



**T.C.
MUSTAFA KEMAL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**METAMALZEME TABANLI SENSÖR SİNYAL EMİCİ VE FREKANS
SEÇİCİ YÜZEY UYGULAMASI**

MEHMET BAKIR

ENFORMATİK ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

**HATAY
NİSAN-2016**



**T.C.
MUSTAFA KEMAL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**METAMALZEME TABANLI SENSÖR SİNYAL EMİCİ VE FREKANS
SEÇİCİ YÜZEY UYGULAMASI**

MEHMET BAKIR

ENFORMATİK ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

**HATAY
NİSAN-2016**

**T.C.
MUSTAFA KEMAL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**METAMALZEME TABANLI SENSÖR, SİNYAL EMİCİ VE FREKANS
SEÇİCİ YÜZEY UYGULAMASI**

Mehmet BAKIR

ENFORMATİK ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN ve ikinci danışman Doç. Dr. Kemal DELİHACIOĞLU danışmanlığında hazırlanan bu tez 01/04/2016 tarihinde aşağıdaki jüri üyeleri tarafından OYBİRLİĞİ ile kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN
Başkan

Prof. Dr. Faruk KARADAĞ
Üye

Doç. Dr. Cumali SABAH
Üye

Doç. Dr. Emin ÜNAL
Üye

Doç. Dr. Kemal DELİHACIOĞLU
Üye

Kod No:

**Prof. Dr. Okan ŞENER
Enstitü Müdürü**

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir. Proje No: 114E295

Bu çalışma Kilis 7 Aralık Üniversitesi, BAP Komisyonu tarafından desteklenmiştir.

Proje No: 2014/01/MAP/02

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaktan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak gösterilmeden kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

01.04.2016

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını ve tez üzerinde Yükseköğretim Kurulu tarafından hiçbir değişiklik yapılamayacağı için tezin bilgisayar ekranında görüntülendiğinde asıl nüsha ile aynı olması sorumluluğunun tarafıma ait olduğunu beyan ederim.

Mehmet BAKIR

ÖZET

METAMALZEME TABANLI SENSÖR, SİNYAL EMİCİ VE FREKANS SEÇİCİ YÜZEY UYGULAMASI

Metamalzemeler; doğada bulunmayan, negatif kırılma gibi ayrıcalıklı ve egzotik elektromanyetik (EM) özelliklere sahip periyodik yapıda tasarlanmış malzemelerdir. Bu malzemeler elektromanyetik pelerin, sensör, sinyal emilimi, anten vb. çok sayıda potansiyel uygulama alanlarına sahiptir. Bu tez çalışmasında metamalzemelerin öncelikli olarak karakteristik özellikleri anlaşılması için üçgen ayrık halka şekilli rezonatörlü karakterizasyon çalışması yapılmıştır. Ardından, frekans seçici yüzey, metamalzeme sensör, ayarlanabilir metamalzeme tabanlı sinyal emici, biyo-sensör, sinyal emici, bakışsız yokluk tabanlı sensör ve kablosuz enerji transferi konulu uygulamalar açıklanmıştır. Ayarlanabilir metamalzeme sinyal emici ve frekans seçici yüzey tabanlı sensör uygulamalarında teorik çalışmada yer almaktadır. Nümerik çalışmalar FIT tabanlı CST Microwave Studio programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalar için ise Agilent PNA serisi network analizörü ile birlikte uygulama türüne göre gerekli dalga kılavuzları ve huni mikrodalga antenler kullanılmıştır. Tez çalışması için 8 farklı yapı değişik sınır koşullarında çalışılmıştır. Bu yapılar ile ilgili yansıma ve iletim parametreleri ve negatif kırılma indisi gibi özellikleri incelenmiştir. Her bir çalışma içinde literatürden farklı olarak geliştirilen yapıya ait özellikler sunulmuştur. Bu çalışmada kullanılan yapıların etkin dielektrik katsayısı (ϵ), etkin manyetik geçirgenlik (μ) ve bakışsızlık parametresi gibi özellikleri Nicolson Ross Weir yöntemi kullanılarak s-parametrelerinden elde edilmiştir. Bakışsızlık parametresi, sensör çalışması ve bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme sensör çalışması içerisinde incelenerek pratik şekilde uygulamaları gerçekleştirilmiştir.

2016, 175 sayfa

Anahtar Kelimeler: Metamalzemeler, algılayıcı, frekans seçici yüzey, sinyal emici, kablosuz enerji transferi.

ABSTRACT

METAMATERIAL BASED SENSOR, SIGNAL ABSORBER, and FREQUENCY SELECTIVE SURFACE APPLICATION

Metamaterials; having distinctive exotic electromagnetic (EM) properties such as negative refraction which cannot be found in nature, are designed in a periodic structure. These materials have many potential application areas like electromagnetic cloak, sensor, signal absorption, antenna and so on. In this thesis, characteristic features of metamaterials are emphasized initially. After that, numerical and experimental studies about the potential application areas of metamaterials as metamaterial sensors, tunable metamaterial absorber, frequency selective surfaces, electromagnetic energy harvesting are performed. Theoretical study is presented in the metamaterial signal absorber and frequency selective surface parts of the study. Numerical studies are realized by using FIT based CST Microwave studio software. Experimental studies are realized by using Agilent PNA series vector network analyzer and related horn antennas and waveguides. In each work, Effective dielectric permittivity (ϵ), effective magnetic permeability (μ) and chirality values used in this work are retrieved from s-parameters using Nicolson Ross Weir method. Chirality parameter is researched and practically realized in chiral metamaterial sensor and chiral nihility based sensor part of the study.

2016, 175 pages

Key Words: Metamaterials, sensor, frequency selective surface, signal absorber, wireless power transfer.

TEŞEKKÜR

Doktora çalışmam boyunca devamlı olarak bana yol gösterip kıymetli desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen, çok değerli bilim insanı ve danışman hocam, Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN ve ikinci danışman hocam Doç. Dr. Kemal DELİHACIOĞLU' na, ayrıca Tez izleme komitesi üyeleri Doç. Dr. Cumali SABAH' a, Doç. Dr. Emin ÜNAL' a ve Prof. Dr. Faruk KARADAĞ hocalarıma teşekkürlerimi sunmayı bir borç bilirim.

Diğer taraftan, katkılarından dolayı Yrd. Doç. Dr. Furkan DİNÇER ve Yrd. Doç. Dr. Oğuzhan AKGÖL hocalarıma teşekkür ederim.

Ayrıca, doktora çalışmam boyunca benim için her türlü fedakarlığa katlanan, çocuklarımıza benim çalışmalarımın dolaylı gösteremediğim ilgiyi gösteren, değerli eşim Serpil 'e ve dualarıyla sürekli olarak benim yanımda olan Anne ve Babam ile bana yaşam sevinci aşılayan oğlum Kerem ve kızım İzem'e şükranlarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	I
ABSTRACT	II
TEŞEKKÜR.....	III
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VI
ÇİZELGELER DİZİNİ	XIII
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	XIV
1. GİRİŞ	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR	17
3. MATERYAL ve YÖNTEM	20
3.1. Materyal	20
3.1.1. Metamalzeme Karakterizasyonu İçin Tasarlanan Yapılar	20
3.1.2. U-Şekilli Frekans Seçici Yüzey Tabanlı Sinyal Emici ve Sensör Uygulamaları İçin Tasarlanan Yapılar	22
3.1.3. Bakışsız Metamalzeme Sensör Uygulamaları İçin Tasarlanan Yapı.....	23
3.1.4. Ayarlanabilir Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Sensör Uygulaması İçin Tasarlanan Yapı	25
3.1.5. Biyo-Sensör Uygulaması İçin Tasarlanan Yapılar	26
3.1.6. Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Sensör Uygulamaları İçin Tasarlanan Yapı	29
3.1.7. Bakışsız Yokluk Tabanlı Sensör Uygulamaları İçin Tasarlanan Yapı	31
3.1.8. Kablosuz Enerji Transferi ve Sensör Uygulamaları İçin Tasarlanan Yapı.....	32
3.2. Yöntem.....	34
3.2.1. Simülasyon Yöntemi.....	34
3.2.2. Metamalzeme Karakterizasyonu Konusunda Kullanılan Sayısal Yöntem	37
3.2.3. U-Şekilli Frekans Seçici Yüzey Tabanlı Sinyal Emici ve Sensör Uygulamalarında Kullanılan Sayısal Yöntem	40
3.2.4. Metamalzeme Tabanlı Sensör Uygulamalarında Kullanılan Sayısal Yöntem.....	43
3.2.5. Ölçüm Düzeneği	46
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA	52
4.1. Metamalzeme Karakterizasyonu.....	52
4.1.1. PEC/PEC Sınır Koşullarında Karakterizasyon	52
4.1.2. PEC/PMC Sınır Koşullarında Karakterizasyon	56
4.1.3. PMC/PMC Sınır Koşullarında Karakterizasyon.....	57
4.1.4. Birim Hücre Sınır Koşullarında Karakterizasyon.....	58
4.1.5. Birim Hücre Sınır Koşulunun Farklı Açıda Uygulanması Durumunda Karakterizasyon	60
4.2. U-Şekilli Frekans Seçici Yüzey Tabanlı Sensör Uygulamaları.....	63

4.2.1.	Birim Hücre Sınır Koşulları.....	64
4.2.2.	Dalga Kılavuzu Sınır Koşulları.....	66
4.2.3.	Boyutların İletim Katsayısı Üzerindeki Etkisi.....	66
4.2.4.	Elektrik Alan ve Yüzey Akımı	70
4.2.5.	Geliş Açısının Etkisi	71
4.2.6.	U-Şekilli FSY Tabanlı Sinyal Emici ve Sensör Uygulaması İçin Konfigürasyon.....	72
4.3.	Bakışsız Metamalzeme Sensör Uygulamaları	77
4.3.1.	Bakışsız Metamalzeme Basınç Sensörü Uygulaması	81
4.3.2.	Sıcaklık, Yoğunluk ve Nem Sensörü Uygulaması.....	83
4.4.	Ayarlanabilir Metamalzeme Sinyal Emici ve Sensör Uygulaması.....	90
4.4.1.	Sensör Uygulamaları.....	97
4.5.	Biyo-Sensör Uygulaması	103
4.6.	Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Sensör Uygulamaları	113
4.6.1.	Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Yoğunluk Sensörü	114
4.6.2.	Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Basınç Sensörü	119
4.6.3.	Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Nem Sensörü	120
4.6.4.	Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Kablosuz Enerji Transferi	122
4.7.	Bakışsız Yokluk Tabanlı Metamalzeme Sensör Uygulamaları	123
4.7.1.	Bakışsız Yokluk Tabanlı Metamalzeme Basınç Sensörü	127
4.7.2.	Bakışsız Yokluk Tabanlı Yoğunluk Sensörü.....	128
4.7.3.	Bakışsız Yokluk Tabanlı Sıcaklık Sensörü.....	135
4.7.4.	Bakışsız Yokluk Tabanlı Nem Sensörü	138
4.8.	Metamalzeme Kablosuz Enerji Transferi ve Sensör Uygulaması	140
5.	SONUÇ ve ÖNERİLER.....	149
	KAYNAKLAR	156
	ÖZGEÇMİŞ	171
	EKLER	172
	EK 1. Tezden Üretilen Yayınlar.....	172

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	Eş zamanlı negatif ϵ ve μ değerlerine sahip ilk üretilen Metamalzeme (Smith ve ark. 2000)	2
Şekil 3.1.	(a) Birim hücrenin ölçülerinin şematik gösterimi, (b) ve (c) Üretilen yapılar	21
Şekil 3.2.	U-Şekilli Frekans Seçici Yüzey Tabanlı Sinyal Emici ve Sensör Uygulaması İçin Tasarlanan Yapı.....	22
Şekil 3.3.	U şekilli frekans seçici yüzey, sinyal emici ve sensör uygulaması için imal edilen yapılar	23
Şekil 3.4.	Bakışsız metamalzeme sensör yapısı, (a) profilden görünüş,(b) ön görünüş, (c) yan görünüş	24
Şekil 3.5.	Bakışsız Metamalzeme için üretilen yapı	24
Şekil 3.6.	Ayarlanabilir metamalzeme sinyal emici ve sensör uygulaması için tasarlanan yapı (a) Birim hücre ölçü değerleri, (b) yerleştirilen varaktör diyot, (c) üretilen birim hücreler, (d) üretilen yapının arkasında yer alan bakır kaplama.....	26
Şekil 3.7.	Büyük bakışsızlık temelli sensör uygulaması için tasarlanan yapı, (a) ölçüler, Birinci yapı için birim hücre ölçü değerleri,(b) büyük bakışsızlık temelli tasarlanan yapının profil görünüşü	27
Şekil 3.8.	Küçük bakışsızlık temelli sensör uygulaması için tasarlanan yapı, (a) ölçüler, Birinci yapı için birim hücre ölçü değerleri, (b) küçük bakışsızlık temelli tasarlanan yapının profil görünüşü	28
Şekil 3.9.	Sıfır bakışsızlık temelli sensör uygulaması için tasarlanan yapı, (a) ölçüler, Birinci yapı için birim hücre ölçü değerleri, (b) sıfır bakışsızlık temelli tasarlanan yapının profil görünüşü	28
Şekil 3.10.	Sinyal emici tabanlı algılayıcı çalışması için tasarlanan yapıya ait profil görüntüsü.....	29
Şekil 3.11.	Sinyal emici tabanlı algılayıcı çalışması için tasarlanan yapıya ait ölçüler	30
Şekil 3.12.	Bakışsız yokluk tabanlı algılayıcı uygulaması için tasarlanan gamalı haç şekilli metamalzeme yapı ve ölçüleri	32
Şekil 3.13.	Enerji transferi uygulaması için geliştirilen yapı ve ölçüleri.....	33
Şekil 3.14.	FIT uygulama adımları	35
Şekil 3.15.	FIT- Faraday yasası uygulaması	35
Şekil 3.16.	Zaman integral şeması	36
Şekil 3.17.	Dalga kılavuzu içerisinde S parametrelerinin ölçüm konfigürasyonu.....	39
Şekil 3.18.	Emilim teorisi için EM dalganın gösterimi.....	41
Şekil 3.19.	Vektör network analizörleri ve testlerden bazı resimler	46
Şekil 3.20.	Frekans seçici yüzey tabanlı sensör ve sinyal emici ölçümleri test blok şeması (Li ve ark. 2013)	47
Şekil 3.21.	Frekans seçici yüzey tabanlı sensör ve sinyal emici ölçümleri	47

Şekil 3.22.	Vektör Network Analizörü mimarisi	49
Şekil 3.23.	Network analizörü kullanılarak gerçekleştirilen boş alan ölçümü blok şeması.....	49
Şekil 3.24.	Çeşitli dalga kılavuzları.	50
Şekil 3.25.	(a)7mm koaksiyel kablo, (b) X bant dalga kılavuzu.....	51
Şekil 4.1.	Üçgen ayrık halka rezonatörlü metamatizeme karakterizasyonu için PEC/PEC/OPEN ADD SPACE sınır koşulu uygulaması şematik gösterimi	53
Şekil 4.2.	Üçgen ayrık halka rezonatörlü yapılara PEC/PEC sınır koşulları uygulandığında yansıma ve iletim katsayıları	53
Şekil 4.3.	Üçgen ayrık halka rezonatörlü yapılar için rezonans frekansları olan 9.25 GHz, 9.66 GHz ve 9.16 GHz’ de (a) Yüzey akım dağılımları,(b) elektrik enerji yoğunlukları.....	54
Şekil 4.4.	Üçgen ayrık halka rezonatörlü yapıların, PEC/PEC sınır koşulları altında elde edilen gerçel ϵ , μ , η değerleri	55
Şekil 4.5.	PEC/PMC Sınır koşulu üçgen ayrık halka rezonatörlere uygulandığında elde edilen yansıma ve iletim katsayıları	56
Şekil 4.6.	PEC/ PMC Sınır koşulu uygulandığında her üç yapıya ait yüzey akım dağılımları (a) birinci yapı, (c) ikinci yapı, (e) üçüncü yapı ve elektrik enerji yoğunlukları (b) birinci yapı, (d) ikinci yapı ve (f) üçüncü yapı	57
Şekil 4.7.	PMC/ PMC Sınır koşulu üçgen ayrık halka rezonatörlere uygulandığında elde edilen yansıma ve iletim katsayısı parametreleri	58
Şekil 4.8.	Birim Hücre Sınır Koşulu üçgen ayrık halka rezonatörlü yapılar uygulandığında oluşan (a) birim hücre görüntüsü, (b) yansıma katsayısı, (c) iletim katsayısı.....	59
Şekil 4.9.	d parametresinin üçüncü üçgen ayrık halka rezonatörü üzerindeki (a) yansıma olan etkisi, (b) iletime olan etkisi	60
Şekil 4.10.	Birim hücre sınır koşullarında farklı açıda dalga gelmesi durumu için (a) Nümerik kurulum şeması, (b) üretilen yapı, (c) deneysel çalışma görüntüsü	61
Şekil 4.11.	Birim hücre sınır koşulunun farklı dalga geliş yönü için uyarlanması durumunda birinci yapı için (a) yansıma katsayısı, (b) iletim katsayısı	62
Şekil 4.12.	Birim hücre sınır koşulunun farklı dalga geliş yönü için uyarlanması durumunda ikinci yapı için (a) yansıma katsayısı, (b) iletim katsayısı	62
Şekil 4.13.	Birim hücre sınır koşulunun farklı dalga geliş yönü için uyarlanması durumunda birinci yapı için (a) yansıma katsayısı, (b) iletim katsayısı	63
Şekil 4.14.	Deneysel kurulum şeması (a) periyodik birim hücre, (b) dalga kılavuzu ölçümleri, (c) Dalga kılavuzu ölçümleri için üretilen U-şekilli FSY numuneleri	64
Şekil 4.15.	TE ve TM polarizasyon modunda nümerik ve deneysel çalışma iletim katsayıları (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY	65

Şekil 4.16.	Dalga kılavuzu sını koşulları kullanıldığında ortaya çıkan nümerik ve deneysel iletim değerleri (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY.....	67
Şekil 4.17.	d7 parametresinin iki U-şekilli FSY iletim katsayısı üzerindeki etkisi	68
Şekil 4.18.	d10 parametresinin iki U-şekilli FSY iletim katsayısı üzerindeki etkisi.....	69
Şekil 4.19.	Rezonans frekansında elektrik alan ve yüzey akım dağılımları (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY	71
Şekil 4.20.	Rezonans frekansında elektrik alan ve yüzey akım dağılımları (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY	72
Şekil 4.21.	Birim hücre konfigürasyonu (a) sinyal emici uygulaması, (b) U-şekilli FSS sensör	73
Şekil 4.22.	Teorik, nümerik ve deneysel sinyal emilim seviyeleri ve frekansları (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY tabanlı sinyal emici	75
Şekil 4.23.	(a) Arlon malzemenin yoğunluk sensörü olarak kullanılması durumunda ortaya çıkan nümerik ve deneysel sonuçlar, (b) değişik yoğunluklarda un kullanılması durumunda ortaya çıkan iletim katsayısının nümerik ölçümü	77
Şekil 4.24.	(a)Üretimi yapılan, ayırık halka rezonatörü yapısı, (b) deney düzeneği.....	78
Şekil 4.25.	(a) Nümerik analiz kurulum şeması (b) deneysel çalışma şematik gösterimi	79
Şekil 4.26.	Bakışsızlık admitans değerinin sensör katmanında RT 5870 kullanılması durumunda nümerik analiz ve ölçüm yoluyla değerinin karşılaştırması	81
Şekil 4.27.	Sensör katmanının değişik basınç seviyeleri için kalınlığı değiştirildiğinde ortaya çıkan nümerik analiz sonucu	82
Şekil 4.28.	sensör katmanının değişik basınç seviyeleri için kalınlığı değiştirildiğinde ortaya çıkan deneysel çalışma sonucu	82
Şekil 4.29.	Sensör katmanında değişik elektrik geçirgenliği değerine sahip malzeme bulunması durumunda ortaya çıkan basınç sensör uygulaması	84
Şekil 4.30.	Sensör katmanında değişik elektrik geçirgenliği değerine sahip malzeme bulunması durumunda ortaya çıkan basınç sensör uygulaması deneysel çalışması	84
Şekil 4.31.	Rezonans fresenslarında oluşan elektrik alan dağılımları ile yüzey akım dağılımları; (a) Roger RT5870 kullanılması durumunda 9.87 GHz, (b) AD25N malzemesi kullanılması durumunda 9.77 GHz , (c) AD 450 kullanılması durumunda 9.69 GHz , (d) Alüminyum oksit kullanılması durumunda 9.44 GHz	85
Şekil 4.32.	Değişik nem oranlarına göre, ayırık halka rezonatörlü bakışsız özellikli önerilen sensörün rezonans frekansı değişimi	87
Şekil 4.33.	Değişik kalsiyum klorid yoğunluklarına göre, ayırık halka rezonatörlü bakışsız özellikli önerilen sensörün rezonans frekansı değişimi ve kalsiyum klorid yoğunluğunun değişimine bağlı elektrik geçirgenliği ve kayıp verileri	88

Şekil 4.34.	Değişik kemik iliği sıcaklığına göre, ayırık halka rezonatörlü bakışimsız özellikli önerilen sensörün rezonans frekansı değişimi ve sıcaklığa bağlı elektrik geçirgenliği ve kayıp verileri	90
Şekil 4.35.	Ayarlanabilir metamalzeme tabanlı sinyal emici a) Boyutlar, b) imal edilen yapıya ait birim hücre	90
Şekil 4.36.	Önerilen metamalzeme sinyal emicide varikap diyot kullanılmaması durumunda ortaya çıkan yansıma ve iletim değeri	91
Şekil 4.37.	Önerilen metamalzeme yapısı için teorik sinyal emilim seviyesi.....	93
Şekil 4.38.	Önerilen metamalzeme sinyal emicinin polarizasyon açısının TE ve TM polarizasyonu için simülasyon sonucu	94
Şekil 4.39.	SMV 2019-079LF' ye ait boyut şeması (Datasheet)	94
Şekil 4.40.	Önerilen metamalzeme sinyal emici tasarımında varikap diyot kullanılması ve kullanılması durumunda sinyal emilim seviyesi	95
Şekil 4.41.	Önerilen yapı ön yüz üzerinde-5V ters gerilim uygulanması durumunda rezonans frekansı olan 3.375 GHz seviyesinde oluşan yüzey akım dağılımı ve elektrik alan dağılımı.....	96
Şekil 4.42.	Önerilen yapı arka yüz üzerinde-5V ters gerilim uygulanması durumunda rezonans frekansı olan 3.375 GHz seviyesinde oluşan yüzey akım dağılımı ve elektrik alan dağılımı.....	96
Şekil 4.43.	Önerilen yapıya değişik ters bias gerilimi uygulanması durumunda ortaya çıkan, (a) nümerik analiz sonucu emilim, (b) deneysel çalışma sonucu emilim.....	98
Şekil 4.44.	Önerilen yapıya değişik ters bias gerilimi uygulanması durumunda ortaya çıkan, (a) nümerik analiz sonucu emilim, (b) deneysel çalışma sonucu emilim.....	99
Şekil 4.45.	Sensör uygulamasında ısıtılan bir havuca ait, havuç sıcaklığı ve rezonans frekansı	100
Şekil 4.46.	Sensör katmanına 5°C sabit sıcaklıkta havuç yerleştirilip, değişik ters besleme gerilimi uygulanması durumunda ayarlanabilir sinyal emici tabanlı sensörün, emilim oranları.....	101
Şekil 4.47.	Sabit frekanslı bir sinyal alıcı ve sinyal verici kullanılarak havuç sıcaklığının algılanması için gerekli ters besleme ve emilim değerini gösteren nümerik analiz	102
Şekil 4.48.	Biyo-Sensör uygulaması için önerilen yapılar,(a) büyük bakışimsızlık özelliği gösteren yapı, (b) küçük bakışimsızlık özelliği gösteren yapı, (c) sıfır bakışimsızlık özelliği gösteren yapı	104
Şekil 4.49.	Büyük bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile yansıma katsayısı değişimi.....	104
Şekil 4.50.	Küçük bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile yansıma katsayısı değişimi.....	105
Şekil 4.51.	Sıfır bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile yansıma katsayısı değişimi.....	106

Şekil 4.52.	Büyük bakışimsız özellikli yapı için 7 GHz’ de ve 30°C kemik iliği için analiz edilen elektrik alan dağılımının yapının ön ve arkayüzünden görünüş grafiği	106
Şekil 4.53.	Büyük bakışimsız özellikli yapı için 7 GHz’ de ve 30°C kemik iliği için analiz edilen yüzey akım dağılımının yapının ön ve arkayüz üzerindeki görünüşü.....	107
Şekil 4.54.	Büyük bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile iletim katsayısı değişimi.....	107
Şekil 4.55.	Küçük bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile iletim katsayısı değişimi.....	108
Şekil 4.56.	Sıfır bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile iletim katsayısı değişimi.....	109
Şekil 4.57.	Büyük bakışimsız özellik gösteren elmas şekilli yapı için simüle edilen bakışimsızlık değeri	109
Şekil 4.58.	Düşük bakışimsızlık değeri sunan elmas şekilli yapı için bakışimsızlık değeri	110
Şekil 4.59.	Sıfır bakışimsızlık özelliği sunan elmas şekilli yapı için bakışimsızlık değeri simülasyonu	111
Şekil 4.60.	Elmas şekilli yapılardan büyük bakışimsızlık özelliği gösteren yapının değişik kemik iliği sıcaklığı algılanması için biyo sensör olarak kullanılması sonucu ortaya çıkan rezonans frekansları değişimi.....	112
Şekil 4.61.	Elmas şekilli yapılardan küçük bakışimsızlık özelliği gösteren yapının değişik kemik iliği sıcaklığı algılanması için biyo sensör olarak kullanılması sonucu ortaya çıkan rezonans frekansları değişimi.....	112
Şekil 4.62.	Elmas şekilli yapılardan sıfır bakışimsızlık özelliği gösteren yapının değişik kemik iliği sıcaklığı algılanması için biyo sensör olarak kullanılması sonucu ortaya çıkan rezonans frekansları değişimi.....	113
Şekil 4.63.	Sinyal emici tabanlı metamalzeme sensor uygulaması için tasarlanan yapı.....	114
Şekil 4.64.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör uygulaması için tasarlanan yapı ve bu yapıya ait sınır değerlerin benzetim programı görüntüsü	115
Şekil 4.65.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör uygulaması için üretilen yapı ve laboratuvar ortamından test görüntüsü	115
Şekil 4.66.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı yoğunluk sensörü uygulaması için RT 5870, AD350 ve AD 450 malzeme yoğunluklarına ait rezonans nümerik rezonans frekansı ve sinyal emilim grafiği.....	116
Şekil 4.67.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı yoğunluk sensörü uygulaması için değişik yoğunluklarda un kullanıldığında ortaya çıkan emilim değeri....	117

Şekil 4.68.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı yoğunluk sensörü uygulaması için değişik yoğunluklarda kömür tozu kullanıldığında ortaya çıkan emilim değeri	119
Şekil 4.69.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı basınç sensörü uygulaması, sonrasında rezonans frekansı değişimi grafiği.....	120
Şekil 4.70.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı nem oranı sensörü uygulamasında rezonans frekansı değişimi.....	121
Şekil 4.71.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı kablosuz enerji transferi uygulaması için geliştirilen yapı ve sınır koşullarını gösteren blok şema	122
Şekil 4.72.	Önerilen yapı üzerinde bulunan 1500 Ω ' luk direnç üzerinde oluşan gücün X-Bantta incelenmesi.....	123
Şekil 4.73.	Bakışimsız yokluk tabanlı yapı ve bu yapıya kullanılarak geliştirilen sensor uygulamaları için blok şema.....	123
Şekil 4.74.	Önerilen bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme yapısı, (a)nümerik kurulum şeması, (b)üretimi yapılan yapı, (c) Deneysel çalışma ortamı görüntüsü	124
Şekil 4.75.	$z=0$ ile $z=d$ arasında bulunan d kalınlığına sahip sonsuz büyüklükteki bakışimsız yokluk levhasına ait konfigürasyon (Kaya ve Delihacıoğlu, 2014)	126
Şekil 4.76.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün basınç sensörü olarak kullanıldığında ortaya çıkan nümerik ve deneysel yansıma katsayısı verileri.....	128
Şekil 4.77.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün basınç sensörü olarak kullanıldığında (a) 0.5mm' deki dielektrik katsayısı,manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri, (b) 2.5mm' deki dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri	130
Şekil 4.78.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün, farklı malzemeler kullanılarak yoğunluk sensörü uygulamasının gösterilmesi.....	131
Şekil 4.79.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün yoğunluk sensörü olarak kullanıldığında (a) AD 25N için dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri, (b) AD 450 için dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri	132
Şekil 4.80.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün un yoğunluğu tespiti için kullanımı (a) un yoğunluğu ve rezonans frekansı ilişkisi, (b) un yoğunluğu rezonans frekansı ve dielektrik katsayısı arasındaki bağlantı.....	133
Şekil 4.81.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün yoğunluk sensörü olarak kullanıldığında dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri (a) 0.4 gr/cm ³ , (b) 0.8 gr/cm ³ , (c) 1.2 gr/cm ³	134
Şekil 4.82.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün kemik iliği sıcaklığı tespitinde kullanımı (a) sıcaklık değişimi ile sensörün yansıma katsayısı arasındaki bağlantı, (b) sıcaklık, rezonans frekansı ve dielektrik katsayısı arasındaki bağlantı	136

Şekil 4.83.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün sıcaklık sensörü olarak kullanıldığında dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri (a) 30°C, (b) 70°C, (c) 90°C.....	137
Şekil 4.84.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün kauçuk lateks nem oranı tespiti için kullanımı (a) nem değişimi ile sensörün yansıma katsayısı arasındaki bağlantı, (b) kauçuk latekse ait, rezonans frekansı ve dielektrik katsayısı arasındaki bağlantı	139
Şekil 4.85.	Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün nem sensörü olarak kullanıldığında epsilon, mu ve bakışimsızlık değeri (a) 45%, (b) 65%, (c) 85%,.....	140
Şekil 4.86.	Kablosuz enerji transferi için tasarlanan yapının profil görüntüsü.....	141
Şekil 4.87.	Benzetim programında elde edilen emilim ve yansıma karakteristiği.....	142
Şekil 4.88.	Kullanılan direnç değerine göre değişen RF – DC enerji dönüşüm değerleri	143
Şekil 4.89.	Önerilen yapıda, bakır metal plakanın kullanılıp kullanılmadığı duruma göre ortaya çıkan elektromanyetik sinyal emilim değeri.....	143
Şekil 4.90.	Önerilen yapı üzerindeki bakır metal plakanın kullanılıp kullanılmamasına göre elde edilen güç miktarı	144
Şekil 4.91.	Önerilen yapı üzerinde oluşan elektrik alan dağılımlarının 2.40 GHz’ de dağılımı	145
Şekil 4.92.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı kablosuz enerji transferi uygulaması için önerilen yapının sadece metamalzeme sinyal emici olarak uygulaması için üretilen yapı ve bu yapının laboratuvar ortamındaki test görüntüsü.....	145
Şekil 4.93.	Metamalzeme sinyal emici tabanlı enerji transferi uygulaması için önerilen yapının sadece metamalzeme sinyal emici olarak konfigüre edilmesi durumunda nümerik ve deneysel sonuçların birbiriyle karşılaştırılması.....	146
Şekil 4.94.	Değişik sıcaklıklarda havucun, bakır plaka ve alttaş malzemesi arasında kullanılması durumunda yansıma katsayısının nümerik olarak değerlendirilmesi	147
Şekil 4.95.	Değişik sıcaklıklarda havucun, bakır plaka ve alttaş malzemesi arasında kullanılması durumunda, rezonans frekansı, sıcaklık, ve dielektrik katsayısı arasındaki bağlantı grafiği	148

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1. Üçgen ayırık halka rezonatörlü metamalzeme karakterizasyonu için uygulanan sınır koşullar.....	22
Çizelge 3.2. Şekil 3.2 de görülen U şekilli frekans seçici yüzey, sinyal emici ve sensör uygulaması için belirlen ölçüler	23
Çizelge 3.3. 2019-079LF model varaktör diyot için elde edilen devre parametreleri	26
Çizelge 3.4. Malzeme parametrelerinin S parametreleri kullanılarak elde edilmesinde kullanılan yöntemler	38
Çizelge 4.1. U-şekilli FSY elemanlarının sinyal emici olarak kullanıldığı durumda ortaya çıkan rezonans frekansı ve sinyal emilim seviyesi	74
Çizelge 4.2. U-şekilli FSY elemanlarının yoğunluk sensörü olarak kullanıldığı durumda yoğunluk ve rezonans frekansı arasındaki bağlantı tablosu	77
Çizelge 4.3. Isıtılan bir havuca ait sıcaklık, dielektrik sabiti ve kayıp değerleri	100
Çizelge 4.4. Isıtılan bir havucun sensör katmanına yerleştirilmesi ve değişik besleme gerilimleri uygulanması durumunda ortaya çıkan yansıma katsayısı rezonans frekansı değerleri	102
Çizelge 4.5. Değişik yoğunluklarda un yoğunluğu tespiti için önerilen yapının sensör olarak kullanılması durumunda ortaya çıkan rezonans frekansı ve malzeme parametrelerine ilişkin tablo	118
Çizelge 4.6. Değişik yoğunluklarda kömür tozunun metamalzeme tabanlı sinyal emiciye uygulanması durumunda dielektrik katsayıları ve rezonans frekansı özet tablosu	119
Çizelge 4.7. Toprağın bağıl nem yüzdesinin değiştirilmesi durumunda önerilen yapının sensör olarak kullanılması ile ortaya çıkan rezonans frekansı ve malzeme parametrelerine ilişkin tablo	119
Çizelge 4.8. Değişik sıcaklıklarda havucun elektrik geçirgenliği, kayıp değeri ve bunun nümerik olarak çalışılması durumunda ortaya çıkan rezonans frekansı.....	147

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

ε	: Dielektrik katsayısı
μ	: Manyetik geçirgenlik
E	: Elektrik alan
H	: Manyetik alan
D	: Elektrik akı yoğunluğu
B	: Manyetik akı yoğunluğu
$\vec{J}_e$	: Elektrik iletim akı yoğunluğu
$\vec{J}_m$	: Manyetik iletim akı yoğunluğu
$\vec{k}$	: Dalga vektörü
ω	: Açısal frekans
n	: Kırılma indisi
Z	: Empedans
Γ	: Yansıma katsayısı
T	: İletim katsayısı
c	: Işık hızı
θ	: Polarizasyon dönme açısı
κ	: Bakışimsızlık parametresi
β	: Kompleks yayılım fazı
$A(\omega)$	: Emilim değeri
$R(\omega)$	: Yansıma değeri
$T(\omega)$	: İletim değeri
t	: Zaman ifadesi

KISALTMALAR

EM	: Elektromanyetik
RCP	: Sağ elli dairesel polarizasyon
LCP	: Sol elli dairesel polarizasyon
SRR	: Ayrık halka rezonatör
FIT	: Sonlu integrasyon tekniği
FEM	: Sonlu elemanlar metodu
TLM	: İletim hattı matrisi
FDTD	: Sonlu farklar zaman domeni
DNG	: Çift negatif indisli ortam
TM	: Dik-manyetik alan
TE	: Dik-elektrik alan
NRW	: Nicolson Ross Weir metodu
PEC	: Mükemmel elektrik iletken
PMC	: Mükemmel manyetik iletken
PMC	: Mükemmel manyetik iletken
FSY	: Frekans Seçici Yüzey
MTM	: Metamalzeme
MEMS	: Mikroelektromekanik Sistemler,

1. GİRİŞ

Metamalzemeler ile ilgili ilk yazılı çalışma 1967 yılında Rus bilim adamı Veselago tarafından gerçekleştirilmiştir (Veselago, 1967). Veselago, bir malzemenin EM özelliğini belirten dielektrik (ϵ) ve manyetik geçirgenlik (μ) parametrelerinin belirli bir frekans aralığında negatif olması durumunda, ortamın da negatif kırılma indisli olabileceği teorisini ortaya koymuştur.

Veselago' nun çalışmasından yaklaşık 30 yıl sonra, 1996-1999 yılları arasında Pendry ve ark. ince şerit yapıların ve ayırık halka rezonatörlerin teorik olarak negatif dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değerlerine sahip olabileceklerini ispatladı (Pendry ve ark. 1996; Pendry ve ark. 1998; Pendry ve ark. 1999).

Bu, yapay malzemelerin rezonans davranışları, doğada bulunan malzemelerin rezonans davranışlarından farklılıklar sergilemekteydi. Yapay olmayan malzemeler atom ve moleküllerden oluşmakta olup, rezonans frekansları moleküllerin polarizasyonuna bağlıydı. Ayrıca bu malzemelerin yapısal olarak büyüklükleri gelen dalganın dalga boyuna oranla çok küçüktü. Pendry ve ark. tarafından geliştirilen yapay yapılarda ise doğada bulunabilen malzemeler ve periyodik metal elemanlar kullanılmıştır. Bu metallerin büyüklükleri molekül büyüklüklerinden çok daha büyüktür ancak gelen dalganın, dalga boyuna oranla yine çok küçüktür. Bu durumda rezonans frekansı, yerleştirilen bu metal elemanlardan da etkilenmektedir. Bir diğer deyişle, rezonans frekansı metal elemanların geometrilerinin ve boyutlarının değiştirilmesi ile kontrol edilebiliyordu.

2000 yılında Pendry tarafından önerilen bu yapay yapılar, Smith ve ark. tarafından tek bir yapıda tek boyutlu (Smith ve ark., 2000) ve iki boyutlu (Smith ve ark. 2001) olarak çalışılmıştır. Şekil 1.1' de ince tel ve ayırık halka rezonatörlerinden oluşan ilk metamalzeme görülmektedir.

Bir malzemenin elektromanyetik özellikleri, dielektrik katsayısı (ϵ), manyetik geçirgenlik katsayısı (μ) ve bakışimsızlık parametreleri gibi elektrik/manyetik yapısal özellikler ile belirlenir (Engheta ve Ziolkowski 2006, Sabah ve ark. 2006, Sabah 2012, Burlak 2013). Bu parametreler makroskopik olup, dış alanlar tarafından etkilenen atomik veya moleküler osilatörlerin frekansa bağlı olarak ölçümlerinin ortalamalarıdır. Sol elli malzemeler olarak da nitelendirilen metamalzemeler, bilim insanlarınca yoğun

ilgi gören, hızla gelişen, potansiyeli yüksek ve hakkında önemli çalışmalar yapılan güncel bir konudur (Enoch ve ark. 2002). Bu malzemeler, uyartım dalga boyundan çok daha küçük nesnel periyodik yapılardır. Metamalzemeler, dalga boyundan daha küçük periyodik yapılar olduğundan gelen dalga için homojen olarak görünürler ve birim hücrelerinin geometrik yapısının kontrol edilebilen efektif veya ortalama parametreleri olarak tanımlanabilir (Plum 2010). Bu malzemeler; doğada bulunmayan, negatif kırılma gibi ayrıcalıklı ve az rastlanır elektromanyetik özelliklere sahip periyodik yapıda tasarlanmış malzemelerdir. Metamalzemelerin sunmuş olduğu en önemli özelliklerinden birisi, elektromanyetik dalganın polarizasyonunu değiştirerek optiksel etkinliği ve aktiviteyi sağlamasıdır. Böylece, elektromanyetik dalganın istenilen şekilde yönlendirilmesi, polarize edilmesi ve kontrol edilebilmesi (Wei ve ark. 2011, Hasar ve ark. 2012) gerçekleştirilebilmektedir. Bu tip malzemeler insan yapımı oldukları için istenilen frekans bandında çalışacak şekilde dizayn edilebilmektedir (Zhang ve ark. 2005, Dolling ve ark. 2007).



Şekil 1.1. Eş zamanlı negatif ϵ ve μ değerlerine sahip ilk üretilen metamalzeme (Smith ve ark. 2000).

Günümüzde, üretim tekniklerindeki ilerleme ve gelişmeler ile sol elli malzemelerin farklı malzemelere entegre edilmesiyle metamalzemeler ile savunma, medikal, tüketici elektroniği gibi pek çok alanda önemli çalışmalar yapılabilmektedir (Fang ve ark. 2005, Alici ve Alici 2007, Melik ve ark. 2009, Sabah ve Roskos 2012, Karaaslan ve Bakir 2014). Bu uygulamalar metamalzemelerin ne denli önemli ve büyük potansiyele sahip olduğunu göstermektedir. Ayrıca metamalzemelerin bu ve benzeri uygulamalar için pratik olarak çok sayıda avantaj sunduğu bilim insanlarınca literatür çalışmalarında kanıtlanmıştır (Hunt ve ark. 2013, Ou ve ark. 2013).

Metamalzemelerin bu özelliklerinden dolayı, çok çeşitli metamalzeme uygulamaları geliştirilmiştir. En önemli metamalzeme uygulama potansiyeli görünmezliktir. Görünmezlik metotları iki gruba ayrılabilir: Birincisi optiksel dönüşüm(Pendry ve ark. 2006) olup saçılmaların yok edilmesi temeline dayanır (Alu ve Engheta 2005). Resmi olarak Pendry' nin önerdiği gibi görünmez yapılacak metamalzemeler ile kaplanarak görünmezlik gerçekleştirilebilir (Pendry ve ark. 2006). Bu işlem için metamalzeme yansıma katsayıları çok dikkatli seçilerek gelen dalganın görünmezleştirilecek malzemeye ulaşmadan kırılması sağlanmalıdır. Gelen dalga metamalzeme içine geçtikten sonra fazı tekrar eski haline dönüştürülerek sanki metamalzeme içerisinde hiçbir malzeme yokmuş gibi davranması sağlanabilir. Bunun sonucunda da metamalzeme içerisine yerleştirilen malzeme dışardan fark edilemez.

Görünmezlik ile ilgili bir diğer metot Alu ve Engheta tarafından önerilmiş olup (Alu ve Engheta 2005), bir önceki metotun aksine, gelen dalga kırılmaz, metamalzeme tarafından kaplanan öğeye çarpar ancak oluşacak saçılma metamalzemeler tarafından engellenir. Böylece hiç saçılma ve yansıma gerçekleşmez. Bu çalışmanın ardından, yine Alu ve Engheta bu uygulamayı bir sensör üzerinde geliştirerek dışardan etkilenmeyen ama kendi içinde elektromanyetik alan ölçümü yapılabilen bir uygulama geliştirmişlerdir (Alu ve Engheta 2006).

Belirtilen uygulamalar daha da ileriye götürülmekte ve bazen birleştirilmektedir (Lai ve ark. 2009). Ayrıca yine Lai ve ark. tarafından gerçekleştirilen farklı bir çalışmada, saçılmanın kontrol edilerek objenin olduğundan daha farklı görünebileceği raporlanmıştır (Lai ve ark. 2009).

Diğer popüler metamalzeme uygulaması olarak metamalzeme lensler, bilinen adları ile mükemmel lens, süper lens veya hiper lensler örnek olarak verilebilir (Pendry,

2000; Melville ve Blaikie 2005; Fang ve ark. 2005; Liu ve ark. 2007; Schwaiger ve ark. 2009; Brumfiel 2009). Bu çalışmalar ağırlıklı olarak Pendry' nin çalışmasına dayanmış olup halihazırda kullanılan lenslerin çözünürlük problemlerini yok etmek veya azaltmak için oluşturulmuştur.

Metamalzemelerin yeni bir sınıfı olan bakışsız metamalzemeler kavramı ilk olarak 2003'te Tretyakov ve ark., ve 2004'te Pendry tarafından ortaya atılmıştır. Bakışsız metamalzemelerin EM özellikleri, farklı bilim insanları tarafından incelenerek pelerin, radara yakalanmama, ışıma örüntüsü yüksek verimli anten, mükemmel lens, gelişmiş biosensör vs. gibi sayılamayacak kadar çok önemli potansiyel uygulama alanlarına sahip olduğu üzerine çalışılmıştır (Xi ve ark. 2008, Aydın ve ark. 2008, Li ve ark. 2010, Nikooei Tehrani ve ark. 2013, Karaaslan ve Bakır 2014). Bakışsız ortam, Sağ elli dairesel polarizasyon(RCP) ve sol elli dairesel polarizasyon (LCP) elektromanyetik dalgalarda ortamın bakışsız asimetriğinden dolayı farklı tepkiler vermektedir ve bakışsız ortamdaki elektrik alan ve manyetik alan arasında çapraz etkileşim (cross-coupling) meydana gelmektedir. Bu durum, bakışsızlık parametresi, κ , ile tanımlanır. Optiksel aktivite olarak da bilinen EM bakışsızlık kavramı; optik, mikrodalga, milimetre dalga frekanslarında ve henüz ağırlıklı simülasyon çalışmalarında olan terahertz frekanslarında ortaya çıkan özelliklerinden dolayı araştırmacıların sürekli olarak ilgisini çekmiş ve çekmektedir (Wiltshire ve ark. 2001, Wiltshire ve ark. 2009, Wei ve ark. 2011). Bakışsız metamalzemelerin üretim zorluklarından dolayı bakışsız ortamın frekans aralığı genellikle mikrodalga, milimetre veya optik dalga aralığında olmaktadır (Baccarelli ve ark. 2003).

Metamalzemelerin kullanıldığı başka bir uygulamaya örnek olarak sinyal emiciler verilebilir. Metamalzeme sinyal emici kavramı ilk olarak 2006'da Bilotti ve ark. tarafından deneysel olarak çalışılmıştır. O günden beri farklı sinyal emici çalışmaları yapılmış ve yapılmaktadır(Bilotti ve ark. 2006, Wang ve ark. 2009, Dincer ve ark. 2013; Sabah ve ark. 2014). Son yıllarda mükemmel emilim kavramı ile beraber sinyal emicilerin önemi artmış bu da sinyal emici çalışmalarına önem kazandırmıştır.

Metamalzemelerin bir diğer önemli uygulama alanlarından biri de sensör uygulamalarıdır. Bu çalışmalar genelde alışlagelmiş metamalzeme geometrilerinin sensör uygulamalarına adapte edilmesinden oluşmaktadır (Huang ve ark. 2009; He ve ark. 2010; Yang ve ark. 2010; Sabah ve Roskos 2013; Yang ve ark. 2013; Karaaslan ve

Bakır 2014). Metamalzeme tabanlı sensörlerin algılama hassasiyetini ve kazancı arttırdığı çalışmalar literatürde mevcuttur. Literatürde büyük çoğunlukla yayınlanan sensör çalışmalarının önemli bir kısmı ayrık halka rezonatör (Split Ring Resonator, SRR) tabanlıdır (Driscoll ve ark. 2007, Tao ve ark. 2010a, Melik ve ark. 2010, Chang ve ark. 2010, Ekmekci and Sayan 2013). Literatürde bulunan metamalzeme sensörün bakışimsızlık özelliğinin artırılarak daha hassas bakışimsız metamalzeme tabanlı sensör uygulaması Karaaslan ve Bakır tarafından gerçekleştirilmiştir (Karaaslan ve Bakır 2014).

Metamalzemelerin anten uygulamalarında mevcuttur (Buell ve ark. 2006; Alù ve ark. 2007; Iizuka ve Hall 2007; Unal ve ark. 2010). Metamalzeme anten uygulamalarının bir avantajı antenin fiziksel olarak büyüklüğünün azaltılmasıdır (Ziolkowski ve Erentok 2006; Ziolkowski ve ark.2010). Ayrıca, metamalzenin anten arkasına yerleştirilmesi durumunda yapay manyetik iletken (AMC) gibi davranması da söz konusudur (Erentok ve Ziolkowski 2005). Böyle yapıldığında yapay manyetik iletken üzerindeki saçılma fazı gelen dalga fazı ile aynı olmakta bu da odaklanmayı sağlamaktadır. Bu çalışma özellikle anten uygulamalarında PEC yerine, doğada var olmayan PMC kullanılarak, ebatların çok daha küçük olmasına imkân sağlamaktadır.

Son yıllarda metamalzemelerden kablosuz enerji transferi gibi uygulamalarda da faydalanılmaktadır (Ramahi ve ark. 2012; Hawkes ve Katko, 2013; Almoneef ve Ramahi 2014, Bakır ve ark. 2015). Bu uygulamalarda metamalzemeyi oluşturan ve genellikle ayrık halka rezonatörü şeklinde olan yapı üzerine direnç yerleştirilerek elektrik alandan düşük güçte enerji transferi uygulamaları geliştirilmektedir.

Bu çalışma, ismindende anlaşıldığı ve kısaca yukarda açıklanan uygulamalardan bahsedildiği üzere metamalzeme tabanlı frekans seçici yüzey, sinyal emici ve sensör çalışmalarından oluşmakta olup tez çalışması 8 başlığın bir araya gelmesinden oluşmuştur. Bu başlıklardan ilki metamalzeme karakterizasyonuna yöneliktir. Metamalzeme doğada var olmayan yapay olarak imal edilen ve negatif kırılma indisi gibi alışılmamış özellik gösteren malzemelere verilen genel addır. Günümüze kadar bilinen negatif dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değerine eş zamanlı sahip malzeme olmamıştır ancak negatif dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değerini, belli bir frekans bandı boyunca koruyan metamalzemelerin üretilmesi mümkün olmuştur. Tek ve çift negatif metamalzemeler, yapay elektromanyetik yapılar olup,

Smith tarafından açığa çıkarılmıştır (Smith ve ark., 2000). Metamalzemelerin üretimi genellikle metal elemanların bir alttaş üzerine periyodik olarak yerleştirilmesi ile gerçekleştirilmektedir. Metal eleman şekilleri genellikle ayrıık halka rezonatörlerinden oluşmaktadır (Smith ve ark., 2005). Elektromanyetik dalga, metal elemanlar ile etkileşime geçtiğinde rezonatörler arasında bulunan boşluk ve rezonatörlerin, yapısal özelliklerinden dolayı kapasitif ve endüktif etkiler oluşturmakta bu da, rezonansvari durumları ortaya çıkarmaktadır. Bu etkilerin kendisi ve birleşimleri elektrik ve manyetik geçirgenlik katsayılarının belli bir frekans aralığında negatif olmasını sağlamaktadır. Metamalzemelerin diğerk iki özelliğı saçılma ve anizotropidir. Saçılma dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenliğın frekans bağılılığı, anizotropi ise elektromanyetik özelliklerin, elektromanyetik dalğanın yönüne bağımlı olması olarak tanımlanabilir. Günümüzde, bilgisayar simülasyon teknolojisi, çok zor nümerik hesaplamaları bir takım yazılımlar kanalıyla elektromanyetik alanında kullanılmasını sağlamıştır. Böylece metamalzemelerin karakteristikleri, bir takım nümerik hesaplamalar kullanılarak ortaya konulabilecektir. Simülasyon aşaması boyunca, çok karmaşık ve çok uzun hesaplamalar kolaylıkla gerçekleştirilip, büyük ölçekli ve çok farklı şekilleri olan metamalzeme yapılarının, seçilen frekans aralığı ve seçilen sınır koşullarında davranışı ortaya konabilmektedir. Bilim insanları, elektromanyetik malzemeleri çeşitli sınır koşulları içerisinde laboratuvar ortamında test etme imkânları bulmuşlardır. Metamalzemelerin karakterizasyonunun açıklandığı ilk çalışmada sınır koşulları, mükemmel elektrik iletken (PEC) ve mükemmel manyetik iletken (PMC) olarak seçilmiş ve 8-12 GHz aralığı (X- Bant), çalışma bandı olarak tanımlanmıştır. Bu sınır koşullarında metamalzeme dizileri ortaya konularak tartışılmıştır. Metamalzeme karakterizasyonu başlıklı çalışmada, değişik sınır koşullarının üçgen ayrıık halka rezonatörlerine uygulanarak metamalzeme karakterizasyonu çalışmasında sınır koşullarının değiştirildiğinde de negatif değerli dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik katsayısının elde edilmesi mümkündür. Üçgen ayrıık halka rezonatörlerin üzerinde dört adet üçgen tasarımlarının daha sonraki bölümlerde görülebileceğı gibi yerleştirilmiştir. Üçgen ayrıık halka rezonatörleri, literatürde daha önceki çalışmalarda, Sabah ve Uçkun tarafından üçgen ayrıık halka rezonatörlü yeni metamalzeme yapısı olarak (Sabah ve Uçkun, 2008), farklı şekilli metamalzeme ve çift negatif metamalzeme olarak (Sabah, 2008), Sabah ve ark. tarafından iletim katsayısı hesaplaması

çalışmasında (Sabah ve ark., 2010), Zhu ve ark. tarafından sol el metamalzeme özellikli üçgen ayrık halka rezonatörlerinde (Zhu ve ark, 2008, Zhu ve ark, 2009), Jalali ve ark. tarafından üçgen ayrık halka rezonatörler kullanılarak çift bantlı antenlerin boyutlarının küçültülmesinde (Jalali ve ark. 2009), Vidyalakshmi ve ark. tarafından, üçgen ayrık halka rezonatörlerin eşdeğer devre yaklaşımı kullanılarak modellenmesinde (Vidyalakshmi ve ark.2009), Sabah tarafından delta şekilli rezonatörler kullanılarak metamalzeme tasarımı çalışmasında (Sabah, 2010) kullanılmıştır. Bütün bu çalışmalar gözden geçirilmiş olup bu bölümdeki üçgen ayrık halka rezonatörlü metamalzeme karakterizasyonu çalışmasının, bu çalışmalardan farkı değişik sınır koşullarının kaskat yapılı yeni bir tasarımın önerilmesi ve değişik sınır koşulları kullanılarak metamalzeme karakterizasyonunun ortaya konması şeklindedir.

Tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen ikinci çalışma, U-şekilli frekans seçici yüzeyler, sensör ve sinyal emici uygulaması çalışmasından oluşmaktadır. Frekans seçici yüzeyler, üzerlerinde periyodik olarak yerleştirilmiş metalik rezonatörler bulunan bant durdurma ve bant geçirme filtre özellikli yapılardır (Munk, 2000).

Bu yüzeyler, baskı devre imalat tekniği kullanılarak bir alttaş malzemesi üzerine yerleştirilen değişik şekilli metal rezonatörlerden oluşur. Frekans seçici yüzeylerin, radar sahasında hedef küçültme, kablosuz ortamda yer alan girişimlerin engellenmesi, radar ve uydu haberleşmesinde filtreleme, anten, reflektör ve polarize edici gibi bir çok uygulaması bulunmaktadır (Mittra ve ark. 1988; Mok ve ark. 1988; Bayatpur ve Sarabandi 2009; Bossard ve ark. 2008; Luo ve ark. 2007; Kiani ve ark. 2007). Frekans seçici yüzey yapıları, tasarım şekillerine göre alçak geçiren, yüksek geçiren ve bant durduran filtre karakteristiği gösterir. Son yıllarda frekans seçici yüzeylerin anten uygulamalarında kullanımı artmıştır, bunun nedeni yüksek kazanç ve kolay yönlendirilebilme imkanı olmasıdır. Bununlar beraber, frekans seçici yüzeyler alıcı antende, gelen dalganın saflaştırılmasını sağlar. Frekans seçici yüzey yapıları için frekans tepkisi kadar elektromanyetik dalganın geliş açısı ve polarizasyonu da önemlidir. Frekans seçici yüzeyler genellikle bir veya birkaç katman üzerine yerleştirilmiş özel tasarlanmış metalik rezonatörlerden oluşur (Johanson, 1985; Qing, 2006; Barbuto, 2013). Tasarım şekilleri halka veya kare olabilir burada önemli olan tasarımın amacı ve hedeflenen frekans bandıdır (Wang ve ark. 2006; Zheng ve ark., 2006; Gu ve ark., 2007; Wu ve Jiang, 2007; Hosseini ve ark. 2006). Alışılmış

frekans seçici yüzeyler metalik rezonatörlü olup tek bant karakteristiği gösterir. Bazı uygulamalarda birden fazla bağımsız iletim veya yansıma karakteristiği gösteren frekans seçici yüzey tasarımlarına ihtiyaç duyulmaktadır (Schennum, 1973). Çok bantlı frekans seçici yüzeyler, çok katmanlı teknikler kullanılarak tasarlanabilir (Weile ve Michielssen, 1999; Vardaxoglou ve ark., 1993; Salehi ve Behdad, 2008). Diğer teknikler; dikey yerleşim (Hill ve Munk, 1996), birim hücre içinde farklı şekilli frekans seçici yüzey kullanımı şeklinde sıralanabilir (Parker ve Vardaxoglou, 1985; Mingyun ve ark., 2009; Wu ve Le, 1994; Huang ve ark., 1994, Delihacıoğlu, 2012). Fractal yapılar da son zamanlarda frekans seçici yüzey tasarımlarında kullanılmaktadır (Kim ve ark. 2005; Eccleston, 2008). Çok bantlı frekans seçici yüzeyleri arasında çok büyük bir boşluk bulunduğundan dolayı konvansiyonel frekans seçici yüzey yapılarının kullanılması çok pratik değildir. Bu sorun komşu hücreler arasında kapasitif bir yük kullanımı (Xu ve ark. 2008) ve çok katmanlı yapı (Al-Jounayly ve Behdad, 2010) ile çözülebilir ancak bu durumda rezonansın kapasitif etkilerden çok etkilenmesi ve üretim teknikleri zorlaşmıştır. Belirtilen bu dezavantajları yok etmek için, U-şekilli frekans seçici yüzey önerilmiştir (Çimen, 2013). Bu çalışmada U ve T şekilli rezonatörler bulunmaktadır. Tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen U-şekilli frekans seçici yüzey, sensör ve sinyal emici uygulamasında ise tek iki ve dört U-şekilli frekans seçici yüzeyler önerilerek bu tasarımların tek ve çift bant kullanımı ile sensör ve sinyal emici konfigürasyonlarından bahsedilmiştir. Ayrıca, dört U-şekilli yapının polarizasyon bağımsız özelliği göstermekte olup daha önce böyle bir yapı kullanılmamıştır. Sinyal emici olarak kullanımda 90%' den daha yüksek bir emilim elde edilmiştir. Sensör olarak kullanımda ise yoğunluk ve sıcaklık sensörü gibi uygulamalardan bahsedilmiştir (Bakır ve ark., 2015). Sinyal emici ve sensör uygulamaları deneysel olarak da doğrulanmıştır (Bakır ve ark., 2015) .

Tez çalışması kapsamında yapılan bir diğer çalışma, bakışimsız metalmalzeme tabanlı çok fonksiyonlu sensör uygulamasıdır. Araştırmacılar, yapay olarak mikro boyutta, solak malzemeleri nano imalat teknolojileri kullanarak elektromanyetik dalganın kontrollü bir şekilde yönetimi için üretebilmişlerdir (Karaaslan ve Bakır, 2014). Sol elli metalmalzemeler, metalmalzemelerin bir alt grubu olup, klasik plazma rezonatörlü dizilerden oluşmaktadır. Bu malzemeler negatif dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değeri özelliği göstermekte, böylece negatif kırılma indisi elde

edilebilmektedir. Sol elli malzemeler doğada bulunmayıp sıra dışı özellikleri olan malzemelerdir. Ayırık halka rezonatörlü yapılar, yapay olarak üretilip on yıldan fazla bir süredir, metamalzeme olarak kullanılarak mikrodalga bandından optik banda kadar çok geniş bir bantta kullanılmaktadır. Ayırık halka rezonatörlü metamalzemeler, alışlagelmiş metotlarla mümkün olmayan kuplajların eldesinde kullanılabilirler. Literatürde değişik ayırık halka rezonatörlerin kullanılarak manyetik rezonansların elde edildiği çalışmalar vardır bunlardan başlıcaları; Yang ve ark. tarafından tasarlanan ve sensör olarak kullanılan mikro halka rezonatörlerin (Yang ve ark. 2011; Yang ve ark.2012), asimetrik ayırık halka rezonatörlü mikrodalga sensörü (Schueler ve ark. 2012), metamalzeme benzeri mikrodalga sensörleri (Melik ve ark. 2010), içiçe yerleştirilmiş metamalzemeler ile gerilme sensörü (Cheng ve ark. 2014), asimetrik bakışsız metamalzemeler ile çift bant dairesel ve tek bant lineer polarize edici (Cheng ve ark. 2013), ayırık halka rezonatörlü bakışsız metamalzeme ile dairesel çift kırılım ve negatif kırılma indisi (Sonsilphong ve Wongkasem 2012), üç boyutlu helis ile negatif kırılma indisli yapılar (Dincer ve ark. 2013) şeklindedir. Ön ve arka yüzde rezonatörler kullanılarak ayırık halka rezonatör topolojili yapıların dizi şeklinde yerleştirilmesi karşılıklı endüktans ve kapasitans etkileri oluşturmakta bu da, rezonans frekansını etkilemektedir (Ekmekci ve ark., 2010). Bakışsız bir ortamda, elektrik alan manyetik polarizasyona sebep olur, manyetik polarizasyon ise elektriksel polarizasyon oluşturur bu durum, manyeto-elektrik kuplaj olarak tanımlanabilir (Kriegler, 2010). Metamalzemelerde, bakışsız yerleştirilmiş metal rezonatörlerin bulunması durumunda bakışsız metamalzeme olarak sınıflandırılabilir. Bu durumda, etkin bakışsızlık admitans değeri (ζ) sıfırdan farklıdır. Bakışsız metamalzemelerde, negatif dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik olmadan da yüksek bakışsızlık ve negatif kırılma indisinin birlikte elde edilmesi mümkündür (Wang, 2009; Tredyakove ark., 2005). Metamalzeme çalışmaları nano boyuttaki yapılabilen üretimlerin neticesinde ileri bir düzeye ulaşmıştır. Metamalzemeler ve sensör teknolojileri arasındaki ilişkiden dolayı, yeni teknolojik uygulamalar geliştirilebilmektedir. Üzerinde, genelde ayırık halka rezonatörleri bulunduran metamalzeme tabanlı sensörler, çevresel parametrelerin gözlemlenmesi için geliştirilmiştir (Yang, 2011). Bunun nedeni, çevresel parametrelerin, yansıma veya iletim katsayıları ölçümünde gözlemlenen rezonans frekansını değiştirmesidir. Sensörlerin genel olarak taşınması gereken bazı

özellikler vardır bunlar; düşük kayıp oranı, ölçülebilir bir sinyal çıkışı ve lineerliktir. Bu özellikleri sağlamak için tezin ilgili kısmında, düşük kayıp oranına sahip polyester lamine edilmiş GML 1000 malzemesi alttaş olarak seçilmiş olup kayıp değeri 0.004' tür. Ölçülebilir sinyal çıkışı olarak iletim katsayısı incelenmiş ve rezonans frekansının lineer bir şekilde ileri veya geri gittiği görülmüştür. Bu çalışmadaki tasarlanan yapı içiçe yerleştirilmiş bir kare halkadan oluşmakta olup her iki rezonatör üzerinde de ayrıklar mevcuttur. Bu çalışmanın, bu alanda daha önce yapılmış diğer bazı mikrodalga sensörlerinden bazı avantajları vardır. Bunun nedeni bu çalışmada, bakışsız metamateryal özelliklerinden yararlanılarak ölçülebilir sinyal seviyesinin artırılmış olmasıdır (Chen ve ark., 2012, Saukolis ve ark., 2007, Ekmekci ve Sayan, 2013). Önerilen tasarım bakışsız metamateryaller kullanılarak sensör uygulamalarında yeni ve özgün olup, sunduğu avantajlar deneysel ve nümerik olarak diğer bölümlerde açıklanmaktadır.

Ayarlanabilir metamateryal tabanlı sinyal emici çalışması ve sensör uygulamaları, tez çalışmasının bir diğer bölümünü oluşturmaktadır. Günümüzde metamateryal uygulamaları hızla gelişmekte ve süper lens (Scarborough ve ark., 2012), görünmezlik (Maci, 2012) ve diğer uygulamalar (Sabah ve ark., 2011; Sabah ve ark., 2014) gibi pek çok potansiyel uygulama alanı olduğu için dikkatleri üzerine toplamaktadır. Metamateryaller yapay olarak imal edilip, doğal malzemelerde olmayan elektromanyetik özellikleri bulunan, belirli bir frekans bandı için tasarlanan malzemelere verilen isimdir. Metamateryal sinyal emici konsepti, özellikle 2006 yılından sonra (Bilotti ve ark., 2006) çalışılmaya başlanmıştır. Metamateryal sinyal emicilerin askeri ve sensör amaçlı uygulamaları mevcuttur. Literatüre baktığımızda pek çok metamateryal sinyal emici uygulamasının yapıldığını görebiliriz. İlk çalışma daha önce belirtildiği gibi (Bilotti ve ark., 2006) tarafından gerçekleştirilmiş olup ayrı halka rezonatörler kullanılmıştır. Bu çalışmanın ardından mükemmel sinyal emici çalışmaları (Landy ve ark. 2008; Cheng ve ark. 2010) gerçekleştirilmiştir. Metamateryal sinyal emicinin çalışma mekanizması (Chen, 2012)' de açıklanmıştır. Çift bant genişliği özelliği gösteren mikrodalga sinyal emici (Li ve Lim, 2012)' de sunulmuştur. Genişbant özellikli çok katmanlı sinyal emici çalışması (Sun ve ark., 2011)' de sunulmuştur. Değişik rezonans modlu aşırı ince sinyal emici çalışması (Li ve ark., 2011)' de sunulmuştur. Ayrı halka rezonatörlü mikrodalga sinyal emici çalışmaları (Park ve ark.,

2013; Wang ve ark., 2009)’ da sunulmuştur. Metamalzeme sinyal emicilerin bakışimsızlık özelliklerinin kullanılması ile gelen elektromanyetik dalganın polarizasyonunun değiştirilmesi mümkün olmaktadır (Zhu ve ark., 2011; Li ve Lim, 2011; Huang ve ark., 2013; Schurig ve ark., 2006; Dincer ve ark., 2014c). Metamalzeme sinyal emicinin frekansının ayarlanarak değişik bantlarda çalışması istendiğinde, bu işlem değişik yollarla gerçekleştirilebilir (Zhu ve ark., 2010; Yang ve ark., 2011; Shrekenhamer ve ark., 2013; Pezeshki ve ark., 2014). Bu çalışmada diğer benzer çalışmalarda olduğu gibi varikap diyotlar kullanılarak rezonans frekansının ayarlanması gerçekleştirilmiştir, ancak diğer çalışmalardan (Zhao ve ark., 2013) farklı olarak, düşük maliyetli üretim, mekaniksel esneklik ve algılama olarak kullanılabilme gibi bir takım avantajları mevcuttur. Sunulan ayarlanabilir metamalzeme sinyal emici 3.5 GHz’ de 96% sinyal emilimi gerçekleştirerek, mükemmel sinyal emici özelliği sunmaktadır. Emilim karakteristikleri varikap diyotların ters besleme voltajının ayarlanması ile değiştirilebilir. Simülasyon sonuçları, ayarlanabilir metamalzeme sinyal emicinin değişik voltaj değerlerinde de yüksek emilim özelliği gösterdiğini doğrulamıştır. Sinyal emilimi çalışma mantığı için teorik bir çalışma yapılarak simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca, enine elektrik ve enine manyetik (TE ve TM) polarizasyon modlarında farklı açılarda simülasyon çalışması gerçekleştirilerek önerilen yapının karakteristiği ortaya konmuştur. Elektrik ve yüzey akım dağılımlarının önerilen modelde incelenmesi sinyal emiliminin nasıl gerçekleştiği konusunda detaylı bilgi sahibi olunmasını sağlayacaktır. Bu çalışmanın diğer metamalzeme sinyal emici çalışmalarından en önemli farkı bu çalışmada iki farklı konfigürasyonda sensör uygulamasının sunulmuş olmasıdır. Sensör çalışmasının sabit frekans gerektiren uygulamalar için genişletilebilmesi mümkündür.

Tez çalışmasının bir diğer bölümü biyo-sensör uygulamaları ile ilgilidir. Metamalzemelerin yapay olarak imal edilebilen elektromanyetik malzemeler olduğu bilinmektedir. Metamalzemelerin üzerlerinde genellikle metal dizi elemanları kullanılmıştır. Metamalzemeleri oluşturan sayısız parametreden dolayı çok farklı cihazların üretilmesi mümkün olmuştur. Elektromanyetik dalgaların yönlendirilmesinden dolayı çok farklı özellikler sunmaktadır. Başlıca özellikler negatif kırılma indisi (Ebbesen ve ark., 1998; Pendry, 2001), sinyal emici (Sabah ve ark., 2014; Dincer ve ark., 2014) ve super-lens olarak (Pendry, 2000; Jacob ve ark., 2006)

belirtilebilir. Bu özelliklere ek olarak, metamalzeme tabanlı mikrodalga sensör uygulamaları da son yıllarda ortaya çıkmıştır (Sabah ve ark., 2014; Karaaslan ve Bakır, 2014). Metamalzeme tabanlı sensör uygulamaları birçok alt gruba ayrılabilir. Yüzey plazma rezonans sensörler bunlardan biri olup optik frekanslarda çalışabilir (Ishimaru ve ark., 2005). Biyo-Sensörler (Solinas ve ark., 1997; Michalet ve ark., 2003; Webb ve ark., 2008), gerilim sensörleri (Melik ve ark., 2007), film sensörler (Ohara ve ark., 2008) de metamalzeme tabanlı sensörlerin alt gruplarından bazılarıdır. Metamalzemeler üzerinde bakışimsız özellikli metalik elemanların bulunması durumunda bakışimsız metamalzeme olarak adlandırılabilir, bu durumda bakışimsızlık admitans değeri sıfırdan farklıdır. Bakışimsız metamalzemeler farklı amaçlar için kullanılabilir (Ding ve ark., 2012; Cheng ve ark., 2013; Weiren ve ark., 2014). Bakışimsızlığın sensörün verimliliği üzerinde pozitif etkisinin olduğu nümerik ve deneysel olarak açıklanmıştır (Karaaslan ve Bakır, 2014). Biyo-sensörlerden medikal, fizik, çevre ve kişisel güvenlik alanlarında faydalanılmaktadır. Bu sensörler moleküler konsantrasyon, DNA incelemesi, pH tespiti ve benzeri uygulamalar için kullanılabilir. Geniş kullanım alanı göz önünde bulundurulduğunda organik malzemelerin tespit ve karakterizasyonu için, biyo-sensörlerin sadece hassas değil aynı zamanda seçici ve biyo-uyumlu olması ve çevresel etkilerden daha az etkilenmesi gerektiği açıktır. Ayrıca, düşük kayıp oranı, ölçülebilir sinyal çıkışı ve lineerlik diğer metamalzeme tabanlı sensör uygulamalarında da bulunan özellikler olup biyo-sensörler de bu şartları sağlamalıdır. Biyo-sensörler dipolar biyolojik hücreleri kullanır. Bu hücreler, atomların dipolar gruplanmasından dolayı elektronik ve atomik polarizasyon özelliği gösterir. Bu gruplanma, sıcaklık, nem ve benzeri çevresel parametrelerden etkilenir. Bu da dielektrik özelliklerinin değişimine neden olur. Dipolar polarizasyona en güzel örnek hücre içindeki sudur. Biyolojik hücrelerin içerisinde büyük bir oranda su vardır, su ise dipolar özellik gösterdiği için biyolojik hücrelerde dipolar özellik gösterir (Factorova, 2008). Elektromanyetik dalgaların tedavi edici özellikleri araştırılırken, elektromanyetik enerjinin ısı enerjisine dönüşmesinden dolayı, ısıнын hücreler tarafından ne kadar soğurulduğunun bilinmesi çok önemlidir. Deri üzerinde ısı emilimi fazla iken kaslarda azdır. Fakat, farklı hücrelerdeki sıcaklık emilimi doğrudan doğruya o hücrede bulunan su miktarı ile orantılıdır. Ayırık halka rezonatörlerinin radyo frekanstan terahertz frekanslara kadar kullanımı olduğundan dolayı biyo-sensör uygulamalarında tercih edilmektedir. Önerilen

çalışmada ise elmas şekilli bakışimsız metamalzeme tabanlı sensör uygulaması gerçekleştirilmiştir. Nümerik olarak elmas şekilli bakışimsız metamalzemenin gerçekleştirileceği ispatlanmıştır. Bu çalışmanın mevcut diğer biyo-sensör çalışmalarından farkı, üç farklı elmas şekilli bakışimsız metamalzeme yapının önerilerek diğer çalışmalarla karşılaştırılmasıdır. İlk tasarımda büyük bakışimsızlık özelliği bulunmakta iken, diğerlerinde küçük ve sıfır bakışimsızlık özelliğinin bulunduğu ispatlanmıştır (Dincer ve ark. 2014). Küçük ve sürekli bakışimsızlık admitans değeri iletilen dalgaın manüpile edilmesi ile elde edilir. Optimum bakışimsızlık değeriinde çalışma frekansında, çok katlı yapının filtreleme ve polarizasyon uygulamalarında kullanılması durumunda simetrik bir tepki elde edilmesi mümkündür. Önerilen üçüncü yapının sunduğu özellik sıfır bakışimsızlık olup, bakışimsız yokluk özelliği sunmaktadır. Bu tabir, dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenliğin sıfır olduğu durumda oluşmaktadır. Bakışimsız yokluk özellikleri polarizasyon dönüştürücü olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada diğer çalışmalara uyarlanabilir olmasından dolayı kemik iliği örnek alınarak nümerik olarak çalışılmıştır. Çalışmada ele alınan kemik iliği ile ilgili nümerik veriler (Factorova, 2008)' den alınmıştır.

Metamalzeme sinyal emici tabanlı yoğunluk sensörü uygulaması, tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen bir diğer çalışma olup, bu çalışmada tasarlanan yapı daha önce çalışılmamış özgün bir yapı içermektedir. Veselago' nun 1968 yılında ortaya koyduğu metamalzemeler üzerine çalışma dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenliğin sıfırdan küçük olabileceğini göstermiştir. Bu malzemeler, sıradışı karakteristikleri ile adeta yeni bir yüzyıl açmışlardır. Metamalzemeler sahip oldukları bu alışlagelmemiş manyetik davranışları ile algılama, emilim, polarizasyon dönüştürücü, görüntüleme ve pek çok alanda kullanılabilir. Sensör uygulamalarında, mikro ve nano boyutlu metamalzeme yapıları kullanılarak ilerleyen teknolojiyle beraber değişik uygulamalar oluşturulabilir (Dincer ve ark., 2014; Karaaslan ve Bakır, 2014; Melik ve ark., 2010). Bu çalışmada metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör uygulamalarından basınç ve yoğunluk sensörü uygulamaları araştırılmıştır. Bu uygulamalardaki anahtar parametre, rezonans frekansı olup bu frekans değeri, çevresel parametrelerden yoğunluk veya basıncın değişmesi durumunda değişmekte, dolayısı ile, çevresel parametrelerdeki değişimin gözlemlenmesine olanak sağlamaktadır. Etkili sensör tasarımında önemli

parametrelerin biri lineerliktir yani, algılama için kullanılacak yapı çevresel parametrelerdeki değişime doğrusal bir şekilde tepki vermelidir. Bu yüzden bu çalışmadaki yapı büyük bir dikkatle tasarlanmış ve bu kritere uygun olması sağlanmıştır. Diğer faktörler, düşük kayıp değeri ve ölçülebilir sinyal çıkışı olarak sıralanabilir. Düşük kayıp değeri için düşük kayıp değerine sahip bir alttaş malzemesi seçilmiş olup bu malzeme RT/Droid RT5870 malzemedir. Bu malzemenin dielektrik katsayısı ve kayıp değeri sırasıyla, 2.33 ve 0.0005' dir. Ayrıca malzeme üzerindeki kaybın az olması için alttaş kalınlığı 0.76mm olarak seçilmiştir. Bu kalınlık değerine sahip malzeme kolaylıkla temin edilebilmektedir. Metamalzeme sinyal emici tabanlı yoğunluk ve basınç sensörü uygulamasına ek olarak, bir diğer uygulama geliştirilerek bu sensörün başka kullanım alanları olabileceği vurgulanmıştır. Bu uygulama elektromanyetik enerji transferi (hasadı) uygulamasıdır. Bilindiği üzere, yaşadığımız çevrede enerji kaynakları hızla tükenmekte bu da, bilim insanlarını yeni enerji kaynakları bulmaya yöneltmektedir. Elektromanyetik enerji transferi uygulamaları bu uygulamalardan biri olup günümüzde gelişerek devam etmektedir (Ramahi ve ark. 2012). Yapı üzerindeki sensör katmanına Arlon AD350 malzemesinin kullanılması ve yapı üzerindeki ayırık üzerinde 1500Ω değerinde direnç kullanılarak elektromanyetik enerjinin, yapıda oluşturduğu elektromanyetik alanlar direnç üzerinden geçirilerek bir gerilim elde edilebilmektedir.

Tez çalışmasında yer alan bir diğer çalışma, bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme sensör uygulamalarıdır. Bakışsız ortam, bilindiği üzere optiksel aktivite ve dairesel çift kırılım özelliği gösteren ortama verilen isimdir (Sadrivov, 2012; Shelby ve Smith, 2001). Bakışsız bir ortamın değişik versiyonu olan bakışsız yokluk terimi ilk olarak Lakhtakia tarafından öne sürülmüştür (Lakhtakia, 2001), sonradan Tretyakov tarafından genişletilmiştir (Tretyakov ve ark., 2003). Bakışsız ortamın aksine, dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değerlerinin gerçel değerleri sıfıra yaklaşırken bu parametreler ile ilgili olarak, kırılma indisi değeri sıfıra yaklaşır ancak bakışsızlık terimi sıfırdan farklı olduğu duruma bakışsız yokluk olarak adlandırılabilir. Bakışsız yokluğun olduğu frekansa yokluk frekansı denir. Yokluk frekansında, bakışsız ortamın dalga empedansı uzayın empedans değerine yakındır. Bakışsız ortam, küçük helis tipli eklentilerin bakışsız ortama yerleştirilmesi ile oluşturulur (Tretyakov ve ark., 2003). Elektromanyetik dalga,

bakışimsız bir ortama çarptığı zaman, geriye giden dairesel polarize olmuş dalgalar yüzeyden yansır. Negatif polarize olmuş dalga'nın fazı, pointing vektöre ters yöndedir. Diğer bir ilginç durum ise, bakışimsız yokluk ve mükemmel elektrik düzlem arasında oluşan negatif kırılma durumudur. Tretyakov, yokluk ile ilgili terimleri, bakışimsız ortama ekleyerek bakışimsız yokluk metamalzemelerini açığa çıkarmıştır (Tretyakov ve ark., 2003). Bakışimsız yokluğun günümüzdeki uygulamaları, odaklama, saçılma, görünmezlik, fraktal çözümler, fotonik, enerji iletimi ve bakışimsız yokluk düzleminde iletim ve yansıma alanlarında kullanılmaktadır (Illahi ve Naqhi, 2009; Ahmed ve Naqhi, 2010; Cheng ve ark., 2010; Tuz ve Qiu, 2010; Qiu ve ark., 2008; Kaya ve Delihacıoğlu, 2014). Metamalzeme tasarım ve imalatında gelişen tekniklerden dolayı, metamalzeme çalışmaları geliştirilmiştir. Metamalzeme bilimi sayesinde algılayıcı alanında gelişmiş uygulamalar ortaya çıkarılmıştır. Metamalzeme alanındaki ilerlemeler, herhangi bir durum veya çözelti hakkında bilgi toplamaya yaramaktadır. Sensör alanındaki alınan iyi sonuçlardan dolayı ayrık halka rezonatörleri, metamalzeme algılama teknolojilerinde etkin bir şekilde kullanılmaktadır (Sabah ve ark. 2014; Karaaslan ve Bakır, 2014). Metamalzeme tabanlı sensörler, optik bölgede çalışacak yüzey plazma sensörleri (Ishimaru, 2005), biyo-sensörler (Sanders, 2000; Michalet ve ark. 2003; Webb ve ark. 2008), gerilim sensörleri (Melik ve ark. 2010) ve ince film sensörleri (Ohara ve ark. 2008) olarak gruplandırılabilir. Sensör uygulamalarında lineerlik, ölçülebilir bir sinyal çıkışı ve düşük kayıp katsayısı önemlidir. Yokluk kavramının bakışimsız malzemelere uyarlanması ile bakışimsız yokluk tabanlı malzemeler ortaya çıkmıştır. Metamalzemelere uyarlanması ile bakışimsız yokluk tabanlı metamalzemeler oluşmuştur. Bakışimsızlık değerinin sensör uygulamalarında pozitif katkısı olduğu Karaaslan ve Bakır' ın 2014 yılında yaptığı çalışmada görülmektedir (Karaaslan ve Bakır, 2014). Hem bakışimsızlık hem de yokluk kavramının sensör uygulamalarına uyarlanması henüz çalışılmamıştır. Bu çalışma bu alandaki eksikliği gidermek üzere geliştirilmiştir.

Tez çalışmasının son konusu metamalzeme tabanlı kablosuz enerji transferi ile beraber bir sensör uygulamasının gösterilmesidir. Bilindiği üzere elektromanyetik dalgalar ayrık halka rezonatörlerini uyardığında ortaya bir elektromanyetik enerji çıkar, bu enerji rezonatörler tarafından emilir. Bu enerjinin bir gerilim kaynağı olarak kullanılabilmesi için ayrık üzerine bir elektronik elemanın yerleştirilmesi gerekir bu

eleman genelde bir dirençtir. Bu mekanizma enerji transferi uygulamalarının temelini oluşturur. Ayırık üzerindeki eleman ayarlı bir direnç veya varikap olursa frekansın da ayarlanması gerçekleşeceği için ayarlanabilir özellik kazandırılmış olur. Ayırık üzerine yerleştirilen direnç değerinin elektromanyetik enerji transferi açısından önemi büyüktür. Bu yüzden direnç değeri ile alakalı nümerik bir çalışma sunulmuştur. Enerji transferi uygulamalarında genelde, enerjinin bir çeşidi diğer bir çeşidine dönüştürülür, bunlara örnek olarak akustik veya optik enerjinin DC' ye dönüşümü verilebilir (Lallart ve ark. 2010; Zhu ve ark. 2011). Metamalzemeler ile alakalı birçok uygulama bulunsa da, enerji transferi uygulamaları pek azdır (Ramahi ve ark. 2012; Hawkes ve Katko, 2013; Almoneef ve Ramahi 2014). Bu çalışmaların ilkinde 5.8 GHz değerinde 611mV luk bir gerilim elde edilmiştir. Diğer çalışmalarda ise 900 MHz' de 36.8% verimliliğe sahip bir çalışma deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Tez çalışması kapsamında gerçekleştirilen çalışma bu çalışmalara ek bazı özellikler barındırmaktadır. Bunlar; basit tasarım, metamalzeme sinyal emici tabanlı, ve yüksek verimdir. Basit tasarım, bu çalışmanın herkes tarafından imal edilip kullanılabilmesi için önemlidir. Enerji transferi uygulamasının sinyal emici tabanlı olması diğer çalışmalardan farklıdır ayrıca bu durum sayesinde yüksek miktarda elektromanyetik enerji tekrar kazanılabilmektedir. Bu çalışmada önerilen yapı ile 83.6% değerine sahip bir uygulama geliştirilmesi mümkündür. Ayrıca çalışma bandı olarak ISM yani endüstriyel, bilimsel ve medikal bandın seçilmesi bu bantta çalışan birçok cihaza uyarlanabilir özellik sunmasını sağlamıştır. Bu çalışmanın diğer çalışmalardan son farkı ve avantajı ise sensör uygulamasıdır. Bu çalışmada yer alan alttaş ile bakır plaka arasındaki hava boşluğuna algılanması istenen özellik ile ilgili malzeme konulması durumunda ortaya çıkan sensör uygulamaları mevcuttur. Bu sensör uygulamaları pek çok alanda kullanılabileceği ilgili bölümde açıklanmıştır.

Bu çalışmanın amacı, daha önce çalışılmış olan frekans seçici yüzey, bakışimsız metamalzeme, metamalzeme algılayıcı ve kablosuz enerji transferi konularında yer alan algılama hassasiyeti, bant genişliği ve kazanç gibi parametrelerin geliştirilerek literatüre kazandırılmasıdır.

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenliğin birlikte negatif olacağı ve buna dayanarak negatif kırılma indisinin elde edilebileceği ortamlarla ilgili ilk teorik çalışma 1967’ de Veselago tarafından gerçekleştirilmiştir (Vesalago, 1967).

Schennum, 1973 yılında yaptığı çalışmada çok bantlı frekans seçici yüzey tanımından bahsetmiştir (Schennum, 1973)

Frekans seçici yüzeylerin radar sahasında hedef küçültme, kablosuz ortamda yer alan bilgilerin girişimlerin engellenmesi gibi uygulamalarından Mitra ve Mok’ un yaptığı çalışmalarda bahsedilmiştir (Mitra ve ark., 1988, Mok ve ark., 1988).

Wardaxoglou, 1993 yılında yaptığı çalışmada çok katmanlı üretim tekniğinden istifade ederek bir frekans seçici yüzey uygulaması yapmıştır (Wardaxoglou, 1993).

Pendry 1996 ve 1999 yıllarında yaptığı çalışmalarda negatif kırılma indisinin elde edilebileceğini yönelik çalışmalar ortaya koymuştur, çalışmalarında negatif dielektrik katsayısı ve negatif manyetik geçirgenlikten bahsetmiştir (Pendry ve ark., 1996, Pendry ve ark., 1999). Böylece metamalzemelerin üretimine yönelik önemli bir adım atılmıştır.

2000 yılında Smith ve ark., tel ve ayırık halka rezonatörlerden oluşan ilk yapay metamalzemeyi üretmişlerdir (Smith ve ark., 2000).

2000 yılında Munk, yaptığı çalışmada, Frekans seçici yüzeyleri, üzerlerinde periyodik olarak yerleştirilmiş metalik rezonatörler bulunan bant durdurma ve bant geçirme filtre özellikli yapılar gerçekleştirmiştir (Munk, 2000).

2001 yılında Shelby ve ark., negatif kırılma indisi üzerine deneysel çalışmalar yapmıştır ve deneysel çalışma sonucunda negatif kırılma indisinin metamalzeme kullanılarak ortaya çıktığı görülmüştür (Shelby ve ark., 2001).

2002 yılında Smith ve ark., iletim ve yansıma katsayıları kullanılarak etkin dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değerinin hesaplanmasına yönelik bir çalışma yapmışlardır.

2003 yılında Ziolski negatif kırılma indisli bir metamalzemeyi belirli bir frekans bandında üretip test etmiştir (Ziolski, 2003).

2005 yılında Smith ve ark., metal elemanların bir alttaş üzerine periyodik olarak yerleştirilmesi ile metamalzeme elde etmiştir. Bu metamalzemede kullanılan rezonatör ayırık halka rezonatörü tipindedir (Smith ve ark., 2005).

Metamalzemelerde, bakışimsız olarak yerleştirilmiş metal rezonatörlerin bulunması durumunda bakışimsız admitans değeri sıfırdan farklı bir değer alır. Bu değer çok yüksek olduğu durumdada negatif kırılma indisinin oluşabileceğini Tretyakov, 2005 yılında yaptığı çalışmada ortaya koymuştur (Tretyakov ve ark., 2005).

Metamalzemelerin sinyal emici özelliğinden ilk olarak Bilotti' nin 2006 yılında yaptığı çalışmada rastlanılmıştır. Bilotti, bu çalışmada belli frekans aralıkları içerisinde metamalzeme kullanarak sinyalin zayıflama özelliğinden ve sinyal emici özelliğinin askeri amaçlı kullanılabileceğinden bahsetmiştir(Bilotti ve ark., 2006).

Sabah ve Uçkun 2008 yılında, üçgen ayırık halka rezonatörlü bir yapı tasarlayarak metamalzeme üretim ve testi gerçekleştirmişlerdir (Sabah ve Uçkun, 2008),

Webb ve Ohara 2008 yılında yaptıkları çalışmamalarda, metamalzeme tabanlı sensörlerin biyo sensör ve film sensör uygulamalarından bahsetmişlerdir (Webb ve ark., 2008, Ohara ve ark., 2008).

Zhu ve ark. 2008 yılında sol el metamalzeme özellikli üçgen ayırık halka rezonatörleri tasarım ve üretimi gerçekleştirmiştir (Zhu ve ark, 2008).

Zhu ve ark, 2009 yılında yine üçgen ayırık halka rezonatörlü yapı tasarım, üretim ve testi gerçekleştirmişlerdir (Zhu ve ark, 2009)

Jalali ve ark. 2009 yılında yaptıkları çalışmada üçgen ayırık halka rezonatörlü yapıyı anten boyutlarının küçültülmesinde kullanmışlardır (Jalali ve ark. 2009).

Vidyalakshmi ve ark. 2009 yılında yaptığı çalışmada üçgen ayırık halka rezonatörlü yapıyı eşdeğer devre yaklaşımı kullanarak modellemişlerdir (Vidyalakshmi ve ark.2009),

Sabah 2010 yılında yaptığı çalışmada delta şekilli rezonatör kullanarak metamalzeme tasarımı yapmıştır (Sabah, 2010).

Sun ve ark., 2011 yılında yaptıkları çalışmada geniş bantlı sinyal emici kavramı üzerinde durarak kullanım alanlarından bahsetmişlerdir (Sun ve ark., 2011).

Cheng ve ark., 2012 yılında yaptığı çalışmada, metamalzemelerin sinyal emici olarak kullanılmasından ve elektromanyetik görünmezlikten bahsetmiştir (Cheng ve ark., 2012)

Chen ve ark., 2012 yılında yaptıkları çalışma,ve Ekmekci ve Sayan'ın 2013 yıllarında yaptıkları çalışma, metamalzemelerin sensör olarak konfigüre edilmesi ile ilgili olup metamalzeme yapılarının basınç, nem, sıcaklık ve yoğunluk sensörü olarak kullanılmasından bahsetmişlerdir (Chen ve ark., 2012, Ekmekci ve Sayan 2013).

Ramahi ve ark., 2012 yılında yaptığı çalışmada metamalzemelerin kablosuz enerji transferi konusunda kullanılabileceğini, uygulamalı olarak anlatmıştır. Bu çalışmada 611mV'luk bir gerilim elde edilebilmiştir. Bu gerilim değeri yaklaşık olarak 5.8 GHz de elde edilmiş olup enerji hasadı konfigürasyonundan detaylı olarak bahsedilmiştir (Ramahi ve ark., 2012).

Çimen, 2012 yılında yaptığı çalışmada 6-12GHz aralığında çalışan bir frekans seçici yüzey tasarlamış ve bu frekans seçici yüzeyin çift bant özelliğine vurgu yaparak nümerik ve deneysel sonuçlar elde etmiştir (Çimen, 2012).

Cheng ve ark., 2013 yılında yaptıkları çalışmada, bir metamalzeme sinyal emici tasarlamış ve bu metamalzeme sinyal emiciyi varikap diyot kullanarak sinyal emici frekansını değiştirmişlerdir. Yaklaşık olarak 1.5 GHz' lik bir bant genişliğini 0-20V ters gerilim kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Ayrıca tasarladıkları yapının geometrik şeklinden dolayı polarizasyon bağımsız olduğunda çalışmaya eklemiştir.

Deivasigamani ve ark., 2013 yılında yaptıkları çalışmada, MEMS tabanlı bir toplum sağlığı izleme sensörü tasarlamış ve yaptıkları çalışmaları geçmişte yapılan izleme sensörleri ile karşılaştırmıştır.

Karaaslan ve Bakır, 2014 yılında yaptığı çalışmada metamalzeme tabanlı bir sensör uygulaması gerçekleştirmiştir. Bu çalışmada bakışimsızlık üzerine durulmuş olup bakışimsızlığın ölçüm hassasiyetini artırdığı vurgulanmıştır. Aynı çalışmada yoğunluk, basınç, nem ve sıcaklık sensör konfigürasyonları üzerinde durulmuştur (Karaaslan ve Bakır, 2014).

Ali ve ark, 2015 yılında yaptıkları çalışmada bir metamalzeme tabanlı sensör tasarlayarak metal bir eleman üzerindeki gözle görülmeyen çatlakların tespitine yönelik bir çalışma gerçekleştirmişlerdir (Ali ve ark., 2015).

3. MATERİYAL VE YÖNTEM

3.1. Materyal

Bu bölümde, çalışmada kullanılan yapılar ve kullanıldıkları çalışmalar aşağıda listelenmiştir. Bu yapılar, CST Microwave Studio programı kullanılarak simüle edilmiş ardından üretim ve testleri CNC PCB üretim makinesinde üretilerek Agilent ve Rohde-Schwarz marka network analizörlerinde testleri gerçekleştirilmiştir.

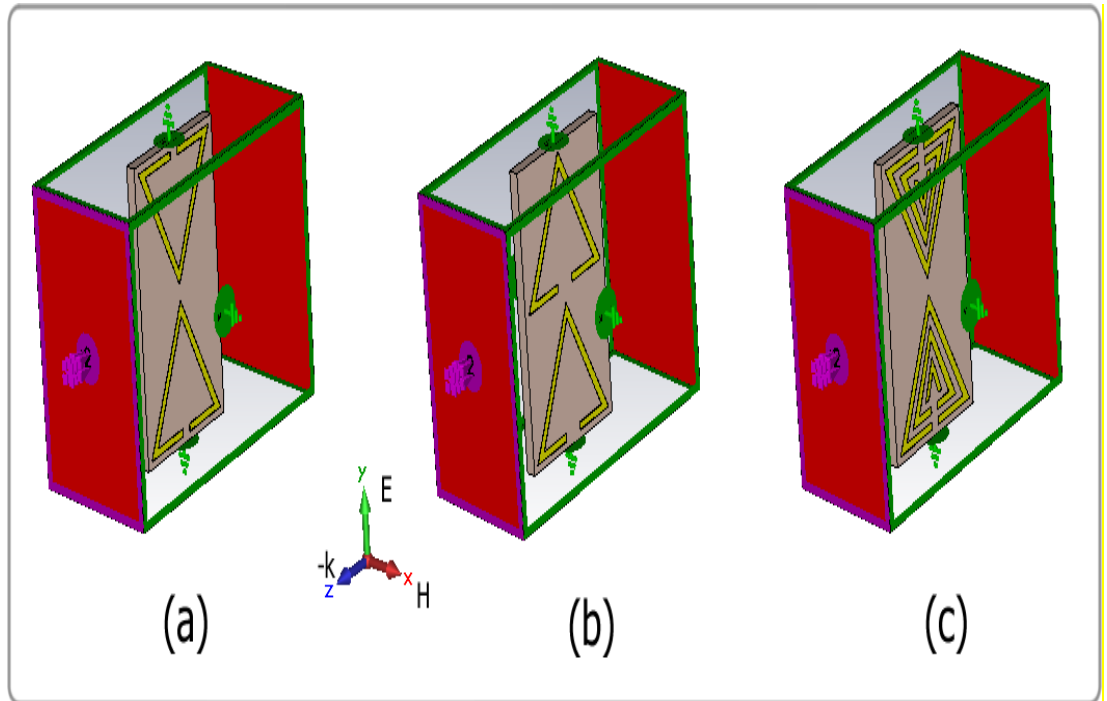
- Metamalzeme karakterizasyonu için üç farklı tasarım gerçekleştirilmiş olup bunlar; üçgen ayırık halka rezonatörleri(iki farklı konfigürasyonda) ve içiçe üçgen ayırık halka rezonatörlerinden oluşmaktadır.
- U şekilli frekans seçici yüzey tabanlı sinyal emici ve sensör uygulaması çalışmasında üç farklı tasarım gerçekleştirilmiş olup bunlar; tek U şekilli frekans seçici yüzey, iki U şekilli frekans seçici yüzey ve dört U şekilli frekans seçici yüzey tasarımından oluşmaktadır.
- Bakışsız metamalzeme sensör çalışmasında bir adet tasarım gerçekleştirilmiş olup bu tasarım ayırık kare ve halka rezonatörlerinden oluşmaktadır.
- Ayarlanabilir metamalzeme tabanlı sinyal emici ve sensör uygulamasında dikdörtgen şekilli ayırık halka rezonatörden oluşmaktadır.
- Biyo-sensör uygulamasında içiçe dört kare rezonatöründen oluşmaktadır.
- Metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör uygulamasında, dikdörtgen şekilli rezonatör ve bir adet yama dan oluşmaktadır.
- Bakışsız yokluk tabanlı sensör uygulaması, gama şekilli rezonatörden oluşmaktadır.
- Metamalzeme enerji transferi ve sensör uygulaması çalışması kare ayırık halka rezonatöründen oluşmaktadır.

Belirtilen uygulamalar için tasarlanan yapılar ait detaylı teknik özellikler aşağıdaki bölümde verilmiştir.

3.1.1. Metamalzeme Karakterizasyonu İçin Tasarlanan Yapılar

Metamalzeme karakterizasyonu için alttaş olarak bağıl dielektrik sabiti 2.33, kalınlığı 1 mm olan Roger RT 5870 malzemesi kullanılmıştır. Alttaş üzerinde yer alan bakır rezonatörlerin kalınlığı 0.035 mm olup elektrik iletkenliği ise 5.8001×10^7 S/m

dir. Seçilen malzeme üzerindeki kayıpların düşük olması amacıyla Roger RT5870 malzemesi özellikle tercih edilmiş olup belirtilen malzemenin kayıp tanjant değeri 0.0005'dir. Şekil 3.1 de görülen her bir birim hücre 11.43 mm eninde, 19 mm boyundadır. Bakır şeritlerin kalınlığı 1 mm , bütün tasarımlarda yer alan açıklık genişliği 2 mm , bakır şeritler ile RT 5870 alttaş' ın en uç mesafesi arası 1 mm ' dir. Tüm bu metamalzeme birim hücreleri sonlu integral metodu temelli bir elektromanyetik analiz programı olan CST Microwave Studio programı kullanılarak iletim ve yansıma özellikleri elde edilmiştir. Kaskat üçgen ayırık halka rezonatörlerine çizelge 3.1' de gösterilen 5 farklı sınır koşulu uygulanarak metamalzeme karakteristikleri ortaya konmuştur. Bu geometrinin tercih edilmesinde en büyük etken, üçgen ayırık halka rezonatörlü yapıların kullanıldığı çalışmaların, özellikle içiçe üçgen ayırık halka rezonatörlü yapıları içeren çalışmaların literatürde az yer alması ve bu geometriyi kullanarak metamalzeme karakterizasyonu gerçekleştirilmek amacıyla kullanılarak literatüre katkı sağlanması amacıdır. Dört ve beş numaralı sınır koşulu birbirleriyle aynı olmakta beşinci sınır koşulunda dalga geliş yönü rezonatörler üzerine dik gelecek şekilde tasarlanmıştır.



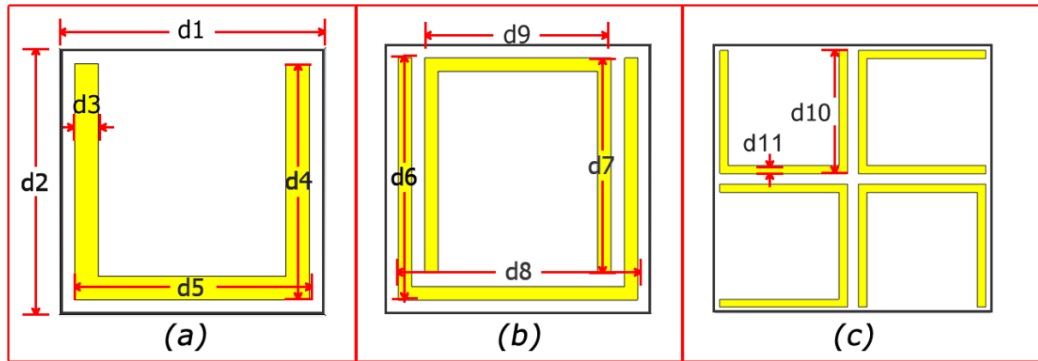
Şekil 3.1. Metamalzeme karakterizasyonu için tasarlanan üçgen ayırık halka rezonatörlü (a) Birinci , (b) ikinci, (c) üçüncü yapı

Çizelge 3.1. Üçgen ayırık halka rezonatörlü metamalzeme karakterizasyonu için uygulanan sınır koşullar.

Sınır Koşullar	X	Y	Z
1	PEC	PEC	Open Add Space
2	PMC	PEC	Open Add Space
3	PMC	PMC	Open Add Space
4	Unit Cell	Unit Cell	Open Add Space
5	Unit Cell	Unit Cell	Open Add Space

3.1.2. U-Şekilli Frekans Seçici Yüzey Tabanlı Sinyal Emici ve Sensör Uygulaması İçin Tasarlanan Yapı

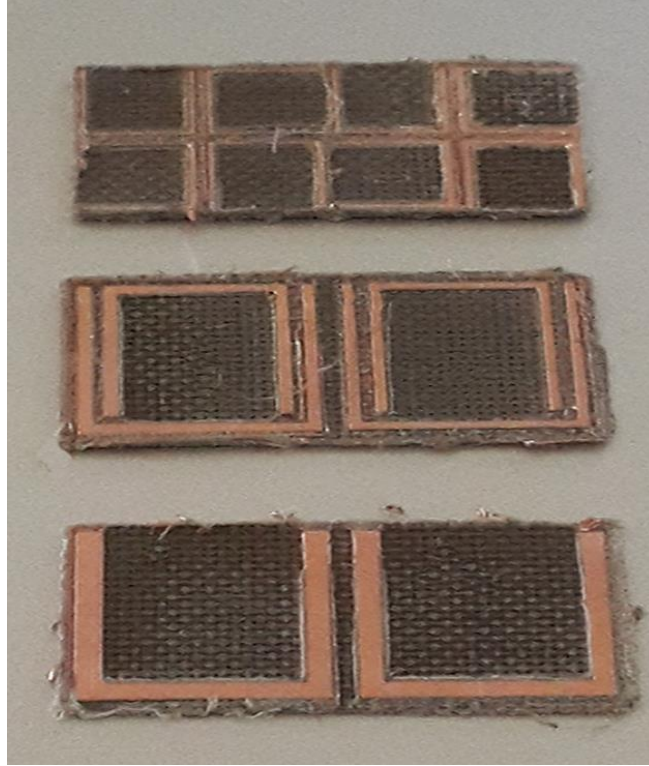
Bu çalışmada, tek, çift ve dört U şekilli rezonatörlerin bir birim hücrede kullanılması ile frekans seçici yüzey, sinyal emici ve sensör uygulaması için kullanılışı açıklanmıştır. Bu tip rezonatörler dar bant genişliklerinden dolayı mikrodalga filtre uygulamaları için kullanılması uygundur. Tek, çift ve dört U şekilli rezonatörlerin yerleşimi Şekil 3.2’ de boyut tasarımına ilişkin detaylar Çizelge 3.2’ de sunulmuştur. Şekil 3.2’ de görülen U şekilli elemanlar Arlon CuClad 217 alttaş üzerine yerleştirilmiş olup bu malzemenin dielektrik katsayısı ve kayıp tanjant değeri sırasıyla $\epsilon_R = 2.17$ ve 0.0009 'dir. Alttaş kalınlığı olarak 0.5 mm seçilerek alttaş üzerindeki kaybın minimum olması amaçlanmıştır. Şekilde görülen her bir birim hücrenin boyu 10x10 mm’ dir. Rezonatörler, 0.0175 mm kalınlığında 5.8001×10^7 S/m iletkenlik değerine sahip bakır kullanılarak imal edilmiştir. Tasarımda seçilen bu ölçüler bu çalışmanın X ve Ku bandında 8 – 18 GHz aralığında çalışacak şekilde FIT CST Microwave Studio programında tasarlanmış ardından CNC baskı devre imalat cihazı kullanılarak imal edilmiştir. İmal edilen yapılar Şekil 3.3 de görülmektedir.



Şekil 3.2. U şekilli frekans seçici yüzey, sinyal emici ve sensör uygulaması için tasarlanan yapılar, (a) tek elemanlı birim hücre, (b) iki elemanlı birim hücre, (c) dört elemanlı birim hücre

Çizelge 3.2. Şekil 3.2 de görülen U şekilli frekans seçici yüzey, sinyal emici ve sensör uygulaması için belirlen ölçüler.

d1	d2	d3	d4	d5	d6	d7	d8	d9	d10	d11
10	10	0.8	9	9	9	8	9	7	4.6	0.3

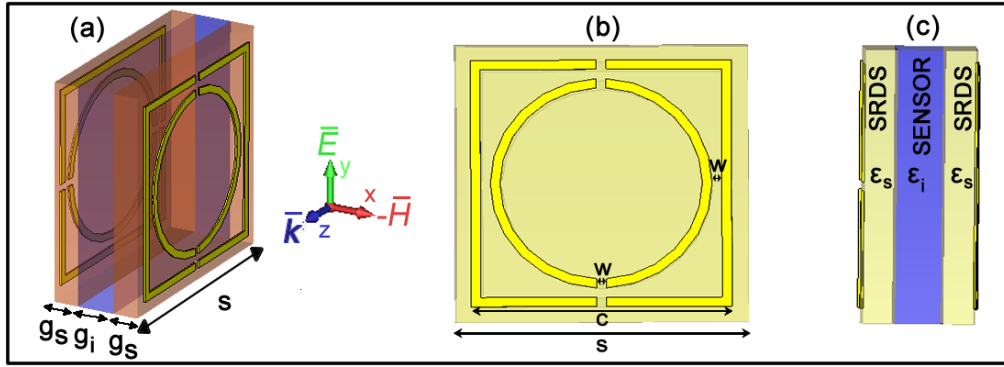


Şekil 3.3. U şekilli frekans seçici yüzey, sinyal emici ve sensör uygulaması için imal edilen yapılar.

3.1.3. Bakışsız Metamalzeme Sensör Uygulaması İçin Tasarlanan Yapı

Bakışsız metamalzeme sensör uygulaması için tasarlanan yapı dışta bir kareden içte ise bir daireden oluşmaktadır ayrıca alt ve üst noktalarda $w = 0.15 \text{ mm}$ genişliğinde bir açıklık bulunmaktadır. Arkayüzdeki yapı, önyüzdeki yapının aynısı olup ön ve arkayüz arasında 90° fark vardır. Bu fark sayesinde güçlü elektromanyetik kuplaj elde edilmesi amaçlanmıştır. Alttaş malzemesi olarak $g_s = 0.5 \text{ mm}$ kalınlığında GML 1000 malzemesi seçilmiştir bu malzemenin dielektrik katsayısı ve kayıp tanjant değeri $\epsilon_s = 3.05$ ve $\zeta = 0.004$ dir. Rezonatörler bakırdan imal edilmiş olup bakır kalınlığı ve iletkenliği sırasıyla 0.035 mm ve $\sigma_{cu} = 58 \times 10^6 \text{ S/m}$ dir. Şekil 3.4 de görüldüğü üzere alttaşın genişliği $s = 4.5 \text{ mm}$ dışta yer alan kare rezonatörün genişliği $c = 4 \text{ mm}$, kare ve daire rezonatör arasında ayrıca bu rezonatörlerin üzerinde bulunan açıklık değeri için $w = 0.15 \text{ mm}$ tercih edilmiştir. FIT tabanlı CST Microwave Studio

programında tasarlanan yapı daha sonra CNC baskı devre üretim makinesinde üretilmiştir. Üretilen yapı Şekil 3.5’ de görülmektedir. Bu yapı tasarlanırken literatür taraması yapılarak mevcut çalışmalarda kullanılan yapılar gözden geçirilmiş daha sonra yine literatür taraması sonucu elde edilen geometrilerden ayırık halka rezonatörlü yapıda yüksek bakışimsızlık oranına sahip olması nedeniyle ayırık halka rezonatörlü yapıda karar kılınarak, rezonatör ve alttaş boyutları çalışma frekansına göre ayarlanmış ardından CST programında parametrik tarama özelliğinden faydalanılarak sensör kabiliyetlerinin en iyi olduğu boyutlar tespit edilmiş ardından üretim ve test aşamalarına geçilmiştir.



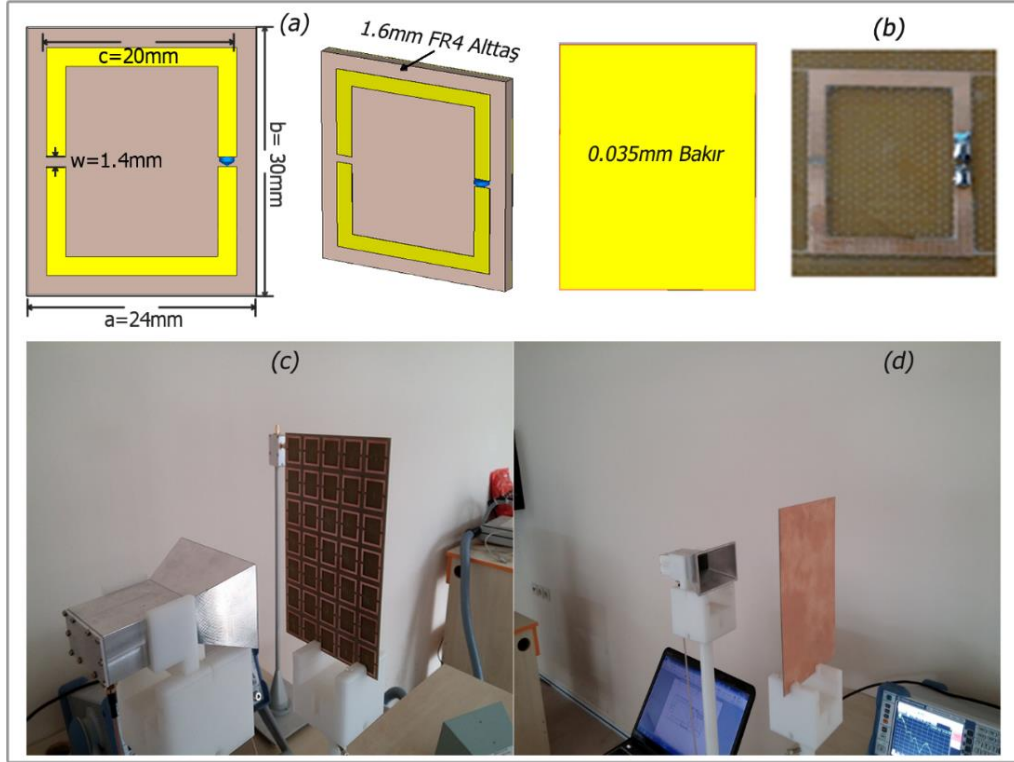
Şekil 3.4. Bakışimsız metamatlzele sensör yapısı, (a) profilden görünüş, (b) ön görünüş, (c) yan görünüş



Şekil 3.5. Bakışimsız metamatlzele için üretilen yapı

3.1.4. Ayarlanabilir Metamalzeme Tabanlı Sinyal Emici ve Sensör Uygulaması İçin Tasarlanan Yapı

Amaçlanan çalışma için Şekil 3.6.a ve Şekil 3.6.b' de görüldüğü gibi dikdörtgen şekilli ayırık halka rezonatörlü yapı tercih edilmiştir. Bu yapı dikdörtgen rezonatörlerin tam orta noktasında yer alan iki yerde $w = 1.4 \text{ mm}$ genişliğinde açıklık bulunmakta olup sağ taraftaki açıklık üzerine varaktör diyot yerleştirilerek ayarlanabilen metamalzeme tasarımı gerçekleştirilmiştir. Dielektrik malzemesi için 1.6 mm kalınlığında, 4.3 bağıl dielektrik katsayısı değerine sahip FR4 cinsi alttaş tercih edilmiştir. Çünkü FR4 yüksek frekanslarda kolaylıkla çalışabilen bir malzeme olup kolaylıkla bulunabilmektedir. Rezonatörler için, bakır cinsi metal tercih edilmiştir, bakır $5.8001 \times 10^7 \text{ S/m}$ elektriksel iletkenliğe ve 0.035 mm kalınlık değerine sahiptir. Şekilden de görüldüğü üzere dikdörtgen birim hücre ölçüsü $24 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ olarak tercih edilmiştir. FIT tabanlı CST Microwave Studio programı kullanılarak tasarlanan yapılar CNC baskı devre üretim cihazında 5×7 birim hücre olacak şekilde üretilmiştir, üretilen malzemenin boyutu $120 \text{ mm} \times 210 \text{ mm}$ dir. Şekil 3.6.b' ve Şekil 3.6.c' de üretilen yapılar görülmektedir. Varaktör diyot olarak 2019-079LF model diyot tercih edilmiş olup bu modele ilişkin gerekli parametreler tasarım programına girilmiştir. Şekil 3.6' da görüldüğü gibi modele ait alttaş $30 \text{ mm} \times 24 \text{ mm}$ boyutlarındadır. Rezonatör olarak dikdörtgen şekilli rezonatör tercih edilmiş olup, bu rezonatörün iki noktasında ayırık vardır. Ayırık noktaların sadece birisi üzerine varaktör diyot yerleştirilmiştir. Sinyal emici özelliği göstermesi için alttaş arkası tamamen bakır ile kaplanmıştır. Bu model, tasarlanırken öncelikle bu çalışmadan beklenen çıktılar ortaya konmuş, sonrasında CST microwave studio programında, çalışma frekansına ile ilgili olarak boyutlar belirlenmiştir. Boyutlar belirlenirken dalga boyunun yarısına veya dörtte birine yakın boyutlar tercih edilmiştir. Bu boyutlar belirlendikten sonra rezonatör geometrisi deneme yanılma metodu ile belirlenmiştir. Geometri belirlendikten sonra CST microwave studio programında yer alan parametreye bağlı tarama özelliği kullanılarak hangi varaktörün istenilen sonuçlara yakın sonuç verdiği belirlenerek tasarım tamamlanmıştır. İlgili diyotun aktif devre parametrelerinin elde edilmesi için Agilent Advanced Design System 2013 yazılımı kullanılmış olup voltaj değerlerine karşılık gelen kapasitans değerleri Çizelge 3.3 de sunulmuştur.



Şekil 3.6. Ayarlanabilir metamalzeme sinyal emici ve sensör uygulaması için tasarlanan yapı (a) Birim hücre ölçü değerleri, (b) yerleştirilen varaktör diyet, (c) üretilen birim hücreler, (d) üretilen yapının arkasında yer alan bakır kaplama

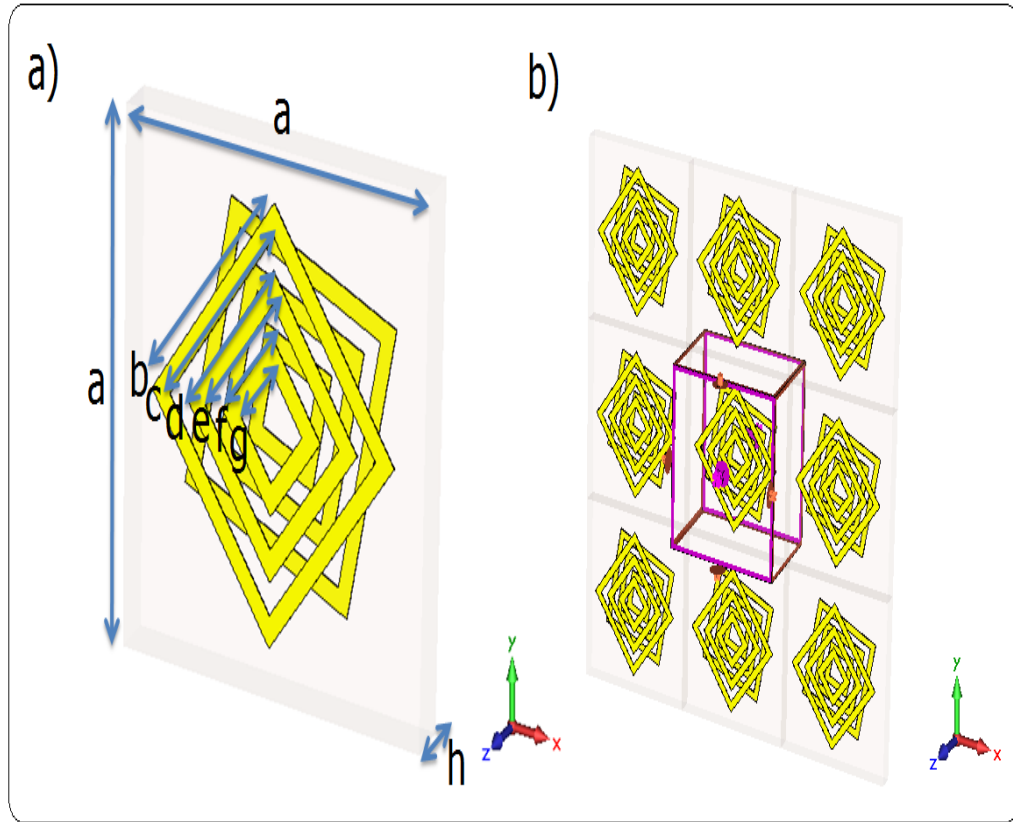
Çizelge 3.3. 2019-079LF model varaktör diyet için elde edilen devre parametreleri.

$V_r(V)$	$C(pF)$	$R(\Omega)$	$L(nH)$
0	2.25	4.51	0.70
-1	1.60	4.45	0.70
-2	1.25	4.35	0.70
-3	1.10	4.20	0.70

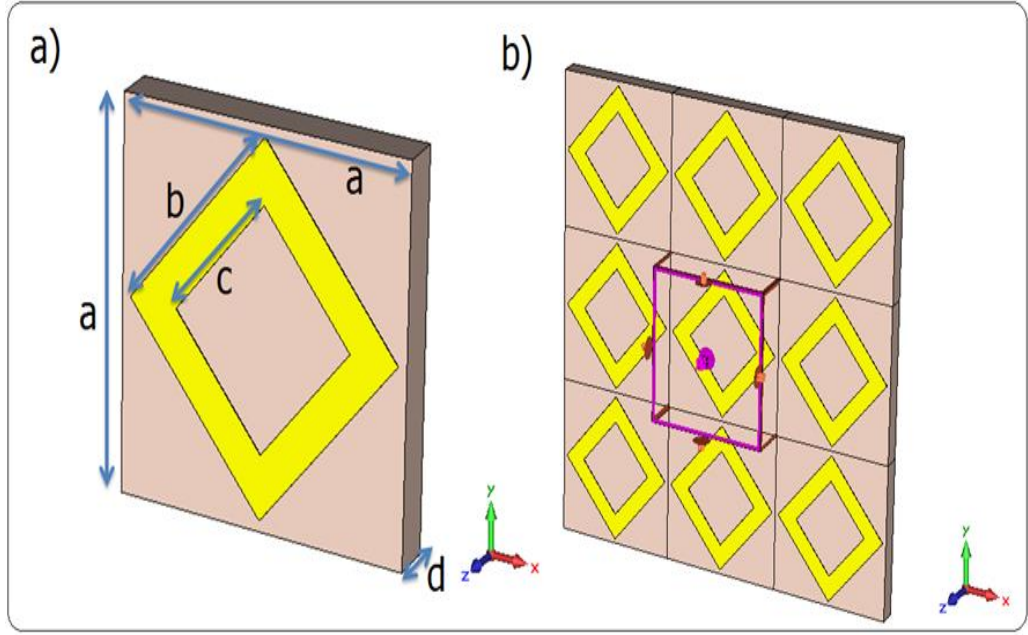
3.1.5. Biyosensör Uygulaması İçin Tasarlanan Yapı

Büyük, küçük ve sıfır bakışimsızlık tabanlı elmas şekilli üç yapı tasarlanmış olup bu yapılar şekil 3.7, 3.8 ve 3.9 da sunulmuştur. Büyük bakışimsızlık için 4 adet içiçe geçmiş elmas şekilli rezonatör şekil 3.7’ de görüldüğü üzere dielektrik alttaşın alt ve üst katmanlarına yerleştirilmiş olup bu yapıların arasında 90° fark mevcuttur. Rezonatörler için bakır malzemesi seçilmiş olup seçilen bakırın kalınlığı ve iletkenliği sırasıyla 0.035 mm ve $5.8001 \times 10^7\text{ S/m}$ tir. Çalışmada yer alan kemik iliğine bağlı sıcaklık değişimi için alttaş olarak rezonatörler ardında kemik iliği olduğu varsayılmış ve simülasyon çalışmaları buna göre yapılmıştır. Alttaş kalınlığı 1.6 mm olup bu değer çalışma boyunca sabit tutulmuştur. Şekil 3.7.a da gösterilen yapının boyutları $a = 14$

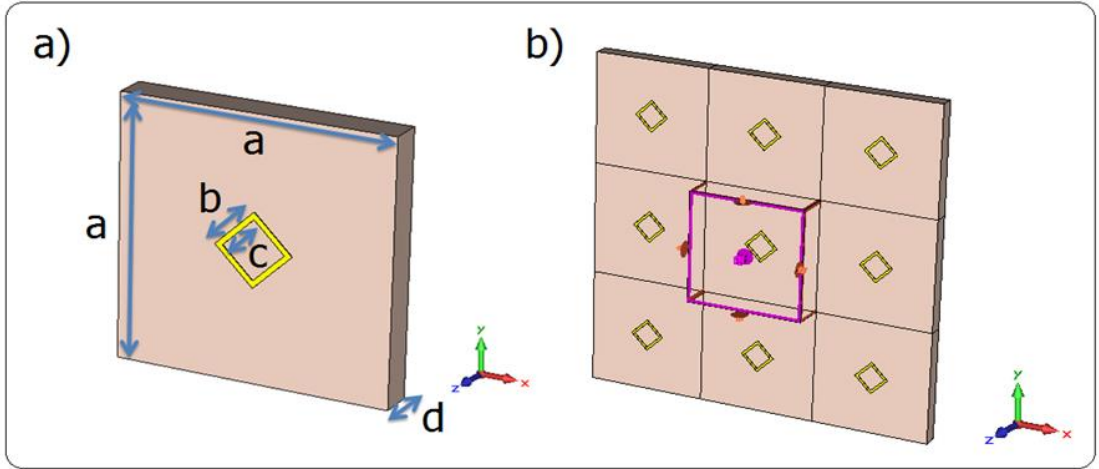
mm, $b = 8$ mm, $c = 6.8$ mm, $d = 5.6$ mm, $e = 4.4$ mm, $f = 3.2$ mm, $g = 2$ mm' dir. Ayrıca, Şekil 3.7.b' de yapının profil görünüşü sunulmuştur. Küçük bakışimsızlık değeri elde etmek için ayrık halka tipi rezonatör tabanlı yeni jenerasyon iki farklı bakışimsız metamatizeme tasarlanmıştır. Dielektrik alttaşı ve onun üzerine yerleştirilmiş rezonatörden oluşturulmuştur. Rezonatörler bakır cinsi metalden yapılmış olup 5.8001×10^7 S/m elektriksel iletkenliğe ve 0.035 mm kalınlık değerine sahiptirler. Şekil 3.8' de görüldüğü üzere, büyük bakışimsızlık temelli sensör uygulamasında olduğu gibi küçük bakışimsızlık temelli sensör uygulamasında da elmas şekilli rezonatörler kullanılmıştır, ancak bu sefer dört adet içiçe rezonatör yerine sadece bir tane elmas şekilli rezonatör kullanılmaktadır. Rezonatör ve alttaşı malzeme özellikleri büyük bakışimsızlık için tasarlanan yapı ile aynı olup boyutları $a = 12$ mm, $b = 8$ mm, $c = 5.2$ mm dir. Şekil 3.8.b' de yapının profil görünüşü sunulmuştur. Büyük bakışimsızlık gösteren yapıdan bir farkı da en alt kısımda rezonatörün olmaması, sadece ön yüzde rezonatör yerleşimi yapılmış olmasıdır.



Şekil 3.7. Büyük bakışimsızlık temelli sensör uygulaması için tasarlanan yapı, (a) ölçüler, Birinci yapı için birim hücre ölçü değerleri, (b) büyük bakışimsızlık temelli tasarlanan yapının profil görünüşü



Şekil 3.8. küçük bakışimsızlık temelli sensör uygulaması için tasarlanan yapı, (a) ölçüler, Birinci yapı için birim hücre ölçü değerleri, (b) küçük bakışimsızlık temelli tasarlanan yapının profil görünüşü

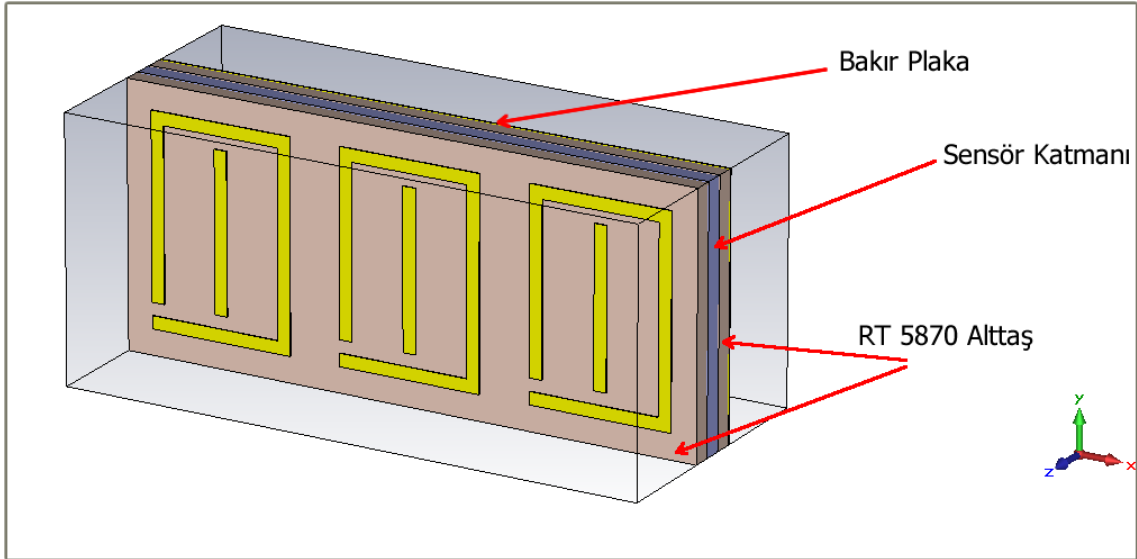


Şekil 3.9. sıfır bakışimsızlık temelli sensör uygulaması için tasarlanan yapı, (a) ölçüler, Birinci yapı için birim hücre ölçü değerleri, (b) sıfır bakışimsızlık temelli tasarlanan yapının profil görünüşü

Elmas şekilli bakışimsız metamalzeme tabanlı diğer bir şekil olarak sıfır bakışimsızlık değerine sahip bir diğer yapı Şekil 3.9’ da sunulmuştur. Bu tasarımda da yine elmas şekilli tek bir rezonatör kullanılmış olup, rezonatör için bakır malzeme tercih edilmiştir. Yine diğer elmas şekilli tasarımlarda olduğu gibi kemik iliği, alttaş olarak kullanılmıştır. Şekil 3.9a’ da tanımlanan boyutlar şu şekildedir ; $a = 12.5 \text{ mm}$, $b = 2.5 \text{ mm}$, $c = 2 \text{ mm}$ dir. Ayrıca, Şekil 3.9.b’ de yapının profil görünüşü sunulmuştur.

3.1.6. Sinyal Emici Tabanlı Sensör Uygulaması İçin Tasarlanan Yapı

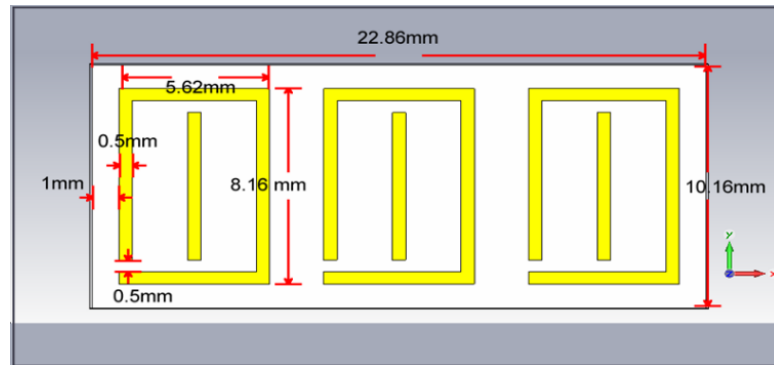
Sinyal emici tabanlı sensör uygulaması için düşük kayıp değerine sahip bir malzeme olan Roger RT 5870 malzemesi alttaş olarak belirlenmiştir. RT 5870 malzemenin kalınlığı ve kayıp değeri sırasıyla 0.76mm ve 2.33 değerlerine sahip olan yapının profil görünüşü şekil 3.10' da sunulmuştur. Şekilde görüldüğü üzere ön yüzde bulunan rezonatör ve arka yüzde bulunan metal kaplama bakır olup sınır koşulları olarak X ve Y eksenlerinde mükemmel elektrik değeri Z' de açık alan tercih edilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere ön ve arka yüzde yer alan alttaş malzemeleri arasına bu uygulamanın bel kemiği olan algılayıcı katmanı yerleştirilmiştir. Algılayıcı katmanı kullanılarak bu çalışmada yoğunluk, basınç, sıcaklık ve nem algılama gibi uygulamalar açıklanmış, yoğunluk ve basınç algılama çalışması deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.10. Sinyal emici tabanlı algılayıcı çalışması için tasarlanan yapıya ait profil görüntü.

Sinyal emici tabanlı sensör uygulaması için gerçekleştirilecek çalışma X bant ve dalga kılavuzunda gerçekleşeceği için ölçüler X bant dalga kılavuzu ile uyumlu seçilmiş olup ölçüleri şekil 3.11 de verilmiştir. Şekil 3.11 de görüldüğü üzere, rezonatörler özgün bir yapıda tasarlanmış olup birbirinin aynısı 3 ayrı dikdörtgen halka rezonatörden oluşmaktadır bu rezonatörlerin ortasında uzunluğu 6.16mm olan bir yama eklenmiştir. Daha önceden belirtildiği gibi, RT 5870 alttaş malzemenin üzerinde kaybın en asgari olması için kalınlığı 1mm olarak tercih edilmiştir. Ayrıca bakır rezonatörler ile alttaşın uç noktalarındaki mesafe X ve Y eksenlerinde 1mm'dir. Rezonatörler bakır cinsi

metalden yapılmış olup $5.8001 \times 10^7 S/m$ elektriksel iletkenliğe ve $0.036 mm$ kalınlık değerine sahiptirler. Üretilen numune şekil 3.12’ de görülmektedir. Numune üretimi LPKF firmasının E33 model CNC baskı devre üretim makinesi kullanılmıştır. Bu yapının tasarım aşamaları şu şekilde açıklanabilir. Öncelikli olarak X- bantta çalışılacağı için rezonatör boyutları WR90 dalga kılavuzu boyutlarına getirilmiştir. Ardından düşük dielektrik katsayısı değerine sahip alttaş için Roger tabanlı bir malzeme olan RT5870 seçilmiştir. Kalınlık arttığında malzeme üzerinde kayıplarda artacağı için ne çok ince nede çok kalın bir değer olan $1mm$ değeri tercih edilmiştir. Çalışma sinyal emici tabanlı olacağı için arka tarafta yer alan malzemenin ardı tamamen bakır ile kaplanmıştır. Bu gibi sabitler uygulandıktan sonra literatürde yer almayan bir şekil üzerinde CST programında çalışılmıştır. Öncelikli olarak tek bir elemandan oluşan değişik ayırık halka rezonatörlü yapılar benzetim metoduyla denenmiş ancak sensör uygulamalarındaki yetersizliklerinden dolayı tek elemandan oluşan yapılar yerine alttaş üzerine birbirinin aynısı üç ayırık halka rezonatörlü yapı geliştirilmiştir. Yine benzetim metodunun verdiği sonuçlar sonucu bu rezonatörlerin içine birer yama yerleştirildiğinde sensör uygulamalarında hassasiyetin arttığının benzetim metoduyla tespit edilmesinden sonra Şekil 3.11’ de yer alan yapı geliştirilmiştir. Bu yapı benzeri yapılar literatürde çok fazla yer almamaktadır. Ayrıca, bu yapının hem sinyal emici hem sensör özelliği bulunduğundan dolayı literatür için ayrıca önemlidir. Rezonatör boyutları şekildende görüldüğü gibi hem sensör uygulamalarında hem de sinyal emici özelliği için benzetim programında parametrik tarama sonucu en iyi sonuçların elde edildiği boyutlarda tercih edilmiştir. Ayrıca, kenar boşlukları CNC cihazından kolay üretim elde edilebilmesi için $1mm$ boşluk kalacak şekilde tasarım tamamlanmıştır. Böylece olası üretim hatalarının önüne geçilmeye çalışılmıştır.

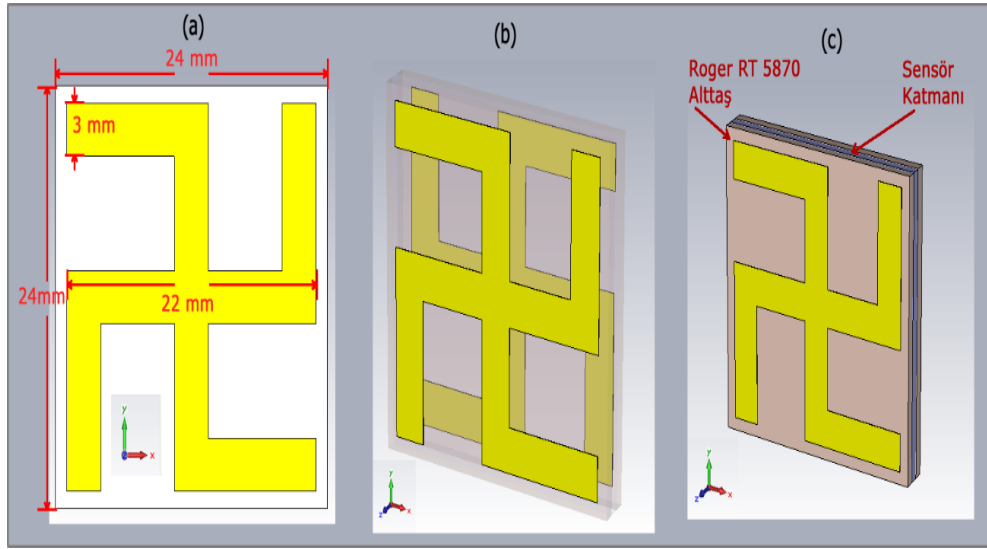


Şekil 3.11. Sinyal emici tabanlı algılayıcı çalışması için tasarlanan yapıya ait ölçüler

3.1.7. Bakışsız Yokluk Tabanlı Sensör Uygulaması İçin Tasarlanan Yapı

Bu çalışmada gamalı haç şekilli rezonatör ön ve arka yüzü 180° farkla, Şekil 3.12’ de görüldüğü gibi yerleştirilmiştir. Algılayıcı katmanı şekilde de görüldüğü gibi rezonatörler arasına yerleştirilerek sıcaklık, nem, yoğunluk ve basınç sensörü uygulaması gerçekleştirilmiştir. Rezonatörlerin ön ve arkayüze farklı açıyla yerleştirilmesiyle, güçlü kuplaj elde edilerek biyolojik ve fiziksel sensör uygulamaları gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Bu çalışmada rezonatör ve alttaş kalınlıkları sabit tutularak algılayıcı katmanının elektrik geçirgenliğinin yansıma ve iletim rezonans frekansları üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir. Ayrıca, algılayıcı katmanın kalınlığı ve elektrik geçirgenliği (d_s , ϵ_s) değiştirildiğinde etkili sonuçlar alınmıştır. Alttaş malzemesi olarak düşük dielektrik kayıp değerine sahip Roger RT5870 malzemesi kullanılmıştır ve bu malzemenin kalınlığı $1mm$ ’dir. Sensör katmanında basınç sensörü uygulaması hariç olmak üzere $1mm$ kalınlığa sahiptir. Gamalı haç şekilli rezonatörler bakırdan imal edilmiş olup kalınlığı $0.035mm$ ve iletkenlik değeri $\sigma_{cu} = 58 \times 10^6 S/m$. Bu yapı tercih edilirken öncelikli olarak ayırık halka rezonatörlü literatürde bulunmayan yapılar benzetim programında denenmiş ancak bakışsız yokluk özelliği göstermemesinden dolayı vazgeçilmiştir. Literatürde daha önce frekans seçici yüzey olarak çalışılan gamalı haç şekilli yapının bakışsız yokluk özelliği gösterip göstermediği ile ilgili tasarım yapılmış bu tasarım yapılırken öncelikli olarak alttaşın düşük dielektrik katsayısı değerine sahip olması gerekliliğinden dolayı Roger tercih edilerek gamalı haç şekilli rezonatör bu alttaş üzerine çalışılmıştır. Bu, ön çalışmaların ardından yapının bakışsız özelliği için parametreye bağlı tarama yaptırılarak Şekil 3.12’ de görülen bakışsız yokluk özelliğini gösteren bu yapının tasarlanıp üretilmesine karar verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi alttaş, $24mm \times 24mm$ boyutlarında olup rezonatörlerin genişliği $3mm$ ’dir ayrıca ön ve arka yüzde yer alan rezonatörler arasında bakışsız özelliği için 90° fark vardır. Alttaş olarak kullanılan malzemenin düşük kayıp değerine olması metamalzeme sensör uygulamaları için çok önemli olup bu çalışmada, RT5870 malzemesinin kullanılmış olmasının sebebi budur. Ayrıca kalınlığı düşük tutularak kayıpların en aza indirgenmesi amaçlanmıştır. Bu çalışmada yer alan rezonatörlerin uzunluğu $22mm$ ’dir. Bu uzunluğun tercih edilmesiyle birlikte bakışsız yokluk tabanlı sensörün X –bantta çalışması amaçlanmış ve kenarlardan $1mm$ boşluk kalması sayesinde üretim daha kolay şekilde

gerçekleştirilmiştir. Gamalı haç şekilli yapı daha önce bakışsız yokluk amacıyla değişik boyut ve değişik alttaş özellikleri ile birlikte Soukoulis grubunun 2011 yılında yaptığı çalışmada kullanılmıştır (Zhao ve ark. 2011) ve Tretyakov tarafından (Tretyakov ve ark., 2003) çalışmasında bakışsız yokluk tanımını yapmada kullanılmıştır. Bu çalışmada boyutlar ve kullanım amacı değiştirilerek benzer bir yapı üretilip sensör uygulamaları geliştirilmiştir.

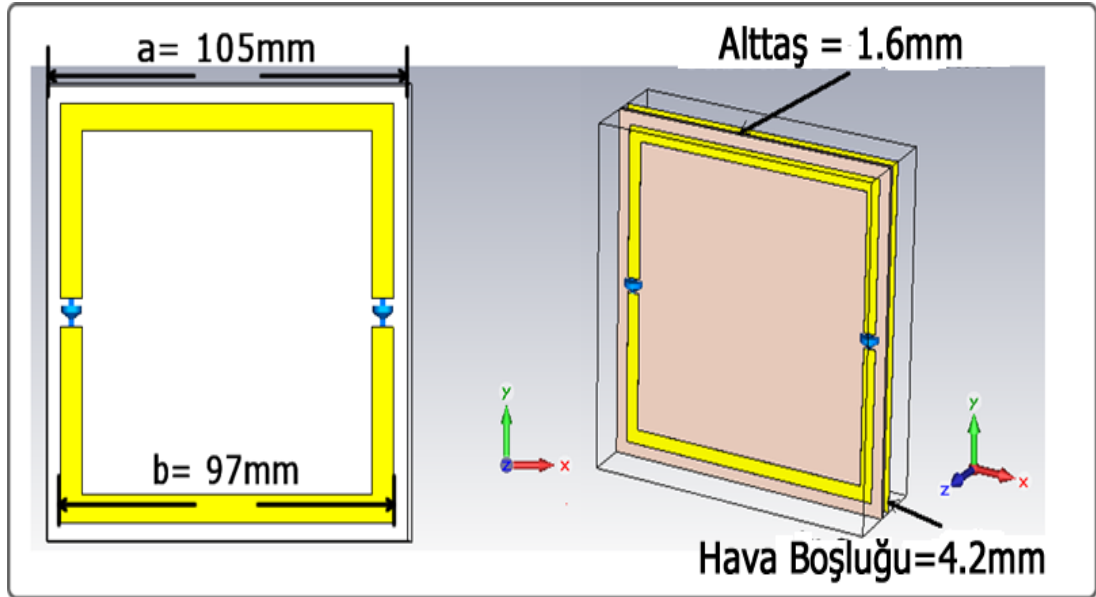


Şekil 3.12. Bakışsız yokluk tabanlı algılayıcı uygulaması için tasarlanan gamalı haç şekilli metamalzeme yapı ve ölçüleri.

3.1.8. Kablosuz Enerji Transferi ve Algılayıcı Uygulaması İçin Tasarlanan Yapı

Bu çalışmada Şekil 3.13' de görülen ayrıık halka rezonatörleri kullanılarak, metamalzeme sinyal emici tabanlı enerji transferi ve algılayıcı tasarımı gerçekleştirilmiştir. Diğer bir önemli taraf bu çalışmanın ISM bandında çalışacak şekilde tasarlanmış olmasıdır, tasarım üzerinde bulunan 7.2 mm genişliğinde 2 adet ayrıık alan bulunmaktadır. Bu ayrııklar üzerinde direnç kullanılarak enerji transferi gerçekleştirilmektedir. Direnç değeri olarak $2k\Omega$ tercih edilmiştir, bu direnç değeri seçildiğinde enerji transferi maksimum verimlilikte çalışmaktadır. Bunun nedeni, direnç değerinin seri RLC devresinde belirtilen değerde rezonansı etkilemesidir. FR4 malzeme alttaş olarak tercih edilmiş olup, 1.6mm kalınlığa sahiptir. Bu yapının tasarım aşamaları şu şekilde gerçekleşmiştir; Öncelikli olarak ISM bandının günümüzde en çok cihazın çalışma frekansının üretildiği bant olduğu açıktır. Enerji transferi uygulaması için geliştirilecek yapının bu frekansta çalışmasının gelecek çalışmalar için önemli olduğu

düşünülerek bu frekans tercih edilmiştir. Frekansın belirlenmesinin ardından bu frekansın tam veya yarım dalga boyuna yakın değerlerde alttaş boyutları üzerinde çalışılmıştır. Enerji transferi için direnç kullanılacağı ve bu direnç değerinin tüm yapının rezonans değerini değiştireceği için parametrik olarak CST programında boyutlar belirlenmiştir. Alttaş malzemesi olarak FR4 tercih edilerek sinyal emici özelliğinin yüksek olması bu çalışmada amaçlanmıştır. Sinyal emiliminin yüksek olduğu yapılarda enerji transferinin de yüksek olacağı açıktır bu yüzden mükemmel emilim değerinin yakalandığı değerler benzetim programında tespit edilerek bu yapının üretim ve test aşamalarına geçilmiştir.



Şekil 3.13. Enerji transferi uygulaması için geliştirilen yapı ve ölçüleri.

Sinyal emilim değeri $A(\omega) = 1 - R(\omega) - T(\omega)$, ile formülize edilebilir burada $A(\omega)$, $R(\omega)$ ve $T(\omega)$ sırasıyla, emilim, yansıma ve iletim anlamına gelmektedir. Yansıma değeri $R(\omega) = |S_{11}|^2$ ve iletim değeri $T(\omega) = |S_{21}|^2$ minimum değere ulaştığında emilim maksimuma çıkmaktadır, bu da ancak rezonans frekansında olmaktadır. Hava boşluğu arkasında metal kaplama bulunduğu için iletim oluşmamaktadır. Mükemmel emilim, yansıma değerinin sıfıra yaklaştığı durumda oluşmaktadır. Mükemmel emilim gerçekleştiğinde, dirençler üzerinden hasat edilen enerji maksimum seviyeye çıkmaktadır. Ayrıca hava boşluğu yerine farklı malzemeler kullanılarak sıcaklık, yoğunluk ve nem gibi parametrelerin algılanması bu çalışmada açıklanmıştır.

3.2. Yöntem

3.2.1. Simülasyon Yöntemi

Tez çalışmasında kullanılan yazılım CST Microwave Studio olup bu yazılım bilim insanları tarafından elektromanyetik parametrelerin elde edilmesinde ve model benzetimlerinde etkin olarak kullanılmaktadır. CST Microwave Studio yazılımı sonlu integrasyon yöntemi (FIT) tabanlı bir yazılımdır. Sonlu entegrasyonu metodu, uzay koordinatlarına bağlı ayırık tabanlı bir metot olup zaman ve frekans domeninde EM alan problemlerini nümerik olarak çözmekte kullanılır. Bu metot, enerji ve yükün korunumu gibi sürekli denklemlerin temel topolojik özelliklerini içerir. Sonlu entegrasyon metodu, 1977 yılında Thomas Weiland tarafından bulunmuş ve yıllardır süren çalışmalar sonucunda araştırmacılar tarafından geliştirilmiştir (Weiland 1977, Bartsch ve ark. 1992, Weiland 1996, Clemens ve ark. 1999, Clemens ve ark. 2000). Bu metot tam dalga EM çözümü yapar ve istenen frekans bölgesinde çalışır. Bu yaklaşımın temel metodu integral formda sistemi kurarak Maxwell denklemlerini uygulamaktır. Sonlu entegrasyon metodu, her malzeme dağılımları ve anizotropi, lineer olmayan ve dağılım gibi malzeme özelliklerinin birleştirilmesi için yapılan geometrik modelleme ve sınır koşullarında yüksek esnekliğinden dolayı yaygın olarak kullanılır (Weiland 1977, Rokhlin 1985, Greengard ve Rokhlin 1987, Mohammadian ve ark. 1991, Thoma ve Weiland 1995). Sonlu entegrasyon metodu, integral durumundaki Maxwell denklemlerinin tutarlı şekilde ayrıştırılmasından tertip edilmiştir. Bir diğer deyişle, ızgara hücre kenarları boyunca gerilimleri ve ızgara yüzeyleri içinden akıları(flux) kullanarak Maxwell denklemlerini frekans veya zaman uzayında direkt olarak herhangi bir türde ızgara üzerinde tanımlar. FIT uygulama adımları şu şekilde tanımlanabilir(Weiland, 1977). Aşağıda görüldüğü gibi 1 ve 2 numaralı denklemler Gauss Yasasını, 3 numaralı denklem Faraday yasasını, 4 numaralı denklem ise Amper yasasının integral formunu belirtmektedir.

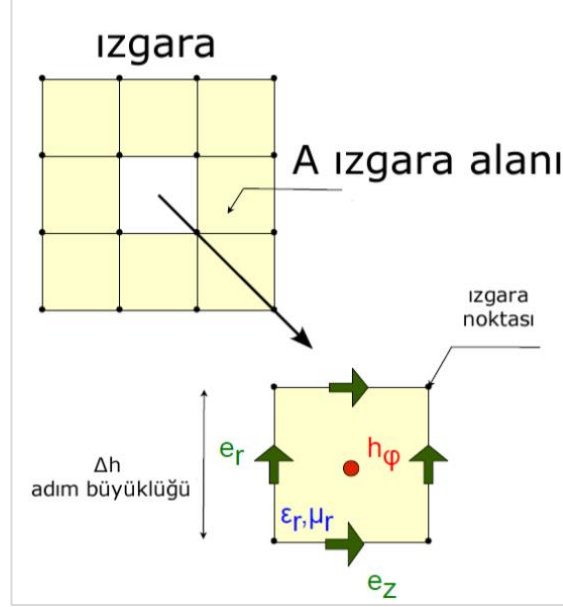
$$\oint_{\partial V} D \cdot dA = \iiint_V \rho \cdot dV \quad (3.1)$$

$$\oint_{\partial V} B \cdot dA = 0 \quad (3.2)$$

$$\oint_{\partial A} E \cdot dl = \frac{\partial}{\partial t} \iint_A B \cdot dA \quad (3.3)$$

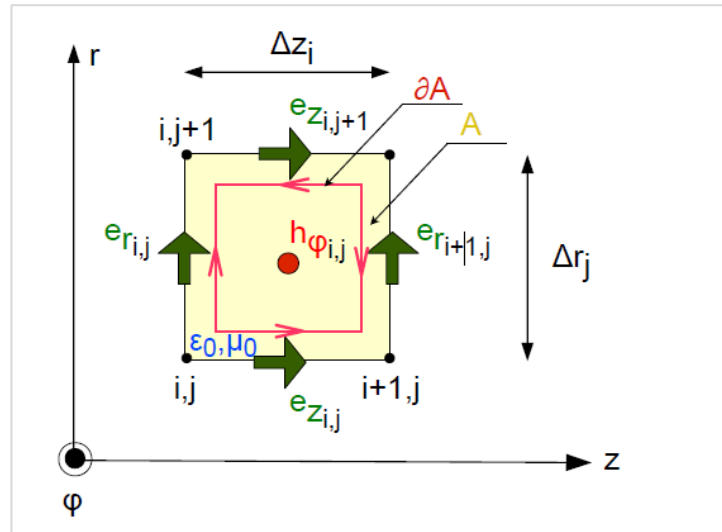
$$\oint_{\partial A} H \cdot dl = \iint_A \left(\frac{\partial}{\partial t} D + J \right) \cdot dA \quad (3.4)$$

FIT uygulama adımlarından ilki ızgaranın tanımlanmasıdır. İkinci adım, malzeme özelliklerinin tanımlanması, üçüncü adım alan birimlerinin paylaşılması dördüncü adım ise uzay ve zaman ayrışımalarının yapılmasıdır. Şekil 3.14’ de FIT uygulama adımları görülebilir.



Şekil 3.14. FIT uygulama adımları.

Silindirik koordinat sisteminde (r, φ, z) TM_0 modunda Faraday yasası, Şekil 3.15’ de görüldüğü gibi ayrıştırılacak olursa denklem 3.3’ de belirtilen integral halindeki Faraday yasası denklem 3.5’ de görülen ayrıştırılmış hale gelir.



Şekil 3.15. FIT- Faraday yasası uygulaması

$$\frac{\partial}{\partial t} h_{\varphi ij} = -\frac{1}{\mu_0} \left(\frac{e_{z ij}}{\Delta r_j} + \frac{e_{r i+1 j}}{\Delta z_i} - \frac{e_{z ij+1}}{\Delta r_j} - \frac{e_{r ij}}{\Delta z_i} \right) \quad (3.5)$$

Zamana bağılı fonksiyonu ayırıştırmak için “Courant-Friedrichs-Lewy (CFL)” kullanıldığında

$$\frac{\partial}{\partial t} e^n \approx \frac{e^{(n+1/2)} - e^{(n-1/2)}}{\Delta t} \quad (3.6)$$

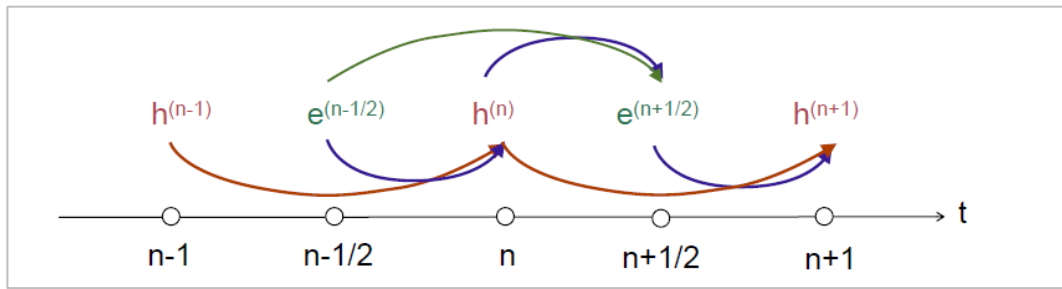
$$\frac{\partial}{\partial t} h^{(n+1/2)} \approx \frac{h^{(n+1)} - h^{(n)}}{\Delta t} \quad (3.7)$$

Courant-Friedrichs-Lewy (CFL)’ ye göre zaman aralığı

$$\Delta t \leq \min \left\{ \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}{\sqrt{\frac{1}{\Delta z_i^2} + \frac{1}{\Delta z_j^2}}} \right\}$$

(3.8)

Burada Δz , z yönünde adım genişliği, Δr , ise r yönünde adım genişliğidir. Zaman integral şeması Şekil 3.16’ da görülmektedir. Burada Δt zaman aralığı, e ve h ayrık elektrik ve manyetik voltajı, ε_0 ve μ_0 havanın dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenliğini ifade etmektedir.



Şekil 3.16. Zaman integral şeması

$$h_{\varphi ij}^{(n+1)} = h_{\varphi ij}^{(n)} - \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{e_{z ij}^{(n+1/2)}}{\Delta r_j} + \frac{e_{r i+1 j}^{(n+1/2)}}{\Delta z_i} - \frac{e_{z ij+1}^{(n+1/2)}}{\Delta r_j} - \frac{e_{r ij}^{(n+1/2)}}{\Delta z_i} \right) \quad (3.9)$$

$$e_{r ij}^{(n+1/2)} = e_{r i+1 j}^{(n-1/2)} - \frac{1}{\varepsilon_0} \cdot \frac{2}{\Delta z_i + \Delta z_{i+1}} \left(h_{\varphi ij}^{(n)} - h_{\varphi i+1 j}^{(n)} \right) \quad (3.10)$$

$$e_{zij}^{(n+1/2)} = e_{zij}^{(n-1/2)} - \frac{1}{\varepsilon_0} \cdot \frac{4}{\Delta r_j} \left(h_{\varphi ij}^{(n)} \right) \quad (3.11)$$

Bu durumda uzay ve zamandan ayrıştırılan Maxwell denklemleri

$$h_{\varphi}^{(n+1)} = (T_{11} \ T_{12} \ T_{13}) \cdot \begin{pmatrix} h_{\varphi}^n \\ e_r^{(n+1/2)} \\ e_z^{(n+1/2)} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

$$\begin{pmatrix} e_r^{(n+1/2)} \\ e_z^{(n+1/2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{21} & T_{22} & 0 \\ T_{31} & 0 & T_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} h_{\varphi}^n \\ e_r^{(n-1/2)} \\ e_z^{(n-1/2)} \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{pmatrix} h_{\varphi}^n \\ e_r^{(n+1/2)} \\ e_z^{(n+1/2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I + T_{12}T_{21} + T_{13}T_{31} & T_{12} & T_{13} \\ T_{12} & 1 & 0 \\ T_{31} & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} h_{\varphi}^n \\ e_r^{(n-1/2)} \\ e_z^{(n-1/2)} \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Burada $T_{11}T_{22}T_{33}$ birim matristir, Ayrıştırılan alanlar sonucu açığa çıkan matris denklemleri bilgisayar sistemlerinde etkin nümerik benzetim işlemleri için rahatlıkla kullanılabilir. Bu basit cebirsel özelliklerinin yanı sıra, elektromanyetik alan teorisinde, yük ve enerjinin korunumu, analitik ve cebirsel olarak ispat edilebilir. Bütün büyük ölçekli elektromanyetik durumlar, Maxwell denklemleri ile matematiksel olarak açıklanabilir. FIT metodu karmaşık yapıların elektromanyetik çözümünü diğer metotlara göre daha kısa sürede gerçekleştirebilmektedir. Ancak basit yapıların zaman domenli çözümü için ideal değildir.

3.2.2. Metamalzeme Karakterizasyonu Konusunda Kullanılan Sayısal Yöntem

Dielektrik katsayısı ve Manyetik geçirgenlik gibi malzeme parametrelerinin S parametreleri kullanılarak elde edilmesinde değişik metotlar vardır. Bu metotlar, Nicolson Ross Weir, Tekrarlı NIST, Tekrarsız yöntem ve SCL olarak sıralanabilir. Bu metotların karşılaştırma tablosu Çizelge 3.4' de görülmektedir.

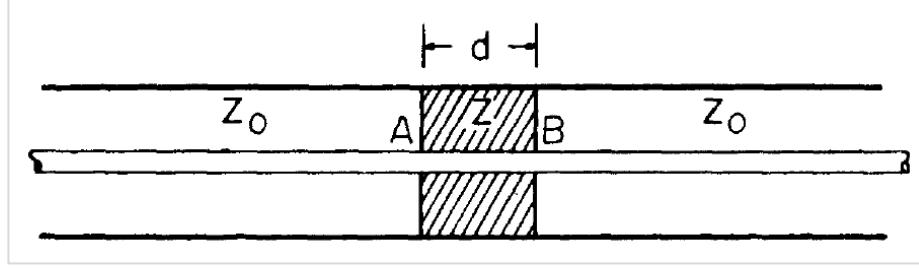
Çizelge 3.4 Malzeme parametrelerinin S parametreleri kullanılarak elde edilmesinde kullanılan yöntemler

Yöntem Adı	S-Parametreleri	Dielektrik Özellikleri
NRW	S11,S21,S12,S22 veya S11,S21	ϵ_r, μ_r
Tekrarlı NIST	S11,S21,S12,S22 veya S11,S21	$\epsilon_r, \mu_r = 1$
Tekrarsız Yöntem	S11,S21,S12,S22 veya S11,S21	$\epsilon_r, \mu_r = 1$
SCL	S11	ϵ_r

Her bir dönüşüm metodunun değişik avantaj ve dezavantajları ile birlikte sınırlamaları vardır. Bu metotların seçimi ölçülen s-parametresinin boyutlarına, aranan dielektrik katsayısına, dönüşüm hızı ve doğruluğuna bağlı olarak değişmektedir. NRW metodu kullanılarak dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değeri doğrudan hesaplanabilmektedir. Bu tür dönüşümler için en çok kullanılan metotlardan biridir. Malzeme parametrelerinin eldesi için çizelge 3.4’ de belirtilen S parametrelerinin ölçülmesi şarttır. Metot, düşük kayıp değerine sahip malzemelerin dalga boyunun yarısına karşılık gelecek frekansları, faz uyumsuzluğundan dolayı ayırtırmaktadır. Bu yüzden optimum alttaş kalınlığı dalga boyunun dörtte birine tekabül eden küçük boyutlu yapılar için uygun olmaktadır. NRW metodunun başlıca avantajları hızlı olması ve dalga kılavuzu ve iletim hatlarına uyarlanabilir olmasıdır. Dalga boyunun yarısına karşılık gelen alttaş kalınlıkları için dağılma görülmesi, küçük boyutlu yapılar için uygulanabilir olması ve düşük dielektrik katsayılı malzemeler için uygun olmaması bu metodun dezavantajları olarak sıralanabilir.

Bu çalışmada, Nicolson Ross Weir (NRW) metodu kullanılarak S parametrelerinden kırılma indisi, efektif dielektrik katsayısı, efektif manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık parametresi gibi parametreler elde edilmiştir. Bu metot, belirtilen parametrelerin doğrudan elde edebilmesi ve özellikle bunu gerçekleştirirken efektif manyetik geçirgenlik değerini de hesaplayabilmesi açısından en avantajlı yöntem olarak sunulmakta ve literatürde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bundan dolayı bu çalışmada elde edilen kırılma indisi, efektif dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik NRW metodu kullanılarak elde edilmiştir. Nümerik simülasyonu yapılan üçgen şekilli yapıların EM karakteristiklerinin incelenebilmesi için NRW metodu ile mikrodalga frekansında S parametrelerinden malzemenin karmaşık μ ve ϵ değerleri elde

edilmektedir. Nicolson ve Ross Şekil 3.17’deki gibi bir yapılandırma oluşturarak ölçüm yapmışlardır (Nicolson ve Ross 1970, Luukkonen ve ark. 2011).



Şekil 3.17. Dalga kılavuzu içerisinde S parametrelerinin ölçüm konfigürasyonu

Burada $\mu = \mu_0 \mu_r$ manyetik geçirgenlik, $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ dielektrik katsayısı, d kalınlığını, $Z = \sqrt{\mu_r / \varepsilon_r} Z_0$ empedansı ifade etmektedir. d kalınlığı sonsuz olarak varsayılırsa ve daha sonra taralı kısım için gelen dalganın yansımaya katsayısı (3.15) numaralı denklemdeki gibi yazılabilir (Nicholson ve Ross 1970). Burada, Γ yansımaya katsayısını ifade etmektedir. Aşağıdaki denklemlerde yer alan ω açısal frekansı ifade etmektedir.

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{\sqrt{\mu_r / \varepsilon_r} - 1}{\sqrt{\mu_r / \varepsilon_r} + 1} \quad (3.15)$$

Sonsuz d kalınlığı için tabakanın A ve B yüzleri arasındaki S_{11} ve S_{21} katsayıları için (Nicolson ve Ross 1970, Luukkonen ve ark. 2011);

$$z = \exp -j\omega\sqrt{\mu\varepsilon}d = \exp[-j(\omega/c)\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}d] \quad (3.16)$$

$$S_{21}(\omega) = \frac{(1+\Gamma)(1-\Gamma)z}{1-\Gamma^2 z^2} = \frac{(1-\Gamma^2)z}{1-\Gamma^2 z^2}, \quad S_{11}(\omega) = \frac{(1-z^2)\Gamma}{1-\Gamma^2 z^2} \quad (3.17)$$

$$Z = \pm \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (3.18)$$

$$V_1 = S_{21} + S_{11} \quad (3.19)$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11} \quad (3.20)$$

$$X = \frac{1+V_1 V_2}{V_1 + V_2} = \frac{1+Z^2}{2Z} \quad (3.21)$$

$$Y = \frac{1-V_1 V_2}{V_1 - V_2} = \frac{1-\Gamma^2}{2\Gamma} \quad (3.22)$$

Buradan iletim ve yansımaya parametreleri için; empedans değeri hesaplanabilir. İletim ve yansımaya katsayılarının toplamaları ve çıkarımları ele alınırsa;

$$Z = \frac{V_1 - \Gamma}{1 - \Gamma V_1} \quad (3.23)$$

$$\Gamma = \frac{Z - V_2}{1 - Z V_2} \quad (3.24)$$

olarak bulunur. Metamalzemenin elektriksel kalınlığının çok büyük olmadığı varsayılırsa $k_{real}d \leq 1$ ve bilinen kompleks dalga numarası $k = \omega\sqrt{\epsilon_r\mu_r}/c = k_0\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$, burada dalga empedans değeri, dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenliğini elde etmek için yaklaşık olarak $Z \sim 1 - jkd$ yazılırsa;

$$k \sim \frac{1}{jd} \frac{(1 - V_1)(1 + \Gamma)}{1 - \Gamma V_1} \quad (3.25)$$

$$\mu_r \sim \left(\frac{2}{jk_0d}\right) \frac{1 - V_2}{1 + V_2} \quad (3.26)$$

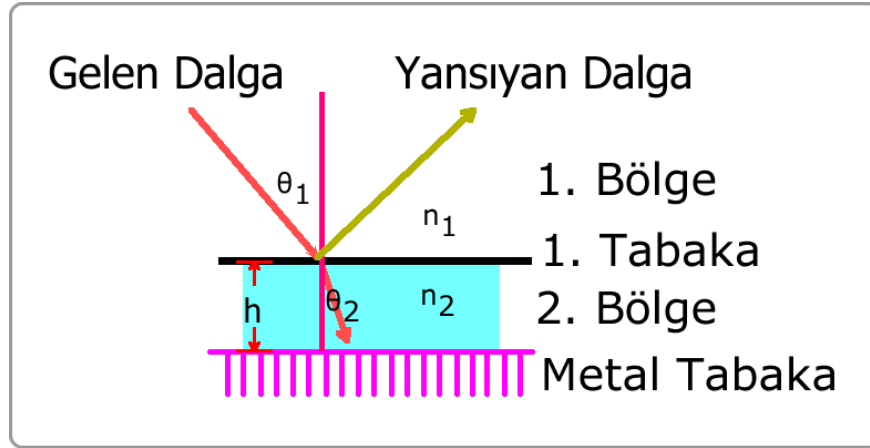
$$\epsilon_r \sim \left(\frac{2}{jk_0d}\right) \frac{1 - V_1}{1 + V_1} \quad (3.27)$$

Etkin ortam parametre değerleri hesaplanabilir. NRW metodu Matlab programında yazılmış ve başka yapılarda rahatlıkla esnek olarak kullanılabilmesi için tasarlanmıştır. Böylece yapılan tasarım ile nümerik çalışması gerçekleştirilen metamalzeme yapılarının etkin ortam için parametre değerlerinin hesaplanması gerçekleştirilmiştir.

3.2.3. U-Şekilli Frekans Seçici Yüzey Tabanlı Sinyal Emici ve Sensör Uygulaması Çalışmasında Kullanılan Sayısal Yöntem

Bu çalışmada öncelikli olarak frekans seçici yüzey çalışması yapılmıştır, bu kısımda doğrulama, deneysel ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılmasından oluşmaktadır. Diğer kısımlarda ise bir sinyal emici ve sensör uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Sinyal emici uygulaması ile ilgili doğrulama teorik, nümerik(simülasyon) ve deneysel sonuçların birbirleri ile karşılaştırılması şeklinde gerçekleştirilmiştir. Teorik kısmın, deneysel ve nümerik kısım ile doğrulanması, konuların daha iyi anlaşılması için önemli olduğundan dolayı teorik çalışma gerçekleştirilmiştir. Amaçlanan yapılarda geleneksel yapı şeklinde ve metal plakasız sadece metamalzeme yapı şeklinde normal gelen EM dalga için modeller

oluşturulmuştur. Yalnız malzeme üzerine gelecek farklı polarizasyon açıları için de genişletilmiş girişim teorisi modeli geliştirilmiştir. Bu çalışmada kullanılan sayısal yöntemler, ayarlanabilir metamalzeme tabanlı sinyal emici ve sensör uygulamalarında belirtilen yöntemler ile aynı olduğu için diğer kısımlarda belirtilmesine ihtiyaç duyulmamıştır.



Şekil 3.18. Emilim teorisi için EM dalganın gösterimi

Şekil 3.18 için $S_{11} = |s_{11}|e^{j\theta_{11}}$, 1. bölgeden 1. Bölgeye 1. Tabakanın yansım katsayısını, $S_{21} = |s_{21}|e^{j\theta_{21}}$, 1. bölgeden 2. bölgeye 1. tabakanın iletim katsayısını, $S_{12} = |s_{12}|e^{j\theta_{12}}$, 2. bölgeden 1. bölgeye 1. tabakanın iletim katsayısını, $S_{22} = |s_{22}|e^{j\theta_{22}}$, 2. bölgeden 2. bölgeye 1. Tabakanın yansım katsayısını ifade etmektedir. Elde edilen yansım ve iletim katsayıları değerlendirilip model için 1. Bölgeden 1. bölgeye 1. tabakanın tüm yansım değerleri genişletilmiş girişim teorisi için hesaplanırsa (Dincer ve ark. 2014b);

$$\sum S_{11} = S_{11} + S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}S_{21} + S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}(S_{22}e^{-j(2\beta+\pi)})^1S_{21} \quad (3.37)$$

$$+ S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}(S_{22}e^{-j(2\beta+\pi)})^2 + \dots$$

$$\sum S_{11} = S_{11} + S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}S_{21} \sum_{n=0}^{\infty} (S_{22}e^{-j(2\beta+\pi)})^n \quad (3.38)$$

$$\sum S_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}e^{-j(2\beta+\pi)}S_{21}}{1-S_{22}e^{-j(2\beta+\pi)}} \quad (3.39)$$

$$\sum S_{11} = |S_{11}|e^{j\theta_{11}} + \frac{|S_{12}||S_{21}|e^{j(\theta_{12}+\theta_{21}-2\beta-\pi)}}{1-|S_{22}|e^{j(\theta_{22}-2\beta-\pi)}} \quad (3.40)$$

Burada $\beta = kd$, faz sabitini ifade ederken, k , ikinci bölgedeki dalga numarasını, d ise birinci tabakadan metal tabakaya iletilen dalganın yayılım mesafesini ifade etmektedir. Buradan, d , yi çekmek için Snell kırılma yasası uygulanır ise (Dincer ve ark. 2014b); d şu şekilde bulunabilir.

$$n_1 \sin \phi_1 = n_2 \sin \phi_2 \quad (3.41)$$

$$\sin \phi_2 = \frac{n_1 \sin \phi_1}{n_2} = \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \sin \phi_1}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}} = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sin \phi_1 \quad (\mu_1 = \mu_2) \quad (3.42)$$

$$\phi_2 = \arcsin \left(\sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sin \phi_1 \right) \quad (3.43)$$

$$d = h \cos(\phi_2) \quad (3.44)$$

Burada, ϵ_1 ve ϵ_2 , sırasıyla birinci ve ikinci bölgenin dielektrik sabiti, ϕ EM dalganın geliş açısını ve h ise birinci tabakadan metal tabakaya olan dik uzaklığı temsil etmektedir. Böylece emilim, $A(\omega) = 1 - |\sum S_{11}|^2 - T(\omega)$ formülü ile hesaplanabilir. Burada $A(\omega), R(\omega) = |S_{11}|^2$ ve $T(\omega) = |S_{21}|^2$ sırasıyla emilim, yansıma ve iletim katsayılarını ifade etmektedir. Rezonans frekansında empedans uyumu durumunda genellikle $A(\omega)$ 'nın maksimum $R(\omega)$ ve $T(\omega)$ değerlerinin ise minimum olması beklenir. Metamalzeme sinyal emilimi çalışmalarında metamalzemenin arka plakasının metal plaka ile kaplı olmasından dolayı malzeme mikrodalga frekansında iletim yapmayacaktır. Bundan dolayı, emilim değeri için iletim ihmal edilerek $A(\omega) = 1 - R(\omega)$ şeklinde de hesaplama yapılabilir. Zaten emilim çalışmalarının da ana amacı yansıma değerinin neredeyse sıfıra indirilerek mükemmel emilim elde etmektir. Hava ile ortamın empedans değerlerinin uyumundan dolayı etkin dielektrik sabiti ($\epsilon(\omega)$), ve manyetik geçirgenlik, $\mu(\omega)$, aynı veya benzer değere sahip olduğunda yansıma sıfıra yakın bir değere azaltılabilir. Dolayısıyla $\epsilon(\omega)$ ve $\mu(\omega)$ değerleri istenilen bir şekilde ayarlandığında her iki gelen elektrik ve manyetik alanın emilimi mümkün olabilir. Bu makroskobik parametreler, yüksek emilim elde etmek için yönlendirilebilir. Rezonans durumu için efektif empedans değeri, $Z(\omega) = \sqrt{\mu(\omega)/\epsilon(\omega)} = z_1 + iz_2$, serbest uzay

empedansı, $Z(\omega) = Z_0(\omega) = 120\pi$, ile eşleşir ve yansıma minimize edilir. Böylece mükemmel emilim elde edilir (Dincer ve ark. 2014a, Dincer ve ark. 2014b).

3.2.4. Metamalzeme Tabanlı Sensör Uygulamaları Çalışmasında Kullanılan Sayısal Yöntem

Bu çalışmada geçen alttaş ile ilgili parametreler ϵ_i , ϵ_s , g_i ve g_s şeklindedir ve bu terimler sırasıyla, sensör katmanının etkin dielektrik katsayısı, alttaş malzemenin dielektrik katsayısı, sensör katmanı kalınlığı ve alttaş kalınlığını ifade etmektedir. Bu çalışmada kullanılan ayırık halka rezonatörlerinin öz indüktans değeri belirtilen malzeme parametrelerinden bağımsız olduğu için çalışma süresince sabit kalmıştır. Ayrıca, karşılıklı yani ön ve arka yüzeyde yer alan rezonatörler arası indüktans değeri de sensör uygulamalarında ön ve arka yüz arası mesafe aynı kaldığı için sabittir. Bilotti ve ark. (Bilotti ve ark. 2007) tarafından yapılan çalışmada daha detaylı görülebileceği gibi boşluk kapasitans değerinin ihmal edilmesi durumunda öz kapasitans değeri genellikle dış ve içerde yer alan ayırık halka rezonatörleri tarafından belirlenmektedir. Bir ayırık halka rezonatörünün öz kapasitans değeri (C_{self}) genellikle alttaş malzemesinin etkin dielektrik katsayısı (ϵ_{eff}) ile orantılıdır. Bu değer (Ekmekci ve Sayan 2012)

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{h}{2\pi(w+s)} \right] (\epsilon_{r,sub} - 1) \quad (3.45)$$

Burada $\epsilon_{r,sub}$ alttaş malzemesinin bağıl dielektrik katsayısını anlatırken, h alttaş kalınlığını w, s halka genişliği ve sensör katmanı genişliğini ifade etmektedir. İfadeden açıkça görülebileceği üzere alttaş kalınlığı arttıkça C_{self} yani öz kapasitans değeri de artmaktadır. Dolayısıyla, ayırık halka rezonatör sensör topolojisinde ayırık halkaların her bir C_{self} değeri ϵ_{eff} ve alttaş kalınlığı ile yaklaşık olarak doğru orantılıdır. Son olarak sensör topolojisinde rezonans frekansının ileri veya geri kayması (Barbillon, 2012) çalışmasında açıklandığı üzere

$$\Delta \lambda = s \Delta n \left[1 - e^{\left(\frac{-2d}{l_d} \right)} \right] \quad (3.46)$$

Denklemleri ile açıklanabilir. Burada χ algılama sabitini, n , d ve l_d yansıma katsayısı, dielektrik katman kalınlığı ve sönümlenme uzaklığını temsil etmektedir. Bu yaklaşım bakışimsızlık olgusunun varlığına işaretler, bu yüzden bakışimsızlık admitans (κ) değeri (Withayachumnankul ve ark. 2012) çalışmasında belirtildiği gibi

$$\text{Re}(\kappa) = \frac{\phi_+ - \phi_- + 2m\pi}{2k_0d} \quad (3.47)$$

ile bulunabilir. Burada ϕ_+ ve ϕ_- sağ ve sol el polarize olmuş dalgaların polarizasyon açısını, m parametresi ise $-\pi < \phi_+ - \phi_- + 2m\pi < \pi$ koşuluna bağlı bir tamsayı değerini, k_0 ve d ise boşluktaki dalga numarasını, tüm yapının toplam kalınlığını temsil etmektedir.

Bakışimsız ortam içerisinde elektrik alan ve manyetik alan arasında çapraz etkileşim meydana gelir. Bakışimsız ortam bi-izotropik ortamın daha geniş kapsamlısı olup, Bi-izotropik ortam şu formüllerle karakterize edilebilir (Wang ve ark. 2009b, Wang ve ark. 2009c, Fu ve ark. 2011).

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \epsilon \mathbf{E} + (\chi + i\kappa) \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \mathbf{H} \quad (3.48)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu \mathbf{H} + (\chi - i\kappa) \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \mathbf{E} \quad (3.49)$$

Burada ϵ ortamın dielektrik sabitini, ϵ_0 vakumun dielektrik sabitini, μ , ortamın manyetik geçirgenliğini μ_0 ise vakumun manyetik geçirgenliğini ifade etmektedir. Bi-izotropik ortam ile izotropik ortam arasındaki fark yapısal bağlantılarda yer alan ek terimlere dayanmaktadır. Formülde yer alan diğer terimler açıklanacak olursa x yön bağımsız manyeto elektrik parametre olup malzemenin çift yönlülük özelliği ile ilgilidir. $x \neq 0$, olan malzemeler çift yönlü olmayan (non reciprocal) malzemelerdir. κ , malzemenin yön bağımsız bakışimsızlığı temsil etmektedir. $\kappa \neq 0$ olan malzemeler, bakışimsız maddeler olarak tarif edilebilir. Formülde yer alan $i, e^{-i\omega t}$ teriminden gelen zamana bağlı sanal birimi temsil etmektedir. x ve κ ya bağlı olarak bi-izotropik ortam;

- Genel bi-izotropik: $\kappa \neq 0, x \neq 0$
- Tellegen ortam: çift yönlü olmayan ($x \neq 0$), bakışimsız olmayan ($\kappa = 0$)

- Pasteur ortam: çift yönlü ($x = 0$), bakışimsız $\kappa \neq 0$

Bir düzlem dalganın izotropik bakışimsız ortamda $x \neq 0$ ve $\kappa = 0$, ilerlediği varsayılırsa

$$kx(kxE) = -k_0^2(\epsilon\mu - \kappa^2)E - 2i\kappa k_0(kxE) \quad (3.50)$$

Burada k bakışimsız ortamın dalga vektörünü, $k_0 = w/c$ serbest uzaydaki dalga vektörünü ve $c = \sqrt{\epsilon_0\mu_0}$, boşluktaki ışık hızını ifade etmektedir. Daha anlaşılır olması ve kayıpsız bir ortam için $k = kZ$ olarak alınmıştır. Bu durumda, dalga denklemi sadeleştirilir ve k şu şekilde ifade edilebilir:

$$k_{\mp} = k_0(n \mp \kappa) \quad (3.51)$$

Bu denklemde yer alan $n = \sqrt{\epsilon\mu}$ bakışimsız olmayan ortamlardaki kırılma indisidir. Bu eşitlikten bakışimsızlık parametresi κ şu şekilde tanımlanabilir $\kappa = \frac{k_+ - k_-}{2k_0}$.

Özvektörler veya bakışimsız ortamda yer alan düzlem dalgalar için izin verilen çözümler $E_{(r)} = E_{0x}\hat{x} + E_{(r)} = (E_{0y}\hat{y})e^{ikz}$ kullanılarak elde edilebilir. Buradan şu eşitlik ortaya çıkacaktır.

$$\frac{E_{0y}}{E_{0x}} = \frac{k_0^2(n^2 - \kappa^2)k^2}{2ik_0\kappa k_{\mp}} = \mp i \quad (3.52)$$

Buradak₊ için vektörel çözüm sağ el dairesel polarizasyona ait özvektöre denk gelirken, k_- ise sol el dairesel polarizasyona ait özvektöre denk gelir. Sağ veya sol polarize olma durumu görüldüğü gibi kaynağa veya propagasyon yönüne bağlıdır. RCP/LCP dalgaların kırılma indisleri $n_{\pm}$ ile tanımlanacak olursa $vek_{\mp} = n \mp k_0$ formülünde yerine konursa aşağıdaki formül elde edilebilir.

$$n_{\mp} = n + \kappa \quad (3.53)$$

Lineer polarize edilmiş ışığın polarizasyon düzlemi, bakışimsız bir ortama girdiğinde dönecektir. Bu polarizasyon etkisi optiksel aktivite olarak adlandırılıp polarize olmuş ışığın azimut açısı ile karakterize edilir (Wang ve ark., 2009). Bu açı

$$\theta = \frac{1}{2} \delta = \frac{1}{2} [\arg(T_{++}) - \arg(T_{--})] \quad (3.54)$$

Formülde belirtilen T_{++} ve T_{--} ilk durumdaki polarizasyon ve iletilen polarizasyon terimlerini ifade etmektedir. Bu yüzden T_{++} ve T_{--} RCP ve LCP ye ait iletim katsayılarıdır. Ortamın bakışimsızlık doğasından ve polarize olmuş dalgaların daireselliğinden LCP ve RCP ışık, bakışimsız ortam tanecikleri ile etkileşime geçer. Bu durum, polarizasyon durumuna bağlı olarak emilim ve bozulma değerlerinde farka yol açar. Bu fark, dairesel dikroizme yol açar. Dairesel dikroizmi eliptikliğe bağlı olarak tanımlayabilmek için her iki polarizasyon durumundaki iletilen güçler arasındaki farka bakılması gereklidir. Bu durumda,

$$n = \frac{1}{2} \sin^{-1} \left(\frac{[\tau_{++}]^2 - [\tau_{--}]^2}{[\tau_{++}]^2 + [\tau_{--}]^2} \right) \quad (3.55)$$

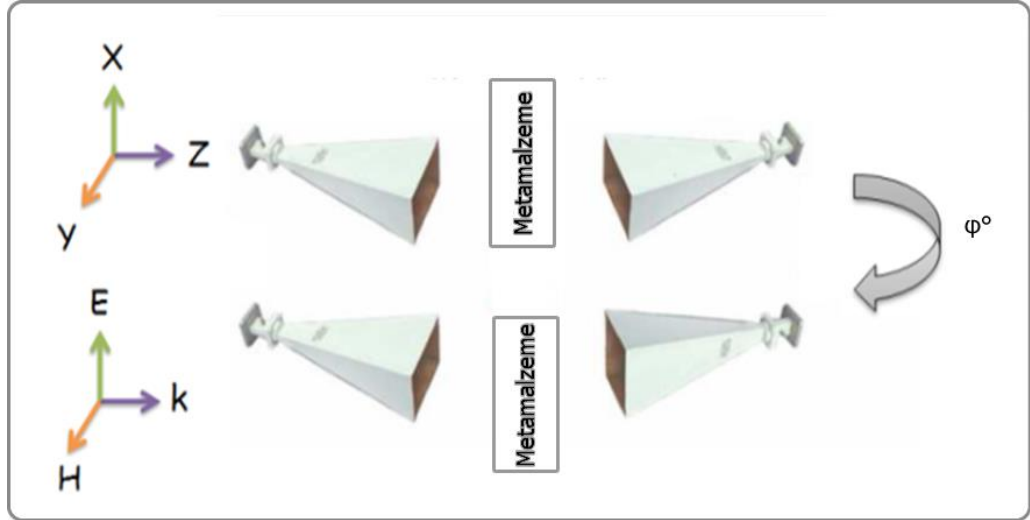
3.2.5. Ölçüm Düzeneği

Deneyisel çalışmaların büyük bir çoğunluğu üniversite bünyesinde gerçekleştirilmiştir. Yapılamayan deneyler için başka üniversitelerden destek alınmıştır. Laboratuvar bünyesinde iki adet vektör network analizörü bulunmaktadır bunlardan ilki Rohde Schwarts R&S ZVL 6, 6GHz' e kadar ölçüm yapabilen bir analizör olup, diğer Agilent PNA-L N5234A model network analizörü olup 43.5GHz' e kadar ölçüm yapabilmektedir. Ayrıca bu network analizörlerinin yanında gerekli tüm bantlar için dalga kılavuzları ve kalibrasyon kitleri ile beraber horni antenler bulunmaktadır. Şekil 3.19' da kullanılan cihazların şekilleri yer almaktadır.

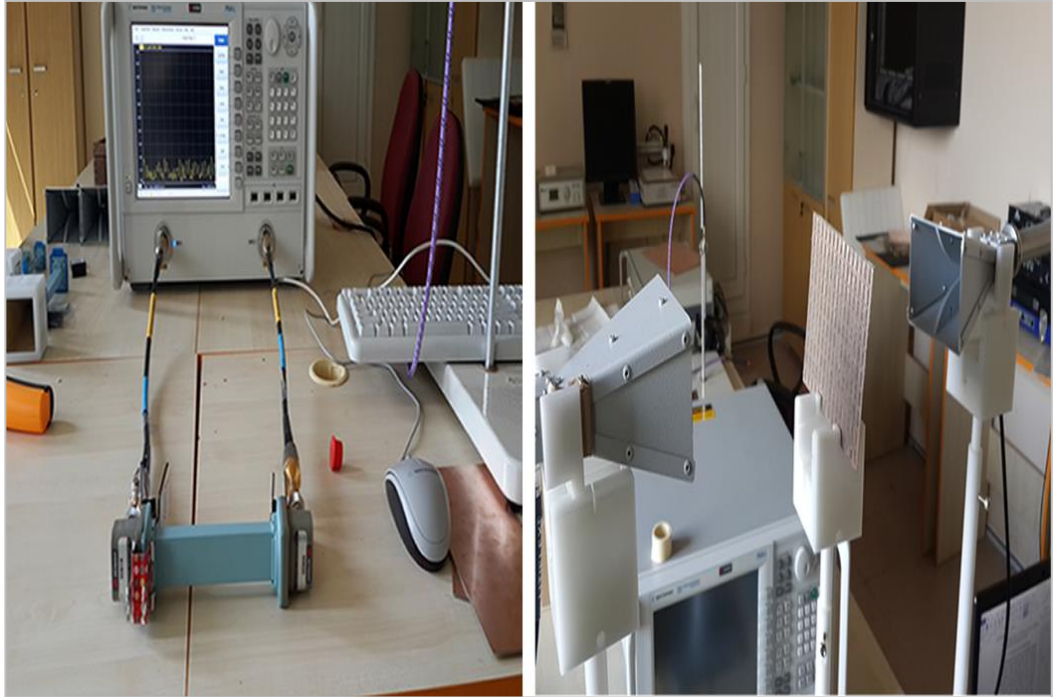


Şekil 3.19. Vektör network analizörleri ve testlerden bazı resimler

Tez çalışması kapsamında yapılan tüm ölçüm kurulumları tek tek ele alındığında, U-Şekilli frekans seçici yüzey tabanlı metemalzeme sinyal emici ve sensör uygulaması çalışmasında kurulum şeması Şekil 3.20’ de sunulmuştur. Ayrıca dalga kılavuzu ölçümleri X bantta WR90 dalga kılavuzu kullanılarak gerçekleştirilmiş olup Şekil 3.21’ de dalga kılavuzu ve serbest uzay ölçümleri görülmektedir.



Şekil 3.20. Frekans seçici yüzey tabanlı sensör ve sinyal emici ölçümleri test blok şeması (Li ve ark. 2013)

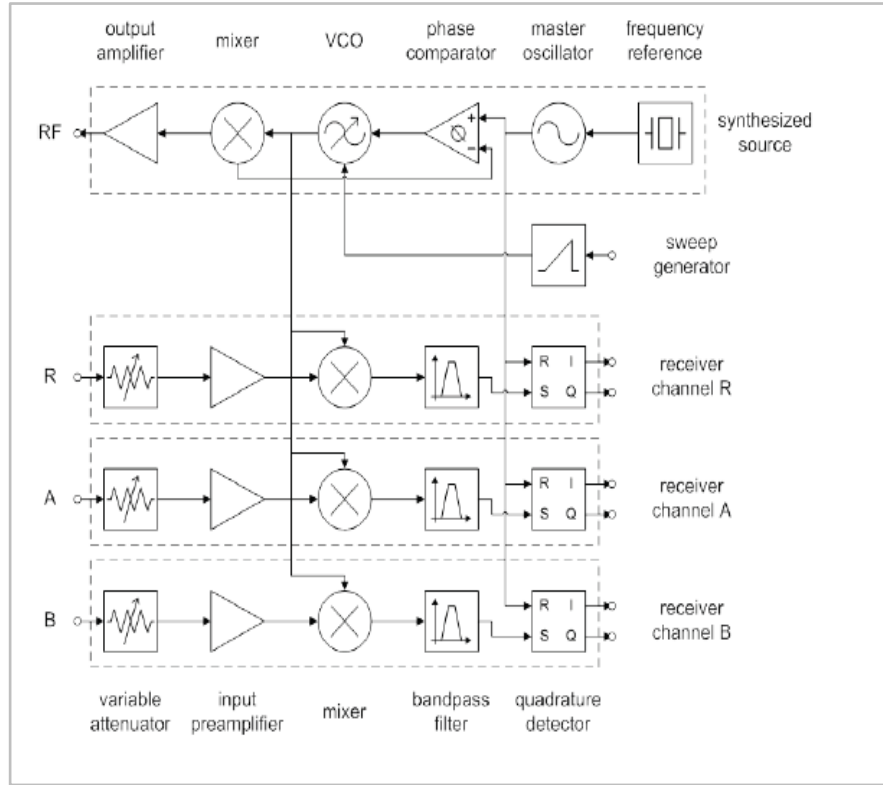


Şekil 3.21. Frekans seçici yüzey tabanlı sensör ve sinyal emici ölçümleri

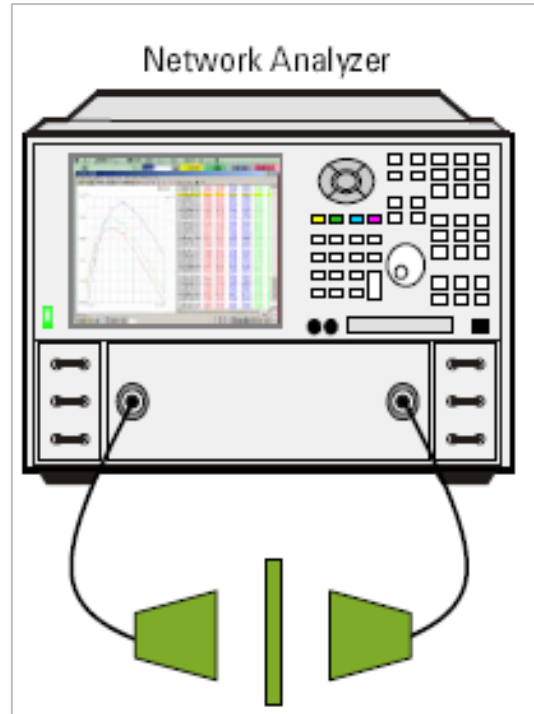
Diğer çalışmalar içerisinde geçen ölçümler, çalışmalarda belirtilen sınır koşullara göre serbest uzay veya dalga kılavuzu içinde gerçekleştirilmiştir. Kalibrasyon için, test cihazları ile beraber alınan kalibrasyon kitleri kullanılmıştır.

Network Analizör, aktif ve pasif aygıtların network değerlerini ölçen bir alettir. Günümüzde, kullanılan network analizörler genellikle devrelerin s-parametresi değerlerini ölçmektedir; çünkü networklerin giriş ve çıkışındaki yansıma değerlerinin yüksek frekans değerlerinde ölçülmesi kolaydır. Network analizörler, genellikle amfiler ve filtreler gibi 2 portlu devre ölçümlerinde kullanılır, bu port sayısı 2 den farklı da olabilir. Vektör ve Skalar olmak üzere network analizörler 2 gruba ayrılırlar. Bunlardan Vector Network Analizörler networkün iletim ve yansıma değerlerini, skalar network analizör ise sadece büyüklüğü ölçmektedir. RF laboratuvarlarında kullanılan aletlerin en önemlilerinden birisi network analizördür. Network analizör yardımıyla empedans, VSWR, kayıp, kazanç, izolasyon ve toplam gecikme ölçümleri yapılabilir. Vektör Network Analizör Network analizörler osilatör tarayıcısı, 2 portlu test set, kontrol paneli, bilgi ekranı ve RF kablodan oluşmaktadır. Network analizörlerdeki her portta çift yönlü birleştirici ve kompleks oran ölçüm aleti bulunmaktadır. Network analizörlerdeki diğer seçenekler, veriyi idare etmek ve depolaması için voltaj ve akım uygulayıcısı ile bir bilgisayar kontrolünü kapsar. Buna göre kullanıcının isteği doğrultusunda network analizörlerde istenilen frekans değerlerinde ölçüm yapılabilir. Vektör network analizör ile ölçümlere başlanmadan önce, kullanıcı network analizörü kalibre etmek zorundadır. Bu konuda değişik kalibrasyon teknikleri ve birçok kalibrasyon standartları bulunmaktadır. Tipik bir kalibrasyon referans düzlemindeki test kablolarının sonuna kadar yapılır. Kullanıcı isteğe bağlı olarak sadece iletim ve yansıma kalibrasyonu yaparken, 2 portu teker teker veya ikisini birden kalibre edebilme seçeneğine sahiptir. Genel olarak kullanıcıların 2 portlu s-parametresi ölçümleri yapabilmek için hem iletim hem de yansıma portlarını kalibre etmesi gerekmektedir. Vektör Network Analizörlerinin genel blok şeması Şekil 3.22’de sunulmuştur.

Tez çalışmasında boş alan ve dalga kılavuzu sınır koşullarında ölçümler gerçekleştirilmiştir. Boş alan ölçümlerine ilişkin genel blok şeması Şekil 3.23’ de görülmektedir.



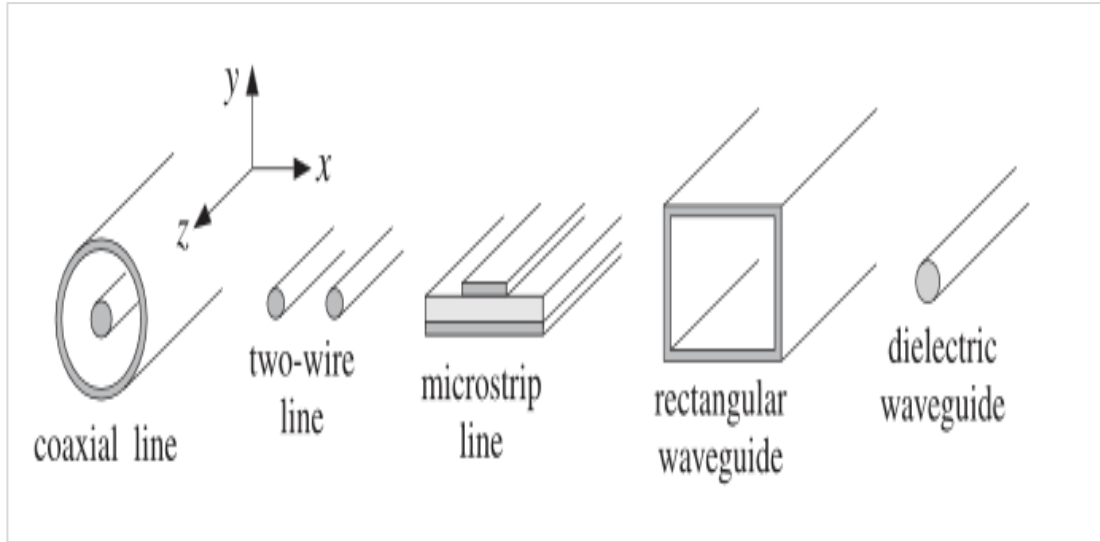
Şekil 3.22 Vektör Network Analizörü mimarisi



Şekil 3.23 Network analizörü kullanılarak gerçekleştirilen boş alan ölçümü blok şeması

Tipik bir boş alan ölçümünün de bir vektör network analizörü, iki anten ve numune tutucu üzerinde bulunan bir test malzemesi bulunur. Network analizörleri içerisinde yer alan yazılım sayesinde iletim ve yansıma katsayıları ölçüldüğü gibi yine farklı yazılımlar kullanılarak bu değerlerden dielektrik karakteristikleri çekilebilir.

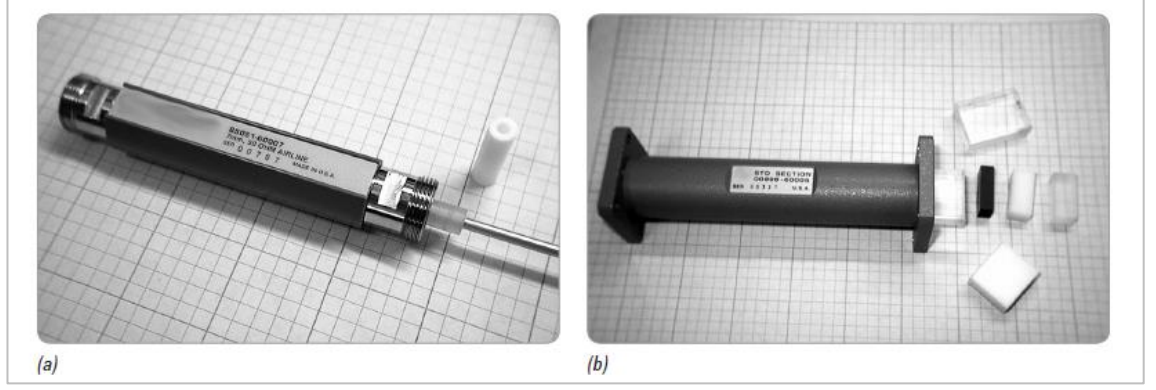
Dalga kılavuzları, elektromanyetik enerjiyi bir noktadan başka bir noktaya verimli bir şekilde transfer etmek için kullanılırlar. Şekil 3.24’ de yaygın olarak kullanılan dalga kılavuzu şekilleri görülmektedir (Orfanidis, 2014). Şekilde de görüldüğü gibi bu dalga kılavuzları, koaksiyel hatları, iki telli hatları, mikro şerit hatları, dikdörtgen dalga kılavuzlarını ve dielektrik dalga kılavuzlarını kapsamaktadır.



Şekil 3.24 Çeşitli dalga kılavuzları (Orfanidis, 2014)

Pratik olarak dalga kılavuzları yapı seçimi için genellikle; çalışma frekansı, iletilecek toplam güç ve iletim kayıpları göz önünde bulundurulmalıdır. Koaksiyel kablolar genellikle RF komponentleri bağlamada kullanılmaktadır ve çalışma frekansları genelde 3GHz altıdır. Bu frekans üzerinde kayıpları fazlalaşmaktadır. Bir diğer nokta ise tek modlu kullanımlarının olmasıdır, yüksek frekanslarda kullanım için koaksiyel kablonun çapı küçültülmelidir bu da iletilecek gücün düşmesine neden olmaktadır. İki telli hatlar mikrodalga işlemlerinde genelde kullanılmamaktadır. Bu hatlar genelde ev içindeki anten kablosu olarak kullanılmaktadır. Dikdörtgen dalga kılavuzları genelde 3GHz’ in üzerindeki mikrodalga gücün iletiminde kullanılmaktadır. Tez çalışmasının mikrodalga sensör ve sinyal emici tabanlı sensör çalışmalarında dalga kılavuzu tercih edilmiştir. Bunun nedeni, dalga kılavuzunun dış etkenlerden boş alana

göre daha az etkilenmesi olup, çalışma frekansı olarak genelde X-bant tercih edilmiştir. Böylece ölçümlerin doğruluğu ve çalışmaların uygulanabilirliği daha da artırılmıştır. Şekil 3.25’ de koaksiyel kablo ve X bant dalga kılavuzu görülmektedir.



Şekil 3.25 (a)7mm koaksiyel kablo, (b) X bant dalga kılavuzu

4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

Bu bölümde, metamalzeme sensör uygulamaları için oluşturulan yapılar ve bu yapılara ait yansıma, iletim, kırılma, bakışsızlık gibi EM özellikleri ayrıntılı bir şekilde nümerik ve deneysel olarak çalışılarak elde edilen bulgulara ait grafikler tartışılmıştır.

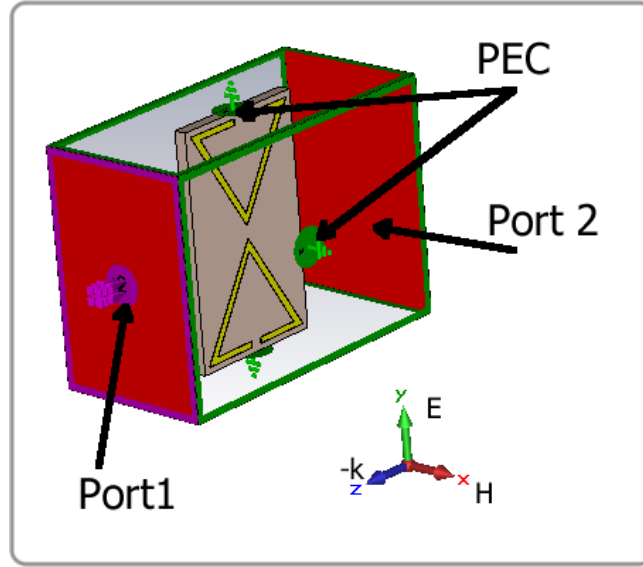
4.1. Metamalzeme Karakterizasyonu

Önerilen yapıların elektromanyetik karakterizasyonu değişik uygulamaların geliştirilebilmesi için çok önemlidir. Metamalzemelerin karakterizasyonu için bilim adamları frekans bandı, geometri, metalik yamaların boyutları, alttaş kalınlığı gibi metotlar geliştirmişlerdir (Liu ve Giessen, 2012). Elektrik ve manyetik alanlar belli bir yönde odaklandığında gelişmiş elektrik ve manyetik geçirgenlik ortaya çıkmaktadır. Genişletilmiş tepki, manyetik alan yönünün yapı yüzeyine dik ve elektrik alanının metal elemanlara teğet olması durumunda ortaya çıkmaktadır. Doğru polarizasyon ve elektromanyetik dalga yayılımı karakterizasyon prosedürü içerisinde tanımlanmalıdır. Bunu gerçekleştirebilmek için, önceden açıklandığı gibi 5 farklı sınır koşulu, üçgen ayrık halka rezonatörlü yapıya uyarlanmış ve sonuçlar detaylı olarak açıklanmıştır.

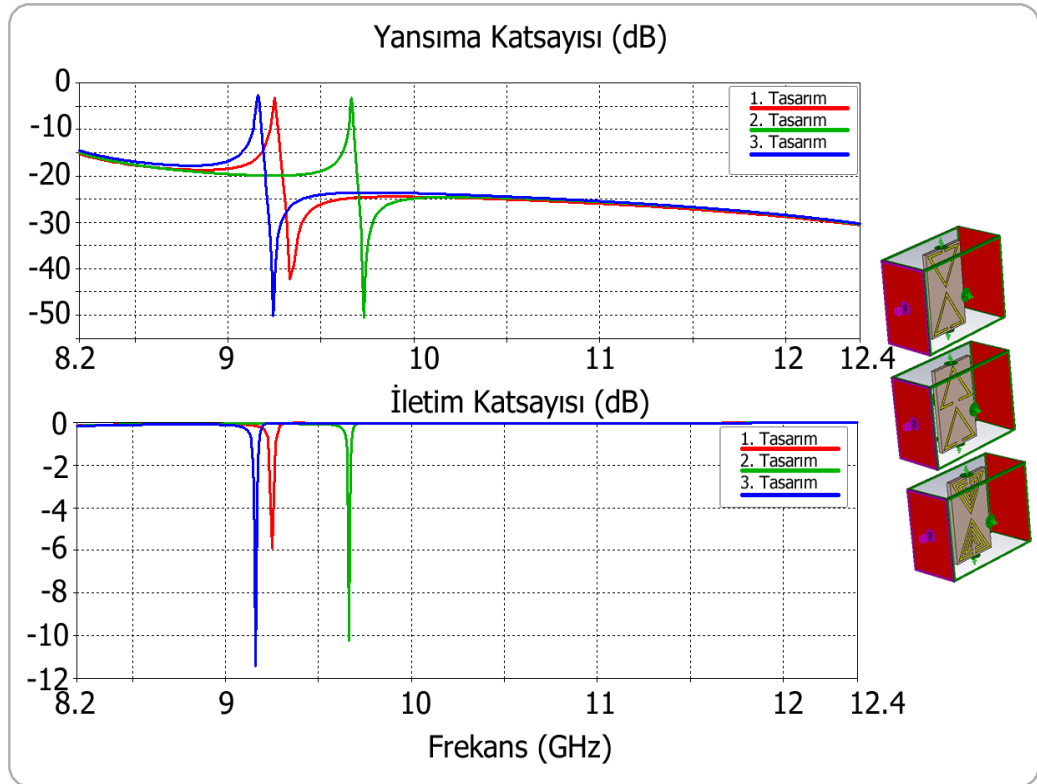
4.1.1. PEC/PEC Sınır Koşulları Kullanılarak Karakterizasyon

X/Y/Z eksenlerinde sırasıyla PEC/PEC/Open Add Space sınır koşulları Şekil 4.1 de görüldüğü gibi uygulanarak karakterizasyon çalışması gerçekleştirilmiştir. Karakterizasyon için simülasyon programında X, Y eksenlerine $E_t = 0$ ve $E_t = 0$ değerleri girilmiştir. Yan ve alt üst duvarlara PEC sınır koşulu girilerek dalga kılavuzu içerisinde karakterizasyon gerçekleştirilmiştir. Rezonatörler daha önce açıklandığı gibi Z eksenine dik bakacak şekilde yerleştirilmiştir, böylece Faraday kanununda açıklandığı gibi manyetik alan yönü rezonatörler üzerine dik gelecek şekilde konumlandırılmıştır. Uygulanan bu sınır koşuluna ilişkin benzetim görüntüsü, karışıklık olmaması için sadece birinci yapı kullanılarak Şekil 4.1 de sunulmuştur.

PEC/PEC sınır koşulları uygulandığında her üç yapının yansıma ve iletim katsayıları Şekil 4.2’ de görülmektedir.



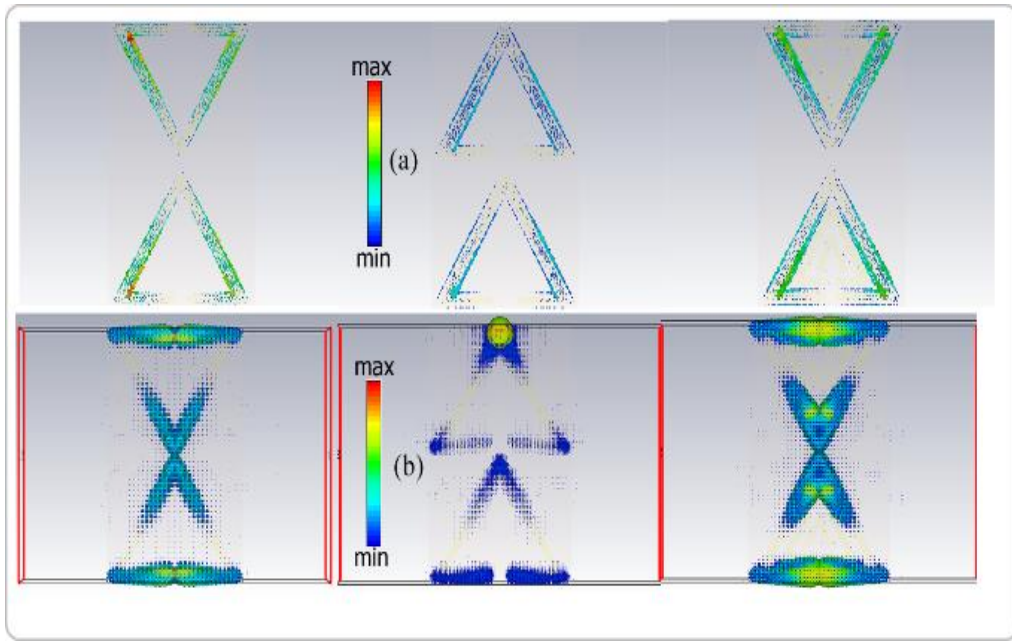
Şekil 4.1. Üçgen ayırık halka rezonatörlü metamatlamze karakterizasyonu için PEC/PEC sınır koşulu uygulanışı şematik gösterimi



Şekil 4.2 Üçgen ayırık halka rezonatörlü yapılar PEC/PEC sınır koşulları uygulandığında yansıma ve iletim katsayıları

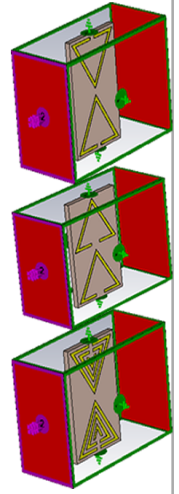
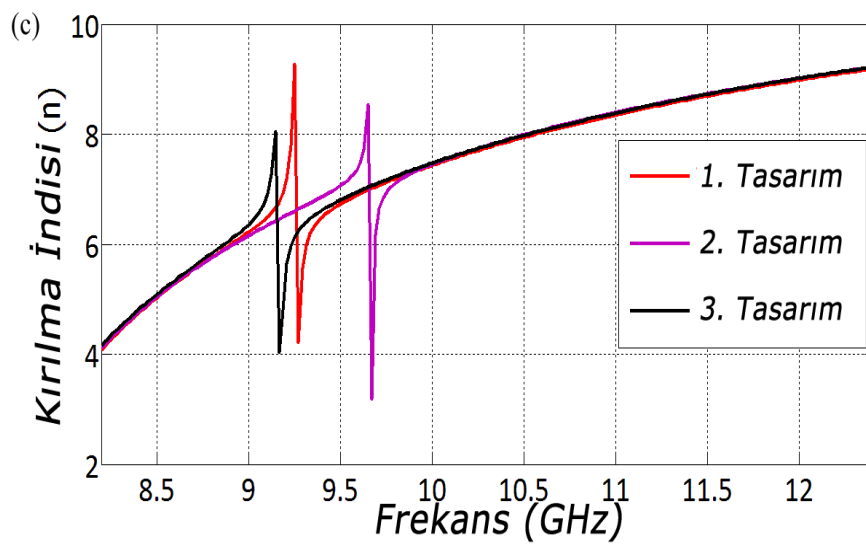
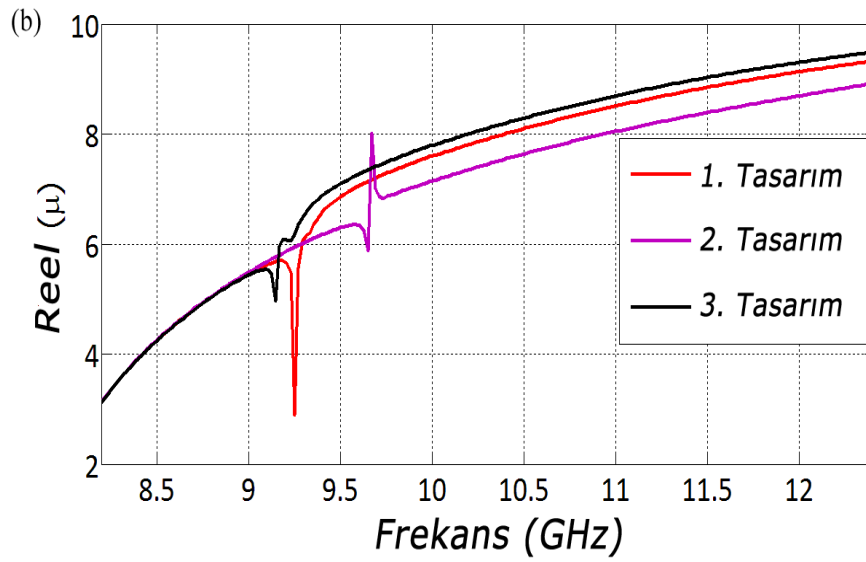
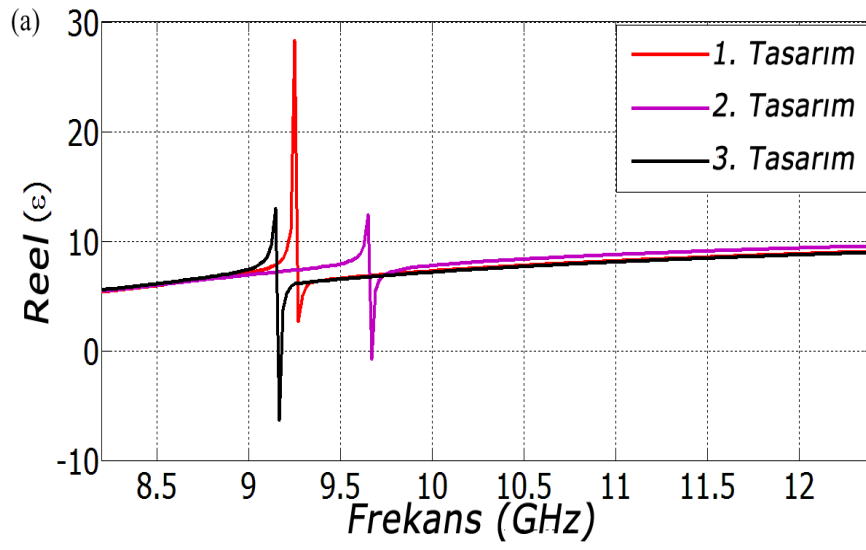
PEC/PEC sınır koşulları üçgen ayırık halka rezonatörlü yapılar uygulandığında iletim katsayıları için oluşan rezonans frekansları 9.25 GHz, 9.66 GHz ve 9.16 GHz olarak belirlenmiştir.

Her üç yapı için sinyal seviyeleri birbirine benzesede, iletim katsayıları geri dönen manyetik alan etkilerinden farklıdır. Her üç yapının X-bantta bant durduran filtre olarak kullanılması mümkündür. Elektrik enerji yoğunluğu ve yüzey akım dağılımlarını gösterebilmek için rezonans frekansları olan 9.25 GHz, 9.66 GHz ve 9.16 GHz’ de her üç yapının elektrik enerji yoğunluğu ve yüzey akım dağılımları benzetim metodu ile elde edilmiş ve Şekil 4.3’ de sunulmuştur.



Şekil 4.3. Üçgen ayırık halka rezonatörlü yapılar için rezonans frekansları olan 9.25 GHz, 9.66 GHz ve 9.16 GHz’ de (a) Yüzey akım dağılımları, (b) elektrik enerji yoğunlukları

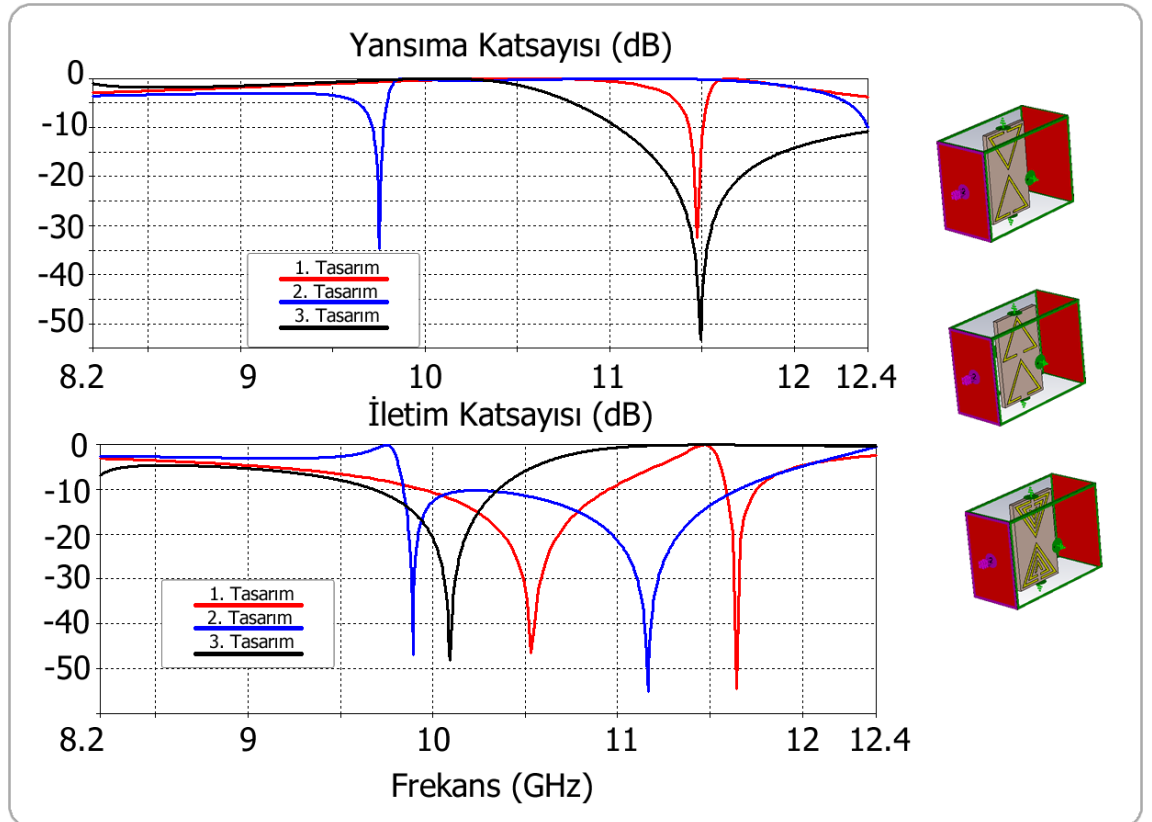
Üçgen ayırık halka rezonatörlü yapılar incelendiğinde yüzey akımlarının üst ve alt kısımlarda manyetik alan yönüne uygun şekilde toplandığı görülürken, elektrik enerji yoğunluğunun daha çok orta kısımlarda toplandığı görülmektedir. NRW metodu dalga kılavuzu sınır koşullarında etkin bir şekilde kullanılabildiği için malzeme parametreleri ve kırılma indisleri bu metot kullanılarak elde edilmiş ve Şekil 4.4’ de sunulmuştur. Şekil 4.4(a)’ a dielektrik katsayısı, Şekil 4.4(b)’ de manyetik geçirgenlik ve Şekil 4.4(c)’ de kırılma indisleri görülmektedir. Şekillerden de görüldüğü üçgen ayırık halka rezonatörlü yapı, rezonans frekanslarında güçlü bir şekilde değişime uğramaktadır. Her üç yapının dielektrik katsayısı 10 GHz ile 12 GHz arasında sabittir, bu yüzden yapıların küçük bakışimsızlık özelliği gösterdiği söylenebilir.



Şekil 4.4. Üçgen ayırık halka rezonatörlü yapıların, PEC/PEC sınır koşulları altında elde edilen gerçel ϵ, μ, η değerleri

4.1.2. PEC/PMC Sınır Koşulu Kullanılarak Karakterizasyon

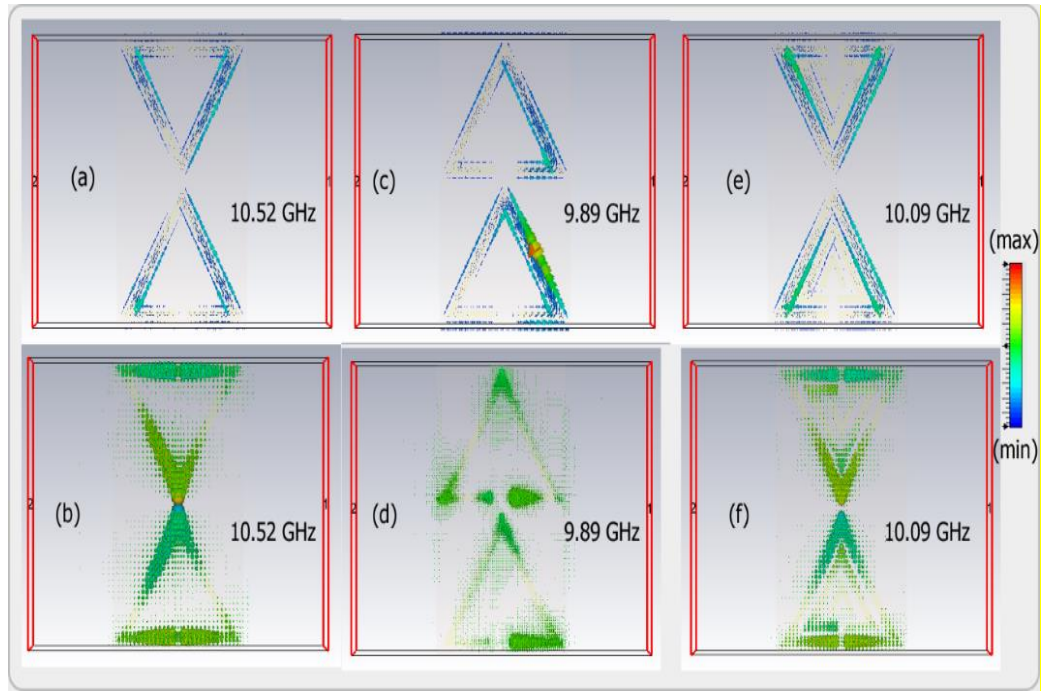
Sonsuz uzunluktaki periyodik yapılara TEM dalga uygulanması durumunda metamalzeme karakterizasyonu için PEC/PMC sınır koşulları çalışılmıştır. Bu sınır koşulunun simülasyonu, benzetim programında X – eksenine ($Ht = 0$) ve Y – eksenine ($Et = 0$) değerlerinin girilmesi mümkün olmaktadır. Bir diğer deyişle PEC sınır koşulu birim hücrenin alt ve üst duvarlarına uygulanırken, PMC sınır koşulu birim hücrenin yan duvarlarına uygulanmaktadır. Böylece PEC ve PMC sınır koşullarının yansıma etkileri benzetim programında kolaylıkla incelenebilmektedir. Bu sınır koşulları uygulandığında elde edilen yansıma ve iletim parametreleri Şekil 4.5’ de sunulmuştur.



Şekil 4.5 PEC/ PMC Sınır koşulu üçgen ayrık halka rezonatörlere uygulandığında elde edilen yansıma ve iletim katsayıları.

Bir ve üç numaralı üçgen ayrık halka rezonatörlü yapılara ait yansıma katsayısı birbirlerine benzemektedir, her ikisinde de 11.5 GHz seviyelerinde rezonans olduğu görülmektedir. Ancak üçüncü tasarımın daha büyük sinyal seviyelerine ulaştığı görülmektedir. Bunun nedeni her iki yapının birbirine dizilim olarak benzemesi ancak,

üçüncü yapıdaki endüktif etkinin daha yüksek olmasıdır. İkinci yapıda rezonans frekansı 9.75 GHz seviyelerinde oluşmuştur. İletim katsayılarına bakıldığında her üç yapı birbirinden farklı davranmakta olup rezonans frekansları değişmiştir. Bu yüzden her üç yapının daha iyi anlaşılması için iletim katsayısının rezonans frekanslarında elektrik enerji yoğunluğu ve yüzey akım dağılımları tekrar incelenmiş olup, Şekil 4.6’ da sunulmuştur. Şekil 4.6 (a, c, e)’ de yüzey akım dağılımları verilirken Şekil 4.6 (b, d, f)’ de elektrik enerji yoğunlukları sunulmuştur. Grafiğe bakıldığında yüzey akım dağılımlarının manyetik alan yönüne uygun olarak dolaştığı, elektrik enerji yoğunluklarının ise en çok birinci üçgen ayrık halka rezonatörlü yapıda yoğunlaştığı görülmektedir.

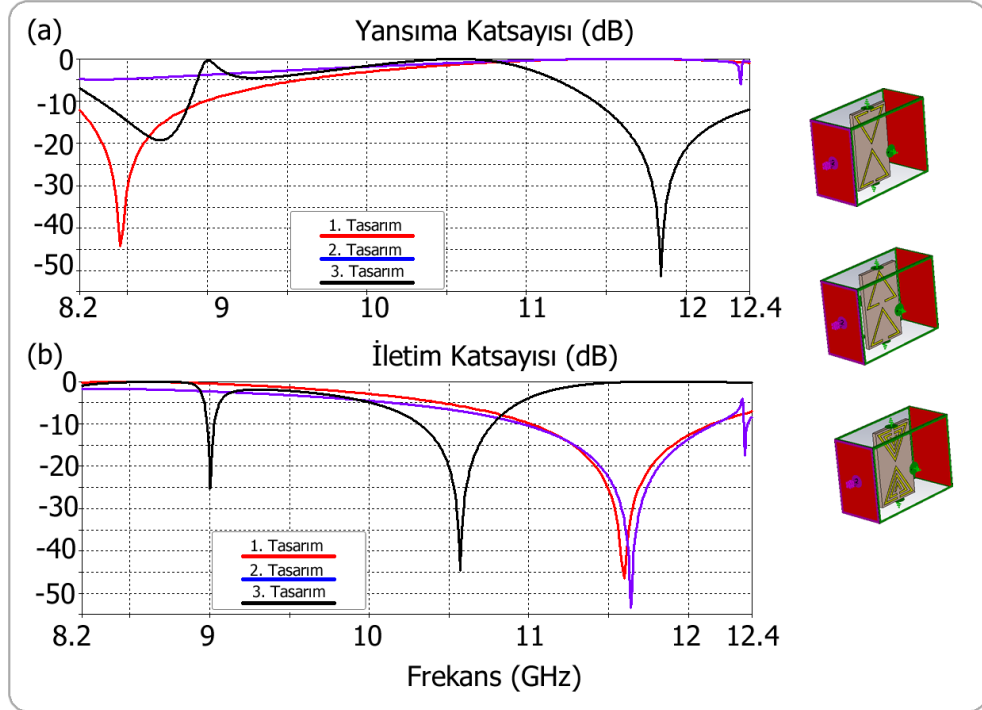


Şekil 4.6 PEC/ PMC Sınır koşulu uygulandığında her üç yapıya ait yüzey akım dağılımları (a) birinci yapı, (c) ikinci yapı, (e) üçüncü yapı ve elektrik enerji yoğunlukları (b) birinci yapı, (d) ikinci yapı ve (f) üçüncü yapı

4.1.3. PMC/PMC Sınır Koşulu Kullanılarak Karakterizasyon

PMC sınır koşulu $n \times H = 0$ (Hoppe ve Samii, 1995) olarak tanımlanabilir. Bu sınır koşulundaki yansıma ve iletim katsayılarının belirlenmesi için simülasyon programında X -, Y - eksenlerine PMC sınır koşulunun yani $Ht = 0$ olarak tanımlanması gerekmektedir. Bu sınır koşulu uygulandığında her üç üçgen ayrık halka rezonatörlü yapı tasarımı farklı yansıma ve iletim frekanslarında karakteristik

göstermiştir. Yansıma rezonans frekansları sırasıyla 8.46 GHz, 12.34 GHz, 8.46 GHz ve 11.85 GHz olarak belirlenirken iletim frekansları sırasıyla 11.60 GHz, 11.64 GHz ve 9.01 GHz, 10.57GHz olarak belirlenmiştir. Bir ve iki numaralı tasarımların birbirine yakın frekansta rezonans değerleri görülmektedir. Buna karşılık üçüncü tasarımın, bu sınır koşulu altında iki farklı noktada rezonansa girdiği görülmektedir.

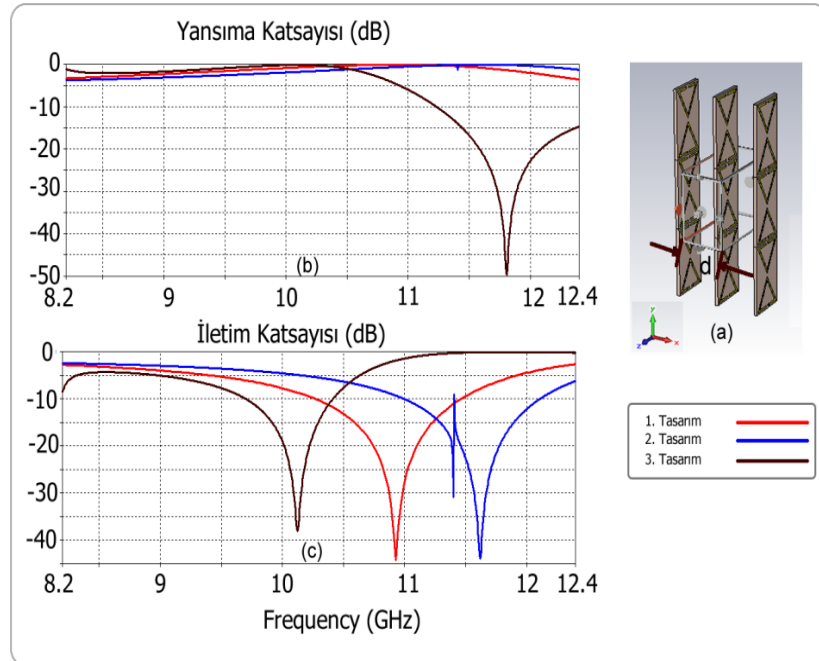


Şekil 4.7 PMC/ PMC Sınır koşulu üçgen ayırık halka rezonatörlere uygulandığında elde edilen yansıma ve iletim katsayısı parametreleri.

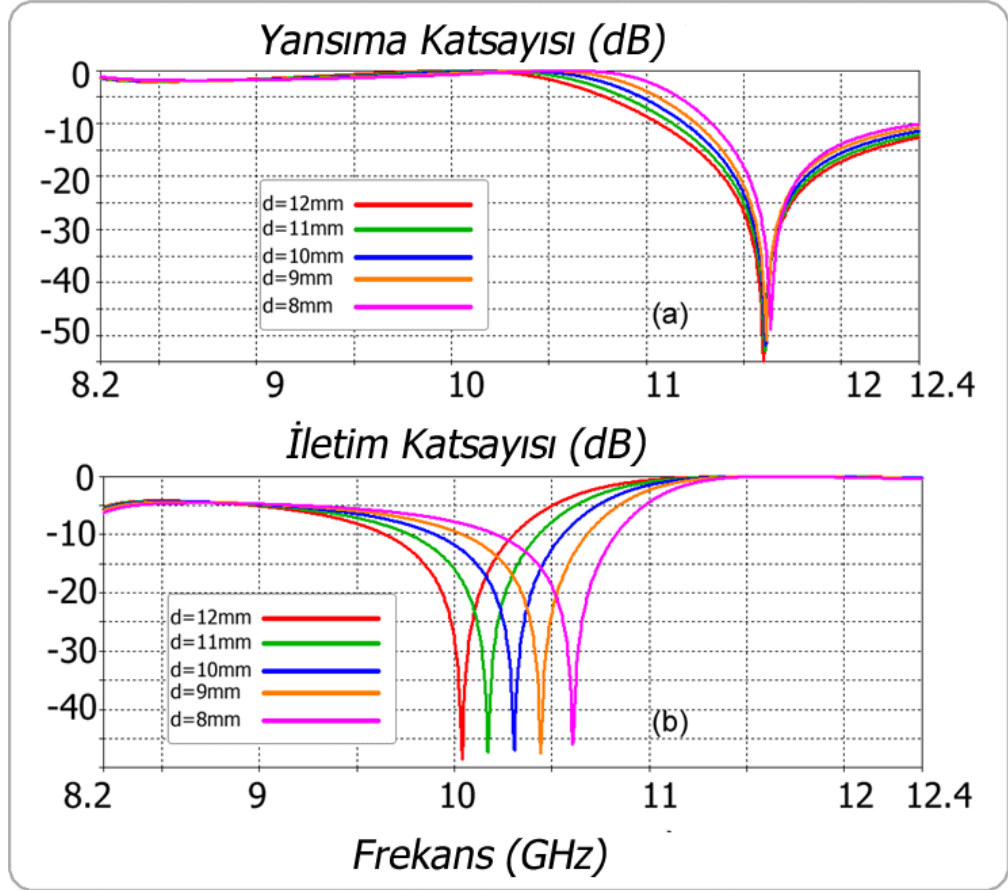
4.1.4. Birim Hücre Sınır Koşulu Kullanılarak Karakterizasyon

Bu bölümde, bir önceki bölümde anlatılan PEC/PMC sınır koşulu yerine birim hücre sınır koşulu kullanılarak karakterizasyon açıklanmıştır. Birim hücre simülasyonu için $X -$ ve $Y -$ eksenlerinde benzetim programında unit cell sınır koşulu seçilmiştir. Unit Cell sınır koşulları sonsuz uzunluktaki yapıdan benzetim için küçük bir alanın alınması (birim hücre) ile oluşturulur. Böylece sonsuz uzunluktaki yapıların benzetimi kolaylaşacağı için bu sınır koşulu tercih edilmiştir. Seçilen sınır koşulunun birinci yapıya uyarlanması Şekil 4.8.a' da sunulmuştur. Şekilden de görüldüğü gibi önerilen yapı $X -$ ve $Y -$ eksenlerinde birbirini tekrar etmektedir. Bu sınır koşulu uygulandığında her üç yapıya ait yansıma ve iletim katsayıları Şekil 4.8.b ve 4.8.c de sunulmuştur. Ayrıca sonradan etkisi araştırılacağı gibi $X -$ ekseninde bir d parametresi

ile tanımlanan mesafe kullanılmıştır. Şekil 4.8’ deki grafikler d parametresinin 12 mm olarak kullanıldığı durumda elde edilmiştir. Yansıma katsayısına bakıldığında bir ve iki numaralı üçgen ayırık halka rezonatörlü yapı için bir rezonans oluşmadığı görülmüştür. Bunun nedeni d parametresine bağlı olarak kapasitansın, rezonans frekansını bu iki yapı için seçilen bant aralığına çekememesidir. Ancak, üç numaralı tasarımda 11.76 GHz seviyelerinde bir rezonans oluştuğu görülmektedir. İletim katsayılarına bakıldığında her üç yapının da farklı frekanslarda rezonans değerleri görülmektedir. Daha önce belirtilen d parametresinin etkisinin daha iyi anlaşılması için bu parametrenin değeri azaltıldığında ortaya çıkan yansıma ve iletim katsayıları incelenerek Şekil 4.9’ de sunulmuştur. Bu parametrenin yansıma üzerindeki etkisi görülmesi için belirtilen bantta sadece üçüncü yapı bu gereksinimi karşıladığı için üçüncü yapı örnek olarak alınmıştır. Üçüncü ayırık halka rezonatörlü yapı içiçe ayırık halka rezonatörlerinden oluşmaktadır, buda indüktif özelliğini ön plana çıkarmaktadır. Şekil 4.9’ a bakıldığında yansıma katsayısının değişmediği görülürken iletim katsayısının geriye doğru kaydığı görülmektedir. Bunun nedeni ise karşılıklı kapasitans değerinin iletim katsayısını etkilemesidir.



Şekil 4.8. Birim Hücre Sınır Koşulu üçgen ayırık halka rezonatörlü yapılarak uygulandığında oluşan (a) birim hücre görüntüsü, (b) yansıma katsayısı, (c) iletim katsayısı.

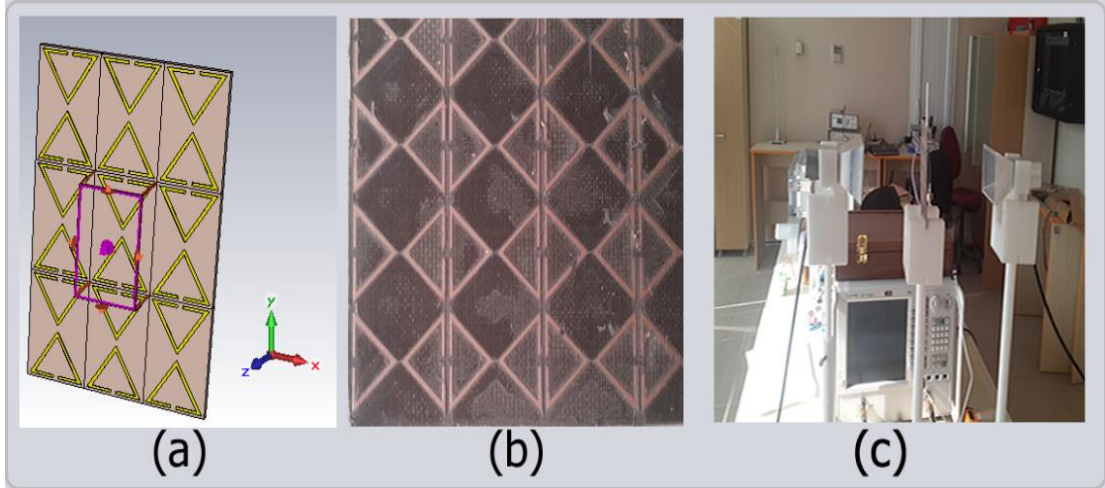


Şekil 4.9. d parametresinin üçgen ayırık halka rezonatörü üzerindeki (a) yansımaya olan etkisi, (b) iletme olan etkisi

4.1.5. Birim Hücre Sınır Koşulunun Farklı Açıda Uygulanması Durumunda Karakterizasyon

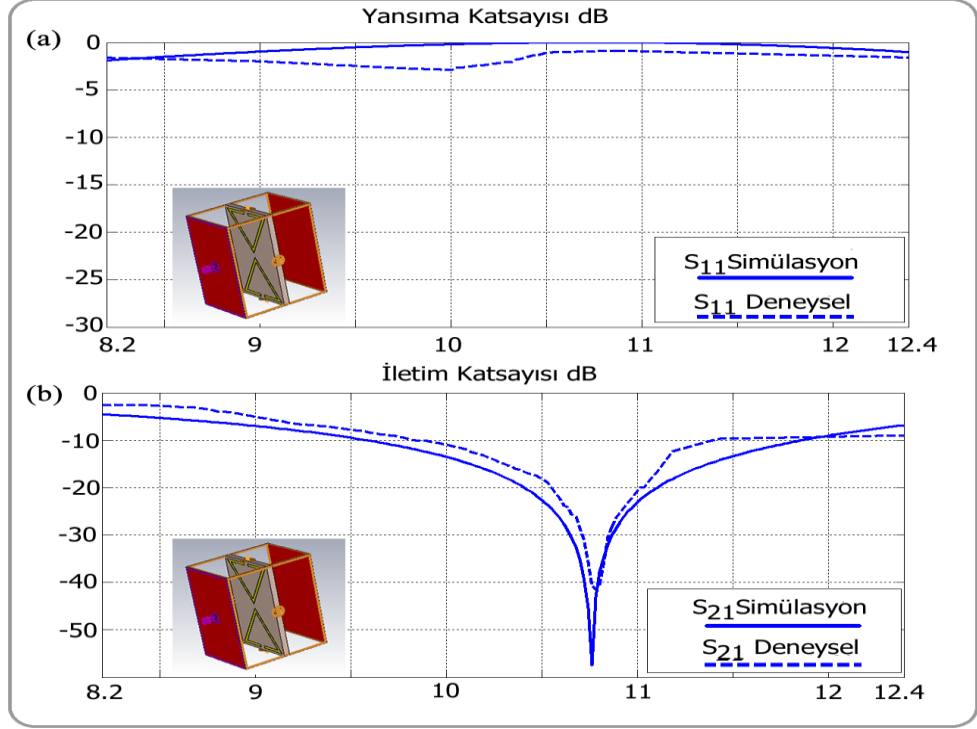
Bu bölümde üçgen ayırık halka rezonatörleri üzerine dalgaın farklı açıda gelmesi durumunda S – Parametreleri simülasyon ve deneysel olarak elde edilmiştir. Bu sınır koşulunda rezonatörler Z – eksenine dik olarak yerleştirilerek düzlem dalga Z – eksenini boyunca uygulanmıştır. Her üç üçgen ayırık halka şekilli metamalzeme X, Y eksenleri boyunca periyodik olarak yerleştirilmiştir. Bu sınır koşulları için kurulum şeması Şekil 4.10.a da sunulurken, Şekil 4.10.b de üretilen yapı, Şekil 4.10.c de ise deneysel çalışmadan bir görüntü yer almaktadır. Deneysel çalışma sonuçları ile ilgili olarak yansım katsayıları bir, iki, ve üç numaralı tasarım için sırasıyla Şekil 4.11.a, Şekil 4.11.b ve Şekil 4.11.c’ de sunulurken, iletim katsayıları sırasıyla Şekil 4.11.d, Şekil 4.11.e ve Şekil 4.11.f de sunulmuştur. Bu çalışmada üçgen ayırık halka rezonatörlü yapı üzerinde durulmasındaki esas etken metamalzeme karakterizasyonu için kare veya dikdörtgen ayırık halka rezonatörlü yapıların sıklıkla tercih edilirken üçgen ayırık halka

rezonatörlü yapıların daha az tercih edilmesi ve bu şekilde özellikle içiçe üçgen ayırık halka rezonatörlü yapıdan oluşan çalışmaların sayısının az olmasıdır. Ayrıca manyetik alan yönünün rezonatörler ile yaptığı açı farkından dolayı önceki çalışmalarda elde edilen sonuçlardan farklılıklar oluşmuştur.

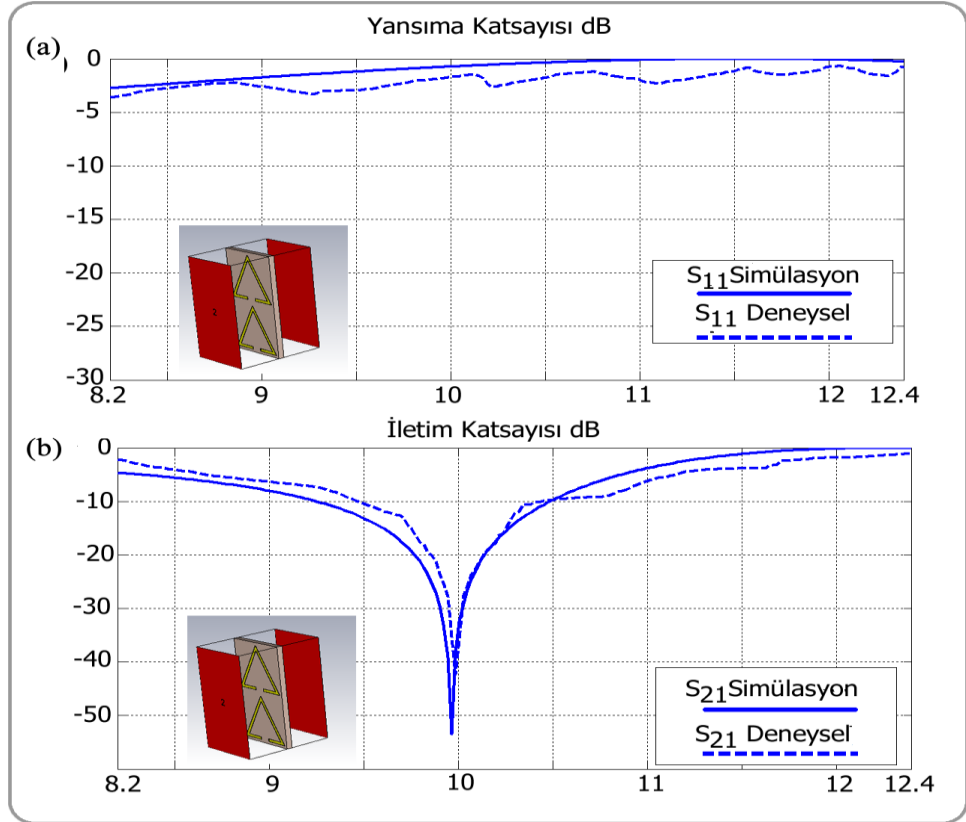


Şekil 4.10. Birim hücre sınır koşullarında farklı açıda dalga gelmesi durumu için (a) Nümerik kurulum şeması, (b) üretilen yapı, (c) deneysel çalışma görüntüsü

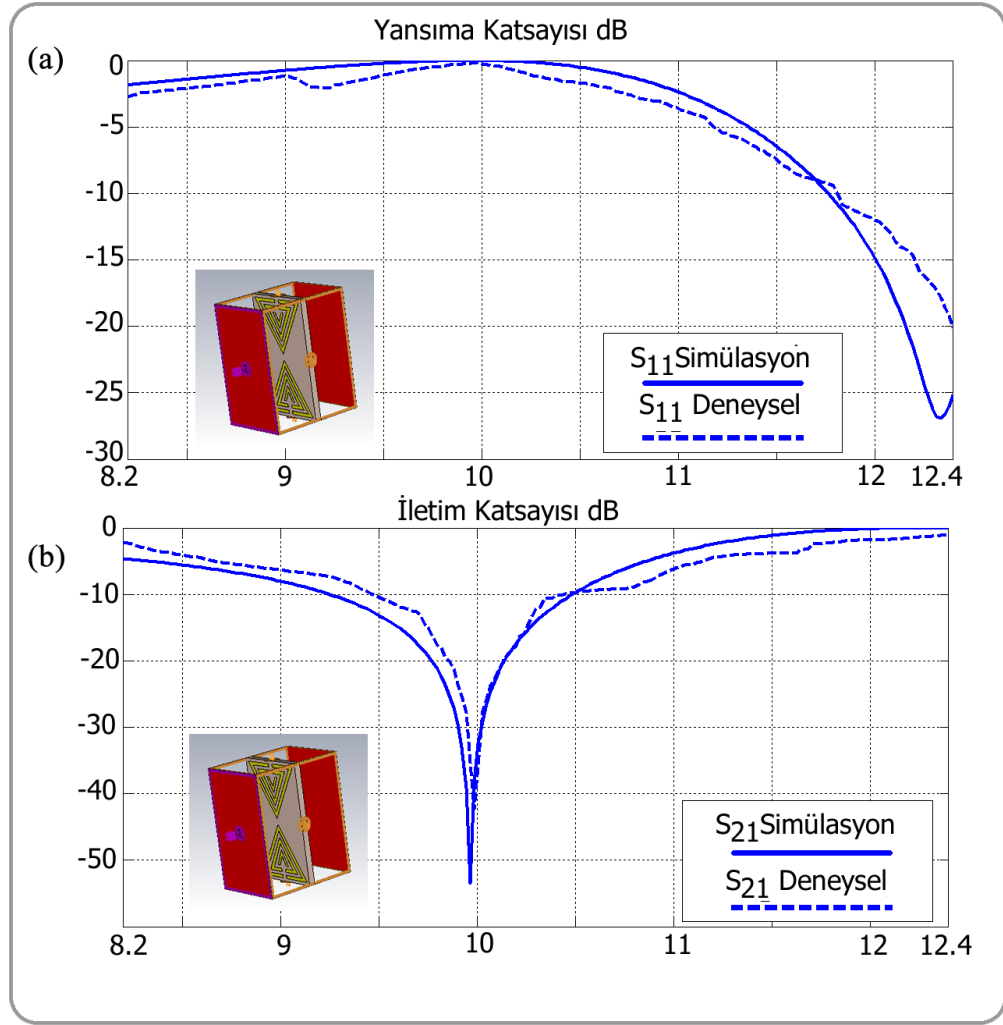
Bir ve iki numaralı üçgen ayırık halka rezonatörlü yapının gerek simülasyon gerek deneysel çalışmasında yansıma katsayısı değeri sıfıra yakın olarak belirlenmiştir. Buna karşılık, üçüncü tasarımda X – band sonuna doğru rezonans olduğu görülmektedir. İletim katsayılarına bakıldığında ise durum biraz daha farklıdır, bu durumda her üç yapıda sırasıyla 10.76 GHz, 11.56 GHz ve 9.96 GHz, seviyelerinde rezonans görülmektedir. Genel olarak deneysel çalışma sonuçları ile benzetim sonuçlarının birbirine yakın olduğu görülmektedir. Meydana gelen farklılıklar kalibrasyon ve üretim hatalarından kaynaklanmaktadır. Üretim için kullanılan cihazın hassasiyet değerleri ile benzetim programındaki yapının birebir aynısının üretilmesi mümkün değildir, bu yüzden az da olsa farklılıklar vardır. Bir diğer etken ise, piyasadan bulunan malzemelerin benzetim programındaki malzemeler ile birebir aynı mikrodalga özelliklerini gösterememesidir. Son etken ise kalibrasyon kaynaklıdır, kalibrasyon çalışması her ne kadar vektör network analizörü üreticisinin ürettiği kit olsada kablo ve adaptörler üzerinde bir miktar kayıplar ve hatalar oluşmaktadır.



Şekil 4.11 Birim hücre sınır koşulunun farklı dalga geliş yönü için uyarlanması durumunda birinci yapı için (a) yansım katsayısı, (b) iletim katsayısı



Şekil 4.12 Birim hücre sınır koşulunun farklı dalga geliş yönü için uyarlanması durumunda ikinci yapı için (a) yansım katsayısı, (b) iletim katsayısı



Şekil 4.13 Birim hücre sınır koşulunun farklı dalga geliş yönü için uyarlanması durumunda üçüncü yapı için (a) yansima katsayısı, (b) iletim katsayısı

4.2. U-Şekilli Frekans Seçici Yüzey Tabanlı Metamalzeme Sensör Uygulamaları

Bu çalışmada U-Şekilli frekans seçici yüzey (FSY) tabanlı metamalzeme sensör uygulamaları için geliştirilen üç adet yapının TE ve TM dalga polarizasyonu için iletim katsayıları nümerik olarak elde edilmiş ve elde edilen bu sonuçlar deneysel sonuçlar ile karşılaştırılarak doğruluğu ispatlanmıştır. U şekilli yapıların pek çok kullanım alanı vardır bu çalışmada U şekilli yapı seçilmesindeki amaç üretimin kolay olması ve pek çok kullanım alanına rahatlıkla uygulanabilir oluşudur. Periyodik ve dalga kılavuzu deneysel çalışmaları için tasarlanan yapıların tümü CNC kontrollü PCB üretim makinesinde imal edilmiştir. Periyodik yapılar uygulama bütünlüğü olması açısından 150x100mm ebatlarında üretilmiştir. Dalga kılavuzu için üretim ebatları WR90 dalga kılavuzu boyutları olan 22.86x10.16 mm ebatlarına uygun olarak öğretilmiştir.

Tasarlanan yapıların ölçümleri Agilent PNA-L N5234A model network analizörü, BBHA 9120 koni anten, X281A koaksiyel adaptör ve WR 90 dalga kılavuzu kullanılarak gerçekleştirilmiştir. WR90 dalga kılavuzunun çalışma frekansı 8.2 – 12.4 GHz aralığındadır. Şekil 4.14’ de deneysel çalışmaya ilişkin detaylar görülmektedir.

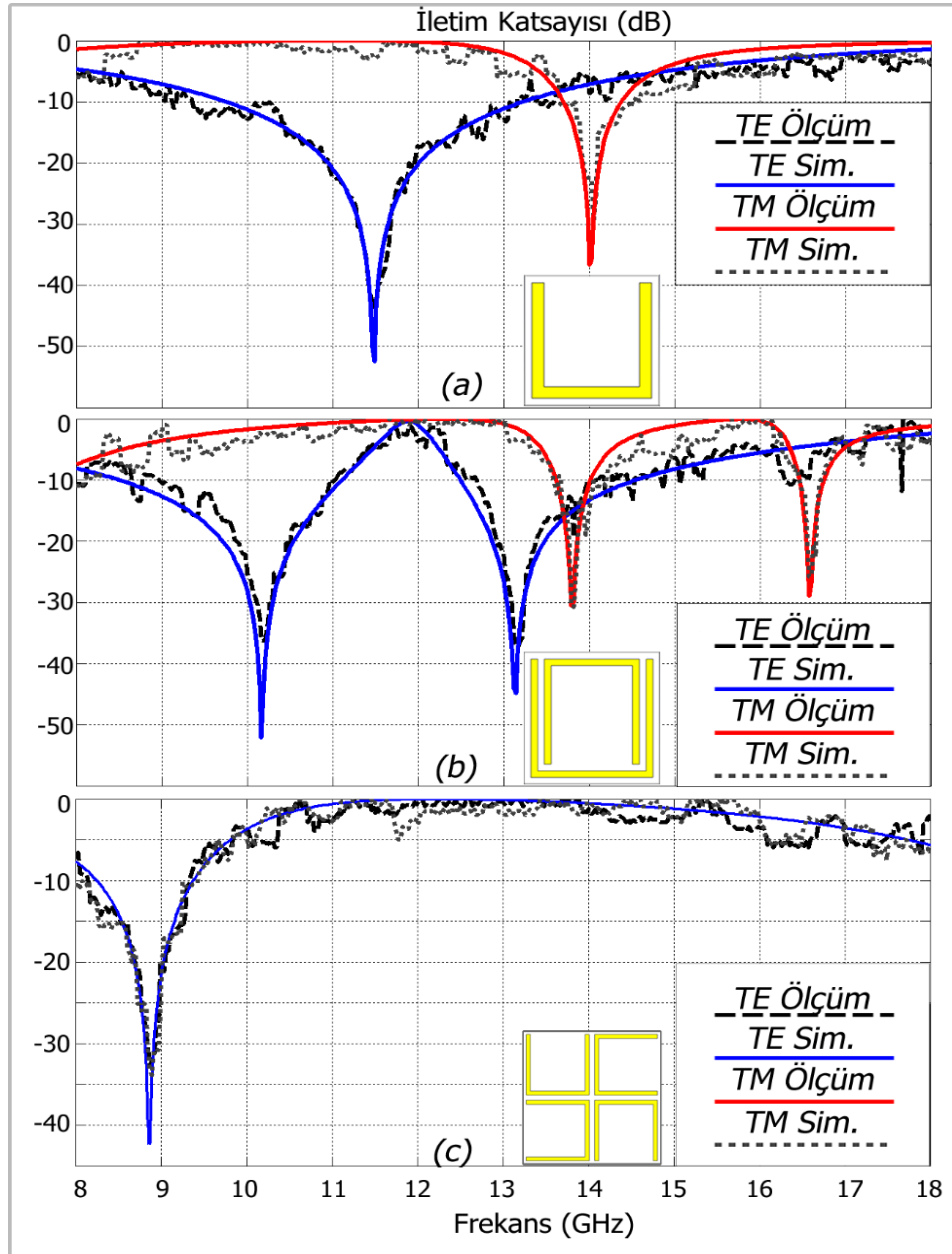


Şekil 4.14 Deneysel kurulum şeması (a) periyodik birim hücre, (b) dalga kılavuzu ölçümleri, (c) Dalga kılavuzu ölçümleri için üretilen U-şekilli FSY numuneleri

4.2.1 Birim Hücre Sınır Koşulları

Tek, çift ve dört U-şekilli elemanlardan oluşan FSY elemanları nümerik ve deneysel olarak çalışılmıştır. Bütün nümerik simülasyon ve ölçüm çalışmaları $X - (8 - 18GHz)$ Bant ve $Ku - (12 - 18 GHz)$ aralıklarını kapsayacak şekilde ilgili sınır değerlerine göre çalışılmıştır. Tek, çift ve dört U-şekilli FSY'lere TE (dikey polarizasyon) ve TM (yatay polarizasyon) dalga polarizasyonu modlarına ait nümerik ve deneysel iletim katsayıları Şekil 4.15’ de sunulmuştur. Şekil 4.15.a ve 4.15.b’ de görüldüğü üzere tek ve çift rezonanslar, tek ve çift U-şekilli frekans seçici yüzey elemanları için ortaya çıkmıştır. TE ve TM dalga polarizasyonları arasındaki 90° fark sonucu rezonans frekans değerleri farklıdır. U-şekillerinin simetrik olarak

yerleşmesinden dolayı dört U-şekilli FSY polarizasyon bağımsız olarak değerlendirilebilir. TE polarizasyon modunda tek, çift ve dört U-şekilli frekans seçici yüzey frekansları 11.48, 10.168 – 13.141, 8.86 GHz olarak sıralanabilir. TM polarizasyon modunda ise 14, 13.809 – 16.587, 8.85 GHz olarak sıralanabilir. Deneysel çalışma ve nümerik çalışma sonuçlarının TE ve TM polarizasyonlarının her ikisinde de birbirine yakın çıktığı görülmektedir.



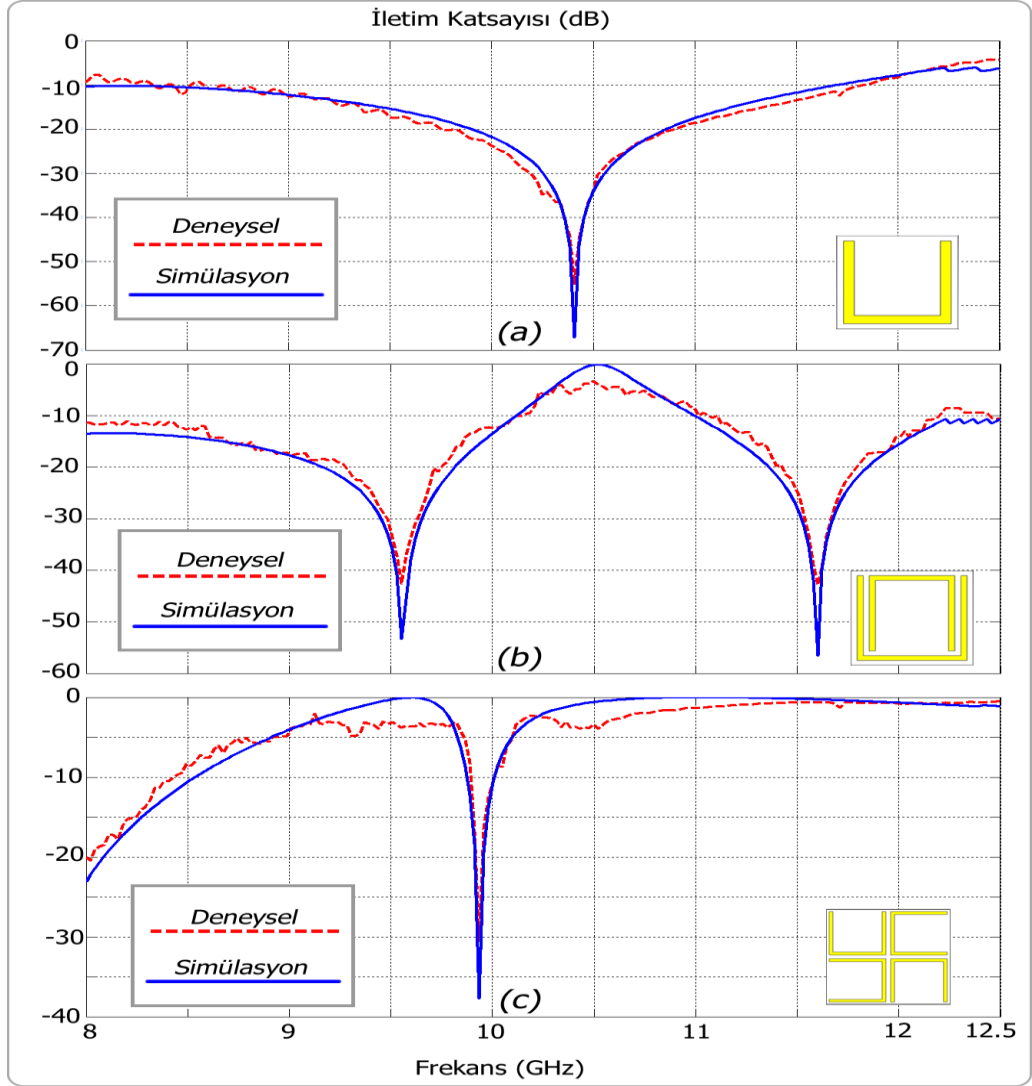
Şekil 4.15. TE ve TM polarizasyon modunda nümerik ve deneysel çalışma iletim katsayıları (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY

4.2.2 Dalga Kılavuzu Sınır Koşulları

Dalga kılavuzu filtre tasarımı, FSY elemanlarının dalga kılavuzu içerisine yerleştirilmesi sonucu elde edilip, küçük yapı, kolay üretim, hafiflik ve düşük maliyet gibi bir takım özellikleri vardır. Dalga kılavuzu boyutları çalışma frekansı için büyük önem arz etmektedir. Bu bölümde WR90 dalga kılavuzu seçilmiş olup bu kılavuzun boyutları $22.86 \times 10.16 \text{ mm}$ olup X bant frekans aralığında çalışmak üzere tasarlanmıştır. Birim hücre sınır koşullarına ek olarak, iletim değerleri Şekil 4.14.b' de görüldüğü gibi WR90 dalga kılavuzu kullanılarak elde edilmiştir. Üretilmiş olan U-şekilli FSY elemanları dalga kılavuzunun tam olarak içine yerleştirilmiştir. Ölçümler, network analizörü kullanılarak TE dalga modunda gerçekleştirilmiştir. Bilindiği üzere dalga kılavuzlarında TEM dalga ilerleyemez. Ölçüm ve benzetim sonuçları Şekil 4.16' da sunulmuştur. Şekilden de görüldüğü üzere deneysel ve nümerik sonuçlar birbirleriyle uyumlu olup çok az farklılıklar vardır. Bu farkların nedeni üretim, kalibrasyon ve malzeme ile ilgilidir. Şekil 4.16.a ve 4.16.c' de görüldüğü gibi tek rezonans ortaya çıkmış olup rezonans frekansı 10.37 GHz ve 9.9 GHz' dir. Çift U-şekilli FSY'nin rezonans frekansları ise 9.508 GHz ve 11.51GHz' dir. Görüldüğü gibi, tek ve dört U-şekilli FSY elemanları X –bantta, bant durduran filtre olarak kullanılabilirken, çift U-şekilli FSY iki noktada bant durduran filtre özelliği göstermektedir. İki U şekilli yapı tek U şekilli yapıya göre ikinci bir U şekli içermektedir, Şekil 4.16' da görüldüğü gibi ikinci rezonansın sebebi budur.

4.2.3 Boyutların İletim Katsayısı Üzerindeki Etkisi

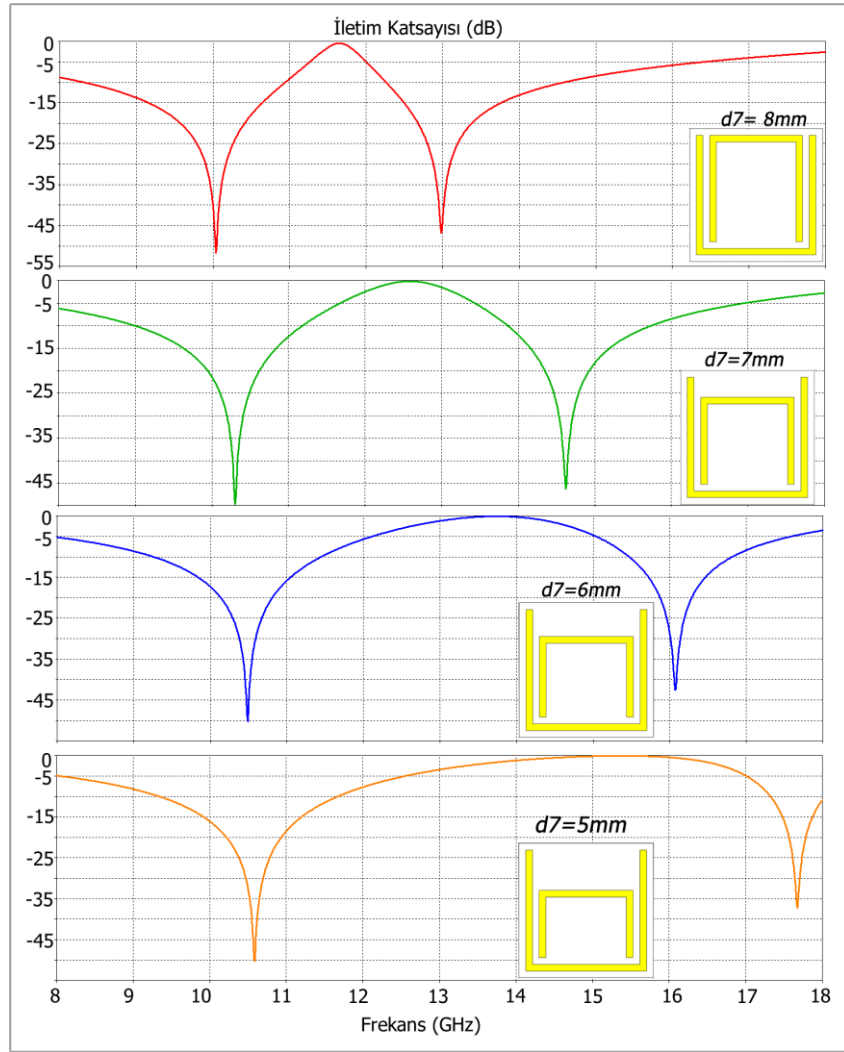
Bu bölümde d_7 ve d_{10} olarak adlandırılan parametrelerin iletim katsayısı üzerindeki etkisinin araştırılması için çift ve dört U-şekilli frekans seçici yüzeyler, birim hücre sınır koşullarında nümerik olarak analiz edilmiştir. Nümerik analiz sonuçları Şekil 4.17 ve Şekil 4.18' da sunulmuş olup TE dalga periyodik yüzeye dik olarak geldiği varsayılmıştır. Çift U-şekilli FSY yapısının hem dalga kılavuzu sınır değerlerinde hem de, birim hücre sınır değerlerinde iki yerde bant durduran filtre özelliği gösterdiği şekillerde görülmektedir. d_7 olarak adlandırılan iki U-şekilli FSY'nin iç tarafında yer alan kol uzunluğunu temsil eden parametrenin iletim katsayısı üzerindeki etkisi Şekil 4.17' de görülmektedir. d_7 parametresi $5 \text{ mm} - 8 \text{ mm}$ arasında 1 mm aralıklarla değiştirilmektedir.



Şekil 4.16. Dalga kılavuzu sınır koşulları kullanıldığında ortaya çıkan nümerik ve deneysel iletim değerleri (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY.

Şekil 4.17' den de görüldüğü gibi iki U-şekilli yapının ikinci rezonans değeri 13GHz seviyelerinden 18GHz seviyelerine çıkmaktadır. Birinci rezonans değerinin ise sabit kaldığı söylenebilir. Bu konuyu anlayabilmek için tek U şekilli yapı dikkatle incelenmelidir. Tek U şekilli yapı ile iki U şekilli yapı arasındaki fark iki U şekilli yapının ikinci bir U şekli içermişidir. Rezonans frekanslarına bakıldığında bu birinci rezonansın hepsinde aynı olmasının nedeni budur ancak eklenen ikinci U şekilli rezonatör bobin etkisini artırmaktadır. İkinci U şekilli rezonatörün bobin etkisinin azalması $1/\sqrt{LC}$ ile orantılı olarak rezonans frekansının yukarı doğru çıkmasına neden olmaktadır. Şekil 4.17' de görüldüğü gibi tek bir parametreye bağlı olarak iletim karakteristiği mükemmel şekilde değiştirilmektedir. Bu konu ayarlanabilir filtre

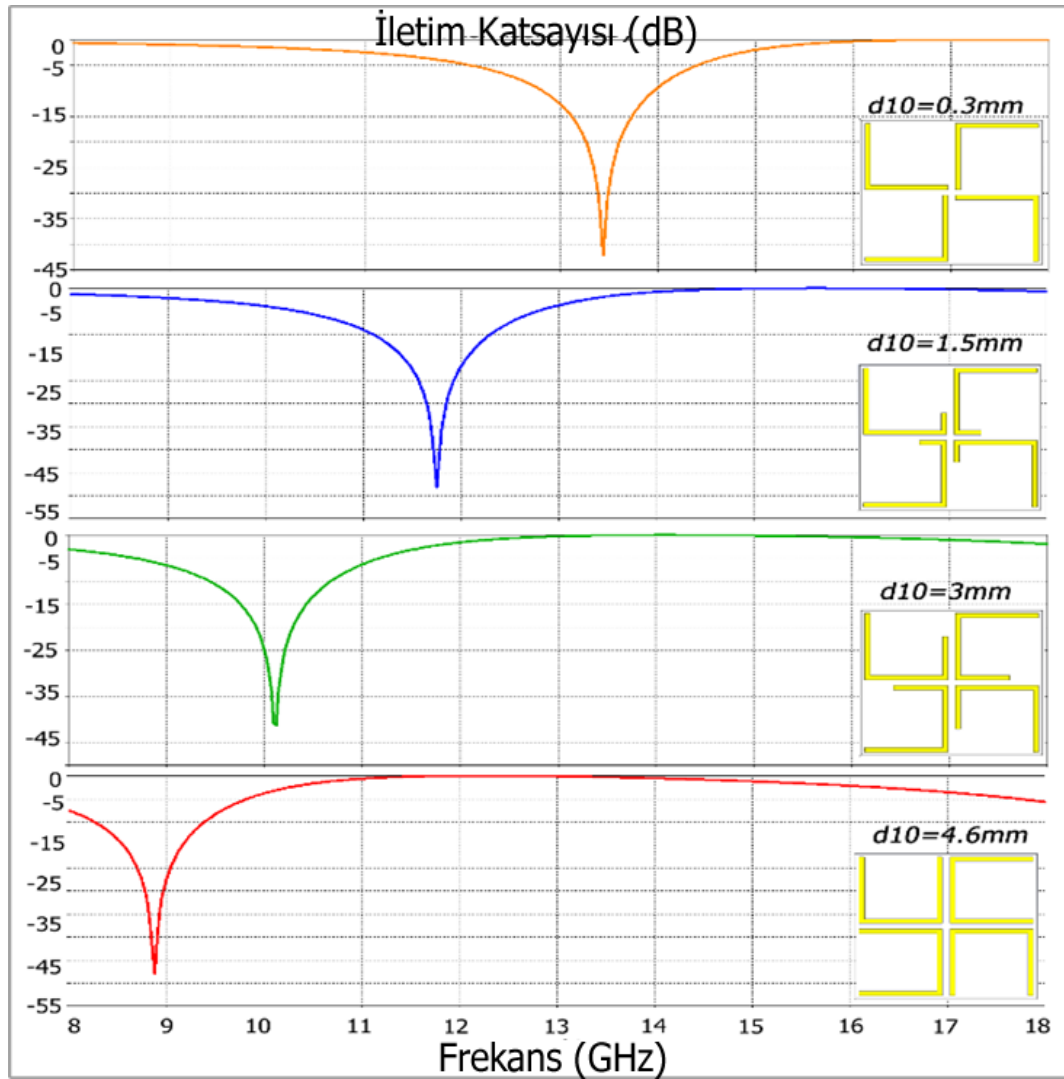
uygulamaları için çok önemlidir, tek bir parametre 3mm değiştiğinde bant genişliğinin yaklaşık olarak 5 GHz değişmesi çok önemli bir bulgudur. Bu değişkenin değerinin değiştirilmesi sonucu çalışma frekansı X –Bant ve Ku –Bant arasında ayarlanabilmektedir. İki U şekilli yapının ikinci U kolunun uzunluğu değiştirilerek bant durduran filtrenin çalışma frekansı rahatlıkla ayarlanabilir. İki U şekilli yapının frekansı ayarlama en önemli parametre d_7 parametresi olduğu için diğer parametreler üzerinde durulmamıştır.



Şekil 4.17 d_7 parametresinin iki U-şekilli FSY iletim katsayısı üzerindeki etkisi

Bir diğer önemli örnekleme dört U-şekilli FSY ile gerçekleştirilmiştir. Dört U-şekilli FSY nin d_{10} ile tanımlanan iç kol uzunluğu değiştirilerek iletim katsayısı üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Şekil 4.18’ de belirtilen kola ait uzunluk

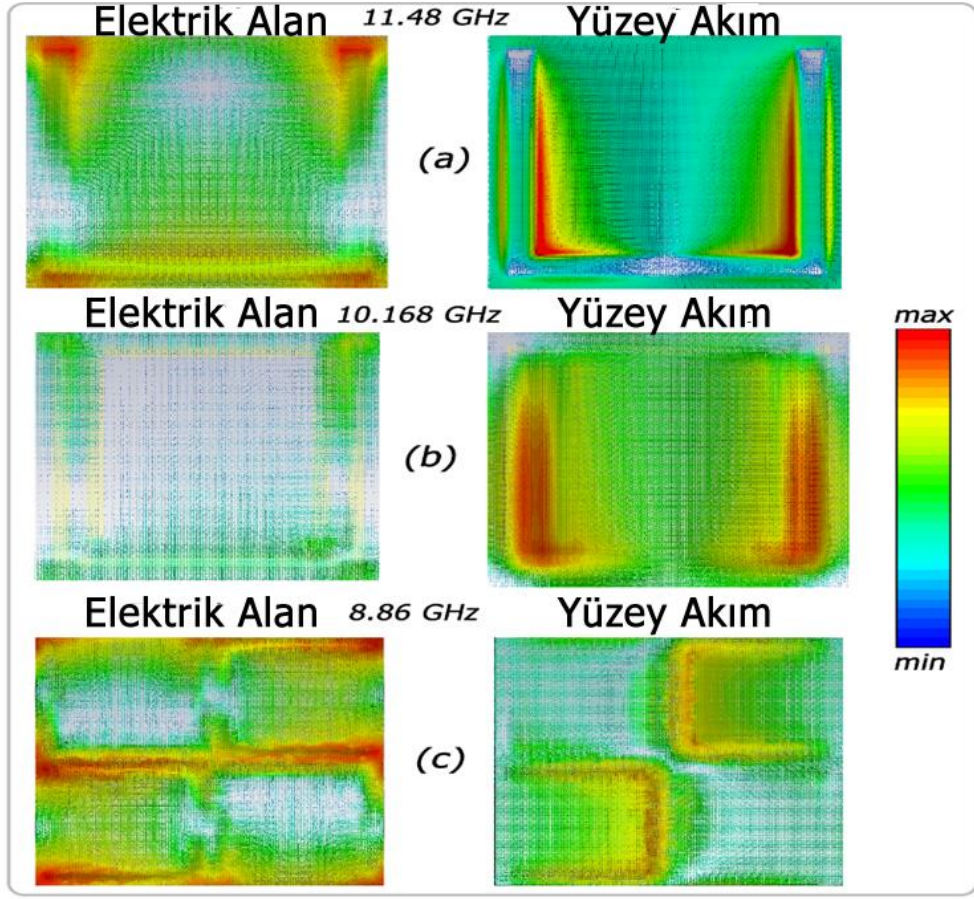
örneklendirilmiştir, şekilden de görüldüğü gibi d_{10} ile tanımlanan uzunluğun rezonans üzerinde 8 – 18 GHz aralığında doğrudan bir etkisi vardır. d_{10} değeri 0.3mm’ den 4.6mm’ ye çıkarıldığında iletim katsayısı rezonans frekansı 13.43 GHz’ den 8.87 GHz değerine düşmektedir. Bu düşüşün nedeni Şekil 4.18’ de görüldüğü gibi toplam ayarlanabilir bant aralığı 3.60 GHz dir. Görüldüğü gibi dört U-şekilli FSY’ nin tasarım parametrelerinden bir tanesinin değiştirilmesi ile tüm X – bandı boyunca ayarlama yapılması imkanı mümkündür. Bu ayarlama kapasitans etkisi sayesinde gerçekleşmektedir. Genel olarak bilindiği gibi rezonans frekansı değeri $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ile bulunabilir. Kol uzunluğu en yüksek değerinde iken rezonans frekansının en düşük, kol uzunluğunun en düşük olduğu durumda ise rezonans frekansının en büyük olmasının sebebi budur.



Şekil 4.18 d_{10} parametresinin dört U-şekilli FSF iletim katsayısı üzerindeki etkisi

4.2.4 Elektrik Alan ve Yüzey Akımı

Tek, çift ve dört U-Şekilli FSY'ler için elektrik alan ve yüzey akım dağılımlarının periyodik birim hücre sınır koşulları için rezonans frekansları olan 11.48 GHz, 10.168 GHz, ve 8.86 GHz de araştırılmış ve Şekil 4.19' da sunulmuştur. Çift U-şekilli yapının her iki rezonans değerinde de manyetik alan ve elektrik alan ektileri birbirine yakın olacağından dolayı ve kolay anlaşılabilirlik için sadece bir rezonans frekansı seçilerek çalışılmıştır. Tek U-şekilli FSY için Şekil 4.19a' da görüldüğü gibi elektrik alan, dikey kolların üst uçlarında yoğunlaşmıştır. Yüzey akımları ise sağ ve sol kollar üzerinde yoğunlaşmıştır. Paralel akım dağılımları sağ ve sol kollar üzerinde görülmektedir, bu da simetrik rezonans modunun rezonatörler üzerinde mevcut olduğunu gösterir. Simetrik rezonans modunda, rezonans frekansı değerinde oluşan elektrik alan, yüzey akımlarına sebep olmaktadır. Ek olarak, yapının elektrik alan dağılımları, elektrik dipolleri arasındaki kuplajı doğrulamaktadır. Çift U-şekilli FSY'nin sağ ve sol katmanları arasında zıt yönlü akım akış dağılımları olduğu şekil 4.19.b' de görülmektedir. Bu da manyetik dipollerin sebep olduğu rezonans frekansı olan 10.168 GHz de ortaya çıkmakta olup, asimetric rezonans moduna sebep olmaktadır. Güçlü manyetik rezonans, rezonatörler arasındaki indüktans ve kapasitans etkilerinden kaynaklanmaktadır. Bu da, rezonansın manyetik alan tarafından uyarıldığını göstermektedir. Ayrıca önerilen modelin üst ve alt kısımlarında paralel akım dağılımları simetrik rezonans modunu destekleyecek şekilde bulunmaktadır. Bunun nedeni ise aynı frekanstaki elektrik alandan kaynaklanmaktadır. Fakat bu elektrik alanın oldukça zayıf olduğu görülmektedir. Şekil 4.19.c' de görüldüğü gibi dört U-şekilli FSY üzerindeki elektrik alan sağ üst ve sol alt kısım ile yatay kolların ortalarında toplanmıştır. Yüzey akımları ise üst sağ ve alt sol kısımda toplanmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi paralel ve zıt yönlü akımların simetrik ve asimetric rezonans modlarını desteleyecek şekilde rezonatörler üzerinde bulunduğu görülmektedir. Rezonans frekansında görülen yoğun elektrik alanı simetrik rezonans modunu destekler ve elektrik dipollerinin kuplajından kaynaklanır. Bunun yanında rezonans, elektrik alan tarafından uyarılmaktadır. Anti paralel yüzey akımları ise manyetik rezonansa sebep olmaktadır.

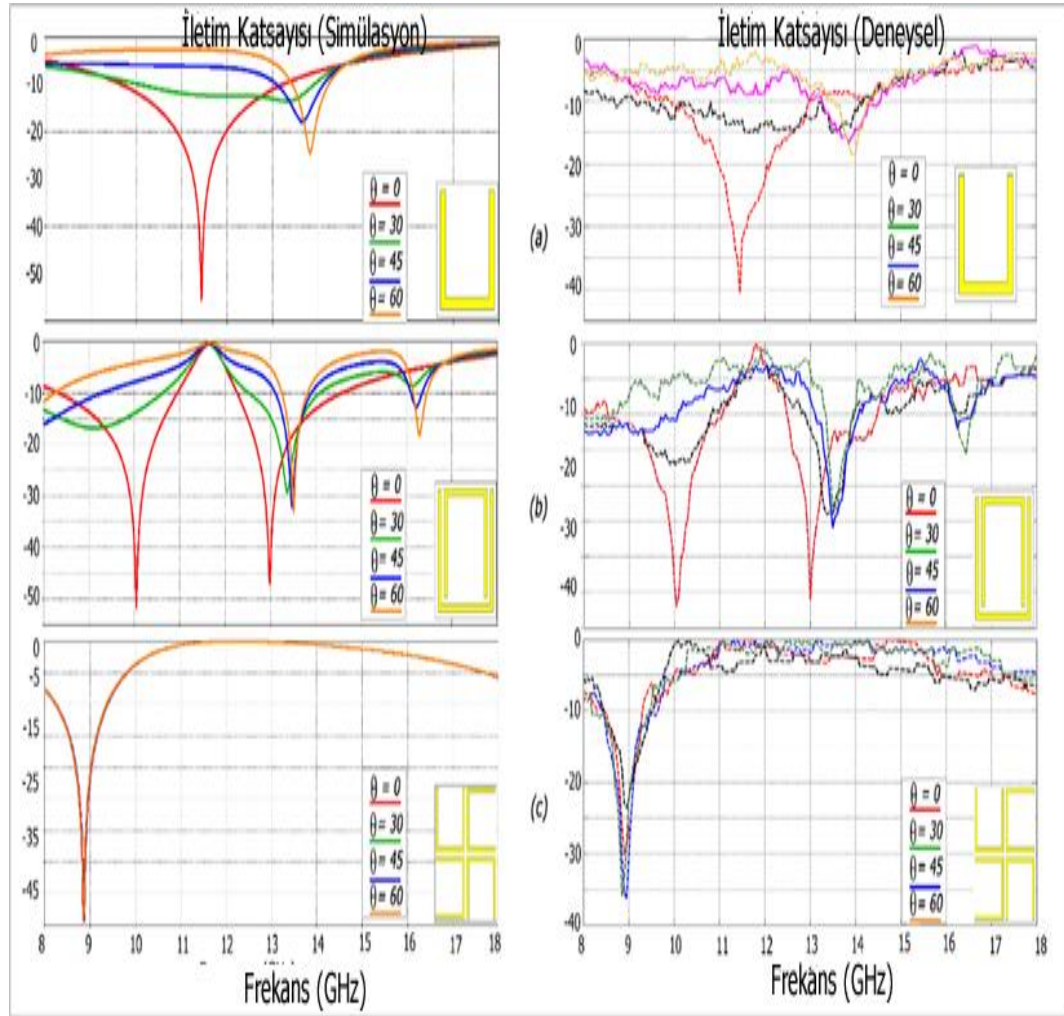


Şekil 4.19 Rezonans frekansında elektrik alan ve yüzey akım dağılımları (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY

4.2.5 Geliş Açısının Etkisi

Şekil 4.20' de U-şekilli FSY elemanlarına TE dalga uygulanırken geliş açısının değiştirildiği durumda FSY elemanlarının buna tepkisi nümerik ve deneysel olarak incelenmiştir. Bu işlem için 0° , 30° , 45° , 60° eğik açı durumları örnek olarak alınmıştır. Tek U-şekilli FSY' e geliş açısının eğik geldiği durumda rezonans frekansı ileri kaymakta ve sonra rezonans genliği giderek düşmektedir. TE ve TM dalga modları arasında 90° fark vardır, bu yüzden sadece TE dalga modu incelenmiştir. Dört U-şekilli FSY üzerinde bulunan U-şekilleri birbirleri üzerine 90° farkla yerleştirildiği için Şekil 4.20.c' de olduğu gibi polarizasyondan bağımsız olduğu görülmektedir. Dört U-şekilli FSY mükemmel şekilde geliş açısının değişmesi durumunda aynı tepkiyi ortaya koymaktadır. Deneysel çalışmanın nümerik çalışma ile uyumlu olduğu bütün şekillerde ortaya çıkmaktadır. Çift U şekilli yapıda diğer şekillerden farklı olarak iki noktada rezonans oluşmaktadır, bunun nedeni daha önce açıklandığı gibi dışta yer alan U-şeklinin içine yerleştirilen ikinci U şeklidir. Simülasyon ve deneysel çalışma arasında

çok az bir fark vardır. Bu farkın nedeni üretim, kalibrasyon ve test ortamında oluşan hatalardır. Dört U şekilli yapı mükemmel geliş açısından bağımsızdır bu durum hem deneysel hem de nümerik olarak gösterilmiştir. Çift ve Tek U şekilli yapıda geliş açısının önemi büyüktür, bu durum şekilden de görülebilmektedir. Geliş açısı değiştirildiğinde iletim değeri doğrudan değişmektedir, bu durum bu konuda çalışmak isteyen bilim insanları tarafından kullanılabilir.

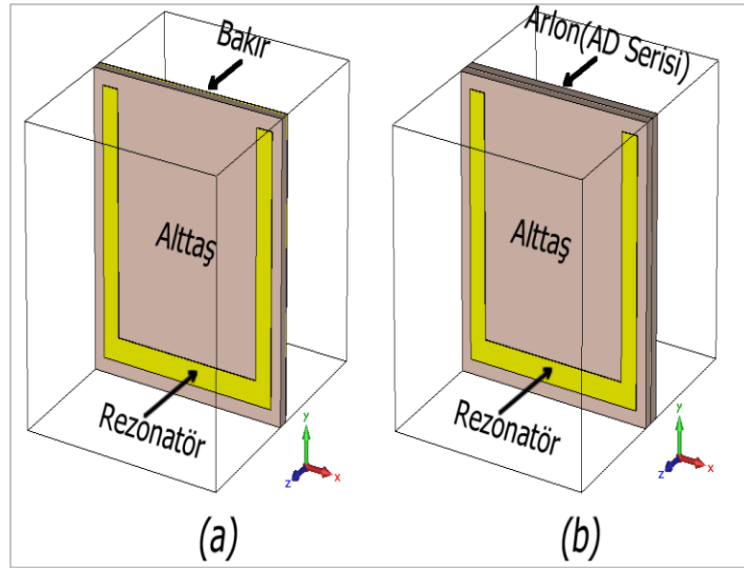


Şekil 4.20. Geliş açısının değiştirildiği TE dalga modunda ortaya çıkan nümerik ve deneysel çalışma (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY

4.2.6 U-Şekilli FSY Sinyal Emici ve Sensör Uygulaması

Sinyal emici malzemeler elektromanyetik dalganın enerjisini zayıflatan malzemelerdir. Sinyal emiciler, istenmeyen elektromanyetik dalgayı zayıflattığı için uygulama alanları çok geniştir. Mükemmel emilim için yansıma ve iletim değeri sıfır değerine yakın olmalıdır ($R(\omega) \& T(\omega) \rightarrow 0$). Sinyal emilim seviyesi şu formüle göre

hesaplanabilir; $A(\omega) = 1 - R(\omega) - T(\omega)$, burada, $A(\omega)$, $R(\omega) = |S_{11}|^2$ ve $T(\omega) = |S_{21}|^2$ sinyal emilim seviyesi, yansıma ve iletim katsayılarını temsil etmektedir. Tek, çift ve dört U-şekilli FSY elemanlarının sinyal emici olarak kullanılması için alttaş arkasında metal olması gerekmektedir. Bu yüzden Şekil 4.21’ de görüldüğü alttaş arkası 0.035 mm kalınlığında 5.8×10^7 değerine sahip bakır ile kaplanmıştır. U şekilli FSYelemanları Arlon CuClad 217 malzeme üzerine yerleştirilmiştir, bu malzemenin bağıl dielektrik katsayısı $\epsilon_R = 2.17$ kayıp değeri ise 0.0009 olup kalınlığı 0.5mm dir. Sinyal emilim seviye ve frekansları, Çizelge 4.1’ de özetlenmiştir. Ayrıca, bu çalışma için nümerik ve deneysel çalışmaya ek olarak teorik çalışmada yapılarak sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Teorik çalışma için girişim teorisi kullanılmıştır (Wanghuang ve ark. 2013). Şekil 4.21’ de görüldüğü gibi tek ve dört U-şekilli elemanlar da tek rezonans ortaya çıkarken çift U-şekilli yapı için çift rezonans ortaya çıkmıştır. Tek U şekilli elemanda tek bir U şekli yer aldığı için belirtilen bantta tek bir noktada rezonansın olması normaldir. Çift U şekilli elemanda, dıştaki U şeklinin içinde ikinci bir U şekli yer aldığı için ikinci rezonans bu rezonatörden dolayı ortaya çıkmaktadır. 4 U şekilli yapıda ise U şekilleri bir grup olarak aralarında 90° farkla yerleştirildiği için belirtilen bantta tek bir noktada geliş açısından bağımsız olarak rezonans oluşmaktadır. Ayrıca en yüksek emilim seviyesi çift U şekilli yapıda gerçekleşmektedir.

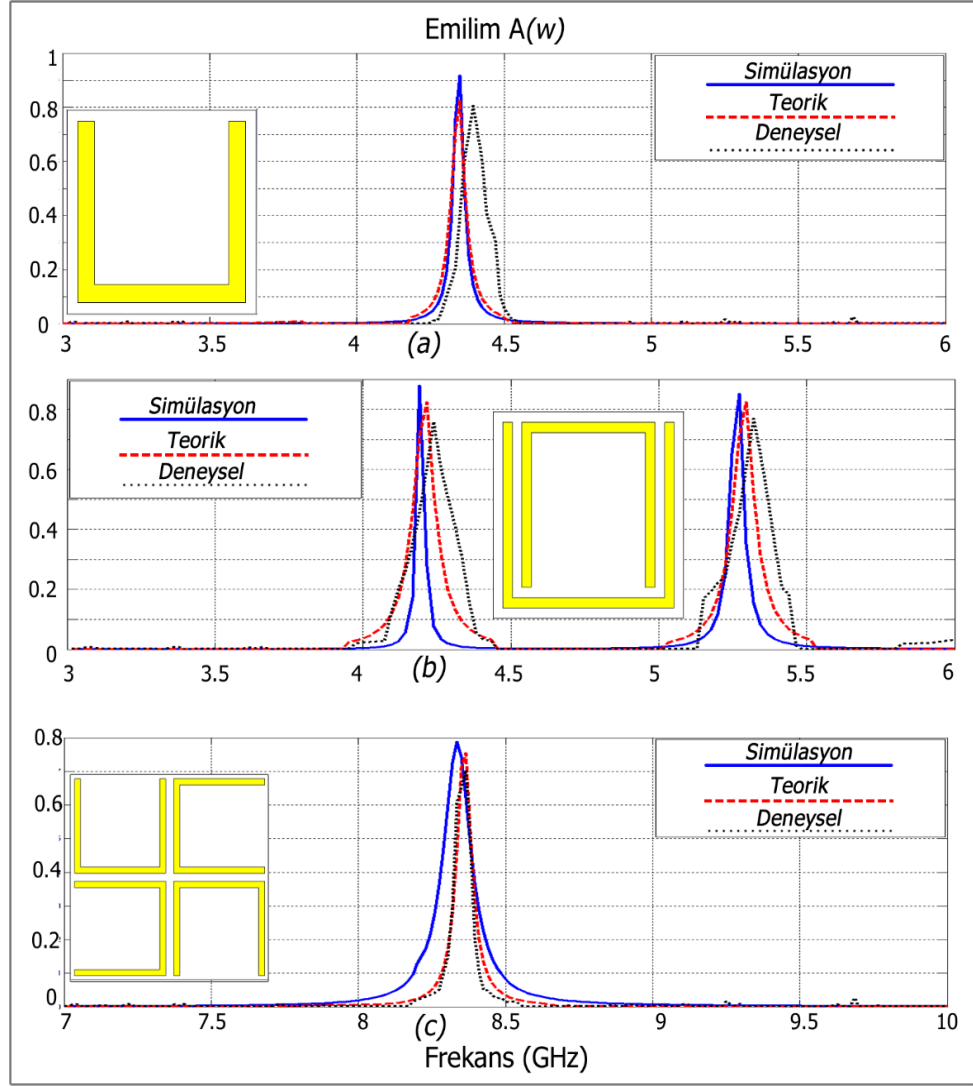


Şekil 4.21 Birim hücre konfigürasyonu (a) sinyal emici uygulaması, (b) U-şekilli FSS sensör

Çizelge 4.1 U-şekilli FSY elemanlarının sinyal emici olarak kullanıldığı durumda ortaya çıkan rezonans ve sinyal emilim seviyesi

U-Şekilli Sinyal Emici	Teorik Rezonans Frekansı/ Emilim/ Bant Genişliği	Nümerik Rezonans Frekansı/ Emilim/ Bant Genişliği	Deneysel Rezonans Frekansı/ Emilim/ Bant Genişliği
Tek	4.35 / 0.83 / 20	4.35 / 0.91/ 20	4.39 / 0.80 / 30
Çift	4.21 / 0.82 / 35, 5.29/0.82/30	4.19/0.87/13, 5.27/0.85/20	4.24 /0.75/ 20, 5.32 / 0.76 / 20
Dört	8.36 / 0.75 / 15	8.33 / 0.78 / 20	8.36 / 0.70 / 20

Şekil 4.22.a’ da görüldüğü gibi tek U-şekilli FSS tabanlı sinyal emici çalışmasında tek rezonans ortaya çıkmakta ve 90% değeri civarında sinyal emilimi gerçekleşmektedir. Dar bant sinyal emici karakteristiği belirtilen frekans değerinde görülmektedir. Dar bant sinyal emici rezonans frekansında yada ayarlanan frekansta emilim gerçekleştirmektedir. Çift U-şekilli FSY tabanlı sinyal emicide ise belirtilen bant aralığında 4.19 ve 5.27 GHz seviyelerinde iki noktada rezonans gerçekleşmekte olup bu uygulamalar için bir avantaj teşkil etmektedir. Her ne kadar emilim seviyesi 75% değerinde ölçülmüş olsada nümerik değer 85% seviyelerindedir. Teorik, nümerik ve deneysel çalışma sonuçları birbirlerine yakın olduğu görülmektedir. Dört U-şekilli FSY tabanlı sinyal emicinin rezonans frekansı 8.36 GHz olup sinyal emilim seviyesi 78% dir. Şekilde görüldüğü gibi her üç sinyal emici çeşidi de dar bant sinyal emici özelliği göstermektedir. Dar bant sinyal emicilerin biyomedikal ve algılayıcı alanları gibi birçok alanda uygulama noktası vardır (Lu ve ark. 2015). Bu çalışmalarda emilim seviyesinin düşük olmasının nedenleri açıklanacak olursa, birinci neden düşük kayıp değerine sahip bir alttaş malzemesinin tercih edilmesi alttaş üzerindeki kayıpları azaltacağı için sinyal emici uygulamalarında istenmeyen bir durumdur. Bir diğer neden tercih edilen alttaş kalınlığının 0.5mm olmasıdır, sinyal emici uygulamalarında alttaş kalınlığı biraz daha artırılarak daha iyi bir emilim sağlanabilir. Bu çalışmada ince ve düşük kayıplı bir alttaşın tercih edilmesindeki en büyük etken çalışma bütünlüğüdür. Bu çalışmada kullanılan malzeme daha kalın ve FR4 gibi daha yüksek kayıplı bir malzeme ile değiştirilerek daha yüksek emilimin elde edilmesi mümkündür. Ancak bu durumda dielektrik katsayısındaki değişimden dolayı çalışma frekansı daha geriye doğru düşecektir.



Şekil 4.22 Teorik, nümerik ve deneysel sinyal emilim seviyeleri ve frekansları (a) tek, (b) çift, (c) dört U-şekilli FSY tabanlı sinyal emici

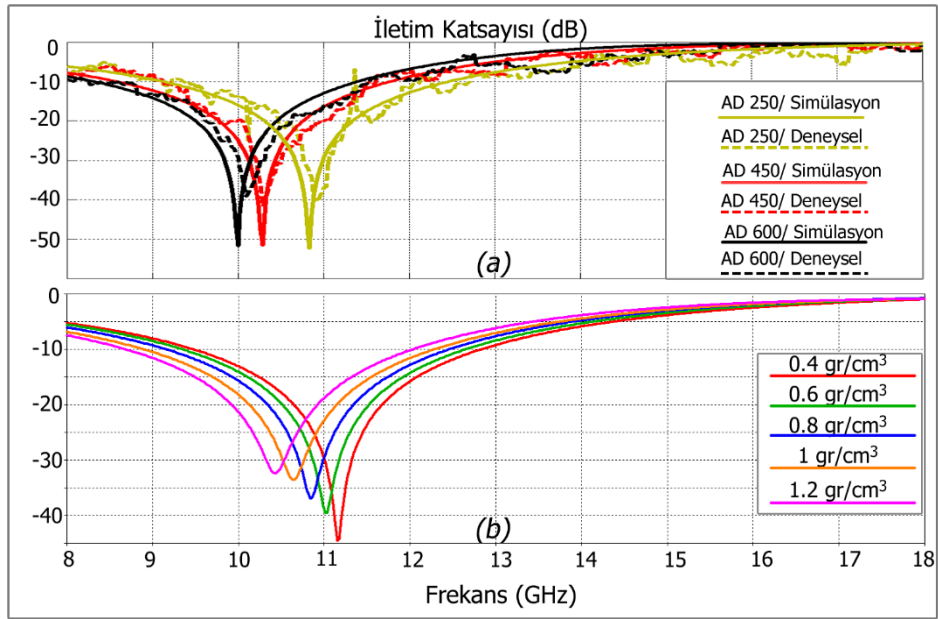
Mikrodalga sensörler, algılayıcı uygulamaları için etkili bir araç olarak ortaya çıkmışlardır. Örnek olarak, kar tanelerinin yoğunluğunun ölçülmesi (Tiuri ve ark. 1982) ve granül malzemelerin neminin ölçülmesi (Trabelsi ve Nelson 2010) verilebilir. Bu bölümde ise önerilen U-şekilli FSY tabanlı sensör malzemelerin dielektrik katsayılarının bulunması ve unun yoğunluğunun bulunmasında kullanılışı örnek olarak verilmiştir. İlk uygulama için FSS yapısının arkasına değişik yoğunluklu Arlon malzemeleri konulması durumunda rezonans frekansındaki değişim örneklenmiştir. Alttaş olarak yine CuClad217 malzemesi seçilmiştir. Un yoğunluğu $0.4 \text{ gr/ cm}^3 - 1.2 \text{ gr/ cm}^3$ arasında 0.2 gr/ cm^3 aralıklarla alınmış olup gerekli dielektrik katsayısı değerleri (Nelson, 1984) çalışmasından alınmıştır. Ölçüm ve simülasyon sonuçları, iletim

katsayısı kullanılarak malzemelerin dielektrik katsayısı ve yoğunluklarının tespitinin mümkün olduğunu ortaya koymuştur. İlk aşamada, birim hücre olarak yerleştirilmiş tek U-şekilli frekans seçici yüzey elemanı basit yapısından dolayı sensör ile ilgili çalışmalarda bu yapı tercih edilmiştir. Daha sonra bu elemanın arkasına değişik Arlon malzemesi yerleştirilerek iletim katsayısındaki değişim değeri gözlemlenmiştir. Arlon malzeme olarak, AD 250, AD 450, ve AD 450 seçilmiş olup bu malzemelerin dielektrik katsayısı değerleri 2.5, 4.5 ve 6.0' dır. Şekil 4.21.b' de görüldüğü gibi değişik Arlon malzemelerin FSY ardına yerleştirilmesi durumunda rezonans frekansı lineer olarak değişmektedir. Arlon 250, 450 ve 600 uygulanması durumunda rezonans frekansları 10.85 GHz, 10.71 GHz, 10.0 GHz olarak ölçülmüştür. Bu çalışma deneysel olarak da yapılarak nümerik sonuçların deneysel sonuçlar ile karşılaştırılması şeklinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.23.a' da görüldüğü gibi dielektrik katsayısı 2.5 den 6 ya yükselmesi durumunda rezonans frekansı 10.85 GHz den 10 GHz' e düşmüş olup bant genişliği 850 MHz' dir.

Bir diğer sensör uygulaması olarak un yoğunluğu seçilerek bu yapının biosensör olarak da kullanılabildiği gösterilmiştir. Bu çalışmanın gerçekleştirilebilmesi için unun değişik yoğunluklardaki dielektrik katsayısının bilinmesi gerekmektedir. Bu yüzden verileri daha önce belirtildiği gibi (Nelson, 1984) çalışmasından alınmıştır. Bu verilerin nümerik analiz için simülasyon programına girilmesinden sonra ortaya çıkan iletim katsayısı şekil 4.19b'de sunulmuştur. Deneysel çalışma imkânı olmadığı için bu kısım sadece nümerik olarak analiz edilmiştir. Un yoğunluğun 0.4 den 1.2 gr/cm^3 çıkması durumunda rezonans frekansı 11.16 GHz den 10.42 GHz değerine düşmüş olup ortaya çıkan bant genişliği 0.74 GHz dir. Ayrıca un yoğunluğuna göre rezonans frekansı değişimi Çizelge 4.2 de özetlenmiştir. U şekilli rezonatörler de bir ayrık halka rezonatörü çeşididir. Ayrık halka rezonatörlerde LC rezonatör devresi varsayılabilir ve bu devrenin rezonans frekansı $1/2\pi\sqrt{LC}$ formülü ile karakterize edilebilir (Chen ve ark., 2012). Görüldüğü alttaşın dielektrik katsayısı arttığında rezonans frekansı geriye doğru gidecektir. Nitekim ölçüm Şekil 4.23.a' da bulunan ölçüm ve nümerik sonuçlarda bunu doğrulamaktadır.

Çizelge 4.2 U-şekilli FSY elemanlarının yoğunluk sensörü olarak kullanıldığı durumda yoğunluk ve rezonans frekansı arasındaki bağlantı tablosu.

Un yoğunluğu (gr/cm ³)	Reel Diel. Kat.	San. Diel. Kat.	Kayıp	Rez. Frek.
0,4	1,65	0,05	0,03	11.16
0,6	2,08	0,12	0,06	11.03
0,8	2,64	0,22	0,08	10.84
1,0	3,17	0,38	0,12	10.65
1,2	3,88	0,49	0,13	10.42

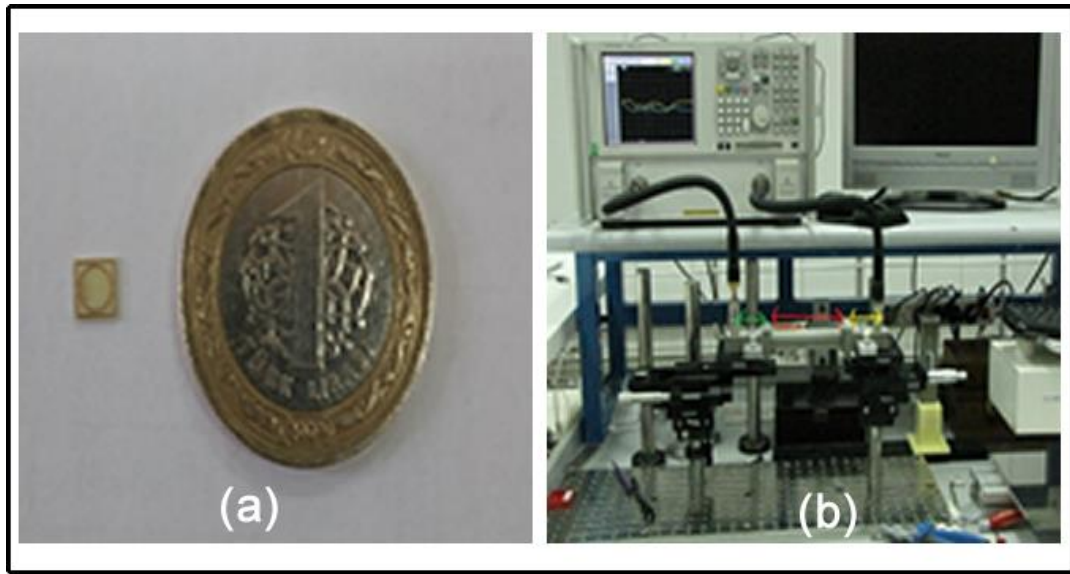


Şekil 4.23 Arlon malzemenin yoğunluk sensörü olarak kullanılması durumunda ortaya çıkan nümerik ve deneysel sonuçlar, (b) değişik yoğunluklarda un kullanılması durumunda ortaya çıkan iletim katsayısının nümerik ölçümü.

4.3. Bakışsız Metamalzeme Sensör Uygulamaları

Bu bölümde daha önce yapısı açıklanan çift açıklıklı ayırık halka rezonatörlerin kullanılarak gerçekleştirilen sensör uygulamaları incelenecektir. Önerilen mikrodalga sensör, yapısı gereği dielektrik katsayısının çevresel bir etki ile değişen tüm uygulamalarda birer sensör olarak kullanılabilir. Üretimi yapılan sensör, Şekil 4.24' de görülmektedir. Yoğunluk ve basınç sensörü ile ilgili uygulamalar hem deneysel hem de nümerik olarak gerçekleştirilirken, nem ve sıcaklık uygulamaları nümerik olarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışma için dalga kılavuzu kullanılmış ve X – bantta (8 – 12 GHz) sensör uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Kompleks yansıma ve iletim parametreleri (S-parametreleri) hem FIT tabanlı bir yazılım olan CST Microwave

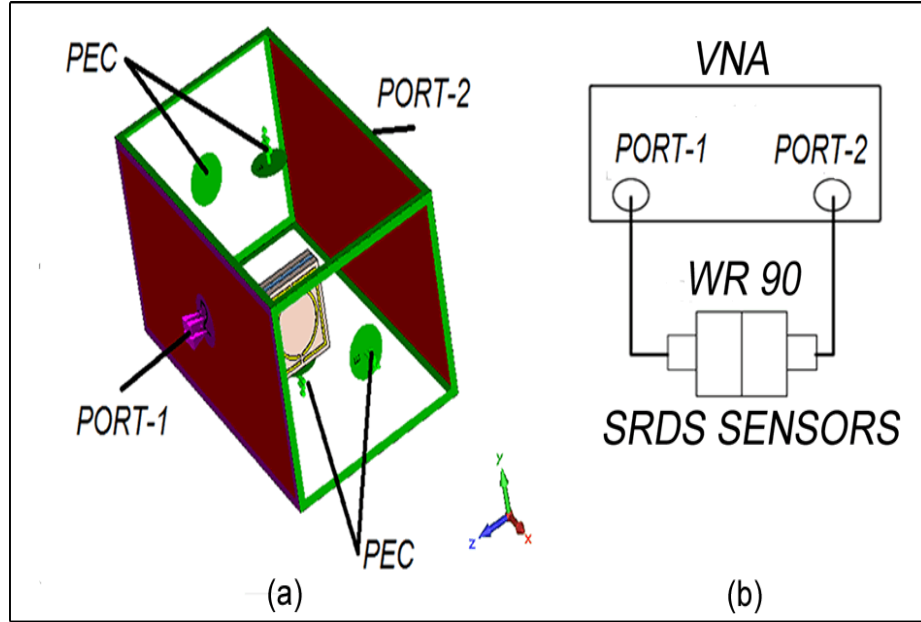
Studio, hem de deneysel olarak araştırılmıştır. Şekil 4.24’ de üretilen sensör, dalga kılavuzunun altına Şekil 4.25’ de gösterilen şemada olduğu gibi yerleştirilerek ölçümler ve nümerik analizler gerçekleştirilmiştir. Ölçümlerde TE_{10} dalga kılavuzu modu kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Dalga kılavuzunu içerisine yerleştirilen yapı bu modun TM komponentine dik olarak konumlandırılarak manyetik alan tarafından endüklenen LC rezonans devresi oluşturulmuştur. Ölçümlerin gerçekleştirildiği numune tutucunun dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenliği havaya göre çok olduğu için ($\mu_r \cong 1$, $\epsilon_r \cong 1$) deney sonuçlarını çok az etkilemektedir.



Şekil 4.24 (a) Üretimi yapılan, ayrık halka rezonatörü yapısı, (b) deney düzeneği

Burada bulunan iki boyutlu, iletken dalga kılavuzu duvarlar, açık alana X, Y düzlemi boyunca periyodik olarak yerleştirilmiş ayrık halka rezonatörlü yapının gerek simülasyon gerekse deneysel olarak bilinen imaj etkilerinden dolayı PEC sınır koşulları içinde etkin olarak analiz imkanını sunar. Bu sayede, hesaplanacak alan dalga kılavuzunun boyutları ile sınırlı olacağı için hesaplanacak hacim azalacağı için hesaplama zamanı azalır. Bu çalışmada üretilen yapı ile dalga kılavuzu boyutları arasındaki fark büyüktür, böylece birim hücreler arasında yer alan kuplaj etkisi azalır ve tüm yapı tek bir birim hücrenin davranışına yakın karakteristik ortaya koyar. Bu sayede dalga kılavuzu içerisinde ölçümü yapılan yapının gösterdiği karakteristik ile dışarda, boş alanda periyodik olarak yerleştirilmiş yapının test sonuçları birbirine benzeyecektir (Karaaslan ve Bakır, 2014, Ekmekci ve Sayan, 2012). Bu ölçüm tekniği imkân yetersizliklerinden dolayı test edilemeyen yapılar için etkili bir metottur. Dalga kılavuzu

içerisindeki ölçümler için Şekil 4.25’ de görüldüğü gibi X, Y eksenlerinde mükemmel elektrik iletken sınır koşulu seçilirken, Z ekseninde Açıklık (Open Add Space) sınır koşulu seçilerek nümerik analiz gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, Port 1 ve Port 2 boyutları gerçek dalga kılavuzu girişlerine uygun olarak ayarlanarak deneysel ve nümerik çalışmanın birbirine uyarlaması gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.25 (a) Nümerik analiz kurulum şeması (b) deneysel çalışma şematik gösterimi

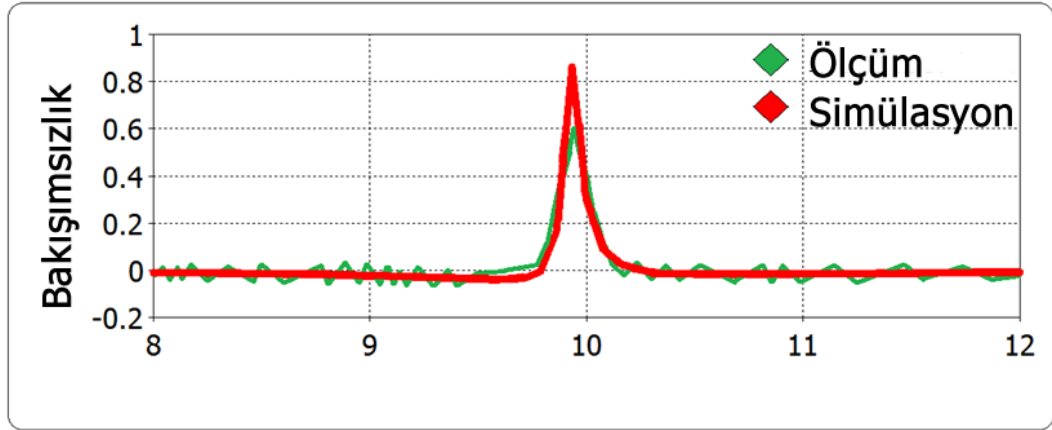
Sensör çalışmasından önce, önerilen yapının elektromanyetik özellikleri ve fiziksel mekanizmasının açıklanması faydalı olacaktır. Önerilen yapı bu alandaki diğer çalışmalarla karşılaştırıldığında çok daha belirgin bir algılama ve lineerlik sunmaktadır. Tasarım aşamasında yapının bu özellikleri taşıması için bakışsımsızlık özelliğinden faydalanılmış ve asimetrik dalgalar, sensör uygulamaları için kullanılmıştır. Bütün sistemin rezonans frekansı ön ve arka yüzde bulunan ayırık halka rezonatörlü yapı arasında bulunan sensör katmanı tarafından etkilenmektedir. Bunun nedeni şu şekilde açıklanabilir, elektrik alan ve yüzey akım dağılımları rezonatörler üzerinde yoğunlaşmaktadır. Algılanan malzeme ön ve arka yüzde metamalzeme yapısı tarafından oluşan optiksel aktif dalga ile etkileştiğinde yansıma ve iletim parametrelerini değiştirmektedir (Anker ve Ark. 2008, Link ve ark, 1999, Haes ve ark, 2002, Jung ve ark, 1998, Barbillon ve ark, 2012). Sensör katmanı tarafından rezonans frekansında oluşturulan kayma (Barbillon ve ark. 2012) aşağıdaki denklem ile açıklanabilir.

$$\Delta\lambda = s\Delta n \left[1 - e^{\left(\frac{-2d}{l_d}\right)} \right] \quad (4.1)$$

Burada s yerel yansıma katsayısına bağlı değişen hassasiyet sabitini tanımlamaktadır. n , d ve l_d ise sırasıyla etkin yansıma katsayısında dielektrik katman yüzünden oluşan farkı, dielektrik katmanın kalınlığını ve yerel alanların sönümlenme uzaklığını temsil etmektedir. Burada denklem, bakışsızlık olabileceğine işaret etmektedir (nasıl bu yorum çıkartılabildi). Bu yüzden, bu çalışmada bakışsızlık admitans değeri (κ) aşağıdaki denklem ile bulunabilir (Barbillon ve ark. 2012)

$$\text{Re}(\kappa) = \frac{\phi_+ - \phi_- + 2m\pi}{2k_0 d} \quad (4.2)$$

Burada ϕ_+ ve ϕ_- rezonatörler arasındaki elektromanyetik dalgaın sağ ve sol dairesel polarizasyon açısını temsil etmektedir. m Parametresi bir tamsayı olup $-\pi < \phi_+ - \phi_- + 2m\pi < \pi$ durumuna göre belirlenir. k_0 ve d ise boş uzaydaki dalga sayısı ve tüm yapının kalınlığını temsil etmektedir. Dielektrik malzeme olarak Roger tabanlı RT 5870 malzemesi deneysel ve nümerik çalışmalarda kullanılmış olup, $\epsilon_s = 2.33$, $g_i = 0.76\text{mm}$ değerlerine sahiptir. Bu denklemler kullanılarak elde edilen bakışsızlık ve ölçüm ile nümerik analiz sonucu elde edilen bakışsızlık admitans grafiği Şekil 4.22' de sunulmuştur. Şekilde görüldüğü gibi bakışsızlık admitans değeri, 9.87GHz rezonans frekansında, 0.87 olarak tespit edilmiştir. Bu grafik bize sensör katmanında kullanılan malzemeye göre rezonans frekansının değiştiğini ve bu durumun bakışsızlık ile ilgili olduğunu göstermektedir. Şekil 4.26' da belirtilen grafik, sensör katmanında RT 5870 malzemesinin olduğu durum için çizilmiştir. Ayrık halka rezonatörlerinin asimetrisinden dolayı ön ve arka yüzde yer alan rezonatörler arasında oluşan karşılıklı kuplaj, bakımsızlığa sebep olmakta buda rezonans frekanslarında güçlü bir bakışsızlık değeri oluşturmaktadır (Zhou ve ark. 2009). Bakışsızlık değeri tarafından metamalzemeler üzerinde oluşturulan negatif kırılma indisi dairesel polarize olmuş sağ ve sol el polarize dalgalar tarafından oluşturulur.

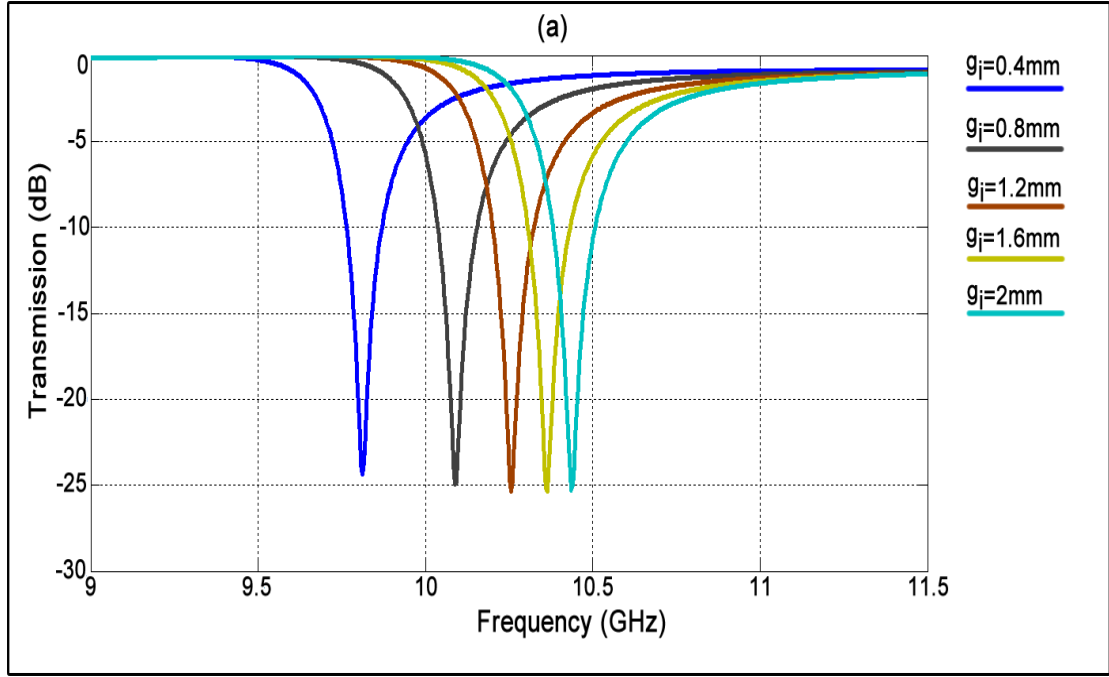


Şekil 4.26. Bakışimsızlık admitans değerinin sensör katmanında RT 5870 kullanılması durumunda nümerik analiz ve ölçüm yoluyla değerinin karşılaştırması

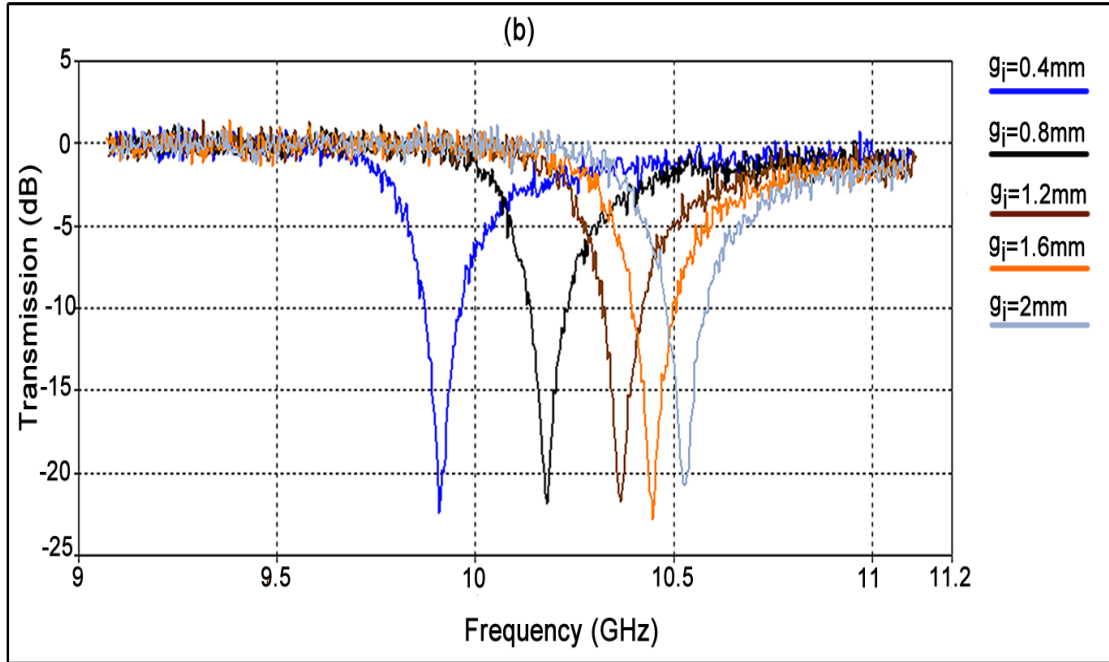
4.3.1. Bakışimsız Metamalzeme Basınç Sensörü Uygulaması

Bu bölümde anlatılacak olan uygulamada sensör katmanının içinin hava ile dolduğu varsayılmıştır. $\epsilon_i = 1$ ayırık halka rezonatörlü yapının biri sabit tutulmuşken diğeri hareketli varsayılarak basınca göre değişim benzetimi gerçekleştirilip bakışimsız metamalzeme sensör uygulaması gerçekleştirilmiştir. Yapı ile ilgili diğer bütün ölçüsel parametreler sabit tutulmuştur. Sensör katmanının kalınlığı ile bakışimsız metamalzeme yapısının rezonans frekansı arasında bağlantı kurulabilir böylece basınç yükseldiğinde veya azaldığında rezonans frekansı buna bağlı olarak değişecek, böylece basınç seviyesi algılanacaktır. Bu uygulamanın ispatı için nümerik analiz ve deneysel çalışma sensör katmanına (g_i) beş farklı değer için Şekil 4.27 ve Şekil 4.28’ de iletim katsayılarından da görüldüğü üzere nümerik ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir (0.40, 0.80, 1.20, 1.60 ve 2.00mm). Sensör katmanı üzerindeki basınç düşüp, katman boyutu 0.4mm’den 2mm’ye çıktığında ön ve arka yüzde bulunan yapılar arasında oluşan indüktans ve kapasitans değeri düştüğünden dolayı rezonans frekansı şekillerde görüldüğü gibi 9.8 GHz den 10.4 GHz değerine çıkmıştır. Burada indüktif etki rezonatör boyutları ile alakalı olduğundan ve bu değer bu çalışma boyunca sabit kaldığı için kapasitif etki kaynaklıdır. Kapasite değeri bilindiği üzere kutuplar arası mesafe ile ters orantılıdır, burada ön ve arka yüzde yer alan rezonatörler arasındaki karşılıklı kapasitans değeri mesafe ile düşmektedir. Düşen bu kapasitans değeri $1/\sqrt{LC}$ ile orantılı olacak şekilde rezonans değerini yükseltmektedir. Deneysel ve nümerik analiz arasındaki fark 1% gibi çok küçük değerde kalmıştır. İletim katsayıları seviyesi tüm basınç seviyeleri için -25dB seviyelerindedir. Bu seviye bir sensör uygulaması için gayet başarılı bir

seviye olup benzer çalışmalardan daha üst düzeyde bir algılama seviyesi gerçekleşmiştir. Deneysel ve nümerik çalışma arasındaki fark kalibrasyon ve ölçüm hatalarından kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.27. sensör katmanının değişik basınç seviyeleri için kalınlığı değiştirildiğinde ortaya çıkan nümerik analiz sonucu.



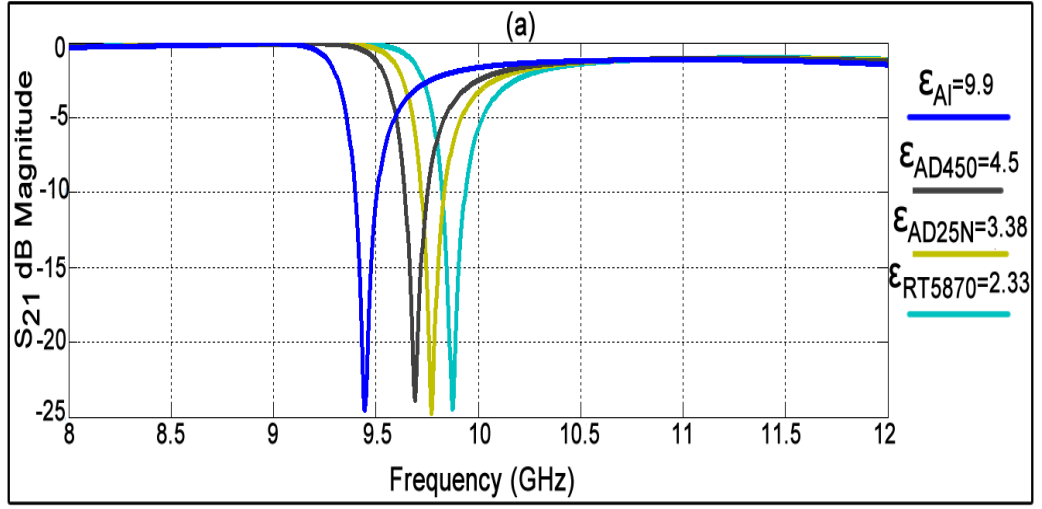
Şekil 4.28 sensör katmanının değişik basınç seviyeleri için kalınlığı değiştirildiğinde ortaya çıkan deneysel çalışma sonucu

4.3.2. Sıcaklık, Yoğunluk ve Nem Sensörü Uygulaması

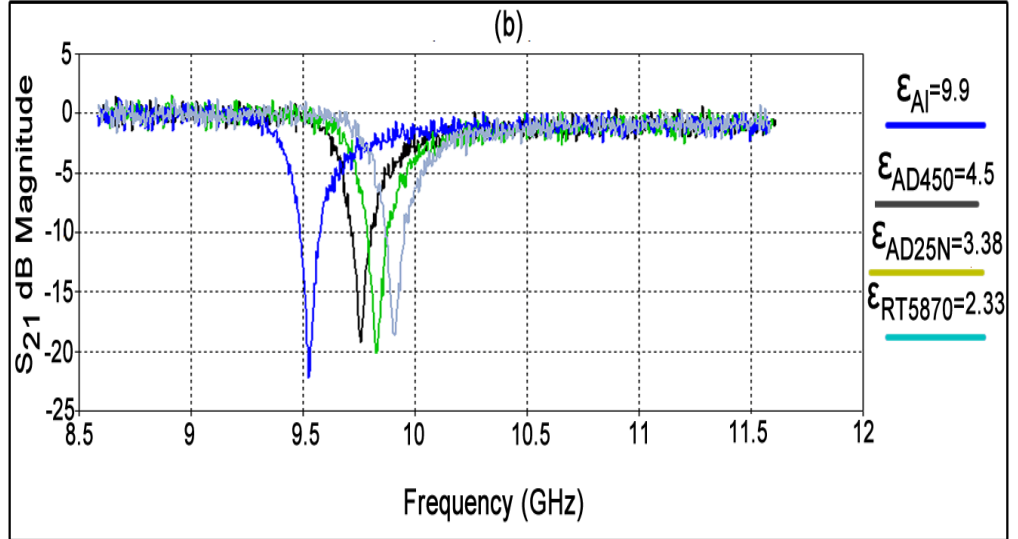
Bu bölümde önerilen ayırık halka rezonatörlü yapı kullanılarak sıcaklık, nem ve yoğunluk algılama gibi birçok sensör uygulamasının gerçekleştirilmesi mümkündür. Bu uygulamalara geçmeden önce, sensör katmanına dielektrik katsayısı farklı malzemelerin konulması durumunda ortaya çıkan iletim katsayısına ilişkin nümerik ve deneysel çalışma yapılmıştır. Bununla birlikte rezonans frekansında elektrik alan ve yüzey akım dağılımları incelenerek çalışmanın fiziksel mekanizması anlatılmaya çalışılmıştır. Bahsedilen sensör uygulamaları için boyutlar sabit tutulmuş ve sensör katmanı elektrik geçirgenliği değişken olan malzemeler ile doldurulduğu varsayılarak iletim katsayısı ölçülmüştür. İlk uygulama olan yoğunluk sensörü uygulaması için dört farklı malzeme, sensör katmanına yerleştirilmiştir. Bu malzemeler; Roger RT5870 $\epsilon_i = 2.33$, AD25N $\epsilon_i = 3.38$, AD 450 $\epsilon_i = 4.50$ ve Alüminyum oksit $\epsilon_i = 9.9$ dir. Yoğunluk sensörü uygulaması nümerik analiz yoluyla gerçekleştirilmiş, daha sonra nümerik sonuçların doğrulanması için deneysel olarak da çalışılmıştır. Deneysel ve nümerik analiz sonuçları Şekil 4.29 ve Şekil 4.30’ da sunulmuştur. Sensör katmanı kalınlığı bu bölümdeki uygulamalarda sabit tutulmuştur ($g_i = 0.76\text{mm}$). Nümerik analiz ve deneysel çalışmalar arasındaki fark merkez frekansı 9.5GHz iken 1% seviyelerindedir. Rezonans frekansı, şekillerden de görüldüğü gibi 9.52GHz’den 9.92GHz e çıkmıştır. Şekillerden de görüldüğü gibi ön ve arka yüzde yer alan rezonatörler arasında sensör katmanına farklı malzemelerin konulması durumunda rezonans frekansı lineer olarak değişmektedir.

Bu çalışmada kullanılan ayırık halka rezonatörlü yapılardaki özindüktans değeri (L_{self}) gelen dalganın dalga boyundan ve dairesel metalik halkaların yapısından etkilendiği için sabittir. Dielektrik katsayısı değişimi L_{self} parametresini manyetik etkiye yol açmadığı için değiştirmemektedir. Ön ve arka yüzde bulunan ayırık halka rezonatörlerin arasındaki karşılıklı indüktans değeri de, alttaş kalınlığı ve sensör katmanı kalınlığı değişmediği için sabittir. Öz kapasitans değeri ise C_{self} , dış ve iç ayırık halka rezonatörlerin arasında oluşmaktadır. Ayrıca öz kapasitans değeri, sensör katmanında bulunan malzemenin dielektrik katsayısı değerine duyarlıdır. Sensör katmanında bulunan malzemenin dielektrik katsayısı değerine göre boşluk kapasitans değeri ve halkalar arasındaki kapasitans değeri artmaktadır. Bu durumda kapasitans değerini yükseltme, yükselen kapasitans değeri ise ayırık halka rezonatörlü yapının

rezonans frekansını lineer olarak düşürmektedir. Deneysel çalışma ve simülasyon çalışma sonuçları karşılaştırıldığında aradaki fark çok azdır bu farklılık, deneysel çalışma için kullanılan malzeme ile simülasyon çalışmasında kullanılan malzeme arasındaki kayıp değerlerinin kısaca teorik ve pratik farklılıklarından kaynaklanmaktadır. Ayrıca üretim de kullanılan CNC tabanlı imalat cihazının uçlarının hassasiyet ve üretim hatalarında, bu küçük farklılığa sebep olmaktadır.



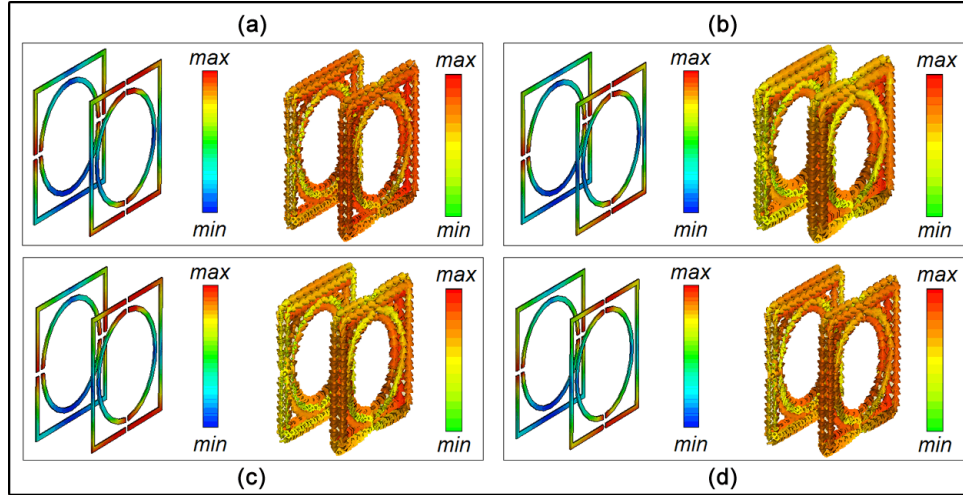
Şekil 4.29 sensör katmanında değişik elektrik geçirgenliği değerine sahip malzeme bulunması durumunda ortaya çıkan basınç sensör uygulaması nümerik analizi sonucu



Şekil 4.30 sensör katmanında değişik elektrik geçirgenliği değerine sahip malzeme bulunması durumunda ortaya çıkan basınç sensör uygulaması deneysel çalışması

Şekil 4.31' de Elektrik alan dağılımları ile yüzey akım dağılımları sunulmuştur. Şekle bakıldığında rezonatörler üzerinde elektrik alan ve yüzey akım dağılımlarının

yoğunlaştığı ve antiparalel olduğu görülmektedir. Bu durumda simetrik ve asimetrik rezonansların varlığına ve beklendiği gibi rezonansın manyetik etkilerden kaynaklandığına işaret etmektedir.



Şekil 4.31 Rezonans frekanslarında oluşan elektrik alan dağılımları ile yüzey akım dağılımları; (a) Roger RT5870 kullanılması durumunda 9.87 GHz, (b) AD25N malzemesi kullanılması durumunda 9.77 GHz, (c) AD 450 kullanılması durumunda 9.69 GHz, (d) Alüminyum oksit kullanılması durumunda 9.44 GHz.

Buradanda görüldüğü gibi sensör katmanının dielektrik katsayısı her bir ayırık halka rezonatörü C_{self} değerini etkilemektedir. Buradan da C_{self} değerinin hem sensör katmanında bulunan malzemenin kalınlığından hem de, sensör katmanında bulunan malzemenin elektrik geçirgenliğinden etkilendiği görülmektedir. Bu yüzden, uzak rezonatörler tarafından oluşturulan ortak kapasitans, alttaşın dielektrik katsayısı ϵ_s ve sensör katmanının kapasitansına göre denklem 4.3’ de belirtildiği gibi modellenenir.

$$\frac{1}{C_{mut}} = \frac{1}{C_{b1}} + \frac{1}{C_{int}} + \frac{1}{C_{b2}}, C_b = \frac{\epsilon_{s(a)}}{g_s}, C_{int} = \frac{\epsilon_{int(A)}}{g_i} \quad (4.3)$$

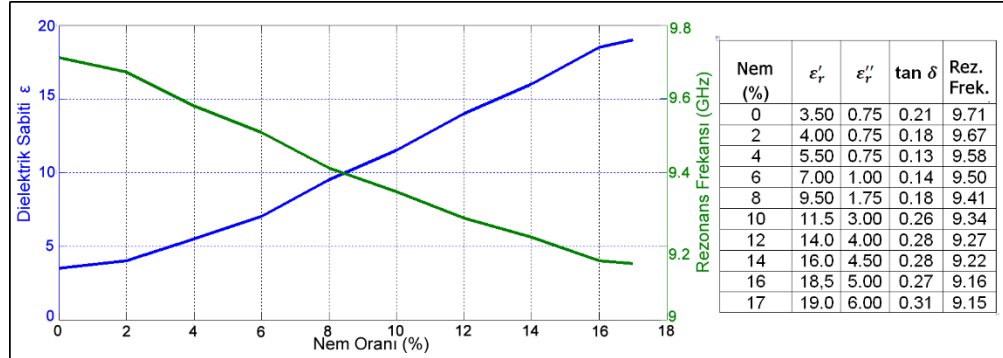
Bu denklemdeki “A” her bir ayırık halka rezonatörde yer alan metalik eklentilerin alanını temsil etmektedir. Denklemden görüleceği üzere C_{mut} değeri C_{int} değerine yani sensör katmanının elektrik geçirgenliği değerine bağlı olarak değişmektedir. C_{self} ve C_{mut} değerleri sensör katmanı dielektrik katsayısı ile beraber yükselmektedir. Ayrıca, C_{mut} değeri g_s ve g_i değerine göre de değişmektedir. g_s değerinin değişmesi C_b değerini de değiştirmekte bu da, ön ve arka yüzde bulunan

rezonatörler arasındaki etkileşimi değiştirip C_{self} değerinin neden olduğu optiksel aktiviteyi de etkilemektedir. Bu yüzden C_{self} değerinin ortak kapasitans üzerindeki etkisi çok fazladır.

Nem sensörü, sıcaklık ve yoğunluk sensörü için aynı yapı kullanılmış olup sadece nümerik analiz gerçekleştirilmiştir. Nem oranı yüzdesinin tespiti için sensör katmanının belli nem oranına sahip kum ile dolduğu varsayılarak bu kumun dielektrik katsayısı değeri nümerik analiz programına girilmiş ve iletim katsayısı ölçülmüştür. Değişim nem oranına sahip kumun kompleks dielektrik katsayısı değerleri (Vishvakarma ve ark. 1993) çalışmasından alınmıştır. Sensör katmanının dielektrik katsayısı $\epsilon_i = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$ ile formülize edilebilir. Şekil 4.32’ de kayıp tanjant değeri $\delta = \epsilon_r' / \epsilon_r''$ ile beraber, rezonans frekansı ve dielektrik katsayısı verileri frekansa bağlı olarak görülmektedir. Sensör katmanının kalınlığı bu çalışmada diğer çalışmalarda olduğu gibi 0.76 mm olarak sabitlenmiştir. Gerekli verilerin CST Microwave Studio programına girilmesinden sonra nem yüzdesi değeri 0 – 17 % değerleri arasında seçilen 10 farklı noktadan alınırken, iletim katsayısına ait rezonans frekansı 9.712’den 9.152GHz değerine düşmüştür.

Her bir nem oranı değişimi için yaklaşık olarak 33MHz frekans kayması olmakta olup bu kayma, bir vektör network analizörü vasıtasıyla rahatlıkla tespit edilebilir. Görüldüğü gibi ayrık halka rezonatörlü bakışsımsız özellik gösteren yapı mükemmel bir şekilde nem oranı tespiti için kullanılabilir. Bu yapının diğer bir önemli özelliği, lineer bir şekilde nem oranı değişimine rezonans frekansı ile tepki vermesidir. Şekilde görüldüğü gibi, nem oranı ile beraber elektrik geçirgenliği yükselmiş, yükselen bu dielektrik katsayısı yansıma katsayısı (S_{11}) rezonans frekansını geriye doğru çekmiştir. Eşdeğer devre yaklaşımına göre devrenin tüm kapasitans değeri sensör katmanının dielektrik katsayısı ile orantılı olup artan kapasitans değeri rezonans frekansını geriye çekmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi nem oranı 0% iken reel dielektrik katsayısı 3.5 buna karşılık rezonans frekansı 9.71 GHz iken, bu değer nem oranı 2% ye çıktığında reel dielektrik katsayısı 4’ e yükselmekte buda rezonans frekansını 9.67 GHz’e düşürmektedir. Bunun nedeni dielektrik sabitinin yükselmesi rezonatörler arasında artan kapasitans değerinin rezonans frekansını düşürmesidir. Nem oranı 17% ye yükseldiğinde, reel dielektrik katsayısı 19’ a yükselmekte ve rezonans frekansı 9.15 GHz de oluşmaktadır. Toplam frekans kayması 560 MHz olup bu değer yüksek bir

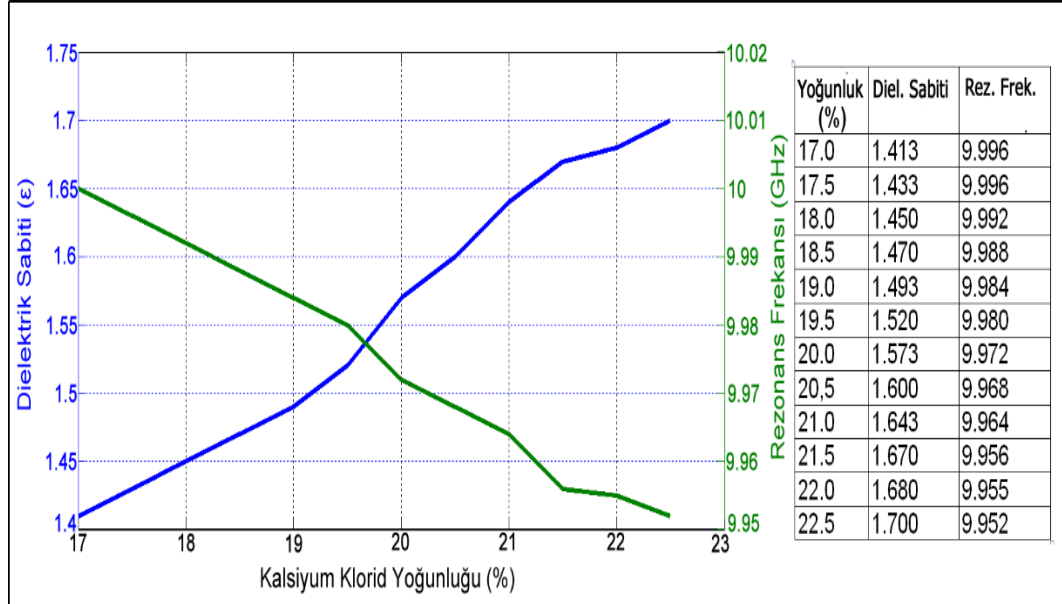
değer olup bu yapının nem sensörü olarak network analizörleri vasıtasıyla rahatlıkla kullanılabileceğini göstermektedir. Bilindiği üzere sensörlerin algıladıkları parametreye göre çıkışlarının değişmesi istenen bir durum olup çıkışın seviyesi hassasiyeti artırmaktadır.



Şekil 4.32. Değişik nem oranlarına göre, ayırık halka rezonatörlü bakımsız özellikli önerilen sensörün rezonans frekansı değişimi.

Bir diğer uygulama yoğunluk sensörü uygulaması olup silika jel içindeki kalsiyum klorid yoğunluğunun tespiti örnek olarak seçilmiştir. Bu çalışmada da yine sensör katmanı kalınlığı $g_i = 0.76\text{mm}$ olarak sabit tutulmuştur. Değişik yoğunluklardaki kalsiyum klorid'e ait dielektrik katsayısı değeri (Zheng ve ark. 2013) çalışmasından alınmıştır. Sensör katmanında yoğunluğu 17% – 22.5 %, dielektrik katsayısı ise 1.41 and 1.70 arasında değişen 12 değer alınarak nümerik analiz programına bu veriler girildiğinde rezonans frekansı 9.96GHz den 9.952GHz değerine düşmüştür. Şekil 4.33' de görüldüğü gibi elektrik geçirgenliği değerinin artması rezonans frekansında düşmeye neden olmaktadır bunun da nedeni C_{self} ve C_{mut} değerlerindeki artıştır. İletim katsayısı rezonans frekansı değişimi diğer uygulamalarda olduğu gibi oldukça doğrusal bir tepki vermemektedir, bunun nedeni kalsiyum klorid'in kayıp tanjant değerinin yoğunluğa bağlı olarak lineer bir tepki vermemesidir. Bu yüzden iletim katsayısı, rezonans frekansı değişimi çok keskin ve lineer değildir. Rezonans frekansı değişimi 17 – 17 – 17 – 21, 21 – 21.5 ve 21.5 yoğunluk verileri arasında 8MHz/yoğunluk, 16MHz/yoğunluk 2MHz /yoğunluk olarak belirlenebilir. Bu veriler yüksek hassasiyetli bir network analizörü kullanılması ile rahatlıkla belirlenebilir. Yoğunluk sensörü uygulamasında nem sensörü uygulamasında olduğu gibi çok belirgin farkların açığa çıkmamasındaki yegane sebep, yoğunluk değiştiğinde, kalsiyum klorid yoğunluğuna bağlı olarak dielektrik katsayısının aşırı değişmemesi,

bunun sonucu olarak ta rezonans frekansının çok değişmemesidir. Şekildende görüldüğü gibi yoğunluk ile beraber dielektrik sabiti artmakta, artan dielektrik sabiti ise rezonans frekansını $1/\sqrt{LC}$ ile orantılı olacak şekilde geriye doğru kaydırmaktadır.



Şekil 4.33. Değişik kalsiyum klorid yoğunluklarına göre, ayırık halka rezonatörlü bakışsız özellikli önerilen sensörün rezonans frekansı değişimi ve kalsiyum klorid yoğunluğunun değişimine bağlı elektrik geçirgenliği ve kayıp verileri.

Son sensör uygulaması olarak sıcaklık sensörü çalışması sunulmuştur. Ayırık halka rezonatörlü bakışsız özellikli yapı arasında bulunan sensör katmanına sıcaklık ile dielektrik katsayısı değişen kemik iliği konulduğunda iletim katsayısı değişimi nümerik olarak analiz edilmiştir. Kemik iliğinin sıcaklık sensöründe örnek olarak seçilmesinin sebebi, elektromanyetik ışınların tedavi özellikleri incelenirken ışının hücreler tarafından ne kadar absorbe edildiğinin bilinmesinin önemli olmasıdır. Değişik biyolojik hücrelerdeki ısınma sıvı oranları ile ilgili olup, yağ ve kas hücreleri ısıyı az absorbe ederken deri hücreleri ısıyı maksimum seviyede absorbe etmektedir. Bu yüzden ısıyla beraber hücrelerdeki örneğin kemik iliğindeki sıcaklığın değişimi elektromanyetik emilim konusunda bize bilgi sağlayacaktır. Bu çalışmada sensör katmanı yine 0.76 mm değerinde sabitlenmiş olup içerisinde sıcaklık ile dielektrik katsayısı değişen kemik iliği olduğu varsayılmıştır. Sıcaklık ve kompleks dielektrik katsayısı verileri 10GHz’ de 30°C – 90°C arasında (Factorova, 2008) çalışmasından alınmıştır. Kemik iliğinin kompleks bağlı dielektrik katsayısı sıcaklığa bağlı olarak değişmekte, bu da sensör

katmanının dielektrik katsayısını $\epsilon_i = \epsilon'_r - j \epsilon''_r$ göre etkilemektedir. Kemik iliği için dielektrik sabiti ve kayıp verileri Hippel metoduna göre (Baker ve ark. 1990) ve (Factorova, 2006) çıkarılmaktadır.

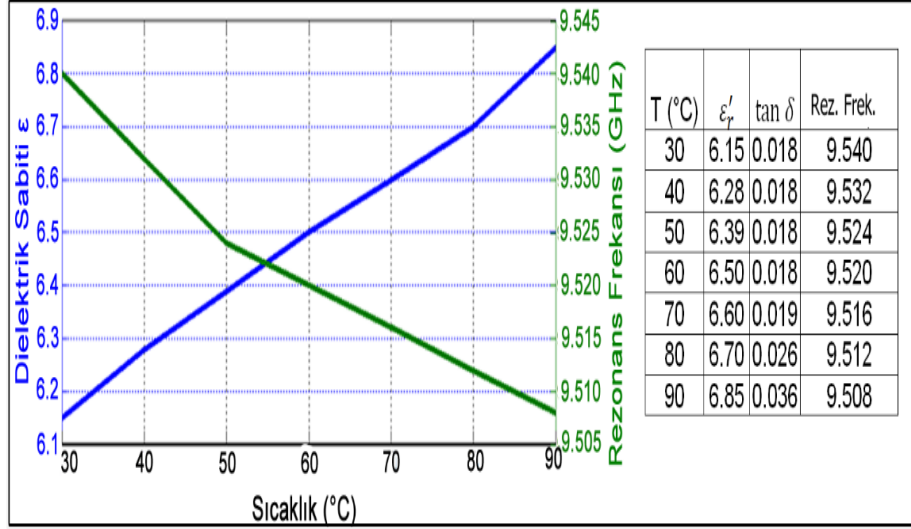
$$\epsilon' = \frac{k^2 + \beta^2 - \alpha^2}{\beta_0^2} \quad \tan \delta = \frac{2\alpha\beta}{k^2 + \beta^2 - \alpha^2} \quad (4.4)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad k = \frac{2\pi}{\lambda_c} \quad \text{and} \quad \beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4.5)$$

Sıcaklık ile değişen, kemik iliğinin kompleks dielektrik katsayısına ait veriler Şekil 4.30' da sunulmuştur. Bu veriler daha sonra nümerik analiz programına girilerek simülasyon yapılmıştır. Simülasyon sonucunda sıcaklığın 30°C' den 90°C' ye çıktığında iletim katsayısına ait rezonans frekansı Şekil 4.30' da görüldüğü gibi 9.54 GHz'den 9.508 GHz değerine düşmektedir. 30°C' deki reel dielektrik katsayısı 6.15 iken rezonans frekansı 9.54 GHz iken, bu değer 40°C' de 6.28 reel dielektrik katsayısına karşılık 9.53 GHz seviyesine düşmektedir. Bu düşüşün nedeni daha önce açıklandığı gibi ön ve arka yüzde yer alan rezonatörler arasında oluşan karşılıklı kapasitans değişimidir. Dielektrik katsayısının yükselmesi kapasitans değerini artırırken rezonans frekansı ile ters orantılı olduğu için frekansta bir düşüşe neden olmaktadır. Frekansta oluşan kayma miktarı, tüm parametreler sabit olduğu sadece dielektrik katsayısının değiştiği bir ortamda doğrudan doğruya dielektrik katsayısı ile orantılıdır. Dielektrik katsayısındaki büyük değişimler büyük frekans kaymasına, küçük değişimler küçük frekans kaymasına sebep olmaktadır.

Şekilde görüldüğü gibi rezonans frekansı ile kemik iliğinin dielektrik katsayısı arasındaki eğim doğrusal olup neredeyse düze yakındır. Bu da, bize ayırık halkalı bakışsız yapının sıcaklık sensörü olarak rahatlıkla kullanılabileceğini göstermektedir. Her bir sıcaklık değeri değişimi için yaklaşık olarak 1MHz lik bir kayma söz konusudur. Bu değişim network analizörü kullanılarak rahatlıkla tespit edilebilir. Şekilde görüldüğü gibi 30 – 50 °C arasındaki iletim katsayısı rezonans frekansı eğimi 65° iken 50 – 90 °C arasındaki eğim 40° olarak belirlenmiştir. Frekans kayması ile sıcaklık değişimi arasındaki doğrusallığı etkileyen bir diğer neden ise dielektrik malzeme üzerindeki kayıplardır. Bilindiği üzere $\epsilon_r = \epsilon'_r - \epsilon''_r$ formülü ile hesaplanır. Buradan kayıp değerinin yükselmesinin dielektrik katsayısını değiştireceği açıktır.

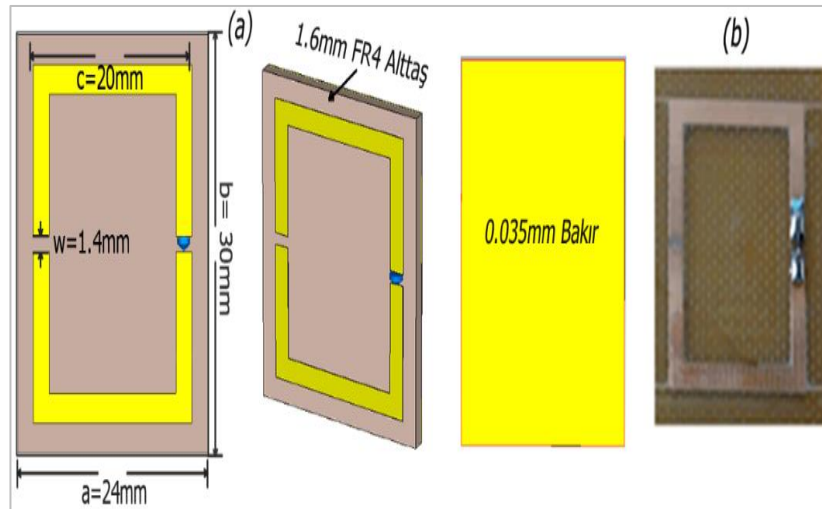
Nitekim kayıp değeri $30^{\circ}C$ de 0.018 iken $90^{\circ}C$ de 0.036 değerine yükselmiştir. Bu değişimden ötürü rezonans frekansı kayması ile sıcaklık değişimi tam lineer değildir.



Şekil 4.34 Değişik kemik iliği sıcaklığına göre, ayırık halka rezonatörlü bakışsız özellikli önerilen sensörün rezonans frekansı değişimi ve sıcaklığa bağlı elektrik geçirgenliği ve kayıp verileri.

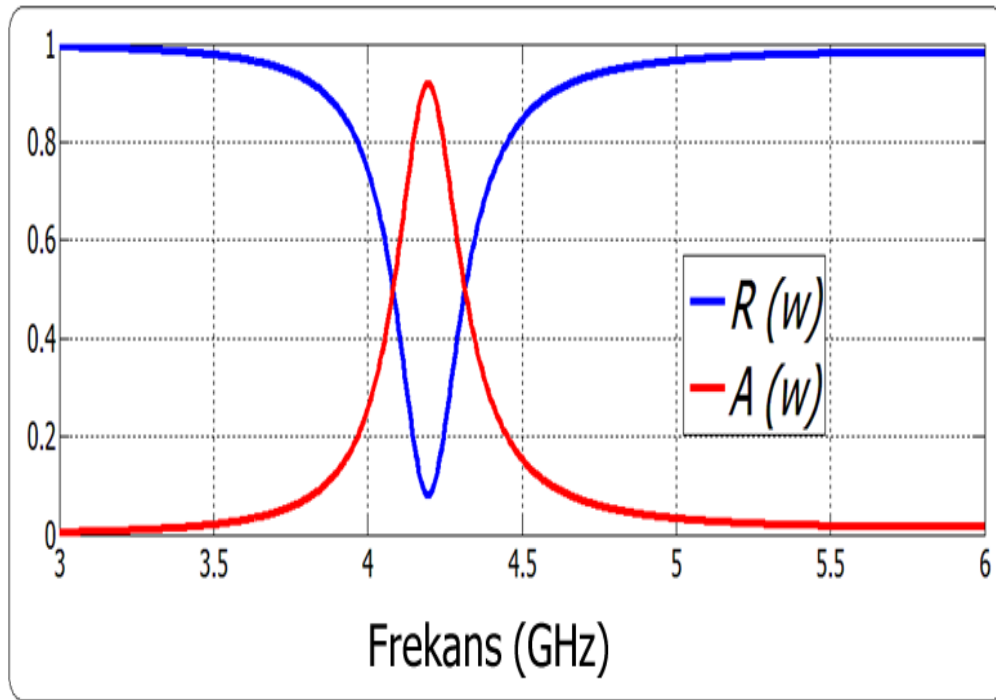
4.4 Ayarlanabilir Metamalzeme Sinyal Emici ve Sensör Uygulaması

Bu bölümde ayarlanabilir metamalzeme sinyal emici ve sensör uygulamaları açıklanacaktır. Ayarlanabilir metamalzeme sinyal emici ve sensör uygulaması ile ilgili yapı Şekil 4.35 de görülmektedir.



Şekil 4.35 Ayarlanabilir metamalzeme tabanlı sinyal emici a) Boyutlar, b) imal edilen yapıya ait birim hücre.

Nümerik ve deneysel çalışmalar varikap kapasitörlü ve varikapsız olmak üzere gerçekleştirilerek varikap etkisinin görülmesi amaçlanmıştır. Bir sinyal emicinin en büyük özelliği elektromanyetik enerjinin yapı içerisinde hapsolmesidir. Mükemmel bir sinyal emicide $(R(\omega) \& T(\omega) \rightarrow 0)$ yani yansıma ve iletim mümkün olduğunca sıfıra yakın bir değer olmalıdır. Emilim seviyesi $A(\omega) = 1 - R(\omega) - T(\omega)$ formülüne göre bulunabilir burada $A(\omega)$, $R(\omega) = |S_{11}|^2$ ve $T(\omega) = |S_{21}|^2$ önerilen yapının arka katmanı bakır plaka ile kaplı olduğu için iletimin olmadığı varsayılmıştır. Bu yüzden sadece yansıma değeri S_{11} araştırılıp $A(\omega) = 1 - R(\omega)$ olarak değerlendirilmiştir. Varikap diyot kullanılmaması durumunda benzetim sonucu Şekil 4.36’ da sunulmuştur. Önerilen yapıda varikap kullanılmadığı durumda metamalzeme sinyal emilim seviyesinin 91.8 % ve rezonans frekansının 4.2 GHz olduğu görülmektedir.



Şekil 4.36 Önerilen metamalzeme sinyal emicide varikap diyot kullanılmaması durumunda ortaya çıkan yansıma ve iletim değeri

Nümerik ve deneysel çalışmaların doğrulanması için bu çalışmada bir teorik analiz gerçekleştirilerek sonuçlar karşılaştırılmıştır. Teorik analiz için varikap diyot kullanılmayan metamalzeme sinyal emiciye TEM dalga gelmesi durumunda 3 GHz- 6 GHz aralığında çalışılmıştır. Teorik çalışma için, alt tarafta bakırın olup olmadığı durumlar ele alınarak TEM dalga gelmesi sonucuna göre çalışılmıştır. Ardından

elektromanyetik dalganın dik ve eğik gelmesi durumunda girişim teorisi (Wanghuang ve ark. 2013) dik ve eğik gelen elektromanyetik dalgaya uyarlanmıştır. $S_{11} = |s_{11}|e^{j\theta_{11}}$ değeri birinci katman üzerindeki yansıma katsayısıdır. $S_{21} = |s_{21}|e^{j\theta_{21}}$ ise birinci katmandan ikinci katmana geçen dalganın iletim katsayısıdır. $S_{12} = |s_{12}|e^{j\theta_{12}}$ değeri ise birinci katmana ikinci katmandan yansıyan dalganın iletim katsayısıdır. $S_{22} = |s_{22}|e^{j\theta_{22}}$ ise birinci katman üzerinde bulunan ikinci bölgeden aynı bölgenin yansıma katsayısıdır. Birinci katman üzerinde yansıyan dalga (Wanghuang ve ark. 2013) çalışmasındaki gibi girişim teorisi kullanılarak hesaplanabilir.

$$S_{11total} = |s_{11}|e^{j\theta_{11}} \frac{|s_{12}||s_{21}|e^{j(\theta_{12}+\theta_{21}-2\beta-\pi)}}{1-|s_{22}|e^{j(\theta_{22}-2\beta-\pi)}} \quad (4.6)$$

Burada $\beta = kd$ karmaşık olarak propagasyon fazını temsil ederken k ikinci bölgedeki dalga sayısını, d ise propagasyon uzaklığını temsil etmektedir. d değeri Snell yasasına göre aşağıda belirtildiği şekilde hesaplanabilir.

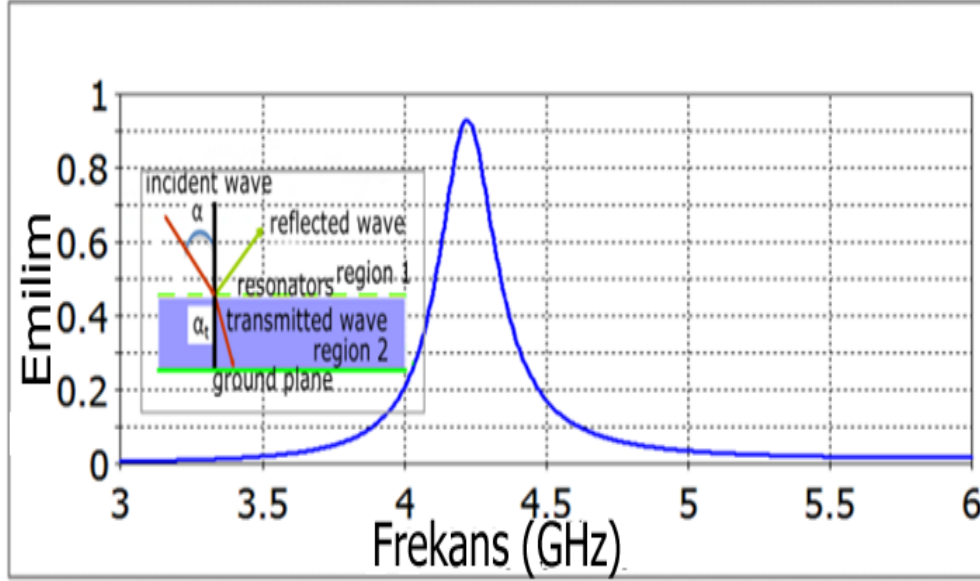
$$n_1 \sin \phi_1 = n_2 \sin \phi_2 \quad (4.7)$$

$$\sin \phi_2 = \frac{n_1 \sin \phi_1}{n_2} = \frac{\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} \sin \phi_1}{\sqrt{\epsilon_2 \mu_2}} = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sin \phi_1 \quad (\mu_1 = \mu_2) \quad (4.8)$$

$$\phi_2 = \arcsin \left(\sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} \sin \phi_1 \right) \quad (4.9)$$

$$d = h \cos(\phi_2) \quad (4.10)$$

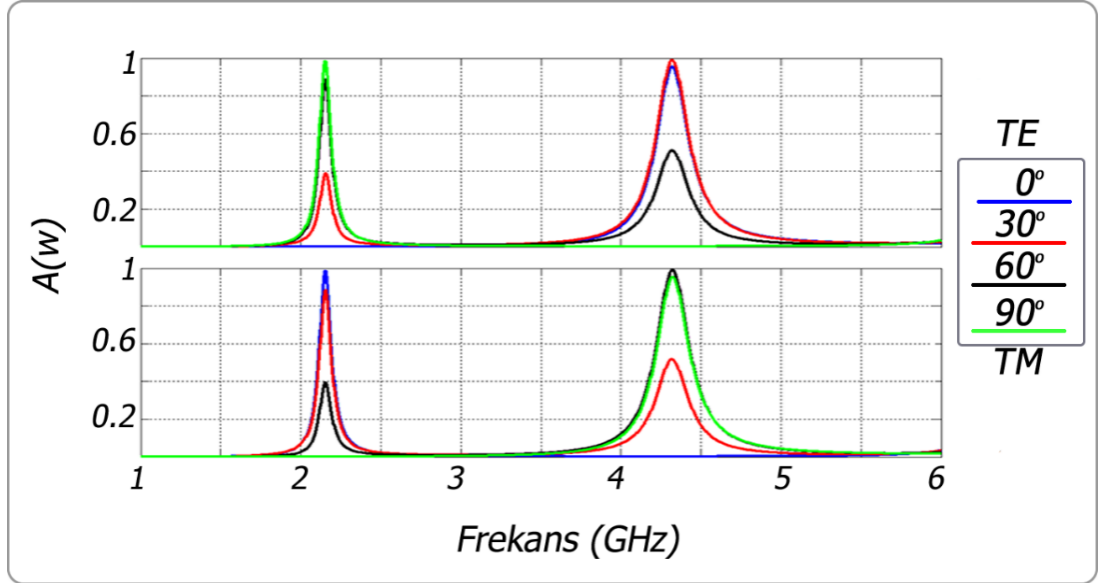
Burada ϵ_1 ve ϵ_2 değerleri bir ve ikinci bölgenin dielektrik katsayısı değeri olup ϕ ise gelen dalga ve yüzey normali arasındaki açı, h ise birinci katman ile zemin arasındaki dikey mesafedir. Böylece, emilim $A(\omega) = 1 - |\sum S_{11}|^2$ ile iletkenlik sıfır olduğu kabul edilerek elde edilebilir. Teorik emilim değeri Şekil 4.37' de sunulmuştur. Şekil 4.36 ve Şekil 4.37 karşılaştırıldığında, teorik ve nümerik sonuçların birbirleriyle uyumlu olduğu söylenebilir.



Şekil 4.37. Önerilen metamalzeme yapısı için teorik sinyal emilim seviyesi

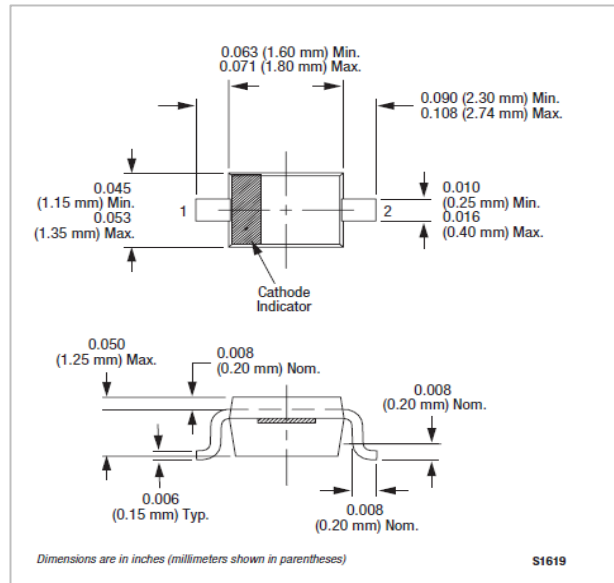
Polarizasyon açısındaki değişime karşılık önerilen metamalzeme sinyal emici yapısının verdiği tepkinin incelenmesi için yüzeye dik gelen dalga için polarizasyon açısı $0^\circ - 90^\circ$ aralığında değiştiği durumda nümerik olarak çalışılmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.33’ de sunulmuştur. Nümerik çalışma hem TE hem de TM polarizasyon için gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.38’ de görüldüğü gibi TE ve TM polarizasyon durumunda rezonans frekansı TE polarizasyon için 2.2 GHz, TM polarizasyon için 4.3 GHz olduğu görülmektedir. Ayrıca polarizasyon açısı değiştiğinde rezonans frekansı değişmemektedir. Yapının TE ve TM modlarında karakteristiğine bakıldığında polarizasyondan bağımsız olduğu söylenemez ayrıca açı değiştiğinde yapının rezonans noktasıda değişmektedir. Bunun nedeni yapının ayrık halka rezonatörünün yerleşimidir. TE ve TM modlarında dalganın geliş yönüne göre rezonatörler üzerinde manyetik ve elektrik alan değiştiği için bu gibi farklılıklar olmaktadır.

Bir metamalzemeye ayarlanabilir özelliği katmada kullanılan metotlar, alttaş kalınlığı değiştirme, rezonatör boyutlarını değiştirme veya ayrık halkalar üzerine bir ayarlanabilir eleman yerleştirerek sistemin devre parametrelerinin değiştirilmesi gibi metotları kapsamaktadır. Bu çalışmada geniş bir frekans üzerinde ayarlama imkanı bulunduğundan varikap diyot kullanarak rezonans frekansının ayarlanması tekniği tercih edilmiştir. Varikap diyot olarak 0V-20V arasında gerilim ile kumanda edilebilen SMV 2019-079 kullanılmıştır.



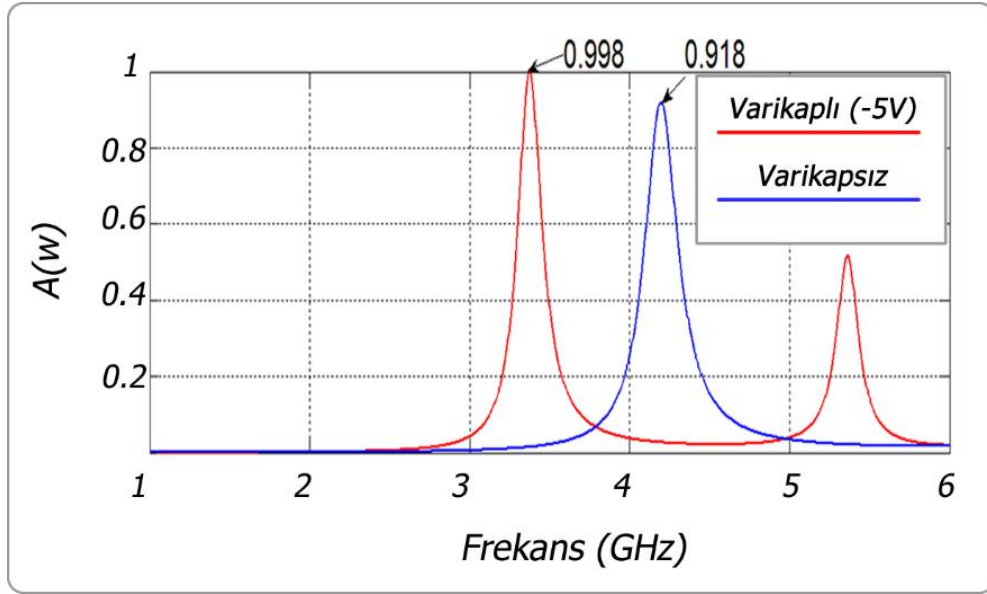
Şekil 4.38. Önerilen metamalzeme sinyal emicinin polarizasyon açısının TE ve TM polarizasyonu için simülasyon sonucu

SMV 2019-079 LF varikap diyot yapının sadece sağ tarafına yerleştirilmiş olup, varikap diyotlar bilindiği üzere üzerine ters gerilim uygulandığında kapasitans değeri değişen bir elemandır. Bu kapasitans değişimi metamalzeme sinyal emici yapısında istenilen frekansta sinyal emilimi gerçekleştirmek için kullanılmaktadır. Şekil 4.39’ da SMV 2019-079LF ‘nin veri sayfasından alınan boyutlarını gösterir bilgi bulunmaktadır (SMV 2019-079 Datasheet).



Şekil 4.39. SMV 2019-079LF’ ye ait boyut şeması (Datasheet).

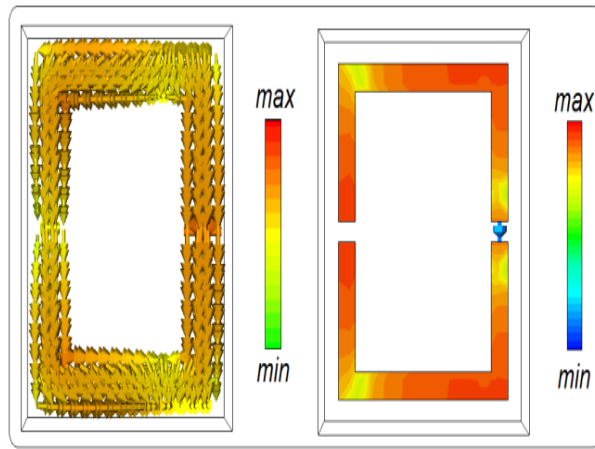
Varikap diyot üzerinde bir kapasitans değeri vardır, bu kapasitans etkisinin metamalzeme sinyal emici yapısındaki etkisinin araştırılması için bir çalışma yapılmış ve araştırma sonucu Şekil 4.40’ da sunulmuştur. Ayırık halka rezonatörlü yapının sağında bulunan boşluğa varikap diyot yerleştirildiğinde 5.3 GHz seviyelerinde ikinci bir rezonans ortaya çıkmaktadır. Ayrıca varikap kullanıldığı durumda, sinyal emilim seviyesi 4.2 GHz, 91.8 % seviyesinden 3.375 GHz’de 99.8 % seviyesine çıkmaktadır. Bu çalışma, varikap diyota –5V gerilim uygulandığı durumda yapılmıştır. Varikap bağlı ve ters gerilim uygulandığı durumda, varikapsız duruma göre rezonans frekansı geridedir. Bunun nedeni devrenin üzerine eklenen varikapın devreye bir ek bir kapasitif etki yapması sonucu toplam kapasitans değerinin artması bunun da ayırık halka rezonatörlü yapıların rezonans frekansını geriye doğru çekmesidir. Nitekim şekil 4.40’ a bakıldığında bu durum doğrulanmaktadır.



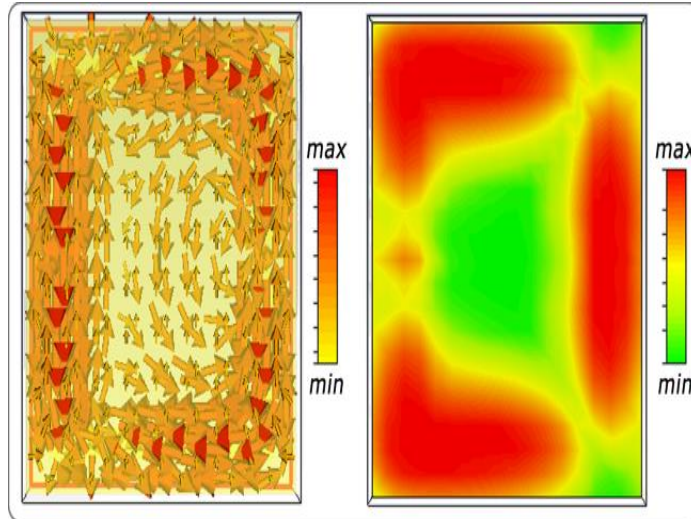
Şekil 4.40 Önerilen metamalzeme sinyal emici tasarımında varikap diyot kullanılması ve kullanılması durumunda sinyal emilim seviyesi

Önerilen metamalzeme sinyal emici yapısının çalışmasının daha iyi anlaşılması için, –5V rezonansta, 3.375 GHz seviyesinde yüzey akım ve elektrik alan dağılımları incenmiş ve Şekil 4.41 ve Şekil 4.42’ de sunulmuştur. Şekillerdende görüldüğü üzere rezonatörler üzerinde enerji yoğunluğunun arttığı görülmektedir. Elektrik alanın rezonatörler üzerinde yoğunlaşması ortaya elektrik dipolü çıkarmaktadır. Bunun sonucu olarak da yüzey yükleri dış elektrik alan kısımlarına doğru yoğunlaşmaktadır. Bu

elektrik alan, serbest elektronları rezonatörlerin üst kısmından alt kısmına doğru yönlendirir, bu yüzden manyetik dipole momenti yüzey akım yükleri tarafından verilen tepki ile oluşur. Oluşan bu manyetik tepki sonucunda rezonans emilimi gerçekleşir. Ayrıca, paralel ve ters yönlü yüzey akımları, yapı üzerinde görülmektedir. Paralel akımlar elektrik alan oluştururken ters yönlü akımlar manyetik akım oluşturur. Oluşan bu durum gönderilen dalganın E ve H bileşenleri ile küple olarak rezonans frekansında güçlü bir elektromanyetik alan oluşturur. Bu yapı ayrıca empedans eşitliği ($Z(w) = Z_0(w)$) durumunda elektromanyetik dalga yayılımında emer.



Şekil 4.41. Önerilen yapı ön yüz üzerinde –5V ters gerilim uygulanması durumunda rezonans frekansı olan 3.375 GHz seviyesinde oluşan yüzey akım dağılımı ve elektrik alan dağılımı.

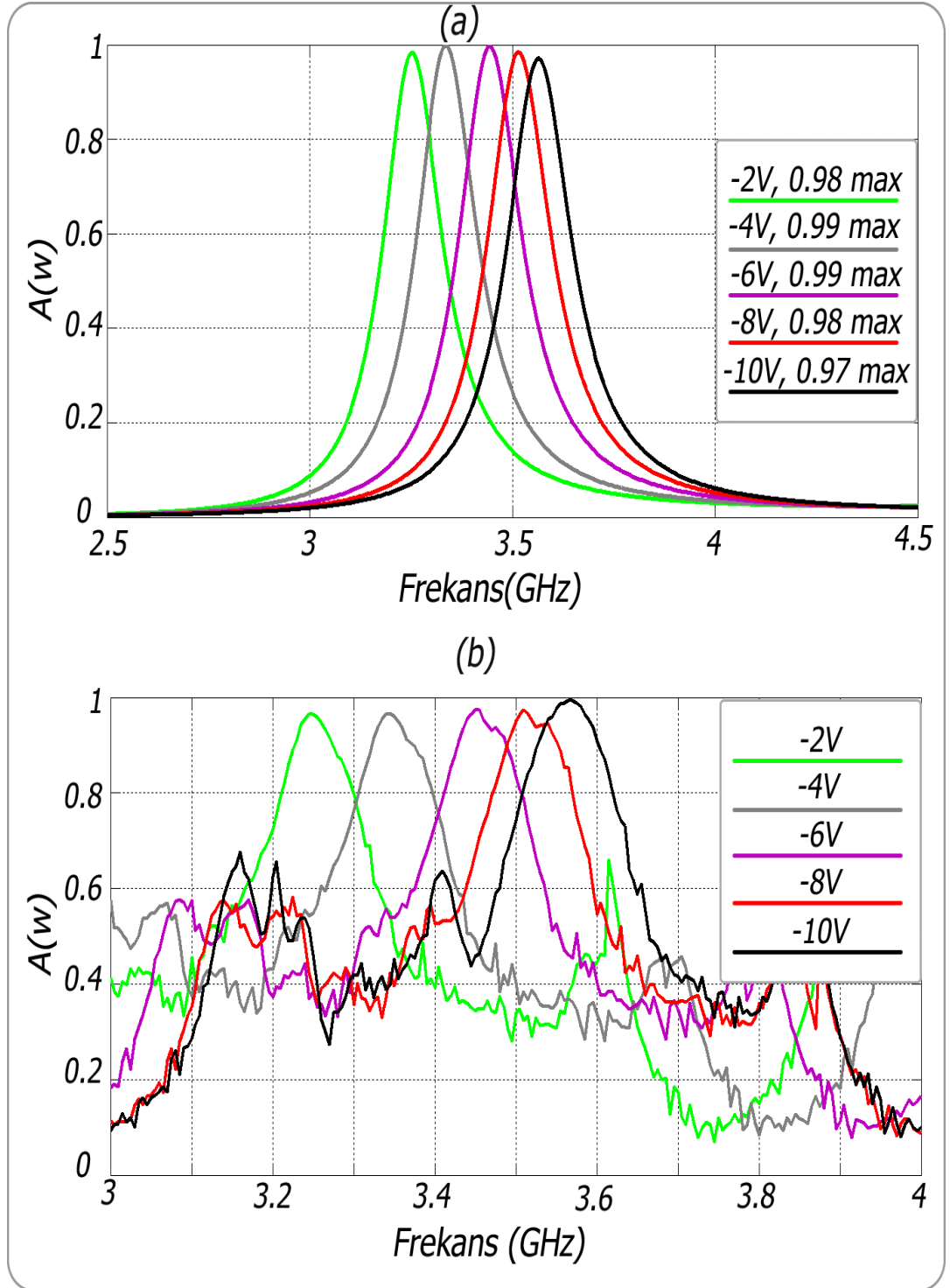


Şekil 4.42. Önerilen yapı arka yüz üzerinde –5V ters gerilim uygulanması durumunda rezonans frekansı olan 3.375 GHz seviyesinde oluşan yüzey akım dağılımı ve elektrik alan dağılımı.

Varikap diyota değişik gerilim seviyelerinde ters voltaj uygulanması durumunda ortaya çıkacak rezonans frekansı ve sinyal emilim seviyesinin araştırılması için Şekil 4.43.a ve Şekil 4.43.b de görülen nümerik ve deneysel çalışma yapılmış ve ayarlanabilir metamalzeme sinyal emicinin davranışı daha iyi anlaşılmıştır. Nümerik olarak gerçekleştirilen çalışmada emilim seviyesi $-2V$ ile $-10V$ arasında 97.40% ile 99.81% arasında düzgün olmayan değişim gözlenmektedir. Bunun nedeni ayarlanan voltaj değerindeki kapasitans değerinin non lineer değişimidir. Deneysel alışma için iki huni anten, vektör network analizörü ve ayarlı güç kaynağı kullanılmıştır. Deneysel alışma sonuçları 4.43.b' de sunulmuştur. Nümerik ve deneysel sonuçlardan da görüldüğü gibi voltajın artırıldığında değişen kapasitans değeri rezonans frekansını daha düşük frekanslara çekmektedir. $-2V$ da $3.25GHz$ de rezonans gerçekleşirken, $-10V$ da $3.565GHz$ de rezonans gerçekleşmektedir. Bunun nedeni ters gerilimin arttığında, varikap diyotun kapasitans değerinin artan gerilimle beraber düşmesi ve bu düşüş sonucunu ayırık halka rezonatörün rezonans frekansının $1/\sqrt{LC}$ ile orantılı olduğu için rezonans frekansının kapasitans düşüşüne bağlı olarak artmasıdır. Sonuç olarak $300 MHz$ lik bir ayarlamasının $-10V/-2V$ aralığında mümkün olduğu görülmektedir. Ayarlanabilir metamalzeme sinyal emicinin bu özelliği sabit frekansta bir sensör uygulamasının gerçekleştirilmesinin mümkün kılmaktadır. Belirtilen bantta $300 MHz$ bant genişliği büyük bir bant genişliği olup istenilen frekansa göre sinyal emicinin kolaylıkla ayarlanması mümkündür.

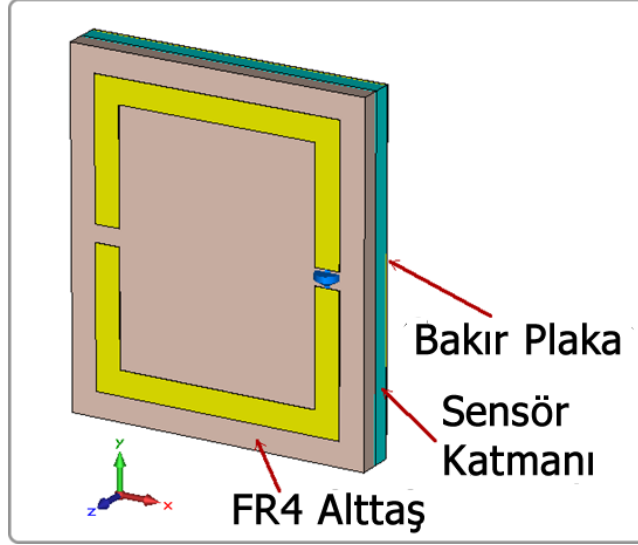
4.4.1 Sensör Uygulaması

Bu bölümde son olarak henüz literatürde olmayan ayarlanabilir metamalzeme sinyal emici ile gerçekleştirilen sinyal emici çalışmasından bahsedilecektir. Sensör uygulaması için de görüldüğü üzere bakır plaka önüne sensör katmanı yerleştirilmiştir. Bu sensör katmanına farklı malzemeler konulup voltaj ayarlanarak ne çeşit bir malzeme olduğu algılanmıştır. Sensör uygulamalarının bilindiği gibi üç temel özellik aranmaktadır, bunlar; algılanabilir bir sinyal çıkışı, lineerlik ve ölçüm hassasiyetidir.



Şekil 4.43. Önerilen yapıya değişik ters bias gerilimi uygulanması durumunda ortaya çıkan, (a) nümerik analiz sonucu emilim, (b) deneysel çalışma sonucu emilim

Bu çalışmanın sensör katmanına konulan farklı malzemeler bir network analizörü vasıtasıyla rahatlıkla algılanabilecek bir durumdadır. Şekil 4.44’ de sensör uygulamasına ait blok şema yer almaktadır.



Şekil 4.44. Ayarlanabilir sinyal emici kullanılarak gerçekleştirilen sensör uygulaması blok şeması

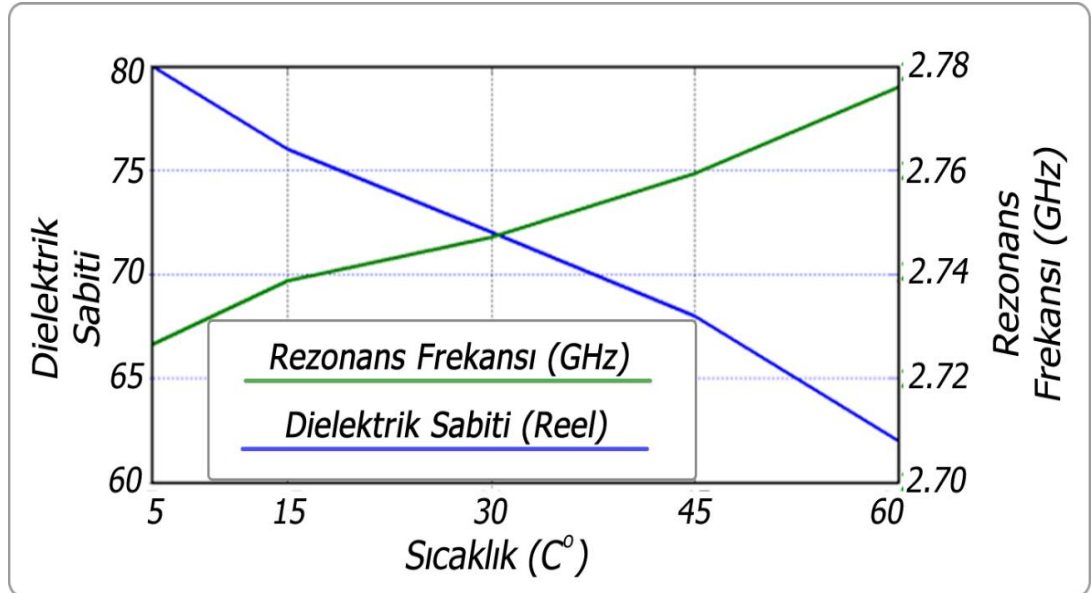
Sensör katmanının kalınlığı sabit tutularak malzeme parametreleri değişebilecek şekilde modellenmiştir. Böylece sıcaklık, yoğunluk, dielektrik sabiti gibi parametreler algılanabilecektir. Bu çalışmada malzemenin bir parametresinin algılanması için çalışma yapılmıştır. Sensör katmanı FR4 malzeme ile aynı kalınlığa sahip olup FR4 alttaşın hemen arkasına yerleştirilmiş konumdadır. Bu konum sensör uygulamalarının temelini oluşturmaktadır. Sensör katmanının dielektrik sabiti değiştiğinde bütün sisteme ait rezonans frekansı değişecektir. Dielektrik sabiti sıcaklık, nem veya basınç gibi çevresel faktörlere göre değişmektedir. Bu uygulamada, çalışmanın biyo-sensör olarak kullanılabileceğini göstermek için haşlanmış havuç örnek olarak alınmıştır. Haşlanmış havuç' un örnek olarak alınmasındaki bir diğer neden literatürde bu çalışmada yer alan frekansa yakın değerlerde sıcaklık ile değişen dielektrik katsayısının bu çalışmada ele alınmış olmasıdır. Haşlanmış havucun özellikleri (Badaruzzaman, 2010) çalışmasından alınmıştır. Dielektrik katsayısı ve kayıp değerleri Çizelge 4.3' de sunulmuştur. Varikap diyota değişik gerilimler uygulandığında yansıma katsayısı (S_{11}) değeri gerilime göre değişmektedir.

Şekil 4.45' de görüldüğü üzere dielektrik katsayısı rezonans frekansını etkilemektedir. Sıcaklık 1°C artırıldığında buna karşılık yansıma katsayısına ait rezonans frekansı lineer bir şekilde 0.5 MHz yükselmektedir. Bu yükseliş değeri bir network analizörü vasıtasıyla rahatlıkla gözlemlenebilir.

Çizelge 4.3 Isıtılan bir havuca ait sıcaklık, dielektrik sabiti ve kayıp değerleri

Havuç Sıcaklığı (°C)	Elektrik geçirgenliği (ϵ')	Kayıp (ζ)
5	80	0.31
15	76	0.27
30	72	0.25
45	68	0.25
60	62	0.27

Sensör katmanı değişik sıcaklıklarda havuç ile doldurulduğunda ve varikap diyota 0V besleme gerilimi uygulandığında Şekil 4.45’ de görülen rezonans frekansı, sıcaklık ve dielektrik katsayısı grafiği nümerik olarak ortaya çıkmaktadır.

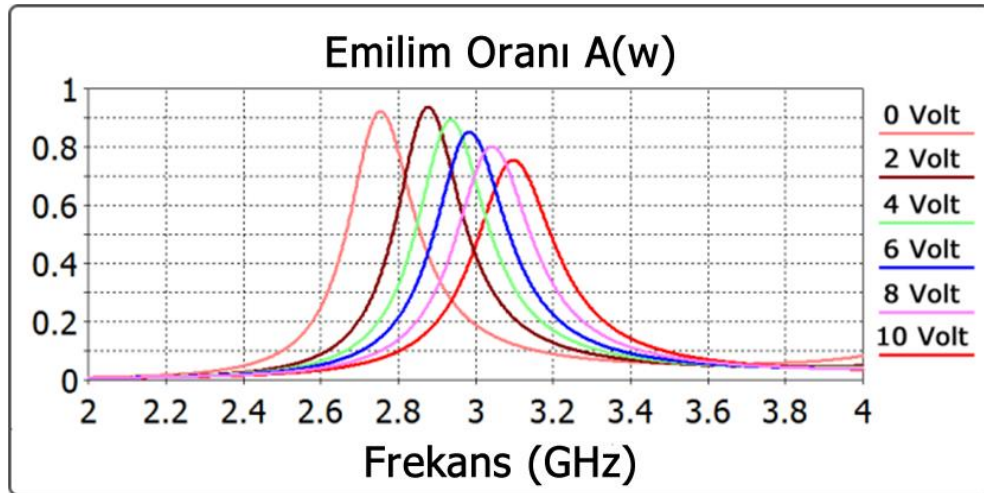


Şekil 4.45 Sensör uygulamasında ısıtılan bir havuca ait, havuç sıcaklığı ve rezonans frekansı değeri.

Rezonans frekansı ile dielektrik katsayısı arasındaki yer alan düzensizlik, dielektrik katsayısı değerindeki düzensiz değişmeden kaynaklanmaktadır. Sıcaklık sensörü olarak gerçekleştirilen bu çalışma, sıcaklık, basınç ve yoğunluk gibi farklı parametrelerin algılanmasında da kullanılabilir. Şekil 4.45’ de görüldüğü gibi sıcaklığın artması reel dielektrik katsayısını düşürmektedir. Bu düşüşe paralel olarak sensor katmanı kapasitans değeri de düşecektir.

Kapasitans değerinin düşmesi ayrıık halka rezonatörlü yapıların rezonans frekansının artmasına neden olacaktır. Nitekim Şekil 4.45’ de görülen durumda bu teoriyi doğrulamaktadır. Bu özellik kullanılarak, dielektrik katsayısının çevre koşuluna

bağlı değiştiği durumlar için algılayıcı geliştirilmesi mümkündür. Ayrıca bu önerilen çalışma ile biyo-sensör uygulamalarıda geliştirilebilir. Eğer ki, ayarlama ihtiyacı var ise varikap diyotun özelliğinden istifade etmek de mümkündür. Nasıl ki, malzemeye ait parametreler rezonans frekansını değiştiriyor ise, varikap diyota farklı besleme gerilimleri uygulanıp malzeme parametreleri sabit tutulursa rezonans frekansı Şekil 4.46’ da görüldüğü gibi değişmektedir. Bu uygulamada havuç sıcaklığının 5°C de sabit olduğu varsayılarak, gerekli ayarlama, ters besleme gerilimi değeri ile gerçekleştirilmiştir. Önerilen uygulamadaki değişim sadece kapasitans değişimine bağlı olduğu açıktır. Şekil 4.46’ da görüldüğü gibi voltajın yükseltilmesi sonucu varikap özelliğinden dolayı kapasitans değeri düşmekte düşen bu kapasitans değeri ise rezonans frekansını düşüş ile lineer olarak yükseltmektedir. Bu artış veya azalış oranı tamamen voltaja bağlı kapasitans değeri ile ilgilidir.



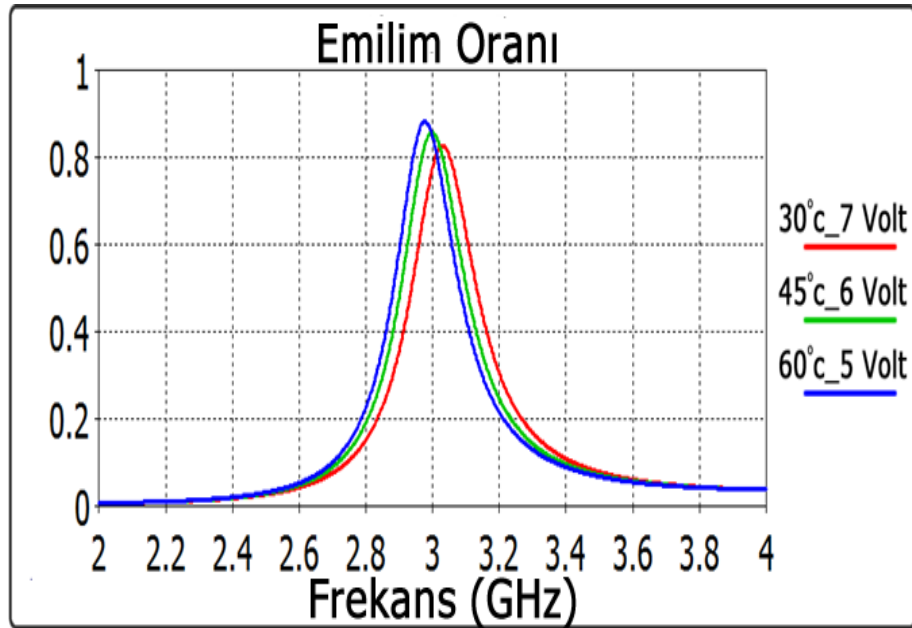
Şekil 4.46. Sensör katmanına 5°C sabit sıcaklıkta havuç yerleştirilip, değişik ters besleme gerilimi uygulanması durumunda ayarlanabilir sinyal emici tabanlı sensörün, emilim oranları

Sensör uygulamasında ayarlanabilir özelliği kanıtlamak için değişik sıcaklıklarda, ters gerilimleri sensör katmanında bulunan havuca uygulanması durumunda Çizelge 4.4’ de belirtilen ters besleme gerilimi, sıcaklık ve rezonans frekansı tablosu ortaya çıkmaktadır. Örnek olarak 30 ° C ele alınacak olursa, 0V’ da rezonans frekansı 2.76GHz olurken, 2V ters gerilim uygulanması durumunda bu değer 2.88 GHz değerine yükselmekte, 10V uygulanması durumunda ise bu değer 3.10GHz e çıkmaktadır. Bu da yaklaşık olarak 336 MHz frekansın kayması demektir.

Çizelge 4.4 Isıtılan bir havucun sensör katmanına yerleştirilmesi ve değişik besleme gerilimleri uygulanması durumunda ortaya çıkan yansıma katsayısı rezonans frekansı değerleri

Vol./ °C	0V	2V	4V	6V	8V	10V
5	2.754	2.878	2.936	2.984	3.042	3.098
15	2.760	2.882	2.940	2.990	3.048	3.104
30	2.764	2.886	2.944	2.994	3.052	3.108
45	2.770	2.890	2.950	2.998	3.058	3.114
60	2.778	2.896	2.954	3.006	3.066	3.122

Çizelge 4.4’ de görüldüğü gibi değişen sıcaklık ve ters besleme gerilimleri arasında bir lineerlik söz konusudur. Eğer elimizde belli frekans aralığında örneğin 3 GHz de bir sinyal kaynağı ve alıcısı var ise varikap diyotun ayarlanabilir özelliğini sabit bir frekans için kullanılma imkanı vardır. Şekil 4.47’ de örneklediği üzere eğer havuç sıcaklığı 30°C ise ayarlanabilir güç kaynağını 7V a getirmemiz gerekirken, 45°C de havuç olması durumunda 6 V’ a, 60°C için ise 5 V değerine ayarlanması gerekmektedir.



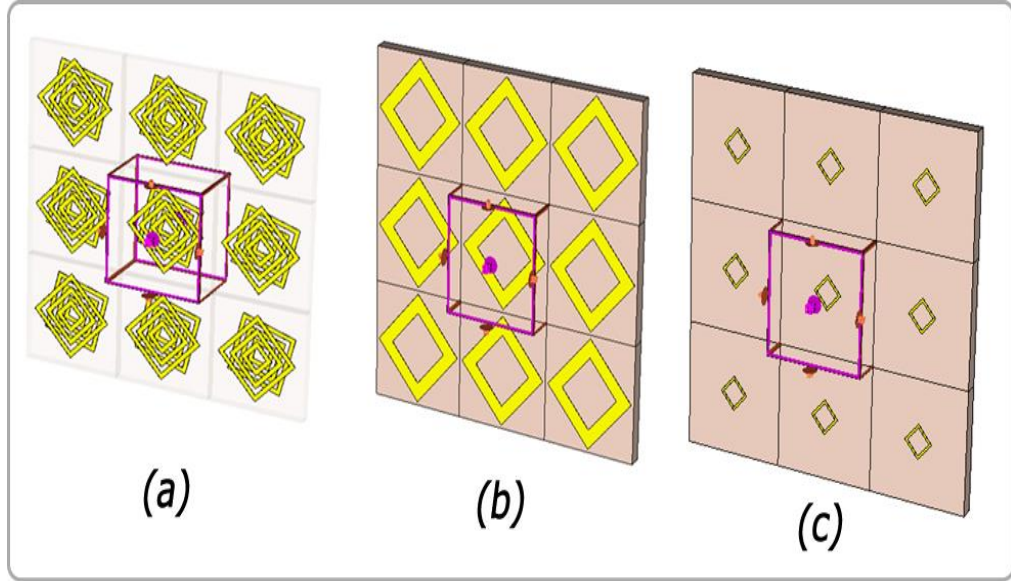
Şekil 4.47. Sabit frekanslı bir sinyal alıcı ve sinyal verici kullanılarak havuç sıcaklığının algılanması için gerekli ters besleme ve emilim değerini gösteren nümerik analiz grafiği

Bu uygulama elimizde sabit frekanslı bir sinyal jeneratörü ve sinyal alıcısı olması durumunda işe yarayacak böylece düşük maliyetli sensörler geliştirilmesi mümkün olacaktır. Örnek olarak 3GHz’ lik bir osilatörümüzün olması durumunda sıcaklığın yükselip yükselmediğini gerilimi artırıp azaltarak anlamamız mümkündür.

4.5 Biyo-Sensör Uygulaması

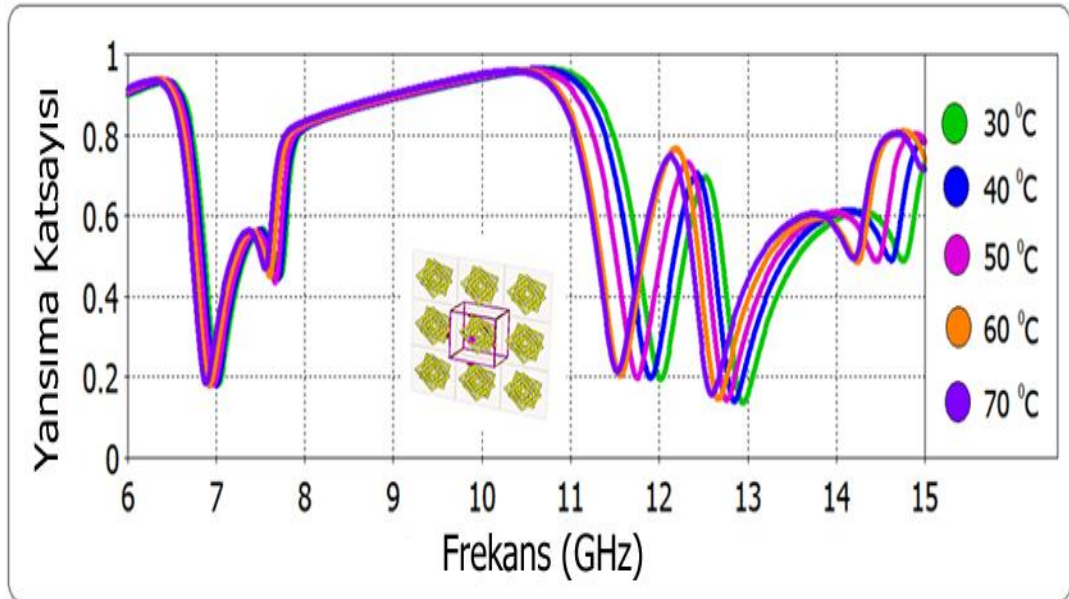
Önerilen bakışsız metamalzemeler büyük, küçük ve sıfır bakışsız özellikleri sunmakta olup nümerik olarak incelenerek tasarlanmışlardır. İkinci aşamada, yansıma ve iletim katsayıları geniş bant frekans rejiminde iletim matrisi yoluyla hesaplanmıştır. Bakışsız metamalzeme yapıları için elde edilen simülasyon sonuçları değerlendirilip tartışılmıştır. Önerilen yapılara ait şekiller Şekil 4.48’ de sunulmuştur. Rezonatörler arasında daha önce belirtildiği gibi alttaş olarak kemik iliğinin kullanılması durumunda sonuçlar elde edilerek paylaşılmıştır. Bu bölümdeki uygulamada, büyük, küçük ve sıfır bakışsızlık özelliği gösteren yapılar, kemik iliği sıcaklığını algılamak amacıyla kullanılışı açıklanmıştır. Bu uygulamada özellikle kemik iliği sıcaklığı seçilerek bu sensörün biyo-sensör olarak ta kullanılabileceği vurgulanmak istenmiştir. SAR değeri tespiti veya elektromanyetik dalganın tedavi edici veya zararlı etkileri ile ilgili hücre sıcaklığındaki artışın bilinmesi büyük önem arz etmektedir. Bu uygulamada domuz kemik iliğinin tercih edilmesinin nedeni, örnek olarak daha önce incelenip dielektrik katsayı değişimlerinin sıcaklığa bağlı olarak tespit edilmiş olmasıdır. Kemik iliğinin seçilen sıcaklıklardaki elektrik geçirgenliği değeri (Factorova, 2008) çalışmasından alınmıştır. Kemik iliğinin sıcaklık değişimi onun dielektrik katsayısını değiştirmekte bu da sistemde yansıma ve iletim katsayılarında değişikliğe neden olmaktadır. Bu çalışmada örnek olarak 30°C, 40°C, 50°C, 60°C, 70°C örnek sıcaklık değerleri olarak alınmış olup bu değerlere karşılık gelen dielektrik katsayıları ise 6.15, 6.28, 6.39, 6.50, 6.60’ dır.

Sensör katmanında bulunan domuz kemik iliğinin sıcaklığının artması durumunda oluşan yansıma katsayıları büyük, küçük ve sıfır bakışsızlık için önerilen yapılara uygulanarak sonuçları sırasıyla, Şekil 4.49, Şekil 4.50 ve Şekil 4.51’ de sunulmuştur. Büyük bakışsızlık değerine sahip olan yapıda 6.5 – GHz, 11 – 15 Aralığında yansıma katsayısı düşüktür. Ancak, 8 – 11GHz aralığında yapı, üzerine gönderilen elektromanyetik dalgayı büyük oranda geri yansıtmıştır. Domuz kemik iliğinin sıcaklığının artması sonucu şekilde görülen yansıma katsayıları geriye doğru gitmektedir. Şekil 4.49’da 12 GHz seviyelerine bakıldığında yaklaşık 500MHz’ lik bir kaymanın olduğu görülmektedir.



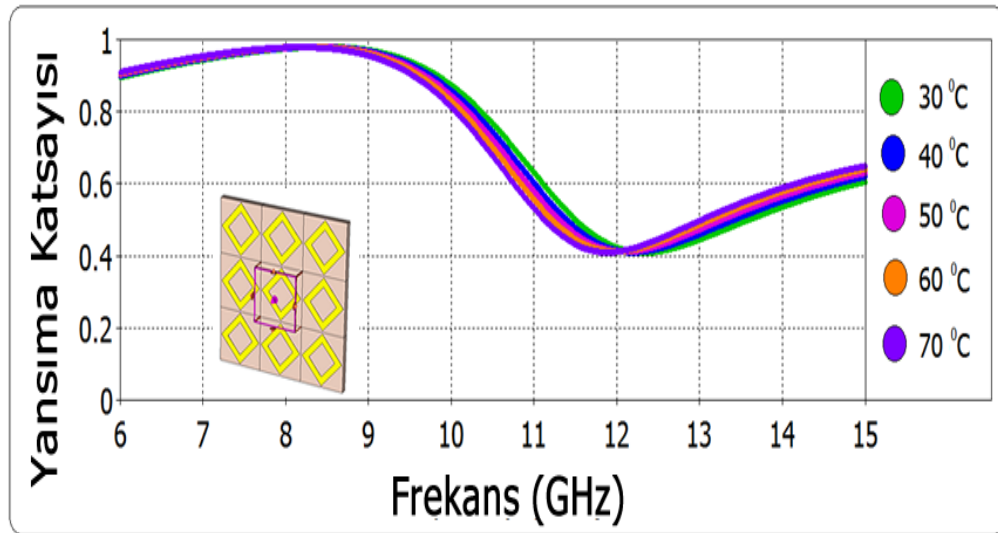
Şekil 4.48. Biyo-Sensör uygulaması için önerilen yapılar, (a) büyük bakışimsızlık özelliği gösteren yapı, (b) küçük bakışimsızlık özelliği gösteren yapı, (c) sıfır bakışimsızlık özelliği gösteren yapı.

Bu değer yüksek bir değer olup bu yapının dielektrik katsayısı değişimine karşı çok hassas olduğunu gösterir. Bu durum sensör çalışmaları için istenen bir durum olup hassasiyetin yüksekliğini gösterir. Rezonans frekansındaki değişimin sebebi dielektrik katsayısının sıcaklık ile beraber yükselmesi sonucu kapasitans değerinin artması ve bu artan kapasitansın ters orantılı olduğu rezonans frekansını geriye doğru çekmesidir.



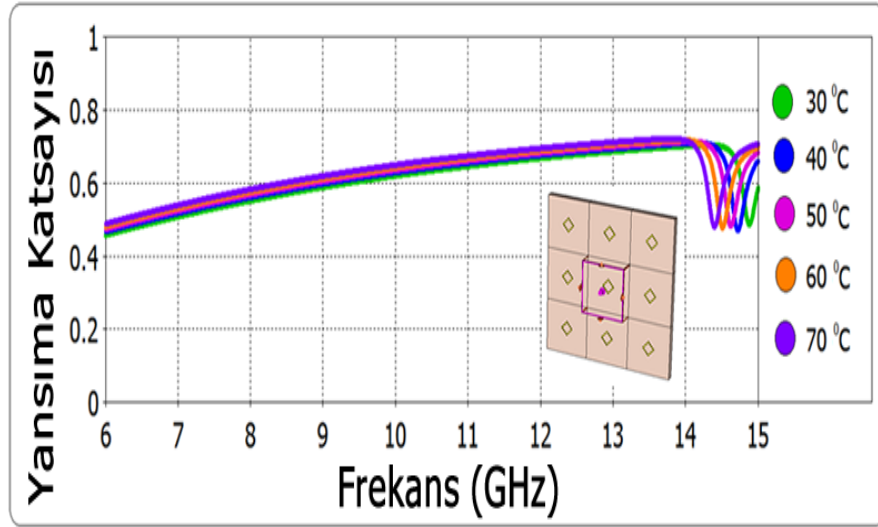
Şekil 4.49. Büyük bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamatelzeme yapısına ait değişik sıcaklıkları ile yansıma katsayısı değişimi

Küçük bakışimsızlık oranına sahip metamalzeme yapısı için yansımaya katsayısı değişimi 6 – 15 GHz aralığında Şekil 4.50’ de sunulmuştur. Küçük bakışimsızlık önerilen yapı, 9 – 15GHz aralığında yansımaya katsayısı düşükken, 6 – 9GHz aralığında gönderilen dalga büyük oranda geri yansımıştır. Elde edilen grafik bir önceki modele göre çok daha yumuşak çizgilere sahiptir. Büyük bakışimsızlık oranına sahip yapı gibi bu yapıda da kemik iliği sıcaklığı değiştiğinde rezonans frekansı geriye doğru gelmektedir. Bu durum daha öncede açıklandığı gibi kapasitif etkilere bağlıdır. Şekil 4.50’ ye bakıldığında bu değişimin algılanmasının bir önceki çalışmada olduğu gibi net olmadığı görülmektedir. Bunun bir önceki yapının büyük bakışimsızlık değerine sahip olması ve bu değerın hassasiyeti artırdığıdır (Karaaslan ve Bakır, 2014). 12 GHz seviyelerinde görülen rezonans frekansı, şekilde görüldüğü gibi keskin çizgilere sahip değildir bu da uygulamalarda zorluğa neden olabilir.



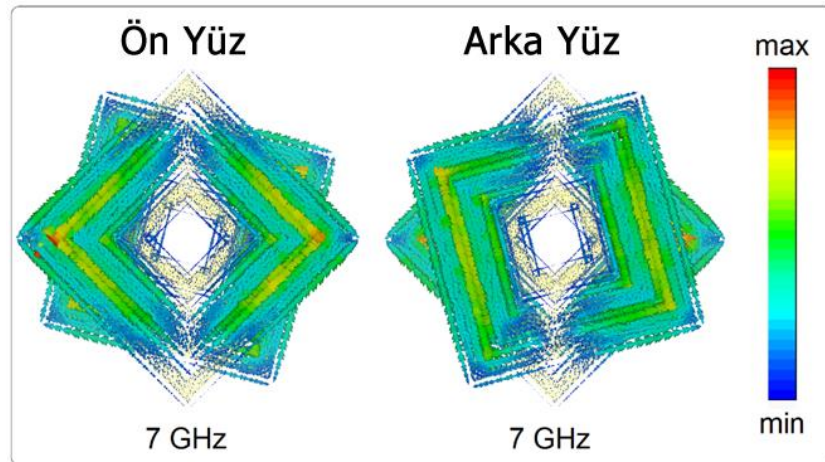
Şekil 4.50. Küçük bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile yansımaya katsayısı değişimi

Şekil 4.51’ de görüldüğü gibi sıfır bakışimsız özellikli yapı, önceki yapıların aksine aynı frekans bandında daha farklı özellik göstermektedir. Elektromanyetik dalga 6 – 14 GHz aralığında lineer olarak yansırken, 14 – 15 GHz aralığında ise önceki yapılarda olduğu gibi kemik iliği sıcaklığının yükselmesi rezonans frekansını geriye doğru kaydırmaktadır. Bu örnekte de, rezonans frekansındaki değişim 500 MHz seviyelerinde olup network analizörü kullanılarak rahatlıkla anlaşılabilir bir seviyededir.

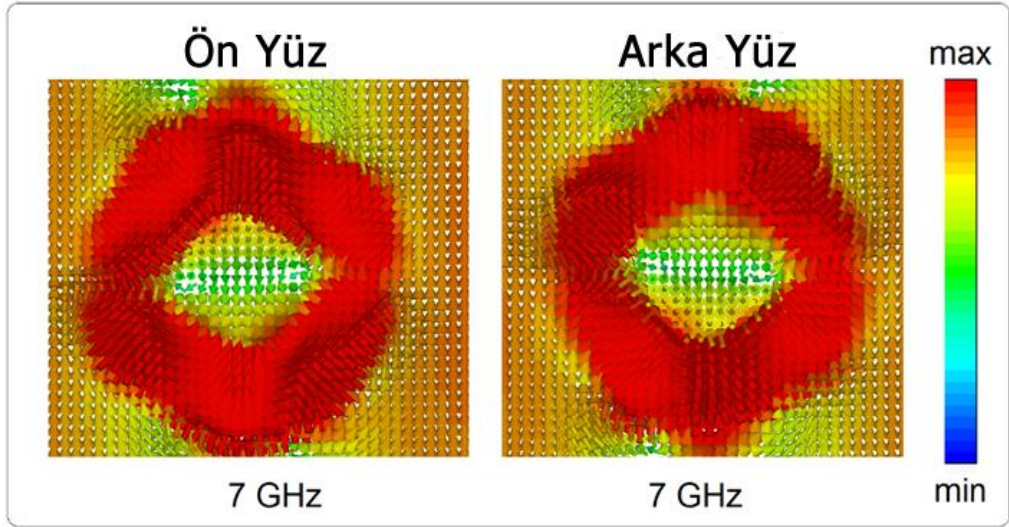


Şekil 4.51. Sıfır bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile yansım katsayısı değişimi

Büyük bakışimsızlık özelliği gösteren yapının fiziki özelliklerinin daha iyi anlaşılması için yansım katsayısının rezonansa girdiği noktalardan biri olan 7 GHz seviyesi örnek olarak alınmıştır. Bu frekans değeri ele alınarak elektrik alan dağılımı Şekil 4.52’ de, yüzey akım dağılımları ise Şekil 4.53’ de sunulmuştur. Şekil 4.52’ de görüldüğü üzere, büyük bakışimsızlık özelliği gösteren yapı için, elektrik alan dağılımları ve yüzey akım dağılımları rezonatörler üzerinde yoğunlaşmıştır. Rezonatörler üzerinde yoğunlaşan elektrik alan ve yüzey akım dağılımları büyük oranda elektrik alandan kaynaklanmaktadır. Yüzey akım dağılımlarına bakıldığında ön ve arka yüzde paralel akımların oluştuğu görülebilir.

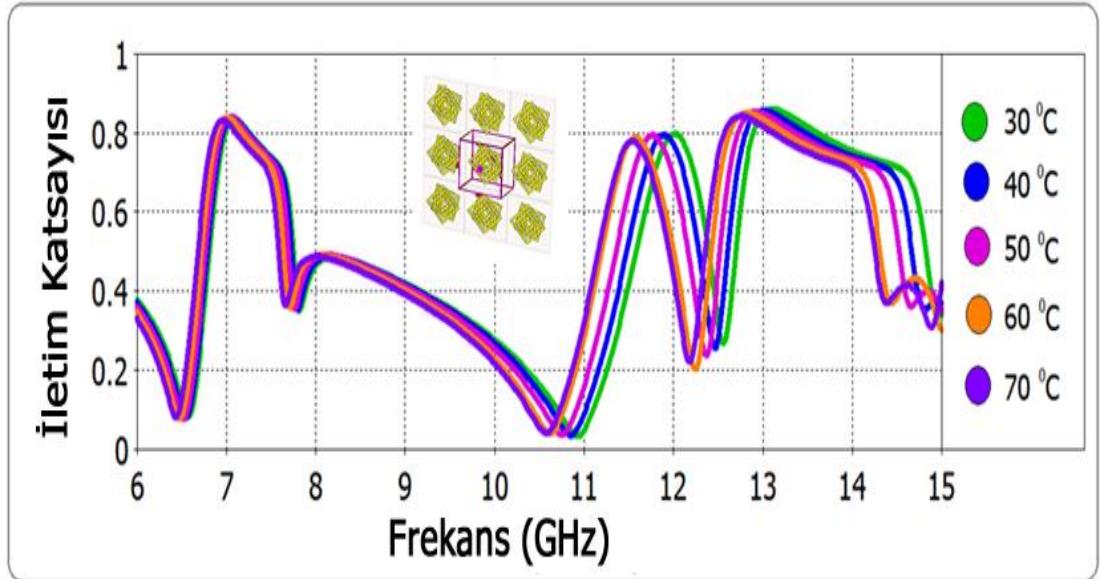


Şekil 4.52. Büyük bakışimsız özellikli yapı için 7 GHz’ de ve 30°C kemik iliği için analiz edilen elektrik alan dağılımının yapının ön ve arka yüzünden görünüş grafiği



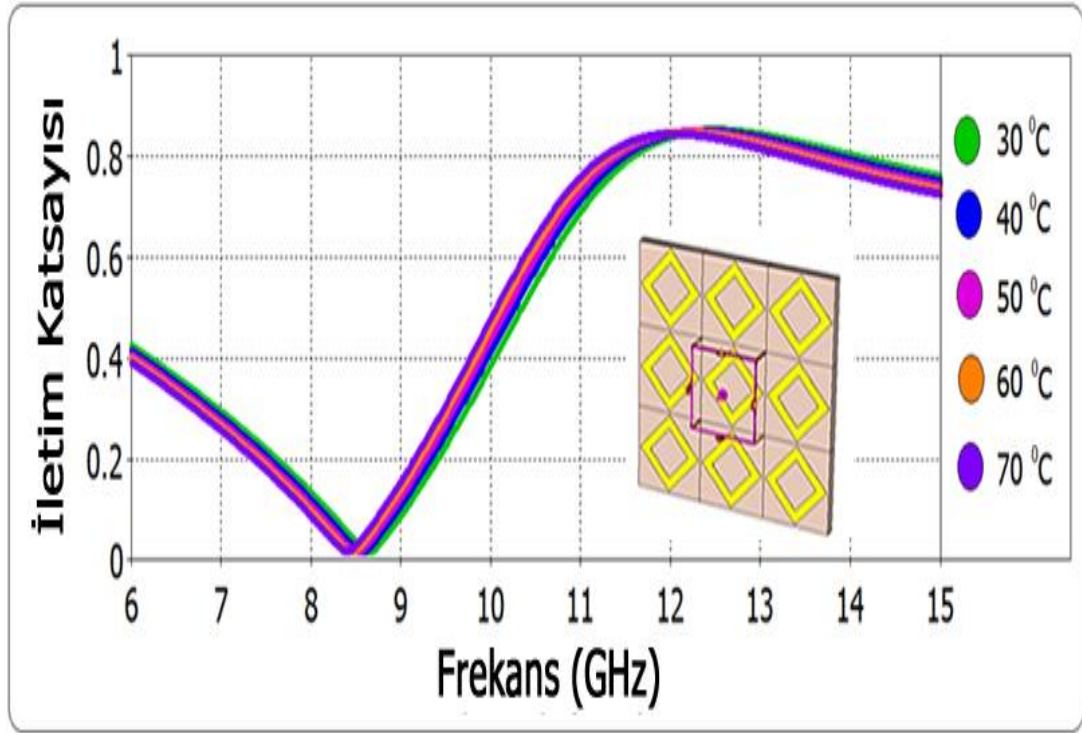
Şekil 4.53. Büyük bakışimsız özellikli yapı için 7 GHz’ de ve 30°C kemik iliği için analiz edilen yüzey akım dağılımının yapının ön ve arkayüz üzerindeki görünüşü

Yansıma katsayıları gibi iletim katsayıları incelenerek, sıcaklık ile beraber iletim katsayısının değişip değişmediği ortaya konmuştur. Bunun için öncelikli olarak büyük bakışimsızlık özelliği gösteren yapı ele alınarak simülasyon sonucu Şekil 4.54’ de sunulmuştur. Şekle bakıldığında, büyük bakışimsız özellik gösteren yapı için 6.5 GHz, 7.8 GHz, 10.8 GHz, 12.4 GHz ve 14.5 GHz’ de birden fazla rezonans olduğu görülebilir. Yine aynı şekilde iletim katsayısı en yüksek değerlerine 7 GHz, 11.8 GHz ve 13 – 14 GHz aralığında ulaşmaktadır.



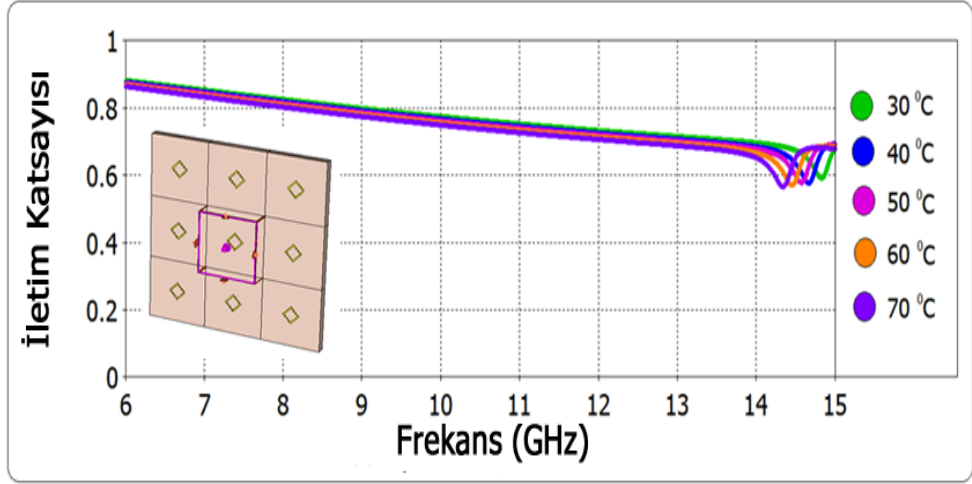
Şekil 4.54. Büyük bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile iletim katsayısı değişimi

Küçük bakışimsız özellik gösteren yapının iletim katsayısının kemik iliği sıcaklığına bağlı değişimi Şekil 4.55’ de ortaya konmuştur. Şekle bakıldığında 8.5 GHz’ de iletim katsayısı sıfırdır, ancak 11 – 15 GHz aralığında iletilen dalga seviyesi maksimuma çıkmaktadır. Kemik iliğinin dielektrik katsayısı, sıcaklığa bağlı olarak 6.15’ den 6.60 değerine yükselmektedir. Yükselen dielektrik katsayısı sayesinde kapasitans değeri artmakta buda rezonans frekansını geriye doğru çekmektedir. Yansıma ve iletim katsayıları ile ilgili grafikler bu durumu doğrulamaktadır. Şekil 4.55’ e bakıldığında 30°C’ deki rezonans frekansının 8.8 GHz değerine yakınken 70°C’ de rezonans frekansının yaklaşık 8.3 GHz’de olduğu görülmektedir. Rezonans frekansındaki bu kayma, kolaylıkla vektör network analizörleri vasıtasıyla algılanabilir.



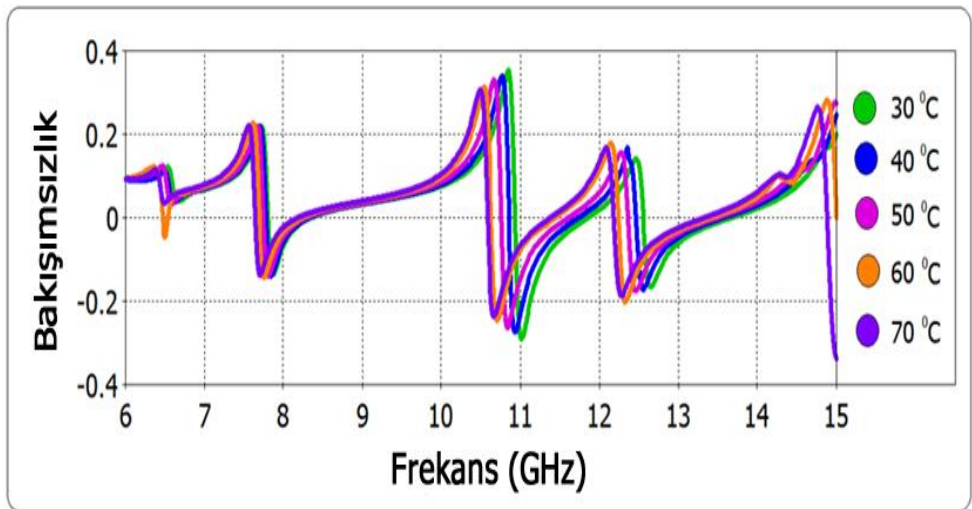
Şekil 4.55. Küçük bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile iletim katsayısı değişimi

Sıfır bakışimsız özellikli yapıya ait iletim katsayısının kemik iliği sıcaklığına bağlı değişimi Şekil 4.56’ da sunulmuştur. Şekle bakıldığında gibi 14.5 GHz’ de küçük bir rezonans görülmesi dışında 6 – 14 GHz arasında gönderilen dalga büyük oranda iletilmektedir. Sıcaklık artmasına bağlı olarak 14.5 GHz seviyelerinde oluşan rezonans frekansı geriye doğru kaymaktadır.



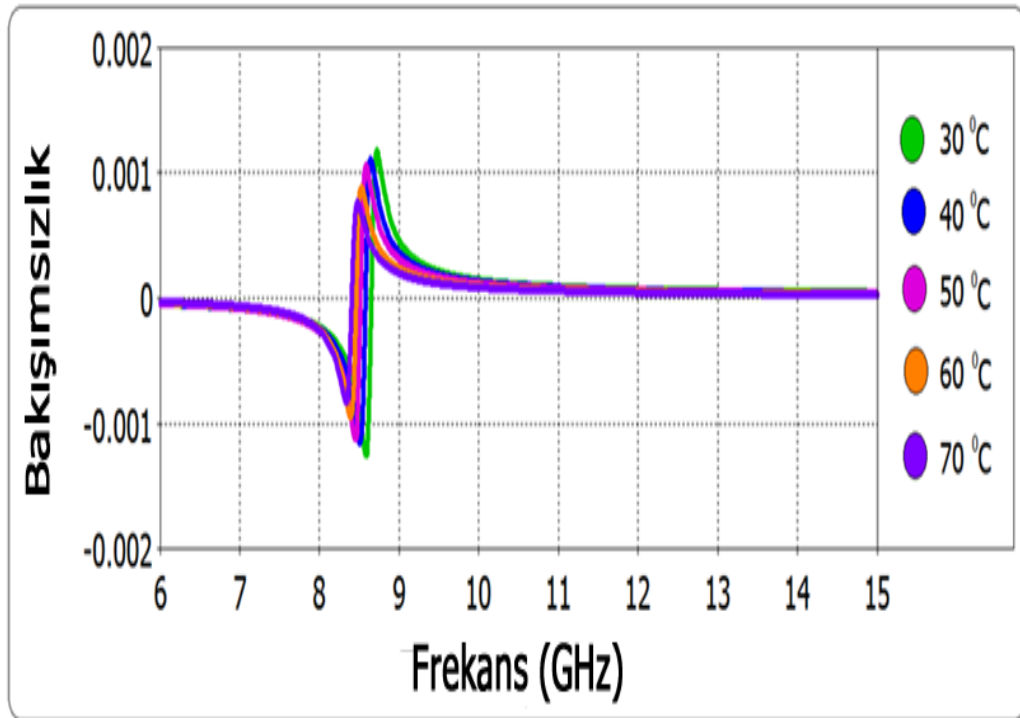
Şekil 4.56. Sıfır bakışimsızlık oranına sahip elmas şekilli metamalzeme yapısına ait değişik kemik iliği sıcaklıkları ile iletim katsayısı değişimi

Bakışimsızlık değerlerinin sıcaklık ile değişip değişmediğinin nümerik olarak analizi bize bakışimsızlık ve sıcaklık arasında bağlantı kurmamızı sağlayacaktır. Bu yüzden öncelikle büyük bakışimsızlık özellik gösteren yapı incelenmiştir. Şekil 4.57’de görüldüğü gibi 6.5 GHz, 7.8 GHz, 10.8GHz, 12.5 GHz ve 15 GHz civarlarında birden fazla rezonans görülmektedir. 10.8 GHz’ de büyük bakışimsızlık değeri görülmektedir. Ayrıca, domuz kemik iliği hücre sıcaklıkları artırıldığında bakışimsızlık değeri değişmeyip önceki grafiklerde olduğu gibi rezonans frekansının sıcaklık yükseldiğinde sola doğru lineer olarak kaydığı görülmektedir. Bu durum yapının biyo-sensör olarak kullanılabileceğini göstermektedir.



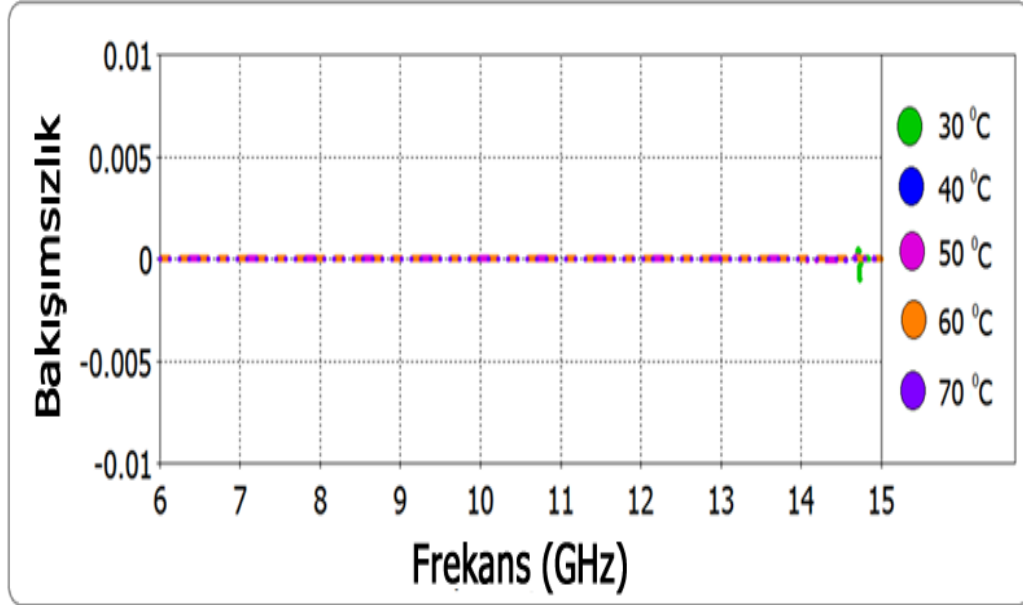
Şekil 4.57. Büyük bakışimsız özellik gösteren elmas şekilli yapı için simüle edilen bakışimsızlık değeri

Küçük bakışimsız sunan metamalzeme yapısı 8.5 GHz seviyelerinde rezonans oluşmaktadır. Bakışimsızlık değerleri çok düşük olup $([\kappa] \leq \sqrt{\epsilon/\mu})$ aralığında olmalıdır. Şekil 4.58’ de görüldüğü gibi, bakışimsızlık değerleri çok düşük olup büyük bir bant aralığı boyunca (9 – 15 GHz) sabite yakındır. Bu yüzden, belirlenen frekans bandı boyunca sürekli ve sabit bakışimsızlık elde edilmiştir. Bununla birlikte, domuz kemik iliği hücresinin sıcaklığı yükseldiğinde, simüle edilen bakışimsızlık değeri lineer olarak kaymaktadır. Bu kaymanın nedeni daha önce açıklandığı gibi sıcaklık ile beraber artan dielektrik katsayısı değerinin kapasitans değerini yükseltmesidir. Şekil 4.58’ de küçük bakışimsız özellikli yapının biyo sensör olarak kullanıldığı durumda sıcaklığa bağlı bakışimsızlık grafikleri sunulmuştur. Grafikten de görüldüğü gibi sıcaklık yükseldiğinde bakışimsızlık grafiği de daha önce açıklanan kapasitif etkilerden dolayı geriye doğru kaymaktadır. Geriye doğru kayma miktarı, dielektrik katsayısındaki değişim ile orantılı olup bu kaymanın az veya çok oluşunu kemik iliğinin dielektrik katsayısının değeri belirlemektedir.



Şekil 4.58. Düşük bakışimsızlık değeri sunan elmas şekilli yapı için bakışimsızlık değeri simülasyonu

Sıfır bakışimsız özellikli yapıya ait kemik iliği sıcaklığı ve bakışimsızlık değeri çalışarak sonuçlar Şekil 4.59’ da sunulmuştur. Şekle bakıldığında sıcaklık değişimlerine karşın bakışimsızlık değerinin tüm bant boyunca sıfır değerinde olduğu görülmektedir.

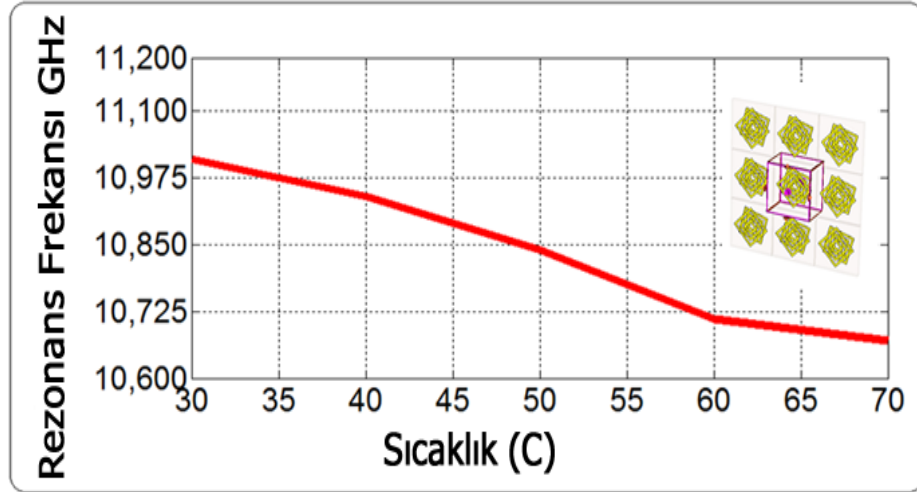


Şekil 4.59 Sıfır bakışimsızlık özelliği sunan elmas şekilli yapı için bakışimsızlık değeri simülasyonu

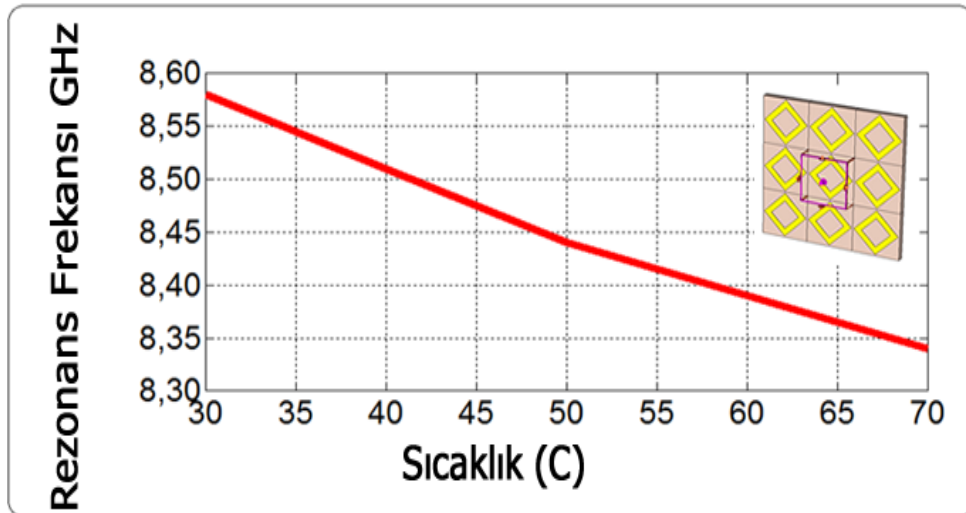
Rezonans frekansının domuz kemik iliği sıcaklığına bağlı değişimin daha net görülebilmesi için büyük, küçük ve sıfır bakışimsızlık özelliğine sahip yapıların iletim katsayılarında görülen rezonans frekansları ile kemik iliği sıcaklığında artışa ilişkin değişim grafikleri sırasıyla Şekil 4.60, Şekil 4.61 ve Şekil 4.62’ de sunulmuştur. Grafiklere bakıldığında sıcaklığın artması sonucu artan dielektrik katsayısı, kapasitans değerini değiştirdiği için rezonans frekansını geriye düşürmektedir. Grafiklerdeki bir diğer dikkat çekici nokta ise bazı noktalarda görülen ve lineer olmayan değişimdir. Bu değişimin sebebi kemik iliğinin kayıp tanjant değerinin o noktalarda yükselmesidir. Kayıp tanjant değerinin sıcaklık ile beraber yükseldiği görülmektedir. Bu yüzden reel dielektrik katsayısının sanal dielektrik katsayısı oranı değişmekte bu da rezonans frekansı, sıcaklık lineerliğini etkilemektedir. Şekil 4.60 ve Şekil 4.61’ de sırasıyla büyük ve küçük bakışimsızlık için önerilen yapıların iletim katsayısında görülen rezonans frekansı ile kemik iliği sıcaklığı değişimi görülürken. Şekil 4.62’ de sıfır bakışimsızlık için önerilen yapının iletim katsayısı ile kemik iliği sıcaklığı değişimi sunulmuştur.

Büyük bakışimsızlık özelliği gösteren yapıya baktığımızda, sıcaklığın 30°C’ de olması durumunda rezonans frekansı 10.975 GHz seviyesinin üzerinde olduğu

görülürken, sıcaklığın 70°C ' ye çıktığı durumda rezonans frekansı 10.600GHz seviyesinin az üzerinde gerçekleşmiştir. Bunun nedeni ise kemik iliğinin sıcaklık ile birlikte dielektrik katsayısının yükselmesi sonucu rezonatörler arasında oluşan katmanın kapasitans değerinin yükselmesi ve bu yükselmenin de, rezonans frekansını geriye doğru çekmesidir.



Şekil 4.60. Elmas şekilli yapılardan büyük bakışimsızlık özelliği gösteren yapının değişik kemik iliği sıcaklığı algılanması için biyo sensör olarak kullanılması sonucu ortaya çıkan rezonans frekansları değişimi

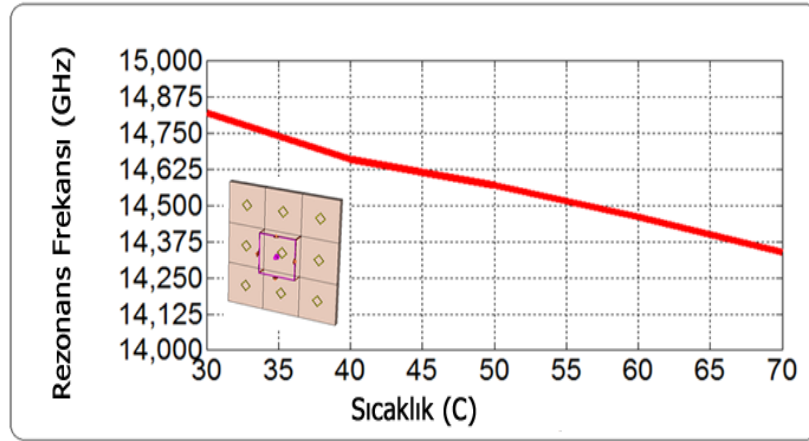


Şekil 4.61. Elmas şekilli yapılardan küçük bakışimsızlık özelliği gösteren yapının değişik kemik iliği sıcaklığı algılanması için biyo sensör olarak kullanılması sonucu ortaya çıkan rezonans frekansları değişimi

Küçük bakışimsızlık özellikli elmas şekilli rezonatörlü yapıya baktığımızda(Şekil 4.61), bu yapının 30°C ' de rezonans frekansı 8.55 GHz

seviyelerinden daha yukarda olmasına rağmen sıcaklığın 70 °C ye doğru çıkması durumunda rezonans frekansı 8.35GHz seviyesinin az altına inmiştir. Bunun nedeni ise daha önce açıklandığı gibi kemik iliğinin sıcaklığının arttığı durumda dielektrik katsayısının rezonans frekansını aşağı doğru çekmiş olmasıdır.

Sıfır bakışimsızlık özelliği gösteren elmas şekilli rezonatör yapısına baktığımız zaman (Şekil4.62), rezonans frekansının 30°C’ de 14.75GHz seviyesinde gerçekleşirken, sıcaklığın 70°C’ ye yükseldiği durumda, rezonans frekansı 14.375GHz seviyesinin az altına inmiştir. Bu düşüşün sebebi diğer yapılarda olduğu gibi rezonans sıcaklığın dielektrik katsayısını artırması sonucu yükselen kapasitansın rezonans frekansını geriye doğru çekmiş olmasıdır.



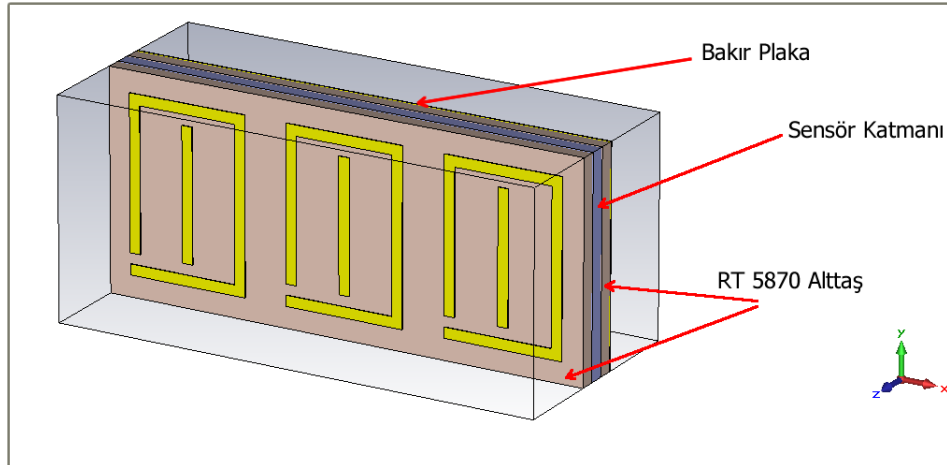
Şekil 4.62. Elmas şekilli yapılardan sıfır bakışimsızlık özelliği gösteren yapının değişik kemik iliği sıcaklığı algılanması için biyo sensör olarak kullanılması sonucu ortaya çıkan rezonans frekansları değişimi

Her üç yapı incelendiğinde üçününde kemik iliği sıcaklığının yükselmesini aynı tepkiyi vermesi sonuçların birbirleriyle orantılı çıkmasını doğrulamaktadır. Önerilen yapıların başka sensör uygulamalarına da uyarlanması mümkündür. Ancak, bu çalışmada sadece biyo-sensör özelliği vurgulandığı için çalışmada sadece kemik iliği örnek olarak tercih edilmiştir.

4.6. Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Sensör Uygulamaları

Bu bölümde yoğunluk ve basınç sensörü uygulamaları detaylı olarak açıklanacaktır. Ayrıca metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör yapısı, sensör katmanına farklı malzemelerin konulması durumunda diğer sensör uygulamaları içinde kullanılabilir. Malzeme seçimi, nem, sıcaklık gibi sensör parametrelerine göre

seçilebilir. Sensör parametresi dielektrik katsayısını değiştireceği için bu yaklaşıma göre sistemin rezonans frekansı değişecek ve bu değişim algılama amacıyla kullanılabilir. Bu çalışma için önerilen yapı Şekil 4.63’ de sunulmuştur. Bu çalışmada öncelikli olarak X –Bantta çalışan bir sinyal emici tasarlanmış ardından bu sinyal emicinin bakır kısmı ile alttaş kısmı arasına sensör katmanı yerleştirilmiştir. Bu sensör katmanındaki dielektrik katsayısına bağlı değişimler bütün sistemin emilim karakteristiğini değiştireceği için sensör olarak kullanılması mümkündür. Bu bölümde değişik sensör uygulamalarından bahsedilecektir. Yoğunluk, nem ve basınç sensörüne ilişkin bazı uygulamalar geliştirilmiş olup ilerleyen kısımlarda elde edilen veriler sunulmuştur. Sensör katmanı basınç sensörü uygulaması hariç olarak diğer uygulamalarda alttaş kalınlığı ile aynı yani 0.76mm’ dir.

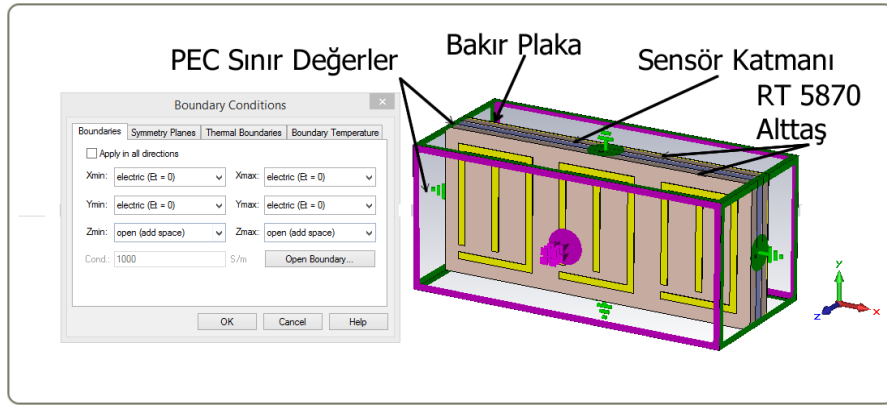


Şekil 4.63. Sinyal emici tabanlı metamalzeme sensor uygulaması için tasarlanan yapı.

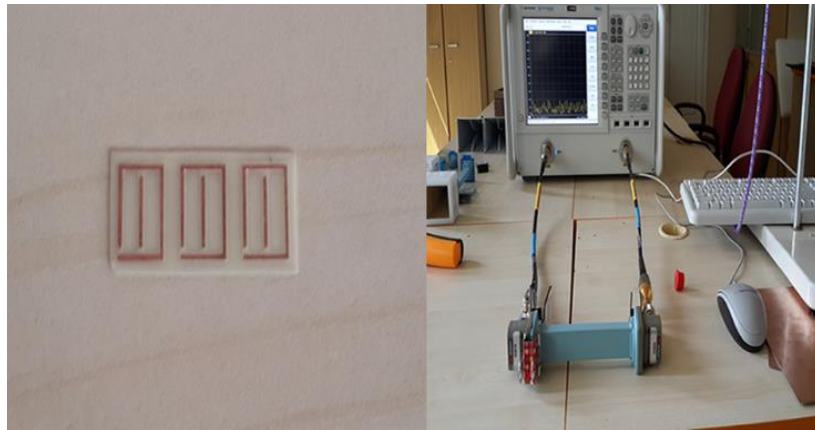
4.6.1. Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Yoğunluk Sensörü

Yoğunluk sensörü ile ilgili iki uygulama çalışılmıştır, bunlardan ilki, farklı malzemelerin yoğunluklarının tespiti, diğeri ise aynı malzemenin farklı yoğunluklarının algılanmasıdır. Her bir malzemenin kendine has bir yoğunluğu olup bu değer kullanım koşullarına göre değişebilir. Arlon 350, Arlon 450 ve Roger RT5870 malzemesi örnek olarak seçilmiştir. Bu malzemelerden herhangi biri Şekil 3.10’ da önerilen yapı üzerinde bulunan sensör katmanına konulduğunda birim hücrenin yansıma katsayısı değişecektir. Arlon 350, Arlon 450 ve Roger RT5870 yoğunlukları sırasıyla, 2.2 gr/cm^3 , 2.40 gr/cm^3 ve 2.45 gr/cm^3 ’ dir. Emilim değeri, $A(w) = 1 - S_{11}^2 - S_{12}^2$ formülü ile tanımlanabilir.

Bu çalışma PEC/PEC sınır koşulları kullanılarak tasarlanmış olup sınır değerlere ilişkin simülasyon programı görüntüsü Şekil 4.64’ de sunulmuştur. PEC/PEC sınır koşulları simülasyon programında X ve Y eksenlerinde sırasıyla $E_t = 0, E_t = 0$ girilerek oluşturulmuştur. Sensör katmanı kalınlığı rezonatörlerin bulunduğu katmanlarla aynı kalınlıkta olup 0.76mm’dir. Bu katmanın ilgili malzeme ile doldurulması durumunda yansıma karakteristiği dolayısıyla elektromanyetik sinyal emilim karakteristiği değişeceğinden sensör olarak bu yapının kullanılabilmesi mümkün olacaktır. CNC baskı devre imalat cihazı olan LPKF E33 kullanılarak tasarım imal edilmiştir. İmal edilen yapılar ve laboratuvar test ortamından alınan görüntü Şekil 4.65’ de sunulmuştur.



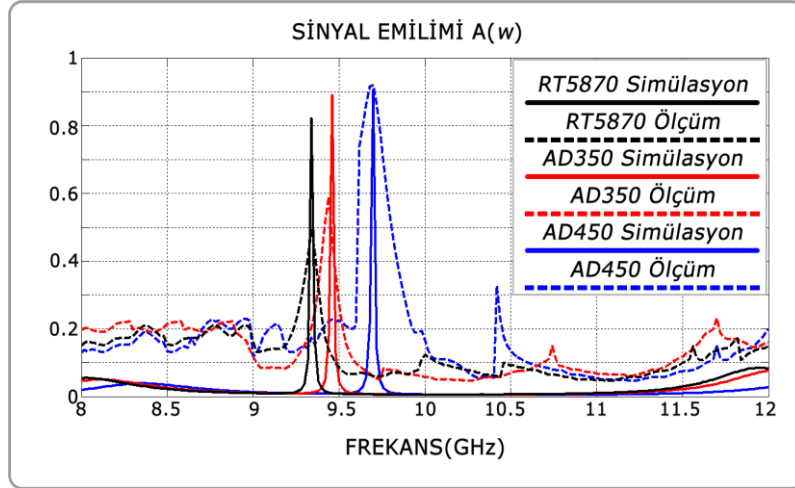
Şekil 4.64. Metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör uygulaması için tasarlanan yapı ve bu yapıya ait sınır değerlerin benzetim programı görüntüsü



Şekil 4.65. Metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör uygulaması için üretilen yapı ve laboratuvar ortamından test görüntüsü

Farklı yoğunlukta malzemelerin sensör katmanına konulması durumunda Şekil 4.66’ da görüldüğü gibi emilim değerleri ortaya çıkmıştır. RT5870, Arlon 350 ve Arlon 450 malzemeleri için rezonans frekansları sırasıyla 9.68, 9.46 ve 9.33 GHz.’ dir. Bu

malzemelerin dielektrik katsayıları sırasıyla 2.33' 3.5 ve 4.5' dir. Simülasyon sonuçlarının deneysel çalışma ile desteklenmesi için deneysel çalışma da yapılmış olup deneysel çalışmada oluşan rezonans frekansları sırasıyla 9.70, 9.44 ve 9.34 GHz.' dir.



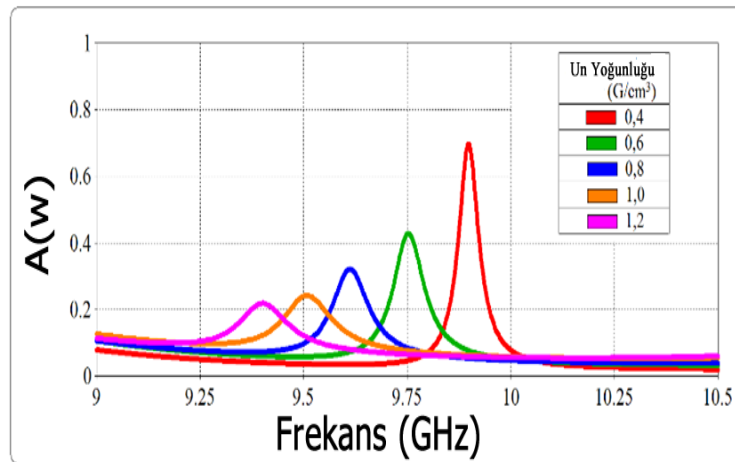
Şekil 4.66. Metamalzeme sinyal emici tabanlı yoğunluk sensörü uygulaması için RT 5870, AD350 ve AD 450 malzeme yoğunluklarına ait rezonans nümerik rezonans frekansı ve sinyal emilim grafiği

Deneysel sonuçlar ile simülasyon çalışması büyük oranda birbirine benzemektedir. İki sonuç arasında oluşan fark çok az olup, bu farkın sebebi vektör network analizörünün kalibrasyonu ve imalat yapılan cihazdaki uçların hassasiyet seviyeleri önemli rol oynamıştır. Gerek simülasyon gerekse deneysel çalışma sonucunda rezonans frekansının sensör katmanında bulunan malzemenin dielektrik katsayısına göre kaydığı görülmektedir. Örnek olarak RT5870 ($\epsilon = 2.33$) malzemesi kullanıldığında rezonans frekansı 9.68 GHz iken, Arlon türevi olan AD450 ($\epsilon = 4.50$) kullanıldığı durumda rezonans frekansı 9.34GHz olmuştur. Bunun nedeni dielektrik katsayısının yükselmesi sonucu kapasitans değerinin artması ve bu artan kapasitansın ayrık halka rezonatörlü yapının rezonans frekansını geriye doğru çekmesidir. Bu teori hem deneysel hem de simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır.

Bu çalışmaya ek olarak ek bir yoğunluk sensörü uygulaması laboratuvar imkânlarında dolayı sadece nümerik olarak çalışılmıştır. Bu uygulamada değişik yoğunluklarda buğday ununun sensor katmanının içine yerleştirildiği varsayılarak benzetim yapılmıştır. Buğday ununun yoğunluğu değiştiğinde dielektrik katsayısı değişmektedir. Sensör katmanına dielektrik katsayı değeri bilinen un konulması

durumunda bütün sistemin emilim değeri buna bağlı olarak değişmektedir. Bu bölümdeki değişik yoğunluklardaki un elektrik geçirgenliği verisi (Nelson, 1984)' den alınmıştır.

Alınan bu verilerin nümerik analiz programı olarak kullanılan CST Microwave Studio Programında sensör katmanı ile ilgili noktalara girilmesinden sonra Şekil 4.67' de görülen emilim değerleri ortaya çıkmıştır. Birim hacimdeki un yoğunluğu 0.4 ile 1.2 gr/cm^3 arasında değişirken, rezonans frekansı ve emilim oranı bu değere göre değişmektedir. Şekle bakıldığında emilim değerinin doğrusal değişmediği görülmektedir. Bunun nedeni, unun kayıp değerinin doğrusal olmamasıdır. Rezonans frekanslarına bakıldığında 9.86 GHz ile 9.40 GHz arasında değişmektedir. Bu değişim oranı, gerçek hayatta vektör network analizörü kullanarak rahatlıkla algılanabilir. Grafiğe bakıldığında her bir yoğunluk değeri değişimine karşılık rezonans frekansında 100 MHz lik bir değişim söz konusudur. Buğday unu yoğunluğu 0.4 gr/cm^3 değerinde iken buna karşılık gelen reel dielektrik katsayısı 1.65' dir. Buğday unu yoğunluğu 1.2 gr/cm^3 değerine yükseldiğinde reel dielektrik katsayısı 3.88 değerine yükselmektedir. Yükselen bu dielektrik katsayısı ayırık halka rezonatörlü yapının kapasitans değerini değiştirmekte buda rezonans frekansının geriye doğru gitmesine neden olmaktadır. Şekil 4.67' ye bakıldığında bu durum doğrulanmaktadır. En yüksek emilim değerine 0.4 gr/cm^3 değerinde ulaşıldığı ayrıca görülmektedir. Bunun nedeni, buğday unu yoğunluğunun kompleks değerinin, sanal dielektrik sabitindeki büyük değişimde dolayı etkilenmesidir.



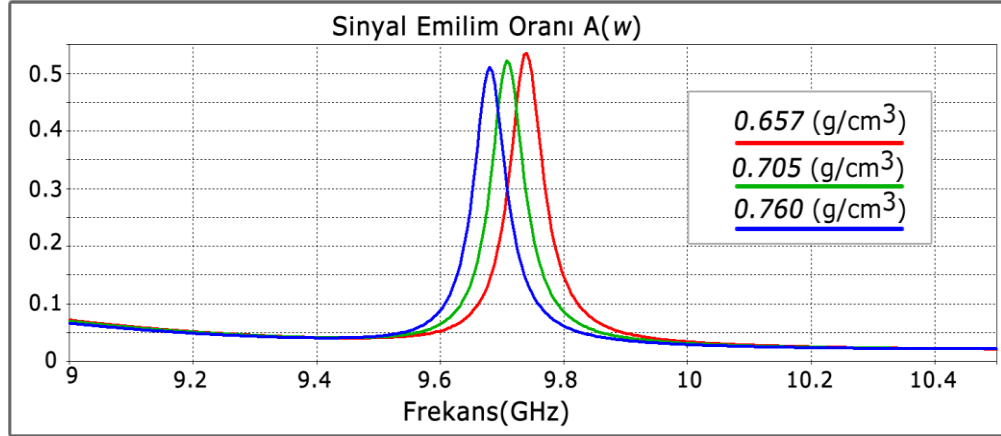
Şekil 4.67 Metamalzeme sinyal emici tabanlı yoğunluk sensörü uygulaması için değişik yoğunluklarda un kullanıldığında ortaya çıkan emilim değeri

Unun dielektrik katsayısı değeri ve bu değerlere karşılık ortaya çıkan emilimin oluştuğu rezonans frekansı Çizelge 4.5’ de özetlenmiştir. Çizelgeye bakıldığında rezonans frekansları ile birlikte kompleks dielektrik katsayısının değişimi rahatlıkla görülebilir.

Çizelge 4.5 Değişik yoğunluklarda un yoğunluğu tespiti için önerilen yapının sensör olarak kullanılması durumunda ortaya çıkan rezonans frekansı ve malzeme parametrelerine ilişkin tablo

Un Yoğunluğu (gr/cm³)	ϵ'	ϵ''	Kayıp Tanjant	Rezonans Frekansı (GHz)
0,4	1,65	0,05	0,03	9.896
0,6	2,08	0,12	0,06	9.752
0,8	2,64	0,22	0,08	9.612
1,0	3,17	0,38	0,12	9.508
1,2	3,88	0,49	0,13	9.400

Un yoğunluğu ve değişik yoğunluklardaki malzemenin sensörü uygulamalarının yanı sıra, sinyal emici tabanlı metamalzeme sensör, değişik yoğunluklardaki kömür tozunun algılanmasında da kullanılabilir. Bu çalışma için gerekli veriler (Nelson, 1991) çalışmasından alınmıştır. Sensör katmanında değişik yoğunluklarda kömür tozu bulunduğu durumda dielektrik değişiminden dolayı tasarlanan metamalzeme tabanlı sensörün emilimine bağlı rezonans frekansı değişmektedir. Bu değişime ilişkin grafik Şekil 4.68’ de sunulmuştur. Grafiğe bakıldığında Çizelge 4.6’ da yer alan verilerle uyumlu şekilde değişimlerin olduğu görülebilir. Kömür tozunun dielektrik katsayısı yoğunluğunun artması ile birlikte artar, artan dielektrik sabiti kapasitans değerini de artıracak için, sinyal emici tabanlı sensörün rezonans frekansını geriye doğru çeker. Nitekim kömür yoğunluğu 0.657 gr/cm^3 iken, dielektrik katsayısının reel değerinin 1.65 olduğu buna karşılık rezonans frekansının 9.89 GHz’ de çıktığı görülmektedir. Ancak yoğunluğun 657 gr/cm^3 değerine çıkması durumunda dielektrik katsayısı 2.64’ e yükselmiş buda, rezonans frekansının 9.89 GHz’ den 9.61 GHz’ e düşmesine neden olmuştur.



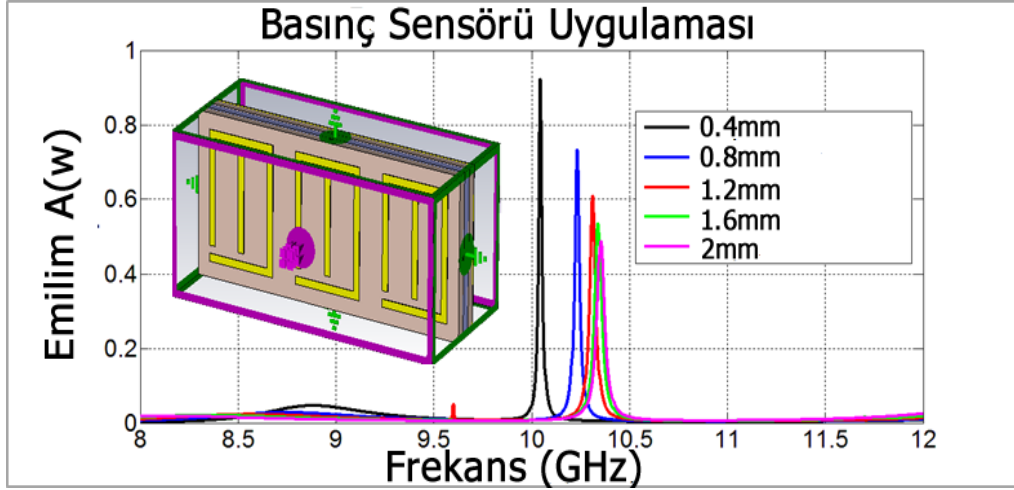
Şekil 4.68 Metamalzeme sinyal emici tabanlı yoğunluk sensörü uygulaması için değişik yoğunluklarda kömür tozu kullanıldığında ortaya çıkan emilim değeri

Çizelge 4.6. Değişik yoğunluklarda kömür tozunun metamalzeme tabanlı sinyal emiciye uygulanması durumunda dielektrik katsayıları ve rezonans frekansı özet tablosu

Kömür Yoğunluğu (gr/cm ³)	ϵ'	ϵ''	Kayıp Tanjant	Rezonans Frekansı (GHz)
0,657	1,65	0,05	0,03	9.896
0,705	2,08	0,12	0,06	9.752
0,760	2,64	0,22	0,08	9.612

4.6.2. Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Basınç Sensörü

Bir diğer metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör uygulaması basınç sensörüdür. Bu bölümde sensör katmanı içinde hava olması ve havanın basıncın artıp azalmasına göre katmanın genişleyip daralması durumunda sistemin en yüksek emilim değerine ulaştığı rezonans frekansı değişecektir. Bu değişim burada basınç sensörü olarak kullanılabilir. Basıncın değişmesi ön ve arka yüzdeki metal plakalar arasındaki kapasitans etkisini değiştireceği için sistemin rezonans frekansı değişmektedir. Basınç sensörü uygulamasında sensör katmanı 0.4mm ile 2 mm arasında kalınlığı değişecek şekilde ayarlanıp bu veri nümerik analiz programına girildiğinde Şekil 4.68’ deki emilim ve frekans grafiği ortaya çıkmaktadır. Kapasitans değeri bilindiği gibi boşluğun artması ile azalır ön ve arka yüzler arasında yer alan mesafenin artması bu iki nokta arasındaki kapasitans değerinin azalmasına yol açar bu durum $1/\sqrt{LC}$ ile orantılı olarak yükselir. Şekil 4.69’ de bu durum rahatlıkla görülmektedir. Grafiğe bakıldığında en düşük rezonans frekansının beklenildiği üzere 0.4mm değerinde olduğu görülmektedir.

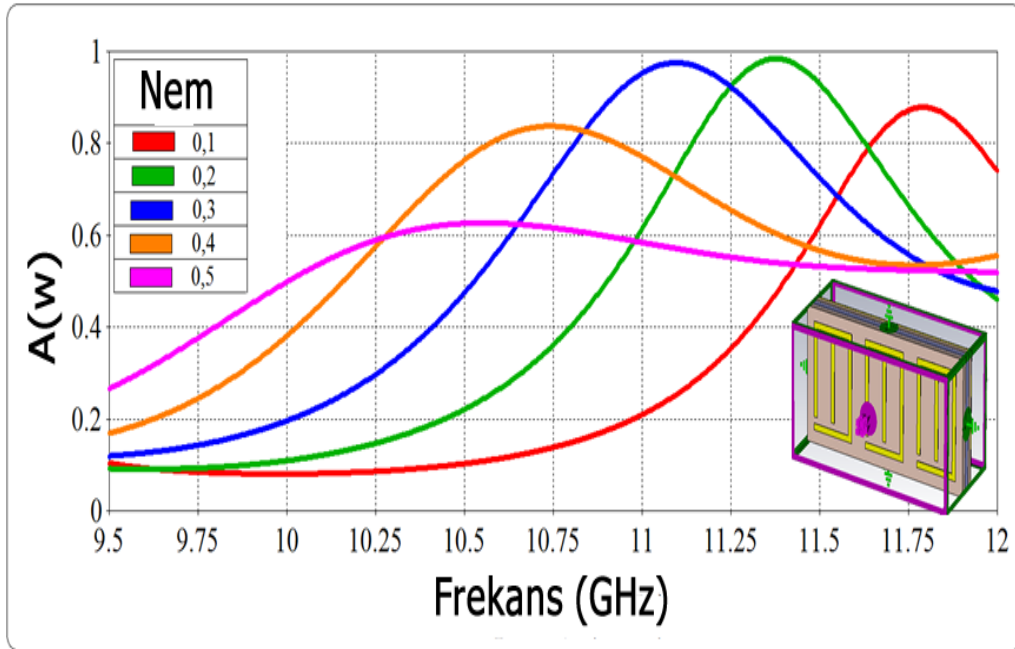


Şekil 4.69 Metamalzeme sinyal emici tabanlı basınç sensörü uygulaması, sonrasında rezonans frekansı değişimi grafiği

4.6.3. Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Nem Oranı Sensörü

Metamalzeme sinyal emici tabanlı nem oranı algılama uygulamasında sensör katmanını içerisinde değişik nem oranlarında toprak bulunduğu varsayılmıştır. Toprak, değişik nem oranlarında mikrodalga frekanslara gelindiğinde dielektrik katsayısı değişir. Bu verinin numerik analiz programına sensör katmanını ile ilgili noktalara girilmesi durumunda, rezonans frekansı değişecektir. Değişen bu nem yüzdesinde toprağın dielektrik sabiti ve kayıp verileri (Dobson, 1985)’ den alınmıştır. Simülasyon programına girişten sonra ortaya çıkan sinyal emilimi oranı ve rezonans frekansı, Şekil 4.70’ de görülmektedir. Şekle bakıldığında kum üzerindeki nemin artması durumunda, oluşan rezonans değişimi lineer olarak görülmektedir. Şekilden de görüldüğü üzere her bir nem oranı yüzdesi değiştiğinde rezonans frekansı yaklaşık olarak 300 MHz değişmektedir. Bu değişim oranı bir vektör network analizörü kullanılarak rahatlıkla görülebilir. Nem oranına bağlı olarak metamalzeme sinyal emici tabanlı sensörün rezonans frekansı değişimine ilişkin Çizelge 4.7 hazırlanmıştır. Toprak nemine bağlı rezonans değişimi için beş farklı nem değeri alınmıştır. Örneğin toprak neminin 0.1% olduğu durumda dielektrik katsayısı 5.08 iken toprak neminin 0.5% olması durumunda bu değer 25.80’e yükselmektedir. Bu değişim rezonans frekansını 11.79 GHz’ den 10.55 GHz’ e düşürmektedir. Bu düşüşün en büyük nedeni, artan dielektrik katsayısı değeri ile birlikte devrenin kapasitans değerinin yükselerek rezonans frekansını geriye çekmesidir. Dikkat çekici bir diğer nokta ise nem oranının artması ile birlikte kayıp

tanjant değerinin artışıdır. Düşük nem oranlı toprağın kayıp tanjant değeri düşük iken yüksek nem oranlı toprağın kayıp tanjant değeri yüksektir.



Şekil 4.70. Metamalzeme sinyal emici tabanlı nem oranı sensörü uygulamasında da rezonans frekansı değişimi

Metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör uygulamaları yanında, bu tasarımın bir başka kullanım amacını ortaya koymak için kablosuz enerji transferi uygulaması geliştirilmiş ve tartışılmıştır. Enerji transferine yönelik uygulamaların geliştirilmesi dünyamızın sınırlı enerji kaynağı olduğu için önemlidir. Enerji transferi uygulaması için yapıya ait blok şema Şekil 4.71 de sunulmuştur. Şekilde görüldüğü gibi en soldaki ayrık halka rezonatörü altına, elektromanyetik enerjiden bir gerilim düşümü elde edilebilmesi için bir direnç bağlanmıştır.

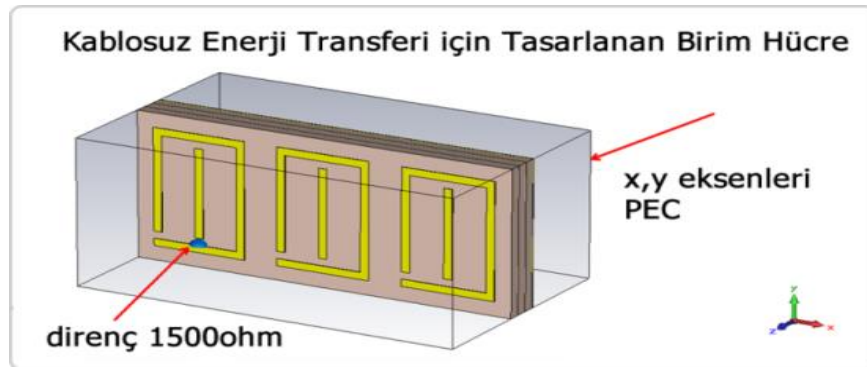
Çizelge 4.7 Toprağın bağıl nem yüzdesinin değiştirilmesi durumunda önerilen yapının sensör olarak kullanılması ile ortaya çıkan rezonans frekansı ve malzeme parametrelerine ilişkin tablo

Topraktaki Nem Oranı %	ϵ'	ϵ''	Kayıp Tanjant	Rezonans Frekansı (GHz)
0.1	5.08	1.10	0.22	11.792
0.2	9.20	2.54	0.28	11.376
0.3	13.08	5.02	0.38	11.096
0.4	19.20	7.60	0.40	10.740
0.5	25.80	11.70	0.45	10.556

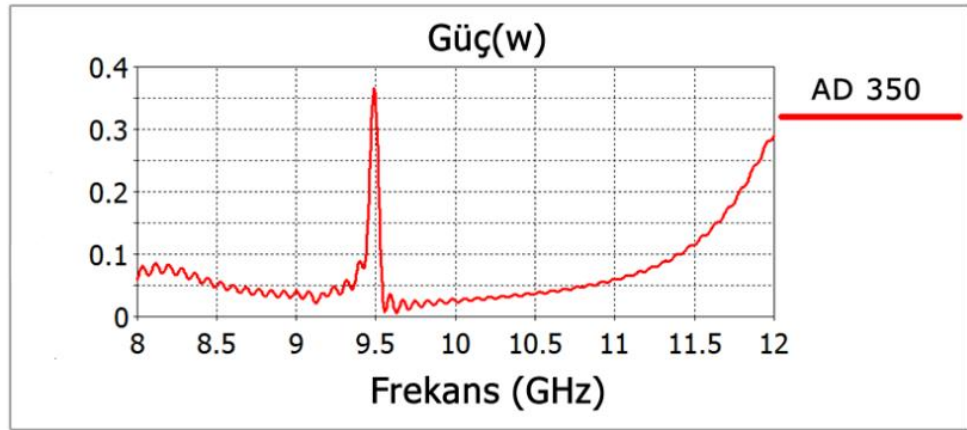
4.6.4 Metamalzeme Sinyal Emici Tabanlı Kablosuz Enerji Transferi ve Sensör Uygulaması

Şekilde görülen konfigürasyon, yaklaşık olarak 1W gücündeki elektromanyetik dalgaya maruz kalması durumunda direnç üzerinde yaklaşık 0.36W bir güç elde edilebilmesi mümkündür. Bu uygulamanın, radar cihazları, wi-fi ile çalışan cihazlar gibi uygulamalara uyarlanması durumunda bu şekilde bir enerji transferi mümkündür. Tasarıma bakıldığında sensör katmanının Arlon AD350 malzeme ile dolu olduğu ve en solda yer alan ayırık halka rezonatörü içinde kullanılan direnç değerinin 1500Ω olduğu görülmektedir. Şekil 4.72' de bu şekilde bir uygulama gerçekleştirilip X bantta elektromanyetik dalga uygulanması durumunda yaklaşık 9.5 GHz değerinde, direnç üzerinde 0.36W güç elde edilebilmesinin mümkün olduğunu gösteren nümerik analiz sonucu yer almaktadır. Bu değerler tamamen nümerik çalışmaya dayalı olarak bulunmuştur. Bu değerlerin bulunması sırasında öncelikli olarak mükemmel emilim değeri yakalanmaya çalışılmıştır.

Mükemmel emilim değeri sinyal emiliminin 90% veya daha yüksek emilim değerinin yakalandığı noktadır. Bu değer için değişik konfigürasyonlar denenmiş ve Arlon AD 350 malzemesinin sensör katmanına yerleştirildiği durumda emilimin mükemmele yakın olduğu görülmüştür. Daha sonra bu emilim değerinde rezonatörler üzerinde oluşan manyetik alanın voltaj olarak geri alınabilmesi için sol tarafta bulunan rezonatör üzerine 1500Ω luk bir direnç konulmuştur. Bu direncin değeri yine CST, MWS sürümünde yer alan parametrik tarama kullanılarak bulunmuştur. Bu iki verinin programa uygulanması sonucu belirtilen gerilim değeri alınabilmektedir.



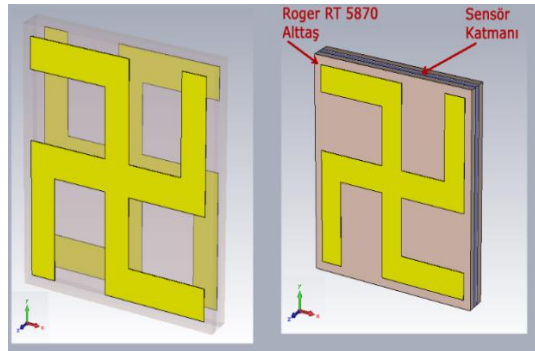
Şekil 4.71. Metamalzeme sinyal emici tabanlı kablosuz enerji transferi uygulaması için geliştirilen yapı ve sınır koşullarını gösteren blok şema



Şekil 4.72. Önerilen yapı üzerinde bulunan 1500 Ω ' luk direnç üzerinde oluşan gücün X –Bantta incelenmesi

4.7. Bakışsız Yokluk Tabanlı Metamalzeme Sensör Uygulamaları

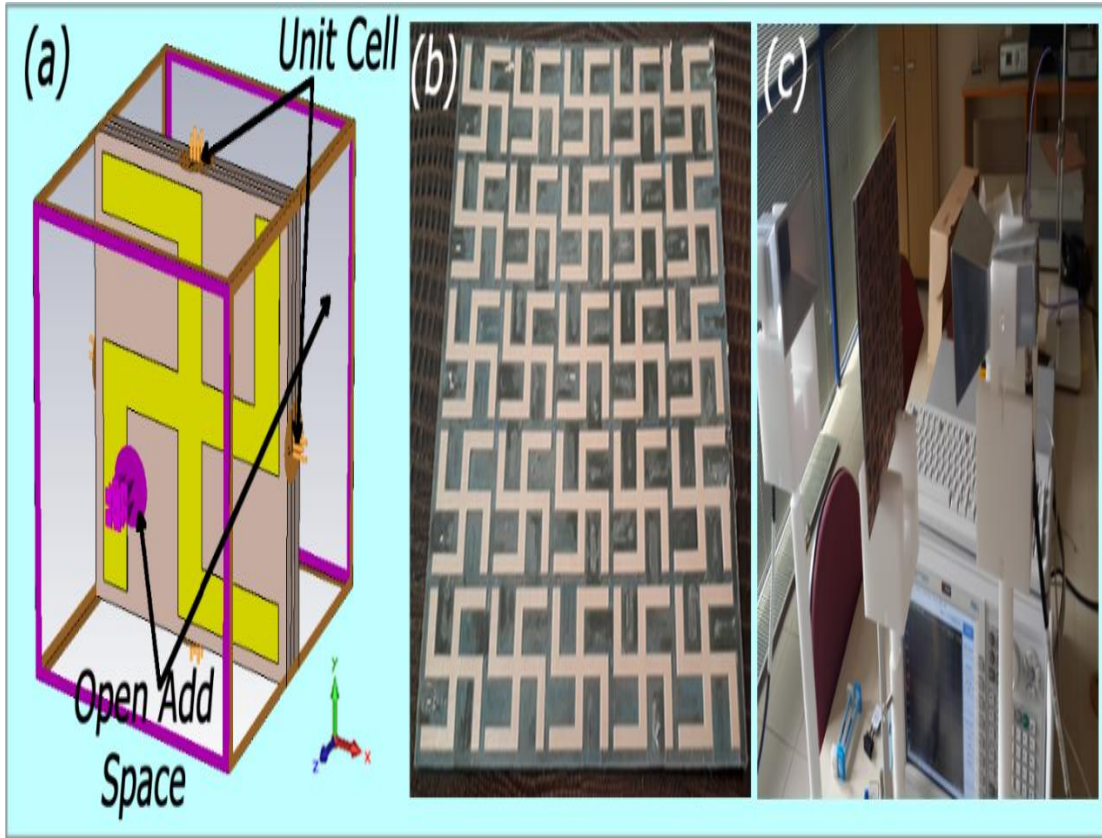
Bu bölümde bakışsız yokluk kavramı ile ilgili olarak tasarlanan yapı ve bu yapının sensör uygulamaları açıklanacaktır. Şekil 4.73' de bakışsız yokluk tabanlı yapı tasarımı görülmektedir. Bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme yapısı birçok çevresel parametreyi algılamak için kullanılabileceği nümerik olarak çalışılmış ve nümerik sonuçların doğrulanması için bazı uygulamaları deneysel olarak da gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.73. Bakışsız yokluk tabanlı yapı ve bu yapıya kullanılarak geliştirilen sensör uygulamaları için blok şema.

Bu çalışmanın temeli sensör katmanının kalınlığı ve içine konulan malzemenin dielektrik katsayısındaki değişimin algılanmasına dayalıdır. Şekil 4.74' de üretimi yapılan bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme yapıları, sınır koşulları ve deneysel çalışmaların gerçekleştirildiği laboratuvar görülmektedir. Basınç ve yoğunluk sensörü uygulamaları nümerik ve deneysel olarak gerçekleştirilmişken diğer sensör

uygulamaları nümerik olarak çalışılmıştır. X, Y – eksenlerinde birim hücre sınır koşulları kullanılmışken, Z –Ekseninde Open Add Space sınır koşulu kullanılmıştır. Deneysel çalışmalar için vektör network analizörünün iki portu huni antene Şekil 4.74.c’ de görüldüğü gibi bağlanmıştır. Karmaşık S –parametreleri gerek simülasyonda gerekse bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme ölçümlerinde kullanılmıştır. Nümerik analiz için sonlu entegrasyon tekniği temelli bir program olan CST Microwave Studio kullanılmıştır. Doğru ölçüm sonuçlarının alınabilmesi için ölçüm öncesinde vektör network analizörü kalibre edilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçları ile nümerik sonuçların birbirleriyle karşılaştırıldığında uyumlu sonuçlar elde edilmiştir. Ufak farklılıklar laboratuvar ortamından ve kalibrasyon hatalarından kaynaklanmıştır.



Şekil 4.74 Önerilen bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme yapısı, (a)nümerik kurulum şeması, (b)üretimi yapılan yapı, (c) Deneysel çalışma ortamı görüntüsü

Bu çalışmanın daha iyi anlaşılması için bazı teorik bilgiler sunulmuştur. Bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme yapısı aslında isminden de anlaşıldığı gibi ilk olarak bakışsız özelliktedir. Arada bulunan sensör katmanının ise asimetric elektromanyetik dalgaların sensör katmanı ile etkileşimi şeklinde açıklanması da

mümkündür. Elektrik ve manyetik alan yönleri rezonatörler üzerinde kuvvetli yüzey akımları oluşturacak şekilde düzenlenmiştir. Ön ve arka yüzde bulunan rezonatörler arasında bulunan sensör katmanının aktif optik elektromanyetik dalga ile teması çok daha güçlüdür. Bu yüzden sensör katmanındaki elektrik ve manyetik değişimler tüm sistemin rezonansını, rezonatörlerden daha fazla etkilediği söylenebilir. Bu mekanizma, bakışsız sensörlerin algılama hassasiyeti ile ilgili en temel noktalardan biridir. Rezonans frekansındaki kayma bakışsız metamalzeme tabanlı sensör uygulamaları başlıklı bölümde açıklanan denklem 4.1 ve denklem 4.2' e göre gerçekleşir. Bakışsızlık tanımı açıklandıktan sonra yokluk kavramı ile ilgili özelliklerin açıklanmasına geçilebilir. Isotropik, kayıpsız ve bakışsız bir ortamın kurulum parametreleri Lindel ve ark., yaptığı çalışmada açıklanmıştır (Lindel ve ark., 1994).

$$D = \varepsilon E - j\xi H \quad (4.13)$$

$$B = \mu H + j\xi E \quad (4.14)$$

Burada ε ve μ , bilindiği üzere elektrik ve manyetik geçirgenlik değeridir. $\xi = \xi_0 \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ Formülündeki ξ_0 bakışsız yokluk plakasının bakışsızlık değeridir. ε_0 ve μ_0 ise boş uzaya ait dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik katsayılarıdır. İzotropik bir ortamda bakışsız yokluk tabanlı bir ortamdaki parametreler

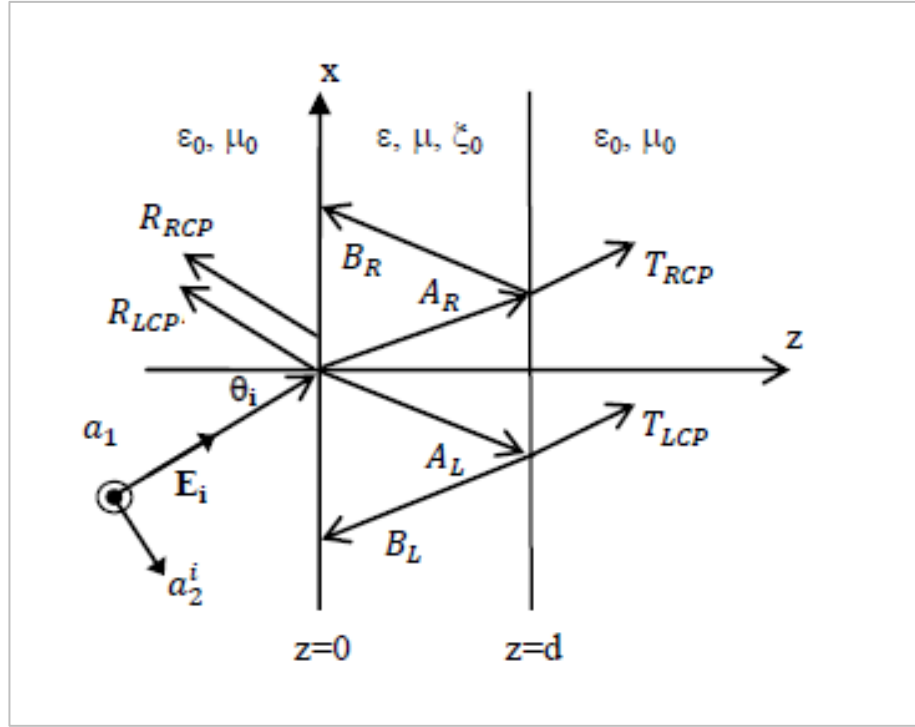
$$D = -j\xi H \quad (4.14)$$

$$B = j\xi E \quad (4.15)$$

$$E_r = (R_{LCP}(a_1 + ja_2^r) + R_{RCP}(a_1 - ja_2^r))e^{-jk_x x + jk_z z} \quad (4.16)$$

$$H_r = \frac{1}{\eta} (R_{LCP}(-ja_1 + ja_2^r) + R_{RCP}(ja_1 - ja_2^r))e^{-jk_x x + jk_z z} \quad (4.17)$$

Burada, $k_z = k_0 \cos \theta_i$, $k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ ve $a_{1,2}$ birim vektörler olup şekil 4.75' de gösterilmiştir. R_{LCP} ve R_{RCP} ise sağ ve sol polarize olmuş yansıyan dalga genlikleridir. η , boş uzayın dalga empedansı ve θ_i geliş açısıdır (Kaya ve Delihacıoğlu, 2014).



Şekil 4.75 $z = 0$ ile $z = d$ arasında bulunan d kalınlığına sahip sonsuz büyüklükteki bakışimsız yokluk levhasına ait konfigürasyon (Kaya ve Delihacıoğlu, 2014)

Bakışimsız yokluk tabanlı içinde LCP ve RCP dalgalarının faz hızları birbirinden farklı olup, bu hızlar w/k_R ve w/k_L ile temsil edilmektedir. RCP ve LCP dalgalara ait dalga sayıları;

$$k_{R,L} = w\sqrt{\varepsilon\mu} \pm \xi \quad (4.18)$$

Burada w dairesel frekanstır. Sağ ve sol dairesel polarize olmuş dalgaların empedansı bakışimsız yokluk tabanlı levhada, boş uzaydakine eşittir. Toplam elektrik ve manyetik alan denklemleri bu şekilde yazılabilir.

$$E = A_L(a_1 + ja_2^{a-})e^{jk_x x - jk_z^- z} + A_R(a_1 - ja_2^{a+})e^{-jk_x x - jk_z^+ z} \dots \quad (4.19)$$

$$+ B_L(a_1 + ja_2^{b-})e^{jk_x x + jk_z^- z} + B_R(a_1 - ja_2^{b+})e^{-jk_x x - jk_z^+ z}$$

$$H = \frac{1}{\eta} [A_L(-ja_1 + a_2^{a-})e^{jk_x x - jk_z^- z} + A_R(ja_1 + a_2^{a+})e^{-jk_x x - jk_z^+ z}] \dots \quad (4.20)$$

$$+ B_L(-ja_1 + a_2^{b-})e^{jk_x x + jk_z^- z} + B_R(ja_1 + a_2^{b+})e^{-jk_x x - jk_z^+ z}$$

$A_{R,L}$ ve $B_{R,L}$ RCP ve LCP dalga genlikleri olup, $k_z^{R,L} = k_{R,L} \cos \theta_{R,L}$, $\theta_{R,L} = \sin^{-1} \left(\frac{k_0 \sin \theta_i}{k_{R,L}} \right)$, ve $\theta_{R,L}$ ise dairesel polarize olmuş dalgaların yansıma açılarıdır. $a_2^{a_{R,L}}$ ve $a_2^{b_{R,L}}$ birim vektörler olup, şu şekilde hesaplanabilir.

$$a_2^{a_{R,L}} = a_z \sin \theta_{R,L} - a_x \cos \theta_{R,L} \quad (4.21)$$

$$a_2^{b_{R,L}} = a_z \sin \theta_{R,L} - a_x \cos \theta_{R,L} \quad (4.22)$$

Bakışimsız yokluk levhasından iletilen elektrik ve manyetik alan denklemleri şu şekilde yazılabilir ayrıca T_{LCP}, T_{RCP} LCP ve RCP iletilen dalgaların genlikleridir.

$$E_t = \left(T_{LCP}(a_1 + ja_2^i) + T_{RCP}(a_1 - ja_2^i) \right) e^{-jk_x x - jk_z z} \quad (4.23)$$

$$H_t = \frac{1}{\eta} \left(T_{LCP}(-ja_1 + a_2^i) + T_{RCP}(ja_1 - a_2^i) \right) e^{-jk_x x - jk_z z} \quad (4.24)$$

Bakışimsız yokluk tabanlı, gamalı haç şekilli yapı kullanılarak basınç, yoğunluk, nem ve sıcaklık sensörü uygulamaları tasarlanmış olup bu uygulamalardan basınç ve yoğunluk sensörü uygulaması deneysel ve nümerik çalışılırken diğer uygulamalar laboratuvar imkânlarından dolayı sadece nümerik olarak çalışılmıştır.

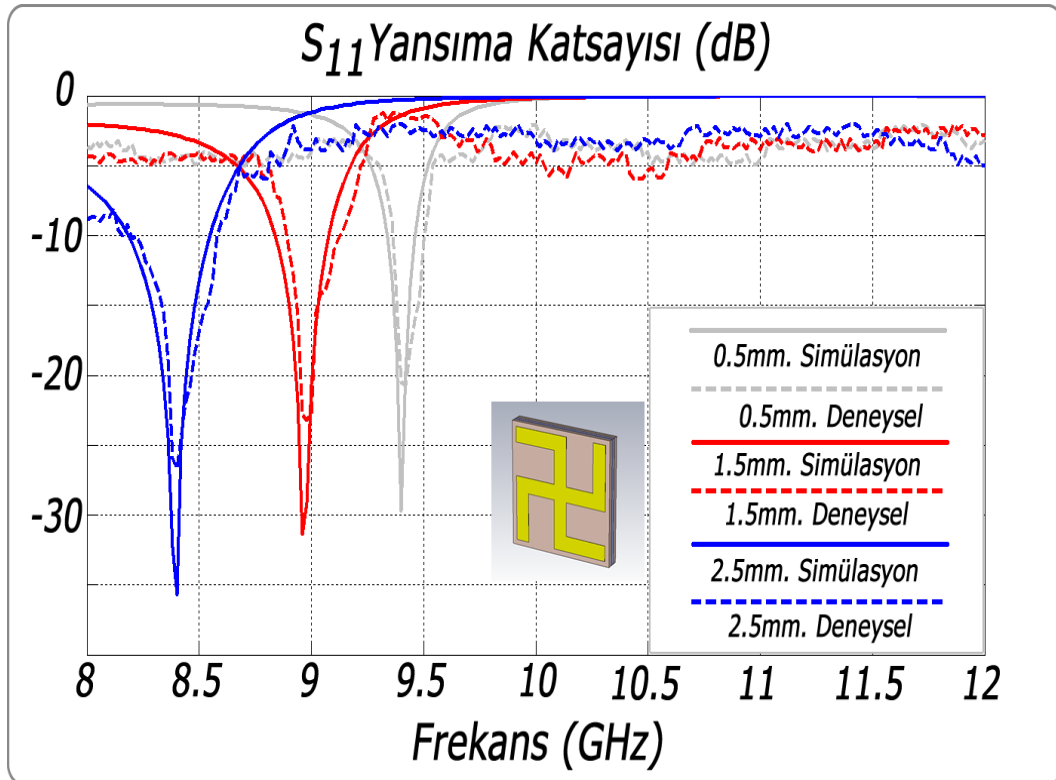
4.7.1 Bakışimsız Yokluk Tabanlı Metamalzeme Basınç Sensörü

Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme basınç sensörü uygulamasında sensör katmanının havadan oluştuğu varsayılmıştır yani $\epsilon_s = 1$ dir. Basınç sensörü uygulamasında basınç arttığında katmanın daraldığı, basınç azaldığında da katmanın genişlediği varsayılmıştır. Böyle bir durumda sensör katmanı Z – eksenı boyunca genişleyip daralmaktadır bu da bütün sistemin yansıma parametresini etkilemektedir. Sadece basıncın etkisi araştırıldığı için diğer bütün parametreler bu çalışma boyunca sabit tutulmuştur. Basıncın artıp azalması tüm sistemin yansıma katsayısını değiştirmekte olup bunun ispatı için üç farklı sensör katmanı kalınlığı değeri seçilmiş olup bu değerler 0.5, 1.5, 2.5 mm.’ dir. Nümerik ve deneysel çalışma sonuçları, her üç değer için Şekil 4.76’ da sunulmuştur.

Basıncın artıp azalması ile ilgili, içi hava dolu olan sensör katmanı kalınlığı 0.5mm olan tasarımda 9.40 GHz olurken 2.5 mm’ de 8.39 GHz olarak tespit edilmiştir.

2mm gibi bir değerde rezonans frekansının bu denli düşmesinin nedeni, ön ve arka yüzde yer alan rezonatörlerin bakışsız konumundan dolayı karşılıklı kapasitansında daha önceki çalışmaların aksine artması ve bu kapasitif etkinin rezonans frekansını geriye doğru çekmesi olarak açıklanabilir. Deneysel ve nümerik sonuçların birbirlerine çok yakın olduğu yine Şekil 4.76’ de görülmektedir. Yansıma katsayısının, her üç nümerik ve deneysel çalışmada -20 db değerinden yüksek olduğu görülmektedir. Bakışsız yokluk değerinin burada sinyal seviyesi ile ilgili pozitif etkilerinin olduğu görülmektedir. Grafiğe bakıldığında lineer bir değişimin olduğu görülmektedir.

Dielektrik katsayısı (ϵ), manyetik geçirgenlik (μ) ve bakışsızlık(ξ) parametreleri örnek teşkil etmesi için 0.5 ve 2.5mm sensör katmanı kalınlığı yani basınç değeri için tekrar elde edilerek Şekil 4.77’ de sunulmuştur. Şekilde de görüldüğü gibi bu iki değer için rezonans frekansları olan yani 0.5mm için 9.4 GHz’ de (4.77.a), 2.5mm için 8.39GHz’ de (4.77.b) bakışsız yokluk özelliği yani dielektrik katsayısı (ϵ), manyetik geçirgenlik (μ)ve değeri 0 değerine yaklaşırken bakışsızlık değerinin sıfırdan farklı olduğu görülmektedir.



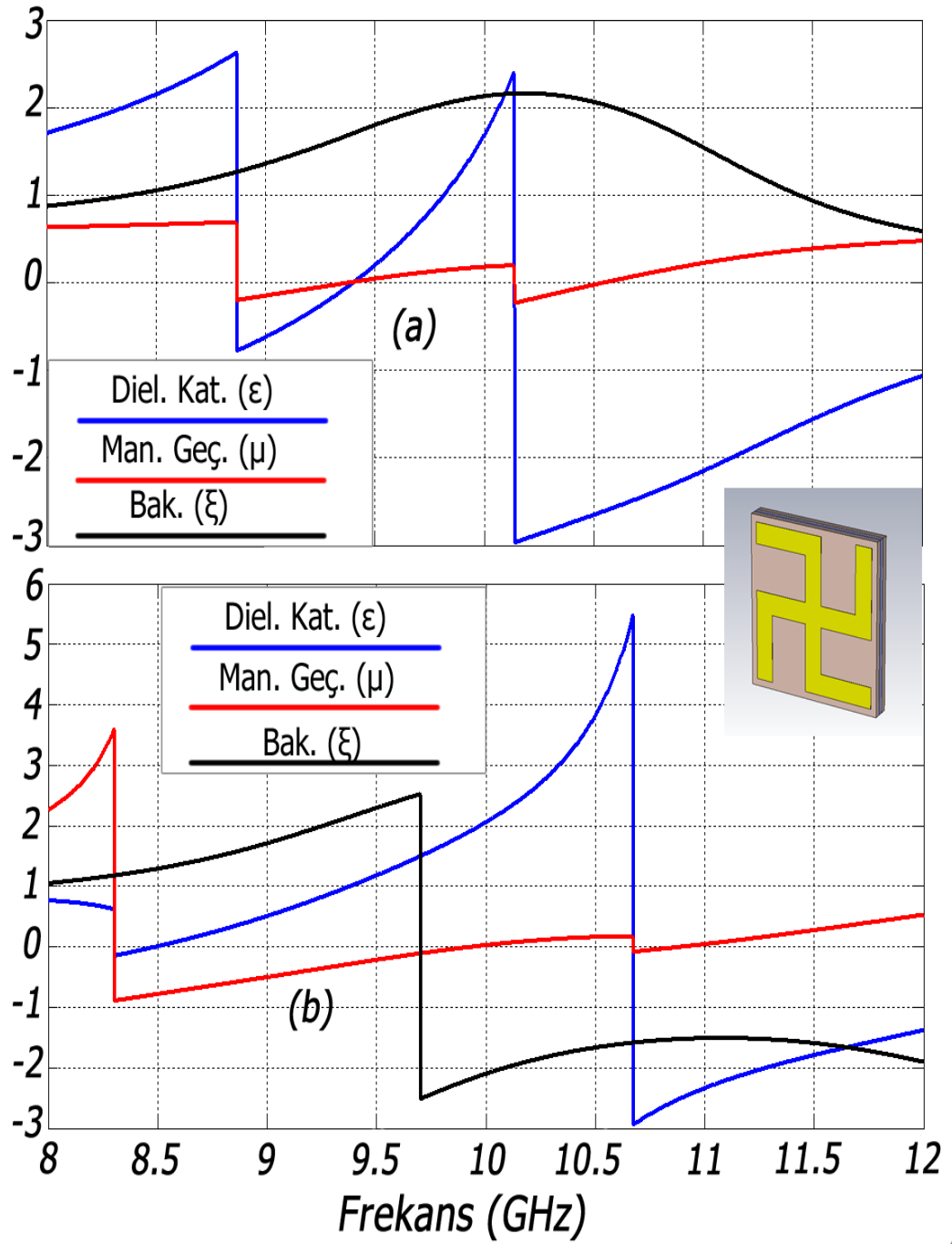
Şekil 4.76. Bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün basınç sensörü olarak kullanıldığında ortaya çıkan nümerik ve deneysel yansıma katsayısı verileri

4.7.2 Bakışimsız Yokluk Tabanlı Yoğunluk Sensörü

Bu bölümde bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensör yapısının yoğunluk sensörü olarak kullanıldığı durum incelenmiştir. Modelleme için, sensör katmanı, farklı dielektrik katsayısı değeri olan ve farklı yoğunluklardaki Arlon AD 25N, Arlon AD 450 ve Arlon AD 600 malzemeleri nümerik ve deneysel çalışma için kullanılmıştır. Her üç malzeme kullanıldığında bakışimsız yokluk tabanlı metamalzemenin rezonans frekansı, üç yapı içinde lineer özellik gösteren sonuç vermiştir. Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün öz-kapasitans, C_{self} değerinden etkilenmektedir, bunun nedeni öz-empedans (L_{self}) değerinin sadece rezonatör ve gelen elektromanyetik dalganın dalga boyundan etkilendiğidir.

Bu yüzden elektrik geçirgenliği değerinin değişmesi özindüktans değerine etkilememektedir. Ön ve arka yüzde bulunan rezonatörler arasında olan karşılıklı endüktans değeri, boyutlar, alttaş kalınlığı ve sensör katmanı kalınlığı sabit kaldığı için değişmemiştir. Bunun yanında C_{self} değeri boşlukların kapasitans değeri ile özellikle en dış ve en iç metal rezonatörler arasındaki kapasitans ve sensör katmanında bulunan malzemenin dielektrik katsayısı değerinden etkilenir. Bu konu ile ilgili açıklama denklem (4.3)' de yer almaktadır. Bu çalışmada belirtildiği gibi AD 25N, AD 450 ve AD 600 malzemeleri kullanılarak yoğunluk sensörü uygulaması gerçekleştirilmiş olup bu malzemelerin yoğunlukları 1.7, 2.40 ve 2.45' dir.

Nümerik ve deneysel olan bu çalışmanın yanında bir diğer yoğunluk sensörü uygulaması farklı yoğunluklardaki un için sadece nümerik olarak gerçekleştirilmiştir. İlk olarak AD 25N, AD 450 ve AD 600 malzemelerinin elektrik geçirgenliği değerleri 3.38, 4.5 ve 6.0' dır. Şekil 4.78' de görülen nümerik analiz ve deneysel çalışma sonuçlarına bakıldığında rezonans frekansının açık bir şekilde kullanılan malzemenin dielektrik katsayısı değerinden etkilendiği görülmektedir. Bu malzemelerin rezonans frekansları, 8.42GHz, 8.25 GHz and 8.07 GHz' dir. Deneysel ve nümerik çalışmada elde edilen sonuçlar birbirleriyle uyumludur, her iki sonuç arasında farkın kalibrasyon ve laboratuvar ortamından kaynaklandığı varsayılmıştır.

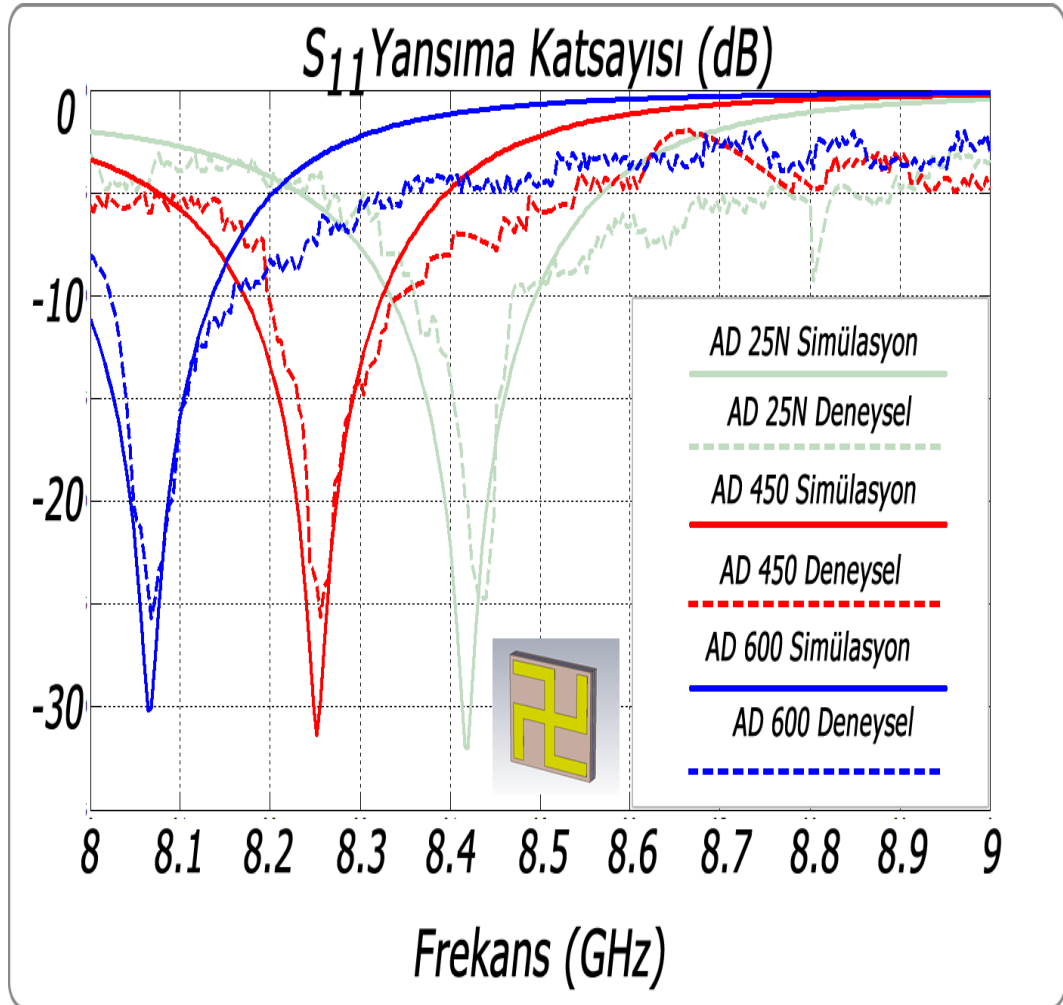


Şekil 4.77 Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün basınç sensörü olarak kullanıldığında (a) 0.5mm’deki dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri, (b) 2.5mm’deki dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri

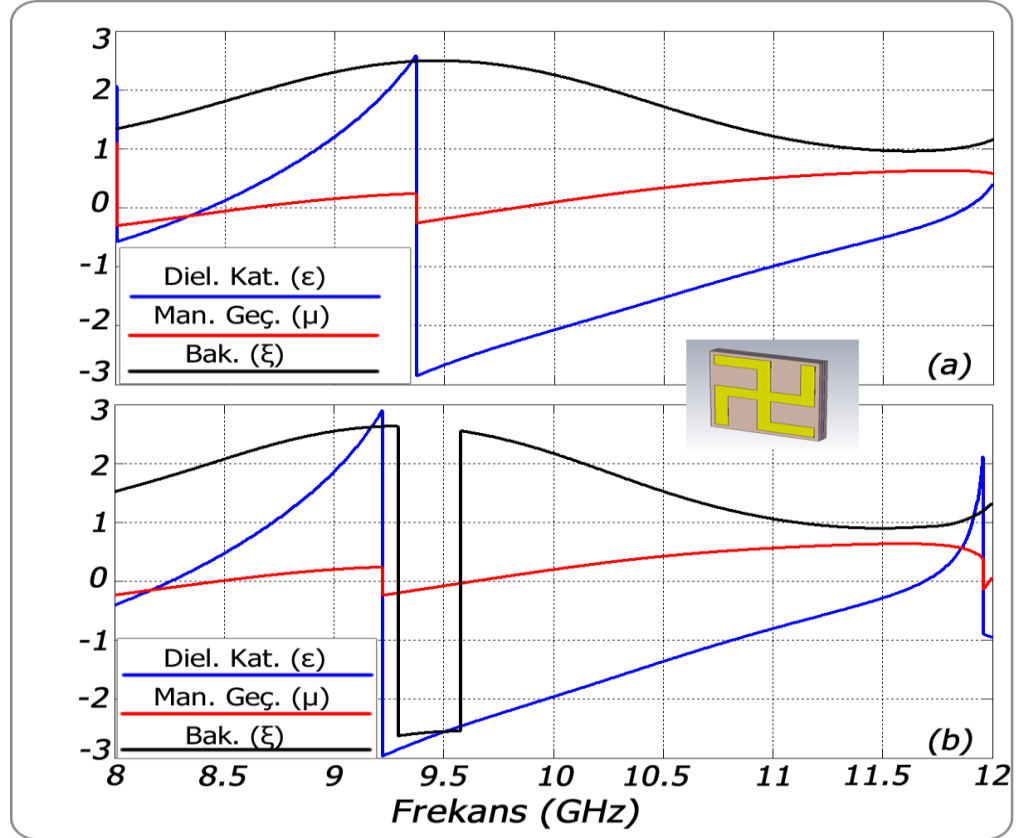
Bu çalışmada daha önce benzeri yapılmış metamalzeme sensör çalışmalarından (Karaaslan ve Bakir, 2014, Ekmekçi ve Sayan, 2013) daha iyi sonuçlar alındığı açıkça görülmektedir. Bu bölümdeki çalışma için karşılıklı kapasitans değerinin rezonans

devresini etkilediği söylenebilir. Bilindiği üzere karşılıklı plakalara arasındaki malzemenin dielektrik katsayısının artması kapasitans değerinin artmasına yol açacaktır. Artan kapasitans değeri ise rezonans frekansını geriye doğru kaydıracaktır.

Bu uygulamanın bakışsız yokluk özelliğinin vurgulanması için ise AD25N ve AD450 malzemesi örnek alınarak ve bakışsızlık değerleri yeniden elde edilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.79’ de sunulmuştur.



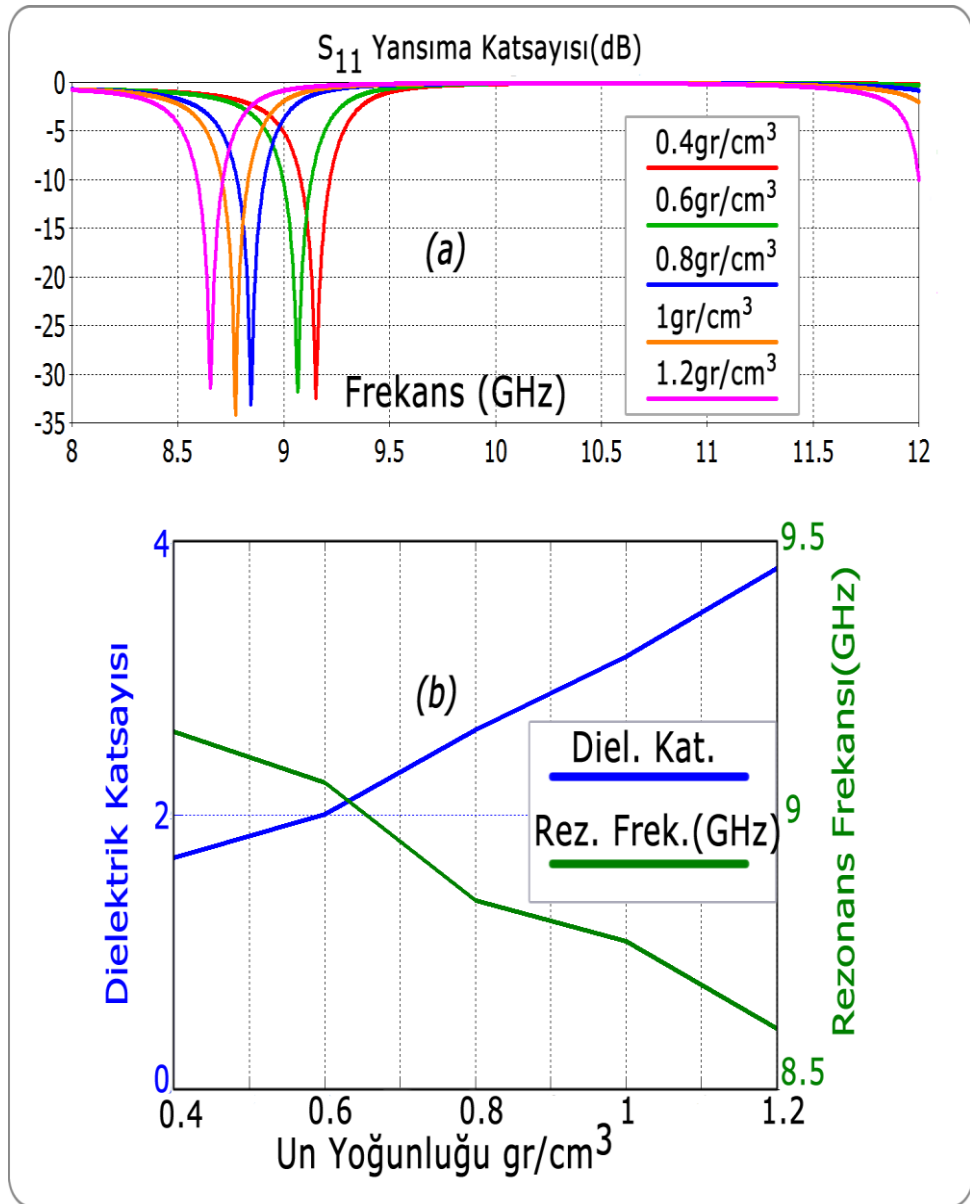
Şekil 4.78. Bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün, farklı malzemeler kullanılarak yoğunluk sensörü uygulamasının gösterilmesi



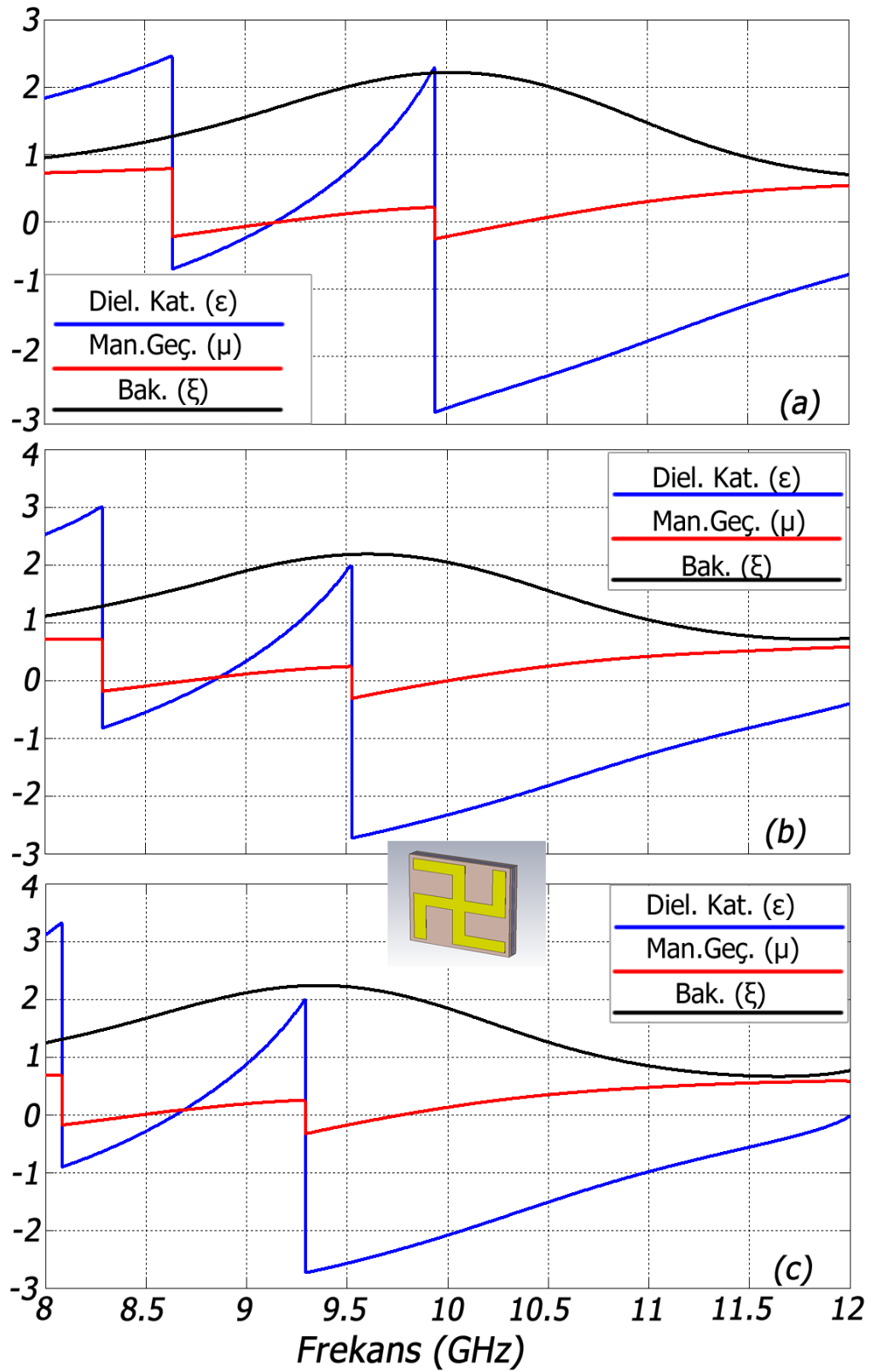
Şekil 4.79 Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün yoğunluk sensörü olarak kullanıldığında (a) AD 25N için dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri, (b) AD 450 için dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri.

Buğday ununun yoğunluğu değiştiğinde, dielektrik katsayısı değeri de değişmektedir. Bu yüzden konunun daha iyi anlaşılması için bu çalışmada sensör katmanının değişik yoğunluklarda un ile dolu olduğu varsayılarak nümerik analiz yapılmıştır. Bu çalışma boyunca sensör katmanı kalınlığı $\epsilon_s = 0.76\text{mm}$ olup sabit tutularak un yoğunluğu 0.4 gr/cm^3 ile 1.2 gr/cm^3 arasında değişen 5 farklı değerde analiz gerçekleştirilmiştir. Un yoğunluklarına ilişkin veriler (Nelson.S.A, 2005) çalışmasından alınmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.80’ de sunulmuştur. Sonuçlara bakıldığında Şekil 4.80a’ da un yoğunluğu 0.4 gr/cm^3 iken rezonans frekansı 9.152 GHz olurken, un yoğunluğu 1.2 gr/cm^3 olduğunda rezonans frekansının 8.61 GHz olduğu görülmektedir. dielektrik katsayısı verisindeki artış, C_{self} ve C_{mut} terimlerindeki artıştan dolayı rezonans frekansında düşüşe neden olmaktadır. Şekil 4.80.b’ de buğday ununun dielektrik katsayısı, rezonans frekansı ve yoğunluk arasındaki ilişki grafik olarak ortaya konmuştur. Bu grafiğe bakıldığında yoğunluğun her bir kademesindeki değişim 150 MHz lik bir değişime neden olmaktadır. dielektrik katsayısı değeri lineer

olarak artarken, rezonans frekansıda lineer olarak düşmektedir. Diğer bir deyişle un yoğunluğundaki 0.1gr/cm^3 lük artış, rezonans frekansında 65MHz lik bir düşüşe neden olmaktadır. Bakışimsız yokluk özelliğinin açıklanması için 0.4 gr/cm^3 , 0.8 gr/cm^3 ve 1.2 gr/cm^3 yoğunluklardaki üç değişik un, örnek olarak seçilmiştir. Bu yoğunluklardaki unların rezonans frekansları olan 9.152 GHz, 8.844 GHz and 8.61 GHz değerlerine Şekil 4.81' e bakıldığında ε ve μ değeri sıfıra yakıken bakışimsızlık değerinin sıfırdan büyük olduğu görülmektedir.



Şekil 4.80 Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün un yoğunluğu tespiti için kullanımı (a) un yoğunluğu ve rezonans frekansı ilişkisi (b) un yoğunluğu rezonans frekansı ve dielektrik katsayısı arasındaki bağlantı.



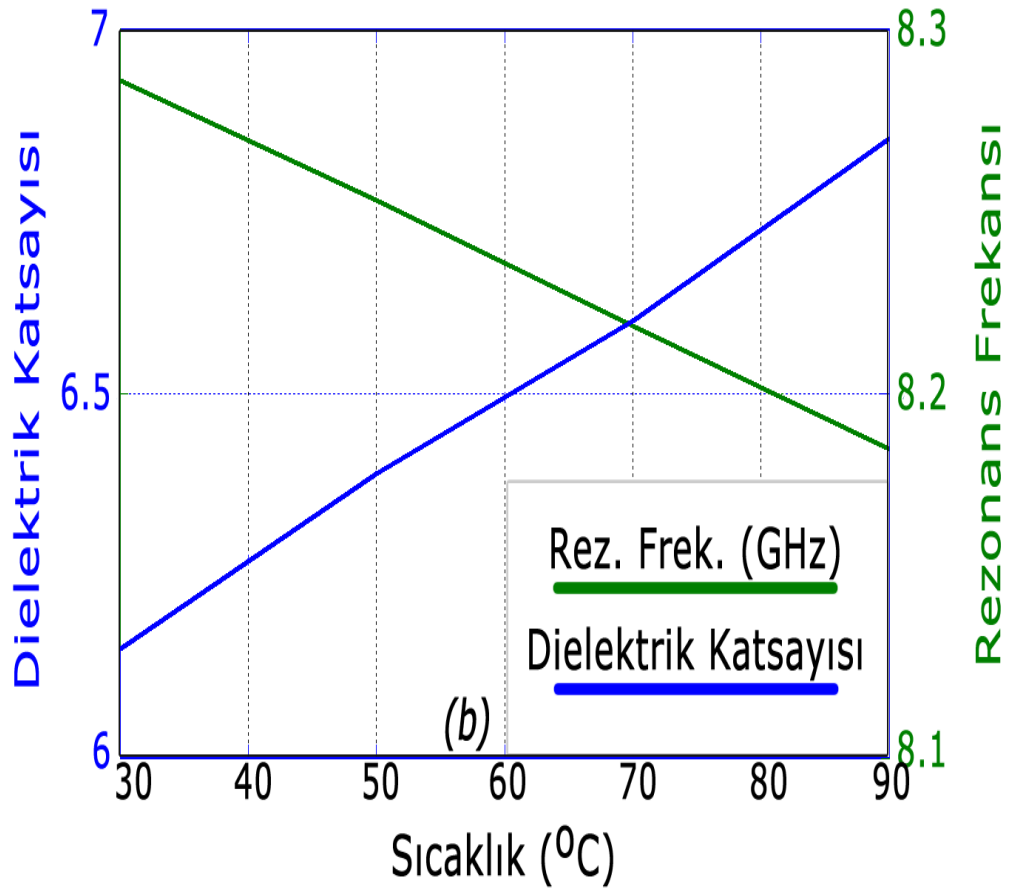
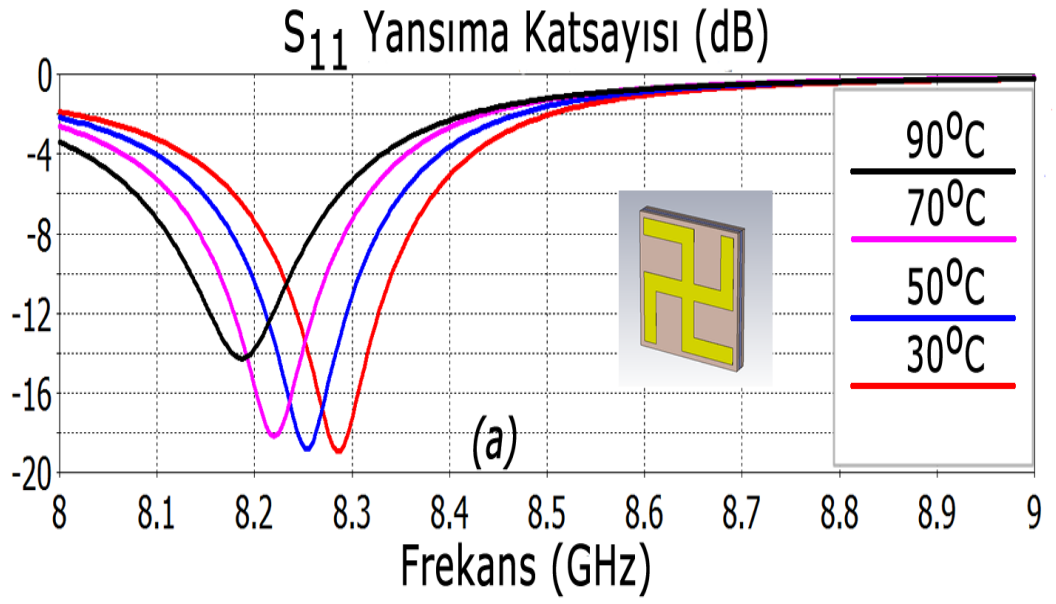
Şekil 4.81. Bakışsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün yoğunluk sensörü olarak kullanıldığında dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışsızlık değeri (a) 0.4 gr/cm^3 , (b) 0.8 gr/cm^3 , (c) 1.2 gr/cm^3

4.7.3 Bakımsız Yokluk Tabanlı Sıcaklık Sensörü

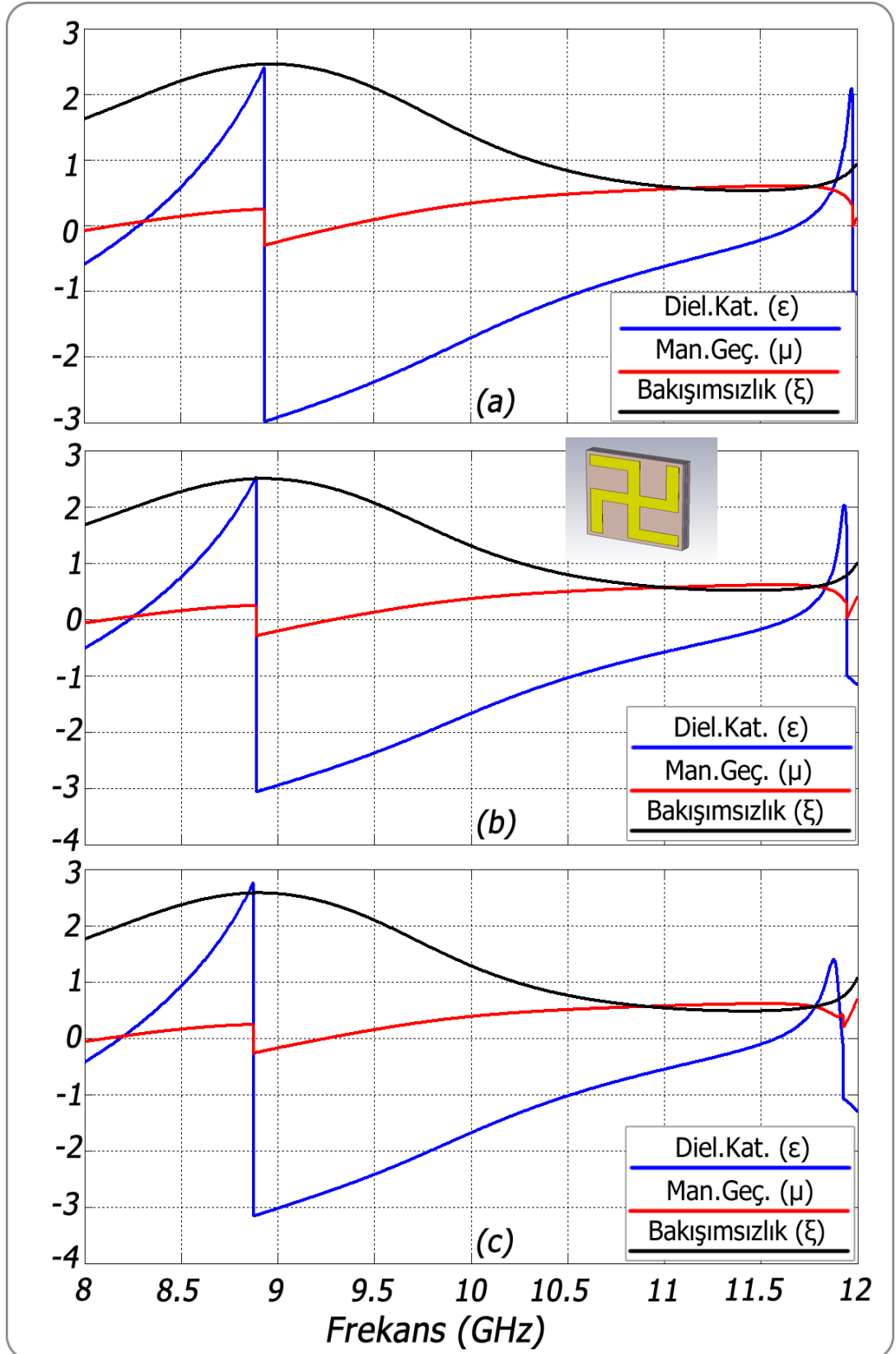
Bu bölümdeki uygulamada, bakımsız yokluk tabanlı metalmalzeme sensör, kemik iliği sıcaklığını algılamak amacıyla kullanılışı açıklanmıştır. Bu uygulamada özellikle kemik iliği sıcaklığı seçilerek bu sensörün biyo-sensör olarak ta kullanılabileceği vurgulanmak istenmiştir. SAR değeri tespiti veya elektromanyetik dalganın tedavi edici etkilerinin araştırılması için hücre sıcaklıklarındaki artışın bilinmesi gerekmektedir. Bu yüzden bu uygulamada kemik iliği seçilmiştir. Bu analizde, sensör katmanı bir önceki bölümde olduğu gibi 0.76mm değerinde sabit tutulmuş ve içerisinde değişik sıcaklıklarda kemik iliği bulunduğu varsayılmıştır. Kemik iliğinin seçilen sıcaklıklardaki elektrik geçirgenliği değeri (Factorova, 2008) çalışmasından alınmıştır. Kemik iliğinin sıcaklık değişimi onun değerini değiştirmekte bu da sistemin yansıma ve iletim katsayılarını değiştirmektedir. Bu bölümde örnek olarak 30, 50, 70 ve 90°C’ de kemik iliği sıcaklığı alınmıştır. Bu sıcaklıklardaki değerleri sırasıyla, 6.15, 6.39, 6.60 ve 6.85’ dir. Sıcaklık değişimi ve metalmalzemenin yansıma katsayısı Şekil 4.82.a’ da sunulmuştur. Sıcaklık 30°C den 90°C’ ye çıktığında, rezonans frekansı 8.284Ghz den 8.186GHz değerine düşmektedir. Ayrıca, belirtilen sıcaklıklarda yansıma katsayısının genliği de değişmektedir. Rezonans frekansı, kemik iliği sıcaklığı ve kemik iliğinin elektrik geçirgenliği verisi arasındaki ilişki Şekil 4.82.b’ de sunulmuştur.

Sıcaklık sensörü uygulamasında bakımsız yokluk özelliklerinin sergilenmesi için 30°C, 70°C ve 90°C’ deki kemik iliği sıcaklıkları örnek olarak alınmıştır. Şekil 4.83’ de görüldüğü gibi rezonans frekans değerleri olan 8.284, 8.220 ve 8.188GHz’ de değeri sıfıra yakın iken bakımsızlık değeri sıfırdan büyük bir değer çıkmaktadır.

Bu düşüşün nedeni açıklamak için Şekil 4.82’ deki dielektrik katsayısına bakmak gereklidir. Artan sıcaklık değerinin dielektrik katsayısını 6.2’den 7’ye doğru yükselttiği görülmektedir. Bu yükseliş sensör katmanının kapasitansını artırmakta buda, rezonans frekansında düşüşe neden olmaktadır. Şekilde görüldüğü gibi, kemik iliği sıcaklığının 30°C’ den 70°C’ ye çıkması durumunda rezonans frekansı, lineer bir şekilde 8.28GHz seviyelerinden 8.18GHz seviyelerine doğru düşmüştür. Bu düşüş doğrudan doğruya dielektrik katsayısının ön ve arka yüzde bulunan rezonatörler arasındaki kapasitans değerini artırmasıyla ilgilidir.



Şekil 4.82 Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün kemik iliği sıcaklığı tespitinde kullanımı (a) sıcaklık değişimi ile sensörün yansımaya katsayısı arasındaki bağlantı, (b) sıcaklık, rezonans frekansı ve dielektrik katsayısı arasındaki bağlantı.

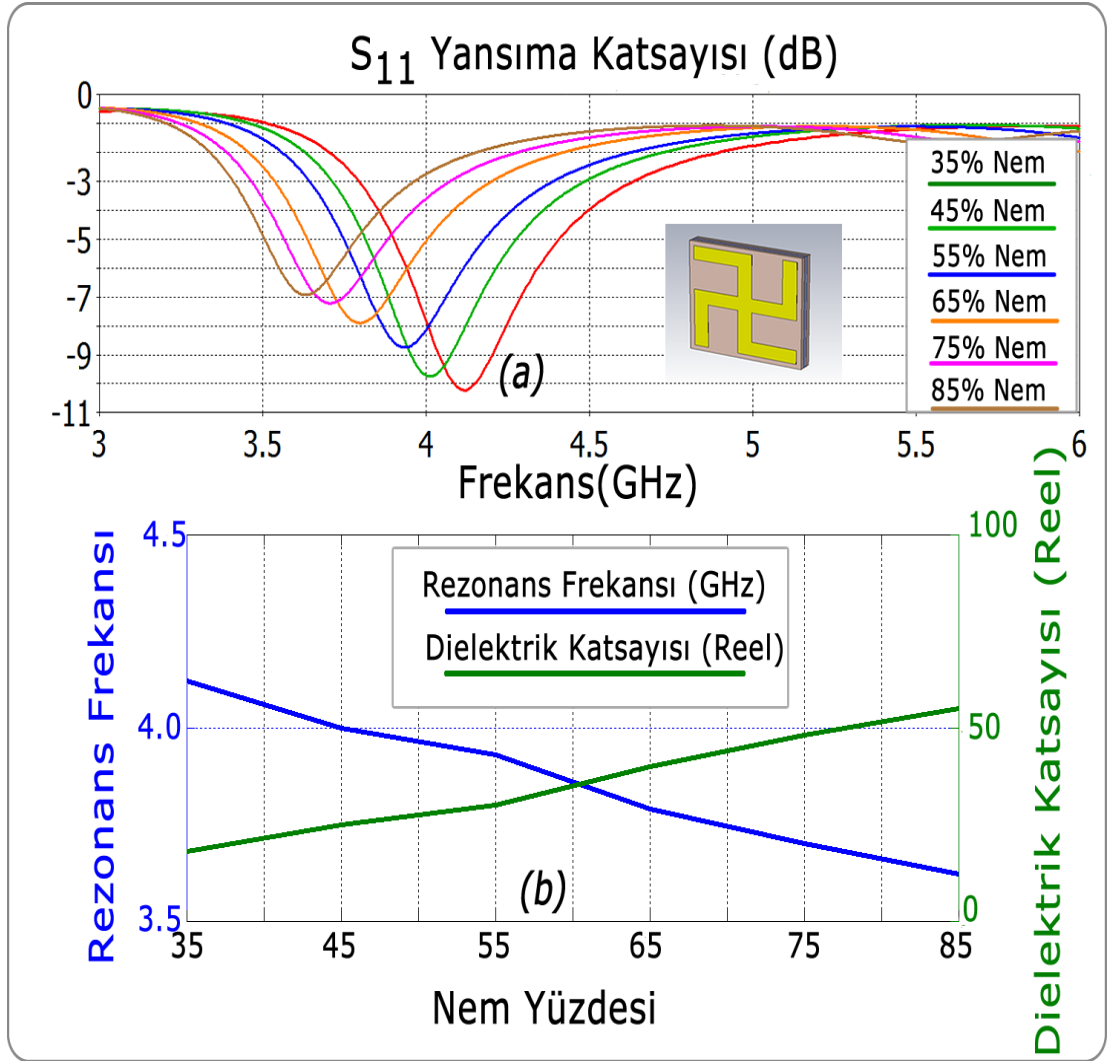


Şekil 4.83 Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün sıcaklık sensörü olarak kullanıldığında dielektrik katsayısı, manyetik geçirgenlik ve bakışimsızlık değeri (a) 30°C, (b) 70°C, (c) 90°C,

4.7.4 Bakımsız Yokluk Tabanlı Nem Sensörü

Son olarak, bakımsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün nem sensörü olarak kullanılması ele alınacaktır. Bu bölümdeki çalışmada da sensör katmanı kalınlığı 0.76mm' de sabit tutulmuştur. Nem sensörü uygulaması için kauçuk lateks malzemesinin sensör katmanında bulunduğu varsayılarak çeşitli nem değerlerinde nümerik analiz yapılmıştır. Kauçuk lateksin ilgili nem değerlerindeki, verisi (Yahaya ve ark. 2012) çalışmasından alınmıştır. Nem sensörü uygulaması için 6 farklı değer alınmış olup bu değerler ve bu değerlerdeki değeri, 35%, 45%, 55%, 65%, 75% ve 85% nem değerleri olurken, gerçel değerleri sırasıyla 18, 25, 30, 40, 48 ve 55' dir. Bu verilerin nümerik analiz programına girilmesi ile Şekil 4.84.a' da rezonans frekansı ve nem değeri ilişkisi, Şekil 4.84.b' de ise rezonans frekansı, kauçuk lateksin ve nem yüzdesi arasındaki ilişki görülebilir. Şekil 4.76.b' de görüldüğü gibi nem oranı 35% den 85%' e çıkarıldığında rezonans frekansı 4.122GHz den 3.62GHz' e düşmüştür. Vektör network analizörü kullanılarak bu değişimler rahatlıkla gözlenebilecek seviyededir. Buradan da anlaşılacağı üzere, sensör katmanı içerisindeki nem oranı değiştirilen kauçuk yapının nem yüzdesi ile rezonans frekans ters orantılıdır. Nem oranı değişimi gamalı haç tabanlı metamalzemenin sadece sensör katmanındaki dielektrik sabitinin değişmesine neden olmaktadır. Dielektrik katsayısının değişimi, sensör katmanı kapasitif eleman şeklinde ele alınırsa, kapasitif etkisi dielektrik katsayısının artması ile doğal olarak artacaktır. Bütün yapı, L-C-L paralel devresi olarak ele alınırsa, kapasitansın artması, devrenin rezonans frekansının geriye doğru gitmesine neden olacaktır.

Bakımsız yokluk parametresinin nem sensörü uygulamasında da görülebilmesi için 35% ile 85% nem değerleri arasında 3 farklı nem oranı seçilmiş olup bu değerler 45%, 65% ve 85%' dir. Bu değerlerin rezonans frekansları olan 4.014 GHz, 3.798GHz ve 3.633 GHz' e bakıldığında etkin dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değeri sıfıra yakın iken bakımsızlık değeri sıfırdan büyük bir değer çıktığı Şekil 4.85' de görülebilmektedir.

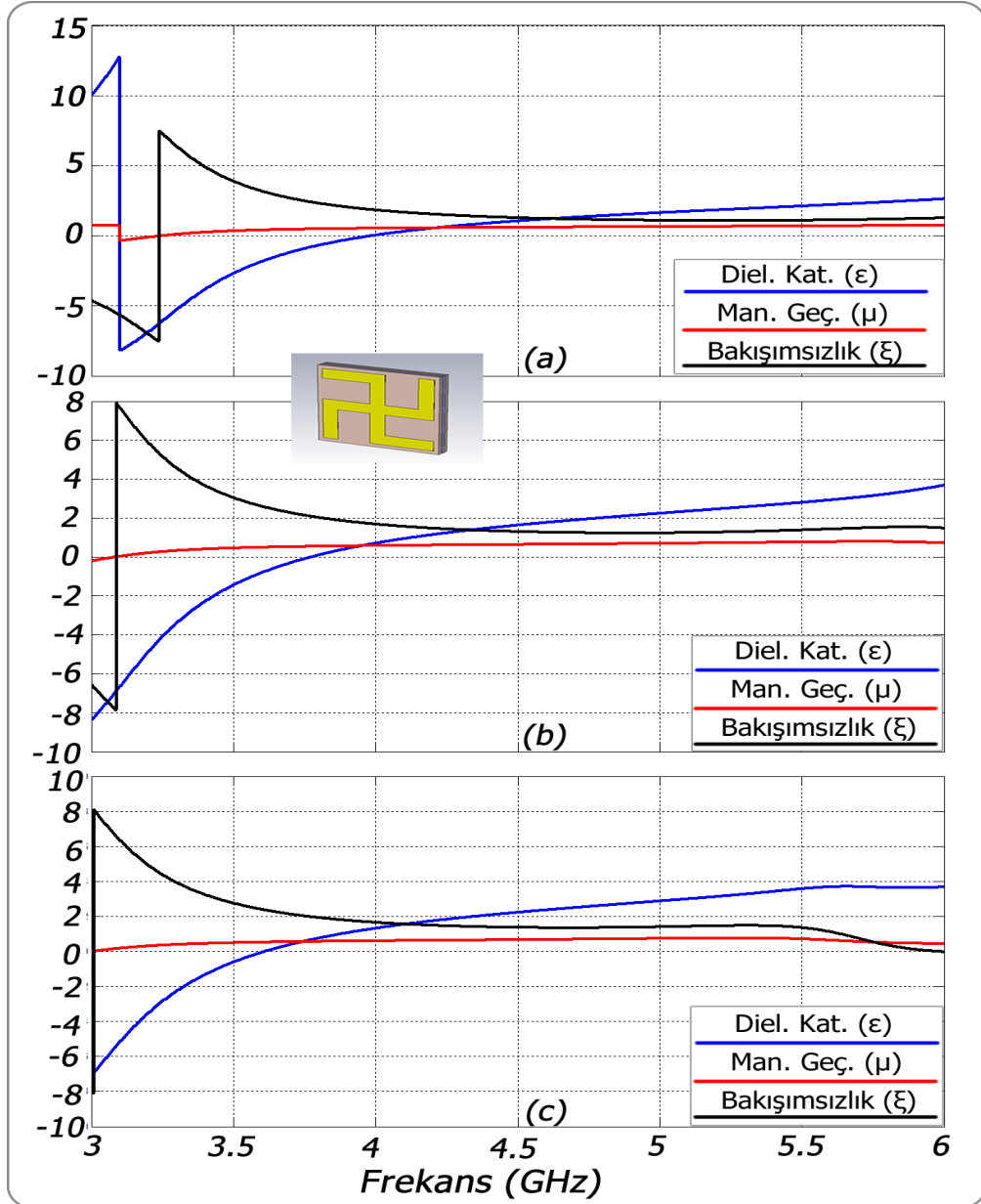


Şekil 4.84 Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün kauçuk lateks nem oranı tespiti için kullanımı (a) nem değişimi ile sensörün yansımaya katsayısı arasındaki bağlantı, (b) kauçuk latekse ait, rezonans frekansı ve dielektrik katsayısı arasındaki bağlantı

Şekilde görüldüğü üzere bakışimsızlık değerinin neredeyse 1.5GHz boyunca değişmemesi durumuna daha önceki çalışmalarda rastlanılmamıştır. Yine aynı şekilde dielektrik katsayıları ve manyetik geçirgenlik değerleride 4.5 –. GHz aralığında sabittir.

Tüm sistemin rezonans frekansındaki değişim gerek bakışimsız metamalzeme sensör topolojilerine gerek ise eş değer devre modeline göre açıklanabilir. Metamalzeme sensör topolojisine göre, sensör katmanının dielektrik sabiti değişimi, yansımaya katsayısını yükseltmekte bu da, rezonans frekansını daha yüksek frekanslara çıkarmaktadır. Eşdeğer devre modeli ile uyumlu olacak şekilde devrenin kapasitans

değeri sensör katmanının dielektrik sabiti ile uyumludur ve kapasitansın artması sistemin rezonans frekansını geriye çekmektedir.

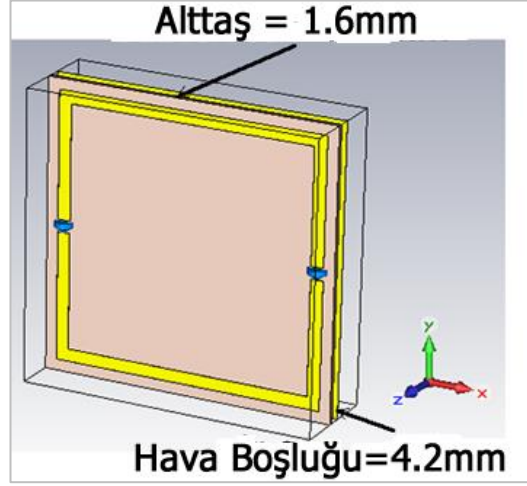


Şekil 4.85. Bakışimsız yokluk tabanlı metamalzeme sensörün nem sensörü olarak kullanıldığında epsilon, mu ve bakışimsızlık değeri (a) 45%, (b) 65%, (c) 85%,

4.8. Metamalzeme Kablosuz Enerji Transferi ve Sensör Uygulaması

Bu çalışma sanayi, bilimsel ve tıbbi cihaz bandı olarak bilinen ISM bandında çalışacak şekilde tasarlanmış ve bu bant üzerine geliştirilmiştir. Çalışmanın genel hatları ve özellikleri Şekil 4.86'da sunulmuştur. Metamalzeme kablosuz enerji transferi ve sensör uygulamasında laboratuvar ortamında doğrulama imkanı olmamasından dolayı

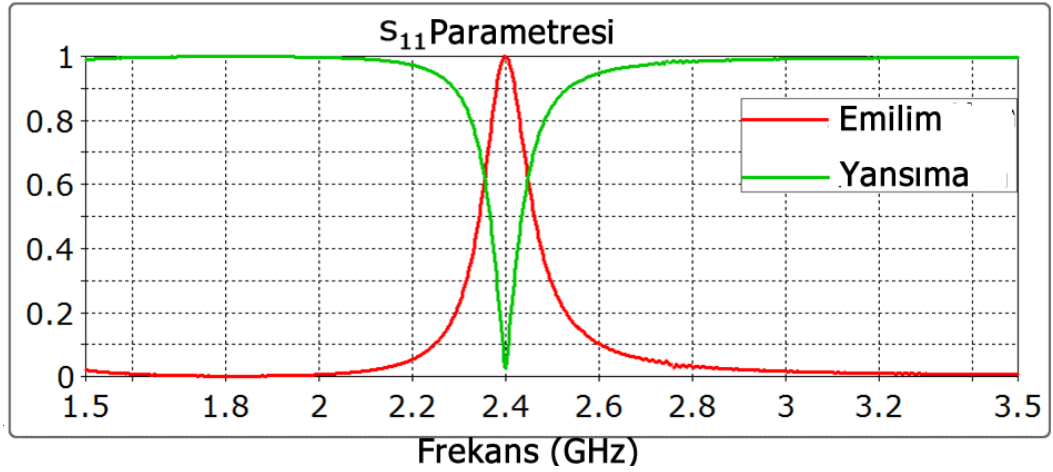
sinyal emici çalışması deneysel olarak gerçekleştirilirken, kablosuz enerji transferi uygulaması simülasyon programında doğrulanmıştır.



Şekil 4.86. Kablosuz enerji transferi için tasarlanan yapının profil görüntüsü

Şekil 4.87’ de emilim ve yansıma değerleri sunulmuş olup, 2000Ω değerinde direncin ayrık halka rezonatörleri üzerinde yer alan boşluklarda kullanılması durumunda emilimin 99.99 % , yansımanın ise 0.02 % olduğu görülmektedir. Bu haliyle önerilen yapı, 2.40 GHz’ de mükemmel emilim gerçekleştirmektedir. Enerjinin en yüksek seviyede transfer edilebilmesi için sinyal emilim değerinin maksimum olması gereklidir. Böylece hapsedilen enerji direnç gibi bir eleman üzerinden transfer edilebilir. Bu yüzden bu çalışmada öncelikli olarak mükemmel emilimin hangi frekansta gerçekleştirileceği belirlenip yapının boyutları o frekansa göre benzetim programı kullanılarak optimize edilmiş ve gerekli düzenlemeler boyutlar üzerinde yapılmıştır. Şekil 4.87’ de görüldüğü gibi kablosuz enerji transferi için kullanılacak yapı 2.40 GHz de mükemmel emilim gerçekleştirmektedir.

P_{RF} değeri simülasyon programı üreticisi tarafından $1W$ olarak tanımlanmıştır. P_{DC} değeri ise bu çalışmada kullanılan direnç üzerindeki gerilim ve akım değerlerinden elde edilebilir. Ayrık halka rezonatörlerin üzerinde bulunan boşluklarda kullanılan dirençler geleneksel yöntemlere göre gerilim ve akım eldesi için kullanılmıştır. Buradaki direnç değerinin kritik önemi olup, yapının toplam enerji dönüşüm miktarını doğrudan etkilemektedir. Bu yüzden ilk olarak kullanılan direnç değeri ile elde edilen güç yüzdesini gösteren bir çalışma yapılarak Şekil 4.88’ de sunulmuştur.



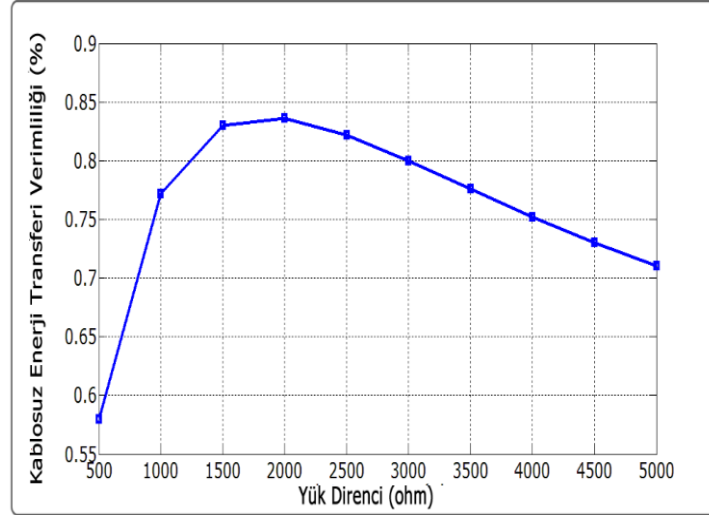
Şekil 4.87. Benzetim programında elde edilen emilim ve yansımaya karakteristiği.

RF Enerji depolama uygulamalarının en önemli özelliği RF' den DC ye güç dönüşüdür. Güç dönüşüm oranı şu şekilde formülize edilebilir.

$$\rho = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad (4.25)$$

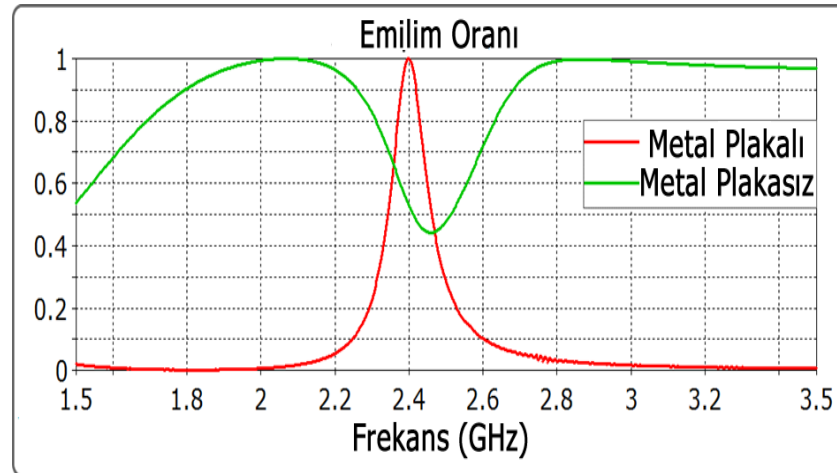
Böylece yapının farklı direnç değerlerinde nasıl tepki verdiği ile ilgili fikir sahibi olunması sağlanacaktır. Parametrik tarama, 500 Ω ile 5.000 Ω arasında 500 Ω artırılarak CST programında gerçekleştirilmiştir. Şekildende görüldüğü gibi kablosuz enerji transferi verimliliği 2 k Ω direnç kullanıldığında maksimuma çıkmaktadır.

Şekil 4.88' de görüldüğü gibi, direnç değerinin 500 Ω ile 2.000 Ω arasında değiştiği durumda, elde edilen enerji yüzdesi 58%' den 83.6%' ye çıkmaktadır. 2 k Ω Direnç kullanılması durumunda elde edilen tek bir direnç üzerinden enerji 0.418 W yani iki dirençten toplam 83.6 % değerine ulaşmaktadır. Ayrıca, tasarımda yer alan hava boşluğunun dielektrik katsayı değişiminin değiştirildiği durumda tüm sistemin yansımaya katsayısı değişeceği için bu yapının sensör olarak kullanılmasına imkan vermektedir. Kurulum şemasında görüldüğü gibi hava boşluğu ardında yer alan metal plaka, metamalzeme sinyal emici tabanlı enerji transferi uygulamaları için büyük bir öneme sahiptir. Bunun nedeni, elektromanyetik enerjinin metal plaka ve rezonatörler arasında hapsedilerek, direnç üzerine düşen gücün artırılmasıdır. Burada anlatılan metal plakanın etkisinin daha iyi anlaşılması için plakanın olmadığı durumda elde edilen enerji miktarı ile metal plakanın olduğu durumdaki enerji miktarı karşılaştırılarak Şekil 4.89' da sunulmuştur.



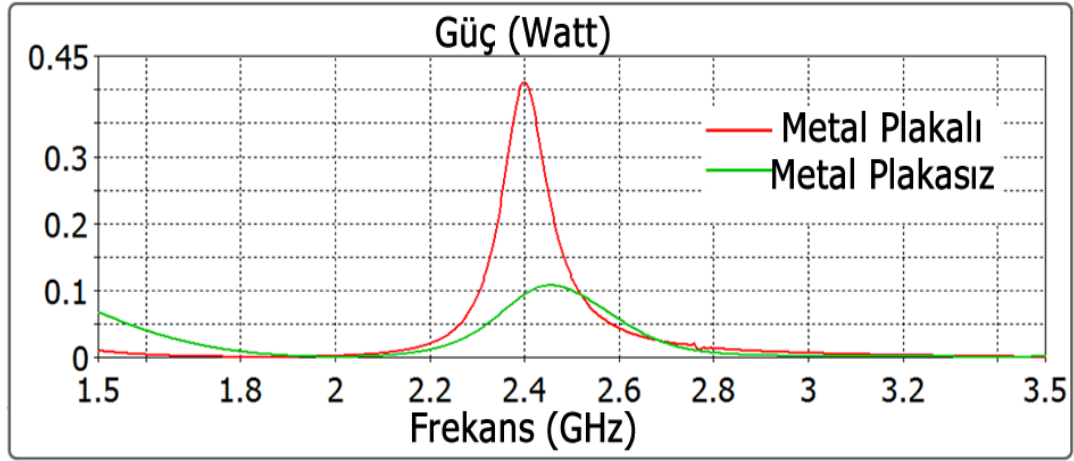
Şekil 4.88. Kullanılan direnç değerine göre değişen RF – DC enerji dönüşüm değerleri

Bu çalışmada sadece metal plakanın etkisi araştırıldığı için direnç değeri $2\text{ k}\Omega$ değerinde sabit tutulmuştur. Şekilde görüldüğü gibi bakır metal plakanın tasarımda kullanılması durumunda rezonans frekansı 2.40 GHz olup bu frekansta elektromanyetik sinyal emilimi 99.99% dur. Metal plakanın kullanılmaması durumunda ise sinyal emilim miktarı 44% değerine düşerken, rezonans frekansı 2.46 GHz değerine çıkmaktadır. Bunun nedeni plakanın kullanılmadığı durum için kapasitans değeri düşeceği için, düşen kapasitansın rezonans frekansını yükseltmesidir. Bu konu ile ilgili diğer bir uygulama, bakır metal plakanın kullanıldığı ve kullanılmadığı durumların karşılaştırılmasıdır. Şekil 4.90’ da görüldüğü üzere tek bir direnç üzerinden elde edilen güç oranı 2.40 GHz ’ de 0.418 W olarak tespit edilmiştir.



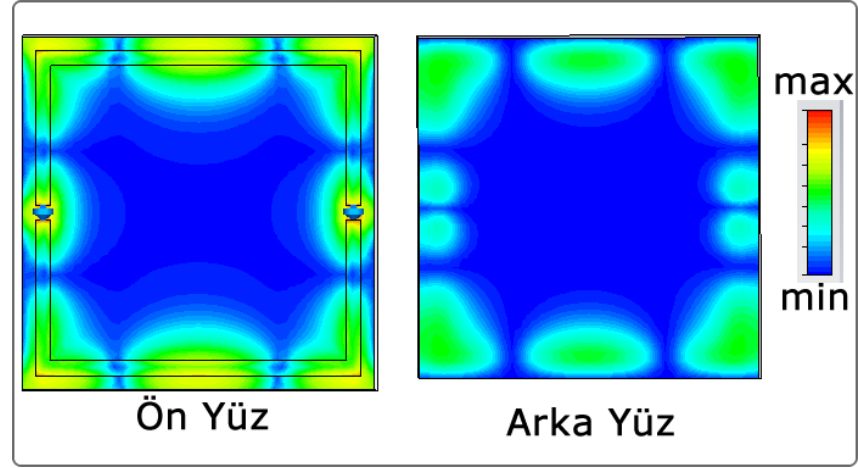
Şekil 4.89. Önerilen yapıda, bakır metal plakanın kullanılıp kullanılmadığı duruma göre ortaya çıkan elektromanyetik sinyal emilim değeri.

Bakır metal plakanın kullanılmadığı durumda ise elde edilen güç miktarı dramatik bir şekilde 0.11W değerine düşüp rezonans 2.46 GHz de gerçekleşmektedir. Metal plakanın kaldırılması durumunda elektromanyetik enerji rezonatörler üzerinde geçerek boşlukta dağılmaktadır, metal plakanın kullanıldığı durumda elektromanyetik dalga rezonatörler ile bu plaka arasında hapsolacağı için elde edilen enerji miktarı artmaktadır. Ayrıca, metal plakanın kullanıldığı durumda önerilen yapının kapasitans değeri değiştiği için rezonans frekansıda değişmektedir. Bu yüzden bu çalışma literatürde mevcut olan çalışmalara farklı bir yaklaşım getirmiş olup çok daha verimli sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 4.90. Önerilen yapı üzerindeki bakır metal plakanın kullanılıp kullanılmamasına göre elde edilen güç miktarı

Metamalzeme kablosuz enerji transferi uygulaması, rezonatörler üzerindeki elektrik alan dağılımının incelenmesi ile daha iyi anlaşılacaktır. Bu yüzden direnç değerinin $2\text{ k}\Omega$ olarak seçilip, bakır metal plakanın kullanıldığı önerilen yapı için rezonans frekansı olan 2.40 GHz' de elektrik alan dağılımlarını incelenerek Şekil 4.91' de sunulmuştur. Şekildende görüldüğü gibi rezonans frekansında elektrik enerji yoğunluğu rezonatörün ayırık noktasında maksimumdur. Enerjinin maksimuma çıktığı frekansta ve noktada bu enerjinin transferi verimli olacak ve etkin bir şekilde kullanılabilir. Nümerik sonuçların desteklenmesi için, deneysel bir çalışma yapılmıştır. Çalışmada, önerilen yapı üzerinde yer alan dirençler kaldırılmış olup bakır plaka alttaş arkasında yer alan hava boşluğu üzerinde değilde alttaşın hemen ardında kullanılmıştır. Böylece metamalzeme sinyal emici tabanlı enerji transferi uygulaması değilde, bir çeşit metamalzeme sinyal emici uygulaması gerçekleştirilmiştir.

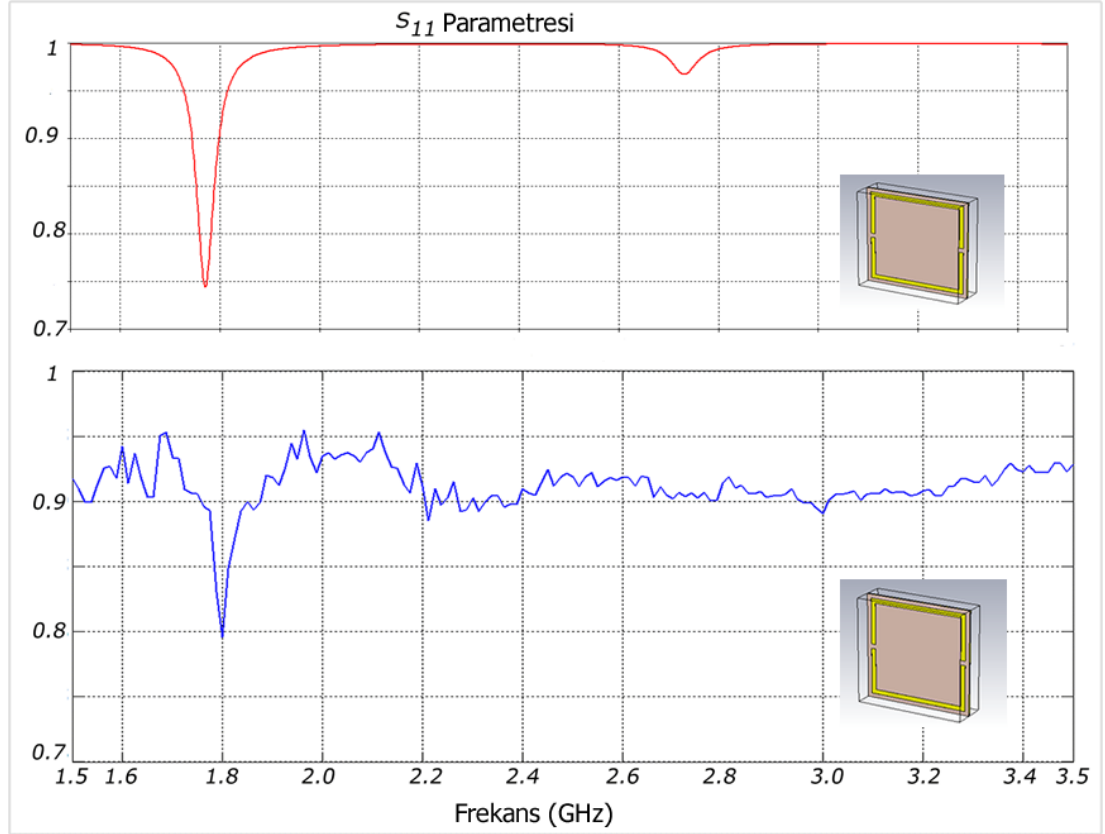


Şekil 4.91. Önerilen yapı üzerinde oluşan elektrik alan dağılımlarının 2.40 GHz’ de dağılımı.

Şekil 4.92’ de üretimi gerçekleştirilen metamalzeme ve bu metamalzeme sinyal emicinin laboratuvar ortamındaki test görüntüsü yer almaktadır. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.93’ de sunulmuştur. Deneysel çalışma sonucunda görüldüğü gibi sadece yansıma katsayısı olan S_{11} parametreleri birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Simülasyon programında S_{11} rezonans frekansı 1.78 GHz’ de gerçekleşirken, deneysel çalışmada 1.80 GHz’ de gerçekleşmiş ayrıca, S_{11} lineer genlik değeri nümerik çalışmada 0.75 değerine kadar düşerken bu değer deneysel çalışmada 0.80’ de kalmıştır. Şekildende görüldüğü gibi deneysel sonuçlar ile benzetim sonuçları arasında az bir fark vardır, bu farkın nedeni vektör network analizörünün kalibrasyonu sırasında oluşan hatalar ve üretim esnasında oluşan hatalardır. Üretim hatalarının sebebi, malzemenin ve bu malzemenin işlendiği CNC PCB üretim cihazının hassasiyetinden kaynaklıdır.



Şekil 4.92 Metamalzeme sinyal emici tabanlı kablosuz enerji transferi uygulaması için önerilen yapının sadece metamalzeme sinyal emici olarak uygulaması için üretilen yapı ve bu yapının laboratuvar ortamındaki test görüntüsü



Şekil 4.93. Metamalzeme sinyal emici tabanlı enerji transferi uygulaması için önerilen yapının sadece metamalzeme sinyal emici olarak konfigüre edilmesi durumunda nümerik ve deneysel sonuçların birbiriyle karşılaştırılması

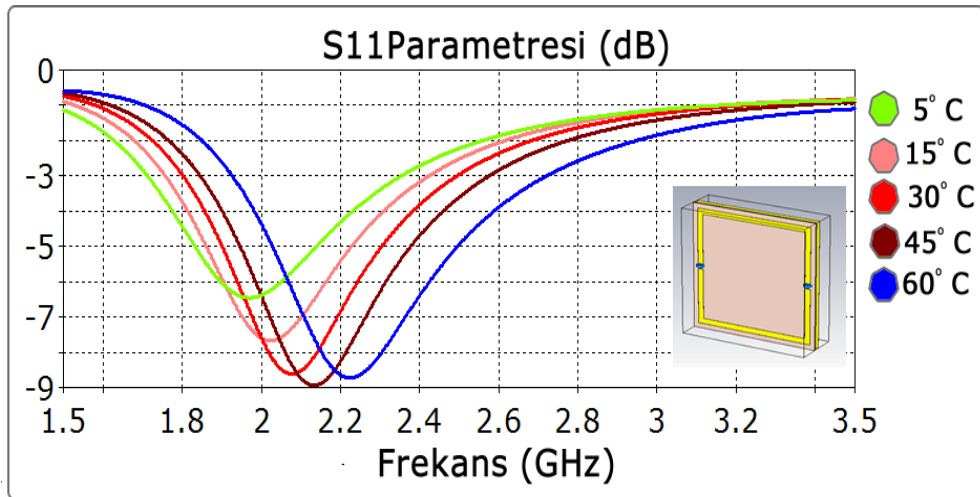
Son olarak metamalzeme sinyal emici tabanlı kablosuz enerji transferi uygulamasına ek bir uygulamasının daha gösterilmesi için sensor uygulaması tasarlanmıştır. Önerilen yapı üzerinde bulunan hava boşluğu alttaş ile bakır plaka arasında yer almakta olup bu boşluk yerine elektrik geçirgenlik değeri bir takım çevresel etkilerle değişen bir malzeme konulduğunda sinyal emicinin yansımaya katsayısı değişeceği için o çevresel parametrenin algılanması mümkündür. Bu işlem için hava boşluğu içerisine değişik sıcaklıklarda havuç olduğu varsayılarak nümerik çalışma gerçekleştirilmiştir. Havucun bu çalışmada örnek olarak alınmasının sebebi, önerilen yapının biyo-sensör uygulaması olarak kullanılabileceğini göstermektir. Değişik sıcaklıklardaki havucun dielektrik katsayısı (Badaruzzaman, 2010)' dan alınmış olup Çizelge 4.8' de reel dielektrik sabiti kayıp tanjant verileri sunulmuştur. Çizelgeden de görüldüğü gibi havucun sıcaklığının artırılması sonucu dielektrik katsayısı düşmektedir. Düşen dielektrik katsayısı ön tarafta bulunan rezonatör ile arka kısımda bulunan bakır katman arasında bulunduğu için, kapasitans değerini düşürmekte buda rezonans

frekansının yukarı doğru hareket etmesine neden olmaktadır. Şekil 4.94 ve çizelge 4.8'e bakıldığında bu teori doğrulanmıştır.

Çizelge 4.8. Değişik sıcaklıklarda havucun elektrik geçirgenliği, kayıp değeri ve bunun nümerik olarak çalışılması durumunda ortaya çıkan rezonans frekansı

Havuç Sıcaklığı	ϵ'	Kayıp Tanjant	Rezonans Frekansı (GHz)
5	80	0.31	1.97
15	76	0.27	2.01
30	72	0.25	2.07
45	68	0.25	2.13
60	62	0.27	2.22

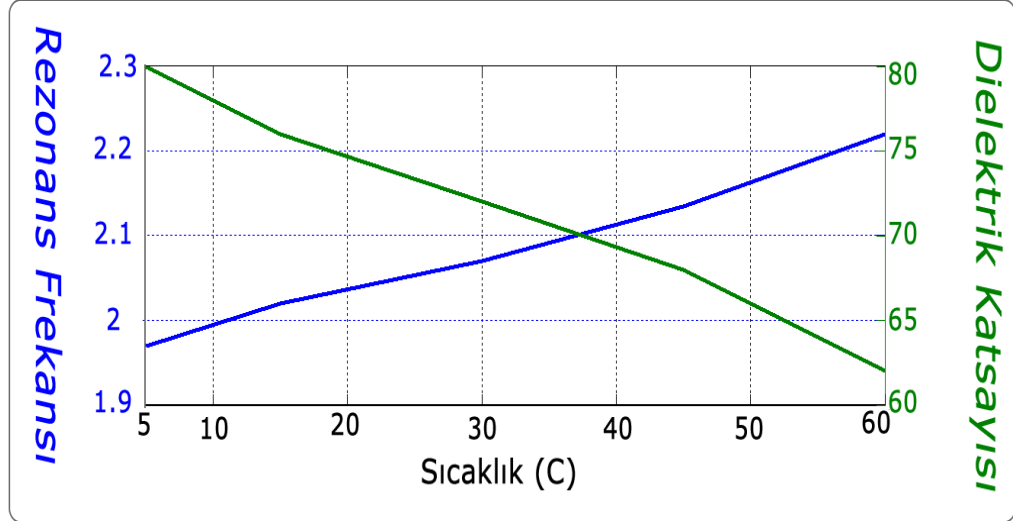
Hava boşluğu yerine değişik sıcaklıklarda havuç malzemesi kullanılması durumunda yansıma katsayısı ön ve arka rezonatörler arasında yer alan ve sıcaklıkla elektrik geçirgenliği değişen havuca göre lineer bir şekilde değişmektedir. Yapılan bu nümerik çalışma sonuçları Şekil 4.94' de sunulmuştur. Şekildende görüldüğü gibi her bir °C sıcaklık değişimi, yansıma katsayısında ortalama 18 KHz lik bir değişime neden olmaktadır.



Şekil 4.94. Değişik sıcaklıklarda havucun, bakır plaka ve alttaş malzemesi arasında kullanılması durumunda yansıma katsayısının nümerik olarak değerlendirilmesi

Sıcaklık, rezonans frekansı ve arasındaki ilişki Şekil 4.95' de sunulmuştur. Sıcaklığın artması rezonans frekansının 1.97 GHz'den 2.22 GHz'e çıkartmıştır. Bu yükselmenin nedeni daha önce belirtildiği gibi dielektrik katsayısının değerinin sıcaklık ile beraber düşmesi sonucu kapasitif etkinin azalması ve bu azalmanın rezonans

frekansını yukarıya doğru çekmesidir. Şekildende görüldüğü gibi sıcaklık artışı rezonans frekansında lineer bir değişime neden olmaktadır.



Şekil 4.95. Değişik sıcaklıklarda havucun, bakır plaka ve alttaş malzemesi arasında kullanılması durumunda, rezonans frekansı, sıcaklık, ve dielektrik katsayısı arasındaki bağlantı grafiği.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada ilk olarak metamalzemelerin daha iyi anlaşılması için metamalzeme karakterizasyonu çalışması sunulmuştur.

Karakterizasyon çalışması için üç farklı dizilimden oluşan üçgen şekilli ayırık halka rezonatörleri kullanılarak PEC/PMC/UNIT CELL gibi değişik sınır koşullarında benzetim yapılarak özellikleri açıklanmıştır. Ayrıca deneysel bir çalışma gerçekleştirilerek nümerik sonuçlar doğrulanmıştır. ϵ , μ , η parametreleri Nicolson Ross Weir Metodu kullanılarak elde edilmiştir. Bu çalışmanın benzer çalışmalardan farklı olduğu konu, kullanılan geometri ve üçgen ayırık halka rezonatörlerinin dizilim şeklidir. Üçgen ayırık halka rezonatörlerin X –bant frekans rejiminde farklı sınır koşullarında ortaya koymuş oldukları metamalzeme özellikleri sunulmuştur. Çalışma sonuçları metamalzemelerin sınır koşullarının çok önemli olduğunu, sınır koşulları değiştiğinde, metamalzemelerin karakteristik özelliklerinin değiştiği sonucu ortaya konmuştur. Ayrıca çalışma sonuçları üçgen ayırık halka rezonatörlerinin bant geçiren veya bant durduran filtre olarak kullanılabileceği sonucunuzda ortaya çıkarmıştır.

U-Şekilli frekans seçici yüzey tabanlı sinyal emici ve sensör uygulamaları çalışmasında tek, çift ve dört U-şekilli grup metal elemanlar kullanılarak frekans seçici yüzey, sinyal emici ve sensör uygulamaları teorik, nümerik ve deneysel olarak çalışılmıştır. Bu çalışmada N5234A PNA-L serisi vektör network analizörü kullanılarak deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma sonucunda teorik, nümerik ve deneysel çalışma sonuçlarının birbirleri ile örtüştüğü, ortaya çıkan ufak farkların kalibrasyon ve ölçüm koşullarından kaynaklandığı görülmüştür. Bu çalışmada tek ve dört U-şekilli yapılarda tek bir noktada rezonans görülürken çift U-şekilli yapıda çalışılan bant aralığı olan 8 – 18 GHz arasında iki noktada rezonans görülmüştür. Bu çalışmada sınır değerlerin değiştiği durumda U-Şekilli yapıların nasıl bir tepki vereceğinin araştırılması için dalga kılavuzu sınır koşullarında X-bantta çalışma tekrarlanmıştır. Bunun için yapı üretimleri CNC baskı devre imalat cihazında gerçekleştirilmiş ve laboratuvarında bulunan network analizörü ve WR90 dalga kılavuzu kullanılarak çalışma test edilmiştir. Test ve simülasyon çalışmaları sonucunda Tek ve dört U-şekilli yapılar, tek bir noktada rezonansa girerken, çift U-Şekilli yapı iki noktada rezonansa girmektedir. Çift U-Şekilli FSY elemanlarının iç kol uzunluğunun değiştiği

durum simülasyon çalışması ile doğrulanmıştır. Doğrulama için $5mm$, $6mm$, $7mm$, $8mm$ değerleri örnek olarak alınmış ve ikinci rezonans frekansında yaklaşık $5GHz$ lik bir değişim olduğu görülmüştür. Bu konu çok önemli olup çift U-şekilli FSY elemanlarına bu parametre kullanılarak ayarlama kabiliyeti kazandırılmıştır. Ayrıca dört U-şekilli yapının bir kol ucunun uzunluğunun $0.3mm$ ile $4.6mm$ arasında değiştirildiğinde frekans üzerinde yaklaşık $4.5 GHz$ lik bir değişim gözlemlenmiştir. Bu değerde çok önemli olup neredeyse her mm ' de $1 GHz$ 'lik ayarlama imkanı sunulmuştur. FSY elemanlarına gelen dalganın geliş açısı değiştirildiğinde iletim ve yansıma katsayıları hem deneysel hemde simülasyon olarak doğrulanarak bu iki sonucun birbirleri ile uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. FSY elemanlarının sinyal emici konfigürasyonu için alttaş arkasına bakır plaka yerleştirilerek sinyal emici konfigürasyonu gerçekleştirilmiş ve sinyal emilim değeri hem deneysel hem de simülasyon metotları ile doğrulanmıştır. Sinyal emici ve sensör uygulamaları nümerik ve deneysel olarak çalışılmıştır. Tek ve çift U-Şekilli yapı kullanılarak gerçekleştirilen sinyal emici çalışmasında 90% değeri üzerinde sinyal emilimi olmuştur. Son uygulama olarak sensör uygulaması için rezonatörler ardında yer alan alttaşın hemen ardına sensör katmanı konularak bu katmanda bulunan eleman özelliğine göre sensör uygulaması gerçekleştirilebileceği vurgulanmıştır. Her üç U-şekilli yapı sensör uygulamalarında dar bant özelliği ortaya koymuş buda, biyomedikal ve algılama uygulamalarında kullanılabilirliğini artırmıştır. Çalışma, sensör konfigürasyonunda $800 MHz$ ' lik bir bant genişliği ortaya koymuştur. Bu bant genişliği yiyecek ve tarım ile ilgili algılama uygulamalarında rahatlıkla kullanılabilecek bir bant genişliğidir.

Bakışsız metmalzeme tabanlı çok fonksiyonlu sensör çalışmasında üzerlerinde çift noktada ayrı bulunan halka rezonatörlü kare ve daire şekilli rezonatörler kullanılmıştır. Bu çalışmada teorik ve deneysel sonuçlar ortaya konmuş ve sonuçlar birbirleri ile karşılaştırılarak literatürde bulunan metmalzeme algılayıcılara, bakışsızlığın nasıl bir etki verdiği ortaya konulmuştur. Bu çalışmada alttaş olarak düşük dielektrik katsayısı olan RT5870 malzemesi kullanılarak, alttaş üzerindeki kaybın azaltılması buna karşılık hassasiyetin artırılması amaçlanmıştır. Ayrıca rezonatörlerin yapısı boyutları üzerinde uzun süre çalışarak hassasiyetin yüksek olduğu, tepkinin lineer ve net bir şekilde ortaya konduğu rezonatör geometrisi tasarlanmıştır. Çalışma içerisinde geçen sensör katmanı ön ve arka yüzde yer alan rezonatörler arasında

konumlandırılmıştır. Bu katmanın kalınlığı veya bu katman içinde bulunan malzemenin kompleks dielektrik katsayısına göre sensör sisteminin rezonans frekansının değişmesi uygulamanın temelini oluşturmaktadır. Çalışmada X – frekans bandı, çalışma bandı olarak tasarlanmış olup tüm uygulamalar bu bantta gerçekleştirilmiştir. Algılayıcı katman içine zamanla sıcaklık, nem veya basıncı değişen bir malzeme konulduğunda rezonans frekansı bu değişime lineer olarak tepki vermektedir. Sensör çalışmaları için lineerlik ve hassasiyet kavramları çok önemli olup bu çalışmada üzerinde durulan konulardan biri olmuştur. Lineer tepkinin nedeninin karşılıklı kapasitans değerindeki değişim olduğu yüzey akım dağılımları ve elektrik alan şiddeti gibi üç boyutlu verilerin benzetim programında elde edilmesi sonucu ortaya konularak tasarlanan yapının yüksek hassasiyette olduğu daha birçok uygulamaya uyarlanabileceği belirtilmiştir. Bu bölümdeki çalışmalardan basınç ve yoğunluk sensörü uygulaması deneysel olarak gerçekleştirilirken, laboratuvar imkanlarında dolayı sıcaklık ve nem sensörü uygulaması nümerik olarak gerçekleştirilmiştir.

Ayarlanabilir metamalzeme sinyal emici ve sensör çalışmasında sonuçlar gerek nümerik simülasyon gerek ise deneysel olarak incelenmiştir. Çalışma sonuçları, varikap' ın ters gerilim değerinin değiştirerek rezonans frekansının değiştiğini göstermiştir. Gerek nümerik gerekse deneysel çalışma sonuçları varikapın geriliminin 0V – 10V arasında ayarlanması durumunda yaklaşık 300 MHz lik bir frekans ayarlama imkanı vardır. Nümerik simülasyon ve deneysel çalışma sonuçları bu çalışmada da birbirleriyle örtüşmekte ve ayarlanabilir sinyal emici özelliğini doğrulamaktadır. Bu çalışmanın bir diğer avantajı, ayarlanabilir özellikte mükemmel sinyal emiliminin mümkün olmasıdır. Ayarlanabilir metamalzeme sinyal emici özelliğinin yanı sıra bu çalışmaya ektradan bir sensör konfigürasyonu eklenmiştir. Bu işlem için rezonatörün ardında yer alan alttaş ile en alt kısımda yer alan bakır plaka arasına sensör katmanı yerleştirilmiştir. Bu sensör katmanının içinde dielektrik katsayısı sıcaklığa veya başka çevresel etkilere bağlı değişen bir malzeme bulundurulduğunda, tüm sinyal emici sisteminin rezonansa girdiği frekans, dielektrik katsayısı ile orantılı olacak şekilde değişmektedir. Örnek olarak havuç dielektriği alınmış olup nümerik sonuçlar çalışmanın gıda malzemelerinin yanı sıra biyo sensör olarakta belirtilen frekans aralıklarında kullanılabilesine imkan sunduğunu göstermiştir. Havuç sıcaklığının 5°C' den 60°C' ye çıktığı durumda rezonans frekansında yaklaşık 60 MHz lik bir kayma

oluşmuş olup bu değer vektör network analizörleri ile kolaylıkla görülebilir. Ayarlanabilir metamalzeme özelliğinin yanı sıra, tek bir frekans kaynağımızın olması durumunda içerisindeki malzemenin elektrik geçirgenliği değerine kullanılabilecek bir sensör uygulamasıda çalışma içinde sunulmuştur. Böylece ucuz bir şekilde algılamaya yönelik cihazlar imal edilebilir. Bu çalışmanın, basit tasarımı ve elde edilen sonuçların çeşitliliği yönünden pek çok avantajı vardır.

Bakışsız metamalzeme tabanlı biyo-sensör uygulamasında elmas şekilli bakışsız yapılar tasarlanmıştır. Bu yapılar kullanılarak yüksek hassasiyetli bir sensör uygulaması geliştirilmiş ve bu uygulama diğer biyo-sensör uygulamalarında kullanılabilişini göstermek için domuz iliği hücresinin sıcaklığının algılanmasında kullanılışı simülasyon programı üzerinde gösterilmiştir. Bu çalışmada üç farklı elmas şekli kullanılmıştır, bu üç yapı büyük küçük ve sıfır bakışsızlık değerine sahip elmas şekilli yapılardır. Bu üç yapının yansıma, iletim ve bakışsızlık değeri nümerik olarak doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar domuz kemik iliği sıcaklığındaki değişimin elmas şekilli rezonatörleri olan yapının rezonans frekansında değişen kapasitans değerine bağlı olarak kaymalara neden olduğunu göstermiştir. Bu da, çalışmanın biyo-sensör olarak mikrodalga uygulamalarında kullanılabileceğini göstermektedir. Nitekim 12GHz seviyelerinde oluşan rezonansa bakıldığında yaklaşık 500 MHz lik bir frekans kaymasının 40°C' lik bir değişimde oluştuğu görülmüştür.

Metamalzeme sinyal emici tabanlı sensör uygulamasında X bant' ta, dalga kılavuzu sınır koşullarında, tasarlanan yapıya dalganın dik olarak geldiği durum için bir sensör uygulamaları ile beraber bir kablosuz enerji transferi uygulaması gerçekleştirilmiştir. Yapı tasarımı esnasında elimizde bulunan imkânlar ile hem nümerik hem de deneysel çalışmanın gerçekleştirilebileceği geometri ve alttaş malzemesi tercih edilmiştir. Alttaş malzemesinin üzerindeki kayıpların az olması ve sensör uygulamalarının hassasiyetlerini artırabilmek için Roger RT5870 malzemesi bu çalışmada tercih edilmiştir. Bu çalışma isminden de anlaşılabilirdiği gibi sinyal emici tabanlıdır bu yüzden rezonatörlerin üzerinde bulunduğu alttaşın ardına sensör katmanı onun ardına bir kez daha alttaş onun arkasına bakır plaka konularak çalışma gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmadaki yoğunluk sensörü uygulamalarından farklı malzemelerin bakır plaka ile ön tarafta bulunan rezonatörler arasına yerleştirilmesi sonucu oluşan sinyal emilim rezonans frekanslarının değiştiği görülmüştür. Bu

uygulama hem deneysel hem de simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır. Bu durum, istenen bir durum olup, çalışmanın diğer sensör uygulamalarında da rahatlıkla kullanılabileceğini göstermesi açısından çok önemlidir. Roger RT5870, Arlon AD350 ve Arlon AD450 malzemelerinin sensör katmanında bulunması durumunda, rezonans frekansının yaklaşık 500MHz değiştiği ve bu değişimin hassas sinyal uygulamaları tasarlamada yeterli olduğu görülmüştür. Deneysel ve simülasyon sonuçları birbirleri ile uyumlu olup, küçük hataların üretim ve kalibrasyon kaynaklı olduğu görülmüştür. Deneysel ve simülasyon sonuçlarının uyumlu olduğunun görülmesinden sonra, başka yoğunluk sensörü uygulamaları için buğday unu, kömür tozu gibi yoğunluk sensörü uygulamaları da simülasyon olarak gerçekleştirilmiş ve o çalışmalarda da rezonans frekansının lineer olarak kaydığı gözlemlenmiştir. Sensör uygulamalarının diğer sensör uygulamalarında kullanılabilmesi için lineerlik ve ölçülebilir sinyal çıkışı vermesi şarttır. Bu çalışmada geliştirilen yapı belirtilen tüm özellikleri karşılamakta ve gerek hassasiyet gerekse ölçülebilir sinyal çıkışı konularında yeterli sensör özelliklerini taşımaktadır. Bu yüzden basınç sensörü uygulaması tasarlanmıştır. Basınç sensörü uygulamasında sensör katmanının basınç ile beraber büyüyüp küçüldüğü varsayılarak sensör katmanı 0.4mm ile 2mm arasında ayarlanmış ve bu ayarlama sonucunda rezonans frekansında yaklaşık 400MHz' lik bir değişim gözlemlenmiştir. Bu çalışmanın nem sensörü uygulaması için sensör katmanında nemli toprak olduğu varsayılarak bu değişen nemin dielektrik katsayısını değiştirmesi sonucu rezonans frekansındaki değişim görülmüştür. Kullanım çeşitliliği açısından bu uygulamada, enerji transferi uygulamasıda tasarlanmış olup sensör katmanı boş bırakılarak ön yüzde yer alan rezonatörlerin biri üzerine direnç yerleştirilerek kablosuz enerji transferi uygulaması gerçekleştirilmiş, uygulama sonucunda 36% verimlilik elde edilmiştir. Kablosuz enerji transferi uygulamasıda simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir.

Bakışsız yokluk tabanlı sensör uygulamasında, öncelikli olarak bakışsız yokluk özelliği gösterecek yapı tasarlanmıştır. Bilindiği üzere, bakışsız yokluk temelli yapılarda, dalga empedansı, yokluk frekansına gelindiğinde serbest uzay parametrelerine yaklaşır. Bu özellik, iletişim, görüntüleme, medikal ve endüstriyel sistemlerde kullanılabilir. Gamalı haç şekilli yapılar tasarlanmadan önce birçok geometri birçok alttaş kombinasyonunda denenmiş, ancak hamalı haç şekilli yapı ve Roger RT5870 alttaş malzemesinde bakışsız yokluk özelliği görülmüştür.

Bakışsız yokluk özelliğini vurgulamak amacıyla ilk önce devre parametreleri Nicolson Ross Weir metodu kullanılarak tekrar elde edilmiştir. Sensör uygulamalarından ilki olan basınç sensörü uygulamasında ön ve arka yüzde yer alan sensör alt taşların arasındaki sensör katmanının $0.5\text{mm} - 2\text{mm}$ hareket ettirilmesiyle neredeyse 1GHz'lik bir bant aralığında rezonans frekansı değişmiştir. Bu çalışmada görülen bant aralığı diğer bölümlerdeki elde edilen bant aralığından çok daha yüksektir. Bu kadar küçük bir aralıkta bu kadar büyük değişimlerin gözlemlenmesi önemlidir. Bu çalışma hem simülasyon hem de deneysel olarak gerçekleştirilmiş olup elde edilen sonuçların birbirleri ile uyumlu olduğu görülmüştür. Bakışsız yokluk tabanlı sensör uygulamasında bir diğer uygulama sensör katmanına başka malzemelerin konulması durumunda oluşan bir çeşit yoğunluk sensörü uygulamasıdır. Bu uygulamada AD 25N, AD450 ve AD600 malzemelerinin sensör katmanına konulması durumunda rezonans frekansındaki değişim hem simülasyon hem de deneysel olarak çalışılmıştır. Bu çalışma sonucunda deneysel ve simülasyon sonuçlarının birbirleri ile uyumlu olduğu görülmüştür. Bir diğer yoğunluk sensörü uygulaması olan buğday unu yoğunluğuna bağlı değişim için sensör katmanında değişik yoğunluklardaki unun olduğu varsayılmıştır. Buğday ununun yoğunluğu değiştiğinde dielektrik katsayısı da değişmektedir. Değişen bu katsayıya bağlı olarak rezonans frekansındaki kayma simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Sıcaklık sensörü uygulamasında, domuz kemik iliğinin sensör katmanında olduğu varsayılarak sıcaklığın artması durumunda oluşan rezonans frekansındaki kayma simülasyonu yapılmıştır. 30°C ile 90°C arasında değişen sıcaklıkların rezonans frekansında 100MHz'lik bir değişime neden olduğu ve bu değişimin lineer şekilde gerçekleştiği gözlenmiştir. Bu çalışmada laboratuvar imkanlarından dolayı sadece simüle edilebilmiştir. Bir diğer sensör uygulaması olarak nem sensörü uygulaması seçilmiştir. Bu uygulamada, Hevea kauçuk lateks malzemesinin neminin 35% ile 85% arasında değişmesi durumunda dielektrik katsayısının 18 – 55 arasında değiştiği bilgisinden faydalanılarak bu bilgiler sensör katmanına girilerek simülasyon yapılmıştır. Simülasyon sonucu 500MHz'lik bir kayma gerçekleşmiştir. Bu çalışma da laboratuvar imkanlarından dolayı sadece simülasyon şeklinde yapılmıştır. Bu çalışma, mevcut literatürde yer alan bakışsız yokluk teori çalışmalarına farklı uygulamaların kazandırılması yönünden önemli hale gelmektedir.

Tez çalışması kapsamında yapılan son çalışmada, ISM bandı içinde kablosuz enerji transferi ve sensör uygulamasıdır. Bu çalışmada öncelikli olarak ISM bandının tercih edilmesinin nedeni, günümüzde en çok cihazın bu bant üzerinde çalışıyor olmasıdır. Bu yüzden öncelikli olarak yapı boyutları bu banda göre ayarlanmıştır. Daha sonra rezonatör geometrisi basit ve yüksek transfer yeteğine sahip olacak şekilde CST programında tasarlanmıştır. Burada tasarlanan yapı gayet basit şekilli olup, FR4 malzeme üzerine basılmıştır. Bu yüzden herhangi bir üretim zorluğu yoktur. Bilindiği üzere enerjinin hapsolması durumunda transfer edilen enerji miktarı yükselecektir. Bu yüzden önde bulunan rezonatörlerin desteklendiği FR4 alttaş ile en alt kısımda yer alan bakır katman arasında bir miktar hava boşluğu bırakılarak sinyal emilim değerinin artması sağlanmıştır. Bu farkın gözle görülmesi için hava boşluğu olan ve hava boşluğu olmayan durumlar için simülasyon çalışması gerçekleştirilmiştir. Daha sonra rezonatörler arasına değişik direnç değerlerine sahip elemanların konulması ile enerji transferinin ne kadar değiştiğine yönelik bir çalışma yapılmıştır. Yapılan çalışma sonucunda en yüksek değerin $2k\Omega$ direnç değerinde transferin maksimum seviyeye çıktığı görülmüştür. Bu yüzden ayırık halka rezonatörlerinin ayırıkları üzerine $2k\Omega$ dirence sahip eleman yerleştirilerek 2.40 GHz’ de 83.6% verimliliğe sahip, tasarım tamamlanmıştır. Bu uygulamanın simülasyon sonuçlarının deneysel olarak doğrulanması için arka yüzde yer alan bakır katman alttaş ardına taşınarak ve ayırıklar üzerindeki direnç kaldırılarak bir çalışma daha yapılmış ve sonuçların birbirleriyle uyumlu oldukları görülmüştür. Bu uygulamalara ek olarak enerji transferi için bakır plaka ile alttaş arasında kalan hava boşluğuna dielektrik katsayısı çevresel etkilere göre değişen malzemelerin konulması durumunda rezonans frekansında kayma olacağı için bu kaymanın sensör olarak kullanılabileceğini göstermek amacıyla sensör uygulamaları gerçekleştirilmiştir. İlk uygulama olarak ısıtılmış bir havucun sıcaklığının arttığı durumda algılayıcı konfigürasyonunda 220MHz lik bir değişim olmuş ve bu değişimin lineer şekilde gerçekleştiği simülasyon programında görülmüştür. Kablosuz enerji transferi çalışmasında yer alan uygulamaların birçoğu laboratuvar imkanlarından dolayı simülasyon programı üzerinde gerçekleştirilmiştir ancak sinyal emici kısmının deneysel çalışması yapılabilmektedir.

KAYNAKLAR

- Ahmed, S., Naqvi, Q., A., 2010. Electromagnetic scattering from a chiral-coated nihility cylinder. **Progress In Electromagnetics Research Letters**. 18: 41-50.
- Alici, K. B., Ozbay, E., 2007. Electrically small split ring resonator antennas. **J. Appl. Phys.** 101:083104.
- Alici, K. B., Ozbay, E., 2010. Theoretical study and experimental realization of a low-loss metamaterial operating at the millimeter-wave regime: demonstrations of flat- and prism-shaped samples. **IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics**. 16:386-393.
- Al-Jounayly, A. M., Behdad, N., 2010. Low-profile, highly-selective, dual-band frequency selective surfaces with closely spaced bands of operation, **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 58: 4042–4050
- Almoneef, T. S., Ramahi, O. M., 2014. A 3-dimensional stacked metamaterial arrays for electromagnetic energy harvesting. **Prog. Electromagn.Res.**, 146:109-115.
- Alù, A., Engheta, N., 2005. Achieving transparency with plasmonic and metamaterial coatings. **Physical Review** 72: 016623.
- Alù, A., Engheta, N., 2006. Tunneling of electromagnetic energy through subwavelength channels and bends using ϵ -near-zero materials. **Physical Review Letters** 97: 157403.
- Alves F., Grbovic D., Kearney B., Lavrik N. V. and Karunasiri G., 2013. Bi-material terahertz sensors using metamaterial structures. **Optics Express**. 21:13256-13271.
- Anker, J. N., Paige, W., Lyandres, O., Shah, C., Zhao, J., Duyne, R.V., 2008, Bio sensing with plasmonic nanosensors,” *Nature Materials*, vol. 7, 442-453, June 2008.
- Aydin, K., Bulu, I., Guven, K., Kafesaki, M., Soukoulis, C. M., Ozbay, E., 2005. Investigation of magnetic resonances for different split-ring resonator parameters and designs. **New J. Phys.** 7: 168-182.
- Aydin, K., Li, Z., Sahin, L., Ozbay, E., 2008. Negative phase advance in polarization independent, multi-layer negative-index metamaterials. **Optics Express**. 16:8835-4.
- Badaruzzaman Bin, M.N., 2010. Application of microwave sensors to potato products. **Manchester, UK: The University of Manchester**, (2010).
- Baker, J, Vanzura, E., Kissik, W., 1990. Improved Technique for Determining Complex Permittivity with the Transmission/Reflection Method. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. 38: 1096-1103.
- Barbillon, G. 2012. Plasmonic Nanostructures Prepared by Soft UV Nanoimprint Lithography and Their Application in Biological Sensing. **Micromachines**, 3: 21-327.
- Barbuto, M., Monti, A., Bilotti, F., Toscano, A., 2013. Design of a non-Foster actively loaded SRR and application in metamaterial-inspired components. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. 61: 1219–1227.

- Barroso, J. J., Hasar, U. C., 2012. Comments on A unique extraction of metamaterial parameters based on kramers-kronig relationship. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. 60:1743,1744.
- Bartsch, M., Dehler, M., Dohlus, M., Ebeling, F., Hahne, P., Klatt, R., Krawczyk, F., Marx, M., Min, Z., 1992. Solution of maxwell's equations. **Computer Physics Communications**. 72:22-39.
- Bayatpur, F., Sarabandi, K., 2009. A tunable metamaterial frequency-selective surface with variable modes of operation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57: 1433–1438.
- Bilotti, F., Nucci, L., Vegni, L. 2006, An SRR-based microwave absorber, **Microw. Opt. Techn. Lett.** 48: 2171-2175.
- Bilotti, F., Nucci, L., Vegni, L., 2006. An SRR based microwave absorber. **Opt. Tech. Lett.** 48: 2171-2175.
- Bilotti, F., Sevgi, L., 2012. Metamaterials, Definitions, Properties, Applications, and FDTD-Based Modeling and Simulation. **Int J Microw.**, 22: 422-438,
- Bossard, J. A., Liang, X., Li, L., 2008. Tunable frequency selective surfaces and negative-zero-positive index metamaterials based on liquid crystals. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56: 1308–1320.
- Brumfiel, G., 2009. Metamaterials: Ideal focus. **Nature News** 459:504–509.
- Buell, K., H. Mosallaei, and K. Sarabandi, 2006. A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factor. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. 54:135-146.
- Burlak, G., Martinez-Sanchez, E., 2013. Change of structure of the cherenkov emission at modulated source in dispersive metamaterials, **Progress In Electromagnetics Research**. 139, 277-288.
- Chen, H., 1983. Theory of Electromagnetic Waves, **New York, McGraw-Hill**.
- Chen, H.T. 2012. Interference theory of metamaterial perfect absorbers. **Opt. Express**. 20: 7165-7172.
- Chen, T., Liand, S., Suun, H., 2012. Metamaterials application in sensing. **Sensors**, 12: 2742- 2765.
- Cheng, X., Chen, H., Zhang, X.M., Wu, B.I., 2010. Cloaking a perfectly conducting sphere with rotationally uniaxial nihility media in monostatic radar system. **Progress In Electromagnetics Research**, 100: 285-298.
- Cheng, Y. Z., Nie, Y., Cheng, Z.Z., Wang, X., Gong, R.Z., 2013. Chiral Metamaterials with Giant Optical Activity and Negative Refractive Index Based on Complementary Conjugate-Swastikas Structure. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, 27: 1068-1076.
- Cheng, Y., Nie, Y., Cheng, Z., Gong, R.Z., 2014. Dual-band Circular Polarizer and Linear Polarization Transformer Based on Twisted Split-Ring Structure Asymmetric Chiral Metamaterial. **Progress In Electromagnetics Research**, 145: 263-272.
- Çimen, S. 2013. Novel closely spaced planar dual-band frequency-selective surface. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 7: 894-899.

- Davidson, D. B., 2010. Computational electromagnetics for rf and microwave engineering, **Second Edition Cambridge University Press**.
- Deivasigamani, A.; Daliri, A., 2013. A review of passive wireless sensors for structural health monitoring. *Mod. Appl. Sci.* 2013, 2, 57–96.
- Delihacıoğlu, K., 1998. Power reflection and transmission coefficients for a chiral slab and meanderline polarizer with chiral slab. **Gaziantep Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Doktora Tezi, Gaziantep.
- Delihacıoğlu, K., 2012. Frequency Selective Surfaces With Multiple-Strip Group Elements. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter*, 11: 1370-1373
- Delihacıoğlu, K., Uckun, S., Ege, T., 2007. Bakışimsız levhada bir ve iki döngülü kare helezon frekans seçici yüzeylerin yansıma ve iletim katsayıları. **12. Elektrik, Elektronik, Bilgisayar, Biyomedikal Mühendisliği Ulusal Kongresi ve Fuarı**, Eskişehir.
- Demirel, E., 2011. Manyetik fotonik kristallerde negatif kırılma indisi incelemeleri, (Doktora Tezi). **Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü**.
- Dincer, F., Sabah, C., Karaaslan, M., Bakir, M., Erdiven, U., 2013. Asymmetric transmission of linearly polarized waves and dynamically wave rotation using chiral metamaterial. **Progress In Electromagnetics Research**, 140: 227-239.
- Dincer F., Karaaslan M., Unal E., Delihacıoğlu K., Sabah C., 2014a. Design of polarization and incident angle insensitive dual-band metamaterial absorber based on isotropic resonators, **Progress In Electromagnetics Research**. 144, 123-132.
- Dincer F., Karaaslan M., Unal E., Akgöl O., Sabah C., 2014b. Design of polarization- and incident angle-independent perfect metamaterial absorber with interference theory, **Journal of Electronic Materials**. 43, 3949-3953.
- Dincer F., Karaaslan M., Unal E., Akgöl O., Demirel E., Sabah C., 2014c. New generation chiral metamaterials based on rectangular srrs with small and constant chirality over a certain frequency band, **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. 10.1109/TAP.2014.2356206.
- Ding, Y., Guo, P., Cheng, Y., 2012. Giant Optical Activity and Negative Refractive Index in the Terahertz Region Using Complementary Chiral Metamaterials. **Physica Scripta**. 85: 065405.
- Dobson, M.C., Ulaby, F.T., Hallikainen, M.T., El-Rayes, M.A., 1985. Microwave Dielectric Behavior of Wet Soil-Part II: Dielectric Mixing Models. **IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing**, GE-23: 35-46.
- Dolling, G., Wegener, M., Soukoulis, C.M., Linden, S., 2007. Negative-index metamaterial at 780nm wavelength. **Opt. Letters**. 32:53-55.
- Driscoll T., Andreev G. O., Basov D. N., Palit S., Cho S. Y., Jokerst N. M., Smith D. R., 2007. Tuned permeability in terahertz split-ring resonators for devices and sensors. **Appl. Phys. Lett.** 91:062511.
- Ebbesen, T.W., Lezec, H.J., Ghaemi, H.F., Ghaemi, T., Wolff, P.A.1998, Extraordinary optical transmission through sub-wavelength hole arrays, **Nature**. 391: 667-669.
- Eccleston, K. W.,2008. Shunt-loaded fractal-meandered microstrip. 2008 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components Dig., 2008: 67 -70.

- Ekmekci E., Sayan, G. T., 2013. Multi-functional metamaterial sensor based on a broad-side coupled SRR topology with a multi-layer substrate. **Appl Phys A**. 110:189–197.
- Ekmekci, E., Averitt, R. D., Sayan, G. T., 2010. Effects of Substrate Parameters on the Resonance Frequency of Double-Sided SRR Structures Under Two Different Excitations. **Proceedings of Progress in Electromagnetics Research Symposium in Cambridge**, 2010: 538-540.
- Ekmekci, E., Sayan, G. T., 2013. Multi-functional metamaterial sensor based on a broad-side coupled SRR topology with a multi-layer substrate. **Applied Physics A: Materials Science & Processing**, 110: 189-197.
- Esen, M., Ilhan, I., Karaaslan, M., Unal, E., Dincer, F., Sabah, C., 2014. Electromagnetic absorbance properties of a textile material coated using filtered arc-physical vapor deposition method. **J. Ind. Text**, 1528083714534710.
- Factorova, D., 2008. Temperature dependence of biological tissues complex permittivity at microwave frequencies. **Advances in Electrical and Electronic Engineering**. 7: 354-357.
- Faktorová, D., 2006. Microwave Nondestructive Testing of Dielectric Materials. **Advances in Electrical and Electronic Engineering**. 5: 230-233.
- Fang, N., Lee, H., Sun, C., Zhang, X., 2005. Sub-diffraction-limited optical imaging with a silver superlens. **Science**, 308: 534-537.
- Fu, Y. H., Liu, A. Q., Zhu, W. M., Zhang, X. M., Tsai, D. P., Zhang, J. B., Mei, T., Tao, J. F., Guo, H. C., Zhang, X. H., Teng, J. H., Zheludev, N. I., Lo, G. Q., Kwon, D. L., 2011. A Micromachined Reconfigurable Metamaterial via Reconfiguration of Asymmetric Split-Ring Resonators. **Adv. Funct. Mater.** 21:3589–3594.
- Gallas, B., Robbie, K., Abdeddaïm, R., Guida, Yang, G. J., Rivory, J., Priou, A., 2010. Silver square nanospirals mimic optical properties of U-shaped metamaterials. *Opt. Express*, 2: 16335-16344.
- Gokkavas, M., Guven, K., Bulu, I., Aydin, K., Penciu, R. S., Kafesaki, M., Soukoulis, C. M., Ozbay, E., 2006. Experimental demonstration of a left-handed metamaterial operating at 100GHz. **Phys. Rev. B**. 73:193103-4.
- Gomes Neto, A., Gomes D'Assuncao, A., Costa e Silva, J., Nascimento da Silva, A., de Paiva Almeida Ferreira, H., Silva Sousa Lima, I., 2013. Analysis of U-Slot Rectangular Patch FSS. IMOC 2013, 2013: 1-5.
- Grbic, A., Eleftheriades, G., V., 2004. Overcoming the diffraction limit with a planar left-handed transmission-line lens. **Phys. Rev. Lett.** 92:117403.
- Greengard, L., Rokhlin, V., 1987. A fast algorithm for particle simulations. **J. Computational Physcis**. 73:325-348.
- Gu, S., Barrett, J. P., Hand, T. H., Popa, B.-I., Cummer, S. A., 2010. A broadband low-reflection metamaterial absorber. **Journal of Applied Physics**. 108: 064913-6.
- Gu, Y. Y., Zhang, W. X., Ge, Z. C., 2007. Two improved Fabry-Perot resonator printed antennas using EBG superstrate and AMC substrate. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 21: 719–728

- Gunduz, O.T., Sabah, C. 2015. Polarization angle independent perfect multiband metamaterial absorber and energy harvesting application. **Journal of Comp. Elec.** doi: 10.1007/s10825-015-0735-8.
- Haes, A. J., Duyne, R.P., 2002. A nanoscale optical biosensor: Sensitivity and selectivity of an approach based on the localised surface plasmon resonance spectroscopy of triangular silver nanoparticles. **J. Am. Chem. Soc.**, 124: 10596-10604.
- Han, T., C., Rahim, M., K., A., Masri, T., Karim, M., N., A., 2007. Left handed metamaterial design for microstrip antenna application. **Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference**.
- Hasar, U., C., Barroso, J., J., Ertugrul, M., Sabah, C., Cavusoglu, B., 2012. Application of a useful uncertainty analysis as a metric tool for assessing the performance of electromagnetic properties retrieval methods of bianisotropic metamaterials. **Progress In Electromagnetics Research**. 128: 365-380.
- Hawkes, A.M., Katko, A.R., Cummer, S.A. 2013 A microwave metamaterial with integrated power harvesting functionality, **Appl. Phys. Lett.**, 103:163901.
- He X. J., Wang Y., Wang J. M., Gui T. L., 2010. Thin-film sensor based tip-shaped split ring resonator metamaterial for microwave application. **Microsyst. Technol.** 16:1735–1739.
- He, X. J., Wang, Y., Wang, J. M., Gui, T. L., Wu, Q., 2011. Dual-Band Terahertz Metamaterial Absorber With Polarization Insensitivity And Wide Incident Angle. **Progress In Electromagnetics Research**. 115: 381-397.
- Hendry, E., Carpy, T., Johnston, J., Popland, M., Mikhaylovskiy, R., Laphorn, A. J., Kelly, S. M., Barron, L. D., Gadegaard, N., Kadodwala, M., 2010. Ultrasensitive detection and characterization of biomolecules using super chiral fields. **Nature Nanoletters**, 5: 783-787.
- Hill, R. A., Munk, B. A., 1996. The effect of perturbing a frequency selective surface and its relation to the design of a dual-band surface. **IEEE Trans Antennas Propag.**, 44: 368–374
- Hosseini, M., Pirhadi, A., Hakkak, M., 2006. A novel AMC with little sensitivity to the angle of incidence using 2-layer Jerusalem cross FSS. **Progress In Electromagnetics Research, PIER**, 64: 43– 51
- Huang M., Yang J., Sun J., Shi J. and Peng J., 2009. Modelling and analysis of ω -shaped double negative material-assisted microwave sensor. **Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves**. 30:1131–1138.
- Huang, C., Zhao, J., Jiang T., Feng, Y., 2012. Asymmetric transmission of linearly polarized electromagnetic wave through chiral mtm structure. **J. Electromagnet. Wave**. 26:1192-1202.
- Huang, J., Wu, T. K., Lee, S. H., 1994. Tri-band frequency selective surface with circular ring elements. **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 42: 166–175.
- Huang, Y., J, Wen, G., J, Li, J., Zhu, W., R., Wang, P., Sun, Y., H., 2013. Wide-angle and polarization independent metamaterial absorber based on snowflake-shaped configuration. **J. Electromagn. Waves Appl.** 27:552-559.
- Hoppe DJ, Rahmat-Samii Y., 1995, Impedance Boundary Conditions in Electromagnetics. **Taylor & Francis: Washington DC**.

- Iizuka, H., Hall, P., S., 2007. Left-Handed Dipole Antennas and Their Implementations. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. 55:1246-1253.
- Illahi, A., Naqvi, Q.A., 2009. Study of focusing of electromagnetic waves reflected by a PEMC backed chiral nihility reflector using Maslov's method. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, 23: 863-873.
- Ilya, V. S., 2012. Pure nonlinear optical activity in metamaterials. **Applied Physics Letters**, 101: 041911.
- Ishimaru, A., Jaruwatanadilok, S., Kuga, Y., 2005. Generalized surface plasmon resonance sensors using metamaterials and negative index materials. **Progress Electromagn. Res.** 51: 139-152.
- Ishimaru, A., Jaruwatanadilok, S., 2005. Generalized surface plasmon resonance sensors using metamaterials and negative index materials. **Progress Electromagn. Res.** 51: 139-152.
- Jacob, Z., Alekseyev, L.V., Narimanov, E., 2006. Optical hyperlens: Far-field imaging beyond the diffraction limit, **Opt. Express**.14: 8247-8256.
- Johansson, F. S., 1985. Analysis and design of double layer frequency selective surfaces. **IEE Proc. H**, 132: 319-325
- Jung, L.S., Campell, C.T., Chinowsky, T.M., Mar, M.N., Yee, S.S., 1998. Quantitative interpretation of the response of surface plasmon resonance sensors to adsorbed film. **Langmuir**, 14: 5636-5648.
- Karaaslan, M., 2009. Negatif kırılma indisli metamatelzemelerin elde edilmesi, (Doktora Tezi). **Çukurova Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**.
- Karaaslan, M., Bakir, M., 2014. Chiral metamaterial based multifunctional sensor applications, **Progress In Electromagnetics Research**, 149, 55-67.
- Kaya, N., Delihacioglu, K., 2014. The reflection and transmission coefficients from the chiral nihility slab. **Journals of optoelectronics and Advanced Materials**. 16: 859-863.
- Kenanakis, G., Zhao, R., Stavrinidis, A., Konstantinidis, G., Katsarakis, N., Kafesaki, M., Soukoulis, C. M., Economou, E. N., 2012. Flexible chiral metamaterials in the terahertz regime: a comparative study of various designs. **Optical Materials Express**, 2: 1702-1712.
- Kiani, G. I., Olsson, L. G., Karlsson, A., Esselle, K. P., 2010. Transmission of infrared and visible wavelengths through energy-saving glass due to etching of frequency-selective surfaces. **IET Microw. Antennas Propag.**,4: 955-96.
- Kim, I., Morton, M., Bairavas, R., Papapolymerou, J., Tentzeris, M., Yook, J., 2005. Fractal-shaped microstrip coupled-line bandpass filters for suppression of second harmonic, **IEEE Trans. Microw. Theory Tech.**, 53: 2943- 2948
- Kong, S., C., Thomas, Z., M., Chen, X., Wu, B., I., Grzegorzcyk, T., M., Kong, J., A., 2007. Band-stop filter based on a substrate embedded with metamaterials. **Microwave and Optical Technology Letters**, 49: 530-34.
- Kriegler, C., 2010. Bianisotropic photonic metamaterials. **IEEE journal of selected topics in quantum electronics**, 2010: 1-15.
- Lai, Y., Chen, H.Y., Zhang, Z. Q., Chan, C.T., 2009. Complementary media invisibility cloak that cloaks objects at a distance outside the cloaking Shell. **Phys. Rev. Lett.** 102: 093901.

- Lakhtakia, A., 2001. An electromagnetic trinity from negative permittivity and negative permeability. **Int. J. Inf. and Mil. Wav.**, 22: 1731.
- Lallart, M., Guyomar, D., Richard, C., Petit, L., 2010. Nonlinear optimization of acoustic energy harvesting using piezoelectric devices. **J. Acoust. Soc. Am.** 128: 2739–2748.
- Landy, N.I., Sajuyigbe, S., Mock, J.J., Smith, D.R., Padilla, W.J. 2008, Perfect Metamaterial Absorber. **Phys. Rev. Lett.**, 100: 207402.
- Lee, H.J., Yook, J.G., 2008. Biosensing using split-ring resonator at microwave regime. **Appl. Phys. Lett.** 92: 254103:1–254103:3.
- Lee, J., Lim, S., 2012. Bandwidth-enhanced and polarization-insensitive metamaterial absorber using double resonance. **Electron. Lett.** 47: 8-9.
- Lee, J., Yoon, Y. J., Lim, S., 2012. Ultra-thin polarization independent absorber using hexagonal interdigital metamaterial. **ETRI Journal**. 34:126-129.
- Li, M., H., 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.
- Li, L., Yang, Y., Liang, C.H., 2011. A wide-angle polarization-insensitive ultra-thin metamaterial absorber with three resonant modes. **J. Appl. Phys.** 110: 063702-063706.
- Li, Z., Mutlu, M., Ozbay, E., 2013a. Chiral metamaterials - from optical activity and negative refractive index to asymmetric transmission. **Journal of Optics**. 15: 023001-13.
- Lindell, I. V., Sihvola, A.H., Tretyakov, S.A., Viitanen, A.J., 2004. Electromagnetic Waves in Chiral and Bi-isotropic Media. **Artech House, Norwood. M.A.**
- Linden, S., Wegener, M., 2007. Photonic metamaterials. **International Symposium on Signals, Systems and Electronics**: 147–150, Montreal, QC, Canada.
- Link, S., El Sayed, M. A., 1999. Spectral properties and relaxation dynamics of surface plasmon electronic oscillations in gold and silver nanodots and nanorods. **J. Phys. Chem. B.**, 103: 8410-8426.
- Liu, Z., Lee, H., Xiong, Y., Sun, C., Zhang, X., 2007. Optical hyperlens magnifying sub-diffraction-limited object, **Science**. 315: 1686–1687.
- Liu, Z., Lee, H., Xiong, Y., Sun, C. and Zhang, X., 2007. Optical hyperlens magnifying sub-diffraction-limited objects. **Science**. 315:1686.
- Lu, X., Zhang, L., Zhang, T., 2015. Nanoslit-microcavity-based narrow band absorber for sensing applications. **Optics Express**, 23: 20715-20720.
- Luo, G. Q., Hong, W., Tang, H. J., Chen, J. X., Sun, L. L., 2007. Triband frequency selective surface with periodic cell perturbation. **IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.**, 17: 436-438.
- Luo, G. Q., Hong, W., Tang, H. J., Chen, J. X., Wu, T. K., 2007. Dual-band frequency-selective surfaces using substrate-integrated waveguide technology. **IET Microw. Antennas Propag.**, 1: 408–413
- Luukkonen, O., Maslovski, S., I., Tretyakov, S., A., 2011. A Stepwise nicolson–ross–weir-based material parameter extraction method. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**. 10: 1295-1298.

- Ma, D., Zhang, W. X., 2007. Mechanically tunable frequency selective surface with square-loop-slot elements. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, 21: 2267–2276.
- Maci, S. 2010. A Cloaking Metamaterial Based on an Inhomogeneous Linear Field Transformation. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**. 58: 1136-1143.
- Melik R., Unal E., Perkgoz N. K., Puttlitz C. and Demir H. V., 2009. Flexible metamaterials for wireless strain sensing. **Applied Physics Letters**. 95:181105.
- Melik, R., Unal, E., Perkgoz, N. K., Santoni, B., Kamstock, D., Puttlitzand, C., Demir, H.V., 2010. Nested Metamaterials for Wireless Strain Sensing. **IEEE Journal of Selected Topics In Quantum Electronics**, 16: 450-458.
- Melik, R., Unal, E., Perkgoz, N.K., Puttlitz, C., Demir, H.V., 2010. Metamaterial based telemetric strain sensing in different materials. **Opt. Express**, 18:5000–5007.
- Melville, D., Blaikie, R., 2005. Super-resolution imaging through a planar silver layer. **Opt. Express**. 13: 2127-2134.
- Meng, F., Wu, Q., Erni, D., Wu, K., Lee, J. C., 2012. Polarization-Independent Metamaterial Analog of Electromagnetically Induced Transparency for a Refractive-Index-Based Sensor. **IEEE transactions on microwave theory and techniques**, 60: 3013-3022.
- Michalet, X., Kapanidis, A.N., Laurence, T., Pinaud, F., Doose, S., Pflughoefft, M., Weiss, S., 2003. The power and prospects of fluorescence microscopies and spectroscopies. **Annu. Rev. Biophys Biomol Struct**. 32: 161–182.
- Mingyun, L., Minjie, H., Zhe, W., 2009. Design of multi-band frequency selective surfaces using multi-periodicity combined elements. **J. Syst. Eng. Electron.**, 20: 675–680
- Mitra, R., Chan, C. H., Cwik, T., 1988. Techniques for analysing frequency selective surfaces – a review. **Proc. IEEE**, 76: 1593–1615
- Mohammadian, A. H., Shankar, V., Hall, W. F., 1991. Computation of electromagnetic scattering and radiation using a time-domain finite-volume discretization procedure. **Computer Physics Communications**. 68:175-196.
- Mok, T. S., Allam, A. M., Vardaxoglou, J. C., Parker, E. A., 1988. Curved and plane frequency selective surfaces: a study of two offset subreflectors. **J. Instn. Electron. & Radio Engrs**. 58: 284-290.
- Munk, B. A., 2000. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. **Wiley-Interscience**, New York.
- Naqvi, Q. A., 2009. Fractional dual solutions in grounded chiral nihility slab and their effect on outside fields. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, 23: 773-784.
- Nelson, S. O., 1984. Density dependence of the dielectric properties of wheat and whole-wheat flour. **Journal of Microwave Power**, 19: 55-64.
- Nelson, S.O. 1988, Estimating the permittivity of solids from measurements on granular or pulverized materials in Microwave Processing of Materials. **Materials Research Society Symposium Proceedings**. 124: 149-158
- Nelson, S.O. 2001. Measurement and calculation of powdered mixture permittivities. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. 50: 1066-1070.

- Nelson, S.O., 1984. Density dependence of the dielectric properties of wheat and whole-wheat flour. *Journal of Microwave Power*. 19: 55-64.
- Nelson, S.O., 1996. Determining dielectric properties of coal and limestone by measurements on pulverized samples. **Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy**, 31: 215-220.
- Nelson, S.O., 2001. Measurement and calculation of powdered mixture permittivities. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 50: 1066-1070.
- Nelson, S.O., 2005. Useful Relationships between Dielectric Properties and Bulk Densities of Granular and Powdered Materials. vol. 54(5), pp. 2033-2040, 2005
- Nicolson, A., M., Ross, G., F., 1970. Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques. **IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement**. 19: 377-382.
- Nikooei Tehrani, K., Abdolali, A., Zarifi, D., Hojjat-Kashani, F., 2013. Application of chiral layers and metamaterials for the reduction of radar cross section, **Progress In Electromagnetics Research**. 137, 759-773.
- O'Hara, J.F., Singh, R., Brener, I., Smirnova, E., Han, J.G., Taylor, A.J., Zhang, W.L., 2008. Thin-film sensing with planar terahertz metamaterials: Sensitivity and limitations. **Opt. Express**, 16: 1786-1795.
- Ou, J.Y., Plum, E., Jiang, L., Zheludev, N.I., 2011. Reconfigurable photonic metamaterials. **Nano Lett**, 11: 2142-2144.
- Orfanidis, S. 2014. *Electromagnetic Waves and Antennas*, **ECE Department Rutgers University**.
- Panpradit, W., Sonsilphong, A., Soemphol, C., Wongkasem, N., 2012. High negative refractive index in chiral metamaterials, **J. Optics**. 14, 075101-14.
- Park, J. W., Tuong, P. V., Rhee, J. Y., Kim, K. W., Jang, W. H., Choi, E. H., Chen, L. Y., Lee, Y. P., 2013. Multi-band metamaterial absorber based on the arrangement of donut-type resonators. **Optics Express**. 21: 9691-9702.
- Parker, E. A., Vardaxoglou, J. C., 1985. Plane-wave illumination of concentric ring frequency-selective surfaces. **Proc. Inst. Electr. Eng. Microw. Opt. Antennas**, 132: 176-180
- Pendry, J.B., Schuriand, D., Smith, D.R., 2006. Controlling electromagnetic fields. **Science**, 312: 1780-1782.
- Pendry, J. B., 2000. Light runs backwards in time. **Phys. World**. 13: 27.
- Pendry, J. B., 2000. Negative refraction makes perfect lens. **Phys. Rev. Lett.**, 85: 3966.
- Pendry, J. B., 2000. A chiral route to negative refraction, **Science**. 306, 1353-1355.
- Pendry, J., B., Holden, A., J., Robbins, D., J., Stewart, W., J., 1999. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. 47:2075-2084.
- Pendry, J., B., Holden, A., J., Stewart, W., J., Youngs, I., 1996. Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures. **Physical Review Letters**. 76:4773-4776.
- Plum, E., 2010. Chirality and metamaterials, **University of Southampton Faculty of Engineering, Science and Mathematics Optoelectronics Research Centre**, PhD. Thesis.

- Plum, E., Fedotov, V. A., Zheludev, N. I., 2009b. Planar metamaterial with transmission and reflection that depend on the direction of incidence. **Appl. Phys. Lett.** 94: 131901-3.
- Plum, E., Fedotov, V. A., Zheludev, N. I., 2011. Asymmetric transmission: a generic property of two-dimensional periodic patterns. **Journal of Optics.** 13: 024006.
- Plum, E., Zhou, J., Dong, J., Fedotov, V., Koschny, T., Soukoulis, C., M., Zheludev, N., 2009a. Metamaterial with negative index due to chirality, **Phys. Rev. B.** 79, 035407.
- Qing, A., 2006. Vector spectral-domain method for analysis of frequency selective surfaces. **Progress In Electromagnetics Research, PIER**, 65: 201–232.
- Qing, A., Lee, C. K., 2001. An improved model for full wave analysis of multilayered frequency selective surfaces with gridded square element. **Progress In Electromagnetics Research, PIER**, 30: 285-303
- Ramahi, O. M., AlMoneef, T. S., AlShareef, M., Boybay, M. S., 2012. Metamaterial particles for electromagnetic energy harvesting. **Appl. Phys. Lett.** 101: 173903.
- Sabah C., Roskos H. G., 2012a. Terahertz sensing application by using planar split-ring-resonator structures, **Microsyst Technol.** 18:2071–2076.
- Sabah C., Roskos H. G., 2013a. Broadside-coupled triangular split-ring-resonators for terahertz sensing. **Eur. Phys. J. Appl. Phys.** 61:30402.
- 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.
- Sabah, C., Thomson, M.D, Meng, F., Tzanova, S., Roskos, H.G. 2010. Terahertz propagation properties of free-standing woven-steel-mesh metamaterials: Pass-bands and signatures of abnormal group velocities. **Journal of Applied Physics.** 110: 064902-064902.
- Sabah, C., 2012. Electric and magnetic excitations in anisotropic broadside-coupled triangular-split-ring resonators. **Applied Physics A.** 108: 457-463.
- Sabah, C., Dincer, F., Karaaslan, M., Unal, E., Akgol, O., 2014. Polarization-Insensitive FSS based Perfect Metamaterial Absorbers in GHz and THz Frequencies, **Radio Science**, 49: 306-314.
- 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.
- 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.
- Sabah, C., Roskos, H., G., 2011. Numerical and experimental investigation of fishnet-based metamaterial in a X-band waveguide. **Journal of Physics D: Applied Physics.** 44: 255101.

- Sabah, C., Uckun, S., 2008. Triangular split ring resonator and wire strip to form new metamaterial. **Proceedings of XXIX General Assembly of the International Union of Radio Science**, Chicago, Illinois, USA.
- Salehi, M., Behdad, N., 2008. A second-order dual X-/Ka-band frequency selective surface. **IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.**, 18: 785–787.
- Sanders, G.H., Manz, A., 2000. Chip-based microsystems for genomic and proteomic analysis. **Trends Anal. Chem.** 19: 364–378.
- Scarborough, C.P, Jiang, Z.H, Werner, D.H., Rivero-Baleine, C., Drake, C. 2012. Experimental demonstration of an isotropic metamaterial super lens with negative unity permeability at 8.5MHz. **Applied Physics Letters**. 101:014101-014104.
- Schennum, G. H., 1973. Frequency-selective surfaces for multiple frequency antennas. **Microw. J.**, 16: 55–57
- Schueler, M., Mandel, C., Puentesand, M., Jakoby, R., 2012. Metamaterial inspired microwave sensors. **IEEE Microwave Magazine**, 13: 57–68.
- Schurig, D., Mock, J., J., Justice, B., J., Cummer, S., A., Pendry, J., B., Starr, A., F., Smith, D., R., 2006. Matematerial electromagnetic cloak at microwave frequencies. **Science**. 314: 977-980.
- 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: 977-980.
- Schwaiger, S., Bröll, M., Krohn, A., Stemmann, A., Heyn, C., Stark, Y., Stickler, D., Heitmann, D., Mendach, S., 2009. Rolled-Up Three-Dimensional Metamaterials with a Tunable Plasma Frequency in the Visible Regime. **Phys. Rev. Lett.** :102:163903.
- Shadrivov, I.B., Kozyrev, A.B., Weide, D.W., Kivshar, Y.S. 2008. Tunable transmission and harmonic generation in nonlinear metamaterials. **Appl. Phys. Lett.** 93: 161903.
- Shelby, R., A., Smith, D., R., Schultz, S., 2001. Experimental verification of a negative index of refraction. **Science**. 292:77-79.
- Shen, N., H., Zhang, L., Koschny, T., Dastmalchi, B., Kafesaki, M., Soukoulis, C., M., 2012. Discontinuous design of negative index metamaterials based on mode hybridization. **Applied Physics Letters**. 101: 081913-3.
- Shrekenhamer, D., Chen, W.C., Padilla, W.J. 2013. Liquid Crystal Tunable Metamaterial Absorber. **Phys. Rev. Lett.** 2: 275-279.
- Smith, D. R., D. C. Vier, T. Koschhy, and C. M. Soukoulis, 2005. Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials. **Phys. Rev. E**. 71:036617.
- Smith, D. R., S. Schultz, P. Markos, C. M. Soukoulis, 2002. Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients. **Phys. Rev. B**. 65:195104.
- Smith, D., R., Kroll, N., 2000. Negative refraction index in left-handed materials. **Phys. Rev. Lett.** 85:2933–2936.
- Smith, D.R., Pendry, J.B., Wiltshire, M.C.K., 2004. Metamaterials and negative refractive index. **Science**. 305: 788–792.

- Solinas, T., Lampel, S., Stilgenbauer, S., Nickolenko, J., Benner, A., Dohner, H., Cremer, T., Lichter, P., 1997. Matrix-based comparative genomic hybridization, **Genes Chromosomes Cancer**. 20: 399–407.
- Song, X.-H., Wu, W.-Y., Shen, T.-G., Zhou, Y.-Q., 2011. Investigation of a patch antenna based on I-shaped left-handed material. **Optik**. 122:1426-1429.
- Sonsilphong, A., Wongkasem, N., 2012. Three-Dimensional Artificial Double Helices With High Negative Refractive Index. **Journal of Optics**, 14: 105103.
- Soukoulis, C. M., Lindenand, S., Wegener, M., 2007. NegativeRefractive Index at Optical Wavelengths. **Science**, 315: 47-49.
- Soukoulis, C. M., Wegener, M., 2011. Past Achievements and Future Challenges in 3D Photonic Metamaterials. **Nature Photonics**, 5: 523-530.
- Sun, J., Liu, L., Dong, G., Zhou, J., 2011. An extremely broad band metamaterial absorber based on destructive interference. **Opt. Express**. 19: 21155-21162.
- Taflove, A., Hagness, S. C., 2000. Computational Electrodynamics: The finite-difference time-domain method. **Artech House, Boston, London**, 2000.
- Tang, W., He, X., Pan, T., Chow, Y. L., 2006. Synthetic asymptote formulas of equivalent circuit components of square spiral inductors. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, 20: 215–226
- Tao, H., Bingham, C. M., Pilon, D., Fan, K., Strikwerda, C. M., Shrekenhamer, D., Padilla, W. J., Zhang, X., Averitt, R. D., 2010. A dual band terahertz metamaterial absorber. **J. Phys. D: Appl. Phys.** 43: 225102-5.
- Tennant, A., Chambers, B., 2004. A single-layer tunable microwave absorber using an active-fss. **IEEE Microw. Wirel.Compon.Lett.**,14:46-47.
- Thoma, P., Weiland, T., 1995. A subgridding method in combination with the finite integration technique. Microwave Conference
- Tinoco I.Jr. and Freeman P. (1957). The optical activity of oriented copper helices. I. Experimental. **Journal of Physical Chemistry**, 61, 1196–1200.
- Tiuri, M., Sihvola, A., Nyfors, E., 1982. Microwave Sensor for Snowpack Wetness and Density Profile Measurement. **Microwave Conference, 1982. 12th European**, 1982: 157-160.
- Trabelsi, S., Nelson, S. O., 2010. Microwave sensor for simultaneous and nondestructive determination of moisture content and bulk density of granular materials. **Proceedings of the 40th European Microwave Conference**, 2010: 493-496.
- Tretyakov, S., Nefedov, I., Sihvola, I., Maslovski, S., 2003, A metamaterial with extreme properties: The chiral nihility, **Progress In Electromagnetics Research Symposium**, 468, Honolulu, Hawaii, USA, Oct. 13-16.
- Tretyakov, S., Nefedov, I., Sihvola, A., Maslovski, S., Simovski, C., 2003. Waves and energy in chiral nihility. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, 17: 695–706.
- Tretyakov, S., Sihvolaand, A., Jylhä, L., 2005. Backward-wave regime and negative refraction in chiral composites. **Photonics and Nanostructures Fundamentals and Applications**, 3: 107-115.

- Turkmen, O., Ekmekci, E., Sayan, G. T., 2011. Miniaturization of U-shaped multi-band metamaterial structures. **General Assembly and Scientific Symposium**, 2011: 1-4
- Tuz, V.R., Qiu, C.W., 2010. Semi-Infinite Chiral Nihility Photonics: Parametric Dependence, Wave Tunneling And Rejection, **Progress In Electromagnetics Research**, 103: 139-152.
- Unal, E., Karaaslan, M., Ozdemir, E., 2010. Optimization of elliptically designed patch mushrooms and investigation of low profile dipole antenna – HIGP interaction, **Optoelectron. Adv. Mat.** 4, 1898-1900.
- Vardaxoglou, J. C., Hossainzadeh, A., Stylianou, A., 1993. Scattering from two layer FSS with dissimilar lattice geometries. **IEE Proc. H, Microw. Antennas Propag.**, 140: 59–61
- Veselago, V., G., 1967. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . **Soviet Physics Uspekhi**. 10:509–514.
- Vishvakarma, R.B., Raid, C.S., 1993. Measurement of complex dielectric constant of sand and dust particles as a function of moisture content. **European Microwave Conference**. 23: 568-570.
- Wang, B., Koschny, T., Soukoulis, C. M., 2009a. Wide-angle and polarization-independent chiral metamaterial absorber. **Physical Review B**. 80: 033108-4.
- Wang, B., Koschny, T., Soukoulis, C.M. 2009b. Wide-angle and polarization-independent chiral metamaterial absorber. **Phys. Rev. B**. 80: 033108-033111.
- Wang, B., Zhou, J., Koschny, T., Soukoulis, C., M., 2009c. Nonplanar chiral metamaterials with negative index, **Appl. Phys. Lett.** 94, 151112-5.
- Wang, S. S., Gao, J. S., Feng, X. G., Zhao, J. L., 2011. Design methods of Y apertures fractal FSS. **Optics and Precision Engineering**, 19: 959-966.
- Wanghuang, T., Chen, W., Huang, Y., Wen, G. 2013. Analysis of metamaterial absorber in normal and oblique incidence by using interference theory. **AIP Advances**. 3: 102118.
- Webb, S.E.D., Roberts, S.K., Needham, S.R., Tynan, C.J., Rolfe, D.J., Winn, M.D., Clarke, D.T., Fernandez, M.L., 2008. Single-molecule imaging and fluorescence lifetime imaging microscopy show different structures for high- and low-affinity epidermal growth factor receptors in A431 cells. **Biophys. J**. 94: 803–819.
- Wei, Z., Cao, Y., Fan, Y., Yu, X., Li, H., 2011. Broadband polarization transformation via enhanced asymmetric transmission through arrays of twisted complementary split-ring resonators. **Applied Physics Letters**. 99:221907-3.
- Weiland, T., 1977. A discretization model for the solution of maxwell's equations for six-component fields. **Electron. Commun.** 31:116-120.
- Weiland, T., 1996. Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods. **International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields**. 3:295-319.
- Weile, D. S., Michielssen, E., 1999. Design of doubly periodic filter and polarizer structures using a hybridized genetic algorithm. **Radio Science**, 34: 51–63.
- Weiren, Z., Ivan, D., Malin, P., 2014, Polarization Conversion in U-Shaped Chiral Metamaterial with Four-Fold Symmetry Breaking. **J. Appl. Phys.** 115: 143101.

- Wen, Q.Y., Zhang, H.W., Yang, Q.H., Chen, Z., Long, Y., Jing, Y.L., Lin, Y., Zhang, P.X. 2012. A Tunable Hybrid Metamaterial Absorber Based On Vanadium Oxide Films, **Journal of Physics D. App. Phys.** 45: 235106.
- Willems, K. A., Dwyne, R. P., 2007. Localised surface plasmon resonance spectroscopy and sensing. **Ann. Rev. Phys. Chem.**, 58: 267–297.
- Withayachumnankul, W., Jaruwongrunsee, K. C., Tuantranont, A., Fumeaux, C., Abbott, D., 2013. Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization, **Sensors and Actuators A**.189, 233– 237.
- Wongkasem, N., Kamtongdee, C., Akyurtlu, A., Marx, K., 2010. Artificial multiple helices: polarization and EM properties. **Journal of Optics**, 12: 075102.
- Wu, C., Jiang, G. X., 2007. Stabilization procedure for the time domain integral equation **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**, 21: 1507–1512.
- Wu, T. K., Lee, S.W., 1994. Multiband frequency surface with multiring patch elements. **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 42: 1484–1490
- Xiong, X., Sun, W. H., Bao, Y. J., Peng, R. W., Wang, M., Sun C., Lu, X., Shao, J., Li, Z. F., Ming, N. B., 2010. Construction of Chiral Metamaterial with U-Shaped Resonator Assembly. **Physical Review B**, 81: 075119.
- Xu, R., Zhao, H., Zong, Z., Wu, W., “Dual-band capacitive loaded frequency selective surfaces with close band spacing,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, 2008, 18, pp. 782–784
- Yahaya, N.Z., Abbas, Z., Ismail, M.A, Mohd, B., 2012, Permittivity models for determination of moisture content in Hevea Rubber Latex. **PIERS Proceedings**, 27-30
- Yan, S., Vandenbosch, G. A. E., 2012. Increasing the nri bandwidth of dielectric sphere-based metamaterials by coating. **Progress In Electromagnetics Research**. 132: 1-23.
- Yang J. J., Huang M., Xiao Z. & Peng J. H., 2010. Simulation and analysis of asymmetric metamaterial resonator-assisted microwave sensor. **Mod. Phys. Lett. B**. 24:1207–1215.
- Yang, J. J., Huangand, M., Sun, J., 2011. Double negative metamaterial sensor based on micro ring resonator. **IEEE Sensor**, 11: 2254–2259.
- Yang, J., Huang, M., Lan, Y., Li, Y., 2012. Microwave sensor based on a single stereo-complementary asymmetric split resonator. **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, 22: 545–551.
- Yang J. J., Huang M., Tang H., Zeng J. and Dong L., 2013. Metamaterial sensors, **International Journal of Antennas and Propagation**. 2013:1-16.
- Ye, Y., He, S., 2010. 90° polarization rotator using a bilayered chiral metamaterial with giant optical activity. **Applied Physics Letters**. 96:203501-3.
- Yen, T. J., Padilla, W. J., Fang, N., Vier, D. C., Smith, D. R., Pendry, J. B., Basov, D. N., Zhang, X., 2004. Terahertz magnetic response from artificial materials. **Science**. 303:1494-1496.
- Yilmaz, A., Sabah, C., 2013. Diamond-shaped hole array in double-layer metal sheets for negative index of refraction. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications**. 27:413-420.

- Yong-Zhi, C., Rong-Zhou, G., Yan, N., Xian, W., 2012. A wideband metamaterial absorber based on magnetic resonator loaded with lumped resistors. **Chin. Phys. B**, 21: 127801.1-127801-6.
- Zhang, S., Fan, W., Panoiu, N. C., Malloy, K. J., Osgood, R. M., Brueck, S. R. J., 2005. Experimental demonstration of near-infrared negative-index metamaterials. **Phys. Rev.Lett.** 95:137404-4.
- Zhao, R, Zhang, L., Zhou, J., Koschny, T., Soukoulis, C., M., 2011. Conjugated gammadion chiral metamaterial with uniaxial optical activity and negative refractive index, **Phys. Rev. B**. 83, 035105-4.
- Zhao, J., Cheng, Q., Chen, J., Qi, M.Q., Jiang, W.X., Cui, T.J. 2013. A tunable metamaterial absorber using varactor diodes. **New Journal of Physics**. 15: 1-11.
- Zheng, G., Kishk, A. A., Glisson, A. W., Yakovlev, A. B., 2006. Implementation of Mur's absorbing boundaries with periodic structures to speed up the design process using finite-difference time-domain method. **Progress In Electromagnetics Research, PIER**, 58: 101–114.
- Zheng, Y., Meyer, G., Lanagan, M., Dinesh, A., Jiping, C., 2013. A study of water sorption effects on the microwave dielectric properties. **Materials Letters**. 95: 157-159.
- Zhu, C., Liang, C. H., Chen, L., 2008. A novel left-handed material composed of triangular open-loop resonators. **International Workshop on Metamaterials**, 188-190.
- Zhu, C., Ma, J.-J., Chen, L. and Liang, C.-H., 2009. Negative index metamaterials composed of triangular open-loop resonator and wire structures. **Microwave and Optical Technology Letters**, 51:2022-2025.
- 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.
- Zhu, N., Ziolkowski, R.W., Xin, H., 2011. A metamaterial-inspired, electrically small rectenna for high-efficiency low power harvesting and scavenging at the GPS L1 frequency. **Appl. Phys. Lett.**, 99: 114101.
- Zhu, B., Feng, Y., Zhao, J., Huang, C., Wang, Z., Jiang, T. 2010. Polarization modulation by tunable electromagnetic metamaterial reflector / absorber. **Opt. Express**. 18: 23196-23203.
- Ziolkowski, W., Jin, P., 2010. Broadband, efficient, electrically small metamaterial-inspired antennas facilitated by active near-field resonant parasitic elements. **IEEE Trans. Antennas Propag.**, 58: 318-327.

ÖZGEÇMİŞ

1978 yılında Kayseri’de doğdu. 2001 yılında Marmara Üniversite Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü, Elektronik ve Haberleşme Öğretmenliği Anabilimdalından Mezun oldu. 2010 Yılında Sakarya Üniversitesi, Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilimdalında Yüksek Lisansını tamamladı, 2012 yılında Mustafa Kemal Üniversitesi, Enformatik Anabilim Dalı’nda doktora programına başladı. Halen Kilis Mesleki ve Teknik Anadolu Lisesi’nde Bilişim Teknolojileri Öğretmeni olarak görev yapmaktadır.

Chiral Metamaterial Based Multifunctional Sensor Applications

Muharrem Karaaslan and Mehmet Bakir*

Abstract—In this work, sensor abilities of a chiral metamaterial based on split ring resonators with double splits (SRDS) are demonstrated both theoretically and experimentally in X band range. This study is based on transmission measurements and simulations monitoring the resonance frequency changes with respect to the thickness of the sensing layer and permittivity values. Experimental and simulated results show that the resonance frequency of the chiral metamaterial based SRDS sensor is linearly related to the permittivity and the thickness of the sensor layer which creates a suitable approach for sensing environment and organic parameters. When the sensor layer filled with the related material, changes in the tissue temperature, sand humidity and calcium chloride density lead to resonance frequency changes. The physical mechanisms are explained by using both equivalent circuit model and the fundamental sensitivity theorem of chiral sensors. This is the first study investigating a sensing mechanism based on the chiral metamaterials in X band range.

1. INTRODUCTION

Researchers produce an artificial micro-sized medium such as left-handed materials (LHMs) by using micro- and nano-fabrication techniques in order to manage electromagnetic (EM) waves in controllable way. LHMs, a subset of the metamaterials, are based on arrays of classical plasmonic resonators which have been designed to acquire simultaneous negative permittivity and negative permeability values providing negative refraction. The LHMs are man-made materials showing extraordinary characteristics that cannot be found in nature [1, 2]. In this case, a split-ring resonator (SRR) structure which has been used more than a decade in order to produce magnetic response in various types of metamaterials from microwave to optical region is artificially produced. The SRR type metamaterials can be used to create strong magnetic coupling among the EM fields which cannot be available in conventional methods. There are some studies realizing magnetic resonances by using different SRR configurations in literature [3–12]. SRR topology consists of more than one coupled SRR unit cell. This feature provides mutual inductance and capacitance effects at the resonance frequency according to their positions [13].

In a chiral medium, an electric field causes magnetic polarization, and a magnetic field induces an electrical polarization which is defined as magneto-electric coupling [14]. When a metamaterial involves chiral inclusions, it can be considered as a chiral metamaterial meaning that the effective chirality admittance (ζ) is non-zero. Wave propagation properties in a chiral metamaterials demonstrate that the negative refraction can be obtained with a strong chirality without requiring negative ϵ or μ [15, 16].

Metamaterial studies have reached an advanced level due to a continual progress in design and fabrication of metamaterials on micro- and nano-scale levels. Due to the relation between metamaterial science and sensing technology, new scientific and technological applications have been developed in this particular field. Furthermore, considerable advances have been realized on the metamaterial based sensors which lead to detecting information of a substance and a situation. The metamaterial based sensors which generally have SRRs are developed for the observation of environmental parameters

Received 1 July 2014, Accepted 14 August 2014, Scheduled 28 August 2014

* Corresponding author: Mehmet Bakir (mehmet.bakir@gmail.com).

The authors are with the Department of Electrical and Electronics Engineering, Mustafa Kemal University, Iskenderun, Hatay 31200, Turkey.

U-shaped frequency selective surfaces for single- and dual-band applications together with absorber and sensor configurations

Mehmet Bakir¹ , Kemal Delihacioglu², Muharrem Karaaslan¹, Furkan Dincer², Cumali Sabah³

¹Department of Electrical and Electronics Engineering, Iskenderun Technical University, Iskenderun, Hatay, Turkey

²Department of Electrical and Electronics Engineering, Kilis 7 Aralik University, Kilis, Turkey

³Department of Electrical and Electronics Engineering, Middle East Technical University, Northern Cyprus Campus, Kalkanli, Guzelyurt, TRNC, Mersin 10, Turkey

✉ E-mail: mehmet.bak@gmail.com

Abstract: In this study, the frequency selective surface (FSS), absorbance and sensing applications of new unit cells comprised of single, double and quad U-shaped metallic elements are numerically and experimentally investigated. The numerical results are realised by using finite integration technique-based electromagnetic simulation software, CST Microwave Studio. Experimental results are obtained by means of Agilent N5234A PNA-L vector network analyser. The simulated and measured results of U-shaped FSSs are carried out by using two different ways; periodic unit cell and waveguide boundary conditions. The single and quad U-shaped FSS elements show a single band-stop filter property, whereas the double U-shaped FSS shows a dual-frequency band-stop filter behaviour. Absorber and sensor applications of the proposed U-shaped FSSs are illustrated both numerically and experimentally. The three types of U-shaped FSS structures show a narrowband absorbance which has potential in biomedical and sensing applications. Single and dual absorber characteristics are observed with a 90% absorbance. For the sensor configuration, 800 MHz bandwidth is obtained for sensing different materials showing that it is possible to realise different microwave sensor studies in industries of food and agriculture. Simulated and measured results are compared for FSS, absorber and sensor configurations, and the results show a good agreement with each other.

1 Introduction

Frequency selective surfaces (FSSs) are periodically arranged structures that are composed of metallic elements (resonators) and they act as band-pass or band-stop filters in different frequency regimes [1]. These surfaces are usually produced by printed circuit technology and their characteristics are determined by their shapes and periodic spacing of the conducting elements. FSSs have large number of application areas in electromagnetic spectrum such as reduction of military targets in the radar cross-section, interference elimination in wireless environments, spatial filtering, radar domes, satellite communications, antenna reflectors, quasi-optical filters, polarisers and switches [2–7]. FSS structures show low-pass, high-pass and band-pass or band-stop filter characteristics according to their design parameters. Recently, the use of FSS has increased in the antenna systems due to different reasons such as the gain and directivity enhancement, isolation of multi-port elements and so on. Furthermore, they are also used to maintain the purity of the incoming wave at the receiving antenna. Together with the frequency response of the FSS structure, it is also important that the sensitivity to angle of the incidence of the electromagnetic wave and its polarisation.

FSS designs are generally composed of resonators that have one or more layers of specially designed metallic elements [8–10]. These designs can be circle, square, patch and so on, according to the purpose of usage and frequency band [11–18]. FSSs, composed of conventional metallic resonators, have a single-band characteristic due to the coupling within resonators. For some applications, the multi-band FSSs have been used if multiple independent transmission or reflection bands are required [19]. Multi-band FSSs can be designed by using layering technique which is first used in [20, 21] later in [22]. Other techniques can be listed as perturbation technique [23], multi-resonant elements [24], single-layer FSS with different elements in periodic cells [25–28] and substrate integrated waveguide technology [29]. Fractal

structures are also used in FSSs for multi-band operations [30, 31]. Since conventional multi-band FSS structures have largely spaced operation bands, they cannot be used in multi-band FSSs that must have closely located channels in the frequency domain. This problem was solved by using two neighbour capacitive loaded ring slot resonators [32]. These usages have some problems such as dependency to capacitors, requirement of large number of loading elements. Another solution was proposed by using multi-layered structure in [33]. Owing to its layered design, it has production and practicability disadvantages. Due to the explained disadvantages, U-shaped FSS was proposed in [34] that make use of U-shaped resonators which have a T-shaped resonator for a dual-band operation. U-shaped resonators have been used in a wide variety of applications from FSS to metamaterials [35–43] for different purposes in different frequency regimes.

In this study, as shown in Fig. 1, the FSS, absorbance and sensing applications of three different unit cell configurations comprised of novel U-shaped metallic elements placed on a low-loss dielectric substrate are investigated. The first design is composed of a single U-shaped unit cell while the second one consists of two nested U-shapes. The quad U-shaped structure is different from the others since it is a group of FSS that is composed of four U-shaped elements rotated by 90° in clockwise direction. The transmission characteristics of U-shaped FSS structures are realised both numerically and experimentally. The experimental results are carried out by two ways; waveguide-based and periodic unit cell-based. The three constructions have different FSS characteristics and single and double resonances are observed for the single and double U-shaped structures, respectively. Due to the symmetry considerations, the quad U-shaped FSS has a polarisation independency. In addition to the FSS characteristics, the absorber and sensor applications of the U-shaped structures are also studied. An absorbance of 90% is obtained for the single and double U-shaped FSSs. For sensor applications, the transmission coefficients are plotted for various materials placed behind the FSS

Optical Engineering

OpticalEngineering.SPIEDigitalLibrary.org

Perfect metamaterial absorber-based energy harvesting and sensor applications in the industrial, scientific, and medical band

Mehmet Bakir
Muharrem Karaaslan
Furkan Dincer
Kemal Delihacioglu
Cumali Sabah

SPIE.

Downloaded From: <http://opticalengineering.spiedigitallibrary.org/> on 09/15/2015 Terms of Use: <http://spiedigitallibrary.org/ss/TermsOfUse.aspx>



Biosensor applications of chiral metamaterials for marrowbone temperature sensing

Cumali Sabah, Furkan Dincer, Muharrem Karaaslan, Mehmet Bakir, Emin Unal & Oguzhan Akgol

To cite this article: Cumali Sabah, Furkan Dincer, Muharrem Karaaslan, Mehmet Bakir, Emin Unal & Oguzhan Akgol (2015) Biosensor applications of chiral metamaterials for marrowbone temperature sensing, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 29:17, 2393-2403, DOI: [10.1080/09205071.2015.1084894](https://doi.org/10.1080/09205071.2015.1084894)

To link to this article: <http://dx.doi.org/10.1080/09205071.2015.1084894>



Published online: 06 Oct 2015.



Submit your article to this journal 



Article views: 89



View related articles 



View Crossmark data 