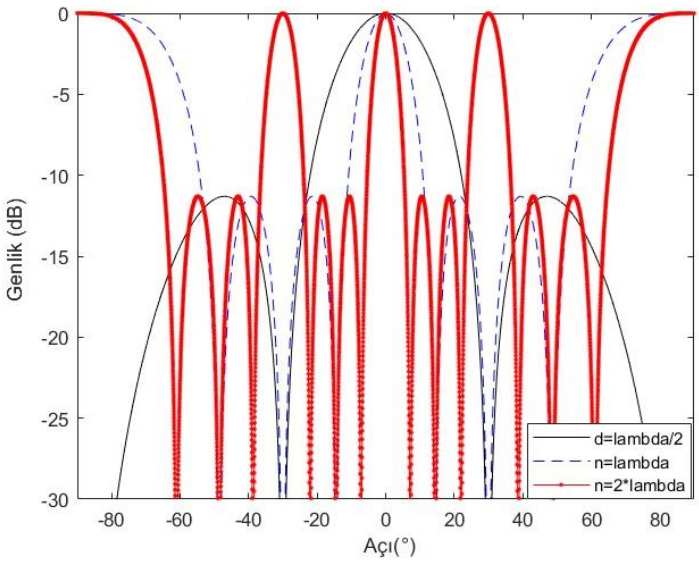
Özdeş elemanlardan oluşan dizi anten tasarımında elemanların besleme genlik ve faz değerleri anten konumları dizi anten ışıma örüntüsünü etkileyen faktörlerden biridir. Besleme sistemiyle birleştirilen birim antenler besleme sistemi kaynaklı kayıplar ve geri dönüş kaybı değerlerinden kaynaklı anten kazancı düşebilir. Birim antenler arası etkileşim de dizi anten karakteristiğini etkilemektedir.

$$F_d(\theta,\phi) = F(\theta,\phi)DF \tag{2.1}$$

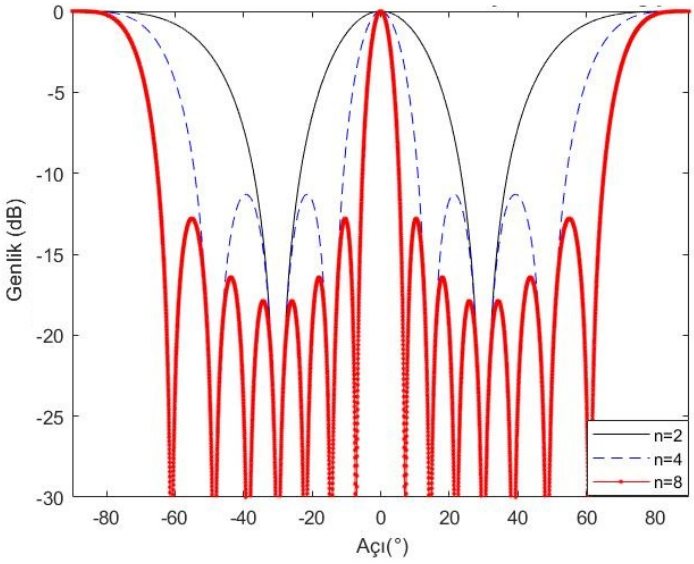
Dizi anten ışıma örüntüsü hesaplanırken öncelikle dizi faktörü hesaplanır. Dizi faktörü her elemanın yerine konum, besleme genlik ve faz değerleri değişmeyecek şekilde izotropik anten yerleştirilerek oluşturulan dizi ışıma örüntüsü hesaplanarak elde edilir [11]. Dizi faktörüyle birim eleman paterninin çarpımı ise dizi anten ışıma örüntüsünü verir. Lineer dizilerde antenler arası mesafe belirli bir değerden yüksek olması durumunda dizi faktöründe fazladan ızgara kulakçık adı verilen ana huzmeler meydana gelir. Dizi paterninde genlik olarak ana huzmeye yakın değerlerde yan lob şeklinde görünürler [11, 12]. Bu istenmeyen durumun engellenmesi için ardışık antenler arasındaki mesafe birim elemanlara verilen faz farkına bağlı olarak hesaplanan maksimum değerden yüksek olmamalıdır. θ hedeflenen huzme döndürme açısı olmak üzere iki anten arası mesafe şu şekilde olmalıdır

$$d \leq \frac{\lambda}{1+\sin(\theta)} \tag{2.2}$$

Horn antenler açıklıkları bir dalga boyundan büyük olmasına rağmen dizileri



Şekil 2.1 Eş genlik ve eş faz ile beslenen dizi antende ızgara kulakçık oluşumu



Şekil 2.2 Eş genlik ve eş faz ile beslenen dizi antende eleman sayısına göre ızgara kulakçık oluşumu

kullanılabilmektedir[1–7]. Yüksek yan lob seviyeleri açıklık elektrik alanlarının düzenlenmesi ya da birim eleman ışıma örüntüsünün değiştirilerek bastırılmaktadır. Dizi faktöründe ızgara kulakçığın denk geldiği açıda, birim eleman ışıma örüntüsündeki yönlendiricilik dramatik bir şekilde düşürülmekte, böylece dizi faktörü ve birim eleman paterninin çarpımında ızgara kulakçığın denk geldiği açılardaki seviyeler kabul edilebilir seviyelere gelebilmektedir. Bazı çalışmalarda birim horn açıklığında metal ızgara yapıları yerleştirilmekte, bazılarında birim horn eleman tasarımı değiştirilmektedit. Bu değişikliklerle dizi ışıma örüntüsündeki yan kulakçık seviyeleri, alan dağılımı eş genlik ve eş faz olan açıklık antenlerin örüntülerindeki yan kulakçık seviyesine gelmektedir[1, 3, 4, 13]. Bu çalışmalarda lineer polarize antenlerin yanı sıra dairesel polarizasyonda ışıma yapan horn dizi antenler de bulunmaktadır. Bu çalışmalar ağırlıklı olarak Ku-band ve üzeri frekanslarda yapılmıştır.

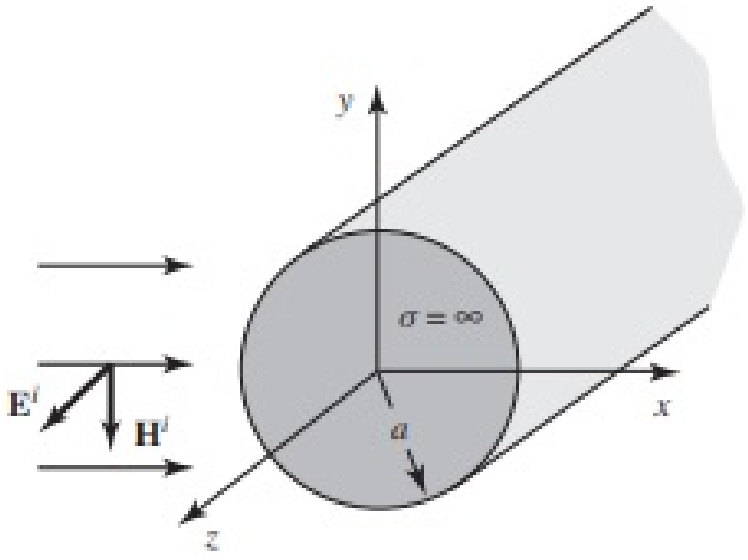
2.3 Horn Dizi Antenlerde Izgara Kulakçık Bastırma

TE_{10} modunda beslenen horn antenin açıklığında E-düzlemde Eş genlikli elektrik alan dağılıma yakın bir dağılım olup H-düzlemde kosinüs yapıya yakın bir grafiğe sahiptir [11, 12]. E-düzlem doğrultusu boyunca dizi oluşturulduğunda dizi boyunca açıklık elektrik alan dağılımı eş genlik beslemeli açıklık alan dağılıma yakın olacağı için ızgara kulakçık oluşumu beklenmez. Aynı şekilde birim antenin E-düzlemdeki ışıma grafiğinde, aynı doğrultudaki dizi faktöründe ızgara kulakçığın oluştuğu açı civarındaki yönendiricilik değerinde düşüş vardır, birim eleman paterniyle dizi

faktörü çarpımında ızgara kulakçığın kendiliğinden bastırıldığı görülebilir. Bununla birlikte horn antenin H-düzlemi kesitindeki ışıma grafiğinde aynı durum yoktur ve o doğrultuda dizi oluşturulduğunda ışıma örüntüsünde ızgara kulakçık oluşmaktadır. Antenin açıklığına H-düzlemini ikiye bölen yapı yerleştirilerek ya da anten yapısı değiştirilerek birim eleman ışıma örüntüsü istenilen şekilde değiştirilebilir. Horn anten açıklığına yerleştirilen yapının geometrisinden yararlanılarak lineer polarizasyondaki ışıma dairesel polarizasyona da dönüştürülebilir.

2.3.1 Horn Anten H-Düzleminde Elektromanyetik Saçılma ile Açıklık Alan Dağılımı Hesaplanması

Horn anten açıklığının H-düzlemini ikiye bölen, dalga boyundan çok küçük çapa sahip silindir yapısı kullanıldığında birim antende hedeflenen ışıma örüntüsü elde edilebilmektedir. Bu yapı ile kosinüs elektrik alan dağılımlı horn antenin açıklığındaki elektrik alan dağılımı değiştirilebilmekte ve uzak alanda hedeflenen açıda kör nokta oluşturulabilmektedir. Silindirin elektrik alan polarizasyonuna göre TM^z modunda gelen elektrik alanın saçılması hesaplanmasıyla açıklık elektrik alan dağılımı elde edilebilmektedir. Şekil 2.3'de görülen elektrik alan y doğrultusunda eş fazlı ve kosinüs



Şekil 2.3 Sonsuz uzunluktaki mükemmel elektrik iletken silindire gelen TM^z elektrik alan [12]

genlik dağılımlı olarak düşünülüp a yarıçapındaki metal silindirden meydana gelen saçılma hesaplanabilir. Bu yaklaşımla böyle bir cismin horn açıklığında oluşuturacağı

elektrik alan dağılımı hesaplanabilir.

$$\overrightarrow{E_i} = E_0 cos(\frac{\pi y}{L}) \sum_{\infty}^{-\infty} j^n J_n(k_\theta \rho) e^{jn\phi} \overrightarrow{a_z} \tag{2.3}$$

$$\overrightarrow{E_s} = E_0 cos(\frac{\pi y}{L}) \sum_{\infty}^{-\infty} C_n {H_n}^2(k_\theta \rho) e^{jn\phi} \overrightarrow{a_z} \tag{2.4}$$

Metal silindir yüzeyinde toplam elektrik alan 0'a eşittir

$$\overrightarrow{E_i} + \overrightarrow{E_s} = 0 \tag{2.5}$$

$$j^n J_n(\beta\alpha) + C_n {H_n}^2(\beta\alpha) = 0 \tag{2.6}$$

$$C_n = \frac{-j^{-} n J_n(\beta\alpha)}{{H_n}^2(\beta\alpha)} \tag{2.7}$$

$$\overrightarrow{E_s} = \overrightarrow{a_z} E_0 cos(\frac{\pi y}{L}) \sum_{\infty}^{-\infty} -j^{-n} \frac{J_n(\beta\alpha)}{{H_n}^2(\beta\alpha)} {H_n}^2(k_\theta \rho) e^{J_n \phi}. \tag{2.8}$$

Toplam elektrik alan Denklem 2.9'daki gibidir.

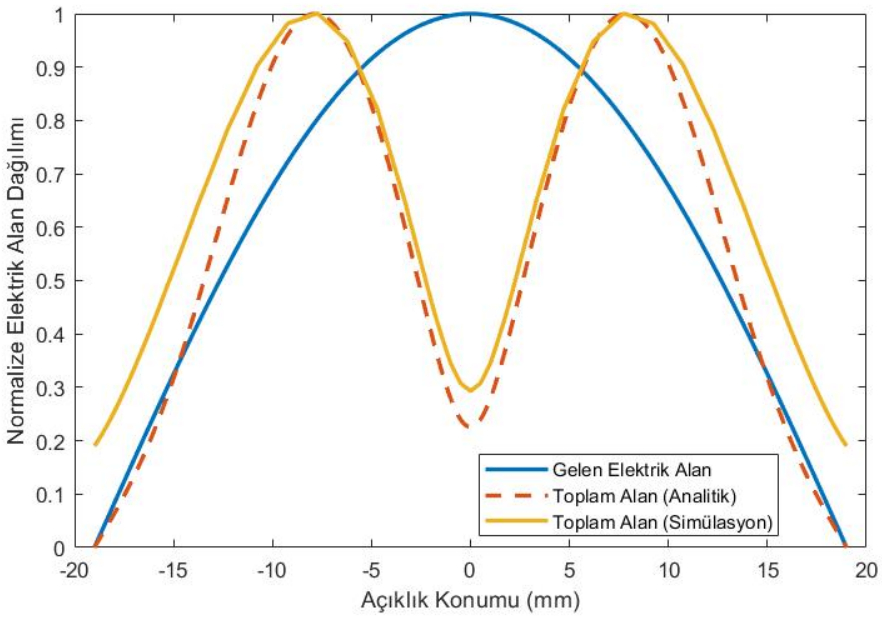
$$\overrightarrow{E_t} = \overrightarrow{a_z} E_0 cos(\frac{\pi y}{L}) \Big(\sum_{\infty}^{-\infty} -j^{-n} \frac{J_n(\beta\alpha)}{{H_n}^2(\beta\alpha)} {H_n}^2(k_\theta \rho) e^{j_n \phi} + \sum_{\infty}^{-\infty} j^n J_n(k_\theta \rho) e^{jn\phi} \Big) \tag{2.9}$$

Analitik çözümü, benzetim ortamında doğrulamak için 14.25 GHz frekansında 38 mm açıklık genişliğinde modellenmiş açık sonlandırmalı dalga kılavuzu ile karşılaştırma yapılmıştır.

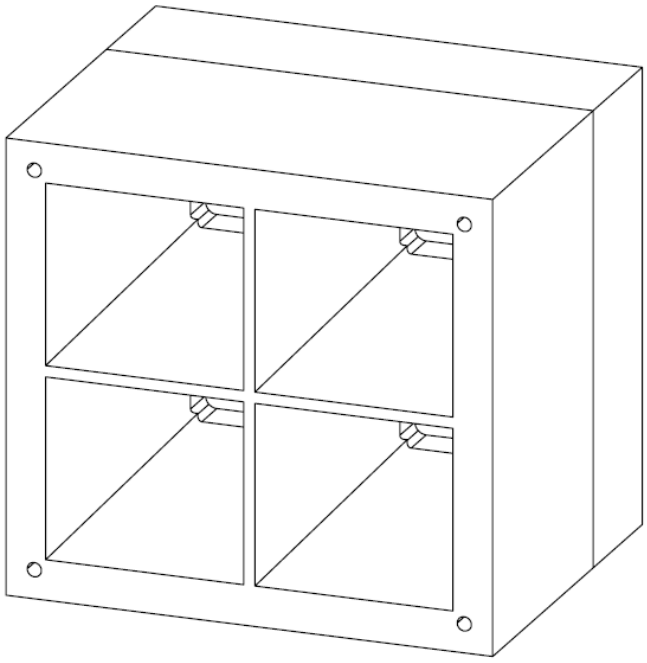
2.3.2 Lineer Polarizasyonda 2x2 Horn Dizi Anten Izgara Kulakçık Bastırma

2x2 horn dizi anten yapısında birim antenlerin H-düzlemi ikiye bölecek şekilde konulan ızgara yapısı birim eleman ışıma örüntüsünü değiştirmektedir. Birim eleman ışıma örüntüsünde dizi faktörünün ızgara kulkaçığın olduğu açıda kör nokta oluşacak şekilde değer oluştuğunda bu değişim dizi anten örüntüsünü değiştirecektir.

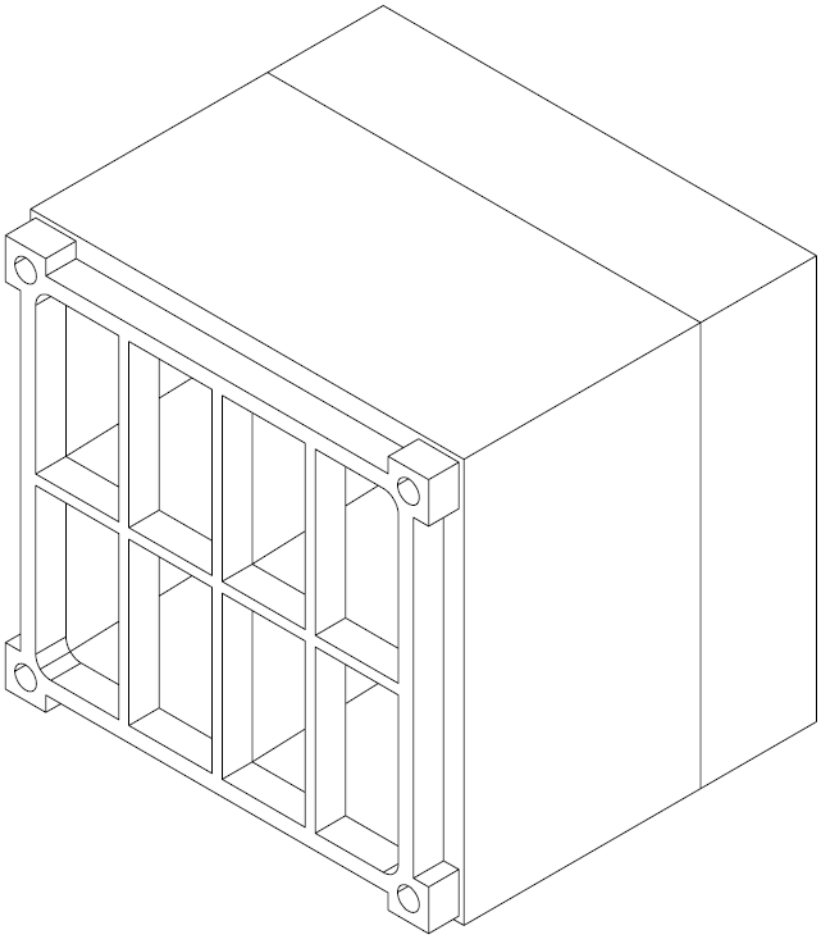
Şekil 2.7 ve Şekil 2.8'de görüldüğü gibi bütüm antenlerin açıklığına hornun h-düzlem doğrultusundaki açıklığını ikiye bölen ızgara yapısı eklendiğinde birim elemanın ışıma örüntüsünde dizi antende ızgara kulakçığın bastılırılmasını sağlayacak şekilde ilgili açıda kör nokta oluşmuştur. Ku-band frekansında H-düzlemi doğrultusunda elemanlar arası mesafe 1.76 λ olan dizi yapısında ızgara yapısı kullanılarak dizi ışıma örüntüsünde ızgara kulakçık bastırılmıştır. Anten ve ızgara yapısı üretilmiş ve ölçümü



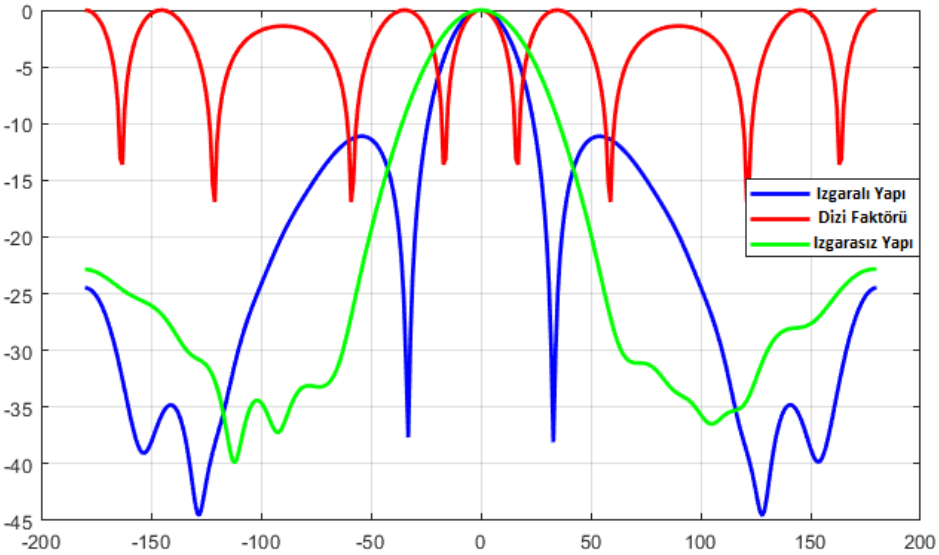
Şekil 2.4 Kosinüs genlik dağılımlı elektrik alanın saçılması



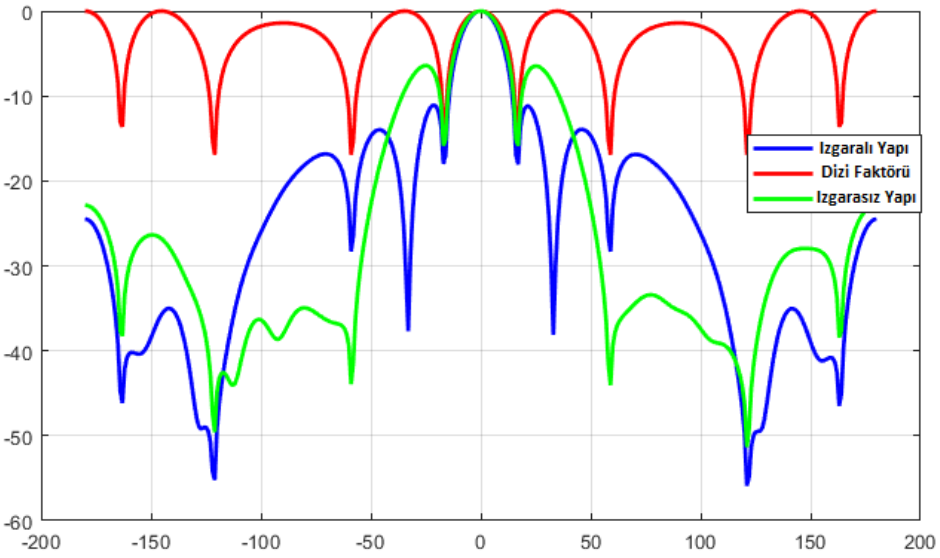
Şekil 2.5 2x2 horn anten dizisi



Şekil 2.6 Açıklığına ızgara yapısı eklenmiş 2x2 horn anten dizisi

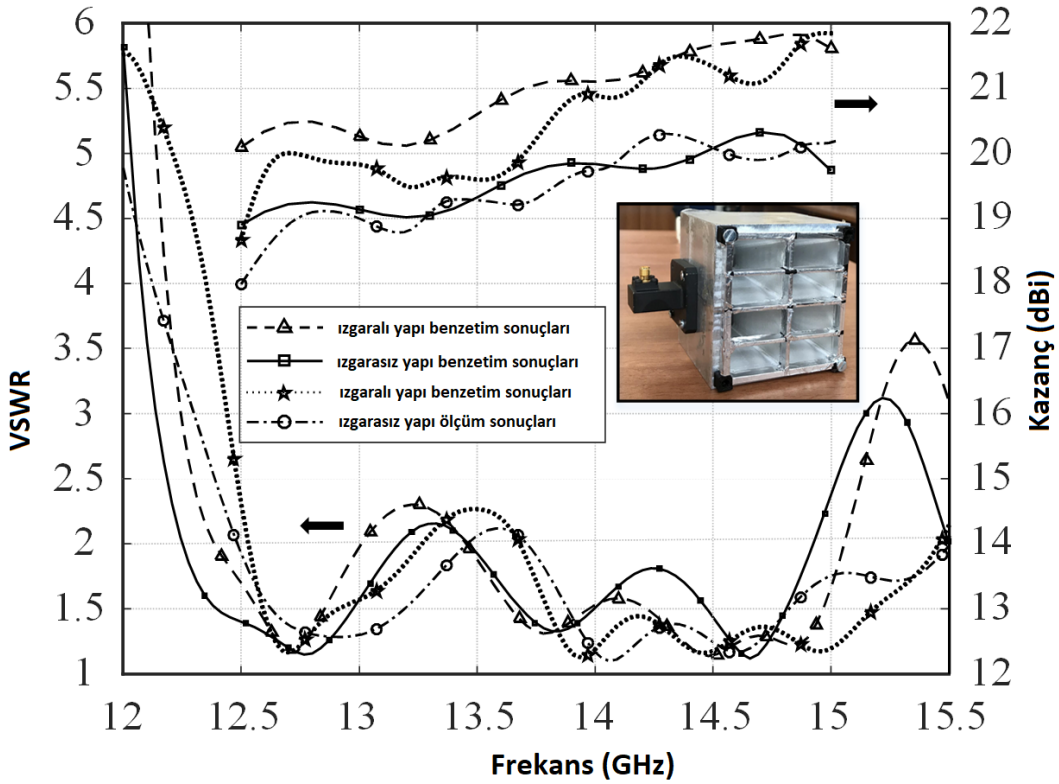


Şekil 2.7 Açıklığına ızgara yapısı eklenmiş 2x2 horn anten dizisi

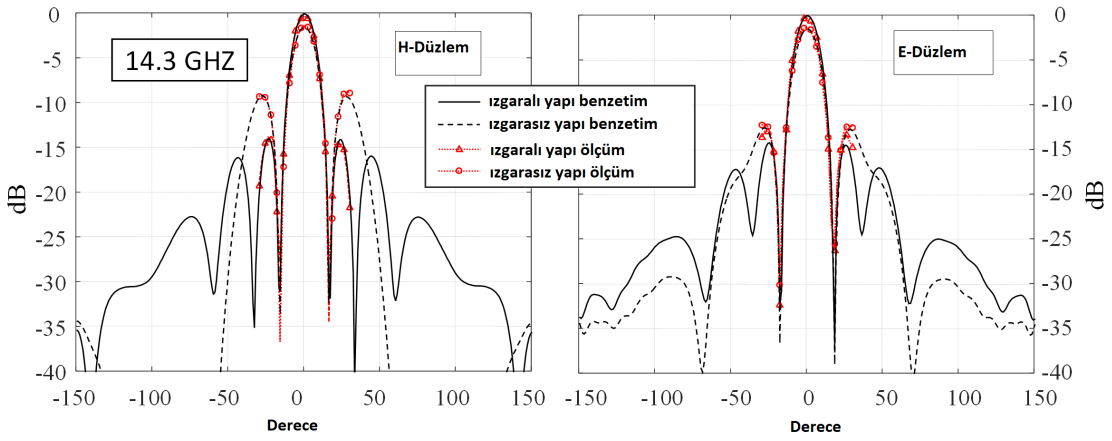


Şekil 2.8 Açıklığına ızgara yapısı eklenmiş 2x2 horn anten dizisi

yapılarak benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılması yapılmıştır.



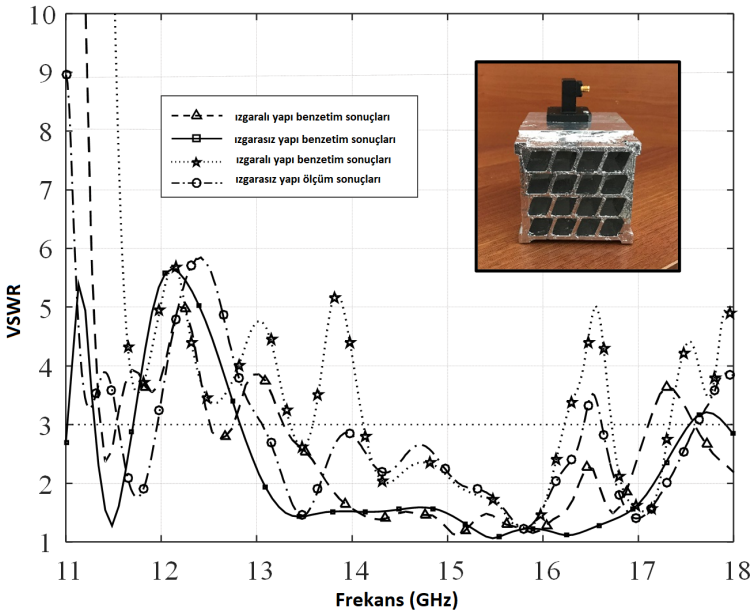
Şekil 2.9 Lineer polarize horn dizi anten benzetim ve ölçüm sonuçları



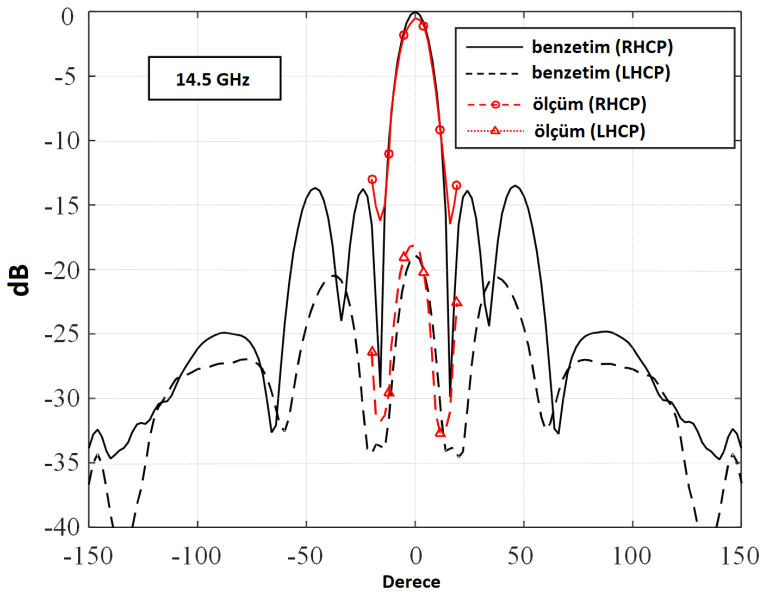
Şekil 2.10 Lineer polarize horn dizi anten ışıma örüntüsünün benzetim ve ölçüm sonuçları (14.3 GHz)

2.3.3 Dairesel Polarizasyonda 2x2 Horn Dizi Anten Izgara Kulakçık Bastırma

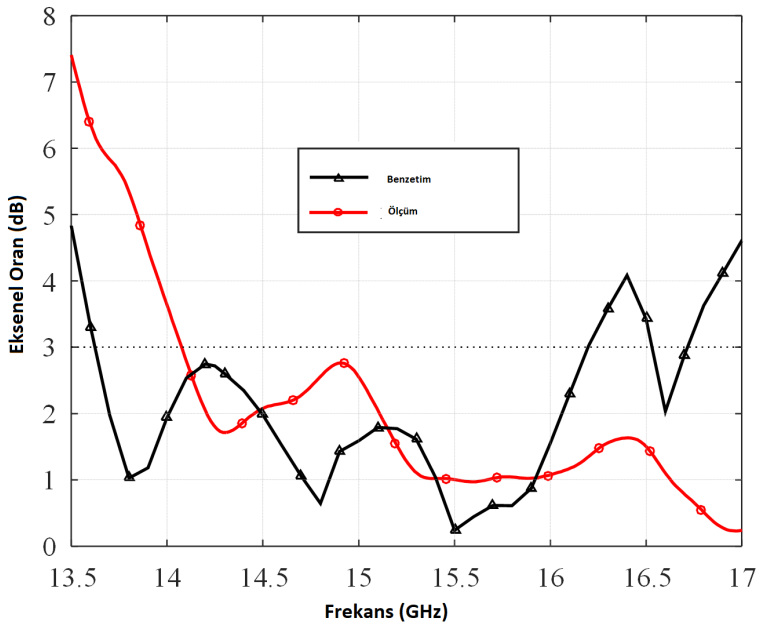
Horn anten açıklığında iki boyutta çapraz konulan ızgara yapıları uygun değerlerde olduğunda horn antenden gelen linner polarize ışımayı dairesel dairesel polarizasyona çevirebilir. Aynı yapıdaki elemanın dizisinde lineer polarizasyondaki modele benzer bir şekilde ızgara kulakçıklar bastırılabiliyor.



Şekil 2.11 Dairesel polarize horn dizi anten benzetim ve ölçüm sonuçları



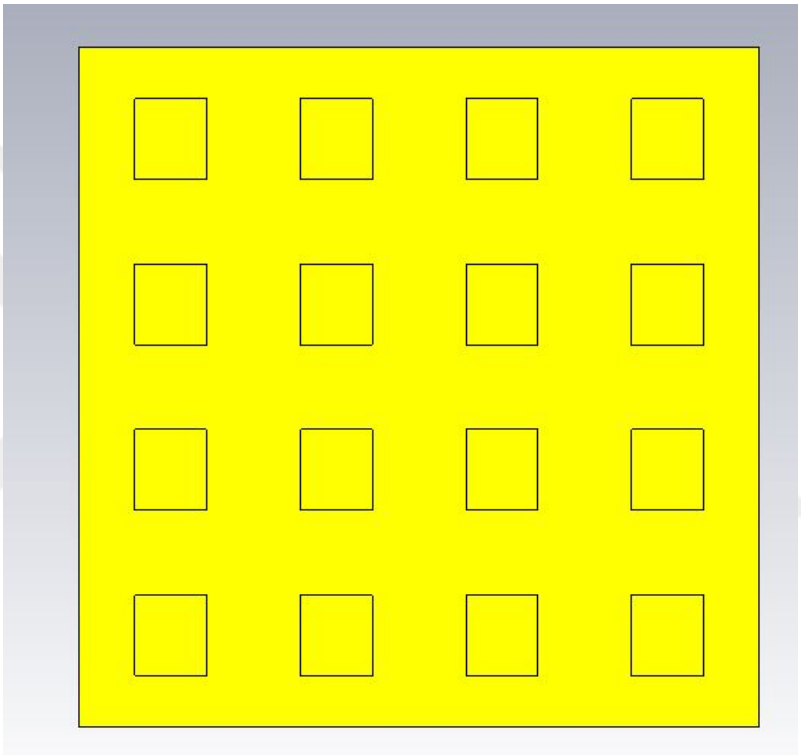
Şekil 2.12 Dairesel polarize horn dizi anten ışıma örüntüsünün benzetim ve ölçüm sonuçları (14.5 GHz)



Şekil 2.13 Dairesel polarize antenin ana huzmesindeki eksenel oranın frekansa bağlı değişimi

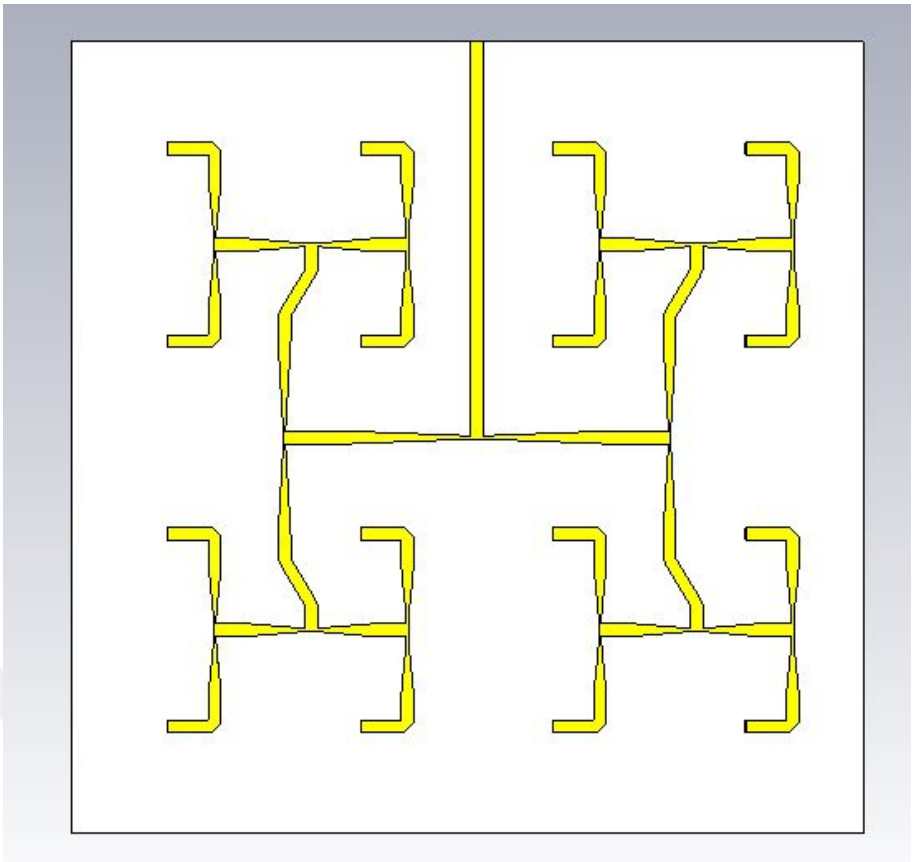
2.3.4 Horn Dizi Antenin Aynı Açıklık Boyutundaki Mikroşerit Dizi Antenle Karşılaştırılması

Şekil 2.6'de tasarımı yapılan horn dizi antenle aynı açıklığa sahip 4x4 boyutlu açıklık etkileşimli mikroşerit anten dizisi tasarlanıp mevcut tasarımla işlevsel ve diğer özellikle açısından karşılaştırılması yapılmıştır. Dizi anten eş genlik ve eş faz çıkışlı mikroşerit besleme sistemiyle entegre edilerek tek noktadan beslenmiştir. Taban Malzemesi 0.508 mm kalınlığında Rogers 3003 olup bakır tabakasında 2 mikronluk yüzey prüzlülüğüne sahiptir. Mikroşerit hatlarda ve dalga kulavuzlarında üretimden kaynaklı olan yüzey prüzlülüğü yol kaybını arttırmaktadır. Şekil 2.16 ve Şekil

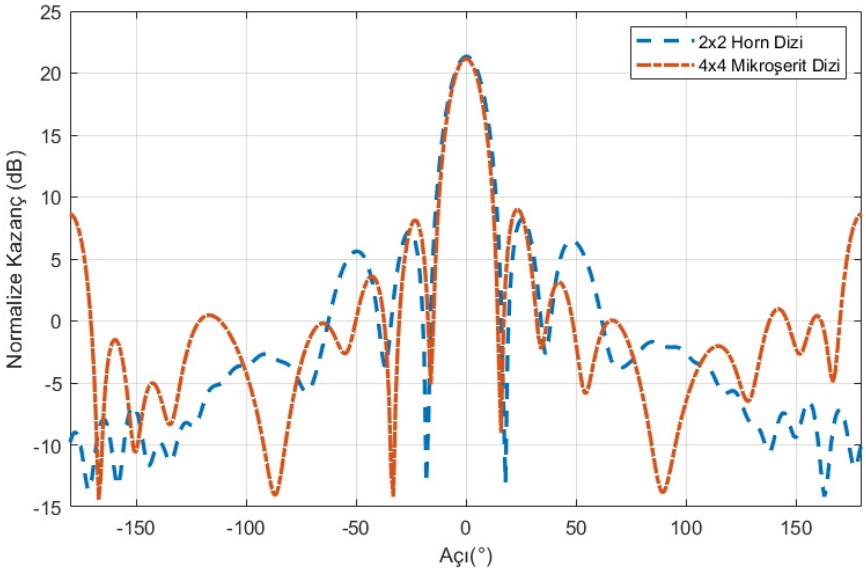


Şekil 2.14 4x4 mikroşerit dizi anten üstten görünüm

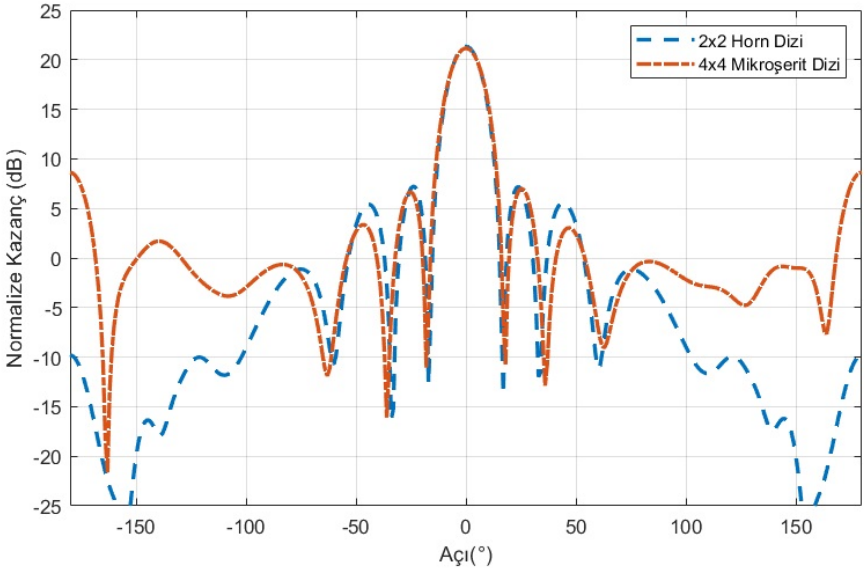
2.17'de aynı açıklık boyutundaki horn dizi anten ile mikroşerit dizi antenlerin ışıma örüntülerine bakıldığında mikroşerit dizi antenin örüntüsünde arka lob oluşumu görülmektedir.



Şekil 2.15 4x4 mikroşerit dizi anten alttan görünüm



Şekil 2.16 4x4 mikroşerit dizi anten ile 2x2 horn dizi antenin E-düzlem ışıma örüntüsü karşılaştırılması



Şekil 2.17 4x4 mikroşerit dizi anten ile 2x2 horn dizi antenin H-düzlem ışıma örüntüsü karşılaştırılması

Tablo 2.1 Horn dizi anten ve mikroşerit dizi anten Karşılaştırma

	Horn Dizi Anten	Mikroşerit Dizi Anten
Açıklık Verimliliği	0.87	0.84
Malzeme ve Yol Kaybı (dB)	0.2	1.3
Anten Kazancı (dB)	21.1	19.9
Anten Yönlendiriciliği (dB)	21.3	21.2
Yan Lob Seviyesi (E-Düzlem) (dB)	-13.1	-12.2
Yan Lob Seviyesi (H-Düzlem) (dB)	-14.1	-12.5
Yükseklik(mm)	76	2
Ağırlık(gr)	800	<50

3
AÇIKLIK PRENSİBİYLE ELEKTRİKSEL BÜYÜK ANTENLERİN DİZİLERİNDE IŞIMA ÖRÜNTÜSÜ ŞEKİLLENDİRME

3.1 Giriş

Fiziksel açıklığa sahip ve bu açıklığında elektromanyetik alan oluşan anten yapıları açıklık anten olarak sınıflandırılır. Bu antenlerin beslemeleri dipol, döngü, helisel gibi antenlerden farklı olarak beslemeleri iletim hattı yerine elektromanyetik dalga ile sağlanmaktadır. Bu elektromanyetik dalgalar tipik olarak iletim hattından gelen sinyalin elektromanyetik dalgaya dönüştülmesi ile elde edilir [11, 12]. Açıklık sonlandırmalı dalga kılavuzları, horn antenler, mikroşerit antenler, reflektör antenler, dalga kılavuzu yarıklı dizi antenler açıklık anten çeşitlerindendir. Fiziksel açıklığındaki elektrik ve manyetik alandan eşdeğer elektrik ve manyetik akımlar hesaplanıp bu akımların uzak alanda oluşturduğu elektrik ve manyetik vektör potansiyeli hesaplanarak antenin uzak alan karakteristiği çıkarılabilmektedir.

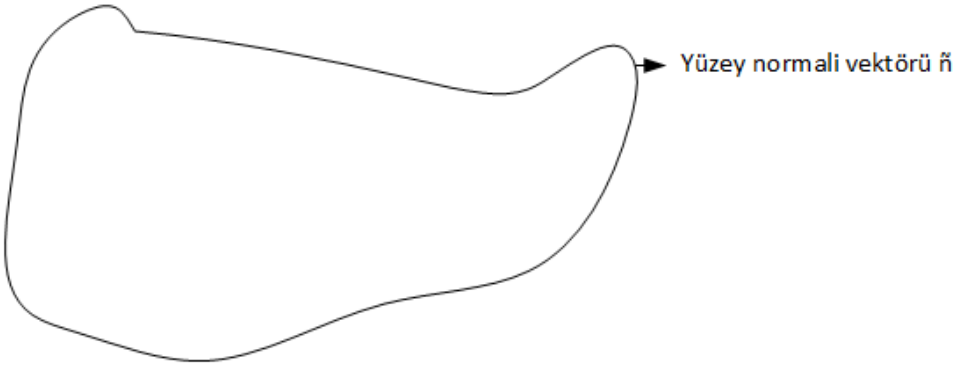
3.2 Huygen Prensibi

Huygen prensibi, bir yüzeydeki elektrik ve manyetik alandan eşdeğer elektrik ve manyetik akım dağılımı hesaplanması ve bu akım dağılımlarıyla antenin uzak alan karakteristiğinin çıkarılmasıdır[11, 12].

Şekil 3.1'deki gibi bir açıklık yüzeyinden oluşan elektrik ve manyetik alandan eş değer elektrik akımı ile eş değer manyetik akımlar elde edilir.

$$\vec{J_S} = \hat{n}x\vec{H} \tag{3.1}$$

$$\vec{M_S} = \vec{E}x\hat{n} \tag{3.2}$$



Şekil 3.1 Keyfi şekilli açıklık yüzeyi

Denklem 3.1 kullanılarak Denklem 3.3'teki elektrik vektör potansiyeli ifadesi, Denklem 3.2 kullanılarak ise Denklem 3.4'teki manyetik vektör potansiyeli ifadesi elde edilir.

$$\vec{F} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \iint_S \vec{M}_S e^{j\beta r r'} dS' \tag{3.3}$$

$$\vec{A} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \iint_S \vec{J}_S e^{j\beta r r'} dS' \tag{3.4}$$

Uzak alan koşullarında manyetik alan elektrik ve manyetik alan Denklem 3.5 ve Denklem 3.6'daki formüllerle elde edilir.

$$\vec{E} = -j\omega\mu\vec{A} \tag{3.5}$$

$$\vec{H} = -j\omega\varepsilon\vec{F} \tag{3.6}$$

Bu çalışmada üzerinde çalışılacak açıklık antenler sonsuz genişlikte mükemmel elektrik iletken yüzeyin üzerinde olduğu varsayılarak oluşan elektrik akım dağılımı Js=0 olarak alınıp manyetik akım dağılımı Denklem 3.7'deki ifade ile tanımlanır.

$$\vec{M}_s = 2M(\vec{r'}) \tag{3.7}$$

Bu durumda elektrik vektör potansiyeli Denklem 3.8'deki gibi hesaplanır.

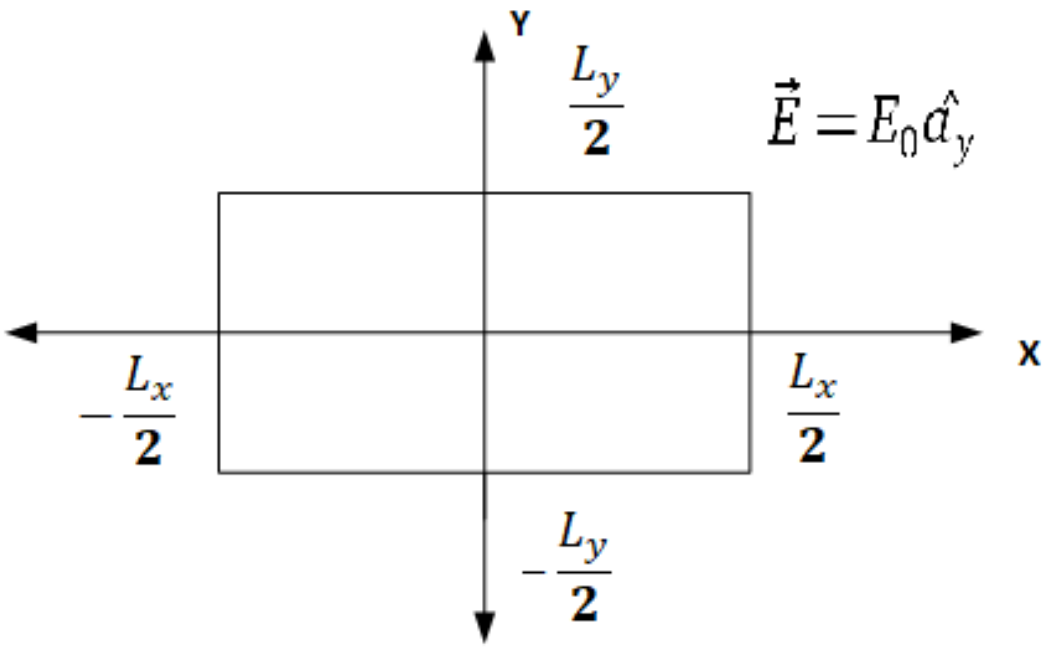
$$\vec{F} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \iint_S 2\vec{M}_S e^{j\beta r r'} dS' \tag{3.8}$$

3.3 Dikdörtgen Geometrili Açıklık Antenler

Dikdörtgen geometrili açıklık antenler, dikdörtgen düzlem geometrisi içinde açıklık elektrik alan genlik ve faz dağılımına sahip antenlerdir. Horn antenler, açık dalga kılavuzları, mikroşerit antenler bu tanıma örnek olarak gösterilebilir. Anten açıklığında bulunan elektrik alanın genlik ve faz dağılımı açıklık içerisinde bulunduğu konuma göre değerleri anten ışıma örüntüsünü, kazancı ve yan kulakçık seviyesini etkilemektedir.

3.3.1 Eşit Genlik ve Eşit Faz dağılımlı Açıklık Antenler

Dikdörtgen açıklık içerisinde elektrik alan genlik ve faz dağılımı, açıklık geometrisinin içindeki her noktada eşit olan, açıklığın elektriksel büyüklüğünden elde edilebilecek en yüksek yönlendiriciliğe sahip olan ve açıklık verimi 1 olan antenlerdir [1, 11, 12]. Şekil 3.2'de görülen açıklık antenin uzak alan elektrik vektör potansiyeli Denklem



Şekil 3.2 Eşit genlik ve faz dağılımlı açıklık anten

3.9'daki eşitlik kullanılarak elde edilir.

$$\vec{F} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \iint_S 2\vec{M}_S e^{j\beta r r'} dS' \tag{3.9}$$

$$\vec{M}_s = \vec{E} x \vec{n} = E_0 \vec{a}_x \tag{3.10}$$

$$\vec{r'} = x'\vec{a}_x + y'\vec{a}_y \tag{3.11}$$

3.11 eşitliğinden Denklem 3.12'deki vektör ifadesi elde edilir.

$$r\vec{a}_r = \sin\theta\cos\phi\vec{a}_x + \sin\theta\sin\phi\vec{a}_y \tag{3.12}$$

$$\vec{F} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}E_0\vec{a}_x\iint_S e^{j\beta rr'}dS' \tag{3.13}$$

$$I = \iint_S e^{j\beta(Sin(\theta)cos(\phi)x'+Sin(\theta)sin(\phi)'}dx'dy' \tag{3.14}$$

$$I = \int_{\frac{-Lx}{2}}^{\frac{Lx}{2}} e^{j\beta(Sin(\theta)cos(\phi)x'}dx'\int_{\frac{-Ly}{2}}^{\frac{Ly}{2}} e^{j\beta Sin(\theta)sin(\phi)y'}dy' \tag{3.15}$$

$$I = [\frac{e^{j\beta Sin(\theta)sin(\phi)y'}}{j\beta Sin(\theta)sin(\phi)}|_{\frac{-L_x}{2}}^{\frac{L_x}{2}}]\int_{\frac{-Lx}{2}}^{\frac{Lx}{2}} e^{j\beta(Sin(\theta)cos(\phi)x'}dx' \tag{3.16}$$

$$I = [\frac{e^{j\beta sin(\theta)sin(\phi)y'}}{j\beta sin(\theta)sin(\phi)}|_{\frac{-L_y}{2}}^{\frac{L_y}{2}}][\frac{e^{j\beta sin(\theta)cos(\phi)y'}}{j\beta sin(\theta)cos(\phi)}|_{\frac{-L_x}{2}}^{\frac{L_x}{2}}] \tag{3.17}$$

$$e^{jx} = cos(x) + jsin(x) \tag{3.18}$$

Denklem 3.17 ve Denklem 3.18 eşitliklerinden yararlanılarak normalize elektrik alan ışıma örüntüsü Denklem 3.19'daki gibi elde edilir.

$$F(\theta,\phi) = [\frac{Sin(\beta\frac{L_y}{2}sin(\theta)sin(\phi))}{sin(\theta)sin(\phi)}][\frac{Sin(\beta\frac{L_y}{2}sin(\theta)cos(\phi))}{sin(\theta)cos(\phi)}] \tag{3.19}$$

3.3.2 Kosinüs Genlik ve Eşit Faz dağılımlı Açıklık Antenler

Şekil 3.2 daki antende Elektrik alan fazı tüm ışıma noktalarında eşit, genlik dağılımı y doğrultusu boyunca eşit iken x doğrultusunda kosinüs fonksiyon dağılımı şeklide özelliğe sahip ise elektrik alan dağılımında uniform dağılımlı antene göre x-z düzlemi kesitindeki ışıma örüntüsü eş genlik ve eş faz dağılımlı açıklık antenden farklı olacaktır [11, 12].

$$\vec{E} = E_0\cos(\pi\frac{x}{L_x})\vec{a}_y \tag{3.20}$$

Açıklık elektrik alan dağılımı Denklem 3.20'deki gibi olan bir açıklık antenin elektrik vektör potansiyeli Denklem 3.22'deki eşitlik kullanılarak elde edilebilir.

$$\vec{F} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}\iint_S 2E_0\cos(\pi\frac{x}{L_x})\vec{a}_x e^{j\beta rr'}dS' \tag{3.21}$$

$$\vec{F} = \frac{-e^{-j\beta r}}{2\pi r} E_0 \vec{dx} \int \cos(\pi \frac{x}{L_x}) e^{j\beta x' sin(\theta)cos(\phi)} dx' \int e^{j\beta y' sin(\theta)sin(\phi)} dy' \tag{3.22}$$

$$I_1 = \int \cos(\pi \frac{x}{L_x}) e^{j\beta x' sin(\theta)cos(\phi)} dx' \tag{3.23}$$

$$I_2 = \int e^{j\beta y' sin(\theta)sin(\phi)} dy' \tag{3.24}$$

I_1 integrali, kısmi integrasyon metodu kullanılak çözülebilir.

$$u = \cos(\pi \frac{x}{L_x}) \tag{3.25}$$

$$du = -\frac{\pi}{L_x} sin(\pi \frac{x'}{L_x}) dx \tag{3.26}$$

$$k = j\beta sin(\theta)cos(\phi) \tag{3.27}$$

$$dv = e^{kx'} \tag{3.28}$$

$$v = \frac{e^{kx'}}{k} \tag{3.29}$$

$$I_1 = \frac{cos(\pi \frac{x'}{L_x}) e^{kx'}}{k} + \frac{\pi}{kL_x} \int sin(\frac{\pi x'}{L_x}) e^{kx'} dx \tag{3.30}$$

Denklem 3.30'un çözümü için kısmi integrasyon metodu kullanıldığında Denklem 3.37'deki eşitlik elde edilir.

$$u = \sin(\pi \frac{x}{L_x}) \tag{3.31}$$

$$du = \frac{\pi}{L_x} cos(\pi \frac{x'}{L_x}) dx \tag{3.32}$$

$$dv = e^{kx'} \tag{3.33}$$

$$v = \frac{e^{kx'}}{k} \tag{3.34}$$

$$\int sin(\frac{\pi x'}{L_x}) e^{kx'} dx = \frac{sin(\pi \frac{x'}{L_x}) e^{kx'}}{k} - \frac{\pi}{kL_x} \int cos(\pi \frac{x'}{L_x}) e^{kx'} dx' \tag{3.35}$$

$$I_1 = \frac{cos(\pi\frac{x'}{L_x})e^{kx'}}{k} + \frac{\pi}{kL_x}[\frac{sin(\frac{\pi x'}{L_x})}{k}e^{kx'} - \frac{\pi}{kL_x}I_1] \tag{3.36}$$

$$[1 + \frac{\pi^2}{k^2L_x^2}]I_1 = \frac{cos(\pi\frac{x'}{L_x})e^{kx'}}{k} + \frac{\pi}{k^2L_x}sin(\frac{\pi x'}{L_x})e^{kx'} \tag{3.37}$$

$$I_1 = [\frac{kL_xcos(\frac{\pi x'}{L_x}) + \pi L_xsin(\frac{\pi x'}{L_x})}{k^2L_x^2 + \pi^2}]e^{kx'}|_{\frac{-L_x}{2}}^{\frac{L_x}{2}} = \frac{2\pi L_xcos(\beta\frac{Lx}{2}Sin(\theta)cos(\phi))}{-\beta^2sin(\theta)^2cos(\phi)^2 + \pi^2} \tag{3.38}$$

3.24 denkleminin çözümü 3.19 denklemindeki bileşenlerin çözümü gibi olup, kosinüs elektrik alan dağılımlı açıklık antenin ışıma örüntüsü Denklem 3.39'teki gibidir.

$$F(\theta,\phi) = [\frac{2\pi L_xcos(\beta\frac{Lx}{2}Sin(\theta)cos(\phi))}{-\beta^2sin^2(\theta)cos^2(\phi) + \pi^2}][\frac{Sin(\beta\frac{L_y}{2}sin(\theta)cos(\phi)}{sin(\theta)cos(\phi)}] \tag{3.39}$$

3.3.3 Kosinüs Kare Genlik ve Eşit Faz dağılımlı Açıklık Antenler

$$\vec{E} = E_0\cos^2(\pi\frac{x}{L_x})\vec{a}_y \tag{3.40}$$

Açıklık elektrik alan dağılımı Denklem 3.40'ta gösterilen açıklık antenin uzak alan elektrik vektör potansiyeli Denklem 3.41'deki intregral ifadesiyle gösterilir.

$$\vec{F} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}\iint_S 2E_0\cos^2(\pi\frac{x}{L_x})\vec{a}_x e^{j\beta rr'}dS' \tag{3.41}$$

$$\vec{F} = \frac{E_0e^{-j\beta r}}{2\pi r}\vec{a}_x\int\cos^2(\pi\frac{x}{L_x})e^{j\beta x'sin(\theta)Cos(\phi)}dx'\int e^{j\beta y'sin(\theta)Sin(\phi)}dy' \tag{3.42}$$

$$I_1 = \int\cos^2(\pi\frac{x}{L_x})e^{j\beta x'sin(\theta)Cos(\phi)}dx' \tag{3.43}$$

$$I_1 = \frac{1}{2}\int(\cos(2\pi\frac{x}{L_x}) + 1)e^{j\beta x'sin(\theta)Cos(\phi)}dx' \tag{3.44}$$

$$I_1 = \frac{1}{2}\int(\cos(2\pi\frac{x}{L_x}))e^{j\beta x'sin(\theta)Cos(\phi)}dx' + \frac{1}{2}\int e^{j\beta x'sin(\theta)Cos(\phi)}dx' \tag{3.45}$$

$$I_3 = \int(\cos(2\pi\frac{x}{L_x}))e^{j\beta x'sin(\theta)Cos(\phi)}dx' \tag{3.46}$$

$$I_4 = \int e^{j\beta x' sin(\theta) Cos(\phi)} dx' \tag{3.47}$$

$$I_2 = \int e^{j\beta y' sin(\theta) Sin(\phi)} dy' \tag{3.48}$$

$$u = \cos^2(\frac{2\pi x}{L_x}) \tag{3.49}$$

$$du = -\frac{2\pi}{L_x} sin(\frac{2\pi x}{L_x}) dx \tag{3.50}$$

$j\beta sin(\theta) Cos(\phi) = k$ alınarak eşitlikler sade gösterilebilir.

$$dv = e^{kx'} dx \tag{3.51}$$

$$v = \frac{e^{kx'}}{k} \tag{3.52}$$

$$I_3 = \frac{e^k cos(\frac{2\pi x}{L_x})}{k} + \frac{2\pi}{kL_x} \int e^{kx} sin(\frac{2\pi x}{L_x}) dx \tag{3.53}$$

$$I_5 = \int e^{kx} sin(\frac{2\pi x}{L_x}) dx \tag{3.54}$$

I_5 integrali kısmi integrasyon metoduyla çözülebilir.

$$u_1 = sin(\frac{2\pi x}{L_x}) \tag{3.55}$$

$$du_1 = \frac{2\pi}{L_x} cos(\frac{2\pi x}{L_x}) dx \tag{3.56}$$

$$dv_1 = e^{kx} dx \tag{3.57}$$

$$v = \frac{e^{kx}}{k} \tag{3.58}$$

$$I_5 = \frac{e^{kx} sin(\frac{2\pi x}{L_x})}{k} - \frac{2\pi}{kL_x} \int e^{kx} cos(\frac{2\pi x}{L_x}) dx \tag{3.59}$$

$$I_3 = \frac{e^{kx} cos(\frac{2\pi x}{L_x})}{k} + \frac{2\pi}{kL_x} [\frac{e^{kx} sin(\frac{2\pi x}{L_x})}{k} - \frac{2\pi}{kL_x} I_3] \tag{3.60}$$

$$[1-\frac{4\pi^2}{k^2L_x^2}]I_3=\frac{e^{kx}cos(\frac{2\pi x}{L_x})}{k}+\frac{2\pi}{k^2L_x}e^{kx}sin(\frac{2\pi x}{L_x}) \tag{3.61}$$

$$[\frac{k^2L_x^2-4\pi^2}{k^2L_x^2}]I_3=kL_x^2\frac{e^{kx}cos(\frac{2\pi x}{L_x})}{k^2L_x^2}+\frac{2\pi L_x}{k^2L_x^2}e^{kx}sin(\frac{2\pi x}{L_x}) \tag{3.62}$$

$$I_3=\frac{kL_x^2e^{kx}cos(\frac{2\pi x}{L_x})+2\pi L_xe^{kx}sin(\frac{2\pi x}{L_x})}{k^2L_x^2-4\pi^2} \tag{3.63}$$

$$I_4=\int e^{kx}dx \tag{3.64}$$

$$I_4=\frac{e^{kx}}{k} \tag{3.65}$$

$$I_1=\frac{1}{2}[\frac{kL_x^2e^{kx}cos(\frac{2\pi x}{L_x})+2\pi L_xe^{kx}sin(\frac{2\pi x}{L_x})}{k^2L_x^2-4\pi^2}+\frac{e^{kx}}{k}] \tag{3.66}$$

3.48'deki integralin çözümünde $j\beta y'sin(\theta)Sin(\phi)=m$ alınırarak eşitlikler sade gösterilebilir.

$$I_2=\frac{e^{mx}}{m} \tag{3.67}$$

$$\vec{F}=\frac{e^{j\beta r}}{4\pi r}\vec{a}_xE_0[\frac{kL_x^2e^{kx}cos(\frac{2\pi x}{L_x})+2\pi L_xe^{kx}sin(\frac{2\pi x}{L_x})}{k^2L_x^2-4\pi^2}+\frac{e^{kx}}{k}][\frac{e^{mx}}{m}]|_{\frac{-L_x}{2}}^{\frac{L_x}{2}} \tag{3.68}$$

3.3.4 Eşit Genlik ve Farklı Faz Dağılıma Sahip Dikdörtgen Geometrili Açıklık Antenler

Anten açıklığındaki genlik dağılımı açıklık boyunca eşit olup, faz dağılımı ise farklı olan antenlerde ana huzme antenin yüzey normalinden şekilde farklı yönde olur[11, 12]. Merkezi ötelenmiş parabolik antenler, aralarında faz farkı verilmiş mikroşerit, dipol gibi elemanlardan oluşan dizi antenler bu tip açıklık antenler için örnek gösterilebilir. Dizi antenlerde ızgara kulakçık oluşmaması için denklem 2.2'deki gibi antenler arası mesafe sınırı vardır. Şekil 3.2'daki antende açıklık boyunca faz farkı Denklem 3.69'daki gibi olursa açıklık elektrik alan dağılımı Denklem 3.70'teki gibi olur. Böylece Denklem 3.71'deki eşitlikle uzak alan karakteristiği elde edilmiş olur.

$$\frac{x^{'}}{L_x}\alpha \tag{3.69}$$

$$\overrightarrow{E}=E_0e^{j(\frac{x^{'}}{L_x})\alpha}\overrightarrow{a_y} \tag{3.70}$$

$$\overrightarrow{F} = \overrightarrow{a_x}\frac{e^{j\beta r}}{2\pi r}E_0 \int e^{j(\frac{x^{'}}{L_x}).\alpha} e^{j\beta(x^{'}\cos\phi\sin\theta)+y^{'}\sin\theta\sin\phi)} d_x d_y \tag{3.71}$$

$$I_1 = \int_{\frac{-L_x}{2}}^{\frac{L_x}{2}} e^{jx^{'}\cos\phi\sin\theta\beta + j\frac{x^{'}}{L_x}} d_x \tag{3.72}$$

$$I_2 = \int_{\frac{-L_y}{2}}^{\frac{L_y}{2}} e^{j\beta y^{'}\sin\theta\sin\alpha} d_y \tag{3.73}$$

$$I_1 = \frac{e^{j\beta x^{'}\cos\alpha\sin\theta + j(\frac{x^{'}}{L_x})\alpha}}{j\beta\cos\alpha\sin\theta + j\frac{\alpha}{L_x}}\Bigg|_{\frac{-L_x}{2}}^{\frac{L_x}{2}} \tag{3.74}$$

$$= \frac{e^{j\beta\frac{L_x}{2}\cos\phi\sin\theta+\frac{j\alpha}{2}} + e^{-j\beta\frac{L_x}{2}\cos\phi\sin\theta-\frac{j\alpha}{2}}}{j\beta\cos\alpha\sin\theta + j\frac{\alpha}{L_x}} \tag{3.75}$$

$$= 2j\frac{\sin(\beta\frac{L_x}{2}\cos\phi\sin\theta + \frac{\alpha}{2})}{j\beta\cos\phi\sin\theta + \frac{j\alpha}{L_x}} \tag{3.76}$$

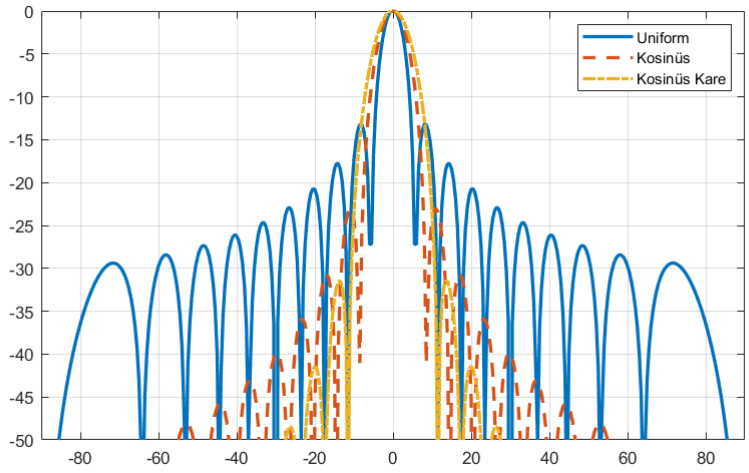
$$= \frac{2jL_x\sin(\beta\frac{L_x}{2}\cos\phi\sin\theta + \frac{\alpha}{2})}{2j(\beta\frac{L_x}{2}\cos\phi\sin\theta + \frac{\alpha}{2})} \tag{3.77}$$

$$= \frac{L_x\sin(\beta\frac{L_x}{2}\cos\phi\sin\theta + \frac{\alpha}{2})}{\beta\frac{L_x}{2}\cos\phi\sin\theta + \frac{\alpha}{2}} \tag{3.78}$$

3.4 Elektrik Alan Genlik Dağılımlarına Göre Dikdörtgen Geometrili Açıklık Antenlerin Işıma Örüntüleri

Dikdörtgen açıklık antenlerde açıklık yüzeyi boyunca genlik dağılımı anten merkezinde yüksek olup açıklık kenarına gittikçe azalan formda olduğunda yan lob seviyeleri daha düşük olur[11, 12].

Şekil 3.3'deki grafiğe bakıldığında açıklık merkezindeki Elektrik Alan genliği kenarlara gidildikçe azalma eğilimi gösterdiğinde uzak alanda düşük yan lob seviyesine sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 3.3 Açıklık elektrik alan dağılımlarına göre normalize edilmiş ışıma örüntüleri

3.5 Basamak Fonksiyonu Genlik Dağılımlı ve Eşit Faz dağılımlı Açıklık Antenler

Birbirinden farklı genlikte elektrik alan dağılımında ve herbiri bibirinden farklı açıklık boyutlarda olan uniform dağılımlı açıklıkların birleşiminden oluşan açıklık anten analizinde bütün açıklıktaki elektrik alan dağılımı fonksiyonu uzak alan hesaplanacaktır.

3.5.1 4 Elemanlı Açıklık Anten Dizisinde Işıma Örüntüsü

Şekil 3.4'te boyut ve açıklık elektrik alan dağılımı verilen antenin açıklık elektrik alan dağılımı bölgesel olarak incelendiğinde Denklem 3.79 ve Denklem 3.80'deki eşitlikler elde edilir.

$$\vec{E_0} = a_0 E \vec{a_y} \tag{3.79}$$

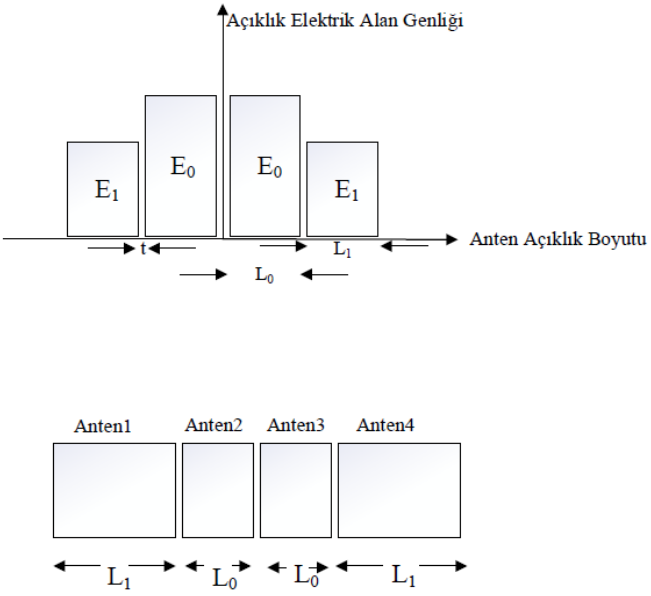
$$\vec{E_1} = a_1 E \vec{a_y} \tag{3.80}$$

Denklem 3.79 ve Denklem 3.80'deki eşitlikler kullanılarak bütün anten açıklığı için açıklık elektrik alan dağılımı Denklem 3.81'deki eşitlikle tanımlanabilir.

$$\vec{E} = \vec{a_y} E[a_1[u(x+L_0+L_1)-u(x+L_0)]+a_0[u(x+L_0)-u(x-L_0)]+a_1[u(x-L_0)-u(x-L_0-L_1)]] \tag{3.81}$$

Bu durumda antenin uzak alan çözümünde x-z düzlemi için elektrik alan ışıma örüntüsü Denklem 3.83'teki eşitlikle gösterilebilir.

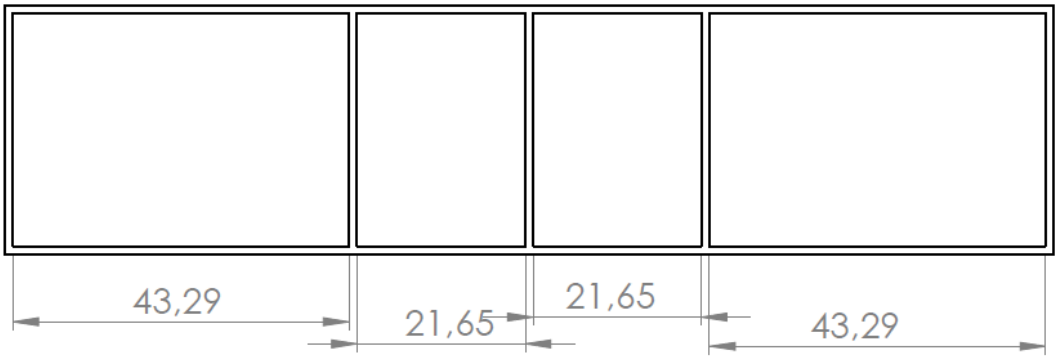
$$k = \beta sin(\theta) cos(\phi) \tag{3.82}$$



Şekil 3.4 Basamak fonksiyonlu elektrik alan dağılımların genlik değeri

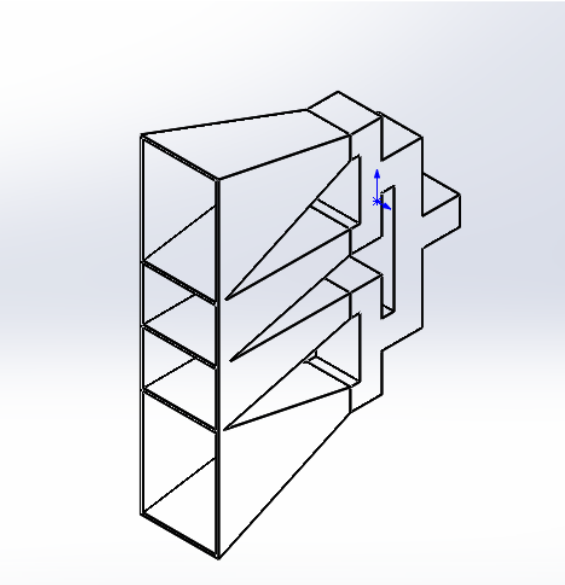
$$f(\theta,\phi) = \frac{a_1[cos(kL_0)sin(kL_1) + sin(kL_0)cos(kL_1) - sin(kL_0)] + a_0 sin(kL_0)}{k} \quad (3.83)$$

TE_{10} modunda iletim yapan dikdörtgen kesitli dalga kılavuzuyla beslenen horn anten açıklığında elektrik alan genlik dağılımı E-düzlem doğrultusunda eş genlik ve eş faz dağılımlıdır [12]. Şekil 3.5 'teki horn dizi anten ışıma örüntüsü, horn antenlerdeki faz



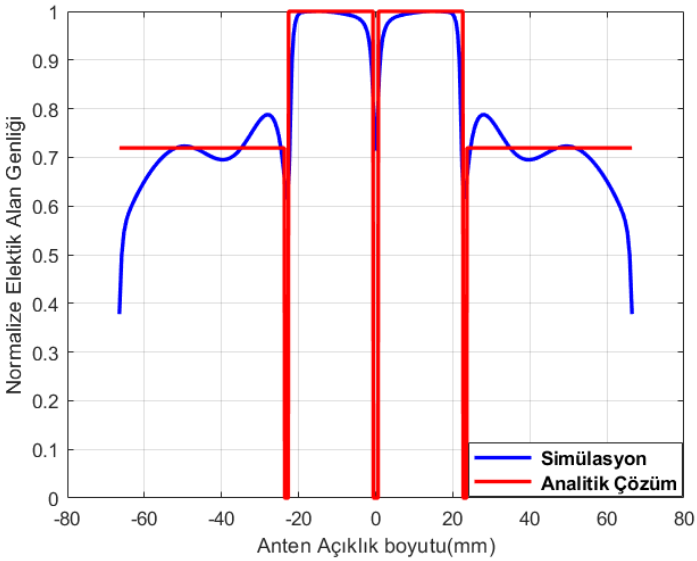
Şekil 3.5 4x1 horn dizi anten açıklığı

hatası ihmal edildiğinde 3.83'teki formul kullanılarak analitik olarak hesaplanabilir. Şekil 1.6'da açıklık boyutları şekil 3.5'te gösterilen boyutlara sahip olup 14-14.5 GHz frekansları arasında çalışmaktadır. Antenlerin açıklık elektrik alan genlikleri $E_0 = 1$



Şekil 3.6 Besleme sistemiyle birleştirilmiş 4x1 horn dizi anten mekanik modeli

$E_1 = 0.72$ birim olacak şekilde tasarımı yapılmıştır. Bu tasarımda antenlerin faz hataları ihmal edilecek şekilde analitik çözümle karşılaştırılması yapılmıştır.

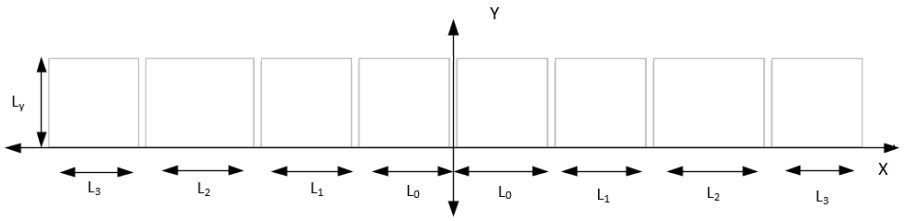


Şekil 3.7 4 elemanlı dizi anten açıklığının analitik çözüm ve simülasyondaki elektrik alan normalize genlik dağılımları

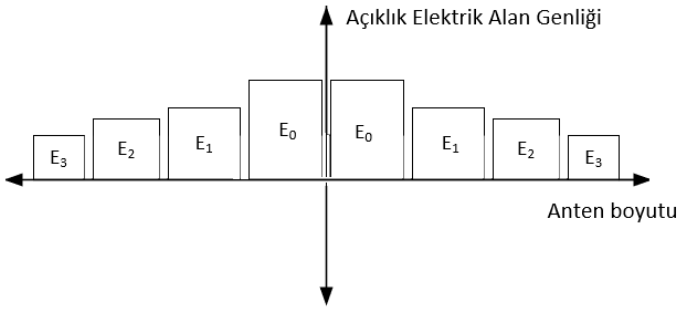
3.5.2 8 Elemanlı Açıklık Anten Dizisinde Işıma Örüntüsü

Elektrik alan genlik dağılımı basamak fonksiyonu karakteristiği gösteren açıklık anten dizisinde her birim antenlerin açıklık boyutları ve genlikleri birbirinden farklı olacak şekilde ve üretimdeki antenler arası et kalınlığını temsil eden t değişkeni de dikkate

alınacak şekilde dizi antenin uzak alan karakteristiğini analitik çözüm yaparak elde etmek mümkündür.



Şekil 3.8 Analitik çözüm ve simülasyondaki genlik dağılımları



Şekil 3.9 Analitik çözüm ve simülasyondaki genlik dağılımları

Şekil 3.8 ve Şekil 3.9'da boyut ve elektrik alanı dağılım genlikleri belirtilmiş antende açıklık akım yoğunluğu birim basamak fonksiyonları cinsinden Denklem 3.85'deki eşitlikle gösterilebilir.

$$\vec{M} = E(x,y)\vec{a_x} \tag{3.84}$$

$$\begin{aligned}\vec{M} = E\vec{a_x}(a_3[u(x+\frac{7t}{2}+L_0+L_1+L_2+L_3)-u(x+\frac{7t}{2}+L_0+L_1+L_2)]\\ +a_2[u(x+\frac{5t}{2}+L_0+L_1+L_2)-u(x+\frac{5t}{2}+L_0+L_1)]+\\ a_1[u(x+\frac{3t}{2}+L_0+L_1)-u(x+\frac{3t}{2}+L_0)]+\\ a_0[u(x+\frac{t}{2}+L_0)-u(x+\frac{t}{2})]+a_0[u(x-\frac{t}{2})-u(x-\frac{t}{2}-L_0)]+\\ a_1[u(x-\frac{3t}{2}-L_0)-u(x-\frac{3t}{2}-L_0-L_1)]+\\ +a_2[u(x-\frac{5t}{2}-L_0-L_1)-u(x-\frac{5t}{2}-L_0-L_1-L_2)]+\\ a_3[u(x-\frac{7t}{2}-L_0-L_1-L_2)-u(x-\frac{7t}{2}-L_0+L_1-L_2-L_3)])\end{aligned} \tag{3.85}$$

3.85 denklemindeki manyetik akım yoğunluğundan Denklem 3.86'daki integral kullanılarak Denklem 3.87'deki uzak alan karakteristiği elde edilir.

$$\vec{F} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \iint_S 2\vec{M}_S e^{j\beta rr'} dS' \tag{3.86}$$

$$\begin{aligned}\vec{F} = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}[& 2a_3 \frac{sin(\beta sin\theta cos\phi(\frac{7t}{2} + L_0 + L_1 + L_2 + L_3)) - sin(\beta sin\theta cos\phi(\frac{7t}{2} + L_0 + L_1 + L_2))}{\beta \sin\theta \cos\phi} \\ & + 2a_2 \frac{sin(\beta sin\theta cos\phi(\frac{5t}{2} + L_0 + L_1 + L_2)) - sin(\beta sin\theta cos\phi(\frac{5t}{2} + L_0 + L_1))}{\beta \sin\theta \cos\phi} \\ & + 2a_1 \frac{sin(\beta sin\theta cos\phi(\frac{3t}{2} + L_0 + L_1)) - sin(\beta sin\theta cos\phi(\frac{3t}{2} + L_0))}{\beta \sin\theta \cos\phi} \\ & + 2a_0 \frac{sin(\beta sin\theta cos\phi(\frac{t}{2} + L_0)) - sin(\beta sin\theta cos\phi(\frac{t}{2}))}{\beta \sin\theta \cos\phi}]\end{aligned} \tag{3.87}$$

4
DİKDÖRTGEN KESİTLİ HORN ANTENLER

4.1 Giriş

Horn Antenler mikrodalga anten türlerinin içerisinde birçok uygulamada yaygın olarak kullanılan, çoğunlukla elektriksel büyük yapıda antenlerdir [1, 4, 5, 11–13]. Yapı olarak diktörtgen ya da dairesel dalga kılavuzuna eklenen huni şeklindeki geometrilere sahiptir. Düşük kayıp, yüksek performans ve çevresel koşullara dayanıklılığı nedeniyle kullanımı tercih edilmektedir[1, 4, 5, 11–13].

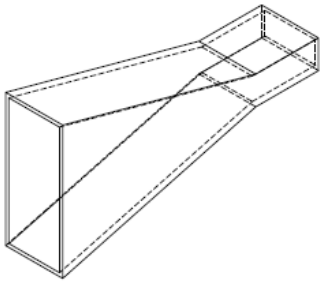
Horn antenin boyutunun büyük olması, dizi anten ışıma örüntüsünde ızgara kulakçık oluşumuna neden olduğu için, horn dizi anten üzerine yapılan çalışmalar dizi anten yan lob seviyesini düşük tutmaya yönelik olmaktadır [1, 4, 5, 13]. Horn dizi antenler istenilen uygulamaya uygun ışıma örüntüsü elde edilmesi durumunda ağırlık, boyut gibi dezavantajlarına karşın mikroşerit anten dizilerine göre daha avantajlı olabilirler. Temel olarak dikdötgen kesitli horn antenler E-düzlem, H-düzlem ve piramit horn antenler şeklinde incelenebilir.

4.1.1 E-Düzlem Horn Anten

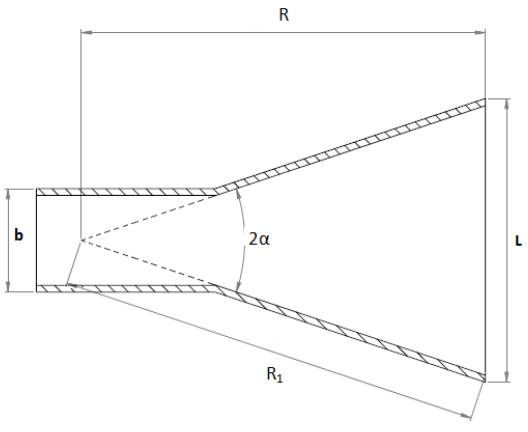
Dikdötgen kesitli dalga kılavuzuyla beslenen horn antenin huni kısmının TE_{10} modunda beslendiğinde oluşan elektrik alanın vektörü doğrultusunda açılan, huni yapısının diğer kenarı dalga kılavuzunun kenar uzunluğuna eşit olduğu durumda oluşan geometrik yapıdaki antenler E-düzlem horn anten olarak adlandırılır.

E-düzlem horn antenin TE_{10} modunda beslendiğinde horn açıklığında, hornun geometrisinden kaynaklı faz hataları meydana gelecektir. Horn açıklığındaki elektrik alan dağılımı Denklem 4.1'deki gibi gösterilir[11, 12].

$$\vec{E} = ECos(\frac{\pi y}{L})e^{-j\beta(R_1-R)} \tag{4.1}$$



Şekil 4.1 E-düzlem horn anten



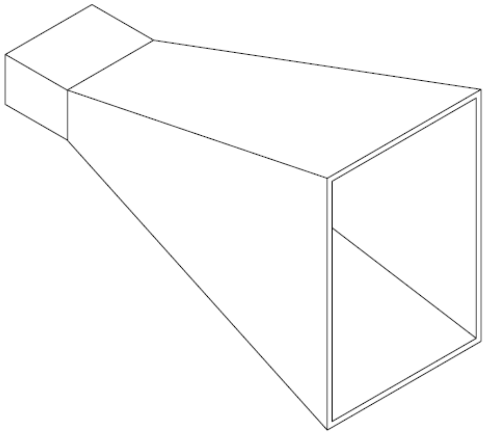
Şekil 4.2 E-düzlem horn anten kesit görünümü

4.1.2 H-Düzlem Horn Anten

TE_{10} modunda iletim yapan dikdörtgen dalga klavuzuna eklenen huni yapısının elektrik alan vektör yönüne dik olan doğrultuda açılarak, diğer doğrultuda ise sabit tutularak elde edilen yapı H-düzlem horn anteni yapısıdır.

4.1.3 Piramit Horn Anten

Piramit horn antenler, dikdörtgen dalga kılavuzuna eklenen bir huni açıklığının iki doğrultuda (hem E hem de H düzlemde) açılmasıyla oluşturulan horn anten yapılarıdır. Huni yapısının iki boyutta açılmasından dolayı faz hataları hem E-düzlem hem de H-düzlem doğrultuları boyunca oluşur[11, 12].



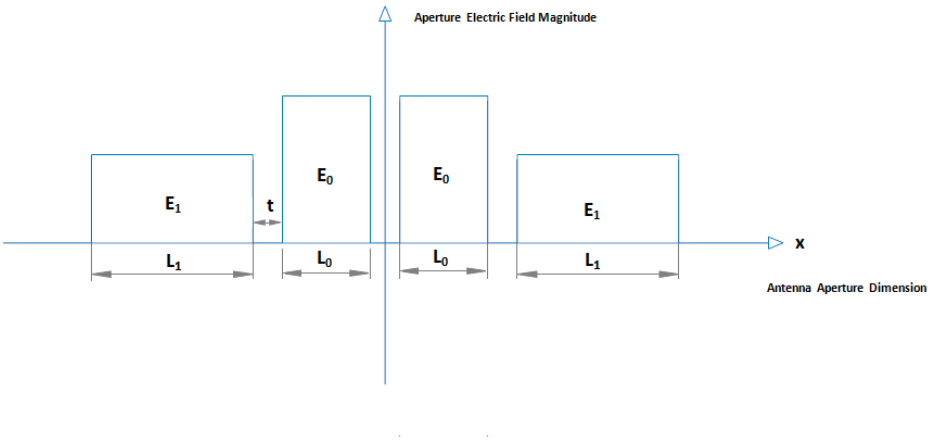
Şekil 4.3 Piramit horn

4.2 Horn Dizi Antenlerde Işıma Örüntüsü Düzenleme

Lineer ve düzlemsel horn anten dizilerinde, birim antenin açıklık boyutunun dalga boyundan büyük olmasından dolayı antenler eş fazlı ya da faz farklı beslendiklerinde oluşan ışıma örüntüsünde ızgara kulakçıklar açığa çıkar. Izgara kulakçıklar ana huzme seviyesine yakın bir büyüklüktedir. Yapılan çalışmalarda birim eleman ışıma örüntüsünde, dizi faktöründeki grating lobun olduğu açıya denk gelen açıda kazanç dramatik düşürülür. Böylece dizi anten ışıma örüntüsünde ızgara kulakçık seviyesi düşer. Son yıllarda yapılan çalışmalarda dizi anten yan lob seviyesi -13 dB civarlarında olacak şeklide tasarlanmıştır[1, 2]. Bu seviye eş genlikli beslenen dizi antenlerin ve ayrıca eş genlik elektrik alan dağılıma sahip açıklık antenlerin yan kulakçık seviyelerine yakın bir seviyededir.

4.3 Eş Genlik Beslenen 4x1 Horn Dizi Antende Düşük Yan Kulakçık Seviyesi Elde Edilmesi

E-düzlem doğrultusu boyunca dizilmiş ve birim elemanları farklı açıklık elektrik alan dağılımına sahip horn anten dizilerinin açıklık elektrik alan dağılımı basamak fonksiyonu şeklinde olur. Birim elemanlar ideal açıklık anten olarak ele alınırsa, düşük Yan lob seviyesi elde edebilmek için genlikleri ve boyutları farklı açıklık dizi antenlerin kullanılmasıyla elde edilebilecektir. Horn antene verilen güç sabit tutulduğunda açıklık boyutu değişimi, açıklıkta elektrik alan genliğinin değişimine neden olacaktır. Böylece eş genlik beslenen hornlarda bazı birim antenlerde boyut büyütülerek uygun açıklık elektrik alan dağılımı oluşturulabilir ve dizi anten ışıma örüntüsünde yan kulakçık seviyesi düşürülebilir.



Şekil 4.4 4x1 açıklık dizi anten elektrik aLan genlik dağılımı

Şekil 4.4'te görülen elektrik alan dağılımı için analitik çözümden yararlanılarak boyutlar diferansiyel evrim algoritması ile bulunabilir. Anten beslemesi sabit tutulduğunda boyut ile açıklık elektrik alan genliği ters orantılı alınırsa antenlerin E-düzlem açıklık fiziksel boyutları arasında Denklem 4.2'deki eşitlik elde edilir.

$$L_1 = L_0\sqrt{\frac{E_0}{E_1}} \tag{4.2}$$

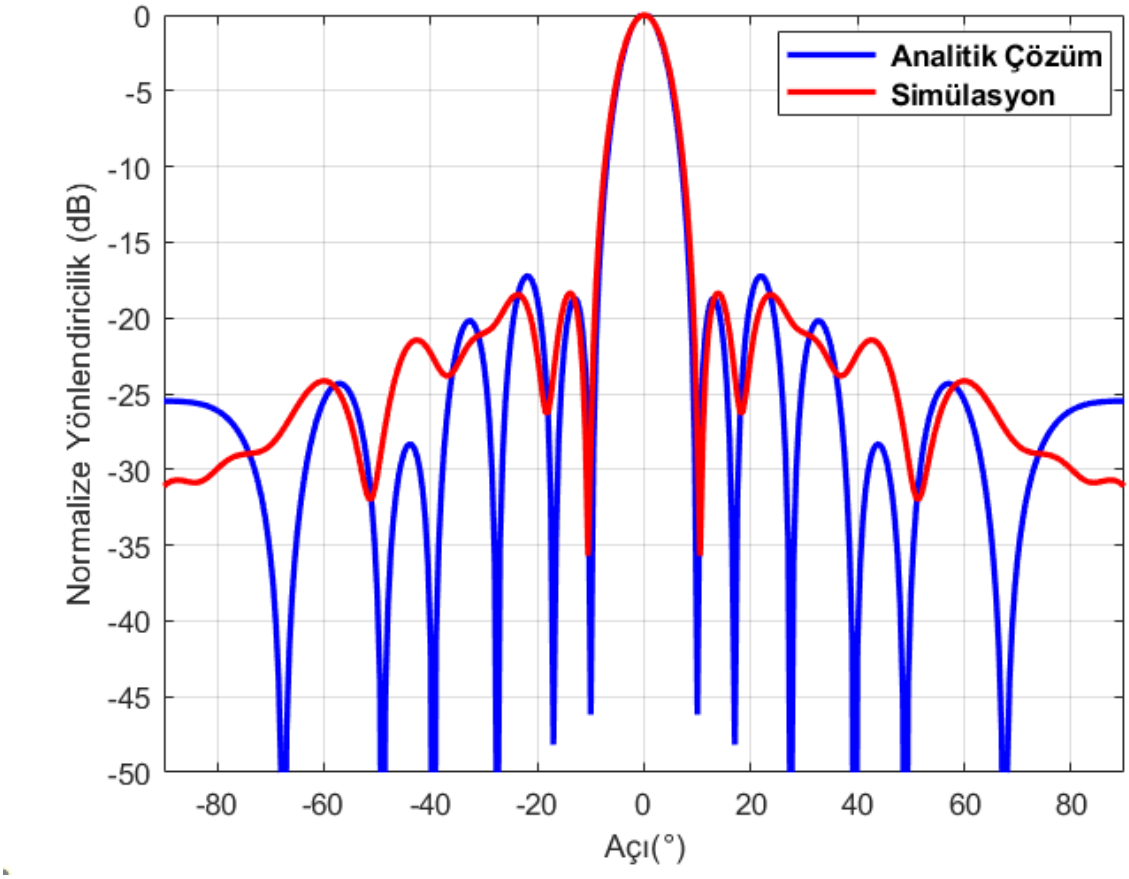
Dizinin merkezindeki antenlerin beslemesi 1 birim alınarak diferansiyel evrim algoritmasıyla elde edilen anten boyutları elektriksel olarak Denklem 4.3 ve Denklem 4.4'teki eşitlikler elde edilir. Ayrıca boyutlar arasındaki bağıntılardan dizi kenarındaki

antenlerin normalize elektrik alan genlikleri Denklem 4.5'deki verilen değere eşit olur.

$$L_0 = 1.03\lambda \tag{4.3}$$

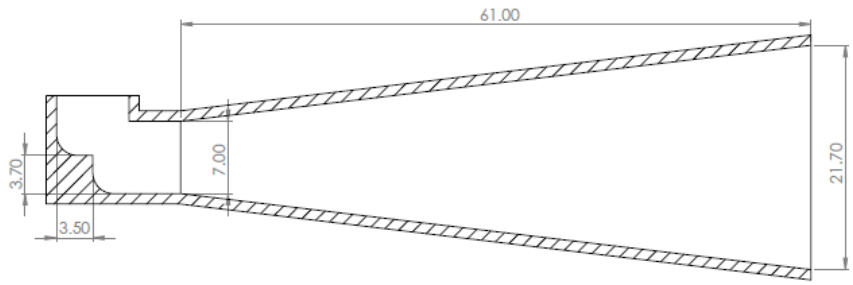
$$L_0 = 1.96\lambda \tag{4.4}$$

$$a_1 = 0.72 \tag{4.5}$$

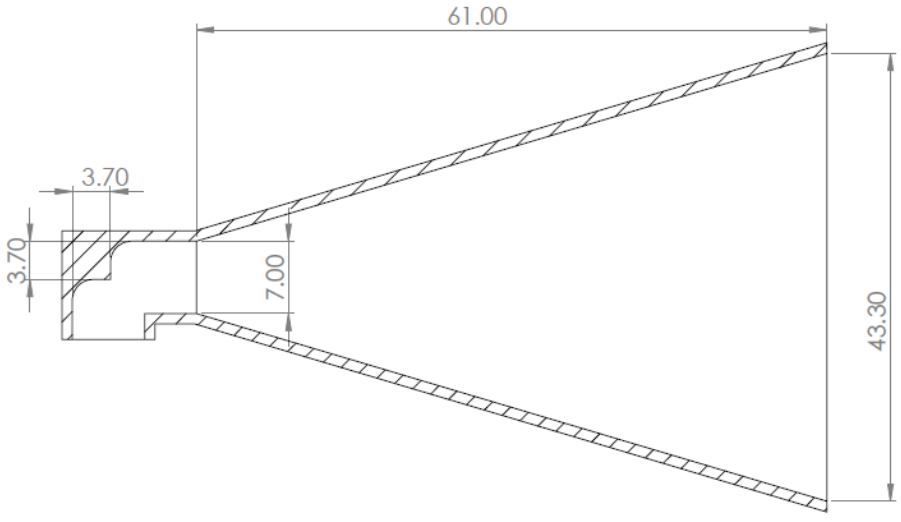


Şekil 4.5 Boyutları optimizasyon algoritmalarıyla bulunan 4x1 açıklık dizi anten normalize ışıma örüntüsü

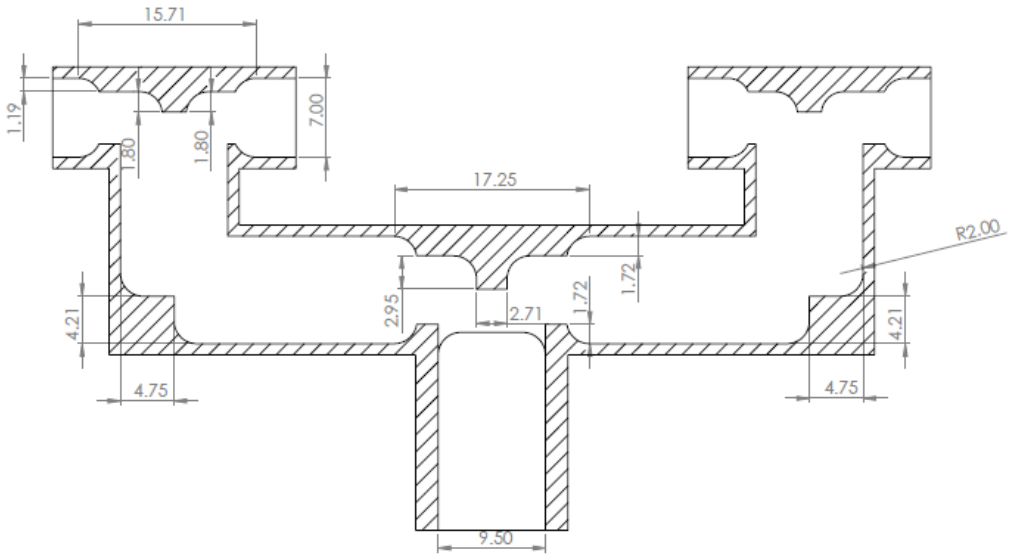
Horn anten dizisinin CST yazılımında modellenip analiz yapılarak elde edilen ışıma örüntüsü ile birim horn antenlerin ideal açıklık anten olarak ele alınıp analitik çözümünden elde edilen dizi anten ışıma örüntüsü karşılaştırılması Şekil 4.5'te gösterilmiştir. Yan kulakçıkların seviyeleri ve bulundukları açılar birbirine yakın



Şekil 4.6 Merkezdeki birim eleman

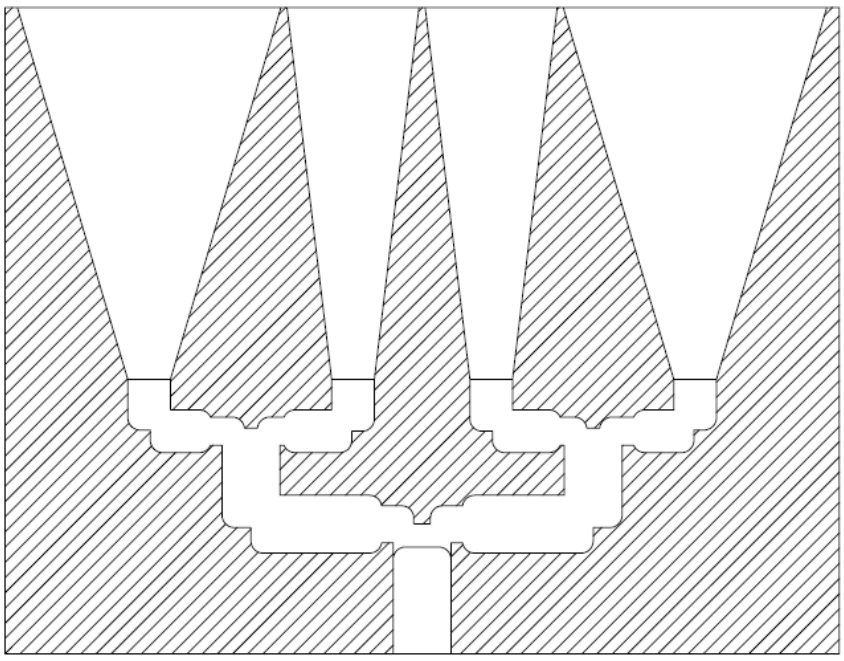


Şekil 4.7 Kenardaki birim eleman



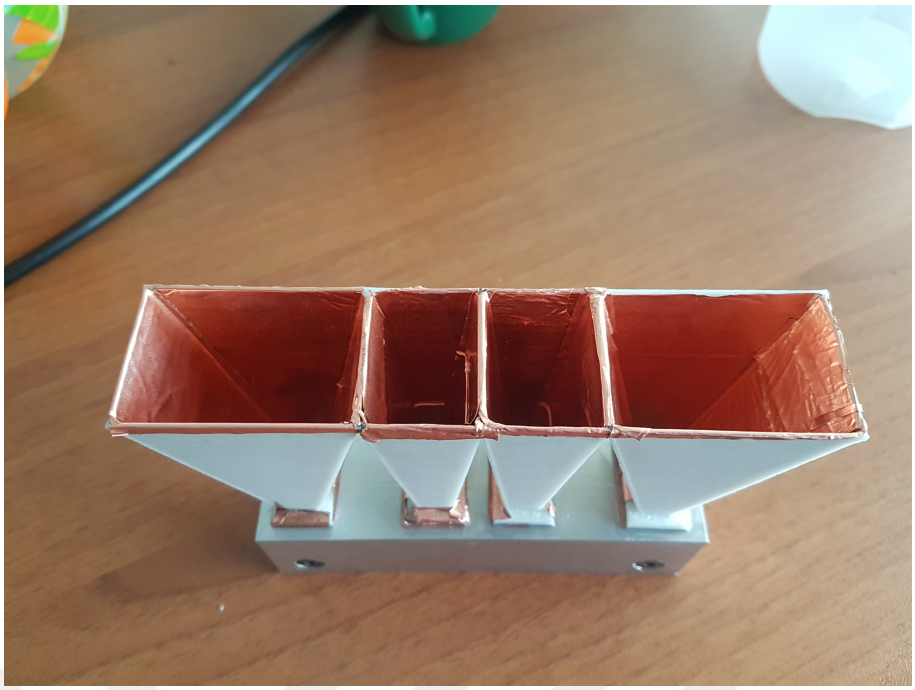
Şekil 4.8 4x1 dizi antenin dalga kılavuzlu besleme sistemi kesit görüntüsü

değerlerdedir. Analitik çözümde horn antenlerdeki faz hataları ihmal edilmiştir. Anten üretiminde besleme Sistemi CNC üretim yöntemiyle, horn kısımları ise 3

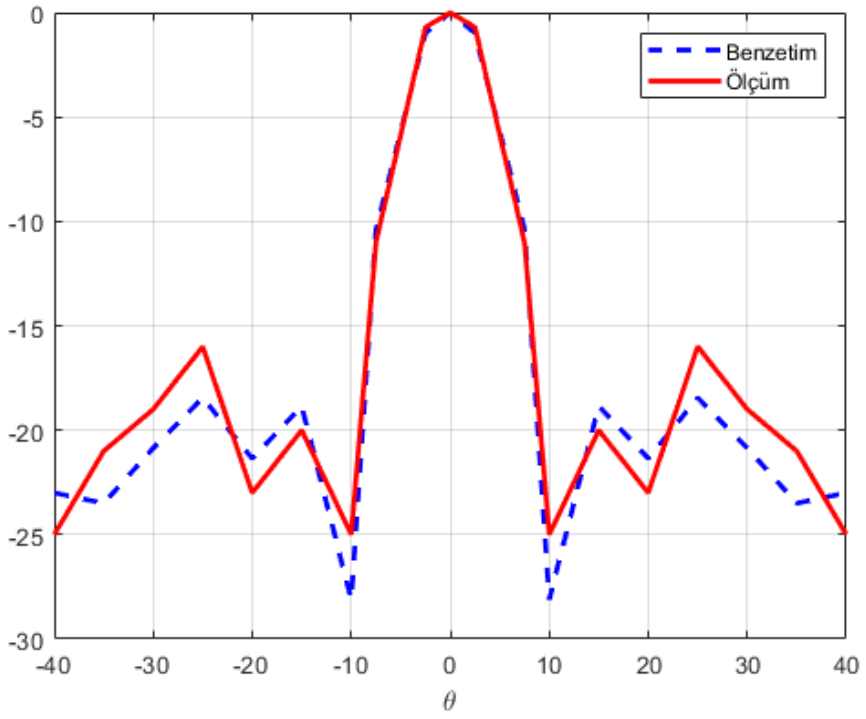


Şekil 4.9 4x1 horn dizi anten kesit görüntüsü

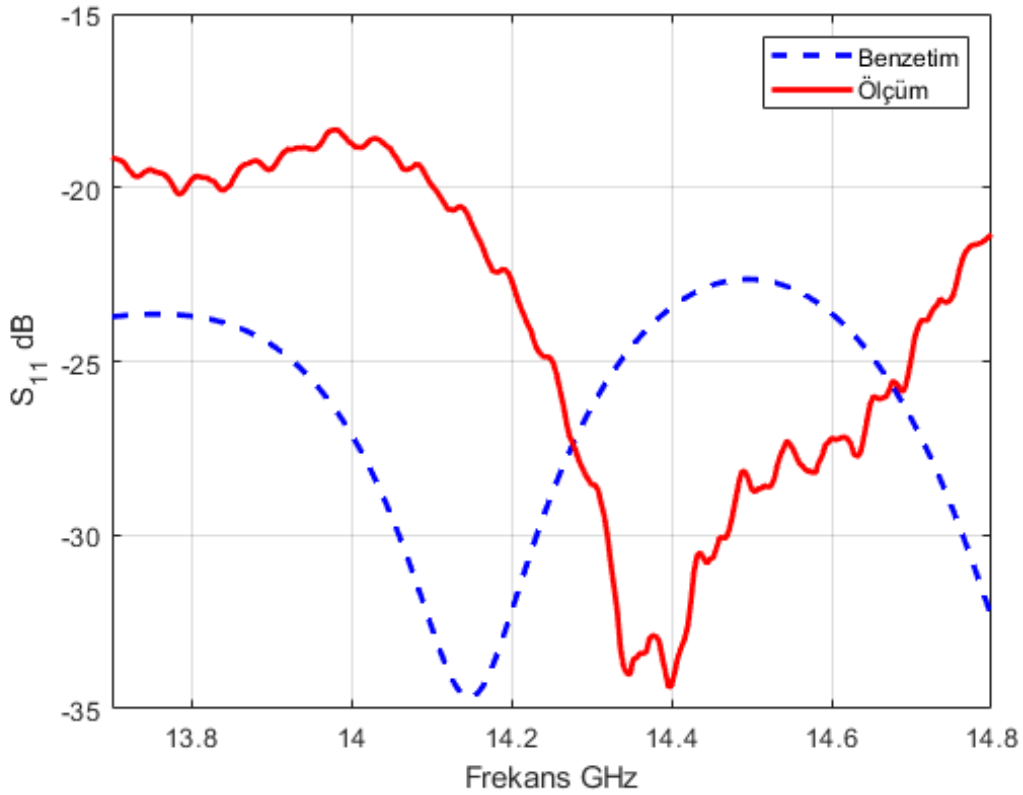
boyutlu yazıcı kullanılarak üretilmiş ve antenin geri dönüş kaybı ile ışıma örüntüsü ölçümü yapılmıştır.



Şekil 4.10 4x1 horn dizi anten



Şekil 4.11 4x1 horn dizi anten ışıma örüntüsü



Şekil 4.12 4x1 horn dizi anten S_{11} grafiği

4.4 Farklı Genlik ve Eş Faz Beslenen 8x1 Horn Dizi antende Düşük Yan Lob Seviyesi Elde Edilmesi

E-düzlem doğrultusunda dizilmiş 8 adet E-düzlem horn antenden oluşan dizinin ışıma örüntüsünde düşük yan kulakçık seviyesi elde edebilmek için dizi elemanlarında uygun açıklık elektrik alan genlik dağılımı ve açıklık boyutu sağlanmalıdır. Şekil 3.8 ve Şekil 3.9'da gösterilen boyut ve açıklık alan dağılımına sahip 8x1 horn antenin birim elemanlarının E-düzlem açıklık boyut ve besleme değerleri Diferansiyel Evrim Algoritması ile bulunmuştur. Bulunan değerler Denklem 3.87'de verilen dizi anten ışıma örüntüsünde düşük seviyede yan kulakçık seviyesi sağlamıştır. Merkez frekans 14.25 GHz için değerler bulunurken, üretim kısıtı dikkate alınarak antenler arası duvar kalınlığı analitik denkleme dahil edilmiştir. Antenlerin dalga boyu cinsinden boyutları ile normalize besleme genlikleri Denklem 4.6, Denklem 4.7, Denklem 4.8, Denklem 4.9, Denklem 4.10, Denklem 4.11, Denklem 4.12 ve Denklem 4.13'te verilmiştir.

$$L_0 = 1.4\lambda \tag{4.6}$$

$$L_1 = 1.87\lambda \tag{4.7}$$

$$L_2 = 1.14\lambda \tag{4.8}$$

$$L_3 = 1.36\lambda \tag{4.9}$$

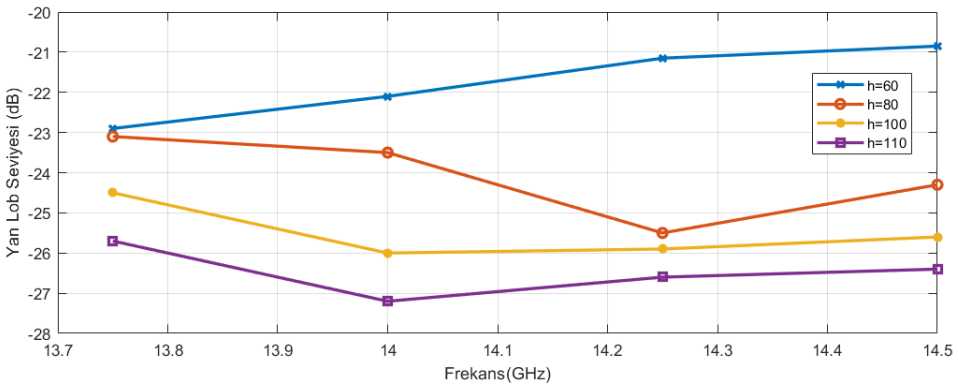
$$a_0 = 1 \tag{4.10}$$

$$a_1 = 0.89 \tag{4.11}$$

$$a_2 = 0.38 \tag{4.12}$$

$$a_3 = 0.2 \tag{4.13}$$

Horn antende analitik modellemede varsayılan açıklık antenden farklı olarak açıklık elektrik alan dağılımında faz değişimi de vardır. Faz değişiminin ihmal edilebilmesi için anten yüksekliğinin arttırılması gereklidir [11]. Boyut ve besleme genlik değerleri optimizasyonla bulunan horn dizi antenin faz hatasının ihmal edilebileceği yüksekliğin bulunması için antenin CST yazılımında benzetimi yapılmıştır. Şekil 4.16'deki

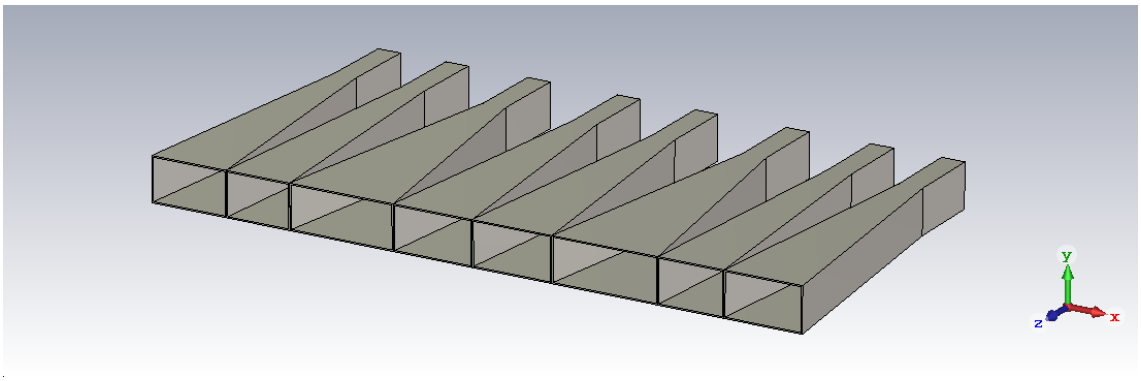


Şekil 4.13 8x1 horn dizi antende huni yüksekliğinin yan lob seviyesine etkisi

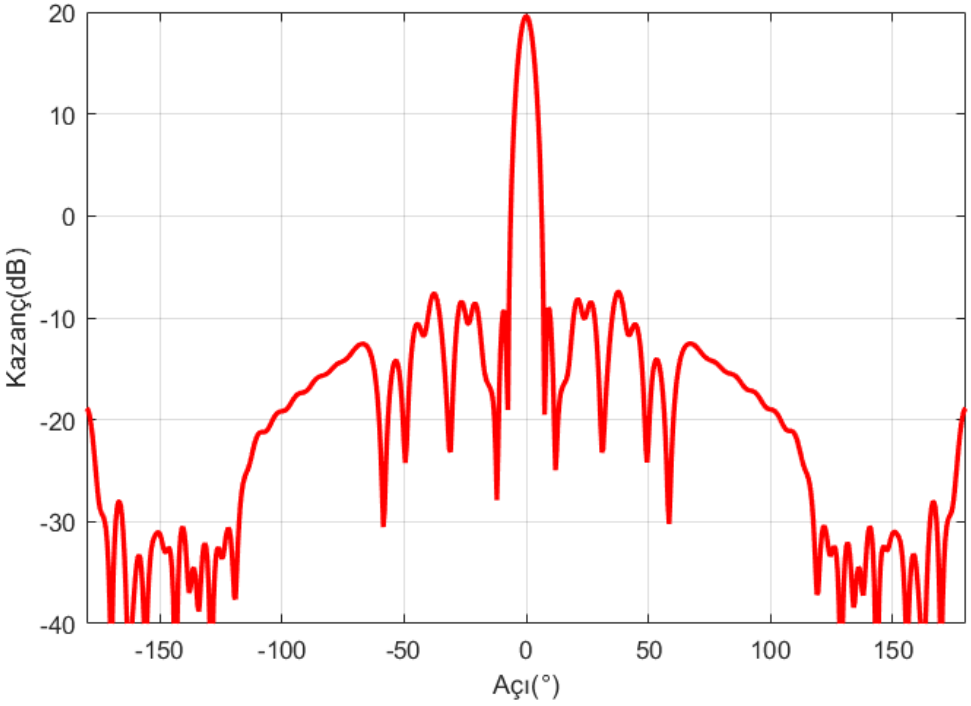
sonuçlara ve mekanik mekanik boyut kısıtlaması göz önünde bulundurularak huni yüksekliği 100 mm olarak tasarıma devam edilmiştir.

4.4.1 8x1 Horn Dizi Antende Besleme Sistemi Tasarımı ve Antenle Birlikte Analizi

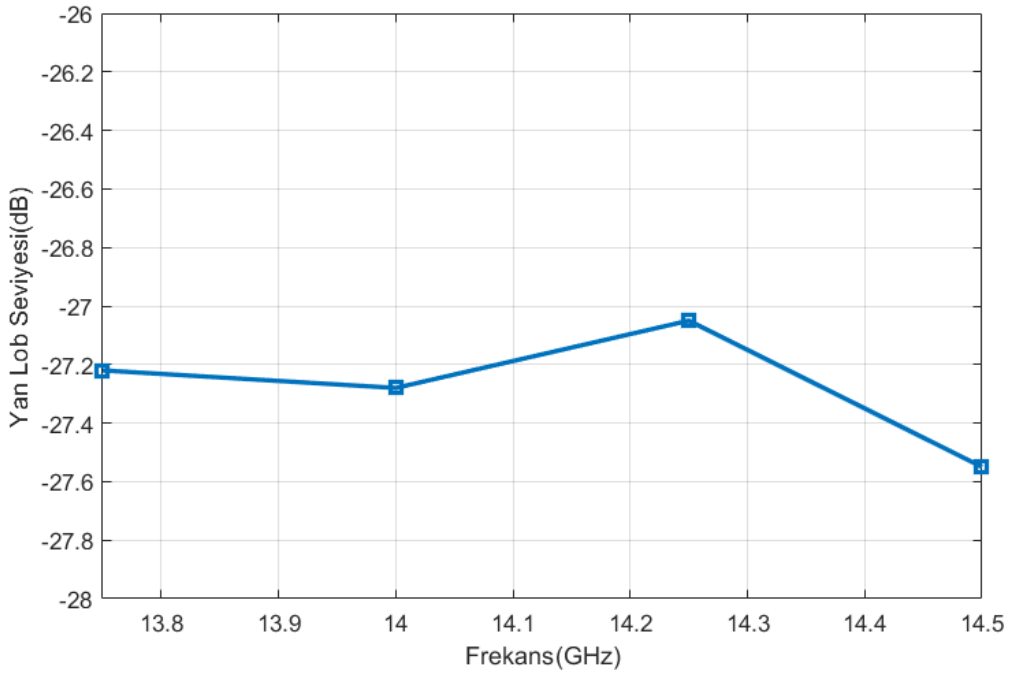
8x1 Horn Dizi Antene çıkış genlikleri Denklem 4.10, Denklem 4.11, Denklem 4.12, ve denklem 4.13'te verilmiş çıkışları sağlayacak eş fazlı E-düzlem besleme sistemi tasarlanmıştır. Antenler besleme sistemiyle birleştirilerek analiz edilmiştir.



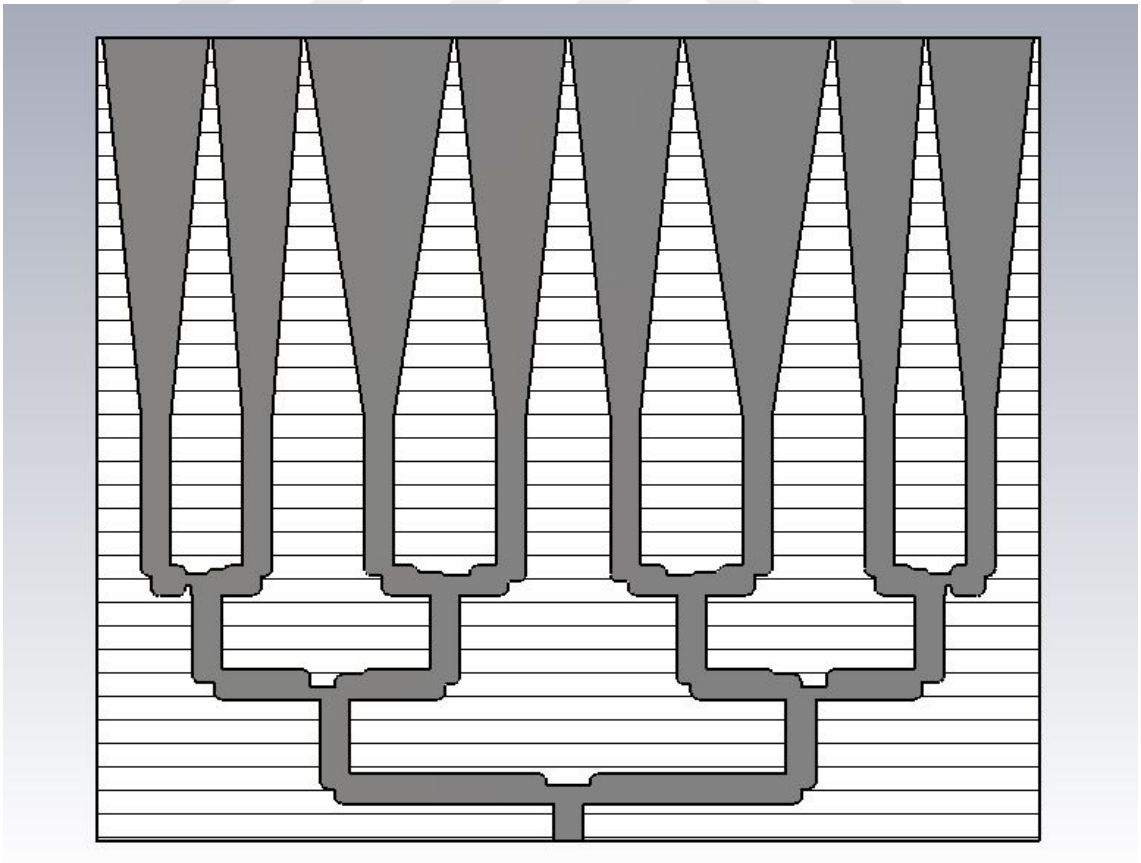
Şekil 4.14 8x1 horn dizi antende CST modeli



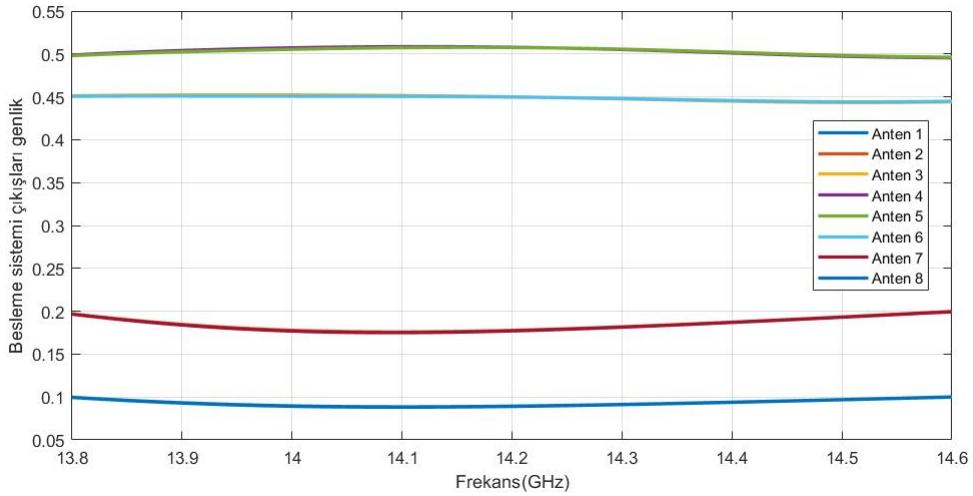
Şekil 4.15 8x1 horn dizi antenin 14.25 GHz'de ışıma örüntüsü benzetim sonuçları



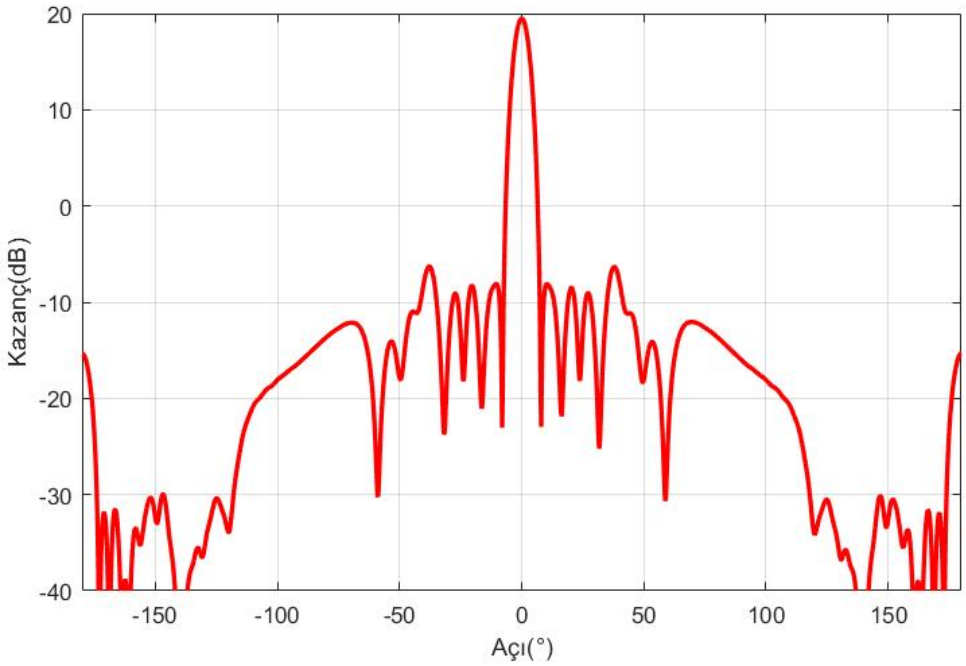
Şekil 4.16 8x1 horn dizi antenin frekansa bağlı yan lob seviyesi



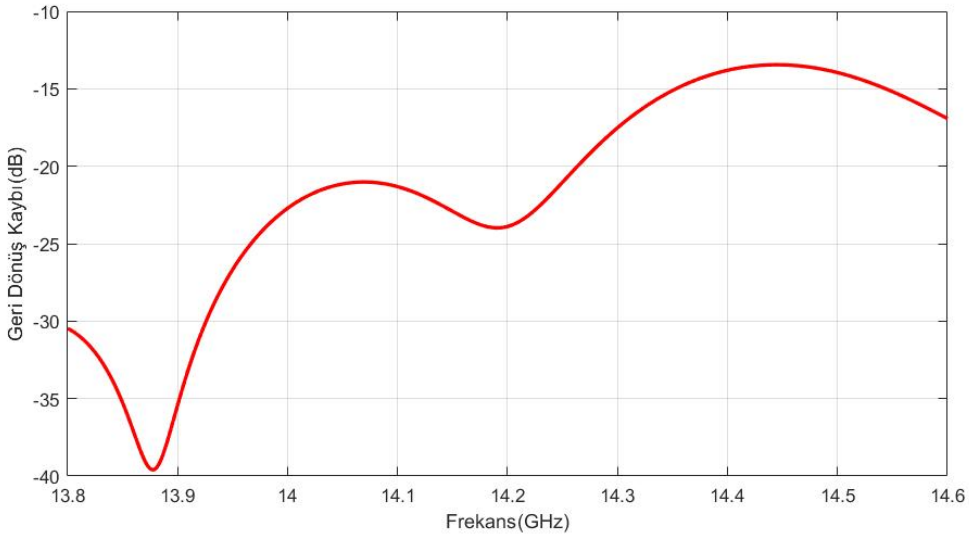
Şekil 4.17 8x1 horn dizi antenin besleme sistemiyle birleştirilmiş görüntüsü



Şekil 4.18 8x1 horn dizi antenin besleme sisteminin genlik çıkışları



Şekil 4.19 Besleme sistemiyle birleştirilmiş 8x1 horn dizi antenin 14.25 GHz'de ışıma örüntüsü



Şekil 4.20 Besleme sistemiyle birleştirilmiş 8x1 horn dizi antenin S_{11} grafiği

4.5 Farklı Genlik ve Faz Dağılımlı Ana Huzmesi Döndürülmüş 4x1 Horn Dizi Antende Yan Kulakçık Seviyesi Düşürme

Açıklık boyunca elektrik alan fazı değişen açıklık antenlerde ana huzme açıklık normaline açı yapacak şekilde yön değiştirir. Huzmesi dönmüş dizi antenlerde ızgara kulakçık oluşmaması için iki birim anten arasındaki mesafe bir dalga boyundan düşük olması gerekir. Elektriksel büyük antenlerin dizilerini oluştururken dizi anten açıklığında uygun elektrik alan genlik ve faz dağılımı belirleyip dizi anteni oluşturan birim antenlerin açıklık elektrik alan dağılımının konumuna göre şekillendirilmesi gerekir. Dizi antenin her birim elemanı hedeflenen açıklık elektrik alan genlik ve faz dağılımıı verecek şekilde beslenirse hedeflenen ışıma örüntüsü elde edilir.

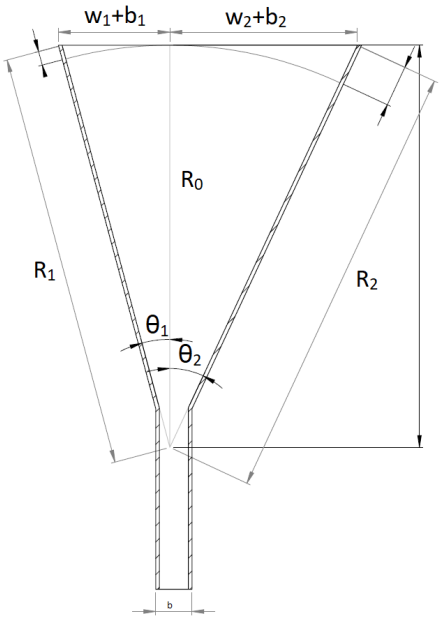
4.5.1 Huni Yapısı E-Düzlem Doğrultusunda Eğilmiş Horn Antenin Paraksiyel Yaklaşımla Çözümü

$$b_2 = b - b_1 \tag{4.14}$$

$$\frac{w_1 + b_1}{w_1} = \frac{w_2 + b - b_1}{w_2} \tag{4.15}$$

$$\frac{h\tan\theta_1 + b1}{h\tan\theta_1} = \frac{h\tan\theta_2 + b - b1}{h\tan\theta_2} \tag{4.16}$$

$$h\tan\theta_1\tan\theta_2 + \tan\theta_2 b_1 = h\tan\theta_1\tan\theta_2 + \tan\theta_1 b - \tan\theta_1 b_1 \tag{4.17}$$



Şekil 4.21 E-düzlemde eğik horn yapısının kesit görünümü

$$(\tan\theta_1 + \tan\theta_2)b_1 = \tan\theta_1 b \tag{4.18}$$

$$b_1 = \frac{b\tan\theta_1}{\tan\theta_1 + \tan\theta_2} \tag{4.19}$$

$$b_2 = \frac{b\tan\theta_2}{\tan\theta_1 + \tan\theta_2} \tag{4.20}$$

$$R_0 = h + \frac{b\tan\theta_1}{\tan\theta_1 + \tan\theta_2} \tag{4.21}$$

$$R_1 = \sqrt{(w_1 + b_1)^2 + R_0^2} \tag{4.22}$$

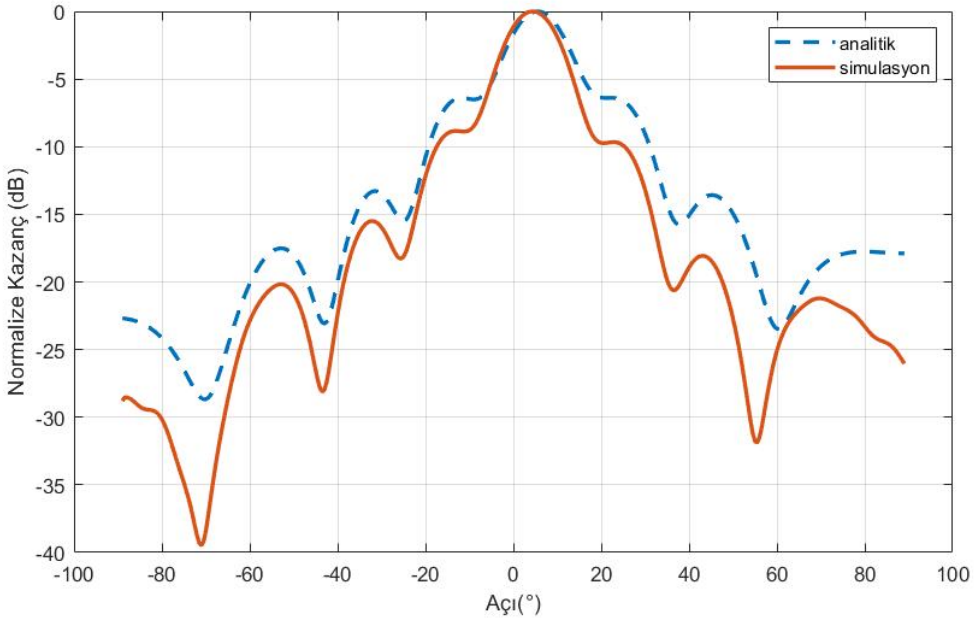
$$R_2 = \sqrt{(w_2 + b_2)^2 + R_0^2} \tag{4.23}$$

$$\delta_1 = R_1 - R_0 \tag{4.24}$$

$$\delta_2 = R_2 - R_0 \tag{4.25}$$

$$E = E_0 e^{-j\delta_1(x)}\Big[u(x+\frac{b}{2}+w_1)-([x+\frac{b}{2}+b_1)\Big]+E_0 e^{-j\delta_2(x)}\Big[u(x+\frac{b}{2}-b_1)-u(x-\frac{b}{2}-w_2)\Big] \quad (4.26)$$

Açıklık elektrik alan dağılımı Denklem 4.26'da verilen eğik horn antende θ_1 değeri



Şekil 4.22 Huni yapısı eğik E-düzlem horn anten analizi

15 ve θ_2 değeri 25 derece, huni yüksekliği 100 mm ve açıklık boyutu 84 mm alınarak 14.25 GHz frekansında analiz edilmiştir. Analitik çözüm ve CST yazılımı kullanılarak elde edilen normalize ışıma örüntüsü Şekil 4.22'de görülmektedir. Her iki grafikten bu yapının ışıma örüntüsünde ana huzmesinin döndürülebildiği görülmektedir.

4.5.2 Birim Eleman Yapısında Çok Modlu Anten Yaklaşımı ve Mod Uydurma Tekniği

Horn antenlerde istenilen ışıma örüntüsünün ve polarizasyonun elde edilebilmesi için bunu sağlayabilecek açıklık elektrik alan genlik ve faz dağılıma ihtiyaç duyulmaktadır. Horn anten dalga kılavuzuyla beslendiği için, anten açıklık alan dağılımı besleme dalga kılavuzu kesitindeki alan dağılımına dolayısıyla dalga kılavuzundaki alan modlarıyla doğrudan bağlantılıdır[14]. Dalga kılavuzundaki alan dağılımı, dalga kılavuzunda iletilen bütün modların süperpozisyonudur [15–17]. Bu modların her birine uygun genlik ve faz değeri verildiğinde açıklık alan dağılımı şekillenebilir, yan lob, çapraz polarizasyon oranı gibi isterler sağlanabilir. Bazı çalışmalarda oluklu horn antende TE_{11} modundaki bir dalga kılavuzuyla besleyip anten içinde TM_{11} gibi üst modlar da oluşturularak bu iki modun toplamıyla uygun alan dağılımı elde edilmektedir[7, 18–

34]. Dikdörtgen kesitli dalga kılavuzu açıklığındaki alan dağılımı Denklem 4.27'deki eşitlik gibidir.

$$E(x,y) = E^{TE_{10}} + E^{TE_{11}} + E^{TE_{01}} + E^{TE_{20}} + E^{TE_{30}} + ... E^{TE_{mn}} + E^{TM_{10}} + E^{TM_{11}} + E^{TM_{01}} + E^{TM_{20}} + E^{TM_{30}} + ... E^{TM_{pq}} \tag{4.27}$$

Denklem 4.27'de belirtilen mod sayıları dalga dalga kılavuzu dönüştürücüsü geometrisine ve dalga kılavuzu boyutuyla sınırlıdır[15]. Bir dalga kılavuzundan, farklı boyuttaki dalga kılavuzuna süreksiz geçişte farklı modlar oluşabilmektedir. Bu oluşan modların, geçiş geometrisine bağlı olarak genlik ve faz değerleri şekillenmektedir [7, 16, 17, 30–32, 34].

4.5.2.1 Dikdörtgen Dalga Kılavuzlarında Süreksiz Geçişler ve Mod Uydurma Tekniği

İki dalga kılavuzu arası adımlı geçiş yapılarından, mod dönüştürücü, dik mod ayırıcı (OMT), polarizasyon dönüştürücüsü, anten tasarımı ve filtre tasarımı gibi dalga kılavuzlu ekipman tasarımlarında yararlanılmaktadır [1, 16, 17, 30–51]. İki dalga kılavuzu kesiti arası süreksiz geçiş olması durumunda elektrik ve manyetik alan çözümü mod uydurma tekniği ile yapılmaktadır [16, 17, 45, 46]. Şekil 4.24'te görülen e-düzlem dalga kılavuzu geçiş modelinde 1. bölgeden TE_{10} moduyla gelen elektromanyetik dalga olması durumunda dalga kılavuzu süreksizliğin olduğu bölgede (z=0 düzleminde) elektrik alanın x bileşeni bulunmaz[52]. Bu durumda z=0 düzleminde elektrik ve manyetik alan bileşenleri aşağıdaki gibi yazılabilir. ($m = 1 \rightarrow \infty, n = 0 \rightarrow \infty$)

$$E_x = 0 \tag{4.28}$$

$$E_y = -\omega\mu_0 T_{m,n}\beta_{m,n} sin(k_{x_m}x) cos(k_{y_n}y)(A_{m,n}e^{(-j\beta_{m,n}z)} + B_{m,n}e^{(j\beta_{m,n}z)}) \tag{4.29}$$

$$E_z = j\omega\mu_0 T_{m,n}(-k_{y_n}) sin(k_{x_m}x) sin(k_{y_n}y)(A_{m,n}e^{(-j\beta_{m,n}z)} - B_{m,n}e^{(j\beta_{m,n}z)}) \tag{4.30}$$

$$H_x = ({k_0}^2\epsilon_r - k_{x_m}^2) T_{m,n} sin(k_{x_m}x) cos(k_{y_n}y)(A_{m,n}e^{(-j\beta_{m,n}z)} - B_{m,n}e^{(j\beta_{m,n}z)}) \tag{4.31}$$

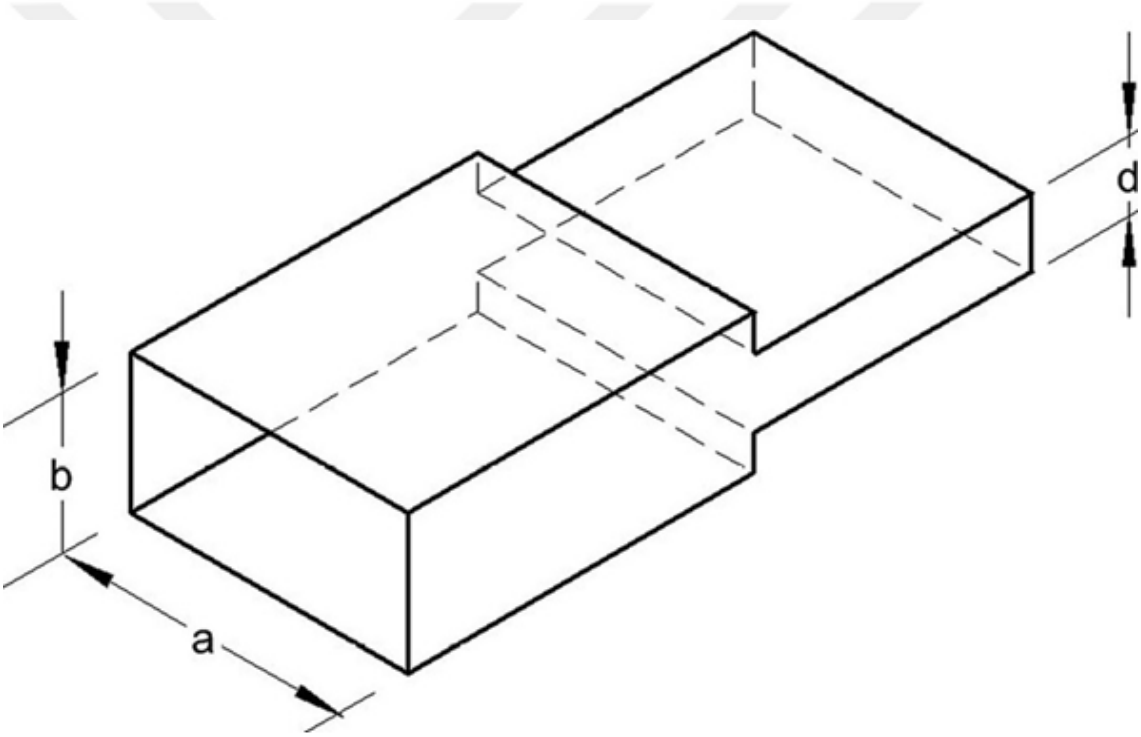
$$H_y = -k_{x_m} k_{y_n} T_{m,n} cos(k_{x_m} x) sin(k_{y_n} y)(A_{m,n} e^{(-j\beta_{m,n} z)} - B_{m,n} e^{(j\beta_{m,n} z)}) \tag{4.32}$$

$$H_z = -jk_{x_m} T_{m,n} \beta_{m,n} cos(k_{x_m} x) cos(k_{y_n} y)(A_{m,n} e^{(-j\beta_{m,n} z)} + B_{m,n} e^{(j\beta_{m,n} z)}) \tag{4.33}$$

$T_{m,n}$ genlik katsayıların normalize faktörü olup Denklem 4.34'teki eşitlikte gösterilebilir.

$$T_{m,n} = \frac{2}{\sqrt{\omega \mu_0 \beta_{m,n} a b (\beta_{m,n} + (\frac{n\pi}{b})^2)}} \tag{4.34}$$

Girişi TE_{10} modunda olan dalga kılavuzu süreksizlik geçişleriyle üst modlar oluşmakta

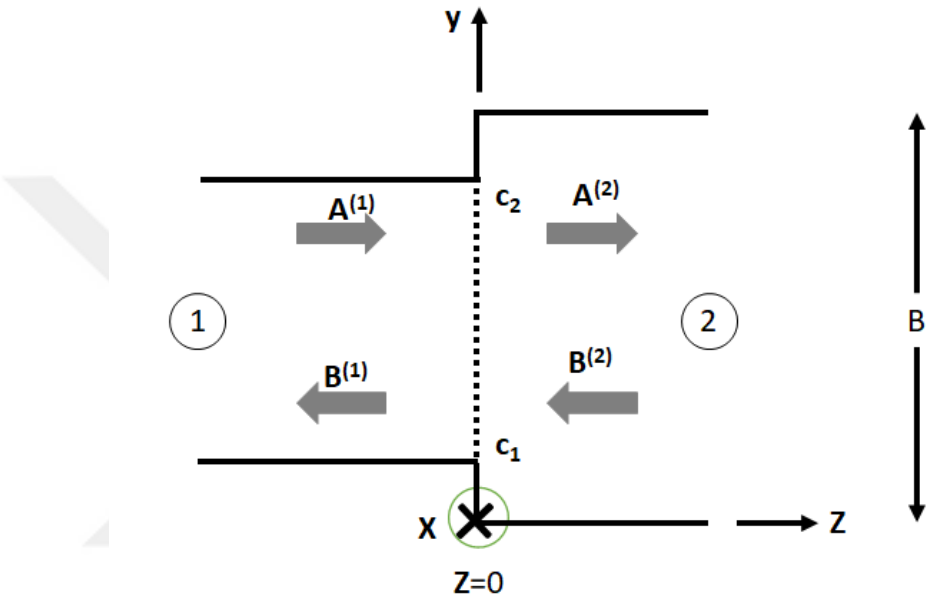


Şekil 4.23 Dikdörtgen Dalga Kılavuzu E-düzlem Geçiş [52]

olup ikinci dalga kılavuzunda elektrik alan Denklem 4.35'teki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned} E(x,y) &= C_1 e^{j\beta\theta_1} cos(\pi \frac{x}{a}) + C_2 e^{j\beta\theta_2} cos(\pi \frac{2x}{a}) \\ &+ C_3 e^{j\beta\theta_3} cos(\pi \frac{3x}{a}) + C_4 e^{j\beta\theta_4} cos(\pi \frac{4x}{a}) + C_5 e^{j\beta\theta_5} cos(\pi \frac{5x}{a}) + ... \end{aligned} \tag{4.35}$$

Elektrik alan genlik ve faz dağılımını dalga kılavuzu açıklığı boyunca asimetrik yapabilmek için TE_{20}, TE_{40}, TE_{60}, TE_{21}, TE_{12} gibi modlara ihtiyaç vardır[15]. Bu modları oluşturan alan dağılımları asimetrik olduğu için dalga kılavuzu geçişinde iki kılavuzu kesiti birbirine asimetrik olmalıdır [39, 45, 52]. Anten çıkışındaki mod sayısının fazla olması istenilen alan dağılımını elde edebilmek için fazla değişkene sahip olmayı sağlamakta olup istenilen açıklık alan dağılımını sağlamayı kolaylaştır. Şekil 4.24'de e-düzlem dalga kılavuzunda süreksiz geçişte 1. bölgeden gelen TE_{01}



Şekil 4.24 Dikdörtgen dalga kılavuzu E-düzlem geçiş kesit görüntüsü

modundaki elektrik alan 2. bölgede TE_{01}, TE_{11} TE_{21} ... şeklinde birden fazla modun süperpozisyonu şeklinde olacaktır. 2. bölgedeki elektrik alan modlarının dağılımı z=0 düzleminde elektrik ve manyetik alanların eşitlenmesiyle hesaplanabilir. Elektrik alan z=0 düzleminde, $c_1 < y < c_2$ için Denklem 4.36'daki eşitlikle, $0 < y < c_1$ ve $c_2 < y < B$ için ise Denklem 4.43'deki eşitlikle ifade edilir.

$$E_y^{(2)} = E_y^{(1)} \tag{4.36}$$

$$E = 0 \tag{4.37}$$

$$\int_0^a \int_0^B \sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty} -\omega\mu_0 T_{m,n}^{(2)}\beta_{m,n}^{(2)} sin(\frac{m\pi x}{a})cos(\frac{n\pi y}{B})(A_{m,n}^{(2)} + B_{m,n}^{(2)})sin(\frac{i\pi x}{a})cos(\frac{k\pi y}{B})dxdy =$$
$$\int_0^a \int_{c_1}^{c_2} \sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty} -\omega\mu_0 T_{m,n}^{(1)}\beta_{m,n}^{(1)} sin(\frac{m\pi x}{a})cos(\frac{n\pi (y-c_y)}{b})(A_{m,n}^{(1)} + B_{m,n}^{(1)})sin(\frac{i\pi x}{a})cos(\frac{k\pi y}{B})dxdy \tag{4.38}$$

$$J_{m,n} = \int_{c_1}^{c_2} cos(\frac{n\pi (y-c_y)}{b})cos(\frac{k\pi y}{B})dy \tag{4.39}$$

$$T_{i,k}^{(2)}\frac{a}{2}\frac{B}{2}\beta_{i,k}^{(2)}(A_{i,k}^{(2)} + B_{i,k}^{(2)}) = \sum_{n=0}^{\infty} T_{i,n}^{(1)}\frac{a}{2}J_{m,n}B_{i,n}^{(1)}(A_{i,k}^{(1)} + B_{i,k}^{(1)}) \tag{4.40}$$

$$(A_{i,k}^{(2)} + B_{i,k}^{(2)}) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{T_{i,n}^{(1)}}{T_{i,k}^{(2)}}\frac{B_{i,n}^{(1)}}{\beta_{i,k}^{(2)}}\frac{2}{B}J_{m,n}(A_{i,k}^{(1)} + B_{i,k}^{(1)}) \tag{4.41}$$

$$(A^{(2)} + B^{(2)}) = LH(A^{(1)} + B^{(1)}) \tag{4.42}$$

Aynı düzlemde manyetik alanların da eşitlenmesi gereklidir. Manyetik alan z=0 düzleminde $c_1 < y < c_2$ için Denklem 4.43'deki eşitlikle ifade edilir.

$$H_x^{(2)} = H_x^{(1)} \tag{4.43}$$

Elektrik alan için yapılan çözümün aynı yapıldığında, Denklem 4.44'deki ifade elde edilir.

$$(A_{i,k}^{(1)} - B_{i,k}^{(1)}) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2}{b}\frac{k_0^2\epsilon_r^{(2)} - (\frac{i\pi}{a})^2 T_{i,n}^{(2)}}{k_0^2\epsilon_r^{(1)} - (\frac{i\pi}{a})^2 T_{i,k}^{(1)}}J_{n,k}(A_{i,n}^{(2)} - B_{i,n}^{(2)}) \tag{4.44}$$

$$(A^{(2)} - B^{(2)}) = LE(A^{(1)} - B^{(1)}) \tag{4.45}$$

Manyetik alan $c_1 < y < c_2$ ve $0 < x < a$ için Denklem 4.46'daki eşitliği sağlamalıdır.

$$H_y^{(2)} = H_y^{(1)} \tag{4.46}$$

$$A_{i,k}^{(1)} - B_{i,k}^{(1)} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2}{b} \frac{T_{i,n}^{(2)}}{T_{i,k}^{(1)}} J_{n,k} (A_{i,n}^{(2)} - B_{i,n}^{(2)}) \tag{4.47}$$

$$\begin{pmatrix} B^{(1)} \\ A^{(2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A^{(1)} \\ B^{(2)} \end{pmatrix} \tag{4.48}$$

Denklem 4.48'den yararlanılarak çıkış dalga kılavuzunda oluşacak üst seviye modların katsayıları hesaplanabilir.

$$B^{(1)} = A^{(1)} - LE(LH.A^{(1)} + LH.B^{(1)} - B^{(2)}) + LE.B^{(2)} \tag{4.49}$$

I_d birim matris olmak üzere s parametreleri Denklem 4.51, Denklem 4.52, Denklem 4.53 ve Denklem 4.54'deki eşitliklerle ifade edilebilir.

$$(I_d + LE.LH)B^{(1)} = (I_d - LE.LH)A^{(1)} + 2LE.B^{(2)} \tag{4.50}$$

$$S_{11} = \frac{I_d - LE.LH}{(I_d + LE.LH)} \tag{4.51}$$

$$S_{12} = \frac{2LE}{(I_d + LE.LH)} \tag{4.52}$$

$$S_{21} = LH(I_d + \frac{I_d - LE.LH}{(I_d + LE.LH)}) \tag{4.53}$$

$$S_{22} = LH(\frac{2LE}{(I_d + LE.LH)}) - I_d \tag{4.54}$$

4.5.3 Birim Eleman Tasarımında Yapay Sinir Ağları Kullanımı

Son yıllarda Yapay Zeka, Yapay Sinir Ağları, Sembolik Regresyon ve Makine Öğrenimi gibi yöntemlerle birçok farklı mikrodalga yapının tasarım ve optimizasyon süreçlerinde yüksek başarılar elde edildiği bilinmektedir[53–56]. Yapay Sinir Ağı

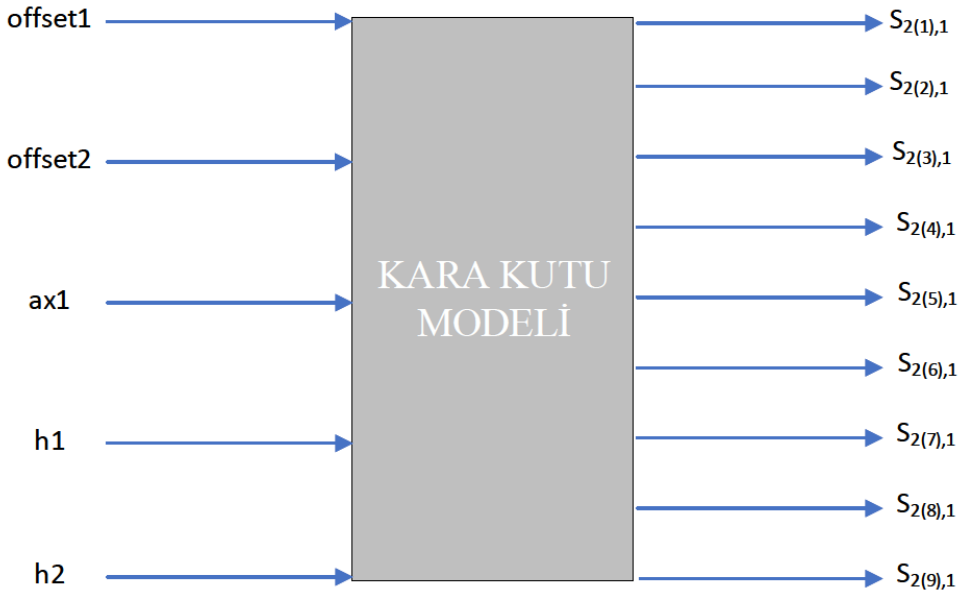
modeli, temelde insan beyninin sayısal bir modeli olarak tanımlanabilir, üretilen verilerdeki girişler ve elde edilen sonuçlar (çıkışlar) arasındaki doğrusal ya da doğrusal olmayan ilişkileri tahmin etmek üzere eğitilir. Bu nitelik, ele alınan bir mikrodalga yapıya ait fiziksel büyüklükler (uzunluk kalınlık v.b.), sistemin besleme gerilimi akımı veya operasyon frekansına bağlı olarak yapıya ait saçılma parametreleri, kazanç, yan lob veya benzeri diğer performans karakteristiklerin tahmin edilmesi için kullanılabilmektedir. Bu çalışma kapsamında Şekil 4.26'da verilen yapının optimizasyonu için Yapay Sinir Ağı modeli kullanılması hedeflenmiştir. Bu amaç doğrultusunda öncelik ile hedeflenen yapıya ait birim eleman tasarımı ve bu tasarıma ait değişkenler incelenmiştir.

Şekil 4.25 ve 4.26'da görülen giriş değerleri mod dönüştürücüdeki boyut değerleri olup çıkış değerlerini etkileyecektir. Çıkış değerleri olarak şekil 4.25'te belirtilen $S_{2(1),1}$, $S_{2(3),1}$, $S_{2(4),1}$, $S_{2(5),1}$, $S_{2(6),1}$, $S_{2(7),1}$, $S_{2(7),1}$, $S_{2(8),1}$, $S_{2(9),1}$ ifadeleri simülasyon modelinde anten açıklığı port olarak ele alındığında, portun geçirebildiği bütün modların s parametreleridir. Bu parametrelerin hangi modları temsil ettiği tablo 4.1'de gösterilmiştir. Çıkıştaki s parametreleri çıktı sayısı çıkış dalga kılavuzunun çalışma frekansındaki mod kesin frekansıyla sınırlıdır. Örneğin bu çalışmada, 42x8 mm açıklığındaki çıkış dalga kılavuzundaki $S2_{(9),1}$ modu kesim frekansı çalışma frekansı olan 14.25 GHz ye yakın olduğu için daha üst modlar bu çalışmada incelenmemiştir. Simülasyon modelinde çıkış dalga kılavuzunun boyutu gereği iletebileceği bütün modlar belirtilmiş olsa da bazı modlar e-düzlem dönüştücüsünün geometrik yapısından kaynaklı oluşmamaktadır. Oluşması mümkün olmayan modlar, mod uyumlama tekniğinde de analitik olarak gösterilmektedir. Çıkış modları olarak tanımlanan s parametreleri TE ve TM modlarını temsil etmektedir. Bu modların her birinin oluşturacağı kendine özgü açıklık elektrik alan dağılımı vardır ve bu elektrik alan dağılımlarının süperpozisyonu, horn antendeki açıklık elektrik alan dağılımını verecektir. Bu karakteristiğin modellenmesi için Tablo 4.2 de verilen aralıklarda 3B

Tablo 4.1 Çıkış dalga kılavuzu modları

Mod Sırası	Kesim Frekansı (GHz)	Mod Cinsi
1	3.56	TE_{10}
2	7.13	TE_{20}
3	9.36	TE_{01}
4	10.02	TE_{11}
5	10.02	TM_{11}
6	10.7	TE_{30}
7	11.77	TE_{21}
8	11.77	TM_{21}
9	14.21	TE_{40}

benzetim programı kullanılarak YSA modelin eğitimi ve testi için gerekli olan veriler oluşturulmuştur. Çapraz doğrulama metodu (Cross Validation) tekniği kullanılarak oluşturulan veri setinden eğitim ve test seti oluşturulmuştur. Bu aşamada K=2 değeri alınmıştır, yani veri setin rastgele karılması sonunda 2 eşit parça oluşturulmuş olup her biri ile parça ile bir defa eğitim diğer parça ile test işlemleri yapılmıştır. Elde edilen veri setleri daha sonra literatürde en sık kullanılan YSA modellerinden biri olan Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA) modelinin eğitimi için kullanılmıştır. ÇKA modellemesinde en önemli aşamalardan biri modele ait mimari parametrelerinin belirlenmesidir. Bu amaç doğrultusunda farklı gizli katman ve nöron sayısına sahip modeller K=2 çapraz doğrulama ile eğitilen ağların Mutlak Ortalama hata metriğine göre performansları Tablo 4.3 de sunulmuştur. Tablo 4.3'den de görüleceği üzere gizli katmandaki nöron

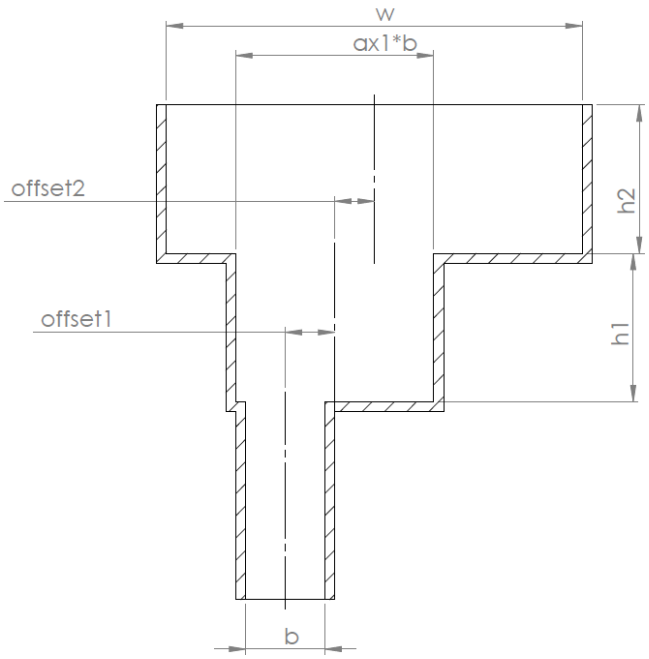


Şekil 4.25 Birim anten YSA ve kara kutu modeli

Tablo 4.2 YSA modeli için ele alınan değişkenler ve aralıkları (eğitim veriseti)

Parametre	Alt Limit	Üst Limit	Adım Aralığı
offset1	1	7	2
offset2	1	7	2
ax1	2	4	0.25
h1	5	30	5
h2	5	30	5

sayısının artırılması ile modelin performansında iyileşme gözlemlenmektedir. Yalnız bu iyileşme miktarı belli bir değerden sonra artı yönde ilerlemekten ise negatif yönde etki etmesi söz konusu olabilmektedir. Bu nedenle sadece gizli katman da nöron



Şekil 4.26 Birim anten YSA modeli için kullanılacak değişkenler (basitleştirilmiş yapı)

sayısının artırmaya ek gizli katman sayısının da artması ek performans iyileşmesine neden olmaktadır. Bu aşamada, gizli katman ve nöron sayılarının sürekli artması ağın daha karmaşık bir hal alması ve dolayısı ile eğitimin çok daha zor bir probleme dönüşmesine neden olabileceği de dikkate alınmalıdır. Bu çalışma kapsamında önerilen ÇKA modeli için en ideal mimari parametreler iki katlı ve 10-20 nörona sahip model olarak ele alınmıştır.

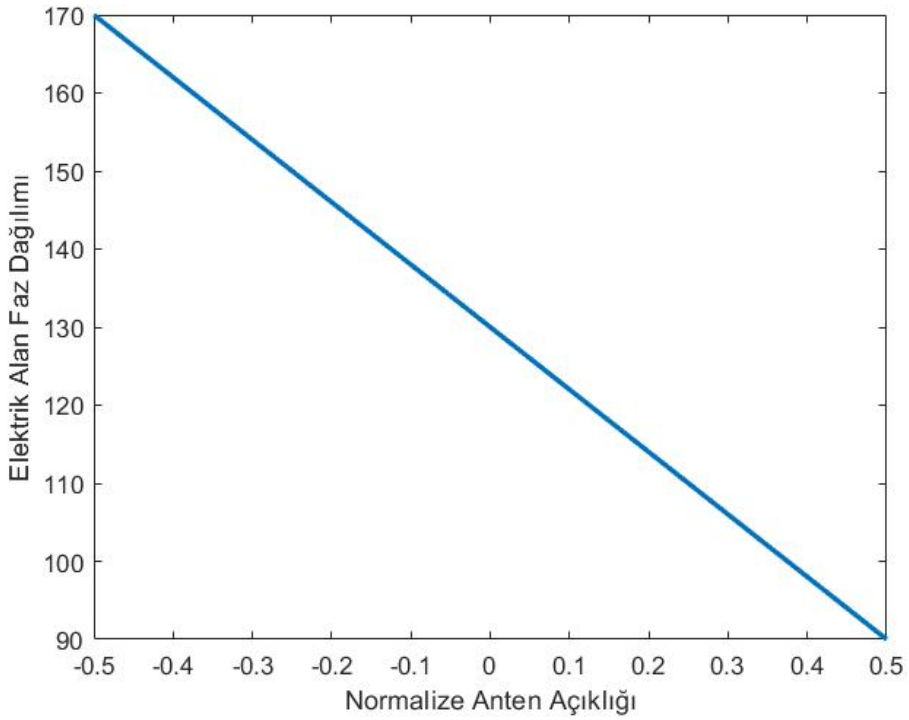
Tablo 4.3 ÇKA modellerine ait performans sonuçları

Katman Sayısı	Gizli Nöron Sayısı	Ortalama Mutlak Hata
Tek Katlı	5	0.072
Tek Katlı	10	0.057
Tek Katlı	20	0.051
Tek Katlı	30	0.48
Çift Katlı	5-10	0.054
Çift Katlı	10-20	0.041
Çift Katlı	20-30	0.046

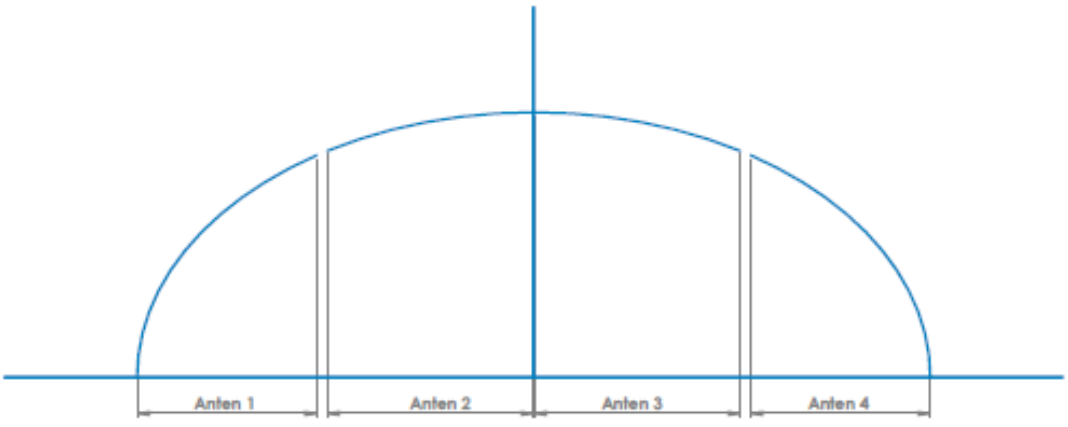
4.5.4 Birim Elemanların Tasarımı

Dizi antenin birim elemanları birbirinin aynı faz değişimine sahip, dizi açıklığının genlik dağılımını oluşturacak şekilde tasarımı yapılıp gereken genlik ve faz besleme

değerleri verilmelidir.



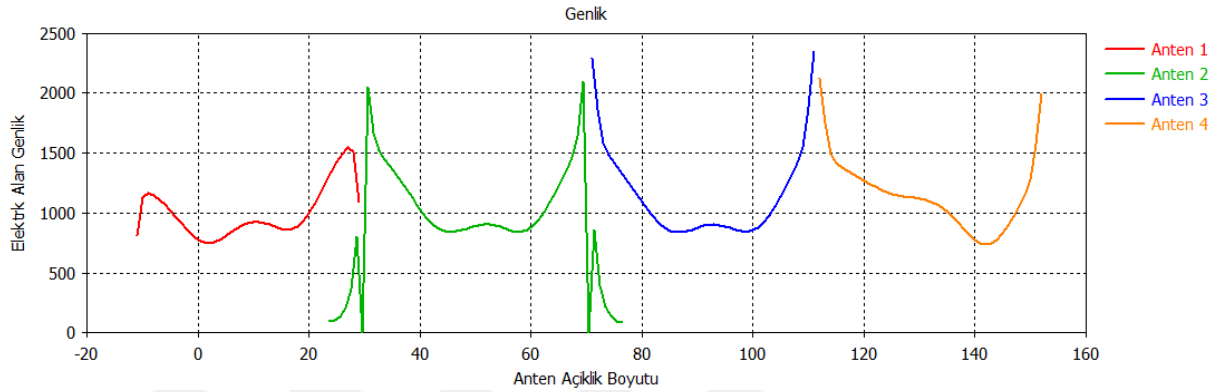
Şekil 4.27 Dizi anten açıklık örnek elektrik alan faz dağılımı



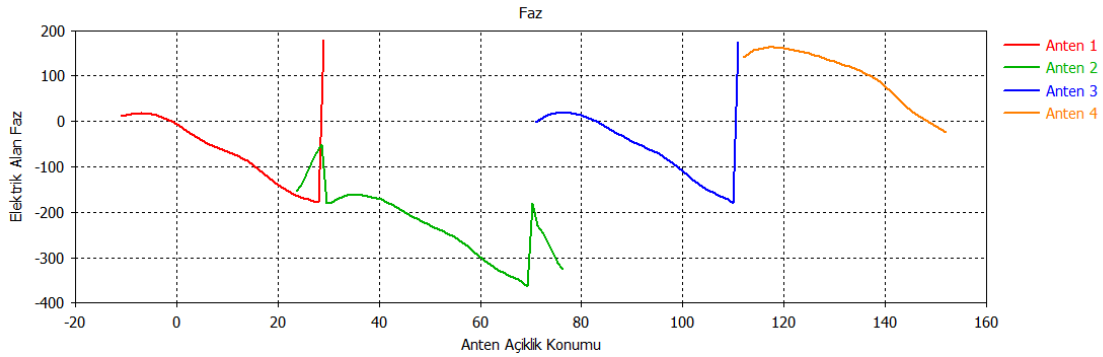
Şekil 4.28 4x1 horn dizi antende toplam açıklığı oluşturacak anten bileşenlerinin sahip olacağı elektrik alan genlik dağılımları

Şekil 4.28'teki gibi dizi antenin açıklığındaki genlik dağılımının oluşmasını sağlayacak birim antenlerin tasarımda her antenin bulunduğu bölgede bulunan alan genlik ve

faz dağılımını verecek şekilde olmalıdır. Bu çalışmada yapılan 4x1 horn dizi anten tasarımında antenler arası mesafe 2λ olmasına rağmen açıklık boyunca hedeflenen elektrik alan dağılımı sağlandığı için ışıma örüntüsündeki yan kulakçık seviyesi düşük çıkmıştır. 14.25 GHz'de tasarımı yapılan birim antenler TE_{10} modunda iletim yapan dikdörtgen dalga kılavuzuyla beslenen horn antenlerden oluşmaktadır. Antenlerin huni yapıları E-düzlem doğrultusunda şekillendirilerek aynı doğrultudaki elektrik alan genlik ve faz dağılımı şekillendirilmiştir.



Şekil 4.29 4x1 horn dizi antende her birime ait elektrik alan genlik dağılımları (V/m)



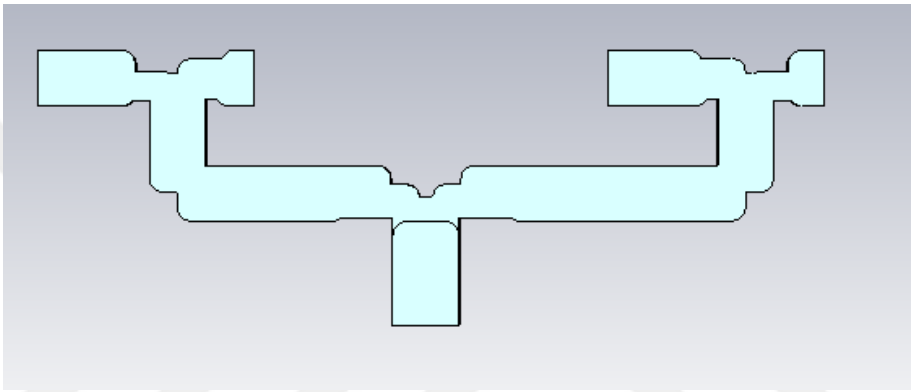
Şekil 4.30 4x1 horn dizi antende her birime ait elektrik alan faz dağılımları

Şekil 4.29'de görülen anten genlikleri antenlerin eşit genlikle beslendiği koşulda oluşan dağılımdır. Bu durumda antenlere verilecek besleme genlik farklarıyla dizi açıklığında uygun genlik sağlayan elektrik alan oluşturulabilir. Aynı şekilde Şekil 4.30'de görülen faz dağılımları da antenlerin beslemelerinde aynı fazın olduğu varsayımıyla yapılan benzetim sonuçlarını içerir. Denklem 3.78'a göre dizi anten ana huzmesinin dönmesi için gereken faz dağılımı anten açıklığı boyunca lineer değişimde olacağına göre her antenin açıklığının bitimindeki faz değeri ile sıradaki antenin açıklığının başlangıç noktasındaki faz değerlerinin eşit olması gerekir. Bahsedilen iki koşulun gerçekleşmesi için anten girişlerine uygulanacak besleme genlik ve faz değerleri ayarlanacak olup, gerekli besleme değerleri verecek bir dalga kılavuzu besleme sistemi tasarımı yapıldıktan sonra anten elemanlarıyla birleştirilmelidir.

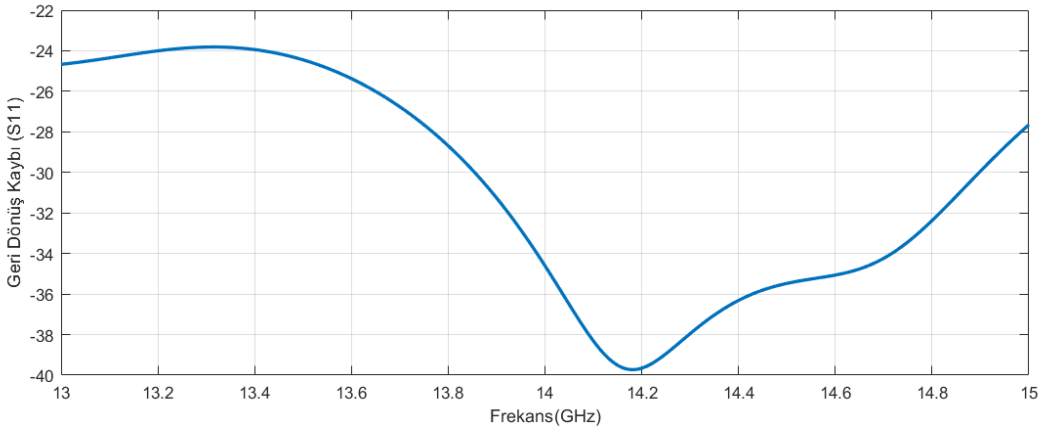
Yapılan tasarımda antenler sırasıyla 0.65, 1, 0.85, 0,65 birim genlikle, 0, 290, 230, 340 derece faz farklarıyla beslenerek dizi haline getirilmiştir.

4.5.5 Besleme Sistemi Tasarımı ve Antenlerle Birleştirilmesi

Dizi antende istenilen genlik ve faz değerlerini elde edebilmek için, çıkışları eşit güç vermeyen, E-düzlem dalga kılavuzu güç bölücülerinden oluşan besleme sistemi tasarlanmıştır. Besleme sisteminin girişi ölçüm alınabilmesi için Ku-band frekanslarında kullanılan WR75 standartı (19.05x9.525 mm kesit boyutlarında) olarak modellenip çıkışları ise anten girişlerindeki dalga kılavuzu kesit ölçülerine eşit ölçülerde alınmıştır. İstenilen genlik ve fazları sağlayan besleme sistemi 4x1 dizi

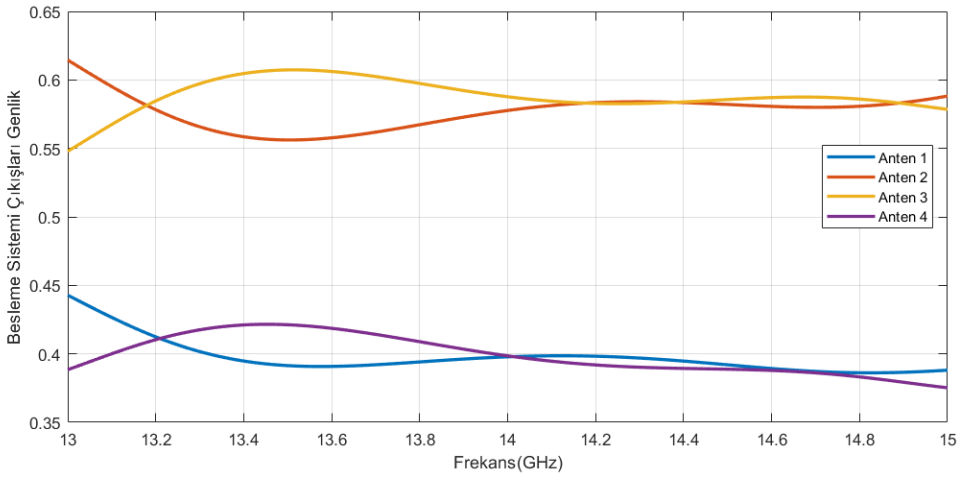


Şekil 4.31 4x1 horn dizi besleme sistemi benzetim modeli görüntüsü (dalga kılavuzunun iç yapısı)

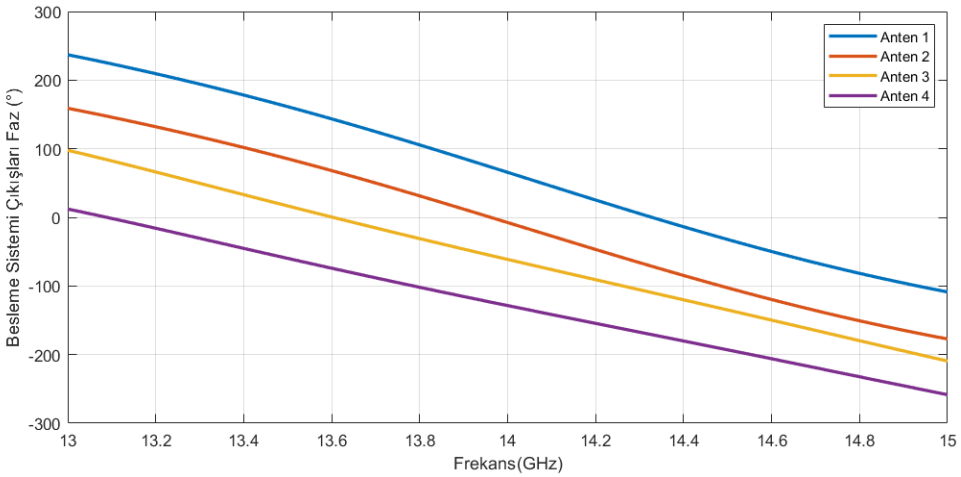


Şekil 4.32 4x1 horn dizi besleme sistemi benzetim modeli geridönüş kaybı

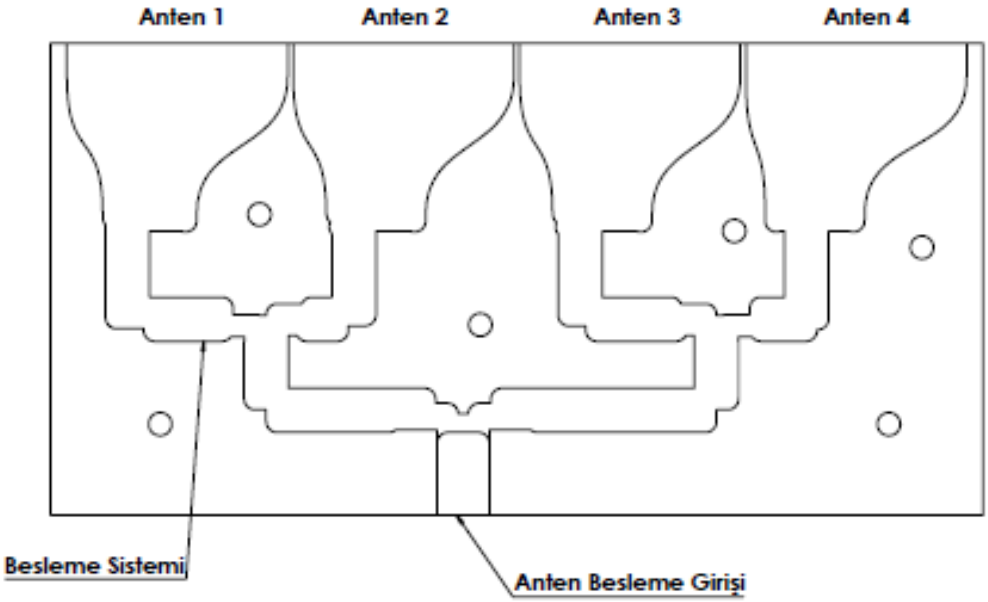
anteni oluşturan birim antenlerle birleştirilmiştir. Elde edilen anten dizisinin açıklık elektrik alan genlik ve faz dağılımı birim antenlerin oluşturuğu açıklık alanlarının dağılımı gibi elde edilmiştir.



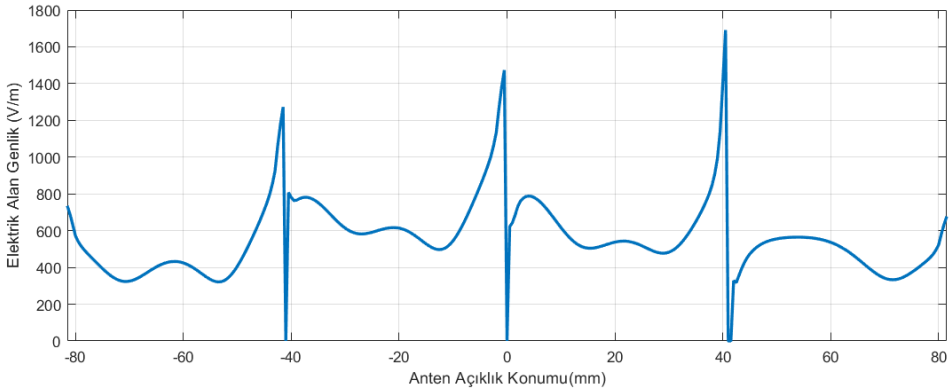
Şekil 4.33 4x1 horn dizi besleme sistemi benzetim modeli anten girişlerine gelen besleme genlikleri



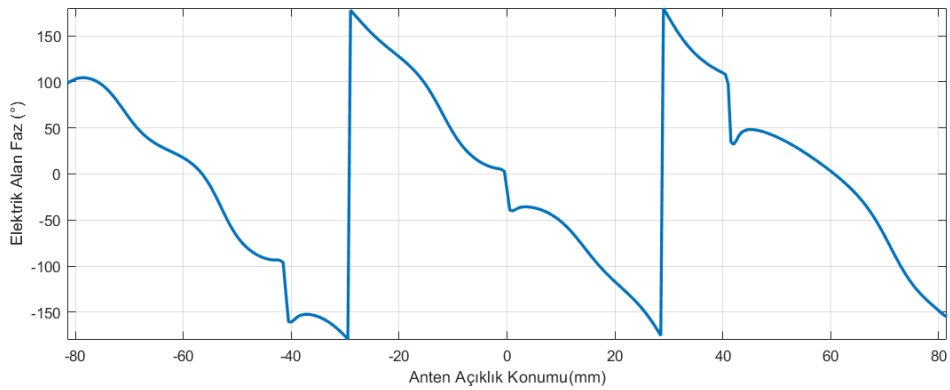
Şekil 4.34 4x1 horn dizi besleme sistemi benzetim modeli anten girişlerine gelen besleme faz değerleri



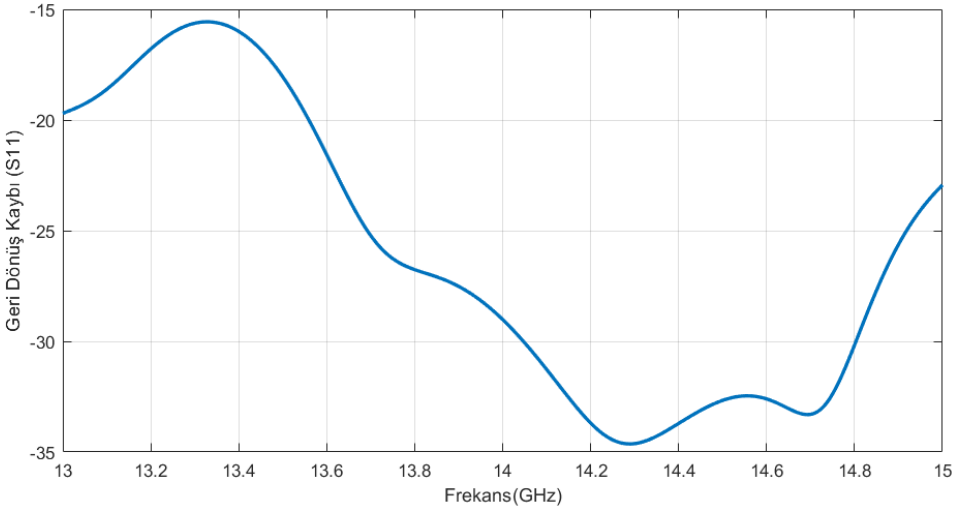
Şekil 4.35 4x1 horn dizi antenin iç yapısı ve birim antenlerinin sıralaması



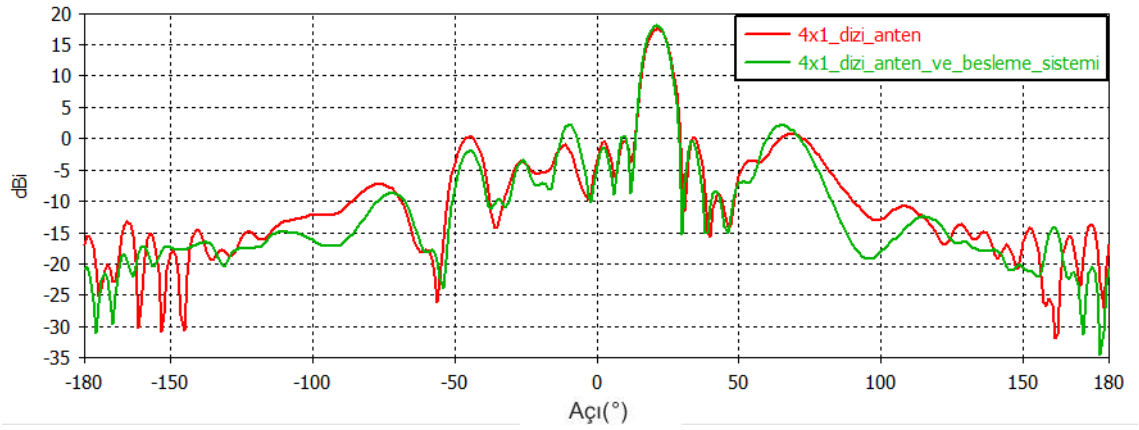
Şekil 4.36 4x1 horn dizi antenin açıklık genlik dağılımı (V/m)



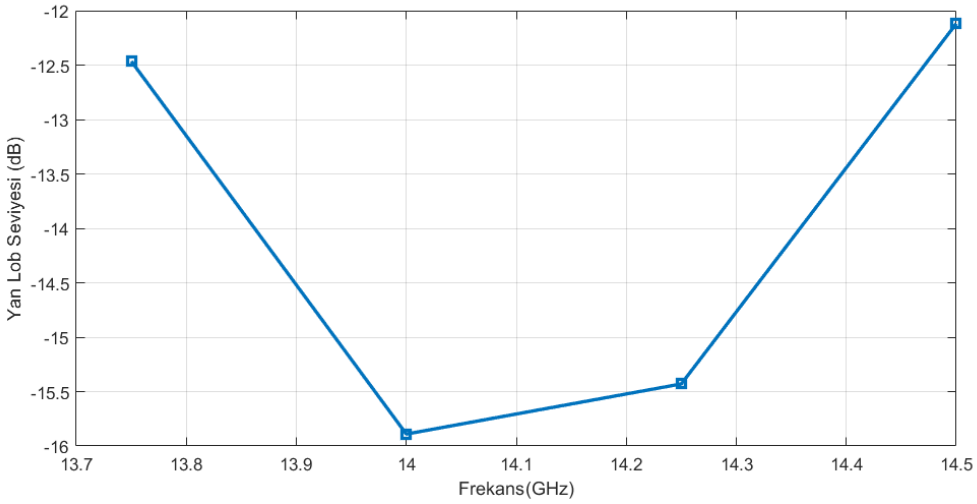
Şekil 4.37 4x1 horn dizi antenin açıklık faz dağılımı



Şekil 4.38 4x1 horn dizi antenin S_{11} grafiği(simülasyon)



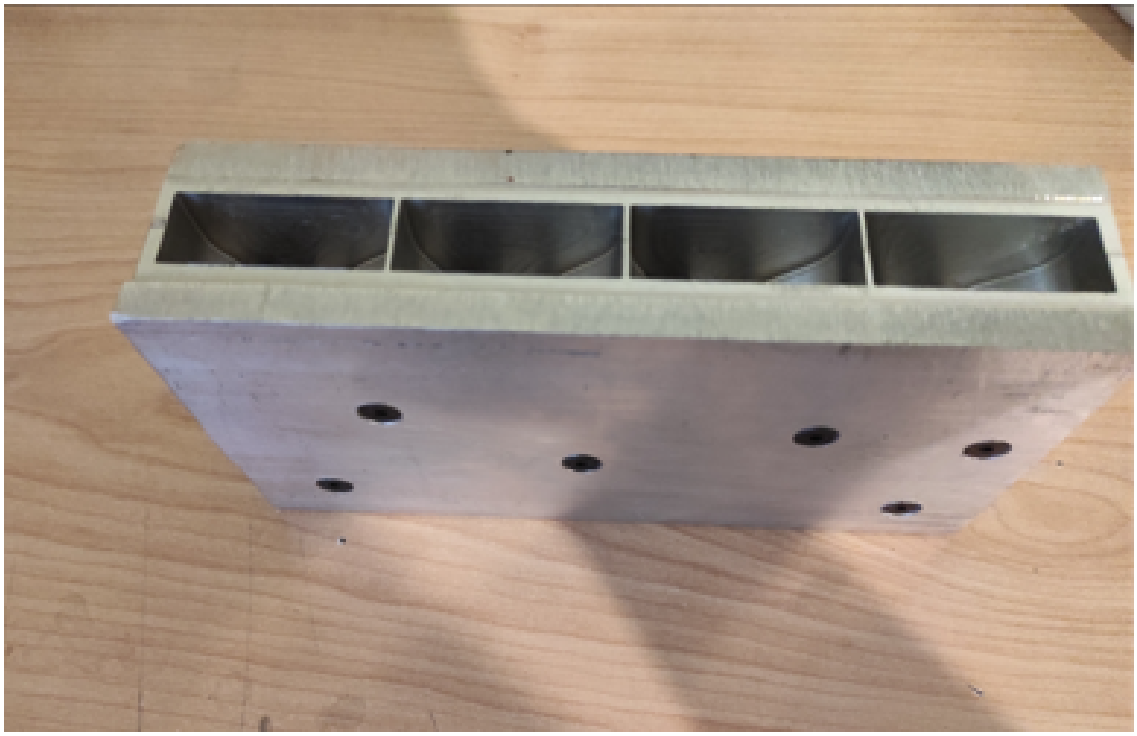
Şekil 4.39 4x1 horn dizi antenin besleme sistemi ile birleştirilmiş olduğu ve olmadığı durumlardaki ışıma örüntüleri



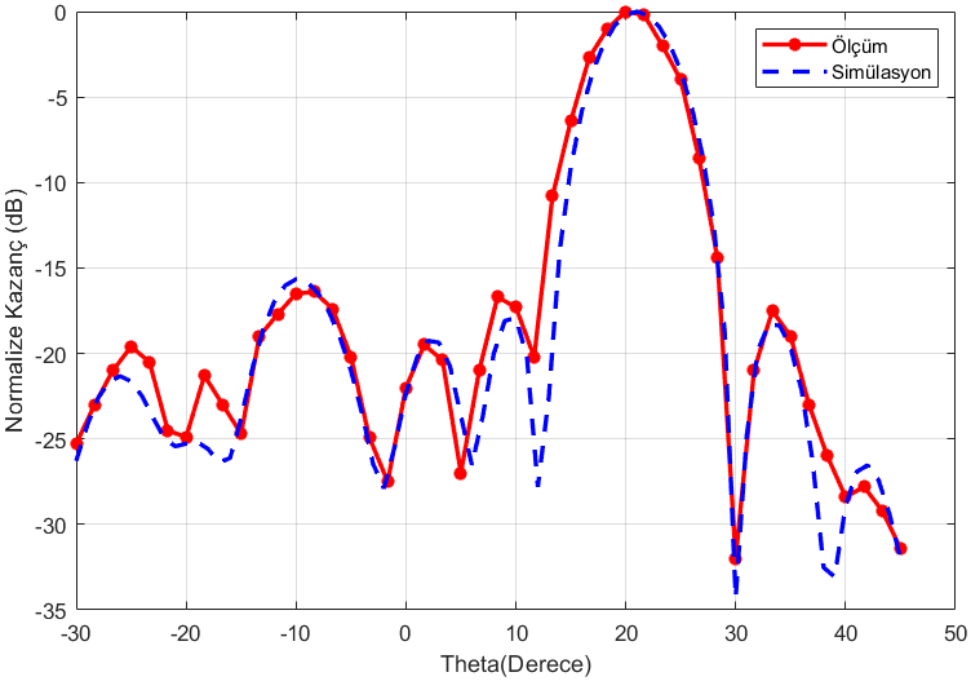
Şekil 4.40 Ana huzmesi döndürülmüş 4x1 horn dizi antenin frakansa bağlı yan lob seviyesi simülasyon sonucu

4.5.6 Üretim ve Ölçüm

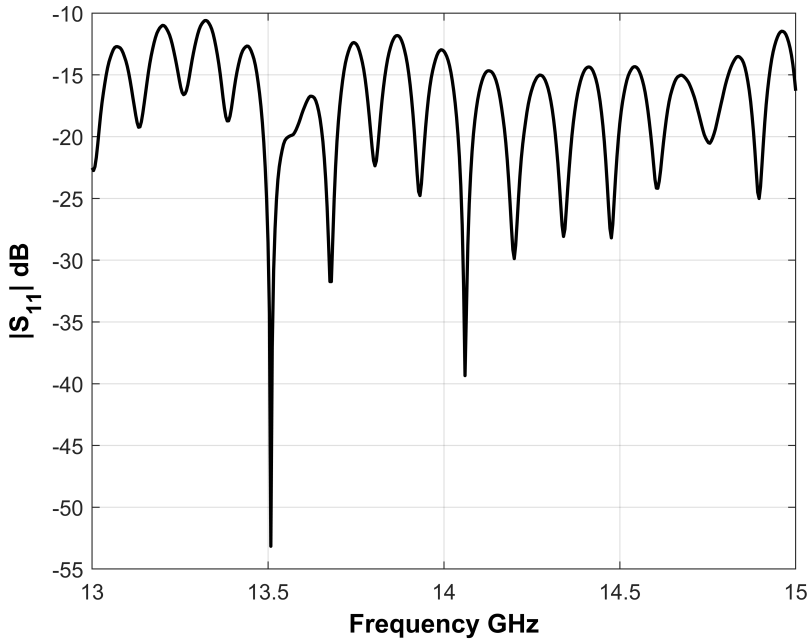
Tasarımı yapılan anten, CNC ile üretilip S_{11} ve ışıma örüntüsü ölçümü laboratuvarda yapılmıştır. S_{11} ve yan kulakçık seviyesi simülasyonda çıkan sonuçla birebir örtüşmektedir. Yan kulakçık seviyesine göre band genişliğinin yüksek olmamasının sebebi çıkıştaki oluşan mod dönüşümlerinin geniş bandda genlik ve faz çıkışlarına sahip olmamasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.41 Ana huzmesi döndürülmüş 4x1 horn dizi antenin prototipi



Şekil 4.42 Ana huzmesi döndürülmüş 4x1 horn dizi antenin 14.25 GHz'deki normalize edilmiş ışıma örüntüsü



Şekil 4.43 Ana huzmesi döndürülmüş 4x1 horn dizi antenin S_{11} ölçüm sonucu

5
SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, yapılan analitik çözümler, tasarımlar ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmış, elektriksel büyük antenlerin dizilerinin uzak alan karakteristiği açıklık prensibi kullanılarak analitik modellenmiş, optimizasyon ve yapay sinir ağlarından yararlanılarak dizideki birim antenlerin sahip olması gereken açıklık alan dağılımı, dolayısıyla geometrisi modellenmiştir. Bu yaklaşım, anten tasarımının benzetim programlarındaki analizleri ve üretilen antenlerin ölçüm sonuçlarıyla doğrulanmıştır. Literatürdeki çalışmalarda benzer uygulamalardan farklı olarak bu çalışmada yan lob seviyesi -25 dB civarına getirilmiştir. Buna ek olarak litaratürdeki uygulamalardan farklı olarak ana huzme 21 derece döndürülmüş ve -16 dB yan kulakçık seviyesi elde edilmiştir. Dizi anten tasarımında dalga kılavuzundaki mod dönüşümünden yararlanmak, anten açıklık alan dağılımlarını analitik çözümde kullanmak ve birim antenlerin birbirinden farklı tasarlayarak, tek birim anten modeliyle sınırlı kalmamak bu sonuçların elde edilmesini sağlamıştır.

KAYNAKÇA

[1] T. Sehm, A. Lehto, A. Raisanen, "A high-gain 58-ghz box-horn array antenna with suppressed grating lobes," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 7, pp. 1125–1130, 1999. DOI: 10.1109/8.785742.

[2] F. Bongard, M. Gimersky, S. Doherty, X. Aubry, M. Krummen, "3d-printed ka-band waveguide array antenna for mobile satcom applications," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 579–583. DOI: 10.23919/EuCAP.2017.7928705.

[3] A. Vosoogh, P.-S. Kildal, V. Vassilev, A. U. Zaman, S. Carlsson, "E-band 3-d metal printed wideband planar horn array antenna," in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2016, pp. 304–305.

[4] J. Wu, Y. J. Cheng, H. B. Wang, Y. C. Zhong, D. Ma, Y. Fan, "A wideband dual circularly polarized full-corporate waveguide array antenna fed by triple-resonant cavities," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 4, pp. 2135–2139, 2017. DOI: 10.1109/TAP.2016.2631953.

[5] Y. Levy, M. Raminfar, E. Levine, H. Matzner, "Investigation of a multi-horn antenna," in *2016 IEEE International Conference on the Science of Electrical Engineering (ICSEE)*, 2016, pp. 1–2. DOI: 10.1109/ICSEE.2016.7806201.

[6] M. Borovik, G. Rinsky, Z. Ibragimov, H. Matzner, "Sidelobe level reduction in uniformly-fed e-plane coupled horn antenna array," in *2015 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, 2015, pp. 242–245. DOI: 10.1109/APSAR.2015.7306198.

[7] R. C. Gupta, S. Saxena, M. B. Mahajan, R. Jyoti, "Design of dual-band multimode profiled smooth-walled horn antenna for satellite communication," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 338–341, 2010. DOI: 10.1109/LAWP.2010.2048692.

[8] Q. Jinghui, Z. Lingling, D. Hailong, L. Wei, "Analysis and simulation of cylindrical conformal omnidirectional antenna," in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, vol. 4, 2005, 4 pp.-. DOI: 10.1109/APMC.2005.1606841.

[9] P. Sanchez-Olivares, R. V. Haro-Baez, P. P. Sanchez-Dancausa, J. L. Masa-Campos, J. A. Ruiz-Cruz, "Conformal array antenna fed by radial-waveguide divider for omnidirectional coverage at ku band," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016, pp. 1–5. DOI: 10.1109/EuCAP.2016.7481681.

[10] X. Shi, Y. Ma, J. Wang, "A cylindrical conformal leaky wave antenna with omnidirectional beam," in *2020 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2020, pp. 1–3. DOI: 10.1109/IMWS-AMP49156.2020.9199677.

[11] W. Stutzman, G. Thiele, *Antenna Theory and Design, 3rd Edition*, ser. Antenna Theory and Design. Wiley, 2012, ISBN: 9781118213476.

[12] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. USA: Wiley-Interscience, 2005, ISBN: 0471714623.

[13] S.-G. Zhou, G.-L. Huang, T.-H. Chio, J.-J. Yang, G. Wei, "Design of a wideband dual-polarization full-corporate waveguide feed antenna array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 4775–4782, 2015. DOI: 10.1109/TAP.2015.2479639.

[14] R. A. Inojosa, H. Deguchi, M. Tsuji, "High-efficiency square-aperture horn antenna with a linear spline profile," in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018, pp. 833–834. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608443.

[15] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. John Wiley & Sons, 1999.

[16] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John wiley & sons, 2011.

[17] R. E. Collin, *Field theory of guided waves*. John Wiley & Sons, 1990, vol. 5.

[18] S. Arora, P. V. Sitaraman, B. Sandhya Reddy, V. S. Kraanthi, C. Sriharsha, V. Senthil Kumar, "Dual polarized global coverage horn antenna for cdma based satellite ttc applications," in *2018 IEEE Indian Conference on Antennas and Propogation (InCAP)*, 2018, pp. 1–4. DOI: 10.1109/INCAP.2018.8770758.

[19] A. Demirci, N. T. Tokan, "Performance of corrugated feed horn for satellite earth station antennas," in *2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelecrtronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, 2018, pp. 61–64. DOI: 10.1109/TCSET.2018.8336156.

[20] J.-P. Adam, M. Romier, "Design approach for multiband horn antennas mixing multimode and hybrid mode operation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 1, pp. 358–364, 2017. DOI: 10.1109/TAP.2016.2623658.

[21] C. Granet, T. Bird, G. James, "Compact multimode horn with low sidelobes for global earth coverage," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 7, pp. 1125–1133, 2000. DOI: 10.1109/8.876332.

[22] B. J. Makwana, S. B. Sharma, K. Parikh, "A multimode feed for worst case single offset reflector antenna with wide cross polar bandwidth," in *2017 IEEE International Conference on Antenna Innovations Modern Technologies for Ground, Aircraft and Satellite Applications (iAIM)*, 2017, pp. 1–5. DOI: 10.1109/IAIM.2017.8402565.

[23] B. J. Makwana, S. B. Sharma, P. Kush, "A multimode feed for compact offset parabolic reflector antenna system," in *2016 IEEE Indian Antenna Week (IAW 2016)*, 2016, pp. 8–10. DOI: 10.1109/IndianAW.2016.7883586.

[24] M. A. Moharram, A. A. Kishk, "On the potential of using multimode reflectarray feeding horn antennas," in *2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2016, pp. 1–3. DOI: 10.1109/ANTEM.2016.7550107.

[25] R. Nair, R. Shafiei, "A multimode pyramidal horn with symmetrical dielectric loading-a high efficiency feed for reflector antennas in satellite communications," in *International Symposium on Antennas and Propagation Society, Merging Technologies for the 90's*, 1990, 1522–1525 vol.4. DOI: 10.1109/APS.1990.115406.

[26] X.-H. Yin, S.-C. Shi, "A simple design method of multimode horns," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 455–459, 2005. DOI: 10.1109/TAP.2004.838748.

[27] S. Sharma, L. Shafai, B. Balaji, A. Damini, G. Haslam, "Multimode feed horn providing multiphase centres with offset reflector antenna," in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3A, 2005, 355–358 vol. 3A. DOI: 10.1109/APS.2005.1552257.

[28] W. Hongjian, "Multimode horn for a monopulse subsystem," in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, 2019, pp. 1645–1646. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889231.

[29] J. Neilson, "An improved multimode horn for gaussian mode generation at millimeter and submillimeter wavelengths," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 8, pp. 1077–1081, 2002. DOI: 10.1109/TAP.2002.801282.

[30] N. Wang, P. Gao, X. Wang, B. Liu, Tenigeer, "Design of a low side lobe potter horn antenna with rectangular waveguide working at w band," in *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, pp. 1413–1414. DOI: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330336.

[31] M. A. Zaman, M. Gaffar, S. M. Choudhury, M. A. Matin, "Optimization and analysis of a ka band pickett potter horn antenna with low cross polarization," in *International Conference on Electrical Computer Engineering (ICECE 2010)*, 2010, pp. 542–545. DOI: 10.1109/ICELCE.2010.5700749.

[32] S. Arora, P. V. Sitaraman, B. S. Reddy, C. Sriharsha, V. S. Kumar, "Dielectric polarizer based potter horn antenna for deep space on-board ttc uplink applications," in *2017 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, 2017, pp. 1–2. DOI: 10.1109/AEMC.2017.8325632.

[33] M. S. Sadiq, M. W. Niaz, S. Zheng, L. Zhao, "Equal beamwidth and low sidelobe mm-wave horn antenna," in *2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2018, pp. 1579–1581. DOI: 10.23919/APMC.2018.8617211.

[34] C. Yao, C. Ai-xin, S. Dong-lin, "The optimization design of the pickett potter horn antenna for ka band," in *2008 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility and 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2008, pp. 626–629. DOI: 10.1109/APEMC.2008.4559953.

[35] S. Matsumoto, I. Ohta, K. Fukada, T. Kawai, K. Iio, T. Kashiwa, "A te10-te20 mode transducer utilizing a right-angled corner and its application to a compact h-plane out-of-phase power divider," in *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, 2009, pp. 1008–1011. DOI: 10.1109/APMC.2009.5384350.

[36] G. Liu, Y. Wang, Y. Pu, Y. Luo, "Design and microwave measurement of a novel compact te $0n$ /te $1n'$ -mode converter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 12, pp. 4108–4116, 2016. DOI: 10.1109/TMTT.2016.2608770.

[37] M. F. Yakan Musthofa, A. Munir, "Design of rectangular to circular waveguide converter for s-band frequency," in *Proceedings of the 2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics*, 2011, pp. 1–5. DOI: 10.1109/ICEEI.2011.6021720.

[38] X. Cui, G. Wang, T. Jiang, H. Shao, J. Sun, X. Wu, X. Bai, X. Zhang, Z. Zhang, "High-efficiency, broadband converter from a rectangular waveguide te10 mode to a circular waveguide tm01 mode for overmoded device measurement," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 14 996–15 003, 2018. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2815530.

[39] P. Zhao, Q. Wang, J. Deng, "A novel broadband rectangular waveguide te01–te20 mode converter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 9, pp. 747–749, 2018. DOI: 10.1109/LMWC.2018.2852148.

[40] W. Xiaoyan, Y. Jie, G. Dongping, Z. Fengzhen, W. Yong, Z. Lianzheng, "Simulation of a ka-band mode converter from the rectangular waveguide te10 mode to the circular waveguide te02 mode," in *2019 International Vacuum Electronics Conference (IVEC)*, 2019, pp. 1–2. DOI: 10.1109/IVEC.2019.8745236.

[41] J. Strycharz, P. Piasecki, "3d printed circular and rectangular waveguide mode converters," in *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, 2018, pp. 24–28. DOI: 10.23919/MIKON.2018.8405188.

[42] L. Zhong, X. Zhang, "Design of a ka-band mode converter with rectangular waveguide te10 mode to a coaxial waveguide tm01 mode," in *2014 IEEE International Conference on Communiction Problem-solving*, 2014, pp. 18–20. DOI: 10.1109/ICCPS.2014.7062205.

[43] J. R. Garner, L. Zhang, C. R. Donaldson, A. W. Cross, A. D. R. Phelps, W. He, "Simulation of rectangular te10 to circular te11 terahertz mode converters," in *2016 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, 2016, pp. 1–2. DOI: 10.1109/IRMMW-THz.2016.7758520.

[44] G. Shu, Z. Qian, W. He, "Design and measurement of an h-band rectangular te10 to te20 mode converter," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 37 242–37 249, 2020. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2974819.

[45] A. Kirilenko, L. Rud, V. Tkachenko, "Nonsymmetrical h-plane corners for te/sub 10/-te/sub q0/-mode conversion in rectangular waveguides," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2471–2477, 2006. DOI: 10.1109/TMTT.2006.875798.

[46] Q. Zhang, C.-W. Yuan, L. Liu, "Theoretical design and analysis for te20– te10 rectangular waveguide mode converters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 4, pp. 1018–1026, 2012. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2182206.

[47] M. A. Abdelaal, S. I. Shams, M. A. Moharram, M. Elsaadany, A. A. Kishk, "Compact full band omt based on dual-mode double-ridge waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 6, pp. 2767–2774, 2018. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2825402.

[48] A. K. Singh, J. Thakur, R. K. Samminga, "Design and analysis of omts for ku-band," in *2021 6th International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, 2021, pp. 1–6. DOI: 10.1109/I2CT51068.2021.9417930.

[49] M. A. Abdelaal, S. I. Shams, A. A. Kishk, "Asymmetric compact omt for x-band sar applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 4, pp. 1856–1863, 2018. DOI: 10.1109/TMTT.2018.2791960.

[50] C. Guo, J. Li, J. Xu, H. Li, "An x-band lightweight 3-d printed slotted circular waveguide dual-mode bandpass filter," in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2017, pp. 2645–2646. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073365.

[51] N. Chahat, L. R. Amaro, J. Harrell, C. Wang, P. Estabrook, S. A. Butman, "X-band choke ring horn telecom antenna for ınterference mitigation on nasa's swot mission," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 6, pp. 2075–2082, 2016. DOI: 10.1109/TAP.2016.2546298.

[52] *Field theory analysis of rectangular and circular waveguide discontinuities for filters, multiplexers and matching networks*, https://dspace.library.uvic.ca/handle/1828/9591, Erişim Tarihi: 2021-04-14.

[53] M. Zhou, S. B. Sørensen, O. S. Kim, E. Jørgensen, P. Meincke, O. Breinbjerg, "Direct optimization of printed reflectarrays for contoured beam satellite antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1995–2004, 2013. DOI: 10.1109/TAP.2012.2232037.

[54] F. Güneş, S. Nesil, S. Demirel, "Design and analysis of minkowski reflectarray antenna using 3-d cst microwave studio-based neural network model with particle swarm optimization," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 23, no. 2, pp. 272–284, 2013.

[55] S. Jain, S. Sinha, A. Patnaik, "Analysis of coaxial fed dual patch multilayer x/ku band antenna using artificial neural networks," in *2009 World Congress on Nature Biologically Inspired Computing (NaBIC)*, 2009, pp. 1111–1114. DOI: 10.1109/NABIC.2009.5393812.

[56] A. El Zooghby, C. Christodoulou, M. Georgiopoulos, "A neural network-based smart antenna for multiple source tracking," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 5, pp. 768–776, 2000. DOI: 10.1109/8.855496.

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Makale

1. Ordek, S, Yamac, Y E, Kizilay, A. Grating lobe suppression using grid cover structures on horn arrays with linear and circular polarizations. Microw Opt Technol Lett. 2019; 61: 2520– 2526. https://doi.org/10.1002/mop.31936