

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**GÖRÜNTÜLEME DİZİLERİ İÇİN SÜPERİLETKEN MİKROŞERİT YAMA
ANTEN TASARIMI VE TESTİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Aral Ertuğ ZORKUN

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ali BOZBEY

NİSAN 2018

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....
Prof. Dr. Osman EROĞUL
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

.....
Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 141211035 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Aral Ertuğ ZORKUN**'un ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "**GÖRÜNTÜLEME DİZİLERİ İÇİN SÜPERİLETKEN MİKROŞERİT YAMA ANTEN TASARIMI VE TESTİ**" başlıklı tezi **29.03.2018** tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Ali BOZBEY**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Özgür ÖZTÜRK (Başkan)**
Kastamonu Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet ÜNLÜ
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Aral Ertuğ ZORKUN

ÖZET

Yüksek Lisans

GÖRÜNTÜLEME DİZİLERİ İÇİN SÜPERİLETKEN MİKROŞERİT YAMA

ANTEN TASARIMI VE TESTİ

Aral Ertuğ ZORKUN

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Ali BOZBEY

Tarih: Nisan 2018

Anten, elektromanyetik dalgaları belirli bir örüntüde yayan veya algılayan metalik yapıya sahip bir ayardır. Antenler farklı geometrik yapılarda olup, günümüzde birçok farklı uygulama alanlarında kullanılmaktadır. Görüntüleme sistemleri de antenlerin başlıca kullanıldığı uygulama alanlarından biridir. Artan istekler ve buna bağlı olarak gelişen teknoloji ile günümüzde bu sistemlerin az alan kaplaması beklenmektedir. Bu nedenle çoğu görüntüleme sistemi elektronik yonga üzerinde veya düşük alanlı baskı devre kartları üzerine entegre edilir. Sistem üzerinde bulunan dizilerdeki antenlerin yüksek frekanslarda güç kayıplarının az olması, geniş ve birden fazla frekans bandında çalışması ve kolay üretilebilir olması istenmektedir. Süperiletken mikroşerit yama antenlerin görüntüleme dizilerinde kullanılması radyo frekanslarında daha az güç kaybına sahip elektrikselsel olarak küçük antenlerin tasarımına olanak sağlar. Bu birçok mevcut süperiletken yama antende sağlanan bir durumdur fakat bu antenlerin geniş ve birden fazla frekans bandında çalışması üzerine çok az çalışma yapılmıştır. Çalışmada, süperiletkenlerde yüzey empedansı ve süperiletken yama antenler için rezonans frekansı hesaplama teknikleri kullanılarak

bir süperiletken mikroşerit yama anten tasarımı yapılmıştır. Bu anten, $2.7 \times 2.7 \text{ mm}^2$ alana sahip, 18 GHz rezonans frekansına ve antenin üzerinde bulunduğu tabakanın dielektrik katsayısına göre elektriksel dalga boyu 0.32λ olan bir antendir. Bu tasarımda fraktal alan eksiltme yöntemi ile yonga üzerinde bulunan alanda antenin sahip olduğu frekans bandının genişliği arttırılmıştır. Anten için tasarım sonuçlarını görebilmek ve gerekli optimizasyonları yapabilmek için üç boyutlu bir elektromanyetik benzetim programı kullanılmıştır. Benzetim sonuçlarından, anten kazancı, anten yön duyarlılığı ve anten paterni gibi anten parametreleri değerlendirilmiştir. Sonraki adımda ise optimizasyon sonuçlarına göre kabul edilebilir değerleri sağlayan boyutlara sahip anten AIST-STP2 standart üretim sürecine göre ürettirilmiştir. Son olarak, üretilmiş olan anten için test düzenekleri kurulup benzetim sonuçları ve ölçüm sonuçlarının uyumluluğu gösterilmiştir. Bu tasarım ile görüntüleme dizileri için süperiletken mikroşerit yama antenlerin için daha az kayba ve daha geniş frekans bandına sahip olmaları sağlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Süperiletken, Mikroşerit yama, Fraktal.

ABSTRACT

Master of Science

DESIGN AND TEST OF SUPERCONDUCTOR MICROSTRIP PATCH

ANTENNA FOR IMAGING ARRAYS

Aral Ertuğ ZORKUN

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering Science Programme

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Ali BOZBEY

Date: April 2018

Antenna is a device that has a metallic structure that emits or detects electromagnetic waves in a certain pattern. The antennas are in different geometrical structures and are used in many different applications today. Imaging systems are also one of the applications where antennas are mainly used. Due to the increasing demand and the technology that develops accordingly, it is expected that these systems occupy less area today. For this reason most imaging systems are integrated on an electronic chip or on low-area printed circuit boards. The antennas in the system are required to have low power losses at high frequencies, to work in wide and multiple frequency bands, and to be easily produced. The use of superconducting microstrip patch antennas in imaging arrays allows the design of electrically small antennas with less power loss in radio frequencies. This is a situation where many existing superconducting patches are available, but a few work has been done on the operation of these antennas in large frequency band-widths and multiple frequency bands. In the study, a superconducting microstrip patch antenna was designed using surface impedance in superconductors and resonance frequency calculation techniques for superconducting

patch antennas. This antenna has a resonance frequency of 18 GHz with an area of $2.7 \times 2.7 \text{ mm}^2$ and an electrical wavelength of 0.32λ according to the dielectric coefficient of substrate which the antenna placed on. In this design, the bandwidth of the frequency band that the antenna on the chip has is increased by the fractal area subtraction method. A three-dimensional electromagnetic simulation program has been used to see the design results for the antenna and to make the necessary optimizations. From the simulation results, antenna parameters such as antenna gain, antenna directivity and antenna pattern were evaluated. In the next step, the antenna which has acceptable dimensions according to the optimization results, is manufactured according to the AIST-STP2 standard production process. Finally, test equipments for the manufactured antenna are installed and the simulation results and the compatibility of the measurement results are shown. This design ensures that superconducting microstrip patch antennas for imaging arrays have less loss and a wider frequency band.

Keywords: Superconductor, Microstrip patch, Fractal.

TEŞEKKÜR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren hocam Doç. Dr. Ali BOZBEY'e, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine, kıymetli tecrübelerinden ve bilgilerinden yararlandığım Dr. Enver Tolga ARTAN'a, yüksek lisans programı süresince desteklerinden dolayı TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi'ne ve destekleriyle her zaman yanımda olan aileme ve arkadaşlarıma çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xi
ÇİZELGE LİSTESİ	xiii
KISALTMALAR	xvii
SEMBOL LİSTESİ	xvii
1.GİRİŞ	1
1.1.Antenler	1
1.1.1.Anten tanımı	1
1.1.1.1.Transdüser olarak antenler.....	2
1.1.1.2.Transformatör olarak antenler	3
1.1.1.3.Yayıcı olarak antenler.....	3
1.1.1.4.Enerji dönüştürücü olarak antenler.....	3
1.1.2.Antenlerin sınıflandırılması.....	4
1.1.3.Anten teorisi	5
1.1.3.1.Frii denklemi.....	6
1.1.3.2.Geriye dönüş kaybı	6
1.1.3.3.Anten yön duyarlılığı.....	7
1.1.3.4.Anten yayılım verimliliği	7
1.1.3.5.Anten kazancı	8
1.1.3.6.Durağan dalga oranı.....	8
1.2.Süperiletkenler	8
1.2.1.Süperiletkenlerin tarihi	8
1.2.2.Süperiletkenlerin özellikleri	12
1.2.3.Radyo frekansında süperiletkenler	14
2.SÜPERİLETKEN MİKROŞERİT ANTE TASARIMI	15
3.BENZETİM	27
3.1.CST Elektromanyetik Benzetim Programında Süperiletkenler	27
3.2.CST Elektromanyetik Benzetim Programında Antenler	27
3.3.Benzetim Sonuçları.....	28
4.ÜRETİM TEKNOLOJİSİ	31
5.TEST SİSTEMİ	37
6.ÖLÇÜM SONUÇLARI	41
7.SONUÇLAR	49
KAYNAKLAR	51
ÖZGEÇMİŞ	55

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Cıvanın sıcaklık-direnç eğrisi [10].	9
Şekil 1.2 : Süperiletken ve mükemmel iletkenlerin manyetik alana göre oda sıcaklığında ve düşük sıcaklıktaki durumları [10].	10
Şekil 2.1 : Süperiletken Mikroşerit Hat Modeli [13].	17
Şekil 2.2 : Süperiletken mikroşerit antenin geometrisi [22].	19
Şekil 2.3 : İçine besleme hattının görünümü [28].	21
Şekil 2.4 : Tasarlanan antenin boyutları.	26
Şekil 3.1 : Antenin 10-20 GHz aralığında S11 parametresi.	28
Şekil 3.2 : Antenin 3 boyutlu uzak alan performansının gösterimi.	29
Şekil 3.3 : Antenin Theta açısında yön duyarlılığı.	29
Şekil 3.4 : Antenin Theta açısında uzak alan performansı.	30
Şekil 3.5 : Antenin Phi açısında uzak alan performansı.	30
Şekil 4.1 : AIST-STP2 tabaka yerleşimi ve tabakların kalınlıkları [36], [39].	32
Şekil 4.2 : Yonga üzerindeki anten görünümü.	34
Şekil 5.1 : Birbirine karşılıklı yerleştirilen antenlerin görünümü.	37
Şekil 5.2 : Anten rezonans frekansı ölçüm düzeneği blok diagramı.	38
Şekil 5.3 : Anten patern ölçüm düzeneği blok diagramı.	39
Şekil 5.4 : Anten testleri için gerekli ekipmanlar ve cihazlar.	39
Şekil 6.1 : Alıcı antenin 10-20 GHz aralığında S11 parametresi.	41
Şekil 6.2 : Verici antenin 10-20 GHz aralığında S11 parametresi.	42
Şekil 6.3 : Anten ölçüm düzeneği.	42
Şekil 6.4 : Uzak alan koşulu.	44
Şekil 6.5 : Antenler arası uzaklık 2.2 cm.	45
Şekil 6.6 : Antenler arası uzaklık 1.95 cm.	46
Şekil 6.7 : Antenler arası uzaklık 1.7 cm.	46
Şekil 6.8 : Yön duyarlılık polar gösterimi.	47

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 4.1 : AIST STP2 tabaka özellikleri [36].	33
Çizelge 4.2 : AIST STP2 Tasarım kuralları [36].	34



KISALTMALAR

RF	Radyo Frekans1
dB	Decibel
dBi	Decibels-Isotropic
RL	Return Loss
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
BCS	Bardeen-Cooper-Schrieffer
DC	Direct Current
AC	Alternative Current
GHz	Giga-Hertz (10^9 Hertz)
LTS	Low Temperature Conductors
HTS	High Temperature Conductors
CST	Computer Simulation Technology
ESA	Electrically Small Antenna
AIST	Advanced Industrial Science and Technology
VNA	Vector Network Analyzer

SEMBOL LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
P_{dB}	Sinyal gücü (dB)
P_W	Sinyal gücü (Watt)
$\log(.)$	Logaritma fonksiyonu
P_R	Alıcı antene gelen sinyalin gücü
P_T	Verici antenden çıkan sinyalin gücü
G_T	Verici antenin kazancı
G_R	Alıcı antenin kazancı
c^2	Işık hızının karesi
R	Kürenin yarıçapı
f	Sinyal frekansı
$\sin(.)$	Sinüs fonksiyonu
θ	Küresel koordinat sisteminde theta açısı
φ	Küresel koordinat sisteminde phi açısı
D_0	Anten yön duyarlılığı
ε_R	Anten yayılım verimliliği
K	Kelvin
λ_0	London nüfuz derinliği
j	Sanal sayı ifadesi
Q	Kalite faktörü
$Z(.)$	Yüzey empedans fonksiyonu
$\exp(.)$	Üstel fonksiyon
Ω	Ohm
$j(.)$	İletkenlerde akım yoğunluğu fonksiyonu
\hbar	Normalize Planck sabiti
$A_\omega(.)$	Alan fonksiyonu
$I(.)$	Akım fonksiyonu
ε	Elektron enerjisi
$\cos(.)$	Kosinüs fonksiyonu
Δ^2	Delta sabiti
E	Fermi enerji seviyesi

$Z_s(.)$	Süperiletken yüzey empedans
$\coth(.)$	Kotanjant fonksiyonu
R_s	Süperiletken yüzey gerçel empedans
X_s	Süperiletken yüzey sanal empedans
L	İndüktans
C	Kapasitans
\vec{E}_x	Süperiletken yüzeyde x düzlemindeki elektriksel alan
\vec{E}_y	Süperiletken yüzeyde y düzlemindeki elektriksel alan
\hat{J}_x	Süperiletken yüzeyde x düzlemindeki akım yoğunluğu
\hat{J}_y	Süperiletken yüzeyde y düzlemindeki akım yoğunluğu
\vec{E}_x^i	Süperiletken yüzeyin üzerinde x düzlemindeki elektriksel alan
\vec{E}_x^o	Süperiletken yüzeyin dışında x düzlemindeki elektriksel alan
\vec{E}_y^i	Süperiletken yüzeyin üzerinde y düzlemindeki elektriksel alan
\vec{E}_y^o	Süperiletken yüzeyin dışında y düzlemindeki elektriksel alan
Z_i	Giriş empedansı
λ	Dalga boyu
$Z_{(.)}$	Çıkış empedansı fonksiyonu
$C_{(.)}$	Binomial eşleme katsayıları
$M_{(.)}$	Maksimum düzlük katsayıları
Z_c	Karakteristik empedans
G_{dB}	Anten kazancı (dB)
$E(.)$	Anten paterni genlik fonksiyonu
E	Toplam genlik
E_θ	Theta doğrultusundaki genlik
E_ϕ	Phi doğrultusundaki genlik
β	Sabit değer

1. GİRİŞ

1.1. Antenler

1.1.1. Anten tanımı

Anten en basit şekilde radyo dalgalarını yayan ya da bu dalgaları algılayan metalik bir aygıt olarak tanımlanır. Bir başka tanım olarak ise anten, serbest alan ile bir kılavuz aygıt arasındaki geçişi sağlayan yapıdır. Bu kılavuz aygıt veya iletken hat, bir kablo ya da boş bir oluk, hatta basit bir mikroşerit hat bile olup, elektromanyetik dalgaların yayılım kaynağından antene iletilmesinde veya tam tersi olarak antenden alıcıya iletilmesinde kullanılır [1].

İletim hattının veya kılavuz aygıtının aksine, bir antenin herhangi bir yönlendirici yapıya sahip olması gerekmez. Fakat elektromanyetik dalgalar yayıcı antenden tüm yönlere homojen olmayan bir şekilde yayılırlar. Bir verici ile alıcı arasında r değerine sahip uzaklık için, α zayıflama katsayısına sahip bir iletken hat içerisinde giden sinyalin güç kaybı ($e^{-\alpha r}$) ile orantılıdır. Buna karşın, görüş çizgisi düzenine sahip antenler için güç kaybı $1/r^2$ ile orantılıdır. Bu durum, iki nokta arasında yapılacak sinyal iletiminde iletim hattının mı yoksa antenin mi seçilmesi gerektiği sorusunu doğurur. Genel olarak düşük frekanslarda ve kısa mesafelerde iletim hatları kullanılır. Öte yandan, frekans bandının daha geniş olduğu yüksek frekanstaki radyo dalgaları uygulamalarında ve uzak mesafe iletimler için antenler kullanılır. Bunun nedeni ise frekans ve uzaklık arttıkça iletim hatlarında güç kayıplarının artması ve kullanılan iletim hattının maliyetinin artmasıdır. Sadece sinyal iletimindeki güç kaybına bakılmaksızın, iletişim sistemlerinde antenlerin kullanımı tercih edilmektedir [2], [3].

Günümüzdeki sistemlerin ve uygulamaların ihtiyaçlarına bakıldığında antenlerin birçok yerde kullanımı neredeyse zorunlu hale gelmektedir. Örneğin, mobil iletişimin kullanıldığı uçaklar, uzay gemileri, gemiler veya kara araçları için antenler

gereklidir. Antenler, televizyon veya radyo yayınlarında tek bir vericiden limitsiz alıcıya yayın yapmak için kullanılır. Yayın yapılmayan amatör radyoculuk veya kablosuz kişisel iletişimde yani telsizler için de anten kullanımı gerekmektedir. Ayrıca, uzaktan algılama ve endüstriyel alanlar olmak üzere birçok iletişim alanı dışında da antenler kullanılmaktadır. Uzaktan algılama sistemleri radarlar gibi aktif sistemler olmakla birlikte, bir objenin yaydığı enerjiyi algılamak için pasif yapıdaki radyo metre sistemleri de olabilirler. Algılama uygulamalarında, algılanan sinyaller bir obje veya görüntü hakkında bilgi edinebilmek için işlenir. Endüstriyel uygulamalara ise mikrodalga kurutma ve ısıtma örnek verilebilir [1]-[5].

Antenlerin farklı amaçlar için farklı uygulamalara yönelik kullanımları, antenler için çeşitli bakış açıları kazandırır. Sistem mühendisliğinde antenlere transdüser olarak bakılır. Bu durumda anten herhangi bir sistem üzerinde bulunan, sinyali bir enerji formundan farklı bir enerji formuna dönüştüren bir cihaz olarak kabul edilir. Anten mühendisliğinde ise anten bir iletim hattının optimizasyonu için kullanılan eşleme devresinin uzantısı olarak kabul edilir. Burada anten empedansı kontrol edilebilen ve belirli bir oranla serbest boşluk ile devre arasındaki geçişi sağlayan transformatör görevindedir. Antenler belirli bir alana belirli bir patern şeklinde yayılım yaparlar. Belirli bir konfigürasyonda alanları birleştirmek için antenin geometrik yapısı incelendiğinde ise anten yayıcı olarak düşünülür. Son olarak daha bilimsel bir şekilde anten incelendiğinde, anten sınırlanmış veya reaktif enerjiyi, yayılım yapan enerjiye dönüştüren veya tam tersini yapan bir aygıt, yani enerji dönüştürücü olarak düşünülür. Anlatılan farklı anten tanımları ile antenlerin nasıl işlediğine ilişkin değerlendirme yapıp, daha iyi özelliklere sahip antenler tasarlanır [6].

1.1.1.1. Transdüser olarak antenler

Transdüser bir enerji formunu başka bir enerji formuna dönüştürmeye yarayan aygıttır. Antenler, boşlukta yayılmakta olan elektromanyetik enerjiyi, bir iletim hattı üzerine yönlendirilmiş voltaj sinyalleri olarak dönüştürür. Bir başka deyişle, transdüser olarak kullanılan antenler alanları voltaja veya voltajı alanlara dönüştürürler [6].

Antenlerin transdüser olarak kullanıldığı birçok uygulamada antenler, performansları kazanç, patern, polarizasyon, frekans bant genişliği, dağılım ve empedans eşleme

parametrelerine bağlı birer kara kutu olarak görülür. Radyo Frekans sistem tasarımlarında antenin nasıl tasarlanacağından ziyade belirtilen parametrelerin sistemde nasıl kullanılacağı önemlidir. Bu durumda doğru anteni seğip RF sisteme entegre etmek yeterlidir [6].

1.1.1.2. Transformator olarak antenler

Transformator, bir girdide bulunan voltajın akıma olan oranını çıkışta farklı bir orana dönüştüren bir aytıttır. Elektrik alan şiddetinin manyetik alan şiddetine olan oranı, bir alternatif akım devresinin sahip olduğu empedans ile benzerlik gösterir. Bu açıdan bakıldığında, anten, serbest boşlukta elektrik alan şiddetinin manyetik alan şiddetine oranını bir besleme noktasında veya antene bağlı bir iletim hattı üzerinde farklı bir voltaj akım oranına dönüştürerek elektromanyetik sinyaller ile etkileşimde bulunan bir cihaz olarak düşünülür [6].

1.1.1.3. Yayıcı olarak antenler

Yayıcı olarak antenlerde ise, antenler sahip oldukları mevcut geometrileri tarafından yöneltilen bir paternde yayılım yapan birer aytıt olarak yorumlanırlar. Voltaj sinyalleri, elektriksel yük dağılımını tetikleyip ve hızlandırarak akımının artmasını sağlar. Bu voltaj sinyalleri, zaman tanım kümesinde veya frekans tanım kümesinde modellenir. Değişken akım yayılım alanları oluşturur. Elektriksel yükler ile akım arasında bulunan bağlantı ve bunların oluşturduğu alanlar Maxwell denklemleri ile verilir [6].

1.1.1.4. Enerji dönüştürücü olarak antenler

Son olarak ise antenler birer enerji dönüştürücü aytıt olarak kabul edilir. Bilindik analiz tekniklerinden zaman alanı ve frekans alanı, ve patern gibi birçok anten özelliği, antenin bilinen geometrisinden bulunur. Genel olarak elektromanyetik analizler belirli kurallara bağlı olmayıp, tanımlayıcıdırlar. Bu analizler tasarımcıya bilinen bir geometrinin nasıl davranışta bulunacağını gösterir, fakat nasıl yeni geometrilerin bulunabileceği ile ilgili bir yönlendirme yapmaz. Elektromanyetik enerji akışını anlamak, istenilen enerji akışı paternini sağlayacak anten tasarımına olanak sağlar. Bu bakış açısına göre, antenler yönlendirilmiş enerjiyi minimum enerji kaybı ile işıma enerjisine dönüştüren birer aytıt olarak düşünülür [6].

1.1.2. Antenlerin sınıflandırılması

Genel olarak antenler formlarına ve fonksiyonlarına göre yedi alt kategoride incelenirler [1], [3], [5], [6]:

- 1) Frekanstan bağımsız antenler: Bu tür antenlerin yapısı daha küçük ölçekli kısımdan, daha büyük ölçekli kısma doğru değişen bir geometriye bağlıdır. Antenin küçük ölçekli kısmı yüksek frekanstaki sinyallere katkı yapar, büyük ölçekli kısmı ise düşük frekanstaki sinyallere katkı yapar. Yayılım merkezi veya efektif kaynaktan yayılan alanlar frekans ile değişim gösterdikleri için, bu antenler dağılım yapmaya eğilimlidir. Frekanstan bağımsız antenlere spiral, log-periyodik ve konik spiral antenler örnek verilir.
- 2) Küçük eleman elektrik antenler: Bu tür antenler boyut olarak istenilen çalışma frekansında çeyrek dalga boyuna sahiptirler ve birçok uygulama için çok yönlü patern sağlayabilmektedirler. Dipol ve monopol antenlerle birlikte daha birçok farklı yapıda olabilirler.
- 3) Küçük eleman manyetik antenler: Bu tür antenler genellikle gömülü uygulamalarda kullanılırlar. Bunun başlıca nedeni ise manyetik alanlar çevresindeki objeler ile, elektriksel alanlara göre daha az kuplaj olma eğilimindedirler. Bu tip antenler, döngü veya oluğa sahip bir çerçeve etrafında istenilen frekansın dalga boyunu kapsarlar. Bu antenlere döngü ve yarık yapıdaki antenler örnek olarak gösterilir.
- 4) Elektriksel olarak küçük antenler: Bu tür antenler genellikle çeyrek dalga boyundan daha küçük dalga boylarına sahiptirler. Basitçe anteni daha küçük yapmak anten performansını önemli ölçüde düşürür. Dielektrik yüklemeye ve dielektrik antenler potansiyel olarak verimli elektriksel olarak küçük antenlerin yapılmasına olanak sağlar. Antenin kendi geometrik yapısını belirli tekrarlar ile kullanmak ve elektrik-manyetik anten kombinasyonları da anten boyutunda küçülmede ve daha yüksek anten verimi sağlamak için potansiyel bir olanaktır [7]. Hacimsel veya alansal olan bütün fraktal yapıdaki antenler bunlara örnektir.

- 5) Yöneltilici elektriksel olarak küçük antenler: Bu tür antenler boyut olarak tam dalga boyundan küçük olup, dirençli yüklemeyen yararlanılarak antenin yöneltil performansı artırmaya yönelik kullanılırlar. Verimsiz yapılarından dolayı yüksek gürültüye sahip ortamlarda alıcı anten olarak veya güç veriminin önemi olmadığı, düşük güçlerde yayıcı anten olarak kullanılırlar. Uydu haberleşmelerinde kullanılan antenler yöneltilici elektriksel olarak küçük antenlere örnektir.
- 6) Boynuz antenler: Bir boynuz anten, enerjiyi belirli bir yönde yoğunlaştıran elektromanyetik bir hunidir. Boynuz antenler yüksek kazanç ve buna bağlı olarak da dar ışınma genişliğine sahiptirler. Ayrıca boynuz antenler, küçük eleman antenlere göre boyut olarak daha büyük ve kütle olarak daha ağırdırlar. Bu antenler noktadan noktaya kablosuz bağlantılar için veya dar alan anten uygulamaları için kullanılırlar.
- 7) Yansıtıcı antenler: Yansıtıcı antenler de boynuz antenler gibi enerjiyi belirli bir yöne yoğunlaştırmak için kullanılırlar. Bu tür antenlerde kazanç diğer tüm antenlere göre çok daha fazladır. Yapısal özelliklerinden dolayı, boynuz antenlere göre tasarımları daha kolaydır. Ek olarak, bu antenler üzerinde beslemede yapılan basit değişiklikler ile anten parametreleri kolayca oynanır. Genel olarak radar ve uzay uygulamalarında, radyometrelerde yani uzak mesafe sinyal iletimleri için kullanılırlar.

Bu tez çalışmasında, antenin üzerinde bulunacağı yonga üzerindeki kısıtlı alandan dolayı, çalışılan frekans için çeyrek dalga boyundan küçük dalga boyuna sahip elektriksel olarak küçük anten kategorisindedir.

1.1.3. Anten teorisi

Anten tasarımı için bazı temel anten özelliklerini bilmek faydalı olabilir. Bu bölümde antenler için bilinmesi gereken bazı temel özellikler kısaca anlatılmıştır.

İlk olarak, çoğu mikrodalga elemanda olduğu gibi antenlerde de güç en önde çıkan parametredir. Güç hesaplamalarında çoğu özellik dB cinsinden ifade edilir. Bunun

temel nedeni logaritmik ölçekte çalışıldığı için hesabın daha kolay yapılabilmesidir. Gücün dB cinsinden verilmesi Denklem (1.1)'deki gibidir.

$$P_{dB} = 10\log(P_W) \quad (1.1)$$

Anten teorisinde dB başka bir gösterimle dBi olarak da verilir. Bu gösterim her yöne eşit ışınım yaptığı kabul edilen (izotropik) antenin desibele bağlı değişimini ifade etmek içindir.

1.1.3.1. Frii denklemi

Anten teorisi, en temel teori olan Frii denklemi ile başlar. Basit olarak bu denklem, birbirleri arasında belirli uzaklığa sahip ve belirli bir frekansta çalışan iki antenden birinin yayın yaptığı sırada diğer antenin algıladığı sinyalin güç seviyesini hesaplamak için kullanılır. Bu formül, antenlerin yapılarına ve antenlerin içerisinde buldukları ortamlara göre farklı birçok değişkeni içeren çözümü zor, daha karmaşık bir hale gelebilir. Fakat genel olarak frekansa bağlı formül, Denklem (1.2)'deki gibidir.

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R c^2}{(4\pi R f)^2} \quad (1.2)$$

1.1.3.2. Geriye dönüş kaybı

Antenler için bir başka önemli değişken ise geriye dönüş kaybıdır. P_i , antene gelen toplam güç ve P_r anten besleme hattından geri yansıyan toplam güç olarak alınırsa, geriye dönüş kaybı dB cinsinden, Denklem (1.3)'teki gibi hesaplanır.

$$RL(dB) = 10\log\left(\frac{P_i}{P_r}\right) \quad (1.3)$$

Antenin çalıştığı en iyi frekansı bulabilmek için geriye dönüş kaybına veya bu kayba denk gelen parametre olan S_{11} 'e bakılmalıdır. Geriye dönüş kaybı ile antene ne kadar gücün iletilebildiği görülür. Ayrıca, geriye dönüş kaybı antenin çalıştığı frekans bandı aralığını da gösterir. Genellikle, S_{11} parametresi istenilen frekans bandı

aralığında -10 dB veya daha aşağısında olan antenler iyi performansa sahip olarak kabul edilirler.

1.1.3.3. Anten yön duyarlılığı

Kısaca anten yön duyarlılığı, ortalama güç üzerindeki tepe değerdir ve Denklem (1.4)'deki gibi verilir. Bunun anlamı, anten belirli bir yönde en yüksek güce sahipken diğer yönlerde daha az güce sahip olmasıdır. Bir başka deyişle, azami yönde yoğunlaşan anten yayılımının bir ölçümüdür [5].

$$\text{Yön Duyarlılığı} = \frac{\text{Maksimum Yayılım Yoğunluğu}}{\text{Ortalama Yayılım Yoğunluğu}} \quad (1.4)$$

Ortalama yayılım yoğunluğu Denklem (1.5)'teki gibi, antenin izotropik yayılım yoğunluğunun küresel yayılımına bölünmesi üzerine alınan yüzey integrali alınarak bulunur.

$$\text{Ortalama Yayılım Yoğunluğu} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta d\varphi \quad (1.5)$$

Yayılan maksimum güce bilindiğinde antenin yön duyarlılığı Denklem (1.6)'daki gibi rahatlıkla hesaplanabilir.

$$D_0 = 4\pi \frac{F_{\text{maks.}}(\theta_0, \varphi_0)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta d\varphi} \quad (1.6)$$

Burada, $F(\theta, \varphi)$ yayılım gücünün paterni ve (θ_0, φ_0) maksimum gücün yayılım yönünü göstermektedir.

1.1.3.4. Anten yayılım verimliliği

Antenin yaydığı gücün (P_r), antene girdi olarak gelen güce (P_i), oranına denir ve Denklem (1.7)'deki gibi gösterilir.

$$\varepsilon_R = \frac{P_r}{P_i} \quad (1.7)$$

Antenler için önemli bir faktördür. Anteni çevreleyen elektronik bileşenler veya materyaller yayılan gücün belirli bir kısmını soğurup, ısıya dönüştürme

eğilimindedirler. Bu durum anten verimini ve anten verimine bağlı olarak anten kazancını da etkiler.

1.1.3.5. Anten kazancı

Anten kazancı, antene girdi olarak gelen gücü belirli bir doğrultuya yönlendirerek yayma yeteneğinin ölçümüdür. Antenin her yöne yayılım yaptığı kabul edilir ve gücün maksimum yayılım yaptığı yerde anten kazancı alınır. Anten kazancı ve anten yön duyarlılığı özellikleri birbirlerine benzemektedirler, fakat anten verimliliği ile ayrılırlar. Anten için en iyi performansın sağlandığı frekans olan rezonans frekanstaki anten yön duyarlılığının, anten verimi ile çarpımı, Denklem (1.8)'de olduğu gibi anten kazancını verir [5].

$$\text{Anten Kazancı} = \varepsilon_R \text{ Anten Yön Duyarlılığı} \quad (1.8)$$

1.1.3.6. Durağan dalga oranı

Anten için bu parametresi ise, anten ile iletim hattının ne kadar iyi eşlenmiş olduğunu gösterir. Bunun anlamı, antene iletilen gücün ne kadarının antenden geri yansıdığıdır. Mükemmel bir şekilde eşlenen anten için durağan dalga oranı 1'dir. Bu antene gelen hiçbir gücün geri yansımadığını gösterir. Γ , antenden geri yansıyan gücün miktarı için bir katsayı olarak alınırsa, durağan dalga oranı Denklem (1.9)'daki gibi gösterilir [5].

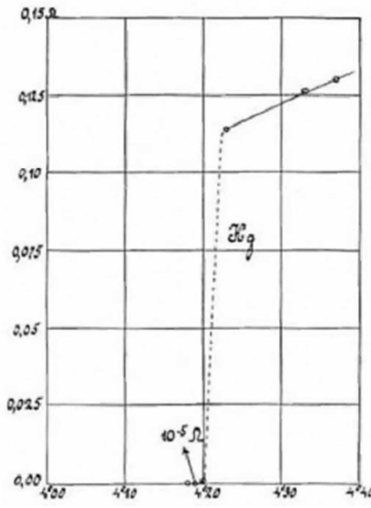
$$VSWR = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (1.9)$$

1.2. Süperiletkenler

1.2.1. Süperiletkenlerin tarihi

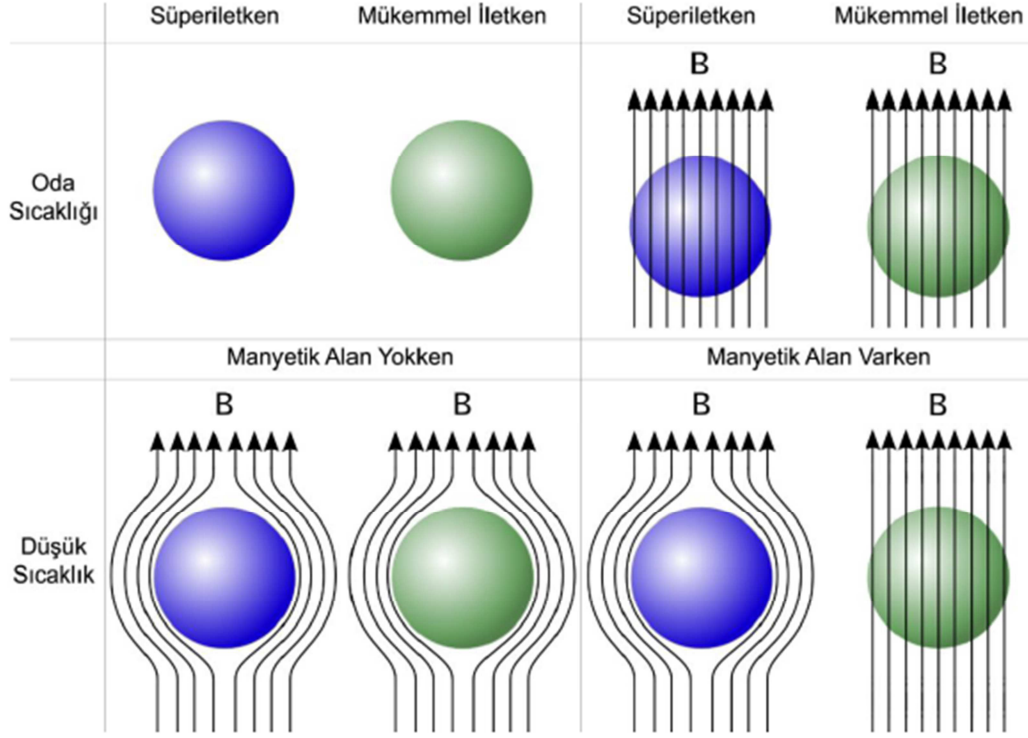
1911 yılında Hollanda'da bulunan Leiden Üniversitesi'nin fizik Laboratuvarında Profesör Heike Kamerlingh Onnes ve beraberinde bulunan Cornelis Dorsman, Gerritt Jan Flim ve Gilles Holst, atmosferik basınçta bulunan sıvı helyumun sıcaklığı olan 4 K sıcaklığında Hollanda'da bulunan Leiden Üniversitesi'nin fizik Laboratuvarında Profesör Heike Kamerlingh Onnes ve beraberinde bulunan Cornelis Dorsman, Gerritt

Jan Flim ve Gilles Holst, atmosferik basınçta bulunan sıvı helyumun sıcaklığı olan 4 Kelvin civarında saf materyallerin elektriksel özelliklerini incelerken, sıcaklık 3 Kelvin'e çekildiğinde saf cıvanın neredeyse sıfır dirence sahip olduğunu gözlemlerler. Kısa bir zaman sonra yaptıkları ikinci bir deneyde tekrar saf cıvanın 3 Kelvin sıcaklıkta neredeyse sıfır dirence sahip olduğunu gözlemlerler. Ek olarak, sıcaklık 4 Kelvin'e doğru yavaşça arttırıldığında her bir 0.1 Kelvin sıcaklık artışında direncin büyüklüğünün üçüncü dereceden fazla bir üstel ile arttığı gözlemlenmiştir. Bu fenomen "süperiletkenlik" olarak adlandırılmıştır. Bu çalışmalar daha sonra 1913 yılında Onnes'a Nobel ödülü kazandırmıştır. Cıva için Onnes tarafından ölçülen sıcaklık – direnç eğrisi Şekil 1.1'de verilmiştir [8].



Şekil 1.1 : Cıvanın sıcaklık-direnç eğrisi [10].

1933 yılında Walther Meissner ve Robert Oshensfeld, Meissner etkisi olarak da bilinen, süper iletkenlerin mükemmel diamanyetizma özelliğine sahip olduklarını bulmuşlardır [12]. Mükemmel elektriksel iletkenler ile süperiletkenler diamanyetik özelliğe sahiptirler. Fakat, süperiletkenler her durumda diamanyetik özellik gösterirlerken, mükemmel elektriksel iletkenler başlangıç koşullarına göre bu özelliği gösterirler. Eğer mükemmel elektriksel iletkenler soğutulurken buldukları ortamda manyetik alan yoksa, diamanyetik özellik gösterirler [11]. Süperiletken ve mükemmel elektriksel iletkenler için oluşan durumlar Şekil 1.2'de verilmiştir.



Şekil 1.2 : Süperiletken ve mükemmel iletkenlerin manyetik alana göre oda sıcaklığında ve düşük sıcaklıktaki durumları [10].

Süperiletkenlerin elektromanyetik davranışları Maxwell denklemleri ile açıklanamamıştır. Bunun üzerine 1935 yılında, Fritz ve Heinz London kardeşler, diamanyetik özellik sayesinde süperiletkenlerin yüzeylerinde dolaşan akımların oluşturduğu elektriksel alanlar ve manyetik alanları tanımlayabilecek birer denklem önermişlerdir [9]. London teorisi sayesinde süperiletken bir tel üzerinden geçen akımın oluşturduğu mükemmel diamanyetizma açıklanabilmiştir. London teorisi ayrıca manyetik alanın süperiletken yüzeye nüfuz etme derinliğini de tanımlamıştır.

London teorisi ile açıklanan manyetik alanın süperiletken yüzeye nüfuz etme derinliğinin uyum uzunluğuna oranı ile 1950 yılında Ginzburg-Landau parametresi elde edilmiştir [10]. Ginzburg ve Landau süperiletkenliğe kuantum mekaniksel bir yaklaşım uygulayarak bu parametreyi bulmuşlardır. Bu parametreye bağlı olarak süperiletkenlerin tipi belirlenir.

Süperiletkenler keşfedilişlerinden sonraki 50 yıl, her ne kadar teorilerinin açıklanması için önemli çalışmalar yapılmış olsa da, egzotik bir fenomen olarak kalmışlardır [8]. Fakat, 1957 yılında John Bardeen, Leon Cooper ve Robert Schrieffer, süperiletkenlerin eşsiz termal ve elektriksel özelliklerini detaylı bir şekilde açıklayan ve “BCS” teorisi olarak bilinen teoriyi önermişlerdir. Bu çalışma süperiletkenler için milat kabul edilmektedir. Bunun nedeni ise elektron düzeyinde yani, süperiletkenlerin mikroskobik özelliklerini tanımlayabilecek yapılmış ilk çalışma olmasıdır. BCS teorisi süperiletkenlerin içerisinde bulunan ve “süper akım” olarak adlandırılan akımının “Cooper Çiftleri” adı verilen elektron çiftleri ile taşındığı öne sürülmüştür. Ayrıca normal durum ile süperiletken durum arasında elektronlar arası bir enerji farkının olduğunun ve buna bağlı olarak süperiletken duruma geçişin ikinci dereceden bir faz farkı ile mümkün olabileceği söylenmiştir. 1972 yılında, BCS teorisi ile Bardeen, Cooper ve Schrieffer fizik dalında Nobel ödülü almışlardır.

1962 yılında ise Brian D. Josephson tarafından yapılan çalışma ile süperiletkenlerin elektronik uygulamalarda kullanımının önü açılmıştır. Temel olarak bu çalışma birbirlerinden normal iletken ile ayrılan iki süperiletken arasında tünellenen Cooper çiftlerinin oluşturacağı akım, faz ve gerilim ilişkisini hesaplar. Yine bu çalışma 1973 yılında Josephson’a Nobel ödülü kazandırmıştır.

Civanın süperiletkenliğinin keşfedilmesinin üzerinden geçen zaman içerisinde, 23 Kelvin sıcaklığın altında süperiletkenlik gösterebilen beş binden fazla element, bileşik ve alaşım keşfedilmiştir. Son olarak, 1986 yılında, Bednorz ve Mueller, 150 Kelvin sıcaklıklara kadar çıkabilen süperiletkenleri keşfetmişlerdir [8]. Bu malzemelerin keşfi süperiletkenler için gerekli kriyojenik (soğutma) sıkıntıyı azaltmak için bir imkân doğurmuştur. Yüksek sıcaklıklarda çalışan, yani 77 Kelvin ve üstü çalışan süperiletkenlere “Yüksek Sıcaklık Süperiletkenler” (HTS), daha düşük sıcaklıkta çalışanlara ise “Düşük Sıcaklık Süperiletkenler” (LTS) denmektedir.

Bulunan teoriler ve yapılan keşifler ile günümüzde, süperiletkenler elektronik başta olmak üzere birçok uygulama alanında verimli bir şekilde kullanılmaktadırlar.

1.2.2. Süperiletkenlerin özellikleri

Süperiletken durum, elektronik uygulama alanlarının geliştirilmesine olanak sağlayan, alışagelmış elektriksel teknolojilerle açıklanamayacak çok sayıda eşsiz özelliğe sahiptir.

- 1) Kritik Sıcaklık: Süperiletken durum için en çok bilinen özellik, süperiletkenlerin kritik sıcaklık ile karakterize edilmesidir. Kritik sıcaklık olan T_c 'nin altına T sıcaklığı kadar inildiğinde süperiletken malzemeler, süperiletkenlik durumu gösterirler [11]. Kritik sıcaklığın değeri malzemeye göre farklılık gösterir. Fakat, çoğu bilinen süperiletken malzemenin kritik sıcaklığı 1K ile 20K arasındadır. Süperiletkenler kritik sıcaklıklarının altında direk akımda sıfır direnç göstermektedirler.
- 2) Kalıcı Akım: Tamamen süperiletken bir kapalı devre akımla ile indüklenirse, yapı süperiletken durumda kaldığı sürece akım kapalı devre üzerinde döngü yapmaya devam eder. Bir başka deyişle, süperiletken kapalı devre üzerindeki akım sonsuza kadar süperiletkenin üzerinde kalabilir [9]. Terminaleri birbirine kısa devre yaptırılan süperiletken mıknatıslar üzerine yapılan deneyler göstermiştir ki, süperiletken mıknatıslardan oluşan kapalı devre üzerindeki akım bir şekilde azalmaya başlasa bile, akımın bozulma süresi 150 bin yıl civarı olmaktadır [8].
- 3) Kritik Manyetik Alan: Bir süperiletken malzeme sahip olduğu kritik sıcaklığının altına soğutulmadan önce herhangi bir manyetik alan içinde bulunmasa bile, kritik sıcaklığın altına inildikçe manyetik alan oluşturmaya başlar.
- 4) Manyetik Akı Dışlama: Süperiletken durumda bulunan süperiletken bir malzeme, eğer bir manyetik alan içine konulursa, manyetik alan malzeme içerisinden dışlanır. Manyetik alanın “nüfuz derinliği” ile karakterize edilen bir kısmı malzemenin içinde kalır ve bu duruma “Meissner Etkisi” denir [11].

- 5) Manyetik Akı Nicelenmesi: Eğer manyetik alan süperiletken içerisine nüfuz ederse, süperiletkeni çevreleyen manyetik alanın büyüklüğü $h/2e$ 'nin tam katsayıları olarak nicelenir [8]. Burada h Planck sabiti ve e elektronun üzerinde bulundurduğu yüküdür.
- 6) Josephson Eklemi: Basit olarak, aynı malzemeden oluşan iki süperiletkenin uç uca eklenip, birbirlerinden bir bariyer bölgesi ile ayrılmasıdır. Bu bariyer, bir yalıtkan, bir iletken veya başka bir süperiletken olabilir. Bariyerin elektriksel özellikleri ve boyutları, elektrotlarından ayrılan iki süperiletken arasında geçiş yapan akımın büyüklüğünü ayarlar.
- 7) Süperiletken Enerji Aralığı: BCS teorisine göre, elektronların oluşturdukları Cooper çiftleri birbirlerine belirli bir enerji seviyeleri ile bağlıdır. Cooper çiftlerinin de elektronların davranışları gibi belirli enerji seviyelerine yerleştikleri kabul edilir. Bu enerji aralıklarında hiçbir Cooper çiftinin bulunmadığı yasak enerji alanı olarak tanımlanan, ΔE enerji aralığı vardır ve Denklem (1.10)'daki gibi verilir.

$$\Delta E = h\nu = 3,52k_B T_c \quad (1.10)$$

Burada h Planck sabitini, ν frekansı, k_B Boltzman sabitini ve T_c süperiletkenin kritik sıcaklığını göstermektedir. Kritik sıcaklığı 1K olan süperiletkenin enerji aralığına denk gelen fotonun frekansı 73 GHz olmaktadır. Bundan dolayı, çoğu süperiletkenin enerji aralığı terahertz veya uzak kızılötesi frekanslara denk gelmektedir [8].

- 8) Belirli Frekanslarda Elektriksel Kayıp: Süperiletkenler direk akımda sıfır dirence sahiptirler. Fakat yüksek radyo frekansı uygulamalarında normal iletkenler gibi belirli kayıplara sahiptirler. Süperiletkenin sahip olduğu enerji aralığına denk gelen frekanstan çok daha küçük frekanslarda empedans BCS teorisi kullanılarak bulunur. Ancak, sahip olunan enerji aralığından çok daha büyük bir frekansa denk gelen frekanslarda süperiletkenin empedansı normal iletkenler gibi frekansın kareköküne bağlı hale gelir.

1.2.3. Radyo frekansında süperiletkenler

Normal iletkenlere karşılık olarak, süperiletkenlerde DC ve RF akımları ikili elektronlar yani Cooper çiftleri ile iletken kaybı olmaksızın taşınır. Fakat akım üzerinde frekans arttıkça kayıp oluşmaktadır. Süperiletkenler üzerindeki kayıp oluşturan ise, Cooper çiftleri ve elektromanyetik alan arasındaki etkileşimle birlikte, termal uyarılmaların oluşturduğu kuazi parçacıklardır [13]. Elektron yoğunluğu durumlarının oluşturduğu enerji aralıkları Cooper çiftlerinin enerji aralığına yakın frekanslardaki RF akımlarının taşınmasını sınırlandırmaktadır. Bu durum Bölüm (1.1.2)'de belirtildiği gibi süperiletkenlerin mikrodalga frekanslarda kayıplara sahip olmasına ve hatta çok daha yüksek frekanslarda normal iletkenlerden farklarının olmamasına neden olur.

DC akımlar için, süperiletkenin yüzeyinden içerisine nüfuz eden manyetik alan London nüfuz derinliği λ_0 ile Bölüm (1.1.2)'de belirtildiği gibi karakterize edilir. Genelde DC akımlar için bu çok küçük bir değer olduğundan hesaba katılmaz. Ancak, aralık frekansından (enerji aralığı) çok daha düşük frekanslarda bile manyetik alan frekansa bağlı olarak farkedilebilir şekilde yüzeye nüfuz etmektedir [14]. Bu durum süperiletkenlerin AC uygulamalarda kayıplı olmasına neden olur ve frekans, aralık frekansına yaklaştıkça kayıp frekansa bağlı olarak artar ve Cooper çiftlerinin kırılmasına neden olur [14]. Böylelikle, örnek olarak, bir mikroserit süperiletken hat yayılım yapabilir ve aralık frekansa yaklaştıkça da yüksek kayıplar gösterebilir.

Mattis-Bardeen teoremi nüfuz derinliğini dikkate alarak süperiletkenlerin frekansa bağlı karmaşık iletkenliklerini açıklar [13]. Bu teoreme göre kompleks iletkenlik olarak tanımlanan σ , Denklem (1.11)'deki gibi gösterilir.

$$\sigma = \sigma_1 - j\sigma_2 \quad (1.11)$$

Tanımlanan σ_1 ve σ_2 , normal elektronlar ile Cooper çiftlerini tanımlayan iletkenliğin, gerçel ve sanal kısımlarıdır.

2. SÜPERİLETKEN MİKROŞERİT ANTE TASARIMI

2.1. Süperiletkenlerde Yüzey Empedansı

RF frekanslarda süperiletken aygıt tasarımları için kullanılacak malzemenin ilk olarak benzetimler için modellenmesi yapılmalıdır. Süperiletken malzemelerin davranışları normal iletkenlere göre farklılık gösterir. Normal iletkenler için bir iletken katsayısı tanımlamak yeterli olmaktadır [20]. Fakat süperiletkenler için her frekansın kendine özel yüzey empedansını bulmak gereklidir . Bunun nedeni Bölüm (1.1.3)'de belirtildiği gibi süperiletkenlere etki eden, frekansa bağlı olarak değişen manyetik alan nüfuz miktarının yarattığı kayıplardır.

Süperiletkenler için RF yüzey empedansı antenler, rezonatörler ve süperiletken mikroşerit hatlar gibi elemanların yüksüz Q faktörlerini ve araya giriş kayıplarını bulabilmek için en önemli parametredir [13], [15], [17], [19]. RF yüzey empedansı çalışılan frekansa, kriyojenik sıcaklığa, RF alanın yoğunluğuna, süperiletken malzemenin özelliğine, süperiletken filmin kalınlığına ve üzerinde bulunduğu alt tabakanın dielektriğine bağlıdır [13].

Süperiletkenlerin yüzey empedanslarının hesaplanabilmesi için, düşük RF alana sahip ortamda deneysel olarak bulunmuş birkaç formül vardır. Fakat, LTS-tabanlı Nb film alaşımlar, HTS-tabanlı $YBa_2Cu_3O_7$ ve $Tl_2Ba_2Ca_2Cu_3O_{10}$ filmler gibi çoğu süperiletken için en doğru sonucu veren formül, Denklem (2.1)'deki gibidir [17].

$$Z(f, T) = [Cf^n \exp(-E_g/kT)](\Omega) \quad (2.1)$$

Burada C frekansın sabit fonksiyonu, f çalışılan frekansı (Hz), T kriyojenik sıcaklığı (K), n RF alanın yoğunluğuna göre değişen üstel parametreyi ($1 < n < 2$), E_g ise enerji aralığını vermektedir. Fakat bu formülasyondaki zorluk ise C frekans sabitinin RF alan yoğunluğuna bağlı olup kolayca elde edilememesidir.

Ancak, Denklem (2.1)'e göre daha pratik ve yine doğru sonuçları veren London nüfuz derinliğini de hesaba katan Denklem (2.2) tasarımlarda sıklıkla kullanılmaktadır.

$$Z(f, T) = [(0.5)(\omega^2)(\mu_0)^2 \lambda(T)] (\Omega) \quad (2.2)$$

Burada ω açısal hız ($2\pi f$) ve $\lambda(T)$ (2.3)'deki gibi verilen çalışılan frekansa ve kritik sıcaklık T_c 'ye bağlı fonksiyon olan London nüfuz derinliğini vermektedir.

$$\lambda(T) = [\lambda_0/1 - (T/T_c)^4] \quad (2.3)$$

Tezde RF süperiletkenlerin RF iletkenliklerini veya yüzey empedanslarını bulabilmek için belirtilen, Mattis-Bardeen teorisine göre bulunan bu formüllere ek enerji aralıklarını daha kapsamlı bir şekilde hesaba katan genişletilmiş Mattis-Bardeen teoremi kullanılmıştır [16], [18]. Bu teoreme göre, akım yoğunluğu

$$j(r, t) = \sum_{\omega} \frac{e^2 N(0) v_F}{2\pi^2 \hbar} \int \frac{R [R A_{\omega}(r')] I(\omega, R, T) e^{-R/l}}{R^4} dr' \quad (2.4)$$

olduğunda, burada,

$$I(\omega, R, T) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ L(\omega, \varepsilon, \varepsilon') - \frac{f(\varepsilon) - f(\varepsilon')}{\varepsilon' - \varepsilon} \right\} \cos[\alpha(\varepsilon - \varepsilon')] d\varepsilon d\varepsilon' \quad (2.5)$$

ve $R \equiv r - r'$, $\alpha = R/\hbar v_F$, v_F Fermi sürati, $N(0)$ Fermi yüzeyinde tek dönüşteki elektron yoğunluğu ve $f(\varepsilon)$ ise genel Fermi fonksiyonudur. İzgisel fonksiyon $L(\omega, \varepsilon, \varepsilon')$, Denklem (2.6)'daki gibi verilir.

$$L(\omega, \varepsilon, \varepsilon') = \frac{1}{4} \left(1 + \frac{\varepsilon \varepsilon' + \Delta^2}{E E'} \right) \times \left(\frac{f(E') - f(E)}{E - E' - \hbar(\omega - js)} + \frac{f(E') - f(E)}{E - E' + \hbar(\omega - js)} \right) + \frac{1}{4} \left(1 - \frac{\varepsilon \varepsilon' + \Delta^2}{E E'} \right) \times \left(\frac{1 - f(E) - f(E')}{E + E' - \hbar(\omega - js)} + \frac{1 - f(E) - f(E')}{E + E' + \hbar(\omega - js)} \right) \quad (2.6)$$

[18]'de olduğu gibi kuazi parçacıklar arasındaki enerji bant aralıkları da hesaba katılarak, süperiletkenler ile normal iletkenler arasındaki oran Denklem (2.7)'deki gibi bulunur.

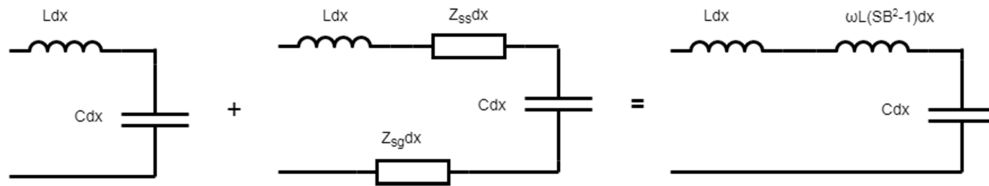
$$\frac{\sigma_1 - j\sigma_2}{\sigma_N} = \frac{I(\omega, 0, T)}{-\pi j \hbar \omega} \quad (2.7)$$

Daha sonra kompleks iletkenlik olan σ bulunup, kompleks iletkenliğe [18]'de belirtilen çevirge tümlevi uygulandığında, kalınlığı d olan bir süperiletkenin birim alandaki spesifik yüzey empedansı Z_s , Denklem (2.8)'deki gibi verilir.

$$Z_s(\omega) = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma}} \coth(\sqrt{j\omega\mu_0\sigma}d) = R_s + jX_s \quad (2.8)$$

2.2. Süperiletken Mikroşerit İletim Hattı

Mattis-Bardeen teorisinden yararlanılarak, yüksek frekanslarda çalışılması için süperiletken mikroşerit iletim hatlarının modellenmesi yapılmıştır. Saçaklanma efekti ve hattın geometrisinden kaynaklı L ve C parametreleri ile süperiletkenleri tanımlamak için kullanılan ek devre elemanlarının hesaba katılarak oluşturulan hattın eşlenik devresi Şekil 2.1'de gösterilmiştir [13].



Şekil 2.1 : Süperiletken Mikroşerit Hat Modeli [13].

Z_{ss} ve Z_{sg} empedansları tamamen sanal ve endüktiftir. Z_{ss} ve Z_{sg} 'yi, spesifik endüktif hat empedansı olan, ωL cinsinden yazarsak:

$$Z_{ss}, Z_{sg} \Rightarrow \omega L \times (SB^2 - 1) \quad (2.9)$$

şeklindedir. Burada SB düzeltme faktörüdür.

Mikroşerit hattın kalınlığı, t_s , üzerinde bulunduğu alt tabakanın kalınlığı, h ve manyetik alanın nüfuz etme derinliği λ_0 olarak verildiğinde, birbirleri arasındaki ilişki Denklem (2.10)'daki gibidir ve bu formül SB'nin bulunması için kullanılır [13], [15].

$$t_s \geq h + (1.5 \dots 2.0) \times \lambda_0 \quad (2.10)$$

Mikroşerit hattın kalınlığına bağlı olarak bulunan düzeltme faktörü, sadeleştirilmiş olarak, SB, Denklem (2.11)'deki gibi bulunur.

$$SB = \sqrt{1 + \frac{\lambda(\omega) \coth(t_s/\lambda(\omega))}{h}} \text{ ve } \lambda(\omega) = \frac{X(\omega)}{\omega\mu_0} \quad (2.11)$$

İstenilen parametreler bilindikten sonra süperiletken mikroşerit iletim hattının karakteristik empedansı Z_s , Denklem (2.12)'deki gibi bulunur.

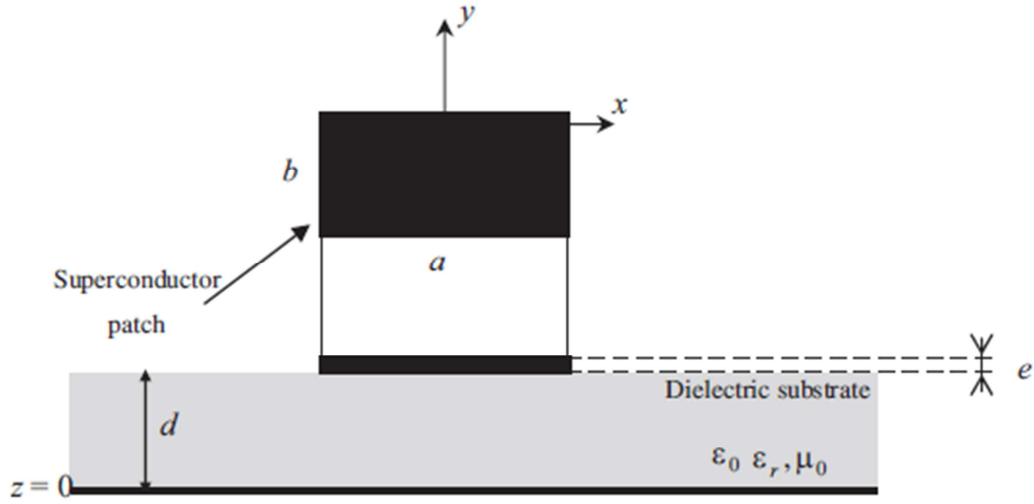
$$Z_s = \sqrt{\frac{\omega L + \omega L \times (SB^2 - 1)}{\omega C}} \quad (2.12)$$

Tasarımlarda hesaplama kolaylığı açısından süperiletken mikroşerit iletim hatları için kısaca bu bölümdeki formüller verilmiştir. Süperiletken iletim hatları ile ilgili detaylı anlatım [15]'de bulunabilir.

2.3. Süperiletken Yama Yapılarda Rezonans Frekansı

Literatürde, mikroşerit antenlerde kullanılan mükemmel iletken yamaların rezonans karakteristikleriyle ilgili çalışmalar çok fazladır [22]. Ancak, süperiletken mikroşerit yama antenler için oldukça az çalışma vardır. Süperiletken mikroşerit antenlerin rezonans frekansları ilk olarak, manyetik duvar boşluğu modeli ile bulunmaya çalışılmıştır [21]-[23]. Daha sonra ise, bu rezonans frekanslar sabit tam dalga analizleri yapılarak bulunmaya çalışılmıştır [21]. Bu teorik analizler ile yapılan numerik değerler ve deneysel sonuçlar karşılaştırıldığında istenilen sonuçlar elde

edilememiştir. Fakat [22]'de öne sürülen teoride, süperiletkenlerin yüzey empedansları tam dalga analizleride hesaba katılırsa, yapılan çalışmalardaki ölçüm sonuçları ile numerik analizlerin mükemmel bir şekilde örtüştüğü görülmüştür. Çalışmamızdaki anten için rezonans frekansı, [22]'de verilen teoriye göre, kompleks süperiletken enerji aralıkları hesaba katılarak yapılan Mattis-Bardeen teorimine göre bulunan yüzey empedansları ile hesaplanmıştır.



Şekil 2.2 : Süperiletken mikroşerit antenin geometrisi [22].

[22]'deki teori, Şekil 2.2'deki gibi kalınlığı e olan ve dielektrik bir malzemenin üzerinde bulunan dikdörtgen yapıda bir süperiletken yama için verilmiştir. Buna göre, d kalınlığına sahip dielektrik malzeme, boş hacim geçirgenliği μ_0 ve dielektrik katsayısı $\epsilon_0\epsilon_r$ olarak karakterize edilir. Süperiletken yama ise kritik sıcaklık T_c , sıfır derece nüfuz derinliği λ_0 ve normal durum iletkenliği σ_N olarak karakterize edilir. Daha sonra, matematiksel ilişkilendirme yapılarak, süperiletken yüzeydeki elektriksel alan ve yüzey akımı arasındaki ilişki Denklem (2.13)'deki gibi verilir.

$$\begin{bmatrix} \bar{E}_x \\ \bar{E}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{xx} & Q_{xy} \\ Q_{yx} & Q_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{J}_x \\ \hat{J}_y \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Q_{xx} , Q_{xy} , Q_{yx} ve Q_{yy} Green fonksiyonunda bulunan izgisel ikiliklerin elemanlarıdır. Süperiletken düzlemlerin içerisinde veya dışarısında bulunan elektriksel alanlar süper pozisyon şeklinde yazılır,

$$\begin{cases} \bar{E}_x = \bar{E}_x^i + \bar{E}_x^o \\ \bar{E}_y = \bar{E}_y^i + \bar{E}_y^o \end{cases} \quad (2.14)$$

Z_s yüzey empedansına sahip süperiletken yüzey üzerindeki elektriksel alan,

$$\begin{cases} \bar{E}_x^i = Z_s \hat{J}_x \\ \bar{E}_y^i = Z_s \hat{J}_y \end{cases} \quad (2.15)$$

denklemleri ile yazılır. Denklem (2.14) ve (2.15)'i, Denklem (2.13)'den çıkarırsak, iletkenin dışarısında bulunan elektrikse alanlar,

$$\begin{bmatrix} \bar{E}_x^o \\ \bar{E}_y^o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{xx} - Z_s & Q_{xy} \\ Q_{yx} & Q_{yy} - Z_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{J}_x \\ \hat{J}_y \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

şeklinde bulunur.

Yamanın dışında bulunan çapraz elektrik alanları ters Fourier dönüşümü kullanılarak Denklem (2.17a) ve (2.17b)'deki gibi bulunur.

$$E_x^o = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} [(Q_{xx} - Z_s)\hat{J}_x + Q_{xy}\hat{J}_y] e^{(ik_x x + ik_y y)} dk_x dk_y \quad (2.17a)$$

$$E_y^o = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} [Q_{yx}\hat{J}_x + (Q_{yy} - Z_s)\hat{J}_y] e^{(ik_x x + ik_y y)} dk_x dk_y \quad (2.17b)$$

Denklem (2.18a) ve (2.18b)'ye sınır koşulu uygulanırsa, aşağıda belirtilen integraller yazılır.

$$\iint_{-\infty}^{+\infty} [(Q_{xx} - Z_s)\hat{J}_x + Q_{xy}\hat{J}_y] e^{(ik_x x + ik_y y)} dk_x dk_y = 0, (x, y) \in Yama Alanı \quad (2.18a)$$

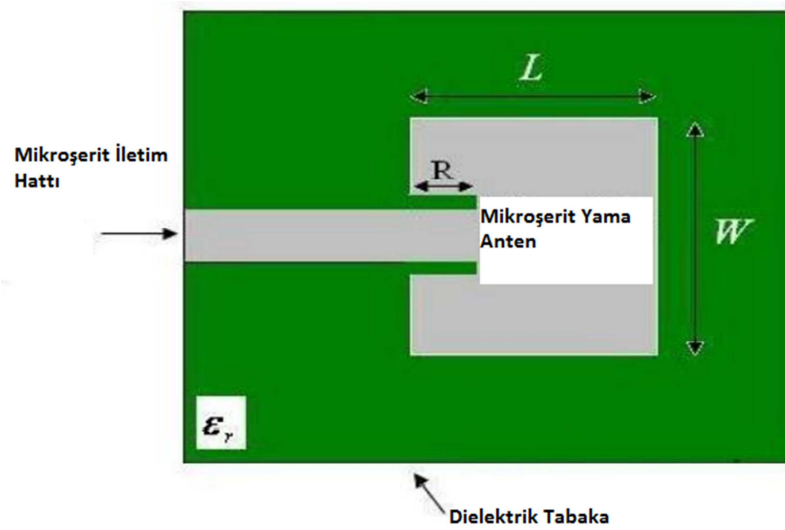
$$\iint_{-\infty}^{+\infty} [Q_{yx}\hat{J}_x + (Q_{yy} - Z_s)\hat{J}_y] e^{(ik_x x + ik_y y)} dk_x dk_y = 0, (x, y) \in Yama Alanı \quad (2.18b)$$

Sınır koşulları için kullanılan integrallere Galerkin metodu uygulanırsa, kritik sıcaklıkta bulunan süperiletken mikroşerit antenin rezonans frekansı ve frekans bant genişliği hesaplanır [22].

2.4. İçine Besleme Devresi

Tüm antenlerde olduğu gibi mikroşerit yama antenlerde de besleme devresi tasarım için önemli rol oynar. Mikroşerit yama antenlerin beslemesi koaksiyel bir kablo ile yapılabildiği gibi basitçe mikroşerit bir hat ile de yapılabilir [24]. Eğer anten tasarımında çalışma frekansının bant genişliği önemli değilse, üretim için büyük kolaylık sağladığı için besleme mikroşerit hatlar ile yapılır. Mikroşerit yama antenlerin tasarımında antenin boyutuna ve antenin üzerinde bulunduğu alt tabakanın dielektrik sabitine bağlı olarak besleme hattı antene maksimum gücü iletebilmelidir.

Mikroşerit hatlar ile antenleri beslemek için birçok farklı metot kullanılır ve genellikle besleme hattı antene yüksek empedans katar. Antene gelen akımın şiddeti yamanın kenarlarında düşüktür, fakat yamanın merkezine doğru gelindikçe akım şiddeti artmaktadır [25]. Bu durum yüksek empedans girdisine neden olur. Girdi empedansını düşürebilmenin yollarından birisi ise, besleme hattını yamanın merkezine yaklaştırmaktır [27], [28]. Bu metoda içine besleme denir. Şekil 2.3'de içine besleme hattının görünümü verilmiştir.



Şekil 2.3 : İçine besleme hattının görünümü [28].

Akım sinüzoidal bir dağılım gösterdiği için, yamanın merkezine doğru R kadarlık bir mesafe yaklaşıldığında L dalga boyundaki antende, akım değeri $\cos(\pi R/L)$ kadar artar ve faz farkı $(\pi R/L)$ kadardır [26]. Akım artışı kadar ters orantılı olarak voltaj düşer. Bu durumda girdi empedansı Denklem (2.19)'teki gibi ölçeklendirilir.

$$Z(R) = \cos^2\left(\frac{\pi R}{L}\right) Z_i(0) \quad (2.19)$$

Burada $Z_i(0)$ besleme hattının yama kenarında sahip olduğu girdi empedansıdır.

Tezde sunulan anten için içine besleme tekniğinin kullanımı, antenin üzerinde bulunduğu yongada alan kısıtlamasının olmasıdır. Mikroşerit hat besleme tekniklerinden $\lambda/4$ hat ile besleme veya dışına besleme daha fazla alan gerektirdiği için kullanılmamıştır. İçine besleme tekniğinin bir diğer avantajı ise antende bulunacak eşleme devresi üzerine daha rahat entegre edilebilir olmasıdır.

2.5. Binomial Eşleme

Radyo frekansı uygulamalarında çoğu durumda yük ile iletim hatlarının terminasyonları arasında empedans uyumsuzluğu görülür. Bu durum iletim hatlarında yüksek yansımaya ve dolayısı ile iletilen sinyalin gücünde ciddi düşüşlere neden olur. Sinyalin daha az kayıpla iletilmesi için yük ile iletim hatları arasında empedans eşlemesi yapılır. Maksimum güç transferi için empedans eşlemenin çeşitli yöntemleri vardır. Bu yöntemlerden bir tanesi binomial eşlemedir.

Tezde sunulan anten için eşleme devresi ciddi problem oluşturmuştur. Eşleme probleminin en önemli nedeni ise, üretirilecek antenin ölçümünü yapabilmek için çalışılan frekanslardaki süperiletken anten yapısının çok düşük empedanslardan ($m\Omega$), 50Ω empedansa eşlenmesinin gerekliliğidir.

Yonga üzerindeki anten için çeşitli eşleme devreleri denenmiştir fakat kısıtlı alandan dolayı yongaya yerleştirilememiştir. Bu nedenden dolayı daha az alan kaplayabilecek binomial eşleme tercih edilmiştir. Ayrıca, binomial eşlemede hesap yapmak kolay olduğu gibi, az kesit sayısı ile istenilen frekans bant aralığında maksimum düzlükte bir frekans cevabı da sağlanır [29], [30].

Binomial eşlemede kullanılacak N tane çeyrek dalga boyuna sahip kesitin karakteristik empedansı Denklem (2.20) kullanılarak bulunur.

$$Z_{ok} = Z_0 \left(\frac{R_L}{Z_0} \right)^{\frac{M_k}{2^N}} ; k = 1, 2, \dots, N \quad (2.20)$$

Eşlemede kullanılacak kesitlerin katsayıları Denklem (2.21)'deki gibi hesaplanabilir. Bu katsayılar Pascal üçgeni kullanılarak da bulunur.

$$C_1 = 1, C_k = \frac{N!}{(N - k + 1)! (k - 1)!} \quad (2.21)$$

Fakat, maksimum düzlükte frekans cevabını C_k 'ya bağlı olan ve Denklem (2.22)'deki gibi bulunan M_k katsayıları verir.

$$M_k = C_1 + C_2 + \dots + C_k \quad (2.22)$$

Çalışmada, $N = 3$ kesit sunulan antenin eşlenmesinde yeterli olmuştur. Z_0 kaynak empedansı ve R_L yük empedansı olmak üzere eşleme devresindeki kesitlerin empedansları Denklem (2.23)'deki gibi bulunur.

$$\begin{aligned} Z_{01} &= Z_0 \left(\frac{Z}{8} \right) R_L \left(\frac{1}{8} \right) \\ Z_{02} &= Z_0 \left(\frac{4}{8} \right) R_L \left(\frac{4}{8} \right) \\ Z_{03} &= Z_0 \left(\frac{1}{8} \right) R_L \left(\frac{7}{8} \right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

2.6. Fraktal Antenler

Gelişen sistemler ve artan isterler ile birlikte, günümüzde antenlerin birden fazla frekans bandında çalışmaları, geniş frekans bandına sahip olmaları, üretimlerinin kolay olması, küçük ve kompakt yapılarda olmaları beklenmektedir [31]. Üretim kolaylığı ve küçük yapılarından dolayı mikroşerit yama antenler çoğu uygulamada tercih edilmektedirler. Fakat bu antenlerde geniş frekans bantları elde etmek bir hayli

zordur. Özellikle, süperiletken mikroşerit yama antenler sahip oldukları yüksek Q faktörlerinden dolayı oldukça dar frekans bantlarına sahiptirler. Bu durum süperiletkenlerin en çok kullanıldığı görüntüleme sistemleri de dâhil birçok alanda büyük kısıtlamalar getirmektedir. Çünkü görüntüleme sistemlerinin birçok farklı objeyi sezimlemesi, bir başka deyişle geniş bir spektrumdan gelen elektromanyetik dalgaları algılayabilmesi beklenmektedir.

Tezde sunulan anten ileriki aşamalarda bir süperiletken görüntüleme dizisinde kullanılacaktır. Bu yüzden antenin yüksek frekans bant genişliğine sahip olması istenmektedir.

Mikroşerit yama antenlerin frekans bandı genişliğini artırabilmek için birçok çalışma yapılmıştır. Fraktal yapılı antenlerin kendini tekrar eden geometrik yapıları sayesinde bu isteri yerine getirebilecekleri keşfedilmiştir [32]. Özellikle, mikroşerit yamalarda fraktal yapılar ana anten yapısı üzerinden alan eksiltme ile elde edildiği için, tezde belirtilen yonga gibi alan kısıdı olan yerlerde kullanılmaları büyük avantaj sağlar.

Bu çalışmada, '*Sierpinski Carpet*' yapısına göre süperiletken mikroşerit yama anten tasarlanmıştır. Fraktal anten birçok farklı geometrik yapıda alansal veya çevresel olabilirler. Tezde '*Sierpinski Carpet*' yapısının tercih edilmesinin nedeni, geometrik yapının kare olmasından dolayı üretim açısından kolaylık sağlar ve ayrıca besleme hattının daha rahat yerleştirilmesine olanak sağlar. Ek olarak, süperiletken fraktal anten yapılarında besleme ve eşleme devreleri her iterasyon yapıldığında optimize edilmelidir. Bu nedenle de besleme girişinin antende rahat yapılıyor olması avantaj sağlar.

'*Sierpinski Carpet*' basit olarak bir kare ele alınarak başlanır ve bu kare 9 tane birbirine eş 3'e 3 alt levhalara bölünerek şeklin ortasında bulunan alt kare şekilden çıkarılır [33], [34]. Bu işlem sonuçlar yeterli görülene kadar peşi sıra birden fazla iterasyonla tekrar edilir.

N iterasyondan sonra büyük kareden geriye kalan bir birine eş alt kare sayısı Denklem (2.24) ile bulunur.

$$N_n = 8^n \quad (2.24)$$

N iterasyondan sonra büyük karenin en küçük alt kareye göre kenar uzunluğunun oranı Denklem (2.25) ile bulunur.

$$L_n = (1/3)^n \quad (2.25)$$

Son olarak N iterasyondan sonra kalan fraktal yapının kapladığı alanın orijinal yapıya göre oranı Denklem (2.26) ile bulunur.

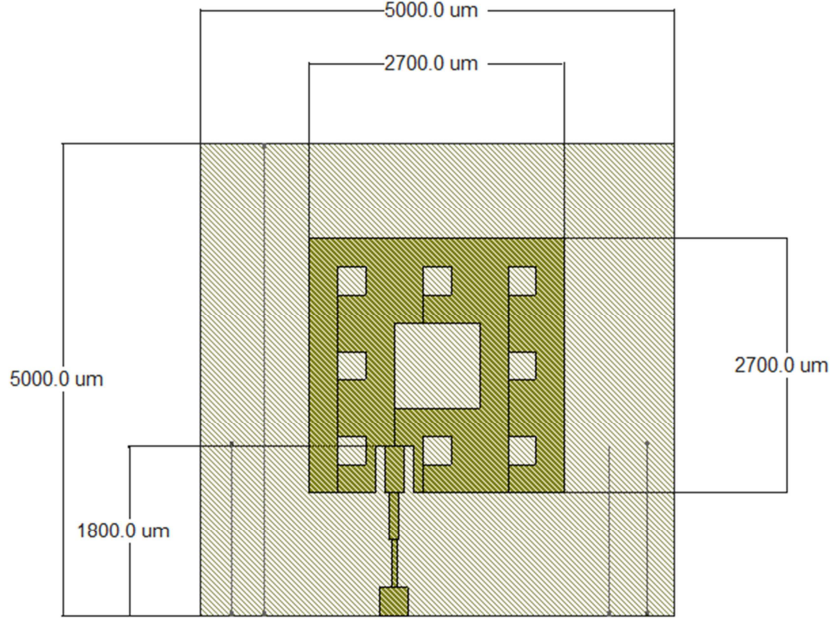
$$A_n = L_n^2 N_n = (8/9)^n \quad (2.26)$$

Antenlerde fraktal yapılar kullanıldığında yapının birden fazla frekansta rezonansa sahip olduğu ve bu rezonansların birleşerek antenin daha geniş bir frekans bandına sahip olmasını sağladığı görülmüştür [31], [32]. Fakat fraktal antenlerde de uygulanabilecek maksimum iterasyon sayısı kısıtlıdır. Bunun başlıca nedenlerinden biri üretim kabiliyetinin belirli bir ölçüğe kadar olmasıdır. Bir diğer neden ise, antenin alanı küçüldükçe anten kazancının belirli bir noktadan sonra kabul edilemez seviyelere düşmesidir. Genellikle, iki veya üç iterasyon kabul edilebilir sonuçları elde etmek için yeterli olmaktadır.

2.7. Süperiletken Fraktal Anten Tasarımı

Bu bölümde belirtilen adımlar izlenerek 18 GHz orta frekansa sahip olacak bir süperiletken fraktal anten tasarımı yapılmıştır. Çalışma için 18 GHz orta frekansın seçilme nedeni, yonga üzerinde kısıtlı alan mevcut olduğu için dalga boyunda belirli bir küçültme yapılabilmesi ve elimizde bulunan ölçüm cihazlarının çıkabileceği maksimum frekansa yakın olmasıdır. Çalışmadaki anten 0.32λ dalga boyunda $2.7 \times 2.7 \text{ mm}^2$ boyutlara sahip süperiletken mikroşerit fraktal ESA'dır.

Tasarlanan antenin görünümü ve boyutları Şekil 2.4'deki gibidir.



Şekil 2.4 : Tasarlanan antenin boyutları.

3. BENZETİM

3.1. CST Elektromanyetik Benzetim Programında Süperiletkenler

Süperiletkenler ile yapılan çalışmalarda benzetimler için en zor kısımlardan biri de malzeme benzetim arası için malzeme bilgilerinin tanımlanmasıdır. Süperiletken malzemelerin benzetimleri iki şekilde olabilir; birincisi kinetik endüktans hesaplanması ile ikincisi ise Bölüm (2.1)'de anlatıldığı gibi yüzey empedansların hesaplanması ile yapılır. CST elektromanyetik benzetim programında kinetik endüktans tanımlanamamaktadır. Bu nedenle malzeme benzetimleri için yüzey Niobiyum malzemenin süperiletken durumdaki özellikleri, yüzey empedansları çalışılacak frekanslar arasında hesaplanarak CST'de tablo şeklinde tanımlanmıştır.

Yüzey empedansları, 0.5 µm kalınlığa sahip ve 4.2K sıcaklıkta bulunan Niobiyum tabakanın, 0.01 GHz frekans adımları ile 0.5-27 GHz frekans aralığında MATLAB programı kullanılarak hesaplanmıştır. Daha sonra yüzey empedansları, gerçel kısım ve sanal kısım olarak ayrılıp, CST programında malzeme tanım tablosuna aktarılmıştır.

3.2. CST Elektromanyetik Benzetim Programında Antenler

CST, antenlerin performanslarının benzetimlerinin serbest boşlukta nümerik olarak yapılmasını sağlayan 3 boyutlu elektromanyetik benzetim yapan bir programdır. CST'de anten benzetimleri yapılmadan önce yapılması gereken ön hazırlıklar vardır. Öncelikle, tasarımda kullanılacak frekans, zaman, uzunluk ve sıcaklık gibi temel SI birimleri tanımlanmalıdır. Bu çalışmada da olduğu gibi genellikle hava ile teması olan yapıları çevreleyecek olan hacim normal olarak tanımlanmalıdır. Bu aşamadan sonra programın çizim bölümünden yapı çizilir veya tezde olduğu gibi daha kolay çizim yapılan tasarım programlarından çizim aktarım yapılır. Daha sonra yapıdaki elemanlar için malzeme tanımları yapılır. Son olarak ise, benzetim için en önemli kı-

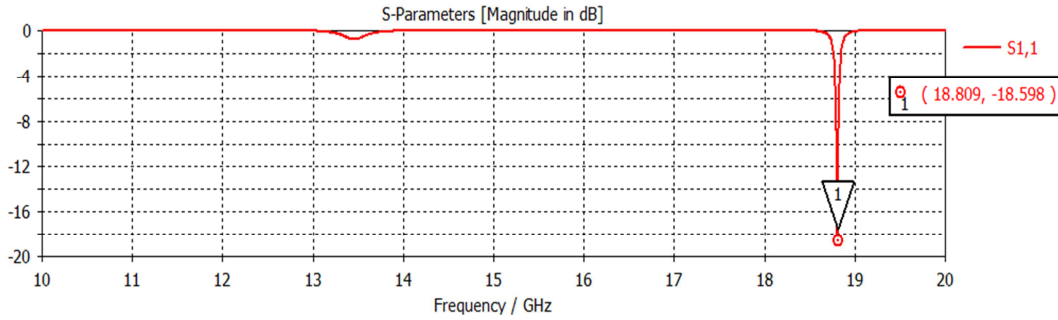
sım olan portlar, benzetim için elektromanyetik çözücü ve örgü özellikleri tanımlanır. Benzetim için sınır değer durumları önem kazandığından, port tanımları, elektromanyetik çözücü ve örgü tanımı gerçeğe yakın sonuçlar almak için büyük önem taşır. Bu seçimler ile ilgili detaylı bilgiler CST'nin kılavuzunda veya çeşitli elektromanyetik hesaplama kitaplarında bulunabilir.

3.3. Benzetim Sonuçları

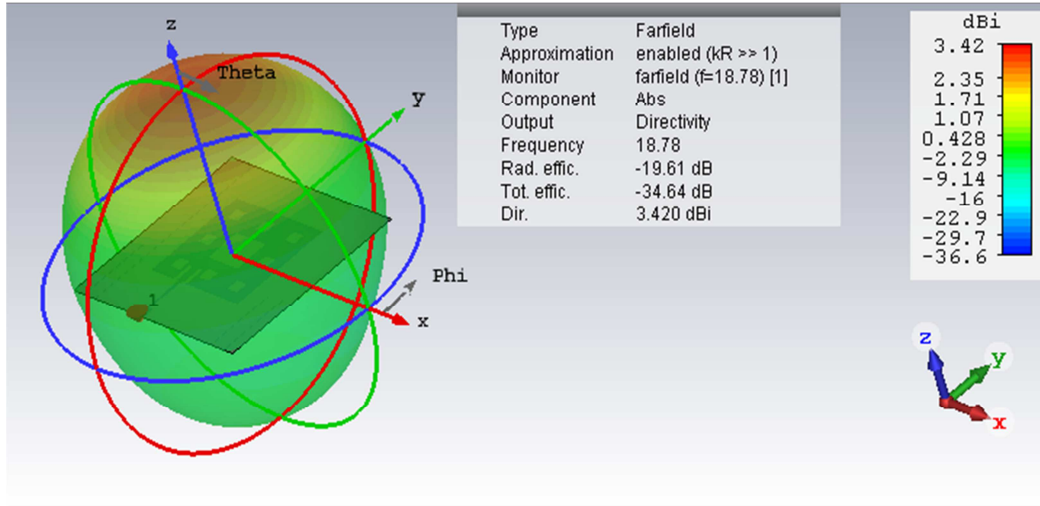
Bu bölümde belirtilen adımlar uygulandıktan sonra tasarlanan antenin, CST elektromanyetik benzetim programı kullanılarak Şekil 2.4'de belirtilen anten için 10-20 GHz frekans aralığında, frekans tanımı çözücüsü kullanılarak, 10 µm hücre küçüklüğüne sahip örgü yapı ile benzetimleri yapılmıştır.

Yapılan benzetimlerde anten performansı ile ilgili olan; antenin geriye dönüş kaybına, kazancına, uzak alan paternine, yön duyarlılığına ve yayılım verimliliğine bakılmıştır.

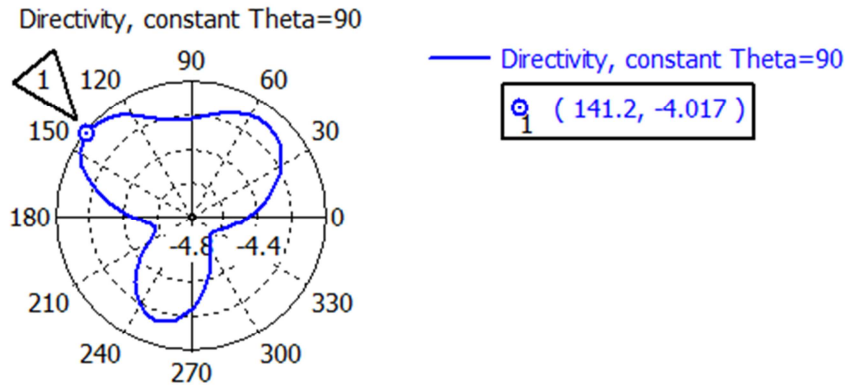
Son olarak ise anten üzerinde fraktal alan eksiltme uygulanarak ikinci anten üzerinden gidilerek yeni benzetimler ve optimizasyonlar yapılmıştır. İkinci iterasyona sahip anten ile ilgili benzetim sonuçları aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



Şekil 3.1 : Antenin 10-20 GHz aralığında S_{11} parametresi.

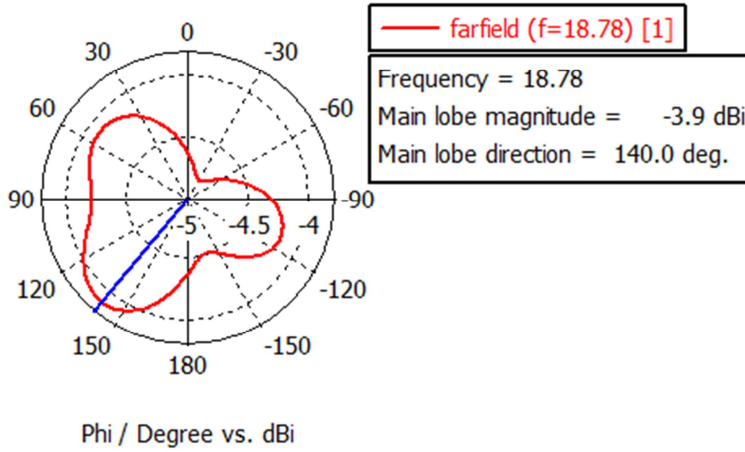


Şekil 3.2 : Antenin 3 boyutlu uzak alan performansının gösterimi.

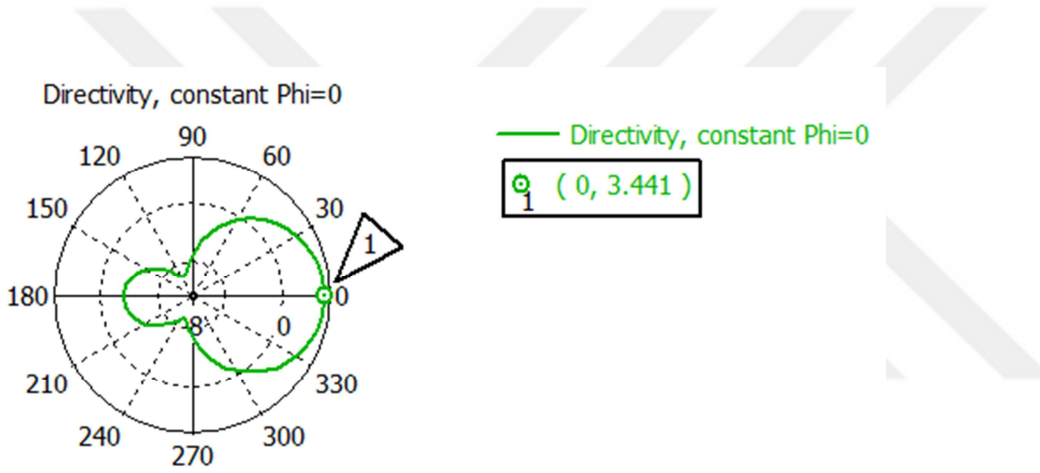


Şekil 3.3 : Antenin Theta açısında yön duyarlılığı.

Farfield Directivity Abs (Theta=90)



Şekil 3.4 : Antenin Theta açısında uzak alan performansı.



Şekil 3.5 : Antenin Phi açısında uzak alan performansı.

Fraktal alan eksiltme için ikinci iterasyonda durulma nedeni ise yapılan benzetim sonuçlarında önceki iterasyonların frekans bant genişliklerinin daha dar olması ve sonraki iterasyonlarda ise anten kazancında düşüşlerin görülmesidir. İkinci iterasyondaki antenin benzetim sonuçlarına da bakıldığında, geriye dönüş kaybı ve yön duyarlılık değerlerinin antenin çalıştığı frekansta iyi sonuçlar vermektedir. Kısaca fraktal alan eksiltme tekniği kullanılarak optimum sonuçlar ikinci iterasyon anten için elde edilmiştir ve bu antenin ölçüm testleri için üretilmesine karar verilmiştir.

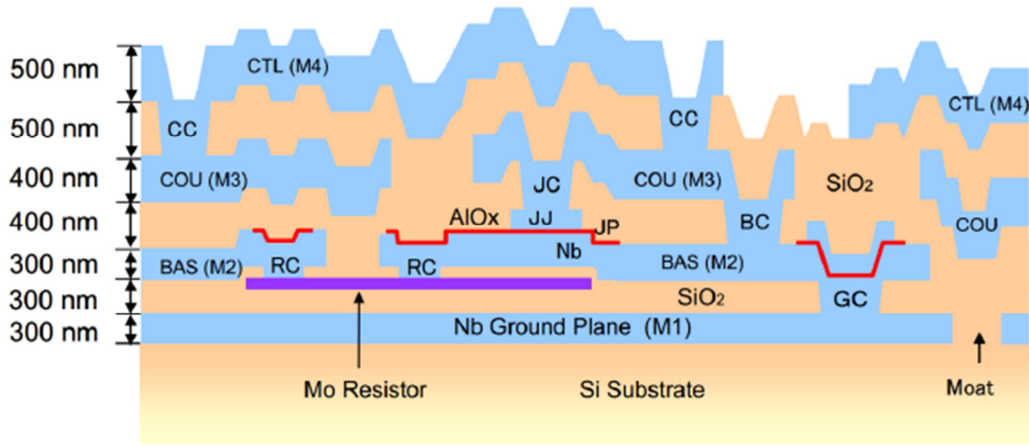
4. ÜRETİM TEKNOLOJİSİ

Tasarım ve benzetimden sonra belirlenen yapının gerçekleşmesi gerekmektedir. Yapılan hesaplamaların ve benzetim sonuçlarının üretilen bir yapıyla birebir tutması her zaman için istenilen birşeydir. Fakat üretim toleranslarından dolayı ölçümler ile benzetim sonuçları genellikle az da olsa farklılık gösterir. Ölçüm sonuçları ile benzetimler arasındaki farklılığın kabul edilemeyecek seviyelerde olmaması için üretim teknolojisi önemli bir kriterdir.

Tekrarlanabilirlik ve kararlılık açısından günümüzde uygulanan en iyi çözüm $Nb/Al-Al_2O_3/Nb$ eklemleridir [35]. Bunun nedeni, Niobiyumun kolay işlenebilir olması ve kritik sıcaklığı şu ana kadar bulunmuş en yüksek saf element olmasıdır. $Nb/Al-Al_2O_3/Nb$ tabanlı devre üretimi yapan 3 üretim firması bulunmaktadır [35]. Bunlar:

- Ulusal İleri Endüstriyel Bilim ve Teknoloji Enstitüsü (AIST: Advance Institute of Science and Technology), Tsukuba, Japonya [36]
- Hypres, NY, ABD [37]
- Fotonik Teknolojileri Enstitüsü (IPHT: Institute of Photonics Technology), Jena, Almanya [38]

Bu firmaların üretim süreçlerindeki tabakaların kalınlıkları farklılık gösterir; fakat tabaka yerleşim sıraları benzerdir. AIST Standart İşlem 2 (AIST-STP2) üretimin tabaka kesiti Şekil 4.1'de görülmektedir. Bu tabakaların kalınlıkları, malzeme türleri ve polariteleri Çizelge 4.1'de verilmiştir.



Şekil 4.1 : AIST-STP2 tabaka yerleşimi ve tabakaların kalınlıkları [36], [39].

Üretim süreci dışında bilgisayar destekli tasarım programlarında tabakaları ve iletim hatları oluşturmak için üretici firmalar tasarım kuralları çizelgesi verir. Ayrıca, üretici firmalar bilgisayar destekli tasarım programları için DRC (Design Rule Check) adı verilen her firmanın kendine özel tasarım kurallarını içeren dosyayı temin ederler. DRC dosyasına uymayan tasarımların düzgün olarak üretilmesi üretici firma tarafından garanti edilemez. Bu çalışmadaki üretici firma için gerekli tasarım kuralları Çizelge 4.2’de verilmiştir.

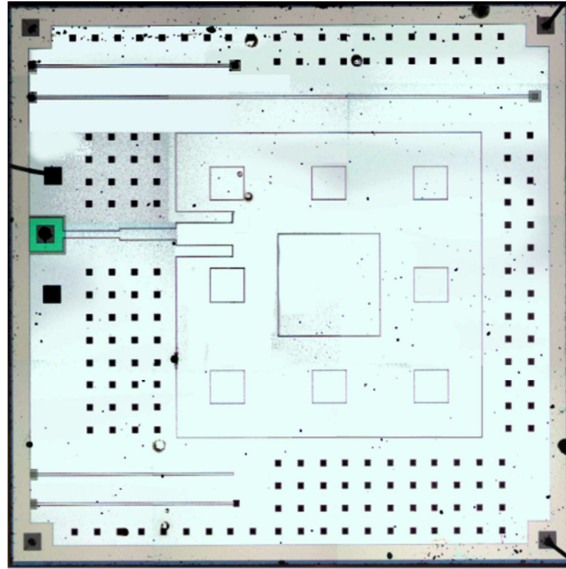
Çizelge 4.1 : AIST STP2 tabaka özellikleri [36].

Tabaka İsmi	Eşdeğer İsim	Tabaka Polaritesi	Açıklama	Malzeme	Kalınlık
GP	M1	Negatif	Toprak (Metal1) tabakası	Nb	300 nm
	I1		Yalıtkan tabaka	SiO ₂	300 nm
RES	RES	Pozitif	Direnç tabakası	Mo	80 nm
	I2		Yalıtkan tabaka	SiO ₂	100 nm
RC	RC	Negatif	BAS ile RES arasındaki temas oyuğu	-	-
GC		Negatif	BAS ile GP arasındaki temas oyuğu	-	-
BAS	M2	Pozitif	Metal2 tabakası	Nb	300 nm
JP	JP	Pozitif	Josephson eklemi yalıtkanı	Nb/Al-Al ₂ O ₃	
JJ	JJ	Pozitif	Josephson eklemi üst tabakası	Nb	150 nm
	I3		Yalıtkan tabaka	SiO ₂	
BC		Negatif	BAS ile COU arasındaki temas oyuğu	-	-
JC		Negatif	JJ ile COU arasındaki temas oyuğu	-	-
COU	M3	Pozitif	Metal3 tabakası	Nb	400 nm
	I4		Yalıtkan tabaka	SiO ₂	500 nm
CC		Negatif	COU ile CTL arasındaki temas oyuğu	-	-
CTL	M4	Pozitif	Metal4 tabakası	Nb	500 nm

Çizelge 4.2 : AIST STP2 Tasarım kuralları [36].

En küçük metal hat genişliği	1.5 μm
Metal hatlar arası en kısa mesafe	1 μm
En küçük eklem boyutu	2.2 μm^2
Eklem daralması	0.2 μm
Eklemlerin kritik akım yoğunluğu	2.5 kA/cm ²
Katman direnci	1.2 Ω
En küçük temas oyuğu alanı	1 μm^2
Hızalama marjı	0.5 μm
BAS (M2) daralması	0.2 μm
COU (M3) daralması	0 μm
CTL (M4) daralması	0 μm
RES daralması	0 μm

Tasarım kurallarına uyulduğunda bile devre parametreleri ile tasarımdaki hesaplanan değerler arasında farklılıklar çıkabilmektedir. Bu çalışmadaki üretici firma için toleranslar 10 nm olarak verilmiştir. Bu tolerans tasarlanan anten için iyi bir değere sahiptir. Belirtilen AIST-STP2 üretim sürecine göre ürettirilen antenin yonga üzerindeki görüntüsü Şekil 4.2’de verilmiştir.



Şekil 4.2 : Yonga üzerindeki anten görünümü.

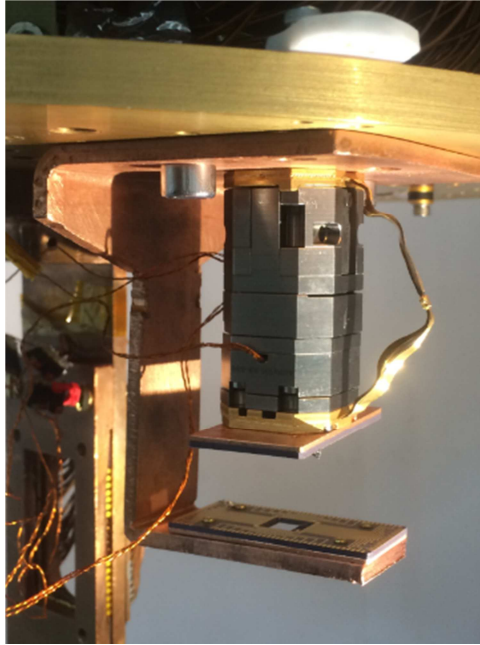
Sonuç olarak, üretim süreci tasarım için yapılan hesapların ve benzetimlerin gerçel sonuçlarını en iyi Şekilde alabilmek için önemli bir kriterdir. Bu yüzden tasarım için hesaplara ve benzetimlere baŐlamadan önce isterlerin iyi belirlenip buna göre üretim süreci seçilmesi ve üretici firma bulunması büyük önem taşır.





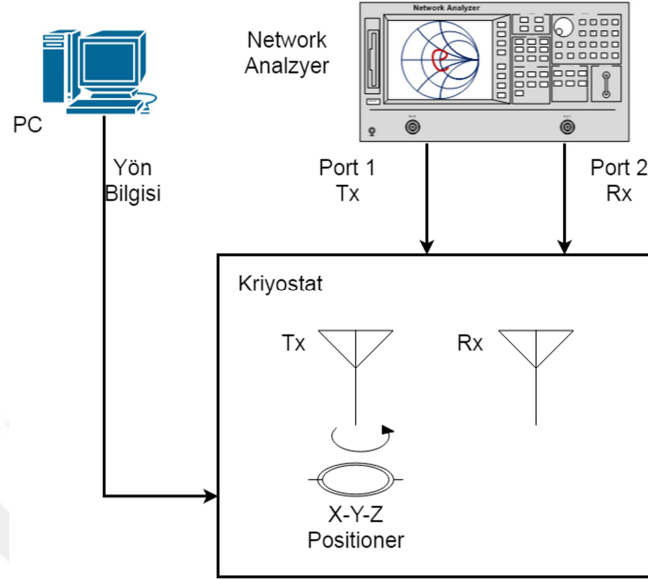
5. TEST SİSTEMİ

Tez çalışmasında yapılan anten tasarımı için benzetimleri doğrulamak amacı ile ürettirilen anten için temel özelliklerini ölçmek ve performansını değerlendirmek için test düzenekleri hazırlanmıştır. Testler yapılmadan önce anten tasarımını içeren yonga üzerinde bulunan anten besleme noktası ve TRL (Thru, Reflect, Line) kalibrasyonunu yapabilmek için bulunan noktalar “wire bonding” ile yongayı taşıyan taşıyıcı karta bağlanmıştır. Yonga, taşıyıcı kart ile birlikte kriyostatın içine yerleştirilmiş ve kriyostat vakumlanarak 4.2 K sıcaklık değerine soğutularak anten testleri yapılmıştır. Testlerin tek bir soğutma işleminde tamamlanabilmesi için kriyostatın içerisine iki adet anten yongası taşıyıcı kartları ile birlikte Şekil 5.1’deki gibi karşı karşıya yerleştirilmiştir.



Şekil 5.1 : Birbirine karşılıklı yerleştirilen antenlerin görünümü.

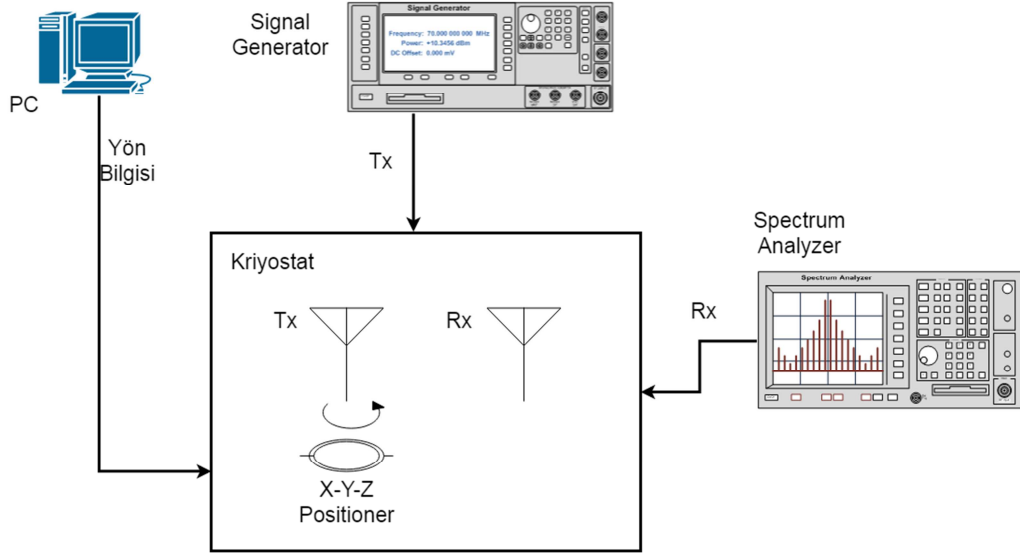
İlk olarak antenlerin rezonansa girdikleri frekansları bulabilmek için yonga üzerinde bulunan kalibrasyon hatları ile vektör devre çözümleyicisi 10-20 GHz frekans aralığında kalibre edilmiştir. Bu test için düzenek Şekil 5.2’de verilmiştir.



Şekil 5.2 : Anten rezonans frekansı ölçüm düzeneği blok diagramı.

Antenlerin rezonans frekansı bulunduktan sonra, asıl antenler için önemli olan kazanç ve patern testlerine geçilmiştir. Bu testler için belirtildiği gibi iki adet anten birbirine karşılıklı uzak alan koşulunu sağlayacak şekilde kriyostata soğutulmadan önce yerleştirilmiştir. Bu kapsamda, antenlerden bir tanesi kriyostat içerisinde bulunan U şeklindeki bakır bir parçanın bir ucuna sabitlenmiş diğer anten ise patern ölçümlerini de yapabilmek için bakır parçanın diğer ucunda buluna x-y-z düzleminde hareket edebilen bir nano konumlayıcının üzerine yapıştırılmıştır. Düzenekte nano konumlayıcı üzerinde bulunan anten verici sabitlenen anten ise alıcı olarak kullanılmaktadır.

Daha sonra kazanç ölçümü yapabilmek için antenlerden verici antene bir sinyal üretici bağlanarak antenin rezonans frekansında 0 dBm güç verilip, bir sinyal çözümleyiciye bağlı olan alıcı anten için gelen güce bakılmıştır. Son olarak ise patern ölçümü için nano konumlayıcı ile verici anten hareket ettirilerek gelen güçlerin değerleri 3 farklı z düzleminde toplamda 363 farklı yerde kaydedilmiştir. Kazanç ve patern testlerinde kullanılan düzenek Şekil 5.3’de gösterilmiştir.



Şekil 5.3 : Anten patern ölçüm düzeneği blok diagramı.

Anten testleri için kullanılan ekipmanlar ve cihazlar Şekil 5.4’de gösterilmiştir.



Şekil 5.4 : Anten testleri için gerekli ekipmanlar ve cihazlar.



6. ÖLÇÜM SONUÇLARI

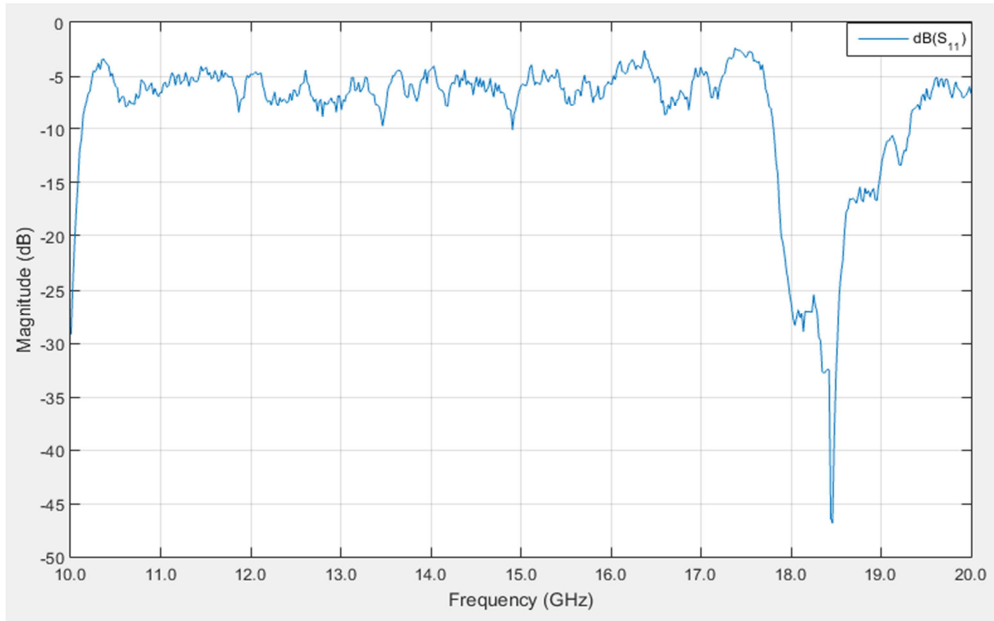
6.1. Anten Empedansı Ölçümü

Antenin giriş empedansı terminallerinde bulunan yansıma katsayısı kullanılarak hesaplanır. Antene bağlı olan iletim hatlarının karakteristik empedansı, faz ve genlik bilinir ise antenin giriş empedansı Denklem (6.1) kullanılarak bulunur.

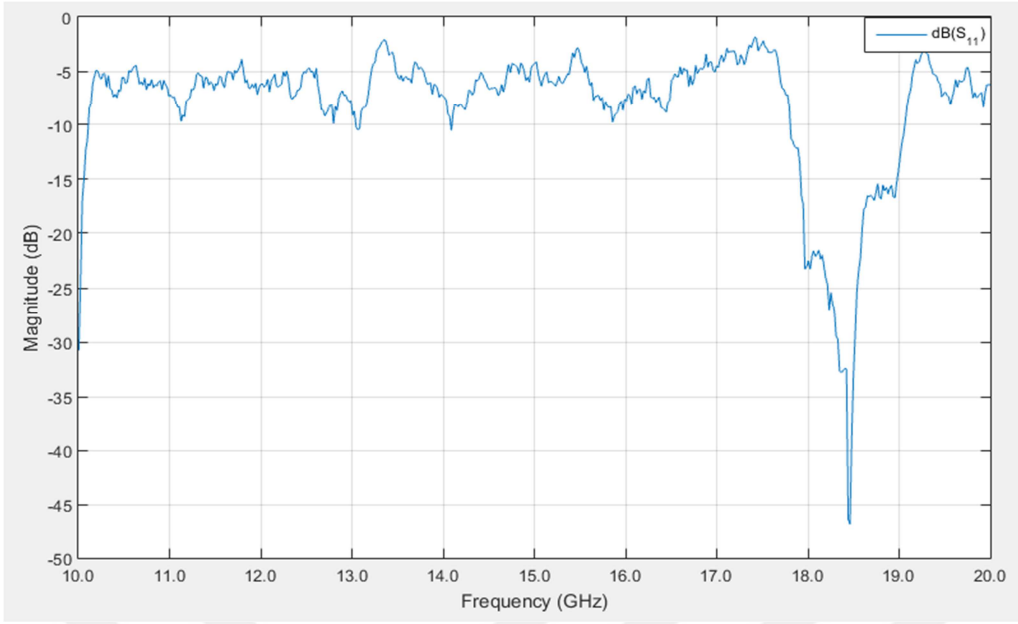
$$Z_i = Z_c \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (6.1)$$

Yansıma katsayısı genellikle vektör devre çözümleyicisi (VNA) ile ölçülür. Anten tek uçlu bir devre olduğu için sadece S_{11} parametresini VNA ile ölçmek anten empedansını bulabilmek için yeterlidir.

Anten ölçümleri için bir adet alıcı ve bir adet verici anten kullanılmıştır. Kullanılan antenler aynı olup, antenlerin S_{11} parametreleri aşağıdaki şekillerde verilmiştir.



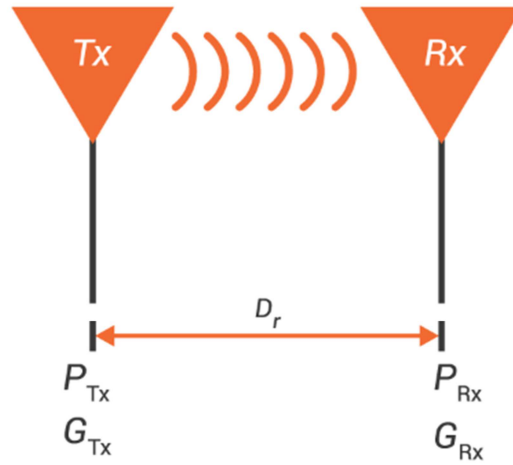
Şekil 6.1 : Alıcı antenin 10-20 GHz aralığında S_{11} parametresi.



Şekil 6.2 : Verici antenin 10-20 GHz aralığında S_{11} parametresi.

6.2. Anten Ölçümü

Anten kazancı ölçümü yapabilmek için genellikle iki adet anten kullanılması yetmektedir. İki anten ile yapılan bu ölçüm basit olarak, anten teorisi bölümünde anlatılan Frii'nin iletim denkleminde dayanmaktadır. Ölçüm için, tamamen birbirleriyle aynı özelliklere sahip, biri alıcı ve diğeri verici olan iki adet anten kullanılır. İki antenin de empedanslarının ve polarizasyonlarının iyi şekilde eşleşmiş olduğu varsayılır [40]. Bu ölçüm için gerekli düzenek basitçe Şekil 6.3'de verilmiştir.



Şekil 6.3 : Anten ölçüm düzeneği.

Test için verici olarak kullanılacak anten bir sinyal üreticisine bağlanır ve antenin beklenen çalışma frekansında belirli bir güçte yayın yapılır. Diğer taraftan ise, alıcı anten bir sinyal çözümleyiciye bağlanarak gelen sinyalin gücüne bakılır. Ek olarak, iki anten arasındaki mesafe olabildiğince doğru ölçülerek Denklem (6.2)'nin sağlandığı kontrol edilir [40].

$$G_{dB} = \frac{1}{2} \left[20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (6.2)$$

Bu kapsamda yapılan ölçümlerde verici antenden 18.3 GHz frekansta 0 dBm güçle bir sinyal verilmiştir. Alıcı antende, kablo, konektör ve kablo bağlam kayıpları çıkarıldığında elde edilen güç -16.6 dBm olmaktadır. Benzetim sonuçları ele alındığında -16.15 dBm güç beklenmektedir. Elde edilen bu değer hemen hemen beklenen değeri karşılamaktadır.

6.3. Uzak Alan Anten Paterni Ölçümü

Uzak alan anten paterni ölçümleri yarıçapı sabit bir kürenin yüzeyi üstünde yapılır. Küre üzerindeki herhangi bir pozisyon, küresel koordinat sisteminde verilen yönsel açılar θ ve φ ile gösterilir. Genel olarak antenin paterni üç boyutludur, fakat üç boyutlu patern elde etmek oldukça zordur. Bunun yerine birden fazla iki boyutlu patern ölçümü yapıp bu ölçümlerin toplamı ile üç boyutlu patern bulunur. Minimum iki boyutlu patern ölçümü sayısı 2 olup bu düzlemlerin birbirine dikey olması gerekmektedir [41], [42]. Ana düzlem mutlaka maksimum yayılım yönünü içermelidir. Patern ölçümleri için basitleştirilmiş sistem blok diagramı Şekil 5.3'de verilmiştir.

Toplam genlik paterni birbirlerine dikey polarize yayılım alanın vektör toplamı ile ifade edilir:

$$|E| = \sqrt{|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2} \quad (6.3)$$

Üç boyutlu patern oluşturabilmek için, düşük yön duyarlılığına sahip antenlerde en az 3 tane iki boyutlu ölçüm gerekmektedir. Fakat yüksek yön duyarlılığına sahip antenlerde birbirine dikey 2 tane patern ölçümü yeterlidir [41].

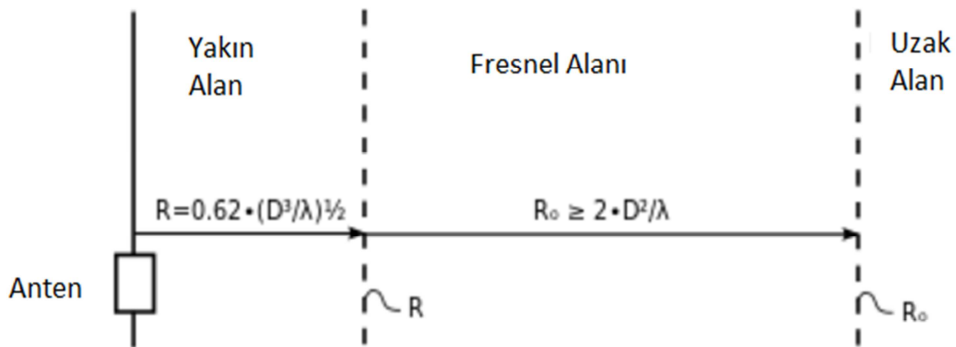
Bir alanın toplam üç boyutlu genlik paterni Denklem (6.4)'deki gibi hesaplanır.

$$E(\theta, \varphi) \approx j\beta \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} [\cos \varphi E(\theta, 0) + \sin \varphi E(\theta, 90^\circ)] \quad (6.4)$$

Eğer yüksek yönselliğe sahip anten için üç boyutlu genlik paterni bulunacaksa bu Denklem (6.5)'e indirgenebilir [42].

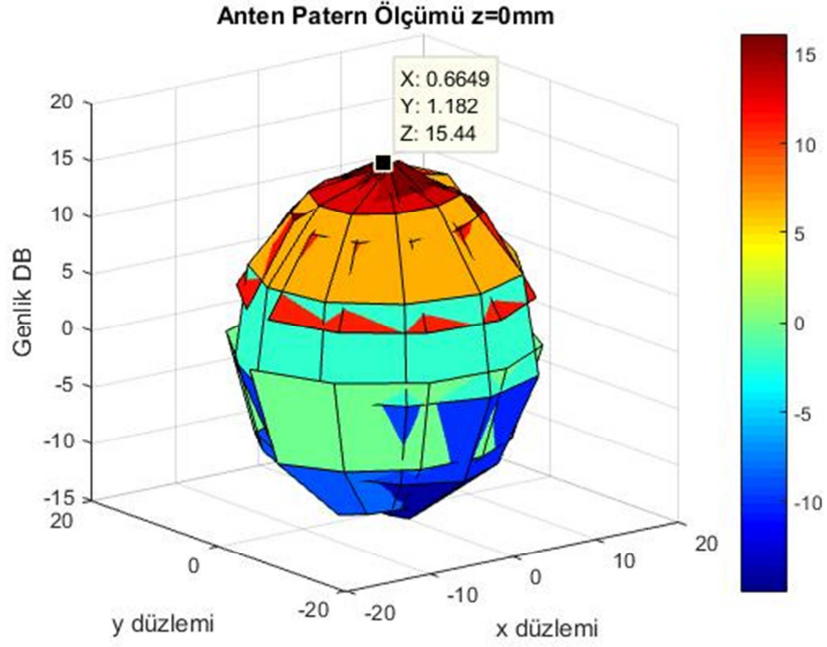
$$|E(\theta, \varphi)| \approx \sqrt{\cos^2 \varphi |E(\theta, 0)|^2 + \sin^2 \varphi |E(\theta, 90^\circ)|^2} \quad (6.5)$$

Bu kapsamda Şekil 5.3'deki düzenek kurulup anten paterni için x-y-z düzlemlerinde 363 farklı noktada alıcı antene gelen güç ölçülüp anten paterni çıkarılmaya çalışılmıştır. Buna göre test anteni ve kaynak anteni uzak alan koşulunu sağlayabilmek için Şekil 6.4'deki çizime göre konumlandırılmışlardır. Yapılan hesaplara göre çalışmadaki anten için, 18.3 GHz'de kaynak antenden 1 mm ötesinde uzak alana geçiş olmaktadır. Ek olarak, antenler birbirlerinden 2.2 cm uzaklıkta yerleştirilmiştir. Bu uzaklık 18.3 GHz sinyalin havadaki bir tam dalga boyunun yaklaşık olarak 1.5 katıdır.

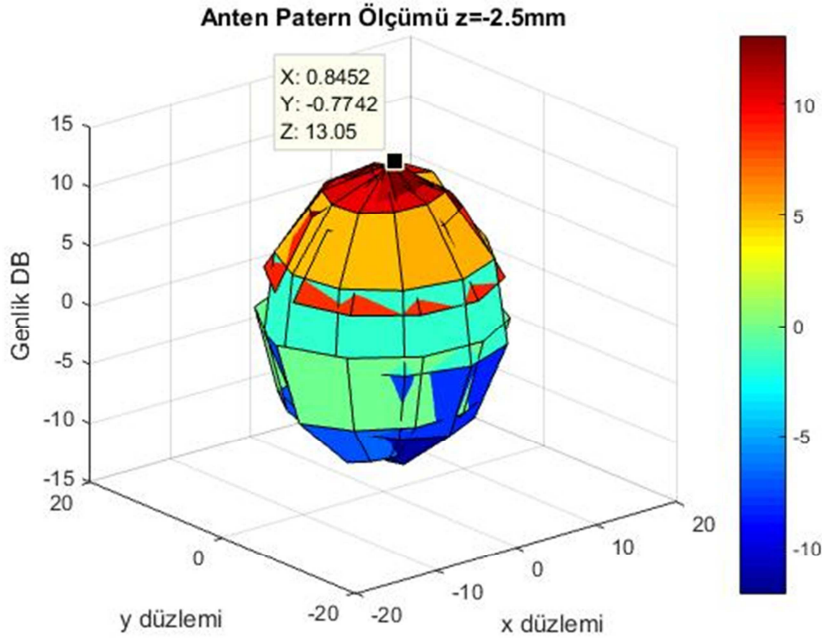


Şekil 6.4 : Uzak alan koşulu.

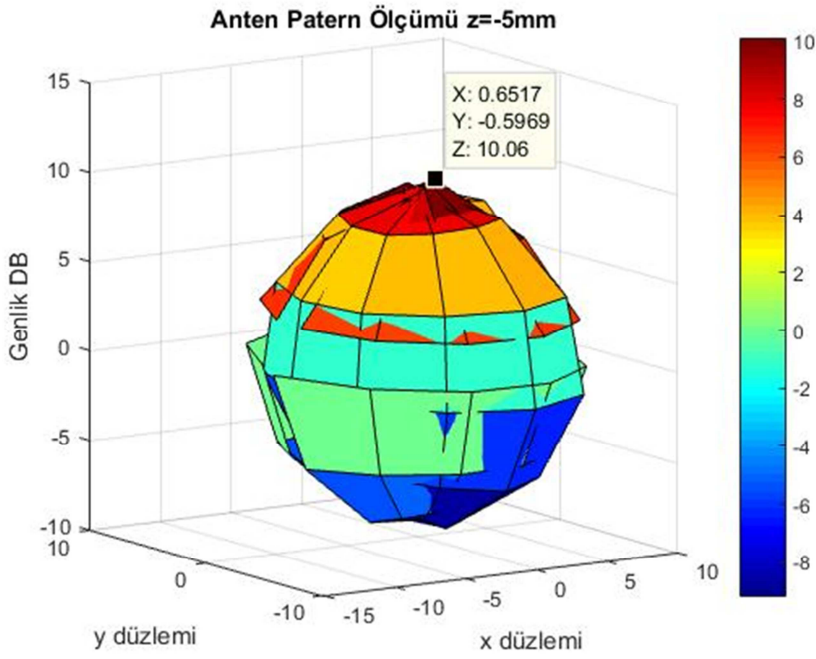
Uzak alan patern ölçümü, kaynak anteni $[-2.5, 2.5]$ mm x ve y eksenlerinde $[0, -5]$ mm z ekseninde oynama yapabilecek bir yönlendirici üzerine konularak yapılmıştır. Yapılan ölçümlerde z eksenini oynatarak antenler arası 2.2 cm uzaklıkta için 1.3 derece hassasiyetle, 1.95 cm uzaklıkta 1.47 derece hassasiyetle ve 1.7 cm uzaklıkta 1.68 derece hassasiyetle sonuçlar alınmıştır. Bu ölçümlere ait sonuçlar Şekil 6.5, Şekil 6.6 ve Şekil 6.7’de verilmiştir.



Şekil 6.5 : Antenler arası uzaklık 2.2 cm.



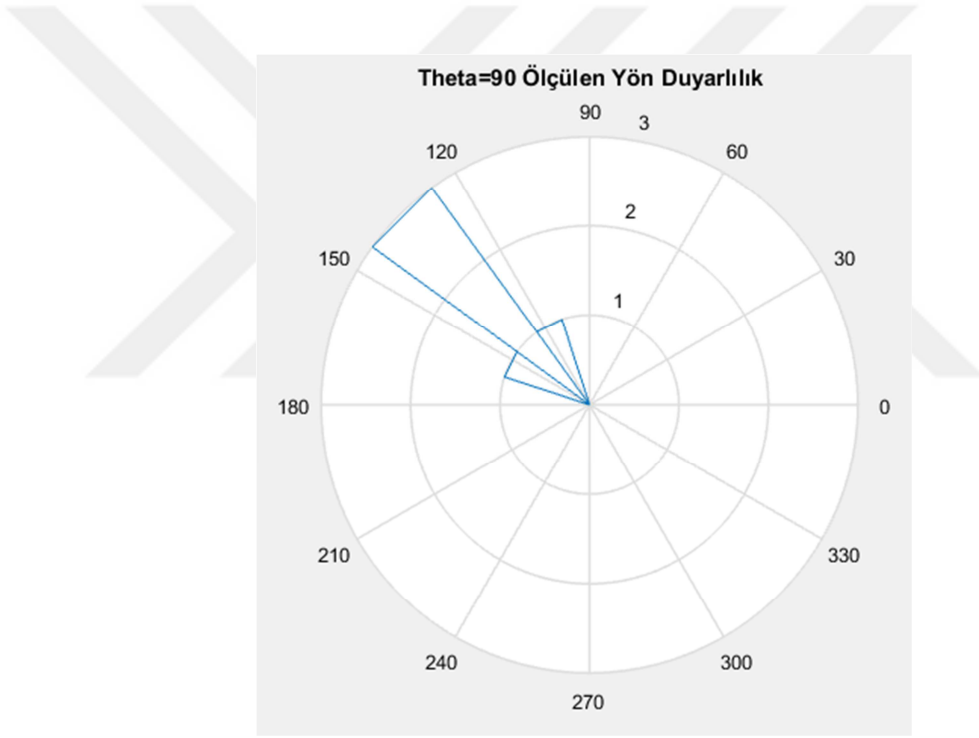
Şekil 6.6 : Antenler arası uzaklık 1.95 cm.



Şekil 6.7 : Antenler arası uzaklık 1.7 cm.

6.4. Anten Yön Duyarlılığı Ölçümü

Yön duyarlılık ölçümleri, anten paterni ölçümleri ile doğrudan ilişkilidir. Küresel koordinatlar üzerinde antenin paterni bulunduğu anda yön duyarlılık hesabı anten teorisi bölümünde verilen Denklem (1.6) ile bulunur. Bu denkleme göre, kısaca anten ölçümünde elde edilen maksimum güç, diğer koordinatlarda ölçülen toplam güce bölünerek bulunur. Buna göre antenin yön duyarlılığı, antenler arası 2.2 cm uzaklıkta alınan sonuçlara göre 3 dBi çıkmaktadır. Benzetim sonuçlarına bakılarak beklenen değer ise 3.45 dBi'dır. Ölçüm sonuçları ile oluşturulan polar gösterim Şekil 6.8'de verilmektedir. Ölçüm sonuçlarına göre anten yaklaşık olarak 25 derecelik bir alanı tarayabilmektedir.



Şekil 6.8 : Yön duyarlılık polar gösterimi

6.5. Anten Yayılım Verimliliği Ölçümü

Yayılım verimliliği için anten kazancının ve anten yön-duyarlılığının önceden ölçülmüş olması gerekmektedir. Empedans ve polarizasyon uyumsuzlukları minimize edildikten sonra yapılan testlerde denklem (5.6) kullanılarak, yayılan gücün (P_r), verilen güce (P_i), oranı ile antenin yayılım verimliliği hesaplanır [42].

Ayrıca, kazancın yön duyarlılığına göre oranı ile de anten yayılım verimliliği bulunabilir.

$$\varepsilon_R = \frac{P_r}{P_i} = \frac{\text{Kazanç}}{\text{Yön Duyarlılık}} \quad (6.6)$$

Bu ölçümde ise alınan değerlerle yapılan hesapta antenin yayılım verimliliği yaklaşık olarak %1 (-20dB) olmaktadır.



7. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, temel olarak süperiletkenlerde yüzey empedansı ve süperiletken yamalarda rezonans frekansı bulma tekniklerine göre bir süperiletken mikroşerit yama anten tasarımı yapılmıştır. Ek olarak, süperiletken mikroşerit yama antenlerde karşılaşılabilecek dar frekans bant genişliği gibi problemler belirlenip bunlar için çözümler üretilmiştir. Ayrıca, bu antenin üzerinde bulunacağı yonganın kısıtlı alana sahip olmasından dolayı, yonga üzerine sığabilmek adına tasarlanan anten için çeşitli eşleme devresi ve besleme devresi yöntemleri denenmiştir. Bu devreler anten performansını iyileştirmek ve devrelerin yonga üzerinde daha az yer kaplamaları için optimize edilmiştir. Anten parametrelerinin benzetimlerini yapabilmek için 3 boyutlu bir elektromanyetik benzetim programı kullanılmıştır. Üç boyutlu elektromanyetik benzetim programı kullanılarak, antenin geriye dönüş kaybı, anten kazancı, antenin yön duyarlılığı, antenin yayılım verimliliği ve antenin uzak alan performansları gibi parametrelerine bakılmıştır. Daha sonra antenin frekans bant genişliğini arttırabilmek için bir takım yöntemler denenmiştir ve fraktal alan eksiltme yöntemi ile frekans bant genişliği artırılmıştır. Fraktal anten tasarımı yine optimize edilerek kabul edilebilir sonuçlar sağlanmıştır.

Son olarak ise, tasarlanan süperiletken mikroşerit anten üretilmiştir. Üretilen antenin performansı ve benzetim sonuçlarını karşılaştırabilmek için anten test düzenekleri kurulup anten testleri yapılmıştır. Anten testlerinde, anten empedansı, anten kazancı, uzak alan örüntü ölçümü, yön duyarlılığı ve anten yayılım verimliliği ölçümleri yapılmıştır. Benzetim sonuçları ve anten ölçümleri çoğu noktada birbirleri ile örtüşmektedir.

Sonuç olarak, anten tasarımımızın istediğimiz frekanslarda çoğu istenilen anten parametresini sağladığı görülmüştür. İleriki aşamalar için öncelikle antenin örüntü ölçümleri için daha kapsamlı bir test düzeneyi kurulup sonrasında eğer istenilen değerler sağlanırsa, tasarlanan anten daha yüksek frekanslarda çalışacak bir görüntüleme dizisi için ölçeklendirilecektir. Son aşamada ise bu antenlerden oluşan dizi bir süperiletken görüntüleme sistemi için kullanılacaktır.



KAYNAKLAR

- [1] **Balanis, C.A.**, (2005). Antenna Theory Analysis and Design, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ.
- [2] **Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., Ittipiboon, A.**, (2001). Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, Inc., Norwood, MA.
- [3] **Stutzman, W.L., Thiele, G.A.**, (2012). Antenna Theory and Design, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ.
- [4] **Kumar, G., Ray, K.P.**, (2002). Broadband Microstrip Antennas, Artech House, Inc., Norwood, MA.
- [5] **Milligan, T.A.**, (1985). Modern Antenna Design, McGraw-Hill, Inc., New York, NY.
- [6] **Schantz, H.G.**, (2015). The Art and Science of Ultrawideband Antennas, Artech House, Inc., Boston, LDN.
- [7] **Hansen, R.C.**, (2006). Electrically Small, Superdirective, and Superconducting Antennas, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, NJ.
- [8] **Nisenoff, M.**, (2011). Microwave Superconductivity Part1: History, Properties and Early Applications, IEEE/CSC & ESAS European Superconductivity News Forum (ESNF), No. 17, July.
- [9] **Delft, D., Kes, P.**, (2010). The Discovery of Superconductivity, Physics Today, S-0031-9228-1009-020-4, pp. 38-43, September.
- [10] **Çelik, M.E.**, (2014). Tek Akı Kuantumu Devrelerinde İstatiksel Zamanlama Analizi ve Sayısal Benzetim Aracı Geliştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [11] “Definition of Superconductivity”, (2018). WordIQ. Erişim Tarihi: 25-Ocak.
- [12] “Meissner Effect”, (2018). Wikipedia, the free encyclopedia. Erişim Tarihi: 25-Ocak.

- [13] **Belitsky, V., Risacher, C., Pantaleev, M., Vassilev, V.,** (2003). Maximum Superconducting Microstrip Line Models at Millimeter and Sub-Millimeter Waves and Comparisons, 14th International Symposium on Space Terahertz Technology (ISSTT), S-412-96, Gothenburg.
- [14] **Proch, D., Schmueser, P., Singer, W., Lilje, L.,** (2001). Niobium in Superconducting RF Cavities, In Proc. Int. Symposium Niobium, pp. 2-5, December, Orlando, FL.
- [15] **McClay, C.P., Soares, S., Weitzman, P.S.,** (1991). Superconducting Microstrip Transmission Lines, Mitre, Corp., Bedford, MA.
- [16] **Saleh, M.,** (2014). Ultrasensitive Superconducting Cold-Electron Bolometer Coupled to Multi-Frequency Phased Antenna Array for Polarization Detection of the Cosmic Microwave Background, Chalmers University of Technology, Master of Science Department of Microtechnology and Nanoscience, Goteburg.
- [17] **Jha, A.R.,** (2005). Cryogenic Technology and Applications, Butterworth-Heinemann, Corp., Waltham, MA.
- [18] **Noguchi, T., Naruse, M., Sekimoto, Y.,** (2012). RF Conductivity and Surface Impedance of a Superconductor taking into account The Complex Superconducting Gap Energy, Physics Procedia, vol. 36, pp. 318-323.
- [19] **Karl-Hubert, M., Peter, S., Siegfried, W.,** (1996). Superconducting Accelerator Magnets. World Scientific.
- [20] **Palmer, F.,** (1988). Surface Resistance of Superconductors-Examples from Nb-O Systems, ANL-PHY, vol. 1, no. 1, pp. 1-88.
- [21] **Schmüser, P.,** (2006). Basic Principles of RF Superconductivity and Superconducting Cavities.
- [22] **Fortaki, T., Amir, M., Benkouda, S., Benghalia, A.,** (2009). Study of High Tc Superconducting Microstrip Antenna. Piers Online, vol. 5, no. 4, pp. 346-349.
- [23] **Lancaster, M. J., Wang, H. Y., Hong, J. S.,** (1998). Thin-film HTS Planar Antennas. IEEE transactions on applied superconductivity, vol. 8, no. 4, pp. 168-177.
- [24] **Ramesh, M., Kb, Y. I. P.,** (2003). Design Formula for Inset Fed Microstrip Patch Antenna. Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe), vol. 3, no. 3, pp. 5-10.

- [25] **Ojha, J. R., Peters, M.,** (2010). Patch Antennas and Microstrip Lines in Microwave and Millimeter Wave Technologies Modern UWB Antennas and Equipment, InTech.
- [26] **Upadhyay, P., Sharma, R.,** (2013). Design and Study of Inset Feed Square Microstrip Patch Antenna for S-band Application, International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management (IJAIEM), vol. 2, no. 1, pp. 256-262.
- [27] **Elsheakh, D. M., Abdallah, E. A.,** (2012). Different Feeding Techniques of Microstrip Patch Antennas with Spiral Defected Ground Structure for size reduction and Ultra-Wide Band Operation, Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, vol. 4, no. 10, pp. 410-418.
- [28] **Gadag, M. M., Kamshetty, D. S., Yogi, S. L.,** (2012). Design of Different Feeding Techniques of Rectangular Microstrip Antenna for 2.4 GHz RFID Applications using ie3d, In Proc. of the Intl. Conf. on Advances in Computer, Electronics and Electrical Engineering, pp. 522-525.
- [29] **Misra, D.,** (2004). Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design. John Wiley & Sons., Inc., Hoboken, NJ.
- [30] **Khare, R., Nema, R.,** (2012). Review of Impedance Matching Networks for Bandwidth Enhancement, International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, vol. 2, no. 1, pp. 92-96.
- [31] **Neetu, S. B., Bansal, R. K.,** (2013). Design and Analysis of Fractal antennas based on Koch and Sierpinski Fractal geometries, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, vol. 2, no. 6, pp. 2110-2116.
- [32] **Sagne, D. S., Batra, R. S., Zade, P. L.,** (2013). Design of modified geometry Sierpinski Carpet Fractal Antenna Array for Wireless Communication, In Advance Computing Conference (IACC), 2013 IEEE 3rd International, pp. 435-439, February.
- [33] **Mohanamurali, R., Shanmuganatham, T.,** (2012). Sierpinski Carpet Fractal Antenna for Multiband Applications, International Journal of Computer Applications, vol. 39, no. 14, pp. 19-23.
- [34] **Siakavara, K.,** (2010). Novel Fractal Antenna Arrays for Satellite Networks: Circular Ring Sierpinski Carpet Arrays Optimized by Genetic Algorithms, Progress In Electromagnetics Research, 103, pp. 115-138.

- [35] **Tukel, Y.**, (2014). Tek Akı Kuantum Tabanlı Analog ve Dijital Devreler için Eniyileme Aracı Geliştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [36] **Nagasawa, S., Hidaka, M.**, (2013). Design instruction for AIST Standard Process (AIST-STP2), National Institute of Advanced Industrial Science and Technology (AIST), July.
- [37] “Niobium Process | Proven Foundry Results | Niobium IC Fabrication Process | Hypres Inc.”, (2018). Erişim Tarihi: 25-Ocak.
- [38] “FLUXONICS Foundry – The Foundry of the European FLUXONICS Network ”, (2018). Erişim Tarihi: 25-Ocak.
- [39] **Hidaka, M., Nagasawa, S., Hinode, K., Satoh, T.**, (2008). Improvements in Fabrication Process for Nb-based Single Flux Quantum Circuits in Japan, IEICE transactions on electronics, vol. 91, no. 3, pp. 318-324.
- [40] **Hollis, J. S., Lyon, T. J., Clayton, L.**, (1970). Microwave Antenna Measurements, Scientific-Atlanta.
- [41] **Kummer, W. H., Gillespie, E. S.**, (1978). Antenna measurements-1978, Proceedings of the IEEE, vol. 66, no. 4, 483-507.
- [42] Antenna Standards Committee, (1979). IEEE Standard Test Procedures for Antennas, ANSI/IEEE Std., 1949-1979.

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Aral Ertuğ Zorkun
Uyruğu : T.C.
Doğum Tarihi ve Yeri : 31.01.1990 / ANKARA
E-posta : azorkun@etu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2013, Sabancı Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği
- **Yükseklisans** : 2018, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM:

<u>Yıl</u>	<u>Yer</u>	<u>Görev</u>
2013 - halen	HAVELSAN EHSIM A.Ş	RF Tasarım Mühendisi

YABANCI DİL: İngilizce

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Zorkun., A.E., Bozbey, A., Ünlü, M., (2018).** Superconductor Fractal Microstrip Patch Antenna Design and Simulation, 26th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), İzmir.
- **Zorkun., A.E., Bozbey, A., Ünlü, M., (2018).** Implementation of a Superconductor Fractal Microstrip Patch Antenna, Applied Superconductivity Conference (ASC), Seattle.
- **Patent: Zorkun., A.E., Bozbey, A., Artan, E.T., (2018).** “Süperiletken dedektör dizileri için fraktal mikroşerit yama anten” (Değerlendirme aşamasında)