

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
TEZLİ YÜKSEK LİSANS PROGRAMI**

**DÜZLEMSEL TERS ÇEVİRİLMİŞ F ANTENİN BESLEME AĞINI
OPTİMİZE EDEREK EKSEN ORANINI DÜŞÜRME**

HAZIRLAYAN

OSMAN ASLAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ANKARA - 2022

**BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
TEZLİ YÜKSEK LİSANS PROGRAMI**

**DÜZLEMSEL TERS ÇEVİRİLMİŞ F ANTENİN BESLEME AĞINI
OPTİMİZE EDEREK EKSEN ORANINI DÜŞÜRME**

HAZIRLAYAN

OSMAN ASLAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ

TEZ DANIŞMANI

DR. ÖĞR. ÜYESİ ALPARSLAN ÇAĞRI YAPICI

ANKARA - 2022

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı çerçevesinde OSMAN ASLAN tarafından hazırlanan bu çalışma, aşağıdaki jüri tarafından Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Savunma Tarihi: 13 / 09 / 2022

Tez Adı: Düzlemsel Ters Çevrilmiş F Antenin Besleme Ağını Optimize Ederek Eksen Oranını Düşürme

Tez Jüri Üyeleri (Unvanı, Adı-Soyadı, Kurumu)

İMZA

Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI (Başkent Üniversitesi)

.....

Prof. Dr. Öğr. Üyesi Hamit ERDEM (Başkent Üniversitesi)

.....

Dr. Öğr. Üyesi Aykut YILDIZ (TED Üniversitesi)

.....

ONAY

Prof. Dr. Faruk ELALDI

Director, Institute of Science and Engineering

Date: ... / ... /

BAŞKENT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: 11/09/2022

Öğrencinin Adı, Soyadı : Osman ASLAN
Öğrencinin Numarası : 21910572
Anabilim Dalı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı
Danışmanın Adı, Soyadı : Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI
Tez Başlığı : Düzlemsel Ters Çevrilmiş F Antenin Besleme Ağını Optimize
Ederek Eksen Oranını Düşürme

Yukarıda başlığı belirtilen Yüksek Lisans tez çalışmamın; Giriş, Ana Bölümler ve Sonuç Bölümünden oluşan toplam 36 sayfalık kısmına ilişkin, 11/09/2022 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı %7'dir.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1.Kaynakça hariç
- 2.Alıntılar hariç
- 3.Beş (5) kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

“Başkent Üniversitesi Enstitüleri Tez Çalışması Orijinallik raporu Alınması ve Kullanılması Usul ve Esaslarını” inceledim ve bu uygulama esaslarında belirtilen azami benzerlik oranlarına tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Öğrenci İmzası:

ONAY

11/09/2022

Öğrenci Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamın tamamlanması sürecinde gösterdiği anlayış ve destekleri için değerli hocam ve tez danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Alparslan Çağrı YAPICI' ya, eğitim hayatım boyunca her zaman beni destekleyen babam Kürşat ASLAN, annem Şerife ASLAN, kardeşlerim Abdulkadir ASLAN ve Ahsen ASLAN' a, yüksek lisans eğitimim ve tez çalışmalarım süresince her zaman yanımda olan, beni destekleyen değerli çalışma arkadaşlarım Murat Sencer AKYÜZ' e , Mert BOZKURT' a ve Özdemir GÜMÜŞAY' a, tez çalışmama sponsor olan Plan-S Uydu ve Uzay Teknolojileri A.Ş.' ye teşekkür ederim. Ayrıca tez yazım aşamasında yardımcı olan değerli arkadaşım Ertuğrul ATILKAN' a ve bu süreçte maddi ve manevi desteğini hiçbir zaman esirgemeyen Meryem KAYA' ya sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Sevgilime ithafen...



ÖZET

Osman ASLAN

Düzlemsel Ters Çevrilmiş F Antenin Besleme Ağını Optimize Ederek Eksen Oranını

Düşürme Başkent Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2022

Bu çalışmada, Alçak Dünya Yörünge Uydusu ile nesnelerin interneti (IoT) iletişimi için üç elemanlı Düzlemsel Ters F anteni tasarlanmış ve eksenel oranını düşürmek için besleme hattının optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Düzlemsel ters çevrilmiş F antenlerinin belirgin avantajları, bu topolojiyi küçük açıklıklı uydu antenleri için güçlü bir aday haline getirir. Bu avantajlar, geniş bant genişliği, zenith yönünde dairesel polarizasyon ve aynı anda ağ geçidi anteni olarak kullanılabilmesi olarak sıralanabilir. Tasarıma tek eleman Düzlemsel Ters F Anten' in merkez frekansı hesaplanmıştır. Ardından anten boyutları optimize edilerek merkez frekansı 401 MHz ye oturtulmuştur. Tasarlanan tek elemanlı anten dizi haline getirilip eksenel oranı düşürmek için tekrar optimizasyona sokulmuştur. Tasarlanan anten iki parçadan oluşmaktadır. Bunlardan biri ışıma elemanı olarak üstte yer alır ve bu kısım 120 derece aralıklarla dairesel olarak yerleştirilmiş ters F elemanlarından oluşur. Yapının altına yerleştirilmiş bir seri güç bölücü devresi bulunmaktadır. Dairesel polarizasyon sağlamak için sıralı 120 derece faz kayması ile anten elemanları beslenir. Anten bilgisayar destekli tasarım araçları ile simüle edilmiştir ve her iki katman da düşük maliyetli FR4 malzemesi ile üretilmiştir. Antenin açık alan ölçümleri yapılmış ve benzetim sonuçları kıyaslanmıştır.

ANAHTAR KELİMELEER: PIFA, Nesnelerin interneti, Dairesel polarize anten, Uydu haberleşmesi, Optimizasyon, PSO

ABSTRACT

Osman ASLAN

AXIAL RATIO REDUCTION BY OPTIMIZING FEED NETWORK OF A PIFA ANTENNA

Baskent University Institute of Science

Department of Electrical and Electronics Engineering

2022

In this paper, three element Planar Inverted F antenna is studied for IoT communication from Low Earth Orbit Satellite. Apparent advantages of planar inverted-F antennas for satellite communication makes this topology a strong candidate for small aperture satellite antennas. These advantages can be listed as wide beamwidth, circular polarization on zenith direction and possibility to use as a gateway antenna simultaneously. The antenna consist of two part. One of them is placed at the top as radiating elements and this part consists of tree inverted F elements placed circularly at 120 degree intervals. A serial power divider circuit, placed on the bottom of the structure. The aim of serial power divider is deliver equal amplitude to each antenna element. The RF signal is transmitted with sequential 120 degree phase shift to the antenna elements to provide circular polarization. The antenna has simulated on simulation software tool and both layers are produced with low cost FR4 material. The antenna has been measured in outdoor.

KEYWORDS: PIFA, IoT, Satellite Communication, RHCP, Antenna, Optimization, PSO

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
ÖZET	iii
ABSTRACT	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
TABLolar LİSTESİ	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	x
1. GİRİŞ.....	1
2. DÜZLEMSEL TERS F ANTEN	3
3. DÜZLEMSEL TERS F ANTEN DİZİSİ TASARIMI.....	10
3.1. Tek Elemanlı Düzlemsel Ters Anten Tasarımı.....	10
3.2. Üç Elemanlı Dairesel Polarize Düzlemsel Ters F Anten Dizisi Tasarımı.....	12
3.3. Seri Güç Bölücü Besleme Ağı Tasarımı	14
3.4. Seri Güç Bölücü Besleme Ağı ile Düzlemsel Ters F Anten Dizisi Tasarımı...	17
3.5. Optimizasyonlarda kullanılan Algoritma	25
4. ANTENİN ÜRETİMİ.....	27
5. ÖLÇÜM SONUÇLARI	31
6. SONUÇ	39
KAYNAKLAR	40

TABLÖLER LİSTESİ

	Sayfa
Tablo 1. Hesaplanan Düzlemsel Ters F Antenin boyutları.....	10
Tablo 2. Optimizasyon sonrası elde edilen antenin boyutları.....	12
Tablo 3. Seri Güç Bölücü devresinin hesaplanan iletim hattı parametreleri.....	16
Tablo 4. Seri Güç Bölücü S parametre benzetim sonuçları.....	17
Tablo 5. Optimizasyon öncesindeki ve sonrasındaki Seri Güç Bölücü devresi parametreleri.....	19
Tablo 6. Seri Güç Bölücü portlar arası faz farkı ölçüm tablosu.....	31
Tablo 7. Seri Güç Bölücü 401 MHz de ki araya giriş kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılması.....	32
Tablo 8. Daha önceki yapılan çalışmalarla, bu tezde çalışılan antenin karşılaştırma tablosu.....	38

ŞEKİLLER LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1. Düzlemsel Ters F Antenin evrimi.....	4
Şekil 2. Normalize edilmiş rezonansa karşılık normalize edilmiş kısa devre elemanı genişliği grafiği [13].	5
Şekil 3. Farklı L1/L2 oranlarına göre normalize edilmiş rezonans frekansına karşılık kısa devre elemanının genişliği grafiği [13].	6
Şekil 4. Düzlemsel elemanın boyut oranı ve kısa devre elemanının genişliğine karşılık düzlemsel elemanın altındaki yüzey akımı akışının değişimi [13]. ...	6
Şekil 5. Kısa devre Mikro Şerit Anten.	7
Şekil 6. Kısa devre elemanı genişliği L1'e eşit olduğunda Düzlemsel Ters F Antenin hesaplanan bant genişliği [13].	9
Şekil 7. Kısa devre elemanın genişliği L1'den daha dar olduğunda Düzlemsel Ters F Antenin hesaplanan bant genişliği [13].	9
Şekil 8. Bilgisayar destekli benzetim aracında tasarlanan antenin görünümü.	10
Şekil 9. Hesaplanan değerlerle oluşturulan antenin S11 grafiğine optimize edilen parametrelerle elde edilen antenin S11 grafiği.	11
Şekil 10. 3 Elemanlı Düzlemsel Ters F Anten dizisi.	13
Şekil 11. 3 Elemanlı Düzlemsel Ters F Anten dizisinin geri dönüş kaybı grafiği.	13
Şekil 12. 3 portlu seri güç bölücü eşlenik devresi.	14
Şekil 13. Seri Güç Bölücü.	16

Şekil 14. Seri Güç Bölücü ile Düzlemsel Ters F Anten dizisinin birleştirilerek elde edilen yapı.	18
Şekil 15. Optimizasyon sonrasında oluşan Seri Güç Bölücü devresi.	19
Şekil 16. Optimize edilmiş Seri Güç Bölücü devresi ve anten dizisinin birleştirilmiş hali.	20
Şekil 17. Düzlemsel Ters F Anten dizisi geri dönüş kaybı benzetimi.	21
Şekil 18. Optimizasyon öncesinde ve sonrasında elde edilen eksenel oran grafikleri	22
Şekil 19. Antenin 3 boyutlu ışıma örüntüsü.	23
Şekil 20. Sağ el dairesel polarizasyon kazancı.	23
Şekil 21. Antenin yanca 90 kesitindeki ışıma örüntüsü.	24
Şekil 22. Parçacıklı sürü optimizasyonu' nun blok şeması.	25
Şekil 23. Düzlemsel Ters F Anten dizi üst katmanı.	27
Şekil 24. Düzlemsel Ters F Anten dizi alt katmanı.	27
Şekil 25. Katmanlar arasındaki 10mm mesafeyi elde etmek için üretilen yardımcı montaj elemanı.	28
Şekil 26. Montaj işlemindeki Düzlemsel Ters F Anten dizisi.	29
Şekil 27. Birleştirme ve montaj işlemleri tamamlanmış Düzlemsel Ters F Anten....	29
Şekil 28. Performans ölçümü yapabilmek için üretilen Seri Güç Bölücü kartı.	30
Şekil 29. Portların faz cinsinden S parametre ölçüm grafiği.	31
Şekil 30. Seri Güç Bölücü araya giriş kaybı benzetim ve ölçüm grafiği.	32
Şekil 31. Merkez frekans ayarlamak için delik açma işlemi.	33

Şekil 32. Anten kısa devre pin konumu optimizasyon öncesi ve sonrası S11 grafiği	34
Şekil 33. Anten S11 benzetim ve ölçüm sonucu.....	35
Şekil 34. Açık alan anten ölçüm düzeneği.	36
Şekil 35. Işıma örüntüsü açık alan ölçüm sonucu.	36
Şekil 36. Polarizasyon kaybı açık alan ölçüm sonucu.	37



SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

BW	Bant genişliği (Bandwidth)
c_0	Boş uzaydaki ışık hızı
E	Elektrik alan şiddeti
e_0	Toplam anten verimliliği
e_{cd}	Anten ışıma verimliliği
EMD	Elektro manyetik dalga
ENG	Epsilon negatif
e_r	Anten yansıma verimliliği
f_r	Rezonans frekansı
G	Anten kazancı
H	Manyetik alan şiddeti
HPBW	Yarı güç hüzmeye genişliği
LEO	Yakın dünya yörüngesi
MNG	Mu negatif
PEC	Mükemmel elektrik iletken
PIFA	Düzlemsel ters f anten
PMC	Mükemmel manyetik iletken
PSO	Parçacık sürü optimizasyonu
RL	Geri dönüş kaybı (Return Loss)
VSWR	Duran dalga oranı
Γ	Yansıma katsayısı
ϵ	Elektriksel geçirgenlik
ϵ_0	Serbest uzayın elektriksel geçirgenliği
ϵ_r	Bağıl elektriksel geçirgenlik (Dielektrik sabit)
ϵ_{reff}	Etkin elektriksel geçirgenlik
λ	Dalga boyu
μ	Manyetik geçirgenlik
μ_0	Serbest uzayın manyetik geçirgenliği
μ_r	Bağıl manyetik geçirgenlik
μ_{reff}	Etkin manyetik geçirgenlik
ω	Açısal frekans

1. GİRİŞ

Uydu haberleşmesi günümüzde büyük öneme sahip bir teknoloji haline gelmiştir. Başlıca kullanıldığı alanlar, yer gözlem, konum, TV yayını, internet vb dir. Son 10 yılda LPWAN teknolojisi, hem düşük maliyetli hem de uzun menzilli haberleşme bağlantıları sağlamak için tercih edilmektedir [1].

2025 yılında internete bağlı nesnelerin sayısı 41.6 milyara ulaşması beklenmektedir [2]. Bu bağlamda uydu haberleşmesi, IoT' yi internet erişimi olmayan bölgelere ulaştırmak için daha da önemli hale gelmektedir [3]. Bu bölgelere internet ağı ulaştırılmasında yakın dünya yörüngesine yerleşen küp uydu takımı kullanılması çözümler arasındadır. Küp uydular IoT uygulamalarında, küçük boyutları ve görece düşük maliyetleri sebebiyle öne çıkmaktadırlar.

Küp uydu teknolojisi ile IoT haberleşmesinde kullanılacak olan yer anteninin sahip olması gereken özellikler küçük boyut, yüksek verimlilik ve düşük maliyetli olmasıdır [4]. Uydu ile IoT yer cihazı arasındaki haberleşme süresi olabildiğince uzun olmalıdır ki mümkün olan en fazla bilgi transferi uydu ve IoT yer cihazı arasında sağlanabilsin. Bu haberleşme süresinin uzun olabilmesi için, uydu görüş açısına girdiğinde olabildiğince düşük yükseliş açılarında haberleşme başlamalıdır. Tahmin edilebileceği üzere düşük yükseliş açılarında, uydu ve IoT yer cihazı arasındaki mesafe daha fazla olduğu için link bütçesini buna göre hesaplamak gerekmektedir. Düşük yükseliş açılarına rağmen haberleşme bağı kurabilmeyi sağlayan bazı başlıca parametreler vardır, bunlar çıkış gücünün artırılması, anten kazancının artırılması ve kayıpların azaltılması olarak sıralayabiliriz. Çıkış gücü, Uluslararası Haberleşme Birliği (ITU) tarafından regüle edilmektedir ve bu anlamda sınırlıdır. Anten kazancının artırılması bir çözüm gibi görülse de, kazancı artırmak hüzme daralması benzeri sorunları beraberinde getirmektedir. Bu durum erişilen kullanıcı sayısını kısıtladığı için anten kazancını artırmak çözüm olmamaktadır. Uydu haberleşmesinde başlıca kayıplar, kablo kaybı, baskı devre kaybı, atmosfer kaybı, antenler arasındaki polarizasyon kaybı olarak sayılabilir. Bilindiği üzere Uydu ve yer cihazı arasında, uydu konumunun sürekli değişmesinden kaynaklı, polarizasyon uyuşmazlığı meydana gelmektedir. Polarizasyon kaybını minimuma indirmek için, yer cihazında dairesel polarizasyona sahip antenler tercih edilir.

Antenin boyutu, üretim maliyeti, performansı ve tasarım karmaşıklığı açısından, literatürde farklı anten tipleri önerilmiştir [5],[6],[7],[8]. Bunlardan PIFA düşük üretim maliyeti ve performansı yanı sıra yancada doğrusal polarizasyonda yayın özelliği ile ayrıca öne çıkmaktadır. Yancada yayın yapabiliyor olması nedeniyle bir çok IoT cihazının bulunduğu ortamda, etraftan veriyi toplayarak uyduya gönderebilmektedir ve uydudan gelen veriyi etraftaki IoT cihazlarına aktarabilmektedir. Bu sayede PIFA anten IoT uygulamalarında maliyeti düşürmektedir.

Bu , önceki yapılan çalışmaların [9], [10], [11] Eksen Oranlarının iyileştirilebileceği görüldüğü için, eksen oranını düşürmeye yönelik çalışma önerilmiştir.

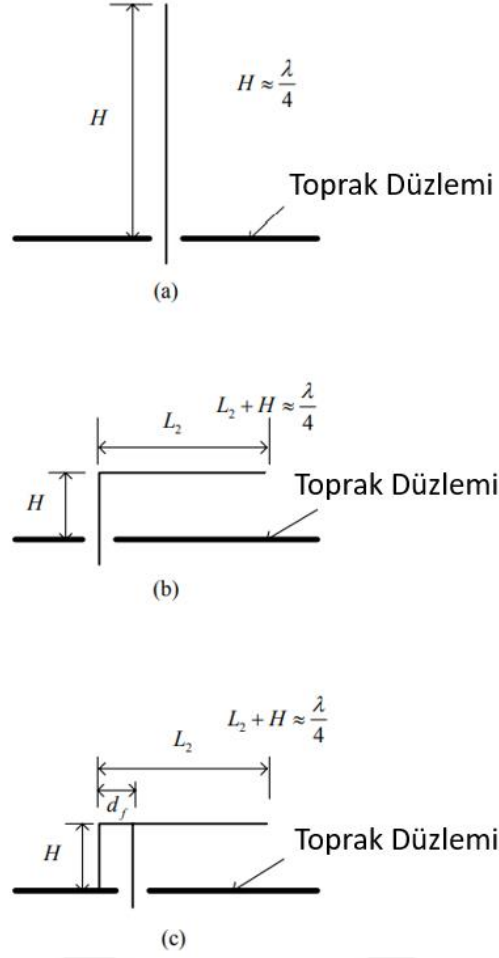


2. DÜZLEMSEL TERS F ANTEN

Monopol Anten, dipol antenin merkezinden ikiye bölünüp yeterince geniş bir toprak düzlem ile meydana getirilen antendir. Monopolün uzunluğu genellikle dalga boyunun çeyreği kadardır. Anten yapısı Şekil 1 de ki gibi büküldüğünde, yeni oluşan yapıya Ters L Anten (Inverted L Antenna) denir. Ters L Anten dikeyde kısa ve yatayda uzun monopol elemanların birbirine eklenmesiyle oluşur.

Ters L Anten temelde kompakt bir yapıya sahiptir, çünkü dikey elemanın yüksekliği genellikle dalga boyunun küçük bir kısmıyla sınırlıdır. Yatay eleman dikey elemana göre kısa değildir, genellikle yatay elemanın boyu çeyrek dalga boyuna sahiptir. Bu sebeple Ters L Anten, bir monopolün sonunda uzun bir yatay tel ile bağlanmış dikey kısa bir monopol olarak düşünülebilir. Sonuç olarak, Ters L Antenin giriş empedansı, kısa monopol ve yere yakın yerleştirilmiş yatay telin reaktanslarının toplamına neredeyse eşittir [12]. Bu empedans çok düşük bir değere sahip olduğu için basit yapılı Ters L Anten kullanışlı bir anten değildir. Antenin giriş empedansını artırmak için, dikey elemanın ucuna başka bir ters L-şekilli eleman eklenir ve eklenen elemanın diğer ucu toprak düzlemine bağlanır, böylece Şekil 1 de gösterildiği gibi bir Ters F Anteni oluşturur. Ekli elemanın uzunluğu d_f değiştirilerek Ters F Anten'in empedansı uygun bir değere sahip olacak şekilde ayarlanabilir [12]. Bu modifikasyon sayesinde Ters F Anten, Ters L antenden daha kompakt yapıya sahiptir ve bu kompakt yapısı Ters F Anteni kullanışlı hale getirmiştir.

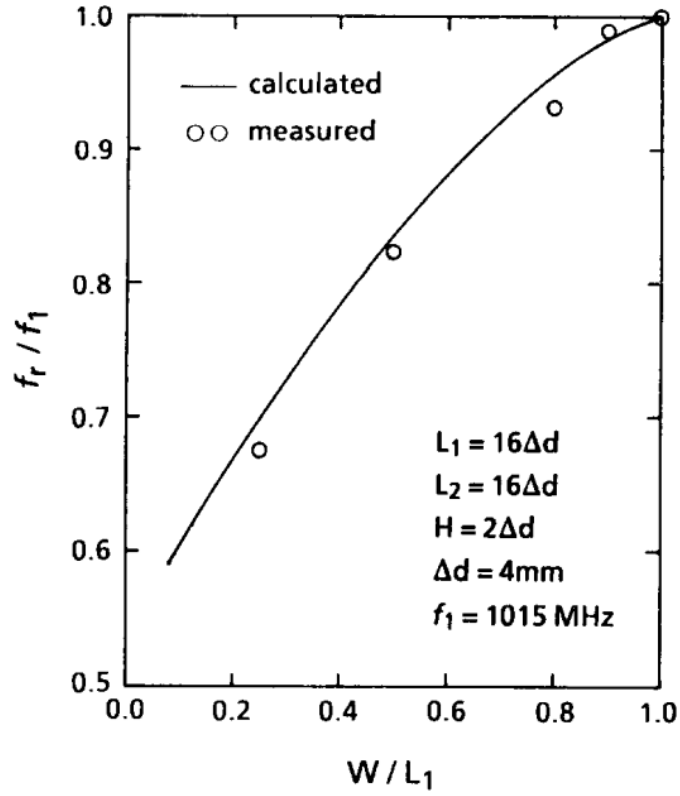
İnce tellerden yapılan Ters F Antenin bant genişliği, merkez frekansının yüzde biri ya da daha azı olacak kadar dardır. Ters F Antenin küçük boyutunu koruyarak bant genişliğini artırmak için, Şekil 1 de gösterildiği gibi tel elemanı, metal şerit ile değiştirilir. Bu modifikasyon sonucunda ortaya çıkan antene Düzlemsel Ters F Anten (PIFA) denir [12].



Şekil 1. Düzlemsel Ters F Antenin evrimi.

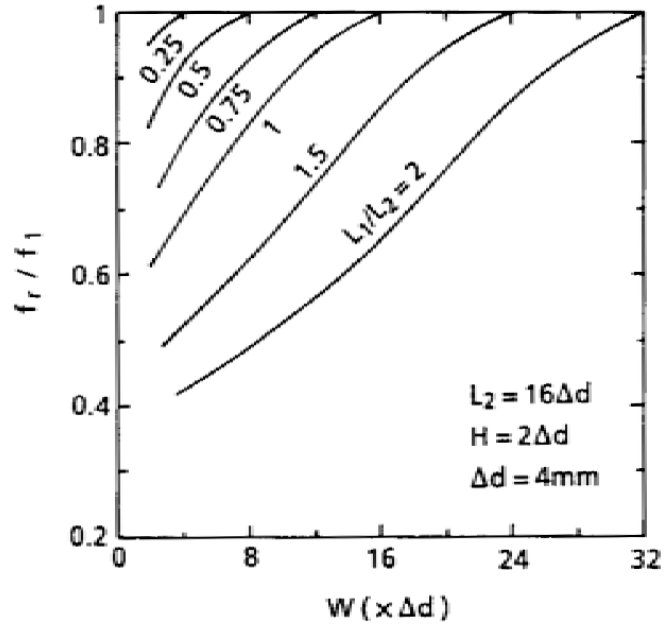
Düzlemsel Ters F Antenin boyutlarını çıkarırken [13] de yapılan çalışmalardan esinlenilmiştir. [13] de yapılan çalışmadaki benzetim sonuçları ampirik tekniklerle oluşturulmuş denklemler ile anten parametreleri elde edilmiştir.

Düzlemsel Ters F Antenin rezonans frekansı kısa devre elemanının genişliğine bağlıdır. Kısa devre elemanının genişliğinin etkisini görmek için, çeşitli genişlik değerleri (W) için Düzlemsel Ters Anten üzerinde simülasyonlar gerçekleştirilmiştir [13]. Şekil 2 de $L_1 = L_2 = 16\Delta d$, $H = 2\Delta d$, $\Delta d = 4 \text{ mm}$ boyutlara sahip Düzlemsel Ters F anten için W değeri değişimine göre rezonans frekansı grafiği verilmiştir. W değeri L_1 değerine eşit iken rezonans frekansı f_1 dir. Tahmin edilebileceği üzere W değeri azaldıkça, rezonans frekansı f_r azalır.

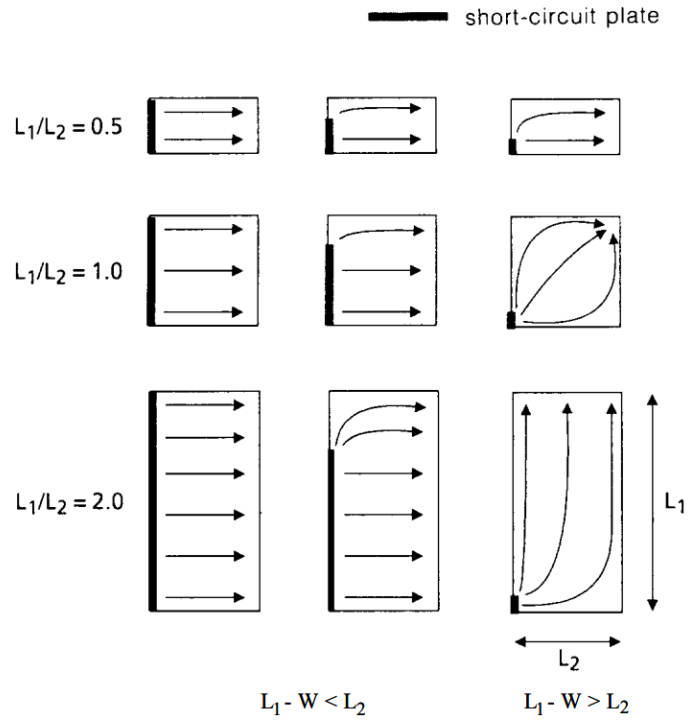


Şekil 2. Normalize edilmiş rezonansa karşılık normalize edilmiş kısa devre elemanı genişliği grafiği [13].

Ayrıca Düzlemsel Ters F Antenin rezonans frekansı, yatay elemanın uzunluğunun genişliğine oranından (L_1/L_2) da etkilenir. Antenin L_2 ve H uzunlukları sabit tutularak, farklı L_1 ve W değerleri için rezonans frekansındaki değişim simüle edilmiş ve Şekil 3 de gösterilmiştir [13]. Simülasyonda Düzlemsel Ters antenin rezonans frekansı $W/L_1=1$ için, 1 GHz ye ayarlanmıştır. Şekil 3 görüldüğü üzere kısa devre elemanın genişliği W sabitken, yatay elemanın genişliği L_1 artırıldığında rezonans frekansı f_r azalmaktadır. Şekil 3 de göze çarpan bir diğer şey ise L_1/L_2 oranının 1'den büyük olduğu durumlarda, rezonans frekansı eğrilerinde bükülme noktası olmasıdır. Bu bükülme noktası $L_1 - W = L_2$ iken meydana gelir [13]. Bu durum Şekil 4 de verilen yatay elemanın üzerindeki akım yönü incelenerek açıklanabilir. Şekil 4 de görüldüğü üzere, yatay eleman genişliğinin kısa devre elemanının genişliğinden farkı, yatay eleman uzunluğundan küçük olduğu durumda ($L_1-W < L_2$) akım yatay eleman üzerinde, kısa devre elemanından açık kenara doğru akar. Ancak $L_1-W > L_2$ olduğu durumda akım yönü değişir. Ve bu durum akım dağılımının etkin uzunluğunu değiştirir [13].

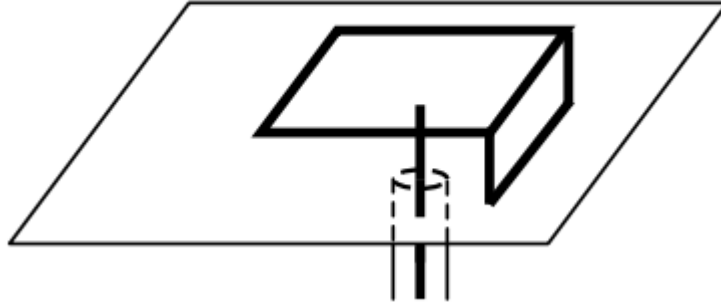


Şekil 3. Farklı L_1/L_2 oranlarına göre normalize edilmiş rezonans frekansına karşılık kısa devre elemanının genişliği grafiği [13].



Şekil 4. Düzlemsel elemanın boyut oranı ve kısa devre elemanının genişliğine karşılık düzlemsel elemanın altındaki yüzey akımı akışının değişimi [13].

Düzlemsel Ters F Antenin rezonans frekansı, akım dağılımının etkin uzunluğu ile doğru orantılıdır. Düzlemsel Ters F Antenin boyutlarına göre rezonans frekansını ifade etmenin kolay iki yolu vardır. Birincisi kısa devre elemanının genişliğinin W , yatay elemanın genişliğine eşit olduğu durumdur $L_1=W$. Bu durum Şekil 5 de gösterilen çeyrek dalga boylu bir anten olan, kısa devre Mikro Şerit Antene karşılık gelir.



Şekil 5. Kısa devre Mikro Şerit Anten.

Kısa devre Mikro Şerit Antenin etkin uzunluğu yatay elemanın uzunluğu ile kısa devre elemanının yüksekliği toplamı kadardır (L_2+H). Bu durum şöyle ifade edilebilir;

$$L_2 + H = \frac{\lambda}{4} \quad (2.1)$$

Bu eşitliğe λ dalga boyu yerine, λ nın rezonans frekansı f_1 ve ışık hızı c ile ifadesi $\frac{c}{f}$ koyulursa (2.2) eşitliği elde edilir.

$$f_1 = \frac{c}{4(L_2 + H)} \quad (2.2)$$

Düzlemsel Ters F Antenin boyutlarına göre rezonans frekansını ifade etmenin bir diğer yolu ise, kısa devre elemanının genişliğinin sıfır olduğu durumdur $W = 0$. Bu durumu fiziksel olarak, çok ince bir pinin kısa devre elemanı olarak kullanıldığını düşünebiliriz. Böylece akım dağılımının etkin boyunu $L_1 + L_2 + H$ olarak ifade edebiliriz. Bu durumda (2.3) eşitliğini elde edebiliriz.

$$L_1 + L_2 + H = \frac{\lambda}{4} \quad (2.3)$$

Kısa devre elemanın genişliğini $0 < W < L_1$ olarak aldığımızda rezonans frekansını (2.4) eşitliği ile ifade edebiliriz.

$$f_2 = \frac{c}{4(L_1 + L_2 + H - W)} \quad (2.4)$$

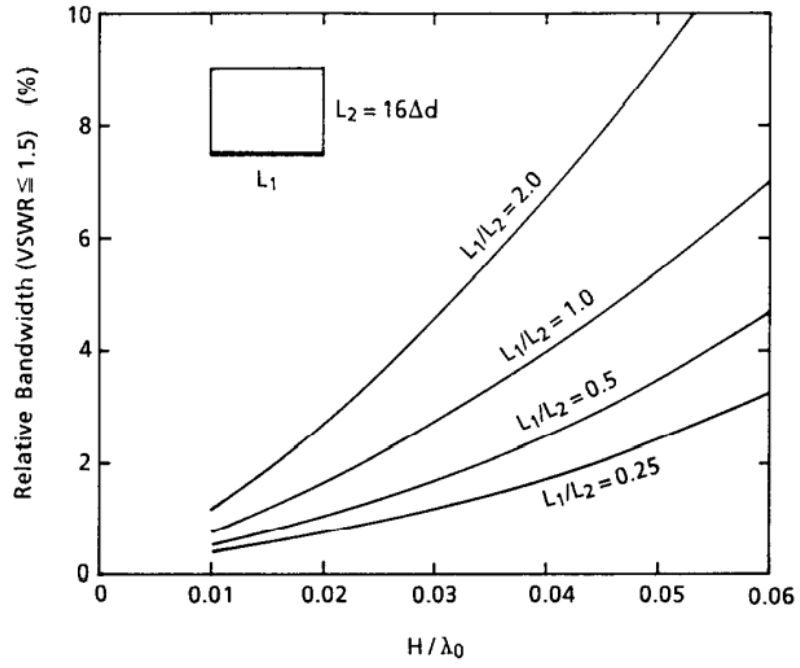
Kısa devre elemanın genişliği ile yatay elemanın genişliğin oranını 0 ile 1 arasında sınırladığımızda $0 < W/L_1 < 1$ ve bu orana r dersek $r = W/L_1$, ayrıca yatay elemanın genişliğini ve uzunluğu oranlayıp bu orana k dersek $k = L_1/L_2$, Düzlemsel Ters F antenin rezonans frekansını, f_1 ve f_2 cinsinden aşağıdaki gibi ifade edebiliriz [1].

$$k \leq 1 \text{ için; } f_r = r \cdot f_1 + (1 - r) \cdot f_2 \quad (2.5)$$

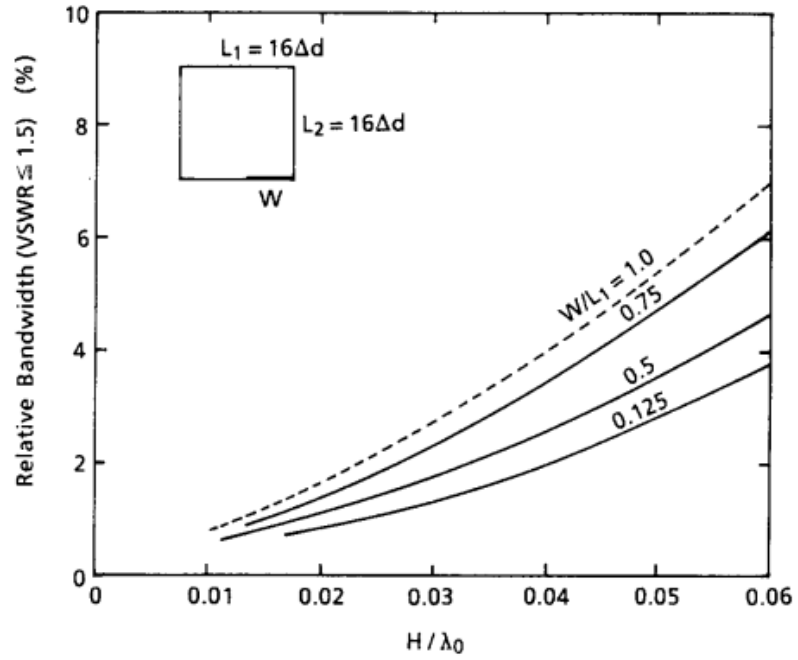
$$k > 1 \text{ için; } f_r = r^k \cdot f_1 + (1 - r^k) \cdot f_2 \quad (2.6)$$

Yukarıda verilen eşitliklerle tasarlanan antenin simülasyon sonuçları ile hesaplanan rezonans frekansının uyumlu olduğu görülmüştür [13].

Düzlemsel Ters F Antenin bant genişliği, yatay elemanın genişliğinin uzunluğuna oranına L_1/L_2 , kısa devre elemanın yüksekliğine H ve W/L_1 oranına bağlıdır. Şekil 6 da $W = L_1$ olduğunda $VSWR \leq 1.5$ için H/λ_0 oranının ve L_1/L_2 oranının göreceli bant genişliğini nasıl etkilediği gösterilmiştir. Buna göre, kısa devre elemanın yüksekliği H 'nin artması ve yatay elemanın genişliğinin uzunluğuna oranı L_1/L_2 'nin artması göreceli bant genişliğini artırmaktadır. Sonraki Şekil 7 de ise yatay elemanın genişliği ve uzunluğu eşit olduğunda L_1/L_2 , kısa devre elemanın genişliğinin yatay elemanın uzunluğuna oranı W/L_1 'in göreceli bant genişliğini nasıl değiştirdiğini göstermektedir. Buna göre kısa devre elemanın genişliği azaldıkça göreceli bant genişliği azalmaktadır.



Şekil 6. Kısa devre elemanı genişliği L_1 'e eşit olduğunda Düzlemsel Ters F Antenin hesaplanan bant genişliği [13].



Şekil 7. Kısa devre elemanın genişliği L_1 'den daha dar olduğunda Düzlemsel Ters F Antenin hesaplanan bant genişliği [13].

3. DÜZLEMSEL TERS F ANTEN DİZİSİ TASARIMI

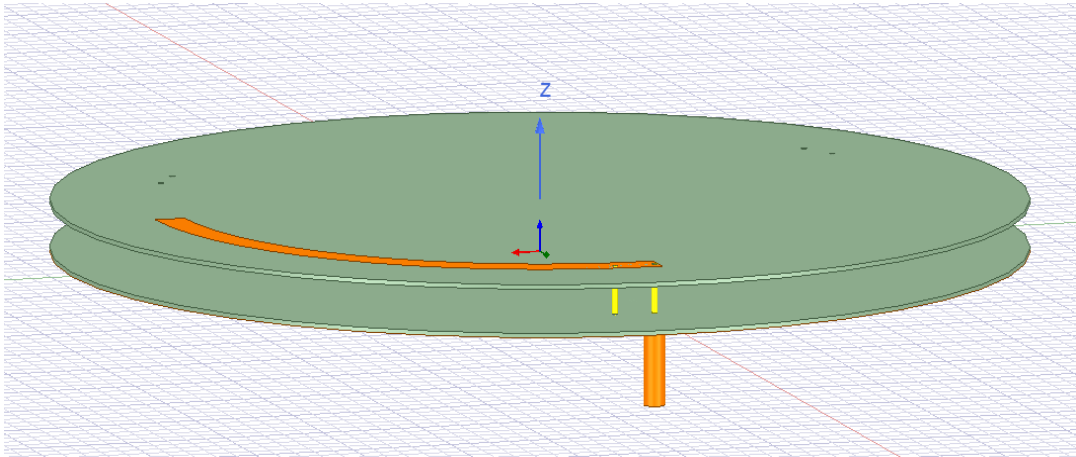
3.1. Tek Elemanlı Düzlemsel Ters Anten Tasarımı

Önceki bölümde, Düzlemsel Ters F Anten in sayısal sonuçlara dayalı olarak, antenin geometrik parametrelerinin elektriksel performansı üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Rezonans frekansı 401 MHz için, eşitlik 2.5 ve Şekil 7 de gösterilen grafik kullanılarak hesaplanan Düzlemsel Ters F Anten in boyutları aşağıdaki gibidir.

Tablo 1. Hesaplanan Düzlemsel Ters F Antenin boyutları.

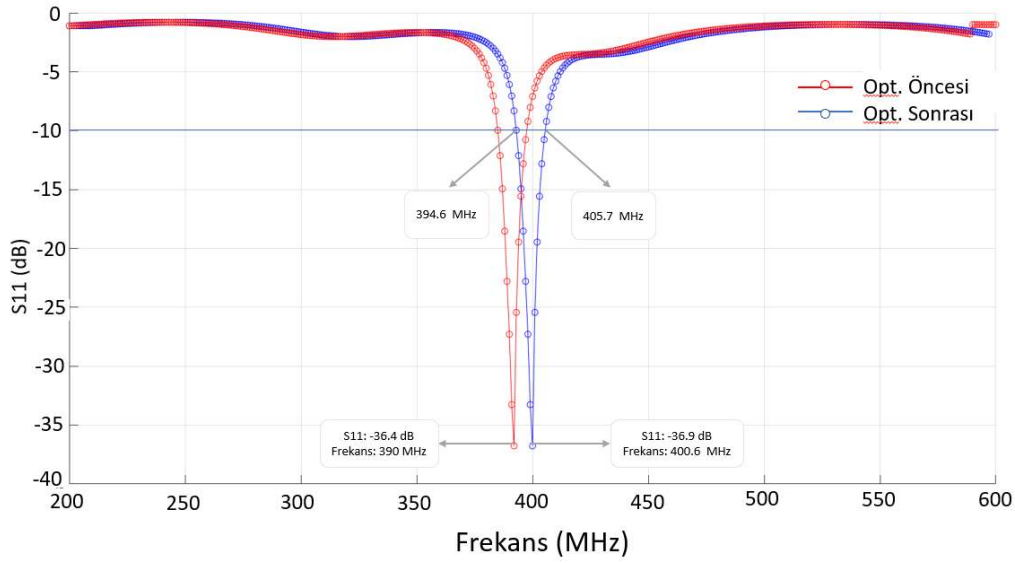
L1	L2	H
141.8 mm	3.32 mm	9.5 mm

Kısa devre elemanın genişliği W , kolayca temin edilebilecek çapta olan tel düşünülerek 1.5 mm olarak seçilmiştir. Anten üretim maliyetlerini düşürebilmek için, FR4 alttaş malzemesi seçilmiştir. Bütün bu seçimler göz önünde bulundurularak bilgisayar destekli benzetim aracı ile simüle edilen anten Şekil 8 de gösterilmiştir. Anten saçılma parametresi sonuçları S_{11} üzerinden değerlendirilmiştir. Geleneksel olarak kabul edildiği gibi S_{11} değerinin -10 dB nin altında kaldığı frekans aralığı antenin geçirme bandı olarak tanımlanmıştır.



Şekil 8. Bilgisayar destekli benzetim aracında tasarlanan antenin görünümü.

Simüle edilen S11 grafiğinde, rezonans frekansı beklenen değerden daha aşağıda elde edilmiştir. Tasarlanan antenin boyutları optimize edilerek rezonans frekansı istenilen değere çekilmiştir. Şekil 9 de optimizasyon öncesi ve sonrası S11 grafiği verilmiştir.



Şekil 9. Hesaplanan değerlerle oluşturulan antenin S11 grafiği ve optimize edilen parametrelerle elde edilen antenin S11 grafiği.

PIFA anten hesaplamalarında F kolu desteksizdir ve toprak zeminle arasında sadece hava bulunmaktadır. Bu çalışmadaki tasarımda F kolu çok uzun olması sebebiyle desteksiz kalamayacağı için FR4 malzeme üzerinde tanımlanmıştır. Bu nedenle toprak zeminle F kolu arasında fazladan 2 mm kalınlığında FR4 malzeme bulunmaktadır. Yukarıdaki şekilde görüldüğü üzere antenin rezonans frekansı simülasyon sonucu 390 MHz olarak elde edilmiştir. Hesaplanan rezonans frekansının 10 MHz kaydığı görülmüştür.

Bu kaymanın en büyük sebebi anten elemanı ve toprak düzlemi arasındaki dielektrik sabiti değişimidir. Bölüm 2 de Düzlemsel Ters F Anten' in geometrik parametrelerinin çıkarımında, anten elemanı ile toprak düzlemi arasında sadece dielektrik sabiti 1 olan hava bulunmaktadır. Ancak tezde tasarlanan antende kullanılan 1 mm kalınlığındaki FR4'ler, anten elemanı ile toprak düzlemi arasındaki etkin dielektrik değerinin değiştirmişlerdir. Etkin dielektrik sabiti ϵ_{etkin} (3.1) ile 1.6 olarak elde edilmiştir. Sözü edilen frekans kaymasının bir diğer sebebi ise hesaplanan değer sonsuz toprak düzlemi için geçerli olmasıdır. Ancak tezde tasarlanan antende toprak düzlemi belli bir büyüklüktedir. Özetle bu iki ana farklılık frekans kaymasına sebep olmuştur.

$$\frac{(\varepsilon_{hava} \times h_{hava}) + (\varepsilon_{FR4} \times h_{FR4})}{\text{Toplam Yükseklik}} = \varepsilon_{etkin} \quad (3.1)$$

Tablo 1 de gösterilen parametreler, rezonans frekansı 401 MHz' ye göre optimize edilerek aşağıdaki Tablo 2 de gösterilen parametreler elde edilmiştir. Şekil 9 da görüldüğü üzere antenin 10 dB bant genişliği 11.1 MHz olarak elde edilmiştir.

Tablo 2. Optimizasyon sonrası elde edilen antenin boyutları.

Anten Parametreleri	Tasarım	Hesaplanan boyutlar	Optimize edilen boyutlar
L1		141.8 mm	164.6 mm
L2		3.32 mm	6 mm
H		9.5 mm	10 mm

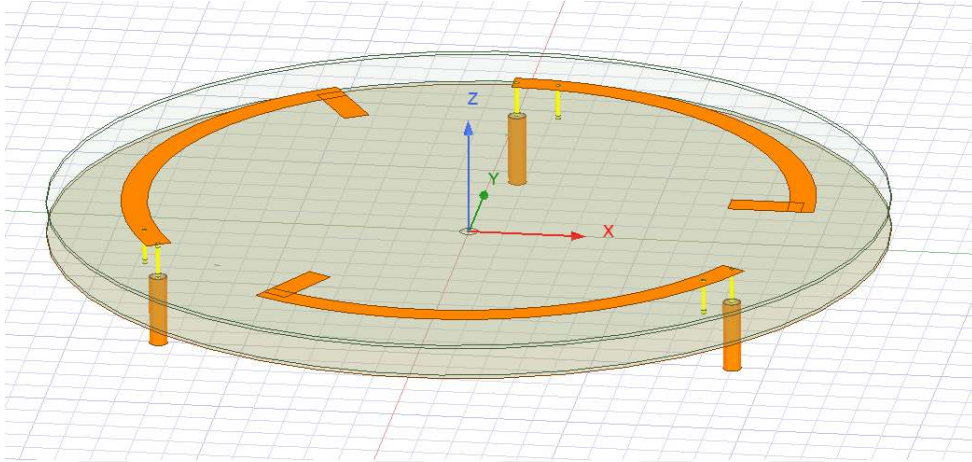
3.2. Üç Elemanlı Dairesel Polarize Düzlemsel Ters F Anten Dizisi Tasarımı

Daha önceki yapılan çalışmalarda [8], [9], [14], [15] dairesele polarizasyon 3 lü ve 4 lü elemanlı anten dizisi ile sağlanmıştır. Bu çalışmada da 3 elemanlı anten dizisi yapısı kullanılmıştır.

Eksenel oranlar genellikle istenen polarizasyonun dairesele olduğu antenler için belirtilir. Dairesel polarize alanlar için eksenel oranın ideal değeri 0 dB'dir. Ek olarak, eksenel oran bir antenin ana ışınından uzaklaştıkça azalma eğilimi göstermesidir.

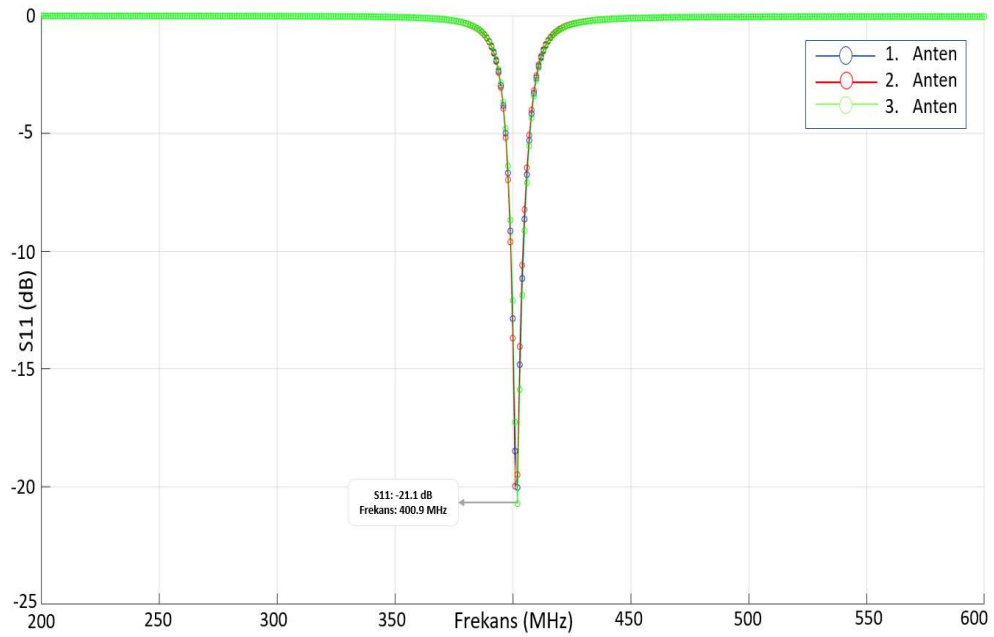
Tek elemanlı Düzlemsel Ters F Anten uzak alanda yönlü anten karakteristiği göstermektedir. Bu durum E ekseninde yer alan elemanların birbirine oranlandığında sonsuz değere ulaşmaktadır. Aynı uzak alan hesaplamasında dizi anten kullanıldığında bu yönlülük düşecektir. Bundan dolayı, sağ el dairesele polarize bir anten elde etmek için önceki bölümde tasarlanan Düzlemsel Ters F Anten' den üç tanesi, bir merkez etrafına eş aralıklarla dairesele olarak yerleştirilmiştir. Dairesel polarizasyon elde etmek için söz konusu üçlü dizi anten, eş genlikli ve 120 derece faz farkı olacak şekilde beslenmelidir. Bunu sağlayabilmek için 3

yollu seri güç bölücü içeren anten besleme devresine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu şekilde oluşturulan Düzlemsel Ters F Anten dizisi Şekil 10 da gösterilmiştir.



Şekil 10. 3 Elemanlı Düzlemsel Ters F Anten dizisi.

Şekil 11 de gösterildiği üzere, tek elemanlı anten ile üçlü dizi antenin S11 sonuçları birbirleri ile neredeyse aynıdır. Aradaki fark geri dönüş kaybının artmasıdır. Bu farklılığın en büyük sebebi antenler arasındaki bağlaşımdır. Ancak bu farklılık göz ardı edilebilecek seviyededir. Ayrıca Şekil 11 de dizi elemanlarının S11 değerlerinin de uyduğu görülmektedir.

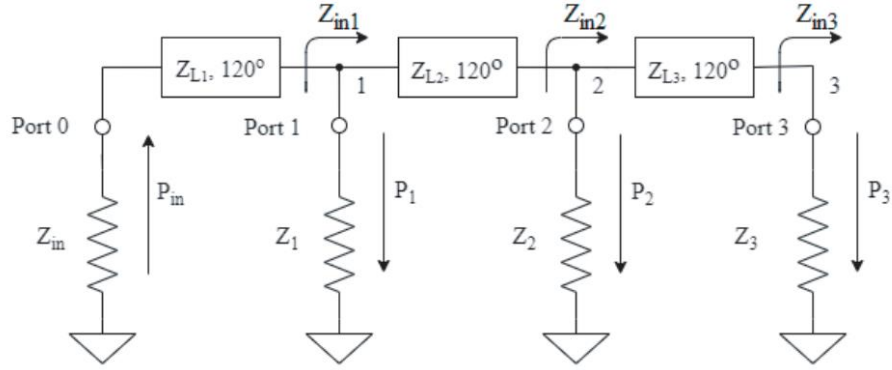


Şekil 11. 3 Elemanlı Düzlemsel Ters F Anten dizisinin geri dönüş kaybı grafiği.

Sonraki bölümde dairesel polarizasyon elde etmek için kullanılan besleme ağı tasarımından söz edilmiştir.

3.3. Seri Güç Bölücü Besleme Ağı Tasarımı

Sağ el dairesel polarize bir anten elde etmek için önceki bölümde tasarlanan Düzlemsel Ters F Anten' den üç tanesi, bir merkez etrafına eş aralıklarla dairesel yerleştirilmiştir. Ve dizi anten elemanları ayrı kaynaklarla beslenmişlerdir. Tek bir kaynaktan gelen gücü üç elemana eşit şekilde bölüp, 120° faz farkıyla iletmek için tezde Seri Güç Bölücü kullanılmıştır. Seri Güç Bölücünün basit ve verimli yapısı tez de tasarlanan antende besleme ağı olarak kullanılmasına sebep olmuştur. Şekil 12 de Seri Güç Bölücü' nün eşlenik devre şeması gösterilmiştir.



Şekil 12. 3 portlu seri güç bölücü eşlenik devresi.

Besleme ağındaki hatların boyutu [9] makalesinde belirtilen formüllerle hesaplanabilir. Eşdeğer devre Şekil 12 de gösterilen parametreler; Z_{in} , Z_1 , Z_2 , Z_3 sırasıyla giriş (port 0 olarak), port 1, port 2 ve port 3'ün empedanslarıdır. Bu empedans değerleri 50Ω olarak alınmıştır. Tasarlanan üç yollu güç bölücü çıkışlarında, eşit güç sağlandığında aşağıdaki eşitlik (A) elde edilir.

$$P_1 = P_2 = P_3 = \frac{P_{in}}{3} \quad (3.3)$$

Güç bölücünün üç çıkış portunun her birine $1/3$ dalga empedans dönüştürücü bağlanır. Bu hatlar empedans olarak Z_{L1} , Z_{L2} , Z_{L3} ve 120° fazlara sahiplerdir. 1, 2 ve 3 noktalarındaki Z_{in1} , Z_{in2} ve Z_{in3} giriş empedansları (3.4), (3.5), (3.6) denklemleriyle elde ifade edilebilir.

$$Z_{in1} = Z_1 \frac{P_1}{P_{in}} \quad (3.4)$$

$$Z_{in2} = Z_2 \frac{P_2}{P_{in}-P_1} \quad (3.5)$$

$$Z_{in3} = Z_3 \quad (3.6)$$

(3.3), (3.4), (3.5) ve (3.6) denklemleri kullanılarak 1, 2 ve 3 noktalarının giriş empedanslarını aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$Z_{in1} = \frac{Z_1}{3} \quad (3.7)$$

$$Z_{in2} = \frac{Z_2}{2} \quad (3.8)$$

$$Z_{in3} = Z_3 \quad (3.9)$$

Son olarak, 1/3 dalga empedans dönüştürücü hatların karakteristik empedansları Z_{L1} , Z_{L2} , Z_{L3} aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$Z_{L1} = \sqrt{Z_{in} Z_{in1}} \quad (3.10)$$

$$Z_{L2} = \sqrt{\frac{Z_{in1} Z_{in2} Z_1}{Z_1 - Z_{in1}}} \quad (3.11)$$

$$Z_{L3} = \sqrt{\frac{Z_{in2} Z_{in3} Z_2}{Z_2 - Z_{in2}}} \quad (3.12)$$

Düzlemsel Ters F Anten dizisindeki elemanların giriş empedansları daha önceden belirtildiği gibi 50Ω ' dur. Bu yüzden, tez çalışmasında tasarlanan Seri Güç Bölücü besleme ağının giriş ve çıkış empedansları, $Z_0 = 50 \Omega$ alınarak, (3.7), (3.8), (3.9), (3.10), (3.11) ve (3.12) denklemleri kullanılarak hesaplandığında aşağıdaki empedans değerleri elde edilmektedir.

$$Z_{L1} = \frac{Z_0}{\sqrt{3}} = 28.86 \Omega \quad (3.13)$$

$$Z_{L2} = \frac{Z_0}{2} = 25 \Omega \quad (3.14)$$

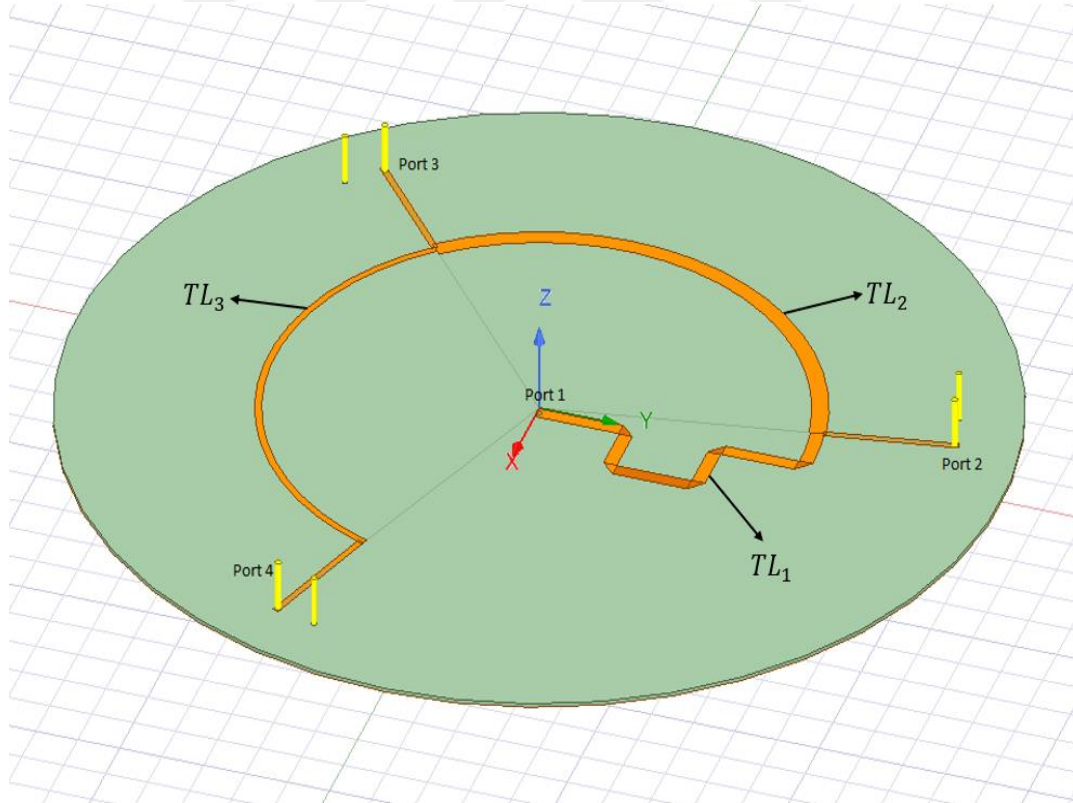
$$Z_{L3} = Z_0 = 50 \Omega \quad (3.15)$$

1/3 dalga empedans dönüştürücü hatların kalınlıkları ve uzunlukları, FR4 malzemeye mikro şerit hat olarak basılacak şekilde hesaplanmıştır. FR4 malzemenin özellikleri, dielektrik sabiti ϵ_r 4.6, yükseklik H 1 mm, bakır kalınlığı 35 mikron olarak alınmıştır. Hesaplama sonucunda elde edilen hat boyutları Tablo 3 de verilmiştir.

Tablo 3. Seri Güç Bölücü devresinin hesaplanan iletim hattı parametreleri.

İletim Hattı	Karakteristik Empedans	Hat Genişliği	Hat Uzunluğu
TL_1	28.86Ω	$W_{TL_1} = 3.15 \text{ mm}$	98.79 mm
TL_2	25Ω	$W_{TL_2} = 3.7 \text{ mm}$	130.51 mm
TL_3	50Ω	$W_{TL_3} = 1.45 \text{ mm}$	137.07 mm

Bölüm 3.2 de tasarlanan Düzlemsel Ters F Anten dizisinin yapısının disk şeklinde olması sebebiyle, Seri Güç Bölücü' nünde yapısı disk şeklinde tasarlanmıştır. Tasarlanan yapı Şekil 13 de gösterilmiştir.



Şekil 13. Seri Güç Bölücü.

TL_1 , 28.86Ω luk hattın elektriksel uzunluğu 90° dir. Bunun sebebi, bu hattı çeyrek dalga empedans dönüştürücü olarak kullanıp anten dizisinin giriş empedansını 50Ω a uyumlamaktır.

Şekil 13 de görüldüğü üzere, TL_1 , TL_2 ve TL_3 iletim hatlarının arasından diskin dışına doğru 50Ω iletim hatları konmuştur. Düzlemsel Ters F Anten dizisindeki elemanlar, bu iletim hatları ile beslenecektir.

Seri Güç Bölücü' nün giriş portu Port1 ve çıkış portları sırasıyla Port2, Port3, Port4 olarak isimlendirilmiştir. Tablo 4 de Seri Güç Bölücü' nün simülasyon sonucunda elde edilen S parametreleri verilmiştir.

Tablo 4 Seri Güç Bölücü S parametre benzetim sonuçları.

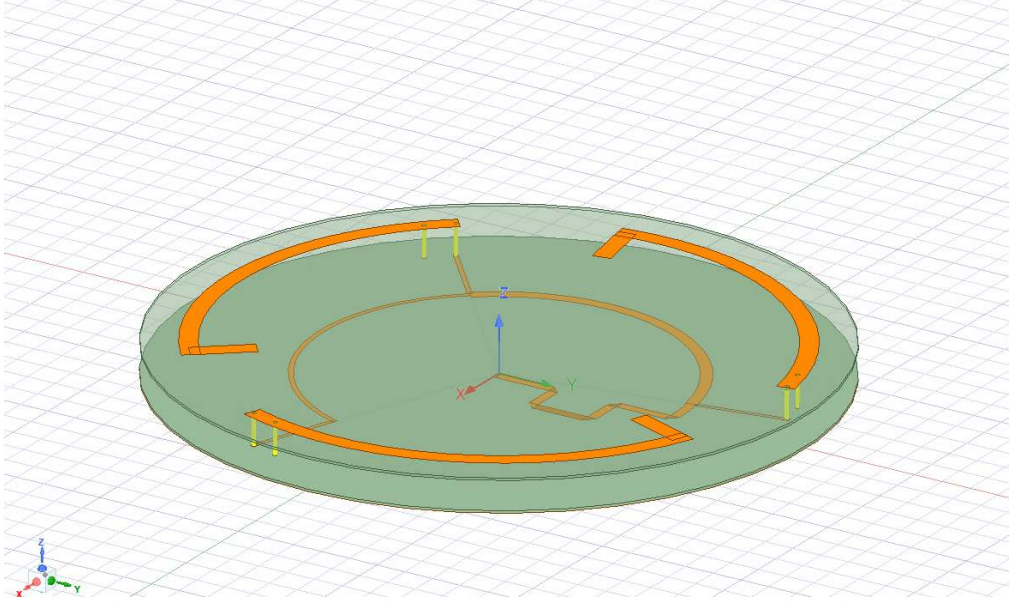
S11	S21	S31	S41
-26 dB	5 dB	5.24 dB	5.45 dB

Yukarıdaki şekilde görüldüğü üzere çıkış portları arasındaki genlik farkı olduğu görülmüştür. Çıkış portları eş genlik elde edilecek şekilde hesaplanmasına rağmen, genlik farkı olmasının sebebi, hesabın ideal iletim hatları için yani kayıpsız iletim hatları için yapılmış olmasıdır. Kayıplı ortamda yapılan simülasyonda en uçtaki portun (Port4) en düşük genliğe sahip olması beklenen bir sonuçtur.

Portlar arası faz farkına bakıldığında, Port2-Port3 arasında 121.5° , Port3-Port4 arasında 122.5° , Port4-Port2 arasında 116° faz farkları elde edilmiştir. Anten dizisinin eksenel oranının 3 dB' den düşük olması için portlar arası farkının 120° olması gerekmektedir. Sonraki bölümde Düzlemsel Ters F Anten dizisinin eksen oranını düşürmek için Seri Güç Bölücü üzerinde yapılan optimizasyonlar anlatılmıştır.

3.4. Seri Güç Bölücü Besleme Ağı ile Düzlemsel Ters F Anten Dizisi Tasarımı

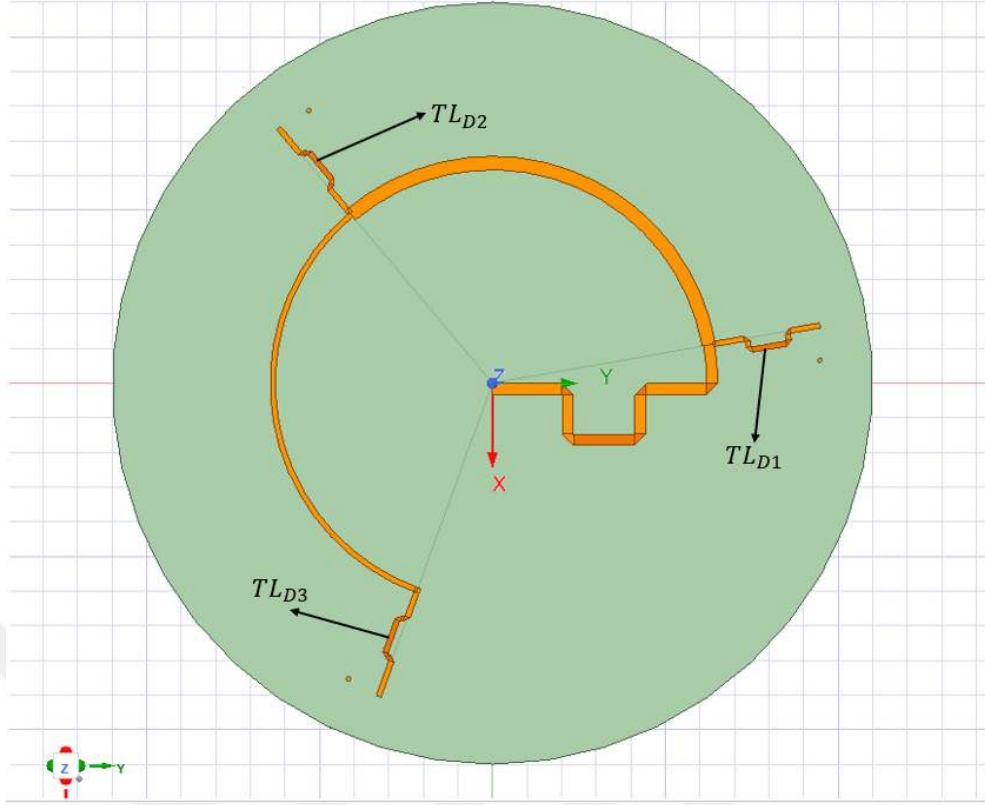
Önceki bölümde tasarlanan Seri Güç Bölücü ile bölüm 3.2 de tasarlanan anten dizisi birleştirildiğinde Şekil 14 de gösterilen Düzlemsel Ters F Anten dizisi oluşmaktadır.



Şekil 14. Seri Güç Bölücü ile Düzlemsel Ters F Anten dizisinin birleştirilerek elde edilen yapı.

Yukarıda gösterilen antenin uzak alan simülasyonu bilgisayar destekli benzetim aracı ile yapılmıştır. Elde edilen eksenel oran 35^0 kadar küçük bir hüzme genişliğinde 3 dB altında kalmıştır. Eksenel oranın daha geniş hüzme aralıklarında istenilen seviyenin altında kalması için dizi elemanlarının besleme portları arasındaki faz dengesizliğinin giderilmesi gerekmektedir.

Bahsi geçen faz dengesizliklerini azaltmak için Seri Güç Bölücü besleme devresini optimize edilmiştir. Bunu nedenle iletim hatlarında faz gecikmesi oluşturabilmek için Şekil 15’da gösterilen TL_{D1} , TL_{D2} ve TL_{D3} iletim hatları eklenmiştir. Fazlardan eklene bu iletim hatları güç bölücü devresinde genlik dengesizliği yarattığı için ayrıca genlik dengesizliği içinde optimizasyonlar gerçekleştirilmiştir. Ayrıca Tablo 5 de Seri Güç Bölücü devresinin optimizasyon sonrasındaki boyutları verilmiştir.



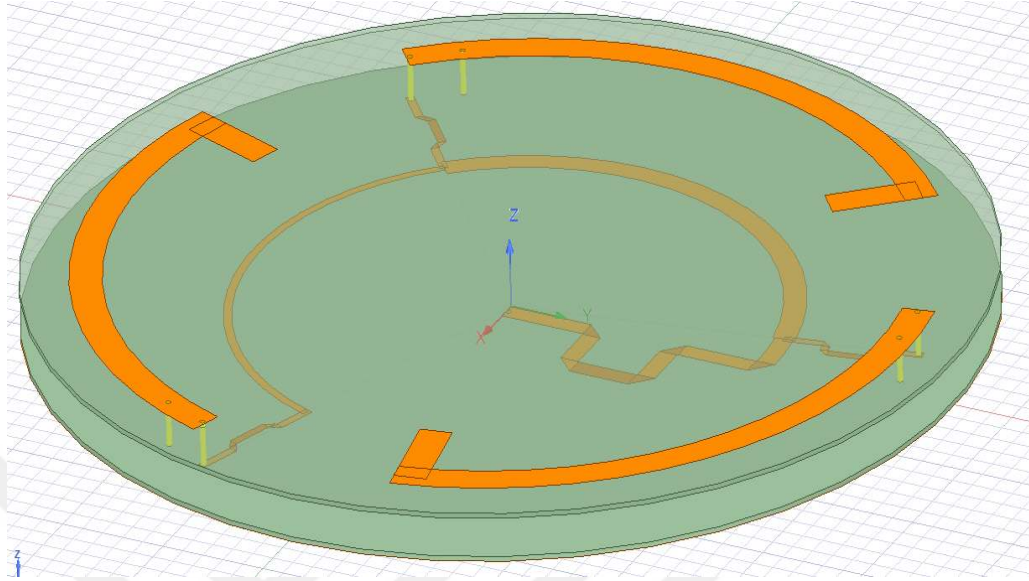
Şekil 15. Optimizasyon sonrasında oluşan Seri Güç Bölücü devresi.

Tablo 5. Optimizasyon öncesindeki ve sonrasındaki Seri Güç Bölücü devresi parametreleri.

İletim Hattı	Karakteristik Empedans	Hat Genişliği Önce/Sonra	Hat Uzunluğu Önce/Sonra
TL_1	28.86Ω	$W_{TL_1} = 3.15/3.21$ mm	98.79/98.79 mm
TL_2	25Ω	$W_{TL_2} = 3.7/3.64$ mm	130.51/130.43 mm
TL_3	50Ω	$W_{TL_3} = 1.45/1.39$ mm	137.07/136.9 mm

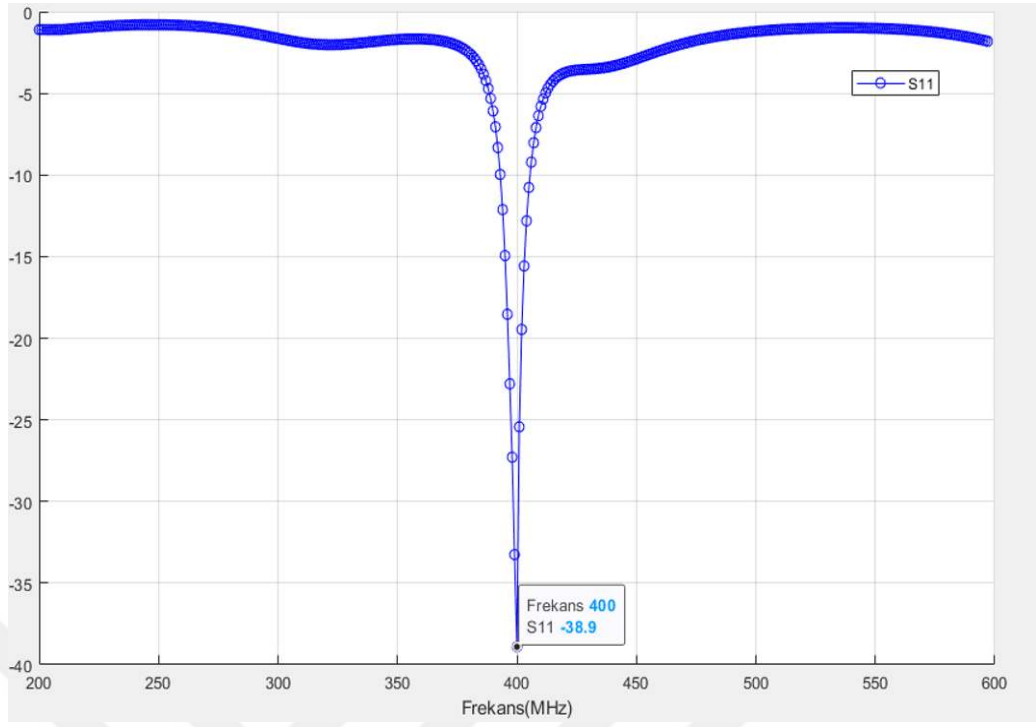
Seri güç beslemesi kullanıldığı için, giriş portundan uzaklaştıkça genlik seviyeleri düşmektedir. Dolayısıyla, 4. Port, 3. Port ‘dan 3. Port ise 2. Porttan daha düşük genlikle beslenmektedir. Bu nedenle hat incelikleri değiştirilerek karakteristik empedansı artırıp azaltılması vasıtasıyla port genlikleri eşitlenmiştir. Bu optimizasyon sırasında, ana besleme portu olan 1. Portun empedans uygunlaştırması göz önünde bulundurulmuştur.

Optimizasyon sonucunda elde edilen Seri Güç Bölücü devresi ile Düzlemsel Ters F Anten dizisi birleştirilmiştir, elde edilen yapı Şekil 16 de gösterilmiştir.



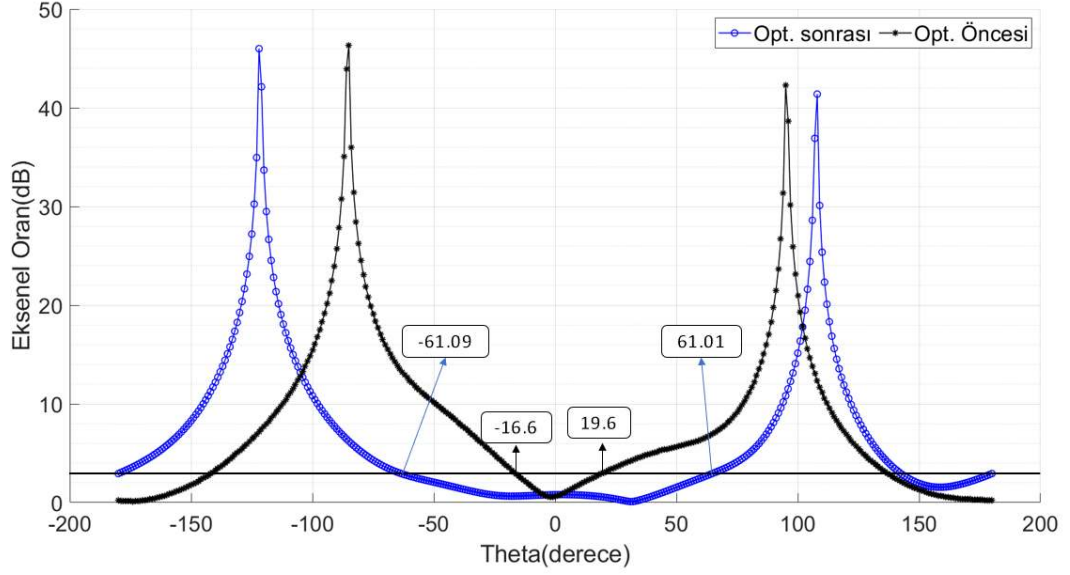
Şekil 16. Optimize edilmiş Seri Güç Bölücü devresi ve anten dizisinin birleştirilmiş hali.

Şekil 16 da gösterilen Düzlemsel Ters F Anten dizisi bilgisayar destekli benzetim aracı ile simüle edilmiştir. Yükseliş kesiti için simülasyon sonuçları, Şekil 17 de S11 grafiği, Şekil 20 de Sağ el dairesel polarizasyon kazanç grafiği ve Şekil 21 de kazanç grafiği verilmiştir. Şekil 190 de 3 boyutlu ışıma örüntüsü verilmiştir. Ayrıca optimizasyon öncesinde ve sonrasında elde edilen eksenel oran grafiği Şekil 18 da verilmiştir.



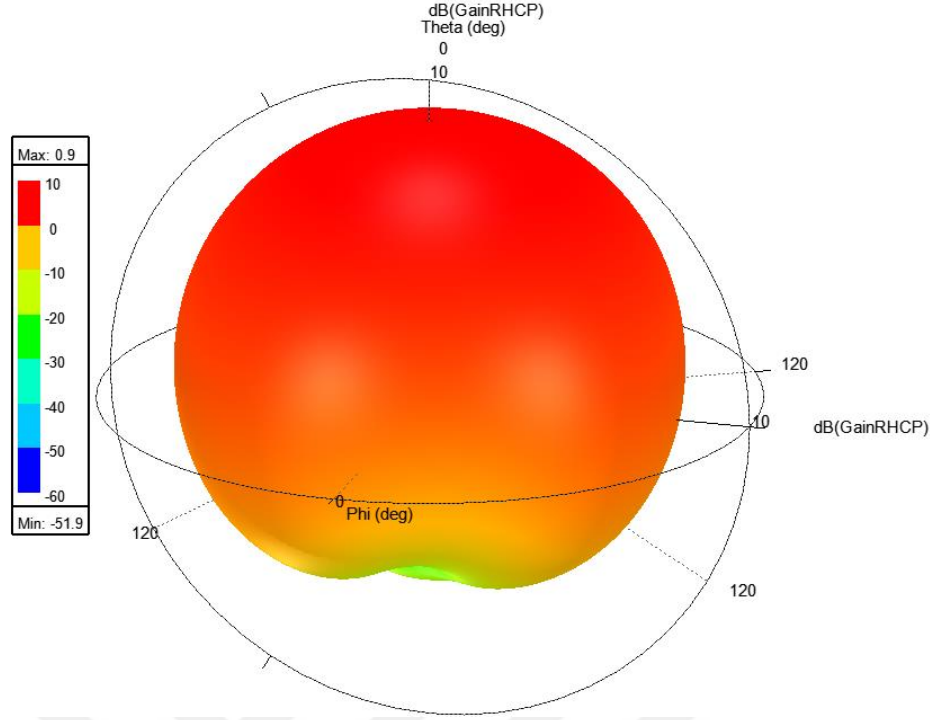
Şekil 17. Düzlemsel Ters F Anten dizisi geri dönüş kaybı benzetimi.

Yukarıdaki grafikte görüldüğü üzere 400 MHz’ de S11 değeri -38.9 dB olarak elde edilmiştir. Sonuçlardan görüldüğü gibi 395 MHz ile 412 MHz arasında kalan frekanslarda S11 değeri -10 dB ’nin altındadır. Dolayısıyla antenin bant genişliği 17 MHz olarak elde edilmiştir.



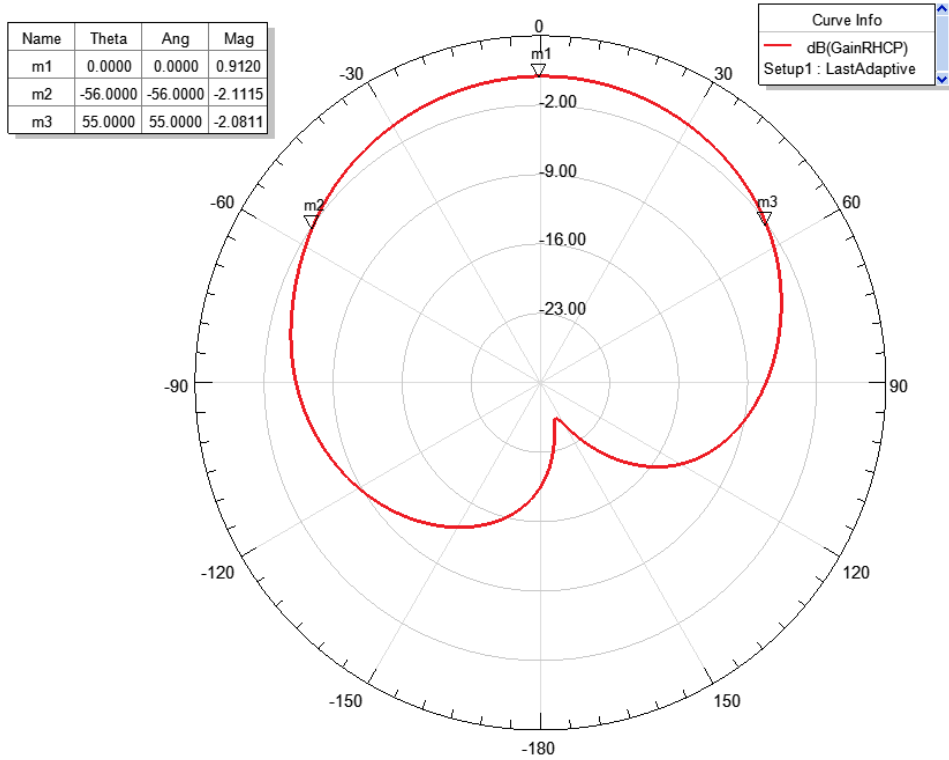
Şekil 18. Optimizasyon öncesinde ve sonrasında elde edilen eksenel oran grafikleri.

Yukarıdaki eksenel oran grafiğinde görüldüğü üzere, optimizasyon öncesinde 3 dB' nin altında kalan alan -16.6° ile 19.6° arasındır. Anten hüzmesinin yalnızca 36.2° lik bir kısmında dairesel polarizasyon gözlenmiştir. Yapılan optimizasyon sonrasında ise eksenel oran -61.09° ile 61.01° arasında 3 dB altındadır. Dolayısıyla anten ana hüzmesinde 123° Dairesel Polarizasyon elde edilmiştir. Ayrıca 0° de eksenel oran 0.72 dB dir.



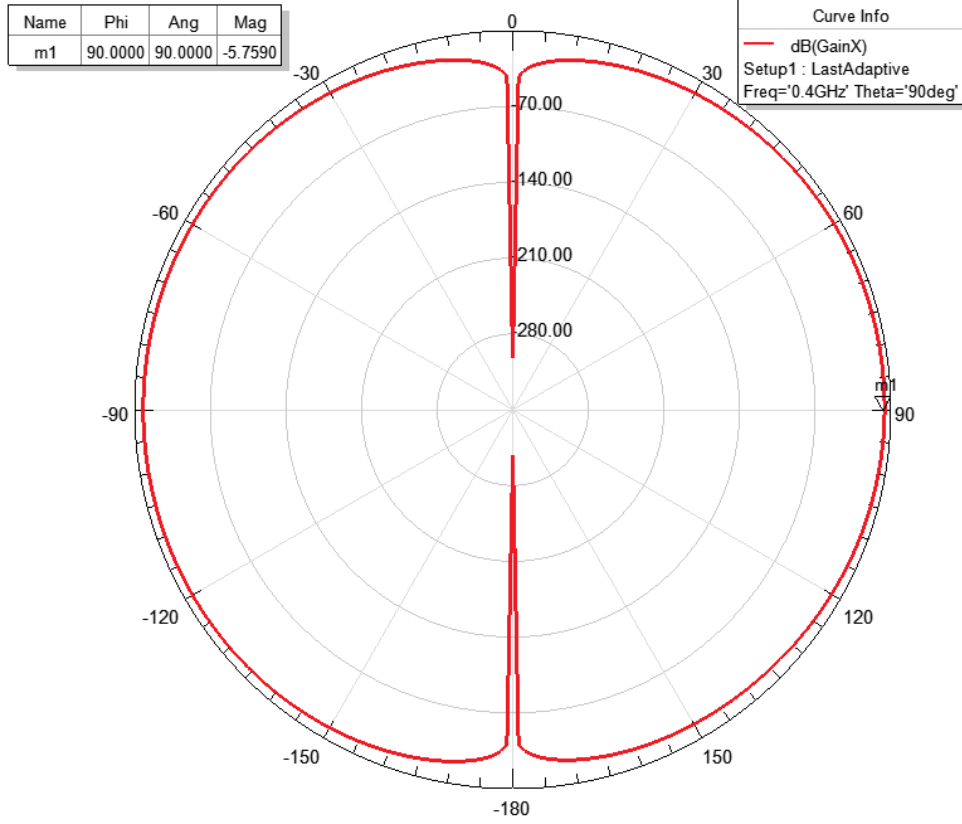
Şekil 19. Antenin 3 boyutlu ışıma örüntüsü.

Yukarı ki grafikte görüldüğü üzere antenin geniş bir hüzme örüntüsü vardır. Hüzme genişliği Şekil 20 de detaylı gösterilmiştir.



Şekil 20. Sağ el dairesel polarizasyon kazancı.

Şekil 20 de antenin hüzme deseninin $\varphi 0^\circ$ kesitinde alınmış Sağ el dairesel polarize (RHCP) kazanç grafiğidir. Antenin Zenith yönünde kazancı 0.91 dBi olarak elde edilmiştir. Ayrıca antenin 3 dB hüzme genişliği Şekil 20 de görüldüğü üzere 111° dir.



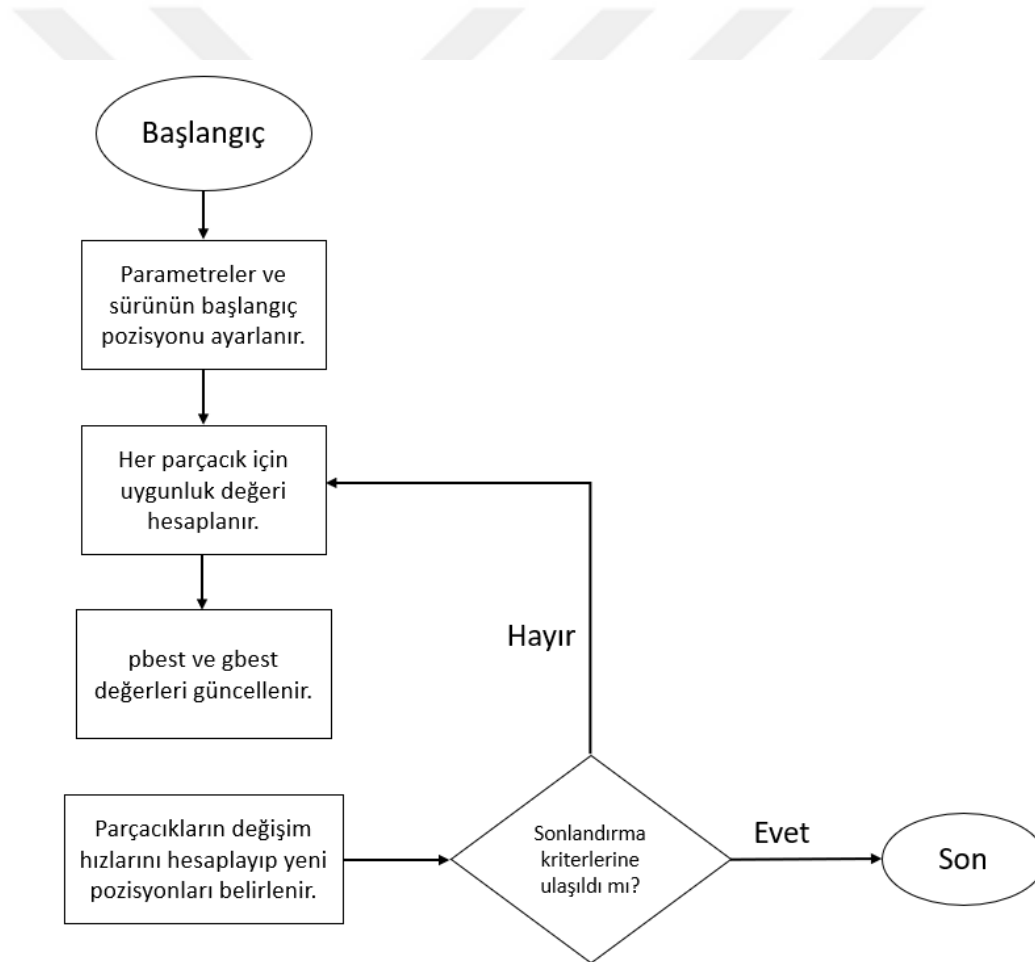
Şekil 21. Antenin yanca 90 kesitindeki ışıma örüntüsü.

Yukarıdaki şekilde görüldüğü üzere antenin ışıma örüntüsünün yanca 90 kesitinde, $\varphi 90^\circ$ de -5.75 dB kazanç elde edilmiştir.

Simülasyon sonuçlarından da görüldüğü üzere merkez frekansı 400 MHz olan, eksenel oranı geniş bir hüzme açısı boyunca 3 dB nin altında olan Düzlemsel Ters F Anten dizisi tasarlanmıştır.

3.5. Optimizasyonlarda kullanılan Algoritma

Anten merkez frekansını ayarlamak için ve eksenel oranı düşürmek için bilgisayar destekli elektromanyetik benzetim araçları ile optimizasyonlar yapılmıştır. Bu optimizasyonlar yapılırken PSO parçacık sürü optimizasyonu kullanılmıştır. PSO’ da ilk olarak çözümü arayacak sürü ve gerekli değişkenler belirlenir. Uygunluk fonksiyonu yardımı ile parçacıkların çözüme yakınlığı ölçülür ve bu değerlere göre pbest ve gbest değerleri güncellenir. Daha sonra değişim hızı fonksiyonu ile her parçacığın yapacağı hareket belirlenir ve yeni durumları ayarlanır. Tekrar uygunluk fonksiyonu ile çözüme ne kadar yaklaşıldığı kontrol edilir. Bu döngü istenilen şartlara ulaşıncaya kadar tekrarlanır. Şekil 22 de PSO’ nun blok şeması verilmiştir.



Şekil 22. Parçacıklı sürü optimizasyonu' nun blok şeması.

Parçacıklı sürü Optimizasyonunda parçacıkların değişim hızlarını 3.16 formülü ile hesaplanabilir.

$$v_{i+1} = v_i + c_1 \cdot rand_1 \cdot (pbest - x) + c_2 \cdot rand_2 \cdot (gbest - x) \quad (3.16)$$

x : parçacık değeri,

v : parçacığın değişim hızı,

c_1, c_2 : sabit değerler,

$rand_1, rand_2$: rastgele üretilen değerler,

$pbest$: parçacığın çözüme en çok yaklaştığı durum,

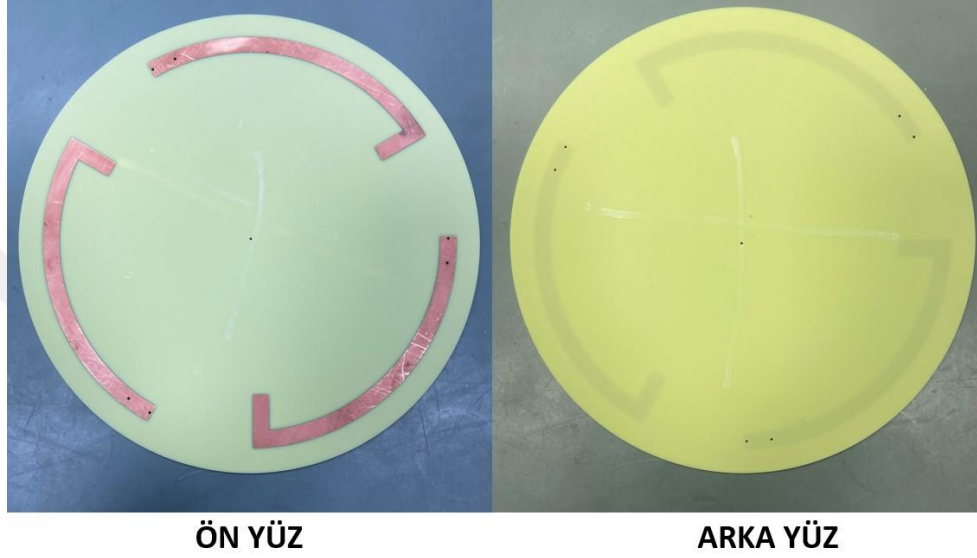
$gbest$: tüm parçacıklar arasında çözüme en çok yaklaşılan durum.

3.16 formülü sayesinde parçacık kendi en iyi çözümüne ve global en iyi çözüme yönelir. Bu da parçacığı çözüme en iyi parçacığın ve kendi en iyi durumunun yakınlarında aramaya iter.

Tasarımda yapılan optimizasyonlardan ilkinde girdi olarak antenin fiziksel boyutları kullanılmıştır. Bunlar, L_1, L_2, W ve H dır. Bu parametrelere belirli sınırlar tanımlayıp optimizasyona sokulmuştur. Çıktıda ise S_{11} değerinin 200 MHz ile 600 MHz arasındaki değişimi izlenmiştir. S_{11} değerinin en düşük olduğu nokta 401 MHz de elde edilince optimizasyon bitmiştir. Yapılan ikinci optimizasyonda, Seri Güç Bölücü' nün iletim hattı kalınlıkları ve uzunlukları $W_{TL_1}, W_{TL_2}, W_{TL_3}, L_{TL_1}, L_{TL_2}, L_{TL_3}, L_{TL_{D1}}, L_{TL_{D2}}$ ve $L_{TL_{D3}}$ sınırlar belirlenerek optimizasyona girdi olarak verilmiştir. Çıktı olarak portlar arasındaki genliğin eş, farz farklarının 120 derece olduğu sonuç elde edilmiştir.

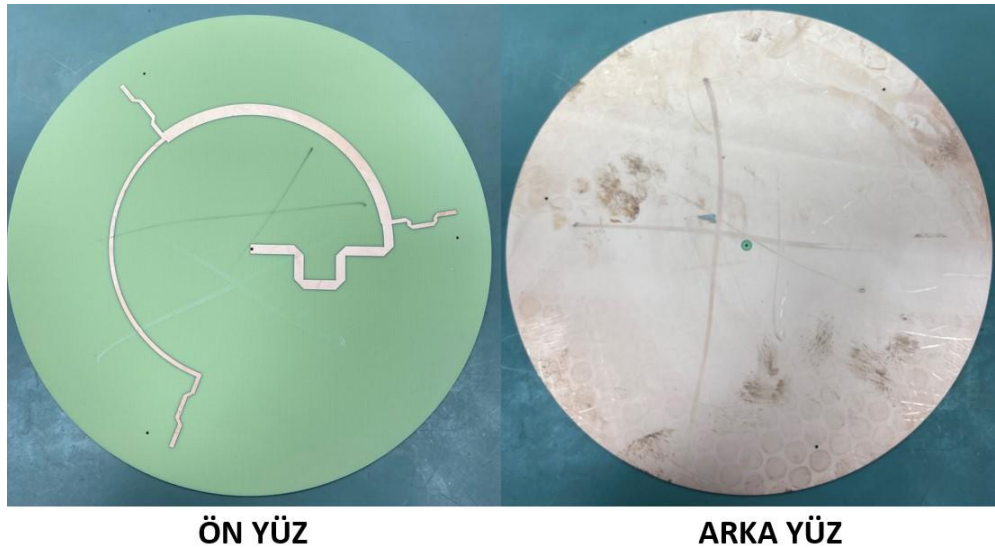
4. ANTENİN ÜRETİMİ

Tasarlanan ve simülasyonu tamamlanan Düzlemsel Ters F Anten dizisi FR4 alttaş malzemesi kullanılarak iki katman olarak üretilmiştir. Üst katmanda Düzlemsel Ters F Anten dizi elemanları bulunurken alt katmanda Seri Güç Bölücü devresi bulunmaktadır. Üretilen üst katman Şekil 23 de, alt katman Şekil 24 de gösterilmiştir.



Şekil 23. Düzlemsel Ters F Anten dizi üst katmanı.

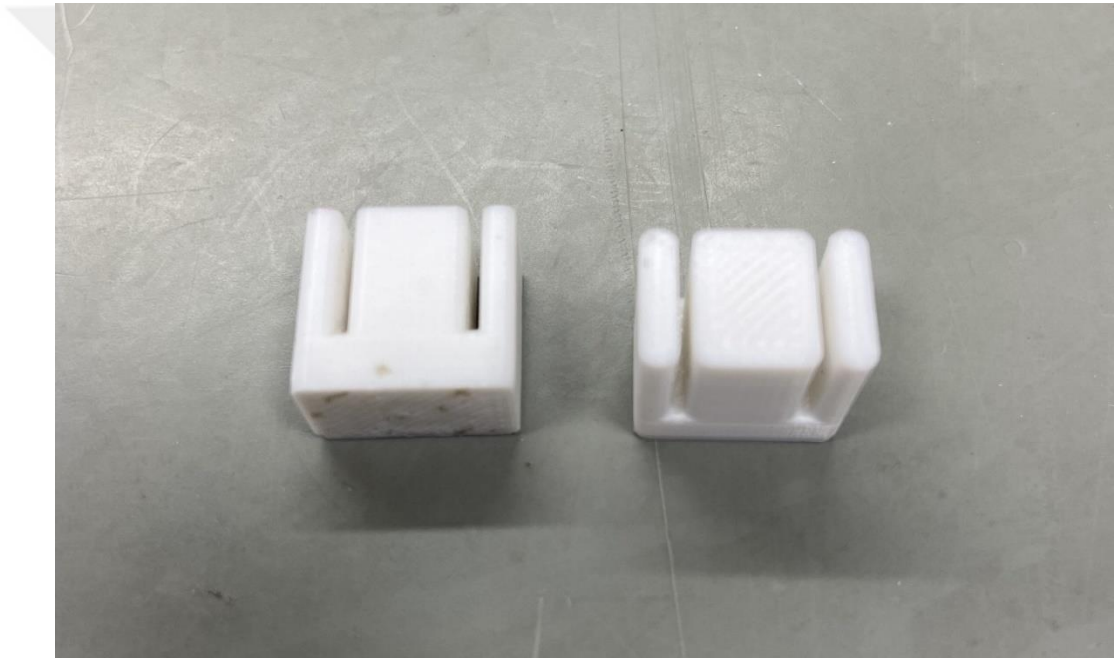
Yukarıdaki şekilde görüleceği gibi Ters F Anten devresinin ön yüzünde anten devresi bulunurken arka yüzünde her hangi bir toprak düzlem bulunmamaktadır.



Şekil 24. Düzlemsel Ters F Anten dizi alt katmanı.

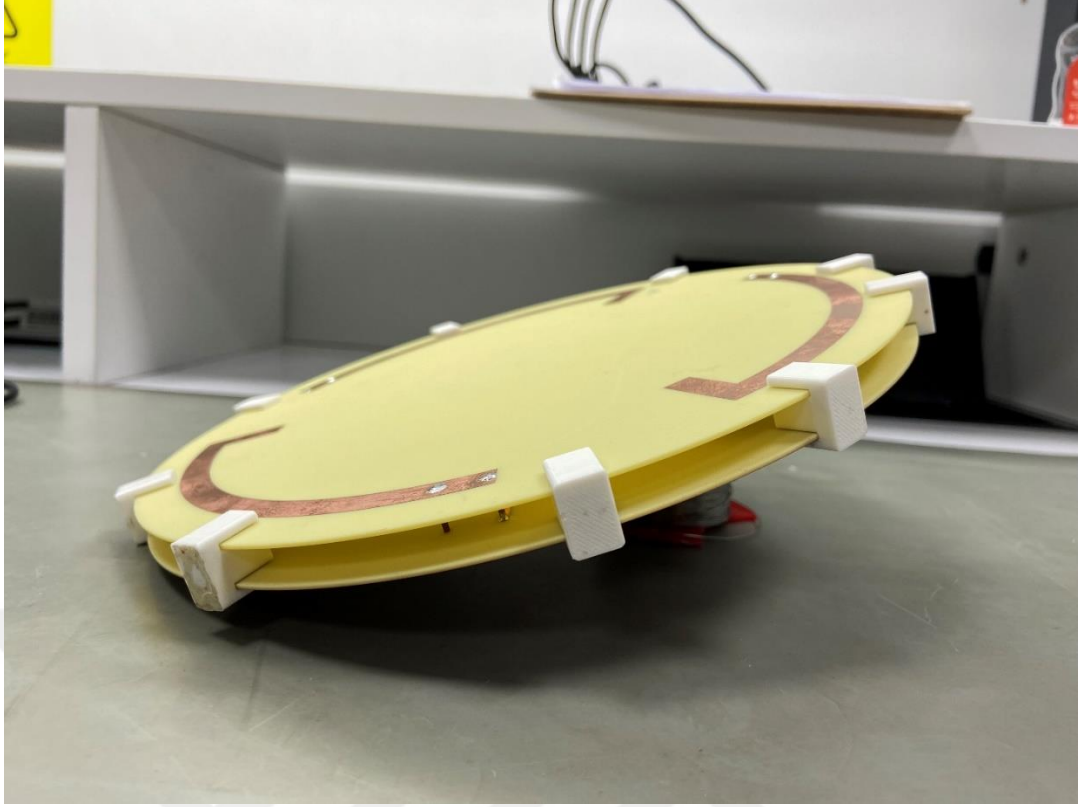
Şekil 24 de görüleceği gibi Seri güç bölücü devresinin ön yüzünde besleme devresi bulunurken arka yüzünde toprak düzlem bulunmamaktadır.

Şekil 23 ve Şekil 24 de gösterilen, üst katman ve alt katman arası 10 mm olacak şekilde birleştirilmesi gerekmektedir. İki katman arasındaki mesafenin her noktada korunması, anten performansı için önem arz etmektedir. Söz konusu mesafeyi korumak için Şekil 25 de gösterilen ayırıcı parça üretilmiştir. Ayrıca besleme ve kısa devre pinlerini katmanlar arasından geçirmek için yukarıda da görüldüğü üzere ilgili yerlere delikler açılmıştır.



Şekil 25. Katmanlar arasındaki 10mm mesafeyi elde etmek için üretilen yardımcı montaj elemanı.

Yukarıda gösterilen montaja yardımcı parça, 3 boyutlu yazıcı tarafından basılmıştır. Üç koldan oluşan bu parçanın orta kolu 10 mm genişliğindedir. Kollar arasındaki boşluklara, üretilen baskı devre kartları yerleştirilmektedir. Bu sayede iki katman arasındaki mesafe her noktada 10 mm olarak korunmuştur. Söz konusu parçanın uygulaması Şekil 26 'da gösterilmiştir. Katmanların birbirine montajı öncesinde, alt katmanın arka yüzüne antenin SMA konektörü monte edilmiştir.



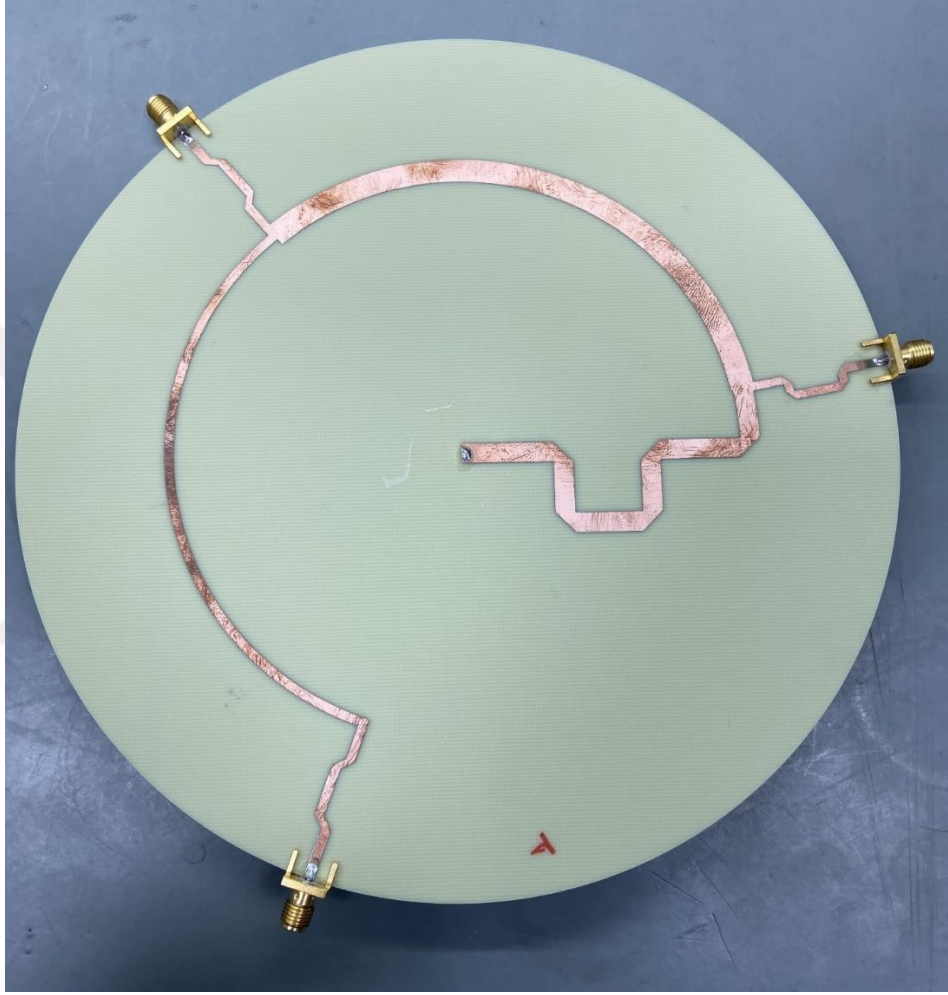
Şekil 26. Montaj işlemindeki Düzlemsel Ters F Anten dizisi.

Alt ve üst katman, yukarıdaki resimde gösterildiği gibi montaj parçalarıyla birbirine sabitlenmiştir. Sabitleme işleminde sonra katmanlar arasındaki besleme pini ve kısa devre pini ilgili noktalara lehimlenmiştir. Katmanların birbirine montajı sonrasında elde edilen Düzlemsel Ters F Anten dizisi Şekil 27’ de gösterilmiştir.



Şekil 27. Birleştirme ve montaj işlemleri tamamlanmış Düzlemsel Ters F Anten

Üretimi yapılan Seri Güç Bölücü devresinin çıkış portlarının genliklerinin ve faz farklarının ölçülmesi için ayrı bir baskı devre kartı üretilmiştir. Bu kartın ayrıca üretilmesinin sebebi ölçüm düzeneğinde SMA konektörlere ihtiyaç duyulmasıdır. Tasarlanan anten devresinde ise besleme kartı anten devresine pinlerle bağlanmaktadır. Söz konusu kart Şekil 28 de gösterilmiştir.

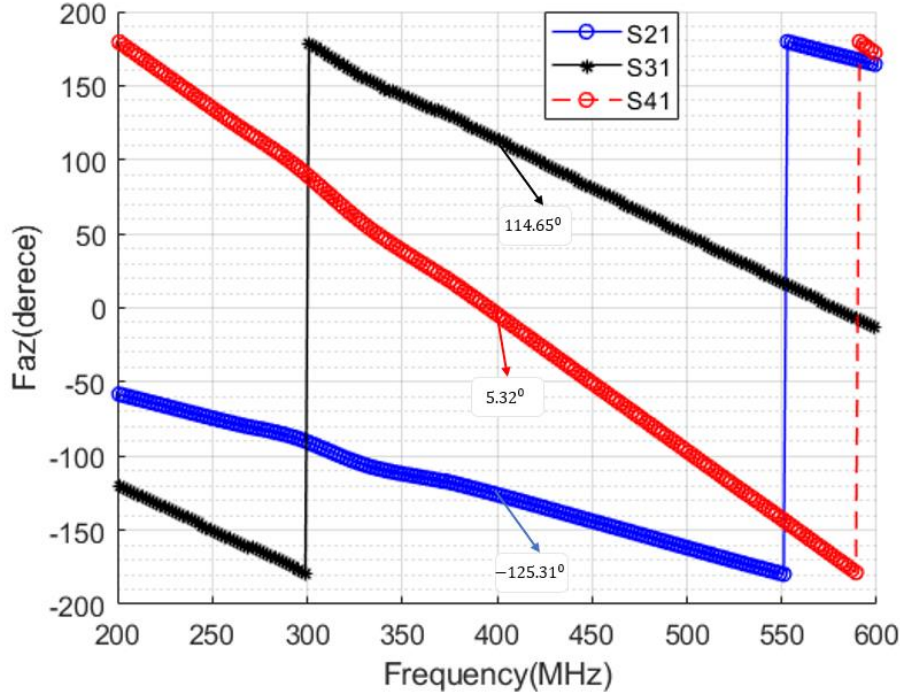


Şekil 28. Performans ölçümü yapabilmek için üretilen Seri Güç Bölücü kartı.

Yukarıdaki resimde görüldüğü üzere, Seri Güç Bölücü devresinin çıkış portlarına 50Ω karakteristik empedansa sahip SMA konektörler bağlanmıştır. Bu sayede Vektör Network Analizörü ile S-Parametre ölçümleri yapılmıştır. Ölçümün amacı genlik ve faz farklarını doğrulamaktır.

5. ÖLÇÜM SONUÇLARI

Seri Güç Bölücüyü doğrulamak için üretilen yardımcı kart vasıtasıyla portlar arası faz dengesizliği ölçümü yapılmıştır. Ölçüm sonuçları simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırmalı olarak, Şekil 29 de gösterilmiştir.



Şekil 29. Portların faz cinsinden S parametre ölçüm grafiği.

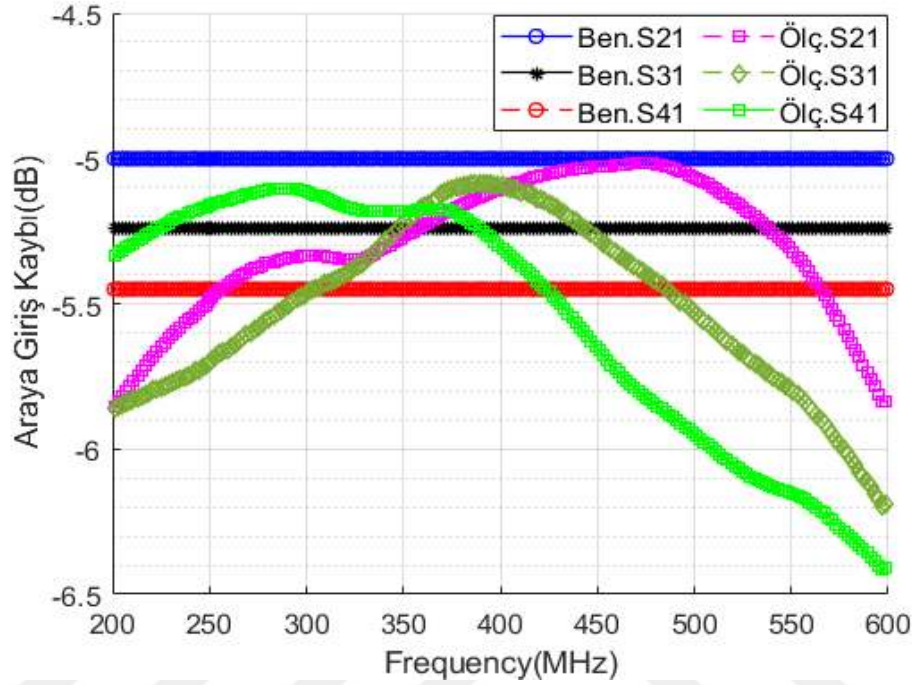
Portlardan alınan faz ölçümleri yukarıda gösterilmiştir. Buna göre 1. Çıkış portunun fazı -125.31^0 , 2. Çıkış portunun fazı 114.65^0 , 3. Çıkış portunun fazı ise 5.32^0 dir. Portlar arası faz farkı hesaplanıp Tablo 6 da gösterilmiştir.

Tablo 6. Seri Güç Bölücü portlar arası faz farkı ölçüm tablosu.

	Port 1 – Port 2	Port 2 – Port 3	Port 3 – Port 1
Faz Farkı (Derece)	120.04^0	119.97^0	119.99^0

Tabloda da gösterildiği üzere çıkış portları arası faz farkı 120^0 ye çok yakındır. Bu ölçüm sayesinde Seri Güç Bölücü devresi doğrulanmıştır.

Seri Güç Bölücüyü doğrulamak için üretilen yardımcı kart vasıtasıyla portlar arası genlik dengesizliği ölçümü yapılmıştır. Ölçüm sonuçları simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırmalı olarak, Şekil 30 de ve Tablo 7 de gösterilmiştir.



Şekil 30. Seri Güç Bölücü araya giriş kaybı benzetim ve ölçüm grafiği.

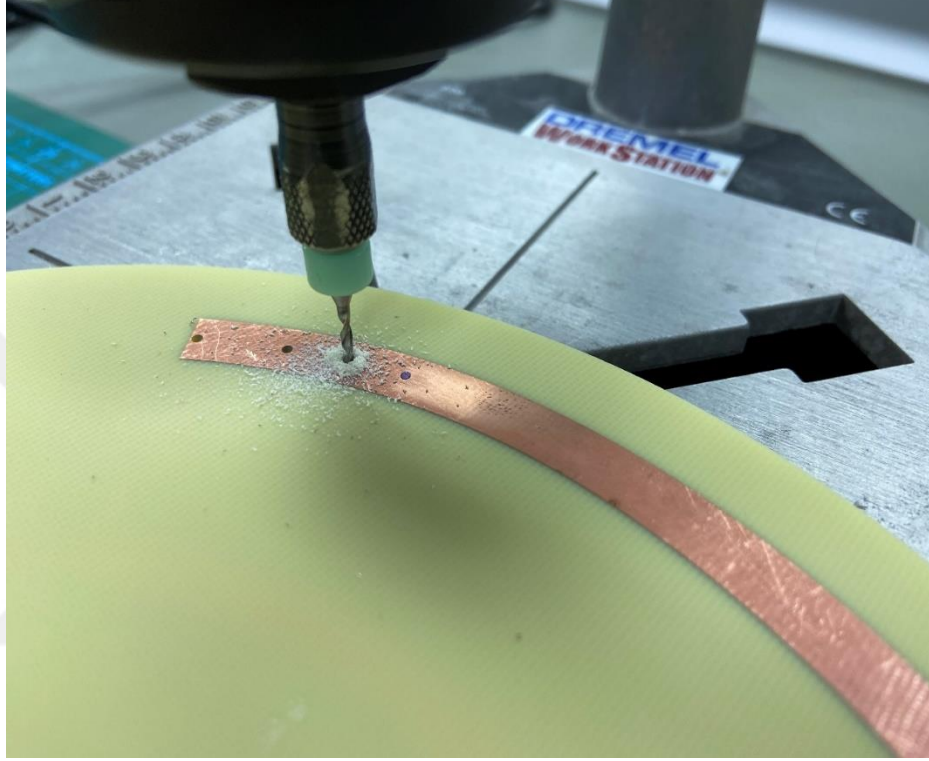
Tablo 7. Seri Güç Bölücü 401 MHz de ki araya giriş kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılması.

	S21 (dB)	S31 (dB)	S41 (dB)
Benzetim	5	5.24	5.45
Ölçüm	5.13	5.11	5.32

Yukarıdaki grafikte ve tabloda gösterildiği üzere çıkış portları arasındaki genlik farkı 0.2 dB civarındadır. Ölçüm sonuçları benzetim sonuçlarına yakın elde edilmiştir.

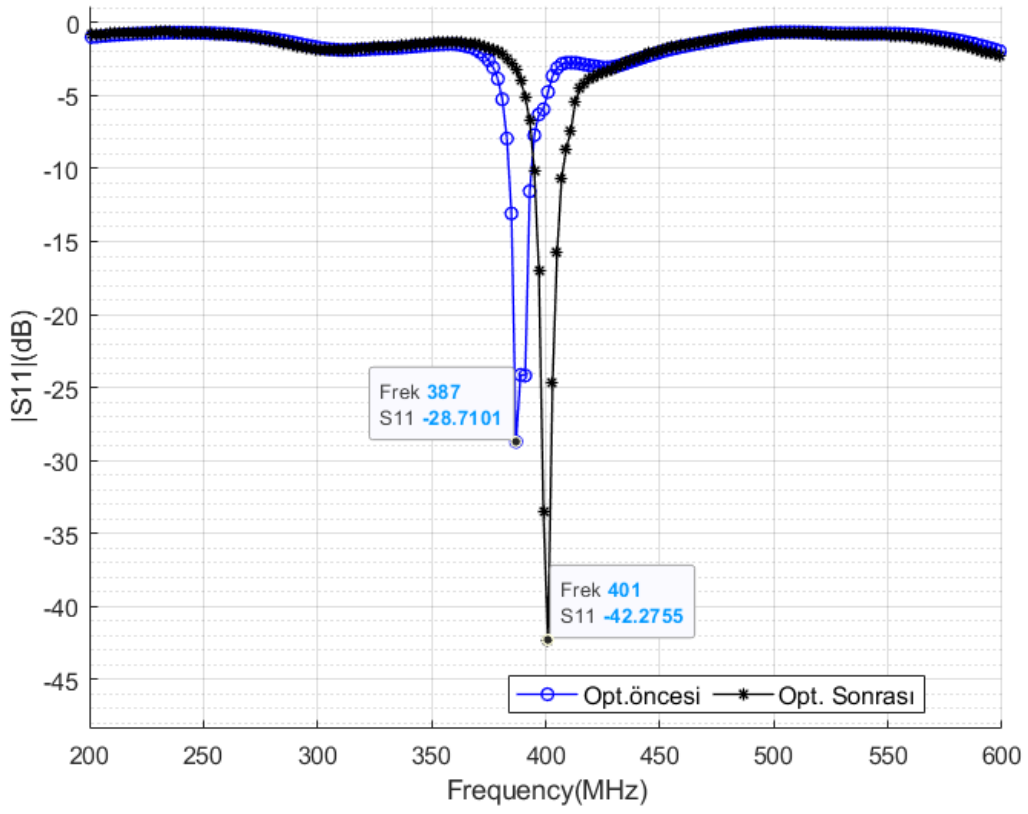
Üretilen Düzlemsel Ters F Anten dizisinin S11 değeri ve bant genişliği Vektör Ağ Analizörü ile ölçülmüştür. Ölçüm sonucu Şekil 32 de gösterilmiştir. S11 grafiğinde görüldüğü üzere, antenin rezonans frekansı 387 MHz olarak ölçülmüştür. Ayrıca antenin bant genişliğinin 9.5 MHz olduğu görülmüştür.

Ölçümlere göre anten merkez frekansının simülasyonlara göre kaydığı gözlemlenmiştir. Anten merkez frekansını istenilen değere getirmek için kısa devre pininin pozisyonu değiştirilmiştir. Bunu yapabilmek için baskı devre kartlarına Şekil 31 da görüldüğü üzere delikler açılmıştır ve kısa devre pini sırasıyla bu deliklere bağlanıp, anten merkez frekansı ayarlanmıştır. Boş kalan delikler lehim ile kapatılmıştır.



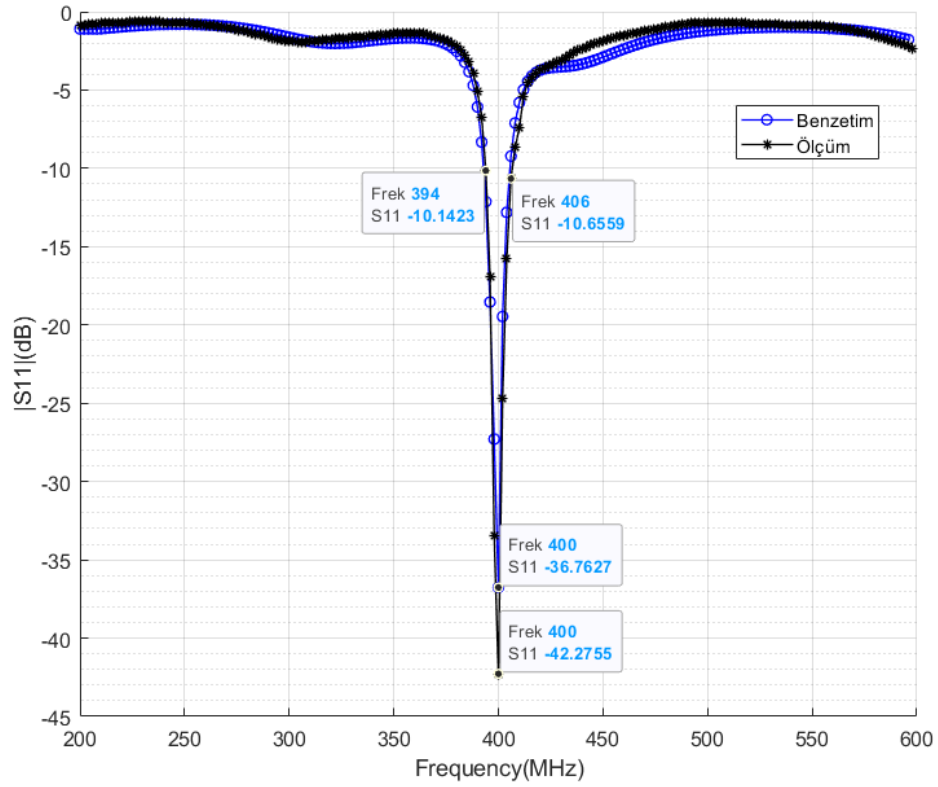
Şekil 31. Merkez frekans ayarlamak için delik açma işlemi.

Antenin frekansı optimize edildikten sonra Vektör Ağ Analizörü ile S11 ölçümü yapılmıştır. Elde edilen sonuç optimizasyon öncesi ile karşılaştırmalı olarak Şekil 32 de verilmiştir.



Şekil 32. Anten kısa devre pin konumu optimizasyon öncesi ve sonrası S11 grafiği.

S11 grafiğinde görüldüğü üzere, rezonans frekansı 401 MHz ve bant genişliği 12.7 MHz olarak ölçülmüştür. Ayrıca antenin S11 benzetim sonucu ile ölçüm sonucu Şekil 33 de verilmiştir.



Şekil 33. Anten S11 benzetim ve ölçüm sonucu.

Antenin istenilen frekansta yayın yaptığı doğrulandıktan sonra kazanç paterni ve polarizasyon kaybı ölçümleri için açık alanda ölçüm yapılmıştır. Ölçüm düzeneği Şekil 34 de gösterilmiştir. Ölçüm düzeneğinde referans anten olarak 401 MHz merkez frekansında monopul anten kullanılmıştır. Ölçüm yapılan antenin uzak alan ışıma örüntüsünü elde etmek için, antenler arası mesafe (5.1) denklemi ile hesaplanmıştır. Denklemden D anten açıklığını, λ dalga boyunu ifade etmektedir.

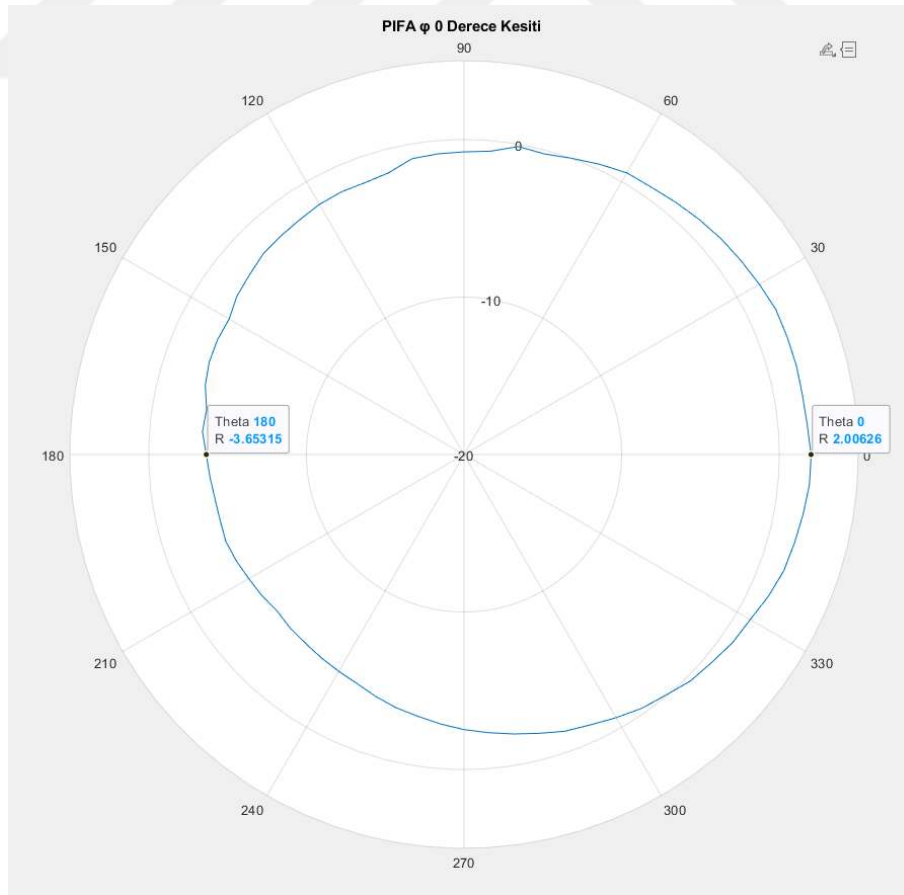
$$\text{Uzak Alan} \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (5.1)$$

Yukarıdaki denklemden yola çıkarak antenler arası en az 2 metre olmalıdır. Şekil 34 de görüldüğü üzere antenler arası 15 metredir bu mesafe uzak alan mesafesini sağlamaktadır.



Şekil 34. Açık alan anten ölçüm düzeneği.

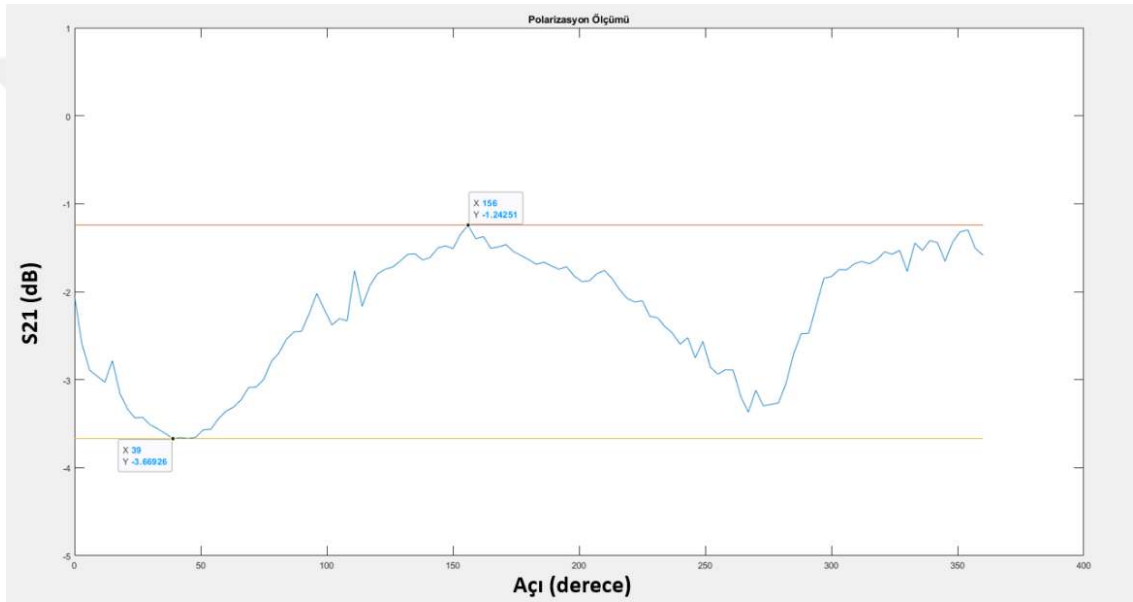
Yapılan açık alan ölçümünde antenin ışıma deseni ölçülmüştür. Ölçümden alınan değerler grafiğe dökülerek Şekil 35 de verilmiştir.



Şekil 35. Işıma örüntüsü açık alan ölçüm sonucu.

Yukarıdaki grafik, antenin ışıma deseninin $\varphi 0^0$ kesitinde alınmış ölçümün sonucudur. Grafikte görüldüğü üzere antenin $\theta = 0^0$ de ki kazancı 2dBi olarak ölçülmüştür. Ayrıca antenin $\theta = 180^0$ de ki kazancı -3.65 dBi olarak ölçülmüştür.

Ayrıca yapılan ölçümlerde anten kendi merkezi etrafında dairesel olarak 360^0 derece döndürülerek, referans anten ile ölçüm alınan anten arasındaki açığa göre S21 ölçümü alınmıştır. Bu ölçümün amacı antenin dairesel polarizasyona sahip olup olmadığı hakkında fikir edinebilmektir. Şekil 36 da yapılan ölçümün sonuç grafiği verilmiştir.



Şekil 36. Polarizasyon kaybı açık alan ölçüm sonucu.

Bilindiği üzere mükemmel doğrusal polarizasyona sahip bir anten ile mükemmel dairesel polarizasyona sahip bir anten arasındaki polarizasyon kaybı 3 dB dir. Şekil x' de ki ölçüm düzeneğinde görüldüğü üzere referans anten monopole bir antendir. Kullanılan monopole anten doğrusal polarizasyona sahiptir. Ölçüm alınan antenin dairesel polarizasyona sahip olması durumunda, ölçümden alınan değerler arasındaki farkın mutlak değerde 3 dB üzerine çıkmaması beklenir.

Şekil 36 de ki grafikte görüldüğü üzere S21 en yüksek -1.24 dB, en düşük ise -3.66 dB olarak ölçülmüştür. Bu iki değerin farkı mutlak değer 2.42 dB olarak elde edilir. S21 değerinin 3 dB den düşük olması antenin dairesel polarizasyona sahip olduğunu göstermektedir. Yapılan ölçüm ve simülasyon sonuçlarına göre besleme ağında yapılan optimizasyon sayesinde, eksenel oran düşmüştür.

Bu tezde ve daha önce yapılan uydu haberleşmesi için önerilen anten çalışmalarında ki parametre karşılaştırılması

Tablo 8 de verilmiştir.

Tablo 8. Daha önceki yapılan çalışmalarla, bu tezdeki çalışılan antenin karşılaştırma tablosu.

	[11]	[16]	[17]	Tezde Çalışılan Anten
Merkez Frekans (MHz)	922.5	1994	1770	401
RHCP Kazancı (dBi)	12.9	5.5	11.7	1
Bant Genişliği (MHz)	20	38	139	13
3 dB Hüzme Genişliği (derece)	30	194	32	111
3 dB Eksenel Oran Hüzme Genişliği (derece)	68	194	100	123

6. SONUÇ

Uydu haberleşmesinde IoT yer terminalleri için farklı anten tipleri kullanılmaktadır. Bu tezde önerilen Düzlemsel Ters F Anten, bu anten tiplerine güçlü bir adaydır. Günümüzde daha da büyük öneme sahip olan uydu haberleşmesi anten performanslarının iyileştirilmesini gerektirmiştir. Bu bağlamda anten kazancı, ışıma örüntüsü genişliği, eksenel oran ve üretim maliyeti gibi parametreler üzerinde çalışmalar yapılmıştır.

Bu tezde, Düzlemsel Ters F Anten dizisinin besleme ağında yapılan optimizasyonlar ile eksenel oranı düşürme çalışması yapılmıştır. Uydu haberleşmesinde link bütçesi hesaplanırken kayıpların az olması kritik öneme sahiptir. Bu sebepten ötürü, eksenel oranın düşmesi polarizasyon kaybını azalttığı için önemlidir. Ayrıca eksenel oranın geniş bir yükseliş açısı boyunca düşük olması da ayrıca önemlidir. Eksenel oranın, geniş bir yükseliş açısında düşmesi uydu ile yer terminali arasındaki haberleşme süresini artırmaktadır. Dolayısıyla daha çok veri alışverişi yapılmasına olanak sağlamaktadır.

Anten dizi elemanlarını eşit genlikle beslemek ve elemanları arasındaki faz farkını eşitlemek için besleme ağı üzerinde optimizasyon yapılmıştır. Çalışmada önce tek Düzlemsel F Anten elemanı sentezlenip benzetim aracı ile 401 MHz merkez frekansında tasarlanmıştır. Ardından tasarlanan eleman üçlü dizi haline getirilip anten dizisinin ışıma örüntüsü ve S11 parametresi bilgisayar destekli benzetim aracı ile incelenmiştir.

Anten dizi elemanları arasında eşit genlik ve eşit faz farkı elde etmek için besleme devresi olarak Seri Güç Bölücü yapısı kullanılmıştır. Önce Seri güç bölücü devresinin hatlarının karakteristik empedansı hesaplanıp ardından bilgisayar destekli benzetim aracında tasarım simüle edilmiştir. Elde edilen Seri Güç Bölücü devresi ile Düzlemsel Ters F Anten dizisi birleştirilip simüle edilmiştir. Benzetim aracı ile antenin kazancı, S11 değeri, ışıma örüntüsü ve eksenel oranı incelenmiştir. Elde edilen eksenel oranı düşürmek için besleme ağında optimizasyonlar yapılmıştır. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarına göre, bu metot ile elde edilen nihai antenin eksenel oranı 123^0 olacak genişlikte bir hüzmeye açısında 3 dB altına düşürülmüştür. Buradan yola çıkarak, bu yöntemin uydu IoT haberleşmesinde yer terminal antenleri için eksenel oranı düşürmede kullanılabileceği önerilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] Raza, U.; Kulkarni, P.; Sooriyabandara, M. Low Power Wide Area Networks: An Overview. *IEEE Commun. Surv. Tutor.* 2017, 19, 855–873.
- [2] MacGillivray, C.; Reinsel, D. Worldwide Global DataSphere IoT Device and Data Forecast; 2019–2023 (IDC # US45066919); International Data Corporation: Framingham, MA, USA, 2019.
- [3] Sanctis, M.D.; Cianca, E.; Araniti, G.; Bisio, I.; Prasad, R. Satellite Communications Supporting Internet of Remote Things. *IEEE Internet Things J.* 2016, 3, 113–123.
- [4] Gao, S.; Rahmat-Samii, Y.; Hodges, R.E.; Yang, X. Advanced Antennas for Small Satellites. *Proc. IEEE* 2018, 106, 391–403.
- [5] J. J. H. Wang and J. K. Tillery, "Multifunction personal and mobile SMM antenna for satellite communications systems," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest, 1997*, pp. 426-429 vol.1, doi: 10.1109/APS.1997.630187.
- [6] C. Mengmeng and H. Weina, "A printed quadrifilar-helical antenna for Ku-band mobile satellite communication terminal," *2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT)*, 2017, pp. 755-759, doi: 10.1109/ICCT.2017.8359739.
- [7] H. Liu, Y. He, L. Zhang and W. He, "A Sequential-Phase Fed Dual-Band Dual-Circular-Polarized Patch Antenna for Ka-Band Satellite Communications," *2020 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/NEMO49486.2020.9343577.
- [8] Ferrero, Fabien & Trinh, Le Huy & Telkamp, Thomas & Spurrett, Rob. (2019). Low cost compact terrestrial antenna for Space LPWAN communication.

- [9] Reddy Sura P, Narayana Reddy S, "Broad Band CP antenna array for X-band Applications Using Sequential Phase Rotation Technique", *Optik* (2019), doi: 10.1016/j.ijleo.2019.163547
- [10] J. Huang, "A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 9, pp. 1113-1124, September 1986, doi: 10.1109/TAP.1986.1143953.
- [11] Inserra, Daniele & Hu, Wei & Wen, G.. (2017). Design of a Microstrip Series Power Divider for Sequentially Rotated Nonuniform Antenna Array. *International Journal of Antennas and Propagation*. 2017. 1-8. 10.1155/2017/9482979.
- [12] Fujimoto, K., Henderson, A., Hirasawa, K. and James, J. R., 1987, *Small Antennas*, Research Studies Press, Letchworth, Hertfordshire, England.
- [13] K. Hirisawa and M. Haneishi, *Analysis, Design, and Measurement of small and Low-Profile Antennas*, Artech House, Boston: 1992.
- [14] R. Colella, L. Catarinucci, A. Michel and P. Nepa, "Design of a 3D-printed circularly polarized antenna for portable UHF RFID readers," 2017 IEEE International Conference on RFID Technology & Application (RFID-TA), 2017, pp. 225-228, doi: 10.1109/RFID-TA.2017.8098899.
- [15] G. F. Kurnia, B. S. Nugroho and A. D. Prasetyo, "Planar inverted-F antenna (PIFA) array with circular polarization for nano satellite application," 2014 International Symposium on Antennas and Propagation Conference Proceedings, 2014, pp. 431-432, doi: 10.1109/ISANP.2014.7026712.
- [16] D. Wang and P. Li, "A dual-band stacked-patch satellite antenna with parasitic elements for axial ratio beamwidth enhancement," 2016 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB), 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICUWB.2016.7790486.

- [17] M. Ahmad, M. Amin, A. A. Khan, M. T. Azim and M. A. Alim, "Analysis of circular polarization of the Quadrifilar Helix Antenna in the presence of ground plane for LEO satellites," 2015 European Radar Conference (EuRAD), 2015, pp. 521-524, doi: 10.1109/EuRAD.2015.7346352.

