



**METAMALZEME VE REZONATÖR TABANLI YENİ MİKRODALGA  
GÖRÜNTÜLEME UYGULAMALARI**

**Fatih Özkan ALKURT**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**OCAK 2019**

Fatih Özkan ALKURT tarafından hazırlanan “METAMALZEME VE REZONATÖR TABANLI YENİ MİKRODALGA GÖRÜNTÜLEME UYGULAMALARI” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile İskenderun Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

**Danışman:** Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İskenderun Teknik Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.



**Başkan:** Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İskenderun Teknik Üniversitesi

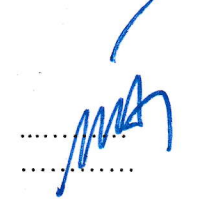
Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.



**Üye:** Doç. Dr. Emin ÜNAL

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İskenderun Teknik Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.



**Üye:** Doç. Dr. Merih PALANDÖKEN

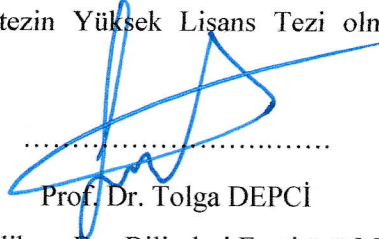
Devreler ve Sistemler Anabilim Dalı, İzmir Katip Çelebi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.



Tez Savunma Tarihi: 04/01/2019

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



Prof. Dr. Tolga DEPCI

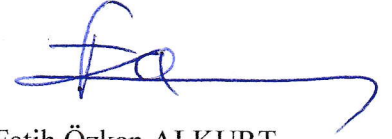
Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü V.

## ETİK BEYAN

İskenderun Teknik Üniversitesi Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez üzerinde Yükseköğretim Kurulu tarafından hiçbir değişiklik yapılamayacağı için tezin bilgisayar ekranında görüntülediğinde asıl nüsha ile aynı olması sorumluluğunun tarafıma ait olduğunu,
- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

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



Fatih Özkan ALKURT

08/01/2019

METAMALZEME VE REZONATÖR TABANLI YENİ MİKRODALGA GÖRÜNTÜLEME  
UYGULAMALARI  
(Yüksek Lisans Tezi)

Fatih Özkan ALKURT

İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Ocak 2019

ÖZET

Yapay elektromanyetik yapılara anten ve mikrodalga teknolojilerinde sıklıkla karşılaşılmaktadır. Periyodik olarak tasarlanan bu yapılar sıradışı özelliklere sahip olabilmektedir ve en önde geleni aynı anda negatif elektrik geçirgenlik ve negatif manyetik geçirgenliğe sahip olan Metamalzeme (MTM) yapılarıdır. Bunlara ek olarak farklı elektromanyetik özellikler gösteren rezonatör yapıları da gelişen teknoloji ile beraber sıklıkla kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında yapay elektromanyetik yapılar kullanılarak mikrodalga frekans bandında görüntüleme gerçekleştirilmiştir. Önerilen yapılar en çok kullanılan mikrodalga frekans bantlarında çalışmakta olup sinyal emilimi ve anten parametrelerini iyileştiren yapılar da bu çalışmada sunulmuştur. İlk olarak geniş bantlı sinyal emilimi yapan MTM tabanlı periyodik yapı, sonlu integrasyon yöntemi (Finite Integration Technique-FIT) kullanan mikrodalga simülatöründe tasarlanmıştır ve analiz edilmiştir. Önerilen sinyal emici yapının enerji hasatı uygulaması da yapılmıştır ve deneysel olarak ta sonuçlar elde edilip karşılaştırılmıştır. Sonrasında sinyal emilimi ve enerji hasatı yapan MTM tabanlı birim hücrelere sahip, farklı frekans bölgelerinde çalışabilen üç farklı yapı mikrodalga görüntülenmesi amacıyla tasarlanmış ve deneysel olarak analiz edilip görüntüleme gerçekleştirilmiştir. Bunlara ek olarak elektromanyetik bant boşluğu (Electromagnetic Band Gap-EBG) yapısı anten parametrelerini geliştirmek amacıyla tasarlanmış ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Bir diğer çalışmada boşluk rezonatör yapısı ve EBG entegreli monopol anten yapısı önerilmiştir. Önerilen mantar şekilli EBG monopol anten entegreli boşluk rezonatör yapısı son çalışmada mikrodalga görüntüleme yapmak amacıyla kullanılmıştır.

Tasarlanan farklı yapılar LPKF E33 devre üretim cihazı kullanılarak üretilmiş olup deneysel veriler KEYSIGHT marka PNA-L N5234A Network Analyzer yardımıyla elde edilmiştir. Önerilen yapıların sayısal ve deneysel sonuçları büyük bir uyum içerisinde.

Anahtar Kelimeler : Metamalzeme, rezonatör, mikrodalga görüntüleme, sinyal emici

Sayfa Adedi : 110

Danışman : Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN



METAMATERIAL AND RESONATOR BASED NOVEL MICROWAVE IMAGING  
APPLICATIONS  
(M. Sc. Thesis)

Fatih Özkan ALKURT

ISKENDERUN TECHNICAL UNIVERSITY  
ENGINEERING AND SCIENCE INSTITUTE

January 2019

ABSTRACT

We often encounter artificial electromagnetic structures in antenna and microwave technologies. These structures, which are designed periodically, can have unusual properties and the most prominent are Metamaterial (MTM) structures, which have negative electrical permittivity and negative magnetic permeability at the same time. In addition, resonator structures showing different electromagnetic properties are frequently used together with developing technology.

In this thesis, microwave frequency band imaging was performed by using artificial electromagnetic structures. The proposed structures are used in the most commonly used microwave frequency bands and the structures that improve the signal absorption and antenna parameters are presented in this thesis. Firstly, the MTM-based periodic structure, which absorbs broadband signal, was designed and analyzed in a microwave simulator based on finite integration technique (FIT). Energy harvesting of the proposed absorber structure was also carried out and experimental results were obtained and compared. Afterwards, three different structures that can work in different frequency regions with MTM-based unit cells that make signal absorption and energy harvesting are designed for microwave imaging and experimentally analyzed. In addition, the electromagnetic band gap (EBG) structure is designed and experimentally implemented to improve the low profile antenna parameters. In another study, cavity resonator structure and EBG integrated monopole antenna structure have been proposed. The proposed mushroom-shaped EBG monopole antenna integrated cavity resonator structure has been used in order to make microwave imaging in the last study.

The different structures were produced by using LPKF E33 circuit printer and the experimental datas were obtained with the help of KEYSIGHT brand PNA-L N5234A Network Analyzer. The numerical and experimental results of the proposed structures are in great harmony.

Key Words : Metamaterial, resonator, microwave imaging, signal absorber  
Page Number : 110  
Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Muharrem KARAASLAN

## TEŞEKKÜR

Tez çalışmam süresince, sahip oldukları üstün bilgi birikimlerini benimle paylaşan ve yön göstericim olan değerli hocalarım Doç.Dr. Emin Ünal, Dr.Öğr.Üyesi Oğuzhan Akgöl, Dr.Öğr.Üyesi Mehmet Bakır, Arş.Gör. Olcay Altıntaş ve danışman hocam sayın Doç. Dr. Muharrem Karaaslan'a teşekkürlerimi sunmayı bir borç bilirim.

Ayrıca, tez çalışmam boyunca her türlü desteği veren aileme en içten dileklerle teşekkür ederim.



## İÇİNDEKİLER

	<b>Sayfa</b>
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvii
1. GİRİŞ.....	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....	7
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	16
3.1. Maxwell Denklemleri ve EM Yayılım.....	16
3.2. EM Yayılımında FIT Metodu.....	17
3.3. PEC-PMC Sınır Koşulları.....	18
3.4. İletim, Yansıma ve Emilim Değeri.....	19
3.5. Enerji Hasatı İçin Doğrultma Elemanı.....	20
3.6. Mikrodalga Görüntüleme İçin Algoritma.....	20
3.7. Materyal ve Üretim cihazı.....	21
3.8. Ölçüm metodları.....	21
4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA.....	23
4.1. Metamalzeme Tabanlı Sekizgen Şekilli Sinyal Emici Yapısı.....	23
4.1.1. Sekizgen Şekilli Sinyal Emici Yapı Tasarımı.....	23
4.1.2. TE, TM ve TEM Modu analizi.....	26

4.1.3. Elektrik Alan ve Yüzey Akım Dağılımları .....	28
4.1.4. Önerilen Emici Yapının Enerji Hasatı Uygulaması .....	31
4.2. Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Mikrodalga Güç Dedektörü .....	33
4.2.1. Teori ve Tasarım .....	33
4.2.2. Deney Düzenegi ve Sonuçlar .....	36
4.3. Metamalzeme Tabanlı Enerji Hasatlayıcı Kullanarak Görüntü İyileştirilmesi	42
4.3.1. Tasarım ve Simülasyon .....	42
4.3.2. Üretim ve Deneysel Sonuçlar .....	46
4.3.3. Mikrodalga Görüntüleme Çalışması .....	50
4.4. 1,8, 2,45 ve 5,8GHz Frekanslarında Mikrodalga Görüntüleme İçin Anten Tabanlı Mikrodalga Sinyal Emici .....	53
4.4.1. Tasarım ve Simülasyon .....	53
4.4.2. Deneysel Çalışma .....	55
4.5. 5-15GHz Bant Aralığında Düşük Profilli Anten Parametrelerinin EBG Yapılarıyla İyileştirilmesi .....	60
4.5.1. EBG Tasarımı .....	60
4.5.2. Anten Tasarımları .....	61
4.5.3. Üretim ve Deneysel Çalışma .....	69
4.6. Monopol Anten İçin Boşluk Rezonator Entegreli Ayarlanabilir EBG Yapısı	72
4.6.1. Anten Tasarımı .....	72
4.6.2. EBG Tasarımı .....	73
4.6.3. Deforme Edilmiş Boşluk Rezonatör Yapısı .....	75
4.6.4. Üretim ve Deneysel Çalışma .....	78
4.7. Monopol Anten Entegreli Boşluk Rezonatör ve Mikrodalga Görüntüleme....	83
4.7.1. Tasarım .....	83
4.7.2. EBG-Monopol Anten Simülasyonları .....	84
4.7.3. Üretim ve Mikrodalga Görüntüleme Uygulaması .....	85

	<b>Sayfa</b>
5. SONUÇLAR.....	91
KAYNAKLAR.....	93
ÖZGEÇMİŞ .....	108
DİZİN .....	110



## ÇİZELGELERİN LİSTESİ

<b>Çizelge</b>	<b>Sayfa</b>
Çizelge 4.1. Önerilen yapının parametreleri .....	23
Çizelge 4.2. Önerilen sinyal emici yapının ölçüleri .....	34
Çizelge 4.3. Gerilim-Piksel dönüşümleri .....	39
Çizelge 4.4. Birim hücre parametreleri .....	42
Çizelge 4.5. Birim hücre parametreleri .....	45
Çizelge 4.6. Sinyal emici yapı birim hücre ölçüleri (mm) .....	53

## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 1.1. EM sinyal emilim konfigürasyonu [185] .....	2
Şekil 1.2. SRR yapısı ve ölçüm düzeneği [115] .....	3
Şekil 1.3. RF doğrultucu devre şeması [123].....	3
Şekil 1.4. Dizi anten yapısının mikrodalga görüntüleme kullanımı 24GHz [162] ...	4
Şekil 1.5. Bir yüzeyi periyodik olarak açılmış boşluk rezonatör yapısı [172].....	5
Şekil 1.6. Bow-tie antenler kullanılarak medikal alanda mikrodalga görüntüleme boşluk yapısı [179].....	5
Şekil 2.1. EBG yapısının kenarına dipol anten entegrasyonu [26].....	8
Şekil 3.1. FIT metodu için ızgara şekli.....	18
Şekil 3.2. EM dalganın yansımaya ve iletim düzeneği .....	19
Şekil 3.3. Yüksek frekans Schottky diyot iç yapıları .....	20
Şekil 3.4. Vektör ağ analizörleri .....	22
Şekil 3.5. Anten test cihazı .....	22
Şekil 3.6. LPKF-E33 üretim cihazı .....	22
Şekil 4.1. Önerilen sekizgen şekilli sinyal emici yapı .....	23
Şekil 4.2. Yük olmadan yapının sinyal emilimi, TE modu için .....	24
Şekil 4.3. Farklı yük değerleri ile yapının sinyal emilimi TE mod altında.....	25
Şekil 4.4. Farklı boşluk değerlerine göre sinyal emilimi TE mod altında .....	25
Şekil 4.5. TE mod dalgası altında önerilen yapının emme ve geri yansımaya (S11) .....	26
Şekil 4.6. TM ve TEM modlu dalgalar altında sinyal emilimi .....	26
Şekil 4.7. Farklı polarizasyon açılarına göre sinyal emilimi, TE modu için .....	27

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.8. Farklı polarizasyon açılarına göre sinyal emilimi TM ve TEM mod .....	27
Şekil 4.9. Elektrik alan dağılımları a) TE, b) TM, c) TEM .....	29
Şekil 4.10. Yüzey akım dağılımları a) TE, b) TM, c) TEM .....	30
Şekil 4.11. TE modu altında enerji hasatı uygulaması .....	31
Şekil 4.12. Üretilen yapı ve deney düzeneği .....	32
Şekil 4.13. Simülasyon ve deney sonuçları .....	32
Şekil 4.14. Sinyal emici yapı birim hücresi .....	33
Şekil 4.15. Sinyal emici yapısının emilim ve geri yansımaya değerleri .....	34
Şekil 4.16. Schottky diyot üzerinde oluşan gerilim grafiği .....	35
Şekil 4.17. 2x2 birim hücrelerin piksel değerleri .....	35
Şekil 4.18. a) Üretilen 6x8 yapı, b) ölçüm düzeneği .....	36
Şekil 4.19. a) Gelen sinyalin geri yansımaya değerleri, b) sinyal emilim karakteristiği .	37
Şekil 4.20. Anten sinyal üretim cihazı .....	38
Şekil 4.21. Elde edilen RMS gerilim değerleri a) sinyal olmadan, b) sinyal altında ...	38
Şekil 4.22. Sinyal altında olmadığı andaki merkeze yerleşmiş 2x2 dedektör ve piksel yapısı .....	40
Şekil 4.23. Sinyal altında merkeze yerleşmiş 2x2 dedektör ve piksel yapısı .....	40
Şekil 4.24. Yatay olarak uygulanan sinyal altındayken 2x2 dedektör ve piksel yapısı	41
Şekil 4.25. Bir kısmı metal ile kapatılmış yapı sinyal altındayken ve piksel yapısı....	41
Şekil 4.26. Önerilen MTM tabanlı birim hücre .....	42
Şekil 4.27. Simülasyon düzeneği .....	43
Şekil 4.28. Önerilen yapının sinyal emilim değeri .....	44



<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.29. a) elektrik alan, b) yüzey akımı dağılımları .....	44
Şekil 4.30. 2x2 dizi anten tasarımı .....	45
Şekil 4.31. Dizi anten geri yansımaya (S11) değeri .....	46
Şekil 4.32. a) yama anten radyasyon paterni, b) 2x2 dizi anten radyasyon paterni .....	46
Şekil 4.33. Birim hücreler arası mesafe gösterimi, $a=11\text{mm}$ .....	47
Şekil 4.34. Önerilen sinyal emici yapısının simülasyon ve üretim sonucu karşılaştırması .....	48
Şekil 4.35. Üretilen 2x2 dizi anten .....	48
Şekil 4.36. Üretilen 2x2 dizi antenin simülasyon ve üretim sonuçları .....	49
Şekil 4.37. Üretilen anten ve sinyal emici yapılarının S11 değerleri .....	49
Şekil 4.38. Anten cihazı ve enerji hasatlama uygulaması .....	50
Şekil 4.39. Elde edilen 2x2 görüntü anten olmadan .....	51
Şekil 4.40. Elde edilen 2x2 görüntü anten olduğu durumda .....	51
Şekil 4.41. Metal plaka yerleştirilmiş deney düzeneği ve elde edilen görüntü .....	52
Şekil 4.42. Alt dalga boyu görüntüleme, yapı a33 hücresine konumlandırılmıştır .....	52
Şekil 4.43. Sinyal emici yapı birim hücresi .....	53
Şekil 4.44. Önerilen yapının sinyal emilim grafiği .....	54
Şekil 4.45. Önerilen yapının elektrik alan dağılımları a) 1,80GHz, b) 2,45GHz, c) 5,80GHz, d) önerilen yapı .....	55
Şekil 4.46. Üretilen 5x6 yapı ve ölçüm düzeneği .....	56
Şekil 4.47. Emilim değerinin simülasyon ve üretim sonuçları .....	56
Şekil 4.48. Dijital osiloskop yardımıyla voltaj sinyali ölçümü .....	57
Şekil 4.49. Sinyal olmadan elde edilen görüntü .....	58

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.50. 2,45GHz sinyal altında elde edilen görüntü .....	58
Şekil 4.51. Arada metal plaka varken elde edilen görüntü .....	59
Şekil 4.52. 5,80GHz yagi uda anten ile yapılan ölçüm ve elde edilen görüntü .....	59
Şekil 4.53. Arada metal plaka bulunması durumunda yagi uda antenli ölçüm .....	60
Şekil 4.54. a) Tasarlanan EBG yapısı, b) yakın görüntü, c) iki port arası iletim, c) yüzey akım dağılımı .....	61
Şekil 4.55. Tasarlanan dipol anten ve geri yansıma (S11) değeri .....	62
Şekil 4.56. Dipol anten ve EBG yapısının farklı mesafelere göre ölçüm sonuçları a) geri yansıma (S11), b) faz .....	63
Şekil 4.57. 3D yayılım grafikleri a) dipol anten, b) dipol anten ve metal arası 6.9275mm, c) dipol anten ve EBG arası 2mm, d) dipol anten ve EBG arası 1mm .....	64
Şekil 4.58. a) Dipol anten ve EBG yapısı, b) dipol anten ve EBG arası farklı mesafelerde elde edilen polar formlu yayılım grafiği.....	65
Şekil 4.59. Loop anten tasarımı ve S11 değeri .....	66
Şekil 4.60. a) Loop anten ve EBG yapısı, b) farklı mesafeler için S11 değeri, c) farklı mesafeler için faz değerleri .....	66
Şekil 4.61. Farklı mesafeler altında yayılım grafikleri .....	67
Şekil 4.62. a) EBG ve monopol anten, b) S11 değeri .....	68
Şekil 4.63. a) EBG-monopol anten yapısı, b) EBG-monopol ve monopol anten S11 değerleri, c) monopol anten yayılımı, d) EBG-monopole yayılımı ...	69
Şekil 4.64. Üretilen EBG yapısı ve dipol anten .....	70
Şekil 4.65. Üretilen EBG ve dipol antenin deney sonuçları .....	70
Şekil 4.66. Üretilen loop anten ve EBG yapısı .....	71

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.67. Döngü (Loop) anten ve EBG yapısının deneysel sonuçları .....	71
Şekil 4.68. Üretilen monopol anten ve EBG-monopol anten .....	72
Şekil 4.69. Monopol ve EBG monopol anten deneysel sonuçlar .....	72
Şekil 4.70. Monopol anten ve S11 değeri .....	73
Şekil 4.71. a) 8x8 EBG, b) EBG yüzeyli monopol anten .....	74
Şekil 4.72. Monopol anten ve EBG yüzeyli monopol antenin S11 değeri .....	74
Şekil 4.73. a) Boşluk rezonatör içerisinde monopol anten, b) S11 karşılaştırması .....	75
Şekil 4.74. a) Bir köşesi küresel deformasyon eklenmiş boşluk rezonatör, b) EBG-monopol anten entegre edilmiş deformasyon ekli boşluk rezonatör yapısı, c) S11 karşılaştırması .....	76
Şekil 4.75. EBG yapısının farklı direnç değerlerine göre parametrik çalışması ve S11 değeri .....	77
Şekil 4.76. Parametrik çalışma sonucundaki S11 üzerindeki rezonans kayması ve şiddet değişimi .....	78
Şekil 4.77. Üretilen yapılar a) monopol anten, b) EBG-monopol anten, c) dirençli EBG yapı, d) kübik boşluk rezonatör .....	79
Şekil 4.78. Deformasyonlu boşluk resonatör ve ölçüm düzeneği .....	80
Şekil 4.79. Boşluk rezonatör içerisindeki monopol anten ve EBG-monopol anten S11 değerleri .....	80
Şekil 4.80. Farklı direnç değerlerine göre boşluk rezonatör içerisindeki S11 değerleri	81
Şekil 4.81. Deformasyon eklenmiş boşluk rezonatör içindeki parametrik çalışma.....	81
Şekil 4.82. Parametrik çalışma sonucunda S11 üzerindeki frekans kayması ve şiddet değişimi .....	82
Şekil 4.83. Ölçülen değerlerin standart sapması .....	82

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 4.84. Tasarlanan 8x8 EBG yapısı ve kübik boşluk rezonatör yapısı .....	83
Şekil 4.85. a) EBG entegreli monopol anten ve b) S11 değeri .....	84
Şekil 4.86. EBG entegreli monopol antenin boşluk rezonatör içerisindeki S11 değeri	84
Şekil 4.87. EBG monopol antenin boşluk rezonatör içerisindeki parametrik sonuçları	85
Şekil 4.88. Elektrik alan dağılımları a) 10.159GHz, b) 10.06GHz.....	85
Şekil 4.89. a) Üretim, b) Üretilen EBG monopol anten .....	86
Şekil 4.90. a) Ölçüm düzeneği, b) Boşluk rezonatör .....	86
Şekil 4.91. EBG monopol anten simülasyon ve üretim sonucu karşılaştırma .....	87
Şekil 4.92. Boşluk rezonatör içerisindeki EBG monopol antenin S11 değerleri, normalize edilmiştir .....	87
Şekil 4.93. Bir yüzü açık boşluk rezonatöre entegre edilmiş EBG monopol anten ve ölçülen S11 değeri .....	88
Şekil 4.94. Görüntüleme düzeneği a) arka görüntü, b) yan görüntü .....	89
Şekil 4.95. Metal yerleştirilmiş sahnedeki iletim değeri ölçümü .....	89
Şekil 4.96. Sahnenin taranması ve yatay-dikey noktalardan elde edilen iletim değerleri .....	90
Şekil 4.97. Elde edilen iletim değerleri sonucunda hesaplanan görüntü .....	90

## SİMGELER VE KISALTMALAR

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

### Simgeler

**mm**

milimetre

**dB**

Desibel

**GHz**

Gigahertz

**MHz**

Megahertz

### Kısaltmalar

### Açıklamalar

**EM**

Elektromanyetik

**MTM**

Metamalzem

**EBG**

Elektromanyetik bant boşluğu

**MS**

Metayüzey

**HIGP**

Yüksek empedanslı toprak düzlemi

**RF**

Radyo frekansı

**AC**

Alternatif akım

**DC**

Doğru akım

**SRR**

Kesik halka rezonatör

**PEC**

Mükemmel elektrik iletken

**PMC**

Mükemmel manyetik iletken

**AMC**

Yapay manyetik iletken

**UWB**

Ultra geniş bant

**MEMS**

Mikroelektromekanik sistem

**FIT**

Sonlu integrasyon yöntemi

## 1. GİRİŞ

İnsanoğlunun enerjiye olan ihtiyacı ilk çağlardan günümüze kadar süregelmiştir. İhtiyaç duyulan bu enerji başlıca termal, mekanik ve elektrik enerjisidir. Bu enerji türleri birbirine dönüştürülebilmekle beraber bu çalışmada elektrik enerjisi ele alınmıştır. Elektrik enerjini toplamak ve depolamak, geçtiğimiz yüzyıl boyunca gelişen teknolojiyle beraber önemli bir yol katetmiştir ve önem kazanmıştır [1]. Enerjiyi depolamanın yanı sıra iletimi de çok önemli bir hale gelmiştir [2-3]. Enerji transferinin bir çeşidi olan kablosuz transfer gündelik yaşantımızın bir parçasını oluşturmaktadır, bu teknolojiye örnek olarak Bluetooth, Wi-Fi, 3G-4G, WLAN teknolojileri verilebilir [4-8]. Bu teknolojiler Elektromanyetik (EM) yayılım temeline dayanmaktadır ve yayılım yapılan frekansta EM kirlilik oluşabilmektedir [9-11].

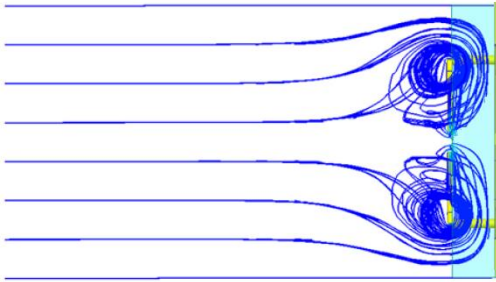
Yayılan EM dalgalar yapay olarak oluşturulan malzemelerle kullanılabilir. Yapay olarak oluşturulan bu EM malzemelere literatürde sıklıkla karşılaşmaktayız, bu malzemeler rezonatör tabanlı olup Metamalzemeler (MTM) [12-16], Elektromanyetik Band Boşluğu (Electromagnetic Band Gap, EBG) yapıları [17-51], Metayüzeyler (Metasurface, MS) [52-54] ve Yüksek Empedanslı Toprak Düzlemi (High Impedance Ground Plane, HIGP) [55-71] olarak sınıflandırılmaktadırlar. 1968 yılında V. Veselago isimli bilim insanı, eş zamanlı olarak elektriksel iletkenlik ( $\epsilon$ ) ve manyetik geçirgenlik ( $\mu$ ) değerlerinin negatif olduğu bir ortamın mümkün olabileceği fikrini ileri sürmüştür [12]. Ancak uzun bir süre bu hipotez bilim çevrelerince kabul görmemiştir. 2000 yılına gelindiğinde, Pendry negatif  $\epsilon$  ve negatif  $\mu$  değerlerinin aynı anda oluşabileceğini ispatlamış ve bunun ışığında negatif kırılma indisli mükemmel bir lens tasarlamıştır [73]. Bu çalışmalardan sonra, ilk Çift Negatif ( $\epsilon=0, \mu=0$ ; ÇNG) ortam deneysel olarak Shelby ve arkadaşları tarafından 2001 yılında incelenmiştir [13]. Bu yıldan sonra gelişmekte olan teknolojiyle beraber MTM yapıları periyodik olarak üretilip birçok farklı uygulama alanına entegre edilmiştir. MTM yapıları farklı elektriksel ve manyetik özelliklerinden dolayı EM görünmezlik [74-78], sinyal emici [79-113], enerji hasatlayıcı [114-135], süperlens [73, 136-139], anten [140-152] ve sensör uygulamaları [153-158] gibi alanlarda denenmiştir.

Bir diğer yapay EM malzeme EBG yapılarıdır ve bu yapılar antenlerle sıklıkla kullanılmaktadır [17-51]. EBG yapıları, antenlerde daha geniş rezonans sağlamanın yanında yönelim açısı, kazanç değeri ve yan lob seviyelerini de iyileştirmektedir [26-30]. EBG yapılarının tasarımlarında mantar şekilli yaklaşımlar kullanılabilir, bu yöntem

endüktif ve kapasitif etki yarattığı için kullanıldığı yapıda rezonansa etki etmektedir [31]. Tasarımları genellikle birim hücrelerin bir araya gelmesiyle oluşturulan EBG yapıları bir dizi düzlemi ile temsil edilir ve antenler arası karşılıklı etkileşimi azaltmaya yönelik kullanılabilirler [36, 46, 149]. Bu yapılara benzer olan diğer yapay EM yapıları MS ve HIGP yapılarıdır. MS yapıları çok ince bir yüzey olmalarının yanı sıra metalik bir rezonatör katmanından oluşmaktadır ve ana amaç olarak EM dalgaların yayılımlarını kontrol etmek ve değiştirmek için kullanılırlar [53]. Bu yapılar 2 boyutlu olmalarının bir avantajı olarak anten minyatürizasyon uygulamalarında da kullanılabilirler [55]. Bununla birlikte, yüzey dalgalarının bastırılıp azaltılmasını sağlayan bir başka yapay EM malzemeler HIGP yapılarıdır [60].

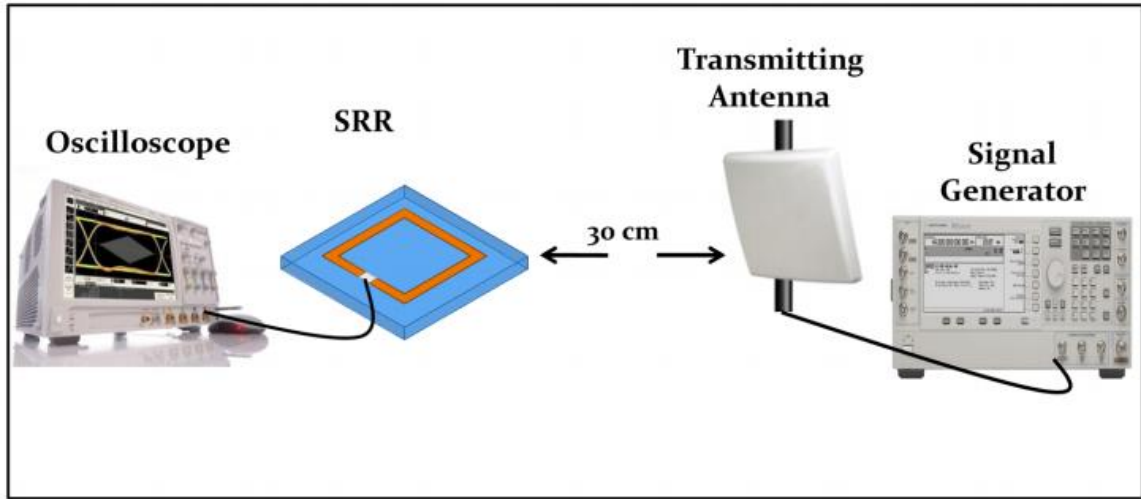
Bu yapay EM malzemeler metalik rezonatörden oluşan birim hücrelerden meydana gelmektedirler. Birim hücre boyutları uygulanacak frekansa göre belirlenmekte olup istenen frekansta rezonansa etki gerçekleşmesi için yapı boyutları uygulanacak dalga boyunun altında seçilmelidir. Bu durumda tasarlanan yapı, birim hücrelerin davranışını bozup hücrelerin bir araya gelerek oluşturduğu periyodik yapının tek yapı gibi davranmasını sağlamaktadır. Bu tür bir yaklaşım analitik problemlerin çözümünde kolaylık oluşturmaktadır.

EM sinyal emici yapılar metal rezonatör parçalarından oluşan birim hücrelerin periyodik olarak bir araya getirilmesiyle oluşmaktadır. Literatüre bakıldığında sinyal emici yapıların MTM tabanlı tasarlandığı çalışmalar mevcuttur [79-113]. Bu çalışmalarda genel olarak, yapıya rezonans frekansında gelen EM dalganın rezonatörler içerisinde hapsedildiği görülmektedir (Şekil 1.1). Sinyal emici üzerinde hapsedilen bu dalgaların bir kısmı ısı enerjisine veya diğer enerji türlerine dönüşüp kaybolmaktadır. Rezonatörler arasına hapsedilen bu enerji istendiği durumda uygun tasarımlar kullanılarak elektrik enerjisine dönüştürülebilmektedir [185].

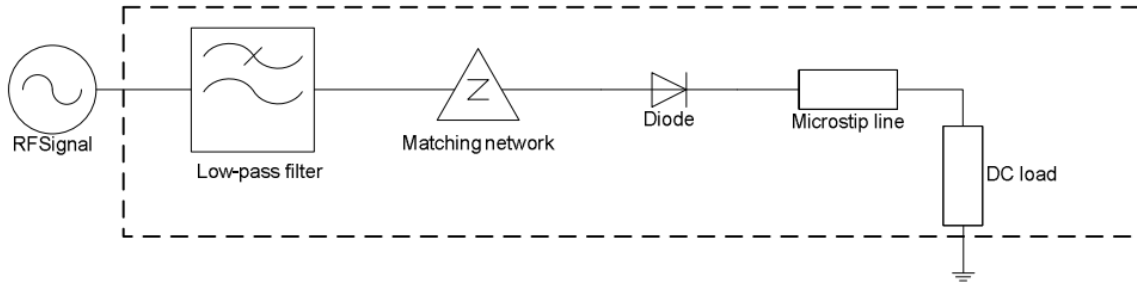


Şekil 1.1. EM sinyal emilim konfigürasyonu [185]

RF-DC dönüşümü için pek çok konfigürasyon geliştirilmiştir, bunlardan en önde geleni rektenna ve enerji hasatlayıcı yapılarıdır [115-135]. MTM tabanlı boşluk halka rezonatör (Split Ring Resonator, SRR) yapısının, en çok kullanılan mikrodalga frekanslarından biri olan 5,8 GHz’de mükemmel sinyal emilimi yapma kabiliyetine sahip olduğu gösterilmiş ve emilen bu mikrodalga sinyal rezistif bir yük üzerine toplanmıştır [115], Şekil 1.2’de görülmektedir. Bu konfigürasyona göre RF-AC dönüşümü gerçekleşmiştir, yayılan 5,8 GHz mikrodalga sinyal SRR yapısı tarafından emilip rezistif yük üzerinden AC sinyal gözlemlenmiştir. Birim hücre üzerine gelen mikrodalgayı kullanılabilir DC sinyaline dönüştürmek için Şekil 1.3’de gösterilen şemaya uygun olarak empedans uyumlaması ve bir diyot yardımıyla doğrultma işlemi gerçekleştirilebilir [123]. RF-DC doğrultma işlemi daha yüksek verimlilik için periyodik yapılarla yapılabildiği gibi anten yapılarıyla da yapılabilmektedir, bu yapılar rektenna olarak adlandırılmaktadırlar [125, 126, 128, 133-134].



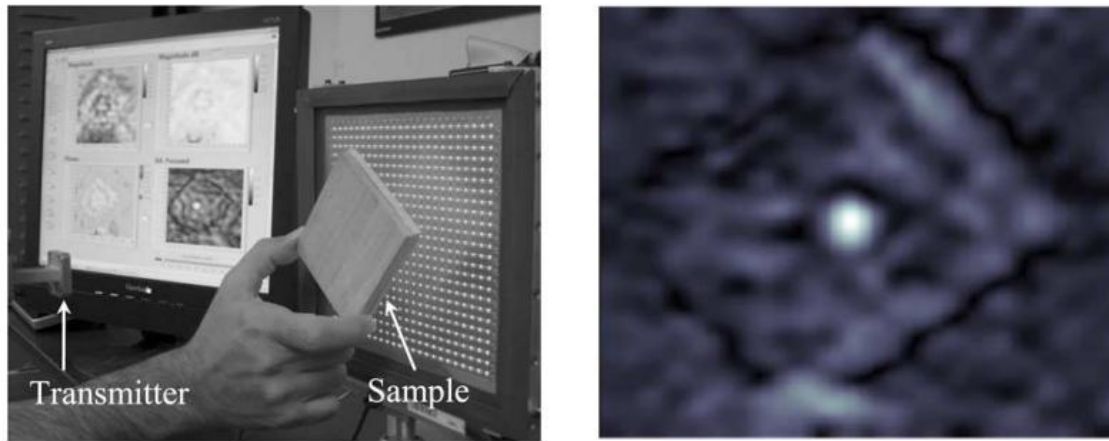
Şekil 1.2. SRR yapısı ve ölçüm düzeneği [115]



Şekil 1.3. RF doğrultucu devre şeması [123]



Mikrodalga görüntüleme, teknolojik açıdan önemli bir yere sahiptir. Literatür incelendiğinde görüntüleme işlemini gerçekleştirmek amacıyla pek çok yöntem geliştirilmiştir [159-185]. Bu yöntemler öncelik olarak medikal, askeri, uydu haberleşmesi, malzeme dedektörü, tahribatsız görüntüleme ve anten yönü belirleme gibi alanlara uygulanmaktadır. Anten ve rezonatör tabanlı yapay EM malzemeler mikrodalga görüntülemede sıklıkla kullanılmaktadır. Şekil 1.4'te görüldüğü gibi bir dizi anten oluşturulup ön kısmına konulan iletken veya yalıtkan malzemeyi görüntülemektedir, bu çalışmada iki şekilde görüntüleme yapılabilmektedir; yansıyan sinyallerden elde edilen elektrik alan haritalandırılmasıyla ve verici bir antenden dizi antene iletim değeri haritalandırılmasıyla [162].

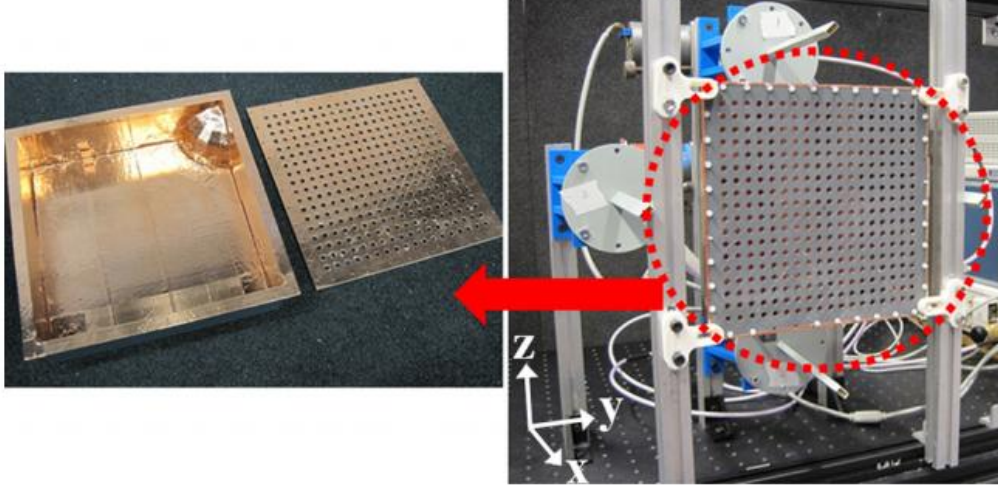


Şekil 1.4. Dizi anten yapısının mikrodalga görüntülemede kullanımı 24GHz [162]

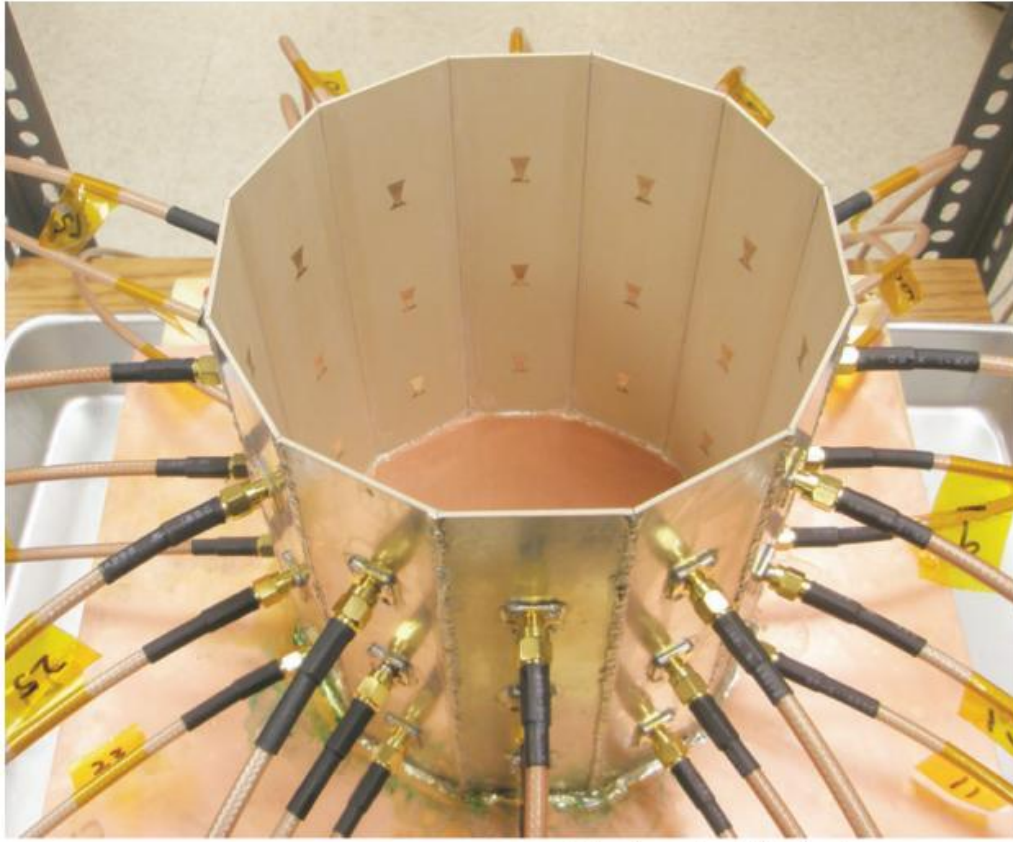
Yapay EM malzemelerden birisi olan MTM yapıları da görüntüleme için kullanılabilir [162, 163, 171]. Periyodik MTM boşlukları gönderici olarak çalışabilmekte olup bir dizi farklı yayılım modelleri oluşturmaktadır, böylelikle sahne taraması mümkün olmaktadır ve bir algoritma yardımıyla mikro dalga görüntü oluşturulabilmektedir [171]. Rezonatör tabanlı yapılar mikrodalga görüntüleme kullanılmaktadır, boşluk rezonatör yapıları yüksek kalite faktörü ve mod karıştırıcı özelliğinden dolayı tercih edilmektedir [172], bu yöntemle de sahne taraması yapılabilmektedir ve görüntü elde edilmektedir (Şekil 1.5.)

Daha önce bahsedildiği gibi, sinyal emici yapılar emilen EM sinyali doğrultucu devre elemanları sayesinde kullanılabilir DC gerilim sinyaline dönüştürebilmektedir. Birim hücrelerden oluşan bir periyodik EM sinyal emici yapı, gerekli diyot elemanlarının her bir hücre için kullanılmasıyla, her bir hücre için DC çıkış seviyesi oluşturacaktır. Elde edilen

bu çıkış seviyeleri gerekli algoritma ve yazılım ile haritalandırılabilir. Bu şekilde bir konfigürasyon gelen EM dalga altında iletken malzemelerin tespiti veya anten yön tayini gibi uygulamalarda kullanılabilir [185].



Şekil 1.5. Bir yüzeyi periyodik olarak açılmış boşluk rezonatör yapısı [172]



Şekil 1.6. Bow-tie antenler kullanılarak medikal alanda mikrodalga görüntüleme boşluk yapısı [179]

Günümüz medikal endüstrisinde mikrodalga görüntülemenin önemli bir yeri vardır. Bu bağlamda hastalığın erken teşhisi sağlık sektörünün en büyük problemlerinden birini oluşturmaktadır. Başta kanser olmak üzere birçok hastalığın belirlenmesi için mikrodalga görüntülemeye ihtiyaç duyulmaktadır. Antenlerin iletim ve yansıma değerleri mikrodalga görüntüleme için önemli bir parametre olmakla beraber bu parametreler gerekli algoritmayla görüntü elde etmeye olanak sağlamaktadır. Şekil 1.6'da verilen deney düzeneği göğüs kanseri tespiti için geliştirilmiştir. 36 farklı bow-tie anten kullanılarak yapılmış olan şekildeki düzenekte, boşluk içerisine konumlandırılan kanserli ve sağlıklı olan numunelerin antenlerin iletim ve geri yansımalarında meydana getirdikleri farklılıklar algoritma ile görüntüye dönüştürülmektedir [179].

Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde mikrodalga görüntülemenin temelinde verici ve alıcı hücreler arasındaki iletim ve geri yansıma değerleri önem oluşturmaktadır. Bu tez çalışmasında da literatürdeki çalışmalar ışığında periyodik sinyal emici yapıları ve bu yapılardan enerji hasatlayıcı uygulamaları; enerji hasatlayıcı hücrelerden mikrodalga görüntüleme uygulamaları; EBG yüzeyi uygulamaları ve antenler üzerine etkileri; monopol anten ve EBG entegresi uygulamaları; boşluk rezonatör ve monopol anten entegreli EBG uygulaması ve son olarak ta boşluk rezonatör yapısının EBG entegreli monopol anten ile mikrodalga görüntülemeye kullanılması gerçekleştirilmiştir. Elde edilen veriler ayrıntılı olarak ele alınıp sunulmuştur.

## 2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

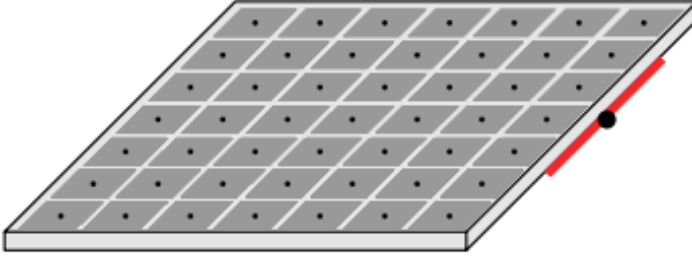
Bir malzemeyi elektriksel olarak karakterize etmek için iki parametre belirlenmiştir, elektriksel iletkenlik  $\epsilon$  ve manyetik geçirgenlik  $\mu$ . Doğada bulunan malzemeler pozitif  $\epsilon$  ve  $\mu$  değerlerine sahiptir. Bu parametrelerin aynı anda negatif olduğu bir ortam ilk olarak 1968 yılında V. Veselago tarafından teorik olarak önerilmiştir [12]. Veselago'nun ileri sürdüğü fikir, uzun yıllar ilgi görmemesinin yanında gelişmekte olan teknolojinin etkisi ile 2000'li yılların başında yapılan çalışmalarla değer kazanmaya başlamıştır [13-16]. Farklı EM özelliğe sahip bu malzemeler MTM olarak adlandırılmıştır ve yapay EM malzemelerin temelini oluşturmaktadırlar.

Yapay olarak oluşturulan EM malzemelerden birisi olan EBG yapıları anten parametrelerini iyileştirdiği için anten çalışmalarında sıklıkla kullanılmaktadır. Yang ve Rahmat-Samii 2003 yılında yaptıkları çalışmada mantar şekilli bir EBG yapısı tasarlamışlardır ve bu EBG düzleminin dipol anten üzerine etkisini 10-18GHz bandında incelemişlerdir [17]. Tasarlanan EBG düzleminin PEC ve PMC üzerine avantajları da yapılan çalışmada ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Benzer bir çalışma Best ve Hanna tarafından 2008 yılında daha düşük frekans mertebesinde (200-400MHz) mertebesinde yapılmıştır [20].

Bell ve ark. ultra geniş bantlı ve düşük profilli bir hibrit EBG/Ferrite yüzeyi geliştirmişlerdir. Yaptıkları bu çalışmada yapay manyetik iletken (Artificial Magnetic Conductor, AMC) özelliği gösteren bir yüzey davranışı elde etmişlerdir [21].

Eş konumlanmış çift polarizeli MIMO antenler arasında karşılıklı etkileşim meydana gelmektedir. Piao ve Zhou, EBG yapısını tasarladıkları MIMO antenlerin izolasyonu için kullanmışlardır [23].

Yang ve Ark. dipol anten parametrelerini iyileştirmek için EBG düzleminin Şekil 2.1'de verildiği gibi bir kenarına dipol anteni konumlandırmışlardır. Bu şekilde bir konfigürasyon ile dipol antenin PEC ile kullanımına göre çok daha iyi bir rezonans ve band genişliği elde etmişlerdir. Optimum tasarım parametrelerini elde etmek için bir dizi parametrik çalışma izlenmiştir. Ayrıca, yaptıkları bu çalışmada EBG düzlemine dipol anten entegrasyonu da yapıp rezonansı iyileştirmişlerdir. 4-12GHz frekanslarında yapılan bu çalışmada, EBG yapılarının rezonansını iyileştirmesinin yanında yayılımı da geliştirdiği görülmektedir [26]. Bu yapıdaki bir anten WLAN gibi kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılabilir.



Şekil 2.1. EBG yapısının kenarına dipol anten entegrasyonu [26]

Mikroşerit monopol anten parametrelerini iyileştirmek için Elsheakh ve Ark. EBG yapısını anten düzlemine entegre etmişlerdir. Yaptıkları bu çalışmada anten performansını 1-35GHz arasında analiz etmişlerdir. Tasarlanan anten, EBG yapısıyla beraber test edildiğinde, radyasyon verimliliğinin %73-74 arasında olmasının yanı sıra 6,5dBi anten kazancına sahip olmaktadır [28].

2,4GHz ve 5,8GHz frekanslarında çalışan geleneksel çiftbandlı coplanar dalga kılavuzu beslemeli monopol anten bant genişliği EBG yapılarıyla geliştirilebilmektedir [29]. Simülasyon sonuçlarını desteklemek için deneysel çalışma yürütülmüş olup üretilen prototiplerin karakterizasyonu, coplanar dalga kılavuzu ile beslenen bir monopol antenin bant genişliğini önemli ölçüde arttırmanın mümkün olduğunu göstermiştir. Ultra geniş banda (UWB) sahip antenler pek çok haberleşme bandını kapsayabilmektedirler (WiFi, WLAN, Bluetooth, LTE, WIMAX) ve bu frekanslarda çalışan UWB monopol antenlerde EBG yapılarının periyodik olarak entegre edilmesiyle kazanç ve radyasyon iyileşmesi gözlemlenmektedir [30, 31].

Ortak bir zemin üzerinde yakın mesafeli ultra geniş bant (UWB) düzlemsel monopol antenler arasındaki elektromanyetik kuplajı azaltmak için iki katmanlı EBG yapıları Li ve Ark. tarafından sunulmuştur. Önerilen EBG yapıları, biri doğrusal iletken yamalar içeren ve diğeri yer düzleminde açıklıklar (yarıklar) içeren, birbirine yakın iki bağlantılı diziler içermektedir. Önerilen EBG yapısı, UWB antenlerinin geniş çalışma bandı boyunca karşılıklı etkileşimin önemli ölçüde azaltılmasını sağlamaktadır. Ayrıca, önerilen yapılar anten elemanları arasındaki ortak zeminde çok az yer kaplamaktadır, küçük anten ayırma değerlerine izin vermekte olup kompakt yer düzlemleri ve kablosuz aygıtlarla kullanımlarına daha fazla esneklik sağlar [36].

Bray ve Werner 2004 yılında yaptıkları çalışmada ayarlanabilir bir EBG-AMC yüzeyi

geliştirmişlerdir. Önermiş oldukları bu yapıyı dipol antene entegre ederek anten geri yansımalarını ( $S_{11}$ ), anten kazancını ve yönlülüğünü iyileştirmişlerdir. Yüzey ayarlanabilirliğini değişken kapasitör (varicap) elemanlarını periyodik olarak yerleştirilen EBG-AMC hücreleri arasına yerleştirmişlerdir. 0,3-09pF arasındaki değerlerde 1,7-2,3GHz arasında rezonansı kaydırmayı başarmışlardır [38]. Aynı araştırmacıların yaptığı bir diğer çalışmada, çift bantlı ayarlanabilir EBG yapısı geliştirilmiştir ve AMC davranışı gösterdiği ortaya konmuştur. Çift bantı sağlaması için iç içe geçmiş iki kare rezonatör kullanılmış olan bu çalışmada da rezonans ayarlaması değişken kapasitif devre elemanı ile sağlanmıştır [40].

Karim ve Ark. ayarlanabilir EBG yapısını MEMS hücrelerini kullanarak ayarlanabilir bant durduran filtre olarak geliştirmişlerdir. Eşdeğer devre modelini kullanarak geliştirdikleri bu yapı 17,3-19GHz band aralığında ayarlanabilmektedir ve bu tasarım kablosuz ön uç sistemlerinde kullanılan cihazlara kolayca entegre edilebilir [39].

Ayarlanabilir MTM tabanlı mikroşerit yama antenin EBG yapısına entegre edildiği bir çalışma Liang ve Yang tarafından sunulmuştur. Yapılan bu çalışmada mantar şekilli EBG hücreleri, mikroşerit yama antenin ara katmanına periyodik olarak yerleştirilmiştir. EBG yapısının ayarlanabilirliği RF diyot anahtarların her bir hücre rezonatörü ile toprak düzlemi arasına konumlandırılmasıyla yapılmıştır ve anahtarların açık-kapalı konumu rezonans frekansında farklılık meydana getirmiştir. Anahtarlar açık konumdayken rezonans 1,98GHz'de gözlemlenirken kapalı konumda 2,45GHz'de gözlemlenmektedir [42].

Mercier ve Ark. yapmış oldukları çalışmada akıllı MTM yapısının gerekli anten beslemeleriyle EBG anteni davranışı gösterdiğini açıklamışlardır. Bu çalışmanın en önemli kazanımı, dizi olarak tasarlanan yapının anten yayılımının kontrol edilebilir olmasıdır [43].

EBG üzerine yerleştirilmiş olan, 2,45GHz ve 5GHz bantlarında çalışan çift bantlı giyilebilir tekstil anten Zhu ve Landley tarafından geliştirilmiştir. Anten olarak mikroşerit anten seçilmiş olup bu çalışma genel olarak vücuda yerleştirilmeye tolerans gösterilen ve geleneksel olarak üretilen antenler kadar iyi bir performans veren bant boşluklu yüzeylerle entegre edilmiş çift frekans bantlı tekstil antenlerinin üretilebildiğini göstermiştir. Entegre antenin performansı, literatürdeki antenlere benzer bir ön-arka orana sahipken, eşdeğer bir mikro bant yama antene bant genişliği ve kazanç açısından üstündür [47].

Yama anten dizilerinde karşılıklı etkileşim çok fazla olmaktadır ve bu anten teknolojisinde

önemli bir sorun oluşturmaktadır. Anten hücreleri arasında karşılıklı etkileşim yüzey dalgalarından kaynaklanmaktadır. Prasad ve Ark. yapmış oldukları çalışmada anten ara katmanına EBG yapısı yerleştirip oluşacak yüzey dalgalarını minimuma indirmeyi başarmıştır. Bu yapıları yama dizisine ekleyerek kazanç, bant genişliği, yönlendirme, radyasyon mekanizması, bir antendeki akım dağılımı gibi çeşitli parametrelerin kullanıcı gereksinimlerine göre değiştirilebilirliği kanıtlanmıştır [49].

Lineer olarak polarize edilmiş bir dalga sol eli dairesel polarize bir sinyale MS yüzeyleri ile dönüştürülebilmektedir. Altıntaş ve Ark. yapmış oldukları sayısal çalışmayı deneysel ölçümlerle de desteklemişlerdir. Önerilen yapı 800MHz band genişliği sunmasının yanı sıra WIMAX frekans bandında %75 verimlilik ile polarizasyon dönüşümünü gerçekleştirmektedir. Ayrıca önerilen yapı PMC özelliğine sahip olmasıyla düşük profilli anten uygulamaları için bir alternatif sunmaktadır [53].

MS boşluklarının hesaplamalı görüntüleme kullanımı için analitik çalışma Imani ve Ark. tarafından 2016 yılında yürütülmüştür. Metalik silindirlerin bulunduğu boşluk yapının yüksek kaliteli görüntüleme özelliği vurgulanmıştır. Teori ve deney arasında tutarlı olan performans ölçütleri de elde edilmiştir [54].

Ünal ve Ark. eliptik metalik mantar şekilli rezonantörlerden oluşan yüksek empedans zemin düzlemini (HIGP) incelemişlerdir. Tasarlanan periyodik yapıda, rezonatör boyutlarının rezonansa etki etmesinin yanında mantar şekilli yapının yüzey üzerinde kapasitif ve endüktif etkisi de gösterilmiştir. Eliptik mantar şekilli rezonantörlerin PEC gibi davranışa sahip olması ve benzerlerine kıyasla çok daha iyi performans gösterdikleri görülmüştür [56].

İki ölçekli üçgensel yamalardan oluşan HIGP yapısı üzerine basılmış bow-tie antenin performansı Cakiroglu ve Ark. tarafından incelenmiştir. Bow-tie anten geniş banda sahip olacak şekilde tasarlanmıştır ve anten-HIGP etkileşimi 2-10GHz aralığında karakterize edilmiştir. Bu çalışma, PEC düzleminin olumsuz etkilerinin bir HIGP yardımıyla azaltılabileceğini göstermiştir [58]. HIGP yapıları, belirli bir frekans bandında yayılan yüzey akımlarını bastırmasının yanında dış elektromanyetik etkileri de minimize etmektedir. Bu avantajları sayesinde HIGP yapısı, radyasyon yapan anten elemanı ile toprak düzlemi arası mesafeyi minimuma indirgemektedir. Bu temellere dayanan, 2,4GHz frekansında çalışan telefonda kullanmak üzere HIGP-anten entegrasyonu tasarlanmıştır [62].

Foroozesh ve Shafai yapmış oldukları çalışma ile (Yüksek empedans yüzeyi, High impedance surface) HIS-PEC-PMC kombinasyonunun anten performansını arttırdığını göstermişlerdir [71].

Anten yönelimini iki boyutlu olarak değiştirebilen ve elektriksel olarak ayarlanabilen empedans yüzeyi Sievenpiper ve Ark. tarafından 2003 yılında geliştirilmiştir. Mantar benzeri rezonatörler arasına ayarlanabilen kapasitif eleman bağlayarak ayarlanabilen bir yüzey elde etmişlerdir. Bu yöntemle ayarlanabilen rezonans frekansı, LC rezonans etkisinin bir sonucudur [72].

Sabah ve Ark. halka ve çapraz rezonatörler kullanarak mükemmel sinyal emilimi yapan mikrodalga frekansında MTM yapısını geliştirmişlerdir. Tasarladıkları MTM emici yapısı gelen EM dalga polarizasyonundan bağımsız olmasından dolayı çeşitli güvenlik uygulamaları için kullanılabilir niteliktedir. 2,76GHz'de %99,9 gibi mükemmel emilim yapan bu yapı deneysel olarak ta test edilmiş ve doğrulanmıştır. Ayrıca, geliştirilen bu sinyal emici yapının MTM davranışı da incelenmiştir ve sensör uygulamalarında kullanılabilirliği gösterilmiştir [79].

Periyodik kare boşluklu rezonatörlerden oluşan ve GHz-THz frekans bölgelerine ayarlanabilen MTM tabanlı sinyal emici tasaramı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan yapı yeniden ölçeklendirilip istenen frekans bölgesinde kullanılabilmektedir. Önerilen yapı TE ve TM dalgaları için geniş açıda polarizasyondan bağımsız emilim yapma yeteneğine sahiptir [81].

Karaaslan ve Ark. çok katmanlı SRR yapısını kullanarak çok bantlı sinyal emici ve enerji hasatlayıcı yapı geliştirmişlerdir. Bu sinyal emici yapı MTM tabanlı olmasının yanı sıra WIMAX, WLAN ve uydu haberleşme frekanslarında çalışabilmektedir. Önerilen yapı tüm batlarda polarizasyon açısı bağımsızdır ve %90'ın üzerinde emilim yapmaktadır. Emilen bu sinyallerin hasatlanması için enerji toplama kapasitesi her rezonans frekansı için incelenmiştir ve enerji hasatlama uygulamaları için kullanılabilirliği gösterilmiştir [83]. MTM sinyal emici yapının ayarlanabilirliği bir başka çalışmada incelenmiştir [84].

Benzer olarak, Li ve Ark. 2010 yılında mikrodalga frekans bölgesinde çalışabilen çift bantlı MTM sinyal emici yapısı geliştirmişlerdir. 11,15GHz ve 16,01GHz frekanslarında rezonansı olan bu MTM sinyal emici yapısı farklı polarizasyonlar altında %97-99 arasında emilim yapmaktadır. Deneysel olarak ta desteklenen bu çalışmada %90-92 sinyal emilimi



deneysel olarak gözlemlenmiştir [86]. THz frekans bölgesinde çalışabilen polarizasyon bağımsız çift bantlı MTM sinyal emici yapısı da literatürde bulunmaktadır [87]. Benzer olarak 10GHz merkez frekansında çalışan MTM tabanlı sinyal emici yapısı enerji hasatlayıcı uygulamaları için geliştirilmiştir [90].

GSM-1800 uydu yer bağı RF bandı için çalışan yama anten entegreli enerji hasatlayıcı MTM yapısı 2014 yılında Devi ve Ark. tarafından sunulmuştur. Tasarlanan MTM yapısı anten performansını önemli ölçüde geliştirmiştir ve GSM uygulamaları için alternatif niteliğindedir [91].

Güneş enerjisini hasatlamak için THz seviyesinde emilim yapan MTM tabanlı plazmonik sinyal emici geliştirilmiştir. Tasarlanan yapı görünür ışık, kızılötesi ve ultraviyole frekans bölgelerinde analiz edilip karakterize edilmiştir ve bu işlem için parametrik çalışma yapılmıştır [92]. Benzer olarak polarizasyon bağımsız solar enerji hasatlayıcı yapısı da geliştirilmiş ve sunulmuştur [96].

Çift bantta rezonansa giren I şekilli birim hücrelerden oluşan MTM sinyal emici yapısı WLAN-WIMAX uygulamaları için tasarlanmıştır ve deneysel olarak uygulanmıştır. Geliştirilen sinyal emici yapı 3,5GHz ve 5,8GHz frekanslarında %100 emilim yapabilmektedir [99]. Mükemmel sinyal emilimi yapabilen bir başka yapı Bakır ve Ark. tarafından ISM bandında enerji hasatlamak ve sensör uygulamalarında kullanılmak amacıyla geliştirilmiştir [100].

Enerji hasatlama ve sensör uygulamaları için altın oran kullanılarak MTM tabanlı ayarlanabilir sinyal emici yapısı Ünal ve Ark. tarafından geliştirilmiştir. Yapı parametrelerinin altın oran kullanılarak seçildiği bu çalışmada mükemmel emilim deneysel olarak desteklenmiştir [105].

0,3-0,4THz bandında çalışan, MTM sinyal emici yapıların periyodik olarak bir araya gelmesiyle oluşan yapı THz görüntüleme için geliştirilmiştir. Önerilen yapı 24x24 matris formundan oluşmaktadır ve her bir emici hücresi bir piksel ile ifade edilmektedir [110].

Xie ve Ark. tarafından 2017 yılında yapılan çalışmada MTM sinyal emici birim hücrelerden oluşan 6,3GHz frekansında çalışan mikrodalga kamera geliştirilmiştir. Geliştirdikleri bu kamera yapısı, basit ve hafif tasarım; kolay taşınabilirlik; düşük maliyet; yüksek çözünürlük ve minimum görüntü paraziti özelliklerine sahiptir. Önerilen yapıda,

emilen EM dalgalar her bir birim hücrede bulunan RF diyotlar yardımıyla doğrultulmuştur ve piksel değerleriyle ifade edilmiştir. Önerilen MTM tabanlı mikrodalga kamera hem yakın hem de uzak alan durumlarında karakterize edilmiştir ve deneysel olarak ta doğrulanmıştır [111].

Üç farklı boyutta dairesel rezonatör kullanılarak 3-8GHz arasında çalışabilen enerji hasatlayıcı yapı Akgol ve Ark. tarafından 2017 yılında önerilmiştir. Geliştirilen enerji hasatlayıcı yapı, her bir birim hücreye rezistif eleman eklendiğinde emilim değerini geniş banda taşımaktadır. Ayrıca, önerilen yapının tıbbi görüntüleme, kablosuz iletişim ve sensör uygulamalarında kullanılabilirliği de gösterilmiştir [114].

Mükemmel sinyal emilimi ve enerji hasatı için MTM ortam Almoneef ve Ramahi tarafından geliştirilmiştir. 13x13 periyodik olarak tasarlanan MTM düzlem, her bir hücrenin  $82\Omega$  yük ile yüklenmesiyle doğrultma işlemi için giriş empedansı sunmuştur. Gelen EM dalga rezistif yük üzerinde yoğunlaşmıştır ve bu yoğunlaşma enerji hasatının gerçekleşmesine olanak sunmuştur [119].

EM kirliliğin yoğun olduğu mikrodalga yayılımı hasatlayacak bir MTM tabanlı enerji hasatlayıcı Mulazimoğlu ve Ark. tarafından 2016 yılında sunulmuştur [120]. Bununla birlikte, yayılan EM enerjiyi toplayıp ve doğrultup kullanılabilir bir DC akıma dönüştürme işlemi 2,45GHz için gerçekleştirilmiştir [121]. Ayrıca, RF-DC dönüşüm verimliliğini arttırmak için tasarlanan mikrodalga devrelerde Schottky diyot yardımıyla yüksek verimlilikte doğrultma işlemi yapılabilmektedir [122].

Sun ve Ark. düşük RF gücünü etkin bir şekilde toplayabilen yüksek verimli 2,45GHz bandında çalışabilen rektanna tasarımı gerçekleştirmiştir. Rektenna yapısının basit bir tasarıma sahip olmasının yanında kazanç değeri 8dBi'dir. Geliştirilen rektenna devresinde  $1400\Omega$  yük bulunduğunda %83'lük maksimum dönüşüm oranı elde edilmektedir [125].

Dielektrik rezonatör kullanarak mikrodalga enerji hasatı yapabilmek mümkündür. 5,5GHz frekans bandında çalışabilecek olan bu dielektrik enerji hasatlayıcı 5x5 periyodik olarak üretilip test edilmiştir. Enerji dönüşüm verimliliği %67 olan bu tasarım uzak alan güç transferinin olduğu uygulamalarda enerji hasatlayıcı olarak kullanılabilir niteliktedir [127].

Pinuela ve Ark. 2013 yılında yapmış oldukları çalışmada kentsel ve kentsel olmayan ortamlarda bulunan RF enerji hasatını gerçekleştirmişlerdir. Çevreye yayılan RF enerji

hasatı için cadde ve sokaklarda spektrum analizi yapılmış olan bu çalışmada DTV, GSM900, GSM1800 ve 3G yayımları 0,3-3GHz aralığında incelenmiştir. Hasatlayıcı olarak anten, empedans uyulmayıcı, doğrultucu ve enerji depolayıcı entegresi kullanılmıştır [130].

Ayarlanabilir radyasyon açısı ve ışın genişliği özelliklerine sahip anten olarak, MTM tabanlı elektronik olarak kontrol edilebilen iletim hattı yapısı Lim ve Ark. tarafından geliştirilmiştir. Tasarlanan anten değişken diyot içeren mikoşerit yapısından oluşmaktadır. Sabit frekansta açısal tarama ve hüzme genişliği, diyota uygulanan ön gerilimin değişken kapasite oluşturması ile gerçekleştiği gösterilmiştir [143].

Zhai ve Ark. 2015 yılında yaptıkları çalışma ile dört elemanlı MIMO anten hücreleri arasındaki karşılıklı etkileşimi azaltmak için MTM mantar yapısını anten ara katmanı olarak kullanmışlardır. Tasarlanan dört elemanlı anten sistemi 2,39-2,45GHz arasında karşılıklı etkileşimi -40dB'nin altına indirmeyi başarmıştır [149].

Mikrodalga görüntüleme için Ghasr ve Ark. 2012 yılında vektör elektrik alan dağılımını görüntüleme kapasitesine sahip 24GHz frekansında çalışabilen bir kamera geliştirmişlerdir. Geliştirilen mikrodalga kamera boşluk anten elemanlarının periyodik olarak yerleştirilmesiyle oluşturulmuştur. Her birim hücre içerisinde pin diyot yerleştirilmiştir ve böylelikle her hücrede anahtarlama işlemi yapılabilmektedir, anahtarlamanın sonucu olarak gerçek zamanlı mikrodalga görüntülemeye olanak sağlanmıştır. Önerilen kameranın 2-D elektrik alan haritalaması ve tahribatsız test gibi çeşitli uygulamalar için kullanılabilirliği gösterilmiştir [162].

2-4GHz bandında (S band) MTM tabalı sinyal emici yapı kullanılarak EM radyasyon tespiti gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan EM dalga dedektörünün karakterizasyonu bir mikrodalga devre entegrasyonu ile gerçekleştirilmiştir ve 2,5GHz'de -77dBm gibi yüksek bir piksel duyarlılığına sahiptir [164].

Tahribatsız test, biyomedikal ve güvenlik uygulamalarında gerçek zamanlı denetim ve tıbbi teşhis uygulamalarında kullanılabilecek potansiyelde olan, 3D görüntü yakalama kabiliyetinde olan mikrodalga kamera tasarımı 2017 yılında Ghasr ve Ark. tarafından gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan yapı bir dizi anten olmakla beraber her bir anten verici-alıcı olarak monostatik modda bulunmaktadır [166].

Mikrodalga görüntülemenin incelendiği bir başka çalışmada deforme edilmiş boşluk rezonatör yapısı ve EBG düzlemi kullanılmıştır. Boşluk rezonatör yapısının bir yüzeyi ayarlanabilir mantar şekilli EBG ile kapatılmıştır, bu işlem ile dar banttaki rezonans frekansı kaydırılabilecek ve sahne taraması gerçekleştirilebilecektir. Tasarlanan EBG entegreli boşluk rezonatör yapısı, verici anten içermekte olup sahneye 19-24GHz bandında sinyal gönderici durumdadır. Rezonatör tarafında bulunan alıcılar ile sahnedeki yansıyan sinyaller toplanıp sahnenin haritalandırması yapılabilmektedir [167]. Benzer olarak, Fromenteze ve Ark. bir köşesi deforme edilmiş boşluk rezonatör yapısını mikrodalga görüntüleme için geliştirmiştir. Boşluk rezonatörün ön yüzü periyodik deliklerden oluşmaktadır ve karşı sahneye yayılan EM dalgalar düşük kazançlı probalar ile ölçülmüştür. Ölçülen saçılma parametreleri hesaplamalı algoritmayla 3D görüntüye dönüştürülmüştür [172].

### 3. MATERYAL VE YÖNTEM

#### 3.1. Maxwell Denklemleri ve EM Yayılım

Elektromanyetik yayılımın temelinde, zamanla değişen bir manyetik alanın zamanla değişen bir elektrik alan oluşturması ve aynı şekilde zamanla değişen bir elektrik alanın da zamanla değişen bir manyetik alan oluşturması bulunmaktadır. Faraday, Amper ve Gauss'un geliştirdiği denklemleri düzenleyip açıklamış olan James Clerk Maxwell, zamanla değişen elektrik ve manyetik alanların birbirini yarattığını göstermiştir. Maxwell'in geliştirdiği denklemler kısmi diferansiyel formdadır ve şu şekilde gösterilebilir;

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J}_e \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{J}_m \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_e \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = \rho_m \quad (3.4)$$

Bu denklemlerde E elektrik alan şiddeti, H manyetik alan şiddeti, D elektrik akı yoğunluğu, B manyetik akı yoğunluğu,  $J_e$  elektrik akım yoğunluğu,  $J_m$  manyetik akım yoğunluğu,  $\rho_e$  elektrik yük yoğunluğu ve  $\rho_m$  manyetik yük yoğunluğunu temsil etmektedir.

Elektrik akı vektörü D'nin Elektrik alan vektörü E ile ve manyetik akı vektörü B'nin manyetik alan vektörü H ile olan bağıntısı aşağıdaki gibidir;

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (3.5)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{M} \quad (3.6)$$

Bu denklemlerde  $\epsilon_0$  ve  $\mu_0$  sırasıyla elektrik iletkenlik ve manyetik geçirgenliği temsil etmekle beraber P ve M vektörleri sırasıyla elektrik ve manyetik polarizasyonu göstermektedir. Elektromanyetik dalga yayılımları Maxwell'in düzenlediği denklemler ışığında gerçekleşmektedir. Maxwell denklemlerinden elde edilen dalga denklemleri aşağıda verildiği gibidir;

$$\nabla^2 \vec{E} - \gamma^2 \vec{E} = 0 \quad (3.7)$$

$$\nabla^2 \vec{H} - \gamma^2 \vec{H} = 0 \quad (3.8)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (3.9)$$

Burada  $\gamma$  propagasyon sabiti,  $\alpha$  zayıflama sabiti ve  $\beta$  EM dalganın faz sabitini ifade etmektedir.

### 3.2. EM Yayılımında FIT Metodu

Elektromanyetik problemlerin çözümü için pek çok sayısal yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden önde gelenleri Zaman Bölgesinde Sonlu Farklar Yöntemi (FDTD), Sonlu Elemanlar Metodu (FEM) ve Sonlu İntegrasyon Tekniği (FIT) olarak verilebilir. FIT metodu EM problemlerin çözümü için frekans bölgesini ve uzay koordinatlarını kullanmaktadır. Yıllar süren çalışmalar sonucunda geliştirilen FIT metodu, enerjinin korunumu temellerine dayanmaktadır ve integral formdaki Maxwell denklemlerini lineer denklemlere dönüştürerek EM dalga çözümlemesi yapmaktadır [187-189]. İstenen frekans bölgesine uyarlanabilen bu metod, farklı ortamlar arası yüzeylerde ve karmaşık ortamlarda diğer metodlara göre çok daha iyi sonuçlar vermektedir. Bu metod genel olarak, tanımlanmış bir ızgara hücrelerinin etrafı boyunca oluşan gerilimleri ve yüzeyden geçen akıları Maxwell denklemlerini kullanarak tanımlar. Aşağıdaki denklemler Gauss, Faraday ve Amper yasalarının integral formunu göstermektedir.

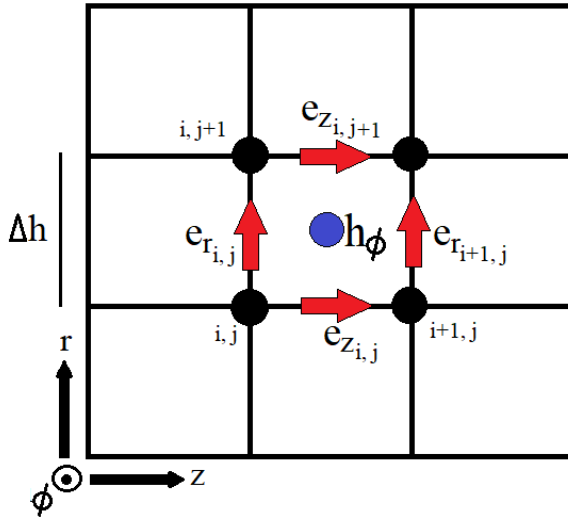
$$\oint_{\partial V} D \cdot dA = \iiint_V \rho \cdot dV \quad (3.10)$$

$$\oint_{\partial V} B \cdot dA = 0 \quad (3.11)$$

$$\oint_{\partial A} E \cdot dl = \frac{\partial}{\partial t} \iint_A B \cdot dA \quad (3.12)$$

$$\oint_{\partial A} H \cdot dl = \iint_A \left( \frac{\partial}{\partial t} D + J \right) \cdot dA \quad (3.13)$$

Bu yöntem ilk olarak ızgaraların tanımlanmasıyla başlamaktadır, sonrasında malzeme özellikleri ve alanlar belirlenmektedir. Son adım olarak ta uzay ve zaman ayrışmaları yapılmaktadır. Şekil 3.1'de görüldüğü gibi ızgara düzlemi ve minimum birim hücre ayrıştırması FIT çözümlemesi için temel esastır.



Şekil 3.1. FIT metodu için ızgara şekli

Zamana bağlı FIT çözümleri için “Courant-Friedrichs-Lewy” bağıntısı kullanıldığında zaman aralığı  $\Delta t$  bulunmaktadır.  $\Delta z$  z yönünde birim adımı ve  $\Delta r$ 'de r yönündeki birim adımı vermektedir, Şekil 3.1.

$$\Delta t \leq \min \left\{ \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\sqrt{\frac{1}{\Delta z_i^2} + \frac{1}{\Delta z_j^2}}} \right\} \quad (3.14)$$

Bu tez çalışmasında FIT tabanlı mikrodalga benzetim (simülasyon) programı kullanılmıştır. Tasarlanan her bir yapı çözümlenme aşamasında ızgaralara ayrıştırılıp belirtilen Maxwell denklemleri yaklaşımlarıyla analizler yapılmıştır.

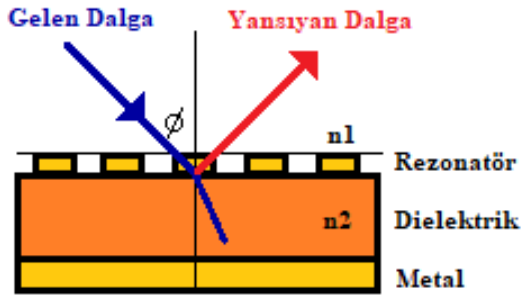
### 3.3. PEC-PMC Sınır Koşulları

FIT tabanlı benzetim programı Mükemmel Elektrik İletken (PEC) ve Mükemmel Manyetik İletken (PMC) sınır koşullarını kullanmamıza imkan sağlamaktadır. PEC sınır koşulu sınır yüzeyindeki elektrik alanın teğet bileşeninin olmaması durumudur, aynı şekilde PMC sınır koşulu is sınır yüzeyindeki manyetik alanın teğet bileşeninin bulunmamasıdır. PEC ve PMC sınır koşullarını kullanmamızın en önemli sebebi, tasarlanan birim hücre yapısının periyodik olarak taklit edilmesine olanak sağlamasıdır. FIT tabanlı benzetim programı bize sınır koşullarında elektrik alan vektörü E ve manyetik alan vektörü H'in teğet yön ve büyüklüğünü ayarlayabilmemize olanak sunmaktadır. Bu şekilde gelen EM dalganın modunu ve PEC-PMC sınır koşulunu oluşturabilmekle beraber simülasyon için

periyodiklik sağlanabilmektedir ve böylece analiz süresi çok azaltılabilmektedir.

### 3.4. İletim, Yansıma ve Emilim Değeri

Sinyal emici yapılarının davranışını anlamak için teorik bir altyapıya ihtiyaç duyulmaktadır. Tasarlanan yapıyı karakterize etmek için öncelikle gelen ve yansıyan dalga arasında bir bağıntı kurmak gerekmektedir. Şekil 3.2’de rezonatör tabanlı bir yapıya gelen, yansıyan ve iletilen dalga formu görselleştirilmiştir.



Şekil 3.2. EM dalganın yansıma ve iletim düzeneği

Şekil 3.2 için saçılma parametrelerinden (S parametreleri) emilim denklemleri türetilmiştir. Saçılma parametrelerinden  $S_{11}$  birinci ortamdan gelen dalganın birinci ortama yansıma katsayısını,  $S_{21}$  birinci ortamda gelen dalganın ikinci ortama iletim katsayısını,  $S_{12}$  ikinci ortamdan birinci ortama gelen dalganın iletim katsayısını ve  $S_{22}$  ikinci ortamdan gelen dalganın ikinci ortama yansıma katsayısını ifade etmektedir. Aşağıda verilen denklemlerde  $\beta=kd$  faz sabitini,  $k$  ikinci bölgedeki dalga numarasını ve  $d$  ise iletilen dalga mesafesini göstermektedir. Snell yasası yardımıyla  $d$  mesafesi eşitlik 3.22’de gösterildiği gibi bulunabilmektedir. Burada  $h$  mesafesi ara katman veya birinci ortamdan metal plakaya olan yüksekliği temsil etmektedir. Metal plaka kullanıldığı için arka ortama dalga iletimi kesileceğinden dolayı denklem 3.23’te verilen  $T(w)$  sıfır olmaktadır.

$$\begin{aligned} \sum S_{11} = & \\ S_{11} + S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}S_{21} + S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}(S_{22}e^{-j(2\beta+\pi)})^1S_{21} + & \\ S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}(S_{22}e^{-j(2\beta+\pi)})^2 + \dots & \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\sum S_{11} = S_{11} + S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}S_{21} \sum_{n=0}^{\infty} (S_{22}e^{-j(2\beta+\pi)})^n \quad (3.16)$$

$$\sum S_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}S_{21}}{1-S_{22}e^{-j(2\beta+\pi)}} \quad (3.17)$$



$$\sum S_{11} = |S_{11}|e^{j\theta_{11}} + \frac{|S_{12}||S_{21}|e^{j(\theta_{12}+\theta_{21}-2\beta-\pi)}}{1-|S_{22}|e^{j(\theta_{22}-2\beta-\pi)}} \quad (3.18)$$

$$n_1 \sin\phi_1 = n_2 \sin\phi_2 \quad (3.19)$$

$$\sin\phi_2 = \frac{n_1 \sin\phi_1}{n_2} = \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \sin\phi_1}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}} = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sin\phi_1 \quad (\mu_1 = \mu_2) \quad (3.20)$$

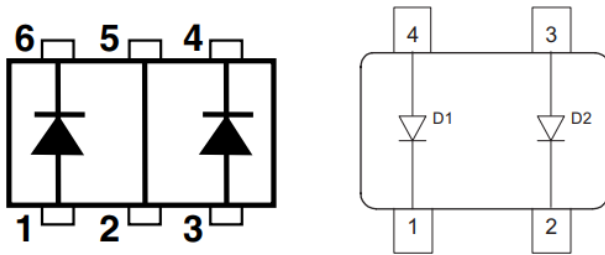
$$\phi_2 = \arcsin\left(\sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sin\phi_1\right) \quad (3.21)$$

$$d = h \cos(\phi_2) \quad (3.22)$$

$$A(w) = 1 - |\sum S_{11}|^2 - T(w) \quad (3.23)$$

### 3.5. Enerji Hasatı İçin Doğrultma Elemanı

Bu tez çalışmasında tasarlanan sinyal emici yapıları aynı zamanda enerji hasatlama kabiliyetine sahip olarak tasarlanmıştır. Tasarlanan MTM tabanlı birim hücrelerde RF-AC-DC dönüşümü için 6GHz frekansa kadar çalışabilen, Şekil 3.3'te gösterilen iki farklı türde RF diyot kullanılmıştır. FIT tabanlı benzetim programında da kullanılan bu RF diyotlar düşük kayıplardan dolayı enerji hasatı uygulamalarında sıklıkla kullanılabilirler. Ayrıca, empedans uyumlaması için Şekil 1.3'teki RF-DC düzeneği rezonatör tasarımları için referans niteliğindedir.



Şekil 3.3. Yüksek frekans Schottky diyot iç yapıları

### 3.6. Mikrodalga Görüntüleme İçin Algoritma

Bu tez çalışmasında mikrodalga görüntüleme için iki farklı yöntem kullanılarak gerçekleştirilmiştir. İlk yöntem MTM tabanlı birim hücreler tarafından emilen sinyallerin Schottky diyotlar ile DC gerilim sinyaline dönüştürülmesi ve her bir hücre için elde edilen sinyal değerlerinin 0-255 gri seviyeli piksel değerleriyle ifade edilmesi ile yapılmıştır. İkinci yöntemde ise radyasyon yayıcı antenin belirlenen sahneye gönderdiği sinyallerden sahne tarafından geri yansıtılan sinyallerin alıcı portlar elde edilmesiyle görüntüleme

gerçekleştirilmiştir. İkinci yöntemde verici-sahne-alıcı arasındaki sinyal iletimi görüntüle algoritması için kullanılmıştır. Sahnenin her bir noktası alıcı port ile taranarak her bir nokta için alınan iletim değerleri karşılık gelen 0-255 piksel değerlerine dönüştürülmüştür. Sonuç olarak, her iki yöntemle de sahne haritalandırılması gerçekleştirilebilmektedir. Bu tez çalışmasındaki tüm görüntüleme yazılımları MatLab ortamında gerçekleştirilmiştir.

### 3.7. Materyal ve Üretim cihazı

Bu tez çalışmasında tasarlanan yapılar ve kullanıldıkları çalışmalar aşağıda liste halinde verilmiştir.

- MTM tabanlı sekizgen şekilli sinyal emici yapı
- MTM sinyal emici tabanlı mikrodalga güç dedektörü
- MTM tabanlı enerji hasatlayıcı kullanarak görüntü iyileştirilmesi
- 1,8, 2,45 ve 5,8GHz frekanslarında mikrodalga görüntüleme için anten tabanlı mikrodalga sinyal emici
- 5-15GHz bant aralığında düşük profilli anten parametrelerinin EBG yapılarıyla iyileştirilmesi
- Monopol anten için boşluk rezonator entegreli ayarlanabilir EBG yapısı
- Monopol anten entegreli boşluk rezonatör ve mikrodalga görüntüleme

FIT tabanlı mikrodalga benzetim programında tasarlanan yapılar yine aynı programla analiz edilmiştir. Tasarlanan hücre yapılar periyodik olarak CNC tabanlı LPKF-E33 baskı devre cihazı ile üretilmiştir (Şekil 3.6). Tüm yapılar tasarım ve üretimde FR-4 dielektrik üzerine bakır plaka şeklindedir, rezonatör olarak bakır kullanılmıştır.

### 3.8. Ölçüm metodları

Bu tez çalışmasında deneysel çalışmalar Agilent Technologies PNA-L ve Rohde-Schwartz ZVL vektör ağ analizörleri ile yapılmıştır. Bu ağ analizörleri hata oranını minimuma indirmek için öncelikle kalibrasyon edilip sonrasında ölçüm için kullanılmaktadır. Bu vektör ağ analizörleri Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Ayrıca, Mantel Mats-1000 anten test cihazı [186], anten ölçümlerinde yüksek değerli güç göndermek için kullanılmıştır (Şekil 3.5). Üretilen anten yapıları, anten test cihazı ile test edilmekle beraber sonrasında VNA ile geri dönüş kayıp değerleri elde edilmektedir. Ek olarak üretim cihazı ve bu tez çalışmasına ait bir üretim işlemi Şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Vektör ađ analizörleri



Şekil 3.5. Anten test cihazı



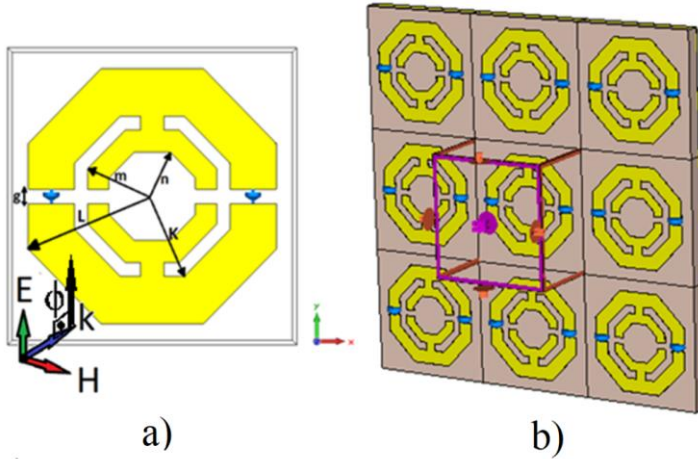
Şekil 3.6. LPKF-E33 üretim cihazı

## 4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

### 4.1. Metamalzeme Tabanlı Sekizgen Şekilli Sinyal Emici Yapısı

#### 4.1.1. Sekizgen Şekilli Sinyal Emici Yapı Tasarımı

Bu çalışmada önerilen yapının tasarımı FIT tabanlı mikrodalga benzetim programında, parametrik ve genetik algoritma araçları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. TE ve TM modu simülasyonları için sınırlar X ve Y yönlerinde birim hücre olarak seçilmiş olup Z yönünde açık (boşluk) olarak düzenlenmiştir. TEM mod simülasyonu için simülasyon programının sınır koşulları X, Y ve Z yönleri için periyodikliği sağlamak için sırasıyla elektrik  $E=0$ , manyetik  $H=0$  ve açık olarak ayarlanmıştır. Önerilen yapının tasarımı ayrıntılı olarak Şekil 4.1.a'da verilmiştir, Şekil 4.1.b'de ise yapı periyodik olarak gösterilmiştir. Ayrıca Çizelge 4.1'de önerilen yapının parametreleri verilmiştir. Önerilen tasarımın arka yüzeyi iletimi önlemek için bakır plaka ile kaplanmıştır ve sekizgen rezonatör yapısı X ve Y boyutlarında 24mmX24mm olan FR4 dielektrik üzerine yerleştirilmiştir. FR4 ara katmanı sinyal emilimini ve bant genişliğini arttırmak için 3,2mm kalınlığa ayarlanmıştır. Rezonatör  $5,8 \times 10^7$  S/m'lik bir iletkenliğe sahip olan bakırdan yapılmıştır ve 0,035mm'lik bir kalınlığa sahiptir.



Şekil 4.1. Önerilen sekizgen şekilli sinyal emici yapı

Çizelge 4.1. Önerilen yapının parametreleri

Yük	K(mm)	L(mm)	m(mm)	n(mm)	g(mm)
325Ω	7,6	10,5	6	4	1,2

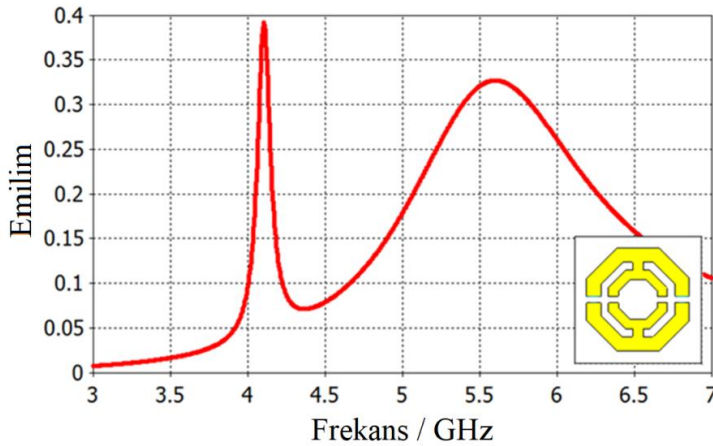
Sinyal emilim değeri frekans bağımlı olup eşitlik 3.22’de belirtilmiştir ve yeniden düzenleyecek olursak;

$$A(\omega) = 1 - R(\omega) - T(\omega) \quad (4.1)$$

denklemine göre tanımlanabilir, burada  $A(\omega)$ ,  $R(\omega)$  ve  $T(\omega)$  sırasıyla önerilen yapının emilim, yansıma ve iletim katsayılarını göstermektedir. Eşitlik 4.1’den anlaşıldığı üzere, iletimi önlemek için metal bir arka plaka kullanılarak  $T(\omega)$  en aza indirilmiştir, bu nedenle  $T(\omega)=|S_{21}|^2=0$  olarak ele alınmıştır. Metal arka plaka kullanıldığında yeni emilim denklemi;

$$A(\omega) = 1 - R(\omega) = 1 - |S_{11}|^2 \quad (4.2)$$

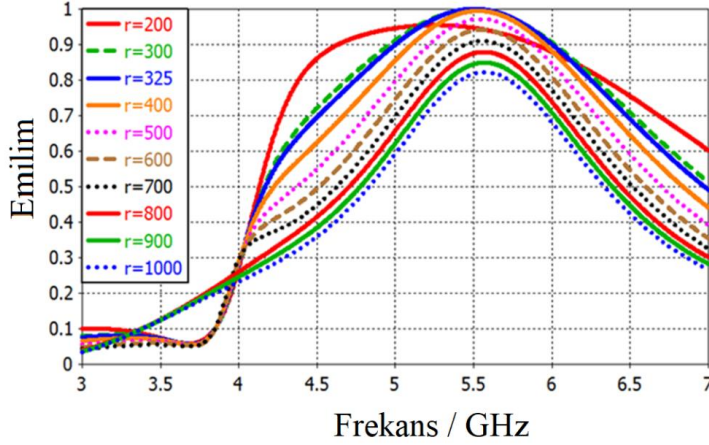
olarak revize edilmiştir. Revize edilen formülden, yansıma minimum olduğunda emilim maksimum olacaktır. Önerilen yapının özelliklerini daha iyi açıklamak için her bir birim hücre üzerine yerleştirilmiş direnç elemanlarının etkisi parametrik olarak incelenmiştir. Şekil 4.2’deki grafiğe göre, yapı üzerinde direnç kullanılmadığında TE modlu mikrodalgalar altında, 3-7GHz arasında sinyal emilim değeri %40’ı aşamamaktadır. Ayrıca bu grafikten anlaşılacağı üzere, simülasyon sonuçları yapının TE modunda sinyaller altında 5-6GHz bant arasında yaklaşık %33 oranında düşük bir emiciliğe sahip olduğunu göstermektedir.



Şekil 4.2. Yük olmadan yapının sinyal emilimi, TE modu için

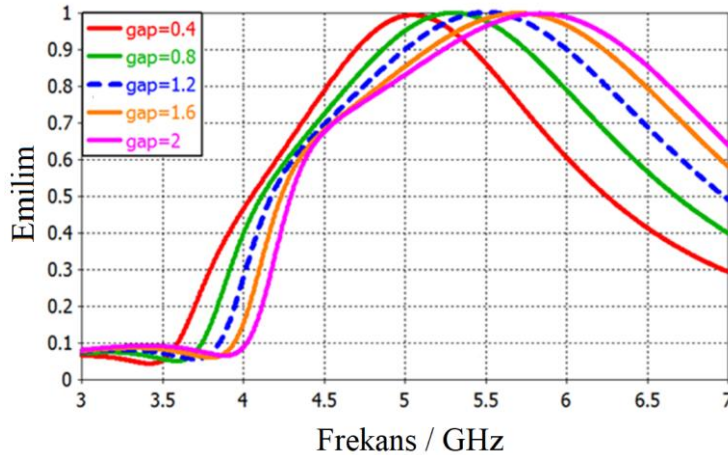
Doğru direnç yükü değerlerini bulmak için, Şekil 4.3’te gösterildiği gibi simülasyon programı ile parametrik bir çalışma gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre,  $325\Omega$  rezistif element direnç değerinde en iyi bant genişliği elde edilmiştir. Şekil 4.3’te

gösterildiği gibi, parametrik çalışma 10 farklı değerdeki direnç değerleri üzerine yapılmış olup  $200\Omega$  ve  $1000\Omega$  değerleri arasında analiz edilmiştir. İstenilen bantlarla birlikte mükemmel emilim  $325\Omega$  direnç yükü ile sağlandığından, bu değer önerilen yapının tasarım girdisi haline gelmiştir.



Şekil 4.3. Farklı yük değerleri ile yapının sinyal emilimi TE mod altında

Önerilen yapının tasarım parametreleri parametrik çalışmalar sonucunda elde edilmiştir. Rezonatör aralarındaki boşluk değerine göre sinyal emilim değişimi Şekil 4.4'te verilmiştir. Bu bölümde, dirençli yükler ve dış sekizgen halkanın boyutları  $R = 325\Omega$ ,  $K = 7,6\text{mm}$  ve  $L = 10,5\text{mm}$  olarak belirlenmiş ve aynı frekans bandında boşluk değeri  $0,4\text{mm}$  ile  $2\text{mm}$  arasında değiştirilmiştir. Şekil 4.4'te gösterildiği gibi, boşluk değerleri  $0,4\text{mm}$ 'den  $2\text{mm}$ 'ye kadar değiştirilmiştir ve boşluk değerindeki bu değişim  $5\text{GHz}$ 'den  $5,7\text{GHz}$ 'e kadar bir emilim kayması ile sonuçlanmıştır. WIMAX frekans bandı işlemleri için önerilen yapının tasarımında tasarım detayları hakkında bilgi verdikten sonra, ilerleyen bölümlerde önerilen yapının mikrodalga enerji toplama-hasatlama uygulamaları ele alınmıştır.

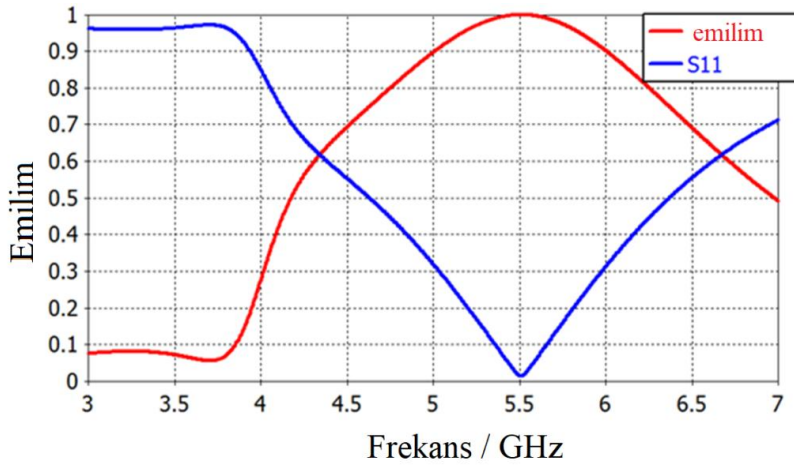


Şekil 4.4. Farklı boşluk değerlerine göre sinyal emilimi TE mod altında



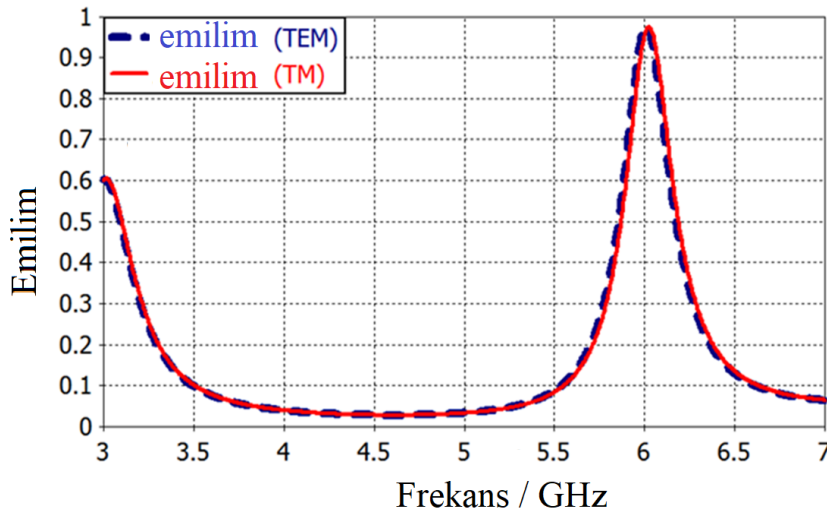
#### 4.1.2. TE, TM ve TEM Modu analizi

Bu bölümde, önerilen sekizgen şekilli metamalzeme sinyal emicinin davranışı TE, TM ve TEM modlarında incelenmiştir. Öncelikle, önerilen yapıya TE polarizasyonu uygulandığında geri yansıma (S11) değeri araştırılmıştır. Şekil 4.5'te gösterildiği gibi, geniş bant mükemmel sinyal emilimi WIMAX çalışma frekansında olan 5-6GHz arasında görülmektedir. Emilim değeri TE modunda 5,5GHz'de %99,97'ye yükselmiştir.



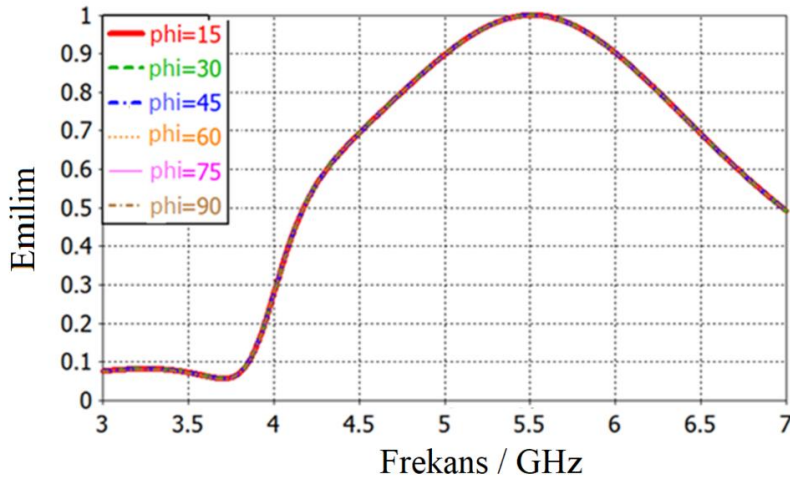
Şekil 4.5. TE mod dalgası altında önerilen yapının emme ve geri yansıma (S11)

Önerilen yapının emilim özelliklerini TM ve TEM modlu elektromanyetik dalgalar altında incelediğimizde Şekil 4.6'da gösterilen sonuçlara ulaşmaktayız. Şekil 4.6'da gösterildiği gibi, TEM ve TM modları altında önerilen yapının geniş bant özelliği 3-7GHz arasında görülememektedir. Tek rezonans noktaları, 100MHz'lik bir bant genişliği ile %97'lik absorpsiyonda 6GHz frekansında oluşmuştur.

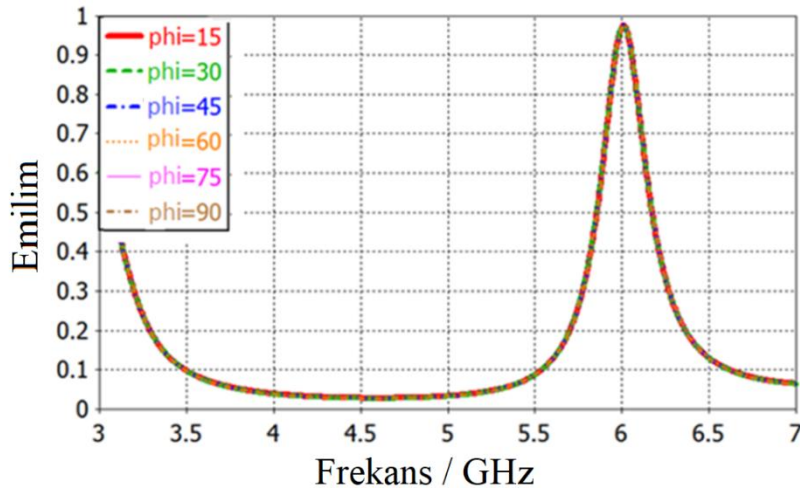


Şekil 4.6. TM ve TEM modlu dalgalar altında sinyal emilimi

Polarizasyon açısı bağımsızlığı, farklı polarizasyon açısı uygulamalarında MTM sinyal emici yapıları için önemli bir faktördür. Polarizasyon açısının sinyal emilimi üzerine etkilerini göstermek için TE, TM ve TEM mod uygulamalarında simülasyon çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar sırasıyla Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de gösterilmektedir. Bu grafiklere baktığımızda, phi açısının 7 farklı noktada  $0^\circ$  ve  $90^\circ$  arasında ayarlandığını ve 3-7GHz arasında emilim değerinin simüle edildiği görülmektedir. TE, TM ve TEM modu uygulamalarında phi açısında yapılan bu değişiklikler, emilim çalışmalarında aranan bir durum olan emilimde bir değişikliğe yol açmamaktadır. 4.7 ve Şekil 4.8’e göre, önerilen yapı TE, TM ve TEM modları altında polarizasyon bağımsızdır. Polarizasyon açısının bağımsızlığına ek olarak, TE modunda geniş bant emilimi hala korunmaktadır. Bu simülasyon sonuçları, önerilen yapının mikrodalga spektrumunun WIMAX frekans bölümünde kullanım için iyi bir seçim olduğunu kanıtlamaktadır.



Şekil 4.7. Farklı polarizasyon açılarına göre sinyal emilimi, TE modu için



Şekil 4.8. Farklı polarizasyon açılarına göre sinyal emilimi TM ve TEM mod

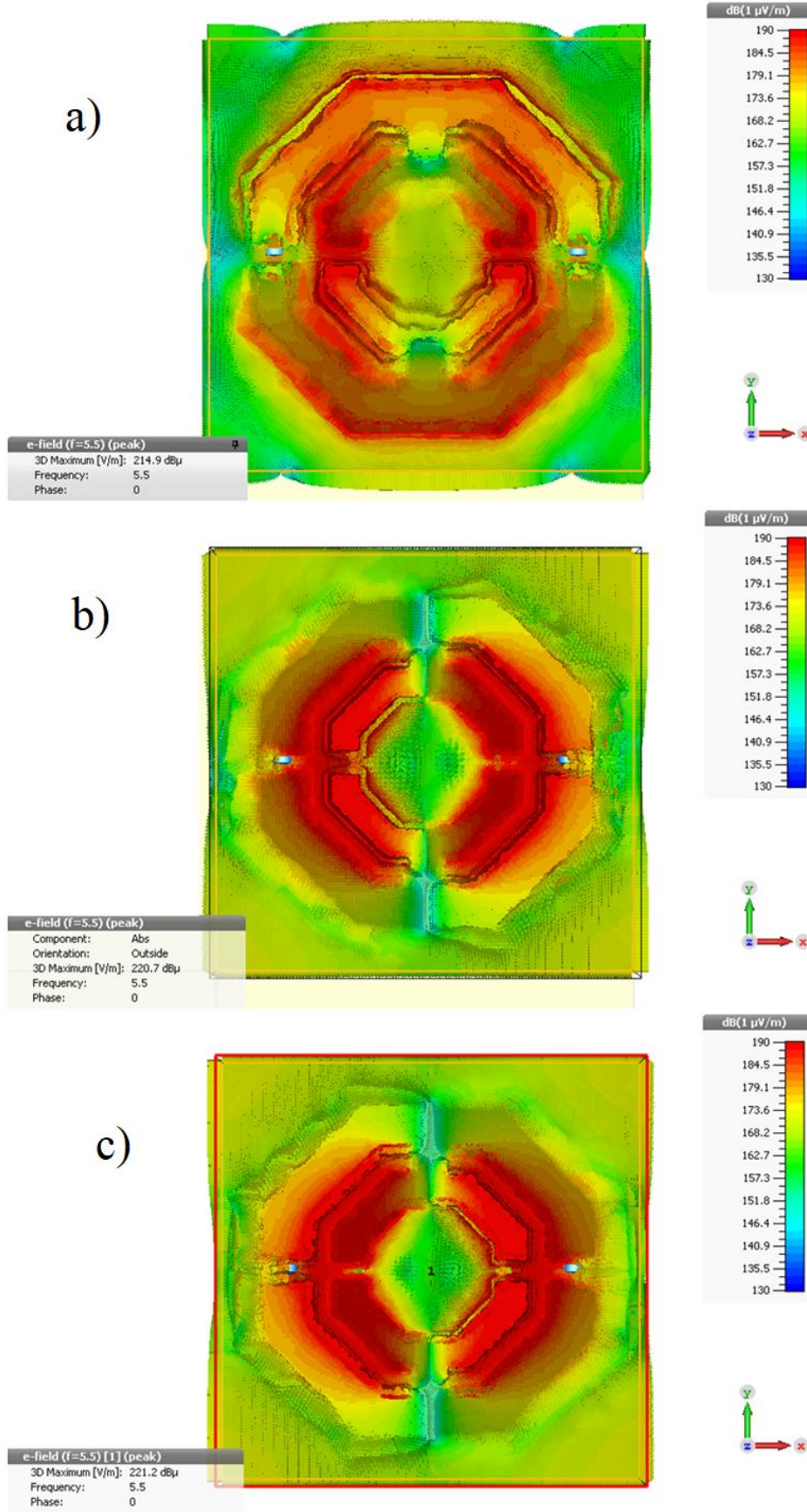


### 4.1.3. Elektrik Alan ve Yüzey Akım Dağılımları

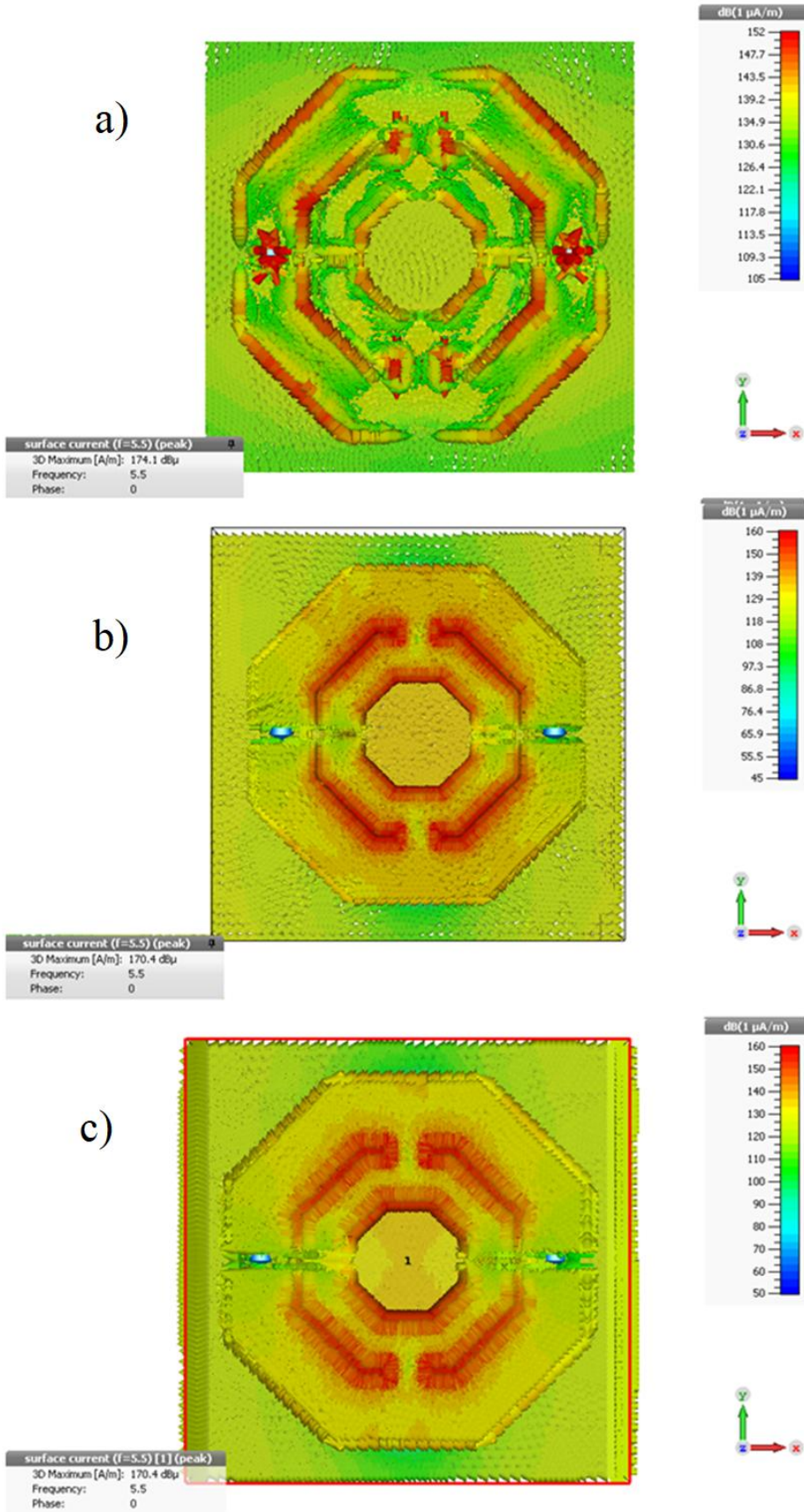
Çalışmanın bu bölümünde TE, TM ve TEM modlarında elektrik alan ve yüzey akım dağılımları simüle edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da sunulmaktadır. Şekil 4.9.a'da, 5,5GHz'de maksimum emilimi (%99.97) olan TE modlu mikrodalga altındaki sekizgen yapının elektrik alan dağılımı gösterilmektedir. Ek olarak, Şekil 4.9.b ve Şekil 4.9.c'de elektriksel alan dağılımları sırasıyla TM ve TEM modlarında gösterilmiştir. Tüm grafikler farklılıkları görmek için aynı ölçekte (130-190 dB-1uV / m) çizdirilmiştir. Şekil 4.9.a'ya baktığımızda, elektrik alanın önerilen yapının parçalarının etrafında yoğunlaştığı, merkezden uzaklaştıkça zayıfladığı görülmektedir. TM ve TEM modlarında, elektrik alan dağılımı, elektrik ve manyetik alan boyutuna göre yapının sol ve sağ tarafında yoğunlaşmaktadır.

Önerilen yapının 5,5GHz rezonans frekansında yüzey akım dağılımları, TE, TM ve TEM modlu sinyaller altında sırasıyla Şekil 4.10.a, 4.10.b ve 4.10.c'de verilmiştir. Gelen elektromanyetik dalganın elektrik alan bileşeni serbest elektronları bir yüzey akımı olarak harekete geçirir, yüzey yükü elektrik alanı boyunca salınır ve bu alan manyetik dipol momentine neden olur ve dipol momenti rezonans frekansında sinyal emilimi oluşturur.

Şekil 4.10.a'da görüldüğü gibi TE modu için, yapı üzerinde paralel ve anti-paralel yüzey akımları vardır. Paralel akımlar elektrik alanını indüklerken, anti-paralel akımlar manyetik alana yol açar. Bu yanıtlar, gelen elektromanyetik dalganın E ve H bileşenleriyle çiftleşir ve rezonans frekansında güçlü lokalize elektromanyetik alan üretir. TE modu işlemleri ile TM ve TEM modu için benzer simülasyon sonuçları da elde edilmiştir. Simüle edilmiş elektrik ve yüzey akım dağılımlarına göre, enerji toplama uygulamaları için önemli olan rezonans frekanslarında güçlü manyetik alanlar görülebilir. Sonraki bölümlerde önerilen yapının enerji toplama performansı ve yansıma katsayısı için deneysel çalışma verilmiştir.



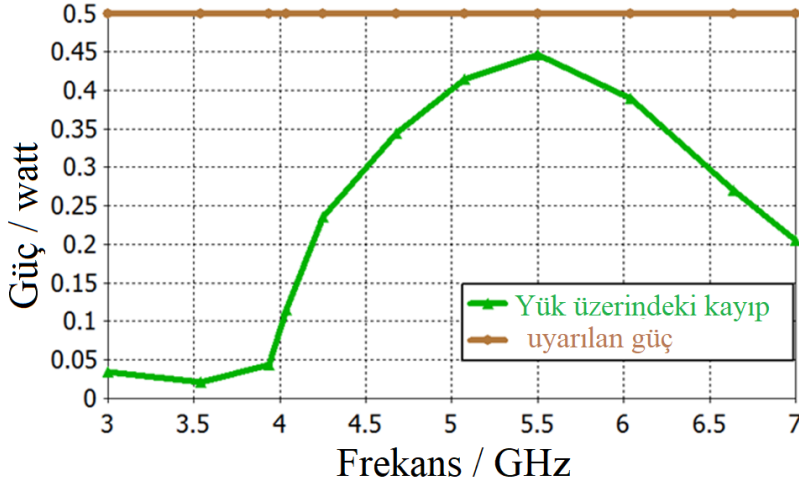
Şekil 4.9. Elektrik alan dağılımları a) TE, b) TM, c) TEM



Şekil 4.10. Yüzey akım dağılımları a) TE, b) TM, c) TEM

#### 4.1.4. Önerilen Emici Yapının Enerji Hasatı Uygulaması

Bu bölümde, önerilen yapının enerji hasadı performansı mikrodalga benzetim programı kullanılarak simüle edilmiştir. Enerji hasadı için direnç elemanları yük görevinde olup gerilim toplayıcı olarak çalışmaktadır. Simülasyon için  $325\Omega$  direnci üzerindeki güç, TE modunda örnek olarak seçilmiştir ve sonuçlar Şekil 4.11’de sunulmuştur. Şekilde görüldüğü gibi, 3-7GHz arasında simülasyon programı ile uygulanan 0,5W güçte, uygulanan sinyalin 0,45W’ı 5,5GHz frekansında direnç elemanı üzerinde hasat edilir. Simüle edilen enerji hasadı verimi 5.5GHz rezonans frekansında %90, 5GHz ile 6GHz arasında %80’den fazladır. Bu değer 4GHz’de en az %5’e düşer. Bu nedenle, dirençli elemanlar üzerindeki güç, WIMAX bantları gibi mikrodalga frekans bölgesinde hasat sisteminde kullanılabilir. 5GHz ile 6GHz arasında enerji toplama verimliliğine ek olarak, bu değerler enerji toplama uygulamaları için de önemli olan uygulanan sinyalin polarizasyon değişikliğinden etkilenmez.



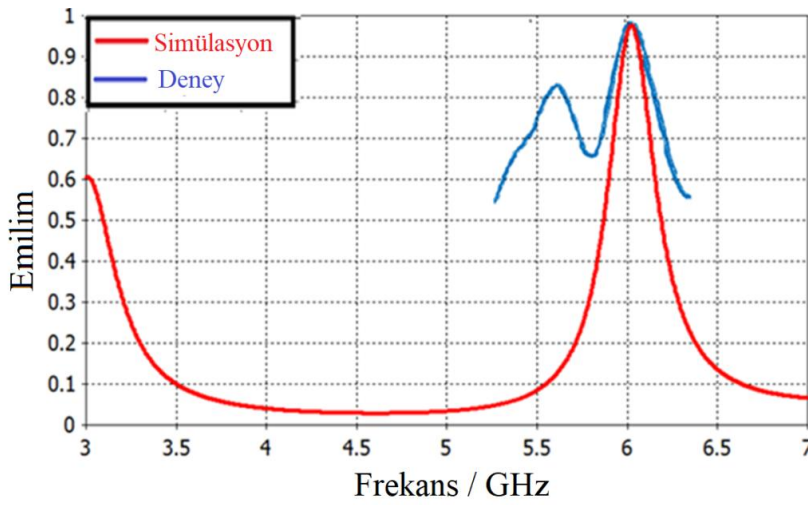
Şekil 4.11. TE modu altında enerji hasatı uygulaması

Önerilen yapının enerji hasadı uygulamasını desteklemek için, önerilen yapı yansımaya katsayısı ölçümleri için deneysel olarak test edilmiştir. Deneysel çalışmanın sonuçları, önerilen sekizgen şekil MTM sinyal emicinin simülasyonlarının doğruluğunu kontrol etmek için kullanılmıştır. Üretilen yapı, Şekil 4.12’de gösterilen ölçüm düzeneğinde görüldüğü gibi 7x7 dizisinde 49 birim hücreye sahiptir. Şekil 4.12’de verilen numunenin imalatı için Promat LPKF E33 CNC kontrollü PCB üretim makinesi kullanılmıştır.





Şekil 4.12. Üretilen yapı ve deney düzeneği



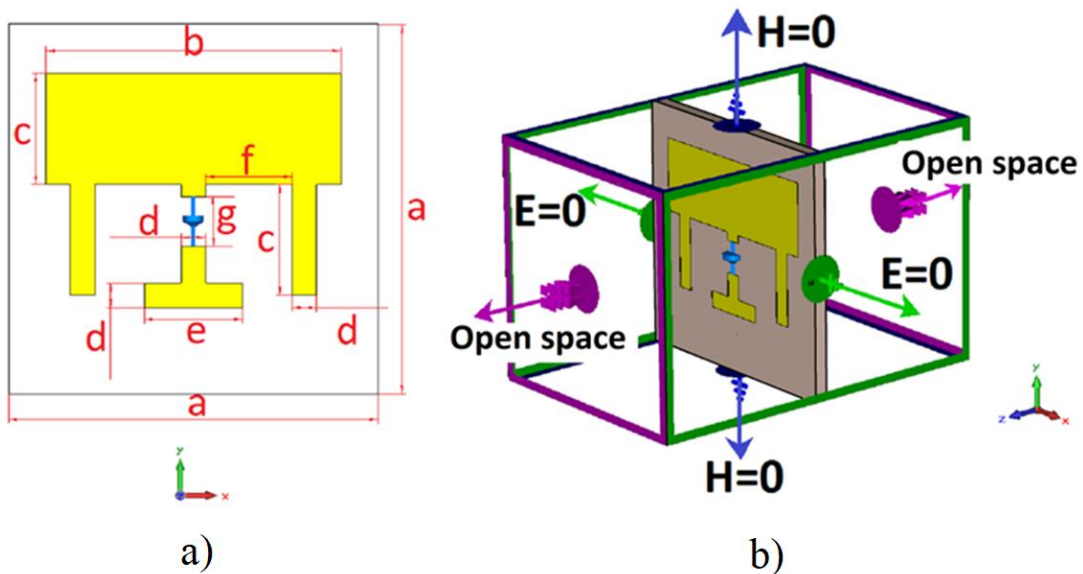
Şekil 4.13. Simülasyon ve deney sonuçları

Yansıma katsayısını ölçmek için, imal edilmiş 7x7 emici yapı, Şekil 4.12'de gösterildiği gibi bir vektör ölçüm cihazına bağlı horn anteninin önüne yerleştirilmiştir. Boş alan ölçümleri yapılmıştır ve geri yansıma (S11) değerleri horn anten ve Vector Network Analizer (VNA) kullanılarak elde edilmiştir. Mesafe 6GHz'de yaklaşık  $2,5\lambda$  olan 12,5cm'ye ayarlanmıştır. Yapının arka tarafı bakır ile kaplandığı için önerilen model üzerinde herhangi bir iletim gerçekleşmez. Bu nedenle, yapının emiciliğinin hesaplanması için yansımanın ölçümü yeterlidir. Dency düzeninde laboratuvar şartları nedeniyle sadece TEM modu ölçümleri tamamlanmıştır. Ölçülen ve simüle edilen emme değerleri  $A(\omega)$  Şekil 4.13'de verilmiştir. Simüle ve ölçülen yansıma katsayısı rezonans frekansı 6GHz'de gözlemlenmiştir. Bu frekansta  $A(\omega)$ , 0,98 olarak hesaplanmıştır, bu da gelen dalganın %98'inin emildiğini gösterir. Simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları birbiriyle uyumludur ve benzer sonuçlar elde edilmiştir. Simüle edilmiş ve deneysel çalışma sonuçları, önerilen yapının WIMAX frekans bandında enerji hasadı uygulaması için kullanılabilirliğini göstermektedir.

## 4.2. Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Mikrodalga Güç Dedektörü

### 4.2.1. Teori ve Tasarım

Bu çalışmada, metamalzeme tabanlı bir mikrodalga görüntü dedektörünün tasarımı, karakterizasyonu ve üretimi sunulmaktadır. Önerilen yapı MTM tabanlı sinyal emici olup birim hücresi Şekil 4.14'te gösterilmiştir ve yapının birim hücre parametreleri Çizelge 4.2'de verilmiştir. Birim hücrenin arka yüzeyi, bir önceki çalışmada anlatıldığı gibi iletimi önlemek için bir bakır levha ile kaplanmıştır, FR-4 malzemesi 1,6mm kalınlığındaki ara katman olarak seçilmiş olmakla birlikte dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değeri sırasıyla 4,3 ve 0,025'tir. Simülasyonlar, FIT tabanlı mikrodalga simülatörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir ve sınırlar x-yönünde elektriksel alan  $E=0$ , y-yönünde manyetik alan  $H=0$  ve z-yönünde açık olarak düzenlenmiştir. Bu düzenleme elektrik alanının, birim hücrenin boşluğuna paralel olduğu anlamına gelir. Bu tür bir seçim, normal insidans dalgası sağlar, diğer bir deyişle Enine Elektromanyetik (TEM) mod dalgası ve daha açıklayıcı görsel Şekil 4.14.b'de gösterilmiştir. BAS4-07 schottky diyot ve  $330\Omega$  rezistör, üst ve alt rezonatörler arasında önerilen yapının ortasında seri olarak birleştirilip simülasyona aktarılmıştır. Direnç, elektromanyetik enerjinin toplanması ve emilim değerinin artırılması için kullanılırken, AC gerilimin DC gerilime dönüştürülmesi için schottky diyot kullanılmıştır. Yüksek frekanslı schottky diyot önerilen çalışma bandına sahip olmasından dolayı seçilmiştir.

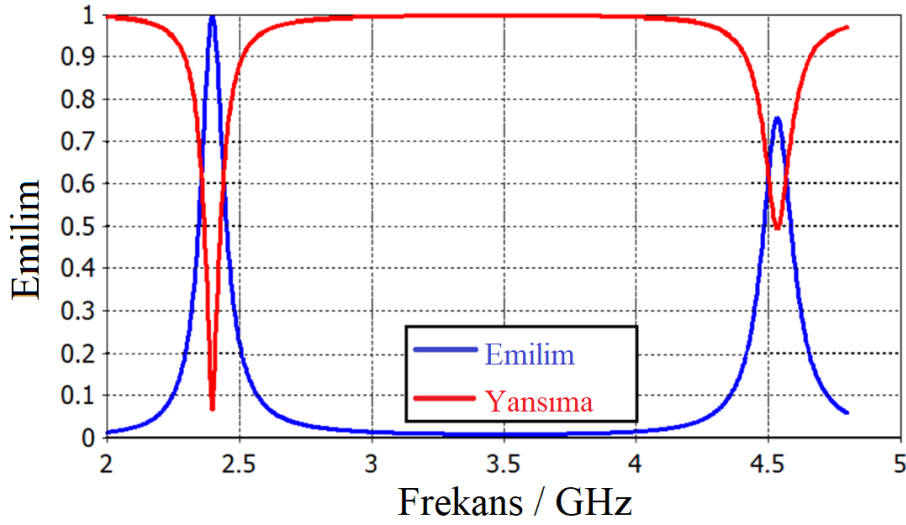


Şekil 4.14. Sinyal emici yapı birim hücresi

Çizelge 4.2. Önerilen sinyal emici yapının ölçüleri

Parametre	a(mm)	b(mm)	c(mm)	d(mm)	e(mm)	f(mm)	g(mm)
Değeri	30	24	9	2	8	7	4

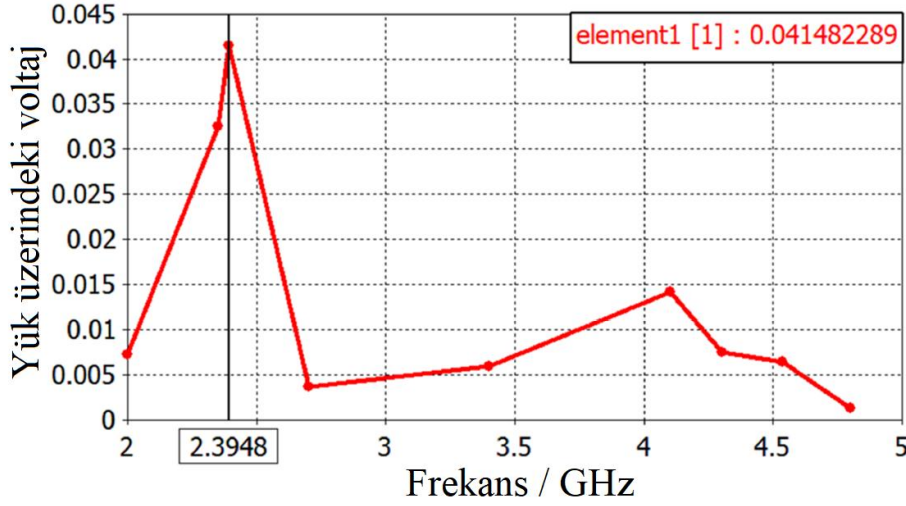
Sinyal emilimi eşitlik 4.1 ve 4.2'deki gibi elde edilmektedir, anlaşıldığı üzere emilim değeri frekans bağımlıdır. Ayrıca, emilimin maksimum olması için iletimin sifıra yakın olması gerekmektedir bunu sağlamak için önerilen yapının arka yüzeyi metal ile kaplanmıştır. Şekil 4.15'te görüldüğü gibi geri yansıma 2,3976GHz'de minimumdur ve desibel olarak karşılık gelen geri yansıma değeri (S11) -23,4633dB'dir. Elde edilen emilim değeri %99,99 olarak görülmektedir, bu da 2,39GHz rezonans frekansında mükemmel emilim anlamına gelir. Bu çalışmada kullanılmayacak olan %72'lik bir emilime sahip olan 4,51GHz'de gözlemlenen başka bir rezonans noktası daha vardır.



Şekil 4.15. Sinyal emici yapısının emilim ve geri yansıma değerleri

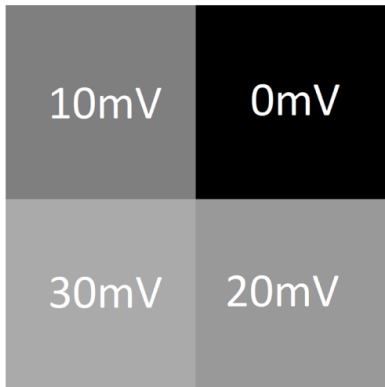
Önerilen yapının enerji hasadı uygulamasında, gelen dalgaya bağlı olarak rezonans frekansında bakır rezonatörleri arasında indüklenen bir voltaj vardır. Bu gerilim farkı, gelen elektromanyetik dalga nedeniyle bir AC sinyalidir. Bu enerjiyi toplamak için, indüklene voltaj DC voltaj sinyaline dönüştürülmelidir. Önerilen yapıda, AC-DC dönüşümü için bir BAS4-07 genel amaçlı schottky diyot kullanılmaktadır ve üzerindeki voltajın toplanması için 330Ω'luk bir direnç konumlandırılmıştır. Bu elemanlar, her bir birim hücrenin merkezinde metal rezonatörlerin arasında bulunur, Şekil 4.14.b'de merkezde mavi bir çizgi ile gösterilmiştir. Simülasyon sonucunda elde edilen indüklenmiş

voltaj Şekil 4.16'da gösterilmiştir. Grafikten görüldüğü gibi, 2,3948GHz rezonans frekansında gözlemlenen maksimum voltaj, schottky diyot boyunca 40mV simüle edilmiş voltaja karşılık gelmektedir.



Şekil 4.16. Schottky diyot üzerinde oluşan gerilim grafiği

İndüklene voltaj sinyali bu çalışmada mikrodalga görüntüleme için kullanılmıştır. Daha ayrıntılı olarak, birim hücrelerin her birinin üzerinde elektromanyetik dalga kaynaklı yüzey akımı ve gerilim oluşur, böylece her bir hücre bir piksel ile temsil edilebilir. Şekil 4.17 2x2 birim hücreyi temsil eden 2x2 pikseli göstermektedir, bu görüntü MatLab ortamında elde edilmiştir. Ayrıca, simülatörde 2x2 önerilen yapının her hücresine 4 farklı mikrodalga uygulanıp ve hesaplanan farklı voltajlar MatLab ortamına aktarılmıştır ve her hücre 4.17'de gösterildiği gibi gri seviyeli piksel ile ifade edilebilir. Bu simülasyon, herhangi bir mikrodalga hakkında daha ayrıntılı bilgi sahibi olunması için bir görüntü tarafından temsil edilebileceğini açıklar.

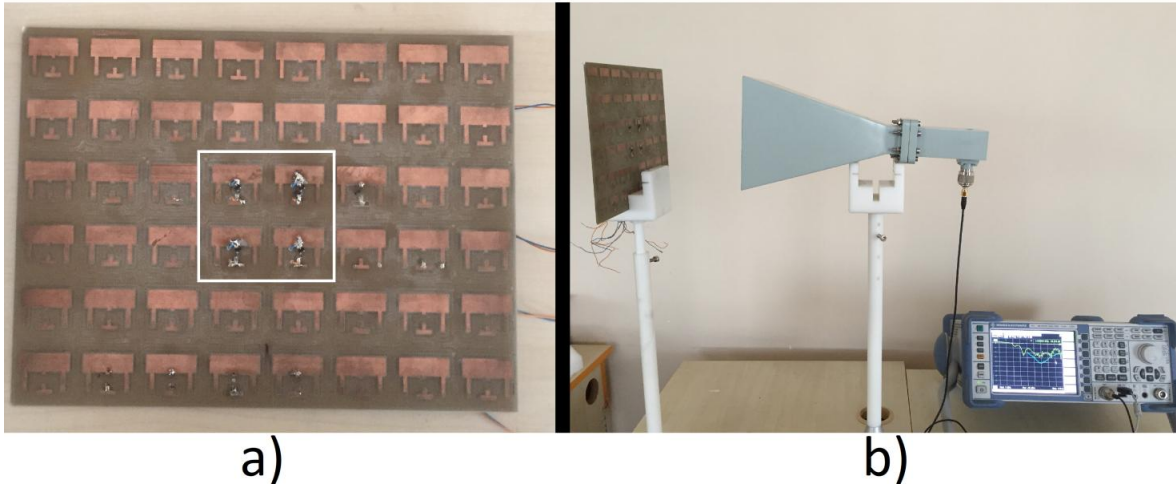


Şekil 4.17. 2x2 birim hücrelerin piksel değerleri

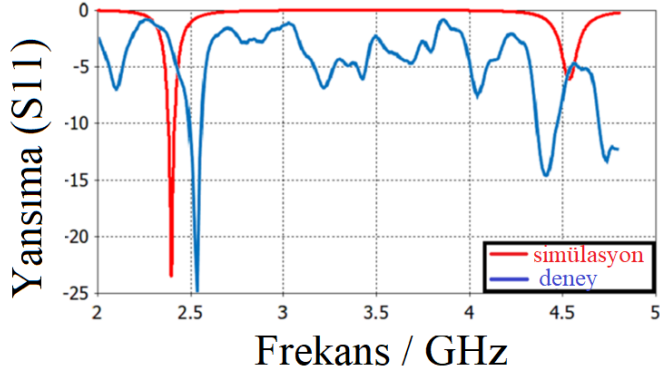


#### 4.2.2. Deney Düzeneği ve Sonuçlar

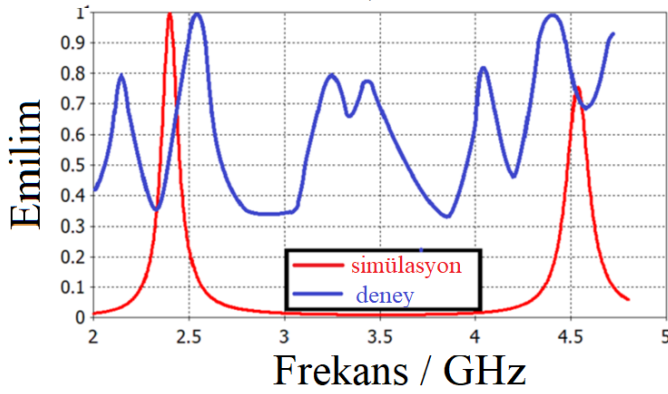
Bu bölümde önerilen mikrodalga dedektörü deneysel olarak test edilmiştir. Üretim için LPKF E33 protomat cihazı kullanılmış olup üretilen yapı Şekil 4.18’de gösterilmiştir. Önerilen yapının arka tarafı, iletimi önlemek için bakır ile kaplanmıştır ve simülasyondaki gibi üretilen yapının ortasına schottky diyot ve direnç bağlanmıştır. Yapı 6x8 olarak üretilmiş olup merkezdeki 2x2’lik yapı mikrodalga görüntüleme amacıyla kullanılmıştır, Şekil 4.18’de gösterildiği gibi. Yansıma katsayısı ölçümleri, Şekil 4.19’de gösterildiği gibi bir horn anten ve vektör ağ analizörü tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu uygulamadaki horn anten, 6GHz’e kadar ölçüm aralığı olan ağ analizcisi Rohde Schwartz ZVL analizörüne bağlanmıştır. Bu horn anten 2-4,8GHz arasındaki mikrodalga frekanslarında yayılım yapma kapasitesine sahiptir. Ölçülen yansıma katsayısı (S11), Şekil 4.19’da gösterildiği gibi 2,51GHz’de minimumdur. Simüle yansıma katsayısı rezonans frekansı 2,39GHz’de tanımlanmışken, ölçülen sonuç kalibrasyon ve test hataları nedeniyle simüle edilen sonuçlardan farklıdır.



Şekil 4.18. a) Üretilen 6x8 yapı, b) ölçüm düzeneği



a)



b)

Şekil 4.19. a) Gelen sinyalin geri yansımaya değerleri, b) sinyal emilim karakteristiği

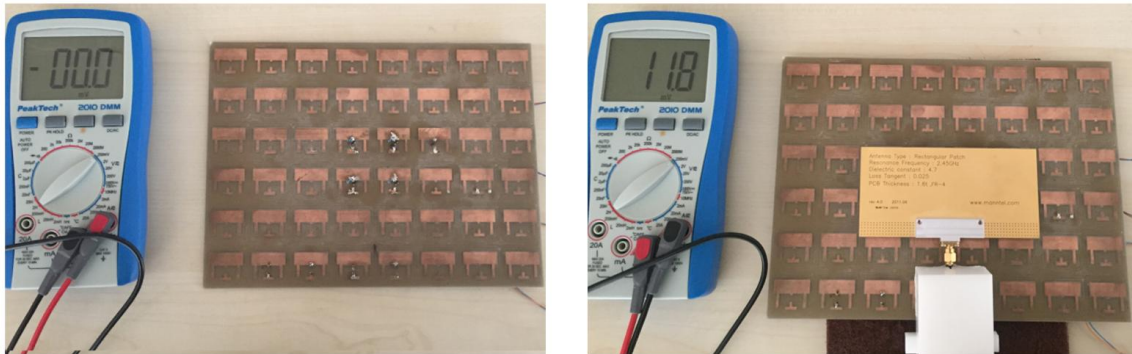
Önerilen yapının yüksek güçlü elektromanyetik dalga altında enerji hasadı verimini göstermek için, Şekil 4.20’de gösterildiği gibi bir yama antene bağlı MAN&TE MATS-1000 anten cihazı ile testi yapılmıştır. Önerilen hasatlayıcı-dedektör kombinasyonu üzerinde maksimum etkiyi elde etmek için anten cihazının çalışma gücü 5dBm olarak ayarlanmıştır.

Bu çalışmanın enerji hasadı uygulaması, mikrodalgalar olmaksızın ve olduğu durumda yapıda bir voltajın bulunup bulunmadığına göre gerçekleştirilmiştir (Şekil 4.21). Şekilden anlaşıldığı gibi yapıya gelen bir microdalga olmadığında üzerinde bir gerilim oluşmamaktadır, ancak yama antene bir güç verdiğimizde her bir hücrede DC voltajı 11,7mV’ye yükseldiği gözlemlenmiştir. Diyot boyunca ölçülen voltajın, yarım dalga doğrultucu schottky diyot üzerindeki kayıplar ile lehimleme gibi üretim faktörleri olduğu için azaldığı düşünülmektedir. İndüklenen voltaj hem hasat uygulamaları hem de mikrodalga görüntüleme uygulamaları için kullanılabilir bir niteliktedir. Denememizde, yarım dalga doğrultucu üzerinde 11,8mV RMS gerilim gözlemledik. Simülasyon verilerine göre (Şekil 4.16) her bir birim hücre voltajı 40mV olarak kabul edilirse, bu değeri yarım

dalga doğrultucuyla 2'ye blm oluruz ve RMS değeri olarak ta  $20\text{mV} \cdot 0.7$ , yani schottky diyot boyunca  $14\text{mV}$  hesaplanmış voltaj olacağını ngrrz. Denememizde, DC dönüşüm veriminin %84,2 olduğu anlamına gelen  $11,8\text{mV}$  ltlm olup kayıplara lehimleme ve imalat hataları neden olmaktadır.



Şekil 4.20. Anten sinyal üretim cihazı



a)

b)

Şekil 4.21. Elde edilen RMS gerilim değerleri a) sinyal olmadan, b) sinyal altında

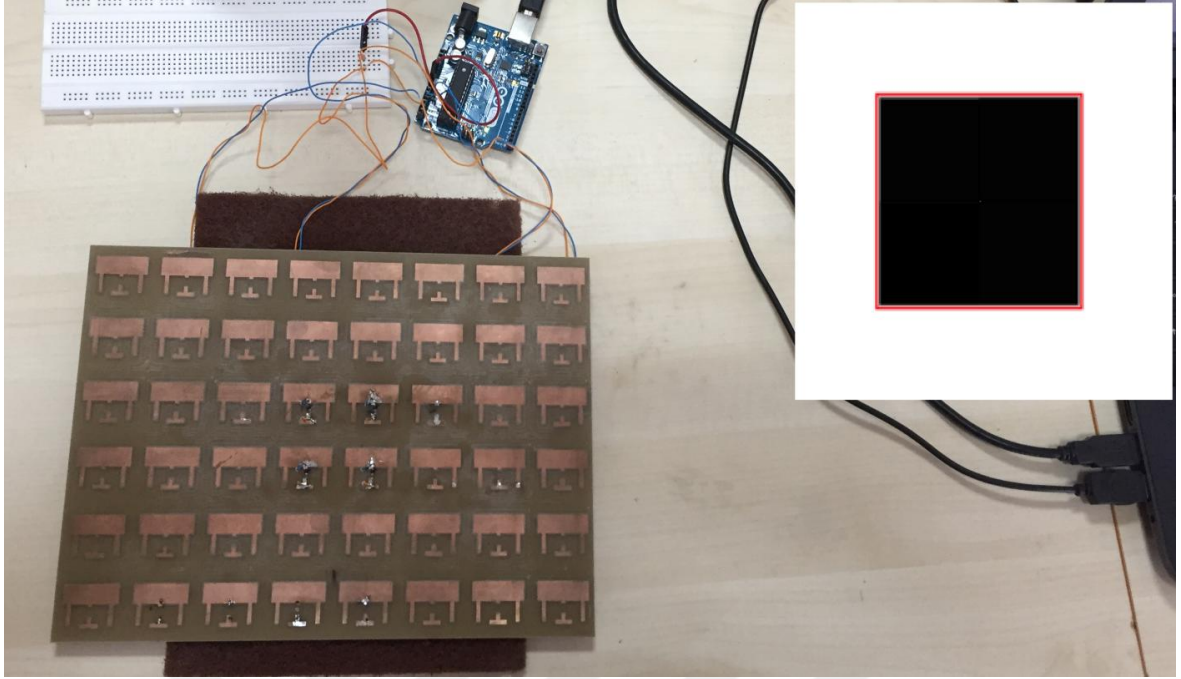
Farklı gelen dalga durumlarında mikrodalga görüntüleme özelliklerini göstermek için deney düzeneği oluşturulmuştur. Daha önce açıklandığı gibi, her birim hücre gelen aı yönüne göre kendi voltaj seviyesine sahiptir. Normal insidans altında, deney düzeneği ekil 4.21.b'deki gibi verilmektedir. Direnç ve schottky diyotlarda AC ve DC sinyalleri görülebildiğinden, indüklenen voltajın RMS değeri piksel görüntüsü için kullanılmıştır. Bu voltaj değerleri, bir mikrodenetleyici kart üzerinden programlanması için MatLab ortamına

aktarıp 0-255 gri seviyeli piksel değerlerine dönüştürülmüştür. Bir piksel değeriyle temsil edilen her bir hücre ve her bir piksel değeri Çizelge 4.3'teki gibi indüklenen voltaja göre 256 gri seviyeye ölçeklenmiştir.

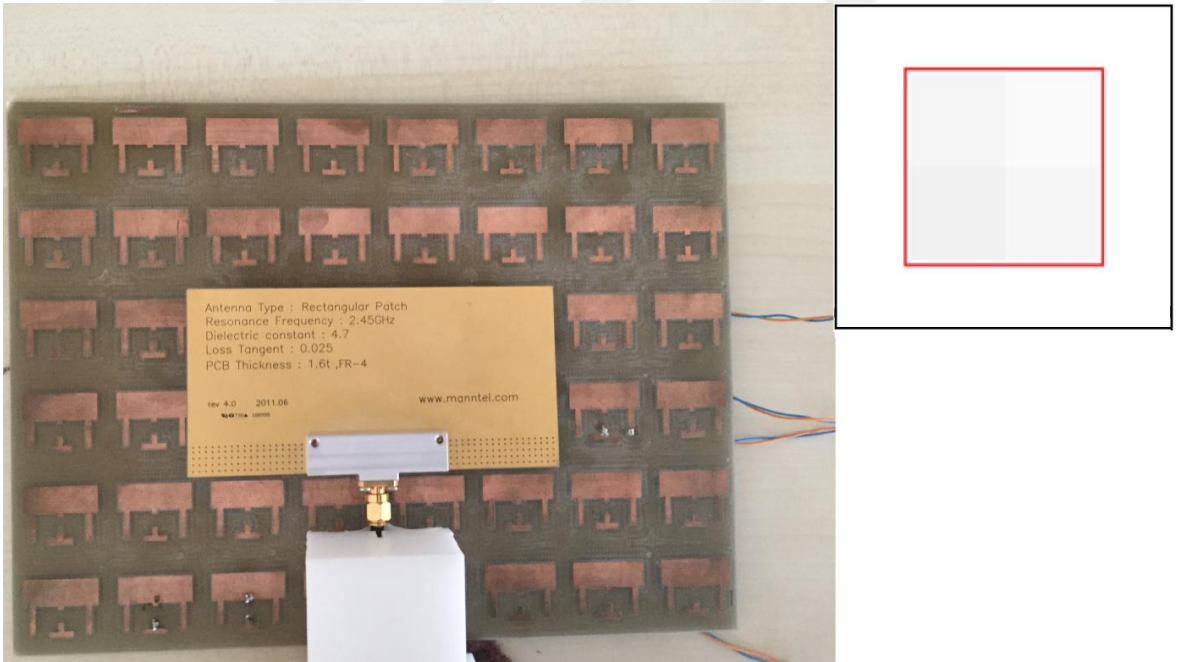
Çizelge 4.3. Gerilim-Piksel dönüşümleri

Gerilim	0V	3.1mV	6mV	8.7mV	11.8mV
Renk	Tam siyah	Gri Siyah	Gri	Gri Beyaz	Tam Beyaz
Gri seviye	0	70	130	190	255

Tasarlanan dedektörün yakın alan görüntüleme kapasitesini kontrol etmek için, yama anten kullanılarak çeşitli deneyler gerçekleştirilmiştir. Önerilen dedektörün doğruluğunu görmek için ilk deney, Şekil 4.22'de olduğu gibi, ortamda mikrodalga yayılımı olmadan yapılmıştır. Bu ölçüm düzeneğine göre, schottky diyotlarda beklenildiği gibi gerilim görülmemiştir. 2x2 dedektörünün her bir hücresinde ortamda mikrodalga olmadığından dolayı voltaj oluşmamıştır, aynı zamanda Şekil 4.22'nin sağ tarafında elde edilen görüntü verilmiştir, siyah görüntü 2x2 piksel seviyelidir. Ayrıca, 2,51GHz'de antenden yayılan mikrodalga görüntüsünü elde etmek için yama anten ile bir başka çalışma yürütülmüştür. Şekil 4.23'te olduğu gibi, antenden yayılan mikrodalgalar dedektör tarafından emilmiştir ve emilen güç, her bir diyot-direnç kombinasyonu üzerinde voltaj indüklemiştir. Elde edilen gerilimler piksel değerleri ile ifade edilmiştir ve Şekil 4.23'te 2x2 beyaz piksellerle gösterilmiştir. Bir diğer çalışma yatay olarak yerleştirilmiş yama antenden elde edilen görüntüyü göstermek için yapılmıştır, Şekil 4.24'te sağ taraftaki ölçeklendirilmiş beyaz piksellerle temsil edilen RMS gerilimleri elde edilmiştir. Şekil 2.24'te görünen 2x2 piksel görüntüsü, yama antenin detektör üzerinde bir voltaj sinyali oluşturduğunu fakat yama antenin radyasyon modeli nedeniyle maksimum RMS değerinin olmadığını göstermektedir. Şekil 4.24'te olduğu gibi antenden uzaktaki iki hücrede daha fazla mikrodalga enerjisi elde edilmiş ve antenin yakınında, yama antenin yönünden dolayı daha az mikrodalga enerjisi gözlemlenmiştir.

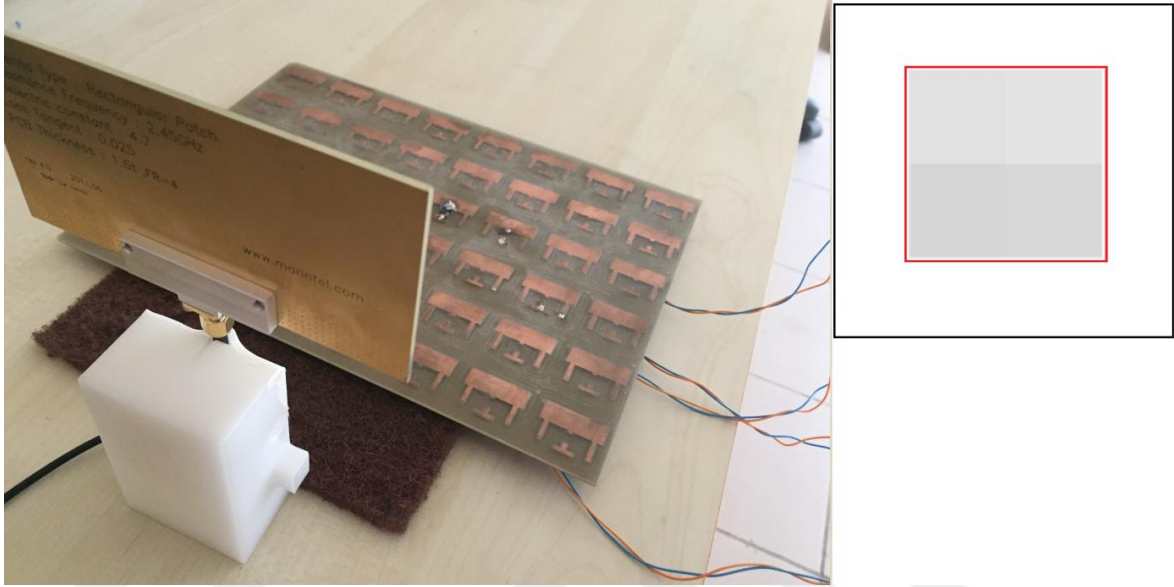


Şekil 4.22. Sinyal altında olmadığı andaki merkeze yerleşmiş 2x2 dedektör ve piksel yapısı



Şekil 4.23. Sinyal altında merkeze yerleşmiş 2x2 dedektör ve piksel yapısı





Şekil 4.24. Yatay olarak uygulanan sinyal altındayken 2x2 dedektör ve piksel yapısı

Son olarak, Şekil 4.25'te gösterildiği gibi önerilen dedektörün bir hücresi metal plakanın etkisini görmek için alüminyum ile kapatılmıştır. Metal plaka 2x2 hücrelerin bir hücresi üzerinde anten ve detektör arasında yer aldığı anda, elde edilen görüntü şekilde resmedilmiştir. Elektromanyetik dalgaların engellenmesi nedeniyle siyah görüntü beklemesine rağmen, bloke ünite hücresinde voltaj gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar bize bazı elektromanyetik dalgaların birim hücresine transfer edildiğini göstermektedir. Bu, metal plaka üzerindeki saçma etkisi ile açıklanabilir, bazı dalgalar yansıtılır ve metal plakadan geçmez, diğerleri Şekil 4.25'te görüldüğü gibi detektöre geçmiştir.



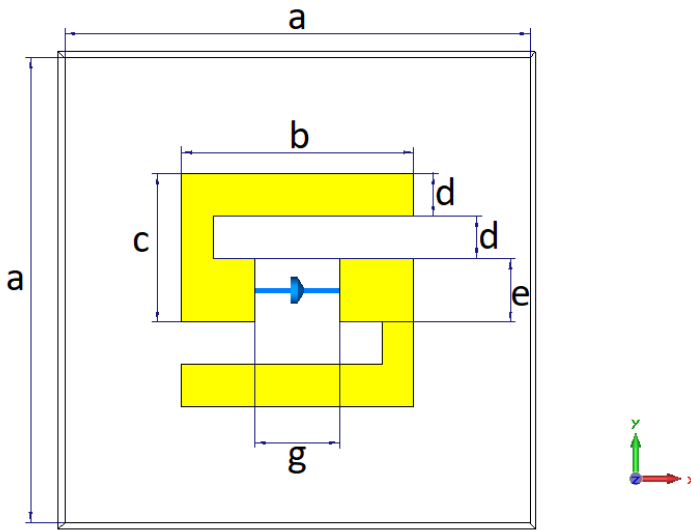
Şekil 4.25. Bir kısmı metal ile kapatılmış yapı sinyal altındayken ve piksel yapısı

### 4.3. Metamalzeme Tabanlı Enerji Hasatlayıcı Kullanarak Görüntü İyileştirilmesi

#### 4.3.1. Tasarım ve Simülasyon

Bu çalışmada MTM enerji hasatlayıcı tabanlı alt dalga boylu görüntüleme yapısının tasarımı, karakterizasyonu ve üretimi yapılmıştır. MTM tabanlı mikrodalga enerji hasatlayıcı ve 2x2 microstrip patch anten dizisi, 5,42GHz ile 5,53GHz arasındaki frekanslar için tasarlanmış ve kullanılmıştır.

Önerilen enerji hasatlayıcı birim hücresi Şekil 4.26'da gösterilmiştir ve yapı parametreleri Çizelge 4.4'te verilmiştir. Birim hücre, rezonatör tabaka olarak bakır ile tasarlanmıştır, ara tabaka olarak FR-4 dielektrik ve ayrıca yapının arka yüzeyi iletilen sinyalleri bloke etmek için bakır levha ile kaplanmıştır. Şekil 4.26'da gösterildiği gibi yüksek sinyal emilimi elde etmek için rezonatörler arasında 4 mm boşluk ayarlanmıştır. Çalışmalar FIT temeline dayanan mikrodalga simülatörü ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, sinyal emilimi eşitlik 4.2 ile hesaplanmıştır.



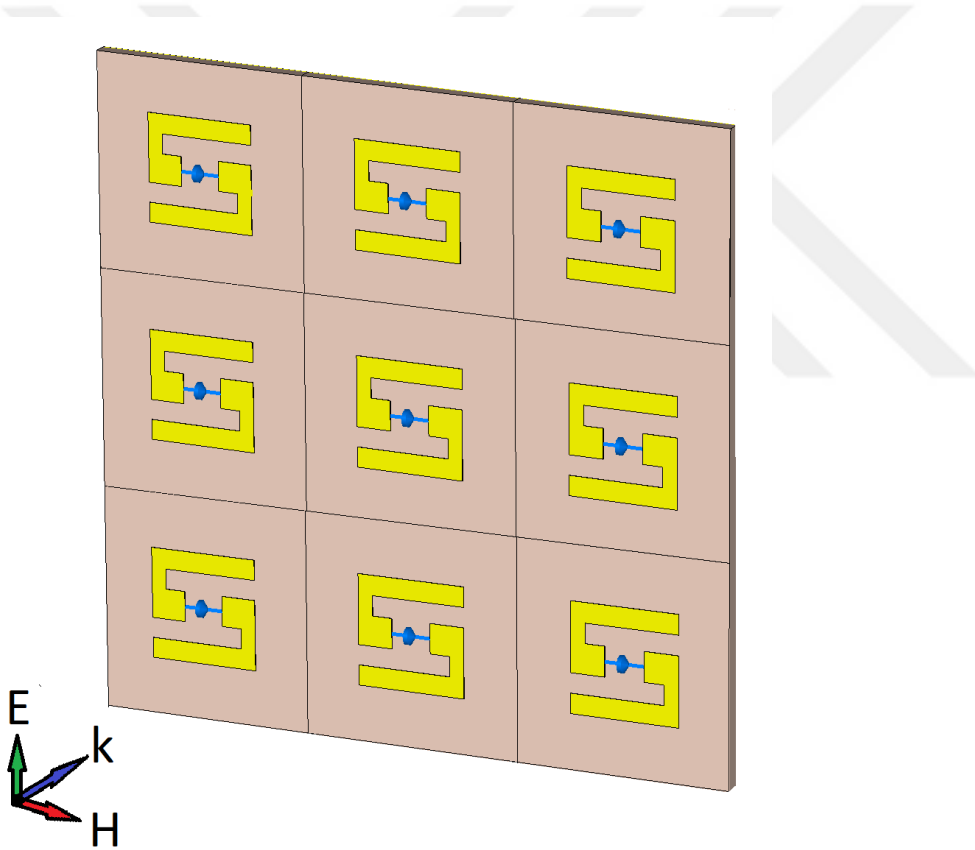
Şekil 4.26. Önerilen MTM tabanlı birim hücre

Çizelge 4.4. Birim hücre parametreleri

a	b	c	d	e	g
22 mm	11 mm	7 mm	2 mm	3 mm	4 mm

Analizle FIT tabanlı mikrodalga simülatörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Sınırlar, x yönündeki elektriksel alan bileşeni  $E=0$ , y yönündeki manyetik alan bileşeni  $H=0$  ve Şekil

4.27’de gösterildiği gibi z yönündeki açık alan olarak ayarlanmıştır. Bu tip tasarım, önerilen MTM yapısının rezonatör tarafına doğru enine elektromanyetik (TEM) mikrodalga sağlar. Ayrıca, sinyal emilim seviyesini arttırmak için  $20\Omega$  direnç yükü rezonatör katmanının boşluğuna entegre edilmiştir. En iyi direnç yük değeri, optimizasyon işlemi ile genetik algoritma kullanılarak belirlenmiştir. Bu direnç yükü ayrıca elektromanyetik enerjiyi de toplar ve bir RF diyotu AC mikrodalga sinyalini DC sinyale dönüştürmek için rezonatörlerin arasındaki boşluğa dirençli yüke seri olarak bağlanmıştır. Önerilen yapı Şekil 4.28’de görüldüğü gibi 5,42GHz ile 5,53GHz frekansları arasında önemli bir sinyal emilim özelliğine sahiptir, emilim seviyesi 5,48GHz frekansında maksimum değere sahiptir ve %99,98 gibi neredeyse mükemmel emilime sahiptir.

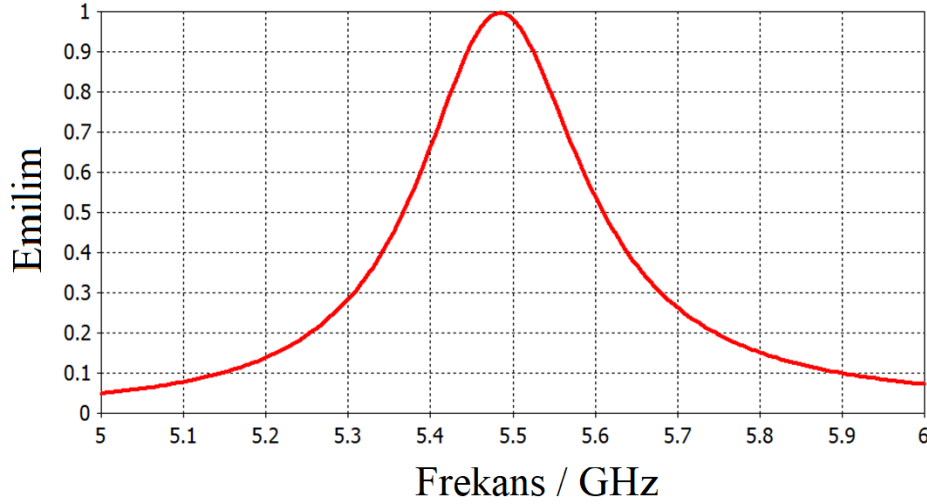


Şekil 4.27. Simülasyon düzeneği

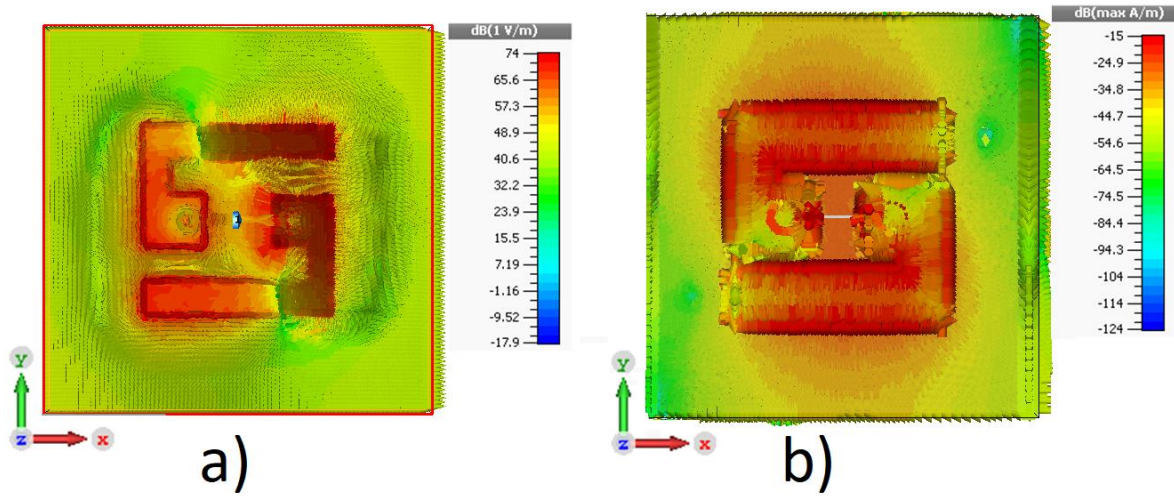
Ayrıca, elektrik alan dağıtımı elde edilmiştir ve Şekil 4.29’da verilmiştir. Elektrik alanı çoğunlukla rezonatörlerin kenarlarında ve boşluk etrafında görülmektedir. Konsantre elektrik alanı, Şekil 4.29.b’de verilen yüzey akımlarına neden olmak için serbest elektronları harekete geçirmiştir. Bu yüzey akımları, rezonatör tabakaları arasında bir voltaj farkı yaratır ve rezistif eleman ile toplanabilmektedir. Gelen mikrodalga bir AC sinyaldir ve bir AC voltaj sinyalini indükler ve enerji toplama uygulamaları için seri bağlı



schottky diyot ile DC gerilim sinyaline dönüştürülür. Bu nedenle, elde edilen DC gerilim sinyali, alt dalga boyu görüntüleme için her bir birim hücrenin bir piksel değerini temsil etmek için kullanılmıştır.

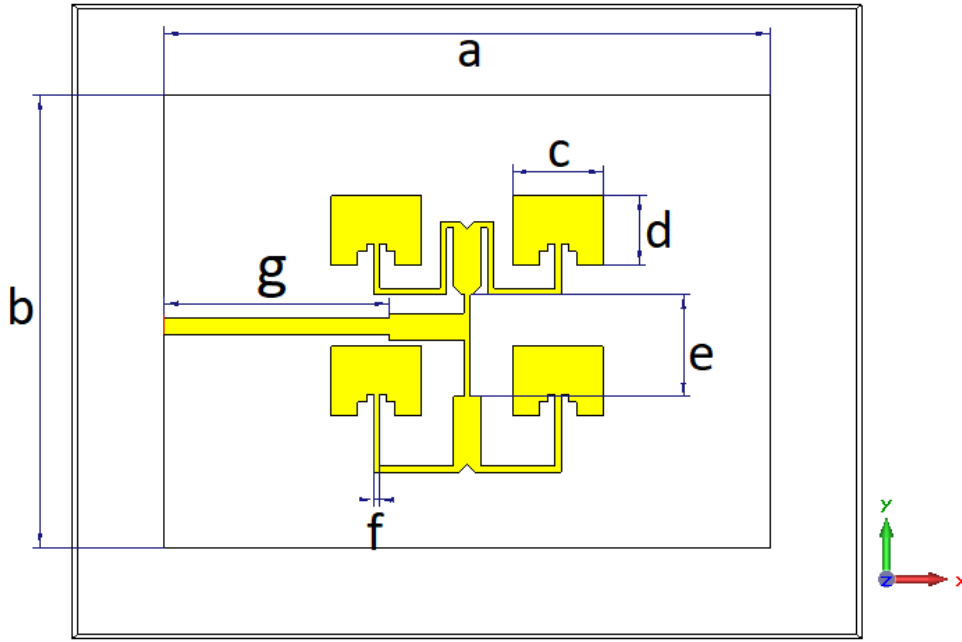


Şekil 4.28. Önerilen yapının sinyal emilim değeri



Şekil 4.29. a) elektrik alan, b) yüzey akımı dağılımları

Ayrıca, 2x2 microstrip yama dizi anten, 5,42GHz ve 5,53GHz arasındaki frekanslar için tasarlanmıştır. Tasarlanan 2x2 dizi antenin önden görünüşü Şekil 4.30'da gösterilmektedir ve boyut parametreleri de Çizelge 4.5'te verilmiştir. Tasarlanan anten; yüksek kazanç, yönlendirme, geniş bant ve yönlendirme gibi avantajlara sahip bir antendir.

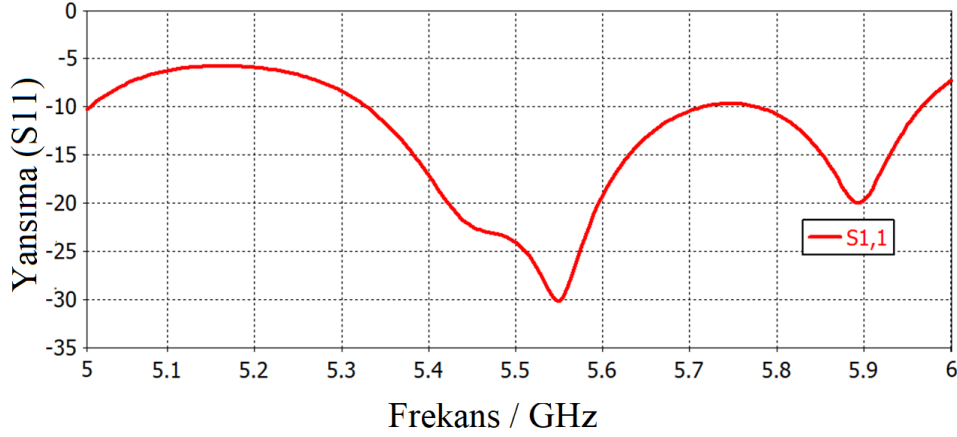


Şekil 4.30. 2x2 dizi anten tasarımı

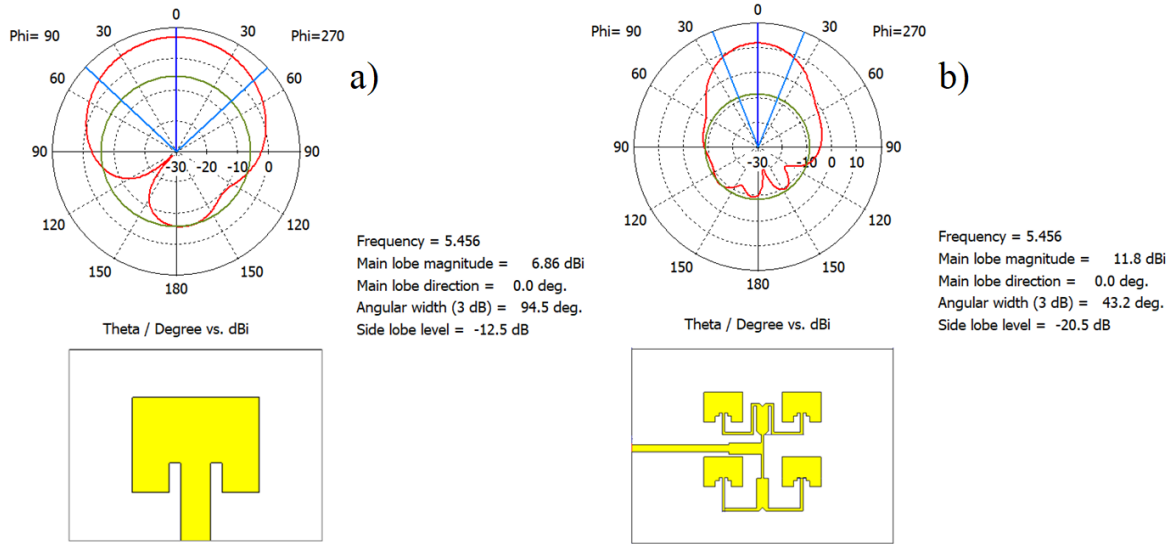
Çizelge 4.5. Birim hücre parametreleri

a	b	c	d	e	g
113 mm	84 mm	16,9 mm	12,85 mm	19 mm	42 mm

Tasarlanan 2x2 dizi anten de FIT tabanlı mikrodalga simülasyonu ile sayısal olarak analiz edilmiştir. Anteni beslemek için  $50\Omega$  hat empedansına sahip ayrık port bağlanmıştır. Tasarlanan antenin geri dönüş kaybı (S11), Şekil 4.31’de gösterildiği gibidir ve çalışma verimliliğini gözlemlemek için incelenmiştir. 5,55GHz’de minimum bir geri dönüş kaybı vardır ve 5,35GHz ile 5,65GHz arasında geniş bant çalışma aralığına sahiptir. Şekil 4.31’de görüldüğü gibi, dizi antenin çalışma frekansı aralığı, önerilen hasatlayıcı yapısının sinyal emilim frekansı aralığını (%90’ın üzerinde) içerir. Tek yama anten ve 2x2 dizi antenin radyasyon modeli elde edilmiş ve Şekil 4.32’de enerji hasatlayıcı yapısının frekans aralığına karşılık gelen 5,456GHz’de verilmiştir. Şekil 4.32.a, tek yama antenin ana lob büyüklüğünün ve yönlendirmesinin daha düşük olduğunu, buna karşılık 2x2 dizi yama antenin Şekil 4.32.b’de gösterildiği gibi kazancı, ana lob büyüklüğü ve yönlendirmesi daha iyidir. Dizi antenin radyasyon modeline göre açılabilirliği  $43,2^\circ$  ve ana lob büyüklüğü 11,8dBi’dir.



Şekil 4.31. Dizi anten geri yansımaya (S11) değeri

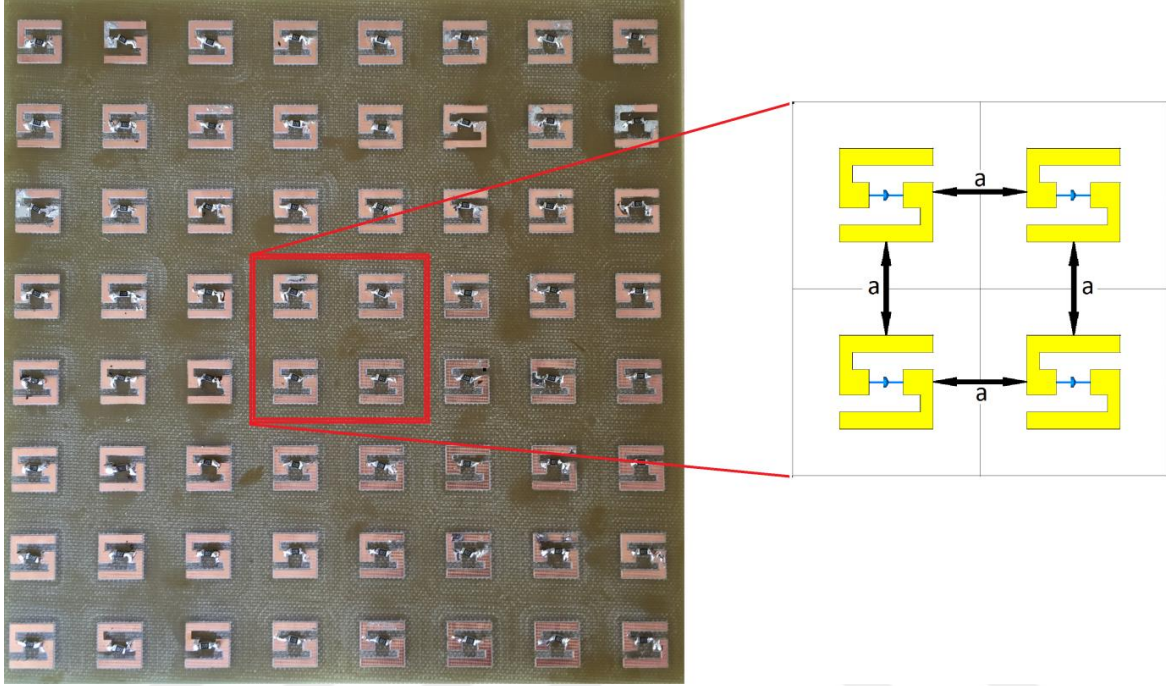


Şekil 4.32. a) yama anten radyasyon paterni, b) 2x2 dizi anten radyasyon paterni

### 4.3.2. Üretim ve Deneysel Sonuçlar

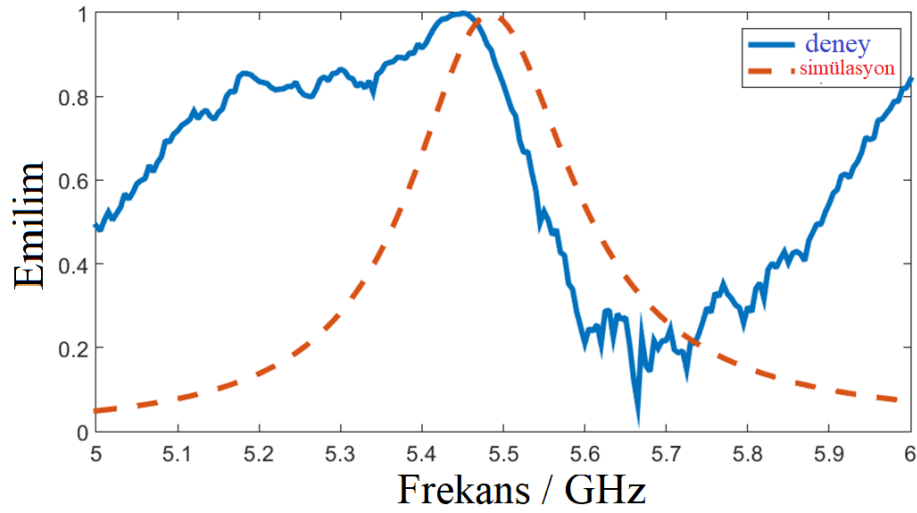
Simülasyon sonuçlarını desteklemek için 8x8 MTM tabanlı enerji hasatlayıcı ve 2x2 microşerit yama dizi anteni üretilmiştir ve deneysel çalışmalar yapılmıştır. Deneysel ölçümlerde çalışma frekansı 5,456GHz olarak ayarlanmıştır. Tasarlanmış MTM bazlı emici, boyutları nedeniyle bir alt dalga boyu yapısıdır. Her bir hücrenin 22mm kenar uzunluğu ve gelen mikrodalga dalga boyu 54,89mm'dir, bu nedenle önerilen sinyal emicinin bir alt dalga boyu yapısıdır. Üretim aşamasında CNC kontrollü LPKF-E33 Protomat kullanılmıştır ve her bir birim hücre arasındaki mesafe ile Şekil 4.33'te fabrikasyon yapısı verilmiştir ( $a=11$ ). Şekil 4.33'te verilene göre, 'a' mesafesi, optimizasyon teknikleri kullanılarak elde edilmiştir ve maksimum değeri, hücreler arasındaki etkileşimin minimum olmasını sağlamaktadır. Buna göre, en yakın hücrelerin neden olduğu karşılıklı

etkiler, 22mm'lik kenar boyutları ve 11mm'lik en yakın hücreler arasındaki mesafe ile en aza indirgenir. Bu etkileşimler minimize edilmelidir, çünkü her bir hücre mikrodalga görüntüleme uygulamasında gelen elektromanyetik dalga altında 256 gri seviyeli bir piksel değerini temsil edecektir.



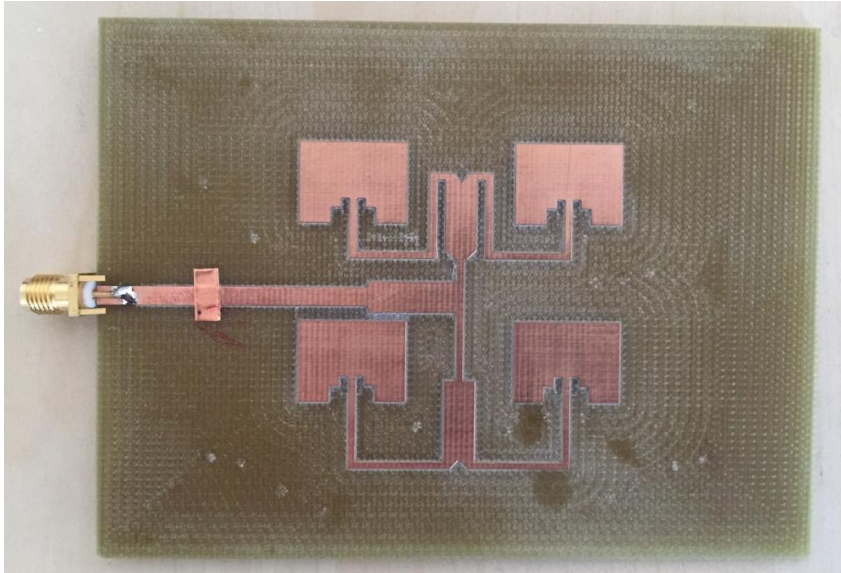
Şekil 4.33. Birim hücreler arası mesafe gösterimi,  $a=11\text{mm}$

Deney aşamasında, ilk başta, Rohde Schwartz ZVL vektör ağ analizörü ve geniş bantlı horn anteni, tasarlanan emici-hasatlayıcı yapısının geri yansımaları ( $S_{11}$ ) elde etmek için kullanılmıştır ve sonuçlar Şekil 4.34'te gösterildiği gibi karşılaştırılmıştır. Maksimum emilim, simülasyon programında 5,48GHz'de gözlenirken, deneysel çalışmalarda 5,45GHz'de gerçekleşmektedir ve deney ortamının ve imalat cihazlarından dolayı küçük frekans kayması ve gürültü sinyalleri gözlemlenmiştir. Yine de, fabrikasyon yapısı 5,4GHz ve 5,48GHz arasında iyi bir emilime sahiptir.



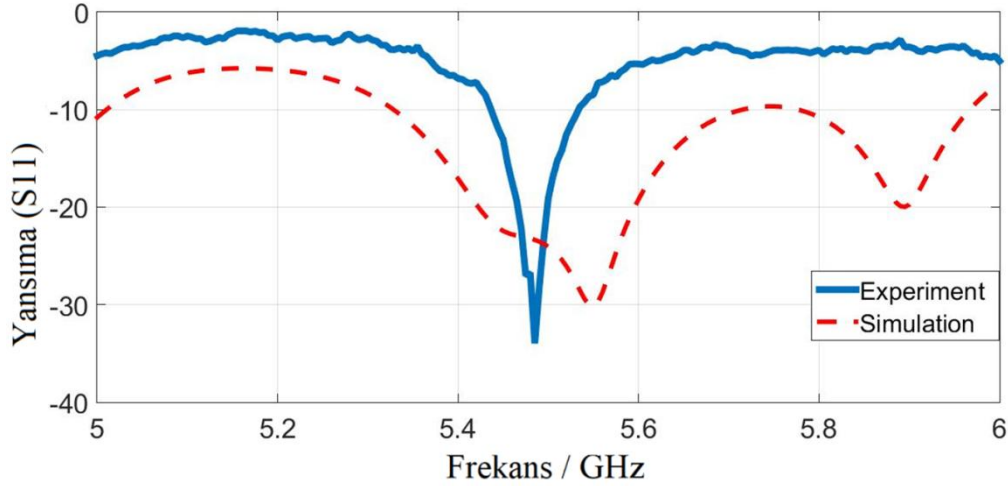
Şekil 4.34. Önerilen sinyal emici yapısının simülasyon ve üretim sonucu karşılaştırması

Ek olarak 2x2 dizi anteni üretilmiştir (Şekil 4.35) ve vektör ağ analizörü ile test edilip elde edilen geri dönüş kayıpları (S11) Şekil 4.36'da gösterilmiştir. Üretim işleminden sonra anten, 5,4GHz ve 5,5GHz arasında rezonans frekanslarına sahip olması için Şekil 4.35'teki gibi bir metal şerit ile ayarlanmıştır. Şekil 4.36'da verildiği gibi, ölçülen ve simüle edilen sonuçlar aynı bantta bulunurken, üretilen anten deneysel ölçümde dar bantlı olarak gözlemlenmiştir.



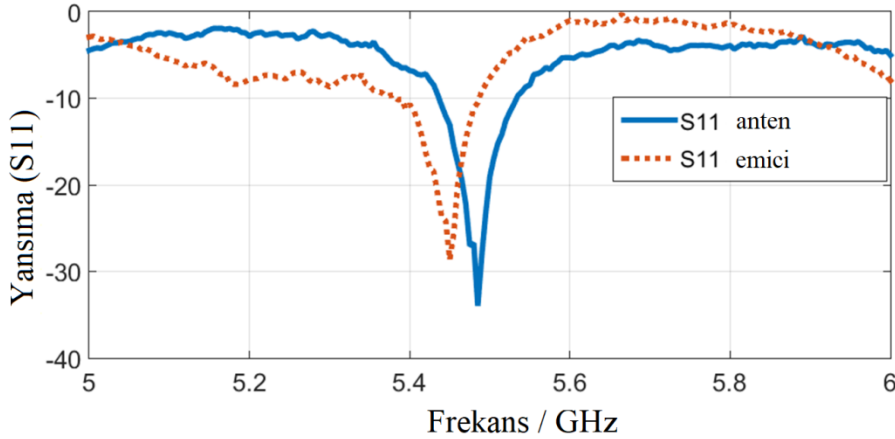
Şekil 4.35. Üretilen 2x2 dizi anten





Şekil 4.36. Üretilen 2x2 dizi antenin simülasyon ve üretim sonuçları

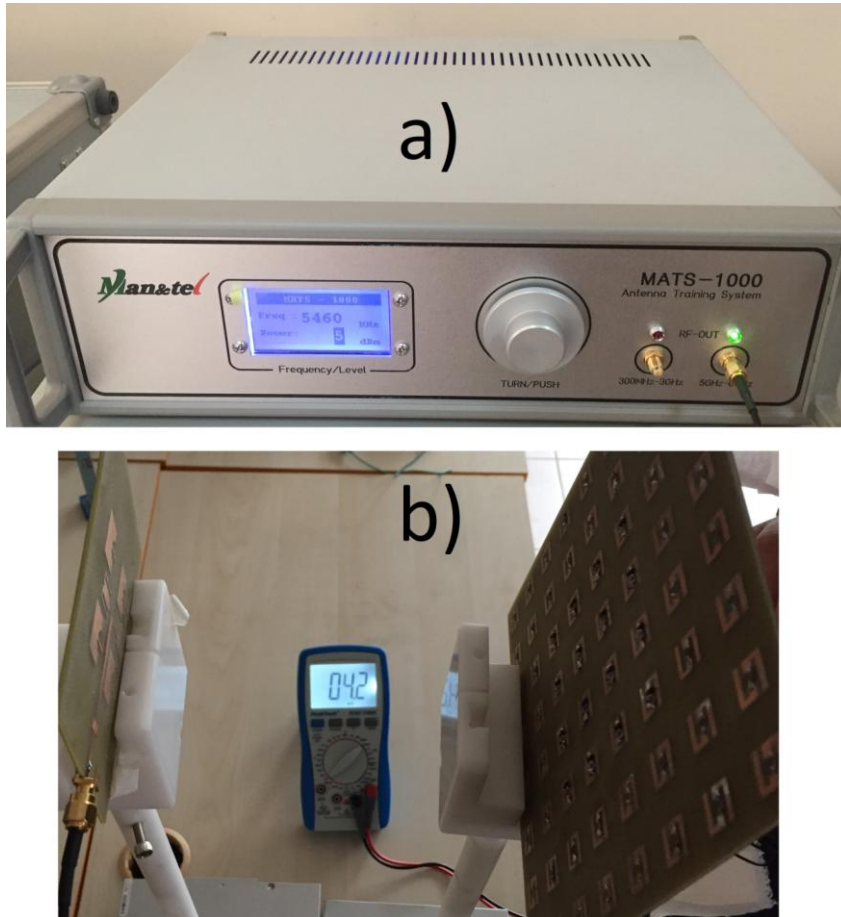
En önemli kısım, imal edilen dizi anteni ve emici-hasatlayıcı yapısını aynı frekans bandında çalıştırmaktır. Üretilen emici ve dizi anten, sırasıyla 5,40-5,50GHz ve 5,43-5,58GHz frekansları arasında çalıştırılabilir. Sonuç olarak, hem imal edilen anten hem de emici, Şekil 4.37'de gösterildiği gibi 5,43GHz ve 5,50GHz arasındaki frekanslarda çalıştırılabilir. Ayrıca, maksimum güç aktarımı 5,456 GHz frekansında gerçekleşmektedir.



Şekil 4.37. Üretilen anten ve sinyal emici yapılarının S11 değerleri

Gelen elektromanyetik dalga, rezonatör üzerinde indüklenen enerjiyi gözlemlemek için DC voltaj sinyaline dönüştürülmesi gereken AC sinyalinin bir şeklidir. Bu nedenle, BAS4-07 genel amaçlı schottky diyot ve  $20\Omega$  direnç yükü, AC dalgayı DC voltaj sinyaline dönüştürmek için rezonatör tabakaları arasındaki boşluğa seri olarak yerleştirilmiştir. DC sinyali arduino mikro kontrol kartı aracılığıyla MatLab ortamına aktarıp, MatLab'da 256 gri seviyeli pikselle temsil edilen voltaj sinyallerine dönüştürülmüştür. Bu çalışmanın görüntüleme kısmında 5GHz ile 6GHz arasındaki frekanslarda MAN&TE MATS-1000

anten test cihazı kullanılmıştır. Bu anten cihazı maksimum 5dBm çalışma gücüne sahiptir ve buna ek olarak üretilen dizi anten 5,456GHz frekansında çalışmaktadır (Şekil 4.38.a). Şekil 3.38.b'de gösterildiği gibi, 20cm'lik bir mesafeyle, gelen elektromanyetik enerji altında bir 4,2mV DC voltaj farkı gözlemlenmiştir ve maksimum voltaj farkı, 1cm'lik bir mesafede 13,5 mV olarak gözlemlenmiştir.

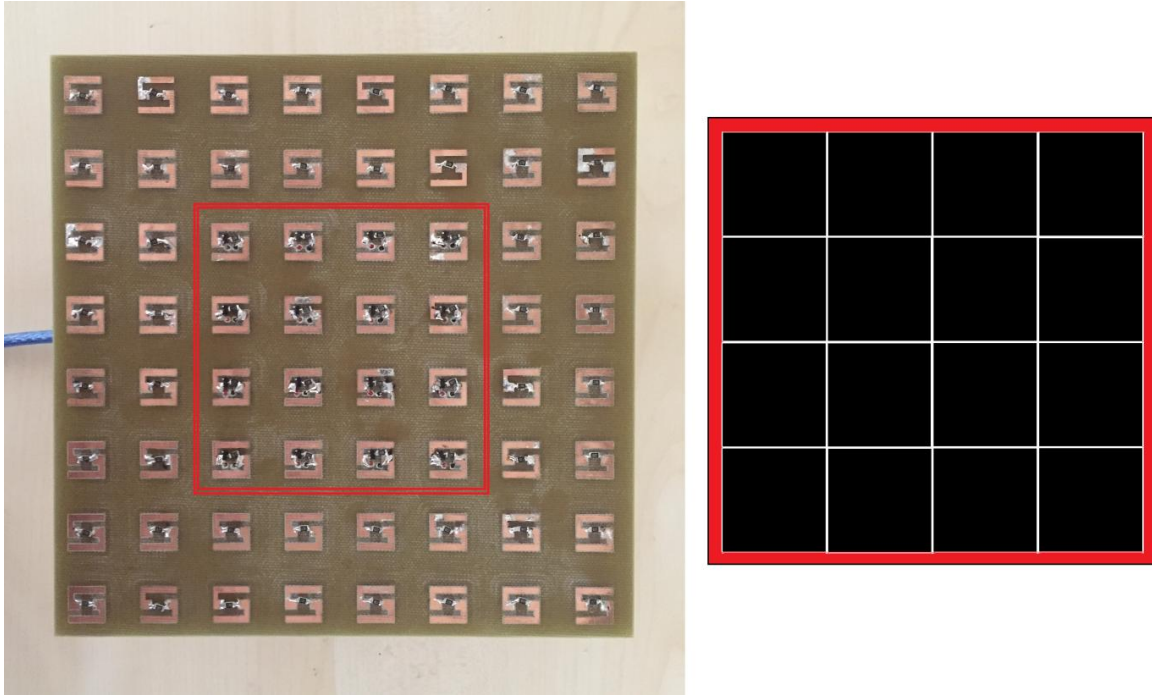


Şekil 4.38. Anten cihazı ve enerji hasatlama uygulaması

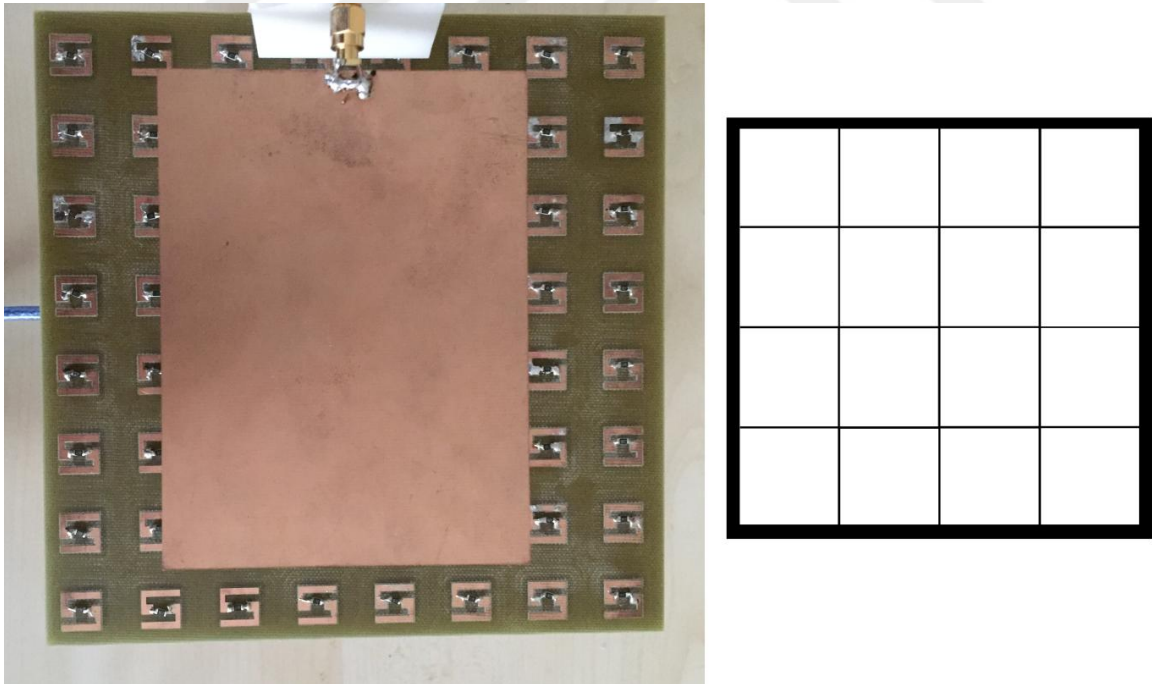
### 4.3.3. Mikrodalga Görüntüleme Çalışması

Bu çalışmanın mikrodalga görüntüleme kısmında MATLAB, gelen sinyallerin gri pikseli görünümünü oluşturmak için kullanılmıştır. Merkezdeki 4x4 hücreler, 0-13,5mV DC voltaj sinyalleriyle ölçeklenen 0-255 gri seviyeli 4x4 piksel ile temsil edilmiştir. Şekil 4.39'da olduğu gibi, herhangi bir gelen EM sinyali olmaksızın rezonatör katmanlar arasında bir voltaj farkı yoktur ve her bir piksel, siyah renkle temsil edilmiştir. Başka bir çalışmada ise 2x2 dizi yama anteni ile EM dalgası altında gerçekleştirilmiştir ve Şekil 4.40'da 4cm mesafe ile 4x4 piksele sahip sonuçlar verilmiştir. Bu durumda EM dalgaları yüzey akımlarına ve DC voltaj farklılıklarına neden olur. Bu voltaj farklılıkları, her bir hücrenin

boşluğu üzerinde gözlenir ve 4x4 beyaz renkli piksellerle temsil edilir.



Şekil 4.39. Elde edilen 2x2 görüntü anten olmadan



Şekil 4.40. Elde edilen 2x2 görüntü anten olduğu durumda

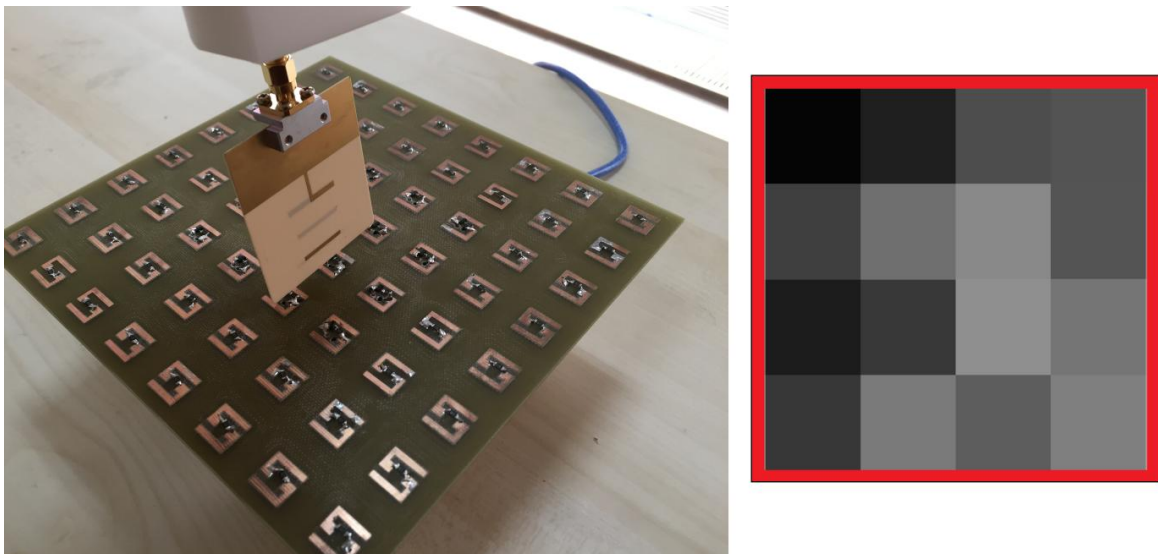
Daha sonra, metal plakanın EM dalgasının görüntü üzerindeki etkilerini görmek için anten ve hasatlayıcı yapısı arasında bir metal plaka konumlandırılmıştır. Deney düzeneği Şekil 4.41'de gösterilmiştir, metalik plaka gelen EM sinyallerini kısmen önlemektedir ve bazı



gelen sinyaller plaka üzerindeki yüzey akımlarına dönüştürülmüştür. Bu nedenle metalik plaka, sinyalleri emici tabakaya yayacak şekilde anten gibi davranmaktadır. Bundan dolayı, ilk 2x4 piksel gri renklerle gösterilip ikinci 2x4 piksel, EM sinyallerini engelleyecek metal olmadığı için neredeyse beyaz olarak elde edilmiştir. Son deney, alt dalga boyu görüntüleme uygulaması için profesyonel yagi uda anten ile gerçekleştirilmiştir. Yagi uda anteni dikey olarak 4x4 hücresi üzerine konumlandırılmıştır ve elde edilen görüntü Şekil 4.42’de verilmiştir. Yagi uda anteni tarafınfan yayılan dalgalar her bir hücre tarafından emilip ve piksel değerlerine dönüştürülmüştür. Gözlemlenen 4x4 görüntüsü, Şekil 4.42’de verilen gri seviyeli yagi uda antenin konumunu göstermektedir.



Şekil 4.41. Metal plaka yerleştirilmiş deney düzeneği ve elde edilen görüntü

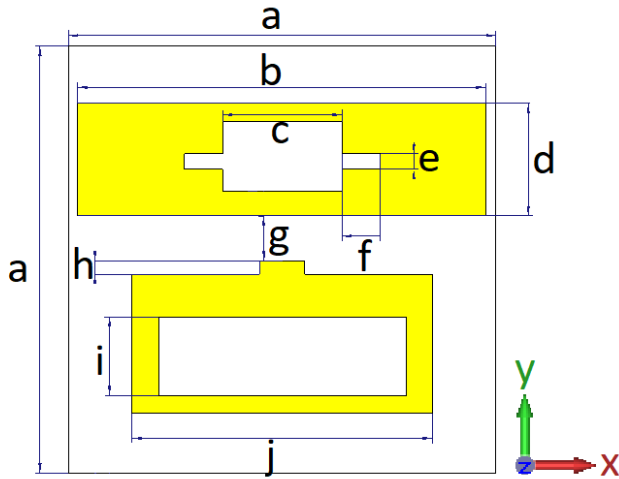


Şekil 4.42. Alt dalga boyu görüntüleme, yapı a33 hücresine konumlandırılmıştır

#### 4.4. 1,8, 2,45 ve 5,8GHz Frekanslarında Mikrodalga Görüntüleme İçin Anten Tabanlı Mikrodalga Sinyal Emici

##### 4.4.1. Tasarım ve Simülasyon

Yayılan RF ve mikrodalga enerjisi, daha önce bahsedildiği gibi farklı tekniklerle emilebilir ve toplanabilir. Literatüre bakıldığında rektennalar ve metamalzeme yapıları gelen enerjiyi emmek ve toplamak için sıklıkla kullanılmıştır. Bu çalışma, üç bantlı bir sinyal emici tabanlı görüntü detektörü önermektedir. Tasarım bölümünde FIT tabanlı mikrodalga simülatörü kullanılmıştır. Mikrodalga sinyal emicinin tasarlanan birim hücresi, Şekil 4.43'te gösterildiği gibi iki rezonatörden oluşur, sarı katmanlar bakır rezonatörleri göstermektedir. Bununla birlikte, tasarlanan birim yapı metal arka plaka, dielektrik ara katman ve rezonatör tabakası olarak üç katmandan oluşmaktadır. Rezonatör tabakası ve metal arka plaka tasarımında bakır seçilmiştir ve ayrıca FR-4 dielektrik ara tabakada kullanılmıştır. Tasarlanan emicinin boyut parametreleri, simülasyon programında sunulan genetik algoritma aracı kullanılarak elde edilmiş ve elde edilen parametreler Çizelge 4.6'da verilmiştir. Çizelge 4.6'da verildiği gibi, her birim hücre 38mm kenar uzunluğuna sahiptir ve iki rezonatörden oluşmaktadır.

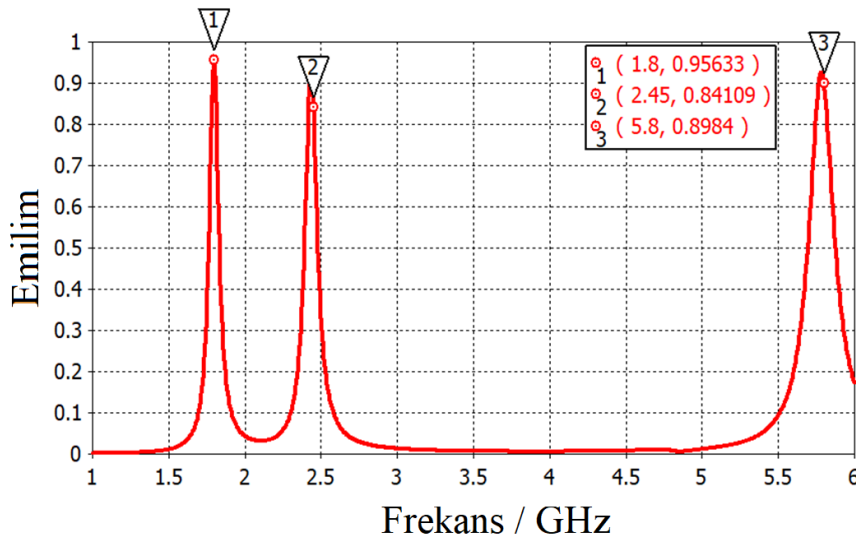


Şekil 4.43. Sinyal emici yapı birim hücresi

Çizelge 4.6. Sinyal emici yapı birim hücre ölçüleri (mm)

a	b	c	d	e	f	g	h	i	j
38	36,3	10,6	10	1,38	3,4	4	1,2	7	26,72

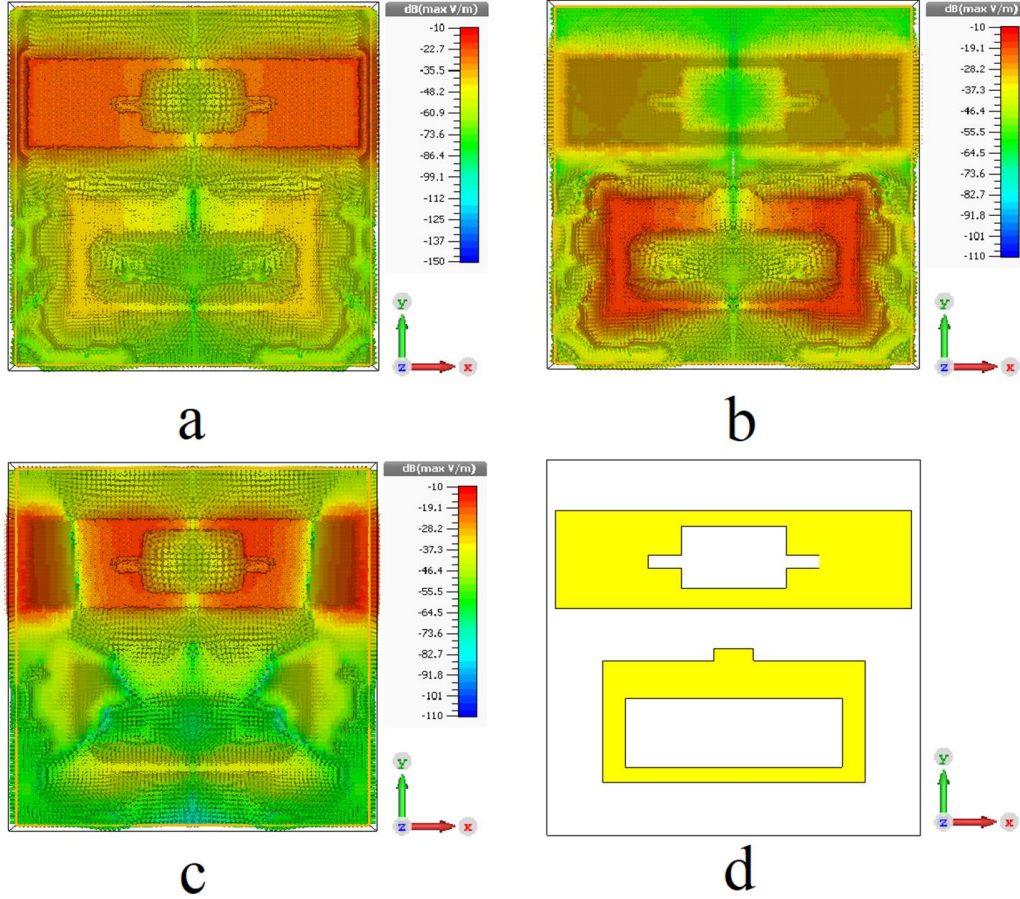
Simülasyonlar FIT tabanlı mikrodalga simülasyon yazılımında gerçekleştirilmekte ve sınırlar x-yönünde elektriksel alan  $E=0$ , y-yönünde manyetik alan  $H=0$  ve z yönünde açık olarak ayarlanmıştır. Bu tür bir düzenleme enine elektromanyetik (TEM) modlu dalga oluşturur ve TEM mod mikrodalgalar altında önerilen yapının emilim kapasitesi araştırılmıştır. Emilim yani absorpsiyon, denklem 4.2’de belirtildiği gibi hesaplanmaktadır. Önerilen emici daha önce bahsedildiği gibi bakır arka plaka içermektedir, bu da neredeyse sıfır olan minimum iletme neden olmaktadır. Tasarlanan emici yapısı, mikrodalga simülatöründe 1-6GHz TEM modunda gelen mikrodalgalarda incelenmiştir. Elde edilen emilim karakteristiği Şekil 4.44’te verilmiştir. Emme değerlerinin maksimum olarak 1,80GHz, 2,45GHz ve 5,80GHz’de meydana geldiği gözlenmiştir. Şekil 4.44’te görüldüğü gibi 1,80GHz, 2,45GHz ve 5,80GHz sırasıyla %95,6, %84,1 ve %89,8’dir. Emilim özelliklerine göre, önerilen yapı GSM, ISM, Wi-Fi ve WIMAX frekans bantlarında elektromanyetik dalga emici olarak kullanılabilir.



Şekil 4.44. Önerilen yapının sinyal emilim grafiği

Her bir rezonatörün emilim üzerindeki etkisini görmek için Şekil 4.45’te gösterilen elektrik alan dağılımları elde edilmiştir. Bu sayısal analizde, elektrik alan dağılımlarını elde etmek için her rezonans frekansında floquet port kullanılmıştır. Uygulanan elektromanyetik dalga, uzak alan uygulamasına ayarlanmış bir mesafe ile floquet port yardımıyla TEM modunda düzenlenmiştir. Her rezonatörün farklı elektrik alan dağılımı vardır. 1,80GHz mikrodalga altında elektrik alan dağılımı Şekil 4.45.a’da gösterildiği gibi üst rezonatörde yoğunlaşmıştır. Benzer şekilde, 2,45GHz mikrodalga altında elektrik alan dağılımı Şekil 4.45.b’de gösterildiği gibi alt rezonatörde yoğunlaşmıştır ve Şekil 4.45.c’de görüldüğü gibi

5,80GHz’de üst rezonatörde elektrik alan dağılımı gözlemlenmiştir. Buna ek olarak, önerilen sinyal emicinin önden görünüşü Şekil 4.45.d’de gösterilmektedir.



Şekil 4.45. Önerilen yapının elektrik alan dağılımları a) 1,80GHz, b) 2,45GHz, c) 5,80GHz, d) önerilen yapı

#### 4.4.2. Deneysel Çalışma

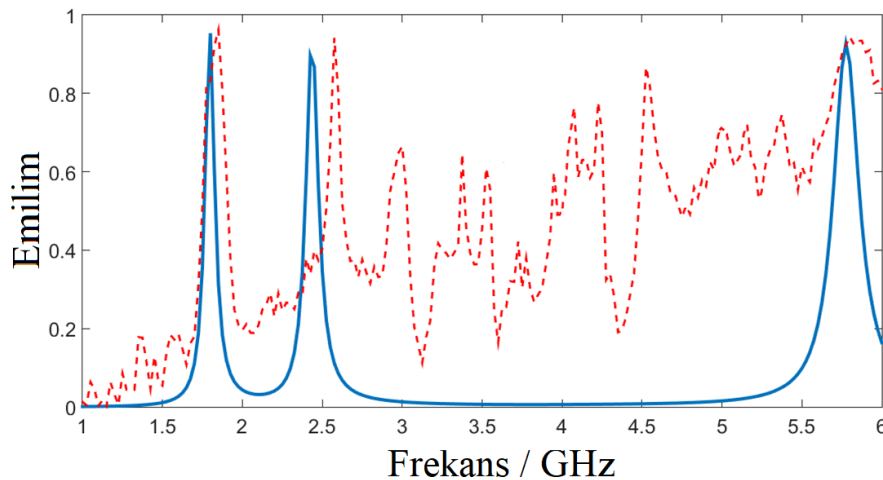
Tasarlanan üç bantlı sinyal emici, LPKF ProtoMat-E33 üretim cihazı kullanılarak Şekil 4.46’da gösterildiği gibi 5x6 dizi olarak üretilmiştir. Rohde&Schwarz Vektör Ağ Analizörü (VNA) ve geniş bantlı bir horn anten, Şekil 4.46’da de verilen yapının emme özelliklerini elde etmek için kullanılmıştır. Emilim ölçümünden önce deney kitleri, anten ve vektör ağ analizörü arasındaki empedans eşleşmesi için deney cihazında kalibrasyon yapılmıştır. Geniş bantlı horn anten ile 1-6GHz’lik mikrodalga uygulanarak geri yansımalar elde edilmiştir. Uzak Alan mesafesi, eşitlik 4.3 ile verildiği şekilde elde edilmiştir [53].

$$Uzak Alan \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.3)$$

Burada D en büyük anten kenar boyutudur ve  $\lambda$  rezonans dalgaboyunu ifade etmektedir. Kullanılan antenin minimum uzak alan mesafesi, Şekil 4.46'da gösterildiği gibi minimum 1,8GHz rezonans frekansı için 7,68cm olarak değerlendirilmiştir. Daha önce de bahsedildiği gibi emilim, S11 saçılma parametresinden hesaplanmaktadır. Yapının emilim karakteristiği Şekil 4.47'de verilmiştir. Maksimum emilimler 1,85, 2,57 ve 5,82GHz'de gözlemlenmiştir ve laboratuvar koşullarından dolayı deneyde bazı istenmeyen gürültüler oluşmuştur. Rezonans frekansları 1,8 ve 2,45GHz'deki merkezi frekansların yüzdesi olarak kaymaktadır, sırasıyla %2,7 ve %4,1'dir. Bunun yanı sıra, ölçüm ve simülasyon sonuçları arasındaki bant genişliğinin uyuşmaması nedeniyle aynı yaklaşım 5,80GHz'de doğrulanamamıştır. Paralel olarak, bu beklenmedik frekans kayması lehimleme gibi imalat kusuru nedeniyle de oluşabilmektedir. Ek olarak, 5,80GHz için deneysel veriler simülasyona kıyasla daha geniş bir banda sahiptir. 5,80GHz'deki bu beklenmedik geniş bant, deney düzeneği, lehimleme, imalat kusurları ve gürültü gibi laboratuvar koşullarından kaynaklandığı düşünülmektedir.



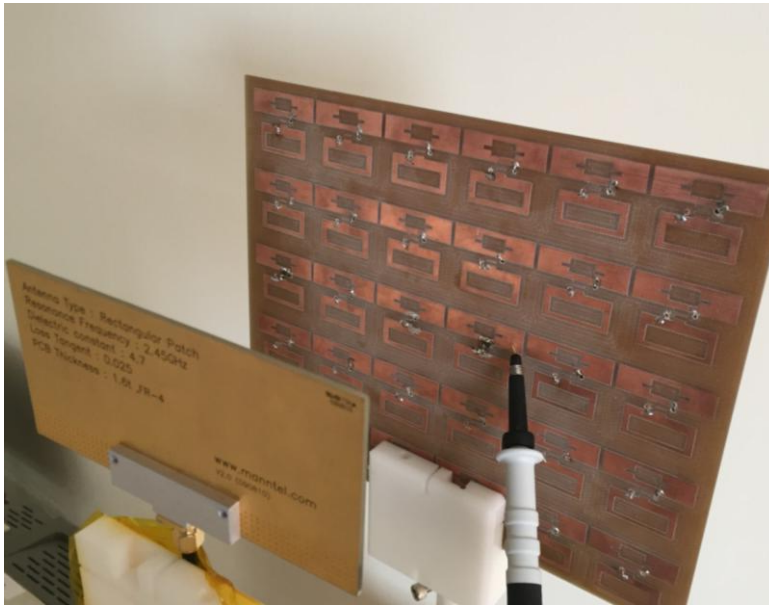
Şekil 4.46. Üretilen 5x6 yapı ve ölçüm düzeneği



Şekil 4.47. Emilim değerinin simülasyon ve üretim sonuçları

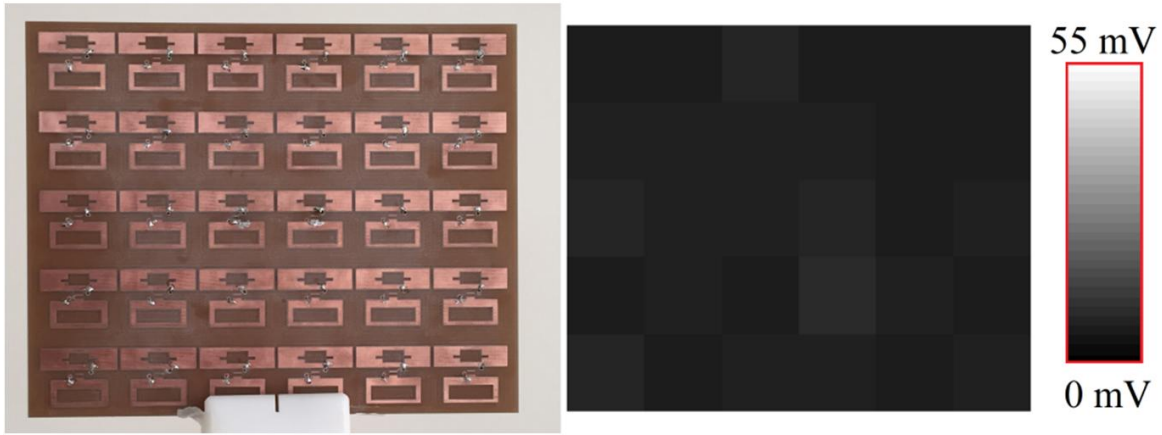


MATS-1000 anten test cihazı 300MHz ile 6GHz frekans aralığında çalışacak şekilde kalibre edilmiştir. Anten test sisteminin kullanılmasının en büyük avantajı, maksimum 5dBm'lik mikrodalga yayılıma sahip olmasıdır. Gelen mikrodalga, yama antenden sinyal emici yapıya ulaştığında, her bir rezonatör üzerinde simülasyondaki gibi elektrik alan dağılımından dolayı voltaj farkı oluşmaktadır. Sonuç olarak, gelen mikrodalga gücü altında, voltaj ölçümü Şekil 4.48'de verildiği gibi gerçekleştirilmiştir. Her birim hücredeki voltajın ölçülmesi için her birim hücrenin boşluğunun yakınında küçük boyutlu delikler açılıp arka kısma metal şeritler çekilmiştir ve ölçümler yapılmıştır.

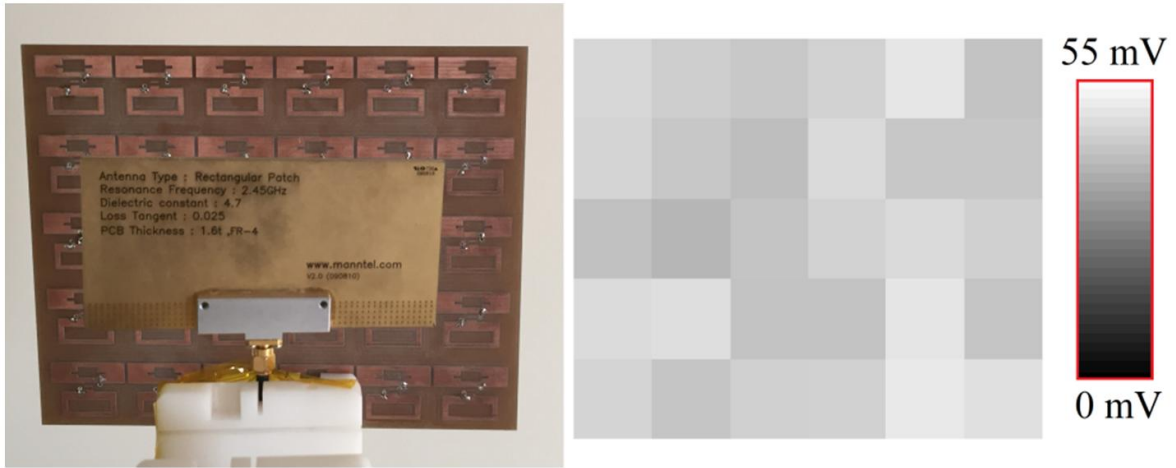


Şekil 4.48. Dijital osiloskop yardımıyla voltaj sinyali ölçümü

Bununla beraber, birim hücrelerde mikrodalga gücü olmadan minimum 6mV RMS voltajı gözlemlenmiştir. Elde edilen minimum gerilim, Şekil 4.49'da gösterildiği gibi 0-55mV ölçeği ile piksel değerlerine dönüştürülmüş olup bu işlemde MatLab kullanılmıştır. Ardından, 2,45GHz geniş bantlı yama anten kullanılarak 2,57GHz'lik gelen mikrodalgalar uygulanmıştır ve rezonatör katmanda maksimum 53mV RMS voltaj sinyali elde edilmiştir. 5x6 dizi sinyal emici üzerinde elde edilen gerilimler, Şekil 4.50'de verilen 0-55mV ölçeği ile piksel değerlerine dönüştürülmüştür. Her hücre yaklaşık olarak aynı miktarda mikrodalga gücünü emmektedir fakat elde edilen görüntülere bakıldığında, lehim gibi üretimden kaynaklı oluşan hatalar nedeniyle Şekil 4.49 ve Şekil 4.50'de görüldüğü gibi tam olarak simetrik değildir.



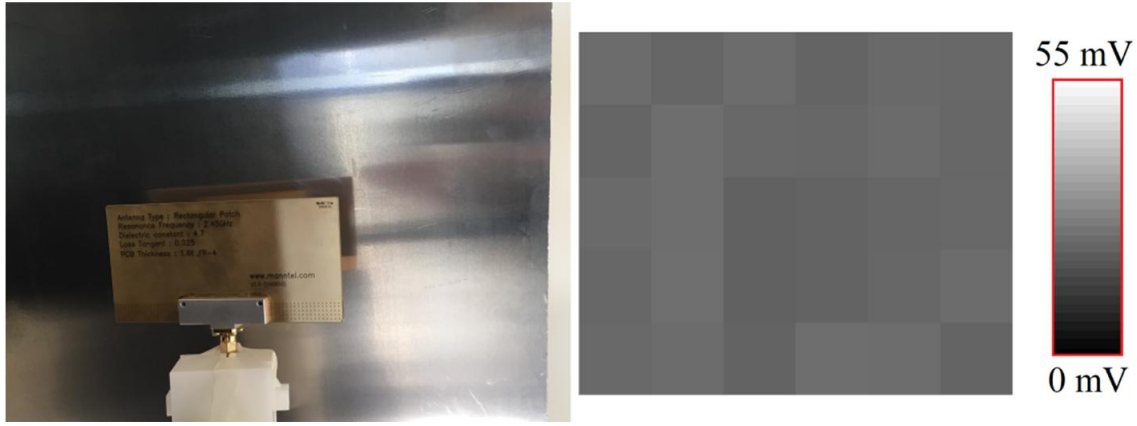
Şekil 4.49. Sinyal olmadan elde edilen görüntü



Şekil 4.50. 2,45GHz sinyal altında elde edilen görüntü

Tasarlanan emici yapının görüntü kabiliyetini görmek için, Şekil 4.51’de gösterildiği gibi anten ve emici arasında bir metal plaka konulmuştur. Teorik olarak metaller, gelen mikro dalgaları yansıtır veya emer ve transmisyon, metal tabakadan dolayı sıfır olmalıdır. Metal levha ile iletilen mikrodalga sinyalin kesildiğini göstermek için alüminyum levha kullanılmıştır ve elde edilen görüntü Şekil 4.51’de verilmiştir. Elde edilen görüntüye göre, sinyal emici yapıya aktarılan güç maksimum değerinin yarısına düşmüştür bu aktarılan gücün sıfır olmamasının sebebi deneyin yankısız bir ortamda yapılmamış olması ve alüminyum plakanın sonsuz uzunlukta olmamasıdır. Daha açıklayıcı olarak, alüminyum plakanın kenarlarından 50cmx50cm’dir ve yan lob etkileri nedeniyle tüm sinyaller alüminyum plaka tarafından engellenemez. İlgili frekans aralığında 0,5cm kalınlığa sahip metalik tabaka, deri kalınlığı 2,6 $\mu$ m’den 1,05 $\mu$ m’ye kadar olması nedeniyle gelen dalgayı bloke etmeye yeterlidir, bu nedenle tek alüminyum plaka kullanılmıştır





Şekil 4.51. Arada metal plaka varken elde edilen görüntü

Daha önce açıklandığı gibi, üretilen sinyal emici iyi emme özelliklerine sahiptir ve 5,80GHz'de yapının görüntü kabiliyetini görmek için 5,80GHz Yagi-Uda anten ile bir başka deney gerçekleştirilmiştir. Yagi-Uda antenler, yönlü antenlerdir ve Şekil 4.52'de görüldüğü gibi konumlandırılmıştır. Yagi-Uda anteninden gelen mikrodalga gücü altında maksimum 28mV RMS voltajı gözlemlenmiştir. Görüntü MatLab ortamı ile elde edilmiştir ve Şekil 4.52'de verilen 0-30mV arasında ölçeklenmiştir, Yagi-Uda antenin yayılımı farklı voltaj ölçeğine neden olan yama anten yayılımından farklıdır. Piksellerdeki farklılıklar aktarılmış güç değerlerinin farklı olmasından dolayıdır, aktarılan güç değerleri her bir hücre için birbirine yakın olmakla beraber küçük farklılıklara sahiptir, bunun nedeni önceden açıklandığı gibi üretimsel hatalardır. 5dBm gelen mikrodalga sinyaller, profesyonel Yagi-Uda anteni vasıtasıyla absorber yapısına doğru Mats-1000 anten test sistemi üzerinden aktarılmaktadır. Ölçülen emilim, 5,82GHz'de %93'tür, bu nedenle absorbe edilen güç 5,82GHz'de 5dBm'lik gelen dalga için 4,65dBm olarak değerlendirilebilir.



Şekil 4.52. 5,80GHz yagi uda anten ile yapılan ölçüm ve elde edilen görüntü

Ayrıca, Şekil 4.53'te gösterildiği gibi Yagi-Uda anten ve emici yapı arasında bir metal plaka konumlanmıştır, bu işlem metal plaka etkisini 5,80GHz'de gözlemlemek içindir. Her bir rezonatör üzerindeki ölçülmüş voltaj sinyalleri, metal plakadan dolayı kesilmiş ve yarıya inmiştir. MTM sinyal emicinin her birim hücresi tüm yapının bir parçasını oluşturmaktadır ve birim hücre davranışları genel yapı ile benzerlik gösterir. Bunun yanı sıra, yakındaki birim hücreler arasındaki istenmeyen etkileşim tamamen ortadan kaldırılamaz. Bu nedenle bu çalışmada görüldüğü gibi yakınlardaki birim hücreler arasında da bu etkileşim gözlemlenmiştir. Bu istenmeyen etkileşim, yüzey dalgalarını en aza indirerek küçük mikrodalga bant boşluk yüzeyleri kullanılarak gelecekteki çalışmalarda önlenecektir.



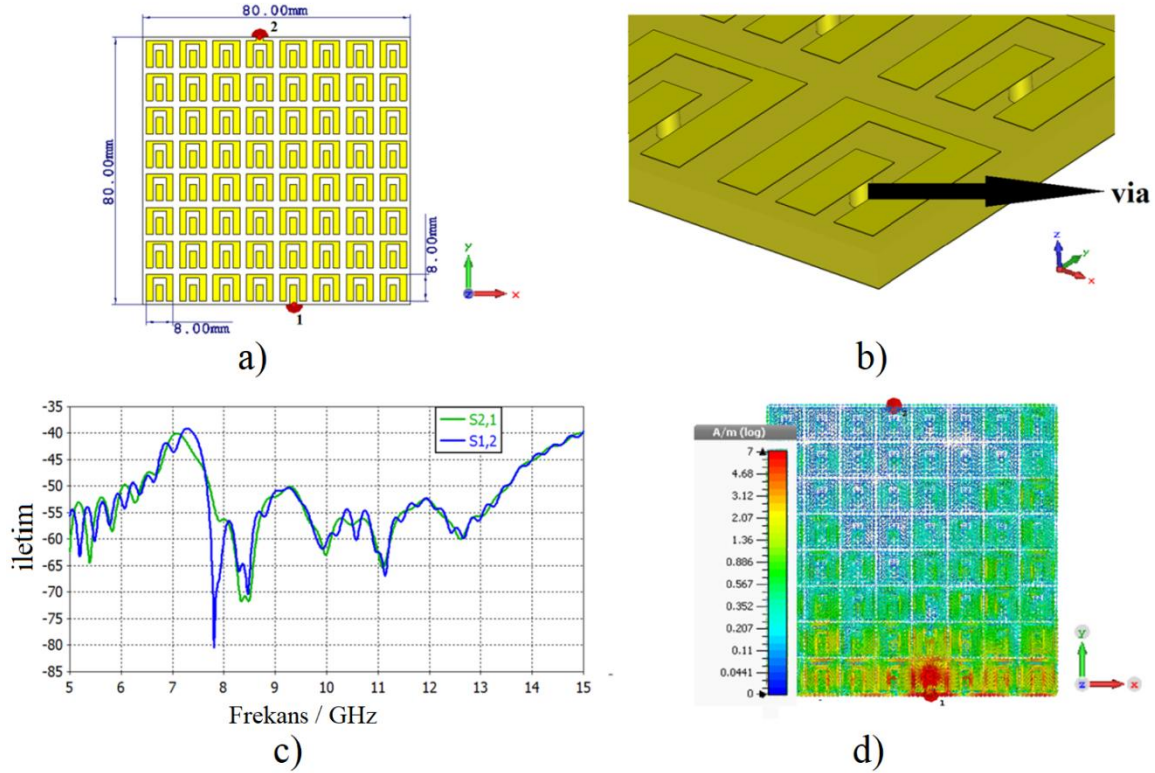
Şekil 4.53. Arada metal plaka bulunması durumunda yagi uda antenli ölçüm

#### 4.5. 5-15GHz Bant Aralığında Düşük Profilli Anten Parametrelerinin EBG Yapılarıyla İyileştirilmesi

##### 4.5.1. EBG Tasarımı

Tasarım bölümünde FIT tabanlı mikrodalga simülatörü kullanılmış ve çeşitli analizler yapılmıştır. Şekil 4.54.a'da, tasarlanan mantar şekilli EBG yapısı 8X8 birim hücrelerle gösterilmiştir, her bir hücre 10mm kenar uzunluğuna sahiptir bu nedenle önerilen EBG yapısının 80mmX80mm boyutlarındadır. Şekil 4.54.b'de gösterildiği gibi, mantar etkisine neden olan rezonatör ile toprak düzlemi arasında bağlantı vardır. Bu şekilde bir düzenleme LC rezonans etkisi anlamına gelmektedir. Rezonatör ve zemin düzlemi kapasitif etki yaratmaktadır, buna karşı ara bağlantı parçası her bir hücre üzerinde indüktif etkiye sebep olmaktadır.

Ek olarak, iki izole port, iletim özellikleri ve yüzey akım davranışını elde etmek için EBG yapısının üst ve alt tarafına bağlanmıştır. Önerilen yapının iletim karakteristiği Şekil 4.54.c'de 5GHz-15GHz frekans bandı aralığı ile verilmiştir. Sonuç olarak, iletim EBG yapısında en aza indirgenmiştir ve gösterildiği gibi -40dB ile -90dB arasındadır. Ayrıca, yüzey akım dağılımları Şekil 4.54.d'de elde edilmiş ve gösterilmiştir.



Şekil 4.54. a) Tasarlanan EBG yapı, b) yakın görüntü, c) iki port arası iletim, c) yüzey akım dağılımı

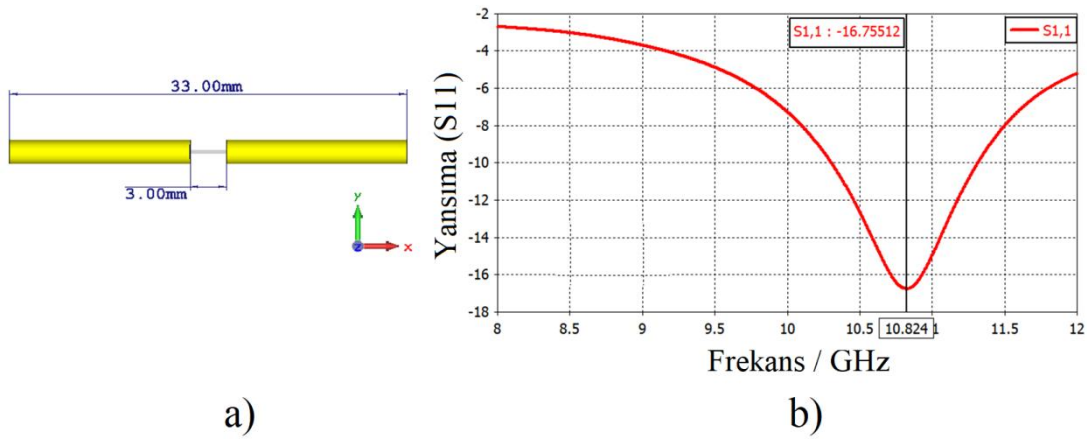
#### 4.5.2. Anten Tasarımları

Üç farklı tip anten tasarlanmış ve EBG yapısı ile analiz edilmiştir; Bir dipol anten, bir döngü anten ve bir monopol anten. Tasarlanan mantar şekilli EBG yapısı, anten parametrelerini ana lob kazanımı, yan lob seviyeleri, geri dönüş kayıpları, ön-arka oranı ve Yüksek Güç Kiriş Genişliği'ni (HPBW) geliştirmek için bu üç antene entegre edilmiştir ve ayrıca farklı boyutlardaki minyatürleştirme uygulamalarında kullanılabilirliği gösterilmiştir.

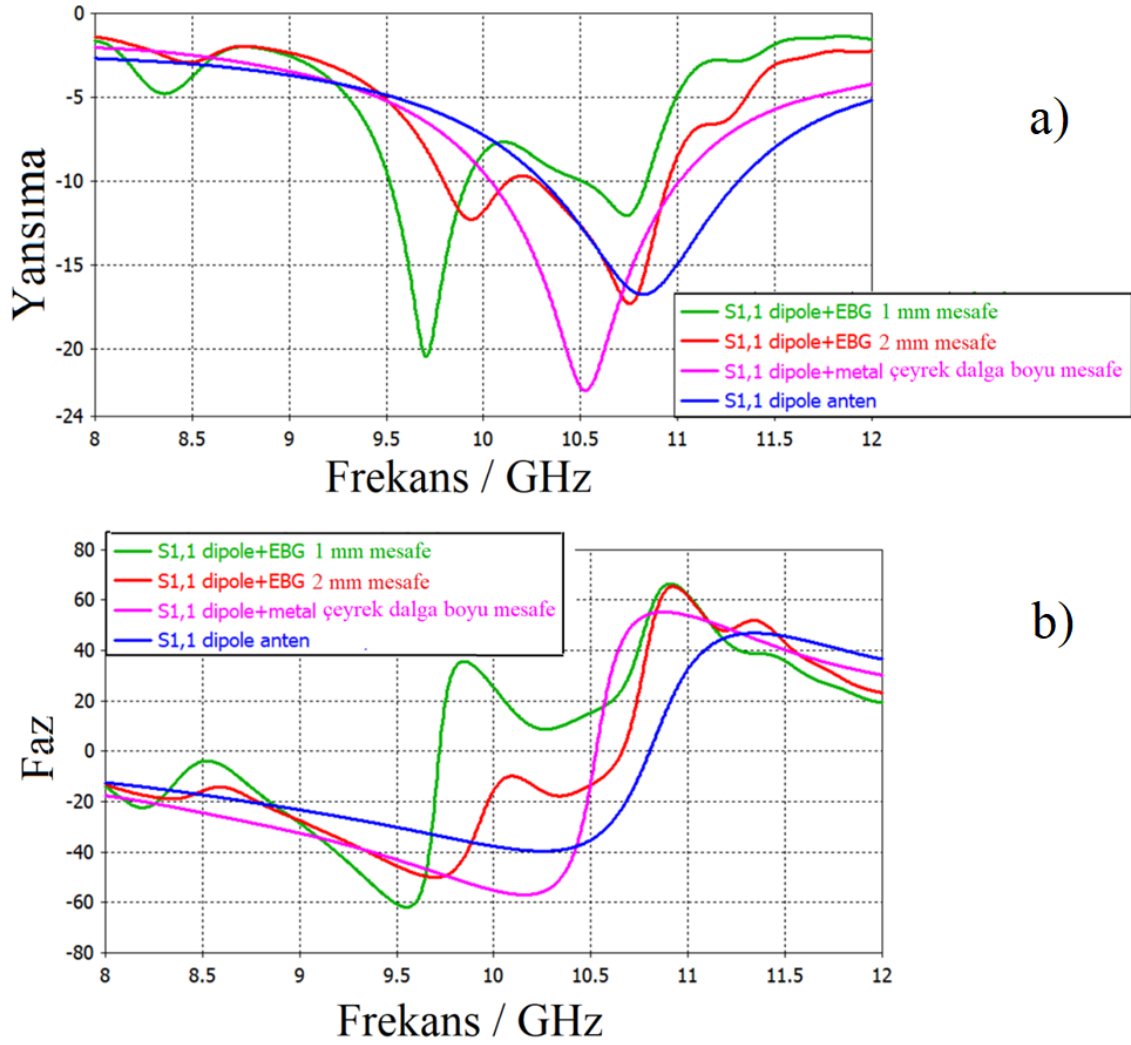
#### Dipol anten ve EBG yapısı

Tasarlanan dipol anten boyutları Şekil 4.55.a'da verilmiştir ve dipol anten, Şekil 4.55.b'de

görüldüğü gibi 10,824GHz'de -16,75dB'lik bir geri dönüş kaybına sahiptir ve bu frekansa karşılık gelen dalga boyu 27,71mm'dir. Ayrıca, tasarlanmış dipol anten -10dB referans seviyesinde 1GHz bant genişliğine sahiptir. Daha önce de belirtildiği gibi EBG ve dipol anten ile çeşitli senaryolar gerçekleştirilmiştir. Dipol anten çeyrek dalga boyu mesafeye (6,9275mm) yerleştirilmiş 80mmX80mm metal plaka ile ve 80mmX80 mm mantar şekilli EBG yapısı ile test edilmiştir. Dipol antenin elde edilen geri dönüş kayıp değerleri (S11) Şekil 4.56.a'da verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi, metal plaka sayesinde dipol antenin geri dönüş kaybı iyileşmiştir, 10,824GHz'de metal plakasız geri dönüş kaybı 16,755dB'dir, ancak çeyrek dalga boyu mesafeye metal plaka yerleştirilip elde edilen geri dönüş kaybı 10,52GHz'de 22,4'dB'dir. Ayrıca, dipol anteni mantar EBG yapısı ile test edilmiş ve elde edilen geri dönüş kayıp değerleri de grafikte gösterilmiştir. 2mm mesafeye konumlanan EBG yapısı dipol antenin iki rezonans tepe noktasına ve küçük rezonans kaymasına sebep olmuştur. İlk rezonans noktası -12,37dB geri dönüş kaybı ile 9,93GHz ve ikinci rezonans noktası -17,31dB geri dönüş kaybı ile 10,75GHz'de oluşmuştur. Ek olarak, EBG ve dipol anteni arasında 1mm mesafe ile başka bir test yapılmıştır ve geri dönüş kaybı değerleri 9,72GHz ve 10,75GHz frekanslarında sırasıyla -20,65dB ve -12,12dB ve karşılık gelen bant genişliği 0,77GHz'dir. Ayrıca, dipol antenin fazları Şekil 4.56.b'de verildiği gibi elde edilmiştir.



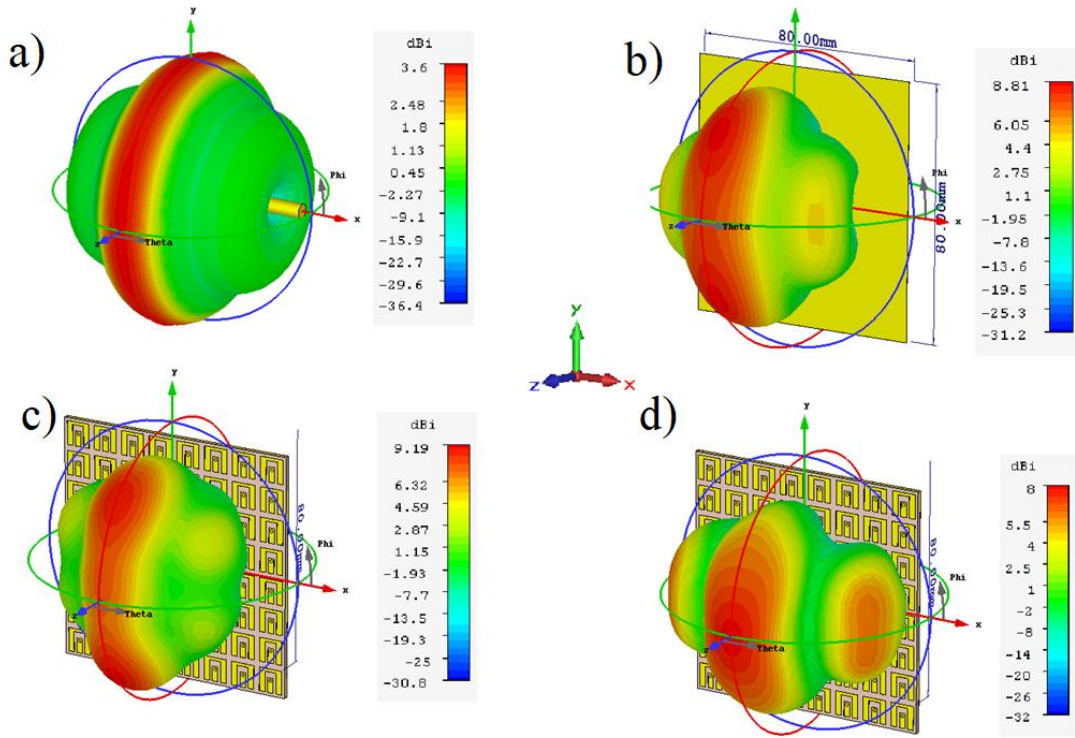
Şekil 4.55. Tasarlanan dipol anten ve geri yansıma (S11) değeri



Şekil 4.56. Dipol anten ve EBG yapısının farklı mesafelere göre ölçüm sonuçları a) geri yansıma (S<sub>11</sub>), b) faz

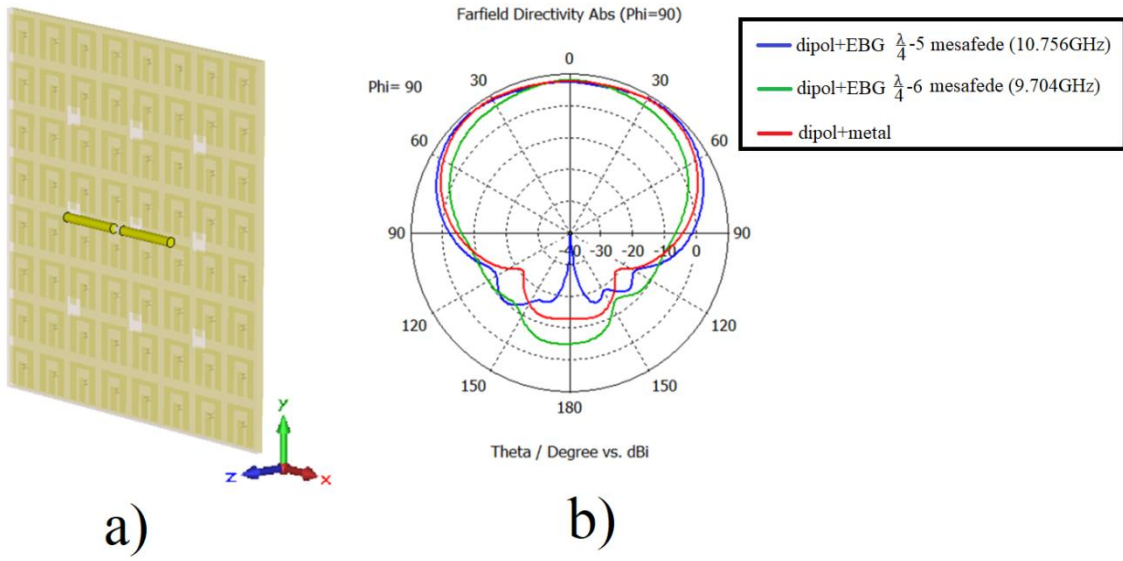
Genel olarak, dipol antenleri Şekil 4.57.a'da görüldüğü gibi dikey eksenine doğru yayılmaktadır ve tasarlanmış dipol anten 3,6dBi ana lob kazancına sahiptir. Başka bir testte, çeyrek dalga boyu mesafedeki metal plaka Şekil 4.57.b'de görüldüğü gibi kazancı 8,81dBi'a çıkarmıştır. Ayrıca, tasarlanan mantar şekilli EBG yapısı, anten kazancını 3.6dBi'den 9.19dBi'ye kadar 2mm'lik mesafe ile artırmıştır (Şekil 4.57.c). 2mm mesafede bulunan EBG yapısı, anten ve EBG yapısı arasındaki azalmış mesafe nedeniyle Mükemmel Manyetik İletken (PMC) olarak davranmıştır. Son olarak, dipol antenli 1mm mesafeye yerleştirilen EBG yapısı incelenmiş ve Şekil 4.57.d'deki gibi 3D radyasyon paterni ile verilmiştir. Ana lob kazancı 8dBi'dir.





Şekil 4.57. 3D yayılım grafikleri a) dipol anten, b) dipol anten ve metal arası 6.9275mm, c) dipol anten ve EBG arası 2mm, d) dipol anten ve EBG arası 1mm

Son olarak, EBG yapısı ve antenin farklı senaryolar altındaki yayılım grafikleri Şekil 4.58'de verilmiştir. Dipol anten Şekil 4.58.a'da gösterildiği gibi EBG'nin merkezinde yer almaktadır ve EBG ile arasına çeşitli mesafeler eklenip simülasyon çalışmaları yürütülmüştür. Şekil 4.58.b'de yayılımlar polar formda görülmektedir. Dipol anten entegre mantar şekilli EBG yapısının bir sonucu olarak, 2mm mesafe aşağıdaki gibi birçok avantajı nedeniyle en iyi seçimdir; yüksek ana lob kazancı, geniş açısız yayılım, daha az yan lob seviyesi, küçük bir rezonans kayması ve değişmeyen ön-arka oranı. Bu senaryo ile EBG yapısı PMC gibi davranmaktadır.



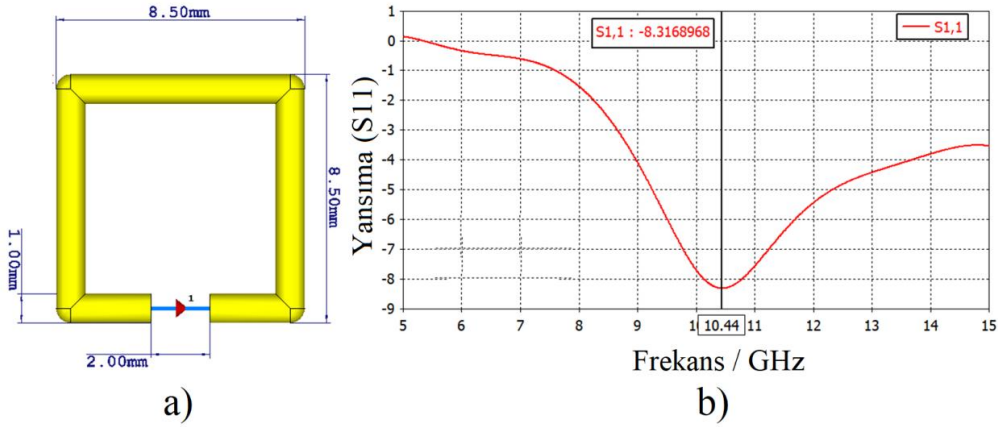
Şekil 4.58. a) Dipol anten ve EBG yapısı, b) dipol anten ve EBG arası farklı mesafelerde elde edilen polar formulu yayılım grafiği

### Döngü anten ve EBG yapısı

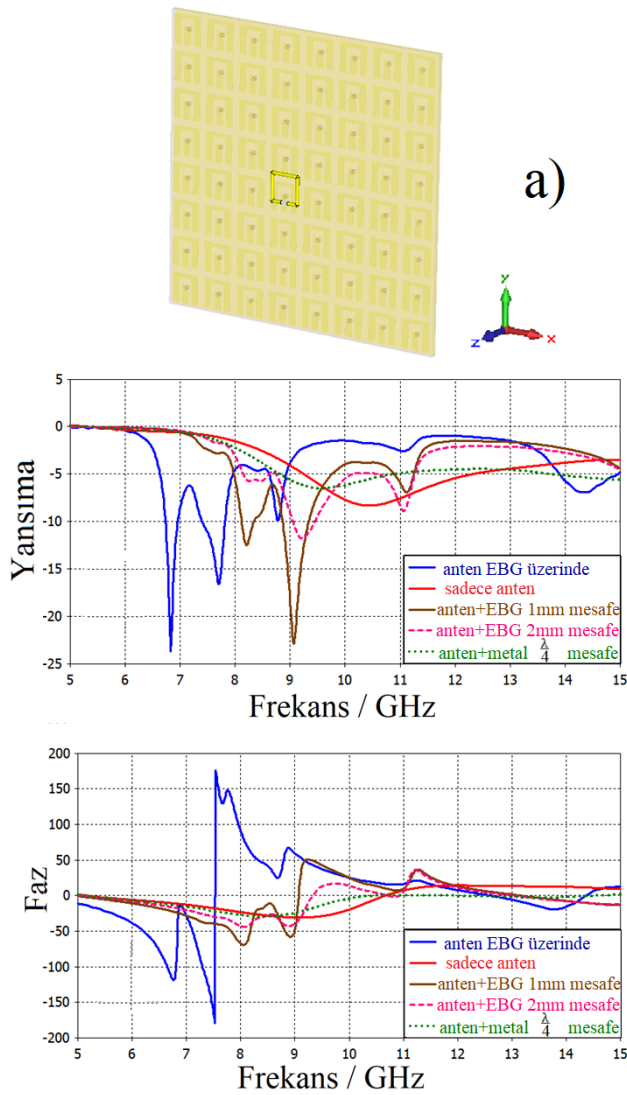
İkinci anten olarak bir kare döngü anten tasarlanmış ve incelenmiştir, tasarlanan anten ve geri dönüş kaybı Şekil 4.59’da gösterilmiştir. Görüldüğü gibi, tasarlanan döngü antenin 10,44GHz’de rezonansı vardır ve geri dönüş kaybı değeri -8,31dB’dir. Bununla birlikte, döngü antenin metal plaka ve EBG yapısı ile entegrasyonu ile çeşitli testler gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.60.a’da döngü anten ve EBG yapısı gösterilmektedir, döngü anten EBG yapısının merkez ekseninde yer almaktadır. Elde edilen geri dönüş kaybı (S11) değerleri ve fazları sırasıyla Şekil 4.60.b ve Şekil 4.60.c’de verilmiştir. Çeyrek dalga boyu (7,1839mm) mesafede bulunan metal plakada geri dönüş kaybı değerinde bozulma meydana getirmiştir, 9,58GHz frekansında -6,5dB geri dönüş kaybı değeri verdi. Buna karşılık, EBG yapısı entegre loop anten, 0mm (aynı düzlem), 1mm ve 2mm’lik mesafelerle mükemmel geri dönüş kaybı değerlerine sahiptir. 2mm uzak EBG yapısı ile maksimum geri dönüş kayıpları sırasıyla 9,24GHz ve 11,08GHz’de -11,7dB ve -8,85dB ile gözlemlenmiştir. Ayrıca, 1mm mesafe üç rezonans noktasına neden olmaktadır: 8,2GHz, 9,06GHz ve 11,12GHz’dir ve karşılık gelen geri dönüş kayıpları sırasıyla -12,48dB, -22,83dB ve -6,92dB’dir. Son olarak, döngü anteni minimum mesafeye (yaklaşık 0mm) yerleştirilip analiz edilmiştir ve üç rezonans noktası elde edilmiştir; 6,83 GHz, 7,7GHz ve 8,78GHz’de, karşılık gelen geri dönüş kayıpları ise sırasıyla -23,66 dB, -16,63 dB ve -9,92dB’dir. Şekil 4.60.c’de de elde edilen faz değerleri görülmektedir. Sonuçlara göre tasarlanan EBG yapısı minimum mesafede döngü anteni ile kullanılabilir; Tasarlanmış



EBG yapısının anten minyatürizasyon uygulamalarında kullanılabileceği anlaşılmaktadır.

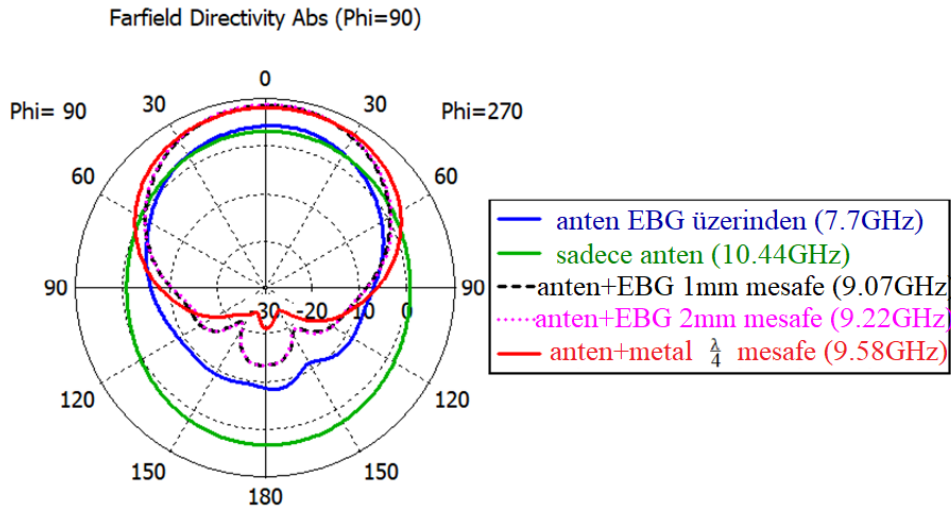


Şekil 4.59. Loop anten tasarımı ve S11 değeri



Şekil 4.60. a) Loop anten ve EBG yapısı, b) farklı mesafeler için S11 değeri, c) farklı mesafeler için faz değerleri

Ayrıca, farklı senaryolarda döngü antenin radyasyon paternleri polar formda elde edilmiş ve Şekil 4.61’de verilmiştir. Gösterildiği gibi, döngü anten ön ve arka taraf olarak iki yönde yayılım yapmaktadır ve 3.13dBi ana lob kazancına sahiptir. Metal plakalı döngü anten 9,58 GHz’de 8,09dBi ana lob kazancına, 91,7 derece açısız genişliğe, -29,5dB yan lob seviyesine ve ön-arka oranı olarak 37,59dB’ye sahiptir. 2mm mesafeli EBG yapısı ile loop anten, rezonans frekansı olan 9,22GHz’de 8,72 dBi ana lob kazancına, 71 derece açısız genişliğe, -22,4dB yan lob seviyesine ve 31,12dB ön-arka oranına sahiptir. Bir başka senaryoda, aralarında 1mm mesafe bulunan EBG yapısı ve döngü anteni, rezonans frekansı olan 9,07GHz’de 8,56dBi ana lob kazanımı, 69,7 derece açısız genişlik, -22,2dB yan lob seviyesi ve 30,76dB ön-arka oranına sahiptir. Bununla birlikte, minimum mesafe (yaklaşık 0mm) bulunan döngü anten ve EBG yapısı, rezonans frekansı olan 7,77GHz’de 4,34dBi ana lob kazanımı, 80,3 derece açısız genişlik, -12,8dB yan lob seviyesi ve 17,14dB ön-arka oranına neden olmaktadır.

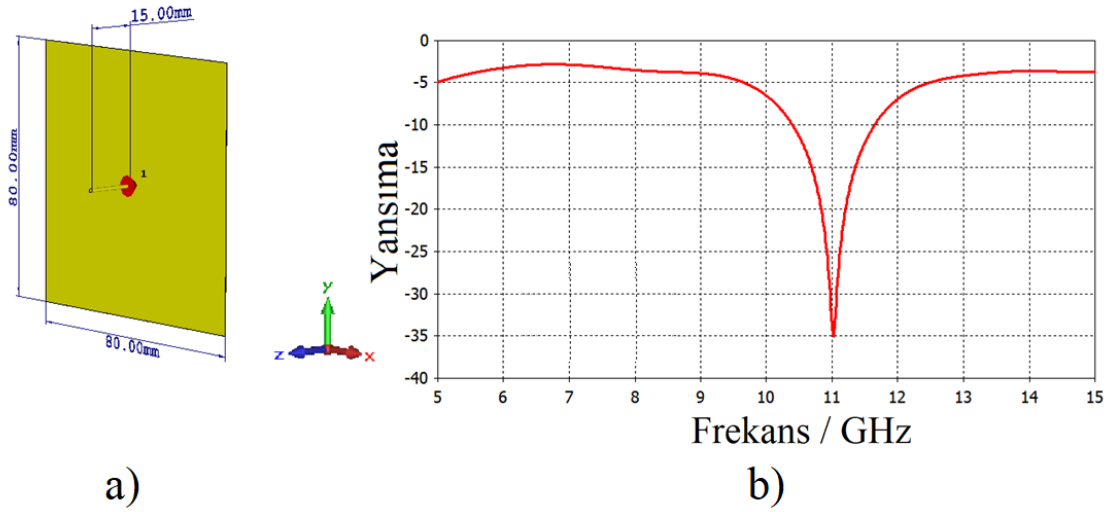


Şekil 4.61. Farklı mesafeler altında yayılım grafikleri

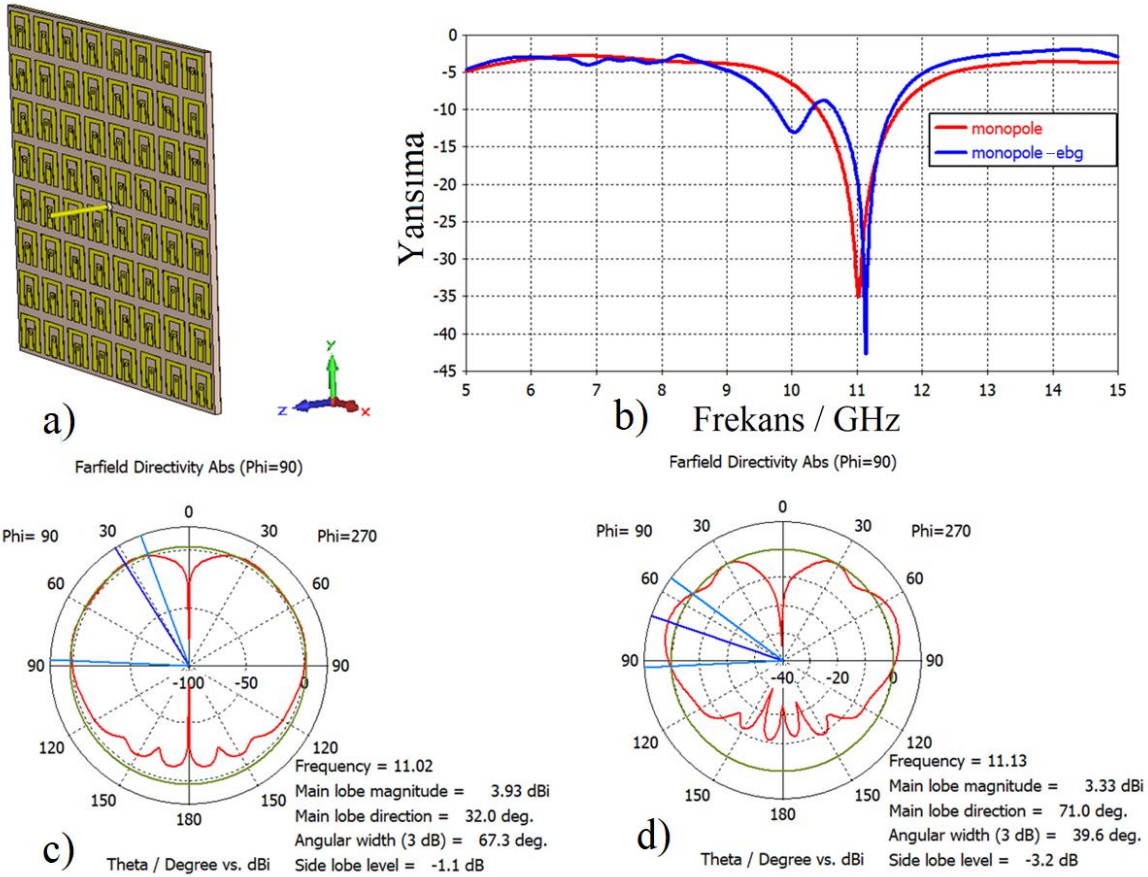
### Monopol anten ve EBG yapısı

Son olarak, EBG yapısı bir monopole antene entegre edilmiş ve incelenmiştir. Monopol anten tasarımında toprak düzlemi için 80mmX80mm metal plaka kullanılıp yayıcı prob olarak 15mm’lik bir bakır tel kullanılmıştır. Monopole antenin çalışma frekansı 11,02GHz, geri dönüş kayıp değeri ise -35dB’dir, Şekil 4.62’de gösterilmiştir. Ayrıca, monopol anten -10dB referans geri dönüş kaybı değerinde 1,25GHz bant genişliğine sahiptir. Monopole anten entegreli EBG yapısı Şekil 4.63.a’da gösterilmiştir. Şekil 4.63.b’de görüldüğü gibi,

EBG entegreli monopole anten yapısının 10,03GHz ve 11,13GHz'de -13,05dB ve -42,76dB'lik S11 değerleri ile iki rezonans zirvesi vardır. Ayrıca, EBG entegreli, monopole antenin toplam 1,43GHz bant genişliği elde edilmiştir. Ek olarak, monopole anten ve EBG entegreli monopole antenin radyasyon yapıları Şekil 4.63.c ve Şekil 4.63.d'de verilmiştir. Monopole anten -35dB dönüş kaybına, 3,93 dBi ana lob kazancına, 67,3 derece açısız genişliğe (3dB), -1,1dB yan lob seviyesine ve 5,03 dB ön-arka oranına sahiptir. Buna karşılık, monopole anten entegre EBG yapısının -42,76 dB'lik geri dönüş kaybı, 3,3dBi'lik ana lob kazancı, 39,6 dercelik açısız genişliği (3dB), -3,2dB'lik yan lob seviyesi ve 6,5dB'lik ön-arka oranı vardır.



Şekil 4.62. a) EBG ve monopole anten, b) S11 değeri



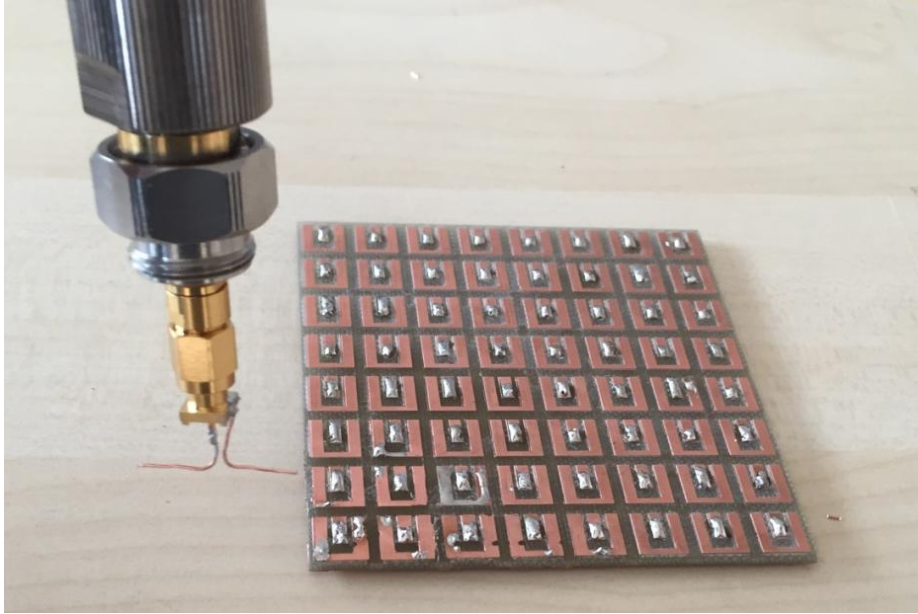
Şekil 4.63. a) EBG-monopol anten yapısı, b) EBG-monopol ve monopol anten S11 değerleri, c) monopol anten yayılımı, d) EBG-monopole yayılımı

#### 4.5.3. Üretim ve Deneysel Çalışma

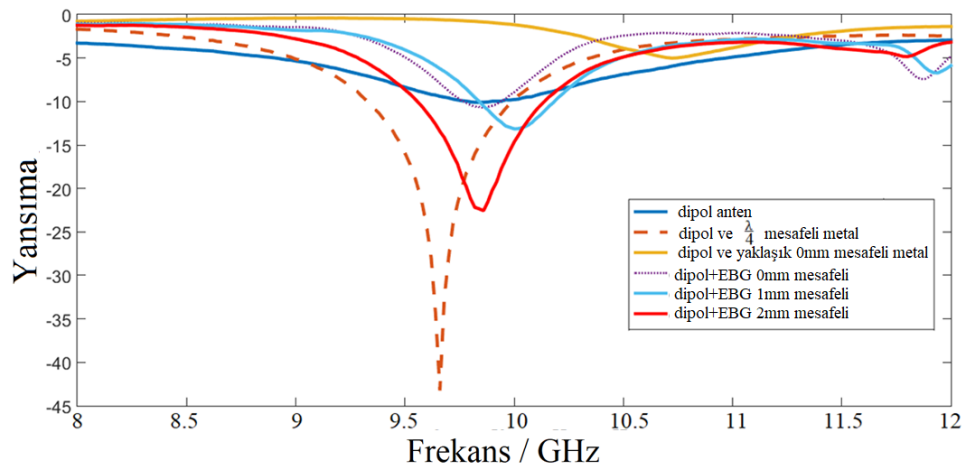
Tasarlanmış mantar şekilli EBG yapısı, bir dipol anten, bir kare döngü anten ve bir monopole anten üretilmiş ve deneysel olarak test edilmiştir. Üretim aşamasında CNC tabanlı LPKF-E33 üretim cihazı kullanılmıştır ve antenlerin üretim süreçlerinde bakır teller kullanılmıştır. Ölçüm işlemlerinde Rohde&Schwarz VNA kullanılmış ve deneysel olarak geri dönüş değerleri elde edilmiştir. Deneysel çalışmalar şu sırayla yapılmıştır; EBG entegreli dipol anten ölçümü, EBG entegreli döngü anten ölçümü ve monopole anten entegreli EBG ölçümü.

İlk deney, Şekil 4.64'te gösterildiği gibi EBG yapısı ve dipol anten ile gerçekleştirilmiştir. Üretilen dipol anten, çeşitli mesafelerle EBG yapısının merkezinde yer alıp ve VNA ile geri dönüş kaybı değerleri elde edilmiştir. Şekil 4.65'te verildiği gibi üretilen dipol anten, -13,5dB'lik geri dönüş kaybı değeriyle yaklaşık 10GHz'de rezonansa girmiştir. Ayrıca, çeyrek dalga boyu mesafede bulunan metal plaka, küçük rezonans kayması olan dipol

anteninin geri dönüş kaybı değerini, 9,65GHz’de -43,5dB olarak ortaya çıkarmıştır. Dipol anten farklı mesafelerde EBG yapısıyla test edilmiştir (0mm, 1mm, 2mm). Şekil 4.65’te görüldüğü gibi, EBG yapısı ile dipol anten sırasıyla 9,85GHz, 10,05GHz ve 9,88GHz frekanslarında, -11dB, -13dB ve -23,5dB geri dönüş kaybı değerlerine yine sırasıyla 0mm, 1mm ve 2mm mesafelerde sahiptir. Sonuç olarak, dipol anten için 2mm mesafede konumlandırılan EBG yapısı ile en yararlı sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 4.64. Üretilen EBG yapısı ve dipol anten

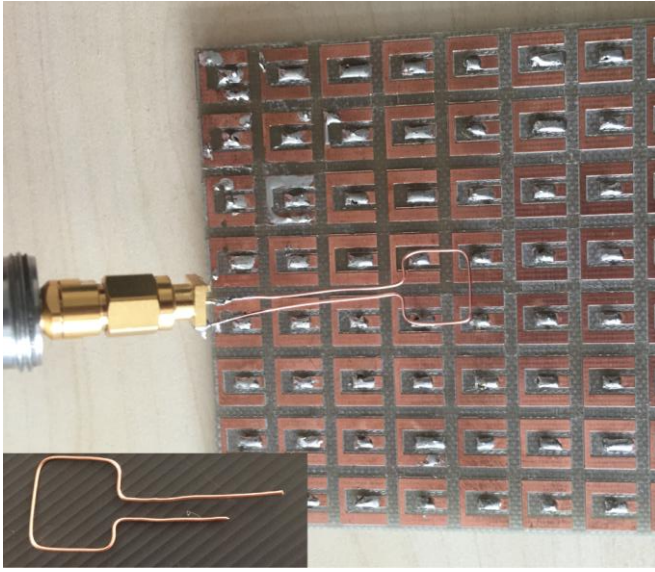


Şekil 4.65. Üretilen EBG ve dipol antenin deney sonuçları

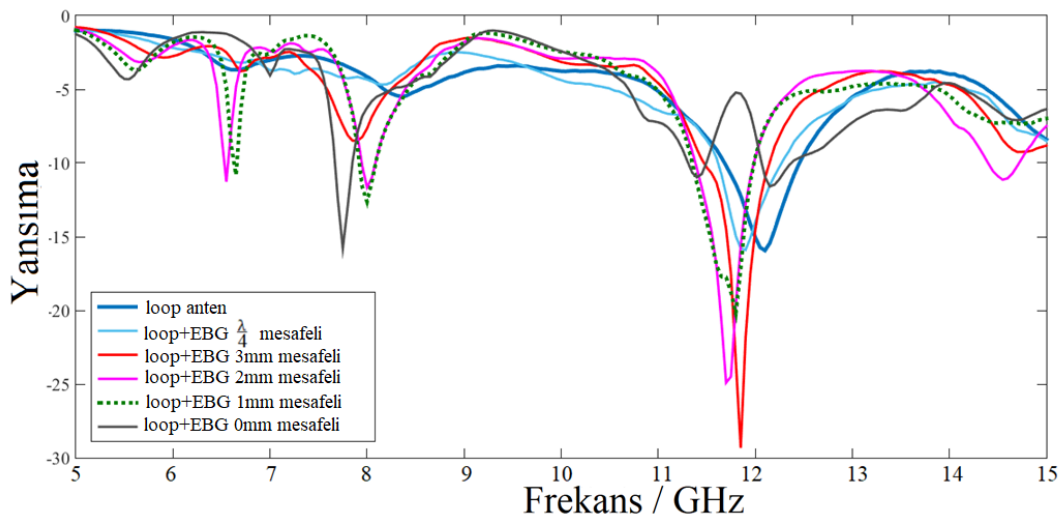
İkinci olarak, bir kare döngü anteni üretilmiştir ve Şekil 4.66’da görüldüğü gibi mantar şekilli EBG yapısı ile deneysel olarak test edilmiştir. Üretilen döngü anten, EBG yapısının merkez ekseninde yer almakta ve çeşitli mesafelerin dönüş kayıpları üzerindeki



etkileri gözlenmiştir. Üretilen döngü anten  $-16,5\text{dB}$  geri dönüş kaybı değeri ile  $12,1\text{GHz}$ 'de rezonansa sahiptir. Ek olarak, Şekil 4.67'ye göre EBG yapısının yakın bölgelerinde döngü antenin dönüş kayıp değerleri iyileşmiştir. Maksimum rezonanslar  $11,6\text{GHz}$  ve  $11,8\text{GHz}$ 'de, sırasıyla  $-25\text{dB}$  ve  $-28\text{dB}$  geri dönüş kayıpları ile  $2\text{mm}$  ve  $3\text{mm}$  mesafelerle elde edilmiştir. Bu çalışmanın sonucunda, çeşitli şekillerde loop anten sisteminin minyatürleştirilmesinde önerilen mantar şekilli EBG yapısının kullanılabilir olduğu görülmüştür.



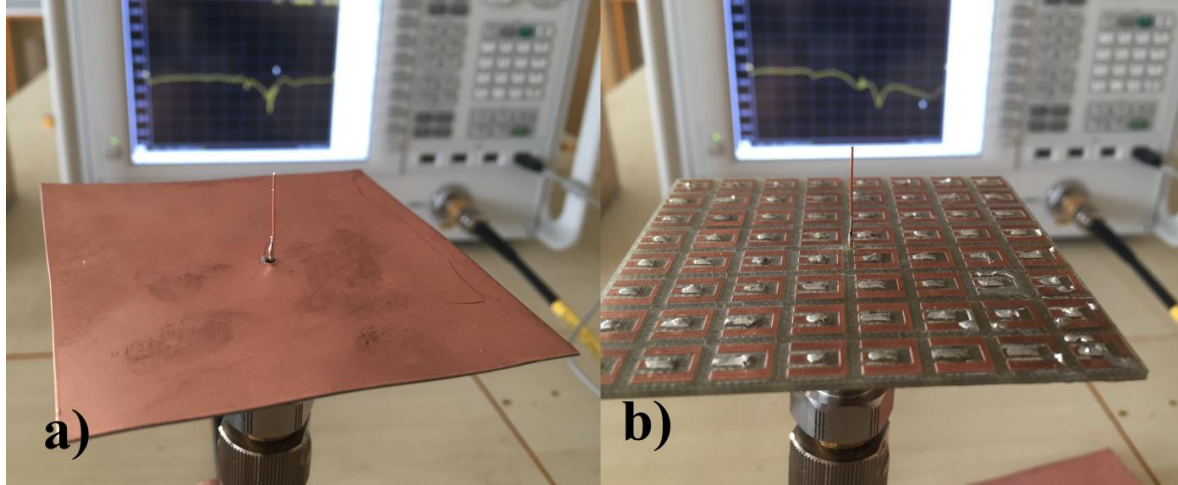
Şekil 4.66. Üretilen loop anten ve EBG yapısı



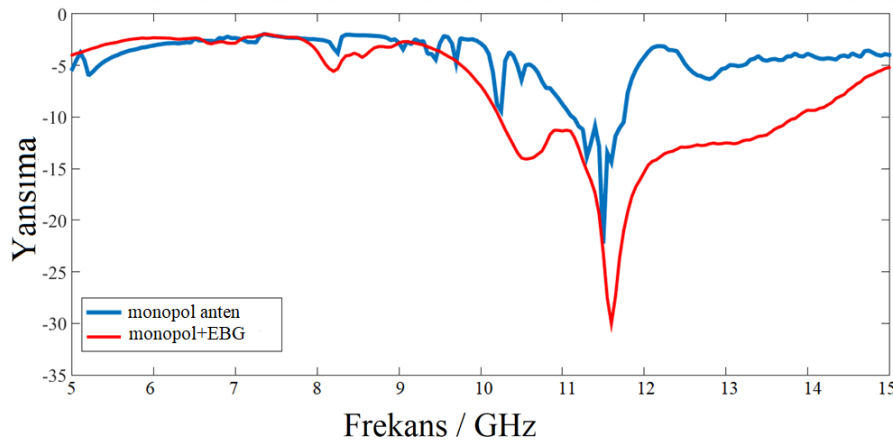
Şekil 4.67. Döngü (Loop) anten ve EBG yapısının deneysel sonuçları

Ayrıca tasarlanan monopole anten ve EBG entegreli monopole anten yapısı üretilip VNA sistemi ile deneysel ölçümler elde edilmiştir. Monopol anten ve monopol anten entegreli

EBG yapısının deneysel düzeneği Şekil 4.68’de görülmektedir. Ölçülen geri dönüş kaybı değerleri ise Şekil 4.69’da gösterilmiştir. Bu grafiğe göre, monopole anten 11,4GHz’de -23dB’lik bir geri dönüş kaybına sahiptir ve monopole entegre EBG yapısı geri dönüş kayıp değerlerini 11,85GHz’de -34dB’ye kadar iyileştirmiştir. Monopole entegre EBG yapısının bir sonucu olarak, tasarlanan EBG kombinasyonu gelişmiş geri dönüş kayıpları ve bant genişliğine sahiptir.



Şekil 4.68. Üretilen monopole anten ve EBG-monopole anten



Şekil 4.69. Monopole ve EBG monopole anten deneysel sonuçları

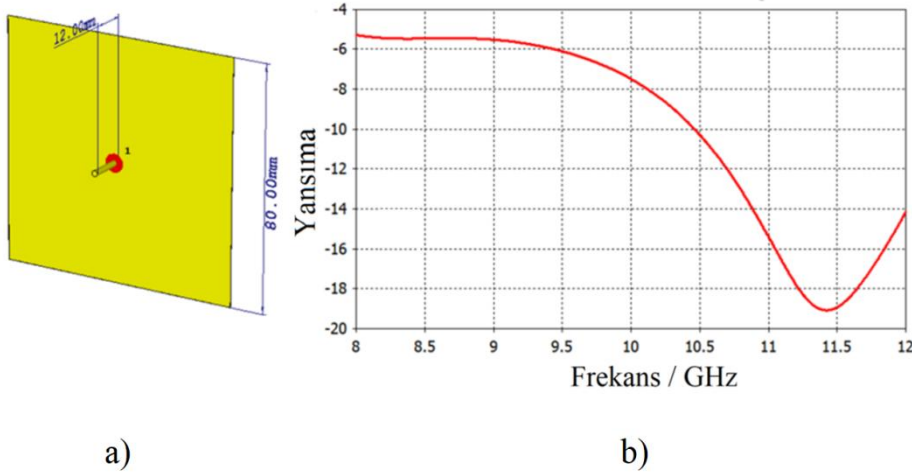
## 4.6. Monopole Anten İçin Boşluk Rezonator Entegreli Ayarlanabilir EBG Yapısı

### 4.6.1. Anten Tasarımı

Tüm yapıların tasarımı, önceki bölümlerde anlatıldığı gibi sonlu entegrasyon tekniğine (FIT) dayanan bir mikrodalga simülatörü kullanılarak yapılmıştır. Öncelikle, bir kare toprak düzlemi olan monopole anten Şekil 4.70.a’da gösterildiği gibi, 80mmX80mm’lik bir



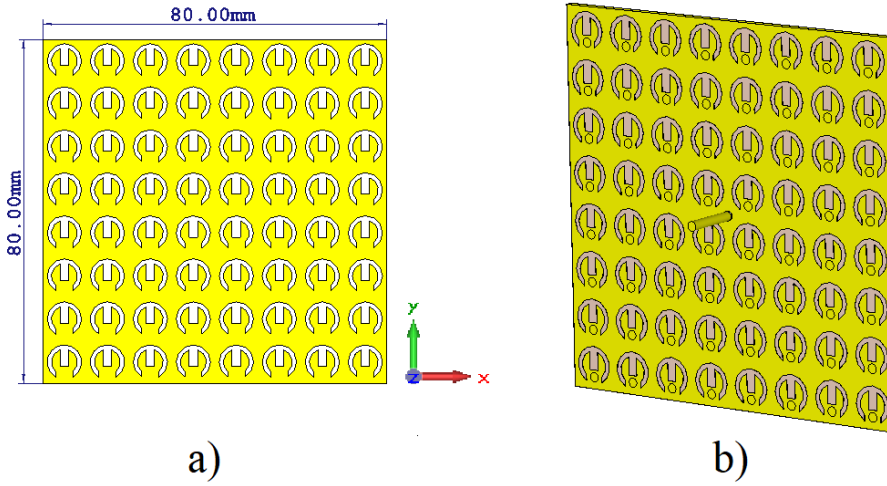
kenar uzunluğuna sahip olarak tasarlanmış ve monopole antenin probu merkez noktaya konumlanmıştır. Sınır koşulları anten etrafında açık olarak ayarlanmış olup koaksiyal hat etkisinin elde edilmesi için monopole probu ve toprak düzlemi arasına ayrık port bağlanmıştır. Monopole anteni, X-band (8-12GHz) frekans rejiminde çalışmaktadır ve 11,4GHz'de -19dB'lik minimum geri dönüş kaybına (S11) sahiptir (Şekil 4.70.b). tasarlanan bu monopole anten referans antenidir ve sonraki bölümlerde verilen boşluk rezonatörlerinde radyasyon probu olarak kullanılacaktır.



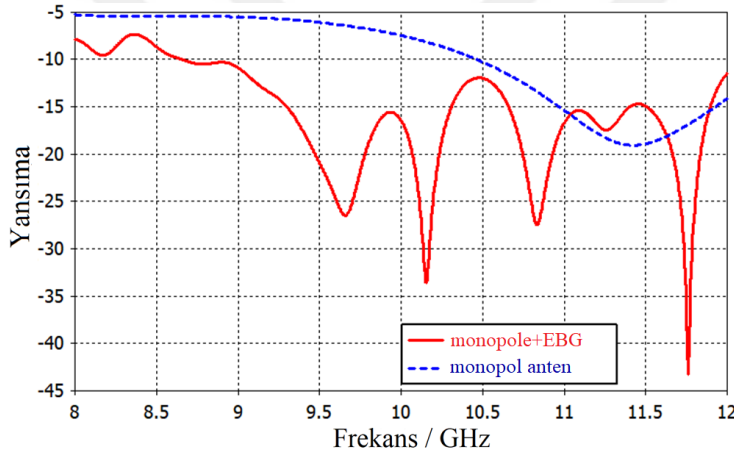
Şekil 4.70. Monopole anten ve S11 değeri

#### 4.6.2. EBG Tasarımı

Mantardan şekliyle ilham alınan birim hücre tasarlanmıştır ve 8x8 hücreler Şekil 4.71.a'da gösterilen düzlem olarak veya bir başka deyişle meta-yüzey olarak bir araya getirilmiştir. Bu tip bir konfigürasyon, elektromanyetik dalgalar altında doğal olmayan bir davranış oluşturmaktadır. Yapının rezonans frekanslarına bağlı LC rezonans etkisi vardır. Şekil 4.71.b'de, tasarlanan yapının merkezinde bir bakır prob bulunmaktadır, bu kurulum EBG toprak düzlemlili monopole anten olarak adlandırılmaktadır. Genel olarak, bu EBG tasarımı, Şekil 4.72'de görüldüğü gibi çok bantlı geri dönüş kayıpları (S11) oluşturmuştur. Elde edilen geri dönüş kaybı değerleri sırasıyla 9,65GHz, 10,15GHz, 10,84GHz, 11,27GHz ve 11,76GHz'de sırasıyla -26,45dB, -33,46dB, -27,28dB, -17,46dB ve -43,2dB'dir. EBG topraklı monopole antenin bir sonucu olarak, birincil avantajı çokbantlı daha iyi geri dönüş kaybı değerleri oluşturmalarıdır.

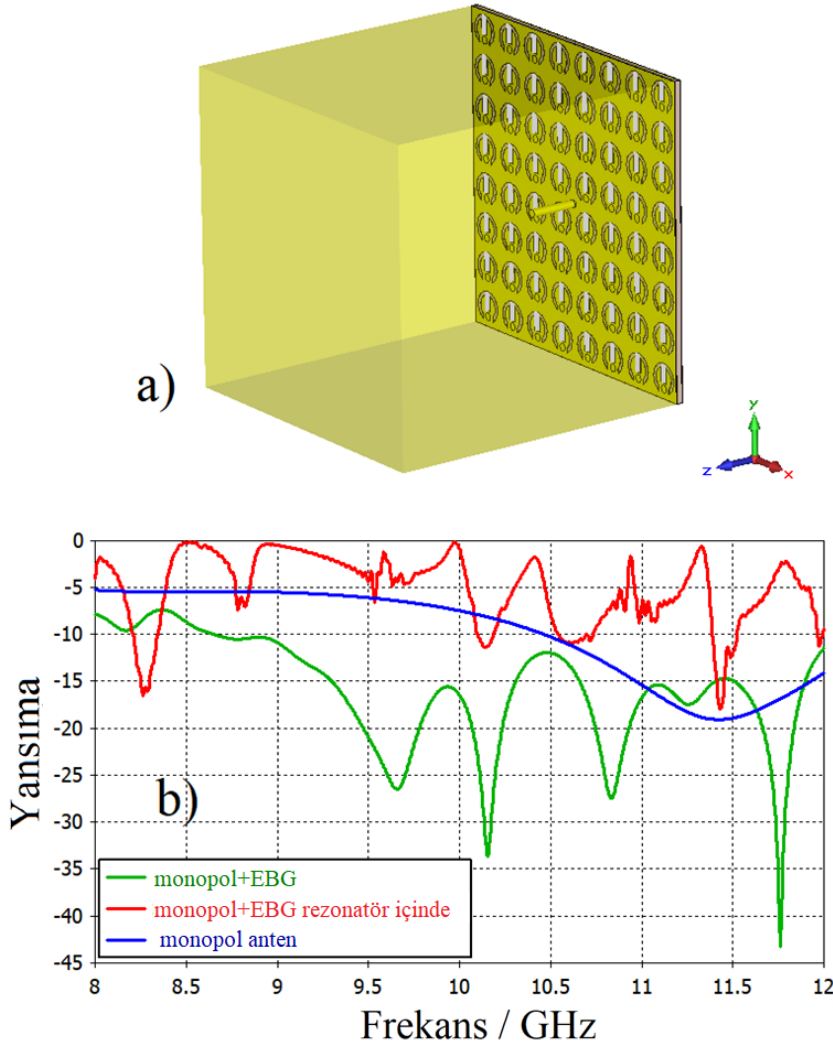


Şekil 4.71. a) 8x8 EBG, b) EBG yüzeyli monopol anten



Şekil 4.72. Monopol anten ve EBG yüzeyli monopol antenin S11 değeri

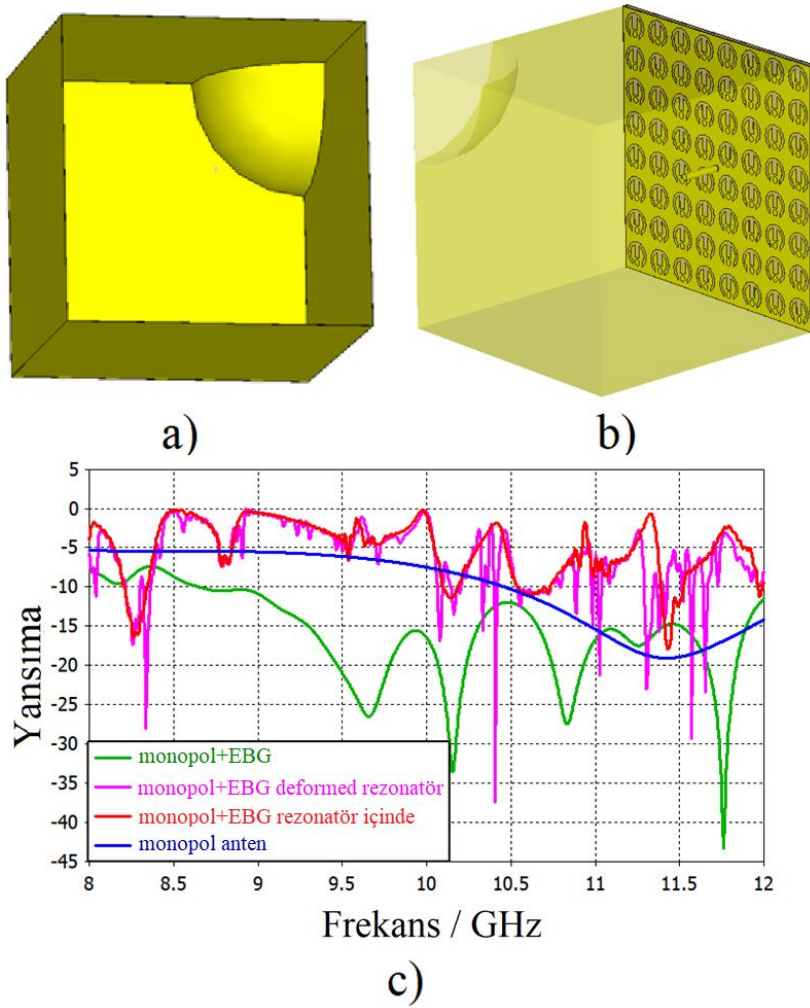
Ayrıca, EBG topraklı monopol anten 80mmX80mmX80mm metal kübik boşluk rezonatörde incelenmiştir. Bu kurulumun perspektif görünüşü Şekil 4.73.a'da tasvir edilmiştir, EBG topraklı monopol anten, kübik rezonatörün bir yüzeyine yerleştirilmiştir. Antenin davranışı önemli ölçüde değişmiştir, boşluk rezonatör yapısı filtreleme özelliği göstermiş olup elde edilen dar bantlı geri dönüş kayıpları Şekil 4.73.b'de verilmiştir. EBG topraklı monopol anten boşluk rezonatörü içerisinde, gösterildiği gibi yaklaşık 8,3GHz ve 11,45GHz'de geri dönüş kayıplarına sahiptir.



Şekil 4.73. a) Boşluk rezonatör içerisinde monopul anten, b) S11 karşılaştırması

#### 4.6.3. Deforme Edilmiş Boşluk Rezonatör Yapısı

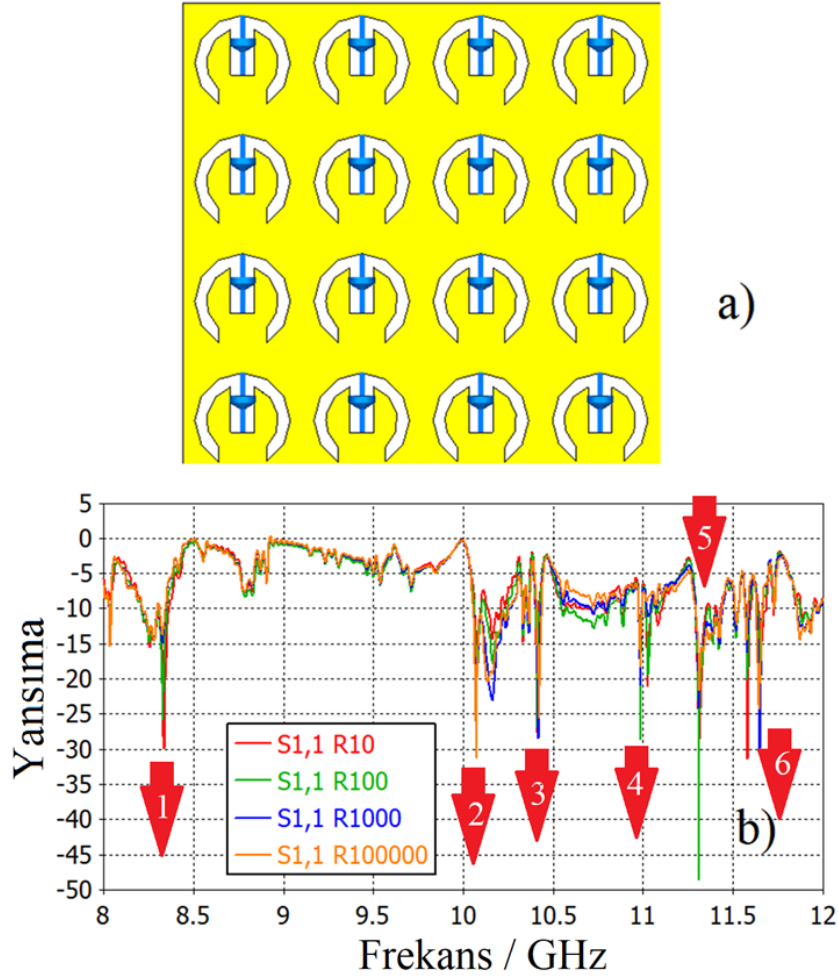
Ek olarak, boşluk rezonatörünün bir köşesi, dikdörtgen eigenmodları bozacak şekilde deforme edilmiştir ve bu deformasyon, 3cm yarıçaplı bir küre parçasından yapılmıştır (Şekil 4.74.a-b). Deformeli boşluk rezonatöründe EBG topraklı monopole antenin dönüş kayıpları Şekil 4.74.c’de gösterilmiştir. Geri dönüş kayıplarına göre, deforme olmuş boşluk rezonatörü dar ve çok bantlı özel rezonanslar oluşturmuştur. Bu çalışmadaki istenen durum, boşluk rezonatörden oluşan dar bandın rezonans frekansının ayarlanabilirliği ile hesaplamalı mikrodalga görüntülemesinde kullanılabilmesidir. Şekilde görüldüğü gibi, 8,35GHz, 10,08GHz, 10,35GHz, 10,43GHz, 11,02GHz, 11,3GHz, 11,57GHz ve 11,64GHz’de sırasıyla -28dB, -17dB, -16dB, -37dB, -21dB, -23dB, -29dB ve -24dB geri dönüş kayıpları oluşmuştur.



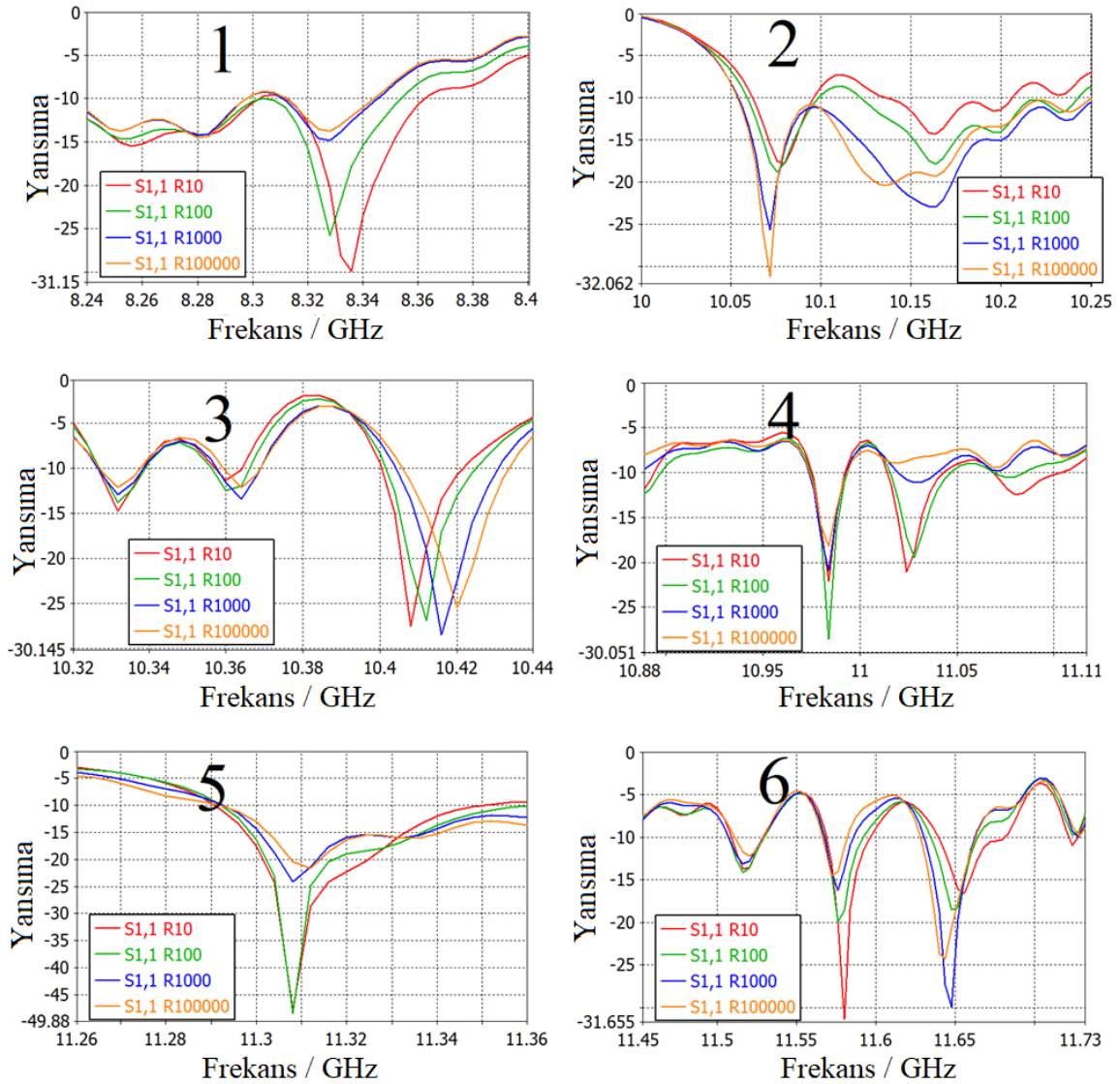
Şekil 4.74. a) Bir köşesi küresel deformasyon eklenmiş boşluk rezonatör, b) EBG-monopol anten entegre edilmiş deformasyon ekli boşluk rezonatör yapısı, c) S11 karşılaştırması

Ayarlanabilir zemin düzlemi elde etmek için, direnç elemanları Şekil 4.75.a'da gösterildiği gibi her bir hücreye bağlanmıştır ve parametrik çalışma gerçekleştirilmiştir. Çeşitli direnç değerleri test edilmekle beraber ve bunların dördü  $10\Omega$ ,  $100\Omega$ ,  $1K\Omega$  ve  $100K\Omega$ 'dur. Bu dört durum, Şekil 4.75.b'de de gösterildiği gibi dört farklı radyasyon ve geri dönüş kaybı üretmiştir. X bandında, bu 4 farklı durum için rezonans kaymaları ve büyüklük değişimleri elde edilmiştir. Şekil 4.75.b'de numaralandırılan 6 farklı bölge Şekil 4.76'da daha ayrıntılı olarak görülmektedir. Şekil 4.76.1'den anlaşılacağı üzere, dört farklı direnç değeri nedeniyle 8,32GHz ve 8,34GHz arasında -13dB ve -32dB arasındaki büyüklüklerde bir değişim ve rezonans kayması gözlemlenmektedir. İkinci değişiklik 10,07GHz'de -17dB ve -32dB arasında büyüklük değişiklikleri ile görülmektedir. Üçüncü olarak ise 10,40GHz ve 10,44GHz arasındaki frekanslarda bir rezonans kayması oluşmuştur. Ek olarak,

rezonanslardaki büyüklük değişiklikleri 10,97GHz ve 11,025GHz’de de elde edilmiştir. Ayrıca 11,31GHz, 11,58GHz ve 11,65GHz’de sırasıyla -20dB’den -48dB’ye, -14dB’den -31dB’ye ve -16dB’den -30dB’ye büyüklük değişiklikleri ve rezonans kaymaları görülmüştür.



Şekil 4.75. EBG yapısının farklı direnç değerlerine göre parametrik çalışması ve S11 değeri



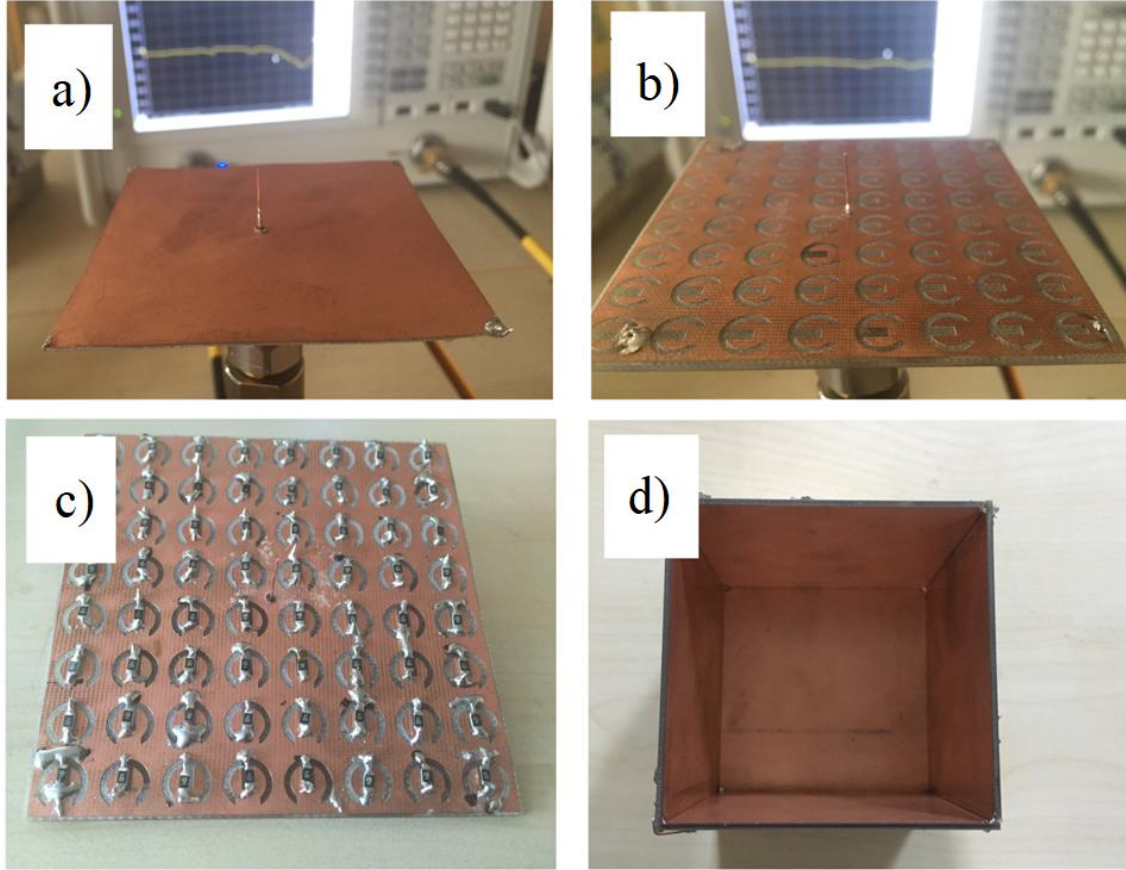
Şekil 4.76. Parametrik çalışma sonucundaki S11 üzerindeki rezonans kayması ve şiddet değişimi

#### 4.6.4. Üretim ve Deneysel Çalışma

Simülasyon çalışmalarını destek amacıyla, tasarlanmış EBG topraklı monopole anten ve boşluk rezonatör yapısı üretilip çeşitli deney düzenekleri ile test edilmiştir. LPKF-E33 CNC tabanlı PCB cihazı, Şekil 4.77'de verilen EBG yapısının imalat işlemi için kullanılmıştır. Şekil 4.77.a'da da görüldüğü gibi monopole anten zemini için 80mmX80mm'lik bir bakır plaka kullanılmıştır. Geri dönüş kayıplarını elde etmek için, üretilen monopole anten ve EBG topraklı monopole anteni VNA'ya bağlanmıştır. Daha doğru sonuçlar elde etmek için, kalibrasyon işlemi deneysel ölçümlerden önce tamamlanmıştır ve daha sonra X-bantta geri dönüş kayıpları elde edilmiştir.



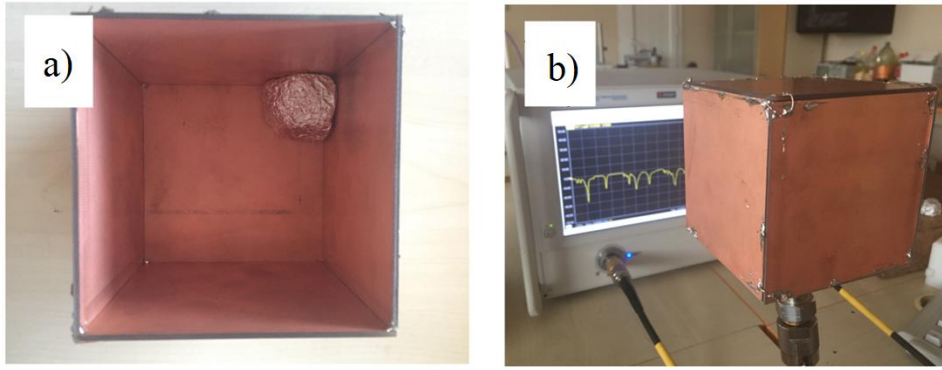
Bununla birlikte, Şekil 4.77.c’de gösterilen önerilen EBG topraklanmış monopul antenin ayarlanabilirliğini göstermek için dört farklı dirençli yapılar üretilmiştir. Dört adet üretilen EBG yapısına  $10\Omega$ ,  $100\Omega$ ,  $1K\Omega$  ve  $100K\Omega$  dirençleri bağlanmıştır ve böylelikle dört adet EBG monopul anten oluşturulmuştur. Ayrıca,  $8\text{cm}\times 8\text{cm}\times 8\text{cm}$  kübik boşluk rezonatörü, Şekil 4.77.d’de gösterildiği gibi imal edilmiştir.



Şekil 4.77. Üretilen yapılar a) monopul anten, b) EBG-monopul anten, c) dirençli EBG yapı, d) kübik boşluk rezonatör

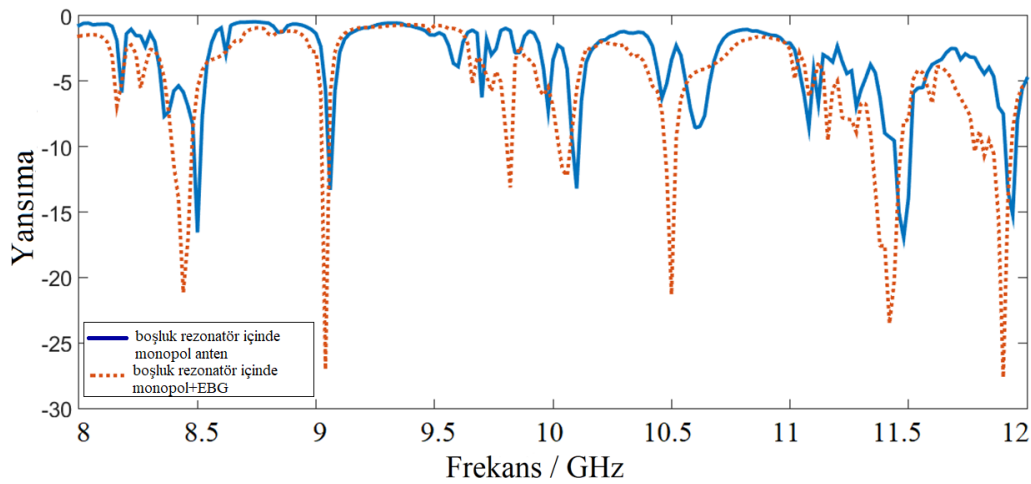
Simülasyon çalışmasında düzenlendiği gibi, Şekil 4.78.a’da gösterilen yapıda boşluk rezonatörün bir köşesine küresel bir deformasyon eklenmiştir. Alüminyum, 3cm yarıçaplı küre parçası olarak deformasyon oluşturmak için kullanılmıştır. Bu deformasyon, daha önce bahsedildiği gibi dikdörtgen eigenmodları bozmamızı ve dar bantlı yayılım yapmamızı sağlamaktadır. Üretilen deforme boşluk yapısı, çeşitli direnç elemanları ile EBG topraklı monopul anten ile test edilmiştir ve deney düzeneği de Şekil 4.78.b’de gösterilmiştir.



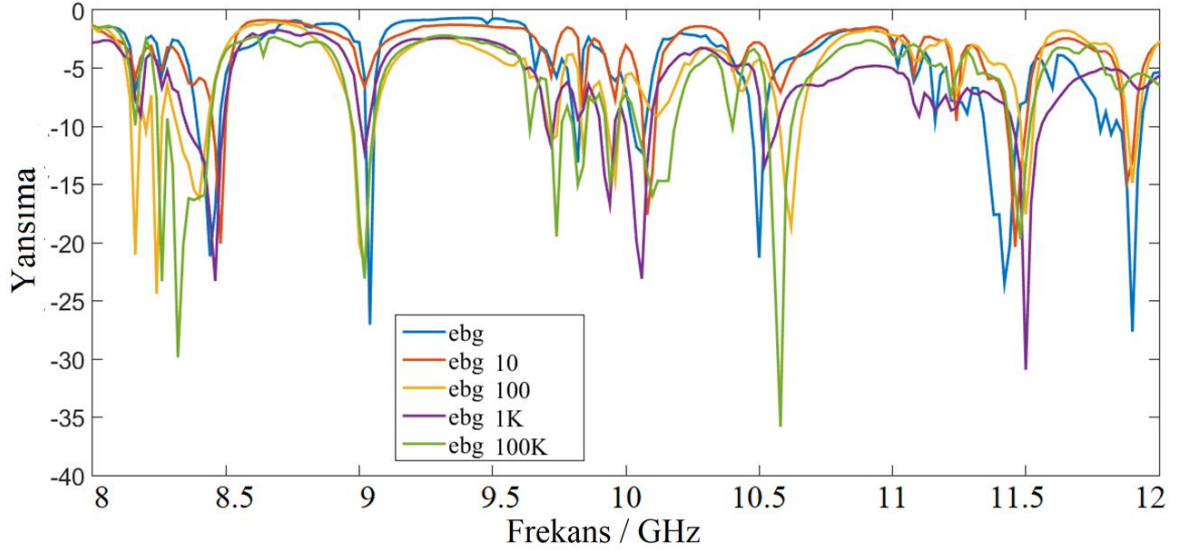


Şekil 4.78. Deformasyonlu boşluk rezonatör ve ölçüm düzeneği

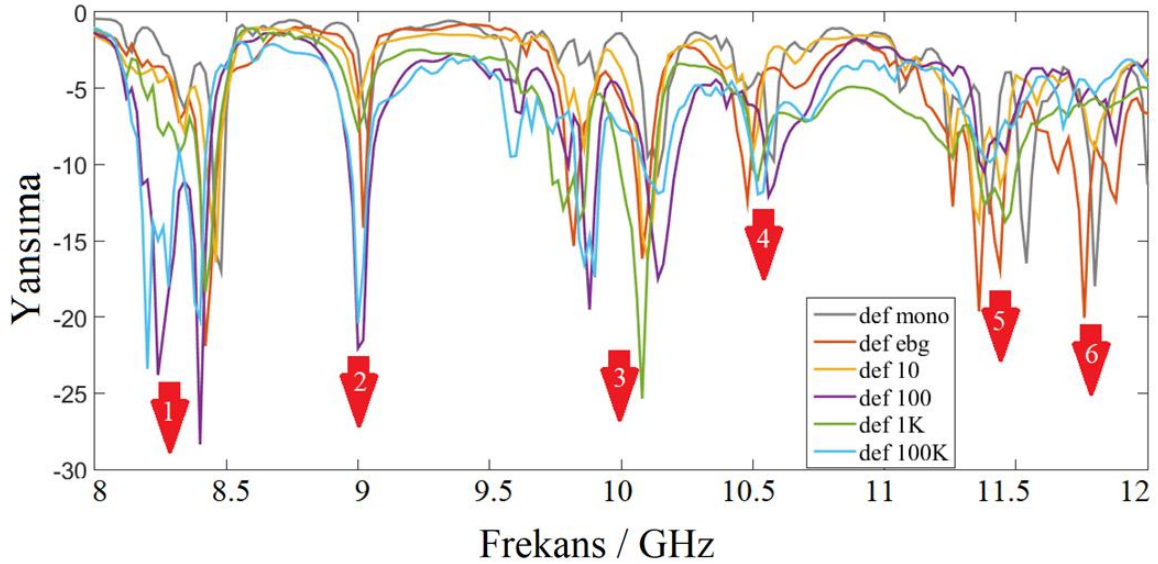
Üretilen yapılarla çeşitli deneyler gerçekleştirilip ölçümler elde edilmiştir, bu deneysel çalışmada bir monopole anten, bir EBG topraklı monopole anten ve bir deforme boşluk rezonatörü VNA tarafından incelenmiştir. İlk ölçümler, boşluk rezonatörü içinde EBG monopole antenin etkisini görmek için boşluk rezonatörü içinde monopole anten ve EBG topraklı monopole anten ile gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, Şekil 4.79’da verildiği gibi EBG yüzeyi boşluk rezonatör içerisindeyken anten için daha iyi geri dönüş kayıp değerleri sağlamıştır. Gösterildiği gibi monopole anten sırasıyla 8,5GHz, 9,05GHz, 10,15GHz, 11,5GHz ve 11,94GHz’de sırasıyla -16dB, -14dB, -13.5dB, -17dB ve -16dB olarak geri dönüş kayıplarına sahipken, EBG topraklı monopole anten 8,45GHz, 9,03GHz, 9,8GHz, 10,1GHz, 10,5GHz, 11,45GHz ve 11,9GHz’de sırasıyla -22dB, -27dB, -13dB, -12dB, -22dB, -24dB ve -27.5dB geri dönüş kayıplarına sahiptir. Ek olarak, imal edilen yapıların ayarlanabilirliği  $10\Omega$ ,  $100\Omega$ ,  $1K\Omega$ ,  $100K\Omega$  ve dirençsiz durum gibi çeşitli direnç senaryoları ile test edilmiştir. Bu beş durumun sonuçları Şekil 4.80’de gösterilmiştir.



Şekil 4.79. Boşluk rezonatör içerisindeki monopole anten ve EBG-monopole anten S11 değerleri



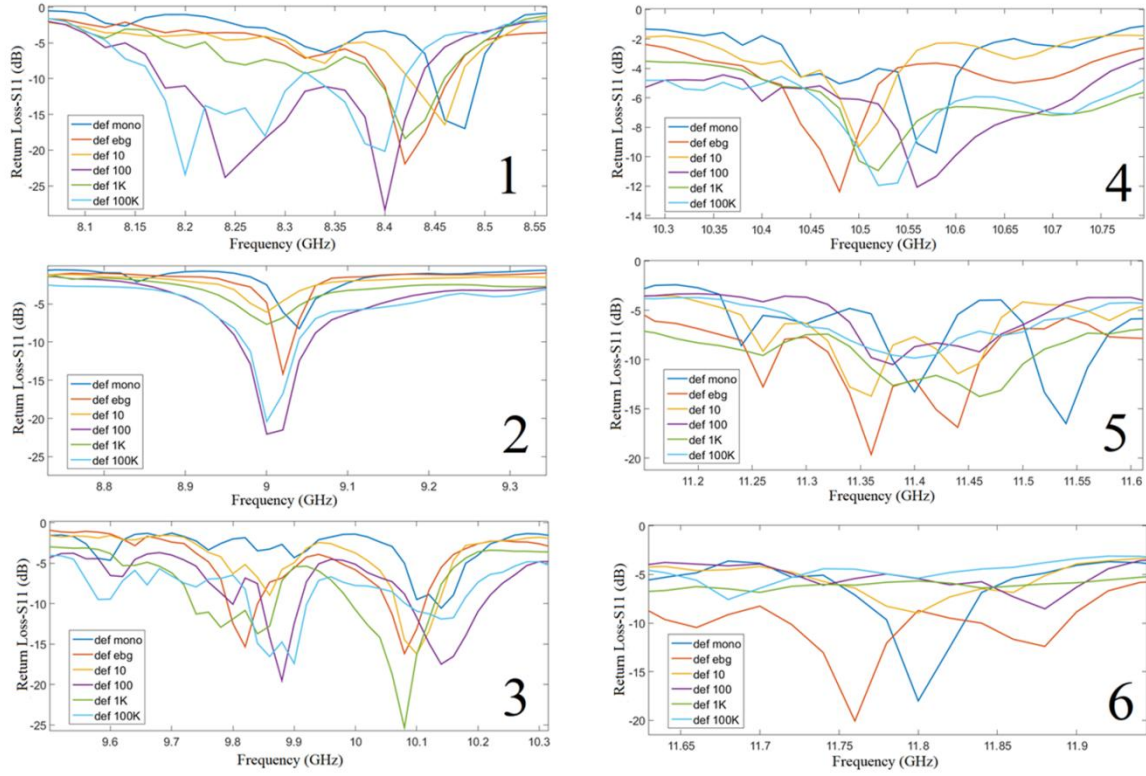
Şekil 4.80. Farklı direnç değerlerine göre boşluk rezonatör içerisindeki S11 değerleri



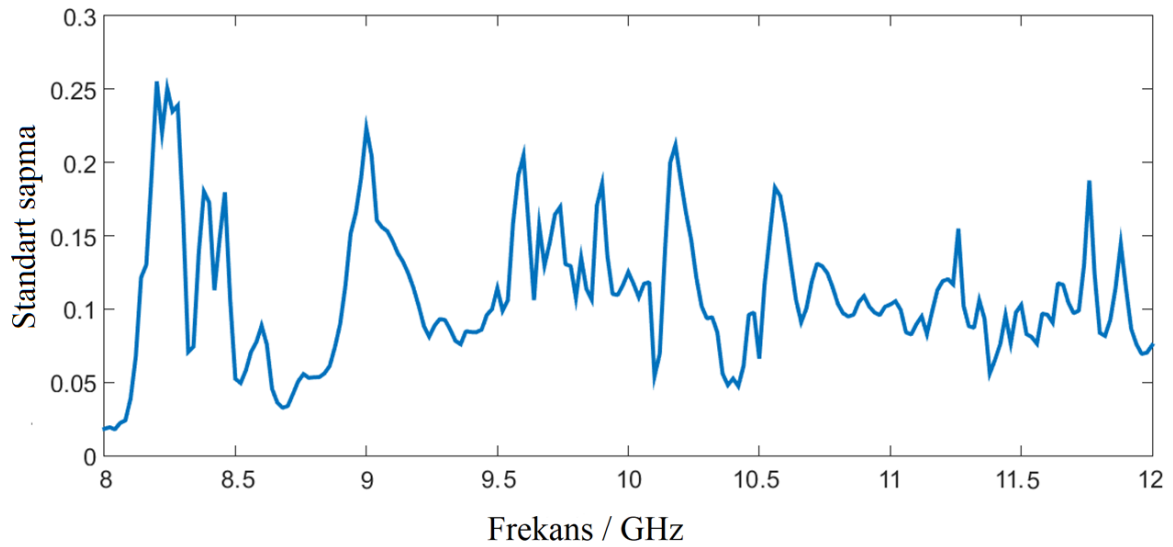
Şekil 4.81. Deformasyon eklenmiş boşluk rezonatör içindeki parametrik çalışma

Boşluk rezonatöründeki istenmeyen dalga modlarını bozmak için daha önce bahsedildiği gibi rezonatöre bir küre deformasyonu eklenmiştir. Deformeli boşluk rezonatörün içerisinde VNA ile X bandında beş farklı durum incelenmiştir. Ölçülen geri dönüş kayıpları Şekil 4.81'de verilmiştir ve bu sonuçlar rezonans farklılıklarını daha ayrıntılı göstermek için altı bölüme ayrılmıştır. Şekil 4.82'de detaylarıyla gösterildiği gibi, 8,4GHz ve 8,5GHz arasındaki frekanslarda rezonans kaymaları oluşmuştur, bu rezonans kaymaları önerilen EBG yapısının ayarlanabilirliğini göstermektedir. İkinci bölümde, yaklaşık 9GHz'de rezonanslarda büyüklük farklılıkları vardır, bu aynı zamanda üretilen yapıların ayarlanabilirlik özelliklerinin bir başka sonucudur. 9,9GHz ve 10,1GHz arasında da

rezonans kaymaları elde edilmiştir. Ayrıca, 11,2GHz ve 11,9GHz arasında rezonans büyüklükleri arasında farklılıklar ve rezonans kaymaları vardır.



Şekil 4.82. Parametrik çalışma sonucunda S11 üzerindeki frekans kayması ve şiddet değişimi



Şekil 4.83. Ölçülen değerlerin standart sapması

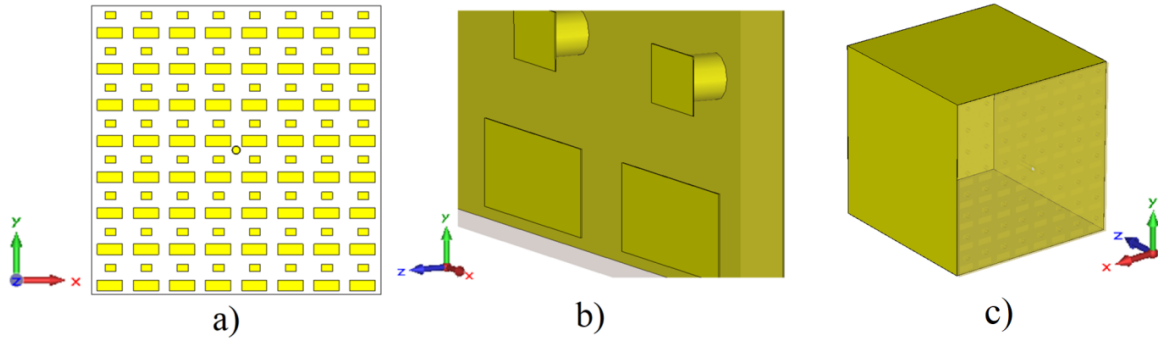
Buna uygun olarak, rezonans farklılıklarında önemli varyasyonları gözlemlemek için test edilen beş durumun standart sapması hesaplanmıştır ve Şekil 4.83'te verilmiştir.

Gösterildiği gibi, standart sapma 8,3GHz, 9GHz, 9,6GHz, 9,9GHz, 10,2GHz, 10,6GHz ve 11,9GHz değerinde pik değerlere sahiptir ve bu frekans noktaları beş durum için rezonans noktalarına karşılık gelmektedir. Standart sapma grafiğine göre, geliştirilen yapının ayarlanabilirliği de kanıtlanmıştır.

#### 4.7. Monopol Anten Entegreli Boşluk Rezonatör ve Mikrodalga Görüntüleme

##### 4.7.1. Tasarım

Simülasyon çalışmaları için önceki çalışmalarda olduğu gibi FIT tabanlı mikrodalga simülatörü açık sınırlar ile kullanılmıştır. İlk olarak, 1cm kenar uzunluğuna sahip birim hücrelerden oluşan EBG yapısı 8X8 olarak tasarlanmıştır. Ara tabaka için FR-4 dielektrik seçilmiş olup rezonatör parçalar için bakır kullanılmıştır. 8x8 EBG düzlemi Şekil 4.84.a'da gösterilmektedir, yapının kalınlığı 1,67mm'dir (1,6mm FR-4, 0,035mm bakır) ve 80mmX80mm'lik bir düzlem boyutuna sahiptir. Şekil 4.84.b'de gösterildiği gibi her bir EBG hücresinde küçük rezonatörün bakır tel üzerinden toprak düzlemine bağlandığı bağlantı noktaları vardır, bu konfigürasyon daha önce anlatıldığı gibi mantar şekilli yapılar meydana getirmektedir. Bu yöntem sonucunda, rezonatörlere gelen mikrodalga endüktif ve kapasitif etki yaratır. Ayrıca, tasarlanan EBG düzlemi anten dönüş kaybını ve radyasyon paternini geliştirmek için monopol anten ile entegre edilmiştir.



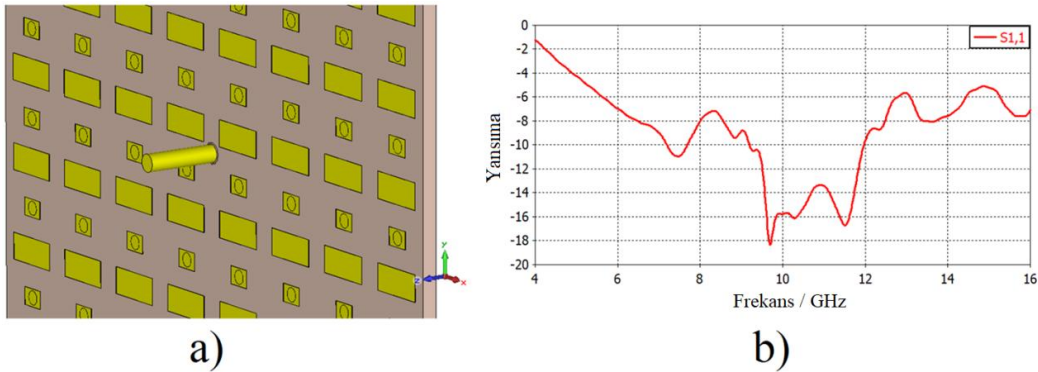
Şekil 4.84. Tasarlanan 8x8 EBG yapısı ve kübik boşluk rezonatör yapısı

Kübik bir boşluk rezonatör yapısı filtrelenmiş sinyallere benzer dar bant oluşturmak için tasarlanmıştır ve EBG topraklı monopol anten ile entegre edilip incelenmiştir. Tasarlanmış kübik boşluk rezonatörü 80mm kenar uzunluğu olan kare bakır plakalardan oluşmaktadır. EBG anteni, Şekil 4.84.c'de gösterildiği gibi boşluk rezonatörün bir duvarına yerleştirilmiştir ve merkezlenmiş monopole anten probu karşı yüzeye doğru yayılım yapacak şekilde düzenlenmiştir.

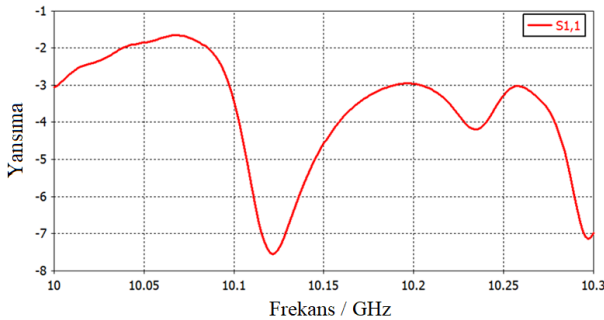
#### 4.7.2. EBG-Monopol Anten Simülasyonları

Tasarlanan EBG yapısı Şekil 4.85.a'da gösterildiği gibi monopol anten ile entegre edilmiştir ve monopol probu 8x8 EBG düzleminin merkezinde yer almaktadır. EBG topraklı monopol antenin geri dönüş kaybı elde edilmiştir ve 9,19GHz ve 12GHz arasında oluşan geniş bant yayılımı ile Şekil 4.85.b'de verilmiştir.

Dar bantlı geri dönüş kayıpları elde etmek için, daha önce belirtildiği gibi boşluk rezonatör tasarlanmış ve geliştirilmiştir (Şekil 4.84.c). Boşluk rezonatöründeki radyasyon ve geri dönüş kayıpları genel olarak dar banda sahiptir. Ayrıca, EBG topraklanmış monopole anten kübik boşluk rezonatör içerisinde analiz edilmiş ve geri dönüş kayıpları Şekil 4.86'da verilmiştir, 10,12GHz'de iyi olmayan bir rezonans gözlenmiştir. Tasarlanan mantar şekilli EBG topraklı monopol anten, rezonans kaymalarının elde edilmesi için çeşitli direnç elemanları ile parametrik olarak incelenmiştir. Seçilen direnç değerleri, dar bir bant ve rezonans kaymalarını doğrusal olarak elde etmek için 0-1000ohms arasında seçilmiştir. Rezistif elemanlar ile EBG düzleminin önden görünümü ve parametrik çalışmaların sonucu Şekil 4.87'de gösterilmiştir. Şekile göre, rezonans kaymaları 10,1GHz ile 10,17GHz arasında lineerlik göstermektedir.

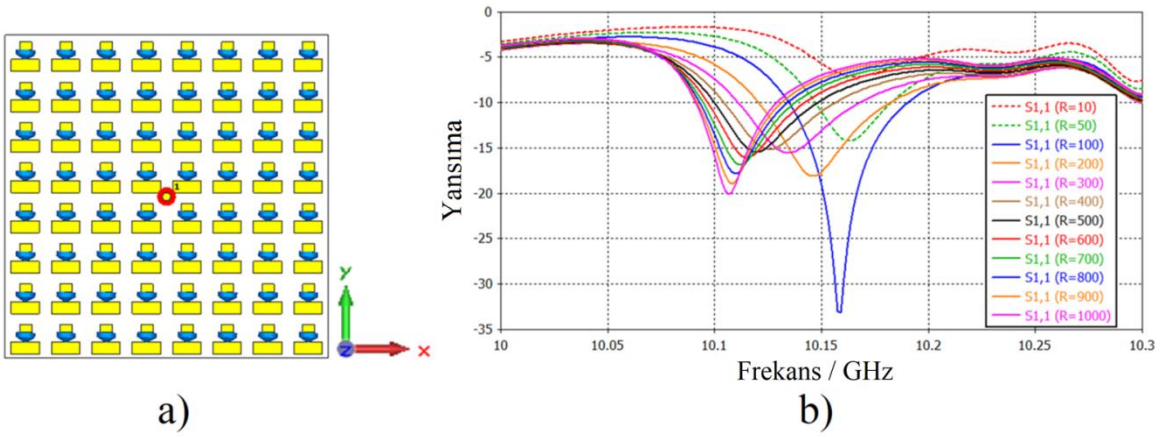


Şekil 4.85. a) EBG entegreli monopol anten ve b) S11 değeri



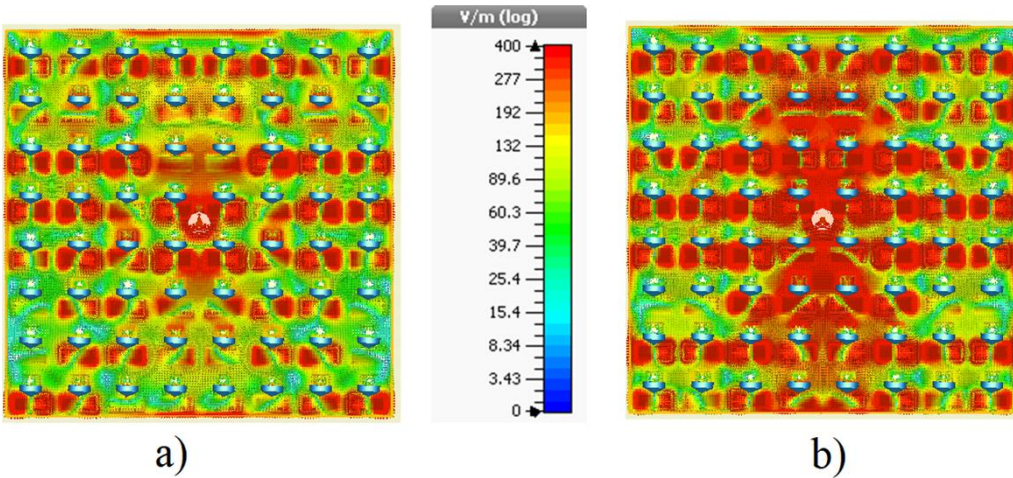
Şekil 4.86. EBG entegreli monopol antenin boşluk rezonatör içerisindeki S11 değeri





Şekil 4.87. EBG monopol antenin boşluk rezonatör içerisindeki parametrik sonuçları

Ek olarak, boşluk rezonatörü içerisinde bulunan EBG düzlemi üzerindeki elektrik alan dağılımları da araştırılmış ve Şekil 4.88’de verilmiştir. Parametrik çalışmada görüldüğü gibi, 10,159 GHz’de 100Ω dirençli eleman ile en iyi geri dönüş kaybı elde edilmiştir ve 10,06GHz’de rezonans yoktur. Bu nedenle, Şekil 4.88’de görüldüğü gibi bu noktalarda farklı elektrik alan dağılımları oluşmaktadır.

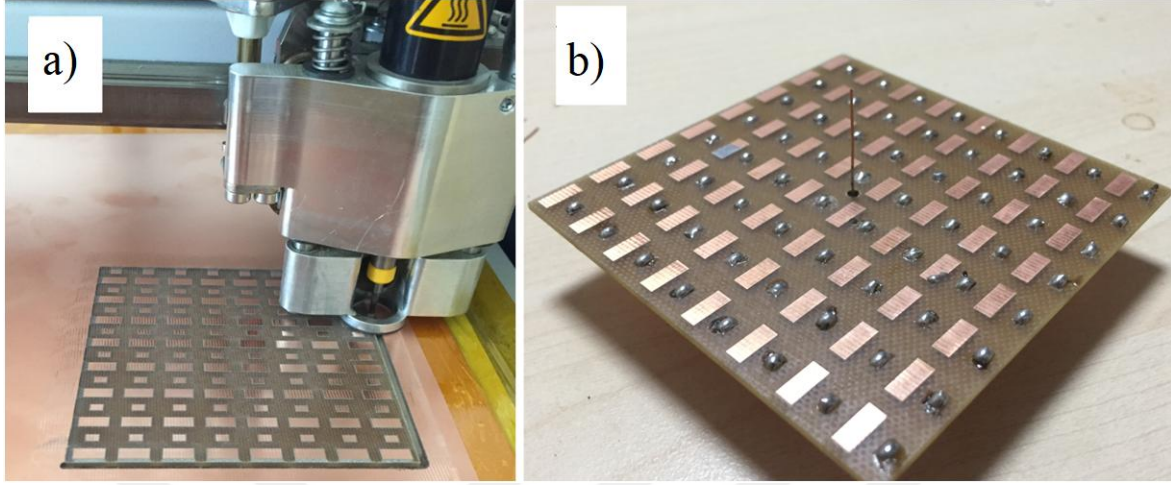


Şekil 4.88. Elektrik alan dağılımları a) 10.159GHz, b) 10.06GHz

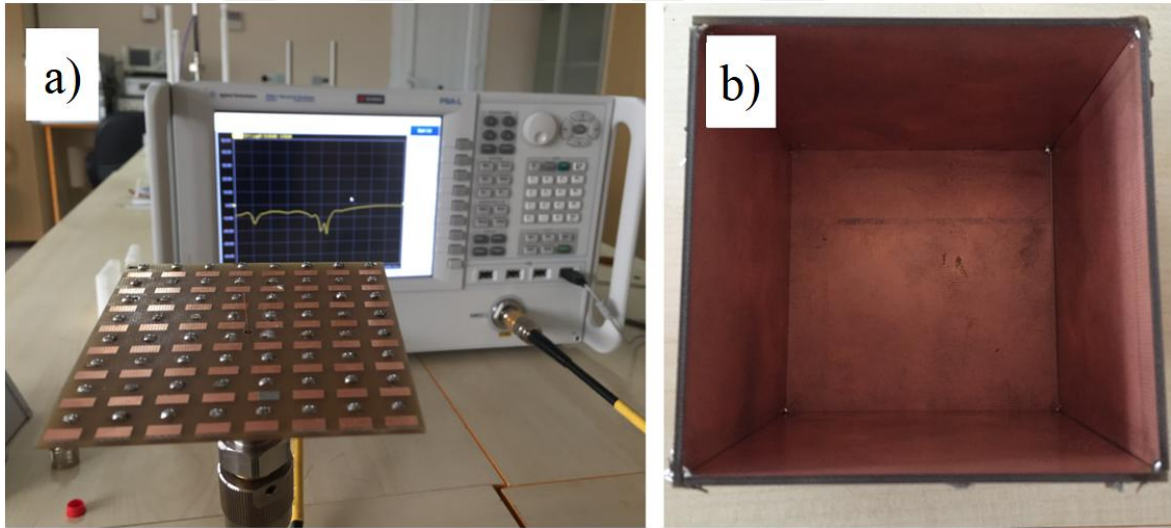
### 4.7.3. Üretim ve Mikrodalga Görüntüleme Uygulaması

Tasarlanmış 8x8 EBG düzlemi ve boşluk rezonatör duvarları, deneysel ölçümler için ProtoMat LPKF-E33 tarafından Şekil 4.89’da gösterildiği gibi üretilmiştir. Bir başka adım olarak, her bir küçük hücre yapısı için mantar şekilli yapı oluşturulmuştur. Şekil 4.89.b’de gösterildiği gibi küçük rezonatör parçaları üzerinde küçük delikler açılmıştır ve toprak düzlemiyle temas sağlanmıştır, bu işlem için lehimleme yapılmıştır. Daha sonra, bu EBG düzlemine Şekil 4.89.b’de de gösterilen monopol anten probu bağlanmıştır. EBG topraklı

monopol anten Agilent Technologies PNA-L VNA tarafından deneysel olarak test edilmiştir ve antenin deneysel ölçüm düzeneği Şekil 4.90.a’da görülmektedir.



Şekil 4.89. a) Üretim, b) Üretilen EBG monopol anten

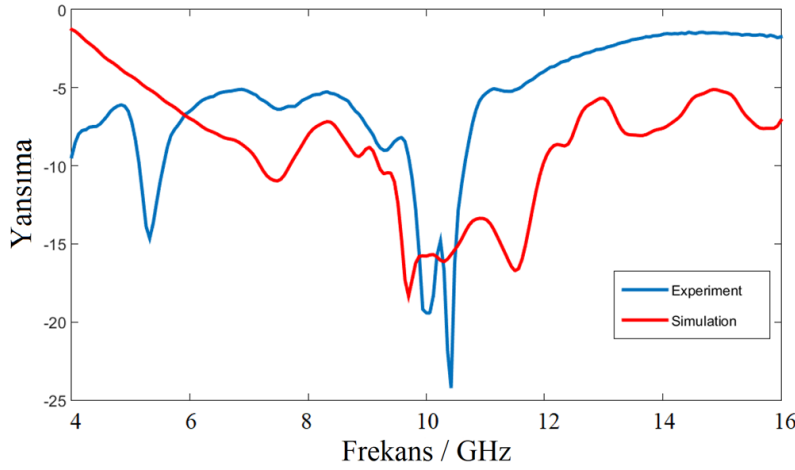


Şekil 4.90. a) Ölçüm düzeneği, b) Boşluk rezonatör

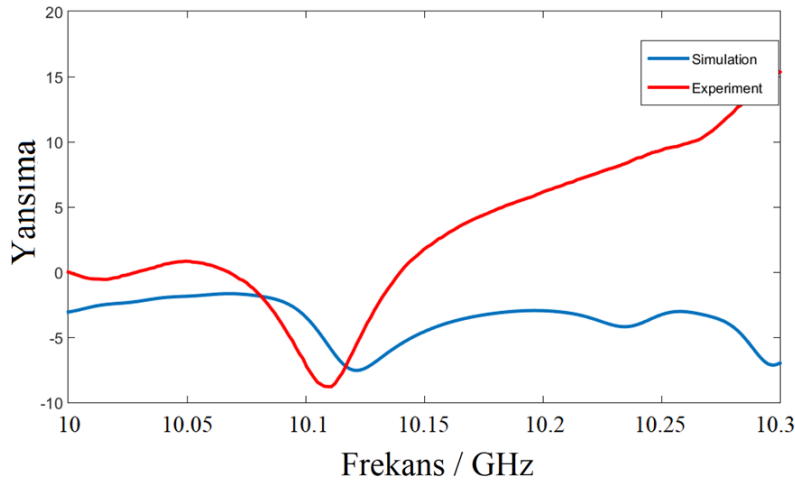
Boşluk rezonatörün bir yüzü, rezonatörden sahneye sinyal çıkışı oluşturacak şekilde açılmıştır ve bu düzenlemeye göre yayılan dar bant sinyal karşı sahnedeki herhangi bir metal yapı nedeniyle geri yansıyacaktır. Kübik boşluk rezonatörü Şekil 4.90.b’de verilen kare bakır plakalar ile oluşturulmuştur. Mantar şekilli EBG topraklı monopol antenin geri dönüş kayıp değerleri karşılaştırılmalı olarak Şekil 4.91’de gösterilmiştir. Bu grafiğe göre, simülasyonda rezonans bandı 9,5GHz ila 12GHz arasında olmasına rağmen, deneysel ölçümde elde edilen rezonans 9,75GHz ila 10,85GHz arasındadır. Deneysel sonuçlar, imalat kusuru ve çevre gürültüleri gibi laboratuvar koşullarından ötürü tam olarak simülasyon sonuçlarına uyumlu değildir. Ayrıca, rezonatörün antene etkisini test etmek



için tamamen kapalı kübik boşluk rezonatörü ile başka bir ölçüm gerçekleştirilir. Elde edilen geri dönüş kayıpları normalize edilip Şekil 4.92’de verilmiştir. Simülasyonda, boşluk rezonatör entegreli EBG topraklı monopul antenin geri dönüş kaybı 10,11GHz’de rezonansa sahiptir, ancak normalizasyondan sonra deneysel ölçümde 10,12GHz’de rezonans göstermektedir.

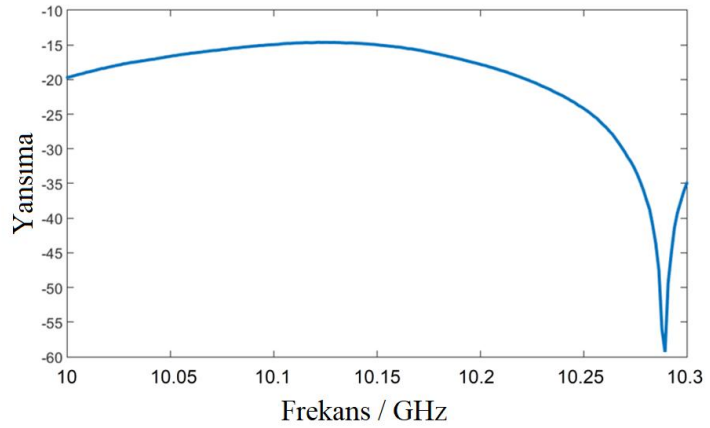
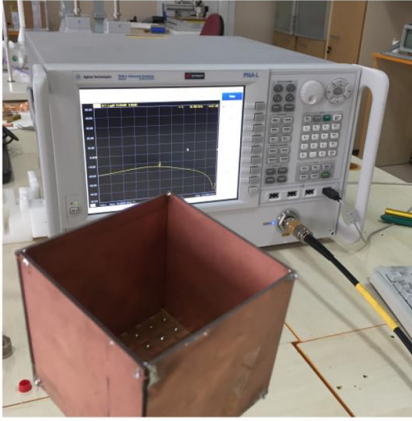


Şekil 4.91. EBG monopul anten simülasyon ve üretim sonucu karşılaştırma



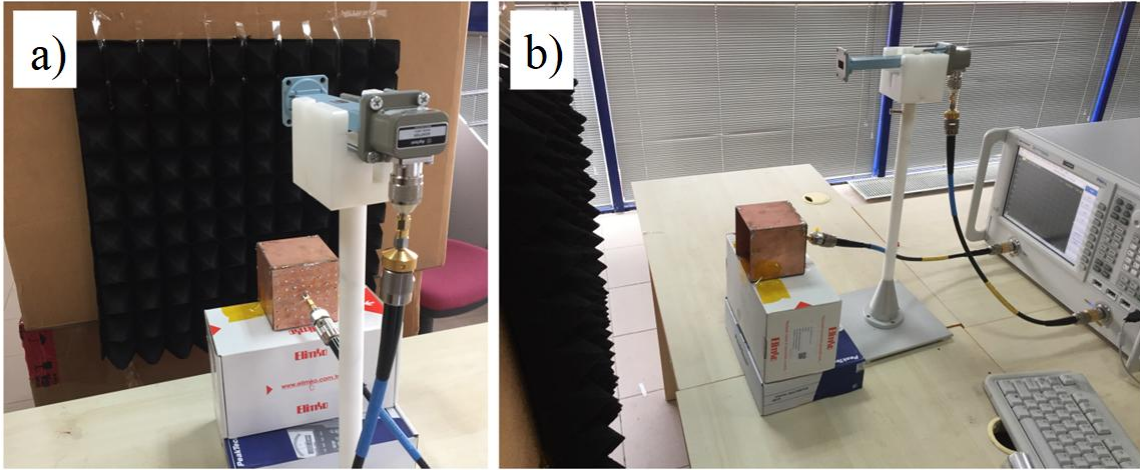
Şekil 4.92. Boşluk rezonatör içerisindeki EBG monopul antenin S11 değerleri, normalize edilmiştir

Mantar şekilli EBG topraklı monopul anten, Şekil 4.93’de gösterildiği gibi açık yüzlü bir boşluk rezonatöre entegre edilmiştir ve ölçülen geri dönüş kayıp değerleri de bu şekilde görülmektedir. Bu tip bir konfigürasyona göre, 10,29GHz’de -59dB’lik geri dönüş kaybı ile maksimum rezonans gözlemlenmiştir. Geri dönüş kayıpları üzerinde kalibrasyon ve laboratuvar koşullarından kaynaklı etkiler de oluşmaktadır.

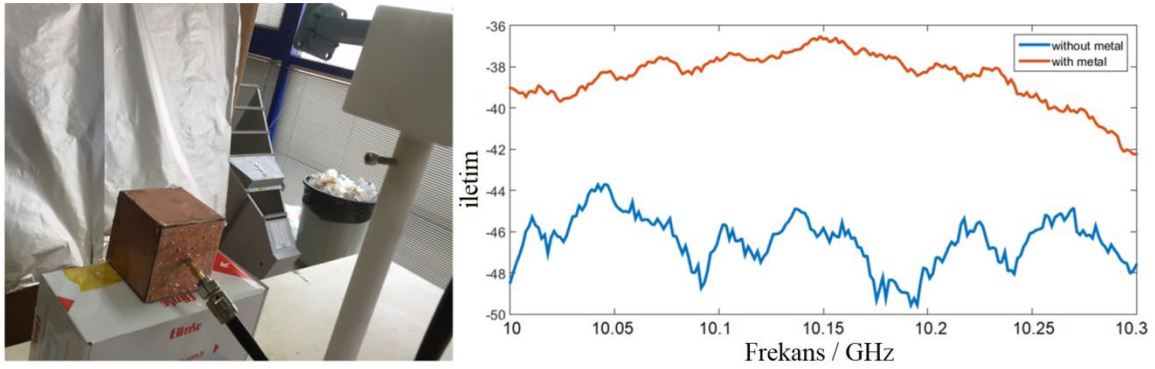


Şekil 4.93. Bir yüzü açık boşluk rezonatöre entegre edilmiş EBG monopol anten ve ölçülen S11 değeri

Bu çalışmanın mikrodalga görüntüleme kısmında Şekil 4.94'te görüldüğü gibi EBG monopole anten, boşluk rezonatörü ve X bandı dalga kılavuzu ile deney düzeneği kurulmuştur. Sinyal yayılımının olduğu sahne bir emici ile kaplıdır ve emici ile rezonatör arası 30cm olarak seçilmiştir. VNA'nın bir portu EBG monopol antene, diğer port ise alıcı olarak X band dalga kılavuzuna bağlanmıştır. Dalga kılavuzu portu alıcı olarak sahneyi tarama görevindedir ve sahneden yansıyan sinyalleri toplayacak durumdadır. Bu durum, EBG monopol antenin sahneye doğru yaydığı sinyallerden sahne tarafından yansıtılan sinyal olması durumunda dalga kılavuzu portunun yansıyan sinyalleri aldığı bir deney düzeneği sağlamaktadır. Sahneden yansıyıp dalga kılavuzu portuyla alınan sinyal, EBG monopol anten ve dalga kılavuzu portu arasındaki iletme karşılık gelir. Şekil 4.95'te görüldüğü gibi sahne bir metal ile kaplanmıştır ve gelen dalgalar tümüyle yansıtılmaktadır, yansıyan sinyaller dalga kılavuzu tarafından toplanmaktadır. Elde edilen iletim değerleri grafik olarak gösterilmiştir, metal plaka ile iletimin boş sahneden daha fazla yansıma oluşturduğu anlaşılmaktadır. Bu farklılıklar, görüntüleme kısmında referans noktası olarak kullanılmıştır.

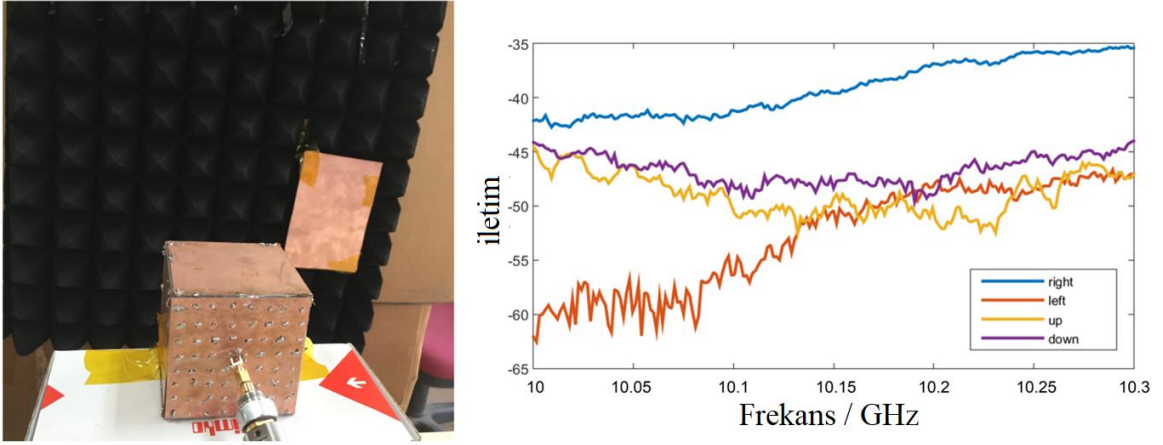


Şekil 4.94. Görüntüleme düzeneği a) arka görüntü, b) yan görüntü

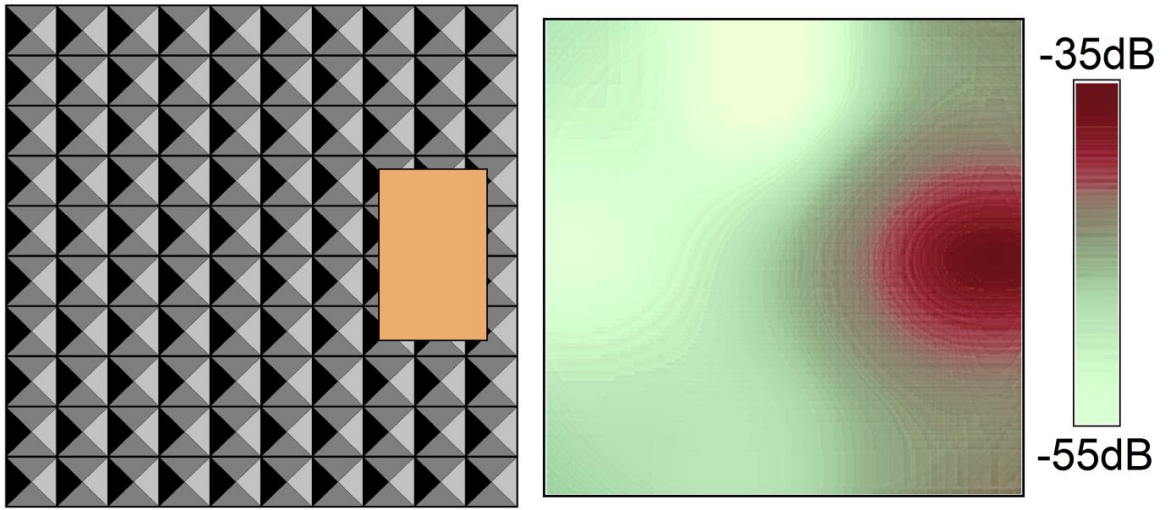


Şekil 4.95. Metal yerleştirilmiş sahneden iletim değeri ölçümü

Bakır bir levha Şekil 4.96’da gösterildiği gibi sahnenin sağ bölgesine konumlandırılmıştır. Bu düzenek yatay ve dikey olarak dalga kılavuzuyla taranmıştır ve elde edilen iletim değerleri de Şekil 4.96’da görülmektedir. Görüntüle işlemi için kullanışlı olan iletim değerleri 10,2GHz ve 10,3GHz arasındaki frekanslarda elde edilmiştir ve sonuçlar beklendiği gibi sahnenin sağ bölgesinden yansıyan diğerlerin daha yüksek olduğunu göstermektedir, bu durum bakır levhanın boşluk rezonatör tarafından gönderilen dalgaları yansıtmasından dolayıdır. Sahnenin yatay ve dikey bölgelerinden elde edilen iletim değerleri MatLab ortamına aktarılıp piksel değerlerine dönüştürülmüştür ve sahnenin görüntüsü elde edilmiştir. Sahne ve oluşturulan 50x50 piksel görüntü, Şekil 4.97’de gösterilmiştir, görüntünün net olarak oluşması için iletim ölçeği -35dB ve -55dB arasında ayarlanmıştır.



Şekil 4.96. Sahnenin taranması ve yatay-dikey noktalardan elde edilen iletim değerleri



Şekil 4.97. Elde edilen iletim değerleri sonucunda hesaplanan görüntü

## 5. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında mikrodalga görüntüleme için rezonatör tabanlı yapılar geliştirilmiştir. Görüntüleme işlemi genel olarak iki farklı şekilde yapılmıştır; ilk yöntem enerji hasatlama tabanlı olarak yapılmaktadır, ikinci yöntem ise verici ve alıcı antenin sahne taramasıyla yapılmaktadır. İlk olarak enerji hasatlayıcı yapısının davranışını gözlemlemek için iç içe geçmiş sekizgen şekilli sinyal emici yapısı tasarlanmıştır. Tasarlanan MTM tabanlı sinyal emici yapı parametrik olarak farklı modlar altında FIT metoduyla analiz edilmiştir. Tasarlanan sekizgen şekilli yapı 5-6GHz arasında TE modunda genişbantlı emilim yapmaktadır ve emilen bu enerjinin %80'i hasatlama işlemi için kullanılabilir ve yine aynı frekans bandında TM ve TEM modları için de mükemmel emilim ortaya çıkmıştır. Deneysel olarak elde edilen sonuçlar simülasyon sonuçlarıyla uyum içindedir.

Enerji hasatını ve mikrodalga görüntülemeyi daha iyi anlamak için bir diğer çalışmada 2,45GHz bandında emilim yapan sinyal dedektörü geliştirilmiştir. Periyodik olarak yerleştirilen sinyal emici hücrelerde RF schottky diyotlar rezonatörler arasına yerleştirilmiştir. Periyodik olarak üretilen yapı VNA ile test edilmiştir ve gelen mikrodalga altında RF-DC dönüşümü gerçekleştirilmiştir. Her bir hücre için maksimum 11mV çıkış gerilimi elde edilmiştir. 0-255 gri seviyeli piksel değerlerine dönüştürülen hasatlanan enerji periyodik yapının mikrodalga dedektör olarak kullanılabilirliğini göstermektedir.

Benzer olarak Wimax frekans bandında çalışabilecek MTM tabanlı enerji hasatlayıcı yapısı mikrodalga görüntüleme için geliştirilmiştir. 5,456GHz frekansında mükemmel emilim yapan bu yapının her bir hücresinde EM dalga altında maksimum 13,5mV DC gerilim elde edilmiştir. Tasarlanan hasatlayıcının deneysel olarak test edilebilmesi için 5,45GHz frekansında çalışan 2x2 dizi anten tasarlanmıştır ve analiz edilmiştir. Tasarlanan periyodik yapı LPKF-E33 cihazıyla üretilmiş ve VNA ile emilim değeri test edilmiştir. Ek olarak, tasarlanan 2x2 dizi anten de üretilmiştir ve hasatlayıcı yapıya mikrodalga gönderici olarak kullanılmıştır. Gelen mikrodalga altında birim hücrelerde oluşan DC gerilim değerleri 0-255 gri seviyeli piksel değerlerine dönüştürülmüştür ve ortamda mikro dalga radyasyon olması durumunda görüntüleme için kullanılabilir olacaktır.

Bu tez çalışmasında bir sonraki aşama olarak üç bantta çalışabilecek mikrodalga görüntüleyici geliştirilmiştir. 1,80, 2,45 ve 5,80GHz'de emilim yapabilen iki rezonatörlü birim hücrelerden oluşan hasatlayıcı yapısı tasarlanmıştır. Rezonatörler arasına RF

schottky diyot bağlanmıştır ve diyot üzerinden DC çıkış alınmıştır. Deneysel olarak desteklenen bu çalışmada, 2,45GHz frekanslı yama anten tarafından alınan mikrodalga enerji her bir birim hücre için 53mV DC voltaj olarak gözlemlenmiştir ve piksel değerleriyle görüntüleştirilmiştir. 5,80GHz frekansında yagi uda anten kullanılmıştır ve birim hücrelerde maksimum 28mV DC voltaj gözlemlenmiştir ve bu değerler de piksek olarak görüntüye dönüştürülmüştür. Ayrıca, bu çalışmada metal plakanın iletimi kestiği ve mikrodalga görüntülemeye etki ettiği gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında kullanılan bir diğer mikrodalga görüntüleme, boşluk rezonatör yapısı kullanılarak yapılmıştır. Bu yönde yapılan ilk çalışmada ayarlanabilir mantar şekilli EBG yüzeyi tasarlanmış ve C, X ve Ku bantlarını kapsayan 5-15GHz bant aralığında analiz edilmiştir. Tasarlanan yapı dipol, döngü ve monopol antenler ile minyatürizasyon uygulamasında kullanılmıştır. Bu antenlerin EBG yüzeylerine farklı mesafelerdeki davranışları gözlemlenmiştir, tasarlanan EBG yüzeyinin AMC davranışı gösterdiği ve EBG yapısının anten parametrelerini iyileştirdiği gözlemlenmiştir.

X bant (8-12GHz) frekans aralığı için geliştirilen bir başka EBG yüzeyi monopol antene entegre edilmiştir. EBG entegreli monopol anten kübik boşluk rezonatör içerisinde analiz edilmiştir. Ayarlanabilir EBG yüzeyi boşluk rezonatör içerisinde çok dar bantlara sahip olmaktadır ve bu dar bantlı radyasyon mikrodalga görüntüleme çalışmasında kullanılabilir niteliktedir.

Bununla birlikte ayarlanabilir EBG entegreli monopol anten ve bir yüzü açık boşluk rezonatör yapısı mikrodalga görüntüleme için kullanılmıştır. X bandında çalışan bu yapı gönderici durumdadır ve boşluk rezonatörün açık olan tarafından karşı sahneye yayılım yapmaktadır. Sahnede bulunan herhangi bir metal yapı üzerine gelen EM dalgayı yansıtacaktır ve bu EM dalga boşluk rezonatör tarafına yönelecektir. Boşluk rezonatör etrafına konumlandırılmış olan dalga kılavuzu alıcı sayesinde sahneden yansıyan sinyaller alınabilmektedir ve sahne taraması gerçekleştirilebilmektedir.

Bu tez çalışmasında belirtilen her iki yöntemle de mikrodalga görüntüleme başarı ile gerçekleştirilmiştir. Farklı frekans bölgelerinde gerçekleştirilen mikrodalga görüntüleme; enerji hasatlama, tıbbi görüntüleme, casusluk cihazı tespiti, gelen dalga yön tayini, metal algılama, tahribatsız muayene ve askeri uygulamalar gibi pek çok alana entegre edilebilir.

## KAYNAKLAR

1. Whittingham, M. S. (2012). History, evolution, and future status of energy storage. *Proceedings of the IEEE, 100*(Special Centennial Issue), 1518-1534.
2. Jang, Y., & Jovanovic, M. M. (2003). A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50*(3), 520-527.
3. Ayano, H., Nagase, H., & Inaba, H. (2004). A highly efficient contactless electrical energy transmission system. *Electrical Engineering in Japan, 148*(1), 66-74.
4. Lee, J. S., Su, Y. W., & Shen, C. C. (2007, November). A comparative study of wireless protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi. In *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE* (pp. 46-51). Ieee.
5. Salonidis, T., Bhagwat, P., Tassioulas, L., & LaMaire, R. (2005). Distributed topology construction of Bluetooth wireless personal area networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 23*(3), 633-643.
6. Li, X., Gani, A., Salleh, R., & Zakaria, O. (2009, February). The future of mobile wireless communication networks. In *Communication Software and Networks, 2009. ICCSN'09. International Conference on* (pp. 554-557). IEEE.
7. Inamura, H., Montenegro, G., Ludwig, R., Gurtov, A., & Khafizov, F. (2003). *TCP over second (2.5 G) and third (3G) generation wireless networks* (No. RFC 3481).
8. Khan, A. H., Qadeer, M. A., Ansari, J. A., & Waheed, S. (2009, April). 4G as a next generation wireless network. In *Future Computer and Communication, 2009. ICFCC 2009. International Conference on* (pp. 334-338). IEEE.
9. Ahlbom, A., & Feychting, M. (2003). Electromagnetic radiation: Environmental pollution and health. *British medical bulletin, 68*(1), 157-165.
10. Cucurachi, S., Tamis, W. L. M., Vijver, M. G., Peijnenburg, W. J. G. M., Bolte, J. F. B., & De Snoo, G. R. (2013). A review of the ecological effects of radiofrequency electromagnetic fields (RF-EMF). *Environment International, 51*, 116-140.
11. Genc, O., Bayrak, M., & Yaldiz, E. (2010). Analysis of the effects of GSM bands to the electromagnetic pollution in the RF spectrum. *Progress In Electromagnetics Research, 101*, 17-32.
12. Veselago, V. G. (1968). The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ . *Soviet physics uspekhi, 10*(4), 509.
13. Shelby, R. A., Smith, D. R., & Schultz, S. (2001). Experimental verification of a negative index of refraction. *science, 292*(5514), 77-79.
14. Smith, D. R., & Pendry, J. B. (2006). Homogenization of metamaterials by field averaging. *JOSA B, 23*(3), 391-403.



15. 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.
16. Smith, D. R., Pendry, J. B., & Wiltshire, M. C. (2004). Metamaterials and negative refractive index. *Science*, 305(5685), 788-792.
17. Yang, F., & Rahmat-Samii, Y. (2003). Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10), 2691-2703.
18. Yang, F., & Rahmat-Samii, Y. (2001). A low-profile circularly polarized curl antenna over an electromagnetic bandgap (EBG) surface. *Microwave and Optical technology letters*, 31(4), 264-267.
19. Pirhadi, A., Hakkak, M., Keshmiri, F., & Bae, R. K. (2007). Design of compact dual band high directive electromagnetic bandgap (EBG) resonator antenna using artificial magnetic conductor. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(6), 1682-1690.
20. Best, S. R., & Hanna, D. L. (2008). Design of a broadband dipole in close proximity to an EBG ground plane. *IEEE Antennas and propagation magazine*, 50(6), 52-64.
21. Bell, J. M., Iskander, M. F., & Lee, J. J. (2007, June). Ultrawideband hybrid EBG/ferrite ground plane for low-profile array antennas. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE* (pp. 1313-1316). IEEE.
22. Slavov, A., & Petkov, P. (2017, October). Fractal antenna over EBG structure for UHF RFID applications. In *Advanced Technologies, Systems and Services in Telecommunications (TELSIKS), 2017 13th International Conference on* (pp. 101-104). IEEE.
23. Piao, D., & Zhou, H. (2017, September). A High isolated Dual-polarized MIMO Antenna Composed of a Loop and a Coplanar Dipole with EBG. In *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2017 International Conference on* (pp. 411-412). IEEE.
24. Bell, J. M., & Iskander, M. F. (2004). A low-profile Archimedean spiral antenna using an EBG ground plane. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 3(1), 223-226.
25. Kim, S., Ren, Y. J., Lee, H., Rida, A., Nikolaou, S., & Tentzeris, M. M. (2012). Monopole antenna with inkjet-printed EBG array on paper substrate for wearable applications. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 11, 663-666.
26. Yang, F., Demir, V., Elsherbeni, D. A., Elsherbeni, A. Z., & Eldek, A. A. (2006). Enhancement of printed dipole antennas characteristics using semi-EBG ground plane. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 20(8), 993-1006.
27. Karaaslan, M., Ünal, E., Tetik, E., Delihacıoğlu, K., Karadağ, F., & Dincer, F. (2013). Low profile antenna radiation enhancement with novel electromagnetic band gap structures. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 7(3), 215-221.

28. Elsheakh, D. N., Elsadek, H. A., Abdallah, E. A., Elhenawy, H., & Iskander, M. F. (2009). Enhancement of microstrip monopole antenna bandwidth by using EBG structures. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 8, 959-962.
29. de Cos, M. E., & Las-Heras, F. (2012). Dual-band uniplanar CPW-fed monopole/EBG combination with bandwidth enhancement. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11, 365-368.
30. Guo, Z., Tian, H., Wang, X., Luo, Q., & Ji, Y. (2013). Bandwidth enhancement of monopole UWB antenna with new slots and EBG structures. *IEEE Antennas Wireless Propag Lett*, 12, 1550-1553.
31. Yazdi, M., & Komjani, N. (2011). Design of a band-notched UWB monopole antenna by means of an EBG structure. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 170-173.
32. Wahab, M. G., El-Hameed, A. A., Swelam, W., & ElAzeem, M. A. (2017, May). Novel miniaturized UWB antenna based on EBG structure. In *Progress In Electromagnetics Research Symposium-Spring (PIERS), 2017* (pp. 1171-1175). IEEE.
33. Desai, S., Nagrale, N. B., & Kadam, M. (2017, May). Single band planar monopole antenna with a-shaped EBG. In *Trends in Electronics and Informatics (ICEI), 2017 International Conference on* (pp. 74-77). IEEE.
34. Bashir, S., Hosseini, M., Edwards, R. M., Khattak, M. I., & Ma, L. (2008, March). Bicep mounted low profile wearable antenna based on a non-uniform EBG ground plane-flexible EBG inverted-l (FEBGIL) antenna. In *Antennas and Propagation Conference, 2008. LAPC 2008. Loughborough* (pp. 333-336). IEEE.
35. Kim, S. H., Nguyen, T. T., & Jang, J. H. (2011). Reflection characteristics of 1-D EBG ground plane and its application to a planar dipole antenna. *Progress In Electromagnetics Research*, 120, 51-66.
36. Li, Q., Feresidis, A. P., Mavridou, M., & Hall, P. S. (2015). Miniaturized double-layer EBG structures for broadband mutual coupling reduction between UWB monopoles. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(3), 1168-1171.
37. Pandey, G. K., Singh, H. S., Bharti, P. K., & Meshram, M. K. (2013). Design of WLAN band notched UWB monopole antenna with stepped geometry using modified EBG structure. *Progress In Electromagnetics Research*, 50, 201-217.
38. Bray, M. G., & Werner, D. H. (2004, June). A broadband open-sleeve dipole antenna mounted above a tunable EBG AMC ground plane. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (Vol. 2, pp. 1147-1150)*. IEEE; 1999.
39. Karim, M. F., Liu, A. Q., Yu, A. B., & Alphones, A. (2005, December). MEMS-based tunable bandstop filter using electromagnetic bandgap (EBG) structures. In *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings (Vol. 3, pp. 4-pp)*. IEEE.

40. Bray, M. G., & Werner, D. H. (2004, June). A novel design approach for an independently tunable dual-band EBG AMC surface. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE* (Vol. 1, pp. 289-292). IEEE.
41. de Maagt, P., Gonzalo, R., Vardaxoglou, Y. C., & Baracco, J. M. (2003). Electromagnetic bandgap antennas and components for microwave and (sub) millimeter wave applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10), 2667-2677.
42. Liang, J., & Yang, H. D. (2009). Microstrip patch antennas on tunable electromagnetic band-gap substrates. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 57(6), 1612-1617.
43. Mercier, L., Rodes, E., Drouet, J., Léger, L., Arnaud, E., Thévenot, M., ... & Jecko, B. (2006, July). "Steerable and tunable" EBG resonator antennas" using smart metamaterials. In *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE* (pp. 406-409). IEEE.
44. Yang, L., Fan, M., Chen, F., She, J., & Feng, Z. (2005). A novel compact electromagnetic-bandgap (EBG) structure and its applications for microwave circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(1), 183-190.
45. Rahmat-Samii, Y., & Mosallaei, H. (2001). Electromagnetic band-gap structures: classification, characterization, and applications.
46. Yang, F., & Rahmat-Samii, Y. (2001, July). Mutual coupling reduction of microstrip antennas using electromagnetic band-gap structure. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE* (Vol. 2, pp. 478-481). IEEE
47. Zhu, S., & Langley, R. (2009). Dual-band wearable textile antenna on an EBG substrate. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 57(4), 926-935.
48. Folyan, O., & Langley, R. J. (2005). Wideband reduced size electromagnetic bandgap structure. *Electronics Letters*, 41(20), 1099-1100.
49. Prasad, K. V., Prasad, M. V. S., Kumar, M. S., & Alekhya, B. (2018, January). Surface wave suppression in patch arrays using EBG structures. In *Signal Processing And Communication Engineering Systems (SPACES), 2018 Conference on* (pp. 99-104). IEEE.
50. Yazdi, M., & Komjani, N. (2011). Design of a band-notched UWB monopole antenna by means of an EBG structure. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 170-173.
51. Peng, L., & Ruan, C. L. (2011). UWB band-notched monopole antenna design using electromagnetic-bandgap structures. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 59(4), 1074-1081.
52. Yang, F., & Rahmat-Samii, Y. (2001, July). Curl antennas over electromagnetic band-gap surface: a low profiled design for CP applications. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE* (Vol. 3, pp. 372-375). IEEE.

53. Altintas, O., Unal, E., Akgol, O., Karaaslan, M., Karadag, F., & Sabah, C. (2017). Design of a wide band metasurface as a linear to circular polarization converter. *Modern Physics Letters B*, 1750274.
54. F. Imani, M., Sleasman, T., Gollub, J. N., & Smith, D. R. (2016). Analytical modeling of printed metasurface cavities for computational imaging. *Journal of Applied Physics*, 120(14), 144903.
55. Liu, W. E., Chen, Z. N., Qing, X., Shi, J., & Lin, F. H. (2017). Miniaturized wideband metasurface antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(12), 7345-7349.
56. Unal, E., Karaaslan, M., & Ozdemir, E. (2010). Optimization of elliptically designed patch mushrooms and investigation of low profile dipole antenna–HIGP interaction. *OPTOELECTRONICS AND ADVANCED MATERIALS-RAPID COMMUNICATIONS*, 4(11), 1898-1900.
57. Chunhua, K., Xueguan, L., & Honglong, C. (2009). Influence of HIGP on ground-reliance to monopole antennas.
58. Cakiroglu, B., Collins, P. J., Havrilla, M. J., Sertel, K., & Terzuoli, A. J. (2008, July). Multi-scale triangular patch high impedance ground plane to improve the bandwidth of conformal bow-tie antennas. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* (pp. 1-4). IEEE.
59. Lee, Y. C., Chen, R. H., & Sun, J. S. (2008, December). A HIGP printed antenna at 2.4-GHz operation. In *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific* (pp. 1-4). IEEE.
60. Zhang, G. H., Fu, Y. Q., Zhu, C., Yan, D. B., & Yuan, N. C. (2003). A circular waveguide antenna using high-impedance ground plane. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 2(1), 86-88.
61. Sievenpiper, D., Schaffner, J., Lee, J. J., & Livingston, S. (2002). A steerable leaky-wave antenna using a tunable impedance ground plane. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 1(1), 179-182.
62. Broas, R. J., Sievenpiper, D. F., & Yablonovitch, E. (2001). A high-impedance ground plane applied to a cellphone handset geometry. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(7), 1262-1265.
63. Sievenpiper, D., Hsu, H. P., Schaffner, J., Tangonan, G. A. T. G., Garcia, R. A. G. R., & Ontiveros, S. A. O. S. (2000). Low-profile, four-sector diversity antenna on high-impedance ground plane. *Electronics Letters*, 36(16), 1343-1345.
64. Sievenpiper, D., Broas, R., & Yablonovitch, E. (1999, June). Antennas on high-impedance ground planes. In *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International* (Vol. 3, pp. 1245-1248). IEEE.
65. Costa, F., Talarico, S., Monorchio, A., & Valeri, M. F. (2008, July). An active AMC ground plane for tunable low-profile antennas. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE* (pp. 1-4). IEEE.

66. Costa, F., Monorchio, A., Talarico, S., & Valeri, F. M. (2008). An active high-impedance surface for low-profile tunable and steerable antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 7, 676-680.
67. Yousefi, L., Mohajer-Iravani, B., & Ramahi, O. M. (2007). Enhanced bandwidth artificial magnetic ground plane for low-profile antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 6, 289-292.
68. Sievenpiper, D., Zhang, L., Broas, R. F., Alexopolous, N. G., & Yablonovitch, E. (1999). High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, 47(11), 2059-2074.
69. Zhang, Y., Von Hagen, J., Younis, M., Fischer, C., & Wiesbeck, W. (2003). Planar artificial magnetic conductors and patch antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10), 2704-2712.
70. Brewitt-Taylor, C. R. (2007). Limitation on the bandwidth of artificial perfect magnetic conductor surfaces. *IET microwaves, antennas & propagation*, 1(1), 255-260.
71. Foroozesh, A., & Shafai, L. (2008). Application of combined electric-and magnetic-conductor ground planes for antenna performance enhancement. *Canadian Journal of Electrical and computer engineering*, 33(2), 87-98.
72. Sievenpiper, D. F., Schaffner, J. H., Song, H. J., Loo, R. Y., & Tansonan, G. (2003). Two-dimensional beam steering using an electrically tunable impedance surface. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 51(10), 2713-2722.
73. Pendry, J. B. (2000). Negative refraction makes a perfect lens. *Physical review letters*, 85(18), 3966.
74. 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.
75. Chen, H., Wu, B. I., Zhang, B., & Kong, J. A. (2007). Electromagnetic wave interactions with a metamaterial cloak. *Physical Review Letters*, 99(6), 063903.
76. Cai, W., Chettiar, U. K., Kildishev, A. V., & Shalaev, V. M. (2007). Optical cloaking with metamaterials. *Nature photonics*, 1(4), 224-227.
77. Pendry, J. B., Schurig, D., & Smith, D. R. (2006). Controlling electromagnetic fields. *science*, 312(5781), 1780-1782.
78. Maci, S. (2010). A cloaking metamaterial based on an inhomogeneous linear field transformation. *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, 58(4), 1136-1143.
79. Sabah, C., Dincer, F., Karaaslan, M., Unal, E., Akgol, O., & Demirel, E. (2014). Perfect metamaterial absorber with polarization and incident angle independencies based on ring and cross-wire resonators for shielding and a sensor application. *Optics Communications*, 322, 137-142.

80. Dincer, F., Karaaslan, M., Colak, S., Tetik, E., Akgol, O., Altıntas, O., & Sabah, C. (2016). Multi-Band Polarization Independent Cylindrical Metamaterial Absorber and Sensor Application. *Modern Physics Letters B*, 30(08) 2016: 1650095.
81. Dincer, F., Karaaslan, M., & Sabah, C. (2015). Design and analysis of perfect metamaterial absorber in GHz and THz frequencies. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 29(18), 2492-2500.
82. Sun, J., Liu, L., Dong, G., & Zhou, J. (2011). An extremely broad band metamaterial absorber based on destructive interference. *Optics Express*, 19(22), 21155-21162.
83. Karaaslan, M., Bağmancı, M., Ünal, E., Akgol, O., & Sabah, C. (2017). Microwave energy harvesting based on metamaterial absorbers with multi-layered square split rings for wireless communications. *Optics Communications*, 392, 31-38.
84. Bakır, M., Karaaslan, M., Dincer, F., Delihacioglu, K., & Sabah, C. (2016). Tunable perfect metamaterial absorber and sensor applications. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 27(11), 12091-12099.
85. Dincer, F., Karaaslan, M., Unal, E., Akgol, O., Demirel, E., & Sabah, C. (2014). Polarization and angle independent perfect metamaterial absorber based on discontinuous cross-wire-strips. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 28(6), 741-751.
86. Li, M., Yang, H. L., Hou, X. W., Tian, Y., & Hou, D. Y. (2010). Perfect metamaterial absorber with dual bands. *Progress In Electromagnetics Research*, 108, 37-49.
87. Ma, Y., Chen, Q., Grant, J., Saha, S. C., Khalid, A., & Cumming, D. R. (2011). A terahertz polarization insensitive dual band metamaterial absorber. *Optics letters*, 36(6), 945-947.
88. Watts, C. M., Liu, X., & Padilla, W. J. (2012). Metamaterial electromagnetic wave absorbers. *Advanced materials*, 24(23).
89. Landy, N. I., Sajuyigbe, S., Mock, J. J., Smith, D. R., & Padilla, W. J. (2008). Perfect metamaterial absorber. *Physical review letters*, 100(20), 207402.
90. Lalj, H., Griguer, H., Benfetah, M. A., & Drissi, M. H. (2015, December). Polarization insensitive metamaterial absorber for energy harvesting. In *Microelectronics (ICM), 2015 27th International Conference on* (pp. 284-286). IEEE.
91. Devi, K. K. A., Hau, N. C., Chakrabarty, C. K., & Din, N. M. (2014, August). Design of patch antenna using metamaterial at GSM 1800 for RF energy scavenging. In *Wireless and Mobile, 2014 IEEE Asia Pacific Conference on* (pp. 157-161). IEEE.
92. Mulla, B., & Sabah, C. (2016). Multiband metamaterial absorber design based on plasmonic resonances for solar energy harvesting. *Plasmonics*, 11(5), 1313-1321.
93. Huang, L., & Chen, H. (2011). Multi-band and polarization insensitive metamaterial absorber. *Progress In Electromagnetics Research*, 113, 103-110.

94. Huang, L., & Chen, H. T. (2013). A brief review on terahertz metamaterial perfect absorbers. *Terahertz Sci. Technol.*, 6(1), 26-39.
95. Xin, W., Binzhen, Z., Wanjun, W., Junlin, W., & Junping, D. (2017). Design and Characterization of an Ultrabroadband Metamaterial Microwave Absorber. *IEEE Photonics Journal*, 9(3), 1-13.
96. Bağmancı, M., Karaaslan, M., Ünal, E., Akgol, O., Karadağ, F., & Sabah, C. (2017). Broad-band polarization-independent metamaterial absorber for solar energy harvesting applications. *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*, 90, 1-6.
97. Dincer, F., Karaaslan, M., Unal, E., Akgol, O., & Sabah, C. (2014). Multi-Band Metamaterial Absorber: Design, Experiment and Physical Interpretation. *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, 29(3).
98. Yu, K., Li, Y., & Wang, Y. (2017, March). A dual-band metamaterial absorber with polarization insensitive and tunable characteristics. In *Applied Computational Electromagnetics Society Symposium-Italy (ACES), 2017 International* (pp. 1-2). IEEE.
99. Sen, G., Banerjee, A., Kumar, M., Islam, S. N., & Das, S. (2016, December). A dual band metamaterial inspired absorber for WLAN/Wi-MAX applications using a novel I-shaped unit cell structure. In *Microwave Conference (APMC), 2016 Asia-Pacific* (pp. 1-3). IEEE.
100. Bakir, M., Karaaslan, M., Dincer, F., Delihacioglu, K., & Sabah, C. (2015). Perfect metamaterial absorber-based energy harvesting and sensor applications in the industrial, scientific, and medical band. *Optical Engineering*, 54(9), 097102-097102.
101. Thi Quynh Hoa, N., Huu Lam, P., & Duy Tung, P. (2017). Wide-angle and polarization-independent broadband microwave metamaterial absorber. *Microwave and Optical Technology Letters*, 59(5), 1157-1161.
102. Wang, B. X., & Wang, G. Z. (2016). Quad-Band Terahertz Absorber Based on a Simple Design of Metamaterial Resonator. *IEEE Photonics Journal*, 8(6), 1-8.
103. Bakır, M., Karaaslan, M., Dincer, F., Delihacioglu, K., & Sabah, C. (2016). Tunable perfect metamaterial absorber and sensor applications. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 27(11), 12091-12099.
104. Bilotti, F., Nucci, L., & Vegni, L. (2006). An SRR based microwave absorber. *Microwave and Optical Technology Letters*, 48(11), 2171-2175.
105. Unal, E., Dincer, F., Tetik, E., Karaaslan, M., Bakir, M., & Sabah, C. (2015). Tunable perfect metamaterial absorber design using the golden ratio and energy harvesting and sensor applications. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 26(12), 9735-9740.
106. Altintas, O., Aksoy, M., Akgol, O., Unal, E., Karaaslan, M., & Sabah, C. (2017). Fluid, Strain and Rotation Sensing Applications by Using Metamaterial Based Sensor. *Journal of The Electrochemical Society*, 164(12), B567-B573.



107. Akgol, O., Altintas, O., Dalkılınc, E. E., Unal, E., Karaaslan, M., & Sabah, C. (2017). Metamaterial absorber-based multisensor applications using a meander-line resonator. *Optical Engineering*, 56(8), 087104.
108. Zhu, B., Wang, Z., Huang, C., Feng, Y., Zhao, J., & Jiang, T. (2010). Polarization insensitive metamaterial absorber with wide incident angle. *Progress In Electromagnetics Research*, 101, 231-239.
109. Dincer, F., Karaaslan, M., Unal, E., Delihacioglu, K., & Sabah, C. (2014). Design of polarization and incident angle insensitive dual-band metamaterial absorber based on isotropic resonators. *Progress In Electromagnetics Research*, 144, 123-132.
110. Kuznetsov, S. A., Paulish, A. G., Gelfand, A. V., Lazorskiy, P. A., & Fedorinin, V. N. (2012). Matrix structure of metamaterial absorbers for multispectral terahertz imaging. *Progress In Electromagnetics Research*, 122, 93-103.
111. Xie, Y., Fan, X., Chen, Y., Wilson, J. D., Simons, R. N., & Xiao, J. Q. (2017). A subwavelength resolution microwave/6.3 GHz camera based on a metamaterial absorber. *Scientific reports*, 7.
112. Shen, X., Cui, T. J., Zhao, J., Ma, H. F., Jiang, W. X., & Li, H. (2011). Polarization-independent wide-angle triple-band metamaterial absorber. *Optics express*, 19(10), 9401-9407.
113. Tao, H., Landy, N. I., Bingham, C. M., Zhang, X., Averitt, R. D., & Padilla, W. J. (2008). A metamaterial absorber for the terahertz regime: design, fabrication and characterization. *Optics express*, 16(10), 7181-7188.
114. Akgol, O., Bağmancı, M., Karaaslan, M., & Ünal, E. (2017). Broad band MA-based on three-type resonator having resistor for microwave energy harvesting. *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, 1-16.
115. Ramahi, O. M., Almoneef, T. S., AlShareef, M., & Boybay, M. S. (2012). Metamaterial particles for electromagnetic energy harvesting. *Applied Physics Letters*, 101(17), 173903.
116. Chen, Z., Guo, B., Yang, Y., & Cheng, C. (2014). Metamaterials-based enhanced energy harvesting: A review. *Physica B: Condensed Matter*, 438, 1-8.
117. Cheng, Y. Z., Fang, C., Zhang, Z., Wang, B., Chen, J., & Gong, R. Z. (2016, August). A compact and polarization-insensitive perfect metamaterial absorber for electromagnetic energy harvesting application. In *Progress in Electromagnetic Research Symposium (PIERS)* (pp. 1910-1914). IEEE.
118. Almoneef, T. S., & Ramahi, O. M. (2013, July). Harvesting electromagnetic energy using metamaterial particles. In *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013 IEEE* (pp. 1046-1047). IEEE.
119. Almoneef, T. S., & Ramahi, O. M. (2015). Metamaterial electromagnetic energy harvester with near unity efficiency. *Applied Physics Letters*, 106(15), 153902.

120. Mulazimoglu, C., Karakaya, E., Can, S., Yilmaz, A. E., & Akaoglu, B. (2016, September). Hexagonal-shaped metamaterial energy harvester design. In *Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics (METAMATERIALS), 2016 10th International Congress on* (pp. 82-84). IEEE.
121. Duan, X., Chen, X., & Zhou, L. (2016, March). A metamaterial harvester with integrated rectifying functionality. In *Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) and Applied Computational Electromagnetics (ACES), 2016 IEEE/ACES International Conference on* (pp. 1-2). IEEE.
122. Gao, H., Matterns-Kammerer, M., Milosevic, D., Linnartz, J. P. M., & Baltus, P. (2013, November). A design of 2.4 GHz rectifier in 65nm CMOS with 31% efficiency. In *Communications and Vehicular Technology in the Benelux (SCVT), 2013 IEEE 20th Symposium on* (pp. 1-4). IEEE.
123. Franciscatto, B. R., Freitas, V., Duchamp, J. M., Defay, C., & Vuong, T. P. (2013, October). High-efficiency rectifier circuit at 2.45 GHz for low-input-power RF energy harvesting. In *Microwave Conference (EuMC), 2013 European* (pp. 507-510). IEEE.
124. Erkmen, F., Almoneef, T. S., & Ramahi, O. M. (2017). Electromagnetic Energy Harvesting Using Full-Wave Rectification. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(5), 1843-1851.
125. Sun, H., Guo, Y. X., He, M., & Zhong, Z. (2012). Design of a high-efficiency 2.45-GHz rectenna for low-input-power energy harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11, 929-932.
126. Matsunaga, T., Nishiyama, E., & Toyoda, I. (2015). 5.8-GHz stacked differential rectenna suitable for large-scale rectenna arrays with DC connection. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(12), 5944-5949.
127. Ashoor, A. Z., & Ramahi, O. M. (2015). Dielectric resonator antenna arrays for microwave energy harvesting and far-field wireless power transfer. *Progress In Electromagnetics Research C*, 59, 89-99.
128. Ushijima, Y., Sakamoto, T., Nishiyama, E., Aikawa, M., & Toyoda, I. (2013). 5.8-GHz integrated differential rectenna unit using both-sided MIC technology with design flexibility. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(6), 3357-3360.
129. Heydari Nasab, S., Asefi, M., Albasha, L., & Qaddoumi, N. (2010). Investigation of RF signal energy harvesting. *Active and Passive Electronic Components*.
130. Pinuela, M., Mitcheson, P. D., & Lucyszyn, S. (2013). Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(7), 2715-2726.
131. Wang, D., & Negra, R. (2012, June). Design of a rectifier for 2.45 GHz wireless power transmission. In *Ph. D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2012 8th Conference on* (pp. 1-4). VDE.

132. Hawkes, A. M., Katko, A. R., & Cummer, S. A. (2013). A microwave metamaterial with integrated power harvesting functionality. *Applied Physics Letters*, *103*(16), 163901.
133. Vera, G. A., Georgiadis, A., Collado, A., & Via, S. (2010, January). Design of a 2.45 GHz rectenna for electromagnetic (EM) energy scavenging. In *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2010 IEEE* (pp. 61-64). IEEE.
134. Chen, Y. S., & Chiu, C. W. (2017). Maximum Achievable Power Conversion Efficiency Obtained Through an Optimized Rectenna Structure for RF Energy Harvesting. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, *65*(5), 2305-2317.
135. Kang, Z., Lin, X., Tang, C., Mei, P., Liu, W., & Fan, Y. (2017). 2.45-GHz wideband harmonic rejection rectenna for wireless power transfer. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, *9*(5), 977-983.
136. Fang, N., & Zhang, X. (2003). Imaging properties of a metamaterial superlens. *Applied Physics Letters*, *82*(2), 161-163.
137. Greigor, R. B., Parazzoli, C. G., Nielsen, J. A., Thompson, M. A., Tanielian, M. H., & Smith, D. R. (2005). Simulation and testing of a graded negative index of refraction lens. *Applied Physics Letters*, *87*(9), 091114.
138. Aydin, K., Bulu, I., & Ozbay, E. (2007). Subwavelength resolution with a negative-index metamaterial superlens. *Applied physics letters*, *90*(25), 254102.
139. Zhang, X., & Liu, Z. (2008). Superlenses to overcome the diffraction limit. *Nature materials*, *7*(6), 435.
140. He-Lin, G. L. Y. Y., Chao-Song, L. M. H. G., & Yuan, T. (2012). A microstrip antenna with single square ring structured left-handed metamaterial [J]. *Acta Physica Sinica*, *1*, 021.
141. Ziolkowski, R. W., & Erentok, A. (2006). Metamaterial-based efficient electrically small antennas. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, *54*(7), 2113-2130.
142. Erentok, A., Luljak, P. L., & Ziolkowski, R. W. (2005). Characterization of a volumetric metamaterial realization of an artificial magnetic conductor for antenna applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, *53*(1), 160-172.
143. Lim, S., Caloz, C., & Itoh, T. (2004). Metamaterial-based electronically controlled transmission-line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, *52*(12), 2678-2690.
144. Fernandes, H. C. (2008, July). Metamaterial antennas and finlines using full wave analysis. In *Proceedings of the 12th WSEAS international conference on Communications* (pp. 69-73). World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS).
145. Zhu, J., & Eleftheriades, G. V. (2009). Dual-band metamaterial-inspired small monopole antenna for WiFi applications. *Electronics Letters*, *45*(22), 1104-1106.

146. Erentok, A., & Ziolkowski, R. W. (2008). Metamaterial-inspired efficient electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(3), 691-707.
147. Feresidis, A. P., Goussetis, G., Wang, S., & Vardaxoglou, J. C. (2005). Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(1), 209-215.
148. Wong, K. L., Lee, G. Y., & Chiou, T. W. (2003). A low-profile planar monopole antenna for multiband operation of mobile handsets. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 51(1), 121-125.
149. Zhai, G., Chen, Z. N., & Qing, X. (2015, March). Mutual coupling reduction of compact four-element MIMO slot antennas using metamaterial mushroom structures. In *Antenna Technology (iWAT), 2015 International Workshop on* (pp. 3-6). IEEE.
150. Nakano, H., Miyake, J., Oyama, M., & Yamauchi, J. (2011). Metamaterial spiral antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 1555-1558.
151. Dong, Y., & Itoh, T. (2012). Metamaterial-based antennas. *Proceedings of the IEEE*, 100(7), 2271-2285.
152. Sulaiman, A. A., Nasaruddin, A. S., Jusoh, M. H., Baba, N. H., Rabi'atun, A. A., & Ain, M. F. (2010). Bandwidth Enhancement in patch antenna by metamaterial substrate. *European Journal of scientific research*, 44(3), 493-501
153. Melik, R., Unal, E., Perkgoz, N. K., Puttlitz, C., & Demir, H. V. (2009). Metamaterial-based wireless strain sensors. *Applied Physics Letters*, 95(1), 011106.
154. Sabah, C., & Roskos, H. G. (2013). Broadside-coupled triangular split-ring-resonators for terahertz sensing. *The European Physical Journal-Applied Physics*, 61(3).
155. Zheng, N., Aghadjani, M., Song, K., & Mazumder, P. (2013, August). Metamaterial sensor platforms for Terahertz DNA sensing. In *Nanotechnology (IEEE-NANO), 2013 13th IEEE Conference on* (pp. 315-320). IEEE.
156. Li, J., Withayachumnankul, W., Chang, S., & Abbott, D. (2011, December). Metamaterial-based strain sensors. In *Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP), 2011 Seventh International Conference on* (pp. 30-32). IEEE.
157. Jaruwongrunsee, K., Withayachumnankul, W., Wisitsoraat, A., Abbott, D., Fumeaux, C., & Tuantranont, A. (2012, October). Metamaterial-inspired microfluidic-based sensor for chemical discrimination. In *Sensors, 2012 IEEE* (pp. 1-4). IEEE.
158. Karaaslan, M., & Bakir, M. (2014). Chiral metamaterial based multifunctional sensor applications. *Progress In Electromagnetics Research*, 149, 55-67.
159. del Hougne, P., Lemoult, F., Fink, M., & Lerosey, G. (2016). Spatiotemporal wave front shaping in a microwave cavity. *Physical review letters*, 117(13), 134302.

160. Engheta, N. (2002). An idea for thin subwavelength cavity resonators using metamaterials with negative permittivity and permeability. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 1(1), 10-13.
161. Chabalko, M. J., & Sample, A. P. (2014). Resonant cavity mode enabled wireless power transfer. *Applied Physics Letters*, 105(24), 243902.
162. Ghasr, M. T., Abou-Khousa, M. A., Kharkovsky, S., Zoughi, R., & Pommerenke, D. (2012). Portable real-time microwave camera at 24 GHz. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(2), 1114-1125.
163. Hunt, J., Driscoll, T., Mrozack, A., Lipworth, G., Reynolds, M., Brady, D., & Smith, D. R. (2013). Metamaterial apertures for computational imaging. *Science*, 339(6117), 310-313.
164. Shrekenhamer, D., Xu, W., Venkatesh, S., Schurig, D., Sonkusale, S., & Padilla, W. J. (2012). Experimental realization of a metamaterial detector focal plane array. *Physical review letters*, 109(17), 177401.
165. Wood, B., Pendry, J. B., & Tsai, D. P. (2006). Directed subwavelength imaging using a layered metal-dielectric system. *Physical Review B*, 74(11), 115116.
166. Ghasr, M. T., Horst, M. J., Dvorsky, M. R., & Zoughi, R. (2017). Wideband Microwave Camera for Real-Time 3-D Imaging. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(1), 258-268.
167. Sleasman, T., Imani, M. F., Gollub, J. N., & Smith, D. R. (2016). Microwave imaging using a disordered cavity with a dynamically tunable impedance surface. *Physical Review Applied*, 6(5), 054019.
168. Sheen, D. M., McMakin, D. L., & Hall, T. E. (2001). Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 49(9), 1581-1592.
169. Meaney, P. M., Paulsen, K. D., & Chang, J. T. (1998). Near-field microwave imaging of biologically-based materials using a monopole transceiver system. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(1), 31-45.
170. Bond, E. J., Li, X., Hagness, S. C., & Van Veen, B. D. (2003). Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(8), 1690-1705.
171. Lipworth, G., Mrozack, A., Hunt, J., Marks, D. L., Driscoll, T., Brady, D., & Smith, D. R. (2013). Metamaterial apertures for coherent computational imaging on the physical layer. *JOSA A*, 30(8), 1603-1612.
172. Fromenteze, T., Yurduseven, O., Imani, M. F., Gollub, J., Decroze, C., Carsenat, D., & Smith, D. R. (2015). Computational imaging using a mode-mixing cavity at microwave frequencies. *Applied Physics Letters*, 106(19), 194104.

173. Fromenteze, T., Decroze, C., & Carsenat, D. (2015). Waveform coding for passive multiplexing: Application to microwave imaging. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 63(2), 593-600.
174. Montaldo, G., Palacio, D., Tanter, M., & Fink, M. (2005). Building three-dimensional images using a time-reversal chaotic cavity. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 52(9), 1489-1497.
175. Dehmollaian, M., & Sarabandi, K. (2008). Refocusing through building walls using synthetic aperture radar. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 46(6), 1589-1599.
176. Rossi, M., Haimovich, A. M., & Eldar, Y. C. (2013). Spatial compressive sensing for MIMO radar. arXiv preprint arXiv:1304.4578.
177. Watts, C. M., Shrekenhamer, D., Montoya, J., Lipworth, G., Hunt, J., Sleasman, T., ... & Padilla, W. J. (2014). Terahertz compressive imaging with metamaterial spatial light modulators. *Nature Photonics*, 8(8), 605.
178. Yurduseven, O., Gollub, J. N., Marks, D. L., & Smith, D. R. (2016). Frequency-diverse microwave imaging using planar Mills-Cross cavity apertures. *Optics express*, 24(8), 8907-8925.
179. Haynes, M., Stang, J., & Moghaddam, M. (2012). Microwave breast imaging system prototype with integrated numerical characterization. *Journal of Biomedical Imaging*, 2012, 2.
180. Ahmed, S. S., Schiessl, A., Gumbmann, F., Tiebout, M., Methfessel, S., & Schmidt, L. (2012). Advanced microwave imaging. *IEEE microwave magazine*, 13(6), 26-43.
181. Liutkus, A., Martina, D., Popoff, S., Chardon, G., Katz, O., Lerosey, G., ... & Carron, I. (2014). Imaging with nature: Compressive imaging using a multiply scattering medium. *Scientific reports*, 4, 5552.
182. Hunt, J., Gollub, J., Driscoll, T., Lipworth, G., Mrozack, A., Reynolds, M. S., ... & Smith, D. R. (2014). Metamaterial microwave holographic imaging system. *JOSA A*, 31(10), 2109-2119.
183. Sleasman, T., F. Imani, M., Gollub, J. N., & Smith, D. R. (2015). Dynamic metamaterial aperture for microwave imaging. *Applied Physics Letters*, 107(20), 204104.
184. Sleasman, T., Imani, M. F., Gollub, J. N., & Smith, D. R. (2016, June). Toward a tunable mode-mixing cavity for computational imaging. In *Antennas and Propagation (APSURSI), 2016 IEEE International Symposium on* (pp. 1901-1902). IEEE.
185. Xie, Y. (2016). *Designing nanostructured materials and metamaterials for energy applications* (Doctoral dissertation, University of Delaware).
186. Internet: L. Man&Tel Co. Wave and Antenna Training System, <http://www.scitech.com.my/mats1000.php>, Son Erişim Tarihi: 01.12.2018

187. Weiland, T. (1977). A discretization model for the solution of Maxwell's equations for six-component fields. *Archiv Elektronik und Uebertragungstechnik*, 31, 116-120.
188. Weiland, T. (1996). Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods. *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 9(4), 295-319.
189. Thoma, P., & Weiland, T. (1995, September). A subgridding method in combination with the finite integration technique. In *Microwave Conference, 1995. 25th European* (Vol. 2, pp. 770-774). IEEE.





## ÖZGEÇMİŞ

### Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ALKURT, Fatih Özkan  
 Uyuğu : T.C.  
 Doğum tarihi ve yeri : 09.08.1993, Gaziantep  
 Medeni hali : Bekar  
 Telefon : 0 (326) 613 56 00  
 Faks : 0 (326) 613 56 13  
 e-mail : fozkan.alkurt@iste.edu.tr



### Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek lisans	İskenderun Teknik Üniversitesi / Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Devam Ediyor
Lisans	Gaziantep Üniversitesi / Elektrik-Elektronik Mühendisliği	2016
Lise	Emine Konukoğlu Lisesi	2011

### İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2017-Halen	İSKENDERUN TEKNİK ÜNİ.	Araştırma Görevlisi

### Yabancı Dil

İngilizce

### Yayınlar

-Alkurt, F. O., Altintas, O., Atci, A., Bakir, M., Unal, E., Akgol, O., ... & Sabah, C. (2018). Antenna-based microwave absorber for imaging in the frequencies of 1.8, 2.45, and 5.8 GHz. *Optical Engineering*, 57(11), 113102.

-Alkurt, F. O., Altintas, O., Bakir, M., Tamer, A., Karadag, F., Bagmanci, M., ... & Akgol, O. (2018). Octagonal Shaped Metamaterial Absorber Based Energy Harvester. *Materials*

*Science*, 24(3), 253-259.

-Bakır, M., Karaaslan, M., Karadağ, F., Dalgac, S., Alkurt, F. O., Bağmancı, M., & Altıntaş, O. (2018, August). Chiral Metamaterial Based Microfluidic Sensor. In *2018 12th International Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials)* (pp. 43-45). IEEE.

-Bakır, M., Karaaslan, M., Karadağ, F., Ünal, E., Akgöl, O., Alkurt, F. Ö., & Sabah, C. (2018). Metamaterial-based energy harvesting for GSM and satellite communication frequency bands. *Optical Engineering*, 57(8), 087110.

-Bakır, M., Karaaslan, M., Unal, E., Karadağ, F., Alkurt, F. Ö., Altıntaş, O., ... & Sabah, C. (2018). Microfluidic and Fuel Adulteration Sensing by Using Chiral Metamaterial Sensor. *Journal of The Electrochemical Society*, 165(11), B475-B483.

-Tamer, A., Alkurt, F. O., Altıntaş, O., Karaaslan, M., Unal, E., Akgöl, O., ... & Sabah, C. (2018). Transmission Line Integrated Metamaterial Based Liquid Sensor. *Journal of The Electrochemical Society*, 165(7), B251-B257.

-Alkurt, F. Ö., Bağmancı, M., Karaaslan, M., Bakır, M., Altıntaş, O., Karadağ, F., ... & Ünal, E. (2018, February). Design of a dual band metamaterial absorber for Wi-Fi bands. In *AIP Conference Proceedings* (Vol. 1935, No. 1, p. 060001). AIP Publishing.

-Alkurt, F. Ö., Bağmancı, M., Karaaslan, M., Bakır, M., Altıntaş, O., Karadağ, F., ... & Ünal, E. (2018, February). Fire detection behind a wall by using microwave techniques. In *AIP Conference Proceedings* (Vol. 1935, No. 1, p. 060002). AIP Publishing.

## **Hobiler**

Yüzme, Resim, Origami

## DİZİN

**A**

AC Gerilim · 3, 32, 33, 42, 48  
Anten Kazancı · 8, 9, 43, 62  
AMC · 7, 9

**B**

Boşluk Rezonatör · 5, 6, 15, 20,  
72, 74, 75, 76, 77, 78, 79, 80,  
82, 83, 84, 85, 86, 87, 88

**Ç**

Çift Negatif · 1

**D**

DC gerilim · 3, 4, 13, 19, 20, 32,  
33, 36, 37, 42, 43, 48, 49, 87,  
91  
Dipol Anten · 7, 8, 9, 60, 61, 62,  
63, 64, 69, 70  
Dizi Anten · 4, 15, 43, 44, 45, 47,  
48, 49  
Doğrultucu · 3, 4, 14, 36, 37  
Döngü Anten · 62, 64, 66, 67, 70

**E**

EBG · 1, 2, 6, 7, 8, 9, 10, 15, 20,  
59, 60, 64, 65, 66, 67, 68, 69,  
70, 71, 72, 75, 76, 77, 79, 80,  
82, 83, 84, 85, 86, 87  
Elektrik Alan · 14, 16, 17, 18, 27,  
28, 32, 42, 43, 53, 54, 56, 84  
Elektromanyetik · 1, 8, 10, 16,  
17, 25, 27, 32, 33, 34, 36, 40,  
42, 46, 48, 49, 53, 73  
Emilim · 2, 3, 11, 12, 13, 22, 23,  
24, 25, 26, 27, 32, 33, 36, 41,  
42, 43, 44, 46, 53, 55, 58, 91  
Enerji Hasatlayıcı · 2, 3, 6, 11,  
12, 13, 14, 42, 46, 91

**F**

FIT · 17, 18, 20, 21, 23, 33, 43,  
45, 54, 55, 61, 74, 85, 91  
FR4 · 22, 23, 34, 43, 54, 85

**G**

Gelen Dalga · 20, 33, 34, 38, 58,  
59, 62, 87, 92  
Geçirgenlik · 1, 8  
Gri Seviye · 20, 35, 39, 49, 50,  
52, 91

**H**

Hasatlayıcı · 1, 3, 7, 11, 12, 13,  
14, 37, 42, 45, 46, 48, 51, 91  
HIGP · 1, 2, 10, 11

**İ**

İletkenlik · 1, 7, 16

**M**

Mantar Şekli · 1, 9, 10, 11, 14,  
15, 61, 62, 64, 70, 71, 85, 86,  
87, 88, 92  
Metamalzeme · 1, 23, 26, 33, 53  
Mikrodalga Görüntüleme · 4, 5,  
6, 14, 15, 21, 35, 36, 47, 50,  
53, 76, 85, 87, 91, 92  
Monopol Anten · 8, 21, 62, 68,  
69, 72, 74, 75, 79, 80, 81, 82,  
83, 84, 85, 86, 87, 92

**Ö**

Ön-arka Oranı · 9, 62, 64, 68, 69

**P**

PEC · 8, 10, 11, 18  
Piksel · 14, 21, 35, 38, 39, 40, 41,  
44, 47, 49, 50, 51, 52, 57, 59,  
87, 91  
PMC · 7, 10, 11, 18, 64  
Polarizasyon · 10, 11, 12, 26, 27,  
31

**R**

RF · 3, 9, 12, 13, 14, 20, 44, 53,  
92  
RMS · 27, 28, 39, 57, 59

**S**

Sensör · 1, 11, 12, 13,  
Schottky Diyot · 13, 20, 33, 34,  
35, 36, 37, 38, 39, 44, 49, 91  
Sinyal Emici · 2, 4, 6, 11, 12, 14,  
19, 20, 21, 23, 26, 27, 31, 33,  
34, 46, 48, 49, 53, 55, 57, 58,  
59, 60, 91

**T**

TE · 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29,  
30, 31  
TEM · 23, 24, 26, 27, 28, 29, 30,  
31, 32, 33  
TM · 23, 24, 26, 27, 28, 29, 30,  
31, 32, 33

**Y**

Yan Lob · 1, 58, 62, 64, 67, 68  
Yönelim Açısı · 1, 2, 11  
Yüzey Akımı · 28, 35, 44



**TEKNOVERSİTE**