



**APOLLONIUS ÇEMBERİNDEN ÜRETİLMİŞ FRAKTAL ŞEKLİ
DEFEKLİ TOPRAK YAPISI KULLANILAN DİZİ ANTEN**

Süleyman KUZU

DOKTORA TEZİ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ŞUBAT 2017

Süleyman KUZU tarafından hazırlanan APOLLONİUS ÇEMBERİNDEN ÜRETİLMİŞ FRAKTAL ŞEKLİ DEFEKTLİ TOPRAK YAPISI KULLANILAN DİZİ ANTEN” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Nursel AKÇAM

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Başkan : Prof. Dr. Erdem YAZGAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği, TED Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Prof. Dr. Elif Uray AYDIN

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Atılım Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Prof. Dr. Erkan AFACAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. Özgür ERTUĞ

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Tez Savunma Tarihi: 27/02/2017

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Doktora Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Hadi GÖKÇEN

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Süleyman KUZU

27/02/2017

APOLLONIUS ÇEMBERİNDEN ÜRETİLMİŞ FRAKTAL ŞEKLİLİ DEFEKTLİ
TOPRAK YAPISI KULLANILAN DİZİ ANTEN

(Doktora Tezi)

Süleyman KUZU

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Şubat 2017

ÖZET

Bu tez çalışmasında; küçük boyutları ile daha üstün bir performans elde edebilmek için fraktal bir şekil ile Defektli Toprak Yapısı (Defected Ground Structure – DGS) birleştirilerek çoklu bantta çalışabilen özgün bir anten tasarlanmış ve üretilmiştir. Bu durum da yapılan tasarım jeosenkron uydu haberleşmesi için mükemmel uyumlu bir hale gelmiştir. Apollonius çemberinden faydalanılarak kendine has bir fraktal şekil modellenmiş ve farklı frekans bantları ile çalışabilmesi için antenin toprak yüzeyine kazınmıştır. Tasarlanan tek antenler 2X2 dizi anten yapısı oluşturmak üzere yerleştirilmiştir. İmal edilen bu çok küçük anten tasarımı ile yapılan test sonuçları hem bilgisayar benzetiminde başarılı bir dizilim yapıldığını, hem de küçük anten tasarımının verimliliğini ispatlamıştır.

Bilim Kodu : 90516
Anahtar Kelimeler : Apollonius Çemberi, Dizi Anten, Fraktal, DGS
Sayfa Adedi : 69
Danışman : Doç. Dr. Nursel AKÇAM

ARRAY ANTENNA USING DEFECTED GROUND STRUCTURE SHAPED WITH
FRACTAL FORM GENERATED BY APOLLONIUS CIRCLE

(Ph.D. Thesis)

Süleyman KUZU

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

February 2017

ABSTRACT

In this thesis study, a novel multi-band antenna was designed and manufactured by blending a fractal shape and Defected Ground Structure (DGS) to achieve superior performances. The design made in this case is perfectly compatible with geosynchronous satellite communications. Utilizing the Apollonius circle, a unique fractal shape was modeled and the antenna was grounded to work with different frequency bands. The designed single antennas were aligned to form a 2x2 array antenna structure. The test results of the manufactured antenna proved that a successful arrangement was made in computer simulation and the efficiency of small antenna design.

Science Code : 90516
Key Words : Apollonius Circle, Array Antenna, Fractal, DGS
Page Number : 69
Supervisor : Associate Prof. Dr. Nursel AKÇAM

TEŞEKKÜR

Yaptığım çalışmalar boyunca bilgisini, desteğini ve güvenini esirgemeyen, birlikte çalışmaktan onur duyduğum ve tecrübelerinden faydalanırken göstermiş olduğu sabırdan dolayı Sayın Hocam Doç. Dr. Nursel AKÇAM'a, ayrıca tüm desteklerinden dolayı büyüklerime, aileme, eşime, çocuklarıma ve arkadaşlarıma teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. ANTEN SİSTEMLERİ.....	7
2.1. Alan Bölgeleri.....	9
2.1.1. Uzak alan	9
2.1.2. Işıma gerçekleşen yakın (Fresnel) alan.....	10
2.1.3. Yakın (reaktif) alan	10
2.2. Yaygın Anten Tipleri	11
2.2.1. Dipol antenler.....	11
2.2.2. Monopol antenler	12
2.2.3. Halka anten	13
2.2.4. Açıklık anteni.....	14
2.2.5. Mikroşerit anten	14
2.3. Defektli Topraklama Yapısı.....	15
3. FRAKTAL YAPILAR.....	17
3.1. Koch Eğrisi	19
3.2. Sierpinski Gasket	19
3.3. Minkowski	20

	Sayfa
3.4. Apollonius Fraktal	20
4. ANTEN TASARIMI	23
4.1. Anten Parametreleri	23
4.2. Elektromanyetik Saçılma Parametreleri	27
4.3. Dizi Anten.....	29
4.4. Tek Anten Ölçülerinin Hesaplanması.....	30
4.5. Sonlu Entegrasyon Tekniği (Finite Integration Technique - FIT).....	34
4.6. Tek Anten Analizi.....	39
4.7. Dizi Fraktal Anten.....	42
4.8. Sınır Koşulları.....	47
4.9. Antenin Üretimi	50
5. ÖLÇÜMLER	51
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	61
ÖZGEÇMİŞ.....	69

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 4.1. İstenilen frekansın dalga boyuna göre elde edilen ölçüler ile gerçek ölçülerin karşılaştırması.....	32
Çizelge 4.2. Takonik malzeme özellikleri CST programında.....	33
Çizelge 4.3. Bakır malzeme özellikleri CST programında.....	34
Çizelge 5.1. 18 GHz için antenlerin kazancı ve ölçüleri.....	59



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Değiştirilmiş Sierpinski Carpet.....	2
Şekil 1.2. L Şekilli monopol anten.....	3
Şekil 1.3. U ve E şeklinde fraktal anten.....	3
Şekil 1.4. Frekans ayarlanabilir Quasi-Sierpinski anten.....	4
Şekil 1.5. Spidron fraktal slot anten.....	4
Şekil 2.1. Radyo dalgasının kaynaktan dağılımı.....	8
Şekil 2.2. Anten alan bölgeleri.....	11
Şekil 2.3. Dipol anten.....	11
Şekil 2.4. Monopol anten.....	12
Şekil 2.5. Halka anten.....	13
Şekil 2.6. Açıklık anteni örnekleri.....	14
Şekil 2.7. Mikroşerit anten.....	15
Şekil 2.8. Farklı geometrilerde DGS yapıları.....	16
Şekil 3.1. Doğada bulunan fraktal şekiller.....	17
Şekil 3.2. Apollonius Circle.....	18
Şekil 3.3. Koch eğrisi.....	19
Şekil 3.4. Sierpinski Gasket.....	20
Şekil 3.5. Minkowski Sausage.....	20
Şekil 3.6. Apollonius fractal.....	21
Şekil 4.1. Işıma örüntüsü.....	25
Şekil 4.2. Yarı güç demet genişliği.....	27
Şekil 4.3. Saçılma matrisi.....	27
Şekil 4.4. Tek anten ölçüleri (mm).....	33

Şekil	Sayfa
Şekil 4.5. Alan bileşenlerinin üç boyutlu Yee Hücresindeki konumları.....	36
Şekil 4.6. Ex bileşeni için integral hücresinin yüzeyi.....	37
Şekil 4.7. CST programı üzerinde tek anten yapısı	40
Şekil 4.8. Tek Apollonius fractal anten için 10-15 GHz arasında S11	40
Şekil 4.9. Tek Apollonius fractal anten için 15-27 GHz arasında S11	41
Şekil 4.10. Tek Apollonius fractal anten için 20-30 GHz arasında S11	41
Şekil 4.11. 11,4 GHz, 18 GHz ve 26,5 GHz frekansı için anten kazanç örüntüleri	42
Şekil 4.12. 2x2 Dizi antenin ölçüleri (mm) (a) yan görünüm ve (b) ön görünüm	43
Şekil 4.13. Besleme ağı.....	43
Şekil 4.14. Empedans dönüşümü	44
Şekil 4.15. Besleme ağı üzerindeki hatların karakteristik empedansı	45
Şekil 4.16. CST üzerinde antenin genel görünümü (a) toprak yüzey tarafından (b) reflektör tarafından.....	46
Şekil 4.17. CST üzerinde antenin besleme yüzeyi.....	47
Şekil 4.18. CST programı sınır koşulları (a) open (add space) (b) electric (c) periodic.	49
Şekil 4.19. Üretilen antenin (a) topraklama yüzeyi (b) yan yüz (c) besleme yüzeyi görünümleri.....	50
Şekil 4.20. Farklı konektör tipleri ile bağlantılar	50
Şekil 5.1. Satimo Starlab E-18 GHz sistem yapısı [33]	52
Şekil 5.2. Antenin azimut ve elevation ölçümü	53
Şekil 5.3. Antenin Satime Satlab 18 GHz içinde yerleşimi (a) oda görünümü (b) anten yerleşimi.....	54
Şekil 5.4. Agilent 8720ES.....	55
Şekil 5.5. 2x2 Dizi Apollonius fraktal antenin 10-15 GHz arasındaki S11	56

Şekil	Sayfa
Şekil 5.6. 2x2 Dizi Apollonius fraktal antenin 15-20 GHz arasındaki S11	57
Şekil 5.7. 2X2 Apollonius fraktal anten için kazanç örüntüsü (dBi).....	58



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

Açıklamalar

db	Desibel
dbi	Desibel isotropic
GHz	Giga Hertz
hz	Hertz
MHz	Mega Hertz
m²	Metrekare

Kısaltmalar

Açıklamalar

CST	Bilgisayar Simulasyon Teknolojisi
DGS	Defekli Toprak Yapısı
EIRP	Eşdeğer İzotropik Işıyan Güç
EIS	Elektromanyetik Entegre Çözümler
ENIG	Elektroliz Nikel Daldırma Altın
MMIC	Yekpare Mikrodalga Entegre Devret
OTA	Yayında- On The Air
RFID	Radio Frekans Tanımlama
SMA	Alt Boyutlandırma Versiyon A
TIS	Toplam İzotropik Duyarlılık
TRP	Toplam Işıma Gücü
UHF	Ultra Yüksek Frekans
UWB	Ultra Geniş Bant

1. GİRİŞ

Uydu haberleşme sistemlerinde anten sistemlerinin genellikle küçük ve çoklu bantta çalışması tercih edilir. Bu sayede kolay taşınabilir ve farklı uygulamalar için tek bir anten sistemi kullanılmış olunur. Bu nedenle günümüzde uydu anten sistemlerinde birçok farklı anten yapısı üzerine çalışmalar yapılmaktadır. Jeosenkron uydularda ise bu ihtiyaç daha belirgin bir hal almaktadır. Jeosenkron uydular dünya yüzeyine 36000 km uzaklıkta yer alan ve en uzak mesafede bulunan uydulardır.

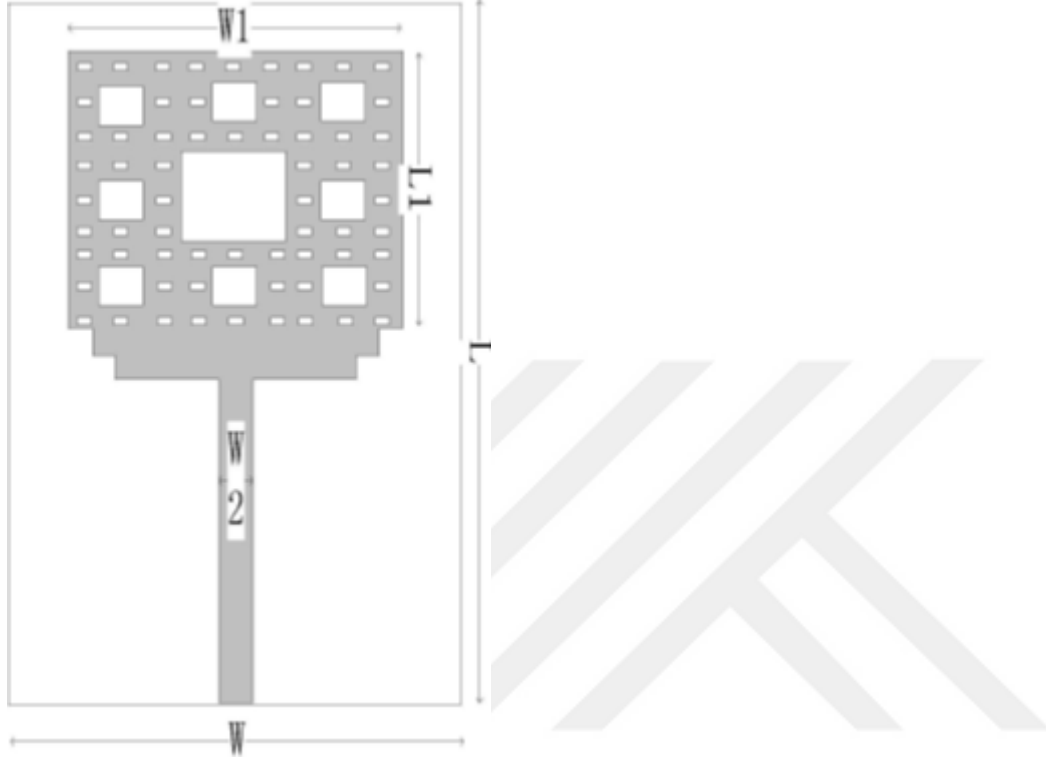
Anten sistemlerinin performansının geliştirilmesinde birçok anten yapısı üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Bu tez çalışmasında fraktal şekiller ve Defektli Toprak Yapı (Defected Ground Structure – DGS) kullanılarak bir dizi anten oluşturulması üzerine çalışılmıştır. Fraktal yapılar ilk olarak Benoit Mandelbrot tarafından gündeme getirilmiştir. Fraktal yapılar anten tasarımlarında ilk defa 1986 yılında Kim ve Jaggard tarafından kullanılmıştır [1].

Fraktal yapılar antenlerin performansının gelişmesi ve çoklu bant desteğini sağlaması açısından anten araştırmalarına büyük katkı sağlamıştır. Fraktal şekillerin özelliği olan iç içe yapıları sayesinde farklı dalga boylarındaki elektromanyetik dalgaların yakalanması sağlanır. İç içe yapılar ile oluşan tek antenlerin birleştirilmesi ile oluşturulan dizi antenler farklı alanlarda çalışabilecek tasarımlar açısından ilgi çekici olmaktadır.

Bu çalışmalar sonucunda birçok fraktal anten tipi ortaya çıkmıştır. Bunların en bilinenleri olarak Koch, Sierpinski, Minkowski sayılabilir. Koch anten tipi Cohen tarafından dipol antenlerin verimliliğini artırmak için araştırılmıştır [2-4]. Luintel tarafından belirtildiği üzere fraktal yapılardaki araştırma konuları saçılmalar üzerinden frekans seçimi üzerine yoğunlaşmış, antenin şekilleri frekans ve antenin ışımasına göre şekillenmeye başlamıştır [5].

Kaynaklarda DGS devrelerin kesim (cut off) frekans karakteristiklerinin geliştirilmesi üzerine çalışılmıştır [6-10]. Sonrasında, Sung, Kim ve Kim tarafından ifade edildiğine göre DGS mikroşerit yama antenlerde çapraz kutuplanma etkisinin azaltılması amacıyla kullanılmıştır [11]. Harmoniklerin bastırılması DGS yapıların bir diğer uygulama bazlı çalışma alanıdır [12-14]. Trinh, Kim, Kwon ve Hwang tarafından gösterildiğine göre, DGS yapılarının dikdörtgen, spiral, daire vb. şekillere göre tasarım çalışmaları da mevcuttur [14].

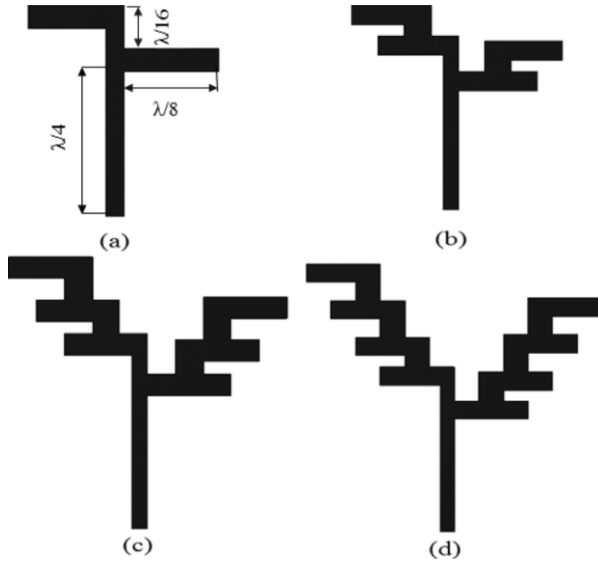
Literatür çalışmalarından bir tanesi bilinen fraktal şekillerden olan Sierpinski Carpet şeklinin değiştirilerek oluşturulduğu Ultra Geniş Bant (Ultra Wide Band – UWB) uygulaması için geliştirilmiş bir antendir (Şekil 1.1).



Şekil 1.1. Değiştirilmiş Sierpinski Carpet

Merkeze yerleştirilen kare boşluk bir sonraki iterasyonda etrafına yerleşen sekiz adet kare olacak şekilde devam ettirilir. 2,2 GHz ile 10,3 GHz arasında çalışmakta olan antenin bant genişliği %129,6'dır [15].

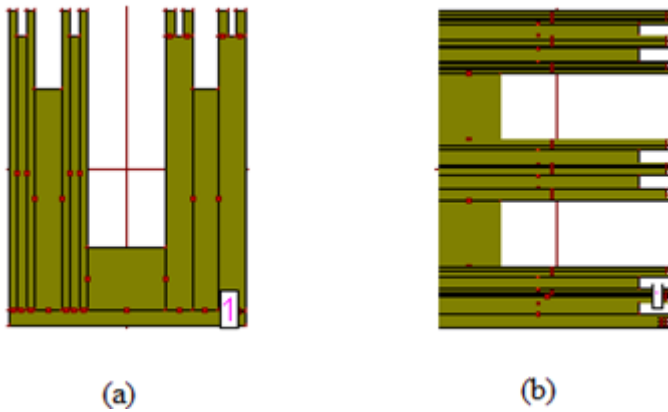
Raviteja, Varadhan, ve Kan göstermiştir ki; Ultra Yüksek Frekans (Ultra High Frequency - UHF) Radyo Frekans Tanımlama (Radio Frequency Identification – RFID) anteni olarak kullanılan özgün fraktal tasarımda bir anten üzerine çalışılmıştır [16]. Tasarlanan anten için geliştirilen fraktal yapıya ait iterasyon yöntemi L şeklinin bölünmesi üzerine oluşturulmuştur. Şekil 1.2 üzerinde görüldüğü üzere dalga boyuna oranlanmış şekilde L şekli bölünür. Bir sonraki adımda L şekilleri daha önceki dalga boyu oranlarının yarısı kadar olacak şekilde bölünür.



Şekil 1.2. L Şekilli monopol anten

Tasarlanan anten 900 MHz frekansında, dairesel polarizasyonda ve %28,5 bant genişliği ile çalışmaktadır.

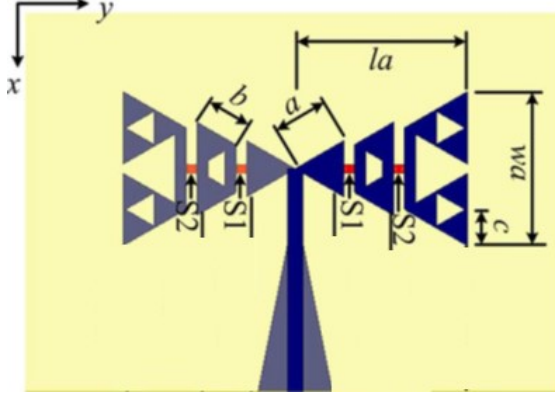
Çoklu bant ile çalışabilen antenler incelediğinde ise fraktal yapıların en uygun yöntemlerden birisi olduğu görülür. Şekil 1.3’de gösterilen U ve E şeklinde geliştirilen fraktal bir yapı üzerine oluşturulan anten sistemi, farklı boyutlardaki şekiller sayesinde birden fazla frekans ile çalışabilir.



Şekil 1.3. U ve E şeklinde fraktal anten

Trivedi, Singh ve Gurja çalışmalarında benzetim ile elde edilen performans sonuçları incelendiğinde ise iterasyon sayısı artırıldıkça çalışan frekansların değiştiği ve desteklenen frekans sayısının arttığı görülür [17].

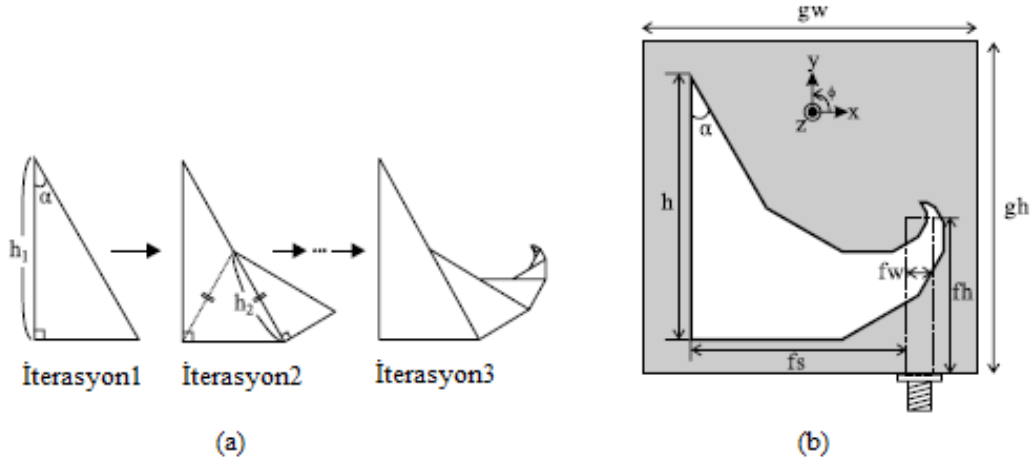
Sierpinski fraktal yapının kullanıldığı diğer bir çalışma ise frekans seçiminin kontrol edilebildiği gerçek uygulama amaçlı bir dipol anten sistemi üzerinedir (Şekil 1.4).



Şekil 1.4. Frekans ayarlanabilir Quasi-Sierpinski anten

Li ve diğerleri çalışmalarında iki anahtar yapısı ile X bant, Ku bant, Ka bant frekansları arasında seçim yapılabilecek bir besleme yüzeyi arkasında kare şeklindeki slotların bulunduğu reflektör bileşenlerinden oluşan özgün bir tasarım sunulmuştur [18]. X bant üzerinde % 10,9, Ku bant üzerinde % 16,4, Ka bant üzerinde % 13 bant genişliği ile çalışabilir.

Bu tez çalışmasında en çok faydalanılan anten çalışmalarından bir tanesi Trinh, Kim ve diğerleri tarafından geliştirilen ve Şekil 1.5’de görülen spidron fraktal anten yapısıdır [14]. Fraktal şekil her adımda bir dik üçgenin hipotenüsü üzerinde eşkenar üçgenden yola çıkarak yeni bir dik üçgenin oluşturulması ile üretilir.



Şekil 1.5. Spidron fraktal slot anten

Trinh, Kim ve diğerleri tarafından tasarlanıp üretilen anten 10-15 GHz arasında çalışabilmekte ve 15,63 dB kazanç elde edilebilmektedir. Anten, dizi anten yapısını oluştururken yapılan yerleştirme ile dairesel polarizasyon ile çalışmaktadır [14].

Bu tez çalışmasında ilk önce bazı fraktal uygulamalar detaylı olarak incelenmiştir. Bu uygulamalardan bazıları da, bilinen fraktal şekillerin değiştirilerek kullanıldığı, özgün fraktal şekillerin matematiksel olarak geliştirildiği, DGS yapının kullanıldığı antenlerdir. Tez çalışmasının uygulamalı bir çalışma olması sebebiyle simülasyonun yanı sıra üretim imkânları da düşünülmüş ve uygulamalı çalışmalar üzerine yoğunlaşmıştır.

Çalışmada DGS yapısının şekli ve boyutu kullanılarak istenilen frekansta çalışacak bir yapının oluşturulması planlanmıştır. Ayrıca DGS üzerinde kullanılacak şeklin de kendine has bir şekil olması amacıyla matematiksel bir şekilde Apollonius üçgeninden faydalanarak yeni fraktal bir şeklin oluşturulması planlanmıştır.

Bilgisayar Simülasyon Teknolojisi (Computer Simulation Technology – CST) yazılımı tasarım için kullanılmıştır. Öncelikle tek anten tasarlanarak istenilen frekanslar için antenin çalışması, bant genişliğinin olabildiğince geniş olması ve kazancının yüksek olması amaçlanmıştır. Bu amaç için temel husus CST programı üzerinden alınacak performans analiz sonuçlarıdır. Ayrıca tasarım aşamasında kullanılacak olan malzemelerin belirlenmesi gerekir.

İkinci aşamada tek anten sistemleri kullanılarak 2X2 dizi anten yapıları oluşturulmuştur. Bu kısımda çözülmesi gereken problemler antenlerin yerleşim şekli, antenler arasındaki mesafe ve bu antenlerin beslenmesi için kullanılacak besleme ağ yapısı olarak sayılabilir. Buradaki amaç en yüksek kazancı elde etmektir.

Çalışmanın en zorlu kısmı üretim aşaması olmuştur. Tasarım sırasında yapılan hesaplamaların gerçek hayatta karşılık bulamayacağı aşikârdır. Bu sebeple tasarım sırasında gerçek hayatta temin edilebilecek hususların göz önünde bulundurulması gerekir. Kullanılacak malzemelerin bulunabilecek malzemeler olması, Baskı Devre Kartı (Printed Circuit Board – PCB) üzerindeki tasarım hassasiyetinin üretim koşullarına göre düşünülmesi, kullanılacak konektör çeşidi vb. hususlar sayılabilir.

Son olarak üretilen antenin performansı ölçülmüştür. Bu kapsamda ilk olarak hedeflenen yüksek kazanç ölçümü için uygun ortamların bulunmasıdır. Kazanç ölçümü için radyasyon ölçüm odasına ihtiyaç duyulmakta olup, bu oda da çalışılan frekansı desteklemelidir. Ayrıca tasarlanıp üretilen antenin çalıştığı bant genişliğinin ölçülebilmesi için de cihazlara ihtiyaç duyulmaktadır. Network Analizör cihazı ile geri dönüş kaybı ya da S_{11} parametresinin ölçülmesi gerekir. Bu cihaz da çalışılan frekansları desteklemelidir.

Antenin tasarımı ve üretiminin tamamlanması ve ölçümlerinin yapılmasından sonra antenin gerçekten yeterli performansa sahip olup olmadığının ispatlanması gerekir. Bu aşamada öncelikle hâlihazırda kullanılan anten sistemleri göz önüne alınarak gerçek hayatta kullanılabilirliği değerlendirilmiştir. Sonrasında ise bilimsel olarak daha önce yapılmış olan çalışmalar incelenmiş, literatürde elde edilen performans değerleri ile karşılaştırılmıştır.

2. ANTEN SİSTEMLERİ

Anten sistemleri ile ilgili birçok çalışmalar yapılmıştır. Bunlardan ilki ve en çok bilineni Alman fizikçi Heinrich Rudolf Hertz tarafından yapılmış olan deneysel çalışmadır. Yapılan deneyde değişken voltaj kaynağına bağlı iki kablonun ucunda arasındaki boşlukları ayarlanmış şekilde birbirine değmeyen iletken toplar bulunmaktaydı. Bunlara yakın mesafede iki ucunda iletken top olan bir kablo dairesel olarak kıvrılarak iki ucundaki topların arasındaki mesafe ayarlanmış şekilde belli bir uzaklıkta tutulmaktaydı. Deneyde gerilim değeri belli değerlere ulaştığında kendisine bağlı toplarda kıvılcım oluşmakta, yakınındaki halka ucundaki toplarda da aynı zamanda kıvılcımlar görülmekteydi. Bu deney iki nokta arasında bilginin kablosuz olarak iletildiğini ispatlamıştır. Aynı zamanda bu deney elektromanyetik radyasyonun gösterilmesini de sağlamıştır.

Sonrasında kablosuz haberleşme, İtalyan bilim adamı Guglielma Marconi tarafından radyo telgraf sistemlerinin geliştirilmesi ile pratik ve ticari olarak kullanılmaya başlanılmıştır. Marconi tarafından yapılan ve en çok bilinen deney İngiltere Poldhu ile Kanada Newfoundland St Johns arasında transatlantik iletim ile gerçekleştirilmiştir.

Sonrasında ikinci dünya savaşı ile birlikte radar sistemlerinin geliştirilmesi üzerine çalışmalar olmuştur. Bu çalışmalarla beraber anten tipleri de tel anten tipinden açıklık, huni anten gibi farklı yapılara da geliştirilmiştir. Anten sistemleri sonrasında yayın, haberleşme ve radar uygulamaları için çeşitli uygulama ve tiplerde ortaya çıkmaktadır. Anten araştırmaları sonrasında pasif yapıların yanında aktif yapıları ile devam etmiştir. Aktif anten yapıları entegre devreler ile tasarlanan yapılardır.

Antenler üzerinden radyo dalgaları ile haberleşme imkânı sağlayan yapılardır. Radyo dalgalarını incelemek için ise öncelikli olarak Maxwell denklemlerinin bilinmesi gerekir. Maxwell denklemlerinin frekans tanım alanı ifadeleri verilmiştir.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega\epsilon\mathbf{E} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \rho/\epsilon \quad (2.3)$$

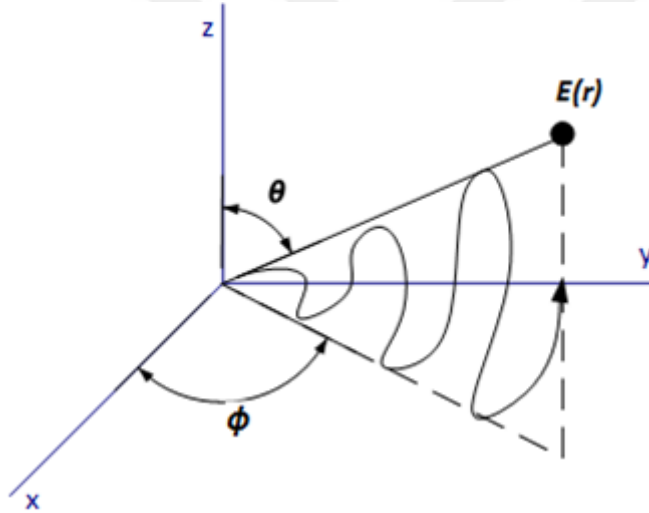
$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (2.4)$$

Eşitliklerde kullanılan ∇ del işlemcisini ($\nabla = \frac{\partial}{\partial n}$), $\mathbf{E}$ elektrik alan şiddeti vektörünü, $\mathbf{H}$ manyetik alan şiddeti vektörünü, $\mathbf{J}$ akım yoğunluğunu, ρ yük yoğunluğunu, ϵ elektriksel geçirgenliği, μ manyetik geçirgenliği, ω açısal frekansı ifade eder.

Eş. 2.1 üzerinde curl operatörü uygulandığında Eş. 2.5 ve sonrasında Eş. 2.6 elde edilir.

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \cdot \mathbf{E} = -j\omega\mu\nabla \times \mathbf{H} \quad (2.5)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{E} = j\omega\mu \mathbf{J} + \nabla(\rho/\epsilon) \quad (2.6)$$



Şekil 2.1. Radyo dalgasının kaynaktan dağılımı

Şekil 2.1 üzerinde radyo dalgasının dağılımı ve bir noktadaki elektrik alan koordinat sistemi üzerinde görülebilir. Eş. 2.6 integral formda yazıldığında Eş. 2.7 elde edilir.

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -j\omega\mu \int_V \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{e^{-j\beta|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dv' + \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \left(\nabla \cdot \int_V \mathbf{J}(\mathbf{r}') \frac{e^{-j\beta|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dv' \right) \quad (2.7)$$

Eş. 2.7 üzerinde $\mathbf{r}$ gözlem noktasının orijine olan uzaklığını, $\mathbf{r}'$ kaynak noktasının orijine olan uzaklığını, $\mathbf{J}$ kaynağı, β faz sabitini (phase constant) ifade eder.

Eş. 2.7 antenler için kaynaktan yayılan dalganın herhangi bir noktada oluşturduğu elektrik alan veya radyo dalgasının matematiksel olarak ifade edilmiş halidir. Bu eşitlikten yola

çıkarak, bazı varsayımlar üzerine yakın alan yayılım ve uzak alan yayılım denklemleri elde edilerek hesaplar basitleştirilir.

$$J = \hat{z}I\Delta l \quad (2.8)$$

Eş. 2.8'de kaynak olarak belirtilen ifade Eş. 2.7 üzerinde yerine konulduğunda Eş. 2.9, Eş. 2.10, Eş. 2.11 elde edilir.

$$E_r = 2 \frac{I\Delta l}{4\pi} \eta \beta^2 \cos\theta \left(\frac{1}{\beta^2 r^2} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \quad (2.9)$$

$$E_\theta = \frac{I\Delta l}{4\pi} \eta \beta^2 \sin\theta \left(\frac{j}{\beta r} + \frac{1}{\beta^2 r^2} - \frac{j}{\beta^3 r^3} \right) e^{-j\beta r} \quad (2.10)$$

$$E_\phi = 0 \quad (2.11)$$

Burada η karakteristik empedansı, θ enlem açısını, Δl birim uzunluğu ifade eder. Yukarıdaki eşitlikler ve Eş. 2.2 kullanılarak ise manyetik alanın bileşenleri elde edilebilir.

$$H_r = 0 \quad (2.12)$$

$$H_\theta = 0 \quad (2.13)$$

$$H_\phi = \frac{I\Delta l}{4\pi} \beta^2 \sin\theta \left(\frac{j}{\beta r} + \frac{1}{\beta^2 r^2} \right) e^{-j\beta r} \quad (2.14)$$

[19].

2.1. Alan Bölgeleri

2.1.1. Uzak alan

Elektrik ve manyetik alan değerlerinin antenden olan mesafeden artık etkilenmediği uzaklığın yarıçapını belirlediği alandır. Bahsi geçen yarıçap değeri Eş. 2.15 ile belirlenir.

$$r > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.15)$$

Burada D antenin boyutunu, λ sinyalin dalga boyunu, r antenden olan uzaklığı ifade eder.

Ayrıca uzak alan için uzaklığın ifade edildiği küresel koordinat sistemindeki yarıçap çok büyük olduğu için $\beta r \gg 1$ olmaktadır. Bu durumda da Eş. 2.14 sadeleştirildiğinde 2.16 elde edilir.

$$E_\theta = \frac{jI\Delta l}{4\pi r} \eta \beta \sin\theta e^{-j\beta r}, E_r \approx 0, E_\phi = 0 \quad (2.16)$$

Benzer işlemler manyetik alan için de yapılırsa Eş. 2.17 elde edilir.

$$H_\phi = \frac{jI\Delta l}{4\pi r} \beta \sin\theta e^{-j\beta r}, H_r = 0, H_\theta = 0 \quad (2.17)$$

Elde edilen eşitliklerden görüleceği üzere uzak alanda alanların sadece tek bileşenleri kalır. Bir anten sisteminin haberleşme amacıyla kullanılabilmesi için alıcı tarafın uzak alan dışında bulunması gerekir.

2.1.2. Işıma gerçekleşen yakın (Fresnel) alan

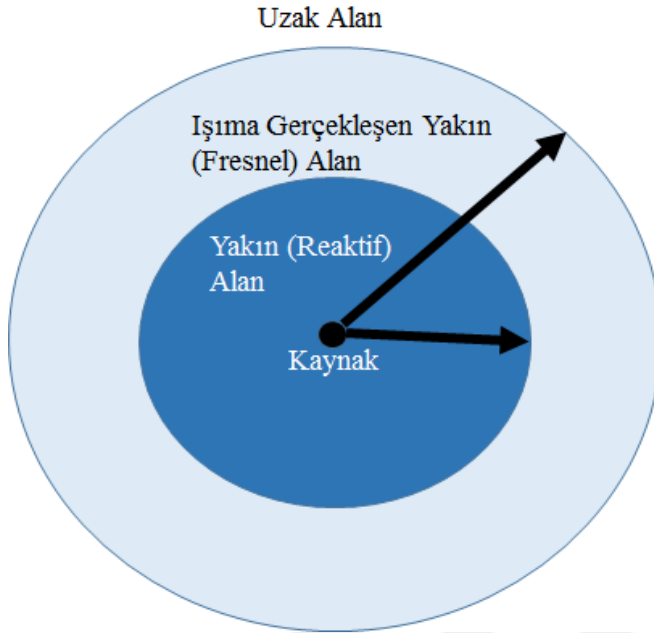
Bu bölge ışımanın başladığı bölgedir. Uzak alandan farklı olarak açışal alan dağılımı uzaklığa bağlıdır. Bu bölgenin sınırları da Eş. 2.18 ile belirlenir.

$$0,62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < r < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.18)$$

2.1.3. Yakın (reaktif) alan

Antenin etrafında bulunan reaktif bölge olup, ışıma sınırına kadar olan bölgeye yakın alan denilir. Uzaklığın çok fazla olmaması sebebiyle elektrik ve manyetik alan denklemleri uzun haliyle kullanılmak zorundadır. Reaktif yakın alan Eş. 2.19 ile belirlenir. Alanların sınırları Şekil 2.2 üzerinden görülebilir.

$$r < 0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.19)$$

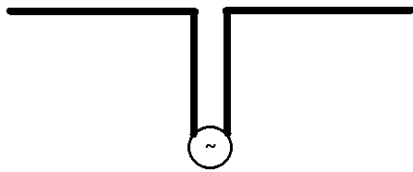


Şekil 2.2. Anten alan bölgeleri

2.2. Yaygın Anten Tipleri

2.2.1. Dipol antenler

Basit ve en yaygın anten tipi olmasının yanında en yaygın olarak kullanılan tel tipi antenlerdir. Örnek bir anten tipi Şekil 2.3'te verilmiştir.



Şekil 2.3. Dipol anten

Dipol antenlerde akım tel boyunca değişir. Bu değişim de dalga boyu ile ilintili olarak ortaya çıkar. Her durumda telin uçlarında akım sıfır kabul edilmesine karşın, gerçek hayatta hattın sonunda akım sıfır olmaz.

Bir antenin analizi üzerine çalışıldığında ilk incelenen husus akım dağılımıdır. Bu kapsamda dipol antenler için sadeleştirilmiş halde kullanılan akım dağılımı Eş. 2.20 ile verilir.

$$I(z) = \begin{cases} I_0 \sin(\beta(l-z)), & 0 \leq z \leq l \\ I_0 \sin(\beta(l+z)), & -l \leq z \leq 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

Anten üzerindeki akım dağılımı kullanılarak uzak alandaki elektrik alan bileşeni

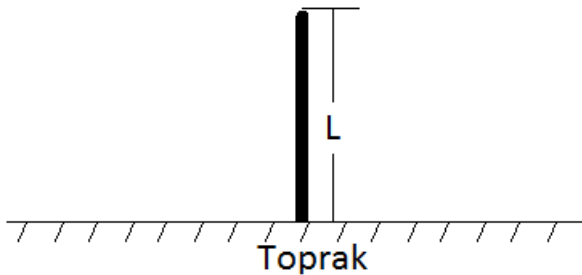
$$E_\theta = j\eta \frac{I_0 e^{j\beta r}}{2\pi r} \left(\frac{\cos(\beta l \cos\theta) - \cos(\beta l)}{\sin\theta} \right) \quad (2.21)$$

olarak elde edilir.

Dipol antenler içerisinde en yaygın olanı $\lambda/2$ uzunluğunda olan dipol antenlerdir. $\lambda/2$ dipol anten omnidireksiyonel olması, üretim açısından kısa ve tam dalga boyu dipol antenlere göre kolay olması ve giriş empedansının 73Ω ile sabit olması nedeniyle çok tercih edilen bir antendir.

2.2.2. Monopol antenler

Monopol antenler tek bir tel olarak toprak bir yüzey üzerine yerleştirilmiş anten tipleridir. Şekil 2.4 üzerinde görülen monopol anten L uzunluğunda olup, sonsuz uzunluktaki bir toprak yüzey üzerinde bulunduğu kabul edilir.



Şekil 2.4. Monopol anten

Monopol anten problemlerinde çözüm yapılırken toprak yüzeyi ayna gibi akımların benzeri varmış gibi davranır. Bu durumda toprak yüzeyi boşluk olarak kabul edilerek iki monopol antenmiş gibi problem çözülür.

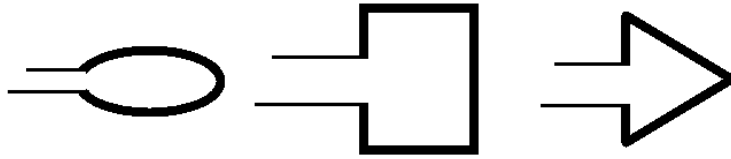
Toprak yüzeyin üzerindeki akım dağılımı dipol antenlerdeki akım dağılımıyla benzerdir. Yüzeyin altındaki kısım ise aynı güç değeriyle yukarıya yansır. Bu durumda da yönlülük iki katı olur.

Monopol antenlerde $\lambda/4$ boyundaki anten tipi en yaygın anten tiplerindendir. Boyutlarının küçük olması, muadili dipol antene göre daha güçlü yönlülük değerinin oluşu ve giriş empedansının genel iletim hatlarındaki 50Ω ile uyumlu olması gibi hususlar bu antenin tercih edilmesine sebep olmaktadır.

Toprak yüzey sonsuz büyüklükte kabul edilir. Bu durumda, toprak yüzey yeteri kadar büyük olmazsa, teoremin gereği gibi davranmayıp antenin verici kısmı olarak çalışır. Bu sebeple, toprak yüzeyin en azından bir dalga boyu çapında olması gerekir.

2.2.3. Halka anten

Halka antenler dairesel, dikdörtgen, üçgen, eliptik ve diğer şekiller verilen tel anten çeşididir. Halka antenler Şekil 2.5 üzerinde gösterildiği üzere iletim hatları üzerinden beslenerek kısa devre şeklinde çalışırlar. Halka şeklinde kıvrılması sebebiyle az yer kaplaması açısından el tipi cihazlarda kullanımı yaygındır.



Şekil 2.5. Halka anten

Çifteşlik teoremi halka antenlerin karakteristiklerini çıkarmak için kullanılan basit bir yöntemdir. Bu yöntemle göre halka antenin merkezinde bir manyetik akım kaynağının olduğu kabul edilir. Ayrıca halka antenin yakınında da bir elektrik akım kaynağının olduğu kabul edilir. Bu durumda elektrik akım kaynağı için Eş. 2.22 Maxwell eşitlikleri yazılabilir.

$$\nabla \times \mathbf{E}_1 = -j\omega\mu_1\mathbf{H}_1$$

$$\nabla \times \mathbf{H}_1 = \mathbf{J}_e + j\omega\epsilon_1\mathbf{E}_1 \quad (2.22)$$

Manyetik akım kaynağı için de Eş. 2.23 ifadesi kullanılarak, çifteşlik yöntemiyle problem çözülebilir.

$$\nabla \times \mathbf{H}_2 = j\omega\epsilon_2\mathbf{E}_2$$

$$\nabla \times \mathbf{E}_2 = -\mathbf{J}_m - j\omega\mu_2\mathbf{H}_2 \quad (2.23)$$

2.2.4. Açıklık anteni

Açıklık antenleri ileteceği frekansa ve uygulamaya göre şekillendirilmiş, plaka yapılarından oluşan anten tipleridir. En bilinen açıklık anten tipleri olarak parabolik anten, horn anten sayılabilir.

Açıklık antenler genellikle yüksek frekanslı ve yüksek kazançlı uygulamalarda tercih edilirler. Uygulama alanları olarak ise uzay ve hava haberleşmesinde kullanılırlar. Uydu sistemleri, troposferik haberleşme sistemleri, radyo link antenleri günlük hayatta görebilecek antenlerdir (Şekil 2.6).

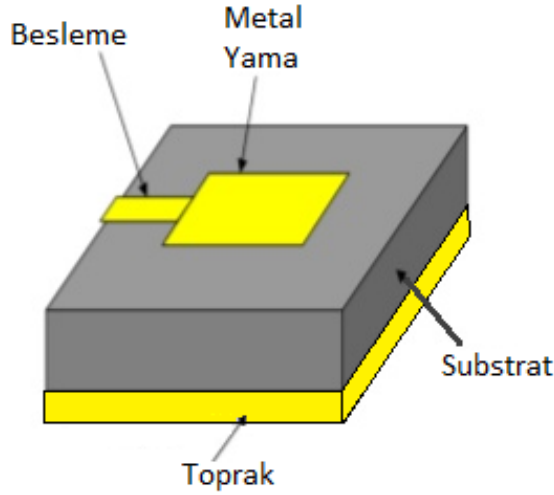


Şekil 2.6. Açıklık anteni örnekleri

2.2.5. Mikroşerit anten

Mikroşerit antenler bir substratın bir yüzünde topraklama yüzeyinin diğer yüzünde yama bir metal yüzeyin bulunduğu anten tipleridir. Yama metal parçadan dolayı yama anten olarak da adlandırılırlar. Mikroşerit antenlerde farklı tasarımlı besleme yüzeyleri, farklı malzemeden substrat kullanılarak çeşitli uygulamalar için kullanılırlar. Genellikle kablosuz iletişimde kullanılan bu antenler, yüksek güçlü sistemler için kullanılmazlar. Ayrıca düşük profili sayesinde birçok sisteme kolayca montajının mümkün olmasının yanında farklı şekillerde örüntü yapısının oluşturulabildiği uygulamaya has anten tasarımlarında çok tercih edilen bir anten tipidir. Baskı devre üretimine çok uygun olup, Tek Parça Mikrodalga

Tümleşik Devre (Monolithic Microwave Integrated Circuit - MMIC) üretimlerinde sistem parçası olarak üretimi kolaydır. Küçük olmaları sebebiyle cep telefonu, arabalar ve el terminali tipi cihazlarda günlük hayatta sıkça kullanılırlar. Mikroşerit antenlerin yapısı Şekil 2.7’de görülmektedir.



Şekil 2.7. Mikroşerit anten

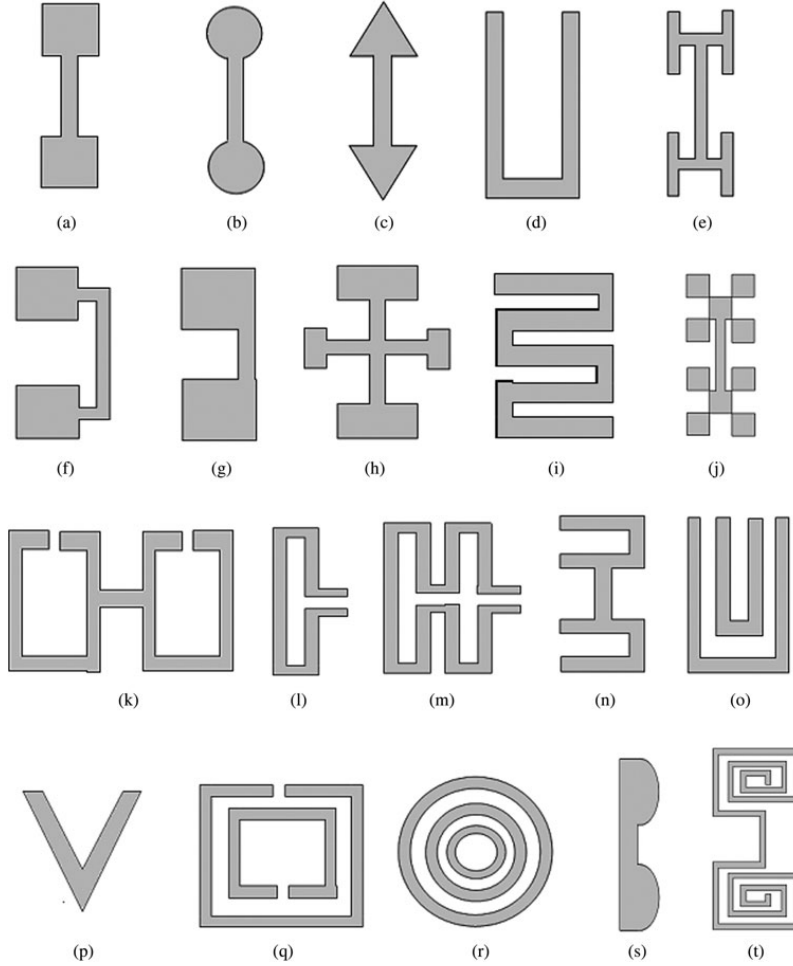
Bu çalışmada esas alınan anten tipi de mikroşerit anten tipi olup, topraklama ve besleme yüzeylerinde farklı teknikler kullanılmıştır. Genel olarak düşük güç gerektiren uygulamalarda kullanılan mikroşerit anten yüksek güç gerektiren uydu haberleşmesi için tasarlanmıştır [19].

2.3. Defektli Topraklama Yapısı

DGS çalışmalar dambıl şeklinde yüksek frekanslarda filtreleme amaçlı kullanılırlar. Bir sistemin akım yoğunluğu incelenmek istendiğinde, araştırmacılar iletken hat üzerinde yoğunlaşırlar. Bunun yanında topraklama yüzeyi üzerindeki eksikliklerin de akım yoğunluğunu etkilediği görülür. Bir diğer DGS uygulaması ise fotonik bant boşluğu yapılarının elektromanyetik sistemlere uygulandığı durumda elektromanyetik bant boşluğu yapıları ortaya çıkmasıdır. Bu yapılar ise topraklama yüzeyi üzerine periyodik olarak yerleştirilen boşluklar ile elde edilir.

Kılıç’ın çalışmasında sunulduğuna göre DGS yapılarının diğer kullanım alanları da amplifikatörlerin giriş ve çıkışlarıdır. Bu sayede giriş veya çıkıştaki sinyallerin harmoniklerinin kesilmesi sağlanmış olur [20]. DGS yapılarının geometrik şekilleri

önemlidir. Her bir şekil farklı amaçlı filtrelemeler için kullanılır. Şekil 2.8’de yaygın olarak kullanılan DGS yapılarına örnekler verilmiştir.



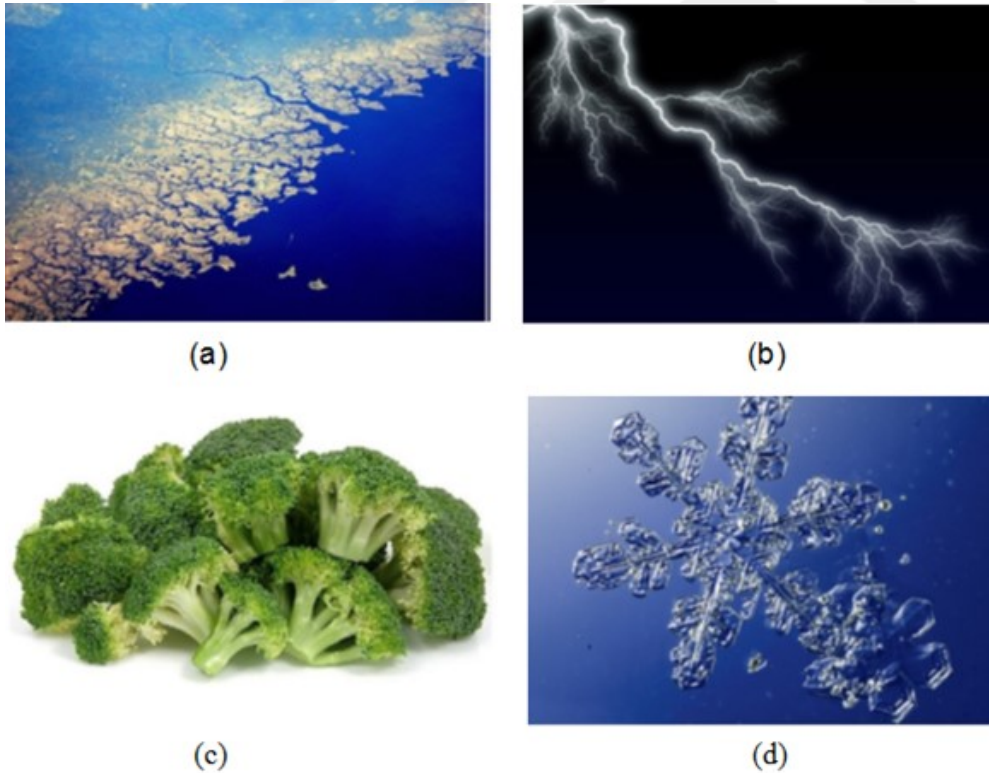
Şekil 2.8. Farklı geometrilerde DGS yapıları

Arjun ve Machavaram çalışmalarında anlatıldığına göre DGS yapılarında Yavaş Dalga Etkileri oluşur. DGS yapılarının bulunduğu yüzeylerde akımların dönüş yolları etkilenir. Akım yolu DGS yapısının sınırlarıyla belirlenir. Bu durumda da yol uzunluğu artar ve dalga yayılımında gecikmeler görülür. Faz hızının düştüğünün görüldüğü bu duruma Yavaş Dalga Etkisi ismi verilir [21].

3. FRAKTAL YAPILAR

Fraktal anten çalışmaları yeni olmasına karşın fraktal terimi ilk olarak Polonya asıllı matematikçi Benoît B. Mandelbrot tarafından 1975 yılında ortaya çıkmıştır. Mandelbrot fraktal ile ilgili birçok konu üzerine çalışmasına karşın özellikle fraktal elektrodinamik konuları üzerine yoğunlaşmıştır. Sonrasında fraktal geometri elektromanyetik teori ile birleşmiş ve farklı radyasyon örüntüsü, saçılma ve yayılma problemleri üzerine çalışma konuları ortaya çıkmıştır. Özellikle çoklu bant anten sistemlerinde kullanılmaya başlanmıştır. Natahan Cohen 1988 yılında ilk defa fraktal bir anten oluşturmuştur.

Fraktal şekiller doğal şekiller ve matematiksel olarak karşımıza çıkarlar. Günlük hayatta çok fark etmesek de etrafımızda sıkça karşılaştığımız şekillerdir. Fraktal şekillerin doğada yer aldığı yerler için örnekler sayılacak olursa kar taneleri, şimşek, galaksi, sebzeler, meyveler, kıyılar, deniz şekilleri vb. birçok sayılabilir (Şekil 3.1).



Şekil 3.1. Doğada bulunan fraktal şekiller

Lopes tarafından yapılan çalışmada belirtildiği üzere doğadaki şekilleri fraktal yapılarla açıklamak Öklid geometriye göre daha kolaydır. Örneğin bulutların yoğunluğu, ağaçların dallarının oluşumu, buzlanma şekilleri fraktal yapılarla kolay açıklanabilir [22].

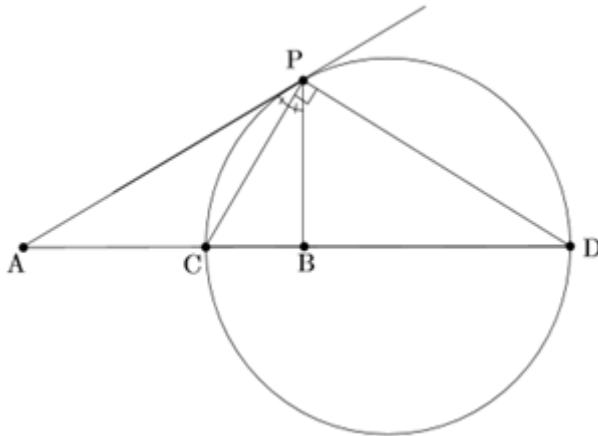
Fraktal yapılar anten sistemlerinin farklı kısımlarında, farklı şekillerde ve farklı uygulama amaçlı olarak kullanılırlar. Fraktal şekiller özellikleri gereği kendi şekillerinin birleşmesinden oluşacak şekilde süreklilik sağlayan bir tasarım imkânı sağlarlar. Bu sayede de farklı boyutları içeren bir yapı sağlanır ve uygulamalarda filtre, çoklu frekans vb. sistemlerin tasarımlarının kolaylaşmasını sağlarlar.

Fraktal şekiller geleneksel lineer boyut yapısından farklı bir boyut yapısına sahiptir. Lineer olmayan boyutları Eş. 3.1’de sunulmaktadır.

$$D = \frac{\log(N)}{\log(r)}, l = h \left(\frac{N}{r}\right)^n \quad (3.1)$$

Burada; N şeklin kısımlarını, r her bir iterasyondaki bölünme sayısını, h yüksekliği, n iterasyon sayısını, l şeklin uzunluğunu ifade eder.

Bu tez çalışmasında üretilen fraktal şekil Apollonius çemberinin birleşiminden oluşmaktadır. Apollonius çemberi Şekil 3.2 üzerinde görüldüğü üzere P noktasına yerleştirilmekte olup, P noktasının yeri Eş. 3.2’de verilen oran ile belirlenir.



Şekil 3.2. Apollonius Circle

$$\frac{AP}{BP} = \frac{AC}{BC} \quad (3.2)$$

En çok bilinen fraktal şekiller ile ilgili daha detaylı bilgiler takip eden bölümlerde verilmiştir.

3.1. Koch Eğrisi

Koch eğrisi İsveçli matematikçi Helge von Koch tarafından ortaya çıkartılmıştır. 1904 yılında teğeti olmayan sürekli bir eğri oluşturmak için yayınlanan bir makalede bahsi geçmiştir. Elde edilen eğrilere örnekler Şekil 3.3’de görülebilir. Koch anten üzerine ilk çalışmalar düşük frekanslarda monopol antenlerin boyutunu küçültmek için yapılmıştır.

1995 yılında Cohen Koch monopol ve dipol fraktal şekillerini kullanarak iletken bir teli fraktal yapıya uygun bir şekilde bükerek ilk fraktal anteni tasarlamış ve üretmiştir [23]. Bu şekilde fraktal yapılara özgün lineer olmayan boyut hesabı ile anten tasarımlarına başlanılmıştır.



Şekil 3.3. Koch eğrisi

3.2. Sierpinski Gasket

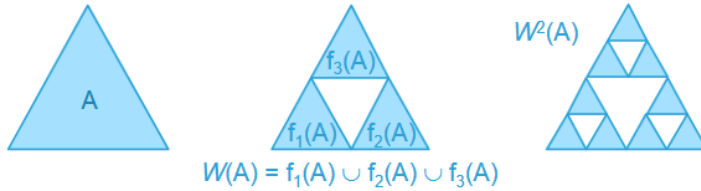
Sierpinski gasket veya Sierpinski üçgeni olarak adlandırılan bir fraktal şekildir. 1916 yılında Polonyalı matematikçi Waclaw Sierpinski tarafından tanımlanmıştır. Fraktal şekili oluştururken yüzeyin boyutu düşünülerek geliştirilmiştir.

Sierpinski üçgeni İterasyon Fonksiyon Sistemi (Iterated Function System - IFS) ile üretilir. Şeklin kendisini tekrar eden yapısı belirli bir fonksiyona dayanarak hesaplanarak eski şekil üzerine yerleştirilir. 3.3 denklemi üzerinde Sierpinski üçgeninin üretimine ilişkin IFS (İterasyon Fonksiyon Sistemleri – Iterated Function Systems) örneği sunulmuştur.

$$f_1(x, y) = \left(\frac{x}{2}, \frac{y}{2} \right) \quad (3.3)$$

$$f_2(x, y) = \left(\frac{x}{2} + \frac{1}{2}, \frac{y}{2}\right)$$

$$f_3(x, y) = \left(\frac{x}{2} + \frac{1}{4}, \frac{y}{2} + \frac{1}{2}\right)$$

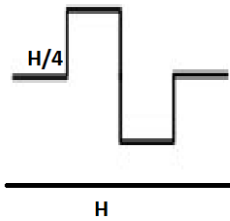


Şekil 3.4. Sierpinski Gasket

Eş. 3.3 iterasyon ile çalışan bir fonksiyon sistemi olup, üçgenin yeni yeri ve boyutu belirlendikten sonra eskisinin yerine yerleştirmek suretiyle yeni şeklin oluşumunu esas alır. İterasyonlar sonucu oluşan yeni şekillere ilişkin örnekler Şekil 3.4 üzerinde gösterilir.

3.3. Minkowski

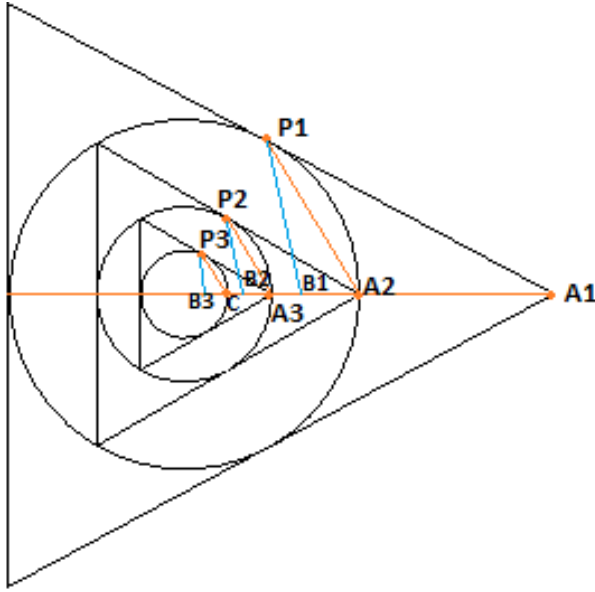
Minkowski eğrisi Minkowski Sausage olarak da adlandırılmaktadır. Şekil 3.5 üzerinde görüleceği üzere ilk iterasyonda tek şekilden bölünen parça boyutu ana şeklin $\frac{1}{4}$ oranında olup, parça sayısı 8'dir. Her iterasyonda da bu şekilde bölünme devam eder.



Şekil 3.5. Minkowski Sausage

3.4. Apollonius Fraktal

Bu çalışmada kullanılan şekilde Apollonius çemberi üç iterasyon uygulanarak elde edilmiş olup, Şekil 3.6 üzerinde gösterilir. Oluşturulan şekilde görülen her bir çemberin yerleştirildiği nokta Eş. 3.4 denklemi kullanılarak hesaplanmaktadır.



Şekil 3.6. Apollonius fractal

$$\frac{A_1P_1}{B_1P_1} = \frac{A_1A_2}{B_1A_2}, \quad \frac{A_2P_2}{B_2P_2} = \frac{A_2A_3}{B_2A_3}, \quad \frac{A_3P_3}{B_3P_3} = \frac{A_3C}{B_3C} \quad (3.4)$$

Bu çalışmada kullanılan antenin yüzey boyutu kullanılacak frekansa çember çapı hesaplanarak ölçüleştirilmiştir. Sonrasında, en dışta yer alan çemberin belirlendiği üçgenin içinde oluşan çemberi belirlemek koşuluyla yapılan iterasyon ile küçültmek yoluyla içteki diğer çemberlerin ölçüleri belirlenmiştir. Üçüncü iterasyon sonunda ise DGS üzerinde yer alan fraktal şekil ortaya çıkmıştır. Böylece elde edilen her üç çember de dalga boyuna bağlı olarak bir frekans bandını seçecek şekilde süzme işlemi yapmaktadır.



4. ANTEN TASARIMI

4.1. Anten Parametreleri

Gerilim Duran Dalga Oranı (Voltage Standing Wave Ratio- VSWR): İletim hatları üzerindeki giden dalga ile yansıyan dalga'nın örtüşmesi sonucu sabit frekanslarda maksimum ve minimum değerlerin oranına verilen isimdir.

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \quad (4.1)$$

VSWR değeri ayrıca S_{11} dönüş kaybı değerinden de hesaplanabilir. Dönüş kaybı, yansıma katsayısı hat empedansı ile anten empedansının uyumunu gösteren bir parametredir. S_{11} değerinden VSWR değeri 4.2 ile hesaplanabilir.

$$VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad 4.2$$

VSWR değeri iletim hattının ve antenin empedans uyumsuzluğunun artması ile artar. Bu durumda VSWR değerinin küçük olması tercih edilir. En küçük değer 1:1 olur. Bir antenin çalışma frekans bandı bu çalışmada yapıldığı gibi S_{11} parametresinin grafiğinden ya da VSWR değerinin grafiğinden tespit edilebilir. Antenin çalışma frekansları S_{11} değerinin -10 dB altında olduğu veya VSWR değerinin 2:1'in altında olduğu frekanslardır.

Giriş Empedansı (Input Impedance): İletim hattı hesaplarında antenin giriş empedansı yük olarak hesaplanır. Giriş empedansı Eş. 4.3 ile hesaplanır.

$$Z_{in} = R_l + R_r + jX_a \quad (4.3)$$

Burada; Z_{in} giriş empedansı, R_l kaybı ifade eden direnç, R_r radyasyon direnci ve X_a reaktans değerlerini gösterir. Bunun yanında giriş empedansı S_{11} parametresi ile de Eş. 4.4'te gösterildiği şekilde hesaplanabilir.

$$Z_{in} = Z_0 \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right) \quad (4.4)$$

Bu ifade ise Z_0 iletim hattının karakteristik empedansını ifade eder.

Giriş empedansı ve hattın empedansının uyumu antenin beslemesi için kullanılan gücün en verimli şekilde iletiminde önemli bir faktördür. Antenin tasarımı esnasında besleme kaynağının bağlandığı noktadan antene veya dizi antenlerde her bir antene en iyi gücün aktarılabilmesi için bir besleme ağı (feed networking) yapısı veya güç bölücü (power divider) yapısı tasarlanması gerekir. Uyumsuzluğun olduğu durumlarda güç yansımaları oluşacağı, bu durumun cihazlarda hasara yol açacağı aşikardır.

Kazanç (Gain): Anten kazancı mutlak kazanç ve bağıl (relative) kazanç olarak iki kısımda düşünülebilir.

Mutlak kazanç antenin belirli bir yöndeki radyasyon yoğunluğunun aynı kaynaktan beslenen izotropik bir antenden yayılan radyasyon yoğunluğuna oranı ile elde edilir. Mutlak Kazanç eşitliği Eş. 4.5 ile gösterilir.

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0}, U_0 = \frac{P_{in}}{4\pi} \quad (4.5)$$

Eşitlikte $G(\theta, \phi)$ antenin belirli yöndeki kazancını, $U(\theta, \phi)$ ise aynı yöndeki radyasyon yoğunluğunu, U_0 izotropik bir antenin radyasyon yoğunluğunu, P_{in} giriş gücünü ifade eder.

Bağıl kazanç antenin belirli yöndeki radyasyon yoğunluğunun referans antenin aynı yöndeki radyasyon yoğunluğuna oranı ile belirlenir. Mutlak kazanç izotropik antene oran ile elde edildiğinden dolayı birimi dBi ile gösterilmekte olup, bağıl kazanç dB ile ifade edilir.

Yönlülük (Directivity): Antenin bu parametresi de radyasyon gücünün belirli bir yöndeki konsantrasyonunu ölçmek için kullanılır. Yönlülük formülü Eş. 4.6 ile gösterilir.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} \quad (4.6)$$

Verimlilik (Efficiency): Anten radyasyon verimliliği Eş. 4.7 ile gösterildiği üzere antenden yayılan gücün antene verilen güce oranıdır.

$$\eta_r = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (4.7)$$

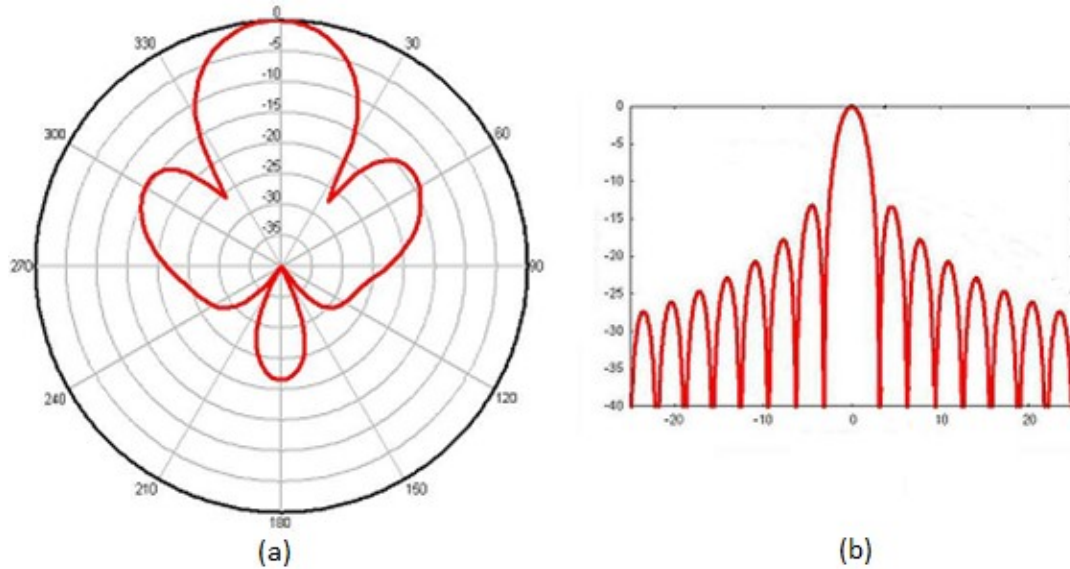
Yukarıdaki eşitlikte P_{rad} yayılan gücü, P_{in} antene giren gücü ifade eder. Toplam verimlilik ise Eş. 4.8 yansıma veya empedans uyumsuzluğu verimliliği ile radyasyon verimliliği çarpımı ile elde edilir.

$$\eta_t = \eta_m \cdot \eta_r \quad (4.8)$$

Burada; η_r radyasyon verimliliğini, η_m uyumsuzluk verimliliğini ifade eder ve verimlilik 0 ile 1 arasında değişir.

Kutuplanma (Polarization): Bir dalğanın polarizasyonu elektrik alan bileşeninin yönünü ifade eder. Bunun yanında koordinat sisteminde düzleme dik olan bileşenler ile formüle edilir. Kutuplanma çeşitleri olarak lineer kutuplanma, dairesel kutuplanma ve eliptik kutuplanma sayılabilir.

Işıma Örüntüsü (Radiation Pattern): Antenin farklı açılarda yaydığı gücü gösteren diyagramdır.



Şekil 4.1. Işıma örüntüsü

Şekil 4.1 üzerinde örnek ışıma örüntüleri gösterilir. Işıma örüntüsünde yayılmanın en güçlü olduğu yöndeki yayılıma ana kulakçık, tam tersi yöndeki yayılıma arka kulakçık, diğer yönlerdeki yayılımlara da yan kulakçık denilir. Radyasyon örüntüsü polar koordinat, kartezyen koordinat şeklinde; iki boyutlu veya üç boyutlu olarak çizilebilir. Çizimler açı değişimine göre dB değişimi şeklinde olur. Anten örüntüsü alan veya güç değerlerini

gösterir. Ölçümün yapıldığı noktanın antene göre konumu üzerine istenilen değerin hesabıyla oluşan bir grafikdir. Bahsedilen noktanın antenin etrafında sabit bir yarıçapla iki veya üç boyutlu olarak döndüğü kabul edilir.

Işıma örüntülerini alan ve güç örüntüleri olmak üzere ikiye ayırmak mümkündür.

- 1) Alan örüntüsü, elektrik veya manyetik alan şiddetinin açısal olarak gösterildiği örüntülerdir.
- 2) Güç örüntüsü ise elektrik ve manyetik alanlardan kaynaklanarak ortaya çıkan gücün grafiksel olarak gösterimidir. Bahsi geçen gösterim lineer olarak veya kutupsal olarak yapılabilir. Şekil 4.1 (a) üzerinde lineer, Şekil 4.1 (b) üzerinde ise kutupsal gösterime örnek görebilirsiniz.

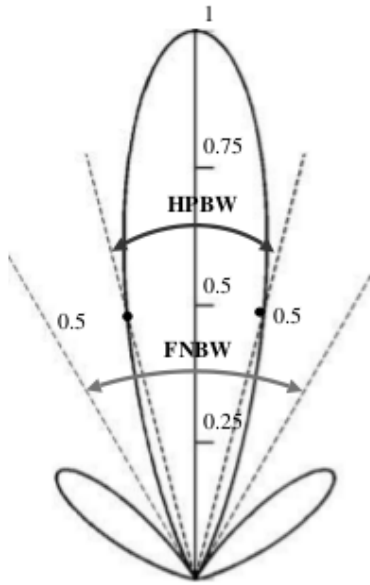
Bant genişliği (Bandwidth-BW): Antenin çalıştığı frekanstaki bant aralığını ölçer. Bant genişliği S_{11} veya VSWR grafiğinden elde edilebilir. Belirtilen grafiklerden antenin çalıştığı en yüksek frekans ve en düşük frekans değerleri belirlenir. Elde edilen bilgiler daha sonra Eş. 4.9 ve Eş. 4.10 formülleri üzerine yerleştirilerek bant genişliği hesaplanır.

$$F_c = \frac{F_h + F_l}{2} \quad (4.9)$$

$$BW = \% \left(\frac{F_h - F_l}{F_c} \right) \times 100 \quad (4.10)$$

Eşitliklerde F_h en yüksek frekansı, F_l en düşük frekansı, F_c merkez frekansı ifade eder.

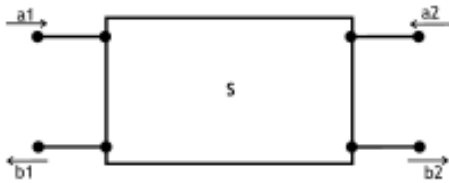
Yarı Güç Huzme Genişliği (Half Power Beamwidth-HPBW): Antenin ışıma grafiği üzerinde daha önce tarif edilen demetler bulunmaktadır. Bu demetlerin genişliğini belirleyen açılara demet genişliği adı verilir. Ana demetin 0 dB değerinde olduğu iki nokta yani yan demete geçtiği noktalar arasındaki açısal farka İlk Sıfır Demet Genişliği (First Null Beamwidth – FNBW) adı verilir. Ana demetin 3 dB aşağıda olduğu noktalar arasındaki açısal farka da yarı güç demet genişliği adı verilir (Şekil 4.2).



Şekil 4.2. Yarı güç demet genişliği

4.2. Elektromanyetik Saçılma Parametreleri

Elektromanyetik Saçılmaya ilişkin parametreler S-parametreleri olarak adlandırılırlar. Bu parametreler yansıyan ve geçen dalgaya istinaden oluşan yansıma ve iletim olaylarının tarifi için kullanılırlar. Şekil 4.3 üzerinde iki kapılı bir sisteme ilişkin diyagram görülür.



Şekil 4.3 Saçılma matrisi

Şekil 4.3 ile çizimi sistemin matematiksel olarak matris yapısı ile gösterimi Eş. 4.11 ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Burada; S_{11} : dönüş kaybı (return loss) veya yansıma katsayısı (reflection coefficient) olarak adlandırılmaktadır. a_1 ve a_2 1. veya 2. kapı üzerinden sistemin beslendiği veya dalga gönderimi yapıldığı durumlarda yansıyan dalgaları ifade eder. b_1 ve b_2 ise 1. veya 2. kapı

üzerinden sistemin beslendiği veya dalga gönderimi yapıldığı durumlarda 1. veya 2. kapıdan çıkan dalgaları ifade eder.

Beslemenin 1. kapıdan yapıldığı bir durumda S_{11} parametresi Eş. 4.12 ile gösterildiği şekilde hesaplanır.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, a_2 = 0 \quad (4.12)$$

S_{21} : İleri yönlü iletim katsayısını göstermekte olup, Eş. 4.13 ile gösterilir.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, a_2 = 0 \quad (4.13)$$

S_{12} : Geri yönlü iletim katsayısını göstermekte olup, Eş. 4.14 ile hesaplanabilir.

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}, a_1 = 0 \quad (4.14)$$

S_{22} : İkinci kapı için dönüş kaybı veya yansıma katsayısı olarak adlandırılmaktadır. 4.15 ile gösterildiği şekilde hesaplanır.

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}, a_1 = 0 \quad (4.15)$$

Yukarıda gösterilen sistemin kapı 1 veya kapı 2 üzerinden beslemesinin yapıldığı durumlarda diğer kapı üzerinden beslemenin olmadığı ($a_1=0$ veya $a_2=0$) kabul edilir. Ayrıca kapı empedans değerlerinin iletim hattı empedans değerleri ile uyum sağladığı düşünülür.

Bu sistem üzerinde gerçek ölçümler yapılarak değerlerin elde edilmesi gerektiği durumlarda ise aşağıda belirtilen yollar izlenir.

S_{11} parametresini ölçebilmek için kapı 1 üzerinde besleme yapılarak, kapı 2 uyumlu empedanslı bir yapı ile sonlandırılır. Kapı 1 üzerinden yansıyan dalga gücü ölçülerek elde edilebilir.

S_{21} parametresini ölçebilmek için kapı 1 üzerinde besleme yapılarak, kapı 2 uyumlu empedanslı bir yapı ile sonlandırılır. Kapı 2 üzerinden geçen dalga gücü ölçülerek elde edilebilir.

S_{12} parametresini ölçebilmek için kapı 2 üzerinde besleme yapılarak, kapı 1 uyumlu empedanslı bir yapı ile sonlandırılır. Kapı 1 üzerinden yansıyan dalga gücü ölçülerek elde edilebilir.

S_{22} parametresini ölçebilmek için kapı 2 üzerinde besleme yapılarak, kapı 1 uyumlu empedanslı bir yapı ile sonlandırılır. Kapı 1 üzerinden geçen dalga gücü ölçülerek elde edilebilir.

4.3. Dizi Anten

Literatürde antenlerin verimliliği üzerine birçok çalışma mevcuttur. Bu çalışmalardan bazıları da dizi anten (Array Antenna – AA) tasarımları üzerinde olmuştur. Dizi antenler küçük anten sistemlerinin alışı veya verişi manyetik dalgalarını birleştirerek, tek anten gibi daha verimli bir anten yapısı oluşturabilmektedirler. Bu yapı oluşturulurken karşılaşılan problem antenlerin nasıl yerleştirileceği, hangi güçte olacağı gibi vb. parametrelerin organizasyonudur. Bu kombinasyonun oluşturulması aşamasında optimizasyon teknikleri devreye girer.

Genellikle anten tasarımlarında beklenen, çok dar bir ana kulakçık, düşük seviyeli yan kulakçıklardır. Birçok tasarım uygulansa da en çok kullanılanı lineer, düzlemsel ve dairesel dizilerdir [24]. Bu çalışmada düzlemsel bir dizi yapısı kullanılmıştır.

Bu tasarımlarda ana kulakçığı rahatsız eden yan kulakçıklar iptal edilmeye çalışılmıştır. Bunu sağlamak için de çok yönlü antenlerin çıkışları ayarlanarak, yan kulakçık etkileri minimize edilmeye çalışılmıştır. Bunun sebebi bir antenin mevcut gücünün en verimli şekilde kullanılması isteğidir. Antenin yan kulakçıkları ne kadar büyük olursa, toplam güçten o oranda kullanılır. Faz dizili antenlerde ise her bir birim anten arasındaki faz farkları ayarlanarak en iyi örüntü elde edilmeye çalışılır.

Lineer dizi antenlerde; dizi anten yapısının izotropik birim antenlerden oluştuğu düşünüldüğünde tek bir izotropik antenin uzak alan elektrik alan ifadesini Eş.4.16 ile ifade etmek mümkün olur.

$$E_i = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad (4.16)$$

Burada β faz sabiti, r orijine uzaklıktır.

Eğer N adet anteni olan lineer bir dizi antenin toplam gelen elektrik alan ifadesi yazılırsa;

$$E_{ia} = \sum_{n=1}^N E_i A_n e^{j\varphi_n} = E_i \sum_{n=1}^N A_n e^{j\varphi_n} \quad (4.17)$$

biçiminde elde edilir. Ayrıca elektrik alan ifadelerinden Dizi Faktörü (Array Factor – AF)

$$AF = \sum_{n=1}^N A_n e^{j\varphi_n} \quad (4.18)$$

biçiminde yazılabilir.

Yukarıdaki eşitliklerde A_n büyüklüğü ve φ_n bağıl fazı ifade eder.

$$\sum_{n=1}^N A_n e^{j\varphi_n} = 1 + e^{j(\beta d \sin \theta + \varphi_0)} + e^{j2(\beta d \sin \theta + \varphi_0)} + \dots + e^{j(N-1)(\beta d \sin \theta + \varphi_0)} \quad (4.19)$$

$$\sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(\beta d \sin \theta + \varphi_0)} = \frac{1 + e^{jN(\beta d \sin \theta + \varphi_0)}}{1 + e^{j(\beta d \sin \theta + \varphi_0)}} = e^{j[\frac{N-1}{2}](\beta d \sin \theta + \varphi_0)} \frac{\sin(\frac{N(\beta d \sin \theta + \varphi_0)}{2})}{\sin(\frac{\beta d \sin \theta + \varphi_0}{2})} \quad (4.20)$$

$$AF_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin(\frac{N(\beta d \sin \theta + \varphi_0)}{2})}{\sin(\frac{\beta d \sin \theta + \varphi_0}{2})} \right] \quad (4.21)$$

Burada; d iki parça arasındaki mesafe, θ yükselme açısıdır. [19].

4.4. Tek Anten Ölçülerinin Hesaplanması

Bu çalışmada; anten tasarımında öncelikle tek anten gerçekleştirilmiş, sonrasında bu antenlerin dizi olarak yerleştirilmesi ve birleştirilmesi sonucunda ihtiyaç duyulan güç ve örüntü yapısı elde edilmiştir. Tek antenin elde edilmesi için kullanılan modelde iki yüzü

bakır kaplı PCB (Baskılı Devre Kartı - Printed Circuit Board) kartının bir yüzü besleme, diğer yüzü toprak bağlantının sağlandığı bölüm ve ayrı bir bakır yüzeyin bulunduğu reflektör bölümünden oluşan kısımlar bulunmaktadır. Topraklamanın yapıldığı yüzeyde DGS yapısı oluşturulmuş olup, bu yapının oluşturulmasında yeni bir fraktal şekil tasarlanmıştır. Bu çalışmaya benzer modeller daha önceki Trinh, Kim ve diğerlerinin çalışmalarında kullanılmıştır [14]. Tasarımın en kritik bölümü DGS yapısı ve onun oluşturduğu fraktal şekildir. Şekil 4.4’de tek antene ilişkin ölçüler verilmiştir. Antenin üzerindeki şekillerin ölçüleri antenin çalışacağı frekansları belirler.

Dikdörtgen miktrostrip yama antenlerde genişlik Eş. 4.22 ile sunulan formüle göre hesaplanır.

$$W = \frac{c}{2\pi f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.22)$$

Eşitlikte belirtilen c ışık hızını, f çalışma frekansını, ϵ_r substrat malzemenin dielektrik sabit değerini ifade eder.

Tasarımda antenlerin uzunluğu ise Eş. 4.23 ile hesaplanmıştır.

$$L = \frac{c}{2\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.23)$$

Hesaplama kullanılan ϵ_{eff} effective dielektrik sabit değerini gösterir.

Dairesel miktroşerit yama antenlerde antenin yarıçap değerinin hesaplanması gerekir. Buradan yola çıkarak antenlerin çalışma frekanslarına göre Eş. 4.24 ile sabit değeri belirlemek için kullanılmaktadır.

$$F = \frac{8,791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.24)$$

Burada f_r en düşük rezonans frekansı, ϵ_r bağıl dielektrik sabitidir.

Fiziksel yarıçap ise Eş. 4.25 ile elde edilir.

$$a = \frac{F}{\sqrt{1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} [\ln(\frac{\pi F}{2H}) + 1.7726]}} \quad (4.25)$$

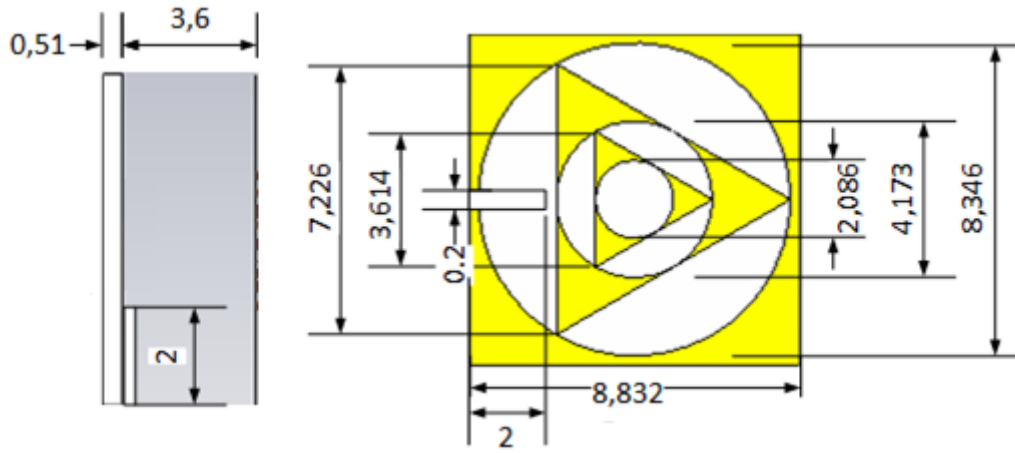
Balanis tarafından elde edilen yukarıdaki eşitlikler kullanılarak daha öncesinde de bahsedildiği üzere antenin tasarımında çemberler hesaplanarak toprak yüzey üzerindeki şekillerin ölçüleri oluşturulmuştur [25]. Bu kapsamda düşünüldüğünde toprak yüzey üzerinde üç adet dairesel şekil bulunmaktadır. Her bir dairenin çapı çalıştığı frekans kullanılarak Eş. 4.25 ile belirlenir. Bunun yanında şekil iterasyon ile oluşturulduğundan dolayı en dıştaki veya en içteki şekil hesaplandıktan sonra diğerleri ortaya çıkar. Apollonius üçgeninden oluşturulacak olan dairesel yapılara başlanırken en içteki dairenin çapı hesaplanarak dışa doğru şekiller üretilebileceği gibi, en dıştaki daire şekli hesaplanarak içeri doğru şekillerin üretimi yapılabilir. Bunun yanında ölçüler üretildikten sonra antenin üretiminden önce benzetim programı kullanılarak daha iyi kazanç değerleri elde edebilmek için bu değerler küçük farklar ile değiştirilmiştir. Ayrıca iterasyon ile üretilen şekiller her zaman tam istenilen frekanslar ile uyuşmayabilir.

Yine de gerçek antende kullanılan değerler ile istenilen frekanslara göre hesaplanan şekillerin ölçülerinin yaklaşık olarak uyumlu olduğu Çizelge 4.1 ile gösterilmiştir. Bu durumda istenilen frekanslardan bir miktar feragat etmek gerekmektedir. Küçük sapmalar ile en uygun ölçüdeki şekillerin elde edilmesi benzetim programı üzerinde optimizasyon çalışması yaparak sağlanmıştır. Bu çalışma esnasında karar verilmesi gereken husus frekansın tam olarak uyumlu olması ya da en iyi kazancın elde edilmesidir.

Çizelge 4.1. İstenilen frekansa göre elde edilen ölçüler ile gerçek ölçülerin karşılaştırması

Frekans	İstenilen frekans için hesaplanan ölçü	Benzetim sonucu elde edilen gerçek ölçü
11,4 GHz Daire 3	8,013 mm	8,34 mm
18 GHz Daire 2	4,95 mm	4,17 mm
27 GHz Daire 1	3,39 mm	2,08 mm

Böylece Şekil 4.4 üzerinde görülen ölçülerle tek anten elde edilmiştir. Şekilde görüleceği üzere antenin boyutları 8,832 mm X 8,832 mm X 4,11 mm değerlerindedir. Fraktal şeklin kullanıldığı toprak yüzeyin şekli ve ölçüleri de şekil üzerinde görülebilir. Şekil 4.4 (a) tasarlanan antenin yandan görüntüsünü temsil etmektedir. Antenin beslemesi 2 mm X 0,2 mm ölçülerinde bir bakır yüzey üzerinden sağlanmaktadır. Bu yüzey PCB substratın bir yüzünü oluşturmaktadır. Substratın diğer yüzü ise toprak yüzeyi oluşturmaktadır olup, Şekil 4.4 (b) ile şekillendirilmiştir. Şekil 4.4 (b) üzerinde görülen sarı renkli bölümler bakır yüzeyi göstermekte olup, beyaz renkli kısımlar PCB kart üzerinden kazınan kısımlardır.



Şekil 4.4. Tek anten ölçüleri (mm)

Çizelge 4.2 ve Çizelge 4.3'te kullanılan malzemelerin özellikleri görülebilir.

Çizelge 4.2. Takonik malzeme özellikleri CST programında

Material	Taconic RF-35 (lossy)
Type	Normal
Epsilon	3.5
Mue	1
El. tand	0.0018 (Const. fit)
Therm.cond.	0.24 [W/K/m]

Çizelge 4.3. Bakır malzeme özellikleri CST programında

Material	Copper (annealed)
Type	Lossy metal
Mue	1
El. cond.	5.8e+007 [S/m]
Rho	8930 [kg/m³]
Therm.cond.	401 [W/K/m]
Heat cap.	0.39 [kJ/K/kg]
Diffusivity	0.000115141 [m²/s]
Young's Mod.	120 [kN/mm²]
Poiss.Ratio	0.33
Thermal Exp.	17 [1e-6/K]

4.5. Sonlu Entegrasyon Tekniği (Finite Integration Technique - FIT)

CST programı ile antenin tasarımının tamamlanması sonrasında performansını görmek için bazı testler program üzerinde tanımlı modelleme yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Ölçümler sırasında geçici çözücü (transient solver) yöntemi kullanılmıştır. Geçici çözücü zaman bölgesi çalışan ve Maxwell denklemlerinin diferansiyel formunun kullanıldığı bir elektromanyetik çözüm yöntemidir. Zaman düzlemindeki çözümler genellikle daha az bilgisayar işlemci gücü ve hafıza kapasitesi gerektirir. Bu sebeple çalışmaların daha hızlı ilerlemesi için tercih edilir. Frekans düzlemi çözümler ise daha kolay tasarlanabilir. Buna karşın, tasarımın yapısına göre değişiklik gösterebilir. Frekans düzlemindeki çözümler uyarım (excitation) ve mod kaynaklarına bağlı olarak bazen daha hızlı ilerleyebilir.

CST programında zaman düzleminde FIT kullanılmaktadır. FIT yöntemi ilk olarak 1977 yılında Weiland tarafından ortaya atılmış ve Maxwell integral denklemleri ayrık formda oluşturularak formül haline getirilmiştir. Farklı geometrik cisimlerin ağ yapı (mesh) şeklinde parçalara ayrılarak bilgisayarlar ile işlenebilir bir yapıya dönüştürüldüğü nümerik modellemeleri yapılabilir.

FIT yönteminde nümerik bir yapıya dönüştürmenin ilk adımı Elektromanyetik bir alanı sınırlı bir yapıya dönüştürmek olacaktır. İkinci adımda çalışma alanı olarak belirlenmiş kısmı dörtyüzlü (tetrahedra) veya altı yüzlü (hexahedra) daha küçük hücrelere bölmektir. Hücrelerin kesiştiği kısımlar boş kabul edilebilir, iki boyutlu yüzeylerle veya tek boyutlu kenarlarla kesiştirilebilir.

Ayrık formüller Maxwell denklemlerinden elde edilir. Maxwell denklemlerinin aşağıda sunulan zaman düzlemindeki formları kullanılır.

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J}_e \quad (4.26)$$

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{J}_m \quad (4.27)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (4.28)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (4.29)$$

Sonrasında Maxwell denklemleri integral formda oluşturularak, aşağıdaki şekilde ifade edilir.

Maxwell denklemleri kayıplı ortamlarda lineer şekilde integral formunda;

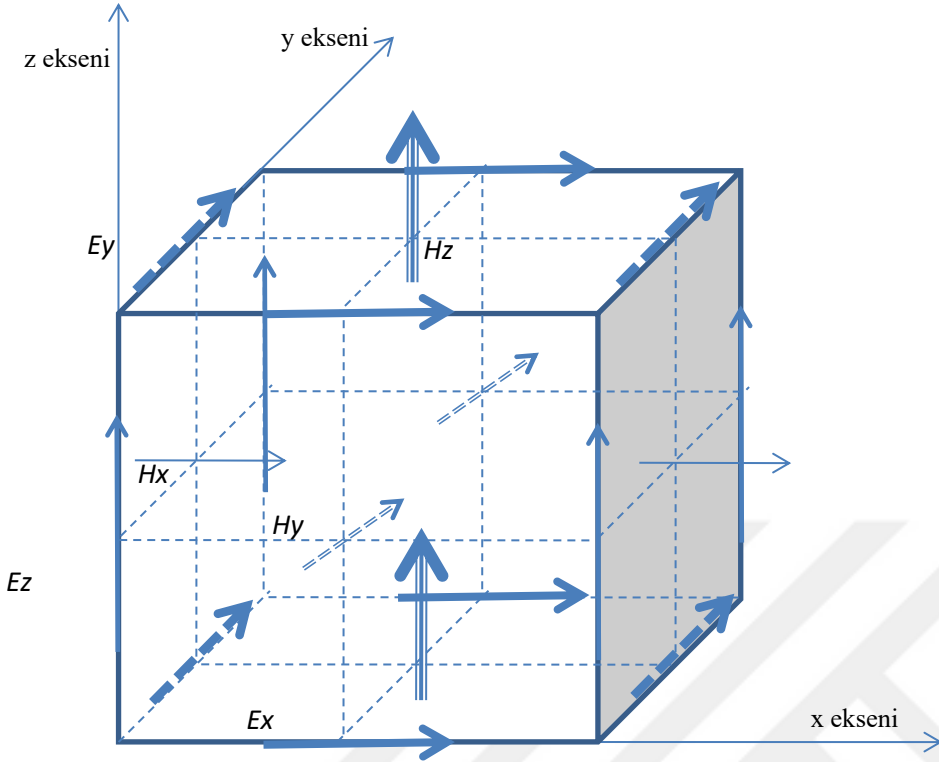
$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_A \epsilon(R) \vec{E}(R, t) \cdot d\vec{A} = \oint_{\partial A} \vec{H}(R, t) \cdot d\vec{R} - \iint_A \sigma(R) \vec{E}(R, t) \cdot d\vec{A} \quad (4.30)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_A \mu(R) \vec{H}(R, t) \cdot d\vec{A} = -\oint_{\partial A} \vec{E}(R, t) \cdot d\vec{R} - \iint_A \sigma(R) \vec{H}(R, t) \cdot d\vec{A} \quad (4.31)$$

biçiminde yazılır.

Burada; E elektrik, H manyetik alanları konuma ve zamana bağlı, ϵ dielektrik sabiti, μ geçirgenlik sabiti, σ iletkenlik sabiti değerleri konuma bağlı olarak ifade edilir.

FIT tekniğine göre Maxwell Denklemlerini konum ve zaman düzleminde ızgara yaparak bölüp ayrık denklemleri oluşturmak gerekir. Konum düzleminde eksenleri $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ örgü bölümlerine ayrılmıştır. Şekil 4.5 üzerinde elektrik ve manyetik alan yerleşimleri gösterilir.



Şekil 4.5. Alan bileşenlerinin üç boyutlu Yee Hücresindeki konumları

Maxwell denklemleri sonlu farklar yöntemine göre yazıldığında Eş. 4.32 ve Eş. 4.33 denklemleri elde edilir.

$$\frac{\vec{E}_h^{n+1} - \vec{E}_h^n}{\tau} \cdot \iint_A \epsilon(R) d\vec{A} = \oint_{\partial A} \vec{H}_h^{n+\frac{1}{2}}(R) \cdot d\vec{R} - \vec{E}_h^{n+1} \cdot \iint_A \sigma(R) d\vec{A} \quad (4.32)$$

$$\frac{\vec{H}_h^{n+1/2} - \vec{H}_h^{n-1/2}}{\tau} \cdot \iint_A \mu(R) d\vec{A} = - \oint_{\partial A} \vec{E}_h^n(R) \cdot d\vec{R} - \vec{H}_h^{n+1/2} \cdot \iint_A \sigma(R) d\vec{A} \quad (4.33)$$

Yukarıdaki denklemlerde τ ayrık zaman adımını, $\vec{E}_h^n$ ve $\vec{H}_h^{n+1/2}$ ise $n\tau$ zamanındaki sırasıyla elektrik ve manyetik alanların vektörel ifadeyle yaklaşık değerlerini ifade etmektedir.

Yüzeylerdeki elektrik dielektrik ($\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \epsilon_4$) ve iletkenlik ($\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4$) değerleri ise her bir hücrenin köşelerindeki değerlerin ortalamasını hesaplayarak Eş. 4.34, Eş. 4.35 ile elde edilirler.

$$\iint_A \epsilon(R) d\vec{A} = \frac{1}{4} (\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3 + \epsilon_4) \iint_A d\vec{A} = \tilde{\epsilon}_p \Delta x \Delta z \quad (4.34)$$

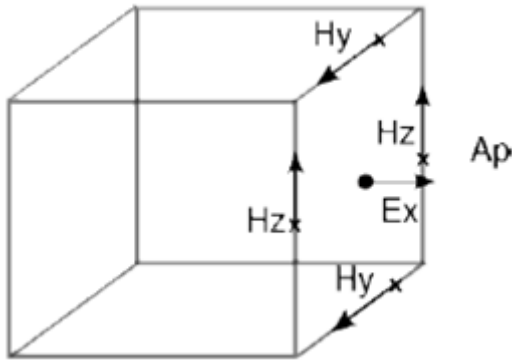
$$\iint_A \sigma(R) d\vec{A} = \frac{1}{4} (\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 + \sigma_4) \iint_A d\vec{A} = \tilde{\sigma}_p \Delta x \Delta z \quad (4.35)$$

Burada; Δx ve Δz koordinatlar üzerindeki birim uzunlukları, $\tilde{\epsilon}_p$ ortalama dielektrik sabitini, $\tilde{\sigma}_p$ ortalama iletkenlik sabitini ifade eder. Ayrıca integral hücreleri vektörel ifade edildiğinde Eş. 4.36, Eş. 4.37 ve Eş. 4.38 denklemleri görülebilir.

$$d\vec{A} = \vec{n} \cdot dA = \hat{e}_x dy dz \quad (4.36)$$

$$d\vec{R}_y = \vec{t} \cdot dR = \hat{e}_y dy \quad (4.37)$$

$$d\vec{R}_z = \vec{t} \cdot dR = \hat{e}_z dz \quad (4.38)$$



Şekil 4.6. E_x bileşeni için integral hücresinin yüzeyi

Şekil 4.6 üzerindeki yüzeyin kenarlarındaki manyetik alanlar ve yüzeye dik haldeki elektrik alan bileşeni görülebilir. Eş. 4.32’de ifade edilen eşitlikten faydalanılarak, denklemin sağ tarafındaki manyetik alanlar Eş. 4.39 ile gösterilebilir.

$$\oint_{\partial A_p} \vec{H} \Big|_C^{n+\frac{1}{2}}(R) \cdot d\vec{R} = \int_{C_1} H_y \Big|_D^{n+\frac{1}{2}} \cdot dy - \int_{C_3} H_y \Big|_T^{n+\frac{1}{2}} \cdot dy + \int_{C_2} H_z \Big|_N^{n+\frac{1}{2}} \cdot dz - \int_{C_4} H_z \Big|_S^{n+\frac{1}{2}} \cdot dz \quad (4.39)$$

Burada c_1 , c_2 , c_3 , c_4 kontürleri boyunca H_y , H_z manyetik alan bileşenlerinin integralleri alınarak manyetik alan ifadesi bulunur. Manyetik alan bileşenleri değişken olmadığı (invariant) için Eş. 4.40 ile ifade edilebilir.

$$= H_y \Big|_D^{n+\frac{1}{2}} \int_{C_1} dy - H_y \Big|_T^{n+\frac{1}{2}} \int_{C_3} dy + H_z \Big|_N^{n+\frac{1}{2}} \int_{C_2} dz - H_z \Big|_S^{n+\frac{1}{2}} \int_{C_4} dz \quad (4.40)$$

Yukarıdaki denklem birim integral adımları ile yazıldığında Eş. 4.41 elde edilir.

$$= H_y|_D^{n+\frac{1}{2}}\Delta y - H_y|_T^{n+\frac{1}{2}}\Delta y + H_z|_N^{n+\frac{1}{2}}\Delta z - H_z|_S^{n+\frac{1}{2}}\Delta z \quad (4.41)$$

Böylece Eş. 4.32 denklemi güncellendiğinde Ex bileşeni Eş. 4.42 denklemindeki şekilde ifade edilebilir.

$$\tilde{\varepsilon}_p \frac{E_y|_M^{n+1} - E_y|_M^n}{\tau} \Delta y \Delta z = H_y|_D^{n+\frac{1}{2}}\Delta y - H_y|_T^{n+\frac{1}{2}}\Delta y + H_z|_N^{n+\frac{1}{2}}\Delta z - H_z|_S^{n+\frac{1}{2}}\Delta z - \tilde{\sigma}_p E_x|_M^{n+1} \Delta y \Delta z \quad (4.42)$$

Ey bileşeni de aynı şekilde çalışıldığında Eş. 4.43 ifade şekliyle ortaya çıkar.

$$\tilde{\varepsilon}_p \frac{E_y|_M^{n+1} - E_y|_M^n}{\tau} \Delta x \Delta z = H_x|_T^{n+\frac{1}{2}}\Delta x - H_x|_D^{n+\frac{1}{2}}\Delta x + H_z|_E^{n+\frac{1}{2}}\Delta z - H_z|_W^{n+\frac{1}{2}}\Delta z - \tilde{\sigma}_p E_y|_M^{n+1} \Delta x \Delta z \quad (4.43)$$

Ez bileşeni de Eş. 4.44 ile verilir.

$$\tilde{\varepsilon}_p \frac{E_z|_M^{n+1} - E_z|_M^n}{\tau} \Delta x \Delta y = H_x|_S^{n+\frac{1}{2}}\Delta x - H_x|_D^{n+\frac{1}{2}}\Delta x + H_y|_W^{n+\frac{1}{2}}\Delta y - H_y|_E^{n+\frac{1}{2}}\Delta y - \tilde{\sigma}_p E_z|_M^{n+1} \Delta x \Delta y \quad (4.44)$$

Elektrik alanları iterasyon şeklinde yazıldığında Eş. 4.45, Eş. 4.46 ve Eş. 4.47 denklemleri elde edilir.

$$E_x|_M^{n+1} = \frac{1}{1+\tau\frac{\tilde{\sigma}_p}{\tilde{\varepsilon}_p}} E_x|_M^n + \frac{\frac{\tau}{\tilde{\sigma}_p}}{1+\tau\frac{\tau\tilde{\sigma}_p}{\tilde{\varepsilon}_p}} \left[\frac{H_z|_N^{n+\frac{1}{2}} - H_z|_S^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \frac{H_y|_T^{n+\frac{1}{2}} - H_y|_D^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \right] \quad (4.45)$$

$$E_y|_M^{n+1} = \frac{1}{1+\tau\frac{\tilde{\sigma}_p}{\tilde{\varepsilon}_p}} E_y|_M^n + \frac{\frac{\tau}{\tilde{\sigma}_p}}{1+\tau\frac{\tau\tilde{\sigma}_p}{\tilde{\varepsilon}_p}} \left[\frac{H_x|_T^{n+\frac{1}{2}} - H_x|_D^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} - \frac{H_z|_W^{n+\frac{1}{2}} - H_z|_E^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} \right] \quad (4.46)$$

$$E_z|_M^{n+1} = \frac{1}{1+\tau\frac{\tilde{\sigma}_p}{\tilde{\varepsilon}_p}} E_z|_M^n + \frac{\frac{\tau}{\tilde{\sigma}_p}}{1+\tau\frac{\tau\tilde{\sigma}_p}{\tilde{\varepsilon}_p}} \left[\frac{H_y|_W^{n+\frac{1}{2}} - H_y|_E^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} - \frac{H_x|_N^{n+\frac{1}{2}} - H_x|_S^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right] \quad (4.47)$$

Benzer biçimde manyetik alan üzerinde de aynı işlemler gerçekleştirilir.

$$\oint_{\partial A_p} \vec{E}|_C^n(R).d\vec{R} = \int_{C_1} E_y|_T^n.dy - \int_{C_3} E_y|_D^n.dy - \int_{C_2} E_z|_N^n.dz + \int_{C_4} E_z|_S^n.dz \quad (4.48)$$

$$= E_y|_T^n \int_{C_1} dy - E_y|_D^n \int_{C_3} dy + E_z|_N^n \int_{C_2} dz - E_z|_S^n \int_{C_4} dz = E_y|_T^n \Delta y - E_y|_D^n \Delta y - E_z|_N^n \Delta z + E_z|_S^n \Delta z \quad (4.49)$$

$$\iint_{A_p} \mu(R).dA = \mu_0 \iint_{A_p} dA = \mu_0 \Delta y \Delta z \quad (4.50)$$

$$\mu_0 \frac{H_x|_M^{n+1/2} - H_x|_M^{n-1/2}}{\tau} \Delta y \Delta z = E_y|_T^n \Delta y - E_y|_D^n \Delta y - E_z|_N^n \Delta z - E_z|_S^n \Delta z - \tilde{\sigma}_p H_x|_M^{n+1/2} \Delta y \Delta z \quad (4.51)$$

$$H_x|_M^{n+1/2} = \frac{1}{1+\tau \frac{\tilde{\sigma}_p}{\mu_0}} H_x|_M^{n-1/2} + \frac{\frac{\tau}{\tilde{\sigma}_p}}{1+\tau \frac{\tau \tilde{\sigma}_p}{\mu_0}} \left[\frac{E_y|_T^n - E_y|_D^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_N^n - E_z|_S^n}{\Delta y} \right] \quad (4.52)$$

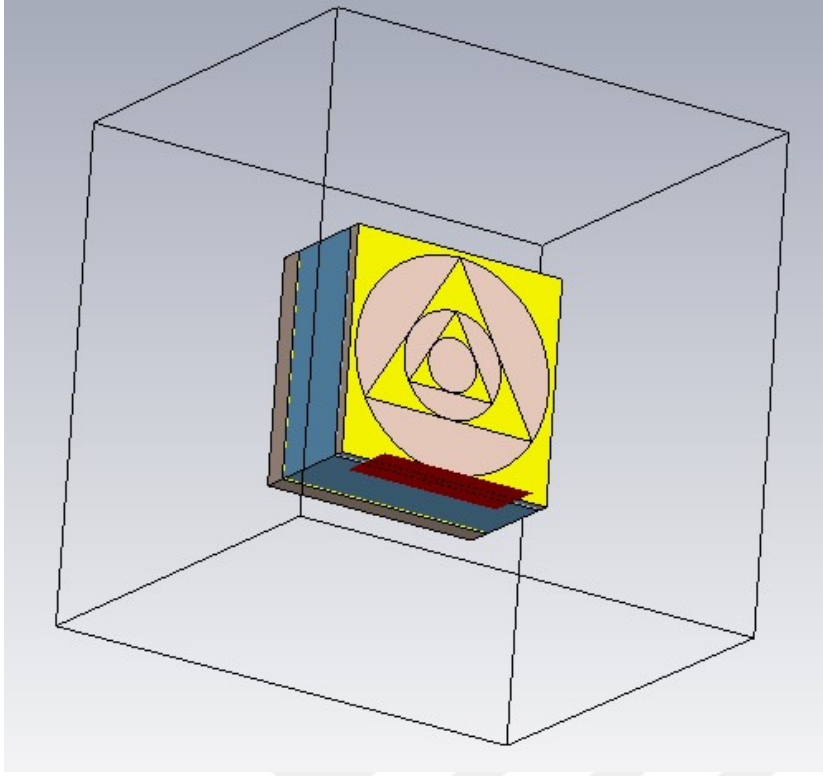
$$H_y|_M^{n+1/2} = \frac{1}{1+\tau \frac{\tilde{\sigma}_p}{\mu_0}} H_y|_M^{n-1/2} + \frac{\frac{\tau}{\tilde{\sigma}_p}}{1+\tau \frac{\tau \tilde{\sigma}_p}{\mu_0}} \left[\frac{E_z|_W^n - E_z|_E^n}{\Delta x} - \frac{E_x|_T^n - E_x|_D^n}{\Delta z} \right] \quad (4.53)$$

$$H_z|_M^{n+1/2} = \frac{1}{1+\tau \frac{\tilde{\sigma}_p}{\mu_0}} H_z|_M^{n-1/2} + \frac{\frac{\tau}{\tilde{\sigma}_p}}{1+\tau \frac{\tau \tilde{\sigma}_p}{\mu_0}} \left[\frac{E_x|_N^n - E_x|_S^n}{\Delta y} - \frac{E_y|_W^n - E_y|_E^n}{\Delta x} \right] \quad (4.54)$$

Böylece elektrik ve manyetik alanlara ilişkin iterasyon denklemleri Rhami tarafından elde edilmiştir [26].

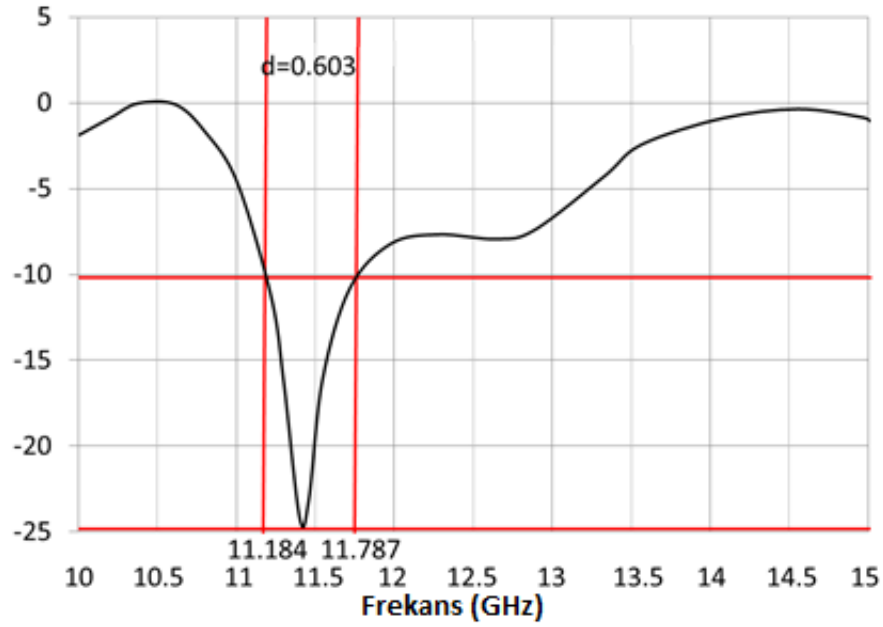
4.6. Tek Anten Analizi

Çalışmada tasarlanan antenin CST üzerinde ölçümleri analiz edilmiştir. Ölçümler sırasında CST üzerinde alınan kapı ölçüleri kullanılan bant frekansına göre değiştirilmiştir. Şekil 4.7 üzerinde çalışma alanına yerleştirilmiş haldeki tek antenin yapısı görülmektedir. Ayrıca besleme kısmına yerleştirilmiş kapı vasıtasıyla beslenen antenin, analizleri de aynı ortam üzerinden gerçekleştirilmiştir.

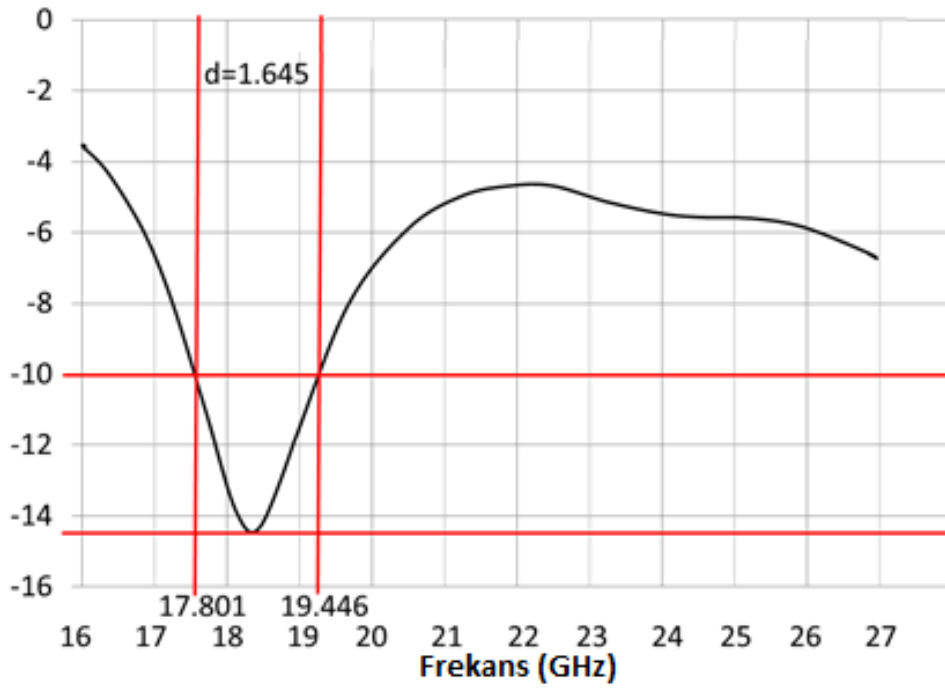


Şekil 4.7. CST programı üzerinde tek anten yapısı

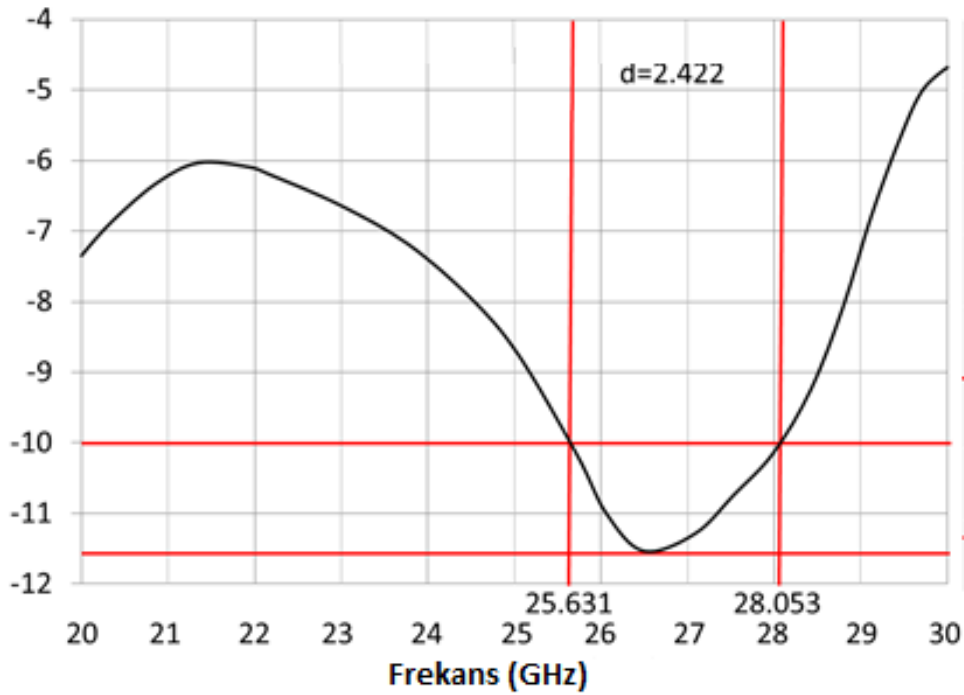
10-15 GHz arasında yapılan ölçüme ilişkin S_{11} grafiği Şekil 4.8’de sunulmaktadır.



Şekil 4.8. Tek Apollonius fraktal anten için 10-15 GHz arasında S_{11}



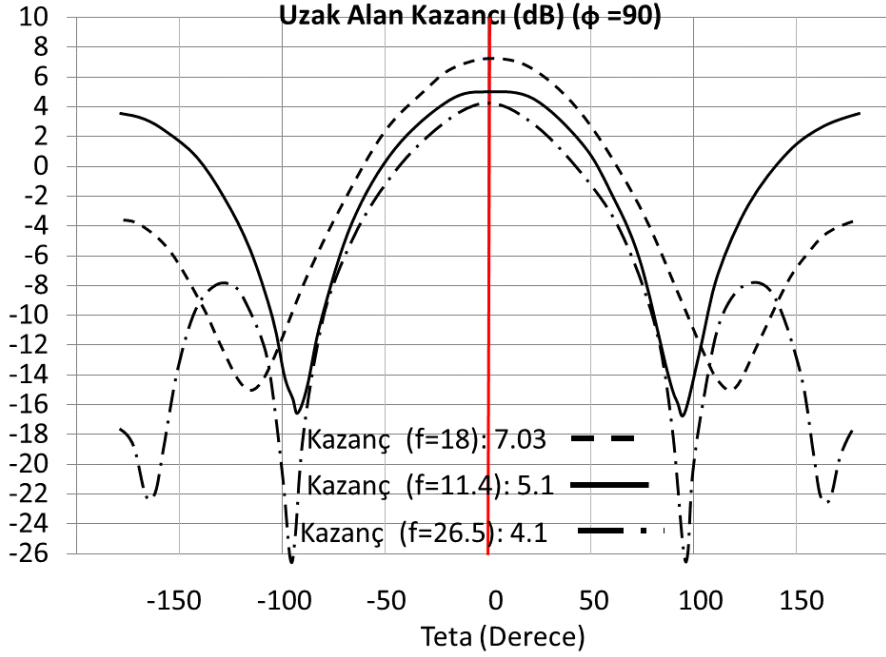
Şekil 4.9. Tek Apollonius fraktal anten için 15-27 GHz arasında S_{11}



Şekil 4.10. Tek Apollonius fraktal anten için 20-30 GHz arasında S_{11}

Şekil 4.8, Şekil 4.9 ve Şekil 4.10 ile sunulan S_{11} grafikleri incelendiğinde antenin çalışması planlanan merkez frekansları 11,4 GHz, 18 GHz ve 27 GHz değerlerinin çalışan bantların yaklaşık merkezlerine geldiği görülür.

Tasarlanan antenin fraktal şeklin üç iterasyonu ile elde edildiğinde ve bu şekillerin üç merkez frekans üzerinde çalıştığı da ayrıca Şekil 4.11’de görülebilir.



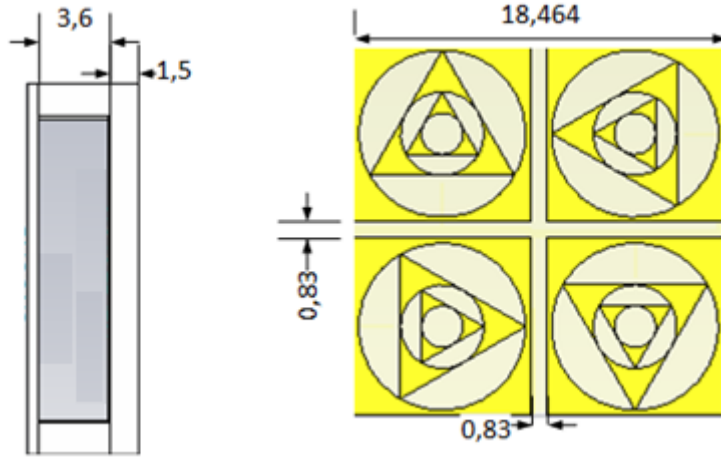
Şekil 4.11. 11,4 GHz, 18 GHz ve 26,5 GHz frekansı için anten kazanç örüntüleri

Şekil 4.11 üzerinde gösterilen kazanç örüntüleri CST programından elde edilmiştir. Şekillerde merkez frekans üzerindeki kazanç değerleri 11,4 GHz için 5,1 dBi, 18 GHz için 7 dBi, 26,5 GHz için 4,1 dBi olarak elde edilmiştir.

4.7. Dizi Fraktal Anten

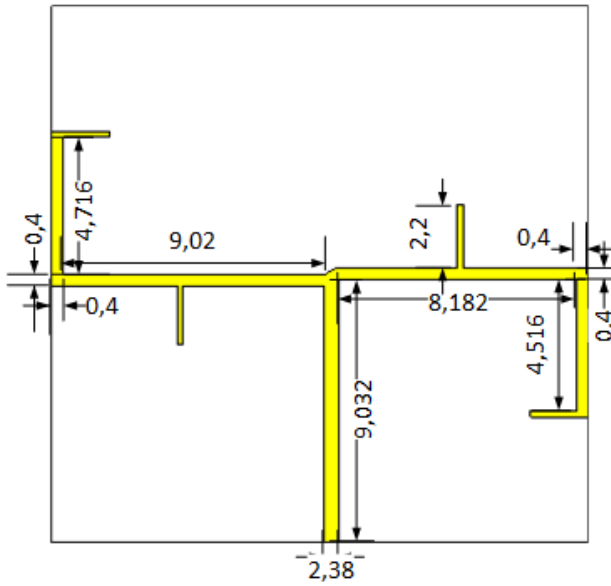
Çalışmada tasarlanan antenin çalışmış olduğu bantlar içerisinde en yüksek bandın merkez frekansının 27 GHz olduğu görülebilir. Farklı frekanslar ile çalışan dizi anten yapılarında antenler arasındaki boşluk değerleri incelendiğinde 0.7λ - 0.9λ arasında boşluk değerlerinin değiştiği görülür [27-32]. Bu aralık içerisinde yapılan optimizasyon sonucunda en iyi kazancın elde edildiği boşluk değeri 0.83λ olarak tespit edilmiştir. İki anten merkezi arasındaki uzaklık değeri 9.63 mm olarak dalga boyuna göre hesaplanmaktadır. Hesaplanan boşluk değerleri ile 2X2 dizinine göre yerleştirilerek oluşturulan antenin ölçüleri Şekil 4.12 üzerinde sunulmaktadır.

Şekil 4.12 (a) üzerinde antenin yandan görünümü verilmekte, reflektör ve besleme yüzeyi arasında boşluk bulunmakta ve en dış tarafta topraklama yüzeyi yer almaktadır. Şekil 4.12 (b)'de de antenin üst tarafında kalan topraklama yüzeyi gösterilir.



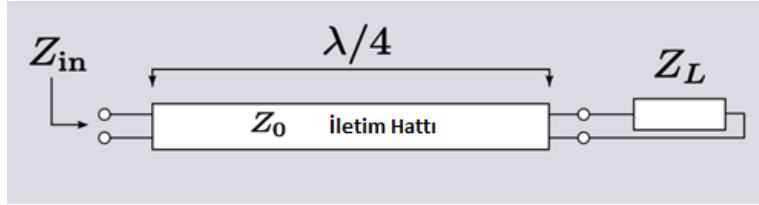
Şekil 4.12. 2x2 Dizi antenin ölçüleri (mm) (a) yan görünüm ve (b) ön görünüm

Bir yüzü fraktal şekillerden oluşan toprak yüzeyi olan PCB kartının bir yüzü de besleme olarak tasarlanmıştır. İki yüzü bakır FR-35 malzemenin kazınması sonucu oluşturulan DGS yapı toprak yüzey olarak kullanılmıştır. Besleme yüzeyindeki bakır hatlar ve ölçüleri Şekil 4.13 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 4.13. Besleme ağı

Hatlar birim antenlerin besleme yüzlerinin güç bölücüler ile beslenmesi için tasarlanmıştır. Hat uzunlukları yaklaşık olarak tek antenlerin beslemelerine bağlanan yerlerde $\lambda/4$ sonrasında ise $\lambda/2$ ile devam etmektedir. Bu tasarıma göre de karakteristik empedans değerleri ortaya çıkmaktadır. Antenin ana besleme noktasındaki empedansı yaklaşık 50Ω olacak şekilde hat uzunluk ve kalınlıkları tercih edilmiştir.



Şekil 4.14. Empedans dönüşümü

Empedans dönüşümü için Şekil 4.14 üzerinde örnek olarak görüldüğü üzere yük empedansı bağlı bir hattın diğer ucunda görülen empedans değerine dönüşmesidir. Yük empedansı hatların ucuna bağlı olan ve enerjiye ihtiyacı olan sistemlere ait olan empedans değerleridir. Hattın diğer ucunda görülen giriş empedans değeri Eş. 4.55 ile hesaplanabilir.

$$Z_{in} = \frac{Z_L + iZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + iZ_L \tan(\beta l)} \quad (4.55)$$

Burada, iletim hattının boyu l , karakteristik empedans Z_0 , yük empedansı Z_L 'dir.

$\lambda/4$ hat uzunluğu için Eş. 4.55 denklemi üzerinde Eş. 4.56 ve Eş. 4.57 eşitlikleri uygulanırsa,

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}, l = \frac{\lambda}{4} \quad (4.56)$$

$$\beta l = \frac{\lambda}{4} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\pi}{2} \quad (4.57)$$

giriş empedansının hesaplanması için kullanılan Eş. 4.58 denklemi elde edilmiş olur.

$$Z_{in} = \lim_{\beta l \rightarrow \pi/2} Z_0 \frac{Z_L + iZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + iZ_L \tan(\beta l)} = Z_0 \frac{iZ_0}{iZ_L} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (4.58)$$

$\lambda/2$ hat uzunluğu için giriş empedansının hesaplanması için ise $l = \frac{\lambda}{4}$ denkleğinin Eş. 4.55 üzerinde yerine koyulması durumunda Eş. 4.59 ve Eş. 4.60 elde edilir.

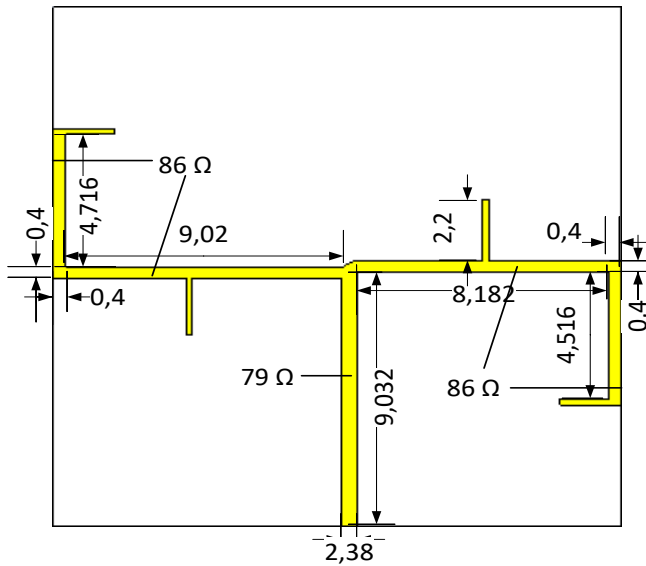
$$\beta l = \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} = \pi \quad (4.59)$$

$$Z_{in} = \frac{Z_L + iZ_0 \tan(\pi)}{Z_0 + iZ_L \tan(\pi)} = Z_L \quad (4.60)$$

Hattın karakteristik empedansı yansımanın olmadığı durumda hat üzerindeki gerilim dalgasının genliği ile akım dalgasının genliğinin oranı olarak tanımlanır. Bu çalışmada karakteristik empedans için kullanılacak hesaplama için bir mikroşerit hat için kullanılan hesaplama yöntemi esas alınmıştır. Eş. 4.61 antenin besleme ağındaki hatların empedansının hesaplanmasında kullanılmıştır.

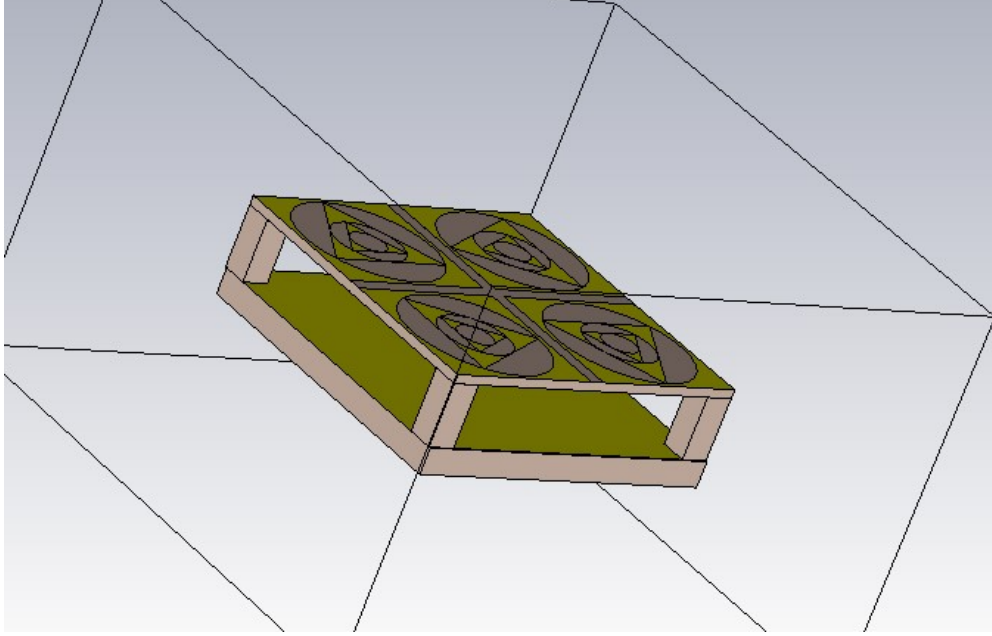
$$Z_{\text{microstrip}} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{2(1+\epsilon_r)}} \ln \left(1 + \frac{4h}{w_{\text{eff}}} \left(\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{\text{eff}}} + \sqrt{\left(\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{\text{eff}}} \right)^2 + \pi^2 \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{2}} \right) \right) \quad (4.61)$$

Yukarıdaki eşitlikte h substratın kalınlığı, w_{eff} besleme bakır yüzeyin genişliğini ifade eder. Bu eşitlikte ilgili değerler yerlerine konulduğunda elde edilen karakteristik empedans değerleri Şekil 4.15 üzerinde görülebilir.

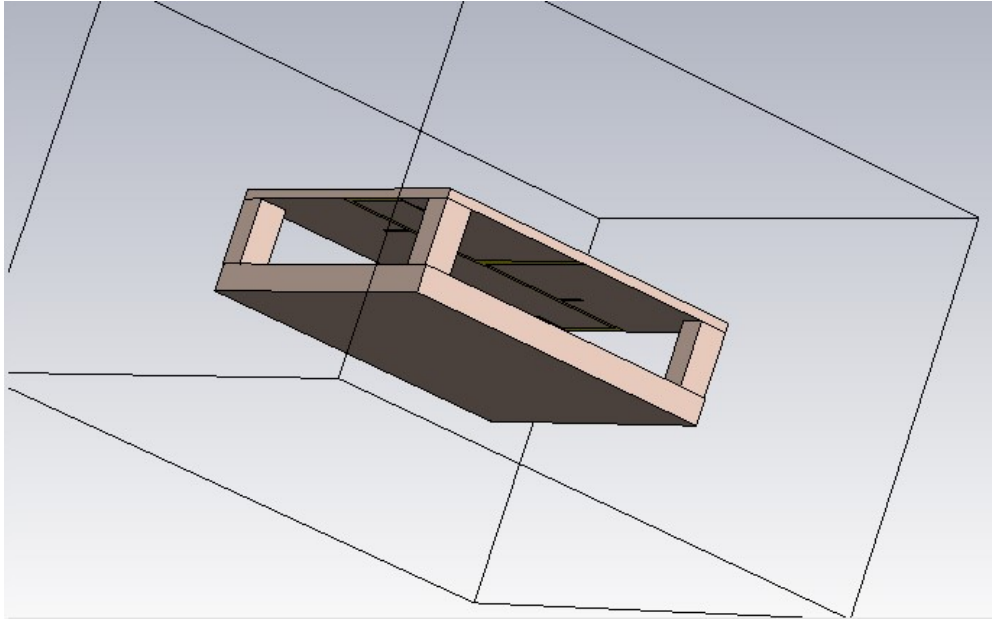


Şekil 4.15. Besleme ağı üzerindeki hatların karakteristik empedansı

Tasarımı yapılan anten CST yazılımı üzerinde inşaa edilmiştir. Antenin üst taraftan görünümü ve alt taraftan görünümü Şekil 4.16 (a) ve (b) ile gösterilir. Tasarım üzerinden görüldüğü gibi besleme ve topraklama yüzeyinin olduğu plaka dört adet ayak vasıtasıyla reflektör kısmına tutturulmuştur. Gerçek hayata uygun olması amacıyla kullanılan malzemelerin hepsi üretilen ve satışı yapılan ürünlerden seçilmiştir.



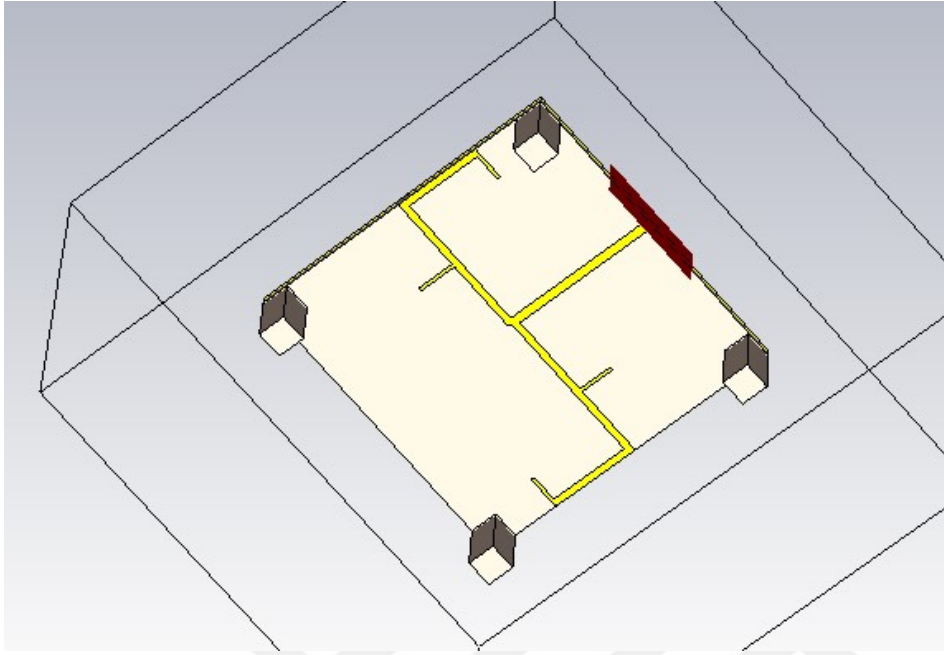
(a)



(b)

Şekil 4.16. CST üzerinde antenin genel görünümü (a) toprak yüzey tarafından (b) reflektör tarafından

CST üzerinde antenin besleme yüzeyinin görünümü ise Şekil 4.17 ile gösterilir.



Şekil 4.17. CST üzerinde antenin besleme yüzeyi

4.8. Sınır Koşulları

Bilgisayar tabanlı hesaplamalarda sonlu bölgelerde çalışabildiği için sınır koşullarının belirlenmesi gerekir. Bu durumda da birbirine bitişik iki bölgeyi düşünmek gerekir. Maxwell denklemleri üzerinden her iki bölge için de basit bir şekilde hesaplamalar yapıldığında iki bölgenin yüzey normları ile elektrik ve manyetik alanları ilişkilendirildiğinde

$$\hat{n} \times (E_2 - E_1) = 0 \quad (4.62)$$

$$\hat{n} \times (H_2 - H_1) = J_s \quad (4.63)$$

$$\hat{n} \cdot (\epsilon_2 E_2 - \epsilon_1 E_1) = \rho_s \quad (4.64)$$

$$\hat{n} \cdot (\mu_2 H_2 - \mu_1 H_1) = 0 \quad (4.65)$$

eşitlikleri elde edilir.

Yukarıdaki eşitliklerden anlaşılacağı üzere manyetik alanların yüzeye teğet bileşenlerinin farkı yüzey akım yoğunluğuna eşittir. Ayrıca elektrik akı yoğunlukların yüzeye dik

bileşenlerinin farkı yüzey yük yoğunluğuna denktir. Manyetik akı yoğunluklarının yüzeye dik bileşenleri sınır yüzeyinden geçer.

Problemin analizini yaparken yüzeyi mükemmel elektrik iletken kabul edersek, bu durumda yüzeyin içerisinde elektrik alan olmayacaktır. İlgili kabullere göre denklemler yeniden düzenlenirse;

$$\hat{n} \times E = 0 \quad (4.66)$$

$$\hat{n} \times H = J_s \quad (4.67)$$

$$\hat{n} \cdot E = \rho/\epsilon \quad (4.68)$$

$$\hat{n} \cdot H = 0 \quad (4.69)$$

elde edilir.

CST programında kullanılan sınır koşulları ise aşağıdaki gibidir.

Electric: Sınırın mükemmel elektrik iletken olarak davrandığı koşuldur.

Magnetic: Sınırın mükemmel manyetik iletken olarak davrandığı koşuldur.

Open (PML): Sınırın boş uzay olarak davrandığı koşuldur.

Open (add space): Sınırın boş uzay olarak davrandığı, fakat fazladan boşluk tanımlanan koşuldur. Anten problemleri için önerilen koşul olması sebebiyle, bu çalışmada bu sınır koşulu tercih edilmiştir.

Periodic: İki karşılıklı sınırın tanımlandığı ve faz değiştirici tanımlanabilen koşuldur. Bu iki ortam arasındaki değişim periyodik olarak ilgili yönde tekrarlanarak değişir.

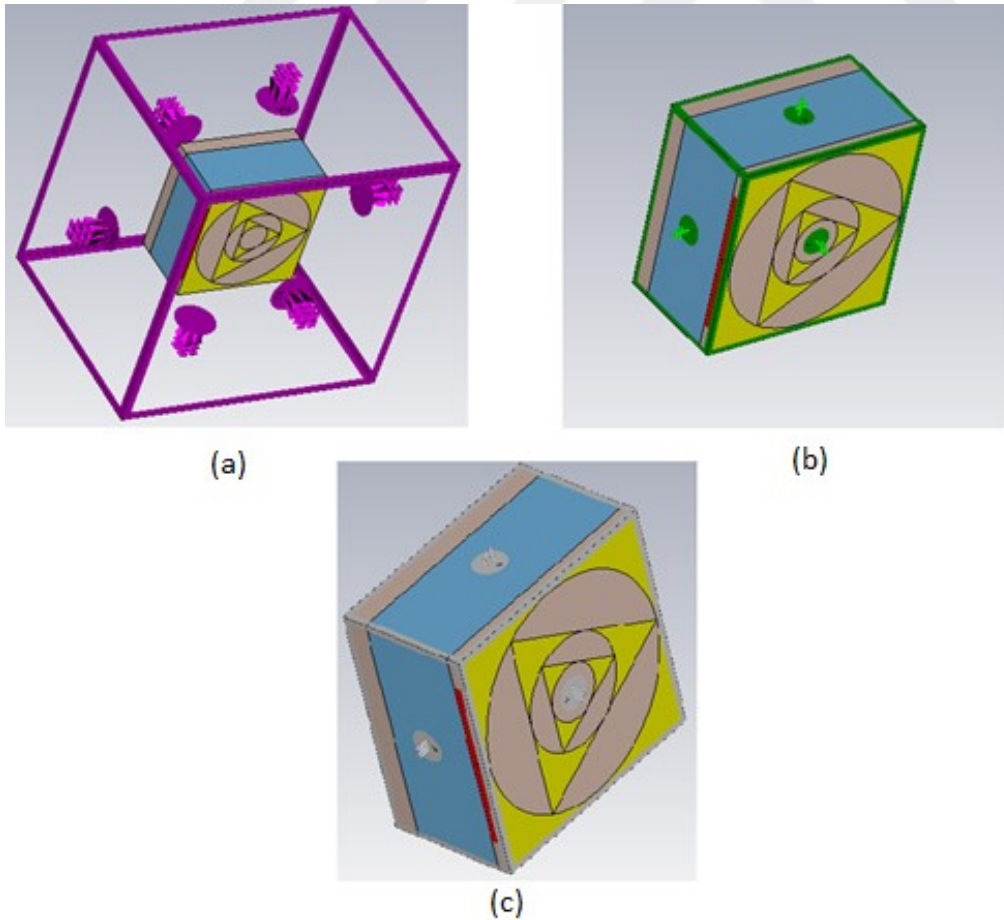
Conducting Wall: Sınırın kayıplı metal malzeme olarak davrandığı koşuldur.

Unit Cell: Periodic sınır koşuluna benzemesine rağmen iki boyutlu periyodikliğin olduğu sınır koşuldur.

CST üzerinde seçilen sınır koşuluna göre matematik probleminin çözümü yapılır. Bahsi geçen sınır koşulları gerçek hayat ile birebir uyuşmasa bile nümerik olarak tasarımı yapılan problemin çözümünde en uygun koşulu belirlemede faydalı olur.

CST üzerinde her bir sınır koşulunun görünümü de farklı tasarlanır. Tasarlanan görünümeler sınır koşullarının çalışma prensiplerini ifade edecek şekilde sunulmuştur. Şekil 4.18 üzerinde yukarıda sayılan sınır koşullarından Open (add space), Electric, Periodic sınır koşullarının görünümeleri verilmiştir.

Sınır koşulunun seçimi analiz sonuçlarını doğrudan etkileyecek bir husus olması sebebiyle problemin CST üzerinde tasarımının çiziminden önce amaçlanan analiz yöntemine göre sınır koşulunun da tanımlanması gerekir.



Şekil 4.18. CST programı sınır koşulları (a) open (add space) (b) electric (c) periodic

4.9. Antenin Üretimi

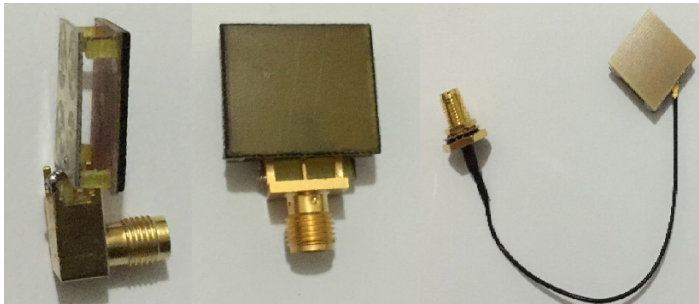
Yukarıdaki ölçümlere göre üretilmiş olan anten Şekil 4.19 üzerinde görülebilir.



Şekil 4.19. Üretilen antenin (a) topraklama yüzeyi (b) yan yüz (c) besleme yüzeyi görüntüleri

Antenin üretim aşamasında PCB basım tekniklerinden faydalanılmıştır. Bu aşamada ise iki yüzü bakır kaplı takonik plaka üzerinde tasarlanan anten 0,01 mm hassasiyetinde kazınmıştır. Kart üretimi yapıldıktan sonra konnektörlerin belirlenmesi üzerine çalışılmıştır. Bu aşamada da empedans uyumu ve konnektörden saçılmanın olabildiğince engellenebileceği en uygun sonucun elde edilebileceği birçok pin ve lehim yapıları denenmiştir. Daha sonra ise besleme yüzeyi ile reflektör bağlantısı ayaklar vasıtasıyla bağlanmıştır.

ENIG (Elektroliz nikel daldırma altın - Electroless nickel immersion gold) altın kaplama yüzey uygulamalı PCB basım tekniği kullanılmıştır. SMA (Alt Boyutlandırma Versiyon A) tipi konnektör antenin çıkış kapısı için kullanılmıştır. Konnektörün besleme ucu antenin besleme ara yüzündeki besleme hattına lehim ile tutturulmuş, konnektörün topraklama kısmı ise antenin toprak yüzeyine lehim ile tutturulmuştur. Şekil 4.19 üzerinde üretilmiş antenin son hali görülmekte olup, Şekil 4.20 üzerinde ise antenin ölçümler öncesindeki farklı konnektör tipleri ile bağlantılarının yapılmış hali görülebilir.

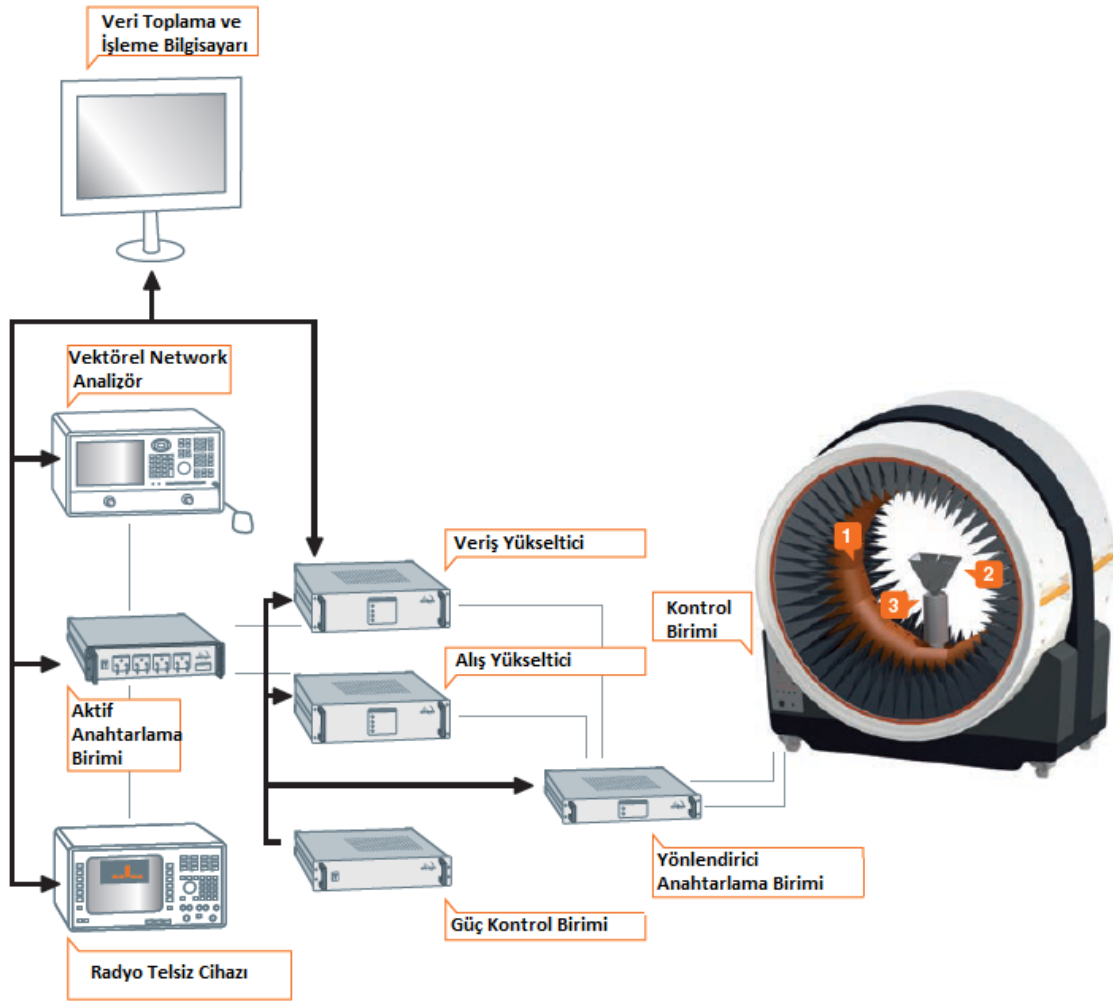


Şekil 4.20. Farklı konnektör tipleri ile bağlantılar

5. ÖLÇÜMLER

2X2 düzeneğinde tasarlanan antenin kazanç ve S_{11} ölçümleri gerçekleştirilmiştir.

Kazanç ölçümleri için Satimo Starlab E-18GHz anten ölçüm sistemi kullanılmıştır. Sistem 650 – 18000 MHz arasında ölçüm yapabilme kapasitesine sahiptir. Sistem temel olarak kazanç, yönelticilik, bant genişliği, çapraz polarizasyon farkı, yan kulakçık seviyeleri, ışıma örüntüsü, anten verimliliği, TRP (Toplam Işınan Güç - Total Radiated Power), TIS (Toplam İzotropik Duyarlılık - Total Isotropic Sensitivity), EIRP (Efektif İzotropik Işınan Güç - Effective Isotropic Radiated Power), EIS (Denk İzotropik Duyarlılık - Equivalent Isotropic Sensitivity) ölçümleri yapılabilir. Sistem kısaca Şekil 5.1 üzerinden gösterilen bileşenlerden ve bu cihazlardan alınan değerlerin analizini yapan bir yazılımdan oluşmaktadır. Sistem üzerinde iki adet anahtarlama yapısı bulunmaktadır. Test odasının çıkışındaki anahtarlama yapısı test edilecek antenin alışı veya veriş yönleri arasında anahtarlama yapar. Diğer anahtar yapısı ise yakın alan pasif ölçüm ile OTA (yayında - On the air -) durumunda test senaryoları arasında anahtarlama yapar. Her iki test senaryosunda sinyal yönlendirilebilir.



Şekil 5.1. Satimo Starlab E-18 GHz sistem yapısı [33]

Yakın alan pasif ölçüm tekniği Vektörel Network Analyzer cihazının kaynak ve alıcı cihaz olarak kullanıldığı test yöntemidir. OTA testlerinde ise Telsiz Haberleşme Cihazı (Radio Communication Tester) cihazı kullanılarak antenin yayın yaptığı durumların ölçümü gerçekleştirilir. Bunun dışında yükselteç cihazları alınan ve iletilen sinyallerin güçlendirilmesini sağlarlar. Güç Kontrol Birimi ise cihazların güç dağıtımını sağlar.

Şekil 5.2 üzerinden görüleceği üzere antenin azimut ölçümleri belli açı aralıklarıyla yerleştirilmiş problar üzerinden gerçekleştirilir. Yükselme düzlemi açı ölçümleri ise antenin straforlar ile yerleştirildiği platformun kendi etrafında dönmesi sayesinde ölçülebilir.

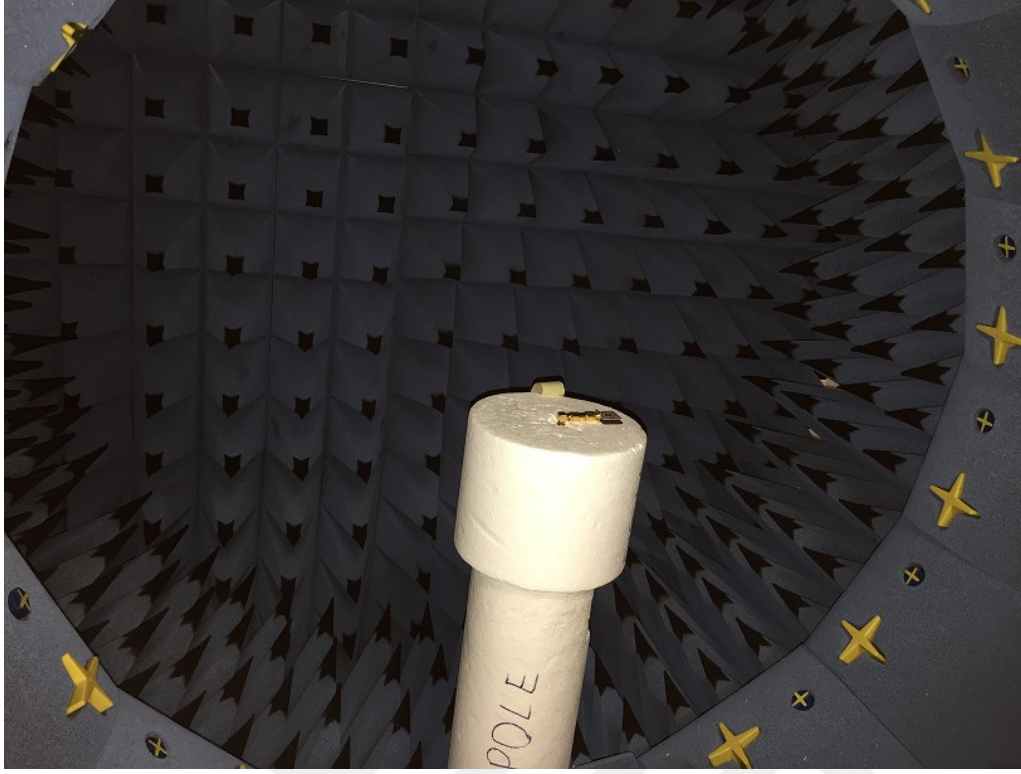
Dalgaların ölçümünü sağlayan problar odanın iç yüzeyine 0.9m çapında bir daire şeklinde dizi olarak yerleştirilmiştir. Her bir prob arası $22,5^\circ$ olacak şekilde yerleştirilmiştir.



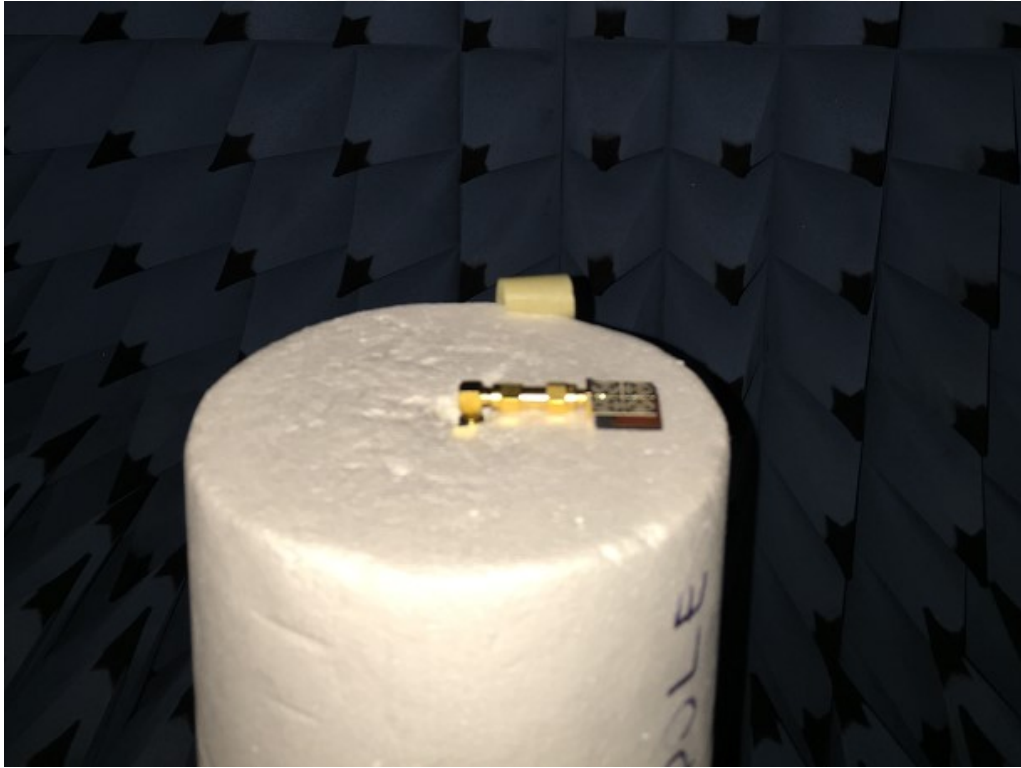
Şekil 5.2. Antenin azimut ve yükselme düzlemi ölçümü [33]

Antenin ölçüm odasında bağlantısının yapılmış görüntüsü Şekil 5.3’de görülebilir. Antenin ağırlığına göre ayarlanabilen straforlarla antenimiz test bölümüne bağlanmıştır. Şekil 5.3 üzerinde antenin yerleştirildiği odada antenin etrafında artı şeklinde kısımlar görülür. Bu kısımlar ölçümlerin alındığı problardır. Görüldüğü üzere iki büyüklükte ve belli aralıklarla yer alan bu problar, yukarıda belirtilen açı aralıklarında yerleştirilmiş olup, her bir büyüklük farklı frekans için kullanılmaktadır.

Şekilde de görüldüğü üzere anten straforlar üzerine yerleştirilmiştir. Kullanılan straforlar elektromanyetik dalgaların saçılmaması için kullanılır ve ölçüm yapılacak antenlerin ağırlıklarına göre çeşitlendirilir.



(a)



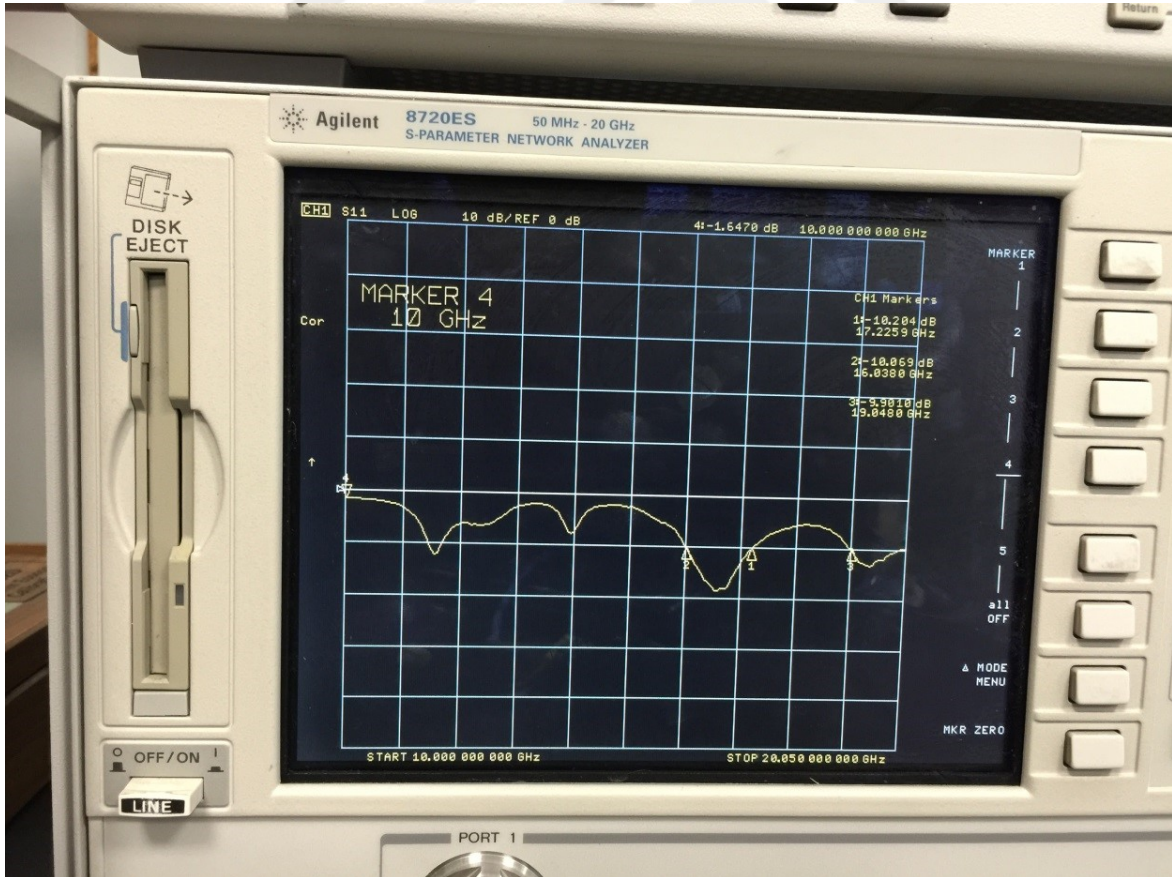
(b)

Şekil 5.3. Antenin Satimo Satlab 18 GHz içinde yerleşimi (a) oda görünümü (b) anten yerleşimi

Ayrıca anten birbirine bağlı konnektör, kablo ve adaptörler sayesinde strafor üzerine yerleştirilmiştir. Hesapların yapılması sırasında bahsi geçen aradaki bağlantı parçalarının kaybı göz önüne alınmıştır.

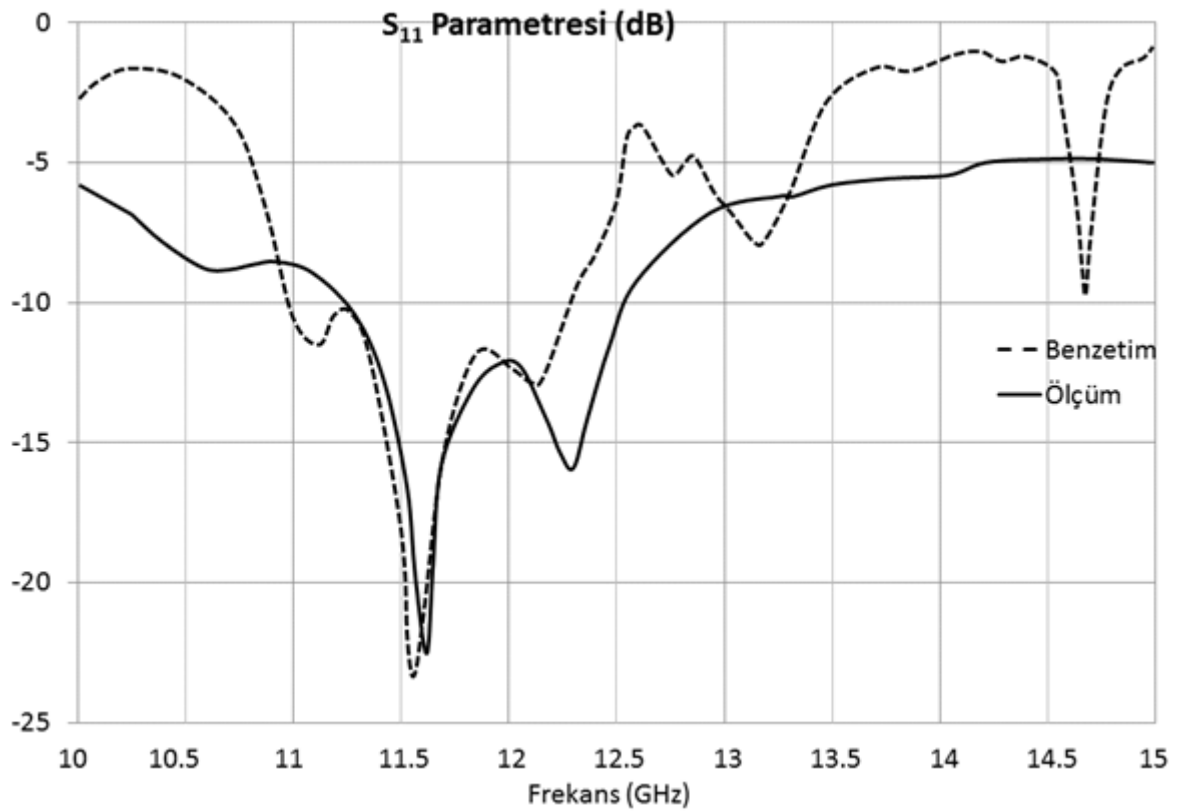
Cihaz maksimum 18 GHz ile çalışabilir. Bu frekans değeri de literatürde yapılmış çalışmalarla adil bir karşılaştırma yapılabilmesi amacıyla ve performans değerlerinin hâlihazırda kullanılan uygulamalarda geçerli olup olmadığına karar verilebilmesi açısından önemlidir. Bu nedenle ölçümlerimiz maksimum desteklenen frekans olan 18 GHz ile yapılmıştır.

Bir diğer önemli ölçüm olan bant genişliğinin ölçümü için Network Analizör cihazı kullanılmıştır. Söz konusu bant genişliğini hesaplayabilmek için kullanılan geri dönüş kaybı (S_{11}) parametresinin ölçümü için Şekil 5.4’de görülen Agilent 8720ES ağ analizör ölçüm cihazı kullanılmıştır.



Şekil 5.4. Agilent 8720ES

10-15 GHz arasında ağ analizör ile ölçülen geri dönüş kayıp değerleri ile CST ile elde edilen geri dönüş kayıp değerleri Şekil 5.5 üzerinde karşılaştırılmaktadır. Şekil üzerinde kesikli çizgi ile gösterilen değerler CST sonuçlarını, düz çizgi ile gösterilen değerler üretilmiş antenin ölçüm sonuçlarını ifade eder. Şekilden görüleceği üzere her iki grafikte birbirine yakın frekans aralıklarında -10 dB altında kalmaktadır. Böylece Ku bant üzerinde tasarlanarak gerçekleştirilen antenin kabul edilebilir bir bant genişliği ile çalıştığı görülebilir. Bu frekans aralığı halihazırda uydu sistemlerinde alışı yönünde kullanılan frekans aralığına karşılık gelir.

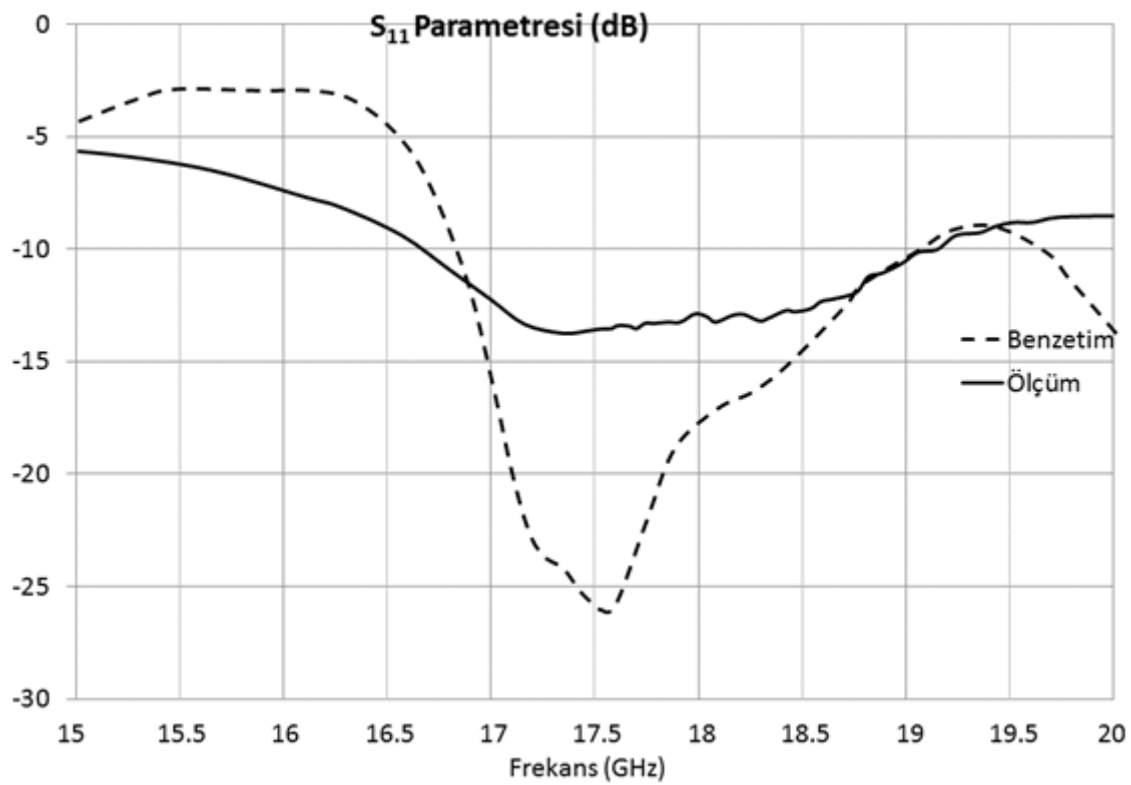


Şekil 5.5. 2x2 Dizi Apollonius fraktal anten için 10-15 GHz arasındaki S_{11}

Ayrıca, anten sistemi K bant içerisinde incelenmiş olup, Şekil 5.6 üzerinde CST ile tasarlanan antenin geri dönüş kaybı sonuçları ile üretilmiş antenin geri dönüş kaybı ölçüm sonuçları karşılaştırılmaktadır. CST sonuçları (kesikli çizgi) 16,81- 19,05 GHz frekans aralığında -10 dB altında görünürken, üretilmiş anten sonuçlarının (düz çizgi) 16,69-19,16 GHz frekans aralığında -10 dB altında olduğu görülür. Ölçümler sonucu görülen ve antenin çalıştığı frekans aralığı uydu haberleşme sistemlerinde hâlihazırda kullanılan frekans aralığını kapsamaktadır.

Sonuçlar gösterir ki, bu çalışmada tasarlanan antenin planlanan frekans aralıkları ile üretilen antenin ölçülen frekans aralıkları yaklaşık aynı frekans aralıklarıdır. Böylece ağ analizör cihazının kapasitesinin izin verdiği ölçüde hedeflenen çalışma frekans aralıklarına ulaşıldığı tespit edilmiş olur.

Ayrıca da kapsanan frekans aralıkları hâlihazırda farklı frekans bantlarında kullanılan sistemleri desteklediğinden dolayı çoklu frekans desteğimiz sayesinde gerçekleştirilen anten aynı anda farklı uygulamalarda kullanılabilecek avantaja sahiptir.

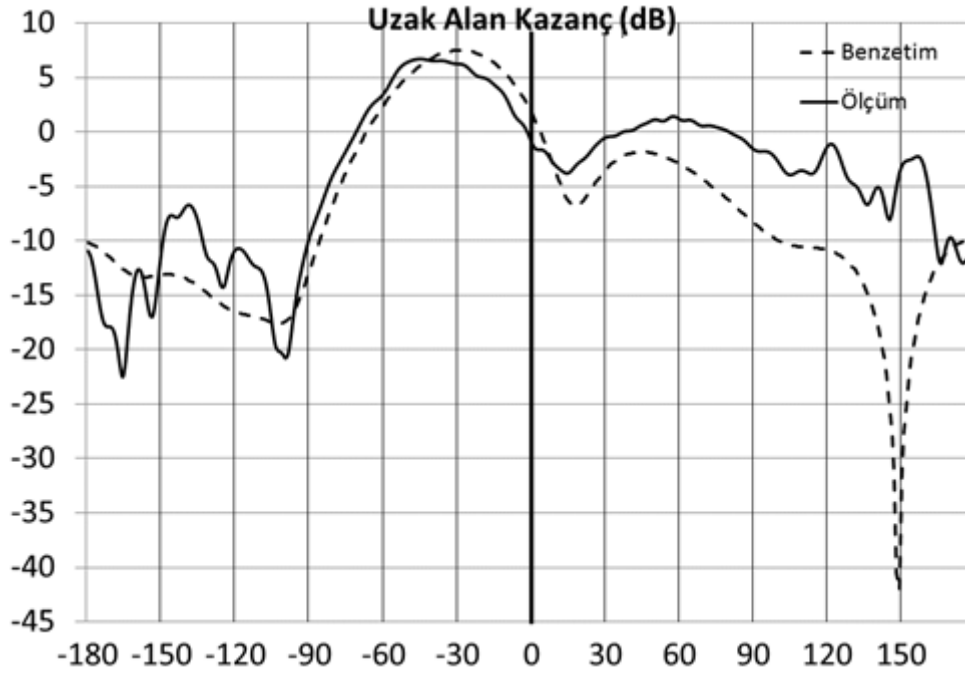


Şekil 5.6. 2x2 Dizi Apollonius fraktal anten için 15-20 GHz arasındaki S_{11}

Satimo Starlab E-18GHz ile antenin farklı frekanslarda kazancı ölçülmüştür. Öncelikli olarak ölçümler hedef çalışma frekansı olan K bant içerisinde 18 GHz merkez üzerine odaklanmıştır. Bu ölçüm çalışmalarında da CST kazanç sonuçları ile üretilen antenin ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Şekil 5.7 üzerinden kesikli çizgi ile gösterilen CST sonucu incelendiğinde antenin 7,2 dBi kazanca ulaştığı görülebilir. Düz çizgi ile gösterilen kazanç örüntüsü ise üretilen antenin ölçüm sonuçlarıdır. Üretilen antenin ölçüm sonuçlarına göre Şekil 5.7'deki grafikte görülen maksimum kazanç değeri 6,6 dBi değerine ulaşmaktadır. İki grafiğin de maksimum değerlerinin birbirine yakın olduğu, ayrıca örüntü grafiklerinin 360° üzerinde benzer dağılım gösterdiği fark edilir. Bu benzerlikler ve daha önce tespit edilen geri

dönüş kayıpları uyumları, üretilen antenin başarılı bir şekilde tasarıma uyduğunu ispatlamaktadır.

Antenin kazanç örüntüsünde maksimum kazancın 50° üzerinde görülmesi ise besleme ağ yapısının hatlarının simetrik bir yapıya sahip olmamasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 5.7 2X2 Apollonius fraktal anten için kazanç örüntüsü (dBi)

Antenin simülasyon ve ölçüm sonuçlarının adil bir şekilde karşılaştırılabilmesi için literatürde de ölçüm sonuçları bulunan ortak bir frekansın belirlenmesi gerekmiştir. Bu sebeple 18 GHz frekansında çalışan ve test edilen literatürdeki başka dizi antenler ile karşılaştırmalar yapılmıştır. Karşılaştırmada temel olarak 18 GHz ile yapılan kazanç ölçümleri ve antenlerin boyutları ele alınmıştır. Ghaderi ve Mohajeri tarafından daha önce yapılan çalışmalardan biri olan Compact Hexagonal Wide-Slot [34] anten de DGS yapısı ile tasarlanmış bir antendir. Bu antenin 18 GHz için kazanç değeri 3,9 dBi olarak ölçülmüş olup, antenin ölçüleri ise 30 cm X 30 cm olarak belirtilmiştir. Değerlerden anlaşılacağı üzere bu çalışmadaki anten de daha küçük ölçüler ile daha yüksek kazançlar elde edilmiştir. Literatürde bulunan bir diğer çalışma ise Liu, Cheung ve diğerleri tarafından tasarlanan compact circular-ring [35] anten çalışmasıdır. Bu antenin kazanç değerinin 18 GHz içi 7,2 dBi olduğu görülür. Antenin kazancının bu çalışmadaki antenin kazancına çok yakın olmasına karşın, ölçülerinin 2.6 cm x 2.8 cm değerleri ile daha büyük olduğu görülür. Çizelge 5.1’de tasarlanan antenin CST sonuçları, üretilen antenin ölçüm sonuçları ve

literatürde daha önce yapılmış anten çalışmalarının ölçüm sonuçları ve tüm antenlerin ölçüleri özet olarak karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucundan anlaşılağı üzere, Apollonius fraktal antenin boyutları göz önüne alındığında benzer çalışmalara göre oldukça yüksek kazanç değerlerine ulaşılır.

Çizelge 5.1. 18 GHz için antenlerin kazancı ve ölçüleri

Anten	Ölçüler (cm)	Kazanç (dBi)
Üretilmiş Apollonius fraktal anten	~1.85 x 1.85	6.6
Benzetim yapılmış Apollonius fraktal anten	~1.85 x 1.85	7.2
Geniş slotlu altıgen anten [34]	30 x 30	3.9
Kompakt dairesel halka anten [35]	2.6 x 2.8	7.2

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Günümüzde uydu haberleşmesi gibi farklı uygulamalarda daha küçük ve verimli anten sistemlerinin geliştirilmesi üzerinde çalışmalar devam etmektedir. Bu bağlamda, bu çalışmada geliştirilen anten sistemi de geçmiş anten çalışmalarına göre daha kazancı yüksek ve küçük ölçülerdedir. Ayrıca geliştirilen anten yapısı, kendine has bir tasarım olup, tasarımda özellikle Apollonius üçgeni kullanılarak tasarlanmış bir fraktal yapı elde edilmiştir.

Bu çalışmanın giriş bölümünde fraktal yapıların bilimsel alanda özellikle anten çalışmalarında kullanımına ilişkin tarihsel geçmişi üzerine durulmuştur. Bu aşamada da bazen önerilen fraktal şeklin getirdiği geometrik avantaj antenin boyutunu küçültmek için kullanılmakta, bazen fraktal şeklin iç içe yapısı çoklu frekans uygulamaları için veya yüksek kazanç elde etmek ve bant genişliğini artırmak için kullanılmaktadır. Bahsi geçen literatürlerdeki bazı çalışmalar tasarlanan anteni anlatmadan önce fikir vermesi açısından detaylı olarak anlatılmıştır. Buna ilaveten, çalışmamızda kullanılan diğer bir yapı olan DGS yapısı da ayrıca araştırılarak anlatılmıştır. DGS kullanımının geçmişi incelenirken en önemli olarak karşımıza çıkan kullanımının filtreleme olduğudur. Bu iki yapının birleştirilmesi çalışmamıza çok büyük katkıda bulunmuş olup, ana hedefimiz olan kazancın artırılması hususunda etkili bir ikili olmuştur. Sonrasında CST yazılımı ile antenimizin tasarımındaki izlenen aşamalara değinilmiştir. Bu aşamada da tek anten tasarımının benzetim yapılmasından, dizin antene geçişi sıralanmıştır. Antenin üretimi ve testlerine de değinilmiştir.

Bir sonraki bölümde ise yine anten sistemleri anlatılmıştır. Tarihte antenlerin ilk uygulama olarak kullanımları ve gelişimi sunulmuştur. Akabinde matematiksel olarak anten teorisinin ortaya çıkışı, ilerleyişi üzerinde durulmuştur. Matematiksel olarak Maxwell denklemleri ile elektromanyetik dalgaların yayılımı açıklanırken, antenin haberleşme için kullanılabileceği kadar uzağında olunması gerektiği ve bu noktadaki elektrik ve manyetik alanların hesabı konusu işlenmiştir. Antenler için yakın alan ve uzak alan mesafelerinin ne anlama geldiği anlatılmış ve hesapları verilmiştir. Devamında yaygın olarak kullanılan anten tipleri, bu antenlere ilişkin öne çıkan özellikler gösterilmiştir.

Üçüncü bölümde ise fraktal anten yapıları incelenmiştir. Fraktal yapının ilk keşfi, doğadaki cisimlerin şekillerinin açıklanmasında fraktal şekillerin kullanımına örneklerle değinilmiştir. Geometrik olarak fraktal şekil incelenmeye devam edilerek, bilinen lineer yapılardan farkları sunulmuştur. Fraktal şekillerin boyutlarının hesaplanması için kullanılan formüller gösterilmiştir. Anten sistemlerinde kullanılan en bilinen fraktal yapılar incelenerek, boyutları, kullanım amaçları, iterasyon yöntemleri verilmiştir. Bölüm sonunda ise bu çalışmada elde edilen ve Apollonius üçgeninden üretilen fraktal yapı açıklanmıştır.

Dördüncü bölüm antenin tasarımını anlatmaktadır. Tasarım aşamasında kullanılan başlıca anten parametreleri ve kullanımları bölüm başlangıcında verilmiştir. Saçılma problemlerine ilişkin parametreler de ayrıca örnek ağ yapıları üzerinden anlatılmıştır. Probleme dair yayılan, saçılan, yansıyan dalgalar modellenerek bir ağ halinde gösterilmekte ve giriş çıkış kapıları uyumlu kabul edilmektedir. Böylece saçılma parametrelerini ifade eden S parametreleri ve anlamları işlenmiştir. Antenimizin tasarımında kullanılan dizi anten konusu da takibinde ele alınarak her bir birim antenin nasıl yayılımlarının birleştirildiğine değinilmiştir. Yama antenlerin ölçülerinin nasıl hesaplandığı anlatıldıktan sonra bu tez çalışmasındaki antenin ölçülerinin nasıl hesaplandığı anlatılmıştır. Her yazılım programı problemleri benzetim yapabilmek için nümerik bir çözüme dayanmak zorundadır. CST programında kullanılan Sonlu Entegrasyon Tekniği incelenmiştir. FIT tekniği kapsamında Maxwell denklemlerinden başlanılarak, yayılımı ele alınan dalgaların nümerik formülü oluşturulmuş ve iterasyon sağlayacak hale getirilmiştir. Tasarımın ilk aşamasında tek bir antenin daha önce elde edilen ölçülere göre kurulumu CST üzerinde yapılmıştır. Elde edilen antenin farklı ölçümleri alınarak analizi yapılmıştır. Sonrasında ise 2X2 dizi anten birim antenler kullanılarak inşaa edilmiştir. Bu aşamada antenlerin yerleşimi kadar besleme arayüzü de önem kazanmaktadır. Bu sebeple, bu aşamada iletim hattı hesapları üzerine kısaca durulmuştur. Simülasyonun gerçek hayata daha çok benzemesi için en uygun sınır koşulu tercih edilmiştir. Bu kısımda ayrıca antenin üretimi ve üretim aşamasındaki bazı denemeler de anlatılmıştır.

Son kısımda ise gerçek ölçüm sonuçları ve bu sonuçların analizi yapılmıştır. Kazanç ölçümünün yapıldığı Satimo Starlab E-18GHz cihazı öncelikli olarak anlatılmış ve desteklediği özellikler sunulmuştur. Ayrıca cihazın içerisinde kullanılan ekipmanlar ve görevlerine de değinilmiştir. Sonrasında bant genişliğinin ölçümü ve kullanılan ağ analizör cihazları üzerine durulmuştur. Bu bölüm sonunda ağ analizör cihazından alınan S_{11} ölçüm

sonuçları ile CST yazılımından elde edilen analiz sonucu elde edilen S_{11} sonuçları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma konusuna Satimo Starlab E-18GHz cihazında alınan örüntü ölçümü ile CST yazılımından alınan örüntü grafiklerinin karşılaştırması ile devam edilmiştir. Ayrıca antenin performans değerleri ile literatürde yapılmış çalışmaların performans sonuçlarının karşılaştırılması da yapılmıştır.

Bu tez çalışmasında tasarlanan DGS yapı filtre olarak, şekli ve boyutu ile süzülecek bandın belirlenmesi için kullanılmaktadır. Bunun yanında da şekil olarak ise, özel olarak tasarlanmış bir fraktal şekil tercih edilmiştir. Apollonius çemberlerinin birleştirilmesinden elde edilmiş bir şeklin toprak yüzey üzerine kazınması sonucu elde edilen bir DGS yapısı tercih edilmiştir.

Fraktal antenin tasarımı CST Suite yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Antenimizin tasarımı tek anten üzerinden başlamıştır. Tek anten yapısının benzetim sonuçlarından birisi olan dönüş kaybı S_{11} parametresi incelendiğinde K, Ka ve Ku bant üzerinde antenin çalıştığı görülmüştür.

Daha sonrasında CST yazılımı üzerinde tasarlanmış antenin 2 X 2 dizi şeklinde birleştirilmesi sonucu tasarlanmış dizi anten elde edilmiştir. Bu tasarım sırasında antenler arasındaki boşluk önem arz eder. Antenler arasındaki boşluğun belirlenmesinde farklı frekanslarda çalışan antenler için literatür incelemesi yapılmış olup, önceki çalışmalar esas alınarak yapılan optimizasyon çalışması sonrasında K bant üzerinde en iyi kazanç değeri için 0,8 mm boşluk, en iyi dönüş kaybı sonucu için 1,1 mm boşluk tespit edilmiştir.

Tasarımlara ilişkin üretimler aşamasında en iyi kazancın elde edilmesinin amaçlanması sebebiyle, 0,8 mm boşluk kullanılmış olup, anten yüzeyinin ölçüsü 18,464 mm X 18,464 mm olarak elde edilmiştir. Ayrıca reflektör yapısı göz önüne alındığında 3,6 mm uzaklıkta kullanılan bakır yüzeyli 1,5 mm kalınlığındaki FR-04 reflektör, bir yüzeyinde toprak, bir yüzeyinde besleme kısımlarının bulunduğu 0,51 mm kalınlığındaki takonik (FR-35) substrat ise üçüncü boyutun ölçülerini verir.

Antenin üretim aşamasında ise PCB basım tekniklerinden faydalanılmıştır. Bu aşamada ise iki yüzü bakır kaplı takonik plaka üzerinde tasarlanan anten 0.01 mm hassasiyetinde kazınmıştır. Kart üretimi yapıldıktan sonra konnektörlerin belirlenmesi üzerine çalışılmıştır.

Bu aşamada da empedans uyumu ve konnektörden saçılmanın olabildiğince engellenebileceği en uygun pin ve lehim yapısı denenmiştir. Daha sonra ise besleme yüzeyi ile reflektör bağlantısı ayaklar vasıtasıyla bağlanmıştır.

Üretilen antenin kazanç ölçümleri için test odası, bant genişliği ölçümü için ise ağ analizör cihazı kullanılmıştır. Üretilen anten ile yapılan testler sonucunda elde edilen değerler incelendiğinde, çok küçük boyutlara sahip anten literatürde yapılmış anten çalışmalarına kıyasla oldukça verimli sonuçlar vermiştir. Ayrıca ilk defa Apollonius çemberi kullanılarak elde edilmiş bir fraktal şekil DGS yapısı üzerinde kullanılmıştır.

Bu çalışma kapsamında tasarlanan ve üretilen antenin desteklemiş olduğu frekans aralıklarına bakıldığında halihazırda ticari olarak farklı frekans bantlarında çalışan sistem antenlerinin kabiliyetini kapsadığı görülebilir. Bu durum da bu çalışmadaki antenin çoklu frekans desteğinin gerçek hayatta da karşılık bulduğunu ve aynı anda birden fazla anten gerektiren uygulamalarda tek bir antenle kullanılabileceğini ortaya koymaktadır.

Üretilen antenin geliştirilmesi amacıyla 4 X 4 ve 8 X8 dizi yapıları üzerine gelecekte çalışmalar yapılabilir. Böylece uydu haberleşmesinde doğrudan kullanılabilecek kazanç değerlerine ulaşılabilir. Ayrıca besleme ağ yapısının geliştirilmesi ile kazanç değeri yükseltilebilir ve örüntü dağılımı düzeltilebilir

KAYNAKLAR

1. Kim, Y. and Jaggard, D. L. (1986). The fractal random array. *Proceedings of the IEEE*, 74(9), 1278-1280.
2. Cohen N. and Hohfeld, R. G. (1996). Fractal loops and the small loop approximation. *Communications Quarterly*, 77-78.
3. Cohen, N. (1996). Fractal and shaped dipoles. *Communications Quarterly*, 25-36.
4. Balirida, C. P., Romeu J., Cardama A. (2000). The Koch monopole: a small fractal antenna. *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, 48 (11), 1773-1781.
5. Luintel, T. (2001). *Modified Sierpinski fractal antenna*. Unpublished Master's Thesis, Kathmandu University, Orlando.
6. Kim, C. S., Park, J. S., Dal, A., Kim, J. (2000). A novel 1-D periodic de-fected ground structure for planar circuits. *IEEE Microwave Guided Wave Letter*, 10, 131-133.
7. Yun, J. S., Kim, G. Y, Park, J. S., Dal, A., Kang, K. Y., Lim, J. B. (2000). A design of the novel coupled line bandpass filter using defected ground structure. *IEEE MIT-S Digest*, 1, 327-330.
8. Dal, A., Park, J. S., Kim, C. S., Kim, J., Qian, Y. X., Itoh, T. (2001). A design of the low-pass filter using the novel micro-strip defected ground structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49, 86-93.
9. Lim, J. S., Kim, C. S., Lee, Y. T., Dal, A., Nam, S. (2002). *A new type of low pass filter with defected ground structure*. 32nd Europe Microwave Conference, Milan.
10. Guha, D., Biswas, M., Antar, Y. M. M. (2005). Microstrip patch antenna with defected ground structure for cross polarization suppression. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 4, 455-458.
11. Sung, Y. J., Kim, M., Kim, Y. S. (2003). Harmonic reduction with defected ground structure of a microstrip patch antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2, 111-113.
12. Liu, H., Li, Z., Sun, X., Mao, J. (2005). Harmonic suppression with photonic bandgap and defected ground structure for a microstrip patch antenna. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15 (2), 55-56.
13. Guha, D., Biswas, S., Biswas, M., Siddiqui, J. Y., Antar, Y. M. M. (2006). Concentric ring-shaped defected ground structures for microstrip applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, 5, 402-405.
14. Trinh-Van, S., Kim, H. B., Kwon, G., Hwang, K. C. (2013). Circularly polarized spidron fractal slot antenna arrays for broadband satellite communications in Ku-Band. *Progress In Electromagnetics Research*, 137, 203-218.

15. Shi, B., Long, Z., Wang, J., Yang, L. (2013). *Design and Analysis of a Modified Sierpinski Carpet Fractal Antenna for UWB Applications*. 2013 Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation (ISAP), Nanjing.
16. Raviteja, C., Varadhan, C., Kan, M. (2014). A Fractal-Based Circularly Polarized UHF RFID Reader Antenna, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 499-502.
17. Trivedi, N., Singh, A. K., Gurja, S. (2013). *Behaviour of U & E Shape Multiband Fractal Patch Antenna*. International conference on Communication and Signal Processing, India.
18. Li, L., Wu, Z., Li, K., Yu, S., Wang, X., Li, T., Li, G., Chen, X., Zhai, H. (2014). Frequency-Reconfigurable Quasi-Sierpinski Antenna Integrating With Dual-Band High-Impedance Surface. *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, 62 (9), 4459-4467.
19. Huang, Y., Boyle, K. (2008). *Antennas From Theory To Practice*. United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 1-20, 183-200.
20. Kılıç, Ö. (2010). *Defected Ground Structure And Its Applications To Microwave Devices And Antenna Feed Networks*. Unpublished Master's Thesis, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara.
21. Arjun, K., Machavaram, K. (2013). Microstrip Filter With Defected Ground Structure: A Close Perspective. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 5, 589-602.
22. Lopes, F. M. (2009). *Fractal Antennas For Wireless Communication Systems*. Unpublished Master's Thesis, Faculdade De Engenharia Da Universidade, Porto.
23. Kaur, S., Rajni, Marwaha, A. (2014). Fractal Antennas: A Novel Miniaturization Technique for Next Generation Networks. *International Journal of Engineering Trends and Technology*, 9 (15), 744-748.
24. Yaman, F., Yılmaz, A. E. (2012). Elitist Genetic Algorithm Performance on the Uniform Circular Antenna Array Pattern Synthesis Problem. *Przeglad Elektrotechniczny*, 88 (1), 273-277.
25. Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory Analysis And Design*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 27-94, 811-876.
26. Rhami, Z. (2011). *The Finite Integration Technique (FIT) and the Application in Lithography Simulations*. Unpublished Doctoral Thesis, Der Technischen Fakultat der Friedrich-Alexander-Universitat, Erlangen.
27. Wong, K. L., Hsiao, F. R., Chiou, T. W. (2004). Omnidirectional planar dipole array antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52 (2), 624-628.
28. Kim, J. G., Lee, H. S., Yoon, J. B. Hong, S. (2005). 60-GHz CPW-fed post-supported patch antenna using micromachining technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15 (10), 635-637.

29. Levine, E., Malamud, G., Shtrikman, S., Treves, D. (1989). A study of microstrip array antennas with the feed. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 37 (4), 426-434.
30. Liao, P., York, R. (1993). A new phase-shifterless beam-scanning technique using arrays of coupled oscillators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 41 (10), 1810-1815.
31. Mak, C. L., Luk, K. M., Lee, K. F., Chow, Y. L. (2000). Experimental study of a microstrip patch antenna with an L-shaped probe. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48 (5), 777-783.
32. Eldek, A. A., Elsherbeni, A. Z., Smith, C. E. (2005). Rectangular slot antenna with patch stub for ultra wideband applications and phased array systems. *Progress in Electromagnetics Research*, 53, 227–237.
33. İnternet: Starlab. MVG 2014. URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.mvg-world.com&date=2017-03-20>, Son Erişim Tarihi: 20.03.2017.
34. Ghaderi, M. R. Mohajeri, F. (2011). A Compact Hexagonal Wide-Slot Antenna With Microstrip-Fed Monopole for UWB Application. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 682-685.
35. Liu, L., Cheung, S. W., Azim, R., Islam, M. T. (2011). A compact circular-ring antenna for ultra-wideband applications. *Microwave And Optical Technology Letters*, 53 (10), 2283-2288.



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : KUZU, Süleyman
 Uyuğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 18.04.1978, Niğde
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 (505) 372 80 67
 e-mail : sukuzu@yahoo.com



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Doktora	Gazi Üniversitesi /Elektrik Elektronik Mühendisliği	2017
Yüksek Lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2010
Lisans	Osmangazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik	2001
Lise	Niğde Anadolu Lisesi	1996

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2014-Halen	Türksat Uydu Haberleşme Kablo TV ve İşletme A.Ş.	Direktör
2003-2014	Türksat Uydu Haberleşme Kablo TV ve İşletme A.Ş.	Uzman Yard./ Uzman/Kıdemli Uzman
2003-2002	ODTÜ Elektrik Elektronik Müh.	Araştırma Görevlisi
2002-2001	ORTEKS A.Ş	Elektrik ve Enerji Bakım Şefi

Yabancı Dil

İngilizce
 Almanca



GAZİ GELECEKTİR..