



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ



KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ
İÇİN AKILLI ANTEN VE YANSITICI YÜZEY
TASARIMLARI

Yasin Can TEKKOL

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Haziran-2023
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Yasin Can TEKKOL tarafından hazırlanan “KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN AKILLI ANTEN VE YANSITICI YÜZEY TASARIMLARI” adlı tez çalışması 22/06/2023 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan

Dr. Öğr. Üyesi Dilek UZER

Danışman

Doç. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Adem YILMAZ

İmza

.....

.....

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Mevlüt UYAN
Enstitü Müdürü

Bu tez çalışması Konya Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Koordinatörlüğü tarafından 221002029 no.lu tez projesi kapsamında desteklenmiştir.

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

Yasin Can TEKKOL

Tarih: 22/06/2023

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN AKILLI ANTEN VE YANSITICI YÜZEY TASARIMLARI

Yasin Can TEKKOL

Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN

2023, 76 Sayfa

Jüri

Doç. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN

Dr. Öğr. Üyesi Dilek UZER

Dr. Öğr. Üyesi Adem YILMAZ

Önceleri sadece sesli iletişim ve mesajlaşma için kullanılan kablosuz haberleşme teknolojileri çeşitlenen ve artan kullanıcı talepleri doğrultusunda sürekli gelişmektedir. Günlük hayatta kullandığımız birçok cihazın akıllı hale gelmesiyle birlikte nesnelerin interneti (Internet of Things, IoT) kavramı ortaya çıkmıştır. Akıllı nesnelerin kablosuz haberleşmede oluşturdukları yük katlanarak artmaktadır. Buna mobil kullanıcı sayısının artması ve araçların mobil ağları kullanması da eklenince mevcut kablosuz haberleşme altyapıları ihtiyaçları karşılamada yetersiz kalmaktadır. Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri ile daha yüksek hızlarda, daha düşük gecikmeyle, daha geniş kapsama alanlarında daha güvenli haberleşmenin sağlanmasıyla birlikte bu sorunların çözülmesi hedeflenmektedir.

Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri için tasarlanan akıllı yansıtıcı yüzeyler (Intelligent Reflecting Surface, IRS) pahalı donanımlar gerektirmeden, düşük enerji tüketimiyle daha çevre dostu bir çözüm önerisi sunmaktadır. IRS'ler, alıcı ve vericilerde hiçbir donanımsal veya yazılımsal değişikliğe gerek olmadan sadece alıcı ve vericilerin bulunduğu ortamlara yerleştirilerek kullanılmaktadır. Dolayısıyla; RF spektrumunda oluşan veri trafiğini azaltması, IoT ağlarda veri ve enerji aktarılması, sinyalin ulaşmadığı noktalara sinyalin ulaştırılması, konumlandırma problemlerinin çözülmesi gibi birçok konuda umut vaat etmektedirler.

Bu tez çalışmasında ilk olarak kablosuz bağlantı alanı (Wireless Fidelity, Wi-Fi) ağlarının çalışma frekansları olan 2.4 GHz'de ve 5 GHz'de çalışan iki adet mikroşerit anten tasarlanmıştır. Daha sonra PIN diyot kullanılarak uyarlanabilir frekans seçici iki farklı mikroşerit anten tasarımı sunulmuştur. Son olarak 2.4 GHz frekans bandında çalışan; varaktör diyotlar, mikrodenetleyiciler ve 3x4 yansıtıcı elemandan oluşan; gelen sinyallerin faz açılarını değiştirebilen bir IRS üretilmiş ve tasarıma ait sonuçlar paylaşılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Akıllı yansıtıcı yüzeyler, frekans seçici mikroşerit antenler, mikroşerit antenler, PIN diyot, varaktör diyot, kablosuz haberleşme sistemleri.

ABSTRACT

MS THESIS

INTELLIGENT ANTENNA AND REFLECTING SURFACE DESIGNS FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

Yasin Can TEKKOL

**Konya Technical University
Institute of Graduate Studies
Department of Electrical-Electronics Engineering**

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN

2023, 76 Pages

Jury

Assoc. Prof. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN

Asst. Prof. Dr. Dilek UZER

Asst. Prof. Dr. Adem YILMAZ

Wireless communication technologies, which were previously used only for voice communication and text messaging, are constantly evolving in line with diversifying and increasing user demands. With devices of many that we use in daily life getting smarter, the concept of Internet of Things (IoT) has emerged. The burden created by smart objects in wireless communication is increasing exponentially. Including the increase in the number of mobile users and the use of mobile networks by vehicles into that, the existing wireless communication infrastructures are insufficient to meet the requirements. It is aimed to solve these problems with new generation wireless communication systems by providing secure communication at higher speeds, lower delay and wider coverage areas.

Intelligent reflecting surfaces (IRSs), which are designed for the next generation wireless communication systems, propose a more environmentally friendly solution not requiring expensive equipments with low energy consumption. IRSs are utilized by only locating them in the transceiver environments with the need of no hardware or software changes in the receivers and transmitters. Hence, they are promising in many issues such as reducing the data traffic in the RF spectrum, transferring data and energy in IoT networks, conveying the signal to the blind points where the signal can not reach and solving positioning problems.

In this thesis study, firstly, two microstrip antennas operating at 2.4 GHz and 5 GHz, which are the operating frequencies of wireless fidelity (Wi-Fi) networks, are designed. Then, two different designs of frequency selective reconfigurable microstrip antenna are introduced by using PIN diodes. Finally, an IRS consisting of varactor diodes, microcontrollers and 3x4 reflecting elements, which operates in the 2.4 GHz frequency band, that can change the phase angles of the incoming signals is produced and the results of the design are presented.

Keywords: Frequency selective microstrip antennas, microstrip antennas, wireless communication systems, PIN diode, intelligent reflecting surfaces, varactor diode.

ÖNSÖZ

Tüm çalışmalarında değerli bilgi ve tecrübeleriyle bana yol gösteren, gerekli araştırma ve geliştirme çabalarında yardımlarını esirgemeyen, danışmanım Sayın Doç. Dr. Ayşe Elif CANBİLEN' e, bölümümüzün değerli öğretim elemanlarına, anten ölçümlerinde yardımcı olan Sayın Dr. Öğr. Üyesi Dilek UZER'e, tez çalışmamı 221002029 no.lu tez projesi kapsamında destekleyen Konya Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Koordinatörlüğüne ve her zaman yanımda olan sevgili aileme teşekkür ederim.

Yasin Can TEKKOL
KONYA-2023

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ABSTRACT	v
ÖNSÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR	ix
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	3
3. MATERYAL VE YÖNTEM	6
3.1 Mikroşerit Antenler.....	6
3.1.1 Mikroşerit Anten Besleme Yöntemleri.....	7
3.1.1.1 Mikroşerit İletim Hattı ile Besleme Yöntemi	8
3.1.1.2. Koaksiyel Besleme Yöntemi	9
3.1.1.3. Açıklık Bağlantılı Besleme Yöntemi.....	10
3.1.1.4. Yakınlık Bağlantılı Besleme Yöntemi.....	11
3.1.2. Mikroşerit Antenlerde Yama Boyutunun Hesaplanması	12
3.2. Akıllı Yansıtıcı Yüzeyler	13
3.2.1 Yansıtıcı Yüzeylerin Temel Yapısı.....	13
3.3. Kullanılan Malzemeler	16
3.3.1. Altaş Malzeme	16
3.3.2. PIN Diyot.....	16
3.3.3. Varaktör Diyot	17
3.3.4. Alçak Geçiren Filtre Tasarımı	19
3.4. Kullanılan Yöntemler	19
3.4.1. HFSS ile Mikroşerit Antenlerin ve Yansıtıcı Yüzeyin Tasarlanması.....	19
3.4.2. Baskı Devre Yöntemiyle Mikroşerit Antenler ve Yansıtıcı Yüzeyin Üretilmesi.....	20
4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA	21
4.1. Mikroşerit Anten Tasarımları	21
4.1.1 2.4 GHz Mikroşerit Anten Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları	21
4.1.2. 5 GHz Mikroşerit Anten Tasarımı ve Simülasyon sonuçları.....	26
4.2. Uyarlanabilir Frekans Seçici Mikroşerit Anten Tasarımları.....	30
4.2.1. Eşkenar Üçgen Yama Uyarlanabilir Frekans Seçici Mikroşerit Anten Tasarımı	30
4.2.1.1. PIN Diyot Kapalı Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar.....	32
4.2.1.2 PIN Diyot Açık Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar.....	34
4.2.2. Üçgen ve Dairesel Yamalı Uyarlanabilir Frekans Seçici Mikroşerit Anten Tasarımı	36

4.2.2.1 Her İki PIN Diyot Kapalı Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar	38
4.2.2.2 Her İki PIN Diyot Açık Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar	39
4.2.2.3 Bir Numaralı PIN Diyot Açık İki Numaralı PIN Diyot Kapalı Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar	40
4.2.2.4 Bir Numaralı PIN Diyot Kapalı İki Numaralı PIN Diyot Açık Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar	42
4.3. Akıllı Yansıtıcı Yüzey Tasarımı	44
4.3.1. Akıllı Yansıtıcı Yüzey Simülasyon Sonuçları	48
4.3.1.1. Boynuz Anten Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları	48
4.3.1.2 IRS Simülasyonu Bir Numaralı Senaryo	50
4.3.1.3 IRS Simülasyonu İki Numaralı Senaryo.....	53
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	56
5.1 Sonuçlar	56
5.2 Öneriler	56
KAYNAKLAR	58
EKLER	60

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

ϵ_0	: Boşluğun Dielektrik Sabiti (F/m)
μ_0	: Boşluğun Manyetik Sabiti (H/m)
ϵ_r	: Bağlı Dielektrik Sabiti
c	: Işık Hızı (m/s)
f_c	: Merkez Frekans (Hz)
λ	: Dalga Boyu (m)

Kısaltmalar

1G	: 1. Nesil (1st Generation)
2G	: 2. Nesil (2nd Generation)
3B	: Üç Boyutlu
3G	: 3. Nesil (3rd Generation)
4G	: 4. Nesil (4th Generation)
5G	: 5. Nesil (5th Generation)
AF	: Kuvvetlendir ve Aktar (Amplify and Forward)
AP	: Erişim Noktası (Access Point)
dB	: Desibel
dB _i	: Desibel İzotropik
dB _m	: Desibel Miliwatt
EIRP	: Etkili İzotropik Yayılan Güç (Effective Isotropic Radiated Power)
HFSS	: Yüksek Frekans Yapı Simülatörü (High Frequency Structural Simulator)
IoIT	: Akıllı Nesnelerin İnterneti (Internet of Intelligent Things)
IoT	: Nesnelerin İnterneti (Internet of Things)
IP	: İnternet Protokolü (Internet Protocol)
IRS	: Akıllı Yansıtıcı Yüzeyler (Inteligent Reflecting Surfaces)
LTE	: Uzun Dönemli Gelişim (Long Term Evaluation)
MEMS	: Mikro Elektromekanik Sistemler (Microelectromechanical Systems)
MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı (Multiple Input Multiple Output)
MISO	: Çok Girişli Tek Çıkışlı (Multiple Input Single Output)
M-MIMO	: Büyük Çok Girişli Çok Çıkışlı (Massive- Multiple Input Multiple Output)
PCB	: Baskılı Devre Kartı (Printed Circuit Board)
PWM	: Sinyal Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RF	: Radyo Frekansı (Radio Frequency)
SINR	: Girişim Artı Gürültü Oranı (Signal to Interference & Noise Ratio)
SNR	: Sinyal Gürültü Oranı (Signal-to-Noise Ratio)
TS	: Zaman Değiştirme (Time-Switching)
UDN	: Ultra Yoğun Ağ (Ultra-Dense Networks)
USRP	: Evrensel Yazılım Radyo Çevre Birimleri (Universal Software Radio Peripheral)
Wi-Fi	: Kablosuz Bağlantı Alanı (Wireless Fidelity)

1. GİRİŞ

1982'de geliştirilen analog birinci nesil (1st Generation, 1G) haberleşme sistemleri sadece sesli iletişime imkân sağlamaktaydı. 1992'de kullanılmaya başlanan sayısal temelli ikinci nesil (2nd Generation, 2G) haberleşme sistemleri sesli iletişim ve mesajlaşmayı kapsamaktaydı. 2001'de ortaya çıkan üçüncü nesil (3rd Generation, 3G) sistemleri ile sesin yanı sıra veri ve görüntü iletimine de imkân sağlanmıştır. 2012'de standartlaştırılmış olan dördüncü nesil haberleşme sistemleri (4th Generation, 4G), kablosuz mobil haberleşme için bir dönüm noktası olarak kabul edilmektedir. Mobil internet erişim teknolojisi olarak da isimlendirilen 4G'nin uzun dönemli gelişim (Long Term Evaluation, LTE) olarak adlandırılması; internet protokolü (Internet Protocol, IP) haberleşmesine olanak sağlaması sayesinde beşinci nesil (5th Generation, 5G) haberleşme sistemleri ve ötesi için bir altyapı oluşturmasından kaynaklanmaktadır.

Teknolojinin hayatımızdaki yerinin katlanarak artması ve günlük yaşamımızda kullandığımız birçok cihazın akıllı hale gelmesiyle; cep telefonu, saat, televizyon vb. nesnelerin yanı sıra sanayide kullanılan birçok makine ve cihazın uzaktan kontrol ve takibinin yapılabilmesi ve bu cihazların kendi aralarında haberleşmesi, Nesnelerin İnterneti (Internet of Things, IoT) ve Akıllı Nesnelerin İnterneti (Internet of Intelligent Things, IoIT) kavramlarını ortaya çıkarmıştır. Bunlarla birlikte artan mobil cihaz kullanıcı sayısı daha hızlı, daha güvenilir, daha az enerji tüketen, daha düşük gecikmeli ve daha geniş spektruma sahip bir haberleşme ağını talep etmektedir. Bu taleplerin yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri ile karşılanması planlanmaktadır.

Yeni nesil kablosuz haberleşme sistemlerinin bir parçası olan akıllı yansıtıcı yüzeyler (Intelligent Reflecting Surfaces, IRS) temel olarak yansıtıcı mikroşerit yamalardan veya yüzeylerden, yansıtılan sinyallerin kontrol edilebilmesi için yarı iletken malzemelerden ve bu yarı iletken malzemelerin kontrolü için kullanılan mikrodenetleyici yapılardan oluşmaktadır.

IRS sistemlerinin birçok farklı kullanım alanı ve amacı bulunmaktadır. Kablosuz haberleşme sistemlerinin yoğun olduğu kapalı ve açık alanlarda veri trafiği yoğunluğunun azaltılması, sinyallerin ulaşmadığı kör noktalara sinyal iletimi, IoT ağlarında nesneler arası veri ve güç aktarımı, veri güvenliğine önem verilen alanlarda alıcı dışındaki dinleyicilerin engellenmesi ve enerji hasadı bunlara örnek verilebilir.

IRS geleneksel büyük dizi anten sistemlerine göre daha düşük maliyetlerle ve daha kolay üretilebilmektedir. Bu yapılar geleneksel yapılara göre çok düşük enerji

tüketimine sahip olması, daha az alan kaplaması, karmaşık besleme ağı gerektirmemesi ve düşük donanım maliyetleriyle geleneksel sistemlere karşı bir alternatif sunmaktadır.

Bu tez çalışmasının ilk bölümünde mikroşerit antenlerin yapısından, temel özelliklerinden, besleme yöntemlerinden ve boyutlarının hesaplanmadan bahsedilmiştir. İkinci bölümde kaynak araştırması sunulmuştur. Üçüncü bölümde tez çalışmasında üretilen mikroşerit anten, uyarlanabilir frekans seçici mikroşerit anten ve IRS tasarımlarında kullanılan materyal ve malzemeler verilmiştir. Dördüncü bölümde ANYSY'in HFSS (v.21) programı kullanılarak tasarlanan ve baskı devre yöntemi ile üretilen mikroşerit anten çalışmaları ve yansıtıcı yüzey tasarımı sunulmuştur. Beşinci ve son bölümde yapılan tez çalışması ile ilgili sonuçlara ve önerilere yer verilmiştir.



2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

IRS, zorlu hedeflere ulaşmak için umut verici, çevreci ve uygun maliyetli bir çözüm olarak önerilmektedir (Wu ve Zhang, 2018). Son yıllarda kablosuz ağların spektrum verimliliğinde ultra yoğun ağ (UDN), büyük çok girişli çok çıkışlı (M-MIMO) sistem ve milimetrik dalga (mmWave) iletişiminde ağ enerji tüketimi ve donanım maliyeti pratik uygulamada karşılaşılan önemli sorunlardandır (Zhang ve ark., 2016). Örneğin, UDN'ler devreyi ve soğutma enerjisi tüketimini yeni konuşlandırılan baz istasyonlarının (BS'ler) sayısı ile neredeyse doğrusal olarak ölçeklendirirken, mmWave frekanslarında verimli iletişim için maliyetli radyo frekansı (RF) zincirleri ve karmaşık sinyal işleme tekniklerine ihtiyaç duyulmaktadır. Öte yandan kablosuz ağlara küçük hücreli BS'ler, röleler gibi çok fazla sayıda aktif bileşen eklemek de daha ciddi bir girişim sorununa sebep olmaktadır. Bu nedenle düşük donanım maliyetiyle hem spektral hem de enerji açısından verimli teknikler bulmak, sürdürülebilir ve çevreci 5G kablosuz ağları ve ötesini gerçekleştirmek için araştırmalar yapmak gerekmektedir (Wu ve ark., 2017).

IRS'nin, kuvvetlendir ve aktar (Amplify and forward, AF) rölesi, geri saçılım iletişimi ve aktif akıllı yüzey tabanlı M-MIMO gibi diğer mevcut ilgili teknolojilerden önemli ölçüde farklı olduğu belirtilmiştir (Hu ve arkadaşları, 2018). Böyle bir sistem, IoT uygulamalarında kablosuz bilgi ve/veya güç aktarımını kolaylaştırmak için kullanılabilir. Genel olarak erişim noktasındaki (Access Point, AP) verici hüzmeye biçimlendirmesinin, ışınlama kazanımlarını tam olarak elde etmek için tüm AP-IRS, IRS-kullanıcı ve AP-kullanıcı kanallarına dayalı olarak IRS'deki faz kaymalarıyla birlikte tasarlanması gerekmektedir. Temel fikir AP ve IRS'nin, gönderme hüzmeye biçimlendirmesini ve faz kaymalarını alternatif bir şekilde bağımsız olarak ayarlamasını sağlamaktır. Literatürdeki çalışmalar, sinyal-gürültü oranı (SNR) değerinin, IRS'siz geleneksel kurulumla kıyasla IRS konuşlandırılarak önemli ölçüde geliştirilebileceğini gösterebilmektedir. Ayrıca önerilen hüzmeyeleme tasarımları ile IRS civarındaki alıcı SNR'nin yansıtma elemanlarının sayısı ile arttığı gösterilmiştir (Wu ve Zhang, 2018).

Tan ve ark. (2016), kablosuz ağ kullanımının yoğun olduğu konferans salonları, alışveriş merkezleri gibi kapalı ortamlarda kablosuz ağ üzerinde yoğun veri trafiği oluştuğunu ve bu sorunun çözülmesi için IRS ile yüksek verimli spektrum paylaşımı yapılabileceğini belirtmişlerdir. Tasarladıkları IRS ile vericilerde ve alıcılarda donanımsal ya da yazılımsal hiçbir değişiklik yapmadan vericilerden gelen sinyallerin fazlarını kaydırarak RF spektrumundaki yoğunluğun azaltılmasını amaçlamışlardır. Bu

amaç doğrultusunda 2.4 GHz frekans bandı için oluşturdukları akıllı yansıtıcı sisteme ait hem simülasyon programı ile hem de deneysel testlerle elde ettikleri sonuçları paylaşmışlardır. Tasarladıkları IRS ile sinyal yayılmasını yeniden yapılandırarak RF spektrumundaki yoğunluğu önlediklerini, 2.4 GHz frekans bandında her bir yansıtıcının en uygun şekilde ayarlanmasıyla girişimi -73 dBm'ye kadar engellediklerini ve girişim artı gürültü oranını (SINR) yaklaşık 30 dB'ye yükseltebildiklerini ifade etmişlerdir (Tan ve ark., 2016).

Dai ve ark. (2020), kablosuz haberleşmede kullanılan geleneksel diziler yerine IRS'leri kullanarak kablosuz haberleşmede enerji verimliliği sağlanması için; 2.3 GHz ve 28.5 GHz'de 2-bit öğelerle elektronik olarak kontrol edilen 16x16 yapıda toplam 256 reflektörden oluşan bir IRS üretilmiş ve sistem ile ilgili ölçümler yapmışlardır. Tang ve ark. (2019, 2020) yaptıkları iki farklı çalışmada programlanabilir bir meta yüzey tabanlı kablosuz iletim prototipi geliştirdiklerini ve prototiplerinde meta yüzeylerin, yalnızca sinyalleri iletim için modüle etmekte kullanıldığını ifade edilmişlerdir (Tan ve ark., 2019, 2020). Dai ve ark. (2020) yaptıkları çalışmada IRS'yi sadece veri iletimi için değil veri alımı için de kullanmışlardır. Önerdikleri IRS tabanlı kablosuz iletişim prototipi, gerçek zamanlı hüzmeleme ile mobil kullanıcılara hizmet verebilmektedir. Tasarlanan prototip, parametre ayarı ve veri alışverişi için ana bilgisayarlar, temel bant ve RF sinyal işleme için evrensel yazılım radyo çevre birimleri (USRP'ler) dahil olmak üzere kablosuz alıcı-verici işlevlerini gerçekleştirmek için modüler donanım ve esnek bir yazılımdan oluşmaktadır. Yapılan ölçümler sonucu 2.3 GHz çalışma frekansı için tasarlanan prototipin IRS ile 21.7 dBi kazanç elde edilebileceğini, 28.5 GHz çalışma frekansı için tasarlanan prototipin ise 19.1 dBi kazanç elde edilebileceğini göstermişlerdir. Geliştirilen IRS tabanlı kablosuz iletişim prototipinin, geleneksel aşamalı dizi tabanlı kablosuz iletişime kıyasla etkili izotropik yayılan güç (Effective Isotropic Radiated Power, EIRP) açısından benzer veya daha iyi performans sağlarken güç tüketimini önemli ölçüde azalttığı da belirtilmiştir. Bu çalışma, bağımsız eleman faz kontrolü ile dünyanın ilk tam işlevsel IRS'sini sunmaktadır (Dai ve ark., 2020).

Liaskos ve ark. (2018) yayınladıkları makalede, Hiper-Yüzey (HyperSurface) döşeme mimarisini kullanarak programlanabilir nasıl kablosuz haberleşme ortamlar oluşturulabileceğini anlatmışlardır. Metamalzemeler, herhangi bir frekans alanında tasarlanmış elektromanyetik özelliklere sahip yapılardır. Kablosuz haberleşmenin yapıldığı ortamlarda elektromanyetik davranış üzerinde yazılım kontrolünü sağlamak için ortamda bulunan; duvarlar, mobilyalar vb. gibi yüzeyleri yazılım kontrollü meta

yüzeylerin yeni bir sınıfı olan Hiper-Yüzeylerle kaplamakla sağlanabileceği düşünülmektedir. Yapılan çalışmada farklı kablosuz haberleşme ortamı senaryolarıyla, klasik kablosuz haberleşme yöntemleri ve Hiper-Yüzeylerle kaplı karoların bulunduğu ortamlarda yapılan simülasyonlar karşılaştırılmaktadır. Tasarlan sistemin etkinliği senaryo ortamlarında bulunan cihazlara gelen sinyal güçleri üzerinden belirlenmektedir. Gerçekleştirilen çeşitli ortam senaryoları üzerinden Hiper-Yüzeylerle kaplı karoların bulunduğu ortamlarda alıcılara gelen sinyallerin daha güçlü şekilde aktarıldığı sayısal sonuçlar ile detaylı olarak sunulmuştur (Liaskos ve ark., 2018).

Zou ve ark. (2020), RF enerjili geri saçılım destekli röle iletişimine benzeyen, RF sinyallerinden enerji toplayabilen kendi kendine sürdürülebilir IRS tarafından desteklenen bir kablosuz ağ oluşturmayı hedeflemişlerdir. IRS, ilk olarak belirli bir zaman aralığında kapasitörlerini şarj etmek için enerji hasadı modunda çalışmaktadır. Kapasitörler şarj olduktan sonra ise erişim noktasından alıcıya sinyal aktarımlarına yardımcı olmak için faz kaymalarını ayarlayarak yansıtma aşamasında çalışmaktadır. AP'nin iletim huzmesi biçimlendirmesinin iki aşamada optimize edilmesi hedeflenmiştir. IRS'nin zaman değiştirme (Time Switching, TS) protokolü altında kendi kendine sürdürülebilir bir şekilde çalıştığı, IRS destekli çok girişli tek çıkışlı (MISO) (Multiple Input Single Output, MISO) sistemindeki maksimum oranın ilk kez bu çalışmada karakterize edildiği bilinmektedir. Simülasyon sonuçları, önerilen sistemin potansiyel performans kazancını doğrulamakta ve performans kazancının daha yüksek iletim gücü ile daha önemli hale geldiğini ortaya koymaktadır (Zou ve ark., 2020).

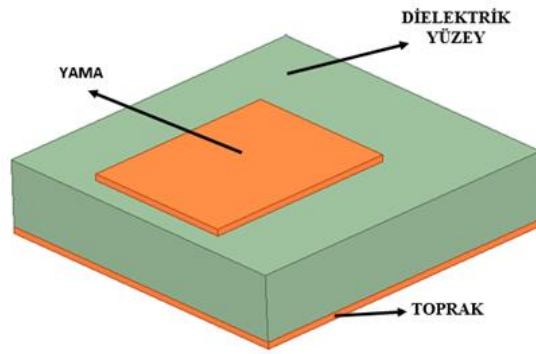
3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümde tezde yer alan tasarımlarda kullanılan malzemeler, tasarım ve üretim yöntemleri anlatılmıştır.

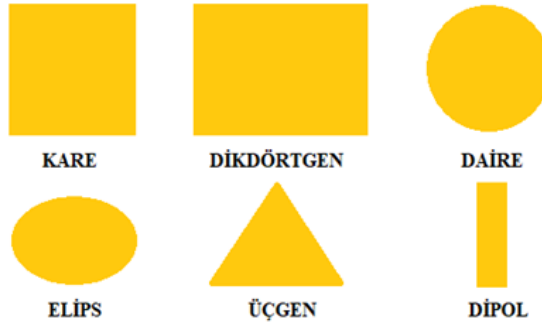
3.1 Mikroşerit Antenler

Mikroşerit antenlerin kablosuz haberleşme uygulamalarında kullanılabileceği fikri ilk kez Deschamps (Deschamps, 1953) tarafından 1953 senesinde ileri sürülmüş olsa da Gutton ve Baissinot tarafından 1955 senesinde patenti alınmış ve yaygın olarak kullanılması 1970'li yılların sonlarını bulmuştur (Howell, 1975; Munson, 1974).

Mikroşerit antenler; temel olarak iletken özelliğe sahip yama ve toprak yüzeyler arasında bulunan dielektrik malzemeden oluşmaktadır ve örnek bir mikroşerit anten yapısı Şekil 3.1'de gösterilmiştir. Bu tip antenlerin yama kısmında iyi iletkenler olan bakır, gümüş ve altın gibi metal malzemeler kullanılmaktadır. Yama yüzeyi çok farklı geometrik şekillerde tasarlanabilmekle birlikte, temelde en çok kullanılan geometrik yapılar Şekil 3.2'de verilmiştir.



Şekil 3.1. Temel mikroşerit anten yapısı



Şekil 3.2. Temel yama şekilleri

Mikroşerit antenlerin sahip olduğu avantajlar şöyle sıralanabilir:

- Küçük ve hafif yapıda olmaları,
- Üretiminin kolay ve maliyetinin düşük olması,
- Uçak gövdesi, füze gövdesi, uydu gövdesi gibi kavisli yüzeylere monte edilebilmeleri,
- Sağlam yüzeylere yerleştirildiğinde mukavemetinin yüksek olması,
- Rezonans frekansı, kutuplanma, örüntü ve empedans açısından çok yönlü olmaları,
- Üzerine yerleştirilebilecek yarı iletkenler (PIN diyot, varaktör diyot vb.) ile rezonans frekansının, empedansının, kutuplanmasının ve ışınım örüntüsünün değiştirilebilmesi (Balanis, 2016).

Mikroşerit antenlerin dezavantajları arasında şunlar gösterilebilir:

- Düşük verimliliğe sahip olmaları,
- Dar bant genişliğine sahip olmaları,
- Düşük güç taşıma kapasiteleri,
- İstenilmeyen ışınımara neden olmaları (Balanis, 2016).

3.1.1 Mikroşerit Anten Besleme Yöntemleri

Mikroşerit anten tasarımlarında yama şekli, kullanılacak dielektrik malzeme, kullanılacak iletken malzemenin seçiminin yanı sıra verimli, yüksek kazançlı bir anten elde etmek için besleme yönteminin de doğru belirlenmesi büyük bir önem arz etmektedir.

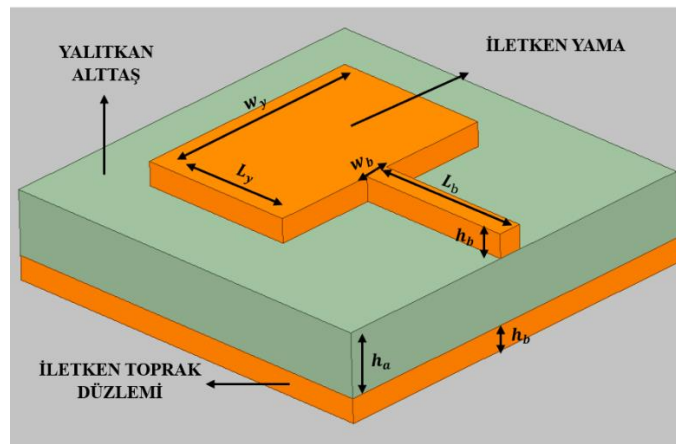
Mikroşerit antenlerde sıklıkla kullanılan besleme yöntemleri, mikroşerit hat ile besleme ve koaksiyel beslemedir. Geliştirilen yeni yöntemler ile temassız besleme yöntemleri ortaya çıkmıştır. Bu yöntemler açıklık besleme ve yakınlık besleme olarak adlandırılmaktadır.

Mikroşerit anten tasarımında besleme yöntemi belirlenirken göz önüne alınacak en önemli husus besleme hattı ile ışıma yapan yüzey arasındaki empedans uyumudur. Empedans uyumunun olmadığı tasarımlarda yan lob ışımalarının fazlaşmasına ve gücün istenilen verimlilikte aktarılamaması gibi istenmeyen sonuçlar ortaya çıkabilmektedir (Şenol, 2019).

Mikroşerit antenlerde mikroşerit hat ile besleme, koaksiyel besleme, açıklık kuplajlı besleme, yakınlık kuplajlı besleme, eşdüzlemsel dalga kılavuzlu besleme gibi farklı besleme yöntemleri bulunmaktadır. Bu yöntemlerin her birinin diğerlerine karşı güçlü ve zayıf yönleri bulunmaktadır. Kullanım amacına göre uygun besleme yönteminin seçilmesi gerekmektedir.

3.1.1.1 Mikroşerit İletim Hattı ile Besleme Yöntemi

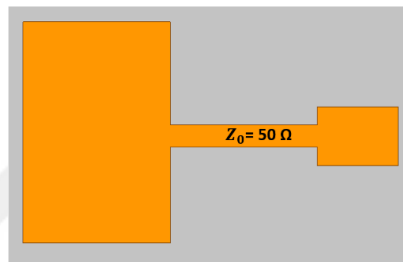
Mikroşerit hat ile besleme yönteminde besleme hattı, ışımının sağlandığı besleme hattı mikroşerit yamanın devamı şeklindedir. Şekil 3.3'te temel mikroşerit iletim hattı ile besleme yöntemi gösterilmiştir. Besleme hattının yamanın devamı şeklinde olması üretim ve tasarım kolaylığı sağlamaktadır. Dizi anten tasarımlarında da sıklıkla kullanılan bir besleme yöntemidir.



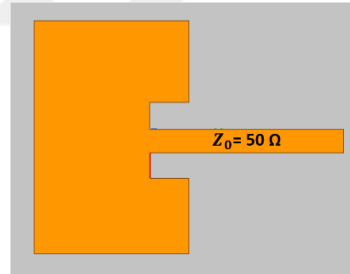
Şekil 3.3. Temel mikroşerit iletim hattı ile besleme yöntemi

Bu besleme yönteminin dezavantajlarında biri besleme hattının yüzey akım yoğunluğunu artırabilmesidir. Bir diğer dezavantajı ise besleme hattının 50Ω 'luk giriş empedansına göre uyumlandırılmasıdır. Bu empedans uyumunun sağlanması için yama ve besleme hattı üzerinde değişiklik yapılmalı ya da empedans uyumlandırma devresi kullanılmalıdır (Ataş, 2019).

Yama ve besleme hattında değişiklik yapılarak oluşturulan yöntemlere örnek olarak çeyrek dalga dönüşümü Şekil 3.4'te; yama ve besleme hattının birleştiği noktada oluşturulan yarıklar ile yapılan içe girintili empedans uyumlandırılması ise Şekil 3.5'te gösterilmiştir.



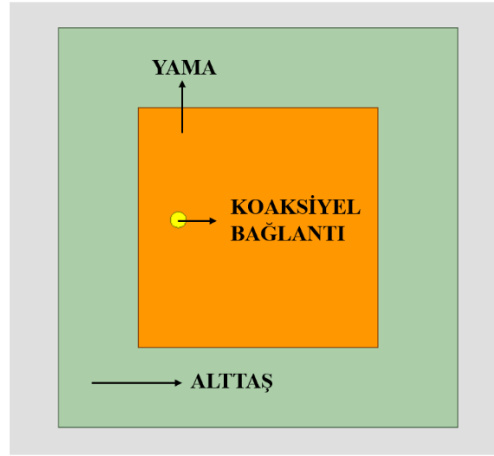
Şekil 3.4. Çeyrek dalga dönüşümü



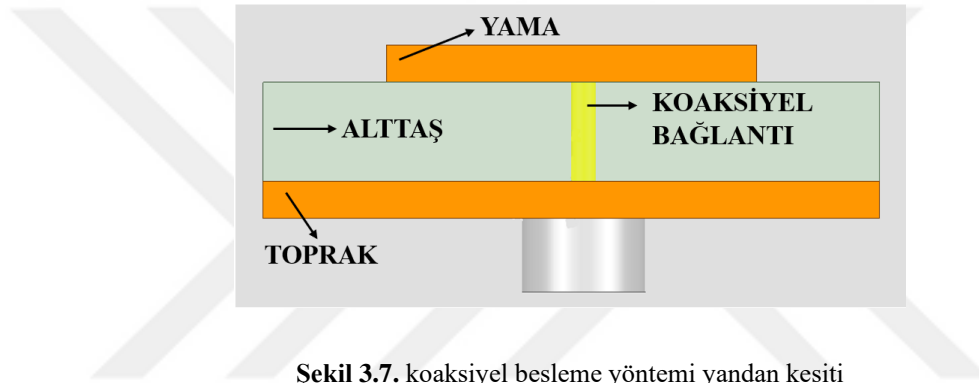
Şekil 3.5. İçe girintili

3.1.1.2. Koaksiyel Besleme Yöntemi

Koaksiyel besleme; mikroşerit anten ile koaksiyel kablonun bağlantısı için kullanılan bir yöntemdir. Koaksiyel kablonun sinyal ileten kısmı ile yama arasında bağlantı oluşturulurken sinyal ileten kısmın dışındaki iletken kısım antenin toprak düzlemi ile arasındaki bağlantıyı oluşturmaktadır. Şekil 3.6'da koaksiyel besleme yönteminin tepeden görünümü ve Şekil 3.7'de yandan kesiti gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Koaksiyel besleme yönteminin tepeden görünümü



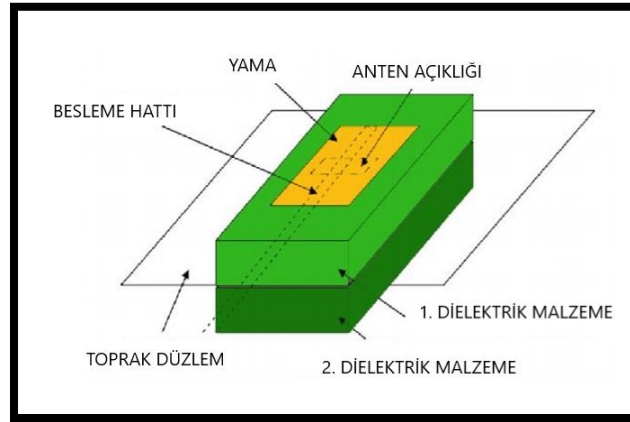
Şekil 3.7. koaksiyel besleme yöntemi yandan kesiti

Bu besleme yönteminin mikroşerit hat besleme yöntemine göre hat kayıplarının daha az olması, daha yüksek güçlerde ve yüksek frekanslarda çalışmasına olanak sağlamaktadır. Yüksek anten verimliliğine sahip koaksiyel besleme yöntemini bir diğer avantajı da anten beslemesinin diğer anten parçalarından bağımsız olmasıdır. Koaksiyel besleme yönteminde baskılı devre kartı (Printed Circuit Board, PCB) üzerinde delme ve lehimleme gibi işlemler gerektirmesi, besleme hattında oluşan sahte ışımlar, dar bant genişliği ve hat empedansının artması bu besleme yönteminin dezavantajlarıdır. Dizi antenlerde koaksiyel besleme yöntemi empedans uyumunun sağlanmasının zor olmasından dolayı çok tercih edilen bir besleme yöntemi değildir (Ataş, 2019).

3.1.1.3. Açıklık Bağlantılı Besleme Yöntemi

Açıklık bağlantılı besleme yöntemi temassız mikroşerit anten besleme türlerinden biridir. Şekil 3.8’de görüldüğü gibi açıklık bağlantılı beslemede, iletken yama, iki

dielektrik malzeme arasında bulunan toprak düzlemi ve toprak düzlemi üzerindeki açıklıkta bulunan besleme hattından oluşur.



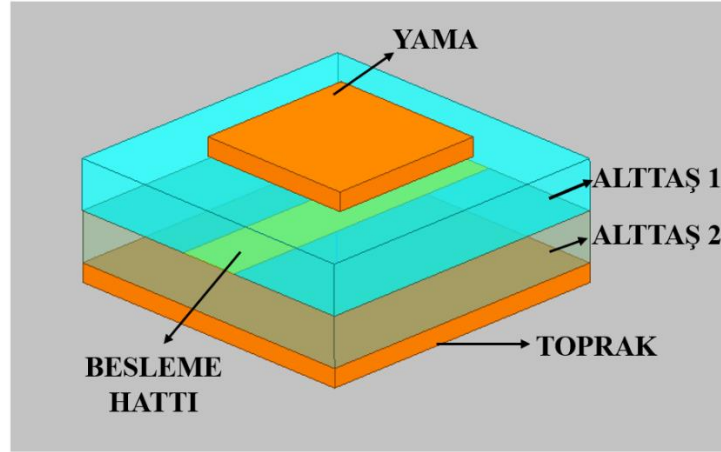
Şekil 3.8. Açıklık bağlantılı besleme

Besleme hattından gelen enerji yamaya toprak düzlemde bulunan açıklıktan aktarılır. Açıklık bağlantılı antenin tasarımında kullanılan dielektrik malzemenin kalınlıkları, dielektrik büyüklükleri ve açıklığın boyutları doğru seçilmelidir.

Bu anten tasarımının dezavantajları toprak düzlemdeki açıklıktan dolayı oluşan ışınma desenindeki arka loblar ve iki dielektrik malzemenin bulunması nedeniyle antenin üretiminin zorlaşmasıdır.

3.1.1.4. Yakınlık Bağlantılı Besleme Yöntemi

Diğer bir temassız besleme türü de yakınlık bağlantılı besleme yöntemidir. Bu besleme yöntemi de Şekil 3.9’da görüldüğü gibi iki dielektrik düzlemden oluşur. Besleme hattı iki dielektrik yüzeyin arasında bulunur ve açık devre yan hat ile sonlanır. Yama yüzeyi en üstte, toprak düzlemi ise en altta bulunur.

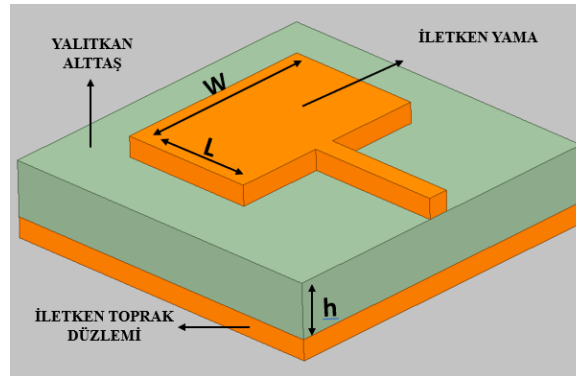


Şekil 3.9. Yakınlık bağlantılı besleme

3.1.2. Mikroşerit Antenlerde Yama Boyutunun Hesaplanması

Bu bölümde, tasarlanan mikroşerit antenlerin yama boyutlarının hesaplanmasında kullanılan denklemler verilmiştir. Tasarlanan yama geometrileri dikdörtgen biçimindedir.

Örnek olarak yama genişliğinin W , yamanın gerçek uzunluğunun L olduğu Şekil 3.10'da gösterilen dikdörtgen biçimindeki mikroşerit antenin yama boyutlarının hesaplanması ile ilgili parametreler ve denklemler verilmiştir (Abdulhussein ve ark., 2021).



Şekil 3.10. Dikdörtgen yama mikroşerit anten

Mikroşerit dizi antenin yama genişliği (W); c ışığın boşluktaki hızını, ϵ_r alttaşın dielektrik bağıl geçirgenliğini ve f_0 rezonans frekansını göstermek üzere aşağıdaki eşitlik ile hesaplanabilir:

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (3.1)$$

Alttaş kalınlığı h olmak üzere yama uzunluğunun hesaplanması için gerekli olan etkin dielektrik sabiti (ϵ_{eff}) şu denklem ile bulunabilir:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.2)$$

Etkin yama uzunluğu (L_{eff}) aşağıdaki eşitlik ile hesaplanabilir:

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.3)$$

Saçaklanma etkisi, yama uzunluğunu gerçek uzunluğundan daha geniş göstermektedir. Bu genişleme ΔL ile gösterilir ve aşağıdaki eşitlik ile hesaplanabilir:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.4)$$

Yamanın gerçek uzunluğu L aşağıdaki denklem ile bulunabilir:

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (3.5)$$

3.2. Akıllı Yansıtıcı Yüzeyler

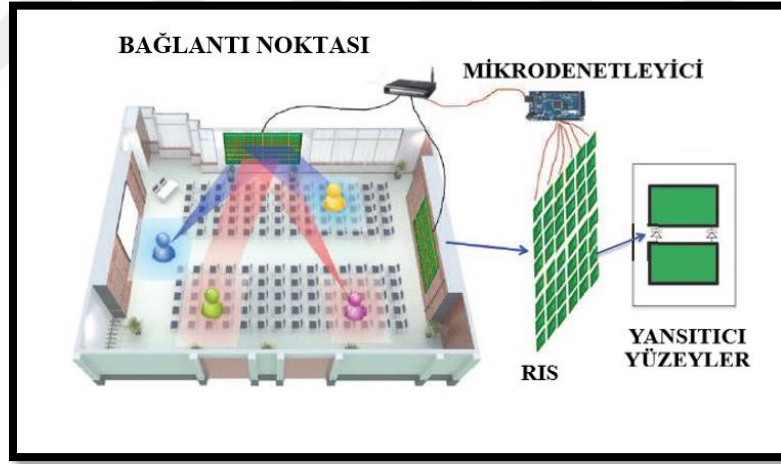
Bu bölümde akıllı yansıtıcı yüzeylerin temel yapısına, sağladığı avantajlara ve kullanım alanlarına değinilmiştir.

3.2.1 Yansıtıcı Yüzeylerin Temel Yapısı

IRS'in temelleri olan pasif yansıtıcı yüzeyler; radar sistemleri, uzaktan algılama ve uydu iletişimi gibi çeşitli uygulamalarda kullanılmış olsa da kablosuz mobil iletişimde

nadiren kullanılmıştır. Bunun temel nedeni, geleneksel yansıtıcı yüzeylerin yalnızca kullanıcının hareketliliğinden kaynaklanan dinamik kablosuz kanallara hitap edemeyen sabit faz değiştiricilere sahip olmasıdır. Ancak RF mikro elektromekanik sistemlerdeki (MEMS) ve metamateryaldeki son gelişmeler, faz kaydırıcıları gerçek zamanlı olarak kontrol ederek yansıtıcı yüzeylerin yeniden yapılandırılmasını mümkün kılmış ve bu sayede kablosuz mobil iletişimde kullanılmasına imkân sağlamıştır (Wu ve Zhang, 2019).

IRS'ler, çok sayıda pasif öğeye sahip iki boyutlu bir yapı olarak enerji açısından verimli ve akıllı kablosuz iletişim sağlamak için devrim niteliğindeki teknolojilerden biri olarak kabul edilmektedir (Dai ve ark., 2020). IRS'ler temel olarak dielektrik malzemeden üretilen altta, iletken toprak, iletken yansıtıcı mikroşerit yamalar, gelen sinyallerin işlenebilmesi için PIN diyot, varaktör diyot vb. yarı iletken elemanlardan ve bu yarı iletken elemanların kontrolünü sağlayacak mikrodenetleyiciden oluşur. Alıcı ve vericilerin bulunduğu ortama yerleştirilen IRS'ler alıcı ve vericilerde yazılımsal ya da donanımsal değişikliğe ihtiyaç duymadan çalışırlar. Örnek bir IRS tasarımı Şekil 3.11'de gösterilmiştir.

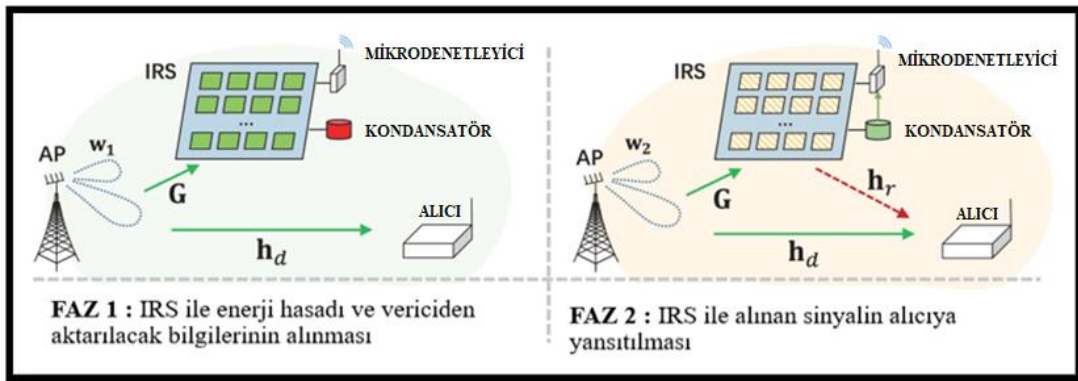


Şekil 3.11. IRS tasarımı

M-MIMO sistemler, gelecekteki kablosuz iletişim için umut verici çözümler oluşturmaktadır. Büyük bir anten dizisine dayalı M-MIMO sistemleri önemli bir güç kazancı sağlarken spektral verimliliği iyileştirmektedir (Mumtaz ve ark., 2016). Mevcut M-MIMO sistemlerinde, hüzmleme için geleneksel aşamalı diziler kullanılır ve bu durum yüzlerce yüksek çözünürlüklü faz kaydırıcı ve karmaşık besleme ağları gerektirmektedir (Biörnson ve ark., 2016). Bu faz kaydırıcıların ve karmaşık besleme

ağlarının yüksek güç tüketimi ve donanım maliyeti, pratikte M-MIMO sistemlerinde anten dizisi ölçeğini sınırlamaktadır. Bu nedenle M-MIMO şemalarının potansiyel avantajları tam olarak gerçekleştirilememektedir.

Son zamanlarda, IRS, çok sayıda pasif ögeye sahip iki boyutlu bir yapı olan enerji açısından verimli ve akıllı kablosuz iletişim sağlamak için devrim niteliğindeki teknolojilerden biri olarak kabul edilmektedir (Dai ve ark., 2020). IRS'ler MIMO sistemlere göre daha düşük maliyetlere daha kolay üretilebilmektedir. MIMO sistemlere göre daha düşük enerji tüketimine sahiptir. Hatta hiç enerji tüketmeden kendine yetebilen IRS tasarım fikirleri mevcuttur. Bu mantık ile tasarlan IRS iki ayrı fazda çalışmaktadır. İlk fazda gelen sinyallerin enerjileri hasat edilerek sistemdeki kondansatörler şarj edilmekte ve gelen sinyali işlemek için gerekli olan enerji bu şekilde karşılanmaktadır. İkinci fazda ise depolanan enerji kullanılarak gelen sinyal tasarlanan amaca göre sinyali yansıtmaktadır (Zou ve ark., 2020). Bu sisteme ait görsel Şekil 3.12'de verilmiştir.



Şekil 3.12. Enerji hasadı yapan IRS

IRS'ler kablosuz ağların çok kullanıldığı veri trafiğinin yoğun olduğu konferans salonları, alışveriş merkezleri, üniversiteler vb. yerlerde uygun noktalara yerleştirilerek; gelen sinyallerin faz açıları kaydırılarak veri trafiği yoğunluğunun azaltılmasında, IoT ağlarda nesnelere arasında hem veri hem de veri transferinde, konumlandırma amacıyla, sinyallerin ulaşmadığı kör noktalara sinyallerin aktarılmasında, güvenli iletişimin ön planda tutulduğu sistemlerde alıcı haricinde izinsiz dinleyicilere bozucu sinyal gönderilmesinde vb. birçok farklı amaçta kullanılmaktadır.

3.3. Kullanılan Malzemeler

Bu bölümde, tez çalışması için tasarlanan mikroşerit antenlerde ve IRS tasarımında kullanılan malzemelerin yapısına ve özelliklerine değinilmiştir.

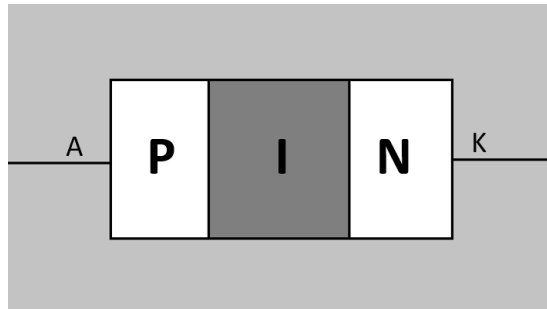
3.3.1. Alttaş Malzeme

Alttaş malzeme olarak bu tezdeki bütün tasarımlarda FR-4 epoksi malzeme kullanılmıştır. FR-4 epoksi malzemesinin seçilme nedeni piyasada kolay bulunması, kolay işlenebilen bir malzeme olması ve FR-4 kullanılarak literatürde yapılan birçok mikroşerit anten çalışmasının olmasıdır.

Her iki yüzeyi 0.035 mm bakır kalınlığına sahip olup tez çalışmasında kullanılan FR-4 epoksi malzemenin dielektrik sabiti $\epsilon_r = 4.4$ ve kalınlığı 1.6 mm'dir.

3.3.2. PIN Diyot

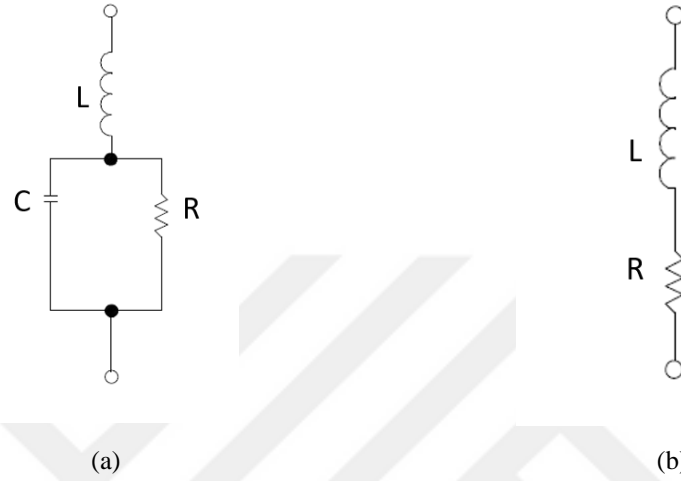
PIN diyotlar üç farklı yapıdan oluşur. PIN diyotun iki kenar kısmında p-tipi ve n-tipi olmak üzere temas alanı bulunurken orta kısmında esas kısmı olan i-zon (intrinsic zone) olarak adlandırılan kısmı bulunmaktadır. PIN olarak adlandırılmasının nedeni yapının üç farklı alandan oluşmasından kaynaklanmaktadır. PIN diyot yapısı Şekil 3.13'te gösterilmiştir.



Şekil 3.13. PIN diyot yapısı

PIN diyotların 100 MHz üstü yüksek çalışma frekanslarında çalışma karakteristikleri değişmektedir. PIN diyotlar yüksek frekansta kapalı durumdayken Şekil 3.14 (a)'da gösterilen eşdeğer devre gibi davranır, Şekil 3.14 (a)'da gösterilen R direnç

değeri $k\Omega$ seviyelerine çıkar ve üzerinden yüksek frekanslı sinyalin geçmesini engeller. PIN diyot açık konumdayken Şekil 3.14 (b)'de gösterilen eşdeğer devre gibi davranır ve R direnç değeri $1.5-2 \Omega$ gibi düşük direnç değerlerine sahip olur ve yüksek frekanslı sinyalin geçmesine imkân verir.



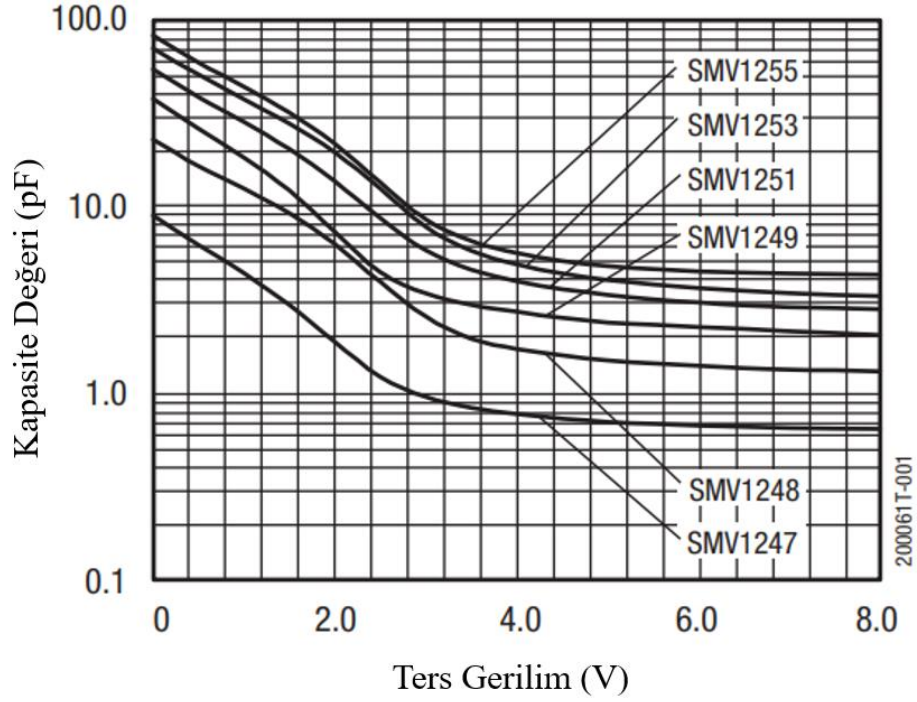
Şekil 3.14. PIN diyotun açık ve kapalı eşdeğer devre modeli

Bu tez çalışmasındaki uyarlanabilir frekans seçici anten tasarımlarında düşük kapasite (0.15 pF) ve düşük seri direnç (1.5Ω) değerine sahip $10 \text{ MHz} - 6 \text{ GHz}$ frekans aralığında çalışabilen Skyworks firması tarafından üretilen SC-79 kılıf SMP1345 model PIN diyot kullanılmıştır. PIN diyot modelinin kataloğu EK-1'de verilmiştir.

3.3.3. Varaktör Diyot

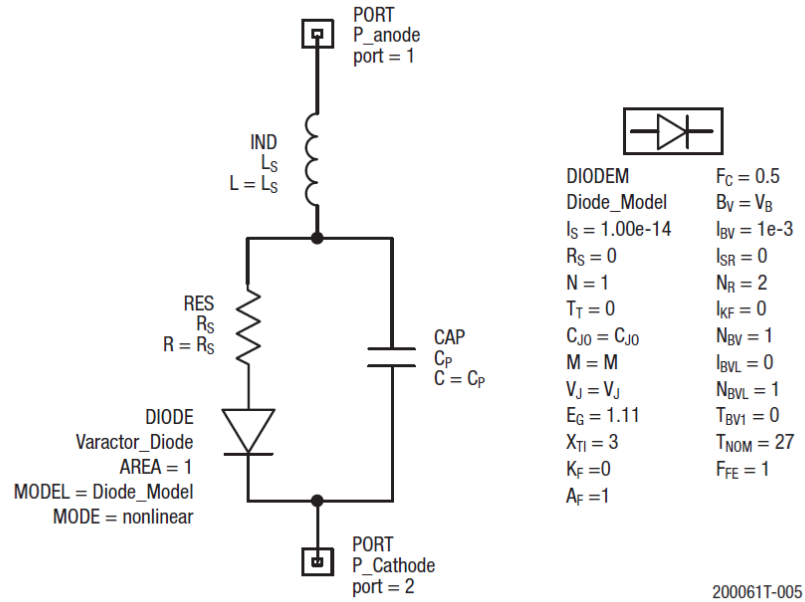
Varaktör diyotlar üzerine uygulanan ters gerilime göre farklı kapasite değerlerine sahip olan diyot veya yarı iletken kondansatör olarak tanımlanabilir. Varaktör diyotlara uygulanan ters gerilim ile oluşan kapasite değeri ters orantılıdır.

Yansıtıcı yüzey tasarımında yansıtıcı yüzeye gelen sinyallerin faz açılarını değiştirmek amacıyla kullanılan varaktör diyotun modeli Skyworks firmasının ürettiği SC-79 kılıf yapısına sahip olan SMV1249-079LF modelidir. Varaktör diyotun üzerine uygulanan ters gerilim ile varaktör diyotta oluşan kapasite değerlerini gösteren grafik Şekil 3.15'te verilmiştir.



Şekil 3.15. Varaktör diyotun kapasitif karakteristiği

IRS tasarımında kullanılan varaktör diyotun EK-2'deki katalogunda yer alan eşdeğer devresi Şekil 3.16'da verilmiştir.



Şekil 3.16. SMV1249-079LF model varaktör diyotun eşdeğer devresi

3.3.4. Alçak Geçiren Filtre Tasarımı

IRS tasarımında 24 adet varaktör diyotun kontrolünü sağlamak için 2 adet Arduino Uno'dan alınan 0-5 Volt arasında değişen 12 PWM sinyal kullanılmaktadır. PWM sinyallerin on tanesinin frekans değeri 490 Hz, iki tanesinin değeri ise 980 Hz'dir. Bu PWM sinyallerin merkez frekansı yaklaşık $f_c = 100$ Hz olacak şekilde on iki adet RC alçak geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir.

RC alçak geçiren filtre tasarımının merkez frekansı $f_c = 100$ Hz, kapasitans değeri $C = 100$ nF seçilerek Denklem 3.6'ya göre direnç değeri $R = 15.92$ k Ω olarak hesaplanmış ve direnç değeri $R = 15$ k Ω olarak seçilmiştir.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.6)$$

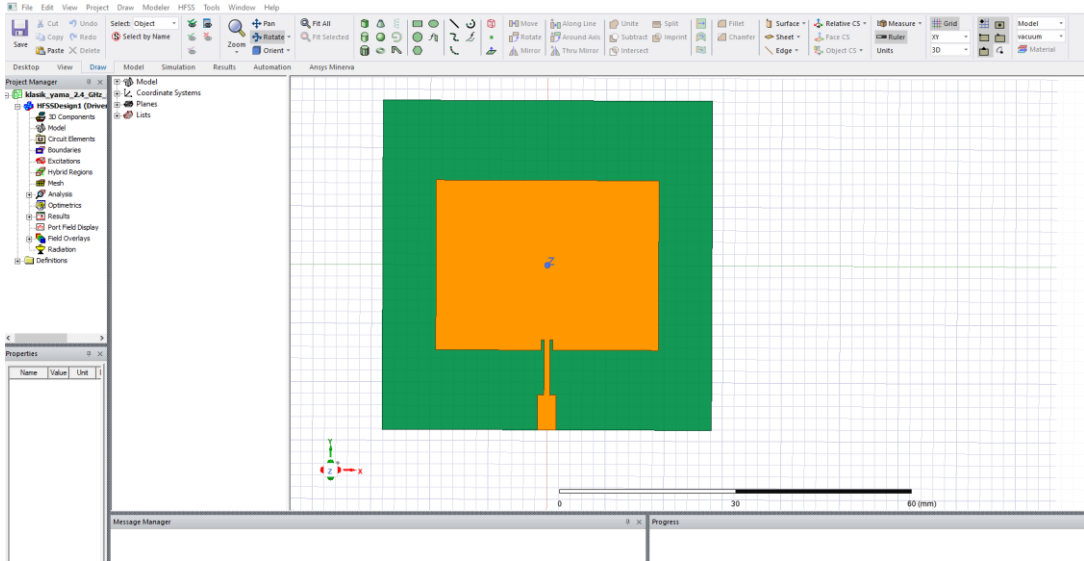
3.4. Kullanılan Yöntemler

Tezde yer alan mikroşerit antenlerin, uyarlanabilir frekans seçici antenlerin ve IRS'in nasıl tasarlandığı ve nasıl üretildiği bu bölümde anlatılmıştır.

3.4.1. HFSS ile Mikroşerit Antenlerin ve Yansıtıcı Yüzeyin Tasarlanması

ANSYS firmasının yüksek frekans yapı simülatörü (HFSS), mikroşerit antenler gibi üç boyutlu yapıların tasarlanması için yüksek performansa sahip sonlu elemanlar yöntemi (Finite Element Method, FEM) tabanlı tam dalga elektromanyetik simülasyon programıdır.

Bu tez çalışmasında sunulan bütün tasarımlar, baskı devresi üretilmeden önce HFSS programı ile 3 boyutlu olarak tasarlanmıştır. Tasarımlara ait geri dönüş kaybı, duran dalga oranı, kazanç değerleri gibi parametreler HFSS programı ile elde edilmiştir. HFSS programının genel arayüzü Şekil 3.17'de verilmiştir.



Şekil 3.17. HFSS programı genel arayüzü

3.4.2. Baskı Devre Yöntemiyle Mikroşerit Antenler ve Yansıtıcı Yüzeyin Üretilmesi

HFSS programı üzerinde tasarlanan tasarımların 1:1 ölçekli çıktıları kuşe kağıda yazdırıldıktan sonra yüksek ısı kullanılarak bu baskılar PCB yüzeylere aktarılmıştır. Daha sonra bu PCB'ler asit çözeltisine atılarak tasarımda istenmeyen bakır yüzeyler çözeltide çözdürülerek tasarımlar ortaya çıkarılmıştır.

Daha sonra tasarımlarda yer alan SMA konnektörler, PIN diyotlar, varaktör diyotlar, bobin ve kondansatörler tasarımlara lehimlenerek tasarımların üretim aşaması tamamlanmıştır.

4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Bu bölümde tez çalışması için tasarlanan mikroşerit antenlerin ve yansıtıcı yüzeyin tasarımları, tasarımlara ait simülasyon ve network analizör ölçüm sonuçları detaylı olarak paylaşılmıştır.

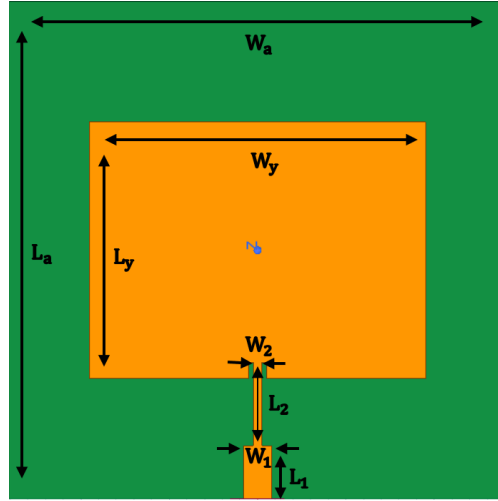
4.1. Mikroşerit Anten Tasarımları

Bu bölümde IRS'lerin temeli olan mikroşerit anten ve uyarlanabilir frekans seçici akıllı anten tasarımları sunulmuştur. Bu tasarımları gerçekleştirirken IRS'lerde kullanılan PIN diyot, varaktör diyot vb. yarı iletken elemanları tanımak, anten üretimini deneyimlemek ve simülasyon ile üretim sonucu elde edilen ölçüm sonuçlarını karşılaştırmak amaçlanmıştır.

Bu durum dikkate alınarak, bu bölümde HFSS programı üzerinde tasarlanan mikroşerit anten ve akıllı anten tasarımları, tasarımların simülasyon sonuçları, baskı devresi ve network analizör ile yapılan ölçüm sonuçları verilmiştir.

4.1.1 2.4 GHz Mikroşerit Anten Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları

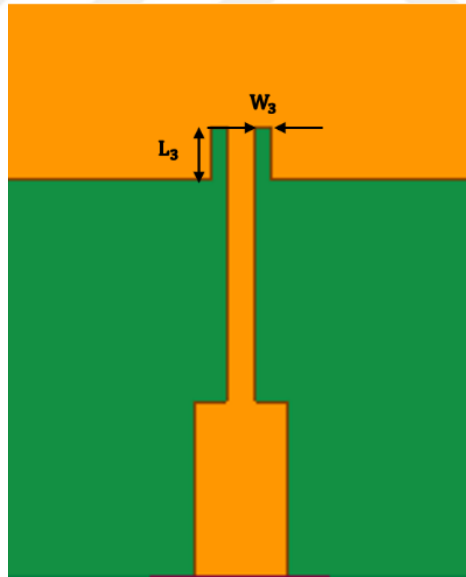
Yama ve toprak düzlemi için bakır, dielektrik alttaşı için dielektrik sabiti $\epsilon_r = 4.4$ ve kalınlığı $h_a = 1.6$ mm olan FR4 malzeme seçilmiştir. Şekil 4.1'de görülen turuncu bölgeler bakır mikroşerit yamaları, yeşil bölgeler ise FR4 alttaşı göstermektedir. Tasarımda kullanılan alttaşı $W_a = 56.25$ mm genişliğinde ve $L_a = 56.25$ mm uzunluğunda modellenmiştir. Arka yüzde yer alan bakır toprak düzlemi de alttaşı ile eş boyutludur.



Şekil 4.1. Mikroşerit anten tasarımının ön yüzü

Mikroşerit besleme hattı ile mikroşerit yamanın birleştiği noktada eş boyutlu oluşturulan yarıkların detaylı görünümü Şekil 4.2’de gösterilmiştir.

2.4 GHz frekans bandında çalışması için modellenen mikroşerit yama antene ait tasarım parametreleri Tablo 4.1’de sunulmuştur.



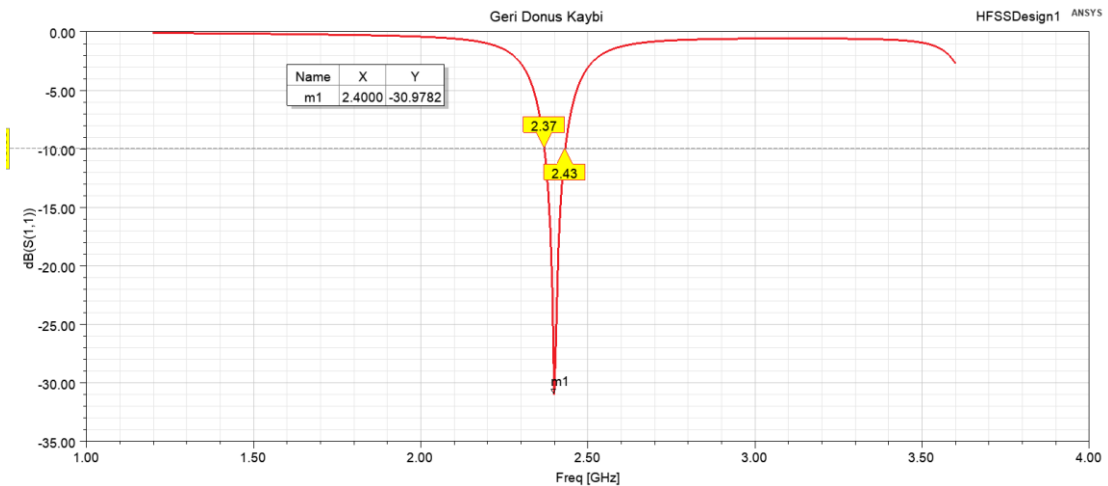
Şekil 4.2. Yama yüzeyinde oluşturulan yarıkların detaylı görünümü

Tablo 4.1. Anten tasarım parametreleri

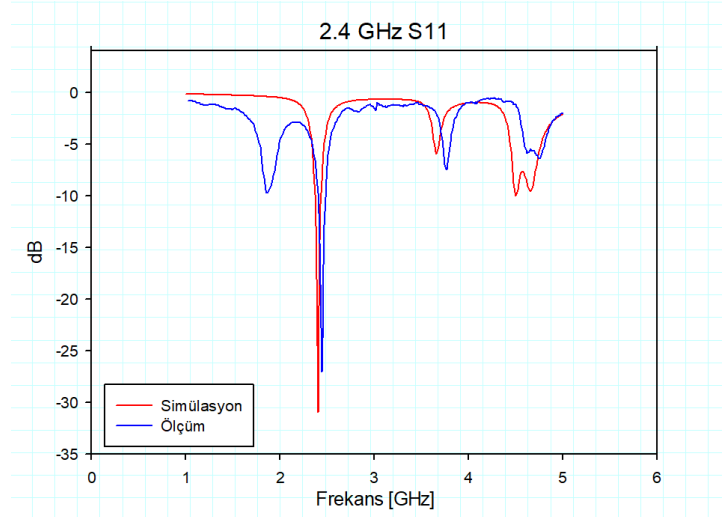
Anten Tasarım Parametreleri	Kısaltmaları	Boyutları (mm)
Yama Genişliği	w_y	38
Yama Uzunluğu	L_y	29
Alttaş Genişliği	w_a	56.25
Alttaş Uzunluğu	L_a	56.25
Alttaş Kalınlığı	h_a	1.6
Konnektör Bağlantı Hattı Genişliği	w_1	3.1
Konnektör Bağlantı Hattı Uzunluğu	L_1	6
Besleme Hattı Genişliği	w_2	1
Besleme Hattı Uzunluğu	L_2	9.415
Yama Yüzeyinde Oluşturulan Yarık Genişliği	w_3	0.5
Yama Yüzeyinde Oluşturulan Yarık Uzunluğu	L_3	1.79

HFSS programı üzerinde modellenen antenin, simülasyon sonucu, 2.37-2.43 GHz aralığından çalıştığı tespit edilmiştir. 2.4 GHz Frekansındaki geri dönüş kaybı -30.97 dB ve bant genişliği 60 MHz olarak hesaplanmıştır.

Daha sonra, tasarlanan bu anten baskı devre yöntemi ile üretilerek network analizör ile ölçümleri yapılmıştır. Şekil 4.3'te simülasyon ve ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı grafikleri gösterilmiş ve karşılaştırılmıştır.



(a)

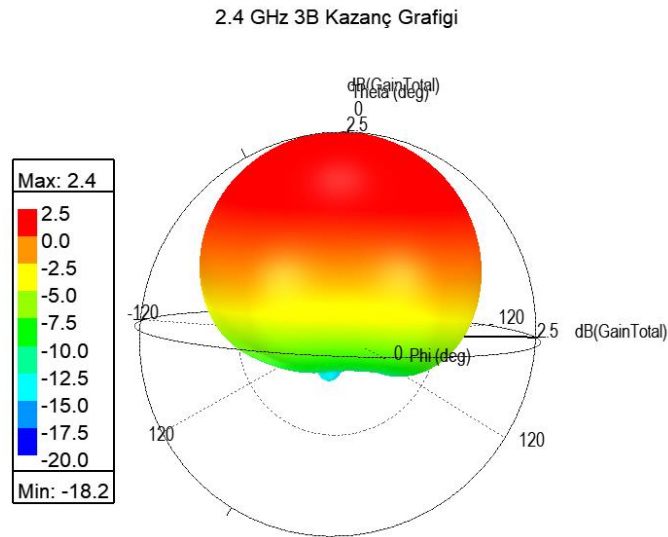


(b)

Şekil 4.3. Geri dönüş kaybı grafikleri (a) simülasyon sonucu (b) simülasyon-ölçüm karşılaştırması

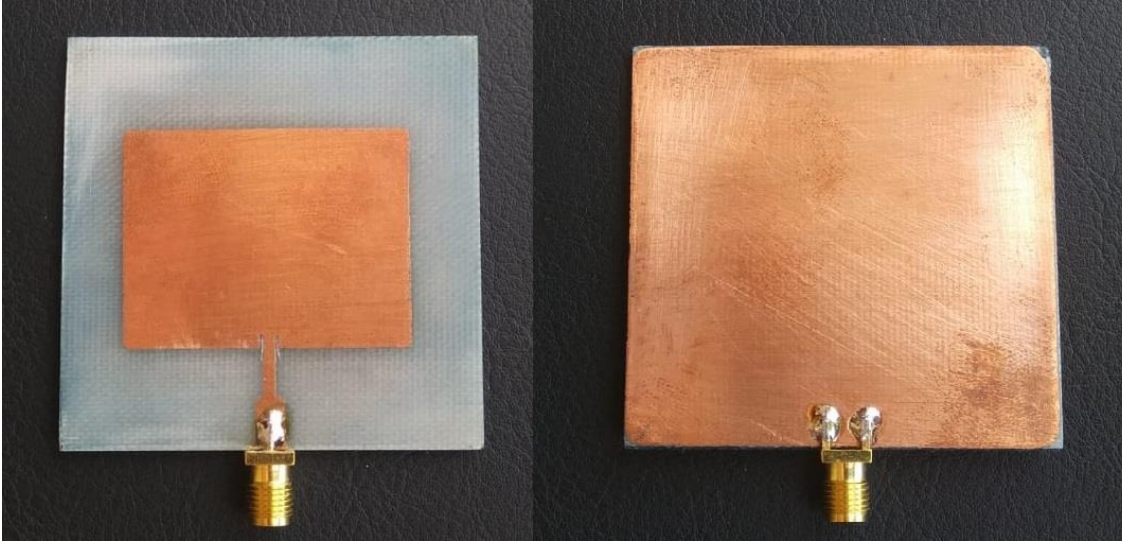
Tasarlanan antenin 2.4 GHz'deki duran dalga oranı simülasyon sonucunda 1.1 olarak hesaplanmıştır.

Modellenen mikroşerit antenin simülasyon sonucu oluşturulan üç boyutlu (3B) kazanç grafiği Şekil 4.4'te gösterilmiştir ve kazancı 2.4 GHz'de 2.4 dB olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.4. Tasarlanan antenin 3B kazanç grafiği

Baskı devresi yapılan mikroşerit antenin ön ve arka yüz görüntüsü Şekil 4.5'te gösterilmiştir.



Şekil 4.5. Mikroşerit antenin ön yüz ve arka yüz görünümü

Network analizör ile ölçümü yapılan mikroşerit anten tasarımının ölçüm görüntüsü Şekil 4.6’da sunulmuştur. Ölçüm sonucu oluşan geri dönüş kaybı -24.54 dB, bant genişliği 80 MHz olarak bulunmuştur.



Şekil 4.6. Tasarımın network analizör ölçüm görüntüsü

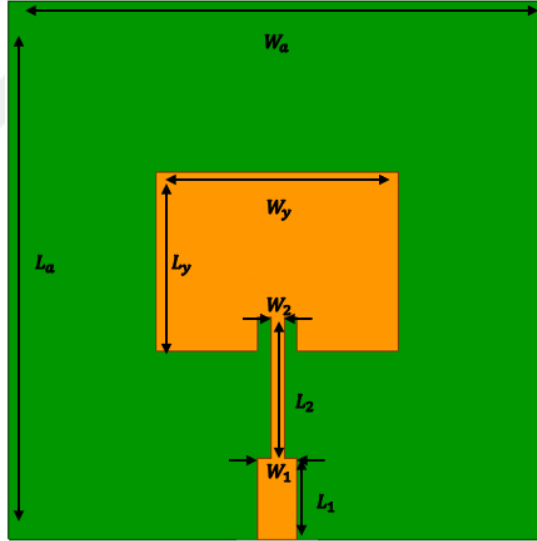
Tasarımın simülasyon sonucu ve network analizörle yapılan ölçüm sonuçları Tablo 4.2’de verilmiştir.

Tablo 4.2. Simülasyon sonuçları

	S11 (dB)	Bant genişliği (Mhz)	VSWR oranı	Kazanç (dB)
Simülasyon sonucu	-30.97	60	1.1	2.4
Network analizör ölçümleri	-24.64	80	1.17	

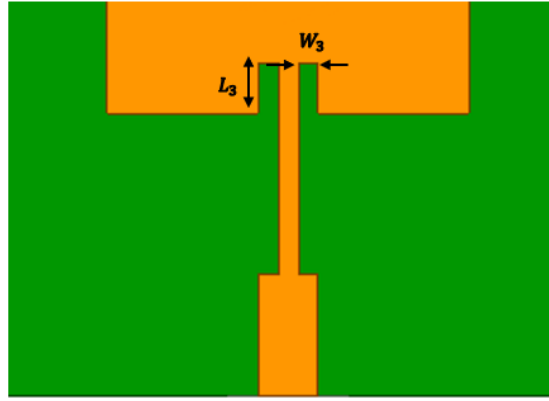
4.1.2. 5 GHz Mikroşerit Anten Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları

Yama ve toprak düzlemi için bakır, dielektrik alttaşı için dielektrik sabiti $\epsilon_r = 4.4$ ve kalınlığı $h_a = 1.6$ mm olan FR4 malzeme seçilmiştir. Şekil 4.7’de görülen turuncu bölgeler bakır mikroşerit yamaları, yeşil bölgeler ise FR4 alttaşı göstermektedir. Tasarımda kullanılan alttaşı $W_a = 40$ mm genişliğinde ve $L_a = 40$ mm uzunluğunda modellenmiştir. Arka yüzde yer alan bakır toprak düzlemi de alttaşı ile eş boyutludur.



Şekil 4.7. 5 GHz anten tasarımı

Besleme hattının iki yanında eş boyutlu oluşturulan yarıkların detaylı görünümü Şekil 4.8’de verilmiştir.



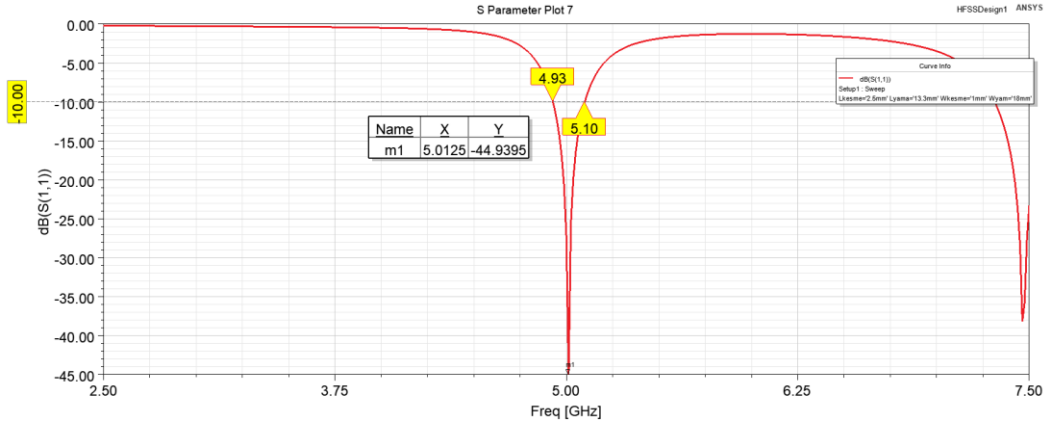
Şekil 4.8. Yama yüzeyinde oluşturulan yarıkların detaylı görünümü

5 GHz frekans bandında çalışması için modellenen mikroşerit yama antene ait tasarım parametreleri Tablo 4.3'te sunulmuştur.

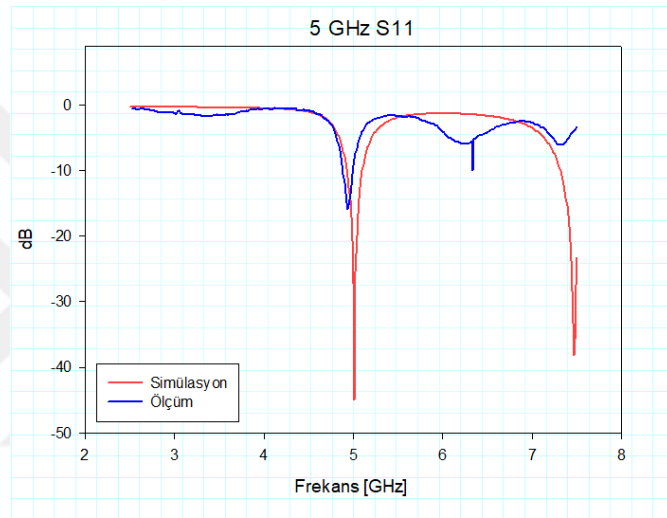
HFSS programı üzerinde modellenen anten simülasyon sonucuna göre 4.93-5.1 GHz aralığından çalışmaktadır. 5 GHz Frekansındaki geri dönüş kaybı -44.93 dB ve bant genişliği 170 MHz olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.9'da simülasyon ve ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı grafikleri gösterilmiştir.

Tablo 4.3. Anten tasarım parametreleri

Anten Tasarım Parametreleri	Kısaltmaları	Boyutları (mm)
Yama Genişliği	w_y	18
Yama Uzunluğu	L_y	13.3
Altaş Genişliği	w_a	40
Altaş Uzunluğu	L_a	40
Altaş Kalınlığı	h_a	1.6
Konnektör Bağlantı Hattı Genişliği	w_1	3
Konnektör Bağlantı Hattı Uzunluğu	L_1	6
Besleme Hattı Genişliği	w_2	1
Besleme Hattı Uzunluğu	L_2	10.5
Yama Yüzeyinde Oluşturulan Yarıklık Genişliği	w_3	1
Yama Yüzeyinde Oluşturulan Yarıklık Uzunluğu	L_3	2.5



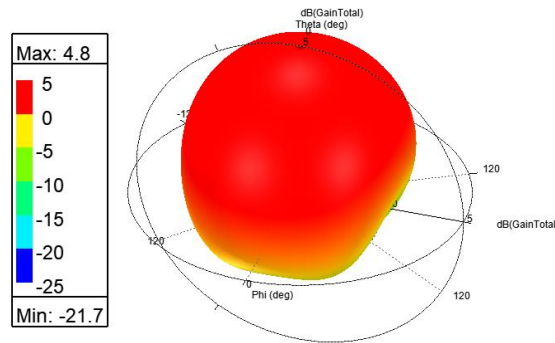
(a)



(b)

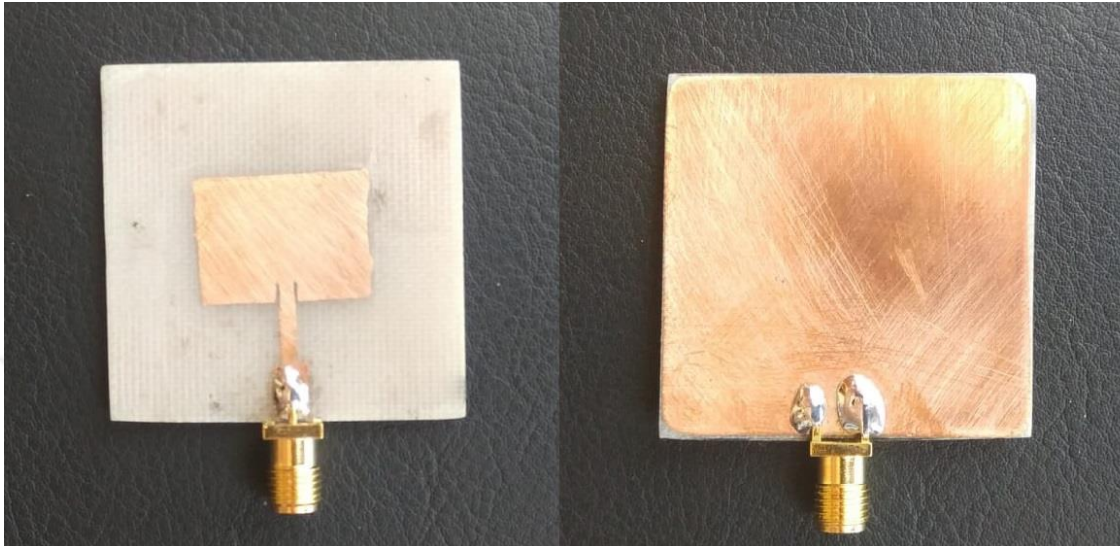
Şekil 4.9. Geri dönüş kaybı grafikleri (a) simülasyon sonucu, (b) simülasyon-ölçüm karşılaştırması

Modellenen mikroşerit antenin simülasyon sonucu oluşturulan 3 boyutlu kazanç grafiği Şekil 4.10'da gösterilmiştir ve kazancı 5 GHz'de 4.8 dB olarak hesaplanmıştır.



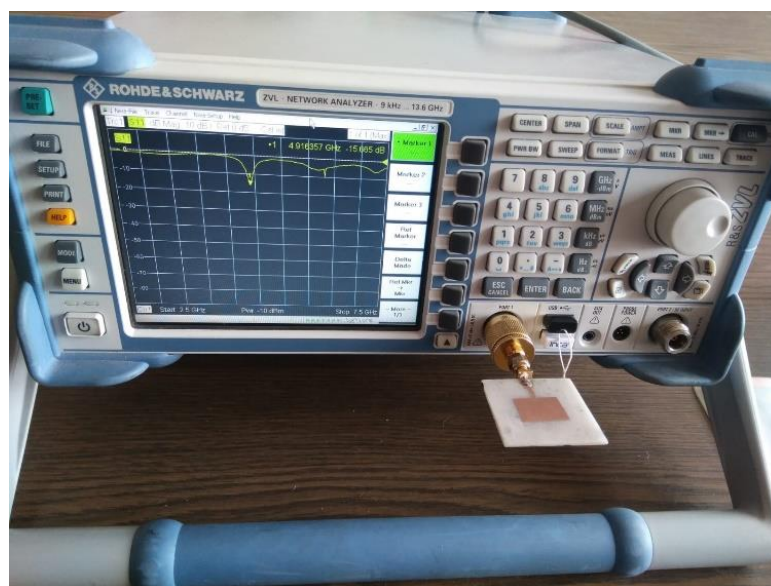
Şekil 4.10. Üç boyutlu kazanç grafiği

Baskı devresi yapılan mikroşerit antenin önden ve arkadan görünümü Şekil 4.11’de verilmiştir.



Şekil 4.11. Mikroşerit antenin ön yüz ve arka yüz görünümü

Network analizör ile parametrelerinin ölçümü yapılan mikroşerit anten tasarımının ölçüm görüntüsü Şekil 4.12’de sunulmuştur. Ölçüm sonucu oluşan geri dönüş kaybı 4.91 GHz’de -15.66 dB olarak bulunmuştur.



Şekil 4.12. Tasarımın network analizör ölçüm görüntüsü

Tasarımın simülasyon sonuçları ve network analizörle yapılan ölçüm sonuçları Tablo 4.4'te verilmiştir.

Tablo 4.4. Simülasyon sonuçları

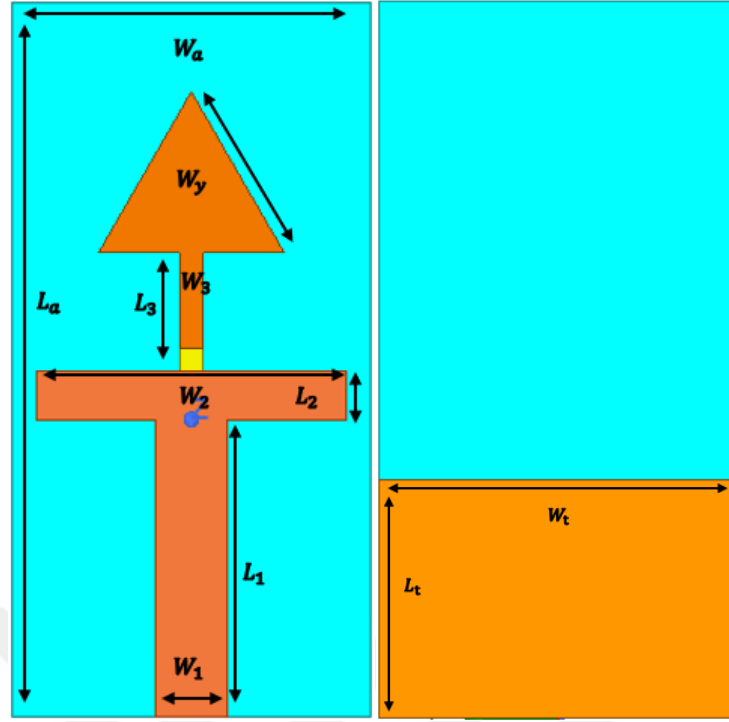
	S11 (dB)	Bant genişliği (Mhz)	VSWR oranı	Kazanç (dB)
Simülasyon sonucu	-44.93	170	1.07	4.8
Network analizör ölçümleri	-15.66	110	1.09	

4.2. Uyarlanabilir Frekans Seçici Mikroşerit Anten Tasarımları

Bu bölümde EK-1'de verilen Skyworks SMP1345 serisi PIN diyotu kullanılarak tasarlanan iki adet akıllı uyarlanabilir frekans seçici anten tasarımı ve bu tasarımlara ait simülasyon ve ölçüm sonuçları sunulmuştur.

4.2.1. Eşkenar Üçgen Yama Uyarlanabilir Frekans Seçici Mikroşerit Anten Tasarımı

Yama ve toprak düzlemi için bakır, dielektrik alttaş için dielektrik sabiti $\epsilon_r = 4.4$ ve kalınlığı $h_a = 1.6$ mm olan FR4 malzeme seçilmiştir. Şekil 4.13'te tasarımın ön ve arka yüzü gösterilmiştir. Ön yüzdeki kahve rengi bölgeler bakır mikroşerit yamaları, 1x1 mm boyutundaki sarı bölge PIN diyot eşdeğer devresini, ön ve arka yüzdeki mavi bölgeler ise FR4 alttaş ve arka yüzdeki turuncu bölge toprak yüzeyi göstermektedir. Tasarımda kullanılan alttaş $W_a = 15$ mm genişliğinde ve $L_a = 30$ mm uzunluğunda modellenmiştir. Eşkenar üçgen olarak tasarlanan yamanın kenar uzunluğu $W_y = 7.79$ mm'dir. Arka yüzde yer alan bakır toprak düzlemi genişliği $W_t = 15$ mm ve toprak düzlemi uzunluğu ise $L_t = 10$ mm'dir.



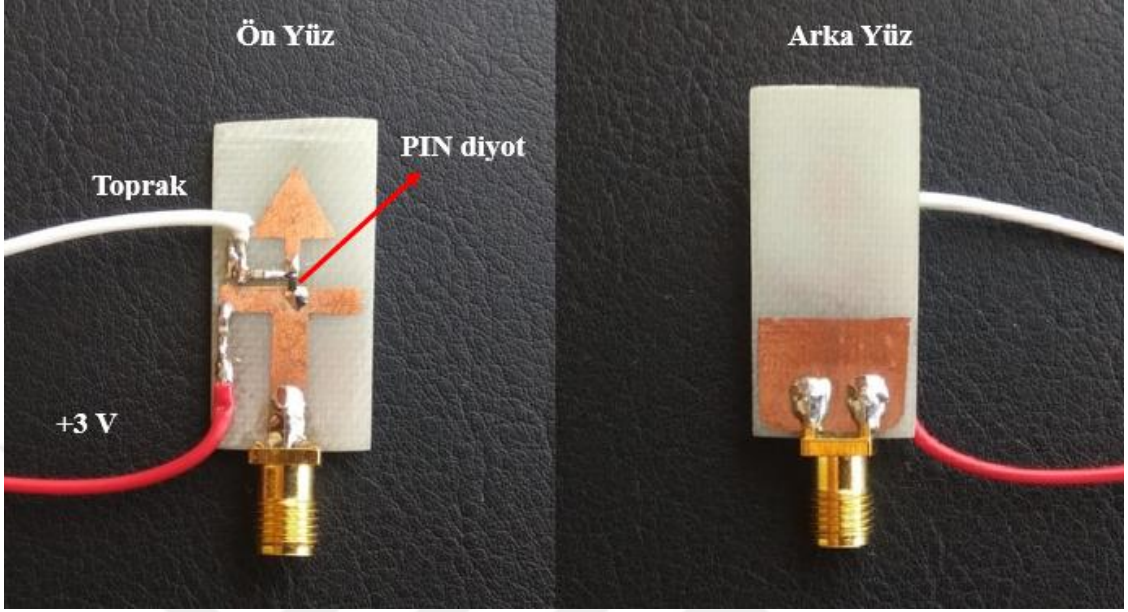
Şekil 4.13. Uyarlanabilir frekans seçici anten tasarımı ön ve arka yüzü

Eşkenar üçgen yama uyarlanabilir frekans seçici mikroşerit yama antene ait tasarım parametreleri Tablo 4.5'te sunulmuştur.

Tablo 4.5. Anten tasarım parametreleri

Anten Tasarım Parametreleri	Kisaltmaları	Boyutları (mm)
Eşkenar Üçgen Yama Kenarı	w_y	7.79
Altaş Genişliği	w_a	15
Altaş Uzunluğu	L_a	30
Altaş Kalınlığı	h_a	1.6
Toprak Yüzey Genişliği	w_t	15
Toprak Yüzey Uzunluğu	L_t	10
Besleme Hattı Genişliği	w_1	3
Besleme Hattı Uzunluğu	L_1	12.5
Besleme Hattı ile PIN Diyot Arasındaki Yama Genişliği	w_2	1
Besleme Hattı ile PIN Diyot Arasındaki Yama Uzunluğu	L_2	10.5
PIN Diyot Üçgen Yama Arasındaki Bağlantı Genişliği	w_3	1
PIN Diyot Üçgen Yama Arasındaki Bağlantı Uzunluğu	L_3	5

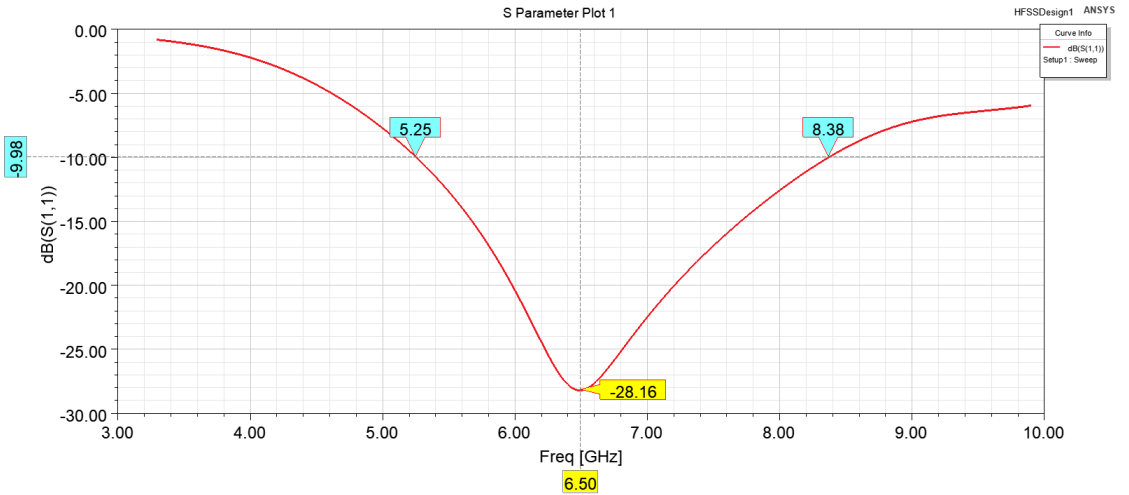
Eşkenar üçgen yamalı uyarlanabilir frekans seçici anten tasarımının baskı devresinin ön yüz ve arka yüz görünümü Şekil 4.14’te verilmiştir.

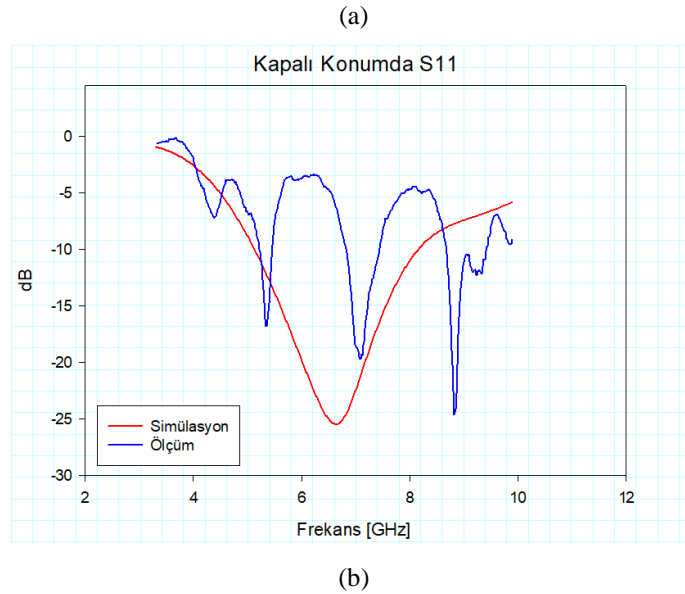


Şekil 4.14. Tasarımın ön ve arka yüzü

4.2.1.1. PIN Diyot Kapalı Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar

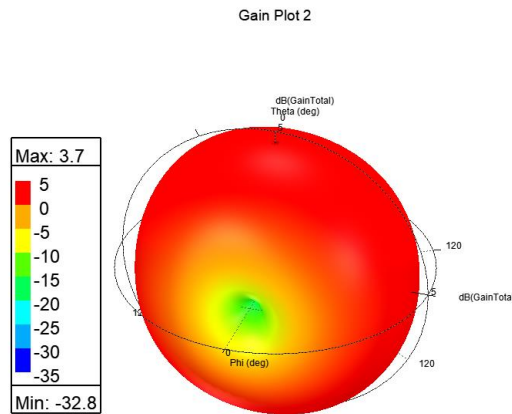
HFSS programı üzerinde modellenen anten simülasyon sonucuna göre PIN diyot kapalı konumda iken 5.25-8.38 GHz aralığından çalışmaktadır. 6.5 GHz Frekansındaki geri dönüş kaybı -28.15 dB ve bant genişliği 3.13 GHz olarak hesaplanmıştır. Simülasyon ve ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı grafikleri Şekil 4.15’te gösterilmiştir.





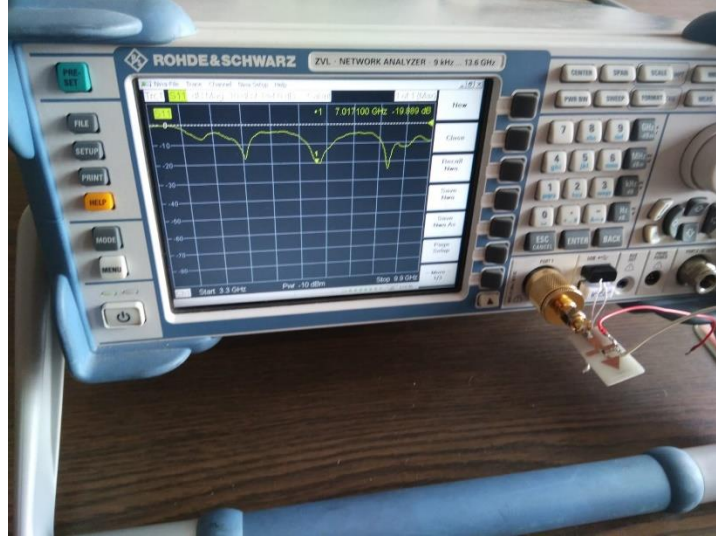
Şekil 4.15. Geri dönüş kaybı grafikleri (a) simülasyon sonucu (b) simülasyon-ölçüm karşılaştırması

PIN diyot kapalı konumdayken mikroşerit antenin simülasyon sonucu oluşturulan 3B kazanç grafiği Şekil 4.16'da gösterilmiş ve kazancı 6.5 GHz'de 3.7 dB olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.16. Üç boyutlu kazanç grafiği

PIN diyot kapalı konumdayken network analizör ile yapılan ölçüm görüntüsü Şekil 4.17'de sunulmuştur. Network analizör ile ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı 7 GHz'de -19.88 dB'dir.



Şekil 4.17. Tasarımın network analizör ölçüm görüntüsü

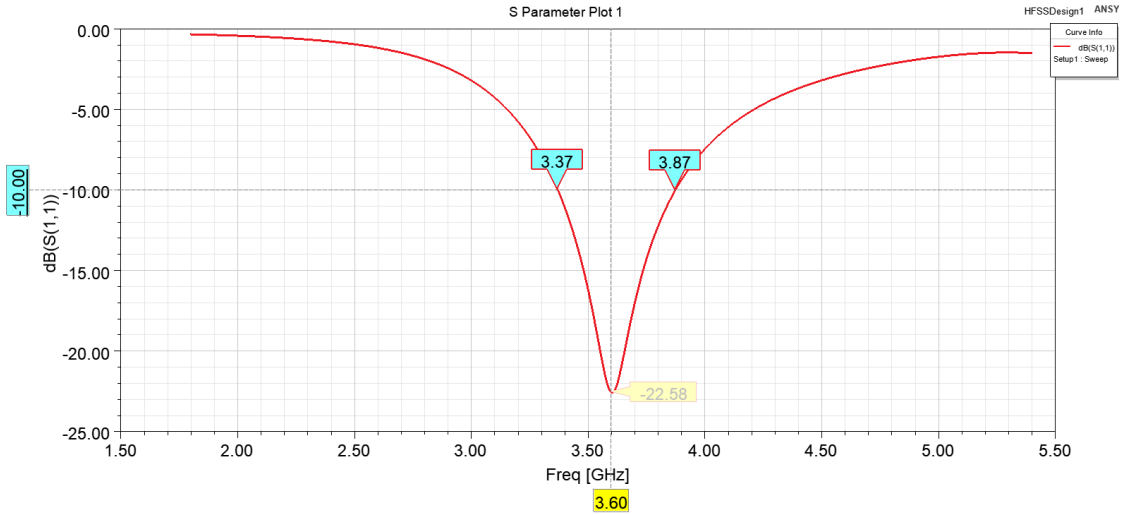
Tasarımın PIN diyot kapalı konumdayken elde edilen simülasyon sonuçları ve network analizör ölçüm sonuçları Tablo 4.6’da verilmiştir.

Tablo 4.6. Simülasyon sonuçları

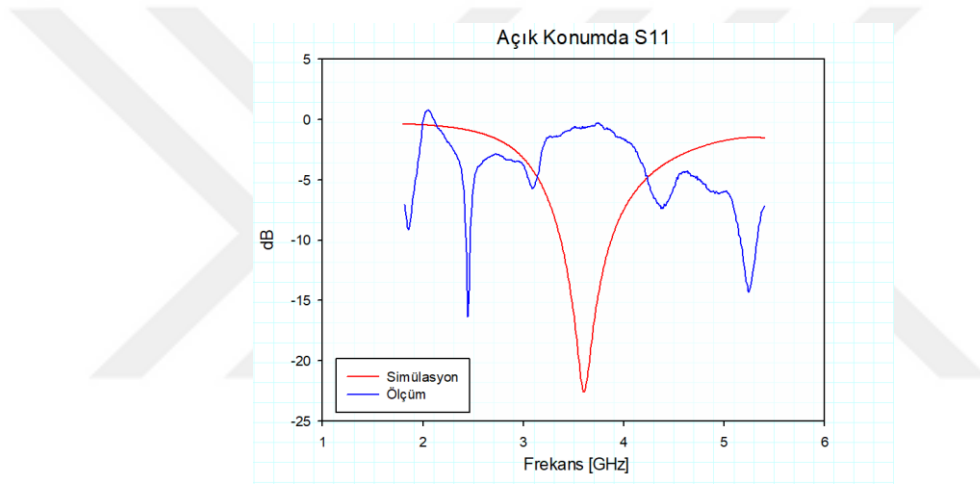
	S11 (dB)	Bant genişliği (MHz)	VSWR oranı	Kazanç (dB)
Simülasyon sonucu	-28.15	3130	1.08	3.7
Network analizör ölçümleri	-19.88	590	1.032	

4.2.1.2 PIN Diyot Açık Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar

HFSS programı üzerinde modellenen anten simülasyon sonucuna göre PIN diyot açık konumda iken 3.37-3.87 GHz aralığından çalışmaktadır. 3.6 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı -22.58 dB ve bant genişliği 500 MHz olarak hesaplanmıştır. Simülasyon ve ölçüm sonucu elde edilen geri dönüş kaybı grafikleri Şekil 4.18’de gösterilmiştir.



(a)



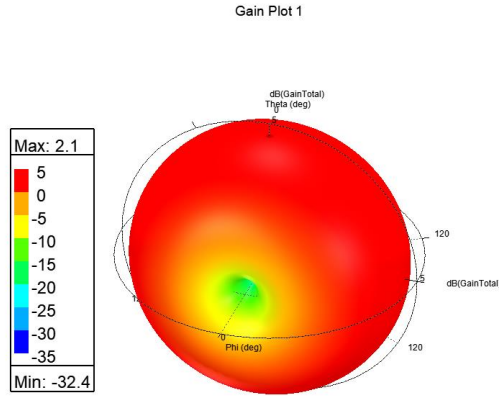
(b)

Şekil 4.18. Geri dönüş kaybı grafikleri (a) simülasyon sonucu (b) simülasyon-ölçüm karşılaştırması

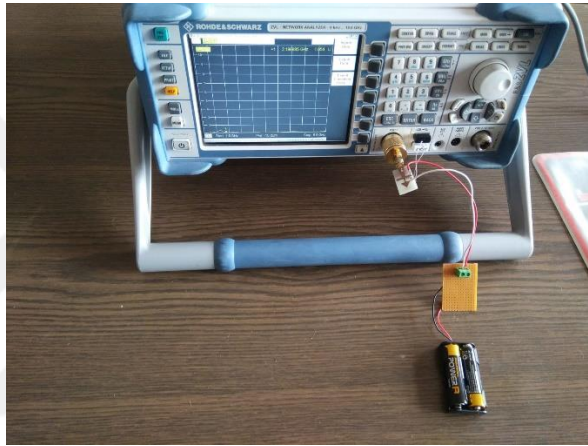
PIN diyot açık konumdayken mikroşerit antenin simülasyon sonucu oluşturulan 3B kazanç grafiği Şekil 4.19'da gösterilmiş ve kazancı 3.6 GHz'de 2.1 dB olarak hesaplanmıştır.

PIN diyot açık konumdayken network analizör ile yapılan ölçüm görüntüsü Şekil 4.20'de sunulmuştur.

Tasarımın PIN diyot açık konumdayken elde edilen simülasyon sonuçları ve network analizör ölçüm sonuçları Tablo 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.19. Üç boyutlu kazanç grafiği



Şekil 4.20. Tasarımın network analizör ölçüm görüntüsü

Tablo 4.7. Simülasyon sonuçları

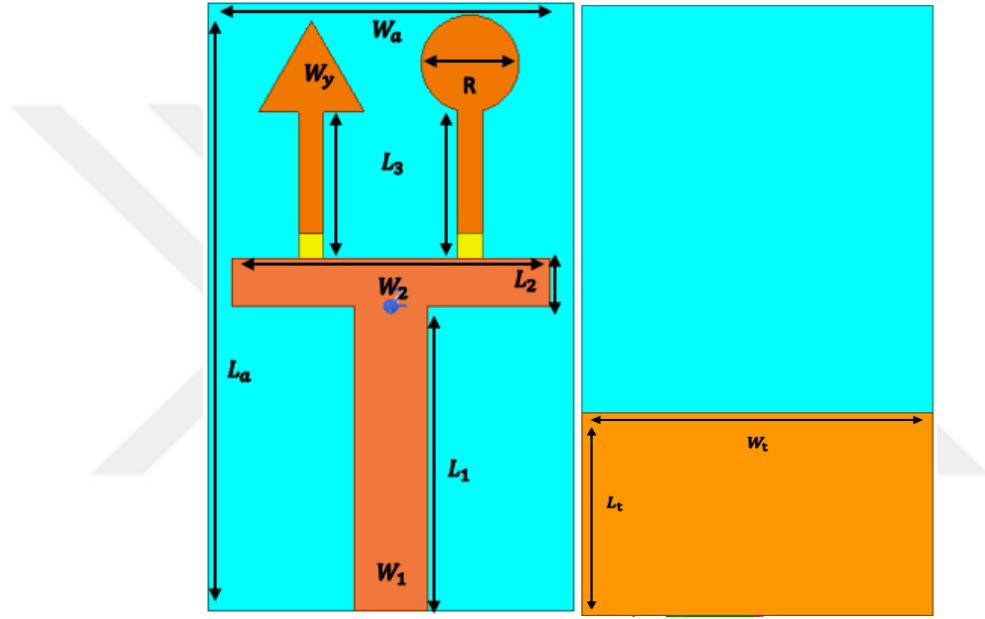
	S11 (dB)	Bant genişliği (Mhz)	VSWR oranı	Kazanç (dB)
Simülasyon sonucu	-22.58	500	1.16	2.1
Network analizör ölçümleri	-16.38	50	1.17	

4.2.2. Üçgen ve Dairesel Yamalı Uyarlanabilir Frekans Seçici Mikroşerit Anten Tasarımı

Yama ve toprak düzlemi için bakır, dielektrik alttaş için dielektrik sabiti $\epsilon_r = 4.4$ ve kalınlığı $h_a = 1.6$ mm olan FR4 malzeme seçilmiştir. Şekil 4.21’de tasarımın ön ve arka yüzü gösterilmiştir. Ön yüzdeki kahve rengi bölgeler bakır mikroşerit yamaları, 1x1

mm boyutundaki sarı bölgeler ise PIN diyot eşdeğer devrelerini, ön ve arka yüzdeki mavi bölgeler ise FR4 alttaşı ve arka yüzdeki turuncu bölge toprak yüzeyi göstermektedir. Tasarımda kullanılan alttaş $W_a = 15$ mm genişliğinde ve $L_a = 30$ mm uzunluğunda modellenmiştir.

Tasarımda kenar uzunluğu $W_y = 4.33$ mm eşkenar üçgen ve çap uzunluğu $R = 4$ mm olan dairesel yama bulunmaktadır. Her iki yamada pin diyot ile T şeklindeki yamaya bağlanmaktadır. Arka yüzde yer alan bakır toprak düzlemi genişliği $W_t = 15$ mm ve toprak düzlemi uzunluğu ise $L_t = 10$ mm'dir.



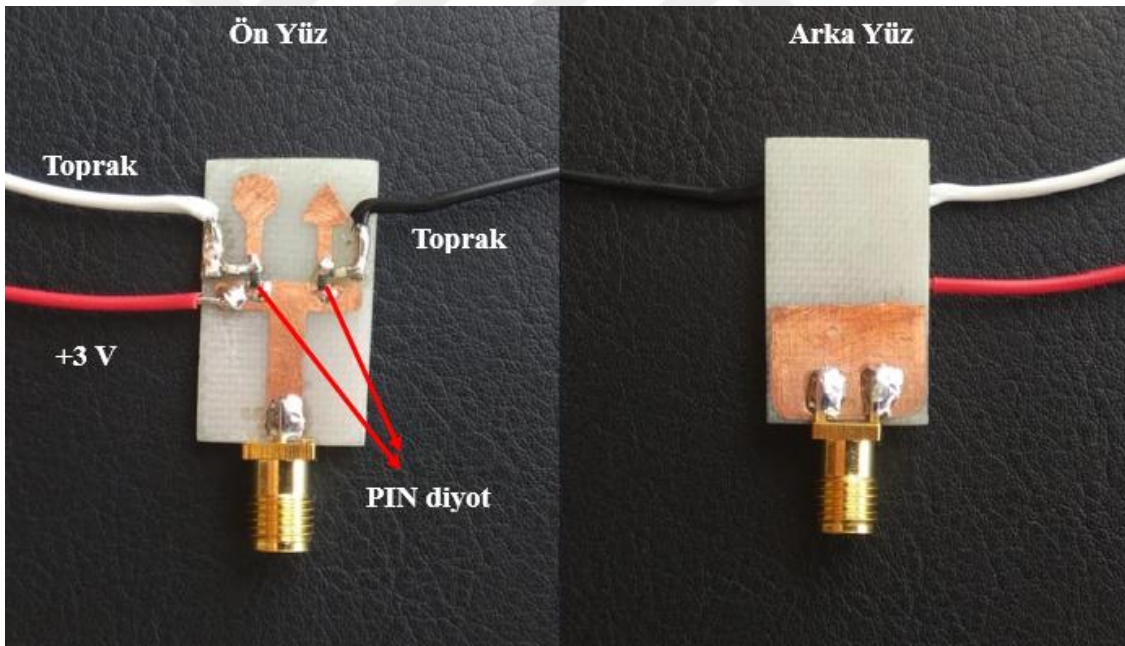
4.21. Uyarlanabilir frekans seçici anten tasarımı ön ve arka yüzü

Eşkenar üçgen yama ve dairesel yama uyarlanabilir frekans seçici mikroşerit yama antene ait tasarım parametreleri Tablo 4.8'de sunulmuştur.

Eşkenar üçgen ve dairesel yamalı uyarlanabilir frekans seçici anten tasarımının baskı devresinin ön yüz ve arka yüz görünümü Şekil 4.22'de verilmiştir.

Tablo 4.8. Anten tasarım parametreleri

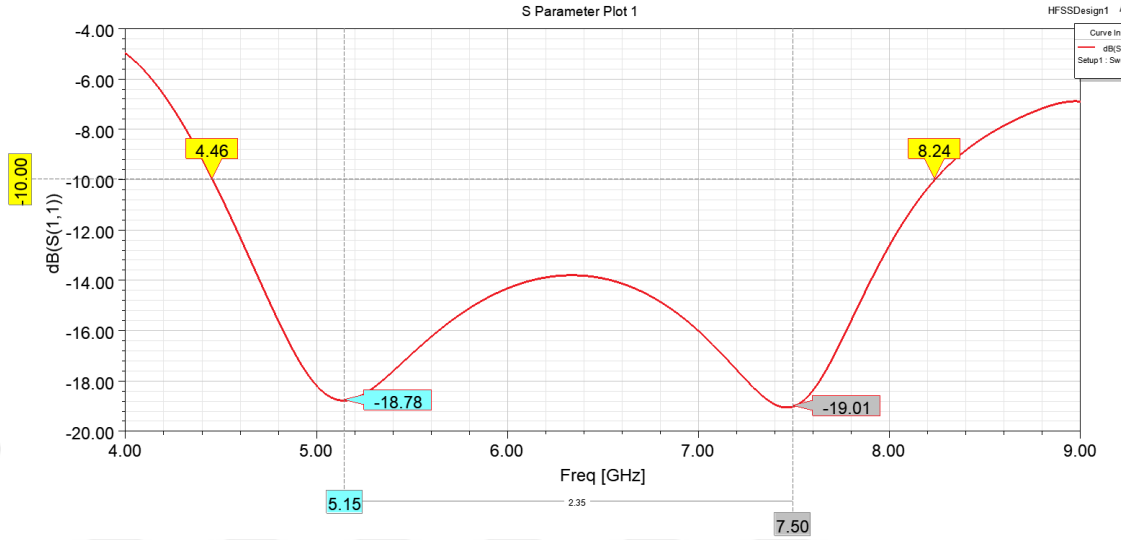
Anten Tasarım Parametreleri	Kısaltmaları	Boyutları (mm)
Eşkenar Üçgen Yama Kenarı	w_y	7.79
Dairesel Yamamın Çapı	R	4
Altaş Genişliği	w_a	15
Altaş Uzunluğu	L_a	30
Altaş Kalınlığı	h_a	1.6
Toprak Yüzey Genişliği	w_t	15
Toprak Yüzey Uzunluğu	L_t	10
Besleme Hattı Genişliği	w_1	3
Besleme Hattı Uzunluğu	L_1	12.5
Besleme Hattı ile PIN Diyot Arasındaki Yama Genişliği	w_2	1
Besleme Hattı ile PIN Diyot Arasındaki Yama Uzunluğu	L_2	10.5
PIN Diyot ile Yamalar Arasındaki Bağlantı Uzunluğu	L_3	5

**Şekil 4.22.** Tasarımın ön ve arka yüzü

4.2.2.1 Her İki PIN Diyot Kapalı Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar

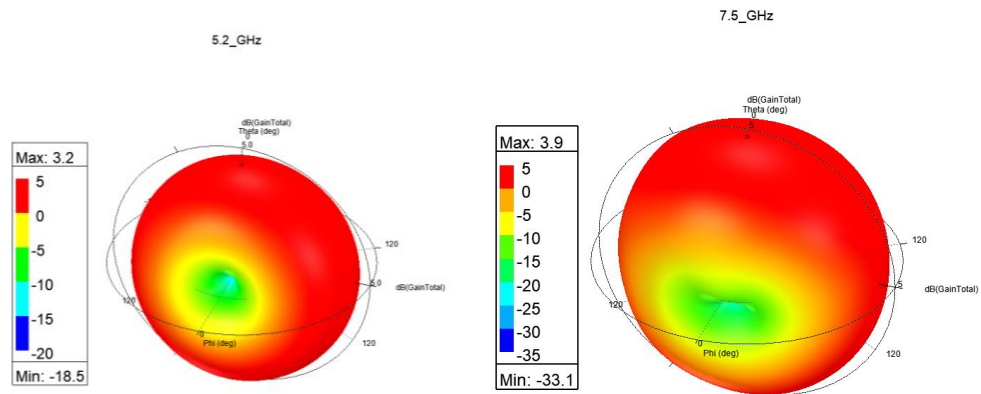
HFSS programı üzerinde modellenen anten simülasyon sonucuna göre her iki PIN diyot kapalı konumda iken 4.46-8.24 GHz aralığından çalışmaktadır. 5.15 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı -18.78 dB ve 7.5 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı ise

-19.01 dB'dir. Tasarımın PIN diyotlar kapalı iken bant genişliği 3780 MHz olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.23'te geri dönüş kaybı grafiği gösterilmiştir.



Şekil 4.23. Geri dönüş kaybı grafiği

PIN diyotlar kapalı konumdayken mikroşerit antenin simülasyon sonucu 5.2 GHz'deki kazancı 3.2 dB ve 7.5 GHz'deki kazancı 3.9 dB'dir. Tasarıma ait 3B kazanç grafikleri Şekil 4.24'te gösterilmiştir.

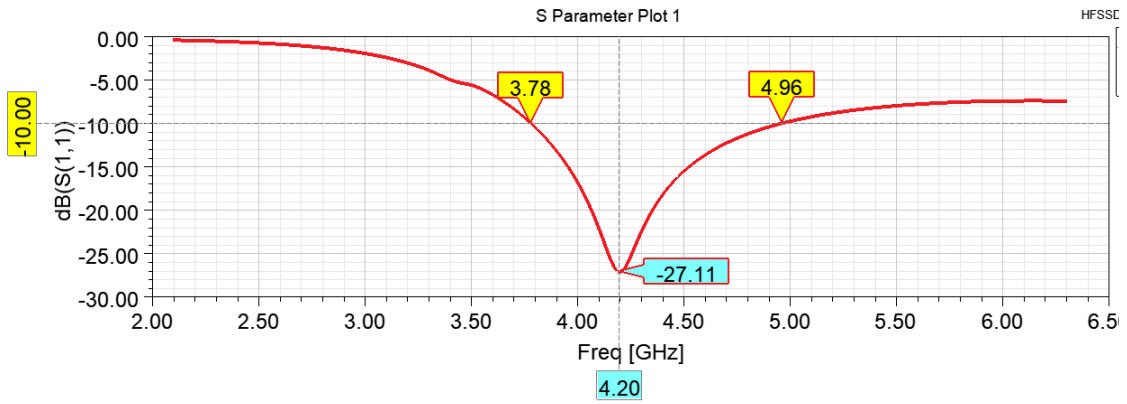


Şekil 4.24. Üç boyutlu kazanç grafiği

4.2.2.2 Her İki PIN Diyot Açık Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar

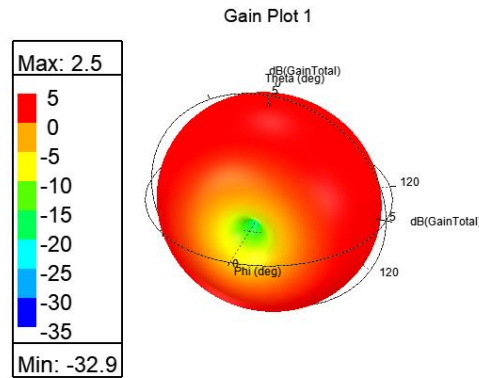
HFSS programı üzerinde modellenen anten simülasyon sonucuna göre her iki PIN diyot açık konumda iken 3.78-4.96 GHz aralığından çalışmaktadır. 4.2 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı -27.11 dB'dir. Tasarımın PIN diyotlar açık iken bant

genişliği 1180 MHz olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.25'te geri dđnüş kaybı grafiği gösterilmiştir.



Şekil 4.25. Geri dđnüş kaybı grafiği

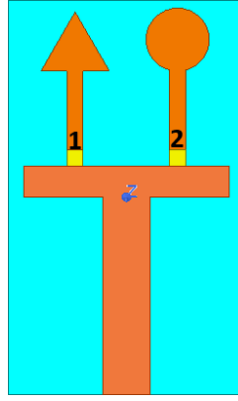
PIN diyotlar açık konumdayken mikroşerit antenin simülasyon sonucu 4.2 GHz'deki kazancı 2.5 dB'dir. Tasarıma ait 3B kazanç grafikleri Şekil 4.26'da gösterilmiştir.



Şekil 4.26. Üç boyutlu kazanç grafiği

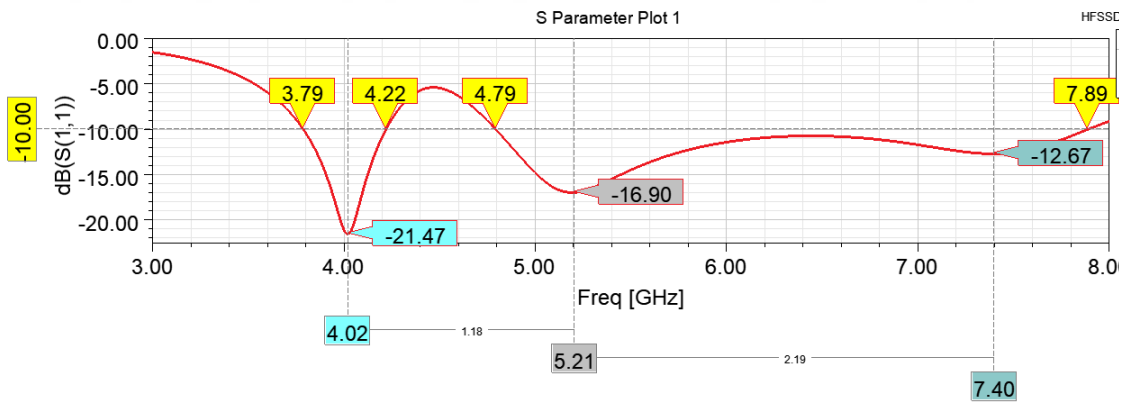
4.2.2.3 Bir Numaralı PIN Diyot Açık İki Numaralı PIN Diyot Kapalı Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar

PIN diyotlar Şekil 4.27'de görüldüğü gibi üçgen yamaya ait PIN diyot 1 numara dairesel yamaya ait PIN diyot 2 numara olarak belirlenmiştir. Bir numaralı PIN diyot açık ve iki numaralı PIN diyot kapalı konumdayken elde edilen sonuçlar sunulmuştur.



Şekil 4.27. PIN diyot numaraları

HFSS programı üzerinde modellenen anten simülasyon sonucuna göre 1 numaralı PIN diyot açık 2 numaralı PIN diyot kapalı konumda iken 3.79-4.22 GHz ve 4.79-7.89 GHz aralığında çalışmaktadır. 4 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı -21.47, 5.21 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı -16.9 dB ve 7.4 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı -12.67 dB'dir. Tasarımın 3.79-4.22 GHz aralığındaki bant genişliği 430 MHz ve 4.79-7.89 GHz aralığındaki bant genişliği 3100 MHz olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.28'de geri dönüş kaybı grafiği gösterilmiştir.

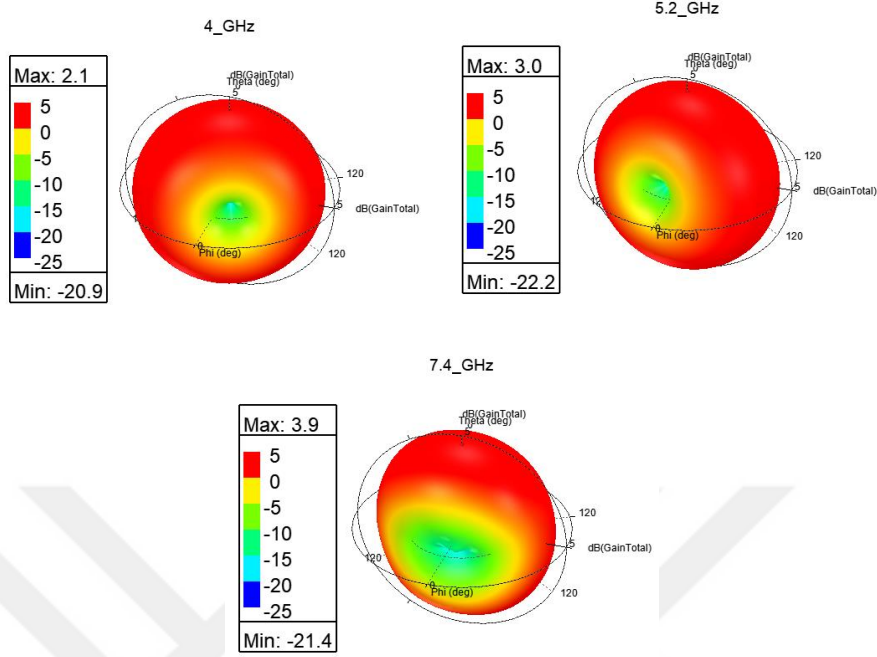


Şekil 4.28. Geri dönüş kaybı grafiği

Tasarlanan antenin simülasyon sonucunda 4 GHz frekansındaki duran dalga oranı 1.19, 5.21 GHz frekansındaki duran dalga oranı 1.33 ve 7.4 GHz frekansındaki duran dalga oranı 1.61 olarak hesaplanmıştır.

PIN diyotlar açık konumdayken mikroşerit antenin simülasyon sonucu 4 GHz frekansındaki kazancı 2.1 dB, 5.21 GHz frekansındaki kazancı 3 dB ve 7.4 GHz

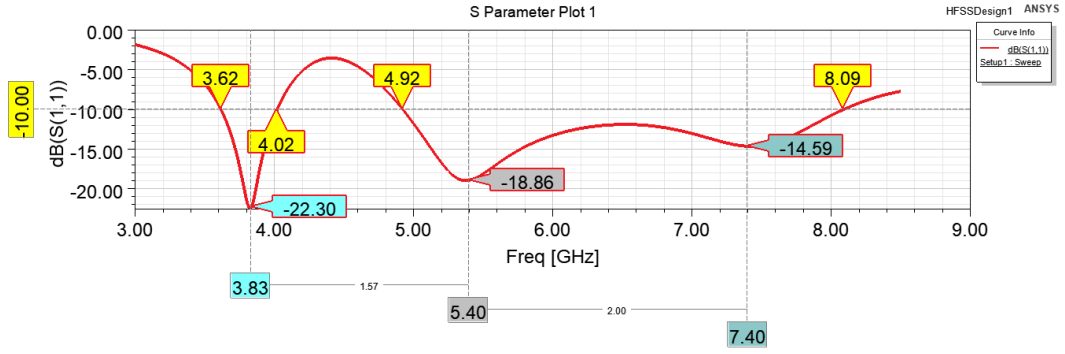
frekansındaki kazancı 3.9 dB'dir. Tasarıma ait 3B kazanç grafikleri Şekil 4.29'da gösterilmiştir.



Şekil 4.29. Üç boyutlu kazanç grafikleri

4.2.2.4 Bir Numaralı PIN Diyot Kapalı İki Numaralı PIN Diyot Açık Konumdayken Elde Edilen Sonuçlar

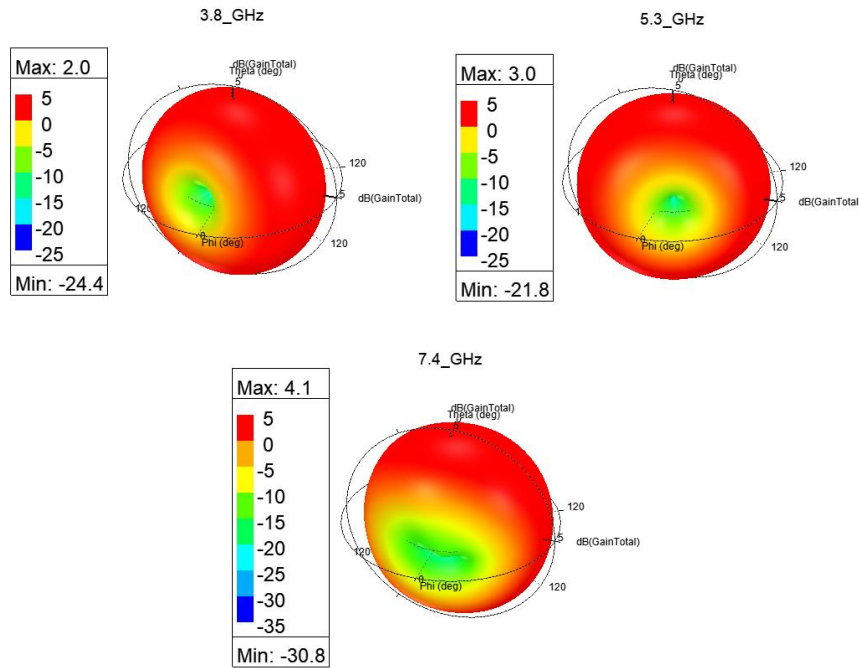
HFSS programı üzerinde modellenen anten simülasyon sonucuna göre 1 numaralı PIN diyot kapalı 2 numaralı PIN diyot açık konumda iken 3.62-4.02 GHz ve 4.92-8.09 GHz aralığında çalışmaktadır. 3.83 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı -22.30, 5.4 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı -18.86 dB ve 7.4 GHz frekansındaki geri dönüş kaybı -14.59 dB'dir. Tasarımın 3.62-4.02 GHz aralığındaki bant genişliği 400 MHz ve 4.92-8.09 GHz aralığındaki bant genişliği 3170 MHz olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.30'da geri dönüş kaybı grafiği gösterilmiştir.



Şekil 4.30. Geri dönüş kaybı grafiği

Tasarlanan antenin simülasyon sonucunda 3.83 GHz frekansındaki duran dalga oranı 1.17, 5.4 GHz frekansındaki duran dalga oranı 1.26 ve 7.4 GHz frekansındaki duran dalga oranı 1.46 olarak hesaplanmıştır.

PIN diyotlar açık konumdayken mikroşerit antenin simülasyon sonucu 3.8 GHz frekansındaki kazancı 2 dB, 5.21 GHz frekansındaki kazancı 3 dB ve 7.4 GHz frekansındaki kazancı 4.1 dB'dir. Tasarıma ait 3B kazanç grafikleri Şekil 4.31'de gösterilmiştir.



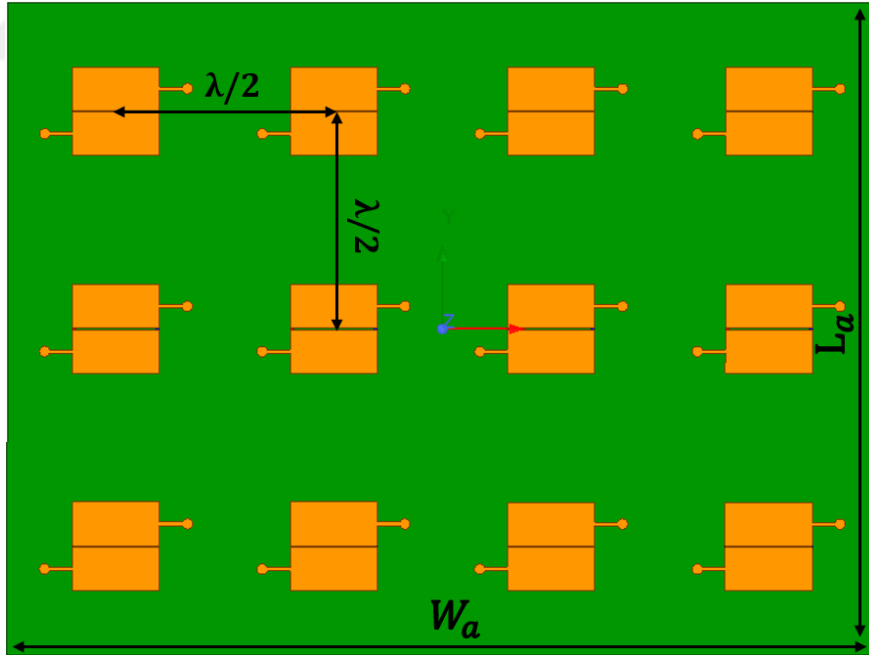
Şekil 4.31. Üç boyutlu kazanç grafikleri

4.3. Akıllı Yansıtıcı Yüzey Tasarımı

2.4 GHz’de çalışması için tasarlanan IRS tasarımında yamalar ve toprak düzlemi için bakır, dielektrik alttaşı için dielektrik sabiti $\epsilon_r= 4.4$ ve kalınlığı $h_a= 1.6$ mm olan FR4 malzeme seçilmiştir. Şekil 4.32’de görülen turuncu bölgeler bakır mikroserit yamaları, yeşil bölgeler ise FR4 alttaşı göstermektedir. Tasarımda kullanılan alttaşı $W_a= 250$ mm genişliğinde ve $L_a= 187.5$ mm uzunluğunda modellenmiştir. Arka yüzde yer alan bakır toprak düzlemi de alttaşı ile eş boyutludur.

Dizi antenlerde yamalar arası mesafe çalışma frekansına bağlı olan λ ile doğrudan ilişkilidir. Dizi antenlerde ardışık yamalar arası mesafe literatürde de kabul gören $\lambda/2$ olarak ayarlanmıştır. Tasarımın çalışma frekansı 2.4 GHz’e göre aşağıdaki denklem kullanılarak $\lambda/2 = 62.5$ mm olarak belirlenmiştir. Denklemden λ ifadesi dalga boyunu, c ifadesi ışığın boşluktaki hızını ve f ifadesi çalışma frekansını göstermektedir.

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (4.1)$$

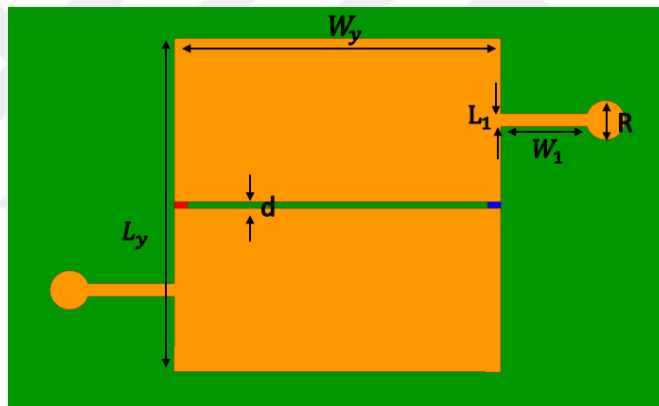


Şekil 4.32. IRS tasarımı

IRS tasarımı 3x4 toplam 12 yamadan oluşmaktadır. Her bir yama yüzeyinde $d = 0.5$ mm boyunda ve $W_y= 25$ mm genişliğinde açıklık bulunmaktadır. Bu açıklıkların iki

ucunda gelen sinyalin faz açısını değiştirmek amacıyla, her bir yamada 2 adet olmak üzere toplamda 24 adet Skyworks'ün SC-79 kılıf SMV1249-079LF modeli varaktör diyot kullanılmıştır. Bu varaktör diyotların kapasite değerlerini kontrol etmek amacıyla toplam 12 PWM sinyal çıkışına sahip iki adet Arduino Uno kullanılmıştır. 0-5 Volt aralığında üretilen PWM sinyaller alçak geçiren filtreden geçirilerek varaktör diyotlar beslenmiştir. Bu sayede PWM sinyalin genliği değiştirilerek varaktör diyotları kapasite değerleri ayarlanmış ve gelen sinyalin faz açısını değiştirilmiştir.

HFSS programı üzerinde tasarlanan IRS üzerindeki yamalar ve her bir yamadaki kırmızı ve mavi renk ile temsil edilen varaktör diyotlar Şekil 4.33'te detaylı olarak gösterilmiştir. Yama genişliği W_y , yama uzunluğu L_y , yamanın tam ortasında oluşturulan boşluğun uzunluğu d , varaktör diyotları beslemek için kullanılacak bağlantı noktalarının genişliği W_1 , uzunluğu L_1 ve dairesel bölgenin çapı R ile gösterilmiştir. IRS tasarım parametreleri Tablo 4.9'da verilmiştir.

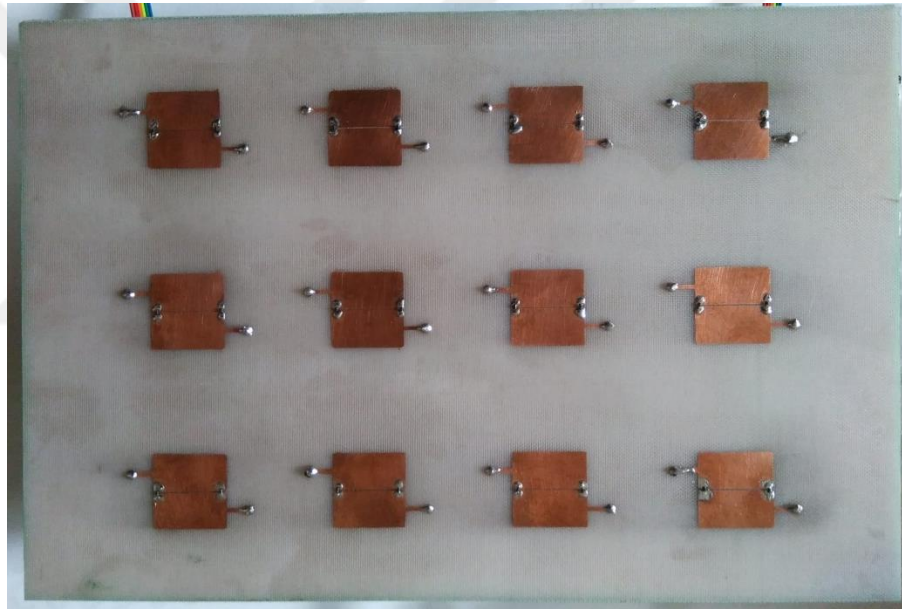


Şekil 4.33. Yansıtıcı yamaların detaylı görünümü

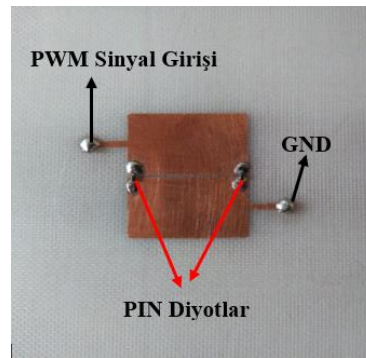
Baskı devre yöntemi ile üretilen IRS'in ön yüzü Şekil 4.34'te gösterilmiştir. Yansıtıcı yamaların detaylı görünümü Şekil 4.35'te verilmiştir. IRS'in arka yüzünde yer alan RC alçak geçiren filtre ve varaktör diyotları kontrol etmek için kullanılan mikrodenetleyici Arduino Uno Şekil 4.36'da gösterilmiştir.

Tablo 4.9. IRS tasarım parametreleri

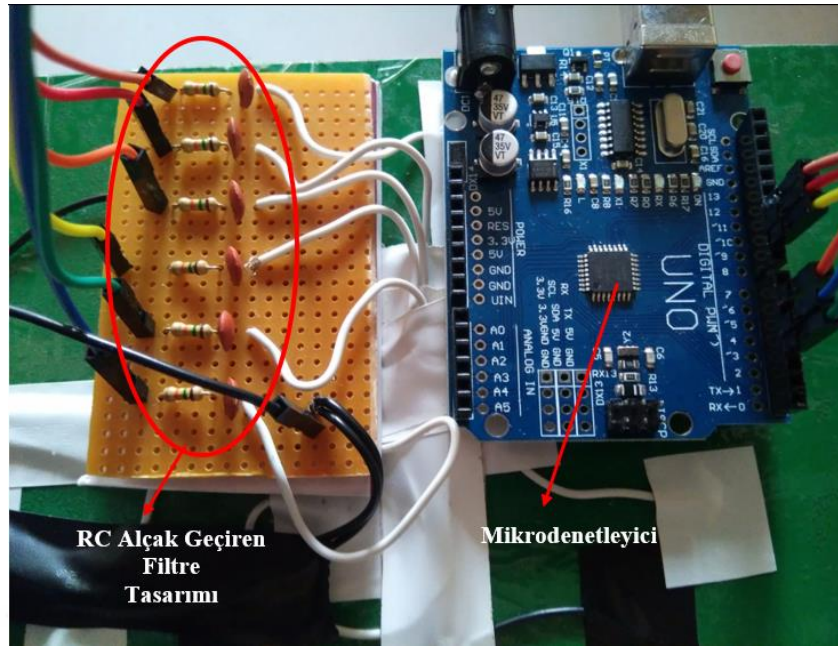
Yansıtıcı Yüzey Tasarım Parametreleri	Kısaltmaları	Boyutları (mm)
Yama Genişliği	w_y	25
Yama Uzunluğu	L_y	25.5
Alttaş Genişliği	w_a	250
Alttaş Uzunluğu	L_a	187.5
Alttaş Kalınlığı	h_a	1.6
Yama Arasında Oluşturulan Boşluğu Uzunluğu	d	0.5
Varaktör Diyotun Besleme Hattı Uzunluğu	L_1	6.14
Varaktör Diyotun Besleme Hattı Genişliği	w_1	1
Yamalar Arası Mesafe	λ_1	62.5
Dairesel Bağlantı Noktasının apı	R	4



şekil 4.34. IRS tasarımının ön yüzü



şekil 4.35. Yansıtıcı yama



Şekil 4.36. Alçak geçiren filtre tasarımı ve mikrodenetleyici

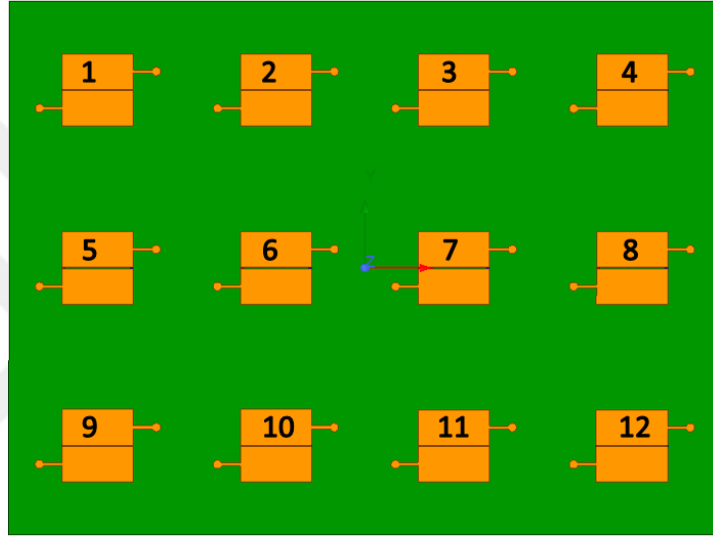
Tasarımda kullanılan Skyworks firmasının SMV1249-079LF modeli varaktör diyotun kataloğunda verilen 0-5 Volt arası 0.5 Volt hassasiyetle elde edilen farklı kapasite değerleri Tablo 4.10'da verilmiş ve bu değerlere göre eşdeğer devresi simülasyon üzerinde oluşturulmuştur.

Tablo 4.10. Uygulanan ters gerilime göre varaktör diyotun kapasite değerleri

Ters Gerilim Değeri (V)	Kapasite değeri (pF)
0	37.35
0.5	25.88
1	18.18
1.5	12.08
2	7.27
2.5	4.44
3	3.40
3.5	2.96
4	2.72
4.5	2.51
5	2.38

4.3.1. Akıllı Yansıtıcı Yüzey Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde öncelikle IRS'nin yansıtıcı özelliğini incelemek için kaynak anten olarak HFSS üzerinde 2.4 GHz'de çalışan boynuz anten tasarlanmıştır. Kaynak antenden gelen sinyalin yansıtıcı yüzey üzerindeki etkilerini görmek için Şekil 4.37'deki gibi yamalar numaralandırılmıştır ve bu numaralara göre üzerinde bulunan varaktör diyotların kapasite değerleri değiştirilerek farklı senaryolar oluşturulmuştur. Bu senaryolara ait simülasyon sonuçları sunulmuştur.

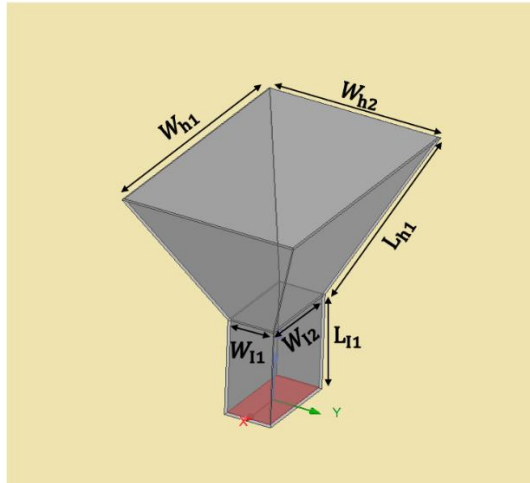


Şekil 4.37. IRS'deki yamaların numaraları

4.3.1.1. Boynuz Anten Tasarımı ve Simülasyon Sonuçları

Boynuz anten piramit biçimindeki boynuz kısmı ve ışırma kutusu olmak üzere iki yapıdan oluşmaktadır. Piramit biçimindeki boynuz antenin HFSS tasarımı Şekil 4.38'de gösterilmiştir. Boynuz genişliği W_{h1} , boynuz uzunluğu W_{h2} ve boynuz yüksekliği L_{h1} ile gösterilmiştir. Işırma kutusunun genişliği W_{l1} , uzunluğu W_{l2} ve yüksekliği L_{l1} ile gösterilmiştir. Işırma kutusunun tabanında bulunan kırmızı kısım dalga portunu temsil etmektedir.

Boynuz anten tasarımına ait parametreler Tablo 4.11'de verilmiştir.



Şekil 4.38. boynuz antenin HFSS tasarımı

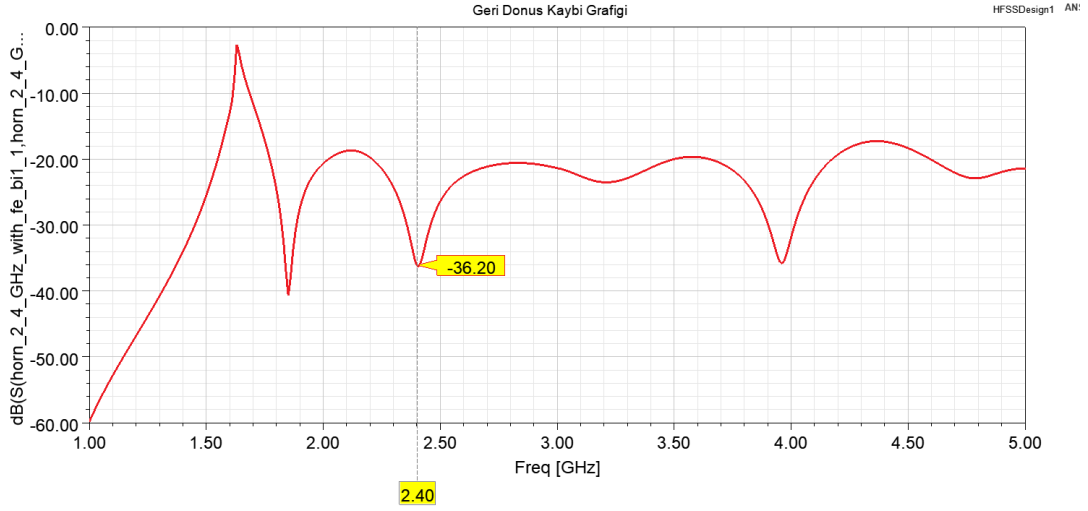
Tablo 4.11. Boynuz antenin parametreleri

Boynuz Anten Tasarım Parametreleri	Kısaltmaları	Boyutları (mm)
Boynuz Genişliği	w_{h1}	272
Boynuz Uzunluğu	w_{h2}	182
Boynuz Yüksekliği	L_{h1}	184.49
Işıma Kutusu Genişliği	W_{11}	46
Işıma Kutusu Uzunluğu	W_{12}	92
Işıma Kutusu Yüksekliği	L_{11}	98

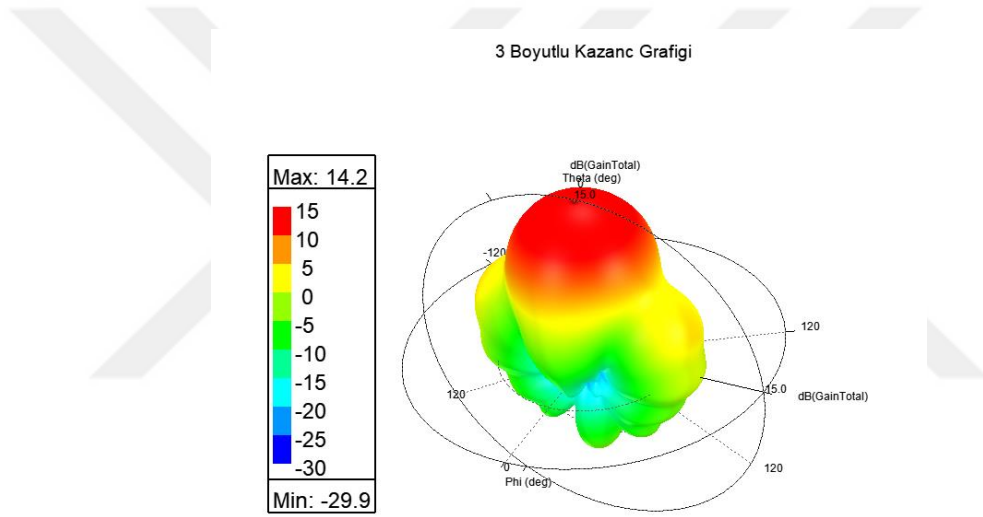
Boynuz antenin simülasyon sonucu çalışma frekansını gösteren geri dönüş kaybı grafiği Şekil 4.39'da verilmiştir. Simülasyon sonucu boynuz antenin 2.4 GHz'deki geri dönüş kaybı -36.2 dB olarak hesaplanmıştır.

Simülasyon sonucu boynuz antenin 2.4 GHz'deki kazancı 14.2 dB olarak hesaplanmıştır. Simülasyon sonucuna ait üç boyutlu kazanç grafiği Şekil 4.40'ta verilmiştir.

Simülasyon sonucu boynuz antenin 2.4 GHz'deki duran dalga oranı 1.03 olarak hesaplanmıştır.



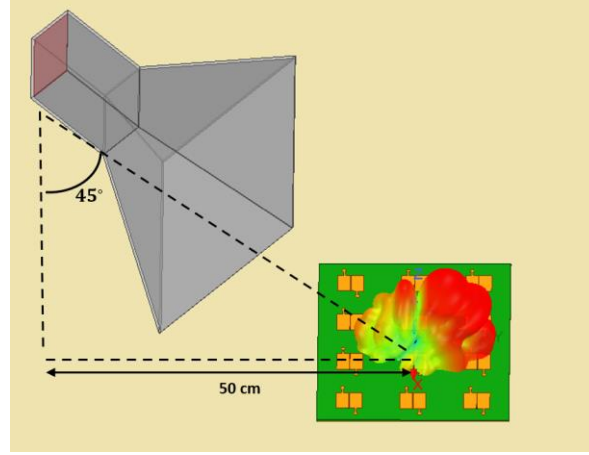
Şekil 4.39. Boynuz antenin geri dönüş kaybı grafiği



Şekil 4.40. Boynuz antenin üç boyutlu kazanç grafiği

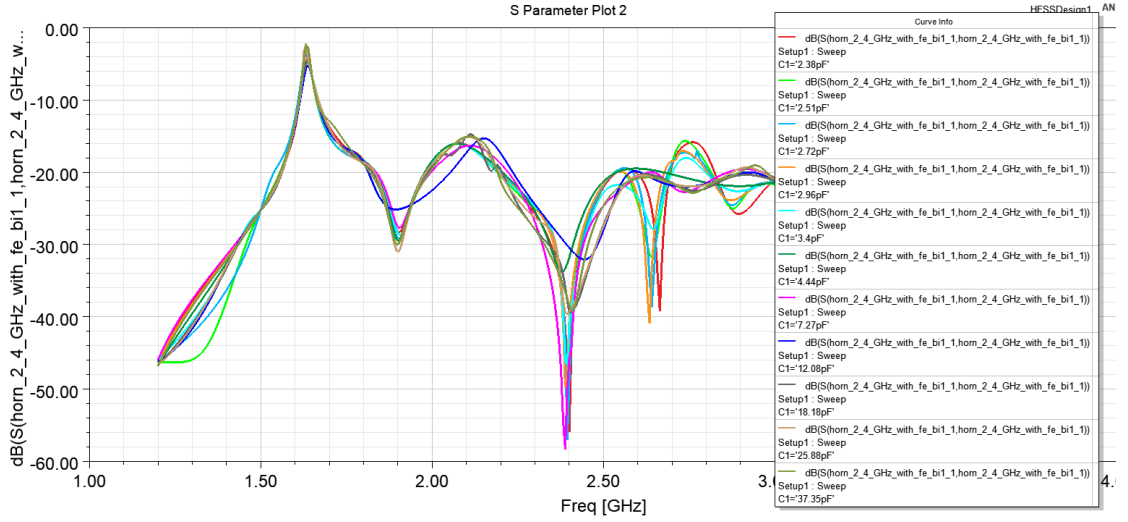
4.3.1.2 IRS Simülasyonu Bir Numaralı Senaryo

Bu senaryoda IRS üzerinde bulunan bütün varaktör diyotlar aynı kapasite değerine sahip olacak şekilde HFSS programı ile simüle edilmiştir. 0-5 Volt arası 0.5 Volt hassasiyet ile uygulanan ters gerilime karşılık kapasite değerleri Tablo 4.10'da verilmiştir. Tablo 4.10'daki kapasite değerlerine göre gerçekleştirilen simülasyon ortamı Şekil 4.41'de gösterilmiştir.



Şekil 4.41. Simülasyon ortamı

Kaynak anten olan boynuz anten simülasyonda yansıtıcı yüzeyden 50 cm uzağa ve 45 derece eğimle yerleştirilmiştir. Varaktör diyotların kapasite değerlerine göre oluşan geri dönüş kaybı grafiği Şekil 4.42’de verilmiştir.



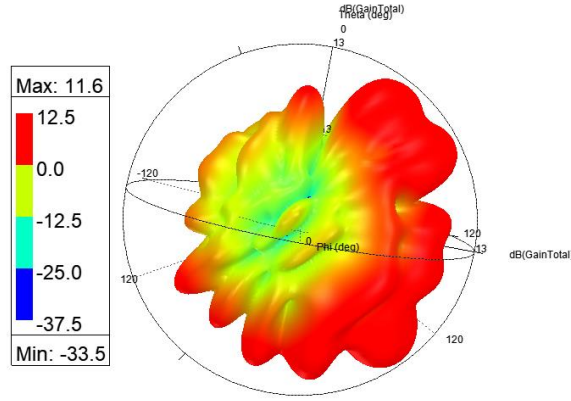
Şekil 4.42. Geri dönüş kaybı grafiği

Varaktör diyotun 0-5 Volt arası kapasite değerine karşılık gelen geri dönüş kaybı Tablo 4.12’de gösterilmiştir. Tablo 4.12’de görüldüğü gibi en düşük geri dönüş kaybı Varaktör diyotun 0.5 Volt ile beslendiğinde sahip olduğu 2.38 pF değerinde -55.90 dB olarak elde edilmiştir.

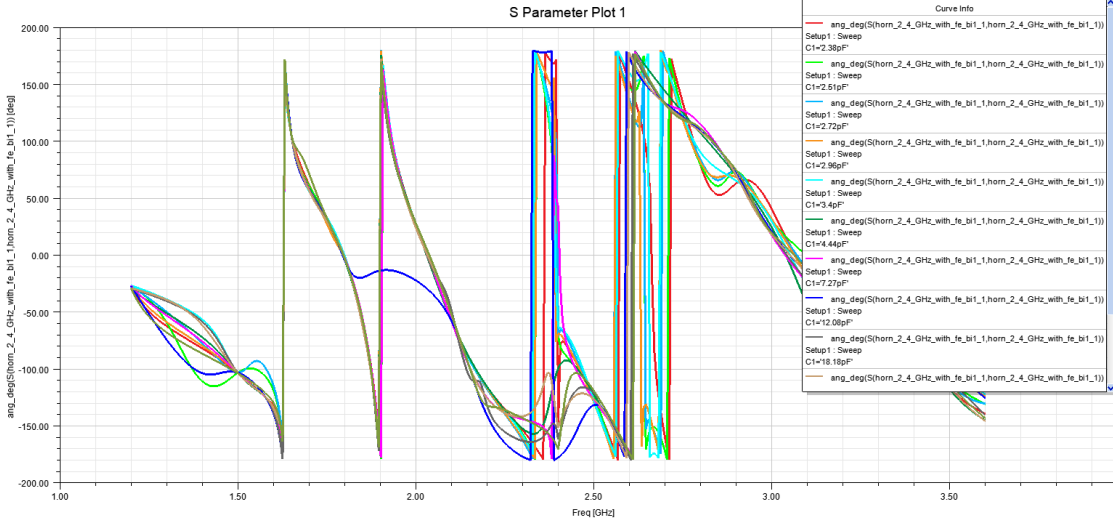
Tablo 4.12. Kapasite değerlerine göre elde edilen geri dönüş kaybı tablosu

Ters Gerilim Değeri (V)	Varaktör Diyotların Kapasite Değerleri (pF)	Geri Dönüş Kaybı (dB)
0	37.35	-38.40
0.5	25.88	-39.21
1	18.18	-39.39
1.5	12.08	-30.45
2	7.27	-45.72
2.5	4.44	-31.75
3	3.40	-40.95
3.5	2.96	-40.48
4	2.72	-48.57
4.5	2.51	-42.61
5	2.38	-55.90

Simülasyon sonucu IRS'in kazanç değeri 11.6 dB olarak hesaplanmış elde edilen 3 boyutlu kazanç grafiği Şekil 4.43'te verilmiştir.

**Şekil 4.43.** Yansıtıcı yüzeyin kazanç grafiği

IRS'in 2.4 GHz'deki varaktör diyotun 0-5 Volt aralığındaki kapasite değerlerine göre oluşan faz açıları Tablo 4.13'te, faz açılara göre oluşturulan S11 grafiği Şekil 4.44'te gösterilmiştir. Sinyalin faz açılarının varaktör diyotun kapasite değerlerine göre değiştiği yani faz kaydırma işlemini gerçekleştirdiği görülmektedir.



Şekil 4.44. Faz açılara göre oluşturulan S11 grafiği

Tablo 4.13. Varaktör diyotun kapasite değerlerine göre oluşan faz açıları

Ters Gerilim Değeri (V)	Varaktör Diyotların Kapasite Değerleri (pF)	Faz Açıları (derece)
0	37.35	-170
0.5	25.88	-151.48
1	18.18	-161.35
1.5	12.08	-177.68
2	7.27	42.45
2.5	4.44	-99.41
3	3.40	-63.36
3.5	2.96	-68.80
4	2.72	-71.03
4.5	2.51	-71.33
5	2.38	-146.63

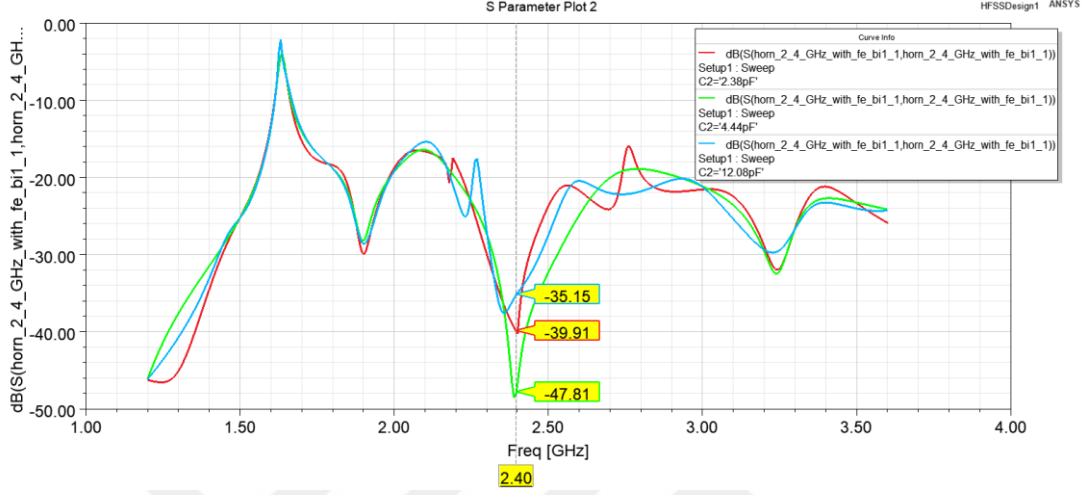
Tablo 4.13. Varaktör diyotun kapasite değerlerine göre oluşan faz açıları

4.3.1.3 IRS Simülasyonu İki Numaralı Senaryo

Bu IRS simülasyon senaryosunda Şekil 4.37'de verilen yama numaralarına göre tek sayılı yamaların üzerinde bulunan varaktör diyotun eşdeğer devresindeki kapasite değeri 37.35 pF olarak, çift sayılı yamalardaki varaktör diyotun eşdeğer devresindeki kapasite değerleri sırasıyla 2.38 pF, 4.44 pF ve 12.08 pF olarak ayarlanmıştır. Kaynak anten olan boynuz anten bir numaralı simülasyonda da olduğu gibi yansıtıcı yüzeyden 50

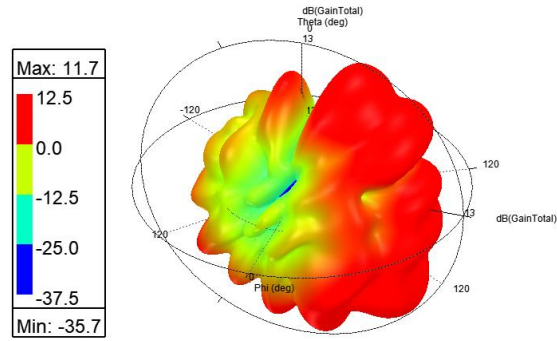
cm uzağa ve 45 derece eğimle yerleştirilmiştir. İki numaralı simülasyon senaryosuna göre elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

İki numaralı senaryoya göre oluşturulan geri dönüş kaybı grafiği Şekil 4.45'te gösterilmiştir.



Şekil 4.45. İki numaralı senaryoya ait geri dönüş kaybı grafiği

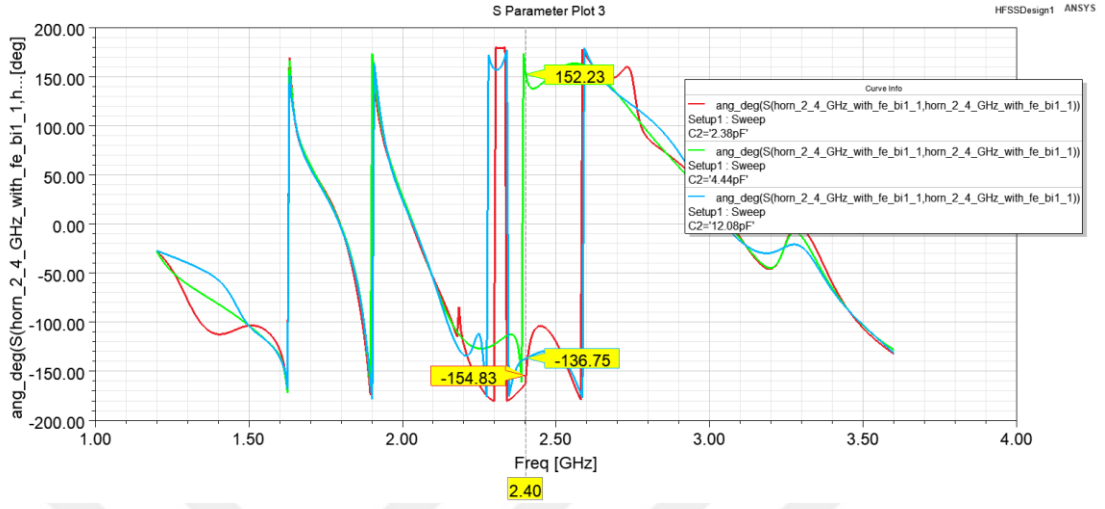
İki numaralı senaryoya göre IRS'in kazancı 11.7 dB olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.46'da 3B kazanç grafiği verilmiştir.



4.46. İki numaralı senaryoya ait 3B kazanç grafiği

Bu senaryoda da varaktör diyotun kapasite değerleri değiştirildiğinde kaynak sinyalin faz açısının değiştiği görülmüştür. Çift numaralı varaktör diyotların kapasite 2.38 pF'a ayarlandığında sinyalin faz açısı -154.83° iken aynı varaktör diyotların kapasite değeri 12.08 pF'a ayarlandığında faz açısının 18.08° kayarak -136.75° olduğu

görülmüştür. İki numaralı senaryoya göre oluşturulan ve faz kaymalarını gösteren S11 faz açısı grafiği Şekil 4.47’de verilmiştir.



4.47. İki numaralı senaryoya ait faz açısı grafiği

Tez çalışmasında IRS ile ilgili paylaşılan iki senaryo durumu değerlendirildiğinde IRS üzerinde yer alan varaktör diyotların kapasite değerleri ayarlanarak gelen sinyalin faz açısının değiştirebildiği görülmüştür.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1 Sonuçlar

Bu tez çalışmasında yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri için birçok farklı konuda çözüm sunan IRS kavramıyla birlikte IRS'lerin temelini oluşturan mikroşerit anten ve uyarlanabilir frekans seçici anten konuları ele alınmıştır.

Mikroşerit yama antenlerde özellikle Wi-Fi kablosuz ağ teknolojinin çalışma frekansları olan 2.4 GHz ve 5 GHz frekans bandında çalışan iki farklı tasarım ve bu tasarımlara ait simülasyon sonuçları ve ölçüm sonuçları verilmiştir.

IRS tasarımlarında kullanılan ve alınan sinyallerin işlenmesinde önemli rol oynayan varaktör diyot, PIN diyot vb. yarı iletken devre elemanları kullanılarak tasarlanan tek bir anten yapısıyla birden çok çalışma frekansında çalışabilen, uyarlanabilir frekans seçici anten tasarımları ortaya konmuştur. PIN diyot kullanılarak gerçekleştirilen frekans seçici anten tasarımlarının simülasyon ve ölçüm sonuçları verilmiştir.

Kapalı alanlarda kablosuz haberleşmede veri trafiği yoğun Wi-Fi ağları için, 2.4 GHz frekans bandında çalışan ve gelen sinyallerin faz açılarını değiştirebilen bir IRS tasarımı gerçekleştirilmiştir. IRS tasarımıyla yapılan simülasyon sonucunda gelen sinyallerin faz açılarının değiştiği ortaya konmuştur.

5.2 Öneriler

Bu tezde mikroşerit anten tasarımlarında, yeniden yapılandırılabilir frekans seçici anten tasarımında ve IRS tasarımında kullanılan asit çözeltilisinde istenmeyen bakır yüzeylerin çözünmesine dayanan baskı devre yönteminden kaynaklanabilecek hataların minimuma indirilmesi ve daha iyi sonuçların alınabilmesi için profesyonel baskı yöntemi kullanılabilir.

Tasarlanan IRS oldukça temel bir yapıya sahip olmakla birlikte, ülkemizde ilerleyen dönemlerde gerçekleştirilecek IRS yapılarına örnek ve temel teşkil edeceği düşünülmektedir. MEMS'lerin ve metamalzemelerin tasarıma dahil edilmesiyle çok daha gelişmiş ve esnek yapıların elde edilmesi mümkündür.

Mevcut sistemlere göre maliyeti ve enerji tüketimi düşük olan veri trafiğinin azaltılması, güvenli iletişimin sağlanması, IoT ağlarında veri ve enerji transferi, kablosuz haberleşme sinyallerinin kör noktalara aktarılması, konumlandırma, güvenli veri

alışverişi gibi birçok konuya çözüm olabilecek IRS tasarımlarının kullanımının giderek artacağı öngörülmektedir. Bu nedenle ülkemizde mutlaka bu alanda çalışmaların artırılması ve geliştirilmesi gerekmektedir.

Gelişen teknolojiyle birlikte akıllı binalar, akıllı fabrikalar, akıllı şehirler, akıllı trafik ağları vb. gibi birçok yeni alanda IRS'ler ile ilgili çalışmalar yapılmalı ve bu sistemlere IRS'lerin entegre edilmesi gerektiği düşünülmektedir.

Eşkenar üçgen yama uyarlanabilir frekans seçici akıllı mikroşerit anten tasarımı frekans seçici olarak çalışmasına rağmen simülasyon ve network analizör ölçümleri sonucunda farklı frekans aralıklarında çalıştığı görülmüştür. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarında bu farklılığın görülmesinin nedeninin baskı devrenin ve dizgi işleminin profesyonel yöntemler kullanılarak yapılmamasından kaynaklandığı düşünülmektedir. Akıllı anten tasarımı üretiminin, PCB üretimi ve dizgi işlemi yapan profesyonel firmalar aracılığıyla üretilmesi önerilmektedir. Bu sayede simülasyon sonuçlarına daha yakın gerçeklikte antenler üretilebileceği düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- Abdulhussein, A. M., Khidhir, A. H., & Naser, A. A. (2021). 2.4 GHz Microstrip Patch Antenna for S-Band Wireless Communications. *Journal of Physics: Conference Series*,
- Ataş, İ. (2019). Yüksek kazançlı mikroşerit antenlerin hfss ile modellenmesi ve tasarımı.
- Balanis, C. A. (2016). *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons.
- Björnson, E., Larsson, E. G., & Marzetta, T. L. (2016). Massive MIMO: Ten myths and one critical question. *IEEE communications magazine*, 54(2), 114-123.
- Dai, L., Wang, B., Wang, M., Yang, X., Tan, J., Bi, S., Xu, S., Yang, F., Chen, Z., & Di Renzo, M. (2020). Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results. *IEEE access*, 8, 45913-45923.
- Deschamps, G. A. (1953). Microstrip microwave antennas. Proceedings of the Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program, Oct,
- Hacımehtmet, M. (2022). X bant mikroşerit halka yama anten tasarımı ve besleme türlerine göre performanslarının değerlendirilmesi. *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 28(2), 215-221.
- Howell, J. (1975). Microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 23(1), 90-93.
- Hu, S., Rusek, F., & Edfors, O. (2018). Beyond massive MIMO: The potential of data transmission with large intelligent surfaces. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(10), 2746-2758.
- Liaskos, C., Nie, S., Tsioliariidou, A., Pitsillides, A., Ioannidis, S., & Akyildiz, I. (2018). A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces. *IEEE communications magazine*, 56(9), 162-169.
- Mumtaz, S., Rodriguez, J., & Dai, L. (2016). *MmWave massive MIMO: a paradigm for 5G*. Academic Press.
- Munson, R. (1974). Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 22(1), 74-78.
- Şenol, G. (2019). *Dizi antenlerde yan kulakçık seviyelerinin azaltılması* Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü].
- Tan, X., Sun, Z., Jornet, J. M., & Pados, D. (2016). Increasing indoor spectrum sharing capacity using smart reflect-array. 2016 IEEE International Conference on Communications (ICC),

- Tang, W., Chen, M. Z., Dai, J. Y., Zeng, Y., Zhao, X., Jin, S., Cheng, Q., & Cui, T. J. (2020). Wireless communications with programmable metasurface: New paradigms, opportunities, and challenges on transceiver design. *IEEE Wireless Communications*, 27(2), 180-187.
- Tang, W., Li, X., Dai, J. Y., Jin, S., Zeng, Y., Cheng, Q., & Cui, T. J. (2019). Wireless communications with programmable metasurface: Transceiver design and experimental results. *China Communications*, 16(5), 46-61.
- Ulu, E. (2020). *Mikrodalga bölgesinde süper-formül yaklaşımıyla mikroşerit anten tasarımları* [Fen Bilimleri Enstitüsü].
- Wu, Q., Li, G. Y., Chen, W., Ng, D. W. K., & Schober, R. (2017). An overview of sustainable green 5G networks. *IEEE Wireless Communications*, 24(4), 72-80.
- Wu, Q., & Zhang, R. (2018). Intelligent reflecting surface enhanced wireless network: Joint active and passive beamforming design. 2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM),
- Wu, Q., & Zhang, R. (2019). Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network. *IEEE communications magazine*, 58(1), 106-112.
- Zhang, S., Wu, Q., Xu, S., & Li, G. Y. (2016). Fundamental green tradeoffs: Progresses, challenges, and impacts on 5G networks. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 19(1), 33-56.
- Zou, Y., Gong, S., Xu, J., Cheng, W., Hoang, D. T., & Niyato, D. (2020). Wireless powered intelligent reflecting surfaces for enhancing wireless communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 69(10), 12369-12373.

EKLER

EK-1 Skyworks SMP1345 Serisi PIN Diyot katalogu



DATA SHEET

SMP1345 Series: Very Low Capacitance, Plastic Packaged Silicon PIN Diodes

Applications

- High isolation LNBS, WLANs, and wireless switches

Features

- Very low insertion loss: 0.4 dB
- Capacitance: 0.15 pF
- Packages rated MSL1, 260 °C per JEDEC J-STD-020



Skyworks Green™ products are compliant with all applicable legislation and are halogen-free. For additional information, refer to *Skyworks Definition of Green™*, document number SQ04-0074.






Description

The SMP1345 series of plastic packaged, surface mountable PIN diodes is designed for high volume Low-Noise Block (LNB), Wireless Local Area Network (WLAN), and switch applications from 10 MHz to 6 GHz. The short carrier lifetime of 100 ns (typical), combined with their thin I-region width of 10 μm (nominal) results in a group of fast speed RF switching PIN diodes.

The RF performance of the SMP1345 series is assured by virtue of their very low capacitance (0.15 pF) and low resistance (1.5 Ω at 10 mA).

Table 1 describes the various packages and marking of the SMP1345 series.

Table 1. SMP1345 Series Packaging and Marking

		
Common Cathode	Single	Single
SOT-23	SC-79 Green™	SOD-882 Green™
SMP1345-004LF Green™ Marking: RU3	SMP1345-079LF Marking: Cathode and CF	SMP1345-040LF Marking: U
$L_s = 1.5 \text{ nH}$	$L_s = 0.7 \text{ nH}$	$L_s = 0.45 \text{ nH}$

DATA SHEET • SMP1345 SERIES DIODES

Electrical and Mechanical Specifications

The absolute maximum ratings of the SMP1345 series are provided in Table 2. Electrical specifications are provided in Table 3.

Typical performance characteristics of the SMP1345 series are illustrated in Figures 1 through 6.

Table 2. SMP1345 Series Absolute Maximum Ratings¹

Parameter	Symbol	Minimum	Maximum	Units
Reverse voltage	V_R		50	V
Power dissipation @ 25 °C lead temperature	P_D		250	mW
Storage temperature	T_{STG}	-65	+150	°C
Operating temperature	T_A	-65	+150	°C
Electrostatic discharge: Human Body Model (HBM), Class 1B	ESD		1000	V

¹ Exposure to maximum rating conditions for extended periods may reduce device reliability. There is no damage to device with only one parameter set at the limit and all other parameters set at or below their nominal value. Exceeding any of the limits listed here may result in permanent damage to the device.

ESD HANDLING: *Although this device is designed to be as robust as possible, electrostatic discharge (ESD) can damage this device. This device must be protected at all times from ESD when handling or transporting. Static charges may easily produce potentials of several kilovolts on the human body or equipment, which can discharge without detection. Industry-standard ESD handling precautions should be used at all times.*

Table 3. SMP1345 Series Electrical Specifications¹
($T_A = +25\text{ °C}$, Unless Otherwise Noted)

Parameter	Symbol	Test Condition	Min	Typ	Max	Units
Reverse current	I_R	$V_R = 50\text{ V}$			10	μA
Capacitance	C_T	$F = 1\text{ MHz}$:				
		$V = 1\text{ V}$		0.19		pF
		$V = 5\text{ V}$		0.18	0.20	pF
Resistance	R_S	$F = 100\text{ MHz}$:				
		$I = 1\text{ mA}$		3.5		Ω
		$I = 10\text{ mA}$		1.5	2.0	Ω
Forward voltage	V_F	$I_F = 10\text{ mA}$		0.89		V
Carrier lifetime	τ_I	$I_F = 10\text{ mA}$		100		ns
I region width				10		μm

¹ Performance is guaranteed only under the conditions listed in this table.

Typical Performance Characteristics

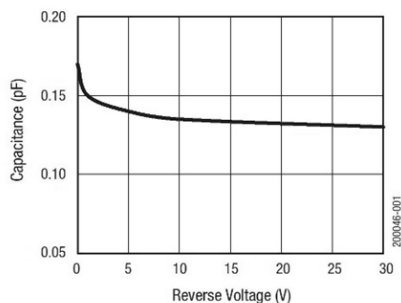


Figure 1. Total Capacitance vs Reverse Voltage

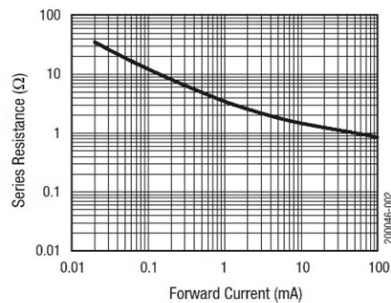


Figure 2. Series Resistance vs Current @ 100 MHz

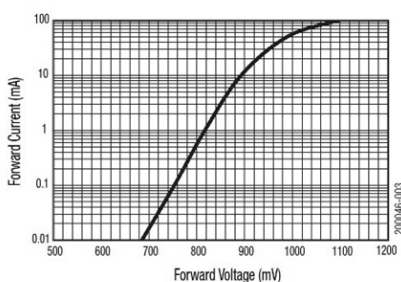


Figure 3. Forward Current vs Forward Voltage

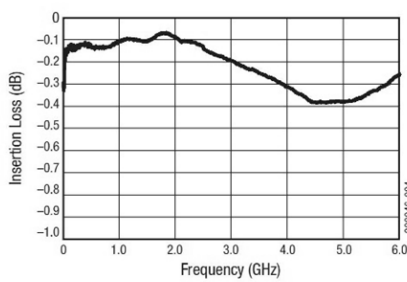


Figure 4. Insertion Loss vs Frequency (If = 10 mA)

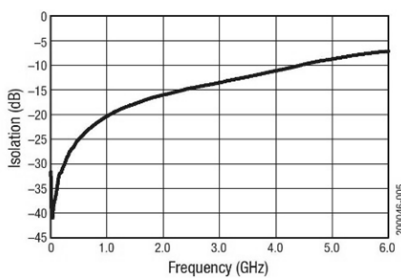


Figure 5. Isolation vs Frequency (Vr = 0 V)

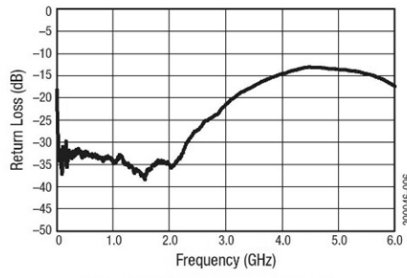


Figure 6. Return Loss vs Frequency (If = 10 mA)

DATA SHEET • SMP1345 SERIES DIODES**Package Dimensions**

Package dimensions are shown in Figures 7 to 11 (odd numbers), and tape and reel dimensions are provided in Figures 8 to 12 (even numbers).

Package and Handling Information

Instructions on the shipping container label regarding exposure to moisture after the container seal is broken must be followed. Otherwise, problems related to moisture absorption may occur when the part is subjected to high temperature during solder assembly.

The SMP1345 series is rated to Moisture Sensitivity Level 1 (MSL1) at 260 °C. It can be used for lead or lead-free soldering. For additional information, refer to the Skyworks Application Note, *Solder Reflow Information*, document number 200164.

Care must be taken when attaching this product, whether it is done manually or in a production solder reflow environment. Production quantities of this product are shipped in a standard tape and reel format.

DATA SHEET • SMP1345 SERIES DIODES

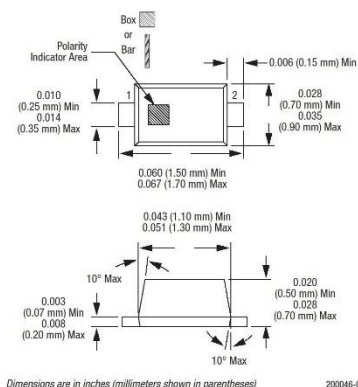


Figure 7. SC-79 Package Dimension Drawing

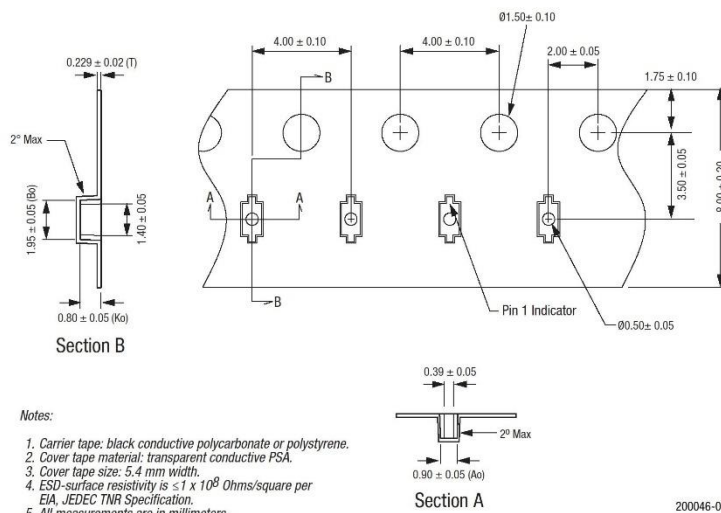


Figure 8. SC-79 Tape and Reel Dimensions

DATA SHEET • SMP1345 SERIES DIODES

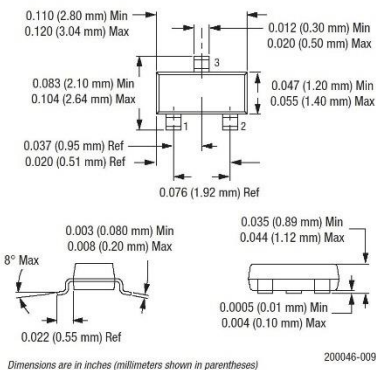
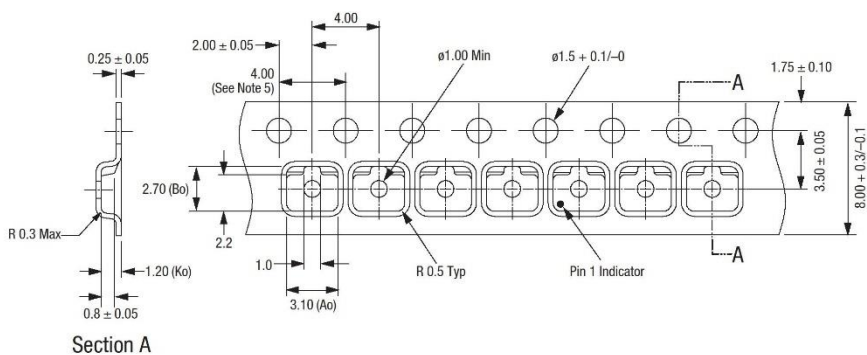


Figure 9. SOT-23 Package Dimension Drawing

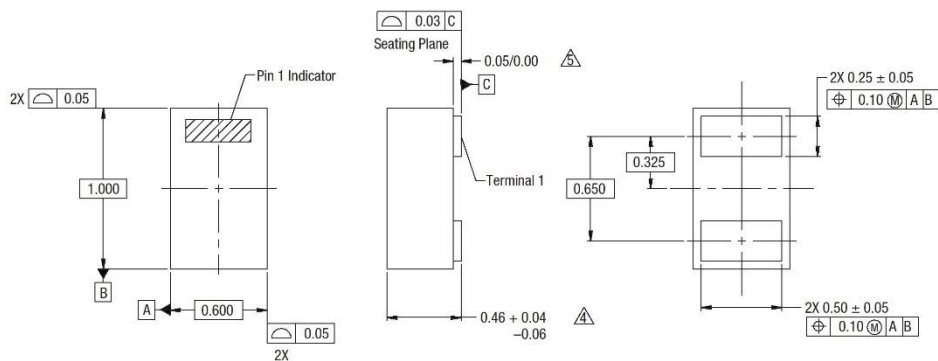


Notes:

1. Carrier tape: black conductive polycarbonate.
2. Cover tape material: transparent conductive PSA.
3. Cover tape size: 5.40 mm width.
4. Tolerance: ±0.10 mm.
5. Ten sprocket hole pitch cumulative tolerance: ±0.2 mm.
6. All measurements are in millimeters.
7. Alternative carrier tape dimensions are:
Ao = 3.3
Bo = 2.9
Ko = 1.22

200046-010

Figure 10. SOT-23 Tape and Reel Dimensions

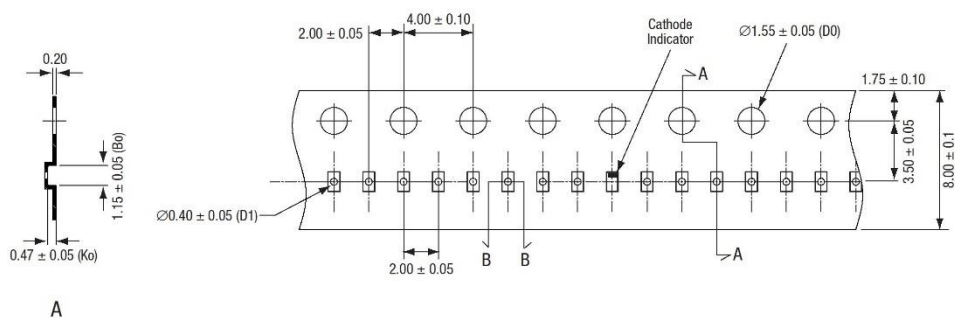


Notes:

1. All measurements are in millimeters.
2. Dimensions and tolerances according to ASME Y14.5M-1994.
3. These packages are used principally for discrete devices.
4. This dimension includes stand-off height and package body thickness, but does not include attached features, e.g., external heatsink or chip capacitors. An integral heatslug is not considered an attached feature.
5. This dimension is primarily terminal plating, but does not include small metal protrusion.

200046-011

Figure 11. SOD-882 Package Dimension Drawing



A

Notes:

1. Carrier tape: black conductive polycarbonate.
2. Cover tape: transparent conductive material.
3. Cover tape size: 5.4 mm width.
4. ESD surface resistivity is $\geq 1 \times 10^4 \sim \leq 1 \times 10^8$ Ohms/square.
5. All dimensions are in millimeters.

0.70 ± 0.05 (A0)

B

200046-012

Figure 12. SOD-882 Tape and Reel Drawing

EK-2 Skywork SMV1249 Serisi Varaktör Diyot Kataloğu



DATA SHEET

SMV1247-SMV1255 Series: Hyperabrupt Junction Tuning Varactors

Applications

- Low tuning voltage VCOs
- High-volume commercial systems

Features

- High capacitance ratio: $C_{0.3V}/C_{4.7V} = 12$ typical
- Packages rated MSL1, 260 °C per JEDEC J-STD-020



Skyworks Green™ products are compliant with all applicable legislation and are halogen-free. For additional information, refer to *Skyworks Definition of Green™*, document number SQ04-0074.








Description

The SMV1247-SMV1255 group of silicon hyperabrupt junction varactor diodes is designed for use in Voltage Controlled Oscillators (VCOs) with a low tuning voltage operation. This group of varactors is characterized for capacitance and resistance over temperature.

Table 1 describes the various packages and markings of the SMV1247 to SMV1255 varactors.

DATA SHEET • SMV1247-SMV1255 VARACTORS

Table 1. Packaging and Marking

				
Single	Single	Single	Common Cathode	Single
SC-79 Green™	SOD-323 Green™	SOT-23	SOT-23	SOD-882 Green™
◆SMV1247-079LF Marking: Cathode and AH				SMV1247-040LF Marking: H
SMV1248-079LF Marking: Cathode and CH				
◆SMV1249-079LF Marking: Cathode and EH	SMV1249-011LF Marking: EF			SMV1249-040LF Marking: K
SMV1251-079LF Marking: Cathode and FH				SMV1251-040LF Marking: EH1
				SMV1253-040LF Marking: 3
SMV1253-079LF Marking: Cathode and GH			SMV1253-004LF Green™ Marking: EJ3	
				SMV1255-040LF Marking: 4
◆SMV1255-079LF Marking: Cathode and HH	SMV1255-011LF Marking: EK	SMV1255-001LF Green™ Marking: EK1		
Ls = 0.7 nH	Ls = 1.5 nH	Ls = 1.5 nH	Ls = 1.5 nH	Ls = 0.45 nH



The Pb-free symbol or "LF" in the part number denotes a lead-free, RoHS-compliant package unless otherwise noted as Green™. Tin/lead (Sn/Pb) packaging is not recommended for new designs.

Electrical and Mechanical Specifications

The absolute maximum ratings of the SMV1247-SMV1255 group of varactors are provided in Table 2. Electrical specifications are provided in Table 3. Typical capacitance values are listed in Table 4. Typical performance characteristics of the SMV1247-SMV1255 varactors are illustrated in Figures 1 through 4.

The SPICE model for the SMV1247-SMV1255 varactors is shown in Figure 5, and the associated model parameters are provided in Table 5.

Package dimensions are shown in Figures 6 to 12 (even numbers), and tape and reel dimensions are provided in Figures 7 to 13 (odd numbers).

Package and Handling Information

Instructions on the shipping container label regarding exposure to moisture after the container seal is broken must be followed. Otherwise, problems related to moisture absorption may occur when the part is subjected to high temperature during solder assembly.

The SMV1247-SMV1255 group of varactors are rated to Moisture Sensitivity Level 1 (MSL1) at 260 °C. They can be used for lead or lead-free soldering. For additional information, refer to the Skyworks Application Note, *Solder Reflow Information*, document number 200164.

Care must be taken when attaching this product, whether it is done manually or in a production solder reflow environment. Production quantities of this product are shipped in a standard tape and reel format.

Table 2. SMV1247-SMV1255 Absolute Maximum Ratings¹

Parameter	Symbol	Minimum	Maximum	Units
Reverse voltage	V _R		15	V
Forward current	I _F		20	mA
Power dissipation	P _{DIS}		250	mW
Operating temperature	T _{OP}	-55	+125	°C
Storage temperature	T _{STG}	-55	+150	°C
Electrostatic discharge:	ESD			
Charged Device Model (CDM), Class 4			1000	V
Human Body Model (HBM), Class 1A			250	V
Machine Model (MM), Class A			<50	V

¹ Exposure to maximum rating conditions for extended periods may reduce device reliability. There is no damage to device with only one parameter set at the limit and all other parameters set at or below their nominal value. Exceeding any of the limits listed here may result in permanent damage to the device.

ESD HANDLING: Although this device is designed to be as robust as possible, electrostatic discharge (ESD) can damage this device. This device must be protected at all times from ESD when handling or transporting. Static charges may easily produce potentials of several kilovolts on the human body or equipment, which can discharge without detection. Industry-standard ESD handling precautions should be used at all times.

Table 3. SMV1247-SMV1255 Electrical Specifications¹
(T_{OP} = 25 °C, Unless Otherwise Noted)

Part Number	C _T @ 0.3 V (pF)		C _T @ 4.7 V (pF)		C _T @ 1 V (pF)	C _T @ 3 V (pF)	C _T @ 0.3 V C _T @ 4.7 V (Ratio)		C _T @ 1 V C _T @ 3 V (Ratio)	R _s @ 3 V, 500 MHz (Ω)	Q @ 3 V, 50 MHz
	Min	Typ	Typ	Max	Typ	Typ	Min	Typ	Typ	Max	Typ
SMV1247	6.5	7	0.7	0.78	4.4	0.95	9.5	10.0	4.6	6.0	1500
SMV1248	15.0	17	1.5	1.70	12.3	2.60	10.8	12.0	4.7	3.3	700
SMV1249	28.0	31	2.6	2.80	18.2	3.40	11.0	12.1	5.3	2.2	600
SMV1251	38.0	42	3.4	3.80	28.1	5.80	11.0	12.2	4.8	1.6	400
SMV1253	48.0	53	4.3	4.80	37.0	7.80	11.0	12.3	4.7	1.4	350
SMV1255	58.0	64	5.2	5.80	43.3	8.50	11.0	12.3	5.1	1.3	350

¹ Performance is guaranteed only under the conditions listed in this table.

Reverse voltage V_R (I_R = 10 μA) = 15 V minimum

Reverse current I_R (V_R = 12 V) = 20 nA maximum

DATA SHEET • SMV1247-SMV1255 VARACTORS

Table 4. Capacitance vs Reverse Voltage

V _R (V)	C _T (pF)					
	SMV1247	SMV1248	SMV1249	SMV1251	SMV1253	SMV1255
0	8.86	22.62	37.35	53.65	69.32	81.21
0.5	6.17	16.32	25.88	38.23	50.23	58.28
1.0	4.37	12.33	18.18	28.09	37.07	43.27
1.5	2.96	9.12	12.08	20.13	27.57	31.49
2.0	1.88	6.27	7.27	13.55	19.37	21.50
2.5	1.22	3.93	4.44	8.60	12.39	13.40
3.0	0.95	2.57	3.40	5.78	7.77	8.51
3.5	0.83	1.95	2.96	4.57	5.77	6.51
4.0	0.77	1.71	2.72	3.95	4.86	5.58
4.5	0.73	1.59	2.51	3.58	4.34	5.07
5.0	0.70	1.49	2.38	3.33	4.01	4.76
5.5	0.68	1.44	2.30	3.16	3.78	4.58
6.0	0.67	1.40	2.24	3.03	3.62	4.46
6.5	0.66	1.36	2.19	2.94	3.50	4.39
7.0	0.65	1.33	2.14	2.88	3.41	4.33
7.5	0.64	1.31	2.09	2.83	3.34	4.29
8.0	0.64	1.30	2.03	2.79	3.28	4.26

Typical Performance Characteristics

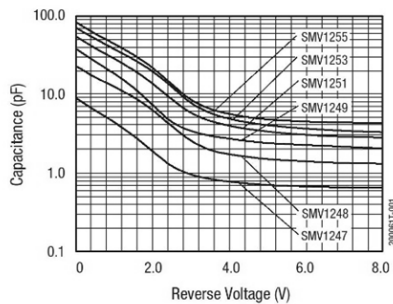


Figure 1. Capacitance vs Reverse Voltage

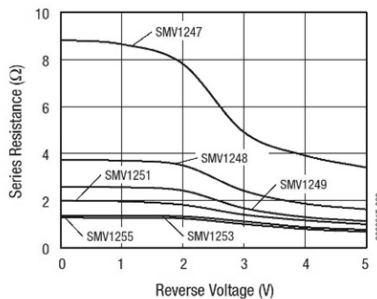


Figure 2. Series Resistance vs Reverse Voltage @ 500 MHz

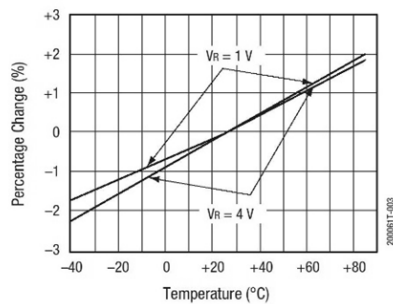


Figure 3. Relative Capacitance Change vs Temperature

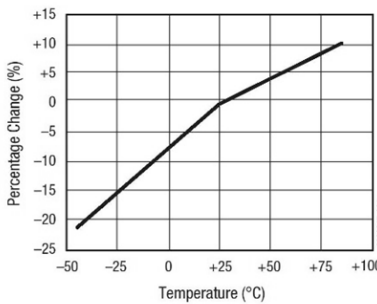


Figure 4. Relative Series Resistance Change vs Temperature @ 500 MHz

DATA SHEET • SMV1247-SMV1255 VARACTORS

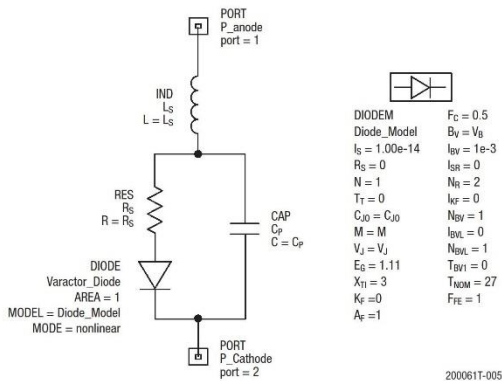


Figure 5. SPICE Model

Table 5. SPICE Model Parameters¹

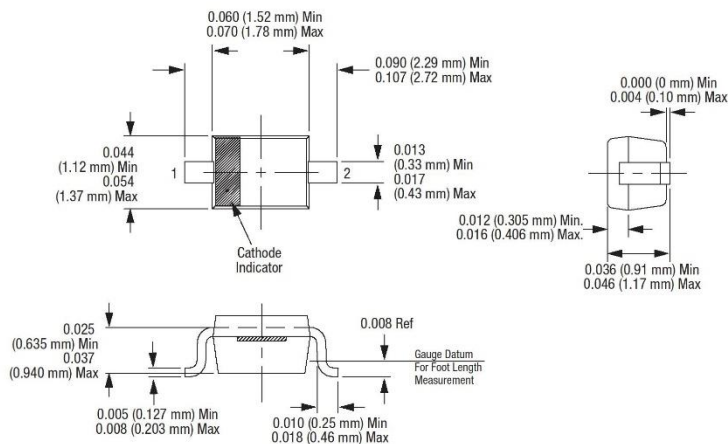
Part Number	C _{J0} (pF)	V _J (V)	M	C _P (pF)	R _S (Ω)
SMV1247	8.47	80	70	0.54	4.9
SMV1248	22.12	138	100	0.87	2.4
SMV1249	36.40	80	70	1.68	1.7
SMV1251	52.48	100	76	2.00	1.4
SMV1253	51.8	73.6	48.7	2.7	1.1
SMV1255	80.00	135	100	2.74	1.0

¹ Model was designed to fit measured data in the range of up to 4 V.

For package inductance (L_S), refer to Table 1.

For more details, refer to the Skyworks Application Note, *Varactor SPICE Model for Approved RF VCO Applications*, document number 200315.

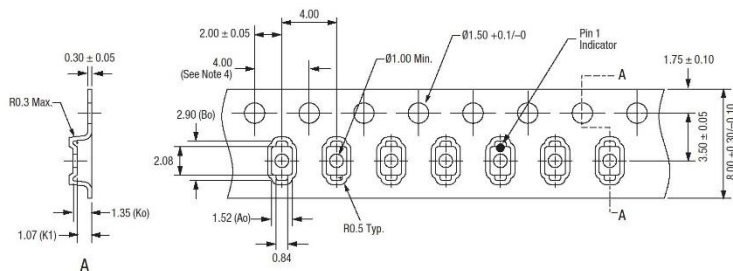
DATA SHEET • SMV1247-SMV1255 VARACTORS



Dimensions are in inches (millimeters shown in parentheses)

200061T-008

Figure 8. SOD-323 Package Dimensions



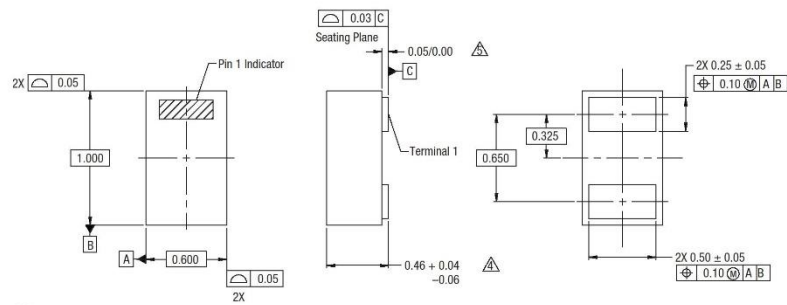
Notes:

1. Carrier tape: black conductive polystyrene.
2. Cover tape: transparent conductive PS&L.
3. Cover tape size: 5.4 mm width.
4. 10 sprocket hole pitch cumulative tolerance: ±0.20 mm.
5. All measurements are in millimeters.

200061T-009

Figure 9. SOD-323 Tape and Reel Dimensions

DATA SHEET • SMV1247-SMV1255 VARACTORS

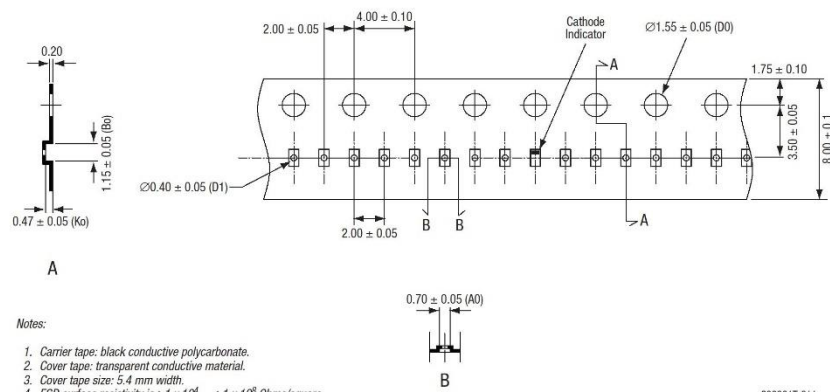


Notes:

1. All measurements are in millimeters.
2. Dimensions and tolerances according to ASME Y14.5M-1994.
3. These packages are used principally for discrete devices.
4. This dimension includes stand-off height and package body thickness, but does not include attached features, e.g., external heatsink or chip capacitors. An integral heatslug is not considered an attached feature.
5. This dimension is primarily terminal plating, but does not include small metal protrusion.

2000611-010

Figure 10. SOD-882 Package Dimensions



Notes:

1. Carrier tape: black conductive polycarbonate.
2. Cover tape: transparent conductive material.
3. Cover tape size: 5.4 mm width.
4. ESD surface resistivity is $\geq 1 \times 10^9 \sim \leq 1 \times 10^8$ Ohms/square.
5. All dimensions are in millimeters.

2000611-011

Figure 11. SOD-882 Tape and Reel Dimensions

DATA SHEET • SMV1247-SMV1255 VARACTORS

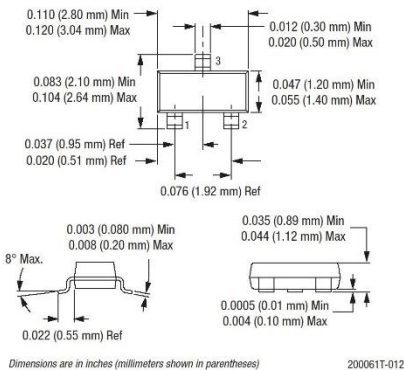
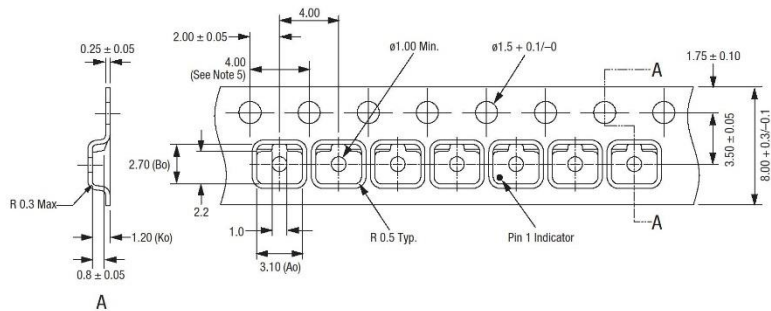


Figure 12. SOT-23 Package Dimensions



- Notes:
1. Carrier tape: black conductive polycarbonate.
 2. Cover tape material: transparent conductive PSA.
 3. Cover tape size: 5.40 mm width.
 4. Tolerance: ±0.10 mm.
 5. 10-sprocket hole pitch cumulative tolerance: ±0.2 mm.
 6. All measurements are in millimeters.
 7. Alternative carrier tape dimensions are:
Ao = 3.3
Bo = 2.9
Ko = 1.22

200061T-013

Figure 13. SOT-23 Tape and Reel Dimensions