

**T.C.
SÜLEYMAN DEMİREL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

METAMALZEME TABANLI İKİ MODLU ANTEN TASARIMI

Gökay DİŞKEN

**Danışman
Yrd. Doç. Dr. Evren EKMEKÇİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ISPARTA - 2014**

© 2014 [Gökay DİŞKEN]

TEZ ONAYI

Gökay DİŞKEN tarafından hazırlanan "**Metamalzeme Tabanlı İki Modlu Anten Tasarımı**" adlı tez çalışması aşağıdaki jüri üyeleri önünde Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak başarı ile savunulmuştur.

Danışman

Yrd. Doç. Dr. Evren EKMEKÇİ
Süleyman Demirel Üniversitesi



Jüri Üyesi

Yrd. Doç. Dr. Ufuk ÖZKAYA
Süleyman Demirel Üniversitesi



Jüri Üyesi

Yrd. Doç. Dr. Oğuzhan ERDEM
Trakya Üniversitesi



Enstitü Müdürü

Doç. Dr. Ahmet ŞAHİNER

TAAHHÜTNAME

Bu tezin akademik ve etik kurallara uygun olarak yazıldığını ve kullanılan tüm literatür bilgilerinin referans gösterilerek tezde yer aldığını beyan ederim.

Gökay DİŞKEN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İÇİNDEKİLER	i
ÖZET	ii
ABSTRACT	iv
TEŞEKKÜR	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	vii
TABLOLAR DİZİNİ	x
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ	1
2. METAMALZEME TEORİSİ	5
2.1. Metamalzeme Ortamda Dalgaların Yayılımı	5
2.2. Negatif Dielektrik Sabiti	7
2.3. Negatif Manyetik Geçirgenlik Katsayısı	8
2.4. Ayrık Halkalı Rezonatörler (AHR)	9
2.5. Metamalzeme Tabanlı Antenler ve Anten Teorisi	12
2.6. Kaynak Özetleri	15
3. AHR YAPILARIN REZONANSININ İNCELENMESİ	18
3.1. AHR Yapı Parametreleri	18
3.1.1. Referans alınan AHR antenin tasarımı ve simülasyonu	18
3.2. AHR Yapı Parametreleri ile Rezonans Frekansı İlişkisi	21
3.2.1. AHR Yüklü Mikroşerit İletim Hattı	27
3.3. Dielektrik Malzemenin AHR Rezonansına Etkisi	32
3.4. AHR Kenar Uzunluğu ve Ayrık Uzunluğunun Rezonansa Etkisi	35
3.5. AHR Yapının Çevresi Sabit Kalacak Biçimde Kenar Uzunluklarının Değişimi ..	36
3.6. Çift AHR Yapılı Anten	38
3.6.1. Çift AHR Yapıda Kenar Uzunluğu ve Ayrık Uzunluğunun Rezonansa Etkisi	40
4. DÖRTLÜ AHR DİZİSİNDEN OLUŞAN İKİ MODLU X-BANT ANTEN TASARIMI	42
4.1. Dörtlü AHR Dizisinin Tasarlanması ve İki Modlu Anten Benzetimlerinin Yapılması	42
4.2. Prototiplerin Üretimi ve Ölçülmesi	57
4.3. Benzetimlerle Karşılaştırmalı Olarak Verilmiş Ölçülen Anten Işıma Örüntüleri	60
5. TARTIŞMA VE SONUÇLAR	65
KAYNAKLAR	69
ÖZGEÇMİŞ	77

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

METAMALZEME TABANLI İKİ MODLU ANTEN TASARIMI

Gökay DİŞKEN

**Süleyman Demirel Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Evren Ekmekçi

Solak metamalzemeler tasarlandıkları frekans aralığında negatif kırılma indisi, ters Doppler etkisi gibi doğada bulunmayan elektromanyetik özellikler sergileyen yapay malzemelerdir. Sıradan malzemelerdeki sağ el kuralı; dalga vektörü, elektrik alan vektörü ve manyetik alan vektörünün solak üçlü oluşturması nedeniyle solak metamalzemelerde sol el kuralına dönüşür. Bu özellikleri sebebi ile metamalzemeler fizik ve mühendislik alanlarındaki farklı disiplinlerin ilgisini çekmiş ve birçok araştırmada yer almıştır.

Literatürde solak metamalzemelerin ilk örnekleri ince iletken tel dizileri ile ayrıık halkalı rezonatör (AHR) dizilerinin birlikte kullanılması ile elde edilmiştir. Burada ince iletken tel dizileri negatif dielektrik sabiti elde etmek, uygun şekilde uyarılmış AHR dizileri ise negatif manyetik geçirgenlik elde etmek için kullanılmıştır.

AHR tipi yapıların literatürde gösterilmiş en önemli özelliklerinden birisi, AHR birim hücresinin maksimum doğrusal uzunluğunun, rezonans frekansındaki serbest uzay dalga boyundan yaklaşık onda bir oranında daha küçük olmasıdır. AHR yapısının bu özelliği, dalga boyundan küçük boyutta anten tasarımına imkan vermiş ve kompakt, elektriksel küçük antenlerin üretimine olanak sağlamıştır. Küçük, yüksek verimli ve çok bantlı antenler günümüz teknolojisinde oldukça önemlidir, çünkü farklı iletişim sistemleri farklı frekans bantlarını kullanmaktadır ve belli bir frekans bandı için tasarlanmış bir anten olmadan o bandı kullanmak mümkün olmamaktadır. İki veya daha fazla anten kullanmak yerine çok bantlı antenleri kullanmak hem daha pratiktir hem de fiziksel olarak yer kazanımı sağlamaktadır.

Bu tezde metamalzeme tasarımında en çok kullanılan rezonatörlerden olan ayrıık halka rezonatörleri (AHR), antenin ışıma yapan bölümü olarak kullanılmıştır. Anten rezonansı ayrıık halka rezonatörlerinin boyutu, taban malzemenin dielektrik sabiti, ayrıık halka rezonatörü sayısı, halkadaki çentiğin boyutu gibi bir çok parametreye bağlıdır. Antenin rezonansı ile yukarıdaki parametrelerin bağlantısını daha iyi anlayabilmek için tek rezonatör ve çift rezonatörlü farklı konfigürasyonların benzetimleri yapılmış ve karşılaştırılmıştır. Ayrıca AHR yüklü mikroşerit hat tasarlanarak rezonatör biçimi ve sayısının rezonans frekansına etkisi incelenmiştir.

Benzetimler anten boyutunu değiştirmeden rezonans frekansını değiştirmenin veya rezonatör boyutunda küçük değişikliklerle anten kazancını arttırmanın mümkün olduğunu göstermiştir. Ayrıca AHR tabanlı mikrodalga filtre yapılarının çalışmaları da sunulmuştur.

İki modlu anten dört ayırık halka rezonatörünün uygun biçimde yerleştirilmesiyle elde edilmiştir. Rezonatör çiftleri arasındaki uzaklık çok kısa veya çok uzun olduğunda ikinci rezonans modu kaybolmaktadır. Yüzey akım dağılımları bir rezonansın üst halkalardan kaynaklandığını, diğer rezonansın alt halkalardan kaynaklandığını göstermiştir. Bazı antenlerin prototipleri iki modlu çalışmayı doğrulamak için üretilmiş ve ölçülmüştür. Benzetim ve ölçüm sonuçları antenlerde iki rezonans frekansı için iki farklı ışıma örüntüsü oluştuğunu göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: Metamalzemeler, ayırık halka rezonatörü, iki modlu anten, elektriksel küçük anten, metamalzeme tabanlı X-bant anten.

2014, 77 sayfa

ABSTRACT

M.Sc. Thesis

METAMATERIAL BASED DUAL MODE ANTENNA DESIGN

Gökay DİŞKEN

Süleyman Demirel University

Graduate School of Applied and Natural Sciences

Department of Electronics and Communication Engineering

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Evren Ekmekçi

Metamaterials are engineered materials that exhibit electromagnetic properties that can not found in nature like negative refraction index, reverse Doppler effect in the designed frequency range. Right hand rule in ordinary materials becomes left hand rule in metamaterials because wave vector, electric field vector and magnetic field vector forms a left handed triplet. Due to this properties metamaterials attract attention from different disciplines in physics and engineering and take place in many research.

In literature, first examples of left handed metamaterials are achieved by using thin conductor strip arrays and split ring resonator (SRR) arrays together. Here, thin conductor strip arrays used to achieve negative permittivity, properly excited SSR arrays used to achieve negative permeability.

One of the most important properties shown in literature of SRRs is that maximum linear length of SRR unit cell is nearly ten times smaller than the wave length at free space at resonance frequency. This property of SRR gives the opportunity to design antenna smaller than wave length and to manufacture compact, electrically small antennas. Small, high efficiency and multi band antennas are very important in technology nowadays because different communication systems use different frequency bands and it is not possible to use a band without an antenna designed for that frequency band. Instead of using two or more antennas, it's much practical and physically saves space to use multi band antennas.

In this thesis split ring resonators, one of the most used resonators to design metamaterials, used as radiating part of the antenna. Antenna resonance is dependent to many parameters like size of split ring resonators, dielectric constant of substrate, number of split ring resonators, size of the split in the ring. To better understand the connection between resonance of the antenna and the parameters above, different configurations for one resonator and two reosnators are simulated and compared. Also SRR loaded microstrip line designed and effects of SRR shape and number to resonance frequency investigated. Simulations showed that it is possible to change the resonance frequency without changing the dimensions of

the antenna or improving antenna gain with very small changes in the resonator size. Moreover, microwave filter studies based on SRR type structures have been presented.

Dual mode antenna is achieved by using four split ring resonator with proper adjustment. Dual resonance disappears when the distance between resonator couples are too short or too long. Surface current distributions showed that one resonance is originated from the upper rings and the other resonance is originated from the lower rings. Prototypes of some antennas are fabricated and measured to verify the dual mode operation. Simulations and measurement results showed two different radiation pattern occurs for two resonances of antenna.

Keywords: Metamaterials, split ring resonator, dual-mode antenna, electrically small antenna, metamaterial based X-band antenna.

2014, 77 pages

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın başlamasına, ilerlemesine ve tamamlanmasına büyük katkı sağlayan, literatür araştırmasından ölçüm safhasına kadar hiç bir desteği esirgemeyen, ders ve ders dışı her konuda tecrübesi ve tavsiyeleri ile bana yol gösteren, mesleğine olan sevgisi ve çalışkanlığı ile bana ve birçok kişiye örnek olan değerli danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Evren EKMEKÇİ'ye teşekkürlerimi sunarım.

Bu tezin 4. ünitesinde üretilen anten yapılarının karakterizasyonu için bize ölçüm olanağı sağlayan ODTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü ile aynı bölümün Mikrodalga ve Milimetrik Dalga Araştırma Laboratuvarı çalışanlarına teşekkür ederim.

Gökay DİŞKEN
Isparta, 2014

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 1.1: Negatif kırınım deney düzeneği.....	2
Şekil 1.2: Elektromanyetik dalga yayılımı-kırılma indisi ilişkisi.....	3
Şekil 2.1: a) Sağ el kuralı, b) Sol el kuralı	6
Şekil 2.2: Çeşitli AHR geometrileri	9
Şekil 2.3: AHR yapının farklı şekillerde uyarımı ve buna tepkisi.....	11
Şekil 3.1: AHR yapılı anten ve parametreleri.....	19
Şekil 3.2: Besleme girişinden antenin görünümü.....	19
Şekil 3.3: Referans alınan tek AHR'li antenin geri dönüş kaybı grafiği	20
Şekil 3.4: Referans antenin kazanç grafiği.....	20
Şekil 3.5: Referans antenin yönlülüğünün polar düzlemde görünümü.....	21
Şekil 3.6: AHR yapısı üzerindeki yüzey akım yoğunluğu dağılımı	21
Şekil 3.7: Kenar uzunlukları 6 mm olan AHR yapılı anten için $ S_{11} $ grafiği	22
Şekil 3.8: 5,093 GHz rezonansında antenin yönlülük grafiği.....	22
Şekil 3.9: 6 mm kenar uzunluklu AHR'de yüzey akım yoğunluğu dağılımı	23
Şekil 3.10: 4,5 mm kenar uzunluklu AHR antenin $ S_{11} $ grafiği	23
Şekil 3.11: 4,5 mm kenar uzunluklu AHR antende yönlülük	24
Şekil 3.12: 4,5 mm kenar uzunluklu AHR üzerindeki yüzey akım yoğunluğu dağılımı.....	24
Şekil 3.13: 3,37 mm kenar uzunluklu AHR için $ S_{11} $ grafiği.....	25
Şekil 3.14: 3,37 mm kenar uzunluklu AHR anten için üç boyutlu kazanç grafiği.....	25
Şekil 3.15: 3,37 mm kenar uzunluklu AHR antenin yönlülük grafiği.....	25
Şekil 3.16: 3,37 mm kenar uzunluklu AHR yapı üzerinde yüzey akım yoğunluğu dağılımı.....	26
Şekil 3.17: Tasarlanan AHR yapılar. a) Tekli kare, yapı A b) Tekli kenarları yumuşatılmış kare, yapı B c) Tekli daire, yapı C d) İkili kare, yapı D e) İkili kenarları yumuşatılmış kare, yapı E f) İkili daire, yapı F	27
Şekil 3.18: Tasarlanan filtre ve parametreleri.....	27
Şekil 3.19: Tek AHR yapılar hatta yüklendiğinde oluşan rezonans frekansları	28
Şekil 3.20: İletim hattına yapılardan ikiye adet yüklendiğinde oluşan rezonanslar	29
Şekil 3.21: Yapı sayısı dört adet iken oluşan rezonans değerleri.....	29
Şekil 3.22: Dört adet D yapısı için hat kalınlığının rezonans frekansına etkisi	30
Şekil 3.23: İç AHR yapıların farklı yönde konumlandırılmasının rezonansa etkisi ($w = 0,5$ mm, $g = 0,5$ mm, $s = 0,5$ mm, $s_{int} = 3,71$ mm, $s_f = 0,8$ mm)	30
Şekil 3.24: s_f mesafesinin değişiminin rezonansa etkisi ($w = 0,5$ mm, $g = 0,5$ mm, $s = 0,5$ mm, $s_{int} = 3,71$ mm)	31
Şekil 3.25: s_{int} mesafesinin değişiminin rezonansa etkisi ($w = 0,5$ mm, $g = 0,5$ mm, $s = 0,5$ mm, $s_f = 0,8$ mm).....	31
Şekil 3.26: s değerinin değişiminin rezonansa etkisi	32
Şekil 3.27: Dielektrik sabiti 2,5 değerinde iken $ S_{11} $	33
Şekil 3.28: Dielektrik sabiti 3,5 değerinde iken $ S_{11} $	33
Şekil 3.29: Dielektrik sabiti 4,5 değerinde iken $ S_{11} $	33
Şekil 3.30: Dielektrik sabiti 6 değerinde iken $ S_{11} $	34
Şekil 3.31: Çift AHR yapılı anten geometrisi.....	39
Şekil 3.32: Çift AHR antenin geri dönüş kaybı grafiği.....	39
Şekil 3.33: Çift AHR antenin 3-boyutlu kazanç grafiği	40

Şekil 3.34: Çift AHR antenin polar düzlemde yönlülüğü	40
Şekil 4.1: Dörtlü AHR anten dizisinin şematik gösterimi.....	43
Şekil 4.2: $d = 4$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı	43
Şekil 4.3: $d = 4$ mm için 9,48 GHz değerinde dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri	44
Şekil 4.4: $d = 4$ mm de 9,48 GHz ve 0° faz açısı değeri için yüzey akım dağılımları....	44
Şekil 4.5: $d = 4,5$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı.....	45
Şekil 4.6: $d = 4,5$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri. (a) $f_1 = 9,93$ GHz ve (b) $f_2 = 10,15$ GHz.....	46
Şekil 4.7: $d = 4,5$ mm'de (a) $f_1 = 9,93$ GHz, 45° faz açısı, (b) $f_2 = 10,15$ GHz 45° faz açısı ve (c) $f_2 = 10,15$ GHz 155° faz açısı değerlerindeki yüzey akım dağılımları.....	47
Şekil 4.8: $d = 5$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı	48
Şekil 4.9: $d = 5$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri. (a) $f_1 = 10$ GHz ve (b) $f_2 = 10,1$ GHz.....	48
Şekil 4.10: $d = 5$ mm de (a) $f_1 = 10$ GHz, 45° faz açısı ve (b) $f_2 = 10,1$ GHz, 45° faz açısı değerlerindeki yüzey akım dağılımları	49
Şekil 4.11: $d = 6$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı.....	50
Şekil 4.12: $d = 6$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri. (a) $f_1 = 9,97$ GHz ve (b) $f_2 = 10,11$ GHz.....	51
Şekil 4.13: $d = 6$ mm de (a) $f_1 = 9,97$ GHz, 45° faz açısı ve (b) $f_2 = 10,11$ GHz, 45° faz açısı değerlerindeki yüzey akım dağılımları	52
Şekil 4.14: $d = 7$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı.....	53
Şekil 4.15: $d = 7$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri. (a) $f_1 = 9,95$ GHz ve (b) $f_2 = 10,1$ GHz.....	53
Şekil 4.16: $d = 7$ mm de (a) $f_1 = 9,95$ GHz, 75° faz açısı ve (b) $f_2 = 10,1$ GHz, 45° faz açısı değerlerindeki yüzey akım dağılımları	54
Şekil 4.17: $d = 11$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı.....	55
Şekil 4.18: $d = 11$ mm için dörtlü AHR dizisinin 10 GHz deki xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri.....	55
Şekil 4.19: $d = 11$ mm de 10 GHz ve (a) 0° faz açısı (b) 90° faz açısı değerindeki yüzey akım dağılımları	56
Şekil 4.20: Prototip antenler	57
Şekil 4.21: Agilent 8720D vektör ağ çözümleyici ile ölçüm düzeneği.....	58
Şekil 4.22: Ölçümler sonucu çeşitli d değerleri için elde edilen geri dönüş kaybı grafikleri.....	58
Şekil 4.23: Yansısız odada anten ışıma örüntüsü ölçüm düzeneği	59
Şekil 4.24: Ölçümde kullanılan yüksek yönlüklü horn anten.....	59
Şekil 4.25: $d = 4,5$ mm değerine sahip antene ait ışıyan toplam güç grafiklerinin kutupsal çizimi. (a) Birinci mod xz düzlemi, (b) birinci mod yz düzlemi, (c) ikinci mod xz düzlemi, (d) ikinci mod yz düzlemi	61
Şekil 4.26: $d = 5$ mm değerine sahip antene ait ışıyan toplam güç grafiklerinin kutupsal çizimi (a) Birinci mod xz düzlemi, (b) birinci mod yz düzlemi, (c) ikinci mod xz düzlemi, (d) ikinci mod yz düzlemi	62
Şekil 4.27: $d = 7$ mm değerine sahip antene ait ışıyan toplam güç grafiklerinin kutupsal çizimi (a) Birinci mod xz düzlemi, (b) birinci mod yz düzlemi, (c) ikinci mod xz düzlemi, (d) ikinci mod yz düzlemi	63

Şekil 4.28: $d = 11$ mm değerine sahip antene ait ışıyan toplam güç grafiklerinin kutupsal çizimi. (a) xz düzlemi, (b) yz düzlemi 64

TABLolar DİZİNİ

	Sayfa
Tablo 3.1: Farklı kenar uzunluklu AHR antenlerin karşılaştırılması	26
Tablo 3.2: Dielektrik sabitinin rezonansa etkisi.....	34
Tablo 3.3: Rezonans frekansı ve L_1 sabit iken L_2 ve ayırık genişliği (g) değerlerinin değişiminin anten parametrelerine etkisi.....	35
Tablo 3.4: Rezonans frekansı ve L_2 sabit iken L_1 ve ayırık genişliği (g) değerlerinin değişiminin anten parametrelerine etkisi.....	36
Tablo 3.5: L_2 azalır L_1 artarken anten parametreleri	37
Tablo 3.6: L_1 ve L_2 değerleri önceki simülasyon dizisi ile aynı iken ayırık genişliğinin değişiminin anten parametrelerine etkisi.....	37
Tablo 3.7: L_1 uzunluğu değiştirilerek rezonans frekansının yükseltilmesi	38
Tablo 3.8: Çift AHR antende kenar uzunluğu ve ayırık uzunluğunun değişiminin anten parametrelerine etkisi	41
Tablo 4.1: AHR çiftleri arasındaki mesafe değişiminin rezonans frekansına ve kazanç değerlerine etkisi	57
Tablo 4.2: Üretilen prototiplerin benzetim ve ölçüm sonuçlarına göre rezonans frekansları	58

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

$\vec{B}$	Manyetik akı yoğunluğu
c_0	Boşlukta ışık hızı
$\vec{D}$	Elektrik akı yoğunluğu
$\vec{E}$	Elektrik alan vektörü
$\vec{H}$	Manyetik alan vektörü
$\vec{k}$	Dalga vektörü
L_1	AHR yapının dikey kenar uzunluğu
L_2	AHR yapının yatay uzunluğu
L_f	Besleme hattının uzunluğu
m_e	Elektron kütlesi
n_e	Elektron yoğunluğu
P_{in}	Antene gelen güç
P_{rad}	Antenden ışıyan güç
$\vec{S}$	Poynting vektörü
t_m	Toprak düzlemi kalınlığı
t_{sub}	Taban malzemesi kalınlığı
μ_∞	Üst frekans limitinde manyetik geçirgenlik katsayısı
μ_{stat}	Alt frekans limitinde manyetik geçirgenlik katsayısı
ω_p	Plazma frekansı
μ	Manyetik geçirgenlik katsayısı
μ_{etkin}	Etkin manyetik geçirgenlik katsayısı
A	Taban malzeme kenar uzunluğu
AHR	Ayrık halka rezonatörü
c	Işık hızı
C	Kapasitans
CST	Computer Simulation Technology
d	Alt-üst rezonatörler arası mesafe
D	Anten yönlülüğü
dB	Desibel
dBi	Desibel izotropik
e	Anten verimliliği
elk	Yük
G	Anten kazancı
g	Ayrık uzunluğu
GHz	Giga Hertz
Hz	Hertz
L	İndüktans
MHz	Mega Hertz
mm	milimetre
MWS	Microwave studio
n	Kırılma indisi
s	Hat-AHR arası mesafe
TAHR	Terslenmiş ayrık halka rezonatörü
VSWR	Duran dalga oranı

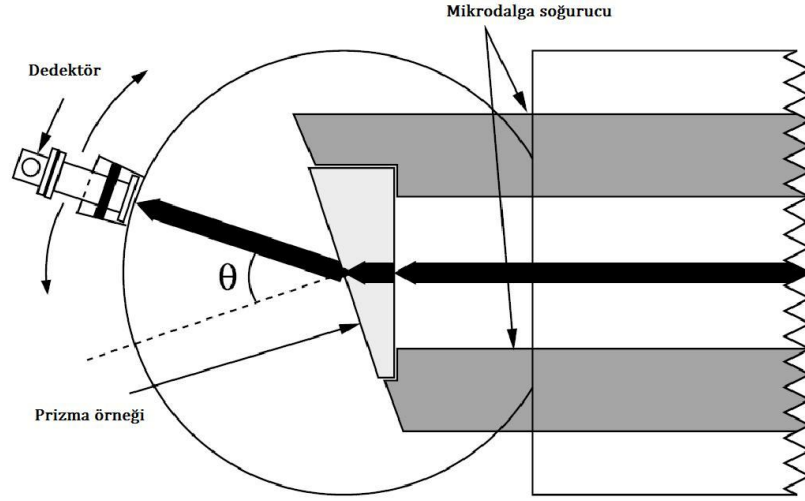
w_f	Besleme hattı genişliği
w_r	AHR hattının genişliği
Γ	Sönümleme frekansı
ϵ	Dielektrik sabiti
ϵ_{etkin}	Etkin dielektrik sabiti
θ	Yükselme açısı
ω	Açısal frekans
Ω	Empedans birimi

1. GİRİŞ

Metamalzemeler, doğada rastlanmayan elektromanyetik özellikler sergileyen ve bu nedenle araştırmacılar tarafından yoğun bir ilgiyle karşılanan, birçok farklı daldaki araştırmalarda kendine yer edinen, var olan teknolojiye katkı sağlama veya yeni teknolojiler geliştirme maksadı ile giderek artan sayıda tasarlanan, üretilen yapay malzemelerdir. Solak metamalzemelerin farklılığı aynı anda negatif etkin dielektrik sabiti (ϵ_{etkin}) ve negatif etkin manyetik geçirgenlik katsayısı (μ_{etkin}) özelliğinde ortam elde edilebilmesinden kaynaklanmaktadır. Bu nedenle çift negatif malzeme veya çift negatif ortam olarak da adlandırılmaktadırlar (Smith vd., 2000). Bu negatif etkiler sayesinde doğada görülmeyen özellikler olan ters Doppler etkisi, ters Cerenkov ışıması ve negatif kırılma indisi elde edilebilmektedir (Veselago, 1968).

Metamalzemelerin en önemli özelliklerinden biri, diğer malzemelerde dalga vektörü ($\vec{k}$), elektrik alan vektörü ($\vec{E}$) ve manyetik alan vektörünün ($\vec{H}$) yönünü belirlemekte kullanılan sağ el kuralının değil bunun tersi olan sol el kuralının belirleyici olmasıdır. Bu nedenle metamalzemeler solak malzeme olarak da adlandırılmaktadır. Ayrıca bu tür malzemelerde dalganın faz hızı ve grup hızı birbirine ters yönlüdür. Dalganın yayılma yönü ve enerji akış yönü de yine birbirine ters olmaktadır (Veselago, 1968).

Bu tür malzemelerin teorik analizi Veselago (1968) tarafından yapılmıştır. Veselago, çalışmasında çift negatif ortamda elektromanyetik dalganın çeşitli özelliklerini incelemiş ve çift pozitif ortamda görülmesi mümkün olmayan etkileri ortaya koymuştur. Ancak uzun süre teoriden öteye geçemeyen bu çalışma Pendry vd. (1999) önerdiği “Swiss Roll” ve ayırık halkalı yapılardan yola çıkan Shelby vd. (2001) tarafından gerçekleştirilmiştir. Ayırık halka rezonatörleri (AHR) ve ince metal şeritler ile metamalzeme ortam oluşturarak negatif kırılmayı deneysel olarak gerçekleştiren Shelby vd., on yıllarca teoride kalan metamalzemeleri gerçek hayatta uygulamanın yolunu açmıştır. Çalışmada kurulan deney düzeneği Şekil 1.1’de gösterilmiştir (Shelby vs., 2001). Prizma şeklinde tasarlanan metamalzeme ortam negatif kırılma indisine sahiptir.

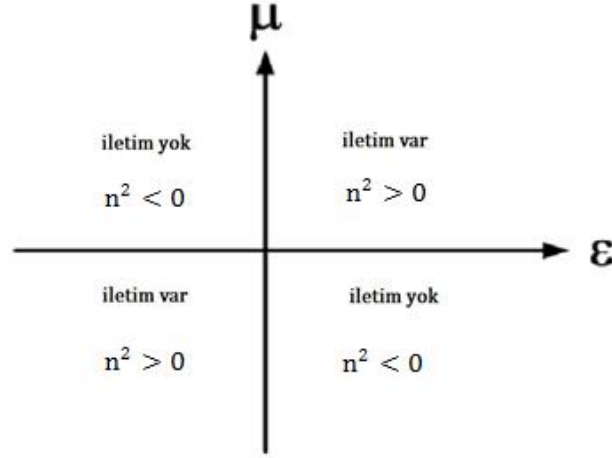


Şekil 1.1: Negatif kırınım deney düzeneği (Shelby vd., 2001)

Dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenlik katsayısının aynı frekans aralığında negatif değerde olması metamalzeme veya başka bir deyişle çift negatif ortam elde etmenin şartıdır. Dielektrik sabitinin negatif değeri mikrodalga bölgesinde ince şerit hat dizileri ile elde edilebilmektedir (Pendry vd., 1998). Periyodik metal şeritler yardımı ile plazma frekansının altında negatif dielektrik sabiti değerine ulaşılmaktadır. Ancak elektromanyetik dalgaların bir ortamda yayılabilmesi için sadece dielektrik sabitinin negatif olması yeterli değildir, ortamın kırılma indisinin reel değere sahip olması gerekir. Kırılma indisinin ifadesi 1.1 denkleminde gösterilmiştir.

$$n = \sqrt{\mu\epsilon} \quad (1.1)$$

Denklemden anlaşılacağı üzere, sadece sabitlerden birinin negatif olması durumunda kırılma indisi sanal olur ve elektromanyetik dalga ortamda yayılamaz (Şekil 1.2).



Şekil 1.2: Elektromanyetik dalga yayılımı-kırılma indisi ilişkisi

Doğada serbest manyetik yükler bulunmadığından negatif manyetik geçirgenlik değerini elde etmek için plazma davranışından yararlanılamaz. Bu nedenle manyetik rezonatörlerden faydalanılmaktadır. Doğru biçimde uyarıldıklarında bu yapılar manyetik rezonans frekansında negatif manyetik geçirgenlik değeri sağlamaktadırlar (Pendry vd., 1999).

Literatürde çok çeşitli manyetik rezonator yapıları bulunmaktadır. Bunlara örnek olarak ayırık halka rezonatörleri (AHR), spiral rezonatörler, U-biçimli rezonatörler, S-biçimli rezonatörler, omega-tipi rezonatörler, V-tipi rezonatörler gösterilebilir. Bu tezde ayırık halka rezonatörleri kullanıldığından bu yapılar sonraki bölümde daha detaylı incelenecektir (Ekmekci ve Turhan-Sayan, 2011; Turkmen vd., 2012).

Negatif kırılma indisi elde etmenin bir başka yolu da iletim hattı teorisidir. Klasik iletim hattının duali olarak gösterilebilecek bu modelde klasik hattaki seri endüktans (L) ve paralel kapasitansa (C) karşılık olarak seri kapasitans ve paralel endüktans değerleri kullanılır (Antoiades ve Eleftheriades, 2009).

Metamalzemelerin bir başka kullanışlı özelliği ise bu tür malzemelerin rezonans frekansındaki dalga boyundan daha küçük boyutlarda tasarım imkanı vermesidir. Bu özellikten yararlanılarak çeşitli anten, filtre, güç bölücü gibi tasarımlarda elektriksel küçülme sağlanmıştır (Alıcı vd., 2007; Aznar vd., 2009; Mat vd., 2013).

Metamalzemeler bu ilginç ve eşsiz özellikleri ile birçok frekans bölgesinde ve birçok farklı çalışmada (mercek, sensör, anten, perdeleme vs.) kendine yer edinmiştir.

Tez çalışması aşağıdaki gibi organize edilmiştir.

2. Bölüm’de, metamalzeme ve anten teorilerinden bahsedilmiş, AHR yapılara ayrıca yer verilmiş, literatürdeki çeşitli çalışmalar özetlenerek seçilen konudaki yapılmış çalışmalar ve konunun güncelliği gösterilmiştir.

3. Bölüm’de antende kullanılan AHR yapının çeşitli benzetimleri yapılmıştır. Buna göre yapının boyutunun ve çeşitli parametrelerinin rezonansa etkisi incelenmiş, farklı rezonans frekansları için AHR yapı tasarlanmıştır. Böylelikle AHR yapının ve antenin çeşitli durumlarda çalışmasının nasıl değiştiğinin anlaşılması sağlanmıştır. Tek AHR yapılı antenin çalışma presibi incelenerek, tasarlanacak olan dört AHR yapılı antenin temeli oluşturulmuştur. Rezonans frekansı değişmeyecek şekilde AHR yapının boyutları biçimlendirilmiştir. Ayrıca çeşitli rezonans frekanslarına uygun AHR boyutlaması yapılarak her frekans için yeterli kazanç değeri elde edilmiştir. Tekli AHR yapı için yapılan bazı benzetimler iki AHR’li yapı tasarlanarak tekrarlanmıştır. Ayrıca mikroserit hatta yüklenen çeşitli biçimde ve sayıdaki AHR yapıların oluşturduğu filtre üzerinde çeşitli parametreler değişken olarak belirlenerek bu parametrelerin rezonans frekansına ve bu frekanstaki bastırma oranına etkileri benzetimlerle araştırılmıştır.

4. Bölüm’de 4’lü AHR yapı içeren iki modlu X-bant antenin tasarımı ve benzetimi gerçekleştirilmiştir. Antenin üretimi ve üretilen anten ile yapılan çeşitli ölçümler ve ölçüm yöntemi gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır.

5. Bölüm’de tez çalışmasında elde edilen sonuçlar özetlenmiş, gelecekte yapılabilecek çalışmalar hakkında öneriler tartışılmıştır.

2. METAMALZEME TEORİSİ

Bu bölümde metamalzemeler teorik olarak kısaca incelenmiş, negatif dielektrik sabitinin ve negatif manyetik geçirgenlik katsayısının elde edilişi ile bu değerlerin ortama etkisi gösterilmiştir. Ayrıca tez konusu kapsamında anten teorisine değinilmiştir. Son olarak metamalzeme yapıları kullanan çeşitli çalışmalar özetlenerek literatür taramasına yer verilmiştir.

2.1. Metamalzeme Ortamda Dalgaların Yayılımı

Elektromanyetik dalganın bir ortamdaki yayılım karakteristiklerini ortamın dielektrik sabiti ile manyetik geçirgenlik katsayısı belirler. Bu iki parametre, dispersiyon denkleminde yer alan ortam parametreleridir. İzotropik bir ortam için dispersiyon denklemi şu şekildedir (Veselago, 1968):

$$k^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad (2.1)$$

Yukarıdaki denklemde “k” dalga numarası, “ω” açısal frekans, “c” ışığın boşluktaki hızı ve “n” kırılma indisidir. (1.1) denkleminde ifadesi gösterilen kırılma indisi ε ve μ işaretlerinin birlikte negatif veya birlikte pozitif olmasından etkilenmez ve bu durumlarda dalga yayılımı mümkün olur. Malzemeler ise bu işaret farkından etkilenir ve bu durumda çift pozitif işaretli ortam ile çift negatif işaretli ortamlar arasında çeşitli farklılıklar meydana gelir. Bu farklılıkları incelemek amacıyla Maxwell denklemlerinden ikisi olan Faraday ve Amper yasaları ele alınmıştır. Bu denklemlerin kaynaksız ortamdaki diferansiyel formları sırasıyla şu şekildedir (Veselago, 1968):

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.3)$$

Denklemlerdeki $\vec{B}$ ve $\vec{D}$ sırasıyla manyetik akı yoğunluğu ve elektrik akı yoğunluğunu göstermektedir. Alan denklemleri ile akı yoğunlukları arasındaki ilişki ise şu şekildedir:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.4)$$

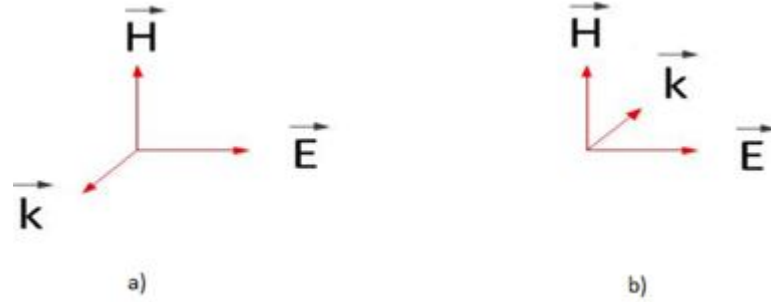
$$\vec{E} = \varepsilon \vec{D} \quad (2.5)$$

Tek frekanslı düzlemsel dalga için Faraday ve Amper yasaları faz uzayında yazıldığında $\vec{k}$ dalga vektörü olmak üzere denklemler şu hali almaktadır:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E} \quad (2.7)$$

(2.6) ve (2.7) denklemleri çift pozitif bir ortam için sağ el kuralını ifade etmektedir (Veselago, 1968). Metamalzeme ortam olan çift negatif ortamlarda ise bu kural sol el kuralına dönüşmektedir (Şekil 2.1).



Şekil 2.1: a) Sağ el kuralı, b) Sol el kuralı

Metamalzeme ortamda enerji akışını incelemek üzere Poynting vektörü ($\vec{S}$) ele alındığında yine diğer ortamlarda rastlanmayan bir özellik görülmektedir (Veselago, 1968).

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.8)$$

(2.8) denklemiyle ifade edilen Poynting vektörü ϵ ve μ değerlerinin işaretlerinden bağımsızdır. Poynting vektörü kaynaktan uzağa doğru ilerlemekte iken dalga vektörü kaynaktan uzağa ya da kaynağa doğru ilerleyebilmektedir. Bu durum çift pozitif ortamlar için dalga vektörü ile Poynting vektörünün aynı yönlü olduğunu gösterirken, çift negatif ortamlarda bu iki vektörün ters yönlü olduğunu belirtmektedir (Veselago, 1968).

2.2. Negatif Dielektrik Sabiti

Negatif dielektrik sabiti elde edebilmek için metallerin plazma davranışından yola çıkılmaktadır. Periyodik metal şeritler yardımı ile plazma frekansının altında negatif dielektrik sabiti değerine ulaşılmaktadır. Bu durumu gösteren formül şu şekildedir;

$$\epsilon_{\text{metal}} = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (2.9)$$

Denklemde ω frekansı, ω_p plazma frekansını ifade etmektedir. Plazma frekansının ifadesi ise şöyledir;

$$\omega_p^2 = \frac{n_e(\text{elk})^2}{\epsilon_0 m_e} \quad (2.10)$$

Burada n_e elektron yoğunluğu, m_e elektron kütlesi, ϵ_0 boş uzayda dielektrik sabiti ve elk yük anlamındadır. Formüllerden de görüldüğü üzere plazma frekansının altında negatif dielektrik sabiti elde edilebilmektedir (Pendry vd., 1998).

Merkezleri arası uzaklık “ d ” olacak şekilde yerleştirilen ve “ r ” yarıçaplı metal dizisi tek bir efektif dielektrik sabitli ortam olarak modellendiğinde plazma frekansı şu şekilde hesaplanabilir:

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi c_0^2}{d^2 \ln(d/r)} \quad (2.11)$$

Yukarıdaki denklemde c_0 ışığın boşluktaki hızıdır.

2.3. Negatif Manyetik Geçirgenlik Katsayısı

Manyetik geçirgenlik sabitinin elde edilmesi dielektrik sabitinininki kadar kolay olmamaktadır. Metal şeritler elektrik alana verdikleri tepkiyi manyetik alana göstermediğinden manyetik rezonatörler devreye girmiştir. Yapıda kapasitif etki oluşturarak manyetik alana tepki göstermesi sağlanan bu rezonatörler ilk olarak Pendry vd. (1999) tarafından önerilmiştir. Basit bir biçimde bir halkaya açılan yarıklar ile yapıya kapasitans eklenmektedir. Böylece yapının rezonans frekansı da düşerek elektriksel küçük boyut sağlanmaktadır. Kapasitansı artırmak amacı ile iç içe iki veya daha fazla halkadan oluşan rezonatörlerin yanı sıra aynı halka üzerinden birden fazla yarık kullanan rezonatörlerde literatürde çeşitli çalışmalarda yer almaktadır (Gil vd., 2004; Sondaş vd., 2012). Bu rezonatörlerin metamalzeme ortam oluşturmaya sağladıkları katkının yanı sıra dalga boyundan küçük boyutta tasarlanabilme olanağı sunmaları, çok geniş frekans bandında ve çok çeşitli çalışmalarda kullanılmalarında etkili olmuştur. Özellikle minyatürizasyon çalışmalarında bu özellikleri nedeni ile tercih edilmekte ve çağın gereklerinden olan kompakt tasarıma katkı sağlamaktadırlar (Sondaş vd, 2012; Ouedraogo vd., 2012). Kolay ve elektriksel küçük tasarımı ile çok sayıda araştırmada kullanılan AHR yapılar detaylı olarak sonraki bölümde incelenecektir. Manyetik rezonatör dizisi, metal şerit dizisinde olduğu gibi tek bir ortam şeklinde modellenerek incelendiğinde efektif manyetik geçirgenlik katsayısı şu şekilde hesaplanır:

$$\mu_{\text{eff}} = \mu_{\infty} + \frac{(\mu_{\text{stat}} - \mu_{\infty})\omega_0^2}{(\omega_0^2 - \omega^2) + j\omega\Gamma} \quad (2.12)$$

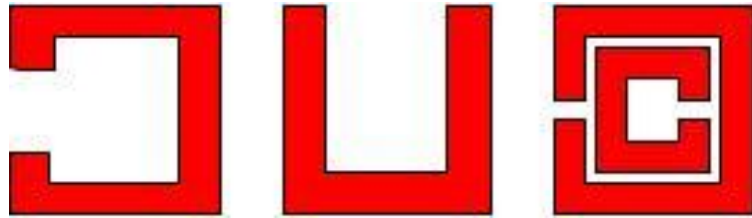
Yukarıdaki denklemde μ_{stat} alt frekans limitindeki, μ_{∞} üst frekans limitindeki manyetik geçirgenlik katsayısı değerleridir, ω_0 açısal frekans, Γ sönümleme frekansıdır (Pendry vd., 1999).

Rezonatörlerin istenilen etkiyi sağlaması doğru şekilde uyarılmasına da bağlıdır. Zamanla değişen manyetik alan rezonatöre dik geldiğinde yapı manyetik olarak uyarılmış olur ve manyetik rezonansa girer (Smith vd., 2000). Rezonans frekansında manyetik geçirgenlik katsayısı negatif olur. Metal şerit yardımı ile elde edilen negatif

dielektrik sabitinin frekansı ile manyetik rezonansın frekansı birbiriyle çakıştığında çift negatif ortam yani metamalzeme ortam elde edilmektedir. Sabitlerden biri pozitif diğeri negatif olduğunda ise kırılma indisinin reel olmamasından kaynaklanan yasak bölge oluşur ve elektromanyetik dalga bu bölgede yayılamaz (Veselago, 1968; Shelby vd., 2001).

2.4. Ayırık Halkalı Rezonatörler (AHR)

AHR, metamalzeme çalışmalarında oldukça yaygın biçimde kullanılmaktadır. Çok çeşitli biçimlerde olmakla beraber en basit şekliyle AHR zıt yönlerde boşluklara sahip iç içe iki halkadan oluşmaktadır. Bu yapının negatif görüntüsü alındığında elde edilen yapı ise terslenmiş AHR (TAHR) olup yine yaygın şekilde kullanılmaktadır. Bazı AHR konfigürasyonları Şekil 2.2’de görülmektedir. Halkada bulunan boşluk yapı üzerinde akımın dolaşmasına engel olmaktadır fakat boşlukta oluşan kapasitif etki sebebiyle halka üzerinde akım gözlenmektedir (Pendry vd., 1999).



Şekil 2.2: Çeşitli AHR geometrileri

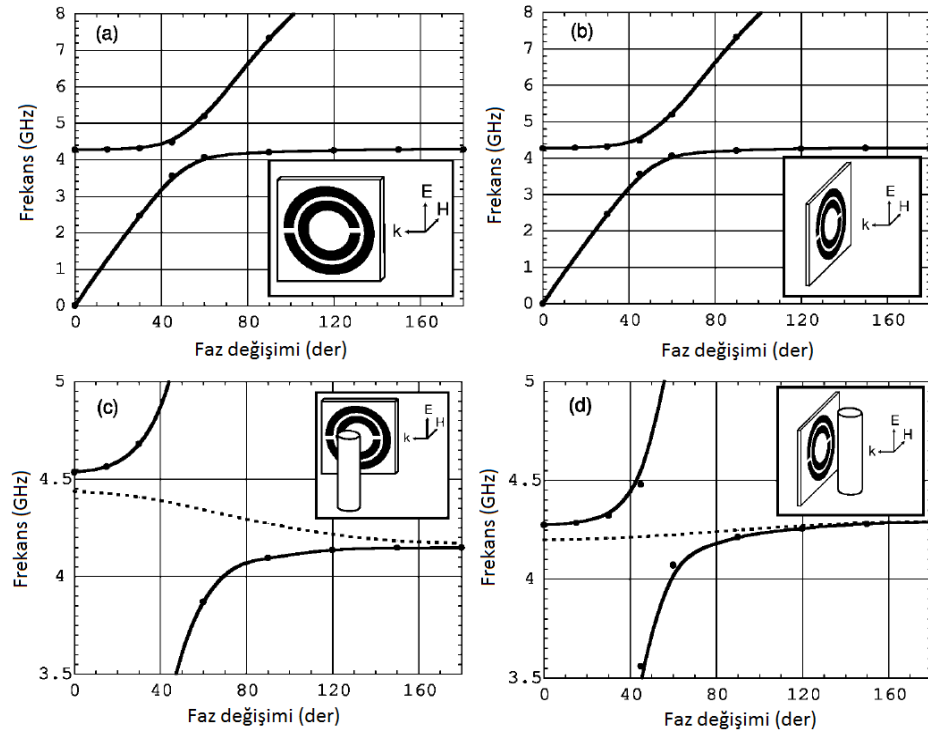
AHR yapıya dik olacak biçimde alternatif manyetik alan uygulandığında yapı bir LC rezonans devresi gibi davranır (Penciu vd., 2008). Bu durumda yapının rezonans frekansı (2.13) denklemi ile elde edilebilir.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.13)$$

Pendry vd. (1999) tarafından önerilen ve Shelby vd. (2001) tarafından pratik olarak üretilip test edilen AHR yapılar metamalzemelerin gelişimi için oldukça önemli bir yapıtaşı olmuştur. AHR ve TAHR yapıların çalışmasının daha iyi anlaşılması amacıyla eşdeğer devreleri, rezonansları, geri ışıma özelliği gibi konularda çeşitli çalışmalar

yapılmıştır (Bayındır vd., 2002; Gay-Balmaz ve Martin, 2002; Zhang vd., 2004; Shamonin vd., 2005; Baena vd., 2005; Chen vd., 2006a; Gil vd., 2006; Bilotti vd., 2007a; Bilotti vd., 2007b; Arnido vd., 2007; Ekmekci ve Turhan-Sayan, 2009; Ekmekci vd, 2009). Bu çalışmalardan Gay-Balmaz ve Martin (2002) tarafından yapılan çalışmada çeşitli AHR sayıları ve konfigürasyonları için oluşan rezonanslar incelenmiş ve AHR yapıları arasındaki uzaklığın azalmasıyla rezonans frekansının düştüğü, mesafenin çok küçüldüğü bazı durumlarda rezonansın ikiye bölünerek çift rezonans haline geldiği gösterilmiştir. Penciu vd. (2008), benzer şekilde AHR yapının rezonansını ve birden fazla AHR yapı kullanıldığında yapıların birbirine etkisini incelemek için 1, 2 ve 4 AHR kullanan ve halkalarda farklı sayıda ayırık veya farklı biçimde yerleştirilmiş ayırıklar olan çeşitli konfigürasyonları benzetim ve ölçümler ile karşılaştırmıştır. Buna göre halkalar arası kuplaj endüktif olduğunda rezonans frekansı yükselmekte, kuplaj kapasitif olduğunda rezonans frekansı düşmektedir. Ayrıca 2 ve 4 AHR içeren bazı durumlarda manyetik rezonansın ikiye bölünerek iki modlu çalışma sergilediği gösterilmiştir. Bu davranış yapıların eş fazlı uyarılamadığından birinin aktif iken diğerinin pasif olması ile açıklanmıştır.

AHR ve benzeri manyetik rezonatörlerin doğru biçimde uyarılması gerektiğini Smith vd. (2000) çeşitli yönlerde elektromanyetik dalga uygulayarak AHR yapı üzerinde göstermiştir (Şekil 2.3). Buna göre AHR yapıya dik ve paralel manyetik alan uygulandığında yapı tek başına dalga için iletim ortamı oluşturamamaktadır ve yasak bant bölgesi ortaya çıkmaktadır. Uygulanan elektrik alan ise AHR yapının halkalarına dik durumdadır. Ayrıca manyetik alan AHR yapıya paralel iken yapı üzerinde akım oluşamamaktadır. AHR yapı ile metal şerit birleştirildiğinde ise manyetik alan AHR yapıya dik iken solak ortam elde edilmekte ve önceki durumda yasak bölge olan bantta elektromanyetik dalganın yayılımı gözlenmektedir.



Şekil 2.3: AHR yapının farklı şekillerde uyarımı ve buna tepkisi (Smith vd., 2000)

Katsarakis vd. (2007), AHR yapının farklı oryantasyonlarında negatif manyetik geçirgenliğin değiştiğini göstermiştir. Aydın ve Özbay (2007a), AHR yapıların rezonansını deneysel ve teorik olarak incelemiştir. Bu çalışmada ayrıca halkadaki yarığı kapatmanın manyetik rezonansı ortadan kaldırdığı da gösterilmiştir. Metamalzeme rezonatörlerinin minyatürizasyonu için çeşitli yöntemler önerilmiştir (Aznar vd., 2008). AHR yapıdan farklı olarak çeşitli manyetik rezonatörler tipleri üzerinde de çalışmalar yapılmıştır. S-tipi manyetik rezonatör ile ayrıca metal şerit tel kullanımı gereği ortadan kaldırılmıştır (Chen vd., 2004). AHR yapıya benzer şekilde kolay üretilen ve elektriksel küçük spiral rezonatörlerde modellenmiş ve negatif manyetik geçirgenliği gösterilmiştir (Baena vd., 2004). Ters V-tipi rezonatör ile tasarım parametreleri azaltılarak metamalzeme ortam elde edilmiştir (Sabah ve Urbani, 2013).

AHR rezonatörlerin tasarım parametreleri hat kalınlığı, metal kalınlığı, halkadaki yarığın uzunluğu, yarığın sayısı, rezonatör kenar uzunlukları (dikdörtgensel tasarım için), yarıçap uzunluğu (daireseel tasarım için), iki veya daha çok halkaya sahip tasarımlar için halkalar arası boşluk mesafesi olarak sıralanabilir. Bu parametrelerin

rezonans frekansına etkileri sonraki bölümde tasarlanan anten ve filtre üzerinden detaylı olarak ele alınacaktır.

AHR yapıların en önemli dezavantajı ise negatif manyetik geçirgenlik değerini dar bant aralığında sağlamalarıdır.

2.5. Metamalzeme Tabanlı Antenler ve Anten Teorisi

Anten, elektrik sinyallerini elektromanyetik dalgalara çevirerek ileten ve elektromanyetik dalgaları toplayarak elektrik sinyallerine dönüştürerek yayın sağlayan aygıttır. Metamalzeme antenler, yukarıdaki negatif özelliklerden faydalanarak tasarlanan elektriksel küçük antenlerdir. Metamalzeme rezonatörleri ısıma elemanı olarak, taban malzemeye yerleştirilerek, ayrı bir katman olarak tasarlanıp antenin belli bir bölgesine veya tüm çevresine yerleştirilerek çeşitli çalışmalarda kullanılmıştır, literatürdeki bazı çalışmalar sonraki bölümde kısaca özetlenecektir.

Dalga boyundan küçük geleneksel antenler sinyalin çoğunu kaynağa geri yansıtırken, metamalzeme antenler boyutlarından daha büyükmüş gibi davranır ve daha iyi performans gösterir. Antenin kalite faktörü ve ısıma kaybı anten boyutuyla ters orantılıdır, bu sebeple metamalzeme antenlerin küçük boyutlu olması, düşük maliyeti, yüksek verimliliği bu alana olan ilgiyi arttırmıştır (Dong ve Itoh, 2012).

Haberleşme sistemlerinin en önemli kısımlarından antenler, günümüzde küçük boyutlu, verimli, bazı uygulamalar için çok bantlı, geniş veya dar bantlı, bazı uygulamalarda ise ayarlanabilir bantlı olarak tasarlanıp kullanıma sunulmaktadır. Örneğin akıllı telefon ve televizyon sistemleri ile kablosuz internet erişimine uygun antenler bu cihazlarda da yer almaya başlamıştır. Bu sebeple kompakt tasarım önem kazanmıştır. Metamalzeme yapıların en önemli avantajlarından küçük boyutta tasarım olanağı bu noktada öne çıkmaktadır. Çeşitli çalışmalarda metamalzeme rezonatör yapılar yardımı ile veya negatif kırılma indeksli iletim hattı teorisinden faydalanılarak anten boyutlarında küçülme sağlandığı raporlanmıştır (Antoniades ve

Eleftheriades, 2008; Sharawi, 2013), bu çalışmalardan bazıları kaynak özetleri kısmında verilmiştir. Ayrıca minyatürizasyon çalışmalarında kullanılan metamalzeme rezonatör tipleri bakımından da çeşitlilik mevcuttur (Takahagi vd.,2012; Laila vd., 2013).

Anten boyutunda küçülme sağlamanın yanı sıra bazı çalışmalarda metamalzeme yapılar ile antenin var olan rezonans frekansına ek olarak yeni rezonanslar elde edilerek çok bantlı anten uygulamaları da yapılmıştır. Günümüz teknolojisinde birçok farklı frekansın iletişim için kullanılması her frekans için yeni bir anten gerektirmekte ve bu üretim maliyeti ve tasarımı açısından zorluk oluşturmaktadır. Bu sorunun üstesinden gelebilmek için çok bantlı çalışabilen antenler kullanılmaktadır. Geleneksel antenlerin rezonans frekansına ek olarak metamalzeme tabanlı anten kullanılarak yeni rezonans frekansları oluşturulabilir ve böylece çok bantlı çalışma sağlanabilir (Du vd., 2011; Dakhli vd., 2011).

Anten performanslarında iyileştirmeler yapmak için de metamalzeme yapılar kullanılmaktadır. Çeşitli çalışmalarda antenin kazancı, yönlülüğü, verimliliği, ışıma örüntüsü özellikleri metamalzeme yardımı ile arttırılmış veya iyileştirilmiştir ya da farklı amaçlara yönelik değiştirilmiştir. (Bulu vd., 2005; Hwang vd., 2009; Takahagi vd., 2012).

Bu çalışmada başlıca anten parametreleri olarak yönlülük, kazanç, verimlilik değerleri, bant genişliği ve ışıma örüntüsü grafikleri incelenmiştir. Basit biçimde antenin kazancı şu formülle ifade edilmektedir:

$$G = eD \quad (2.14)$$

$$e = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2.15)$$

(2.14) formülünde G kazanç, D yönlülük ve e anten verimliliğidir. Anten verimliliği, antenin yaydığı gücün, antene gelen güce oranı olarak tanımlanabilmektedir. (2.15) formülü bu durumu gösteren formüldür, burada P_{rad} antenden ışıyan gücü, P_{in}

antene gelen gücü göstermektedir (Balanis, 1997). Yüksek verimli anten, gelen gücü ışıma yolu ile yayabilen antendir. Verimliliği düşük antende ise gücün büyük bölümü yayılamaz, bunun sebebi antenin tasarımındaki hata veya iletken kayıpları olabileceği gibi anten giriş empedansı ile hat empedansının uyumsuzluk da olabilmektedir. Böyle bir uyumsuzluk durumunda gelen güç antene ilerleyemeden geri yansıyacaktır. Duran dalga oranı (VSWR) antenden geri yansıyan güç ile yansıma sabiti (Γ) yardımı ile hesaplanan, anten empedansı ile hat empedansının uyumunu gösteren bir orandır, (2.16). Pratikte bu değerin 1'e olabildiğince yakın olması istenmektedir. Yansıma sabiti, S-matrisi ile hesaplanan $|S_{11}|$ değeridir ve geri dönüş kaybı şeklinde de adlandırılmaktadır (Balanis, 1997).

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.16)$$

Yönlülük ise anten ışımasının bir yönde yoğunlaşması veya antenin bir yönden gelen ışımaya daha hassas olmasıdır. Anten yönlülüğünün artması kazancı artıracaktır fakat oldukça yüksek yönlülük değerine sahip antenlerin daha iyi antenler olduğu söylenemez, bu değerler antenin türüne ve kullanım amacına göre anlam taşımaktadır. Örneğin kablosuz ağ bağlantısı sağlayan bir antenin tek bir yönde değil her açıyı kapsayacak şekilde yayın yapması beklenir, bu durumda yönlülük değeri düşer. Kazanç ise verimlilik ve yönlülüğe bağlı bir değerdir. Elektriksel küçük antenler genellikle verimsiz antenler olarak bilinmekte iken metamalzemeler ile dalga boyundan küçük boyutlu tasarım olanağı elektriksel küçük antenlerdeki bu sorunun üstesinden gelmeye yardımcı olmaktadır (Balanis, 1997).

Antenlerin önemli özelliklerinden biri de bant genişlikleridir. Bu değer antenin doğru biçimde çalıştığı frekans aralığını tanımlamaktadır. Anten tasarımı yapılırken, kullanılacak uygulamada geniş bant veya dar bant ihtiyacına göre bant genişliği değeri ayarlanmalıdır. Geniş bir bant gerektiren bir uygulamada dar bant anten kullanmak uygun değildir. Tersine dar bir bant gerektiren uygulamada geniş bantlı anten kullanıldığında istenmeyen frekanslar ile karışma sorunu ortaya çıkar. Bant genişliği genellikle antenin geri dönüş kaybı değerinin -10 dB'nin altına düştüğü aralık ile ölçülür. Bu aralığa -10 dB bant aralığı da denilmektedir (Balanis, 1997).

2.6. Kaynak Özetleri

Metamalzeme tabanlı antenler ile ilgili literatürde çok sayıda çalışma bulunmakla birlikte, bu kısımda AHR yapı kullanan çalışmalar ağırlıklı olmak üzere bazı çalışmalara kısaca değinilmiştir. Ayrıca metamalzemelerin antenler dışındaki uygulamalarını da göstermek amacıyla çeşitli mikrodalga devrelerinden uygulamalarda seçilmiştir.

AHR yapılar, özellikle elektriksel küçük anten çalışmalarında oldukça yaygın kullanılmaktadır (Alıcı ve Özbay, 2007; Alıcı vd., 2007; Sondaş vd, 2012; Ouedraogo vd., 2012; Ekmekci ve Tamac, 2012; Sharawi, 2013; Zhu vd., 2013; Ntaikos ve Yioultsis, 2013; Laila vd., 2013; Tang ve Ziolkowski, 2013). İletim hattı modelinden yararlanılarak da elektriksel küçük anten tasarımları yapılmıştır (Qureshi vd., 2005; Antoniadou vd., 2008; Abd El-Raouf ve Zaheer, 2012).

Metamalzeme yapılar ile farklı frekanslarda çalışabilen 2 veya daha fazla frekansa sahip çok bantlı anten tasarımları da yapılmaktadır (Antoniades ve Eleftheriades, 2009; Zhu ve Eleftheriades, 2009; Ekmekci vd., 2009; Ekmekci ve Turhan-Sayan, 2010; Du vd., 2011; Dakhli vd., 2011; Xie vd., 2012; Başaran, 2012a; Başaran, 2012b; Jin vd., 2012; Cheribi vd., 2013; Takemura, 2013, Başaran vd., 2013).

AHR yapıların dar bantta çalışması özelliğinden Kim vd. (2006) farklı biçimde yararlanmıştır. Tasarlanan ultra geniş bantlı antenin istenmeyen bir frekansı filtrelemesi için o frekansta rezonansa gelecek AHR yapı anten üzerine yerleştirilmiştir. Böylece ek filtreleme devresine gereksinim duyulmadan ve antenin boyutu değişmeden istenmeyen frekansı bastırılmış ultra geniş bantlı anten ortaya çıkmıştır. Benzer şekilde Zhang vd. (2013), ultra geniş bantlı monopol antende AHR yapılar yardımı ile çalışma frekansı aralığında üç bantta filtreleme sağlanmıştır.

Abbasiniazare vd. (2013), AHR yapılardan oluşan dizi ile anten dizisinde elemanlar arası kuplajı azaltmıştır. Elemanlar arası kuplaj, anten dizilerinde önemli bir sorun olup birçok anten parametresini etkilemektedir. Tasarlanan iki elemanlı antende

elemanlar arasına aynı rezonans frekansında etki gösteren sekiz AHR çiftinden oluşan dizi eklenerek elemanların birbirine etkisi azaltılmış ve AHR içermeyen duruma göre daha yüksek kazanç değeri ve daha iyi empedans uyumlandırma elde edilmiştir.

Metamalzemeleri antenlerin belli bölgesine veya çevresine yerleştirerek anten parametrelerinde iyileşme elde etmenin mümkün olduğu çeşitli çalışmalarda gösterilmiştir (Bulu vd., 2005; Attia vd., 2009; Lafmajani ve Rezaei, 2012). Yine S-tipi rezonatör yardımı ile antenin ışıma açılarının ayarlanabildiği bir tasarım yapılmıştır (Chen vd., 2006b). Xiong vd. (2012), mikroşerit antende metamalzeme konseptinde yarıklar açarak antenin empedans bant genişliğini ve kazancını artırmıştır. Hwang vd. (2009), horn anten ile metamalzemeyi birleştirerek 4 yönlü anten meydana getirmiştir. Metamalzeme katmanı antenin ışıma elemanının üstüne yerleştirerek anten kazancını artırmak da mümkündür (Chaimool vd., 2009; Li vd., 2012; Attia vd., 2013).

AHR yapıların rezonans frekansları, halkalardaki kapasitans değeri varaktör diyot ile değiştirilerek ayarlanabilmekte veya halkalar arasında çeşitli yerlere anahtarlama elemanları, kapasitörler yerleştirilerek değiştirilebilmektedir (Gil vd., 2004; Sondaş vd., 2012; Zhu vd., 2013; Kim vd., 2012; Velez vd., 2008; Aydın ve Özbay, 2007b). Böylece ayarlanabilir bantlı anten, filtre vb. devreler üretilebilmektedir.

Literatürde görülen tek metamalzeme tabanlı iki modlu anten çalışması olan Lai vd. (2006) tarafından yapılan çalışmada 4,015 GHz frekansında -13,0 dB geri dönüş kayıplı ve 3,56 GHz frekansında -8,5 dB geri dönüş kayıplı iki rezonans elde edilmiştir.

Metamalzemeler antenlerin yanı sıra filtre ve güç bölücü gibi devrelerde de minyatürizasyon başta olmak üzere çeşitli faydaları sebebiyle kullanılmaktadır. AHR yapı içeren filterelere örnek olarak Jitha vd. (2006), Gupta ve Saxena (2013), Mat vd. (2013) ve Liu vd. (2013) tarafından yapılan çalışmalar gösterilebilir. Frekans ayarı yapılabilen AHR yapıları filtre çalışmalarına Cenk vd. (2006), Kim vd. (2012), ve Park

vd. (2013) tarafından yapılan çalışmalar örnektir. Abid ve Zhirun (2007), AHR yapının dar bantlı rezonansını filtrenin kesim frekansındaki bastırmayı keskinleştirecek şekilde kullanarak avantaja çevirmiştir.

Metamalzeme g bölücü devrelerine ise Antoniadese ve Eleftheriades (2005), Saenz vd. (2007), Papanastasiou vd. (2008), Tseng ve Chang (2008), Aznar vd. (2009) tarafından yapılan çalışmalar örnek teşkil etmektedir.

Metamalzemelerin perdeleme çalışmalarına örnek olarak Schurig vd. (2006) tarafından mikrodalga bölgesinde gerçekleştirilen elektromanyetik perdeleme çalışması gösterilebilir. Metamalzemelerin önemli özelliklerinden ters Cerenkov ışması ise teorik olarak Lu vd. (2003) tarafından incelenmiştir.

3. AHR YAPILARIN REZONANSININ İNCELENMESİ

Bu bölümde AHR yapı filtreleme elemanı olarak ve antenin ışıma elemanı olarak kullanılmış ve çeşitli parametre değişikliklerinin rezonans frekansını nasıl etkilediği benzetimler yardımı ile incelenmiştir. CST MWS programı ile yapılan benzetimlerde antenin boyutlarının değişmesi ile rezonans frekansının değişmesi, antenin rezonans frekansı değiştirilmeden boyutlarının ayarlanabilmesi, kullanılan taban malzemesinin dielektrik sabitinin rezonansa etkisi gibi çeşitli ilişkilerin sonuçları elde edilmiştir.

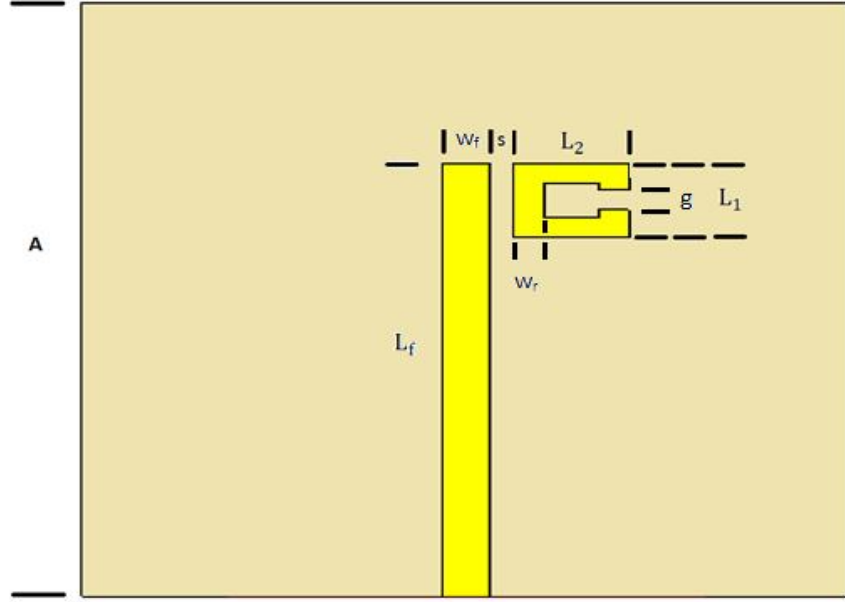
3.1. AHR Yapı Parametreleri

Benzetimlerde kullanılan AHR yapı ve parametreleri Şekil 3.1’de görülmektedir (Ekmekci ve Tamac, 2012). Tasarım parametreleri olarak, w_f besleme hattının genişliği, s hat ile AHR arasındaki mesafe, w_r AHR hattının genişliği, L_f besleme hattının uzunluğu, L_1 AHR yapının dikey kenar uzunluğu, L_2 AHR yapının yatay uzunluğunu belirtmektedir. Antenin besleme girişinden görünüşü Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Burada hat ve taban malzemesi kalınlıkları belirtilmek amaçlandığından AHR yapısı gösterilmemiştir, sadece besleme hattı, taban malzemesi ve toprak düzlemi gösterilmiştir. Hat kalınlığı, AHR kalınlığı, toprak düzlemi kalınlığı t_m , taban malzemesi kalınlığı t_{sub} olarak adlandırılmıştır. Kare biçimli tabn malzemesi kenar uzunluğu ise A ile gösterilmiştir.

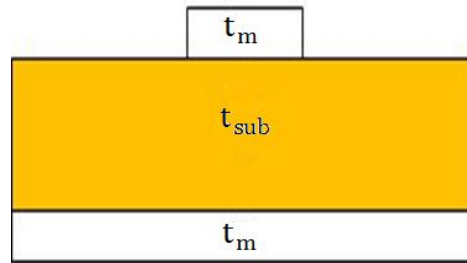
3.1.1. Referans Alınan AHR Antenin Tasarımı ve Simülasyonu

Anten parametrelerini incelemekten önce diğer benzetimler için referans olarak kullanılacak AHR yapısı tasarlanmıştır. Yapının boyutları milimetre cinsinden şu şekildedir: $A = 25$, $L_1 = L_2 = 3,75$, $g = 1$, $w_f = 1,55$, $w_r = 1$, $s = 0,8$, $L_f = 14,375$, $t_m = 0,035$, $t_{sub} = 0,762$. Taban malzemesi olarak dielektrik sabiti 3,5 olan Arlon AD 350 malzemesi seçilmiştir. Besleme hattının kalınlığı giriş empedansını 50Ω hat empedansına yakın tutarak yansıma kaybını azaltmak amacı göz önünde

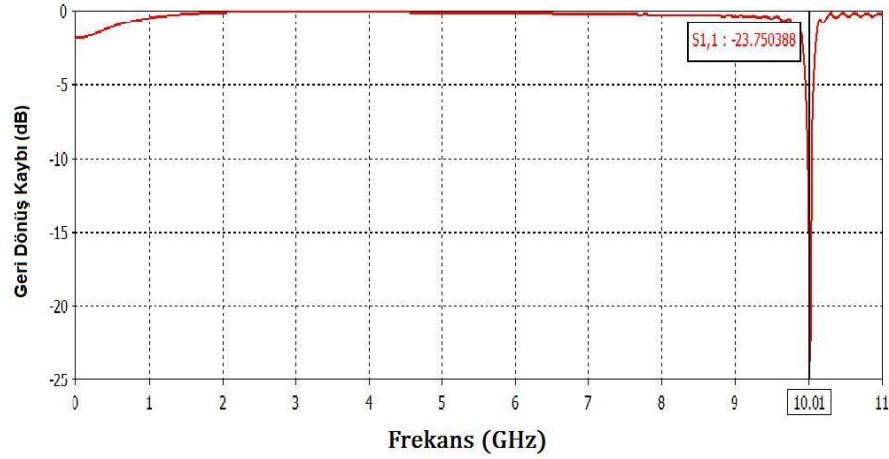
bulundurularak seçilmiştir. Benzetim sonucunda elde edilen dB cinsinden geri dönüş kaybı ($|S_{11}|$) grafiği Şekil 3.3'te gösterilmiştir.



Şekil 3.1: AHR yapılı anten ve parametreleri

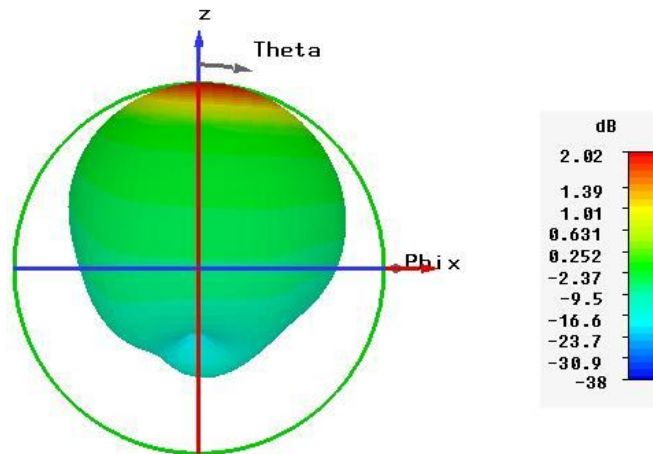


Şekil 3.2: Besleme girişinden antenin görünümü

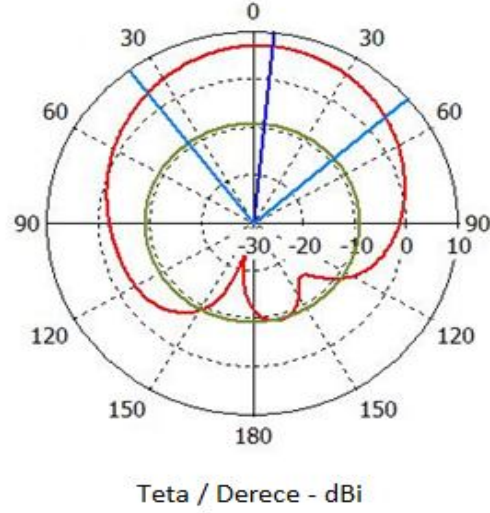


Şekil 3.3: Referans alınan tek AHR'li antenin geri dönüş kaybı grafiği

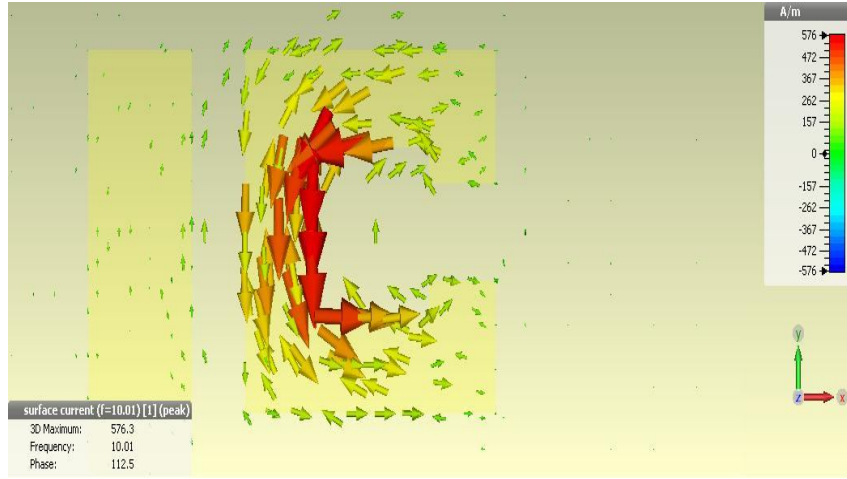
Tasarlanan anten 10,01 GHz frekansında rezonansa sahiptir ve bu frekansta geri dönüş kaybı $S_{11} = -23,75$ dB değerini almıştır. -10 dB bant genişliği yaklaşık 58,8 MHz genişliğindedir. Anten kazancı ise 2,020 dB olmuştur. 3-boyutlu kazanç grafiği Şekil 3.4'te verilmiştir. Antenin yönlülüğü polar gösterim ile Şekil 3.5'te görülmektedir. Buna göre antenin ana ışıma lobu $\theta = 6^\circ$ 'dedir. Yönlülük değeri ise 6,9 dBi olmuştur. Rezonans frekansında AHR yapı üzerindeki akım dağılımı şekil 3.6'da gösterilmiştir. Yapı üzerindeki akımın yönü besleme hattındaki alternatif akım nedeniyle halkadaki çentiğin üst kısmından alt kısmına doğru ve alt kısmından üst kısmına doğru olacak şekilde değişmektedir.



Şekil 3.4: Referans antenin kazanç grafiği



Şekil 3.5: Referans antenin yönlülüğünün polar düzlemde görünümü

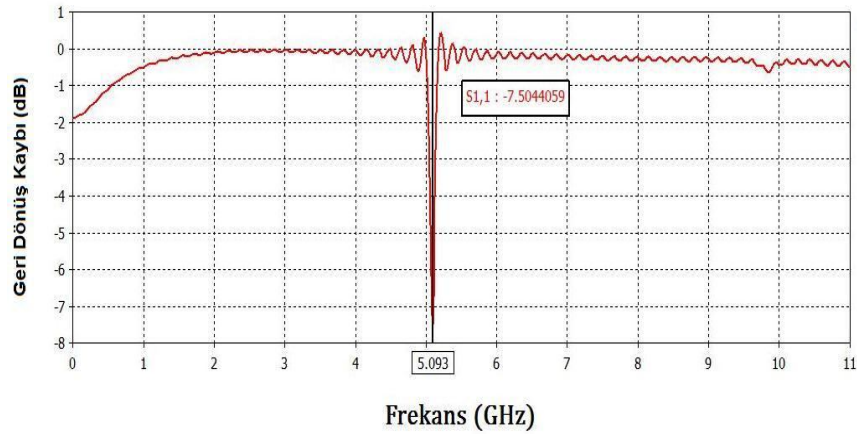


Şekil 3.6: AHR yapısı üzerindeki yüzey akım yoğunluğu dağılımı

3.2. AHR Yapı Parametreleri ile Rezonans Frekansı İlişkisi

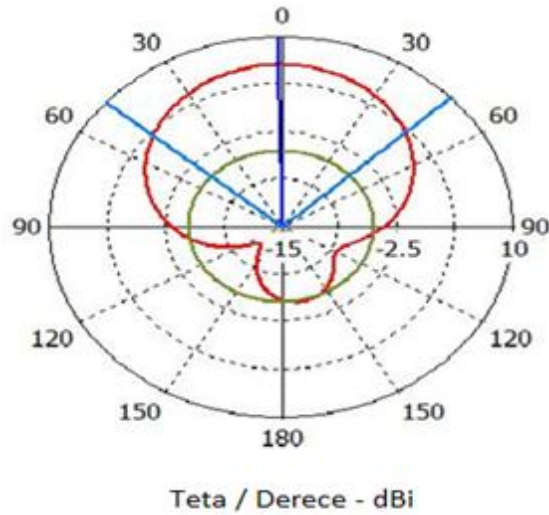
10 GHz’de rezonansa sahip tek AHR yapıları antenden yola çıkarak farklı frekanslarda rezonans elde etmek için AHR yapının boyutları değiştirilmiştir. Kullanılan taban malzemesi değiştirilmeden AHR yapının boyutları ile rezonans frekansı ilişkisi incelenmiştir. Buna göre ilk olarak antenin diğer parametreleri sabit kalmak suretiyle bazı uzunluklara milimetre cinsinden şu değer verilmiştir: $L_1 = L_2 = 6$, $L_f = 15,5$. Referans alınan antene göre yeni durumda besleme hattı biraz uzatılmış, AHR yapı kenar uzunlukları ise iki kata yakın uzatılmıştır. Bu durumda antenin $|S_{11}|$ grafiği Şekil 3.7’de gösterilen durumu almıştır. Antenin boyutunun yaklaşık iki kat

artması, beklendiği üzere rezonans frekansının da yaklaşık olarak yarıya düşmesini sağlamıştır. Yeni rezonans frekansı 5,093 GHz olurken, geri dönüş kaybı $-7,50$ dB değerini almıştır.

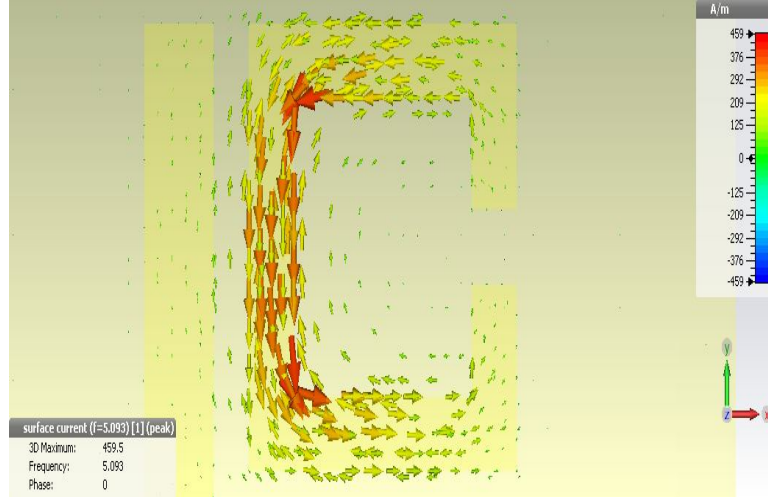


Şekil 3.7: Kenar uzunlukları 6 mm olan AHR yapılı anten için $|S_{11}|$ grafiği

Antenin kazancı $-6,9$ dB değerini alırken yönlülüğü 6,2 dBi olmuştur. Polar düzlemde yönlülük görünümü Şekil 3.8’de görülmektedir. Ana ışıma lobu $\theta = 1^\circ$ üzerinde yer almaktadır. Uzunluğu artan AHR yapı üzerindeki akım dağılımı Şekil 3.9’da gösterilmiştir.

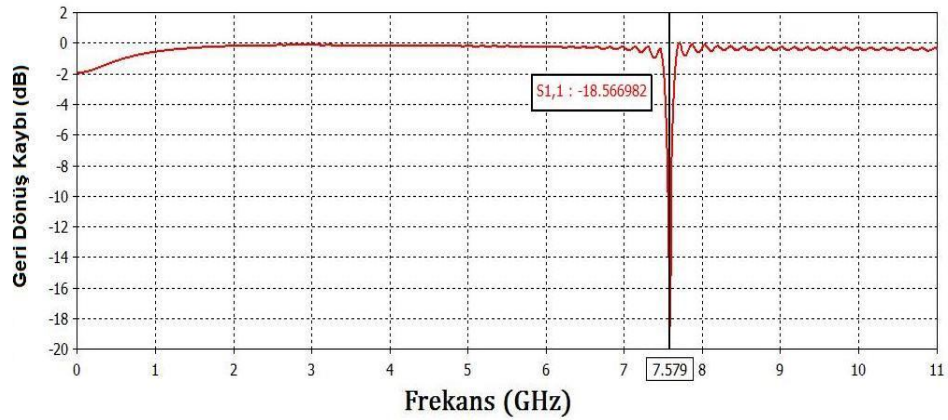


Şekil 3.8: 5,093 GHz rezonansında antenin yönlülük grafiği

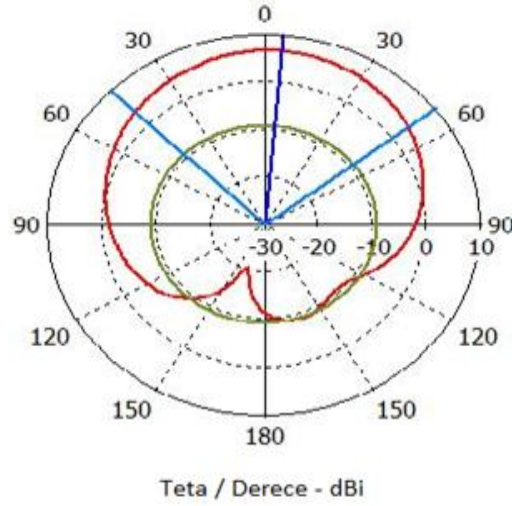


Şekil 3.9: 6 mm kenar uzunluklu AHR’de yüzey akım yoğunluğu dağılımı

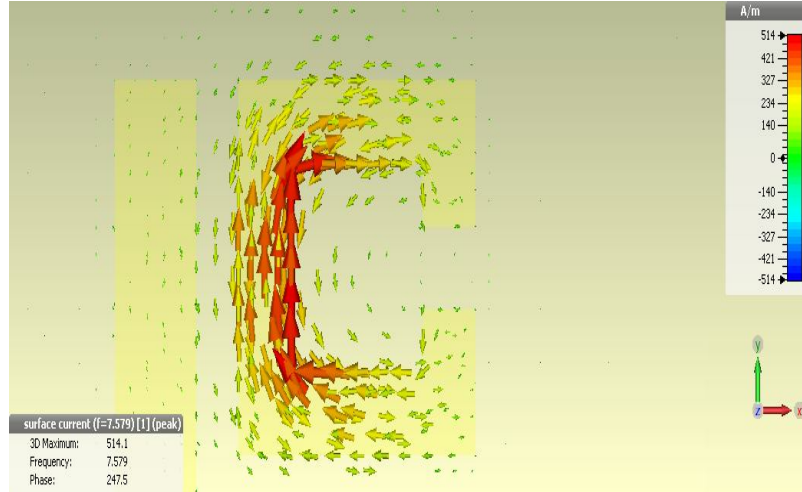
Anten bir başka frekansta rezonansa gelecek şekilde yeniden boyutlandırılmıştır. Yapının yeni boyutları $L_1 = L_2 = 4,5$, $L_f = 14,75$ mm seçilmiştir. Bu durumda AHR yapı referans antendekinden büyük, yaklaşık 5 GHz frekansında rezonansa sahip antendekinden küçük boyutlu olmuştur. Beklendiği üzere yeni antenin rezonans frekansı da diğer iki rezonans frekansının arasında yer almıştır. Elde edilen $|S_{11}|$ grafiği Şekil 3.10’da görülmektedir. Buna göre yeni rezonans frekansı 7,579 GHz olmuştur. Rezonans frekansında geri dönüş kaybı $-18,56$ dB, kazanç $-1,53$ dB, yönlülük 6,51 dBi değerini almıştır. Polar düzlemde antenin yönlülüğü Şekil 3.11’de görülmektedir. Antenin ışıma ana lobu $\theta = 5^\circ$ üzerindedir. AHR yapıdaki akım dağılımı Şekil 3.12’dedir.



Şekil 3.10: 4,5 mm kenar uzunluklu AHR antenin $|S_{11}|$ grafiği

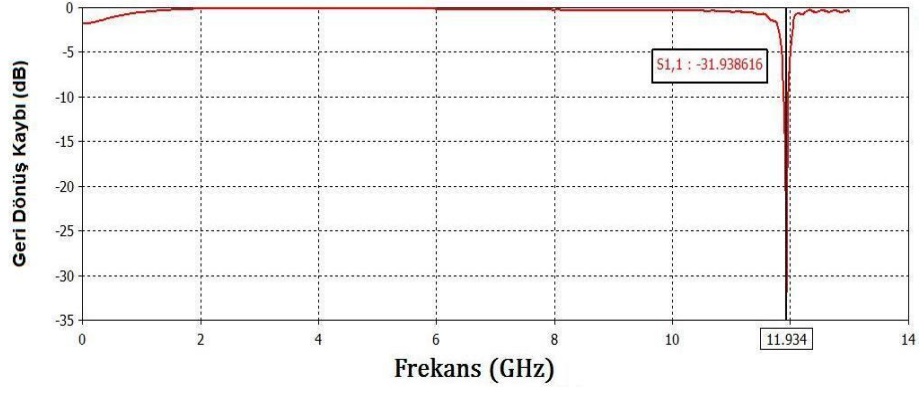


Şekil 3.11: 4,5 mm kenar uzunluklu AHR antende yönlülük

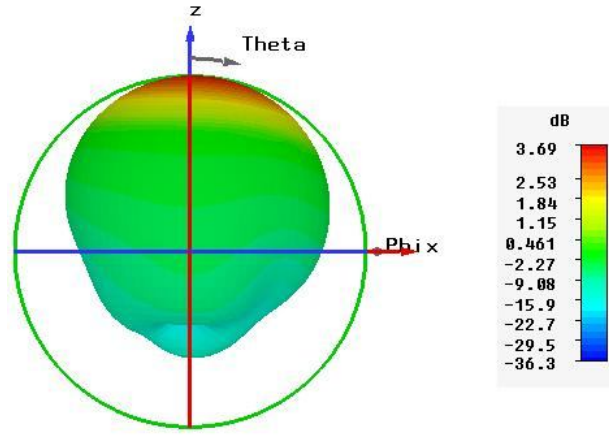


Şekil 3.12: 4,5 mm kenar uzunluklu AHR üzerindeki yüzey akım yoğunluğu dağılımı

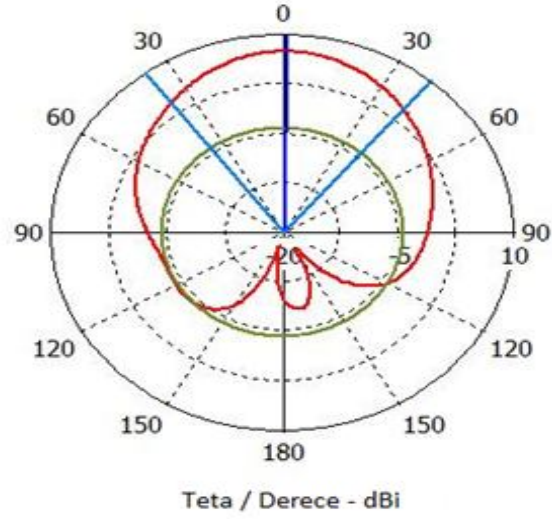
Bir başka uzunluk olarak $L_1 = L_2 = 3,37$ mm, $L_f = 14,185$ mm seçilmiştir. Yeni durumda antenin rezonansı 11,934 GHz olmuştur. $|S_{11}|$ grafiği Şekil 3.13'te görülmektedir. Antenin geri dönüş kaybı $|S_{11}| = -31,93$ dB değerini almıştır. Anten kazanç değeri 3,69 dB olmuştur. 3-boyutlu kazanç grafiği Şekil 3.14'de verilmiştir. Ayrıca yönlülük grafiği polar düzlemde Şekil 3.15'te görülmektedir. Antenin yönlülük değeri 7,3 dBi değerini alırken, ana lob ışıması $\theta = 1^\circ$ üzerindedir.



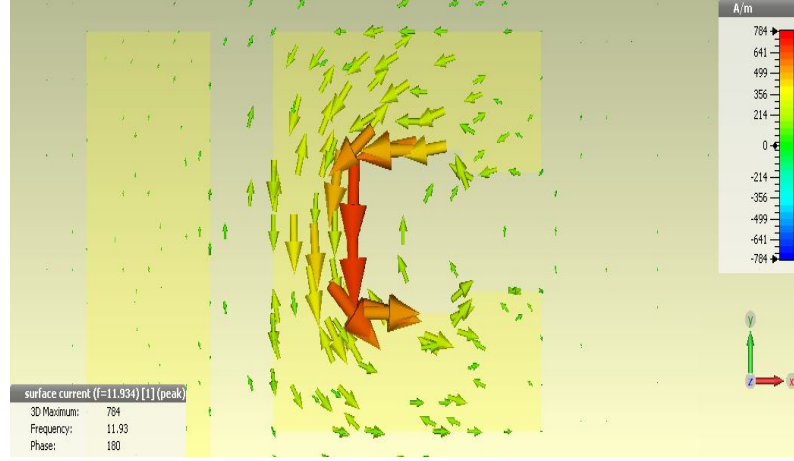
Şekil 3.13: 3,37 mm kenar uzunluklu AHR için $|S_{11}|$ grafiği



Şekil 3.14: 3,37 mm kenar uzunluklu AHR anten için üç boyutlu kazanç grafiği



Şekil 3.15: 3,37 mm kenar uzunluklu AHR antenin yönlülük grafiği



Şekil 3.16: 3,37 mm kenar uzunluklu AHR yapı üzerinde yüzey akım yoğunluğu dağılımı

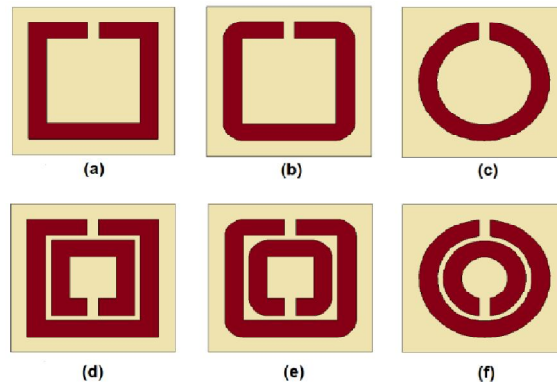
Yukarıdaki farklı boyutlu antenler ile referans alınan antenin simülasyon sonuçları karşılaştırma kolaylığı sağlaması açısından Tablo 3.1’de düzenlenmiştir. AHR yapının kenar uzunlukları azaldıkça yani ışıma elemanının boyutu küçüldükçe rezonans frekansının arttığı simülasyonlar ile açıkça ortaya konulmuştur. İkinci önemli nokta ise küçülen anten boyutu ile anten kazancının gözle görülür bir şekilde artmasıdır. Tasarlanan antenimiz, besleme hattından kuplaj ile beslenmektedir ve yüksek frekanslarda kazancın artması, besleme hattı ile antenin daha yüksek kuplaj gösterdiğini ortaya koymaktadır. Küçülen anten boyutunda yönlülük değerleri, kazanç değerleri ile aynı hızda iyileşme göstermemektedir. (2.14) formülünde kazanç ile yönlülüğün sabit verimde doğru oranlı olduğu gözlenmektedir. Bu formül ortaya koymaktadır ki küçülen anten boyutu ile anten verimi artış göstermektedir. $L_1 = L_2 = 6$ için anten verimi $-13,1$ dB seviyesinde iken $L_1 = L_2 = 3,37$ için anten verimi $-3,61$ dB seviyelerine doğru iyileşme göstermiştir.

Tablo 3.1: Farklı kenar uzunluklu AHR antenlerin karşılaştırılması

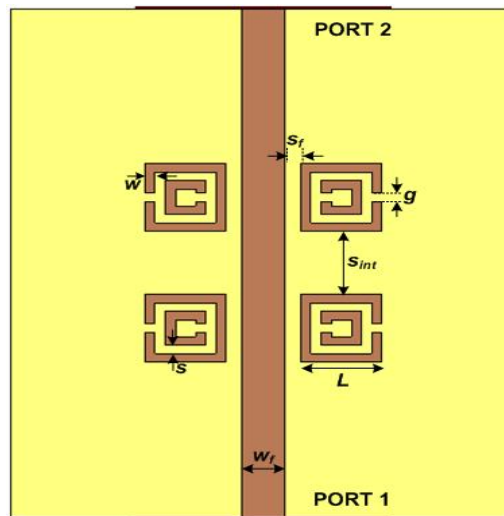
AHR kenar uzunluğu (mm)	Rezonans Frekansı (GHz)	Geri Dönüş Kaybı (dB)	Kazanç (dB)	Yönlülük (dBi)
$L_1=L_2=6$	5,093	-7,50	-6,9	6,2
$L_1=L_2=4,5$	7,579	-18,56	-1,53	6,51
$L_1=L_2=3,75$	10,01	-23,75	2,020	6,9
$L_1=L_2=3,37$	11,934	-31,93	3,69	7,3

3.2.1. AHR Yüklü Mikroşerit İletim Hattı

Bu bölümde farklı biçim ve sayıdaki AHR yapılar mikroşerit iletim hattı ile beslenerek oluşan rezonanslar incelenmiştir. AHR yapılar kare, kenarları yumuşatılmış kare ve daire olarak tasarlanmıştır. Şekil 3.17 tasarlanan yapıları göstermektedir. Yapıların mikroşerit hat etrafına yerleşimi ve tasarım parametreleri Şekil 3.18’de gösterilmiştir. Mikroşerit hatta yüklenen AHR yapılar filtre görevi görerek rezonans frekansında iletimi kesmektedir. Çeşitli benzetimlerde yapının rezonansının değişimi ve bastırma oranları incelenmiştir. Bu çalışma 2013 yılında PIERS 2013 Stockholm Sempozyumunda sözlü olarak sunulmuştur (Disken vd., 2013).

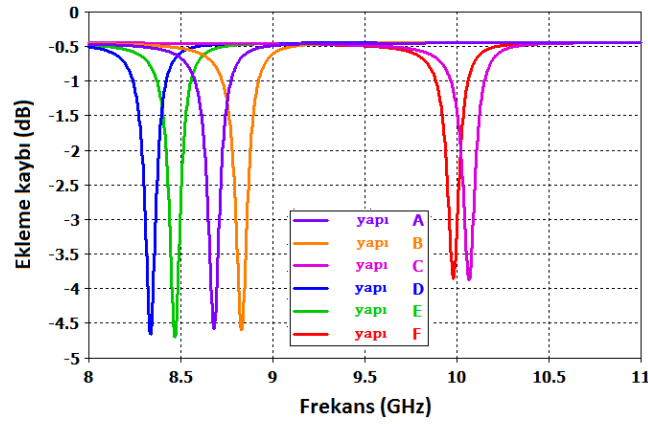


Şekil 3.17: Tasarlanan AHR yapılar. a) Tekli kare, yapı A b) Tekli kenarları yumuşatılmış kare, yapı B c) Tekli daire, yapı C d) İkili kare, yapı D e) İkili kenarları yumuşatılmış kare, yapı E f) İkili daire, yapı F



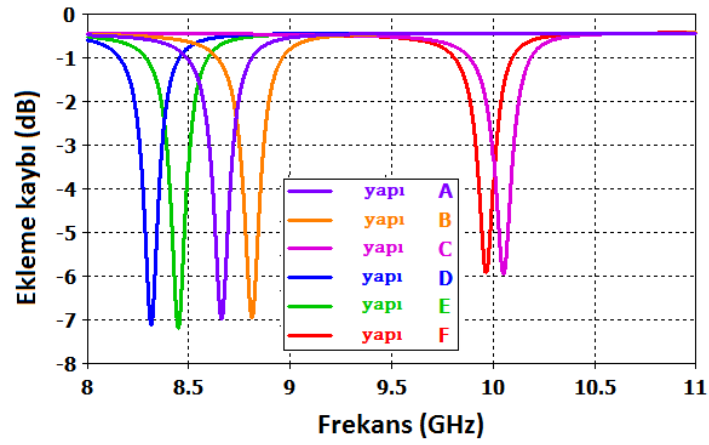
Şekil 3.18: Tasarlanan filtre ve parametreleri

Tasarımda taban malzemesi olarak Arlon AD250 malzemesi kullanılmıştır. Yapının boyutları 20×30 mm, dielektrik sabiti $\epsilon = 2,5$, tabaka kalınlığı $t_{sub} = 0,762$ mm, metal hatların kalınlığı ise $t_m = 0,035$ mm değerindedir. İletim hattı kalınlığı $w_f = 2,11$ mm, ayırık uzunluğu $g = 0,5$ mm, kare yapıların bir kenarının uzunluğu ve dairesel yapıların dış çapı $L = 4$ mm olarak belirlenmiştir. w , s , s_f ve s_{int} parametreleri değişken olarak seçilmiş ve rezonansa etkileri incelenmiştir. Tüm yapılar için tek AHR kullanılarak oluşturulan benzetim sonuçları Şekil 3.19’da görülmektedir. Burada $w = 0,5$, $s = 0,5$, $s_{int} = 3,71$, $s_f = 0,8$ mm değerlerindedir (Disken vd., 2013).



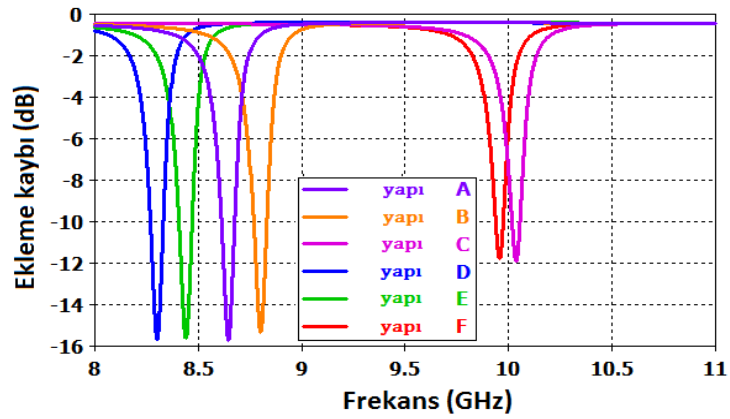
Şekil 3.19: Tek AHR yapılar hatta yüklendiğinde oluşan rezonans frekansları

Benzetim sonuçlarına göre en düşük rezonans çevre uzunluğu en büyük yapı olan kare yapıda oluşmakta iken, çevre uzunluğu en küçük yapı olan dairesel yapıda daha yüksek rezonans frekansları oluşmuştur. Ayrıca iki yapı iç içe olduğunda (D, E, F yapıları) rezonans frekansının düştüğü gözlenmiştir. Bunun sebebi iç ve dış halkalarda oluşan yeni kapasitansın etkisiyle toplam kapasitansın artmasıdır. Yapıların sayısı ikiye çıkartıldığında ise rezonans frekansları fazla değişmemekle beraber, kayıp değerinde iyileşme elde edilmiştir. Yeni durum için benzetim sonuçları Şekil 3.20’dedir.



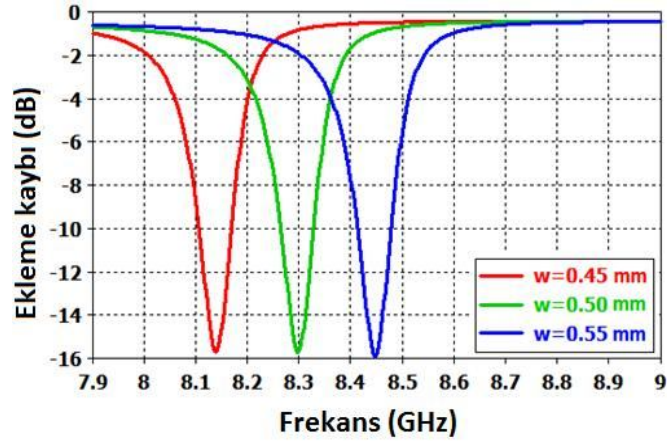
Şekil 3.20: İletim hattına yapılardan ikişer adet yüklendiğinde oluşan rezonanslar

Yapı sayısı dörde çıkartıldığında ise ekleme kaybı değerinin daha da iyileştiği görülmüştür. Yapı sayısının artmasının, ekleme kayıplarını iyileştirmesi beklenen bir durumdur, çünkü toplam ekleme kaybına her bir elemanın katkısı olmaktadır. Yeni durum için benzetim sonuçları Şekil 3.21’de verilmiştir.



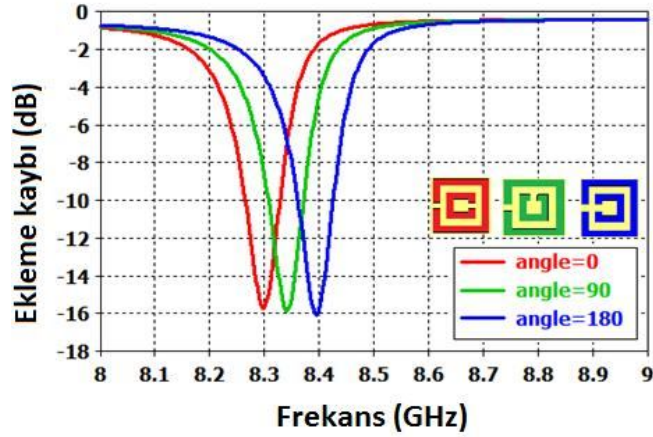
Şekil 3.21: Yapı sayısı dört adet iken oluşan rezonans değerleri

AHR yapının kalınlığının rezonansa etkisini incelemek için dörtlü D yapısında w değeri 0,45, 0,50 ve 0,55 seçilerek benzetimler yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 3.22’de verilmiştir. Buna göre hat kalınlığı arttıkça rezonans frekansı yükselmektedir.



Şekil 3.22: Dört adet D yapısı için hat kalınlığının rezonans frekansına etkisi

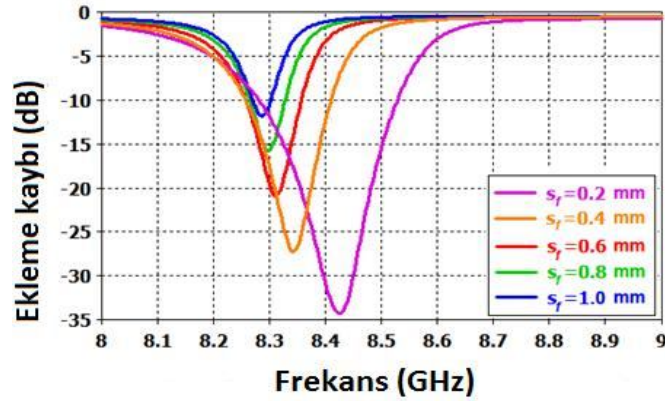
D-yapısındaki iç halkanın ayırık yönü değiştirildiğinde oluşan etki ayrıca incelenmiştir. Buna göre dört AHR yapı iletim hattına yüklenirken, iç kısımdaki AHR yapının üç farklı yönlü konumlandırılması için rezonans frekansının değişimi Şekil 3.23'te gösterilmiştir. Buna göre halkalardaki boşluklar zıt yönde iken en düşük rezonans, aynı yönde iken en yüksek rezonans elde edilmiştir. Bu durum boşluklar zıt yönde iken AHR yapıların birbirine kapasitif etkisinin en yüksek seviyede olması ile açıklanmaktadır.



Şekil 3.23: İç AHR yapıların farklı yönde konumlandırılmasının rezonansa etkisi ($w = 0,5$ mm, $g = 0,5$ mm, $s = 0,5$ mm, $s_{int} = 3,71$ mm, $s_f = 0,8$ mm)

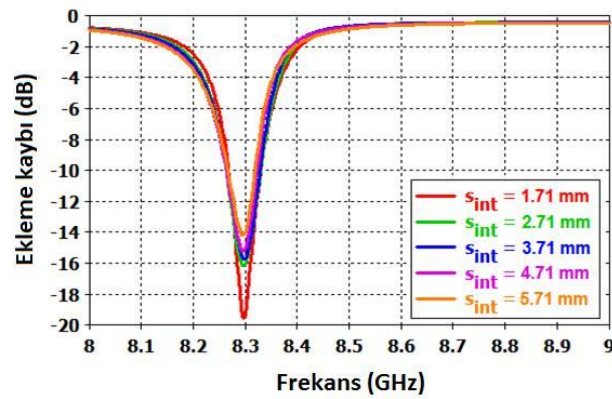
AHR yapılar ile iletim hattı arasındaki mesafenin rezonansa etkisi yine dört adet D-yapısının iletim hattına yüklenerek incelenmiştir. Bu amaçla s_f parametresi 0,2 mm değerinden 0,2 mm aralıklar ile 1 mm mesafeye çıkartılmıştır. Bu durumda mesafe

arttıkça ekleme kaybının büyük oranda kötüleştiği, rezonans frekansının s_f 'nin 0,2 mm değerinden 1 mm değerine kadar yaklaşık % 1,4 kadar azaldığı gözlenmiştir (Şekil 3.24).



Şekil 3.24: S_f mesafesinin değişiminin rezonansa etkisi ($w = 0,5$ mm, $g = 0,5$ mm, $s = 0,5$ mm, $s_{int} = 3,71$ mm)

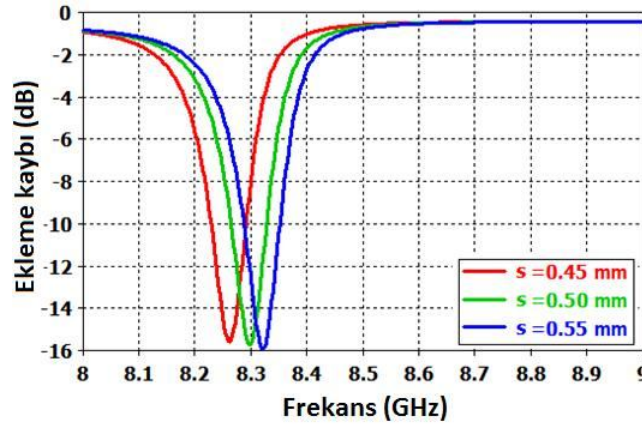
Dört adet D-yapısı ile yüklü iletim hattı için AHR yapılar arasındaki mesafenin değişiminin rezonans frekansına etkisi de benzetimler ile incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 3.25'te gösterilmiştir. Buna göre AHR yapılar arasındaki mesafe azaldıkça ekleme kaybı değerinde iyileşme sağlanmaktadır. Rezonans frekansında ise büyük bir değişim gerçekleşmemektedir.



Şekil 3.25: S_{int} mesafesinin değişiminin rezonansa etkisi ($w = 0,5$ mm, $g = 0,5$ mm, $s = 0,5$ mm, $s_f = 0,8$ mm)

Son olarak iç içe halkalar arası mesafe olan s parametresi dört adet D-yapı yüklü iletim hattında değişken olarak tanımlanmış ve rezonans frekansına etkisi

incelenmiştir. Buna göre s değerleri 0,45 mm, 0,50 mm ve 0,55 mm değerlerini alırken mesafe arttıkça rezonans frekansında yükselme olduğu görülmüştür (Şekil 3.26).

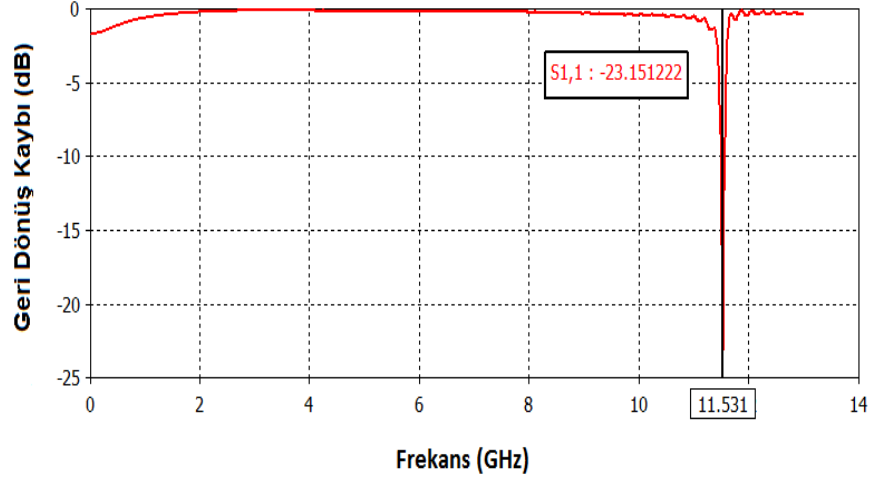


Şekil 3.26: s değerinin değişiminin rezonansa etkisi

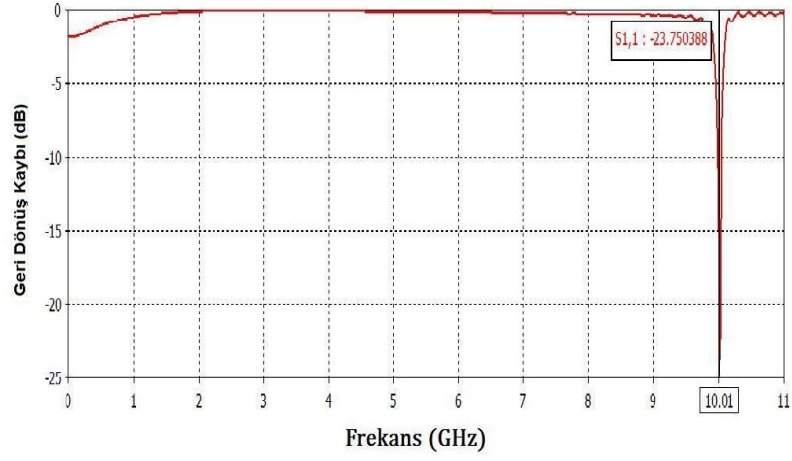
Benzetimlerden elde edilen sonuçlar incelendiğinde AHR yapılar çeşitli biçimlerde tasarlanarak mikroşerit hatta yüklendiğinde oluşan filtrenin kesim frekansı AHR biçimi ile yakın ilişkili olduğu görülmüştür. AHR sayısının artması ise kesim frekansını değiştirmezken bastırma oranını iyileştirmektedir. AHR yapının kalınlığı, iç içe yapılar arasındaki mesafe, AHR yapılar arasındaki mesafe ve iletim hattı ile AHR yapılar arasındaki mesafe değişken olarak belirlenerek her birinin ayrı ayrı rezonans frekansına etkisi incelenmiştir.

3.3. Dielektrik Malzemenin AHR Rezonansına Etkisi

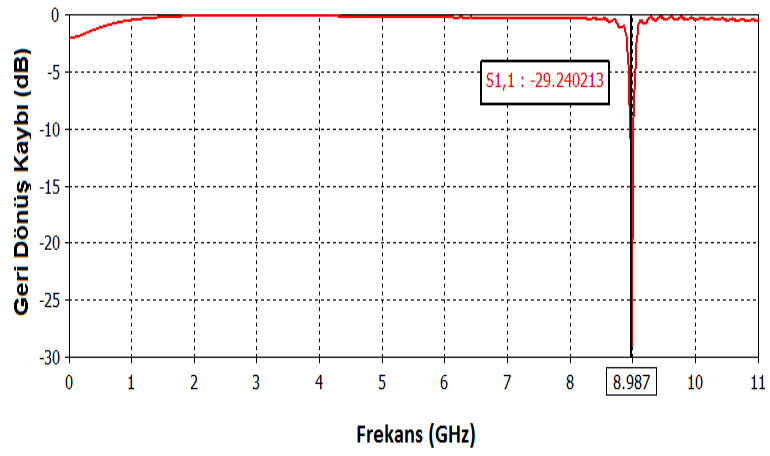
Dielektrik malzeme değiştirilerek yapılan benzetimler ile AHR yapı, besleme uzunluğu, hat kalınlığı gibi malzemenin dielektrik sabiti dışındaki tüm parametreler referans antendeki haliyle sabit tutularak, dielektrik değişiminin tek AHR antenin rezonansına etkisi incelenmiştir. Taban malzemesi olarak dielektrik sabiti 2,5, 3,5, 4,5 ve 6 değerlerinde olan malzemeler seçilmiştir. Benzetim sonuçlarına göre $|S_{11}|$ grafikleri şekillerde verilmiş ve karşılaştırma kolaylığı açısından tablo olarak gösterilmiştir. Şekil 3.27-28-29-30 şekilleri sırası ile 2,5, 3,5, 4,5 ve 6 değerindeki dielektrik sabitleri için geri dönüş kaybı grafikleridir.



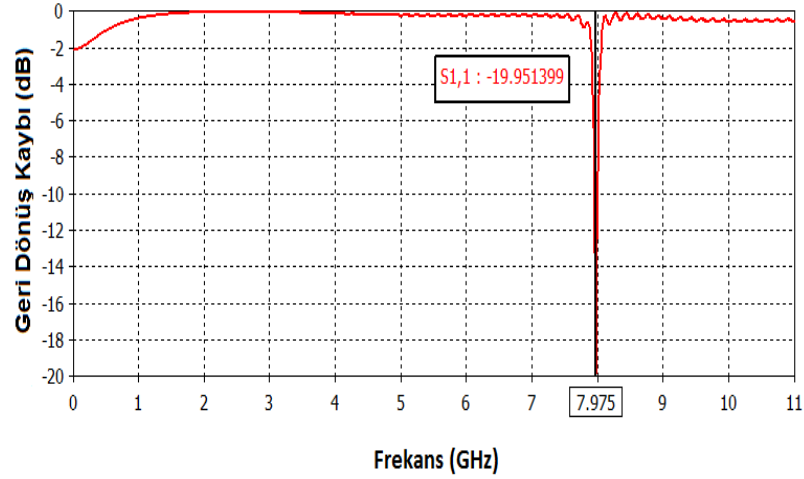
Şekil 3.27: Dielektrik sabiti 2,5 değerinde iken $|S_{11}|$



Şekil 3.28: Dielektrik sabiti 3,5 değerinde iken $|S_{11}|$



Şekil 3.29: Dielektrik sabiti 4,5 değerinde iken $|S_{11}|$



Şekil 3.30: Dielektrik sabiti 6 değerinde iken $|S_{11}|$

Grafiklerde görüldüğü üzere dielektrik sabitinin değeri azaldıkça antenin rezonans frekansı yükselmektedir, değer arttırıldığında ise rezonans frekansı düşmektedir. Bunun nedeni artan dielektrik sabiti ile ortamın etkin dielektrik sabitinin artması ve artan etkin dielektrik sabitinin anten rezonans frekansında düşmeye sebep olmasıdır (Balanis, 1997). Minimum $|S_{11}|$ değerleri ise büyük farklılıklar göstermemektedir, çünkü S_{11} değerinin minimum değeri daha çok taban malzemesinin kayıp tanyantı ile ilgilidir. Dielektrik sabitinin değişimi ile rezonans frekansının değişimi ve minimum $|S_{11}|$ değerleri Tablo 3.2’de verilmiştir.

Tablo 3.2: Dielektrik sabitinin rezonansa etkisi

Göreceli Dielektrik Sabit Değeri	Rezonans Frekansı (GHz)	Geri Dönüş Kaybı (dB)
2,5	11,531	-23,15
3,5	10,01	-23,75
4,5	8,987	-29,24
6	7,975	-19,95

benzetimler ile tasarlanan antenin boyutları değiştirilmeden taban malzeme olarak kullanılan malzemenin dielektrik sabiti değiştirilerek antenin rezonans frekansının ayarlanabileceği gösterilmiştir. Bu durum tasarımı kolaylaştırmakta ve düşük frekanslarda elektriksel küçük anten tasarımına imkan vermektedir (Balanis, 1997).

3.4. AHR Kenar Uzunluğu ve Ayırık Uzunluğunun Rezonansa Etkisi

AHR yapının bir kenar uzunluğunu sabit tutulurken diğer kenar uzunluğu ve halkadaki ayırık uzunluğu ayarlanarak rezonans frekansı sabit tutulmuştur ve antenin $|S_{11}|$ değerindeki, kazancındaki ve yönlülüğündeki değişimler incelenmiştir. Referans antenden yola çıkılarak sırası ile L_1 ve L_2 kenarları 3,75 mm uzunluğunda sabit tutulmuştur ve diğer kenar ile ayırık uzunlukları rezonans frekansı büyük ölçüde değişmeyecek şekilde adım adım arttırılarak AHR yapıdaki değişimin anten özelliklerini nasıl etkilediği gözlenmiştir. Besleme hattı uzunluğu 14,375 mm olarak belirlenmiş ve diğer tüm parametrelere referans antendeki ile aynı değerler verilmiştir. Benzetimlerden elde edilen sonuçlar Tablo 3.3 (L_1 sabit iken) ve Tablo 3.4 (L_2 sabit iken) tablolarında verilmiştir.

Tablolarda görüldüğü üzere rezonans frekansı bazı durumlarda 10,021 GHz olması dışında referans antendeki 10,01 GHz rezonansı AHR yapının bir kenarı ve ayırık uzunluğu ayarlanarak korunmuştur. Ayrıca değişken kenarın uzunluğu ve ayırık uzunluğu arttıkça anten kazancıda genel olarak artma eğilimindedir. Anten yönlülüklerinin belirgin şekilde değişmediği halde kazancın artması bu yöntemle antenin verimliliğinin de yükseldiğini göstermektedir.

Tablo 3.3: Rezonans frekansı ve L_1 sabit iken L_2 ve ayırık genişliği (g) değerlerinin değişiminin anten parametrelerine etkisi

L_1 sabit (3,75) iken L_2 (mm)	Rezonans Frekansı (GHz)	Geri Dönüş Kaybı (dB)	Kazanç (dB)	Yönlülük (dBi)	Ayrık Genişliği (mm)
$L_2=3,47$	10,01	-28,29	1,290	6,968	0,5
$L_2=3,53$	10,021	-27,99	1,478	6,967	0,6
$L_2=3,58$	10,01	-27,10	1,617	6,959	0,7
$L_2=3,647$	10,021	-28,73	1,753	6,971	0,8
$L_2=3,71$	10,01	-28,17	1,831	6,975	0,9
$L_2=3,75$	10,01	-23,75	2,020	6,9	1
$L_2=3,8$	10,01	-23,81	2,140	6,969	1,1
$L_2=3,84$	10,01	-26,50	2,176	6,974	1,2
$L_2=3,883$	9,999	-24,05	2,241	6,982	1,3
$L_2=3,925$	10,01	-24,03	2,346	6,974	1,4
$L_2=3,958$	10,01	-31,47	2,313	6,978	1,5

Tablo 3.4: Rezonans frekansı ve L_2 sabit iken L_1 ve ayırık genişliği (g) değerlerinin değişiminin anten parametrelerine etkisi

L_2 sabit (3,75) iken L_1 (mm)	Rezonans Frekansı (GHz)	Geri Dönüş Kaybı (dB)	Kazanç (dB)	Yönlülük (dBi)	Ayrık Genişliği (mm)
$L_1=3,47$	10,01	-20,66	0,7551	6,996	0,5
$L_1=3,53$	10,021	-24,18	1,059	6,991	0,6
$L_1=3,6$	10,01	-25,73	1,441	6,974	0,7
$L_1=3,67$	10,01	-31,56	1,567	6,983	0,8
$L_1=3,71$	10,01	-23,76	1,905	6,965	0,9
$L_1=3,75$	10,01	-23,75	2,020	6,9	1
$L_1=3,8$	10,021	-22,92	2,046	6,980	1,1
$L_1=3,84$	10,01	-23,59	2,263	6,976	1,2
$L_1=3,87$	10,021	-22,11	2,400	6,974	1,3
$L_1=3,92$	10,01	-20,77	2,451	6,977	1,4
$L_1=3,95$	10,021	-19,94	2,706	6,966	1,5

3.5. AHR Yapının Çevresi Sabit Kalacak Biçimde Kenar Uzunluklarının Değişimi

AHR yapının rezonansı son olarak yapının çevre uzunluğu hemen hemen aynı kalacak şekilde L_1 ve L_2 parametreleri değiştirilerek incelenmiştir. Halkadaki ayırık genişliğinin etkisi de göz önüne alınarak üç ayrı benzetim dizisi gerçekleştirilmiştir. Öncelikle referans antendeki ayırık genişliği olan 1 mm korunarak AHR yapının L_1 ve L_2 kenarları rezonans frekansı belirgin bir değişim göstermeyecek şekilde biri artarken diğeri azalacak şekilde ayarlanmıştır. Bu aşamada belirlenen L_1 ve L_2 değerleri korunarak ayırık genişliği 0,5 mm olduğunda anten rezonansındaki değişim incelenmiştir ve rezonans frekansında düşüş görülmüştür. Son olarak ayırık genişliği 0,5 mm iken anten rezonansını tekrar 10 GHz civarına yükseltebilmek için L_1 ve L_2 uzunlukları yeniden boyutlandırılmıştır.

Tablo 3.5, $g = 1$ mm için L_1 ve L_2 değiştirilerek elde edilen sonuçları göstermektedir. Referans antenin çevre uzunluğu olan 15 mm, diğer adımlarda da yaklaşık olarak korunmuştur. Burada amacımız besleme hattına yakın halka kenarını olabildiğince uzun tutarak besleme hattı ile AHR arasında maksimum kuplaj sağlamak ve bunu yaparken de AHR çevresini (endüktansını) sabit tutarak antenin çalışma frekansını yaklaşık 10 GHz'de sabit tutmaktır. Bu şekilde yaklaşık 10 GHz'de çalışan anten

yapıları içerisinde kare şekilli yapıya kıyasla kazançta 1,008 dB lik iyileşme kaydedilmiştir.

Tablo 3.5: L_2 azalır L_1 artarken anten parametreleri.

<u>g=1mm</u>	L_2	L_1	Rezonans Frekansı (GHz)	Geri Dönüş Kaybı (dB)	Kazanç (dB)	Yönlülük (dBi)
Referans	3,75	3,75	10,01	-23,77	2,020	6,967
Adım 1	3,50	4	10,01	-14,23	2,211	6,974
Adım 2	3,25	4,25	10,01	-14,52	2,455	6,954
Adım 3	3	4,53	10,01	-12,31	2,632	6,967
Adım 4	2,75	4,85	9,999	-10,88	2,855	6,966
Adım 5	2,50	5,2	9,999	-10	3,054	6,960

Tablo 3.6, Tablo 3.5’de elde edilen L_1 ve L_2 değerlerinin ayırık genişliğinin 0,5 mm olduğunda antene etkisini göstermektedir. Tabloda görüleceği üzere antenin rezonans frekansında bir düşüş meydana gelmiştir. Bu durum ayırık genişliğinin AHR yapının kapasitansına etkisini ortaya koymaktadır. Ayrıca rezonans frekansının yanı sıra anten kazancında da düşüş gözlenmektedir.

Tablo 3.6: L_1 ve L_2 değerleri önceki benzetim dizisi ile aynı iken ayırık genişliğinin değişiminin anten parametrelerine etkisi.

<u>g=0.5mm</u>	L_2	L_1	Rezonans Frekansı (GHz)	Geri Dönüş Kaybı (dB)	Kazanç (dB)	Yönlülük (dBi)
Referans	3,75	3,75	9,416	-22,87	0,3536	6,898
Adım 1	3,50	4	9,438	-23,10	0,7113	6,864
Adım 2	3,25	4,25	9,46	-16,10	1,031	6,861
Adım 3	3	4,53	9,493	-10,88	1,601	6,879
Adım 4	2,75	4,85	9,526	-10,72	1,841	6,893
Adım 5	2,50	5,2	9,603	-9,79	2,256	6,907

Tablo 3.7 ayırık uzunluğu 0,5 mm iken rezonans frekansını yeniden yükseltmek için L_1 değerinin ayarlanmış değerlerini içermektedir. L_2 uzunluğu değişmezken L_1 değerindeki küçük değişimler rezonans frekansını tekrar 10 GHz etrafına çekmiştir. Anten kazancında da iyileşme görülmektedir.

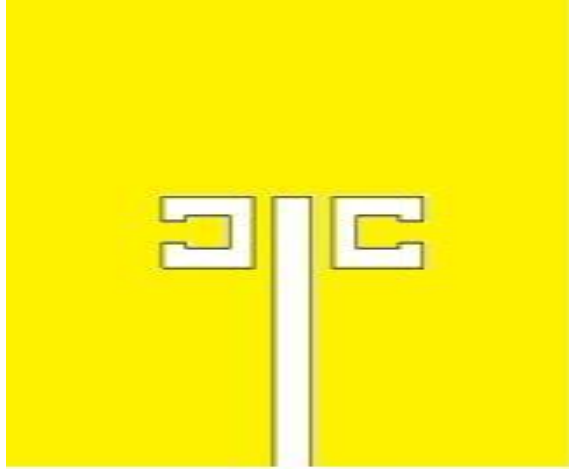
Tablo 3.7: L_1 uzunluğu değiştirilerek rezonans frekansının yükseltilmesi.

<u>g=0.5mm</u>	L_2	L_1	Rezonans Frekansı (GHz)	Geri Dönüş Kaybı (dB)	Kazanç (dB)	Yönlülük (dBi)
Referans	3,75	3,75	9,416	-22,87	0,3536	6,898
Adım 1	3,50	3,75	9,944	-29,42	1,150	6,927
Adım 2	3,25	4	9,966	-17,75	1,634	6,945
Adım 3	3	4,25	10,043	-13,50	1,904	6,975
Adım 4	2,75	4,55	10,098	-12,13	2,290	6,980
Adım 5	2,50	5	9,966	-10,54	2,409	6,962

AHR yapının kolay tasarlanabilmesi ve yapının boyutunda büyük değişimler olmadan gerekli tasarıma göre kenar uzunlukları veya ayırık genişliği değiştirilerek antenin parametrelerinin etkilenebilmesi yukarıdaki benzetim dizilerinde ortaya konulmuştur.

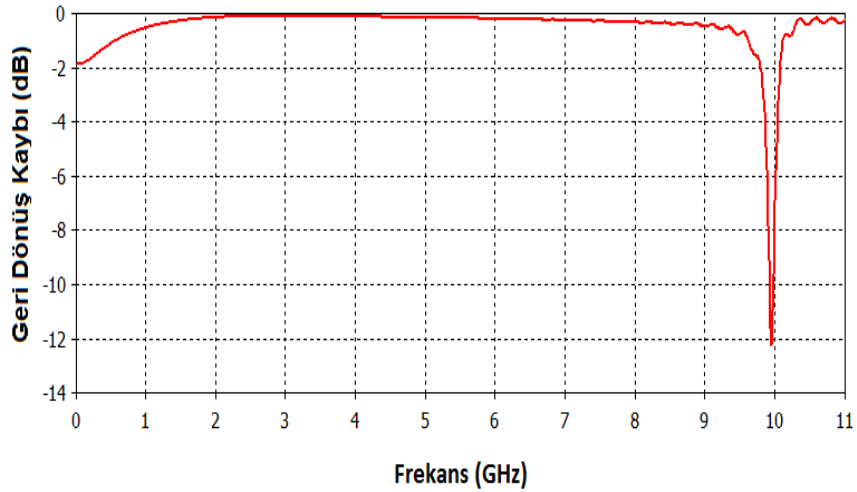
3.6. Çift AHR Yapılı Anten

Tek AHR yapılı antenin çalışması çeşitli durumlar için irdelendikten sonra AHR yapıdan iki tanesi ışıma elemanı olarak kullanıldığında oluşan anten tasarlanarak benzetim sonuçları incelenmiştir. Çift AHR, tek AHR'nin besleme hattına göre simetriği alınarak oluşturulmuştur (Şekil 3.31) (Ekmekci ve Tamac, 2012). AHR yapılar birbirinin eşi olduğundan referans antende tanımlanan parametreler çift AHR yapı için de geçerlidir bu nedenle tekrar gösterilmemiştir. Bu bölümde L_1 , L_2 , g uzunlukları her iki AHR yapısı da kapsamaktadır. Bu parametrelerde bir değişiklik olduğunda iki AHR'de de aynı değişim gerçekleşmektedir.



Şekil 3.31: Çift AHR yapılı anten geometrisi

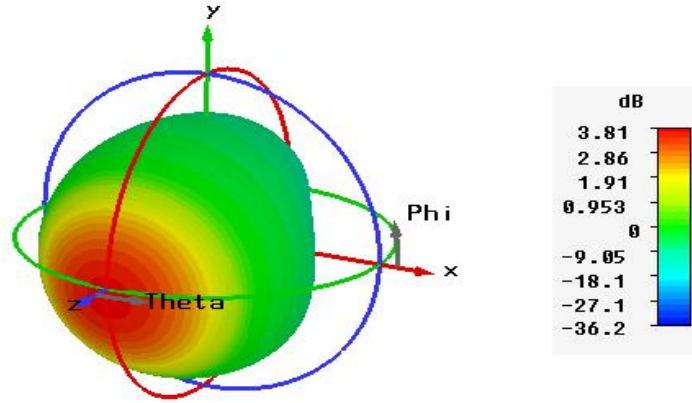
AHR yapıların kenar uzunlukları ve ayırık uzunluğunun değişimlerini incelemekten önce çift AHR yapı için referans kabul edilecek $L_1 = L_2 = 3,75$ mm ve $g = 1$ mm boyutlu ikiz AHR için antenin benzetimi gerçekleştirilmiştir. Bu durumda antenin rezonans frekansı 9,955 GHz olmuştur. -12,00 dB geri dönüş kaybına sahip olan antenin $|S_{11}|$ grafiği Şekil 3.32’de gösterilmiştir.



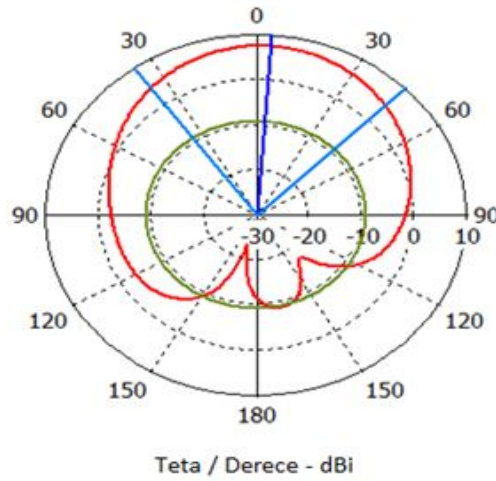
Şekil 3.32: Çift AHR antenin geri dönüş kaybı grafiği

Antenin kazancı tek AHR’li duruma göre artış göstererek 3,873 dB değerine ulaşmıştır. 3-boyutlu kazanç grafiği Şekil 3.33’de gösterilmiştir. Anten yönlülüğü ise 7,4 dBi olmuştur. Yönlülük grafiği polar düzlemde Şekil 3.33’te görülmektedir. Şekil

3.4'te gösterilen tek AHR yapılı anten ile karşılaştırıldığında kazanç değerinin 2,020 dB değerinden 3,81 dB değerine ulaştığı gözükmemektedir.



Şekil 3.33: Çift AHR antenin 3-boyutlu kazanç grafiği



Şekil 3.34: Çift AHR antenin polar düzlemde yönlülüğü

3.6.1. Çift AHR Yapıda Kenar Uzunluğu ve Ayırık Genişliğinin Rezonansa Etkisi

Tek AHR yapılı anten için yapılan çalışmanın bir benzeri çift AHR yapılı anten için de yapılarak sonraki bölümde gösterilecek dört AHR yapılı anten öncesi iki AHR yapı kullanmanın tek AHR yapıya göre farklılıkları ortaya konulmuştur. AHR yapıların bir kenarları sabit tutularak diğer kenarları ve halkalardaki ayırıklar, frekansta büyük bir

değişim göstermeyecek şekilde ayarlanarak anten parametreleri incelenmiştir. L_2 kenarları sabit tutularak yapılan simülasyonların sonuçları Tablo 3.8’de verilmiştir.

Ortaya çıkan sonuçlara tek AHR yapılı anten için yapılan benzetim sonuçları ile benzerlik taşımaktadır. Her iki benzetim serisinde de anten boyutu arttıkça ve ayırık genişliği arttıkça antenin kazancı artmıştır. Çift AHR anten aynı boyutlu tek AHR antene göre daha fazla kazanç sağlamıştır fakat bunun için antenin kapladığı alan artmıştır, bir başka ifade ile elektriksel boyutu artmıştır. Ayrıca iki AHR yapısı ışıma elemanı olarak kullanıldığından yönlülük de artış göstermiştir.

Tablo 3.8: Çift AHR antende kenar uzunluğu ve ayırık uzunluğunun değişiminin anten parametrelerine etkisi

L_2 sabit (3.75 mm) iken L_1	Rezonans Frekansı (GHz)	Geri Dönüş Kaybı (dB)	Kazanç (dB)	Yönlülük (dBi)	Ayrık Genişliği (mm)
3,41	10,054	-16,52	2,860	7,322	0,5
3,48	10,043	-14,62	3,117	7,374	0,6
3,55	9,988	-13,23	3,454	7,334	0,7
3,6	10,032	-13,09	3,589	7,362	0,8
3,66	9,999	-12,18	3,673	7,372	0,9
3,75	9,955	-12,00	3,873	7,386	1
3,755	9,977	-11,36	4,011	7,341	1,1
3,81	9,966	-12,05	4,004	7,410	1,2
3,82	9,988	-10,82	4,216	7,362	1,3
3,88	9,955	-10,46	4,266	7,365	1,4
3,915	9,955	-10,17	4,319	7,376	1,5

Benzetim sonuçları tek AHR yapılı antenden yeterince kazanç veya yönlülük değeri elde edilemediğinde çift AHR ile bu değerlerin arttırılabileceğini göstermiştir. Yapının kenar uzunlukları ve ayırık genişliği ayarlanarak rezonans frekansının değiştirilmesi veya kazancın arttırılması da mümkündür. Anten boyutunun artması dışında hiçbir ek hat, ek katman, besleme hattını yeniden boyutlandırma gibi tasarım işlemi gerektirmemesinden dolayı çift AHR yapının tasarımı da oldukça pratik ve zahmetsiz olmaktadır.

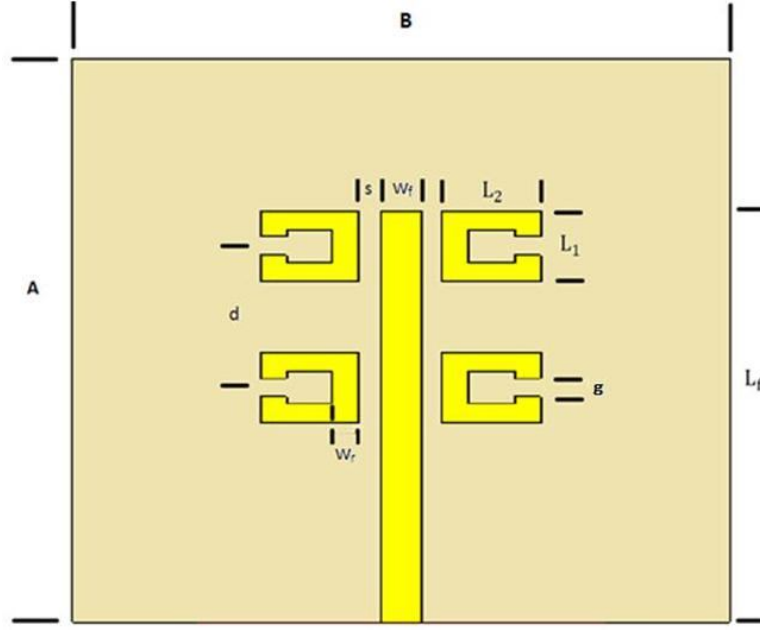
4. DÖRTLÜ AHR DİZİSİNDEN OLUŞAN İKİ MODLU X-BANT ANTEN TASARIMI

Bu bölümde, dört adet AHR yapısından oluşan bir dizi yapısı tasarlanmıştır. Tasarlanan dizi yapısı için iletim yönündeki komşu elemanlarının birbirleri arasındaki mesafenin antenin çalışma frekanslarına olan etkisi ve çalışma frekanslarındaki ışıma karakteristikleri incelenmiştir. Tasarımlar CST MWS tam dalga elektromanyetik çözümleyicisi ile gerçekleştirilmiş ve karakterize edilmiştir. Seçilen bazı anten yapıları için üretim gerçekleştirilmiş ve karakterizasyonlar laboratuvar ortamında doğrulanmıştır. Ölçümler, ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde bulunan vektör ağ çözümleyicisi ve tam yansız odada gerçekleştirilmiştir.

4.1. Dörtlü AHR Dizisinin Tasarlanması ve İki Modlu Antenin Benzetimlerinin Yapılması

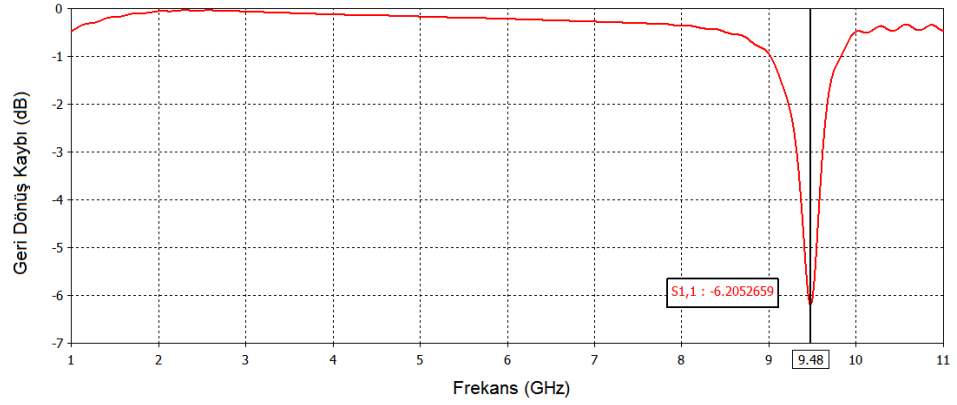
Bu bölümde tasarlanan dört elemanlı AHR diziantenleri X-Bant için tasarlanmış olup tasarım boyutları bölüm 3.1.1'deki tekli ve bölüm 3.6'daki ikili AHR yapılı antenlere göre farklılıklar göstermektedir. Yeni tasarım şekil 4.1'de verilmiştir. Burada verilen parametreler ve uzunlukları milimetre cinsinden şu şekildedir: $A = 30$, $B = 25$, $w_f = 1,55$, $s = 0,8$, $L_1 = L_2 = 3,75$, $w_r = 1$, $g = 1$. İletim hattı uzunluğu L_f ve besleme yönündeki AHR yapılarının merkezden merkeze uzaklığı d değişken olarak seçilmiştir. Besleme hattı uzunluğu L_f , d parametresine bağlı tanımlanarak üst noktasının her durumda üst AHR çifti ile aynı hizada kalması sağlanmıştır. Bu çalışmada esas amaç, d mesafesinin değişiminin anten rezonans frekansları ve ışıma örüntüsü üzerindeki etkisini incelemektir.

Benzetimlerde öncelikle dört AHR yapısının da halkalarının kapalı olması durumu incelenmiştir. Beklendiği üzere kapalı halkalardan oluşan antende herhangi bir LC rezonans ve bu rezonanstan kaynaklanan ışıma oluşmamıştır.



Şekil 4.1: Dörtlü AHR anten dizisinin şematik gösterimi

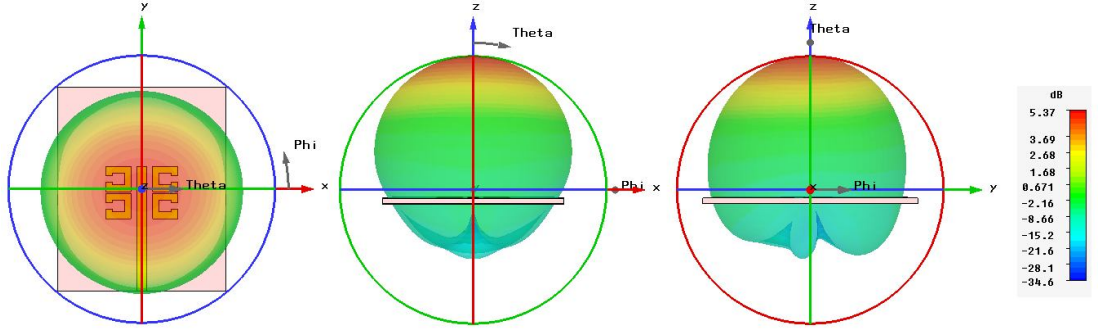
Şekil 4.2 de $d = 4$ mm için elde edilen geri dönüş kaybı grafiği verilmiştir. Anten yapısı 9,48 GHz’de rezonansa gelmiş ve geri dönüş kaybı $-6,2$ dB seviyelerindedir. Antenin rezonans frekansındaki kazancı 5,368 dB, yönlülüğü 7,696 dBi değerlerini almıştır.



Şekil 4.2: $d = 4$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı

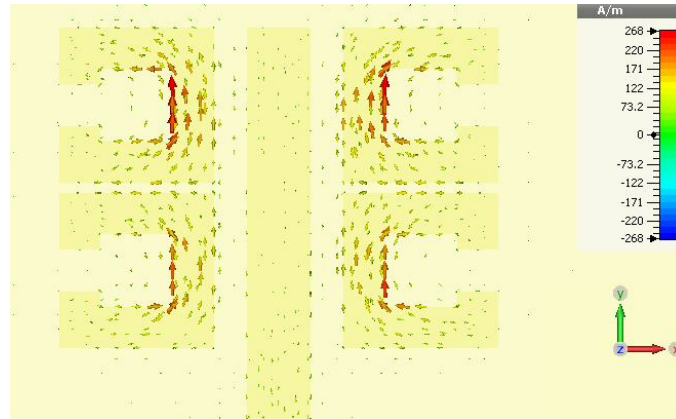
Şekil 4.3’de dörtlü AHR dizisinin $d = 4$ mm için ve 9,48 GHz değerinde xy, xz ve yz düzlemlerindeki üç boyutlu kazanç grafikleri verilmiştir. Şekilden görüleceği üzere anten maksimum kazanç değerini $\theta = 0^\circ$ değeri için vermiştir. Taban malzemesinin

alt yüzeyi tümüyle toprak zemin olarak seçildiğinden θ nın 90° 'den büyük değerleri için kazanç değeri 0 dB nin altına inmiştir.



Şekil 4.3: $d = 4$ mm için 9,48 GHz değerinde dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri

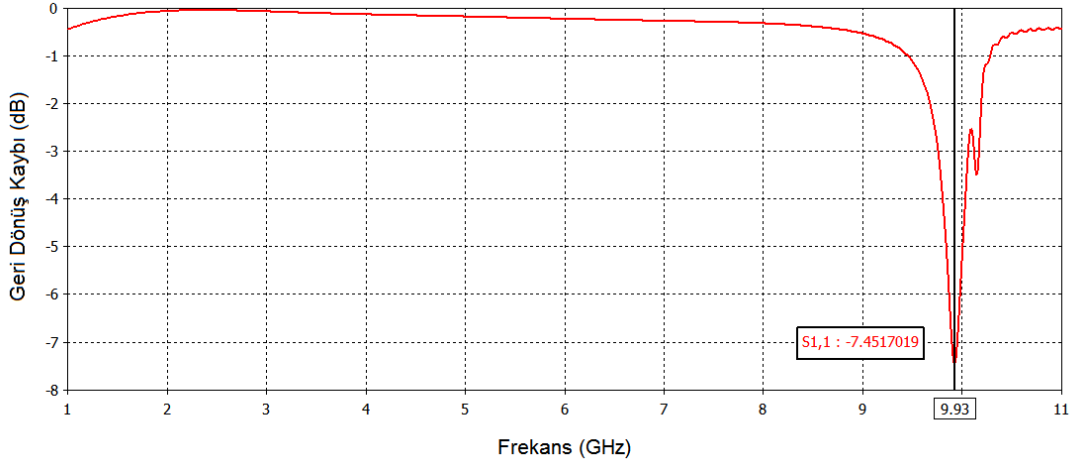
Şekil 4.4'de ise $d = 4$ mm için dörtlü AHR yapısı üzerindeki A/m cinsinden yüzey akım yoğunlukları çizilmiştir. Yüzey akım yoğunluğunun aldığı maksimum değer 268 A/m seviyesindedir. Yüzey akım dağılımlarından anlaşıldığı üzere 9,48 GHz deki ışımda 4 AHR yapısının da aynı anda etkisi bulunmaktadır. Porttan zamanla değişken bir besleme uygulandığı için yüzey akım dağılımları zamana göre değişiklik göstermekte bu sebeple faz açısı 0° deki değeri örnek olarak verilmiştir.



Şekil 4.4: $d = 4$ mm de 9,48 GHz ve 0° faz açısı değeri için yüzey akım dağılımları

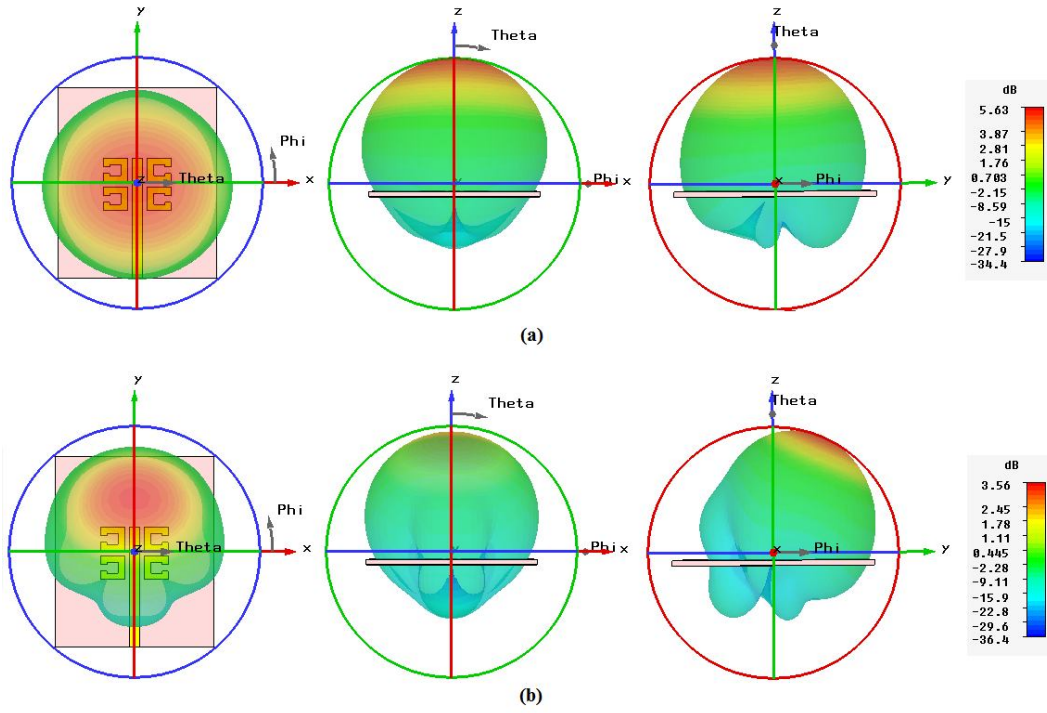
Şekil 4.5'de ise $d = 4.5$ mm için elde edilen geri dönüş kaybı grafiği verilmiştir. $d = 4$ mm durumundan farklı olarak geri dönüş kaybı grafiğinde ikinci minimum dikkat çekmektedir. İlk minimum $f_1 = 9,93$ GHz frekansında ve $-7,45$ dB seviyesinde

gözlenmiştir ikinci minimum ise $f_2 = 10,15$ GHz frekansında ve $-3,49$ dB seviyesinde gözlenmiştir. f_1 ve f_2 'yi sırası ile birinci ve ikinci modlardaki frekanslar olarak adlandırsak, birinci moddaki anten kazancı $5,63$ dB ve yönlülüğü $7,85$ dBi, ikinci moddaki anten kazancı $3,56$ dB ve yönlülüğü $8,98$ dBi olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.5: $d = 4,5$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı

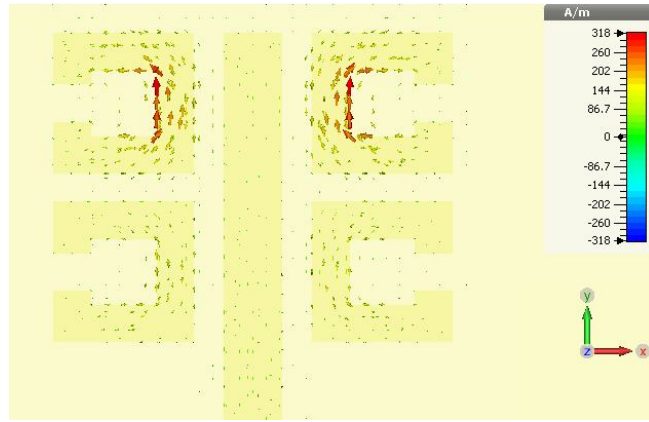
Şekil 4.6'da, Şekil 4.5'de görülen iki adet mod için ayrı ayrı hesaplanmış üç boyutlu kazanç grafikleri görülmektedir. Şekil 4.6(a)'da $f_1 = 9,93$ GHz deki ilk mod ve Şekil 4.6(b)'de ise $f_2 = 10,15$ GHz deki ikinci mod için kazanç grafikleri verilmiştir. Şekil 4.6(a)'da xy , xz ve yz düzlemleri için verilen kazanç grafikleri, Şekil 4.3'de verilen kazanç grafiklerine oldukça yakındır. $3,56$ dB değerine sahip maksimum kazanç değeri $\theta = 1^\circ$ için elde edilmiştir. Şekil 4.6(b)'deki grafikte verilen uzaya bağlı kazanç grafikleri oluşan yeni moda aittir ve bu mod için maksimum kazancın $\theta = 23^\circ$ de oluştuğu görülmektedir.



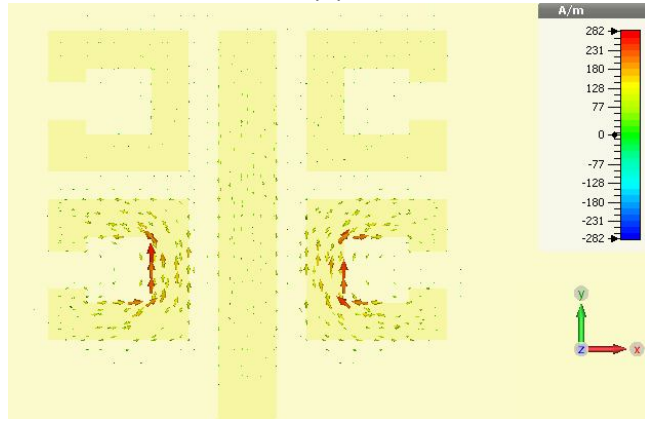
Şekil 4.6: $d = 4,5$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri. (a) $f_1 = 9,93$ GHz ve (b) $f_2 = 10,15$ GHz

Şekil 4.6’da açıkça belli olan iki modun farklı ışıma karakteristikleri, her bir moda ait yüzey akım dağılımlarının yakından incelenmesiyle anlaşılabilir. Bu amaçla Şekil 4.7(a)’da birinci mod için ($f_1 = 9,93$ GHz), Şekil 4.7(b)’de ise ikinci mod için ($f_2 = 10,15$ GHz) için yüzey akım dağılımları A/m cinsinden verilmiştir. Bu grafikler faz açısının 45° değerleri için çizdirilmiştir. CST MWS arayüzünde, değişken faz değerleri için Şekil 4.7(a) incelendiğinde, AHR yapıları üzerindeki akım dağılımlarının aynı fazlı olduğu görülmektedir. Bir başka deyişle, y eksenine göre üstteki iki AHR yapısı ile alttaki iki AHR yapısı aynı anda maksimum olmakta ve aynı vektörel yöne sahip olmaktadır. Bunun yanında Şekil 4.7(b)’deki akım dağılımları değişken faz altında incelendiğinde, y eksenine göre üstteki iki AHR yapısı ile alttaki iki AHR yapısı arasında belirgin bir faz farkı olduğu gözlenmiştir. Bu faz farkı, yine ikinci mod için ve faz açısı 155° değerinde çizdirilen Şekil 4.7(c)’de oldukça belirgindir. Üsteki iki AHR yapısı ile alttaki iki AHR yapısı üzerindeki akım dağılımları zıt yönlüdür. Bu durumda karşımıza aynı fazla beslenmeyen, her biri iki ışıyan elemandan oluşan ikili dizi yapısı karşımıza çıkar ki, anten teorisine göre dizi elemanlarının farklı faz açıları ile

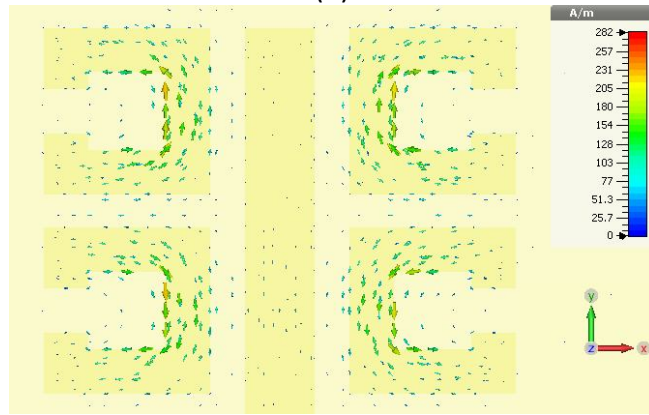
beslenmesi ile ana hüzmenin açısının değiştirildiği bilinmektedir. Bu da Şekil 4.6(b)'de gözlenen ana hüzmedeki değişimi açıklamaktadır.



(a)



(b)

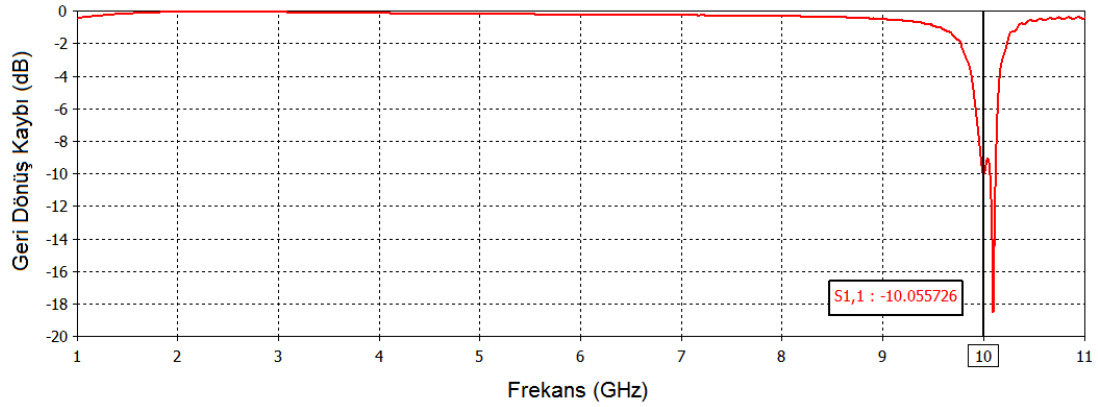


(c)

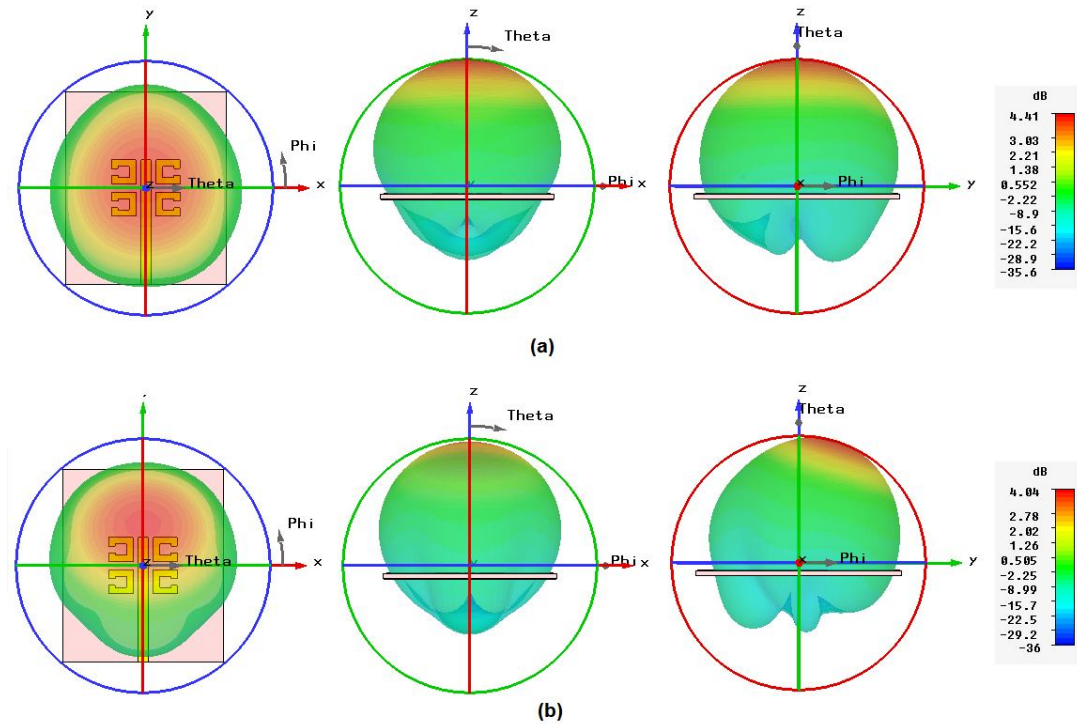
Şekil 4.7: $d = 4,5$ mm'de (a) $f_1 = 9,93$ GHz, 45° faz açısı, (b) $f_2 = 10,15$ GHz 45° faz açısı ve (c) $f_2 = 10,15$ GHz 155° faz açısı değerlerindeki yüzey akım dağılımları

Şekil 4.8'de $d = 5$ mm için elde edilen geri dönüş kaybı grafiği verilmiştir. $d = 4,5$ mm durumuna benzer olarak iyi iki ayrı mod göze çarpmaktadır. İlk minimum $f_1 = 10$ GHz frekansında ve $-10,06$ dB seviyesinde gözlenmiştir. İkinci minimum ise $f_2 = 10,1$ GHz

frekansında ve $-18,51$ dB seviyesinde gözlenmiştir. Bu durumda, birinci moddaki anten kazancı $4,412$ dB ve yönlülüğü $7,298$ dBi, ikinci moddaki anten kazancı $4,040$ dB ve yönlülüğü $8,197$ dBi olarak hesaplanmıştır. Şekil 4.9'da ise, Şekil 4.8'de gözlenen iki mod için ayrı ayrı hesaplanmış üç boyutlu kazanç grafikleri görülmektedir.

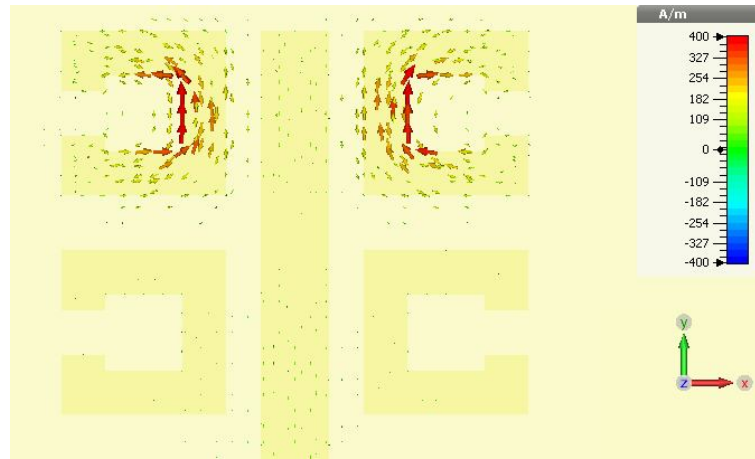


Şekil 4.8: $d = 5$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı

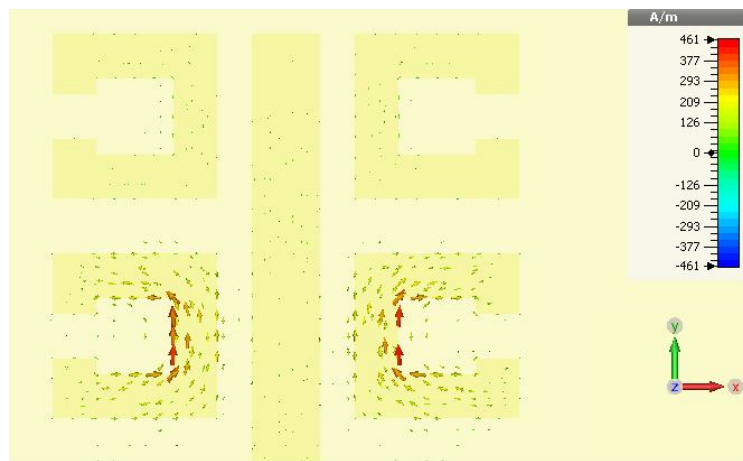


Şekil 4.9: $d = 5$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy , xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri. (a) $f_1 = 10$ GHz ve (b) $f_2 = 10,1$ GHz

Şekil 4.9(a)'da $f_1 = 10$ GHz'deki ilk mod ve Şekil 4.9(b)'de ise $f_2 = 10,1$ GHz'deki ikinci mod için açıya bağlı kazanç grafikleri verilmiştir. Şekil 4.9'da çizdirilen xy, xz ve yz düzlemleri için verilen kazanç grafikleri, Şekil 4.6'da verilen kazanç grafiklerine oldukça yakındır. Şekil 4.9(a)'da 4,412 dB değerine sahip maksimum kazanç değeri $\theta = 2^\circ$ için elde edilmiştir. Şekil 4.7(b)'de 4,040 dB değerine sahip maksimum kazanç değeri $\theta = 18^\circ$ için elde edilmiştir. Şekil 4.6'da verilen kazanç değerlerine kıyasla, Şekil 4.9(a)'da verilen maksimum kazanç değeri azalmış ve Şekil 4.9(b)'da verilen maksimum kazanç değeri artmıştır. Şekil 4.9'da gösterilen iki moda ait ışıma karakteristikleri, her bir moda ait yüzey akım dağılımlarının yakından incelenmesiyle şu şekilde açıklanabilir (Şekil 4.10):



(a)

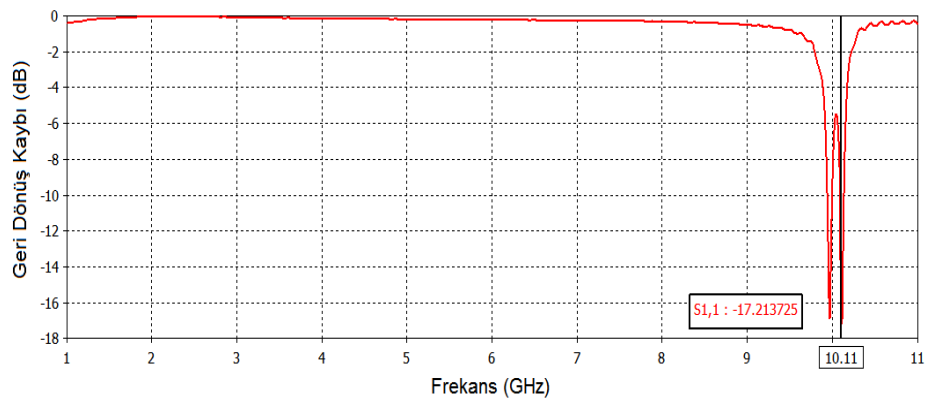


(b)

Şekil 4.10: $d = 5$ mm de (a) $f_1 = 10$ GHz, 45° faz açısı ve (b) $f_2 = 10,1$ GHz, 45° faz açısı değerlerindeki yüzey akım dağılımları

Şekil 4.10(a)'daki grafik CST MWS arayüzünde değişken faz değerleri için çizdirildiğinde, tüm faz değerleri için y eksenine göre alttaki iki adet AHR yapısı üzerinde çok zayıf akım dağılımları olduğu ve dolayısıyla alttaki iki AHR yapısının ışıma karakteristiğine neredeyse hiç katkıda bulunmadığı gözlemlenmiştir. Bu da 4.6(a)'da verilen karakteristiğe göre Şekil 4.9(a)'da verilen karakteristiklerdeki maksimum kazancının düşme sebebini açıklamaktadır. Bununla birlikte Şekil 4.10(b)'deki yüzey akım dağılımları değişken faz için yakından incelendiğinde, alt ve üst ikili halkalar arasındaki faz ilişkisinin Şekil 4.7(b)'deki ilişkiye çok yakın olduğu ama Şekil 4.7(b)'deki yüzey akım dağılımının maksimum değeri 282 A/m seviyesindeyken, Şekil 4.10(b)'de bu değer 461 A/m olduğu gözlenmiştir. Bu da Şekil 4.6(b)'deki kazanç değerinin Şekil 4.9(b)'de neden artış gösterdiğini açıklamaktadır.

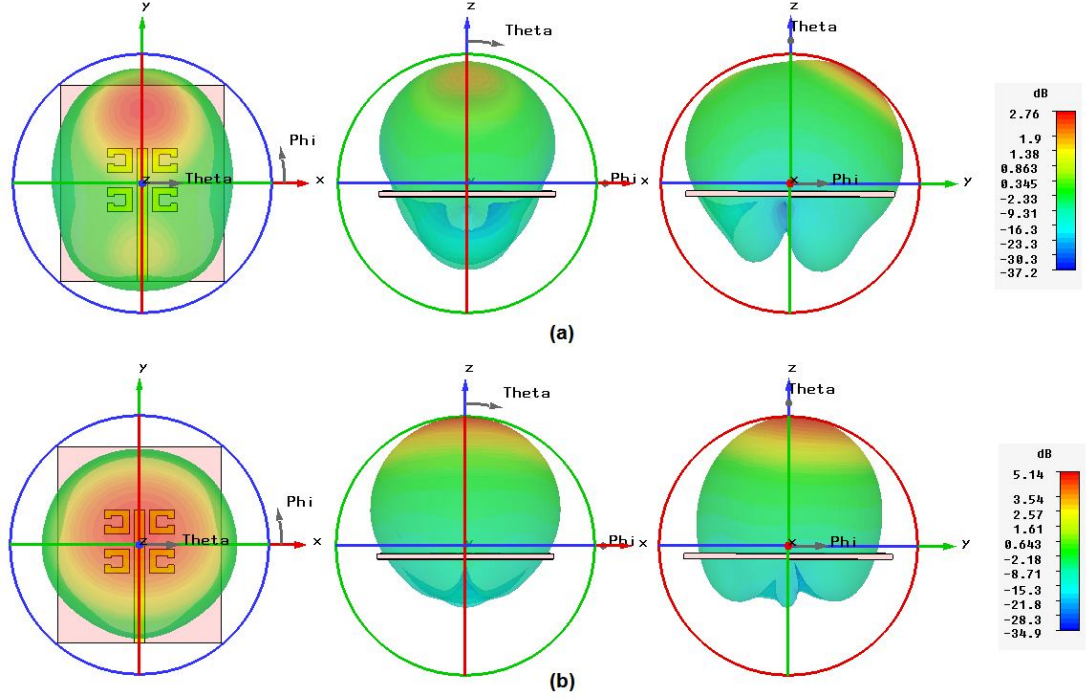
Şekil 4.11'de $d = 6$ mm için elde edilen geri dönüş kaybı grafiği verilmiştir. Bu değer için de yine iki ayrı mod gözlenmektedir. İlk mod $f_1 = 9,97$ GHz frekansında ve $-16,89$ dB seviyesinde gözlenmiştir. İkinci minimum ise $f_2 = 10,11$ GHz frekansında ve $-17,21$ dB seviyesinde gözlenmiştir. Bu durumda, birinci moddaki anten kazancı 2,76 dB ve yönlülüğü 7,11 dBi, ikinci moddaki anten kazancı 5,14 dB ve yönlülüğü 8,12 dBi olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.11: $d = 6$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı

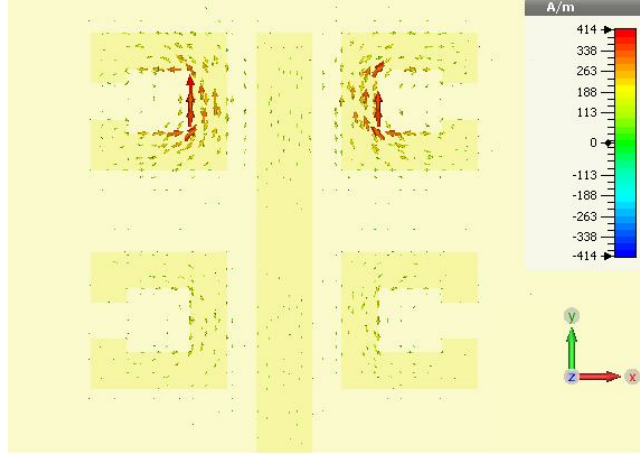
Şekil 4.12'de $d = 6$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri verilmiştir. Şekil 4.12(a)'da verilen yz düzlemine bakılacak olunursa

yapının birinci modda $\theta = 18^\circ$ için maksimum kazanç göstertiği gözlenmektedir. İkinci modda ise yapı $\theta = 6^\circ$ için maksimum kazanç değeri gösterir (Şekil 4.12(b)).

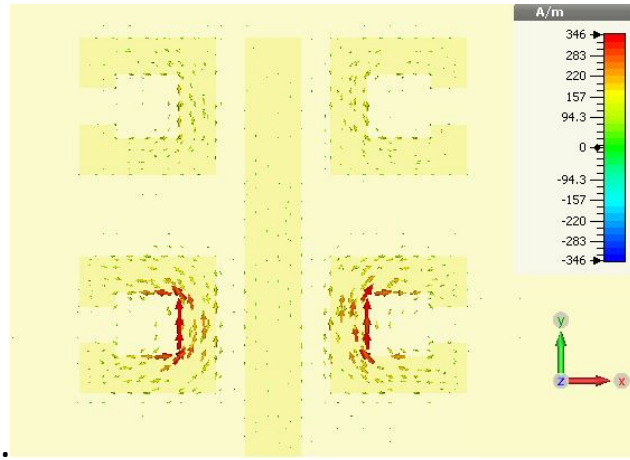


Şekil 4.12: $d = 6$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri. (a) $f_1 = 9.97$ GHz ve (b) $f_2 = 10.11$ GHz

Şekil 4.13'te ise $d = 6$ mm için yüzey akım dağılımları verilmiştir. Şekil 4.13(a) CST MWS arayüzünde değişken faz değerleri için çizdirildiğinde, y eksenine göre üstteki iki halkanın akım yoğunluklarının alttaki iki halkaya göre tüm faz değerleri için daha şiddetli olduğu gözlenmiştir. Ayrıca üstteki iki halka ile alttaki iki halkada oluşan yüzey akımlarının yönleri vektörel olarak birbirinin yaklaşık zıttıdır. Şekil 4.13(b) CST MWS arayüzünde değişken faz değerleri için çizdirildiğinde, bu sefer y eksenine göre alttaki iki halkanın akım yoğunluklarının üstteki iki halkaya göre daha şiddetli olduğu gözlenmiştir. Ayrıca Şekil 4.13(a)'daki durumun aksine yüzey akım yoğunlukları vektörel olarak aynı yöndedirler.



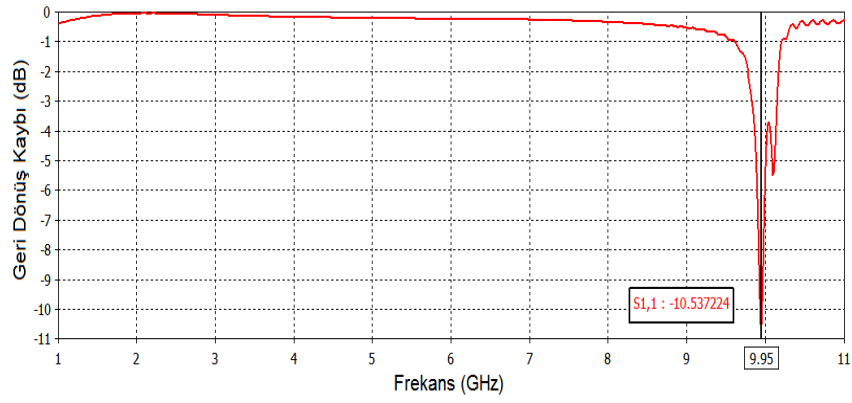
(a)



(b)

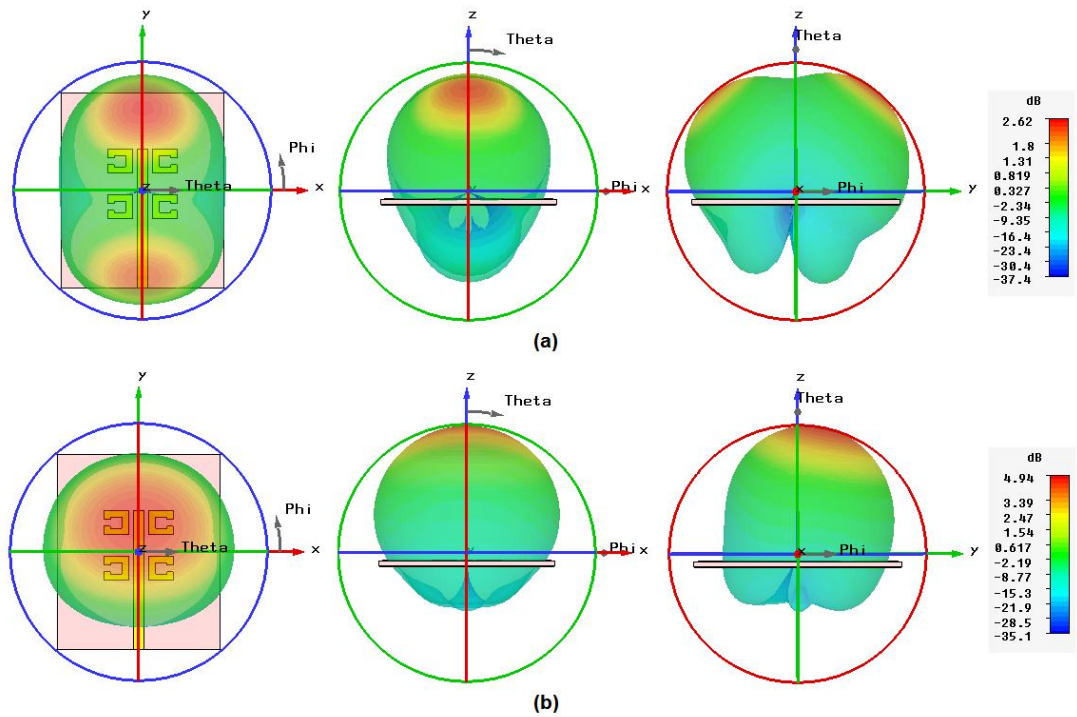
Şekil 4.13: $d = 6$ mm de (a) $f_1 = 9,97$ GHz, 45° faz açısı ve (b) $f_2 = 10,11$ GHz, 45° faz açısı değerlerindeki yüzey akım dağılımları

Şekil 4.14’de $d = 7$ mm için elde edilen geri dönüş kaybı grafiği verilmiştir. Bu değer için de yine iki ayrı mod gözlenmektedir. İlk mod $f_1 = 9,95$ GHz frekansında ve $-10,54$ dB seviyesinde gözlenmiştir. İkinci minimum ise $f_2 = 10,1$ GHz frekansında ve $-5,4$ dB seviyesinde gözlenmiştir. $d = 7$ mm’den itibaren geri dönüş kayıplarında bir kötüleşme gözükmemektedir. Bu durumda, birinci moddaki anten kazancı $2,62$ dB ve yönlülüğü $6,97$ dBi, ikinci moddaki anten kazancı $4,937$ dB ve yönlülüğü $8,55$ dBi olarak hesaplanmıştır.



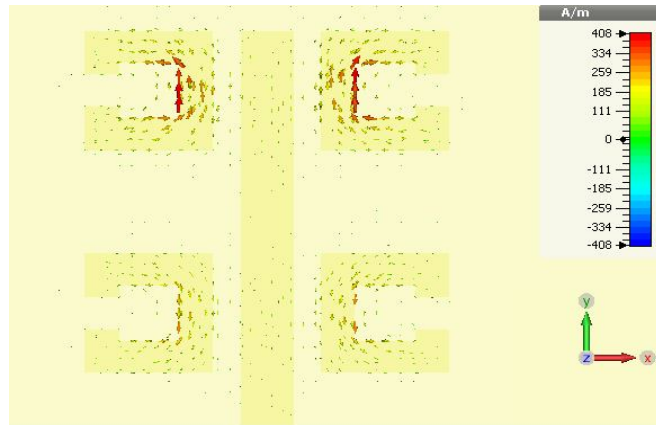
Şekil 4.14: $d = 7$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı

Şekil 4.15’de $d = 7$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy , xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri verilmiştir. Şekil 4.15(a)’da verilen yz düzlemine bakılacak olunursa yapının $d = 6$ mm durumundan farklı olarak $\theta = 36^\circ$ için iki adet simetrik kazanç maksimumu göstertiği gözlenmektedir. İkinci modda ise yapı $\theta = 11^\circ$ için tek bir maksimum kazanç değeri gösterir (Şekil 4.15(b)).

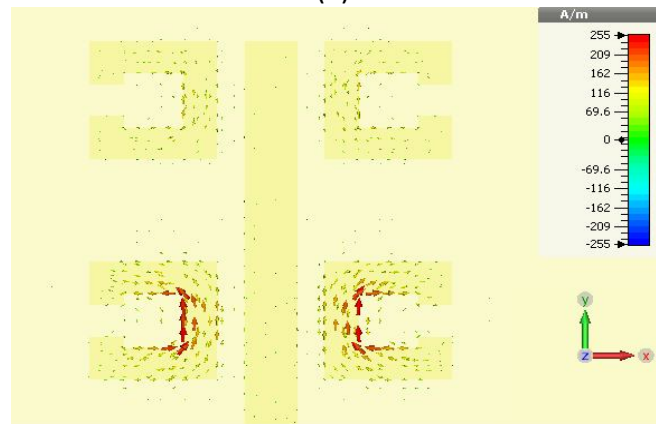


Şekil 4.15: $d = 7$ mm için dörtlü AHR dizisinin xy , xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri. (a) $f_1 = 9.95$ GHz ve (b) $f_2 = 10.1$ GHz

Şekil 4.16'da ise $d = 7$ mm için yüzey akım dağılımları verilmiştir. Şekil 4.16(a) için CST MWS arayüzünde değişken faz değerleri için çizdirildiğinde, y eksenine göre üstteki iki halkanın akım yoğunluklarının alttaki iki halkaya göre tüm faz değerleri biraz daha şiddetli olduğu ama Şekil 4.13(a)'daki duruma kıyasla birbirlerine çok yakın oldukları gözlenmiştir. Ayrıca üstteki iki halka ile alttaki iki halkada oluşan yüzey akımlarının yönleri vektörel olarak birbirinin zıttıdır. Bu durum Şekil 4.12(a)'da yz düzleminde gösterilen kazanç çiziminin sol tarafında oluşmaya başlayan maksimumun Şekil 4.15(a)'daki yz düzleminde oldukça belirgin hale gelmesinin önemli bir açıklamasıdır. Şekil 4.16(b) CST MWS arayüzünde değişken faz değerleri için çizdirildiğinde, bu sefer y eksenine göre alttaki iki halkanın akım yoğunluklarının üstteki iki halkaya göre biraz daha şiddetli olduğu gözlenmiştir. Ayrıca Şekil 4.16(a)'daki durumun aksine ve Şekil 4.13(b)'deki duruma benzer olarak yüzey akım yoğunlukları vektörel olarak aynı yöndedirler.



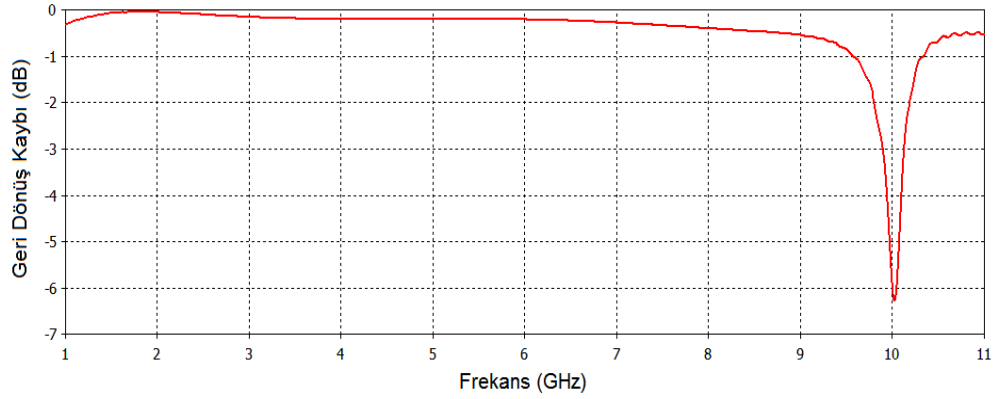
(a)



(b)

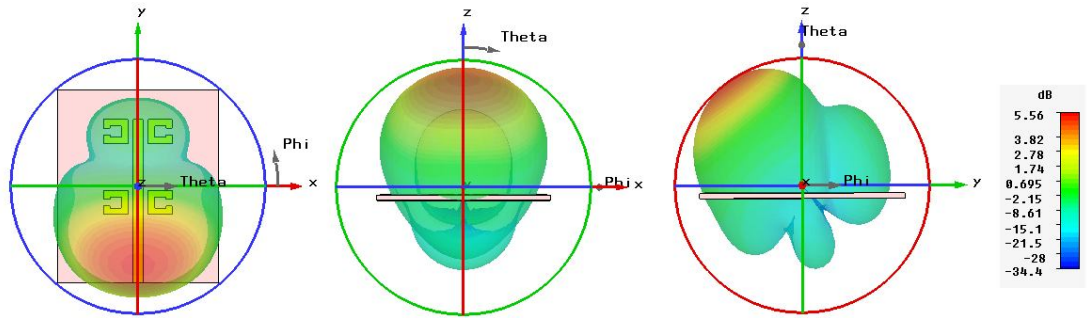
Şekil 4.16: $d = 7$ mm de (a) $f_1 = 9,95$ GHz, 75° faz açısı ve (b) $f_2 = 10,1$ GHz, 45° faz açısı değerlerindeki yüzey akım dağılımları

Şekil 4.17’de $d = 11$ mm için elde edilen geri dönüş kaybı grafiği verilmiştir. Bu değer için mod sayısı bire düşmüştür. Rezonans frekansının $f = 10$ GHz’de $-6,26$ dB seviyelerinde geri dönüş kayıplı olduğu görülmektedir. Rezonans frekansındaki anten kazancı $5,56$ dB ve yönlülüğü $9,4$ dBi olarak hesaplanmıştır.



Şekil 4.17: $d = 11$ mm için dörtlü AHR dizisinin geri dönüş kaybı

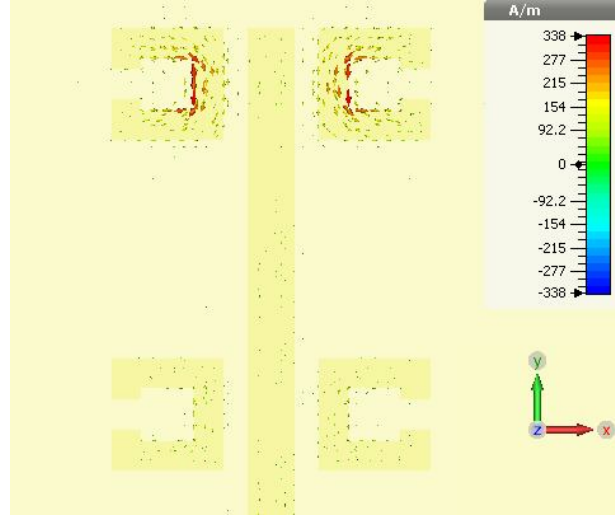
Şekil 4.18’de $d = 11$ mm için 10 GHz de dörtlü AHR dizisinin xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri verilmiştir. Şekildekida verilen yz düzlemine bakılacak olunursa yapının $\theta = 35^\circ$ için kazanç maksimumu gösterdiği gözlenmektedir.



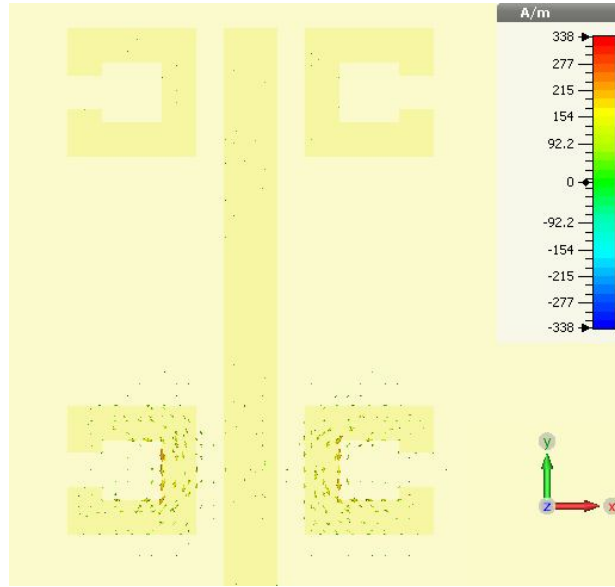
Şekil 4.18: $d = 11$ mm için dörtlü AHR dizisinin 10 GHz deki xy, xz ve yz düzlemlerinde üç boyutlu kazanç grafikleri

Şekil 4.19’da $d = 11$ mm için yüzey akım dağılımları verilmiştir. Şekil 4.19 için CST MWS arayüzünde değişken faz değerleri için çizdirildiğinde Değişen faz değerleri için y eksenine göre üstteki ve alttaki ikili AHR yapıları ayrı fazlarda aktif hale

gelmektedir. Örneğin Şekil 4.19(a)'da 0° faz açısı için y eksenine göre üstteki iki AHR aktif iken 90° faz açısı için y eksenine göre alttaki iki AHR aktiftir.



(a)



(b)

Şekil 4.19: $d = 11$ mm de 10 GHz ve (a) 0° faz açısı (b) 90° faz açısı değerindeki yüzey akım dağılımları

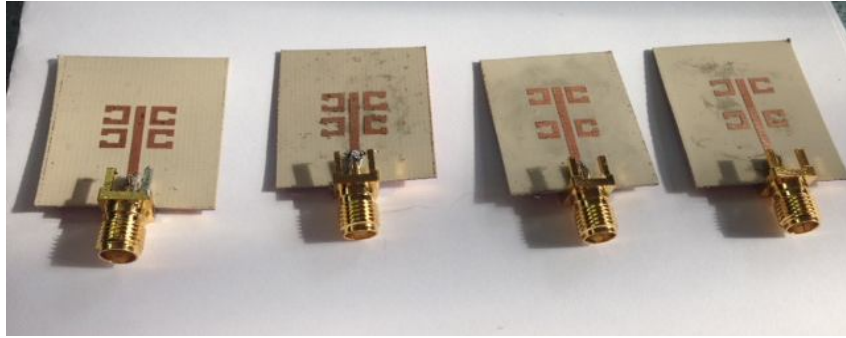
Yukarıda verilen grafikler haricinde $d = 5,5$ mm, $6,5$ mm, $7,5$ mm ve 9 mm için de benzetimler yapılmış ve elde edilen rezonans frekansları ve bu frekanslara denk gelen kazanç değerleri Tablo 4.1'de verilmiştir.

Tablo 4.1: AHR çiftleri arasındaki mesafe değişiminin rezonans frekansına ve kazanç değerlerine etkisi

d (mm)	f ₁ (GHz)	f ₂ (GHz)	G ₁ (dB)	G ₂ (dB)
4,0	9,48	YOK	5,37	YOK
4,5	9,93	10,15	5,63	3,56
5,0	10,00	10,10	4,41	4,04
5,5	9,99	10,11	3,03	4,90
6,0	9,97	10,11	2,76	5,14
6,5	9,95	10,11	2,71	5,10
7,0	9,95	10,10	2,62	4,94
7,5	9,94	10,10	2,85	4,56
9,0	9,94	YOK	3,34	YOK
11	10,00	YOK	5,56	YOK

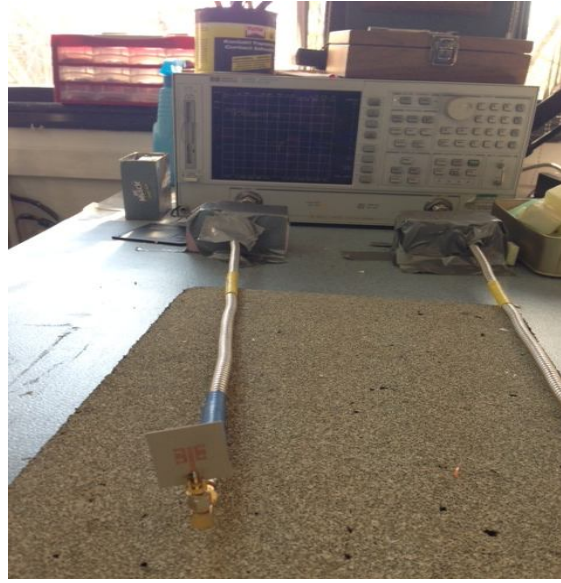
4.2. Prototiplerin Üretimi ve Ölçülmesi

Prototipler, Arlon AD 350A dielektrik taban malzemesi üzerine bölüm 4.1’de verilen parametreler dikkate alınarak gerçekleştirilmiştir ve bazı prototip fotoğrafları Şekil 4.20’de verilmiştir.

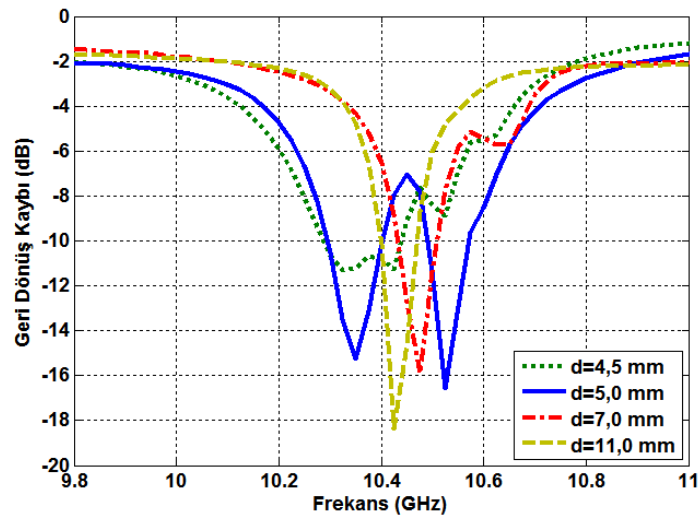


Şekil 4.20: Prototip antenler

Prototiplerin geri dönüş kayıpları Agilent 8720D vektör ağ çözümleyicisi ile ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde ölçülmüştür. 8720D vektör ağ çözümleyicisi ile geri dönüş kaybı ölçüm düzeneğinin fotoğrafı Şekil 4.21’de verilmiştir. Ağ çözümleyicisi SOLT (Short-Open-Load-Thru) kalibrasyon tekniği ile kalibre edilmiştir. Ölçümler sonucu çeşitli d değerleri için elde edilen geri dönüş kaybı grafikleri Şekil 4.22’ de verilmiştir. Tablo 4.2, benzetim ve ölçüm sonuçlarına göre elde edilen rezonans frekanslarını göstermektedir.



Şekil 4.21: Agilent 8720D vektör ağ çözümleyici ile ölçüm düzeneği

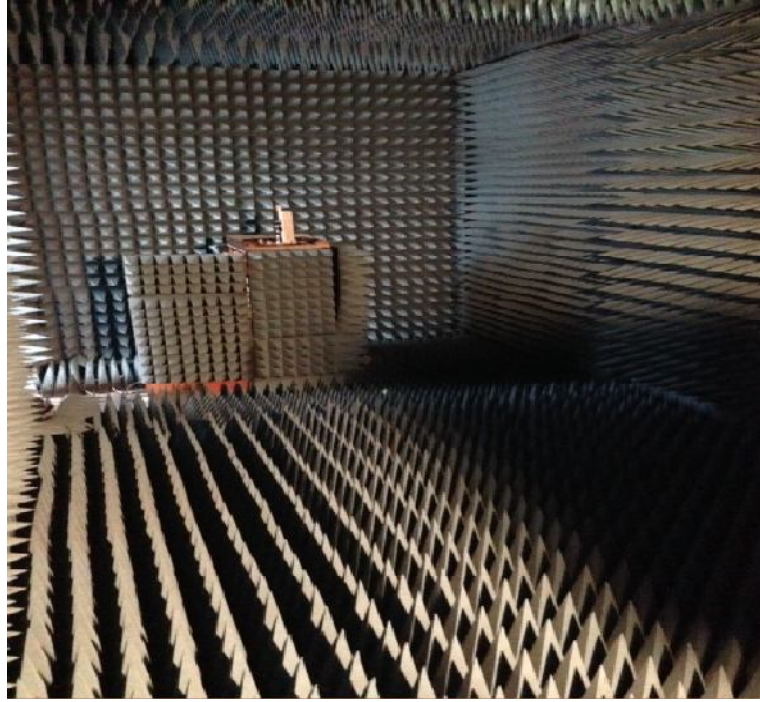


Şekil 4.22: Ölçümler sonucu çeşitli d değerleri için elde edilen geri dönüş kaybı grafikleri

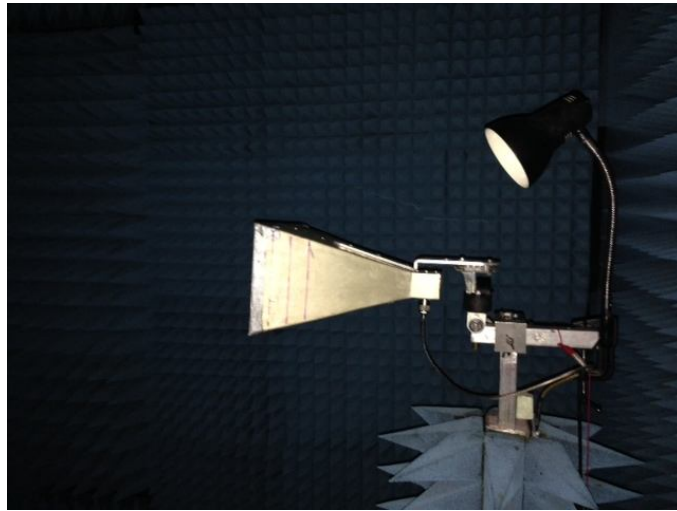
Tablo 4.2: Üretilen prototiplerin benzetim ve ölçüm sonuçlarına göre rezonans frekansları

d (mm)	Birinci Mod f_1 (GHz)		İkinci Mod f_2 (GHz)	
	Benzetim	Ölçüm	Benzetim	Ölçüm
4,5	9,93	10,32	10,15	10,52
5,0	10,00	10,35	10,10	10,52
7,0	9,95	10,50	10,10	10,62
11,0	10,00	10,43	YOK	YOK

Anten ışıma örüntüleri ise ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde bulunan yansısız odada, verici anten olarak yönlülüğü yüksek bir horn anten kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.23 ölçüm ortamını göstermektedir. Horn anten ise Şekil 4.24'te verilmiştir. Üretilen metamalzeme tabanlı antenler 360 derece döndürülmekte iken, horn antenin yaydığı ışımayı almakta almakta ve buna göre antenin ışıma örüntüsü belirlenmektedir.



Şekil 4.23: Yansısız odada anten ışıma örüntüsü ölçüm düzeneği

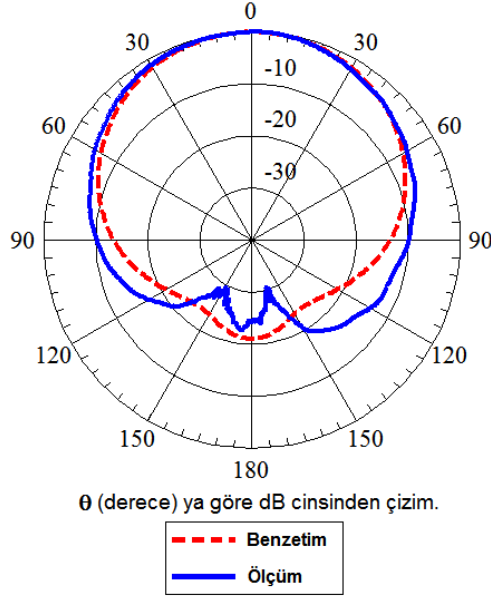


Şekil 4.24: Ölçümde kullanılan yüksek yönlüklü horn anten

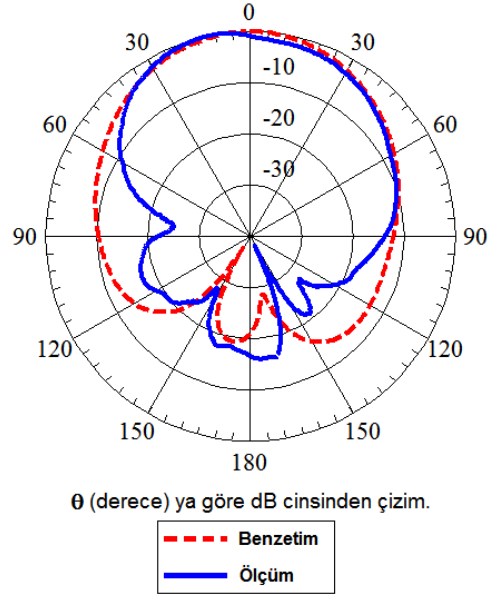
4.3. Benzetimlerle Karşılaştırmalı Olarak Verilmiş Ölçülen Anten Işıma Örüntüleri

Bölüm 4.1’de çeşitli d parametre değerleri için CST MWS hesaplamaları ile elde edilmiş üç boyutlu kazanç grafikleri verilmişti. Pratik olarak deneysel ölçümlerde üç boyutlu grafik elde etmek çok zordur. Bu sebeple anten ışıma karakteristikleri iki ortogonal düzlemde incelenir.

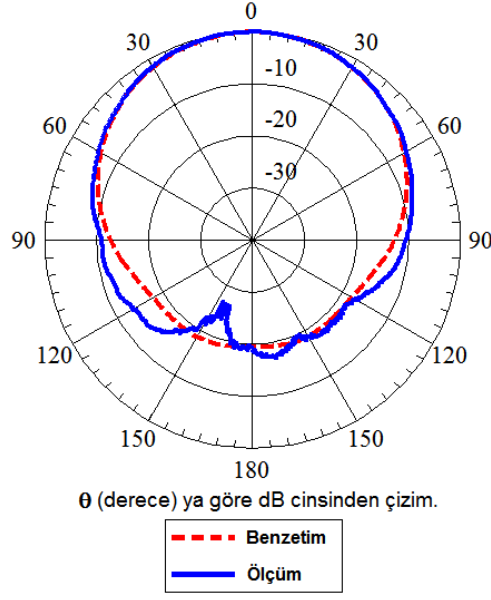
Bu tezde $d = 4,5$ mm, 5 mm, 7 mm ve 11 mm değerlerine sahip antenler için xz ve yz düzlemlerinde uzak alan güç ışıma karakteristikleri ölçülmüş ve 0 dB değerine normalize olarak çizdirilmiştir. Ölçümler $d = 4,5$, 5, 7 ve 11 mm parametre değerlerine sahip antenler için alınmış ve $d = 4,5$, 5 ve 7 mm durumlarında her bir mod için tekrarlanmıştır. Bu sebeple bir modlu antenlerde iki adet, iki modlu antenler için toplam dört adet ışıma örüntüsü elde edilmiştir. $d = 4,5$ mm değerine sahip anten için ışıma örüntüleri Şekil 4.25’de, $d = 5$ mm değerine sahip anten için ışıma örüntüleri Şekil 4.26’da, $d = 7$ mm değerine sahip anten için ışıma örüntüleri Şekil 4.27’de ve $d = 11$ mm değerine sahip anten için ışıma örüntüleri Şekil 4.28’de verilmiştir. İki boyutlu ışıma örüntüleri karşılaştırmalı olarak benzetim sonuçları ile birlikte çizdirilmiştir. Kırmızı kesikli çizgiler benzetim sonuçlarını, mavi düz çizgiler ise ölçüm sonuçlarını vermektedir. Görüldüğü üzere sonuçlar oldukça uyum sağlamaktadır.



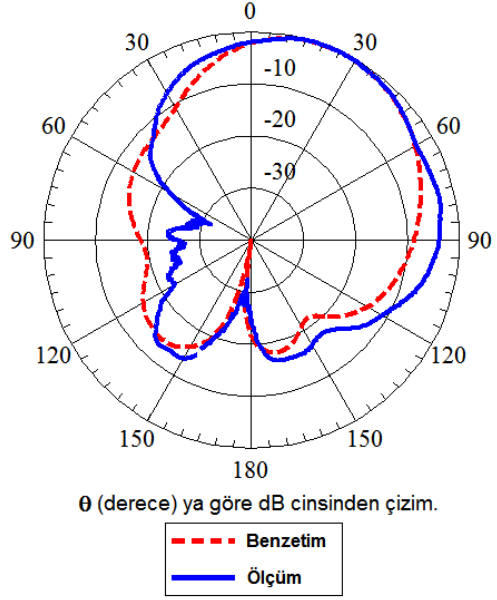
(a)



(b)

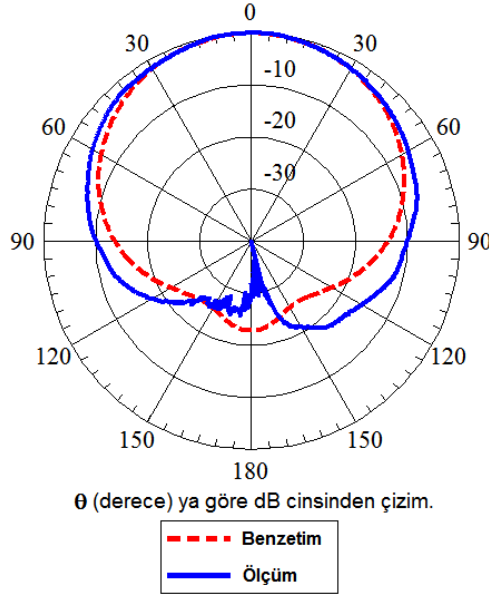


(c)

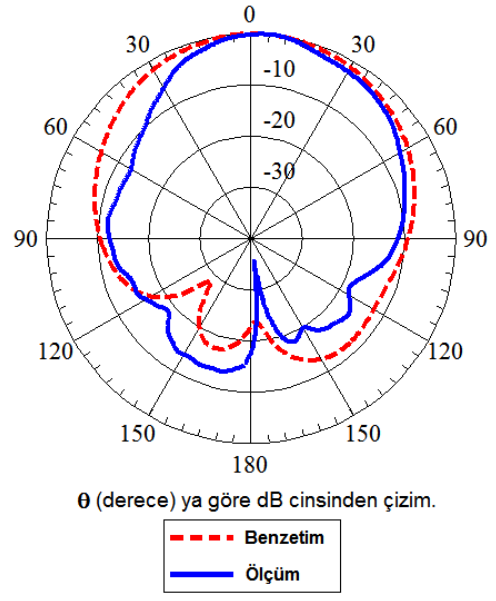


(d)

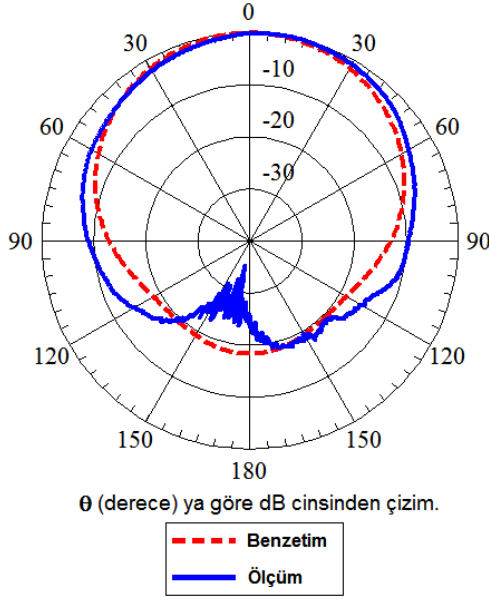
Şekil 4.25: $d = 4,5$ mm değerine sahip antene ait ışıyan toplam güç grafiklerinin kutupsal çizimi. (a) Birinci mod xz düzlemi, (b) birinci mod yz düzlemi, (c) ikinci mod xz düzlemi, (d) ikinci mod yz düzlemi



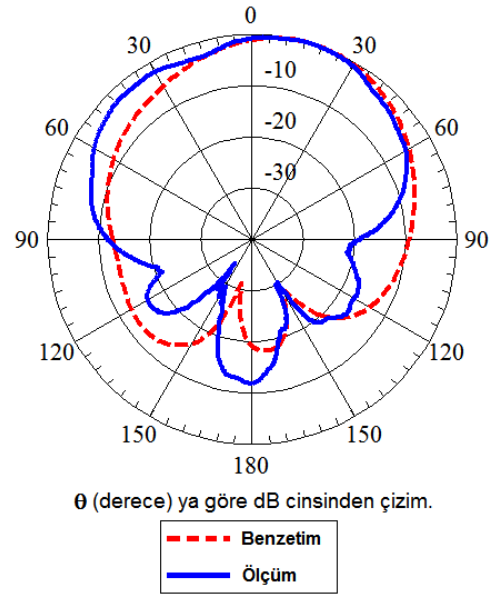
(a)



(b)

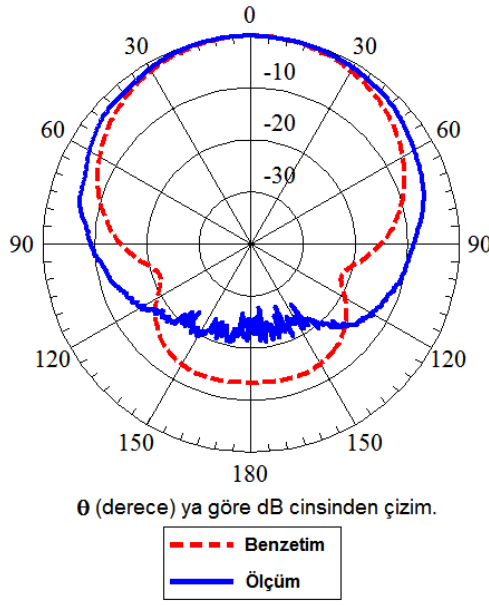


(c)

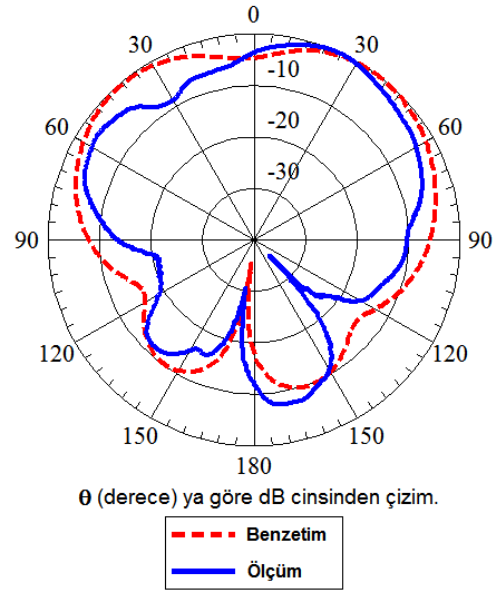


(d)

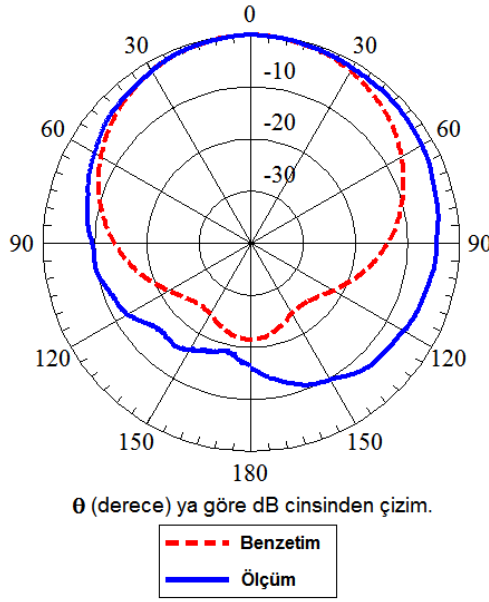
Şekil 4.26: $d = 5$ mm değerine sahip antene ait ışıyan toplam güç grafiklerinin kutupsal çizimi. (a) Birinci mod xz düzlemi, (b) birinci mod yz düzlemi, (c) ikinci mod xz düzlemi, (d) ikinci mod yz düzlemi



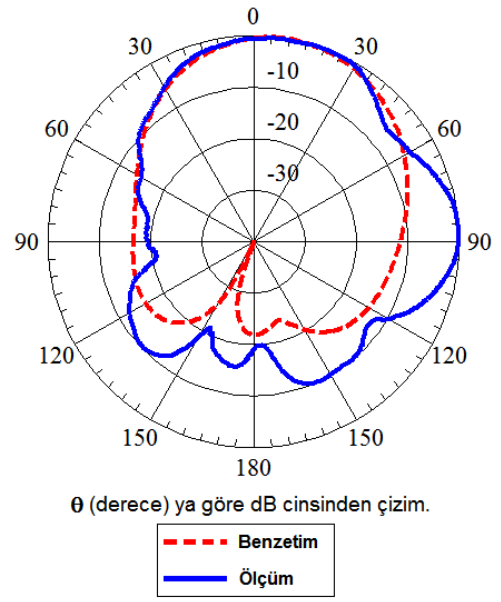
(a)



(b)

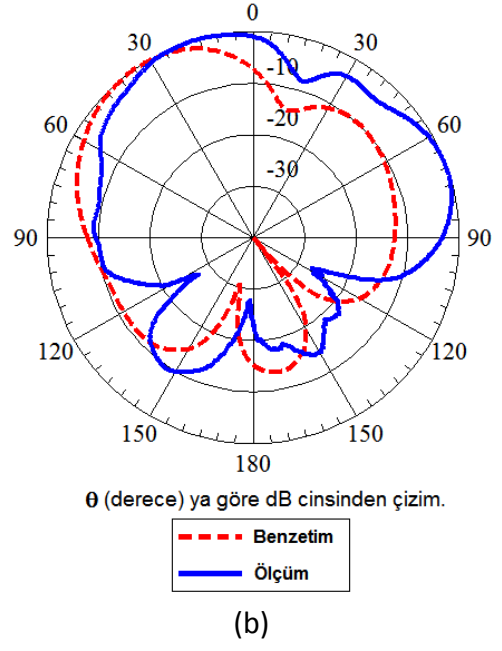
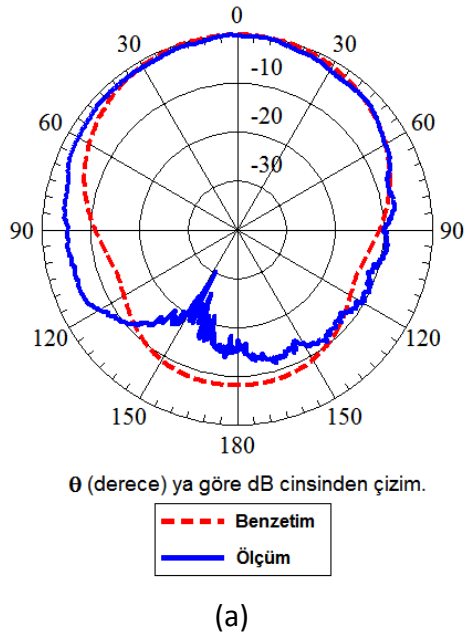


(c)



(d)

Şekil 4.27: $d = 7$ mm değerine sahip antene ait ışıyan toplam güç grafiklerinin kutupsal çizimi. (a) Birinci mod xz düzlemi, (b) birinci mod yz düzlemi, (c) ikinci mod xz düzlemi, (d) ikinci mod yz düzlemi



Şekil 4.28: $d = 11$ mm değerine sahip antene ait ışıyan toplam güç grafiklerinin kutupsal çizimi. (a) xz düzlemi, (b) yz düzlemi

5. TARTIŞMA VE SONUÇLAR

Bu tez çalışmasının önemli bir çıktısı olarak X-bantta metamatizeme tabanlı iki modlu bir düzlemsel anten tasarımı gerçekleştirilmiş ve sonuçların bir kısmı ulusal bir sempozyumda sunulmak üzere gönderilmiştir. Genişletilmiş sonuçların uluslararası indeksli bir dergi makelsi olarak değerlendirilmesi planlanmaktadır. Bu tezde elde edilen sonuç tasarımlarına ulaşana kadar izlenen yol haritası sırasıyla tezin bölümlerinde verilmiştir. Bu çalışmalar şu şekilde özetlenebilir:

Tezin 2. Bölüm'ünde, metamatizeme ve anten teorileri incelenmiş, AHR yapılar ayrıca yer verilmiş, literatürdeki çeşitli çalışmalar analiz edilmiştir.

Tezin 3. Bölüm'ünde anten tasarımıımızda kullanılan AHR yapısının davranışı kavrayabilmek için çeşitli parametrik benzetimler yapılmıştır. Buna göre yapının boyutunun ve çeşitli parametrelerinin rezonansa etkisi incelenmiş, farklı rezonans frekansları için AHR yapısı tasarlanmıştır. Böylelikle AHR yapısının ve antenin çeşitli durumlarda çalışmasının nasıl değiştiğinin anlaşılması sağlanmıştır. Tek AHR yapılı antenin çalışma presibi incelenerek, tasarlanacak olan dört AHR yapılı antenin temeli oluşturulmuştur. Tekli AHR yapı için yapılan bazı benzetimler iki AHR'li yapı tasarlanarak tekrarlanmıştır.

Tezin 3. Bölüm'ünde anten tasarımlarına ilave olarak AHR yapılarının mikrodalga filtre uygulaması çalışılmış ve sonuçlar PIERS 2013 uluslararası sempozyumunda sözlü sunum olarak sunulmuştur.

4. Bölüm'ünde 4'lü AHR yapı içeren iki modlu X-bant antenin tasarımı ve benzetimi gerçekleştirilmiştir. Antenin üretimi ve üretilen anten ile yapılan çeşitli ölçümler ve ölçüm yöntemi gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Bu bölümdeki tasarımlar için 2. ve 3. bölümlerdeki altyapı çalışmaları önemli bir rol oynamıştır. Ayrıca benzetimler sonucu olumlu sonuç veren anten yapıların üretilmesi ve ölçümlerinin gerçekleştirilmesi tezin önemli katkılarından sayılabilir. Benzetimler ile ölçümler oldukça uyumludur.

Bu tezin çıktıları, detaylı olarak aşağıda tartışılmıştır:

Bu çalışmada öncelikle metamateryallerin yapıtaşlarından ayırık halka rezonatörünün antenin ısıma elemanı olarak kullanılmasında çeşitli parametrelerin anten rezonansını nasıl etkilediği incelenmiştir. Buna göre AHR yapının boyutu büyütüldükçe rezonans frekansının düştüğü, yapı küçüldüğünde ise rezonans frekansının yükseldiği görülmüştür. Taban malzemesi olarak kullanılan malzemenin dielektrik sabitinin rezonansa etkisi de tek AHR yapı anten için incelenmiş ve dielektrik sabiti arttıkça rezonansın düştüğü, böylece AHR boyutunu değiştirmeden de rezonansın değiştirilebileceği belirlenmiştir. Kullanılan kare AHR yapı bir kenarı sabit tutulup diğer kenar uzunluğu değiştirilerek dikdörtgen şekline getirilmiş ve bu durumda ayırık genişliği değişken kenar ile birlikte değiştirilerek rezonans frekansı mümkün olduğunca sabit tutulmuştur ve değişken kenar ile ayırık uzunlukları artarken kazancın da arttığı görülmüştür. Benzer şekilde önceki durumda sabit olan kenar değiştirilirken, değişken kenar sabitlendiğinde yine ayırık genişliği optimizasyonu ile birlikte rezonans frekansını değiştirmeden kazancın arttırılabileceği gösterilmiştir. Ayırıklı kenarın değişken olduğu durum için kazancın en küçük ve en büyük değer aralığının, ayıraksız kenarın değişken olduğu duruma göre daha büyük olduğu belirlenmiştir.

AHR yapının çevre uzunluğu mümkün olduğunca sabit kalacak şekilde bir kenar kısaltılıp diğer kenar uzatıldığında ise ayırık genişliği değiştirilmeden rezonans frekansının korunduğu ve bir kenar kısalıp diğeri uzadıkça anten kazancının arttığı görülmüştür. Benzetim dizisindeki kenar değerleri aynı şekilde değişirken ayırık genişliğinin azaltılması rezonans frekansını düşüren bir etki doğurmuştur. Rezonans frekansını tekrar arttırmak için kenar uzunluklarının ayarlanabileceği gösterilmiştir.

Mikroşerit iletim hattına yüklenen çeşitli AHR yapılar ile filtre oluşturularak yine farklı parametreler için AHR yapıların rezonanslarındaki değişimler incelenmiştir. Anten tasarımından farklı olarak kare AHR yapının yanı sıra, kenarları yumuşatılmış kare AHR ve daire AHR yapılar da tasarlanarak hatta yüklenmiştir. Bu tasarımlar ile yapılan benzetimlerden çıkan önemli sonuçlardan biri, daire AHR yapının rezonans

frekansının kare AHR yapının rezonans frekansından daha yüksek çıkmasıdır. Bu durum kare yapının çevre uzunluğunun dairesel yapınınkinden fazla olması ile açıklanmaktadır. Ayrıca hatta yüklenen yapı sayısı arttıkça rezonans frekansları değişmezken, filtrenin bastırma oranının arttığı görülmüştür. İç içe iki kare AHR'den oluşan yapı için hat kalınlığı arttıkça rezonans frekansının yükseldiği benzetimler ile gözlenmiştir. Yine aynı yapı için AHR yapıların ayırık yönleri farklı şekilde konumlandırılarak rezonans frekansındaki değişim incelenmiştir. Buna göre ayırıklar zıt yönlü iken rezonatörlerin birbirine kapasitif etkisi artmakta ve rezonans frekansı düşmekte iken, ayırıklar aynı yönlü olduğunda rezonans frekansı yükselmektedir. İletim hattı ile rezonatörler arasındaki mesafe arttığında ise rezonans frekansı düşerken, ekleme kayıpları da artmaktadır. AHR yapılar arasındaki mesafe arttırıldığında ise rezonans frekansı değişmezken, ekleme kaybı artmaktadır. İç içe halkalar arasındaki mesafenin artması ise rezonans frekansını yükselten bir etki oluşturmuştur.

Çift AHR yapılı anten tasarlandığında ise anten kazancı tek AHR yapılı antene göre artarken, anten boyutu da artmaktadır. Tek AHR yapı için yapılan bir kenarın sabit tutularak diğer kenar ve ayırık genişliklerinin rezonans frekansını büyük ölçüde etkilemeden değiştirilmesi çalışması, çift AHR yapılı anten için de gerçekleştirilmiştir. Tek AHR yapılı anten için ortaya çıkan sonuçlara benzer şekilde çift AHR yapılı antende de bu yöntem ile kazancın arttığı görülmüştür. Böylece dört AHR yapılı anten öncesi AHR yapının rezonansı ve rezonansı etkileyen parametrelerin değişiminin sonuçları belirlenmiştir. Bu çalışmalardan çıkarılacak en önemli sonuç ise anten kazancını arttırmak için kullanılabilecek çeşitli yolların gösterilmiş olmasıdır.

İki modlu anten, dört AHR yapı kullanılarak elde edilmiştir. Üst ve alt AHR çiftlerinin aralarında uygun mesafe olduğunda AHR yapılar birbirini etkileyerek rezonans ikiye bölünmekte ve anten iki modlu çalışmaya başlamaktadır. AHR yapıların birbirine kuplajı, aralarındaki mesafe çok uzak veya çok yakın olduğunda kaybolmakta ve yapı yeniden tek frekansta rezonansa gelmektedir. Benzetimleri doğrulamak için baskı devre yöntemi ile üretilen antenlerde de iki modlu çalışma görülmüştür. Yansımasız

odada yapılan ölçümler ile elde edilen ışıma örüntüleri, benzetim sonuçları ile uyum göstermektedir. İki modlu çalışmada ortaya çıkan frekanslar için antenin ışıma örüntüsü de farklılık göstermektedir. AHR çiftleri arasındaki mesafe değiştikçe antenin rezonans frekansları arası uzaklık, her rezonanstaki geri dönüş kaybı, kazanç, verimlilik gibi değerler de değişiklikler meydana gelmektedir.

AHR yapıların belirli koşullarda iki modlu davranış sergilemesi Gay-Balmaz ve Martin (2002) ile Penciu vd. (2008) tarafından yapılan çalışmalarda incelenmiştir. Tasarlanan dört AHR yapılı antenin iki modlu davranış sergilemesi, antenin bahsedilen çalışmalarla uyumunu göstermektedir. Literatürde görülen metamalzeme tabanlı iki modlu anten çalışması olan Lai vd. (2006) tarafından yapılan çalışmada elde edilen sonuçlara göre daha yüksek kazanç değerlerine ve daha iyi geri dönüş kaybı değerlerine ulaşılmıştır ancak tasarlanan antenlerin farklı frekanslarda çalıştığı göz ardı edilmemelidir. Ayrıca bu tezde incelenen anten yapısı geometrik olarak Lai vd. (2006) çalışmasında incelenen yapıdan oldukça farklıdır. Tez kapsamında tasarlanıp üretilen antenler daha yüksek frekansta rezonansa sahiptir.

Çalışmanın son bölümünde gösterilen iki modlu antenler, birbirine yakın iki frekansta çalışacak iki anten yerine tek bir antenin yeterli olabileceğini gösterirken farklı bir uygulama olarak benzer bir tasarım filtrele uygulanarak birbirine yakın iki frekansın bastırılması amacı ile de kullanılması öngörülebilir. 3. bölümde gösterilen anten kazancını arttırma veya rezonans frekansını değiştirme yöntemleri dört AHR yapı kullanan bu antenlerde de gerekli parametreler ayarlanarak edilerek kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- Abbasiniazare S., Forooraghi K., Torabi A., Manoochehri O., 2013. Mutual Coupling Compensation for a 1x2 Short Helical Antenna Array Using Split-Ring Resonators. *Electromagnetics*, 33(1), 1-9.
- Abid A., Zhirun H., 2007. Sharp Cut-Off Miniaturized Metamaterial Binomial Microstrip Low-Pass Filter. *Microwave and Optical Technology Letters*, 49(10), 2406-2409.
- Alici K.B., Bilotti F., Vegni L., Özbay E., 2007. Miniaturized Negative Permeability Materials. *Applied Physics Letters*, 91, 071121.
- Alici K.B., Özbay E., 2007. Electrically Small Split Ring Resonator Antennas. *Journal of Applied Physics*, 101(8), 083104-4.
- Antoniades M.A., Elefthariades G.V., 2005. A Broadband Wilkinson Balun Using Microstrip Metamaterial Lines. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 4, 209-212.
- Antoniades M.A., Eleftheriades G.V., 2008. A Folded-Monopole Model for Electrically Small NRI-TL Metamaterial Antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 7, 425-428.
- Antoniades M.A., Eleftheriades G.V., 2009. A Broadband Dual-Mode Monopole Antenna Using NRI-TL Metamaterial Loading. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 8, 258-261.
- Arnedo I., Illescas J., Flores M., Lopetegi T., Laso M.A.G., Falcone F., Bonache J., Garcia-Garcia J., Martin F., Marcotegui J.A., Marques R., Sorolla M., 2007. Forward and Backward Leaky Wave Radiation in Split-Ring-Resonator-Based Metamaterials. *IET Microwaves, Antennas Propagation*, 1(1), 65-68.
- Attia H., Yousefi L., Bait-Suwailam M., Boybay M.S., Ramahi O.M., 2009. Enhanced-Gain Microstrip Antenna Using Engineered Magnetic Superstrates. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 8, 1198-1201.
- Attia H., Siddiqui O.F., Suwan N., Ramahi O.M., 2013. Analytical and Experimental Study of Gain enhancement in Antenna Arrays Covered with High Index Metamaterial Superstrate. *Microwave and Optical Technology Letters*, 55(1), 215-218.
- Aydın K., Özbay E., 2007a. Experimental and Numerical Analyses of the Resonances of Split Ring Resonators. *Physica Status Solidi (b)*, 244(4), 1197-1201.

- Aydın K., Ozbay E., 2007b. Capacitor-Loaded Split Ring Resonators as Tunable Metamaterial components. *Journal of Applied Physics*, 101(2), 024911.
- Aznar F., Garcia-Garcia J., Gil M., Bonache J., Martin F., 2008. Strategies for the Miniaturization of Metamaterial Resonators. *Microwave and Optical Technology Letters*, 50(5), 1263-1270.
- Aznar F., Bonache J., Valcarcel A., Martin F., 2009. Miniaturization of Narrow-Band Power Dividers by Using CPW Metamaterial Transmission Lines. *Microwave and Optical Technology Letters*, 51(4), 926-929.
- Baena J.D., Marques R., Medina F., 2004. Artificial Magnetic Metamaterial Design by Using Spiral Resonators. *Physical Review (b)*, 69, 014402.
- Baena J.D., Bonache J., Martin F., Marques R., Falcone F., Lopetegui T., Laso M.A.G., Garcia-Garcia J., Gil I., Portillo M.F., Sorolla M., 2005. Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(4), 1451-1461.
- Balanis C.A., 1997. *Antenna Theory: Analysis and Design* 2nd Edition. John Wiley and Sons Inc., 941, USA.
- Başaran S.C., 2012a. A Compact Dual-Wideband Antenna Based on Complementary Split-Ring Resonator. *Microwave and Optical Technology Letters*, 54(8), 1917-1920.
- Başaran S.C., 2012b. Compact Dual-Band Split-Ring Antenna for 2.4/5.2 GHz WLAN Applications. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 20(3), 347-352.
- Başaran S.C., Olgun U., Sertel K., 2013. Multiband Monopole Antenna with Complementary Split-Ring Resonators for WLAN and WiMAX Applications. *Electronics Letters*, 49(10), 636-638.
- Bayındır M., Aydın K., Özbay E., Markos P., Soukoulis C.M., 2002. Transmission Properties of Composite Metamaterials in Free Space. *Applied Physics Letters*, 81(1), 120-122.
- Bilotti F., Toscano A., Vegni L., 2007a. Design of Spiral and Multiple Split-Ring Resonators for the Realization of Miniaturized Metamaterial Samples. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(8), 2258-2267.
- Bilotti F., Toscano A., Vegni L., Aydın K., Alici K.B., Özbay E., 2007b. Equivalent-Circuit Models for the Design of Metamaterials Based on Artificial Magnetic Inclusions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(12), 2865-2873.

- Bulu I., Caglayan H., Aydin K., Ozbay E., 2005. Compact Size Highly Directive Antennas Based on the SRR Metamaterial Medium. *New Journal of Physics*, 7, 223-232.
- Cenk C., Sondas A., Erdemli Y.E., 2006. Tunable Split Ring Resonator Microstrip Filter Design. *Mediterranean Microwave Symposium*, 19-21 Eylül, Cenova, İtalya, (CD-ROM).
- Chaimool S., Chung K.L., Akkaraekthalin P., 2009. A 2.45 GHz WLAN High-Gain Antenna Using a Metamaterial Reflecting Surface. *International Symposium on Antennas and Propagation*, 20-23 Ekim, Tayland, 325-328.
- Chen H., Ran L., Huangfu J., Zhang X., Chen K., 2004. Left-Handed Materials Composed of Only S-Shaped Resonators. *Physical Review E* 70, 057605.
- Chen H., Ran L., Huangfu J., Grzegorzczak T.M., Kong J.A., 2006a. Equivalent Circuit Model for Left-Handed Metamaterials. *Journal of Applied Physics*, 100, 024915.
- Chen H., Wu B., Ran L., Grzegorzczak T.M., Kong J.A., 2006b. Controllable Left-Handed Metamaterial and its Application to a Steerable Antenna. *Applied Physics Letters*, 89, 053509.
- Cheribi H., Ghanem F., Kimouche H., 2013. Metamaterial-Based Frequency Reconfigurable Antenna. *Electronics Letters*, 49(5), 315-316.
- Dakhli S., Mahdjoubi K., Rmili H., Floch J.M., Zangar H., 2012. Compact, Multifunctional, Metamaterial-Inspired Monopole Antenna. *6th European Conference on Antennas and Propagation*, 26-30 March, Prague, 1967-1970.
- Dysken G., Pala F., Demir E., Korucu H.D., Ekmekci E., 2013. Electromagnetic Behavior of SRR Loaded Microstrip Transmission Lines: Investigation for Different SRR Types and Array Topologies, *Progress in Electromagnetic Research Symposium*, Stockholm, Sweden.
- Dong Y., Itoh T., 2012. Metamaterial Based Antennas. *Proceedings of the IEEE*, 100(7), 2271-2285.
- Du G., Tang X., Xiao F., 2011. Tri-Band Metamaterial-Inspired Monopole Antenna with Modified S-Shaped Resonator. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 23, 39-48.
- Ekmekci E., Turhan-Sayan G., 2009. Comparative Investigation of Resonance Characteristics and Electrical Size of the Double-Sided SRR, BC-SRR and Conventional SRR Type Metamaterials for Varying Substrate Parameters. *Progress in Electromagnetics Research B*, 12, 35-62.

- Ekmekci E., Topalli K., Akin T., Turhan-Sayan G., 2009. A Tunable Multi-Band Metamaterial Design Using Micro-Split SRR Structures. *Optics Express*, 17(18), 16046-16058.
- Ekmekci E., Turhan-Sayan G., 2010. Single Loop Resonator: Dual-band Magnetic Metamaterial Structure. *Electronics Letters*, 46(5), 324-325.
- Ekmekci E., Turhan-Sayan G., 2011. Metamaterial Sensor Applications Based on Broadside-Coupled SRR and V-Shaped Resonator Structures. *IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation*, Spokane, WA, ABD.
- Ekmekci E., Tamac Y.G., 2012. Comparative Investigation of Basic Antenna Parameters and Electrical Sizes among SRR Type Metamaterial Antennas and Rectangular Microstrip Antenna, 12th Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2012), Istanbul, Turkey.
- Gay-Balmaz P., Martin O.J.F., 2002. Electromagnetic Resonances in Individual and Coupled Split-Ring Resonators. *Journal of Applied Physics*, 92(5), 2929-2936.
- Gil I., Garcia-Garcia J., Bonache J., Martin F., Sorolla M., Marques R., 2004. Varactor Loaded Split Ring Resonators for Tunable Notch Filters at Microwave Frequencies. *Electronics Letters*, 40(21), 1347-1348.
- Gil I., Bonache J., Gil M., Garcia-Garcia J., Martin F., 2006. Accurate Circuit Analysis of Resonant-Type Left Handed Transmission Lines with Inter-Resonator Coupling. *Journal of Applied Physics*, 100, 074908.
- Gupta M., Saxena J., 2013. Microstrip Filter Designing by SRR Metamaterial. *Wireless Personal Communications*, 71(4), 3011-3022.
- Hany E., El-Raouf A., Zaheer S.S., 2012. Design of Small Planar Antennas Based on Double-Layered CRLH Metamaterials. *Microwave and Optical Technology Letters*, 54(10), 2224-2229.
- Hwang R.B., Liu H.W., Chin C.Y., 2009. A Metamaterial-Based E-Plane Horn Antenna. *Progress in Electromagnetics Research*, 93, 275-289.
- Jin D., Hong, J.S., Xiong H., 2012. Dual Wideband Antenna for WLAN/WiMAX and Satellite System Applications Based on a Metamaterial Transmission Line. *Chinese Physics Letters*, 29(10), 104101.
- Jitha B., Nimisha C.S., Aanandan C.K.i Mohanan P., Vasudevan K., 2006. SRR Loaded Waveguide Band Rejection Filter with Adjustable Bandwidth. *Microwave and Optical Technology Letters*, 48(7), 1427-1429.

- Katsarakis N., Kafesaki M., Tsiapa I., Economou E.N., Soukoulis C.M., 2007. High Transmittance Left-Handed Materials Involving Symmetric Split-Ring Resonators. *Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications*, 5, 149-155.
- Kim C., Cheng X., Senior D.E., Yoon Y.K., 2012. Compact Frequency and Bandwidth Tunable Stopband Filters Using Split Ring Resonators and Varactors Coupled Transmission Line. *International Journal of Electronics and Communications*, 66, 865-870.
- Kim J., Cho C.S., Lee J.W., 2006. 5.2 GHz Notched Ultra-Wideband Antenna Using Slot Type SRR. *Electronics Letters*, 42(6), 315-316.
- Lafmajani I.A., Rezaei P., 2012. A Novel Frequency-Selective Metamaterial to Improve Helix Antenna. *Journal of Zhejiang University-Science C*, 13(5), 365-375.
- Lai A., Leong K.M.K.H., Itoh T., 2006. Metamaterial Antennas for Dual Band and Dual Mode Applications. *Antennas and Propagation, EuCAP*, 6-10 Kasım, Nice, Fransa, 1-4.
- Laila D., Sujith R., Shameena V.A., Nijas C.M., Sarin V.P., Mohanan P., 2013. Complementary Split Ring Resonator-Based Microstrip Antenna for Compact Wireless Applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 55(4), 814-816.
- Lee S.H., Park C.M., Seo Y.M., Wang Z.G., Kim C.K., 2010. Reverse Doppler Effect of Sound. *Physical Review Letters*, 104, 054301.
- Li D., Szabo Z., Qing X., Li E., Chen Z.N., 2012. A High Gain Antenna with an Optimized Metamaterial Inspired Superstrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(12), 6018-6023.
- Liu H., Fan Y., Zhang Z., Zhao Y., Xu W., Guan X., Sun L., He Y., 2013. Dual-Band Superconducting Bandpass Filter Using Embedded Split Ring Resonator. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 23(3), 1300304.
- Lu J., Grzegorzczak T.M., Zhang Y., Pacheco J., Wu B., Kong J.A., Chen M., 2003. Cerenkov Radiation in Materials with Negative Permittivity and Permeability. *Optics Express*, 11(7), 723-734.
- Mat D.A.A., Pokharel R.K., Sapawi R., Kanaya H., Yoshida K., 2013. Sixty-GHz On-Chip Bandpass Filter Designed with Multiple Split Ring Resonators. *Microwave and Optical Technology Letters*, 55(5), 1182-1185.
- Ntaikos D.K., Yioultsis T.V., 2013. Compact Split-Ring Resonator-Loaded Multiple-Input-Multiple-Output Antenna with Electrically Small Elements and

- Reduced Mutual Coupling. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 7(6), 421-429.
- Ouedraogo R.O., Rothwell E.J., Diaz A.R., Fuchi K., Temme A., 2012. Miniaturization of Patch Antennas Using a Metamaterial-Inspired Technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(5), 2175-2182.
- Papanastasiou A.C., Georghiou G.E., Eleftheriades G.V., 2008. A Quad-Band Wilkinson Power Divider Using Generalized NRI Transmission Lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 18(8), 521-523.
- Park W.K., Han S.T., Oh S.S., 2013. Frequency-Tunability of a Miniaturized Waveguide Filter Loaded with a Split-Ring-Resonator. *Microwave and Optical Technology Letters*, 55(7), 1649-1653.
- Penciu R.S., Aydın K., Kafesaki M., Koschny T., Özbay E., Economou E.N., Soukoulis C.M., 2008. Multi-Gap Individual and Coupled Split-Ring Resonator Structures. *Optics Express*, 16(22), 18131-18144.
- Pendry J.B., Holden A.J., Robbins D.J., Stewart W.J., 1998. Low Frequency Plasmons in Thin-Wire Structures. *Journal of Physics*, 10(22), 4785-4809.
- Pendry J.B., Holden A.J., Robbins D.J., Stewart W.J., 1999. Magnetism from Conductors and Enhanced Nonlinear Phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11), 2075-2084.
- Pendry J.B., Ramakrishna S.A., 2003. Focusing Light Using Negative Refraction. *Journal of Physics: Condensed Matter*, 15, 6345-6364.
- Qureshi F., Antoniadou M.A., Eleftheriades G.V., 2005. A Compact and Low-Profile Metamaterial Ring Antenna With Vertical Polarization. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 4, 333-336.
- Sabah C., Urbani F., 2013. Experimental Analysis of Λ -Shaped Magnetic Resonator for Mu-Negative Metamaterials. *Optics Communications*, 294, 409-413.
- Saenz E., Cantora A., Ederra I., Gonzalo R., de Maagt P., 2007. A Metamaterial T-Junction Power Divider. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(3), 172-174.
- Schurig D., Mock J.J., Justice B.J., Cummer S.A., Pendry J.B., Starr A.F., Smith D.R., 2006. Metamaterial Electromagnetic Cloak at Microwave Frequencies. *Science*, 314(5801), 977-980.
- Shamonin M., Shamonina E., Kalinin V., Solymar L., 2005. Resonant Frequencies of a Split-Ring Resonator: Analytical Solutions and Numerical Simulations. *Microwave and Optical Technology Letters*, 44(2), 133-136.

- Sharawi M.S., 2013. A 5-GHz 4/8-Element MIMO Antenna System for IEEE 802.11AC Devices. *Microwave and Optical Technology Letters*, 55(7), 1589-1594.
- Shelby R.A., Smith D.R., Schultz S., 2001. Experimental Verification of a Negative Index of Refraction. *Science*, 292, 77-79.
- Smith D.R., Padilla W.J., Vier D.C., Nemat-Nasser S.C., Schultz S., 2000. Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity. *Physical Review Letters*, 84(18), 4184-4187.
- Sondaş A., Uçar M.H.B., Erdemli Y.E., 2012. Tunable SRR-Based Substrate for a Microstrip Patch Antenna. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 20(1), 159-168.
- Takahagi K., Otsu Y., Sano E., 2012. 2.45 GHz High Gain Electrically Small Antenna with Composite Right/Left Handed Ladder Structure. *Electronics Letters*, 48(16), 971-972.
- Takemura N., 2013. Tunable Inverted-L Antenna with Split-Ring Resonator Structure for Mobile Phones. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(4), 1891-1897.
- Tang M.C., Ziolkowski R.W., 2013. A Study of Low-Profile, Broadside Radiation, Efficient, Electrically Small Antennas Based on Complementary Split Ring Resonators. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(9), 4419-4430.
- Tseng C.H., Chang C.L., 2008. A Broadband Quadrature Power Splitter Using Metamaterial Transmission Line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 18(1), 25-27.
- Turkmen O., Ekmekci E., Turhan-Sayan G., 2012. Nested U-Ring Resonators: A Novel Multi-Band Metamaterial Design in Microwave Region. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 6(10), 1102-1108.
- Velez A., Bonache J., Martin F., 2008. Varactor-Loaded Complementary Split Ring Resonators (VLCSRR) and Their Application to Tunable Metamaterial Transmission Lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 10(1), 28-30.
- Veselago V.G., 1968. The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of Permittivity and Permeability. *Soviet Physics Uspekhi*, 10(4), 509-514.
- Xie Y.H., Zhu C., Li L., Liang C.H., 2012. A Novel Dual-Band Metamaterial Antenna Based on Complementary Split Ring Resonators. *Microwave and Optical Technology Letters*, 54(4), 1007-1009.

- Xiong H., Hong J., Peng Y., 2012. Impedance Bandwidth and Gain Improvement for Microstrip Antenna Using Metamaterials. *Radioengineering*, 21(4), 993-998.
- Zhang J., Yang H., Liang H., 2013. Band-Notched Split-Ring Resonators Loaded Monopole Antenna for Ultrawideband Applications. *Aces Journal*, 28(2), 137-142.
- Zhang L., Tuttle G., Soukoulis C.M., 2004. GHz Magnetic Response of Split Ring Resonators. *Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications*, 2, 155-159.
- Zhu J., Eleftheriades G.V., 2009. Dual-Band Metamaterial-Inspired Small Monopole Antenna for WiFi Applications. *Electronics Letters*, 45(22), 1104-1106.
- Zhu S., Holtby D.G., Ford K.L., Tennant A., Langley R.J., 2013. Compact Low Frequency Varactor Loaded Tunable SRR Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(4), 2301-2304.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Gökay DİŞKEN
Doğum Yeri ve Yılı : Antalya, 1990
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : gokaydisken@hotmail.com

Eğitim Durumu

Lise : Antalya Anadolu Lisesi, 2007
Lisans : SDÜ, Mühendislik Fakültesi, E.H.M. Müh., 2011

Mesleki Deneyim

Adana Bilim ve Teknoloji Üniversitesi (Arş. Gör.) 2013-

Yayınları

- Dişken G., Ekmekçi E., 2014. Ayrık Halka Rezonatör Dizisi ile İki Modlu Anten Tasarımı. IEEE 22. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Trabzon, Türkiye. (gönderildi)
- Diskin G., Pala F., Demir E., Korucu H.D., Ekmekci E., 2013. Electromagnetic Behavior of SRR Loaded Microstrip Transmission Lines: Investigation for Different SRR Types and Array Topologies, Progress in Electromagnetic Research Symposium, Stockholm, Sweden.