

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

METAMATERYAL KATKILI DALGA KILAVUZU UYGULAMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

İsa TOKGÖZ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

OCAK 2022

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

METAMATERYAL KATKILI DALGA KILAVUZU UYGULAMALARI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**İsa TOKGÖZ
(504181319)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ali YAPAR

OCAK 2022

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 504181319 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **İsa TOKGÖZ**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**METAMATERYAL KATKILI DALGA KILAVUZU UYGULAMALARI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Ali YAPAR**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Serkan ŞİMŞEK**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Yasemin ALTUNCU
Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi

Teslim Tarihi : 17 Aralık 2021
Savunma Tarihi : 14 Ocak 2022





Aileme,



ÖNSÖZ

Tez çalışmalarım süresince benden hiçbir desteği esirgemeyen tez danışmanım sayın Prof. Dr. Ali YAPAR'a, çalışmalarım sırasında teknik anlamda benimle bilgilerini paylaşan TÜBİTAK BİLGEM'den iş arkadaşım Oğuz KOÇER'e ve her türlü manevi desteği gösteren Proje Liderim Sayın Alican UYSAL'a teşekkür ederim. Yüksek Lisans eğitim ve tez yazma süreci boyunca yanımda olan aileme de teşekkür ederim.

Aralık 2021

İsa TOKGÖZ
Elektronik ve Haberleşme Mühendisi



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Literatür Araştırması	2
1.2 Tezin Kısımları.....	4
2. DALGA KILAVUZLARI VE UYGULAMA ALANLARI.....	5
2.1 İçi Boş Dalga Kılavuzu	5
2.2 Dalga Kılavuzu Modları ve Uygulamaları	6
3. METAMALZEMELER VE ÖZELLİKLERİ.....	17
3.1 Metamalzemeler	17
3.2 Geri Dalgalar ve Negatif Kırılma	20
3.3 Negatif İşaretli Malzemeler.....	21
3.4 Tarihsel Süreçte Rezonatör Tasarımları	24
3.5 Rezonatör Tasarımları ve Eşdeğer Devre Modelleri	31
4. METAMATERYAL İÇİNDE DALGA KILAVUZU UYGULAMALARI	33
4.1 Dalga Kılavuzu içerisine Yerleştirilen Rezonatör Dizisi ve Davranışı	33
4.2 Yüzey Algılama için Kullanılan Açık Uçlu Kılavuzda Rezonatörler ile Tasarım Modelleri	39
4.2.1 Farklı sensör tasarımlarının incelenmesi.....	39
4.2.2 Hedef yüzeyde çatlak konumunun ölçüm sonucuna etkisi	52
4.2.3 Levha bağıl dielektrik sabitinin ölçüm sonucuna etkisi	56
4.2.4 Hedef yüzeyde çatlak genişliğinin ölçüm sonucuna etkisi.....	58
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	63
KAYNAKLAR	65
ÖZGEÇMİŞ.....	69



KISALTMALAR

2-B	: 2 Boyutlu
exp	: Üstel Fonksiyon
TE	: Transverse Electric
TM	: Transverse Magnetic
TEM	: Transverse Electric Magnetic
SRR	: Split Ring Rezonatör
RF	: Radio Frequency
MNG	: Mü Negative
ENG	: Epsilon Negative
DNG	: Double Negative
DPS	: Double Positive
NRI	: Negative Refractive Index
NIM	: Negative Index Metamaterials
MI	: Magneto Inductive
VSWR	: Voltage Standing Wave Ratio
CSRR	: Complementary Split Ring Resonator
CST	: Computer Simulation Technology
MATLAB	: Matrix Laboratory
VNA	: Vector Network Analizör
dB	: Desibel
RCS	: Radar Cross Section
GHz	: Giga Hertz
MHz	: Mega Hert



SEMBOLLER

λ	: Dalga boyu
m	: Açısal frekans
ε	: Dielektrik sabiti
μ	: Magnetik geçirgenlik sabiti
σ	: Elektriksek iletkenlik
S_0	: $8.85 \times 10^{-12} \text{ As } V^{-1}m^{-1}$
μ_0	: $4\pi \times 10^{-7} \text{ Vs } A^{-1}m^{-1}$
S_r	: Bağıl dielektrik sabiti
μ_r	: Bağıl geçirgenlik sabiti
c	: Işıık hızı, $3 \times 10^8 \text{ m/s}$
S_{11}	: Saçılma parametresi, gerilim yansıma katsayısı
S_{21}	: Saçılma parametresi, ilerim yönde gerilim kazancı



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Metalik Dalga Kılavuzu Eksenleri.	5
Şekil 2.2 : Dikdörtgen Dalga Kılavuzu[27].	7
Şekil 2.3 : Dalga Kılavuzunda a)TE modu veya H dalgaları b) TM Modu veya E dalgaları[28].	8
Şekil 2.4 : Kılavuz Eksenel Görünümü.	9
Şekil 2.5 : a) TE_{10} ve TE_{20} Modlarında Uyarılma[10].	10
Şekil 2.6 : Giriş Probun Kılavuzdaki Konumu[10].	11
Şekil 2.7 : E-tip T Junction[10].	12
Şekil 2.8 : H-tip T Junction[10].	12
Şekil 2.9 : Hibrit-tip T Junction[10].	13
Şekil 2.10 : Hibrit-tip T Junction Sinyal Dağılımları[10].	13
Şekil 2.11 : E-Yüzey, H-Yüzey ve Piramit Horn Yükler[10].	14
Şekil 2.12 : Mikrodalga Dummy Yük[10].	14
Şekil 2.13 : Kademeli E ve H Bend[9].	15
Şekil 2.14 : Yönlü Kuplör ve Giriş-Çıkış Portları[9].	15
Şekil 2.15 : Alçak Geçiren, Yüksek Geçiren, Band Geçiren ve Band Durduran İdeal-Gerçek Filtre Frekans Cevapları[10].	16
Şekil 3.1 : Kübik Kafes ve Gelen & Yansıyan Dalga Bileşenleri[7].	17
Şekil 3.2 : Konuma Göre Yer Değiştiren Atom Zinciri[7].	18
Şekil 3.3 : Akustik Dalga Dağılım Eğrisi[7].	18
Şekil 3.4 : Kapasitif Yüklü Spiral[7].	18
Şekil 3.5 : Metamalzeme Zincirde Manyetik en Yakın Komşu Etkileşimleri[7].	19
Şekil 3.6 : MI Dalgaların Pozitif Manyetik Kuplaj altında Dağılımı[7].	20
Şekil 3.7 : Geri-İleri Dalgaların Kırınım Durumları[7].	21
Şekil 3.8 : Farklı n_2 Değerlerine göre Sınırdaki Kırılmalar[2].	22
Şekil 3.9 : Veselago'nun Düz Lensi[2].	23
Şekil 3.10 : Alternatif Materyal Terminoloji Düzlemi[12].	23
Şekil 3.11 : a) Fabry-Perot Rezonatör b) Mikrodalga Rezonatör[7].	24
Şekil 3.12 : Yeniden Giriş Kavitesi[7].	25
Şekil 3.13 : a) Magnetron Kavite Yapısı ve b) Elektrik Alan Bileşenleri[7].	25
Şekil 3.14 : a) Yarıklı Tüp Rezonatör ve b) Uyumlama Devresi[7].	26
Şekil 3.15 : Boşluk Döngü Rezonatörler[7].	27
Şekil 3.16 : Bölünmüş Halka Rezonatör a)Temel Tasarım ve b)Çift Halkalı Versiyon[7].	27
Şekil 3.17 : Çift Dairesel Elemanlar[7].	28
Şekil 3.18 : Saadoun ve Engheta Ω Tasarımları[7].	29
Şekil 3.19 : Efektif Dielektrik ve Geçirgenlik Değerleri[7].	29
Şekil 3.20 : a) Sağ Yönlü ve b) Sol Yönlü Tek Sarım Helisler[7].	30
Şekil 3.21 : Tretyakov'un Kiral Modeli[7].	30
Şekil 3.22 : İnce Film Formunda Mikrodalga Filtreler [7].	31

Şekil 3.23 : Farklı Tasarımlarla SRR'ler ve Eşdeğer Devreleri [7].	31
Şekil 3.24 : CSRR ve Eşdeğer Devresi [7].	32
Şekil 4.1 : İçi Boş Dalga Kılavuzu Tasarım Modeli.	33
Şekil 4.2 : Boş Kılavuz S_{11} ve S_{11} Dağılım Grafiği.	34
Şekil 4.3 : Çoklu Bölünmüş Halka Rezonatör Dizisi ile Doldurulmuş Dalga Kılavuzu Sistemi.	35
Şekil 4.4 : Rezonatör Serisi ile Doldurulmuş Kılavuz için S_{11} ve S_{21} Dağılım Grafiği.	35
Şekil 4.5 : Rezonatör Serisi ile Doldurulmuş Kılavuz için S_{11} Dağılım Grafiği.	36
Şekil 4.6 : 4 GHz – 10 GHz aralığında Dielektrik Sabiti (ϵ) Dağılım Grafiği.	37
Şekil 4.7 : 4 GHz – 10 GHz aralığında Magnetik Geçirgenlik (μ) Dağılım Grafiği	38
Şekil 4.8 : Dairesel SRR Kullanılan Sensör Tasarımı.	39
Şekil 4.9 : Ölçüm Yapılan Sensör Sistemi.	40
Şekil 4.10 : Zaman Modunda Elde Edilen S_{11} ve S_{21} Değerleri.	40
Şekil 4.11 : 1. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	41
Şekil 4.12 : 1. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	41
Şekil 4.13 : Yansıma Katsayısı (S_{11})'nın Hedef Yarıklı ve Yarıksız Durumlarında Sonuçları.	42
Şekil 4.14 : Dairesel Rezonatör Kullanılan Sensör Sistemi.	43
Şekil 4.15 : 2. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	43
Şekil 4.16 : 2. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	44
Şekil 4.17 : Yansıma Katsayısı (S_{11})'nın Hedef Yarıklı ve Yarıksız durumlarında Sonuçları.	44
Şekil 4.18 : Çift - Dairesel Rezonatör Kullanılan Sensör Sistemi.	45
Şekil 4.19 : 3. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H -Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	46
Şekil 4.20 : 3. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	46
Şekil 4.21 : Yansıma Katsayısı (S_{11})'nın Hedef Yarıklı ve Yarıksız Durumlarında Sonuçları.	47
Şekil 4.22 : 10x2 Dairesel Rezonatör Kullanılan Sensör Sistemi.	48
Şekil 4.23 : 4. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	48
Şekil 4.24 : 4. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	49
Şekil 4.25 : Yansıma Katsayısı (S_{11})'nın Hedef Yarıklı ve YarıksızDurumlarında Sonuçları.	49
Şekil 4.26 : Kare Rezonatör Kullanılan Sensör Sistemi.	50
Şekil 4.27 : 5. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	51
Şekil 4.28 : 5. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.	51
Şekil 4.29 : 90° Çatlak – Rezonatör Konumundaki Sensör Sistemi.	52
Şekil 4.30 : Yarık ve Sensör Dik Konumdayken (90°) Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.	53

Şekil 4.31: 25° Çatlak – Rezonatör Konumundaki Sensör Sistemi.	53
Şekil 4.32 : Yarık ve Sensör 25° Durumundayken Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.	54
Şekil 4.33 : 10° Çatlak – Rezonatör Konumundaki Sensör Sistemi.	54
Şekil 4.34 : Yarık ve Sensör 10° Durumundayken Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.	55
Şekil 4.35 : Yansıma Katsayısı (S_{11})’nın Hedef - Kırık Konumuna Bağlı Sonuçları.	56
Şekil 4.36 : Levha Bağlı Dielektrik Katsayısı 6.5 durumunda Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.	57
Şekil 4.37 : Levha Bağlı Dielektrik Katsayısı 9.9 durumunda Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.	57
Şekil 4.38 : 50 µm Çatlak Genişliğinde Sensör Sistemi.	58
Şekil 4.39 : 50 µm Çatlak Genişliğinde Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri..	59
Şekil 4.40 : 10 µm Çatlak Genişliğinde Sensör Sistemi.	59
Şekil 4.41 : 10 µm Çatlak Genişliğinde Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri..	60
Şekil 4.42 : Yarıksız ve 10 µm Çatlaklı Durumda H-field Değerleri.	60



METAMATERYAL KATKILI DALGA KILAVUZU UYGULAMALARI

ÖZET

Bu çalışmanın temel motivasyonu metamalzeme özellik gösteren materyallerin özelliklerinin incelenmesi ve devamında bu özelliğin kullanıldığı bir sistem tasarımı analizi ortaya koymaktır. Normal şartlar altında doğada bulunan malzemelerden farklı olarak bazı olağanüstü özellikler gösteren metamalzemeler, belirli geometrik şekil ve büyüklükte tasarlanmış metalik rezonatörlerin belirli bir düzende (genelde periyodik) bir araya getirilmesi ile oluşturulan yapılardır. Bu yapıların literatürde en sık kullanılanı bölünmüş halka rezonatör yapılarıdır (SRR). Rezonatörlerin belirli doğrultularda periyodik olarak dizilimi ile hem dielektrik sabiti ϵ , hemde magnetik geçirgenlik μ 'nün negatif değerler alabildiği, efektif olarak negatif kırılma indisine sahip ortamların oluşturulması mümkün hale gelir. Burada dielektrik sabiti ϵ ve magnetik geçirgenlik μ 'nün gerçekte negatif değerler almadığı ancak sentetik yollarla oluşturulmuş bu tür bir yapının efektif olarak bu şekilde davranan bir malzeme haline geldiği unutulmamalıdır. Bu tür yapıların genel kullanım alanları; performans artırımı için çeşitli anten yapıları [1], kırınım sınırının ötesinde görüntüleme sistemleri için süperlens tasarımları [2], radar kesit alanı (RCS) azaltma için kullanılabilecek yutucu (absorber) malzemeler[3] ve tıp alanında kullanılabilecek çeşitli temassız ve hasarsız tespit sistemleridir[4].

Bu tezde dalga kılavuzları içerisine yerleştirilen metamalzeme özellikteki yapıların genel bir analizi ile birlikte bu tür yapıların özellikle mikrodalga görüntülemedeki bazı kullanım olanakları incelenmiştir. Bu kapsamda öncelikle basit bir rezonatör dizisi tasarlanmış ve dikdörtgen dalga kılavuzu içerisine yerleştirilmiştir. CST simülasyon programı kullanılarak frekans modunda yapılan analiz sonucunda saçılma parametreleri elde edilmiştir. Yansıma parametresi S_{11} dağılımı incelendiğinde kılavuz içerisindeki yapının etkisiyle, kılavuzun kesim frekansı olan 9.48 GHz'den düşük olan 6 GHz seviyelerinde iletim yaptığı görülmüştür. Metamalzeme özelliğinin bir sonucu olan bu durumun matematiksel analizi İletim-Yansıma (T-R) Metodu [5] kullanılarak yapılmıştır. Metod ile yapılan işlemler sonucunda yapının 6 GHz seviyesinde negatif dielektrik sabiti ve magnetik geçirgenlik değerlerine sahip bir özellik gösterdiği görülmüştür.

İkinci uygulama kısmında ise çalışmanın odağı kılavuz ve rezonatör içeren farklı sensör konseptlerinin analizi olmuştur. Bu analizde açık uçlu kılavuzda açık uç sınırına eklenecek rezonatör dizisi ile bir sensör sistemi kurgulanmıştır. Bu sensör sisteminin amacı belirli metal yüzeylerde var olabilecek hasarların (delik, çatlak, pürüz vb) tespittir[6]. Burada ilk olarak rezonatör tasarımı, boyut ve geometrik şekil değişecek şekilde tasarlanarak sonuçlar incelenmiştir. Sonrasında metal yüzeydeki hasarın sensöre göre değişen konumunun ölçüm sonucuna etkisi, devamında artarak değişen levha dielektrik sabitinin sonuçları analiz edilmiştir. Son olarak ölçülecek olan yüzey hasarı genişliği alt sınırı ve çalışılan frekans seviyesi arasındaki ilişki analizleri yapılmıştır.

Elde edilen bulgular eşliğinde hasar olmayan yzey ve hasar olan yzeyler karşılaştırıldığında manyetik alan şiddeti ve yzey akımı değerlerinin hasarlı yzeyde arttığı ve saılma parametrelerinden yansıma katsayısı S_{11} 'in frekans bandı dağılımında faz kayması ile sonuğlandığı gırılmüştür. Bu ęalıřmada tasarımı ęalıřılan sensör sistemi, VNA kullanılan sistemde deneysel ęalıřmalarda kullanılabilir.



WAVEGUIDE APPLICATIONS WITH METAMATERIAL ADDITIVES

SUMMARY

Metamaterials are artificially constructed materials that exhibit extraordinary electromagnetic properties that are not readily available or easily obtained in nature. It has been suggested that the refractive index may be negative in the study titled "The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of ϵ and μ " by Victor Veselago in 1968 for the first time [2]. Waves with a negative index of refraction are considered backward waves and are waves with group and phase velocities in opposite directions. In the case of negative material constants, namely negative dielectric coefficient and negative permeability, it can be said that negative refraction will occur, and materials in this situation are called 'left handed' [7]. In a different terminological nomenclature, if both material constants are negative; named as DNG, named as ENG if only ϵ is negative, named as MNG if only μ is negative, and finally named as DPS materials if both constants are positive. Since 1999 [8], with the emergence of the metamaterials field, metamaterials have received great attention from the scientific community all over the world and offer applications in antenna and waveguide engineering, imaging, microscopy, sensing and light manipulation [1],[2],[3],[4].

The main motivation of this study is to examine the functionality of materials with metamaterial properties and then to present a system design analysis in which this property is used. Microwave waveguide will be used in the system to be designed. Waveguides are the most efficient ways to transmit electromagnetic energy [9]. While the most common type of material is copper, it can also be found in very valuable materials such as brass, silver or even gold[3]. While the waveguide can be designed in various shapes such as rectangular, circular or elliptical cross section, the most commonly used design concept is rectangular[3]. They are mostly used for power transmission in the microwave frequency band [10]. Electromagnetic signal transmission takes place in different modes, namely TEM, TE and TM [11]. The main factor that determines the guide size is the frequency of the signal to be transmitted [3]. Common uses vary, such as radar installations, microwave filter designs and power dividers of various test systems.

Metal structures designed in certain geometric shapes and sizes are called resonators. The most commonly used of these structures in the literature are split-ring resonator structures (SRR). In the historical process, the definition of SRR was first used by Wardy and Whitehead in the literature [7]. A single-celled SRR consists of a pair of closed loops with compartments inside them at opposite ends. The loops are made of a non-magnetic metal such as copper and are spaced a few tens of micrometers apart. A magnetic flux penetrating the metal rings will induce currents that rotate in the rings and produce their own flux, increasing or decreasing the charge field depending on the resonance characteristics of the SRRs.

Small gaps between the rings produce large capacitance values that lower the resonant frequency. Therefore, the dimensions of the structure are small compared to the resonant wavelength.

Metamaterials, whose general usage areas are various antenna structures for performance enhancement, superlens designs for imaging systems beyond the diffraction limit, absorber materials that can be used for radar cross-sectional area (RCS) reduction, and various non-contact and non-destructive detection systems that can be used in medicine, also have many opportunities in surface detection [7],[12]. The ultimate goal of the studies in this thesis is to present a sensor system approach for the detection of micrometer cracks that may occur on metal surfaces. Before proceeding to the metamaterial doped waveguide analysis, which is necessary for the analysis of this system, some basic information about the structure was obtained by working on the guide and resonator. In the light of the information obtained, the design of the sensor system and its analysis in different situations were made in the second part.

In the first part of the application studies of the thesis, the resonator array is designed and placed in a rectangular waveguide [7]. The waveguide used in the analysis is a square waveguide with a cross section size of 6mm x 6mm [7]. Ring resonators designed with an outer radius of 2.6 mm and an inner radius of 1.9 mm, with a distance between the inner and outer rings of 0.2 mm and a ring width of 0.5 mm [7]. 7 pairs of split double ring resonators are added to the waveguide [7]. When the waveguide was empty, that is, no material was added, it was simulated in the CST simulation program in frequency mode and the scattering parameters were obtained. Based on the frequency distribution graphs of the S_{11} and S_{21} parameters, it is understood that the 9.48 GHz level is the cutoff frequency. Then, the scattering parameters were obtained as a result of the analysis in frequency mode in the case of adding the resonator array. When the reflection parameter S_{11} distribution obtained as a result of the simulation in the 4-10 GHz frequency band is examined, it is seen that the guide transmits around 6 GHz, which is lower than the cutoff frequency of 9.48 GHz, with the effect of the structure in the guide. The mathematical approach of the situation, which is a result of the metamaterial property, was made using the Transmission-Reflection (T-R) method [5]. The outputs of the CST simulation results were calculated using MATLAB and a scatter plot was drawn in the frequency band. As a result of the graphs obtained, it was seen that it has negative dielectric constant and negative permittivity values at 6 GHz level.

In the second application part, the focus of the study was the analysis of different design concepts including guide and resonator. The main purpose of this system is to make surface analysis. To be used in this analysis, the sensor system was designed with the resonator array to be added to the open-end boundary in the open-ended guide. In order for this sensor system to detect possible damage to metal surfaces, the distance to the target must be within certain limits. The waveguide used has cross-sectional values of 15.8mm x 7.9mm [6]. While constructing the structure in the design, 5x2 double resonator series were used, 5 on the open-end boundary and 5 on the plate adjacent to the open-end boundary [22]. Here, firstly, the resonator structure was designed to change in size and geometric shape, and the results were examined. In 5 different designs, first larger size circular split resonators, then more (10x2) circular

split ring resonators, then circular double split ring resonators and finally square split resonators were used. The second analysis parameter was the changing position of the damage on the metal surface relative to the sensor, which had an effect on the measurement result. It has been observed that the result decreases as the angle of damage on the target surface and guide increases, that is, as the amount of damage area in the field of view decreases. The third analysis parameter was the dielectric constant of the plate placed at the open end boundary. The results obtained with increasing dielectric constant were analyzed and it was observed that the magnetic field strength and surface current values obtained as a result also increased. Finally, the damage width on the metal surface to be measured was reduced from the normal value of 300 micrometers and the measurement limit was examined. In the measurement made at 10 micrometers, the same result was obtained as in the undamaged condition and the dimensions of the waveguide used were reduced to a higher frequency, that is, a lower wave size. In the study made with the high frequency system, it was seen that the surface damage with a width of 10 micrometers could be detected.

When the non-damaged surfaces and damaged surfaces were compared, it was observed that the magnetic field strength and surface current values increased on the damaged surface, in the light of the findings obtained. In the case of using a series of square split resonators, the numerical results are different compared to circular resonator sensors in the other four designs. Likewise, when examining the effect of the direction of damage on the surface on the result, the values obtained converged to the values in the undamaged condition as the surface and the sensor approached the vertical position. In addition to the numerically obtained differences, it was observed that the reflection coefficient S_{11} resulted in a phase shift in the frequency band distribution. Although this phase shift varies in value according to the measurements, it was definitely observed for every case with damage.

In a system using VNA, results can be obtained physically by analyzing metal surfaces using a sensor. The most important parameters to be considered are to use the resonator array designed in the right size and shape and to be aware that the damages cannot be detected below the resolution level of the frequency value studied. In addition, since the sensor open-end boundary distance to the metal surface is of critical importance, measurements made farther than necessary will result in a negative change in the results.



1. GİRİŞ

Tezin genel amacı 2-B yüzeylerdeki çatlak ve kırıkların tespiti için metamalzeme bazlı rezonatörler kullanarak açık uçlu bir dikdörtgen dalga kılavuzu tasarımı konseptini ortaya koymaktır. Metamalzemeler, doğada bulunmayan veya kolayca elde edilemeyen olağanüstü elektromanyetik özellikler sergileyen yapay olarak yapılandırılmış malzemelerdir[13]. Ortaya çıkmasıyla birlikte 1999 yılından bu yana [8] metamalzemeler, tüm dünyadaki bilim camiasında büyük ilgi görerek anten ve dalga kılavuzu mühendisliği, görüntüleme, mikroskopi, algılama ve ışık manipülasyonu konularında uygulamalar sunmaktadır[4].

Metamalzemeler konusunda araştırmalar özellikle 2000'li yılların başındaki başarılı gösterim ve sonuçlardan sonra hız kazanmış ve nispeten yeni sayılabilecek bir alandır[14]. Geleneksel malzemelerden ayrı olarak metamalzemelerin elektromanyetik özelliklerini rezonant alt dalga boyu boyutlu elemanlar aracılığıyla elde ettikleri söylenebilir[14]. Metamalzemeler üzerine yapılacak hassas çalışmalar ile bu malzemelerin elektromanyetik özellikleri uyarlanabilir. Elektromanyetik spektrum üzerinde gösterimlerinde büyük ilerleme kaydedilmiş ve sensör sistem ve uygulamalarında birçok uygulama bu gelişmeye takiben gelişmiştir[8].

Metamalzeme araştırmaları sayesinde elektrodinamik anlayışı değişmiş ve nanofabrikasyon sınırları zorlanarak yeni karakterizasyon tekniklerinin gelişimi ilerleme göstermiştir[1]. Metamalzemelerin özellikleri, iç fiziksel yapıları manipüle edilerek uyarlanır. Böylece, özellikleri temel olarak kimyasal bileşenleri ve bağları ile belirlenen doğal malzemelerden oldukça farklı kılınmış olur. Metamalzemelere yoğun ilgi gösterilmesinin başlıca nedeni, içinde yayılan ışık üzerindeki olağan dışı etkileri olmasıdır. Metamalzemeler, farklı kılan bu özelliklerini temel yapı taşlarının özel tasarımından kazanırlar. Dalga boyu altı yapıları nedeniyle, metamalzemeler ışığı kırma ve bu nedenle prensip olarak etkili bir kırılma indisine sahip tekdüze ortam görevi gören fotonik kristallerden oldukça farklıdır[18].

Negatif kırılma metamalzeme fiziğinin imza etkilerinden biri haline gelerek elektromanyetik araştırmalarda yeni bir heyecan verici bölüm açmıştır. Mikrodalgada kullanılan metamalzeme lensler, görüntüleme uygulamaları için oldukça uygundur; çünkü dalga boyu yüksek olduğu için malzemelerin içini derinden yakalama olanağı tanırken, alt dalga boyu düşük çözünürlükte ayrıntıları oluşturur[2]. Ayrıca, mikrodalga görüntülemenin sağladığı en önemli avantajlar iyonize edici olmaması, temassız ölçüm olanağı sağlaması ve uygun maliyetli olmasıdır, böylece tahribatsız muayene gereken durumlar için özellikle önemlidir[15]. Bu şekilde yapılacak bir görüntüleme sistemi tıp, otomotiv, havacılık ve güvenlik sektörlerindeki uygulamalara çok uygundur[8-9-10-13].

1.1 Literatür Araştırması

Yakın alan için yüzey algılama teknolojisi uzun yıllardır araştırılmaktadır. Dalga kılavuzu içerisine yerleştirilen özel boyutta ve şekilde modeller (SRR) yardımıyla, teorik olarak solak malzeme özelliğini ve negatif manyetik geçirgenlikli ortam (NMPM) özelliği göstermesi gereken yapı; yapılan çalışmayla deneysel olarak da doğrulanmıştır. Böylece, dalga kılavuzunun diagonal boyutlarının serbest uzay dalga boyundan çok daha küçük olduğu durumda elektromanyetik dalganın iletimi sağlanabilir [14]. Ayırık Halka Rezonatör yüklü bir dalga kılavuzu, anizotropik MNG malzeme ile doldurulmuş bir dalga kılavuzu ile eşdeğer özellik gösterir. SRR yüklü dalga kılavuzundan alınan birim hücre boyunca hesaplanan manyetik alan, MNG yüklü kılavuzdakine çok benzer bir dağılım göstermektedir [18]. Anizotropik metamalzeme ile doldurulmuş dikdörtgen dalga kılavuzu kullanılan bir sistemde, elektromanyetik dalga; ileri dalga, geri dalga ve kaybolan dalga olmak üzere bütün modlarda ve kesim frekansının altında iletilebilir. İletilen dalganın modunun değişmesi geçirgenlik tensörlerinin enine ve boyuna bileşenlerinin kontrolü ile sağlanır [19]. Dalga kılavuzunun enine boyutu belirli bir değere kadar küçültülebilir ve böylece görece dalga kılavuzu boyutlarında küçülme sağlanabilir. Burada boyut için alt limiti belirleyen faktör, negatif geçirgenlik özelliği gösteren metamalzemenin fabrikasyon üretim kalitesidir [20]. Aynı yaklaşımla bu kez metamalzemenin yüzey empedansı incelenerek bu değere bağlı şekilde enine boyut üzerinde kılavuz boyutunda küçülme sağlanabilir [21]. Kılavuz içerisine yerleştirilecek olan SRR'lerin geometrik boyutları değiştirilerek, dalga kılavuzunun normal geçiş band aralığında

durdurma bandı, normal durdurma band aralığında da geçiş bandı gerçekleştirilebilir [6]. Metamalzeme katkılı bir mikrodalga sensör tasarımı ile FR4 levhalar üzerindeki kusurların tespit edilmesi sağlanabilir. Burada yüzey üzerindeki hasarın tespiti için çatlak nitelik çıkarma algoritması kullanılır ve sonuçlar gerçek durumla tutarlı şekilde elde edilir [23]. Bir metalik yüzeydeki çizik veya çatlakların rezonans özellikleri, malzemenin dielektrik özelliğine ve çatlağın boyutlarına bağlıdır. Dikdörtgen bir dalga kılavuzu kullanılan bir ölçüm sonucunda yansımaya katsayısı bu parametrelerden etkilenecek farklı sonuçlar verir. Bu sonuçlardan yola çıkarak çatlak boyutuyla ve konumuyla ilgili sonuçlara ulaşılabilir [16]. Çatlak tespitinin önem arz ettiği çeşitli konular vardır. Yapılardaki çimento esaslı yüzeylerin incelenmesi, yapının sağlık durumu ve değerlendirilmesi için çok önemlidir. Mikrodalga sensör ile yapılacak bir muayenede, mikrodalga sinyal ile tahribat yaratmadan yapı yüzeyleriyle ilgili bilgilere ulaşılabilir [15]. Biyolojik numuneleri incelemek için kullanılan mikroskoplar, atomik boyutta çözünürlük değerlerine sahiptir. Uygun modellerle tasarlanan rezonatörler yardımıyla biyolojik materyallerin işleyişine dair etkili bilgiler elde edilebilir [4].

Metallerdeki büyük yüzey hasarları, açık uçlu bir dalga kılavuzu kullanılarak tespit edilebilir. Çatlak olmayan duruma göre çatlak olan durumda dalga kılavuzu açıklığında bir yansımaya parametreleri değişimi gözlenir. Daha küçük boyutta çatlakların tespiti için daha yüksek frekanslarda çalışılmalıdır [24]. Frekans seviyesinin artmasıyla boyut olarak daha düşük seviyelerde tespit yapabilme yeteneği artsa da, prob olarak kullanılan dikdörtgen dalga kılavuzları optimum seviyede çalışmayabilir. Bu yüzden frekans artırılırken çalışma aralığı da dikkate alınarak en verimli çalışma seviyesi belirlenmelidir [25]. Yüksek frekans bandı ölçümlerinden ve kritik olanlardan biri olan uçakların yapısal bileşenlerinin tespiti, önemli bir ölçüm alanıdır. Boya altına gizlenen birkaç yüz mikrometrelik korozyon tespiti ile çukurlaşmaların büyümeden önlenmesi sağlanır. Ka-bandından tasarlanan bir açık uçlu dikdörtgen dalga kılavuzu ile bu sistem kurulabilir [17]. Milimetre seviyesinin altındaki boyutlardaki yüzey çatlaklarının tespiti için halka rezonatörler kullanılarak bir mikrodalga sensör tasarımı yapılabilir. Hedef üzerindeki çatlak, rezonatör çevresindeki elektromanyetik alanda çeşitli bozulmalara ve rezonans frekans değerinin kaymasına sebep olur [26].

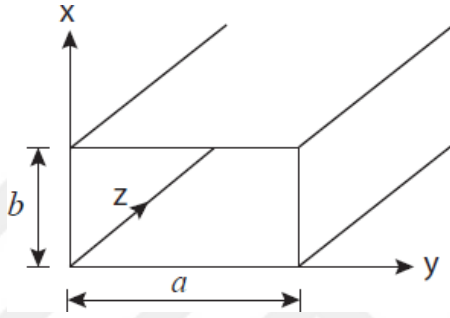
1.2 Tezin Kısımları

Bu tezin genel amacı giriş kısmında da bahsedildiği üzere genel olarak metalik yüzeylerdeki çatlak ve kırıkların tespiti için metamalzeme özellik gösteren rezonatörler kullanılan açık uçlu bir dikdörtgen dalga kılavuzu tasarımı için çeşitli tasarımlar oluşturmak ve hesaplanan sonuçları analiz etmektir. Literatürde yer alan mevcut çalışmalar incelenmiş ve baz alınan çalışmalara farklı açılardan yaklaşarak elde edilen sonuçlar ele alınmıştır. Tezin ilk kısmında konsept genel hatlarıyla açıklanmış ve literatür çalışmaları özetlenmiştir. İkinci kısımda dalga kılavuzları ve uygulamaları ile ilgili gereken temel kavramlar hakkında genel bilgiler verilmiştir. Üçüncü kısımda metamateryaller ile ilgili genel özelliklerden bahsedilmiş ve yüzey tespiti için kullanılabilen metamateryal rezonatör konusu anlatılmıştır. Dördüncü bölümde analizi yapılacak açık uçlu dalga kılavuzu üzerindeki sensör uygulamaları için yapılan çeşitli çalışmalar gösterilmiş ve beşinci bölüm olan sonuç kısmında elde edilen bulgular eşliğinde çalışmanın nihai amacı tartışılmıştır.

2. DALGA KILAVUZLARI VE UYGULAMA ALANLARI

2.1 İçi Boş Dalga Kılavuzu

Dalga boyuna göre yeterince büyük bir çapa sahip olması koşuluyla, elektromanyetik dalgalar metalik bir boruda yayılabilir. Aşağıdaki şekilde görülen metal dikdörtgen boru dalgayı yönlendirebildiği için teknik olarak dalga kılavuzudur.



Şekil 2.1 : Metalik Dalga Kılavuzu Eksenleri.

Burada elektrik alanın x bileşeni ve manyetik alanın y ve z bileşenleri olmak üzere toplam üç alan bileşeni olduğu, ayrıca elektrik alanın x koordinatından bağımsız olduğu varsayılırsa aşağıdaki eşitlikler yazılabilir[7].

$$\frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = j\omega\epsilon_0 E_x \quad (2.1)$$

$\frac{\partial E_x}{\partial z} = -j\omega\mu_0 H_y$	(2.2)
---	---------

$\frac{\partial E_x}{\partial z} = j\omega\mu_0 H_z$	(2.3)
--	---------

2. ve 3. denklemdeki H_y ve H_z ortak çözülerek eşitliklerden çıkarılırsa geriye E_x 'e bağlı dalga denlemi kalır.

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + k_0^2 E_x = 0 \quad (2.4)$$

Burada $k_0 = \sqrt{50\mu_0}$ olarak hesaba katılır. Dalga kılavuzu boyunca z doğrultusunda ilerleyen bir yayılma, düzlem dalgalarda olduğu gibi $\exp(-j \mathbf{k}_z \mathbf{z})$ ile gösterilebilir. Fakat burada ilerleyen dalga, dalga kılavuzu içerisinde olduğu için farklı bir durum vardır. Elektrik alanın teğetsel bileşeni kılavuz sınırlarında kaybolmalıdır. $x=0$ ve $x=b$ bölgelerinde elektrik alan dik olduğu için sınır koşulları sağlanmış olur. Ancak E_x bileşeni $y=0$ ve $y=a$ bölgelerinde 0 olmalıdır ve bu ancak bu sınırlar duran bir dalganın periyot bölgeleriyle çakışırsa gerçekleşir. Bu nedenle y yönündeki değişim $\sin(k_y y)$ formunda olmalı ve en yakın periyot olan $k_y = \pi / a$ seçilmelidir. Böylece elektrik alan için çözüm denklemi (2.5)'teki gibi olur[7].

$$E_x = E_0 \sin(k_y y) e^{-jk_z z} \quad (2.5)$$

(2.5) eşitliği (2.4) eşitliğine eklenirse (2.6) elde edilir.

$$k_z^2 = k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \quad (2.6)$$

k_z^2 pozitif ise z yönünde yayılma, negatif ise üstel azalma vardır. 0'a eşit olduğu durumda sınırlayıcı durum vardır.

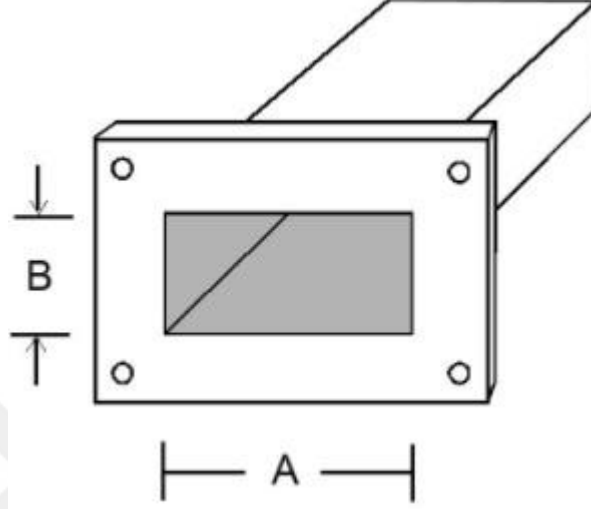
$$k_0^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \quad (2.7)$$

Dalga kılavuzunun boyutu, yayılmanın artık mümkün olmadığı bir noktaya kadar küçültülebilir ve bu noktadan sonra daha fazla küçülmesi durumunda yayılım artık gerçekleşmez. Dalga kılavuzunun yayılım sağlayabilmesi için gereken minimum büyüklük yarı dalga boyu seviyesidir. Eğer $a < \lambda/2$ ise o kılavuzda hiçbir dalga yayılamaz ve kesme dalga kılavuzu olarak adlandırılır [7].

2.2 Dalga Kılavuzu Modları ve Uygulamaları

Mikrodalga bölgesinde bir sinyal iletimi için uzay (x,y,z eksenleri) ve zaman (t) boyutlarında yayılma gerekir. Bunu sağlamak için de tek boyutlu iletim yolları (mikrodalga yollar) yeterli olmayacaktır. Burada boyut olarak ihtiyacı karşılayacak olan dalga kılavuzları ile çalışmak gerekir[9]. Dalga kılavuzları elektromanyetik enerjiyi iletmek için kullanılacak en verimli yollardır[9]. Çoğunlukla mikrodalga frekans bandında güç aktarımı için kullanılırlar. İletilecek olan sinyalin frekansı boyut

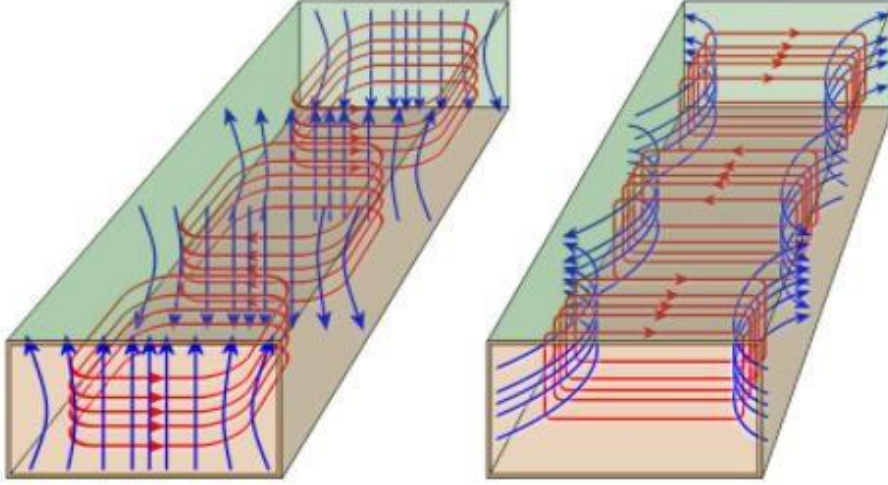
için belirleyici olan parametredir[3]. Kesit alanına göre dikdörtgen, silindirik ya da eliptik, kullanılan materyale göre ise metalik ya da dielektrik olarak sınıflandırılırlar [3]. Dikdörtgen kesitli dalga kılavuzları en sıklıkla kullanılan kılavuz çeşididir ve Şekil 2.2’de örnek bir dikdörtgen dalga kılavuzu görülmektedir.



Şekil 2.2 : Dikdörtgen Dalga Kılavuzu[27].

Yüksek güç işleyebilme kapasitesi, düşük araya girme kaybı, geniş bant genişliği ve filtre tasarımında kullanılabilme gibi avantajlara sahipken aynı zamanda zayıf termal kararlılık, sınırlayıcı fiziksel boyut ve maliyet ile montaj zorluğu gibi de çeşitli dezavantajları barındırırlar[10]. Dikdörtgen dalga kılavuzu TE ve TM modlarında çalışırken tek bir iletken olduğu için TEM modunu desteklemez[11]. Kılavuzun alışma bandının en alt noktası, kesim frekansı olarak adlandırılır ve bu seviyeden daha alçak frekans değerlerinde herhangi bir iletim gerçekleşmez[11].

Kılavuz içerisinde ilerleyen bir elektromanyetik dalgada elektrik ve manyetik alan birbirine diktir. Elektrik alanın yayılma yönünde olduğu durum E-dalga (TM-dalga), manyetik alanın yayılma yönünde olduğu durum ise H-dalga(TE-dalga) olarak adlandırılır. [19]. Dalganın enine konumda olan alan bileşeni, TE ya da TM modunda yayılma için ayırt edici faktör durumundadır[10].



Şekil 2.3 : Dalga Kılavuzunda a) TE modu veya H dalgaları b) TM Modu veya E dalgaları[28].

Şekil 2.3’de yayılma modlarına bağlı olarak elektrik ve manyetik alanların aldıkları konumlar görülmektedir. Burada mavi oklar elektrik alan bileşenini, kırmızı oklar manyetik alan bileşenini temsil etmektedir.

Z yönünde hareket eden bir dalga için TE modunda elektrik alan bileşeni, enine konumdadır ve $E_z = 0$, TM modunda ise aynı durum manyetik alan bileşeni için geçerlidir ve $H_z = 0$ değerlerini alır [10]. Helmholtz eşitliği kullanılarak 2.8 eşitliği yazılabilir.

$$\nabla^2 H_z = \omega^2 \mu \epsilon H_z \quad (2.8)$$

TE modunda ilerleyen bir dalga kısmı diferansiyel formunda yazılırsa;

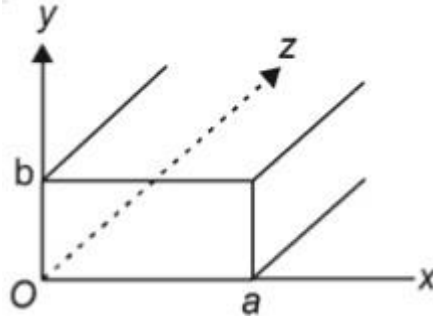
$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = -\omega^2 \mu \epsilon H_z \quad (2.9)$$

$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + h^2 H_z = 0 ; h^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon$	(2.10)
--	--------

$H_z = XY$ şeklinde yazılabilecek bir çözüm diferansiyel denklem çözümüyle elde edilir.

$$H_z = (C_1 \cos B_x + C_2 \sin B_x) + (C_3 \cos A_y + C_4 \sin A_y) \quad (2.11)$$

Burada sınır koşulları uygulanarak 2.11 eşitliğindeki ifadeler bulunur [10].



Şekil 2.4 : Kılavuz Eksenel Görünümü.

1. sınır koşulu $y = 0$ olduğu durumda $E_x = 0$ olmalıdır. Dalga denkleminin E_x bileşeni için birinci sınır koşulu uygulanırsa çözüm için C_4 sabiti 0'a eşit olmalıdır. Böylece 2.11'de ki eşitlik, $H_z = (C_1 \cos B_x + C_2 \sin B_x) + (C_3 \cos A_y)$ şeklini alır. 2. sınır koşulunu sağlamak için $Y = b$ olduğu durumda $E_x = 0$ olmalıdır. Sınır koşulu uygulandıktan sonra eşitliği sağlamak için $A = \frac{n\pi}{b}$ olarak elde edilir. 3. sınır koşulu uygulanan durum olan $x = 0$ noktasında $E_y = 0$ olmalıdır. Burada çözüm için C_2 sabiti 0 olmalıdır. $H_z = (C_1 C_3 \cos B_x \cos A_y)$ şeklinde yazılabilir. Son olarak 4. sınır koşulu $x = a$ noktasında $E_y = 0$ 'dır. Çözüme ulaşabilmek için $B = \frac{m\pi}{a}$ olmalıdır. Tüm bu uygulanan durumlardan elde edilen sabitler ile (2.11) eşitliği, (2.12)'deki gibi yazılır.

$$H_z = C_1 C_3 \cos \left[\frac{m\pi}{a} x \right] \cos \left[\frac{n\pi}{b} y \right] \quad (2.12)$$

Aynı şekilde burada elde edilen sabitler yardımıyla, dalga denkleminde elde edilen diğer elektrik ve manyetik alan bileşenleri E_x , E_y , H_x ve H_y (2.12)'deki gibi yazılabilir. Burada elde edilen TE modunda ilerleyen bir dalga için alan bileşenleri TM modunda da aynı yöntemle bulunur. Dalga denkleminde E_z bileşeni diferansiyel modda yazılır ve $E_z = XY$ için (2.11) eşitliğindeki gibi elde edilir. 4 durum için sınır koşulları uygulanır ve elde edilen E_z denkleminde yerine yazılırsa 2.13 eşitliği elde edilir.

$$E_z = C_2 C_4 \sin \left[\frac{m\pi}{a} x \right] \sin \left[\frac{n\pi}{b} y \right] e^{j\omega t - \gamma z} \quad (2.13)$$

Dalga denkleminde elde edilen diğer elektrik ve manyetik alan bileşenleri de E_x , E_y , H_x ve H_y (2.13)'deki gibi yazılabilir.

Dalga kılavuzunda kesim frekansını bulmak için 2.14 eşitliği kullanılır.

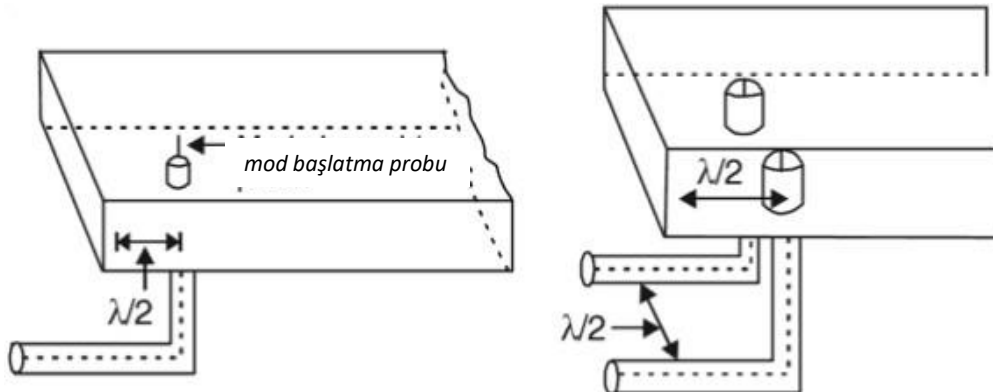
$$\gamma = \sqrt{\left[\frac{m\pi}{a}\right]^2 + \left[\frac{n\pi}{b}\right]^2 - \omega^2\mu\epsilon} \quad (2.14)$$

Burada $\gamma = \alpha + j\beta$; yayılma sabiti iken α zayıflama sabiti ve β faz sabitidir. $\gamma = \alpha$ olması durumunda fazda herhangi bir değişim olmaz ve dalga yayılamaz. $\gamma = 0$ için 2.13 denklemini çözülürse kılavuz için kesim frekans değeri bulunur[9].

$$f_c = \frac{c}{2} \sqrt{\left[\frac{m}{a}\right]^2 + \left[\frac{n}{b}\right]^2} \quad (2.15)$$

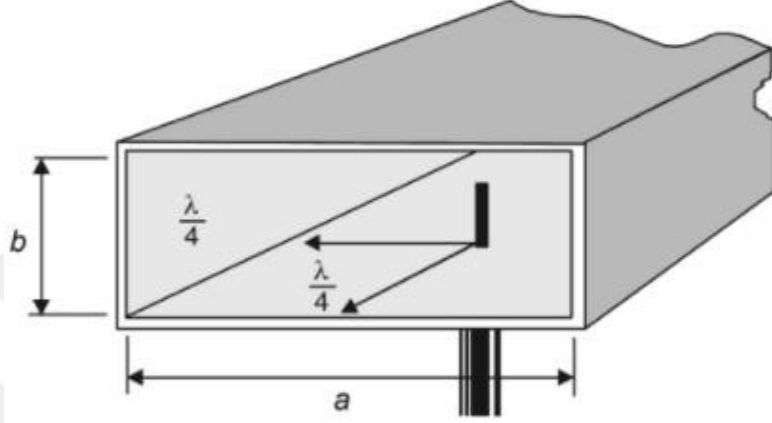
Buradan dalga kılavuzunun bir nevi yüksek geçiren filtre gibi davrandığı sonucu çıkarılabilir. Kesim frekansı üzerindeki frekans seviyelerinde iletim sağlanırken aşağısında kalan durumlarda ise herhangi bir iletim olmaz. Kılavuzun fiziksel boyutları mod geçişi için kritik önem içerir ve ihtiyaç duyulan moda göre uygun kesim frekansına sahip bir kılavuz tasarımı yapılmalıdır. Dikdörtgen bir dalga kılavuzunda en düşük seviye TE modu - TE_{10} 'dır ve baskın mod olarak isimlendirilir. Baskın mod seviyesi en düşük kesim frekansı seviyesine eşittir [9].

Kılavuz içerisinde modları uyarmak için bazı gereksinimler vardır. Koaksiyel kablodan oluşan problar, kılavuzun sonundan belirli uzaklıkta ($\lambda/2$) konumlandırılır. Böylece ihtiyaç duyulan modda dalga kılavuzdan ayrılmış olur[10].



Şekil 2.5 : a) TE₁₀ ve b) TE₂₀ Modlarında Uyarılma[10].

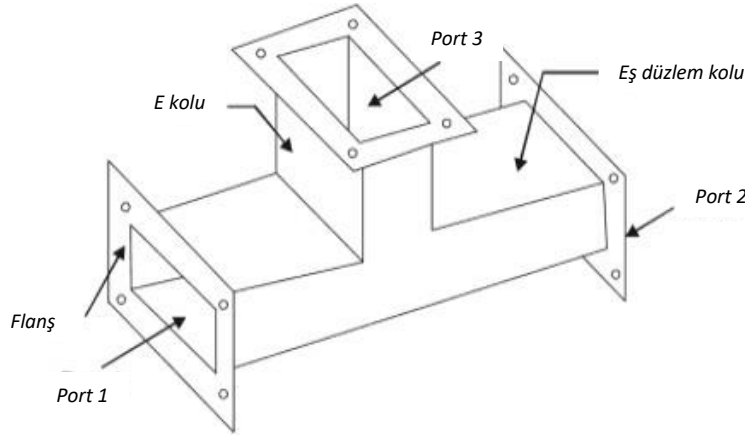
Kılavuz giriş – çıkış durumları için kullanılacak olan prob için konumlandırılacak en verimli nokta, girişten ve yan yüzeylerden ($\lambda/4$) uzaklıkta olan durumdur[10]. Elektrik alan şiddeti burada baskın modda ve maksimumdur. Bu yüzden buradan yapılacak enerji transferi de maksimum olur[10]. Bu noktadan yapılacak prob ekleme için dikkat edilmesi gereken bir hususta dominant modda gereken frekans değerinde çalışılmasıdır.



Şekil 2.6 : Giriş Probu Kılavuzdaki Konumu[10].

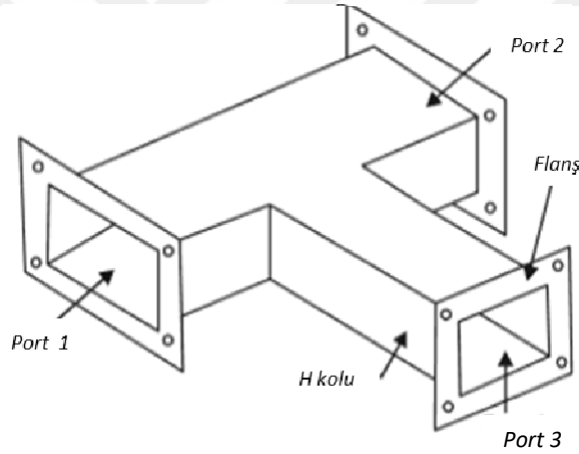
Çeşitli mikrodalga elemanları, enerji ve güç aktarımında kullanılırlar. Bunların bazıları; mikrodalga sonlandırma elemanları, dalga kılavuzu bend'ler, dalga kılavuzu twist'ler, dalga kılavuzu junction'lar ve benzer işlerde kullanılan diğer tasarımlardır. Bütün bu elemanlarda olması gereken ortak özellik, düşük kayıp, düşük duran dalga oranı ve düşük zayıflatma olmalıdır ki gereken iletim oranını sağlasınlar[9].

Birden fazla dalga kılavuzu kullanılan junction'larda, temel amaç ana koldan gelen gücü bölerek yardımcı kol üzerinden bir güç iletimi sağlamaktır. E-tip, H-tip ve Hibrit-tip olmak üzere farklı tasarımlar farklı tiplerde amaçla kullanılır. E-tip junction uzun boyutta bir kılavuza daha kısa boyutta bir kılavuz eklenmesiyle elde edilir[10]. Şekil 2.7'de görülen tasarımın E-tip olarak isimlendirilmesinin sebebi, kılavuzdan ayrılan E kolunun kılavuz içerisindeki elektrik alanının yönüyle aynı yönde olmasıdır. Port 1 ve port 2 doğrusal kollar, port 3 ise E koludur.



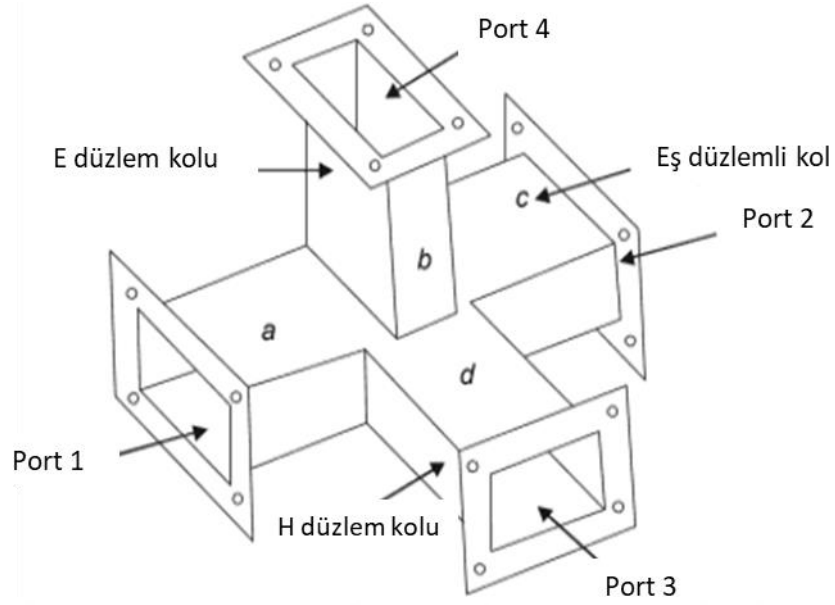
Şekil 2.7 : E-tip T Junction. [10]

H-tip junctionda benzer şekilde tasarlanmıştır. Buradaki fark H kolunun konumudur. Kılavuz içerisindeki manyetik alanla aynı yönde olan H kolundan dolayı H-tip olarak isimlendirilir[10].



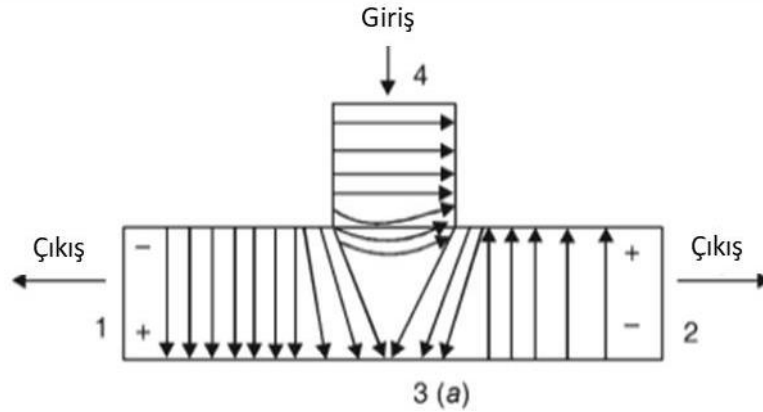
Şekil 2.8 : H-tip T Junction[10].

Hibrit-tip junction ise E-tip ve H-tip kombinasyonundan oluşur. Hem elektrik alan hem de manyetik alanı bölen kollara sahip olacak şekilde tasarlanmıştır ve 4 adet giriş-çıkış'a sahiptir. Giriş sinyali herhangi bir koldan girer ve diğer iki kol üzerinden bölünerek iletilir. Dördüncü kol ise diğer üç porttan tamamen izole şekilde herhangi bir iletim sağlamaz[10].



Şekil 2.9 : Hibrit-tip T Junction[10].

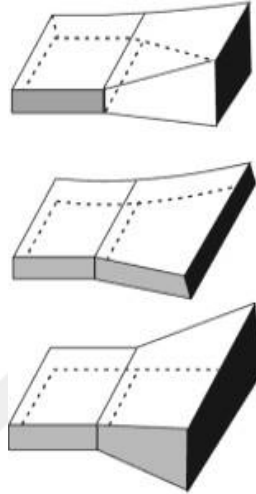
Dördüncü kol üzerinden uygulanan giriş sinyali, bir ve ikinci kollar üzerinden 180° faz farkı olacak şekilde çıkış sinyaline dönüşürken üçüncü kolda herhangi bir sinyal aktarımı gerçekleşmez[10].



Şekil 2.10 : Hibrit-tip T Junction Sinyal Dağılımları[10].

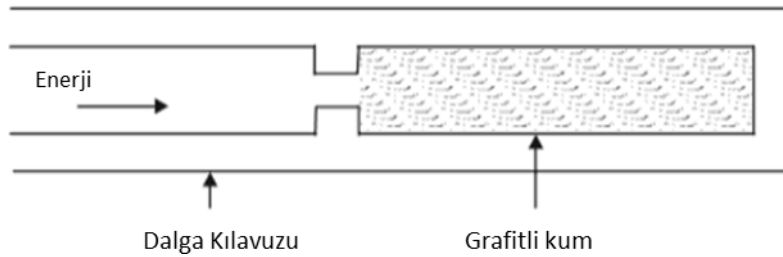
Hibrit-tip T junction kullanmanın avantajı, bağlantı noktaları arasındaki güç bölümünün sonlandırmalardan bağımsız olmasıdır. Dezavantajı ise yansımalar sebebiyle güç kaybı yaşanır ve verilen gücün tamamı çıkışa ulaşamaz. Yansımalar aynı zamanda iç arklara sebep olan duran dalgaları da oluşturur[10]. Genel kullanım alanları; empedans ölçümleri, mikrodalga sistemlerde ayırıcı, mikrodalga radar alıcı sistemlerinde karıştırıcı ve bazı mikrodalga tüp sistemlerinde otomatik frekans kontrolü gibi çeşitli alanlardır.

Kılavuz empedansı boş uzay empedansından farklıdır, bu yüzden uygun uyumlama yapılmadığı durumda duran dalgalar oluşur ve kayıplar yüzünden verimlilik azalır[15]. Kılavuz sonuna eklenen bazı mikrodalga yükler ile yansıyan gücü absorbe ederek kaybı en aza indiren empedans uyumlama yapılır. Yük seçiminde dikkat edilmesi gereken faktörler çalışılan frekans bandında emilecek gücün miktarı ile kabul edilebilir maksimum VSWR oranıdır[10].



Şekil 2.11 : E-Yüzey, H-Yüzey ve Piramit Horn Yükler[10].

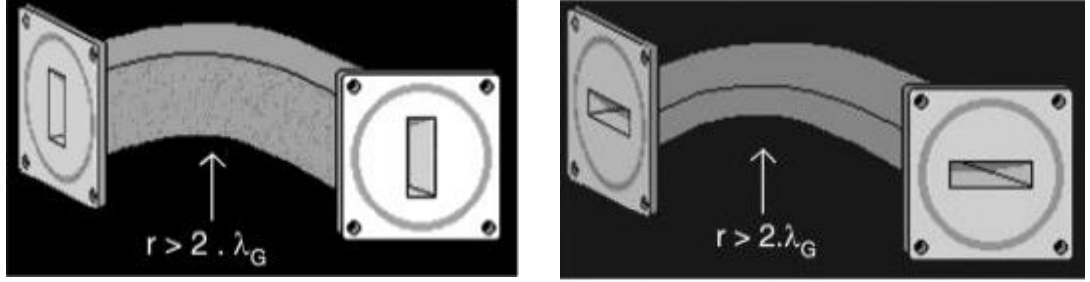
Sıklıkla kullanılan huni şekilli horn yükler, sönümlleme işlemi için uygun frekans ve uygun ışıma paternine göre seçilir. Yüksek band genişliğine ve kolay üretim imkanlarına sahiptirler.



Şekil 2.12 : Mikrodalga Dummy Yük[10].

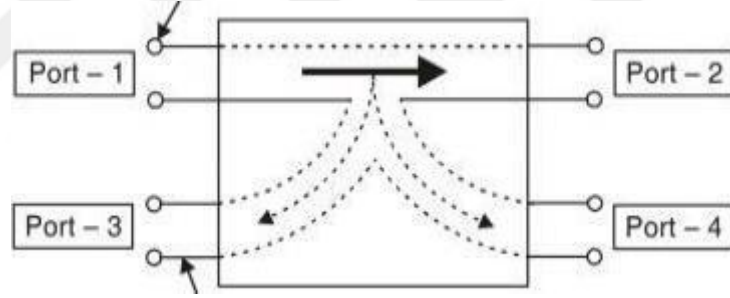
Yüksek dirençli yük bir diğer sık yaygın kullanımda olan mikrodalga yük çeşididir[3]. Amaç horn yükle benzer şekilde olup, yansıyan enerjiyi sönümleyerek duran dalga oluşumunu engellemektir.

Dalga kılavuzunun boyu, şekli veya dielektrik sabiti değiştiği takdirde yansımalar oluşur ve kayıp artar[3]. Kılavuz boyunca herhangi bir yapısal değişiklik gerektiği durumda değişik şekillerde bend'ler kullanılır. Her iki yapıda da yarıçap, dalga boyunun 2 katından daha büyük olmalıdır(Şekil 2.13)[9].



Şekil 2.13 : Kademeli E ve H Bend[9].

Bir diğer mikrodalga elemanı olan yönlü kuplörler, gerekli olan oranda sinyali bölerek minimum bozulma ile iletmek için kullanılır. Dört porttan oluşan yönlü kuplör ile bir kılavuz içerisindeki enerji örneklenecek belirli oranda başka bir devreye aktarılır.

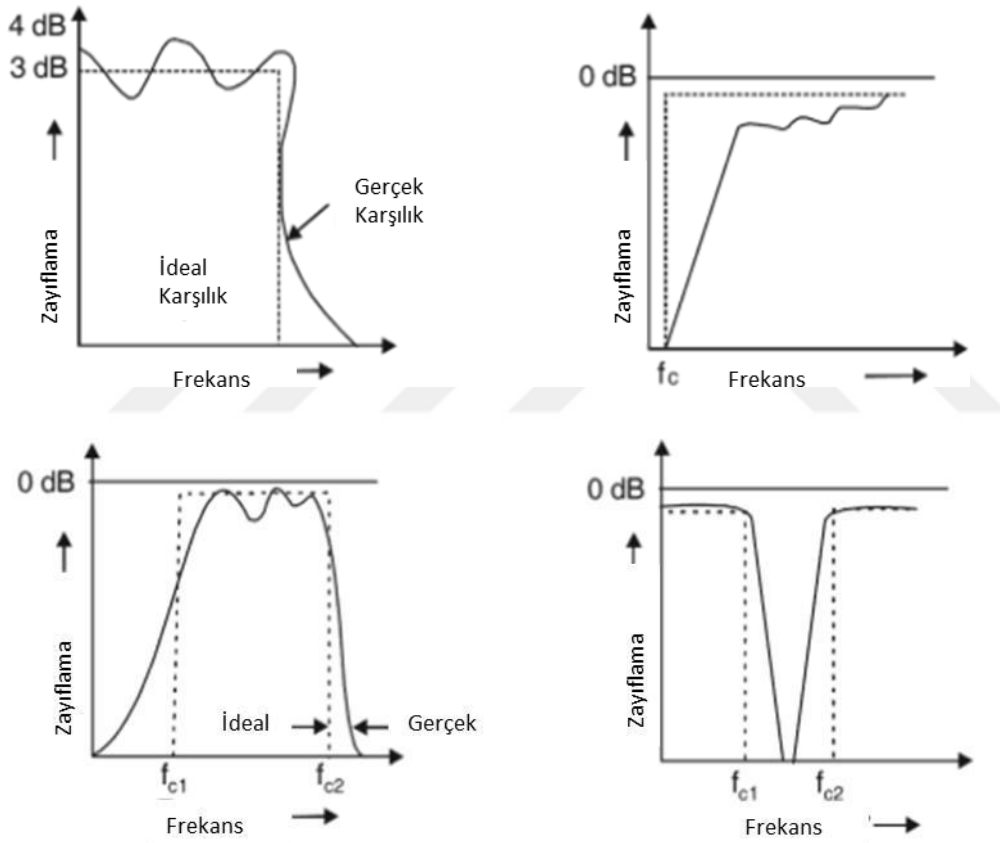


Şekil 2.14 : Yönlü Kuplör ve Giriş-Çıkış Portları[9].

Burada port 1 üzerinden aktarılan giriş sinyali, port 2 üzerinden çıkışa ulaşırken belirli oranda örneklenecek port 4 üzerinde örnekleme sinyali elde edilir. İdeal durumda port 3 üzerinden sinyal geçmemesi gerekirken gerçekte az da olsa güç yansır ve port 3'den geçer. Örneklenen sinyal genellikle ölçüm ve analiz sistemlerinde kullanılır[10].

Mikrodalga filtreler mikrodalga sistemlerde belirli noktadaki frekans cevabını kontrol etmek için kullanılan yapılardır. Geçiş bandındaki frekans değerlerinde iletim

sağlarken durduma bandındaki frekans değerlerinde zayıflatıcı etki gösterirler. İdeal durumda 0 kayıp ve sonsuz geçirme – durdurma sağlasalarda gerçek durumda tolere edilebilir seviyede kayıp ve yeterli geçirme değerlerine sahiptirler[10]. Filtreler reaktif elemanlardan oluşur ve frekans seçici şekilde çalışır. Alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band durduran olmak üzere dört çeşit filtre tasarlanabilir. Mikrodalga haberleşme, radar sistemleri ile çeşitli test ve ölçümler başlıca olmak üzere birçok farklı alanda kullanım alanları vardır. Düşük frekans için reaktif elemanlar olan kapasitör ve indüktörler tasarımda kullanılırken yüksek frekanslara çıkıldığında tasarım karmaşıklaşır. Yüksek frekans seviyelerinde filtre tasarımı için uygun uzunlukta kılavuz gibi mikrodalga devre elemanları kullanılır [10].

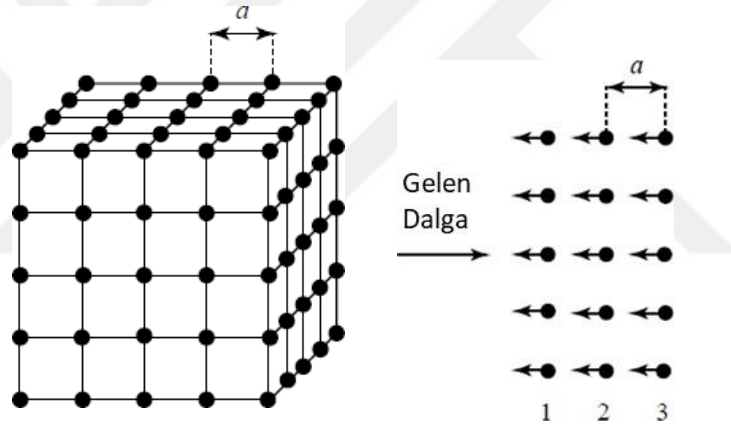


Şekil 2.15 : Alçak Geçiren, Yüksek Geçiren, Band Geçiren ve Band Durduran İdeal-Gerçek Filtre Frekans Cevapları[10].

3. METAMALZEMELER VE ÖZELLİKLERİ

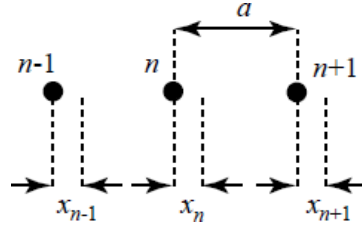
3.1 Metamalzemeler

Doğal malzemeler atom ve molekül gibi alt bileşenlerin birçoğunun bir araya gelmesi sonucunda oluşurlar. Tüm bu alt bileşenlerin rastgele şekilde birbiri üzerine yığıldığı durumda amorf, belirli periyodik bir düzene göre dizildikleri durumda ise kristal olarak adlandırılırlar[7]. Dalga – malzeme ilişkisini anlayabilmek adına Bragg etkisi incelenmelidir. Dalga boyu λ , malzemedeki elemanlar arası boşluk olan a mesafesi ile kıyaslanabilecek kadar yakınsa bu etkinin varlığından söz edilir[7].



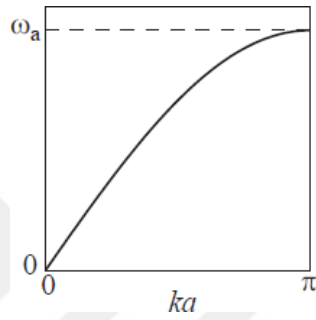
Şekil 3.1 : Kübik Kafes ve Gelen & Yansıyan Dalga Bileşenleri [7].

Gelen dalga şekil 3.1'deki görüldüğü gibi her satırdan yansımaya uğrar. Burada önemli durum $a = \lambda / 2$ olduğundaki durumdur. Bu durumda ilerleme esnasında tüm yansımalar aynı fazda olacak ve birbirlerini güçlendirici etkiye olacaktır[7]. Bu da yapıya bağlı olarak gelen dalganın büyük kısmının yansıması anlamına gelir. Kristallerdeki elektron kırınımının temeli bu etkidir. Dalga boyu, a aralığından çok büyük olduğu durumlarda böyle bir etki meydana gelmez[7]. Bu durumda ise ϵ ve μ gibi temel parametreleri bulma amacıyla efektif-ortam yaklaşımı yapılabilir. Metamalzemeler bileşenlerinde doğada görülmeyen üstün özellikler sergiler[1]. Dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenliğin kontrol edilebildiği yapay malzemelerdir ve metalik rezonans elemanlarının periyodik sıralanmasıyla oluşurlar[1]. Bir kristalde atom ve moleküller birbirlerine göre hareket içerisinde olabilirler. Bu hareketler ve sonucunda oluşturdukları karşı hareketler altında akustik dalgalar ortaya çıkar [29].



Şekil 3.2 : Konuma Göre Yer Değiştiren Atom Zinciri[7].

Şekil 3.2’de görüldüğü gibi a uzaklıkta elementlerden oluşan bir atom zincirinde atomların konumları x_{n-1} , x_n , x_{n+1} ile gösterilmiştir. $x_{n+1} > x_n$ durumunda ortadaki atomu sağa, $x_n > x_{n-1}$ durumunda ise sola hareket ettirecek bir kuvvet oluşur.



Şekil 3.3 : Akustik Dalga Dağılım Eğrisi[7].

Dağılım denkleminde frekans (ω) ve dalga sayısı (ka) arasında ilişkiye ulaşılır. $ka = \pi$ veya $\lambda_a = a/2$ olduğu noktalar akustik dalgaların olabileceği en yüksek noktayı göstermektedir. ω_a ’ya kadar olan bölge iletim bandı, üzeri ise durdurma yani iletim olmayan banttır[7]. Plasma dalgaları aynı zamanda doğal malzemelerde yayılabilir. Malzemenin enine elektromanyetik dalgaların üzerindeki etkisiyle sınırlı kalınmamalıdır. Parçacıklar arası etkileşimlerden dolayı dalgalar doğal bir malzeme içerisinde oluşabilir ve elektirsel ve manyetik bir fenomen sergileyebilirler. Enine elektromanyetik dalgalarla ilgisi olmayan elementler üzerinde de dalgalar olabilir.

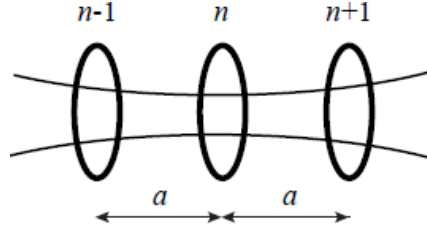


Şekil 3.4 : Kapasitif Yüklü Spiral[7].

Magnetoinductive (MI) olarak adlandırılan bu dalgaları yayabilecek en temel devreler[31] şekil 3.4’de görülmektedir. LC devresi olarak kabul edilen kapasitif yüklü metalik halkalardan oluşur ve rezonans frekansı (3.1) eşitliğiyle elde edilir.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

Burada L döngü endüktansı,C yükleme kapasitesidir.



Şekil 3.5 : Metamalzeme Zincirde Manyetik en Yakın Komşu Etkileşimleri[7].

Şekil 3.5’de a aralıklı 3 adet özdeş element görülmektedir. Ortadaki n elemanı tarafından oluşacak bir manyetik alan, aynı zamanda elemanlar arası manyetik bir bağlantı olduğundan, $n-1$ ve $n+1$ elemanlarını da etkiler[7]. Devrede Kirchoff voltaj yasası uygulanırsa toplam voltaj sıfır olmalıdır[30]. Devredeki 3 eleman üzerindeki 3 akımdan kaynaklı toplam 3 voltaj oluşur. Birinci; $I_n Z_0$ (Z_0 n elemanın self empedansı), ikinci; $j\omega M I_{n-1}$ (M ; n ile $n-1$ elemanları arasında oluşan mutual endüktans) ve üçüncü; $j\omega M I_{n+1}$ şeklindedir. Böylece eşdeğer eşitlik (3.2)’deki gibi olur.

$$I_n Z_0 + j\omega M (I_{n-1} + I_{n+1}) = 0 \quad (3.2)$$

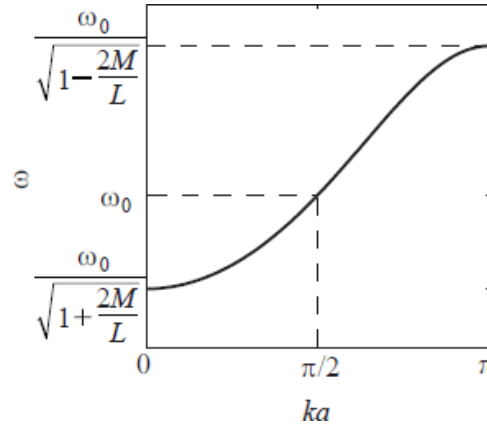
Burada (3.3) yaklaşımı için bir dalga çözümü yapılabilir[7].

$$I_n = I_n e^{-jnka} \quad (3.3)$$

MI dalgalar için dağılım denklemi (3.4)’deki gibi elde edilir[7].

$$L \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right) + 2M \cos(ka) = 0 \quad (3.4)$$

Burada self empedans $Z_0 = j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$ olarak hesaba katılmıştır.



Şekil 3.6 : MI Dalgaların Pozitif Manyetik Kuplaj altında Dağılımı

[7].

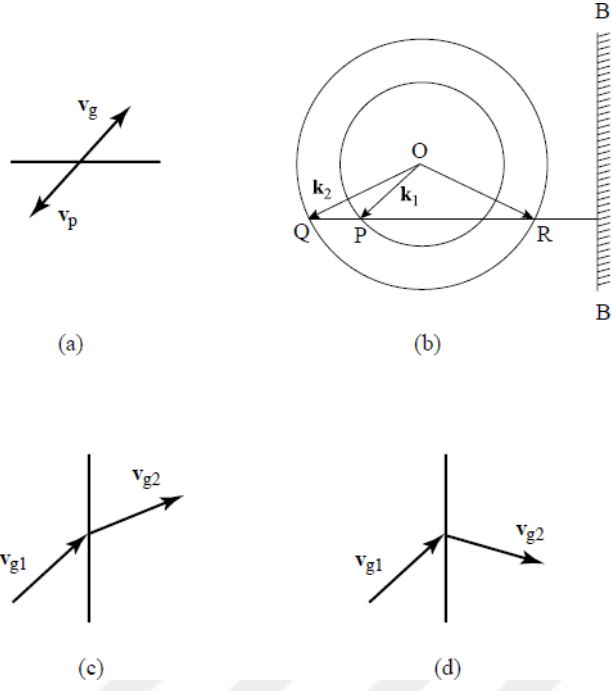
$2M/L > 0$ için şekil 3.6 dağılımı çizilebilir[7]. Akustik dalga dağılım eğrisine grup hızı $d\omega / dk$ 'nin her zaman pozitif olması ve band kenarlarında grup hızının 0 olması gibi bazı benzerlikler gösterir. Kesim frekansı altında kalan değerlerde MI dalgası yayılamaz[7]. Geçiş bandı (3.5)'de eşitlikte verilen aralıktır.

$$\frac{\omega_0}{\sqrt{1 + \frac{2M}{L}}} < \omega < \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{2M}{L}}} \quad (3.5)$$

Metamalzeme elemanları arasındaki ilişki manyetik olabileceği gibi elbette elektrik'de olabilir [7].

3.2 Geri Dalgalar ve Negatif Kırılma

Geri yönde dalgalar grup ve faz hızları zıt yönde olan dalgalardır[31]. Herhangi bir kırılma olması durumunda ileri ve geri dalga'lar arasındaki farklı durumları anlamak adına her ikisi de belirli frekansta geri dalgaları destekleyen iki izotropik ortam; 1 ve 2 düşünülebilir. Burada dalga sayısı k_2, k_1 'den büyük olarak varsayılmıştır.



Şekil 3.7 : Geri-İleri Dalgaların Kırınım Durumları[7].

Şekil 3.7 a’da grup ve dalga hızının zıt yönlerde olduğu görülmektedir. Şekil 3.7 b’de $\mathbf{k}_2$ ve $\mathbf{k}_1$ yarıçaplı ewald çemberi (belirli bir yansıma için kırılma açısını bulmak adına kullanılır[32]) çizilirse giriş dalgasının dalga vektörü $\mathbf{k}_1 = OP$ olur. BB' boyunca sınır koşulunu sağlamak adına olası dalga vektörleri OQ ve OR olabilir. İkinci ortamda grup hızı Şekil 3.7 a’daki gibi sınırdan ters yöne doğru olması gerektiğinden tek çözüm $\mathbf{k}_2 = OQ$ olur. Şekil 3.7 c’de geri dalgadan geri dalgaya kırınımında, grup hızları yönünden herhangi bir ters durum görülmemektedir. Geri dalgalar aynı ileri dalgalar gibi kırılmıştır. Ortam 1 geri ve ortam 2 ileri dalga durumu için ise, OP hala ortam 1’deki dalga vektörüdür ve OQ ve OR sınır koşullarını sağlayan iki farklı seçenektir. Bir önceki durumdan farkı ise burada 2.ortam ileri dalgadır ve grup hızı aynı yönlüdür. Böylece dalga vektörü OR olabileceği anlaşılır. Böylece negatif yönde bir kırılma gerçekleşir [7].

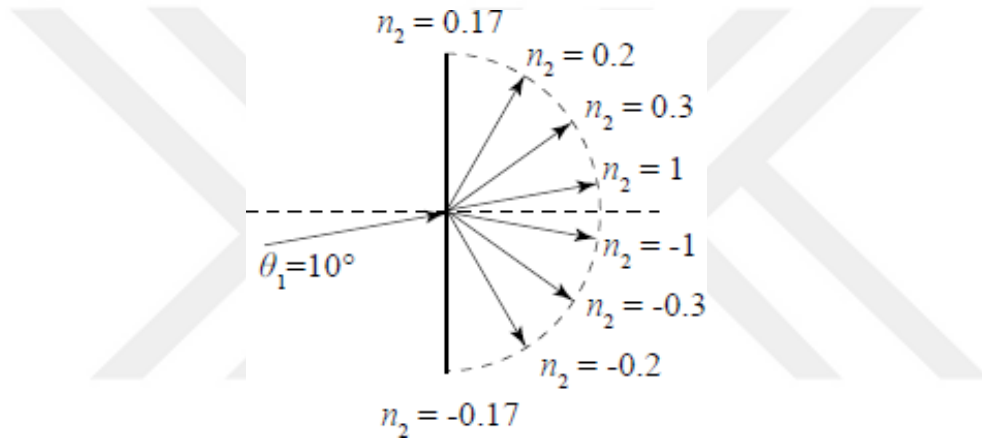
3.3 Negatif İşaretli Malzemeler

Bağıl magnetik geçirgenlik ve bağıl dielektrik sabiti cinsinden kırılma indisi $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ ile ifade edilir[3]. Yalnızca $\epsilon_r < 0$ olduğu durum plazmalarda görülür[3]. Hem ϵ_r hemde $\mu_r < 0$ durumu ise temel doğa yasalarına uymaz ve pozitif sabitleri

olan maddelerden farklı özellik gösterir[3]. Malzeme sabiti ϵ_r ve μ_r olan bir ortamda yayılan $\exp(jkr)$ formunda bir düzlem dalga için denklemler aşağıdaki gibidir.

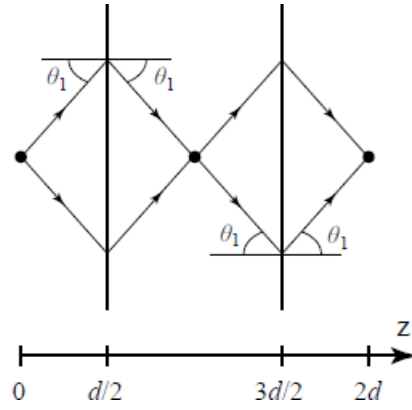
$$\mathbf{k} \times \mathbf{H} = \omega \epsilon \mathbf{E}, \quad \mathbf{k} \times \mathbf{E} = -\omega \mu \mathbf{H} \quad (3.6)$$

(3.6)'de görüldüğü üzere malzeme sabitlerinin aynı anda pozitif veya negatif olması durumu fark yaratmaktadır. Her ikisinin pozitif olduğu durum 'right-handed', negatif olduğu durum ise 'left handed' olarak tanımlanır[7]. Kırılma indisindeki karekök içerisindeki değer negatif veya pozitif olabilir. Bu iki durum snell yasası[33] ($n_1 \sin(\theta_1) = n_2 \sin(\theta_2)$) üzerinde farklı şekillerde sonuç alınmasına sebep olur.



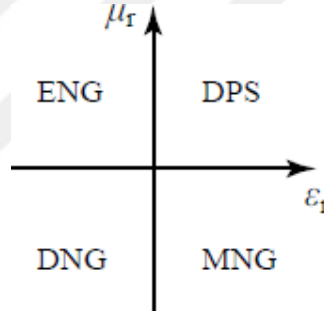
Şekil 3.8 : Farklı n_2 Değerlerine göre Sınırdaki Kırılmalar[2].

Şekil 3.8'de sınıra gelen dalganın ilerlediği sol taraf $n_1 = 1$ değerine sahip boş uzaydır, dalganın kırıldığı sınırın sağ tarafındaki ortam ise kırılma indisi n_2 farklı değerler alabilen geniş aralığa sahip bir ortamdır. $n_2 = \sin(\theta_1)$ olduğu durumda kırılma açısı 90° olur[33]. Açıkça görülmektedir ki negatif n_2 değerleri negatif kırılma durumlarının oluşmasına sebep olmaktadır. Böylece geri dalgaların özelliklerinden ve negatif kırılma indisinin sonucundan olmak üzere iki farklı durumda negatif kırılma gözlemlendiği yorumu yapılabilir [29].



Şekil 3.9 : Veselago'nun Düz Lensi[2].

Negatif indekse sahip bir lens ile yapılan tasarımda (Veselago'nun düz lensi) $n = -1$ durumu vardır ve kırılma açısı geliş açısına eşittir[2]. Burada bir kaynaktan yayılan tüm dalgalar Şekil 3.9'de görüldüğü gibi malzemenin içinden yeniden odaklanır ve malzemenin dışındaki odak noktasına gelir. Mercek kalınlığı d olan bir sistemde arkadaki $d/2$ uzaklıkta bulunan kaynak ileride yine $d/2$ noktasında üretilir [2].

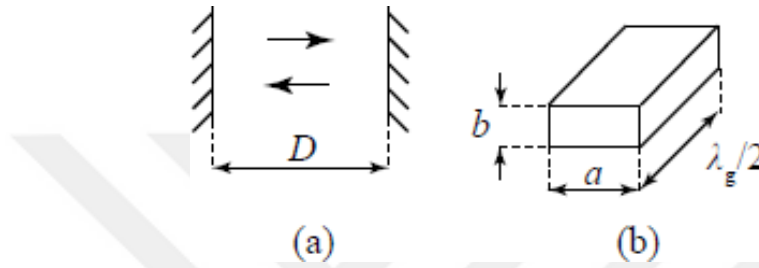


Şekil 3.10 : Alternatif Materyal Terminoloji Düzlemi[12].

Negatif malzeme sabitlerinin olması durumunda negatif kırılmanın olacağı söylenebilir ve bu durumdaki malzemeler 'left handed' olarak isimlendirilir[12]. Ancak magnetik geçirgenlik ve dielektrik sabiti işaretleriyle ilgili farklı bir terminoloji de kullanılır. Şekil 3.10'da görüldüğü gibi her iki sabit pozitif ise DPS, sadece ϵ negatif ise ENG, sadece μ negatif ise MNG, her iki sabitte pozitif ise DPS malzemeler olarak isimlendirilmiştir[12]. Burada bazen ENG ya da MNG malzemeler SNG (tek negatif) olarak da adlandırılır. Bunların dışında negatif kırılma indeksi için NRI, negatif ortam indeksi için de NIM terimleri kullanılır [2].

3.4 Tarihsel Süreçte Rezonatör Tasarımları

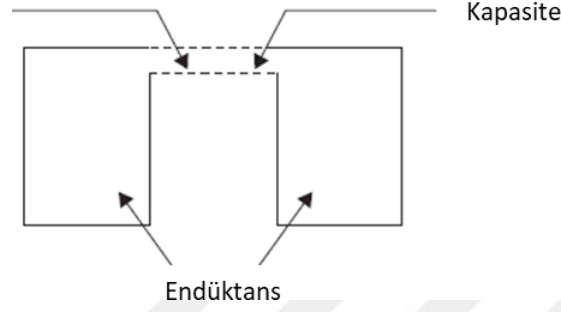
İletken tel elemanlar rezonatör olmamakla birlikte telin kalınlığı ve tel ağın yoğunluğuna bağlı olarak ayarlanabilen etkin plazma frekansının altındaki frekans değerlerinde negatif dielektrik sabiti değerine sahip olabilirler[29]. Matemal zeme elemanlarının çoğu ise rezonant özellik gösterdiğinde en önemli konu diğerlerine kıyasla küçük boyutlu olmaları durumudur[29]. Rezonant elemanlar için dalga boyuna göre küçük olma durumu oldukça yüksek önem gösterir[34].



Şekil 3.11 : a) Fabry-Perot Rezonatör b) Mikrodalga Rezonatör[7].

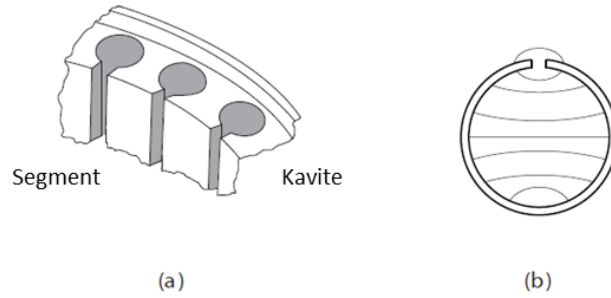
Elektromanyetik rezonatörlere örnek olarak Şekil 3.11 a'da görülen ve lazerlerde kullanılan Fabry-Perot rezonatörü verilebilir[7]. Aralarında D mesafe bulunan iki paralel aynadan oluşur. Burada rezonans, D 'nin çok sayıda dalga boyutu toplamına eşit olduğunda görülür ve o anda iki ayna arasında sıkışan dalga sürekli ileri geri yönde hareket eder[7]. Şekil 3.11 b'de görülen a, b ve λ_g boyutlarına sahip mikrodalga rezonatör ise kılavuz dalga boyunun yarısı boyutta olsa da yine de oldukça büyüktür. Dalga boyuna göre küçük ve devre elemanları tarafından kolay gerçekleştirilebilen bir rezonatör için L endüktansı ve C kapasitansı kullanılmalıdır[7]. Toplu eleman modeli kullanıldığı takdirde devre boyutu dalga boyutuna göre çok küçük olabilir[29]. Ancak bu elemanlar, elektrik ve manyetik alanlara kolay şekilde bağlanamadıkları için yapılacak tasarımlar kompakt olmalıdır[29]. Rezonatörler dalga boyuna göre daha küçük boyutta olma gerekliliğinin yanı sıra elektrik ve manyetik alan bileşenlerine sahip olmalıdır[34]. Metalik çubuklar ve ayırık halka rezonatörler (SRR), negatif malzeme parametreleri ve negatif kırılmanın varlığını göstermek için kullanılan elemanlardır[7]. Tasarımlar nispeten yakın zamanlı olsa da uzun bir tarihsel gelişme sürecinin sonunda yakın zamanki hallerine ulaşmıştır[26]. Bu gelişim süreci, RF ve mikrodalga sinyallerinin uyarımı için kullanılan yeni uygulamalara yol göstermesi açısından önemlidir[26]. Küçük boyuttaki rezonatörlere duyulan ihtiyaç ilk kez

mikrodalga tüplerin tasarımında ortaya çıkmıştır[7]. Kullanılan klystron'da elektron demetini modüle etmek için alana ihtiyaç varken aynı zamanda rezonatör küçük olmalı ve elektromanyetik gücü verimli şekilde kullanmalıdır. Bu tasarımda temel gereksinim boylamsal bir elektrik alanının, düzlem boyunca ilerleyen elektron ışıını ile etkileşime gireceği bir alan yaratmaktır[7].



Şekil 3.12 : Yeniden Giriş Kavitesi[7].

Yeniden giriş kavitesi (re-entry cavity) olarak adlandırılan rezonatör şekil 3.12’de görülmektedir. Burada yapıyı oluşturan temel mantık, metalik yapının sırayla endüktans ve kapasitans olarak tanımlanabilecek özellik göstermesidir[7]. Kapasitans karşılıklı iki metalik grid tarafından oluşturulurken endüktans yapının geri kalan kısımlar tarafından sağlanır. Burada rezonans frekansı metal gridler yaklaştırılarak yani kapasitans artırılarak düşürülebilir[7]. Küçük boyutta rezonatörlere verilebilecek genel örneklerden biri ikinci dünya savaşı sırasında çok büyük önem taşımış olan boşluklu magnetrondur[7].

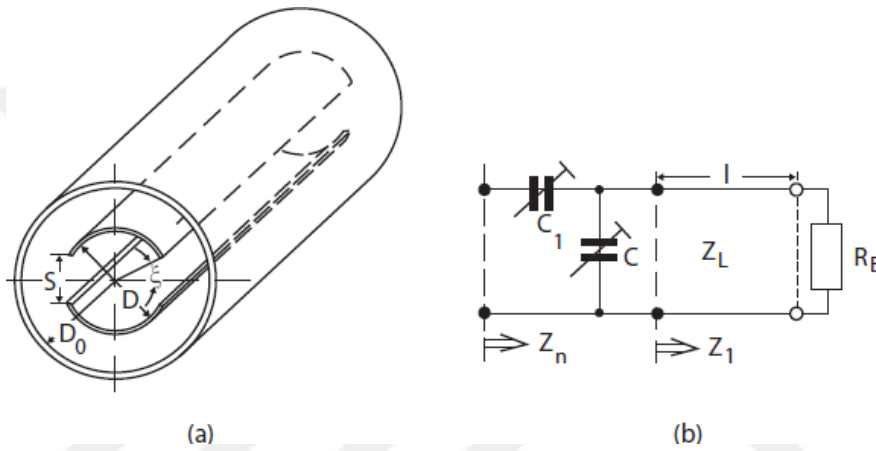


Şekil 3.13 : a) Magnetron Kavite Yapısı ve b) Elektrik Alan Bileşenleri[7].

Şekil 3.13 a’da görülen magnetron kavitesi günümüzde kullanılan bütün rezonatörlerin birincil tasarım konseptidir[7]. Açık bir yapıdadır, dış elektrik alanla etkileşime

girebilecek bir boşluğa sahiptir, dalga boyuna göre küçüktür ve rezonans frekansı rezonatörün kapasitans ve endüktansı tarafından belirlenir[7]. Kapasitans kısmen boşluktan kısmen ise Şekil 3.13 b’de görülen alan modelinden gelen katkıyla oluşurken endüktans silindirde akan yatay akımdan kaynaklanır.

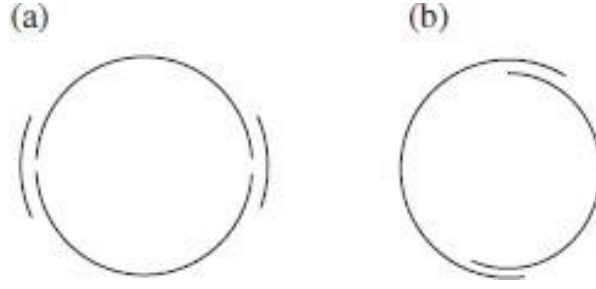
Buraya kadar bahsedilen klistron ve magnetron örnekleri mikrodalga tüpleri ile ilgili olan örneklerdir. 100-Mhz’ler seviyelerinde hareketli dalgalar ile yapılacak kapasitörlü ve bobinli klasik bir tasarım çok büyük boyutta olacağından ve yenilikçi bir tasarıma ihtiyaç duyulmuştur[7]. Bu gerekliliğe yönelik 1977 yılında Schneider ve Dullenkopf tarafından önerilen tasarım Şekil 3.14 a’da görülmektedir.



Şekil 3.14 : a) Yarıklı Tüp Rezonatör ve b) Uyumlama Devresi[7].

Burada yapı silindiriktir ve yarıklı tüp rezonatörü olarak isimlendirilmiştir. Magnetron boşluğuna yakın bir tasarım gibi gözüksede aradaki temel fark içerideki borunun bölünmüş olmasıdır. Bu bölünmüş olan iç borunun alt ve üst kısımlarının, şerit hattının iletim hattı mantığına yakın bir özellik gösterdiği söylenebilir. Dışarıdaki silindir ise koruma görevi görmektedir. Şekil 3.14 b’de görülen C_1 ve C kapasitelerinden oluşan uyumlama devresi ile tasarımda rezonans için gereken hat uzunluğunun azaltılması sağlanmıştır[7].

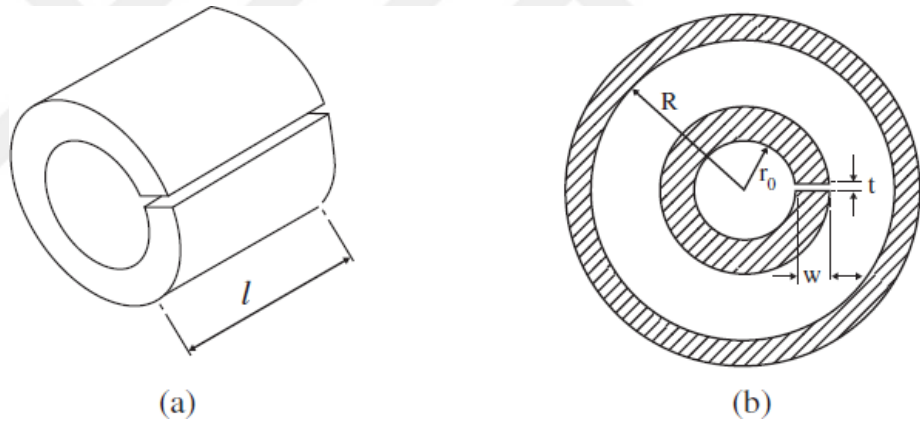
1-10 Ghz bandında elektron spin rezonans ölçümleri için aynı tip rezonatör 1980 yılında Mehring ve Freysoldt tarafından önerilmiştir[7]. Bu tasarıma çok benzer bir yaklaşım olan boşluklu döngü rezonatör (loop gap resonator) Froncisz ve Hyde tarafından 1982’de önerilmiştir[7]. Boşluklu döngü rezonatörler Şekil 3.15’de görülmektedir.



Şekil 3.15 : Boşluk Döngü Rezonatörler[7].

Şekil 3.15 a’da, iki boşluk karşısındaki iki yüzey nedeniyle ek bir kapasitans oluşmaktadır. Şekil 3.15 b’de ise birbirinden biraz farklı yarıçaplara sahip iki daire üst üste girerek gerekli kapasitansı üretir.

Yarıklı tüp rezonatörün bir varyasyonu olan bölünmüş halka rezonatör (SRR) Hardy ve Whitehead tarafından sunulmuştur[7]. Literatürde SRR tanımı ilk kez burada yapılmıştır[7],[34].



Şekil 3.16 : Bölünmüş Halka Rezonatör a) Temel Tasarım ve b) Çift Halkalı Versiyon[7].

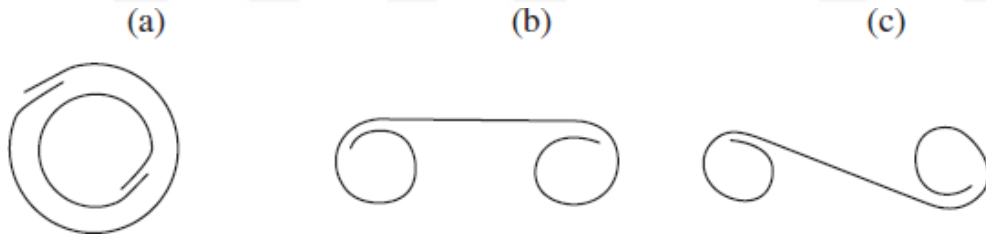
Burada metalik tüp sadece tek taraftan bölünmüş ve başlı başına bir rezonatör işlevi görmektedir. Kavramsal olarak bakıldığında magnetron kavitesi ile aynı olsa da geometrik yapı olarak farklıdır ve daha yüksek kapasitans değerine sahiptir. Dış kısımda kalan silindirik manyetik alanı sınırlandırmak için kullanılır. Dış bölgedeki ve iç bölgedeki manyetik akı eşitliğinden (3.7) eşitliği yazılabilir.

$$BS_2 = -S_1 B_0 ; S_1 = \pi r_0^2, S_2 = \pi[R^2 - (r_0 + w)^2] \quad (3.7)$$

Burada w , iç borunun kalınlığı iken R ve r_0 ise dış ve iç boruların yarıçap değerleridir. Daha sonra manyetik ve elektrik enerji eşitliğinden rezonans frekansı (3.8)'deki gibi bulunur.

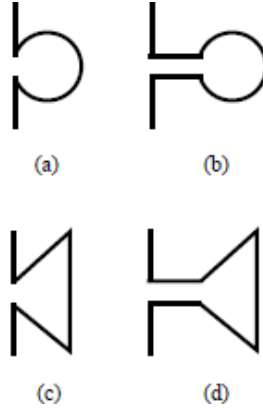
$$\omega_0 = \sqrt{1 + \frac{S_1}{S_2}} \sqrt{\frac{t}{\pi} \omega \frac{c}{r_0}} \quad (3.8)$$

Kostin ve Shevchenko 1984'de yaptıkları tasarım ile geçirgenliğin sanal kısmı yüksek olabilecek metalik elementler yardımıyla yapay bir ortam gerçeklemek istemişlerdir[7]. Bunun için gerekli olan yüksek manyetik kayıp ve minimum kalınlıkta metallerdir. İlk tasarımları 3.17 a'da görülen rezonansız metalik bir halka iken daha sonra Şekil 3.17 b ve 3.17 c'de görülen, kapasitans ve endüktansları farklı şekillerde birleştiren rezonant odaklı çözümler sundular.



Şekil 3.17 : Çift Dairesel Elemanlar[7].

1992 yılında Saadoun ve Engheta tarafından bir elektrik ve manyetik dipolu birleştiren bir model tasarım önerilmiştir[7]. Bu tasarımda şekiller omega ve pseudochiral olarak isimlendirilmiştir. Şekil 3.18 a'da görülen tasarım yunan alfabesindeki harfe benzediğinden, Şekil 3.18 c'de ise 90 derecelik bir faz farkıyla elektrik ve manyetik alanları birbirine bağladığından bu şekilde isimler almışlardır.

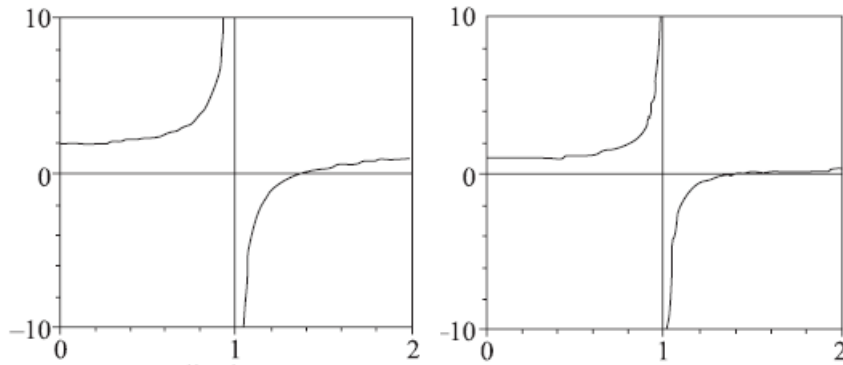


Şekil 3.18 : Saadoun ve Engheta Ω Tasarımları[7].

Burada elektrik ve manyetik alanlar cinsinden genel ilişki (3.9)'da verilmiştir. Eşitliklerde ϵ , μ ve Ω parametreleri bağıl dielektrik katsayısı, magnetik geçirgenlik ve kuplaj tensörüdür.

$$D = \epsilon E + \Omega_{em} B, \quad H = \frac{1}{\mu} B + \Omega_{me} E; \quad \Omega_{em} = j\Omega_{yz} \text{ ve } \Omega_{me} = j\Omega_{zy} \quad (3.9)$$

1994 yılında önceki yaptıkları tasarıma ek olarak 3.18 b'de görülen gövde ve döngü arasına küçük bir iletim hattı eklemişlerdir[7]. Ortamın hesaplanan etkin dielektrik ve magnetik geçirgenlik katsayılarını gösteren grafikler Şekil 3.19'da verilmiştir.

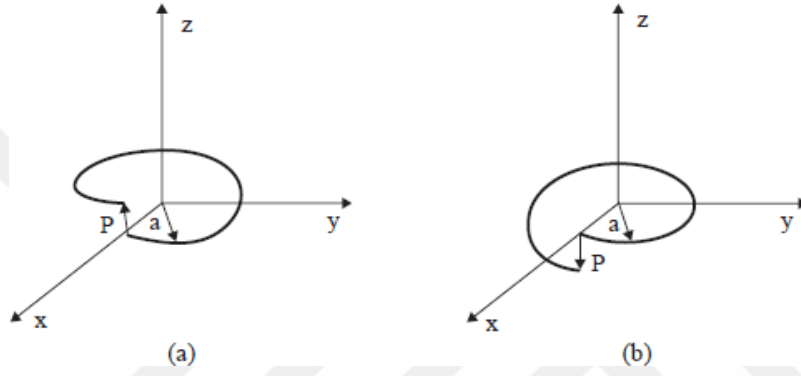


Şekil 3.19 : Efektif Dielektrik ve Geçirgenlik Değerleri[7].

Burada dikkat çeken sonuç her iki malzeme sabitinin aynı frekans değerinde negatif değere ulaşması ve belirli bir band aralığında negatif kalmasıdır. Bu modelin yüksek frekans değerlerinde aynı sonucu verip vermeyeceği konusunda bazı kesin olmayan yorumlar mevcuttur. 2003 yılında Simovski yaptığı çalışma ile her iki malzemenin de belirli band aralığında yüksek frekans değerlerinde negatif kalabileceğini

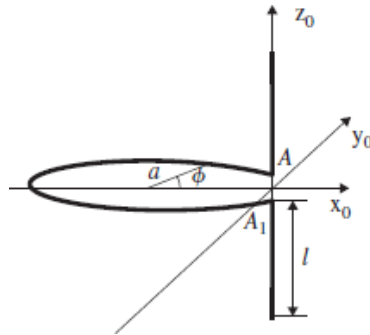
göstermiştir[7]. Bu tarz tasarımda bir eleman içeren malzemenin negatif kırılma göstereceği deneysel olarak 2004 yılında Ran tarafından gösterilmiştir[7].

Omega tasarımı metamalzeme elemanı olarak kullanılmaya oldukça uygun olmasına rağmen, SRR ve metal çubuk kombinasyonuna göre gelişen süreç sonucu geride kalarak çok geniş bir kullanım yelpazesine sahip olamamıştır[7]. Şekil 3.20’de görülen ve Bahr and Clausing tarafından analiz edilen kiral eleman, sağ ya da sol yönlü olarak çift yönlüdür.



Şekil 3.20 : a) Sağ Yönlü ve b) Sol Yönlü Tek Sarım Helisler[7].

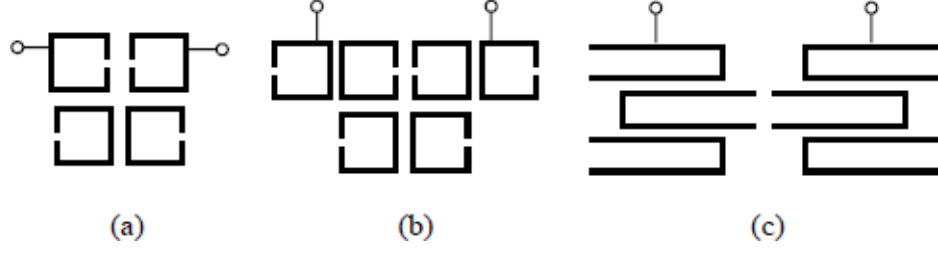
Saadoun ve Engheta'nın 1994’da ki modeline benzeyen başka bir kiral eleman, Tretyakov tarafından 1996’da araştırılmıştır[7]. Analizinde hem lineer hem de döngü anten teorilerinden faydalanmıştır. Şekil 3.21’de görülen model, yine bir elektrik ve manyetik dipol kombinasyonundan oluşur ancak burada döngüye dik olan elektrik dipol yönündedir[7].



Şekil 3.21 : Tretyakov’un Kiral Modeli[7].

Magnetron kavite boşluğunun farklı bir versiyonu, 1996 yılında mikrodalga filtre tasarımı için Hong ve Lancaster tarafından kullanılmıştır[7]. Dört kutuplu ve altı

kutuplu olmak üzere filtre tasarımları 3.22 a ve 3.22 b’de görülmektedir. 3.22’c de ise bunlardan farklı olarak u şekilli mikrodalga rezonatör tasarlamışlardır.

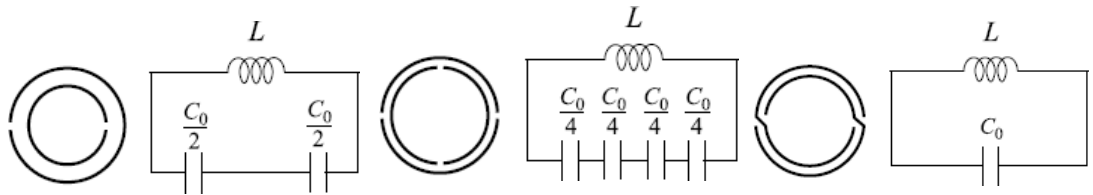


Şekil 3.22 : İnce Film Formunda Mikrodalga Filtreler[7].

Bu bölümdeki anlatılan modeller genel olarak ya belirli bir amacı karşılamaya yönelik tasarlanmış ya da bazı yapay malzemelerde potansiyel sonuç verebilecek elemanlar olarak tasarlanmıştır. Tarihsel rezonatör tasarım süresi boyunca çeşitli rezonatörler hali hazırda tasarlanıp ölçüldüğü için yeni gelen tasarımlar genellikle mevcut olanları değiştirilmiş ya da eklenmiş versiyonu şeklinde ilerlemiştir [7],[12].

3.5 Rezonatör Tasarımları ve Eşdeğer Devre Modelleri

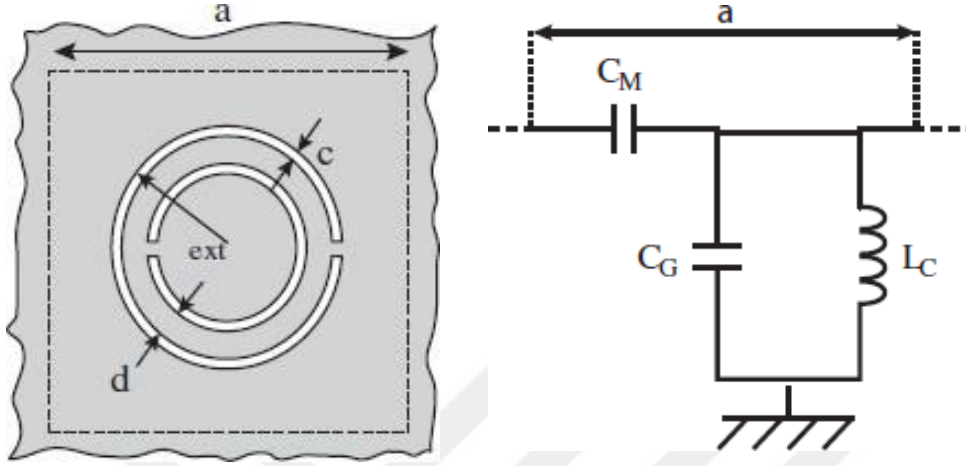
Negatif malzeme parametrelerini sağlamak ve negatif yansımanın sağlandığını gösterebilmek için bazı özel şekil ve boyutta tasarımlara ihtiyaç duyulur. 2005 yılında Baena tarafından tasarlanan bölünmüş halka rezonatörler, eşdeğer devre modellerine göre farklılık gösterir[7].



Şekil 3.23 : Farklı Tasarımlarla SRR’ler ve Eşdeğer Devreleri[7].

Eşdeğer devrede L, iç ve dış halkaların ortalamasına karşılık gelmektedir. Kapasitans değeri ise boşluk sayısı ile paralel şekilde artacak şekilde toplam değeri bölerek seri bağlı kapasitanslar ile gösterilir.

SRR tasarımının iç içe olacak şekilde yeniden tasarlandığı durumda rezonatör, tamamlayıcı bölünmüş halka rezonatör (CSRR) adını alır. Eşdeğer devre Şekil 3.24’de gösterilmiştir. Burada ek kapasitör olan c_m , bir sonraki elemanı düzgün şekilde bağlayabilmek için kullanılan kuplör elemanıdır [7].



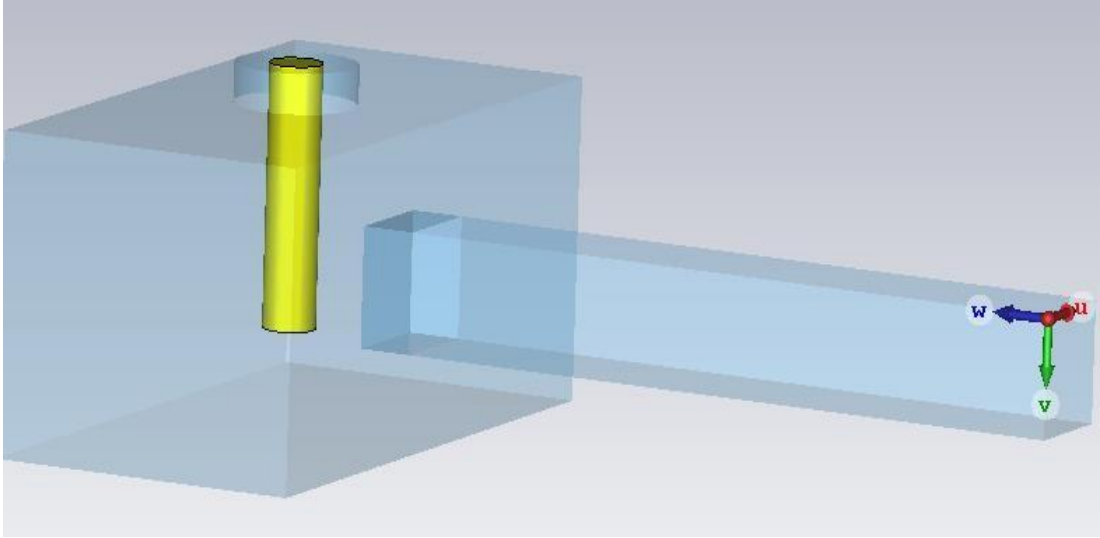
Şekil 3.24 : CSRR ve Eşdeğer Devresi[7].

4. METAMATERYAL İÇİNDE DALGA KILAVUZU UYGULAMALARI

4.1 Dalga Kılavuzu içerisinde Yerleştirilen Rezonatör Dizisi ve Davranışı

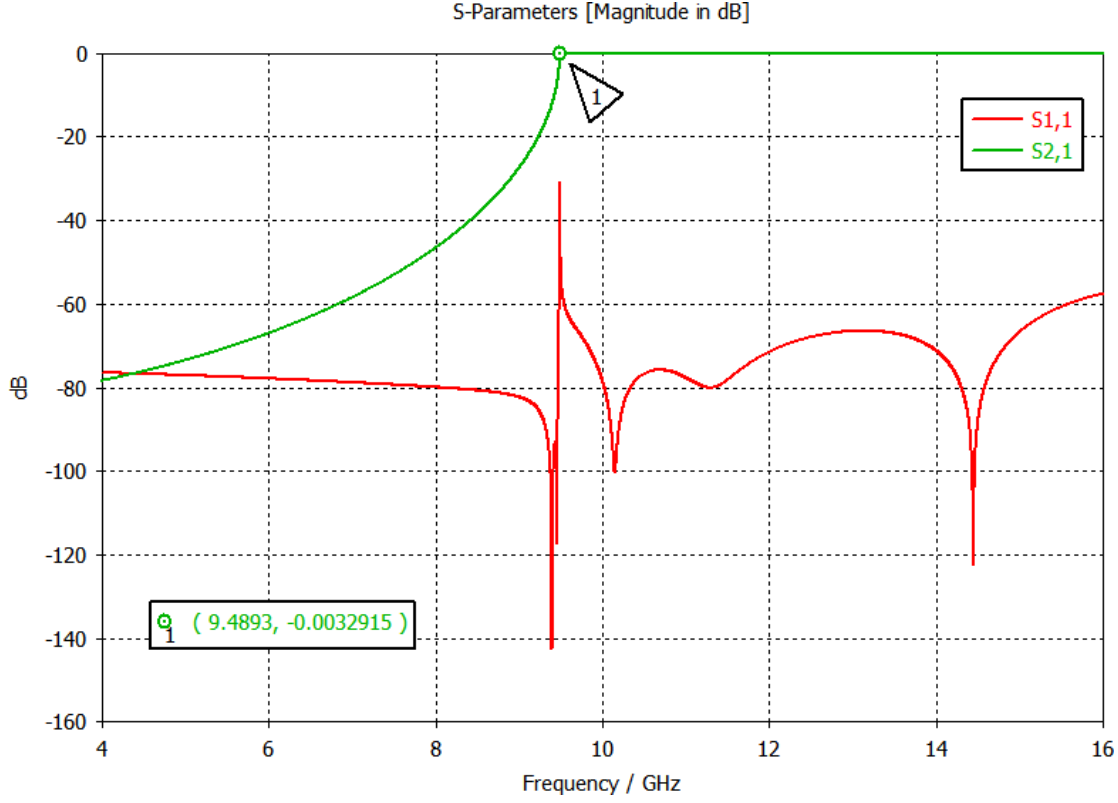
Dalga kılavuzu kullanılan bir sistemde, metalik yapıda bazı özel yapılar kullanıldığında metamalzeme davranışı gözlemlenebilir[35]. Daha önce dalga kılavuzu özellikleri konusunda bahsedilen temel özelliklerden biri; elektromanyetik dalganın metalik bir dalga kılavuzu içerisinde yayılabilmesi için, dalga kılavuzunun yeterince büyük ($a \geq \lambda/2$) olmasıydı[9]. Ancak bu koşul sağlanırsa iletim gerçekleşir, daha ufak boyutlarda ise kılavuz kesime uğrar[10]. Fakat burada normal durumdan farklı olarak metamalzeme özelliği gösteren özel tasarımlar olan yapılar yani rezonatörler, kılavuzun kesim frekansının altında olan frekans değerlerinde iletimi mümkün hale getirir[29].

Bu durumu gözlemlemek adına öncelikle içi boş bir dikdörtgen dalga kılavuzu tasarlanarak CST Studio Suite tasarım ve analiz programı yardımıyla incelenmiştir.



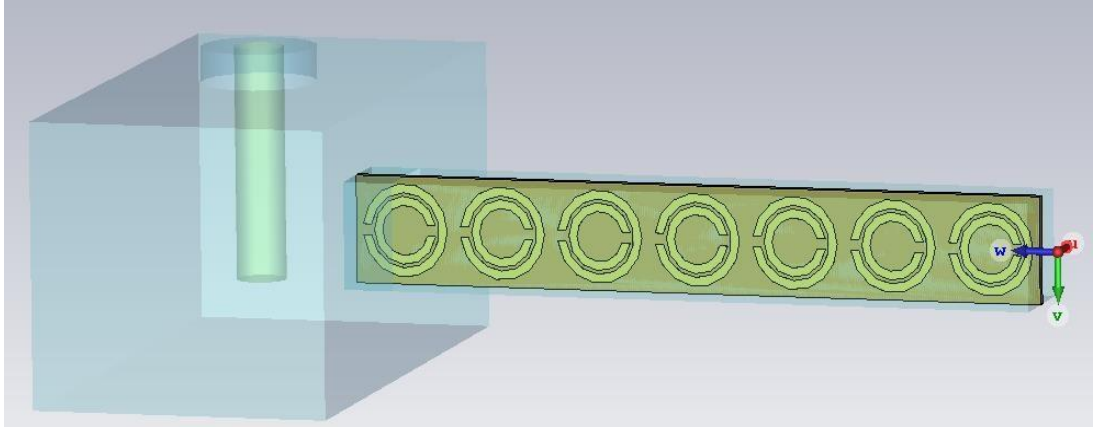
Şekil 4.1 : İçi Boş Dalga Kılavuzu Tasarım Modeli.

Burada giriş portu, WR137 boyutlarında dikdörtgen dalga kılavuzu içerisinde 1 adet 2mm çapında koaksiyel modeli kullanılarak tasarlanmıştır. Ortada yer alan ve elektromagnetik dalganın iletiminin sağlandığı kılavuz ise 6 mm x 6 mm kesite ve 36 mm uzunluğa sahiptir. Bu sistemde kılavuzun kesim frekansı Şekil 4.2’de görüldüğü üzere 9.4893 GHz’dir.



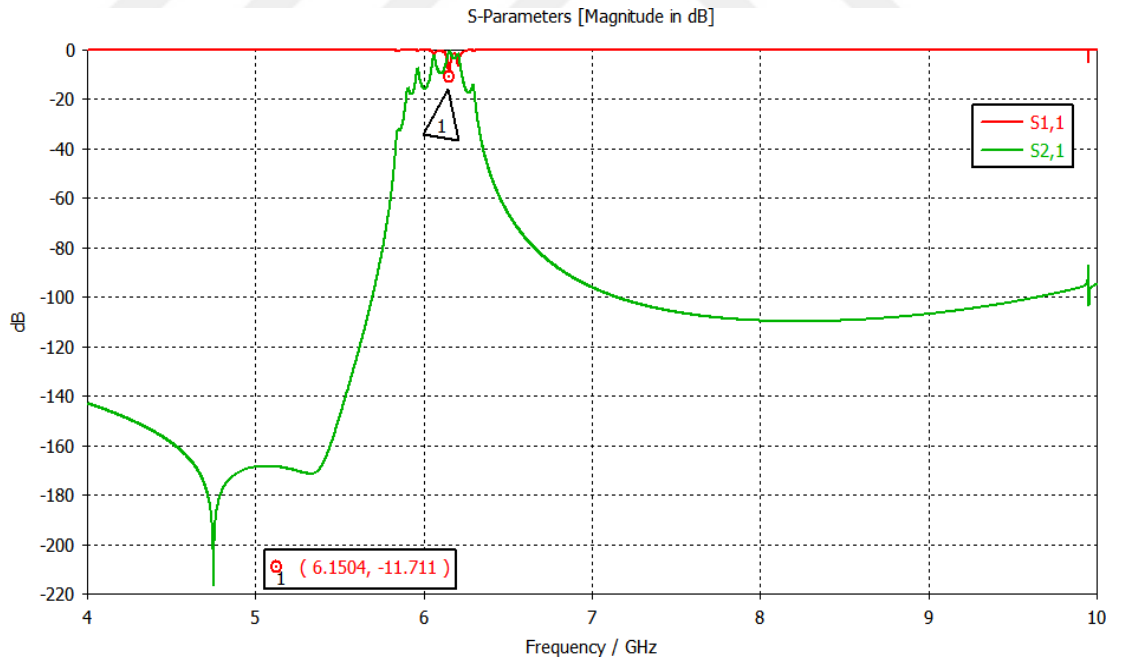
Şekil 4.2 : Boş Kılavuz S_{11} ve S_{21} Dağılım Grafiği.

Kesim frekansının altındaki frekans değerlerinde, S_{21} parametresi 0 dB seviyesinin çok altında iken (~ 60 dB) kesim frekansına yaklaştıkça artmakta ve daha yüksek frekans değerlerinde 0 dB olarak kalmaktadır. Boş olan dalga kılavuzu rezonatör dizisi ile doldurulursa kesim frekansının altında bir iletim bandının meydana gelmesi beklenmektedir. Bu durumu gözlemlemek amacıyla Şekil 4.3’de görülen sistem tasarlanmıştır[7].



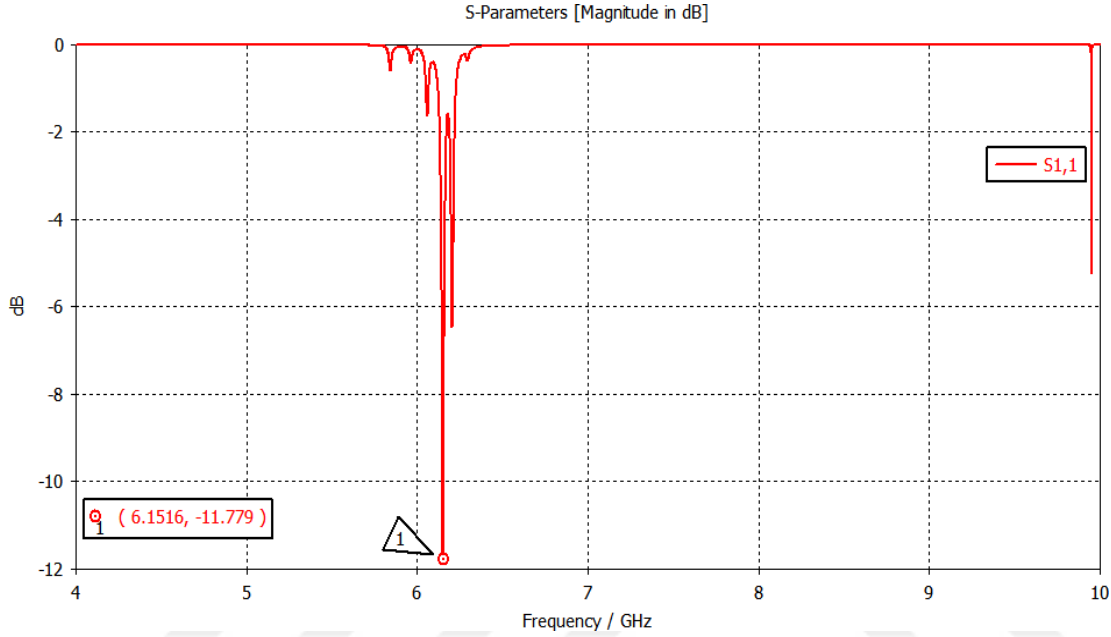
Şekil 4.3 : Çoklu Bölünmüş Halka Rezonatör Dizisi ile Doldurulmuş Dalga Kılavuzu Sistemi.

Burada 6 mm x 6 mm kılavuz içerisine 2.6 mm dış yarıçap ve 1.9mm iç yarıçapında 7 adet, bölünmüş çift halka rezonatör seri şekilde eklenmiştir. İç ve dış halkalar arası mesafe 0.2 mm'dir ve halka genişliği de 0.5 mm olarak tasarlanmıştır[7]. Dielektrik sabiti 5.9 olan bakır malzeme tercih edilmiştir[7]. Tasarlanan sistem CST tasarım ve analiz paket programı üzerinde 4 GHz başlangıç ve 10 GHz bitiş frekans değerleri arasında koşturulmuştur.



Şekil 4.4 : Rezonatör Serisi ile Doldurulmuş Kılavuz için S_{11} ve S_{21} Dağılım Grafiği.

S_{21} parametresinin dağılımı incelendiğinde 5.8 GHz – 6.3 GHz frekans bandında iletim hattı olduğu görülmektedir. Kesim frekansı olan 9.4893 GHz altında olan bu geçiş bandı, metamalzeme özellik gösteren bölünmüş halka rezonatör (SRR) serisi ile sağlanmaktadır[7]. Geçiş bandı dışındaki seviyelere bakıldığında, minimum gürültü seviyesi olan -100 dB'nin geçiş bandı sinyal seviyesinden en az 80 dB az seviyede olduğu görülmektedir.



Şekil 4.5 : Rezonatör Serisi ile Doldurulmuş Kılavuz için S_{11} Dağılım Grafiği.

Farklı dB seviyelerinde olan S_{11} ve S_{21} dağılımlarından S_{11} değerlerini daha iyi görebilmek adına sadece S_{11} çıktı değerlerini gösteren S_{11} grafiği, Şekil 4.5’de görüldüğü gibidir. Burada yine geçiş bandında yani 6 GHz seyilerinde S_{11} ’in 0 dB altına indiği görülmektedir ve S_{21} dağılımı ile tutarlıdır.

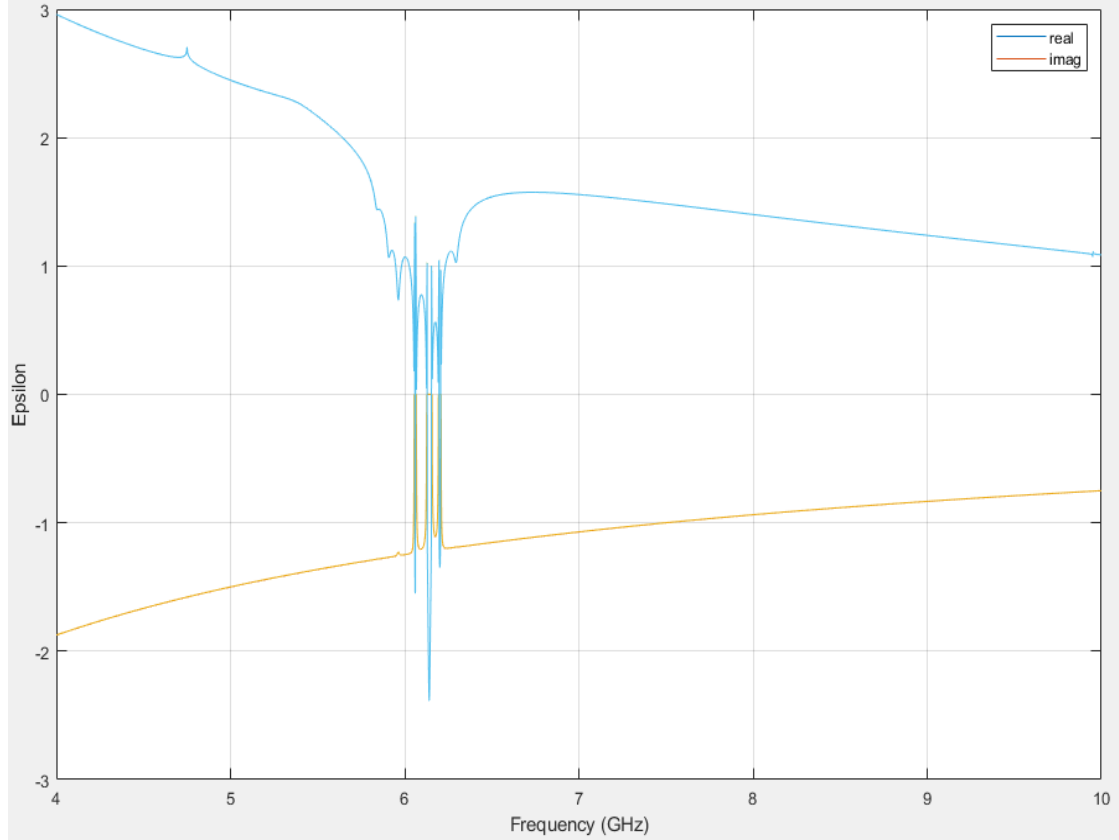
Burada kullanılan rezonatör serisinin metamalzeme özellik gösterdiğini görebilmek adına simülasyon sonucunda elde edilen S_{11} ve S_{21} değerlerinin kullanıldığı iletim-yansıma (T-R) yöntemi kullanılmıştır [5]. Bu yöntem, simülasyonla elde edilen S_{11} ve S_{21} değerlerinin kullanıldığı formüller ile, dielektrik sabiti ve geçirgenliği hesaplama imkanı tanır. Burada dielektrik sabiti; $\epsilon = n^2/z$, magnetik geçirgenlik ise $\mu = n.z$ formülleri ile hesaplanır[5], n değerini veren eşitlik (4.1)’deki gibidir.

$$n = \frac{1}{kd} \cos^{-1} \left[\frac{1}{2S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \right] \quad (4.1)$$

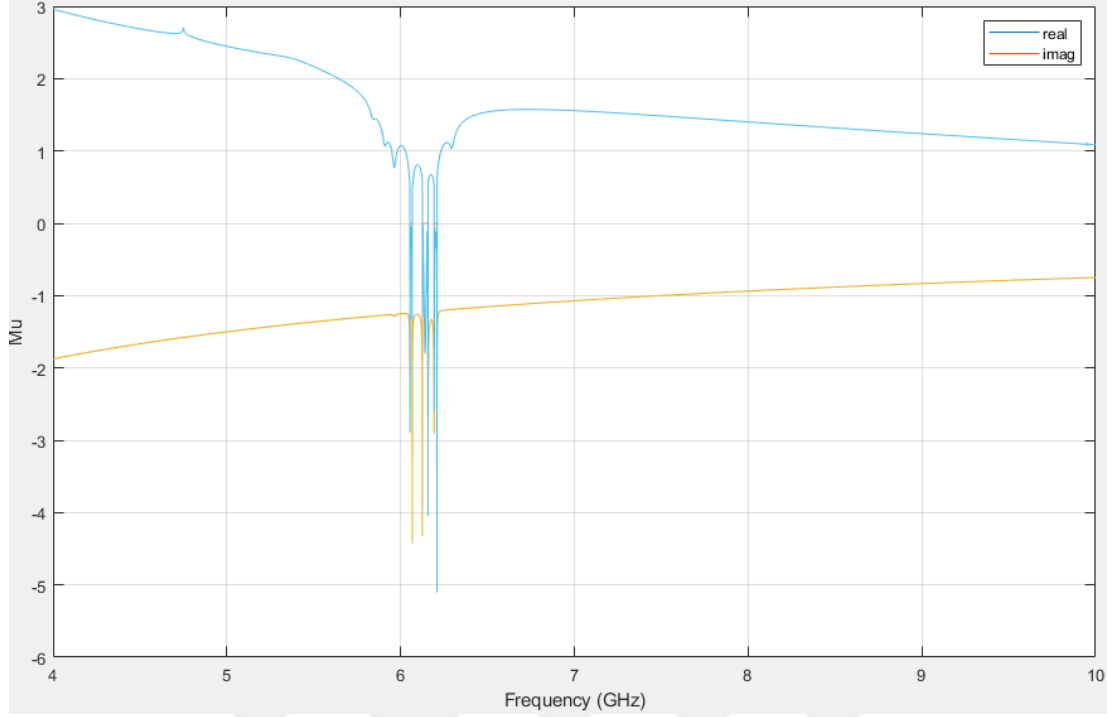
Eşitlik 4.1'deki d değeri hesaplanacak olan rezonatörün kesit büyüklüğü iken k ise frekansa bağlı olan dalga sayısıdır ($k = \frac{\omega}{c}$), z değerini veren eşitlik ise (4.2)'de verilmiştir.

$$z = \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (4.2)$$

T-R (Transmission - Reflection) yöntemi[5] kullanılarak yapılan ölçüm işlemi elde edilen parametreler MATLAB paket programı kullanılarak grafiğe dökülmüştür. CST simülasyonundan elde edilen veriler text dosyasına örneklenerek 5000x1'lik matrisler olacak şekilde alınmıştır. Alınan S_{11} ve S_{21} değerleri (4.1) ve (4.2) eşitliklerine girdi olarak verilip frekans bandındaki ϵ ve μ dağılım grafikleri elde edilmiştir.



Şekil 4.6 : 4 GHz – 10 GHz aralığında Dielektrik Sabiti (ϵ) Dağılım Grafiği.



Şekil 4.7 : 4 GHz – 10 GHz aralığında Magnetik Geçirgenlik (μ) Dağılım Grafiği.

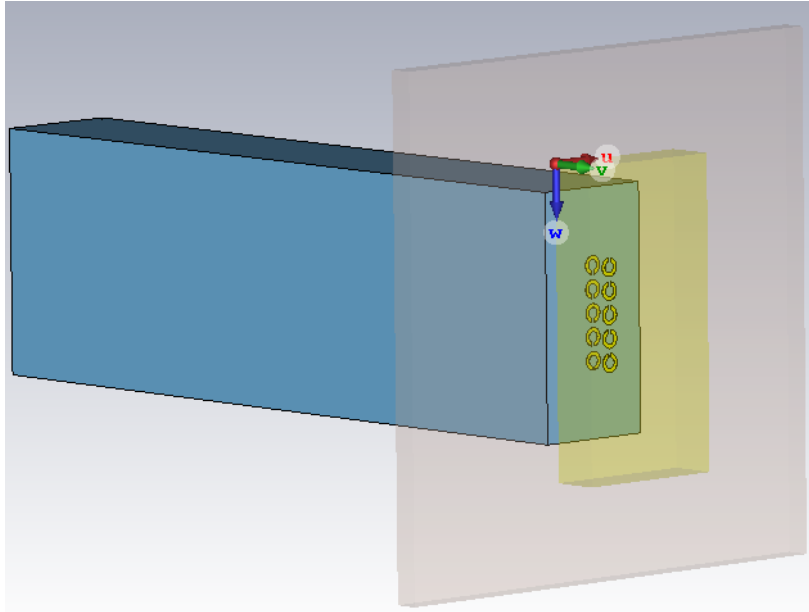
Şekil 4.6’da bağıl dielektrik katsayısı ve Şekil 4.7’de bağıl magnetik geçirgenlik dağılım grafikleri görülmektedir. MATLAB’de çok yapraklı çözümü olan denklemlerin hangi yaprakta çalışılacağı bilgisi mevcut değildir. Bu yüzden yazılan matlab kodunda, arccosinüs ve karekök fonksiyonlarının temel yaprağı baz alınacak şekilde seçim yapılmıştır.. Elde edilen değerler incelendiğinde geçiş bandı olan 6 GHz seviyelerinde negatif dielektrik sabiti ve negatif magnetik geçirgenlik sabiti değerleri görülmektedir. Bu değerler iletim bandı seviyesinde rezonatörlerin metamalzeme karakteristiğinde çalıştığını göstermektedir.

4.2 Yüzey Algılama için Kullanılan Açık Uçlu Kılavuzda Rezonatörler ile Tasarım Modelleri

Bu bölümde metal bir yüzeydeki çatlak veya hasarların tespit edilmesi için kullanılabilecek sensör tasarımları incelenecektir[6]. İlk olarak Rezonatör modeline bağlı tespit başarı oranları incelenecek, sonrasında ölçüm sonucunu etkileyebilecek diğer önemli parametrelerin sonuç üzerindeki değişim-etki analizi yapılacaktır. Bu parametrelerden birincisi yüzeydeki çatlağın sensör ile yaptığı açı yani çatlağın yönü olacaktır. Bir diğer parametrede olan rezonatör dizisinin konumlandığı levhanın bağlı dielektrik sabitinin değişimiyle ölçüm sonuçlarının nasıl değiştiği gözlemlenecektir. Son olarak yüzeydeki çatlağın genişliği ve çözünürlük sınırı incelenecektir.

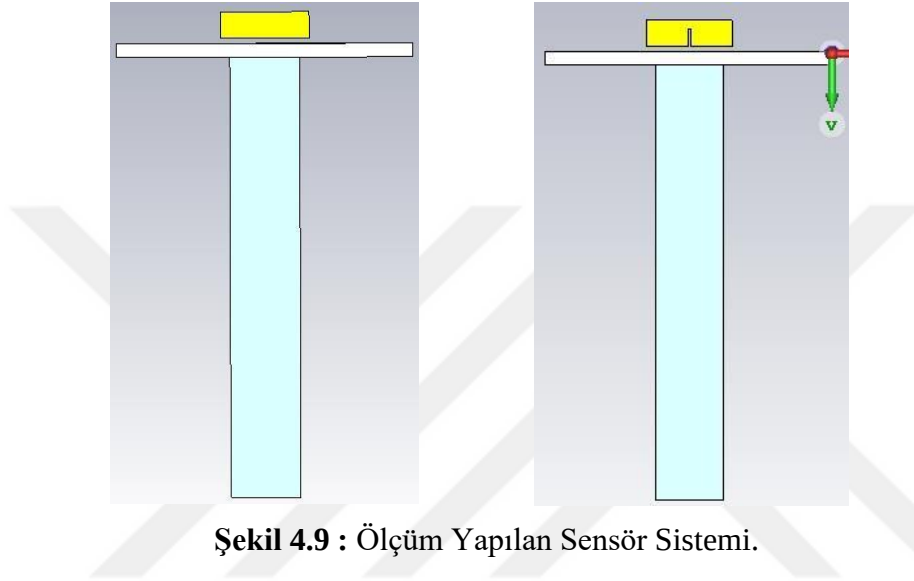
4.2.1 Farklı sensör tasarımlarının incelenmesi

Sensör tasarımı için incelenen ilk model için dairesel bölünmüş halka rezonatör kullanılmıştır[6]. Dikdörtgen dalga kılavuzu 15.8 mm x 7.9 mm kesitindedir[6]. Kılavuzun hemen çıkışında ise 1.5 mm genişliğinde dikdörtgen levha bitişik durumdadır[6]. Burada yapı, kılavuzun açık ucunda w-düzleminde 5 adet, kılavuzun açık ucunda bulunan Rogers-4003 dikdörtgen katkı maddesinin üzerinde 5 adet olacak şekilde tasarlanmıştır[6]. Sensörün çatlak tespiti yapacağı metal hedef ise 3 mm kesittedir[6].



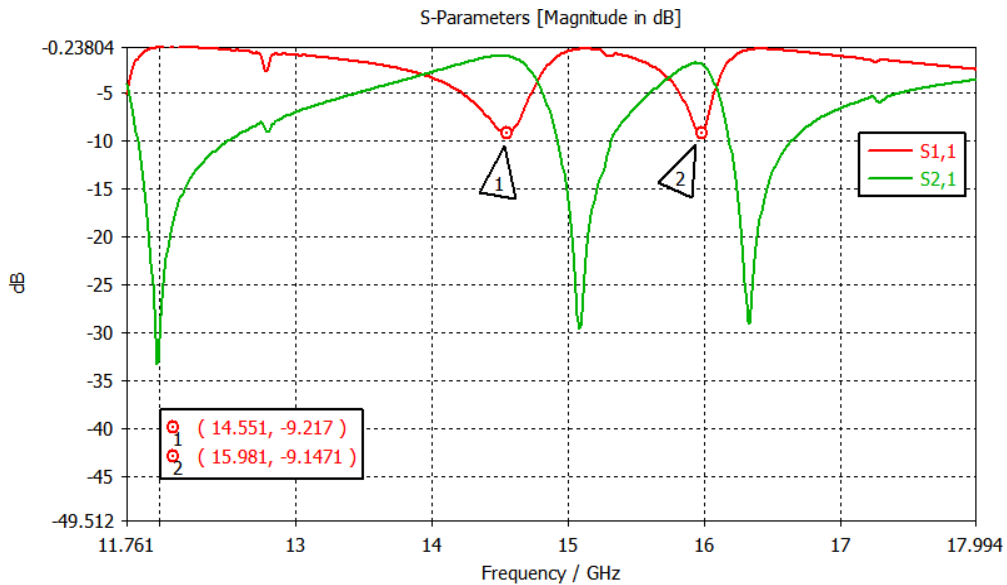
Şekil 4.8 : Dairesel SRR Kullanılan Sensör Tasarımı.

Kılavuz çıkışında konumlanan 5'li rezonatör seti ve dikdörtgen parça üzerindeki 5'li set aralarında 180° faz farkı olacak şekilde oluşturulmuştur[6]. Literatürde BC-SRR (Broad-Side-Coupled) olarak bilinen rezonatör yapısıdır. Kullanılan rezonatörler 0.35 mm iç ve 0.6 mm dış yarıçap büyüklüklerine sahiptir[6]. İki halka arasında 0.3 mm mesafe bulunurken ve halka açıklığı 0.1mm'dir[6]. Şekil 4.9'da kılavuz, dikdörtgen levha ve alüminyum hedef ile toplu şekilde ölçüm sistemi u-düzlemi bakımından görülmektedir.



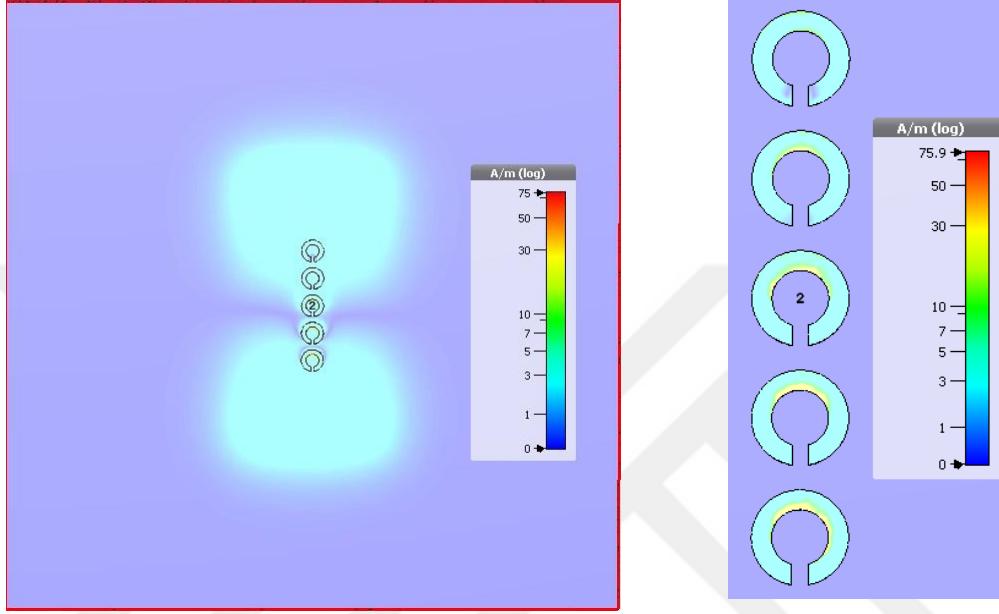
Şekil 4.9 : Ölçüm Yapılan Sensör Sistemi.

CST simülasyon programında tasarlanan bu model, 12-18 GHz frekans bandında önce time-domain solver ile koşturularak bu frekans bandındaki saçılma parametrelerinden S_{11} ve S_{21} değerleri elde edilmiştir.

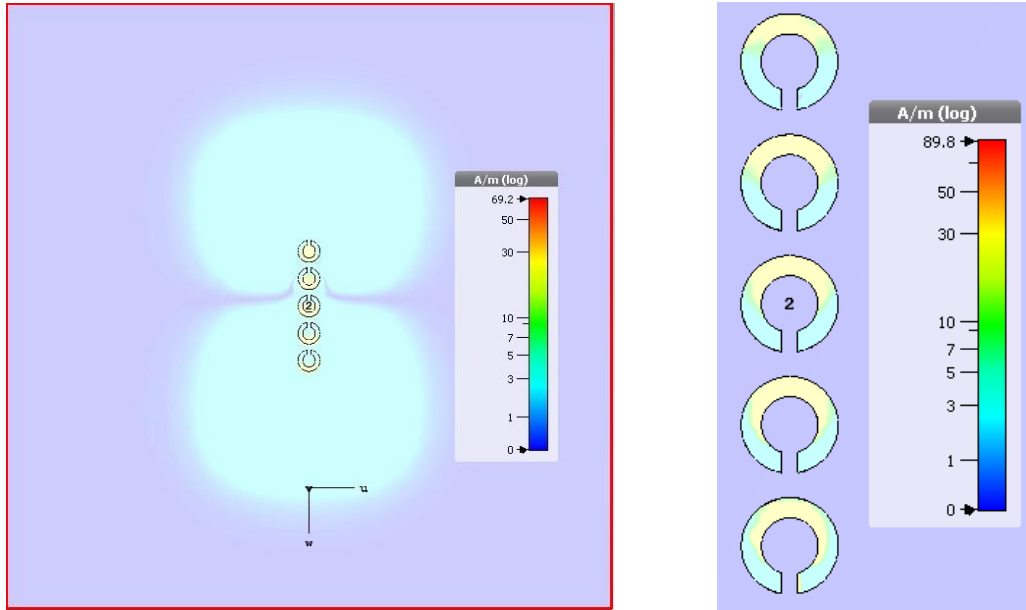


Şekil 4.10 : Zaman Modunda Elde Edilen S_{11} ve S_{21} Değerleri.

Saçılma parametreleri incelendiğinde, 14.551 GHz ve 15.968 GHz olmak üzere iki farklı nokta için kılavuz iletimdedir. Alüminyum hedef üzerinde, çatlak olan ve çatlak olmayan durum olmak üzere 2 farklı senaryoda CST frekans solver modunda koşturularak bu iki durumda oluşan yüzey alan akımı ve manyetik alan büyüklüğü kıyaslanacaktır. Burada hedefte bulunan çatlak 0.3 mm genişlik ve 2 mm derinlik boyutlarına sahiptir[6]. Metal hedefin sensörden uzaklığı ise 0.5 mm'dir[6].

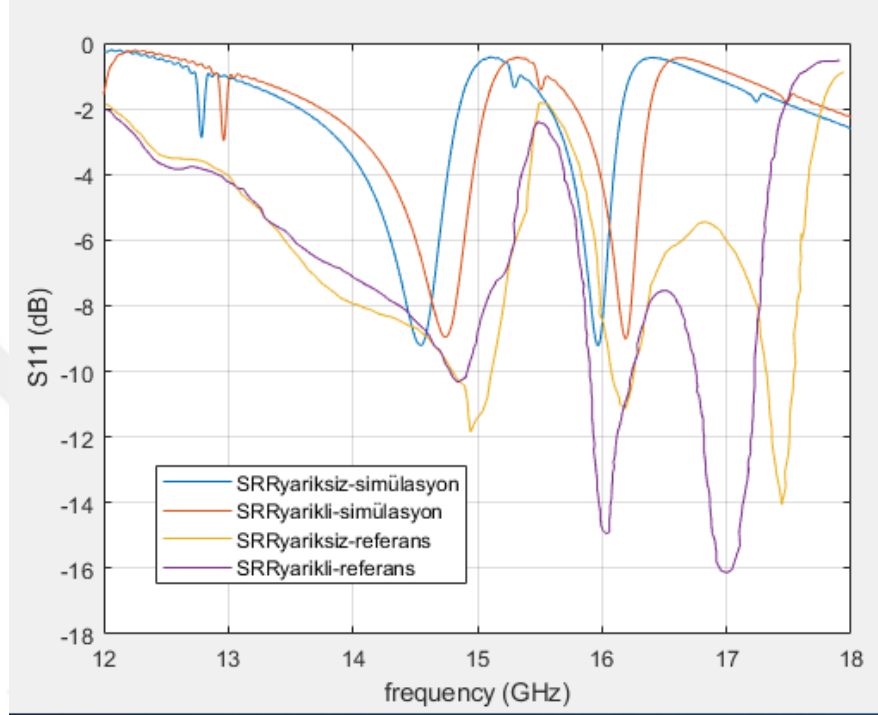


Şekil 4.11 : 1. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.



Şekil 4.12 : 1. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.

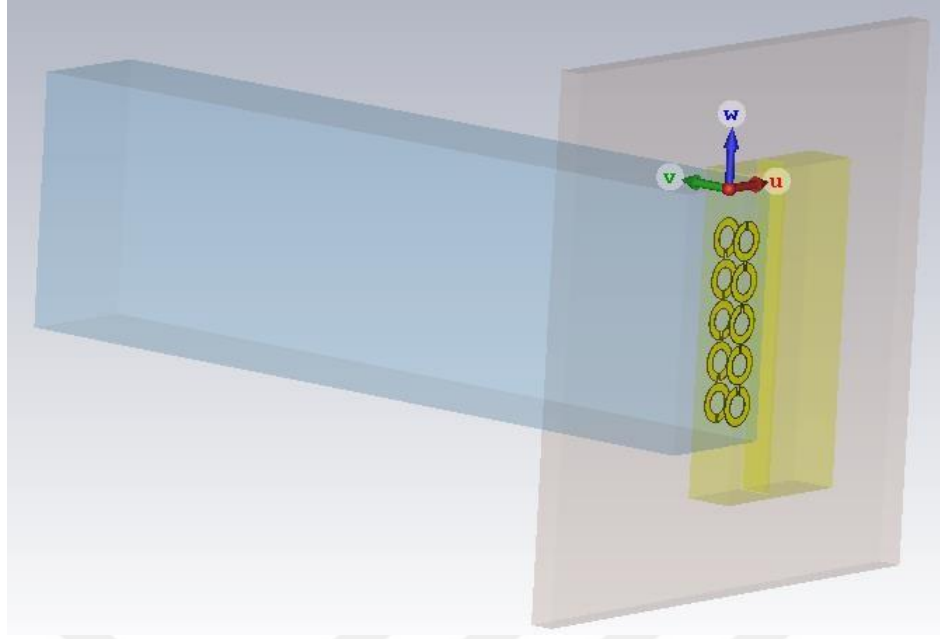
Herhangi bir hasar olmayan alüminyum hedef kullanılan simülasyon sonucunda elde edilen H-field değeri 20 A/m iken rezonatör yüzeylerinden ortalama 10 A/m akım akmaktadır. Daha önce belirtilen boyutlardaki çatlak olan durum için yapılan ölçüm sonucunda ise 30 A/m Manyetik alan şiddeti ve ortalama 20 A/m yüzey akımı değerleri elde edilmiştir.



Şekil 4.13 : Yansım Katsayısı (S_{11})'nın Hedef Yarıklı ve Yarıksız Durumlarında Sonuçları.

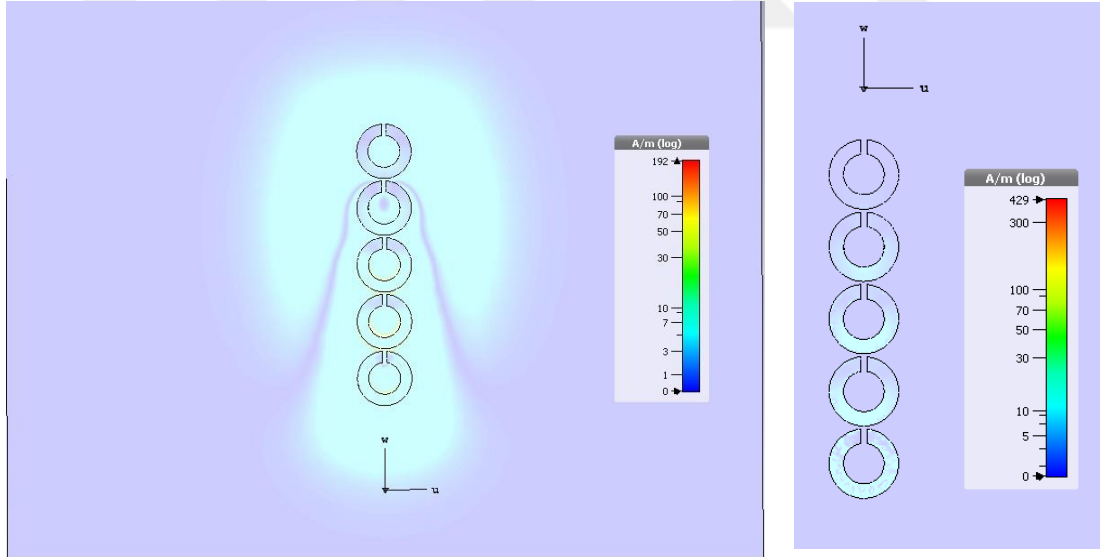
5 çift dairesel rezonatör kullanılan tasarımda kılavuzdaki yansım katsayısı incelenmiştir. Bunun için çalışılan frekans aralığında CST programında zaman modunda elde edilmiş olan S_{11} değerleri çıktı olarak her iki durum içinde alınarak MATLAB programı yardımıyla üst üste olacak şekilde çizdirilmiştir. Hedef yarıklı durumda yapılan ölçümde, frekans bandında iletim bölgeleri değişmiş ve yansım katsayısı grafiğinde yaklaşık 200 MHz faz kaymasının olduğu görülmüştür.

Çalışılan ikinci rezonatör modeli bir önceki rezonatör dizisinin sayı ve geometrik olarak aynısı olup boyut olarak 2 kat olacak şekilde büyük halidir. Yani 0.7 mm iç ve 1.2 mm dış yarıçapa sahip olan dairesel rezonatörler ile çalışma yapılmıştır. Rezonatörler arası mesafe 0.3 mm ve rezonatör açıklık miktarı 0.1 mm yani bir önceki tasarımla aynıdır. Tasarımı yapılan sistem 1. sistemle aynı büyüklükte dalga kılavuzu ve aynı frekans bandında çalıştırılmıştır.

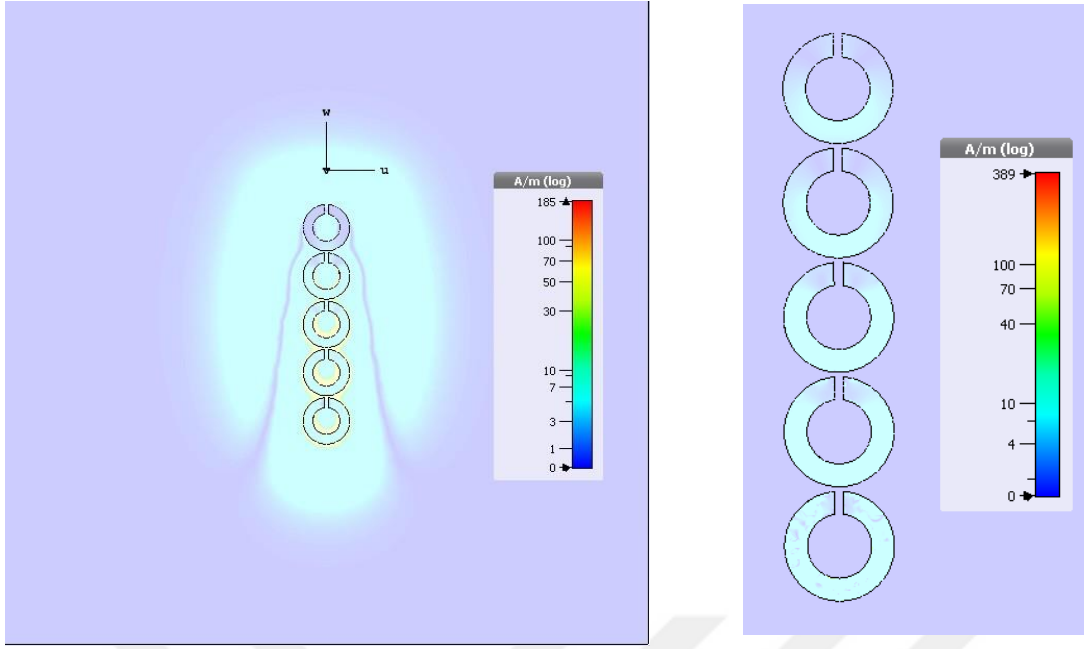


Şekil 4.14 : Dairesel Rezonatör Kullanılan Sensör Sistemi.

Aynı şekilde Rogers 4003 cinsinde 1.5 mm levha kullanılan ve alüminyum hedefin 0.5 mm uzaklıkta olduğu ölçüm sonucunda elde edilen yüzey akımı ve manyetik alan şiddeti değerlerinin olduğu değerler, yarıksız durumda Şekil 4.15’de, yarıklı durumda ise Şekil 4.16’da verilmiştir.

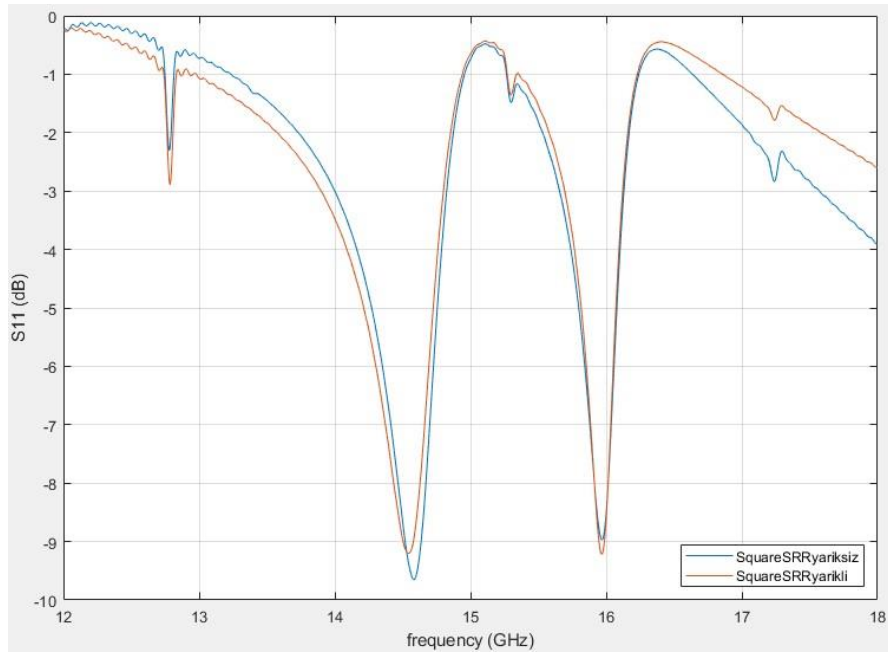


Şekil 4.15 : 2. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.



Şekil 4.16 : 2. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.

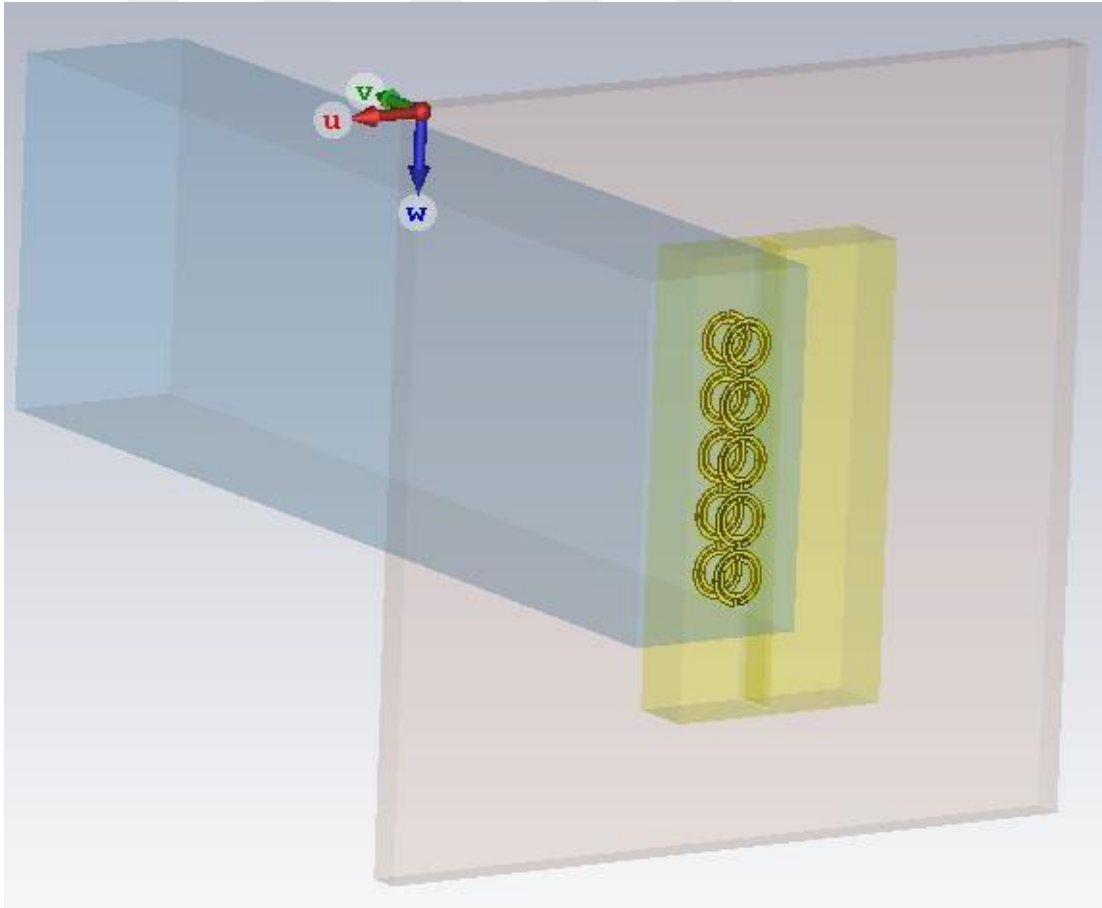
Şekil 4.15’de görüldüğü üzere yarıksız hedef üzerinde yapılan ölçümde H-field tepe değeri olan 50 A/m, sadece 2 rezonatör üzerinde ve oldukça kısıtlı olan bir bölgede dağılım göstermiştir. Şekil 4.16’da yarıklı hedef durumundaki ölçümde ise aynı tepe değeri dağılımının 4 farklı rezonatör üzerinde ve çok daha geniş bölgede olduğu görülmektedir. Yüzey akımı değeri ise yarıklı hedef durumda yarıksız hedef durumuna kıyasla %50 oranda yüksek olarak ölçülmektedir.



Şekil 4.17 : Yansım Katsayısı (S_{11})’nın Hedef Yarıklı ve Yarıksız durumlarında Sonuçları.

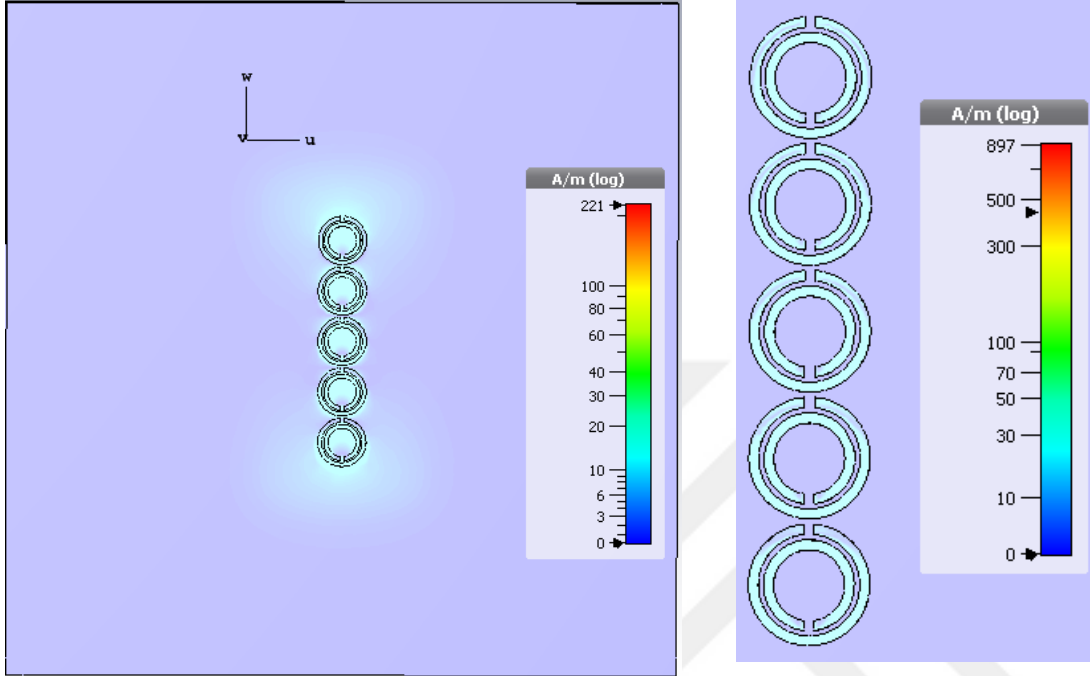
Elde edilen simülasyon sonuçlarının MATLAB’da işlenmesi sonucu yarık mevcut olan ve yarıksız olan durumlar için yansıma katsayıları incelenmiştir. 12- 18 GHz bandında çizidilen S_{21} değerlerinin yarıklı durumda iletim bölgeleri değişmiş ve yansıma katsayısı grafiğinde sınırlı da olsa faz kaymasının olduğu gözlenmiştir.

Yapılan 3. rezonatör tasarımında iç içe çift halka rezonatör kullanılmıştır. Geometrik olarak iç parça 0.7 mm iç ve 0.9 mm dış yarıçapa sahipken, dış parça 1 mm iç 1.2 mm dış yarıçaptadır. İki parça arasında ise 0.1 mm boşluk bulunmaktadır. Bu tasarımda ölçüm sırasında önceki testlerle aynı şekilde çıkış ucunda 5 çift rezonatör ve katkı levha üzerinde 5 çift rezonatör olmak üzere toplam 10 rezonatörden oluşan dizi kullanılmıştır. Levha 3.55 bağıl dielektrik katsayısına sahiptir ve kılavuz boyutu değiştirilmemiştir. Hedef 0.5 mm uzaklıkta alüminyum plakadır. Şekil 4.18’de 3.tasarım sistemi görülmektedir.

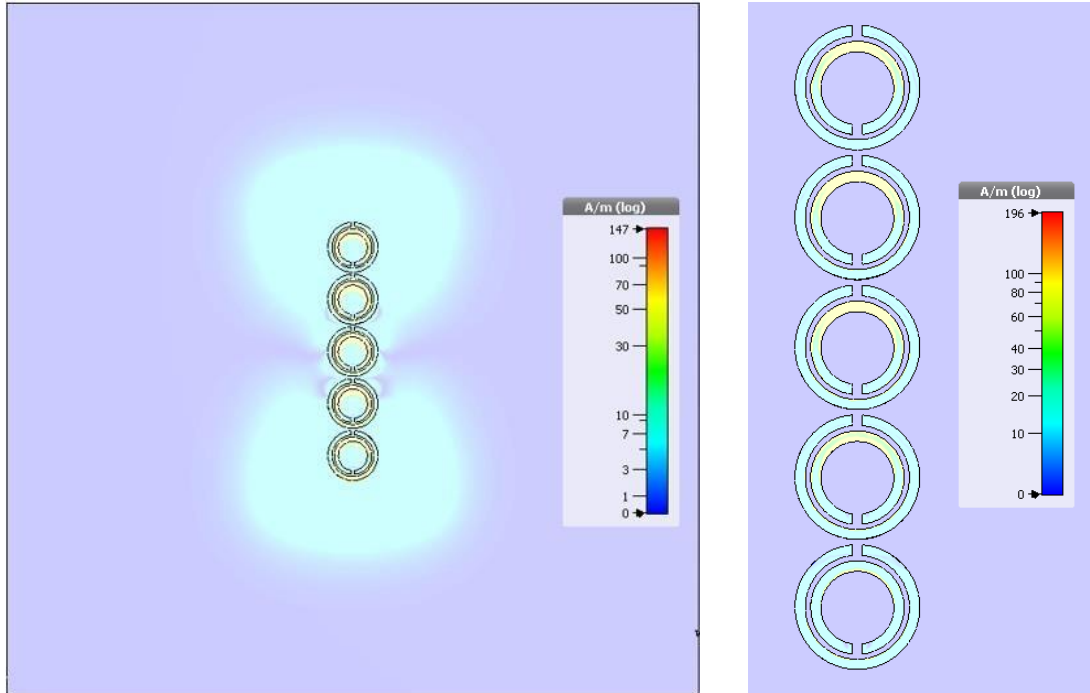


Şekil 4.18 : Çift - Dairesel Rezonatör Kullanılan Sensör Sistemi.

Hedefin yarıklı ve yarıksız olduğu durumlar için CST simülasyon programında 12-18 GHz aralığında simülasyonlar koşturulmuş ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.18 ve 4.19’da görülmektedir.

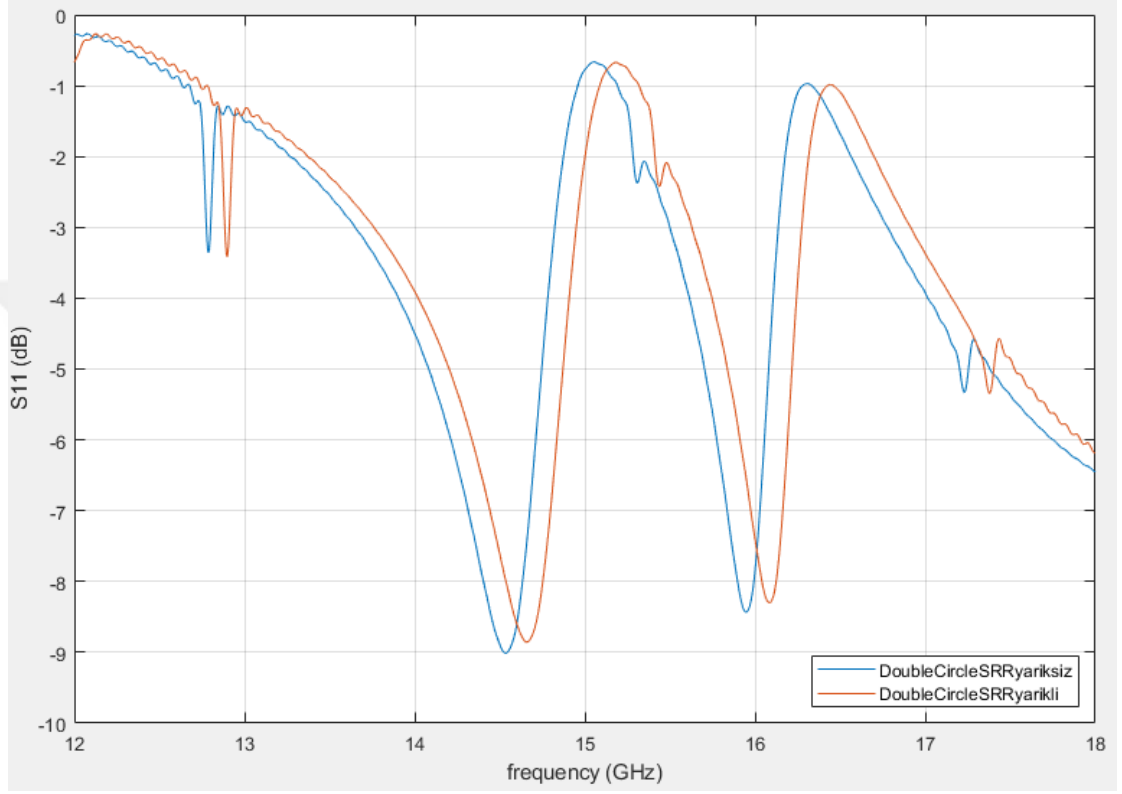


Şekil 4.19 : 3. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.



Şekil 4.20 : 3. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.

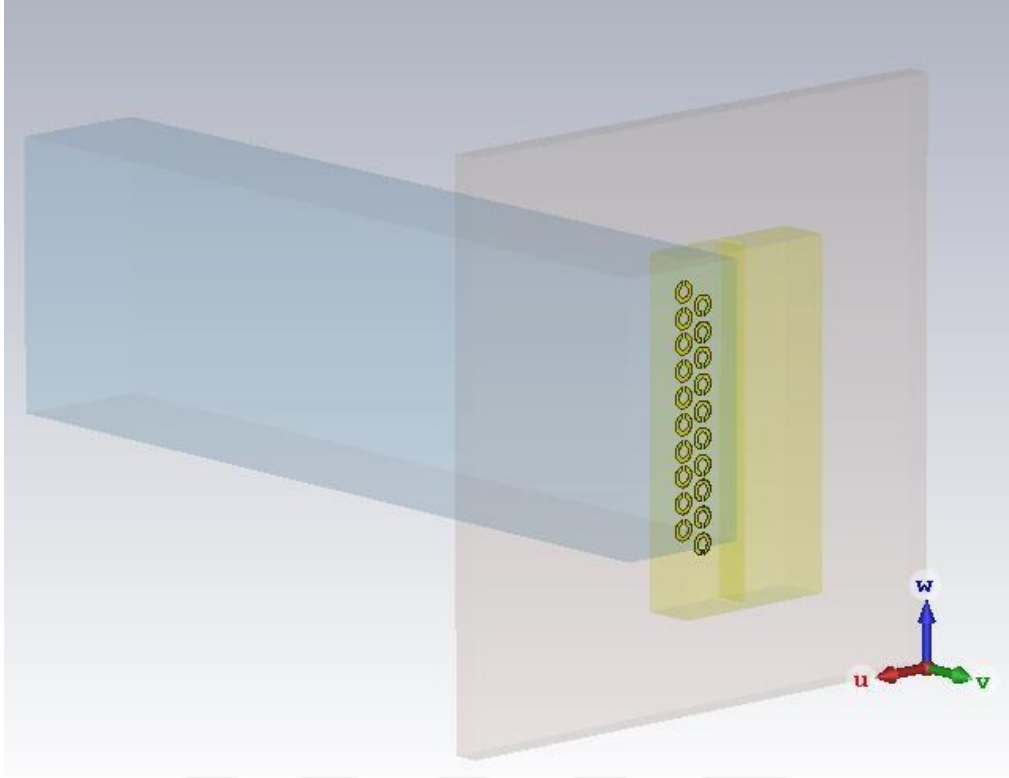
Şekil 4.19’da görülen yarıksız durumda manyetik alan şiddeti dağılımının 20 A/m seviyelerini geçemediği görülürken yarıklı hedefle elde edilen Şekil 4.20’de H-field değerinin iç rezonatörler üzerinde 40 A/m tepe değerlerine ulaşan dağılım gösterdiği görülmüştür. Yüzey akımı ise aynı şekilde yarıksız durumda tepe değerine ulaşamazken yarıklı hedef durumunda 4 farklı rezonatör üzerinde ulaşmaktadır.



Şekil 4.21 : Yansım Katsayısı (S_{11})’nın Hedef Yarıklı ve Yarıksız Durumlarında Sonuçları.

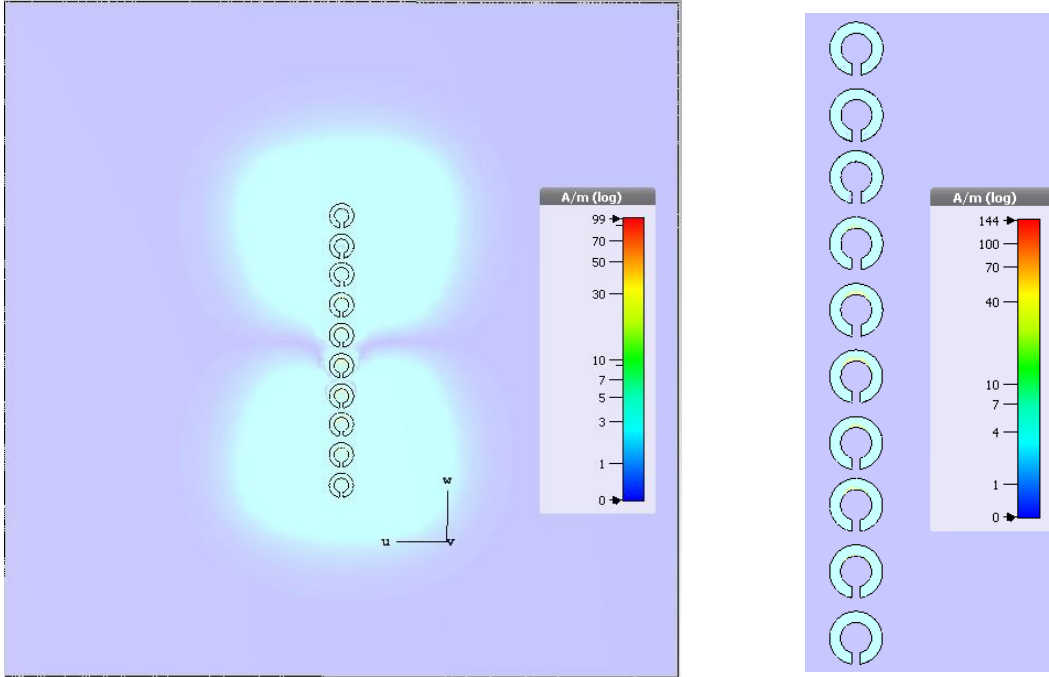
CST simülasyonu sonucu elde edilen S_{11} yansım katsayılarının alınan örnek değerleri MATLAB ile 12 – 18 GHz bandında üst üste çizdirilmiştir. Şekil 4.21’de görülen grafiklerden yarıklı hedef durumunda yarıksız duruma göre 150 MHz civarında faz kaymasının gerçekleştiği söylenebilir.

Dördüncü tasarımda ise birinci tasarım modelinde kullanılan 0.35 mm iç ve 0.6 mm dış yarıçapa sahip bölünmüş dairesel rezonatörler kullanılmıştır. Burada 5x2 toplam 10 adet olan rezonatör sayısı 10x2 toplam 20 adet olacak şekilde yeniden kurgulanmıştır. Halka rezonatörler arası mesafe 0.2 mm ve rezonatör boşluğu 0.1 mm’dir.

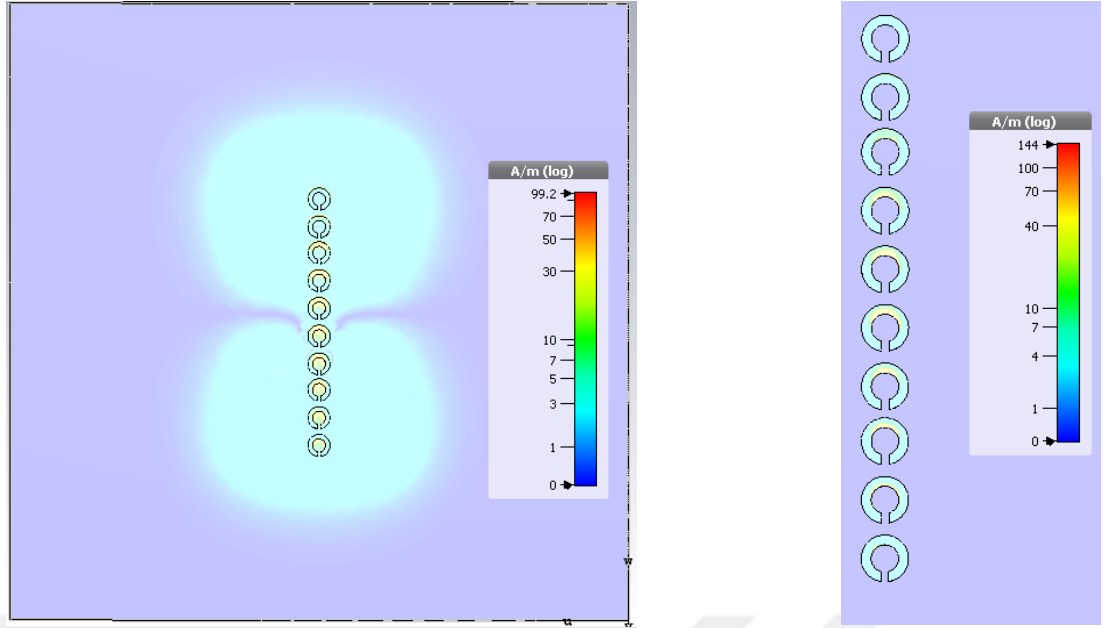


Şekil 4.22 : 10x2 Dairesel Rezonatör Kullanılan Sensör Sistemi.

Şekil 4.22’de görülen 10x2, 20 adet bölünmüş halka rezonatör dizisinden oluşan sensör sistemi CST ile simüle edilmiş ve elde edilen H-field ve yüzey akım değerleri Şekil 4.23 ile Şekil 4.24’de verilmiştir.

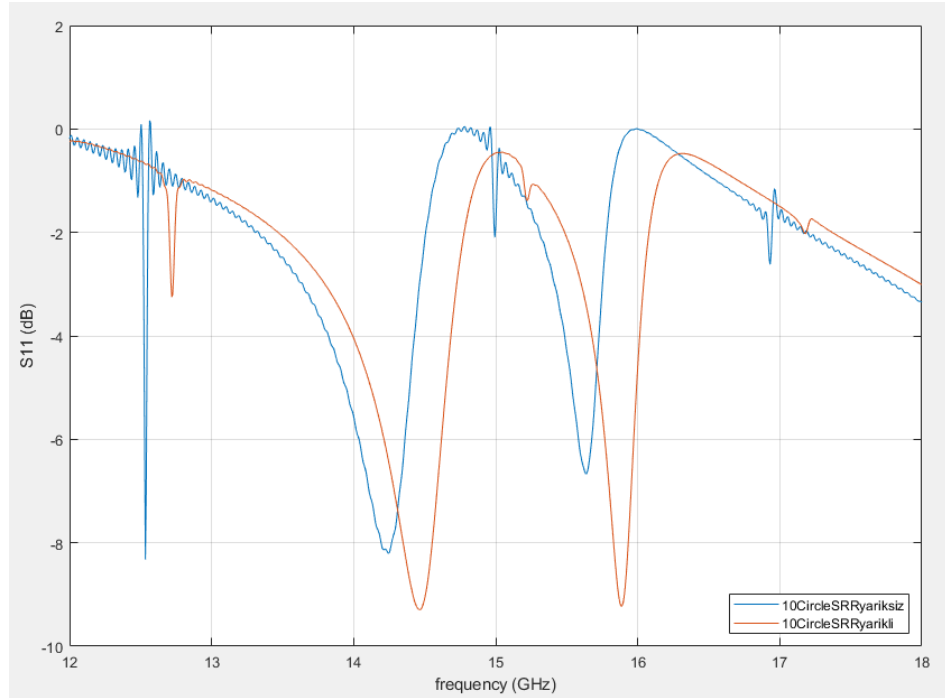


Şekil 4.23 : 4. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.



Şekil 4.24 : 4. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.

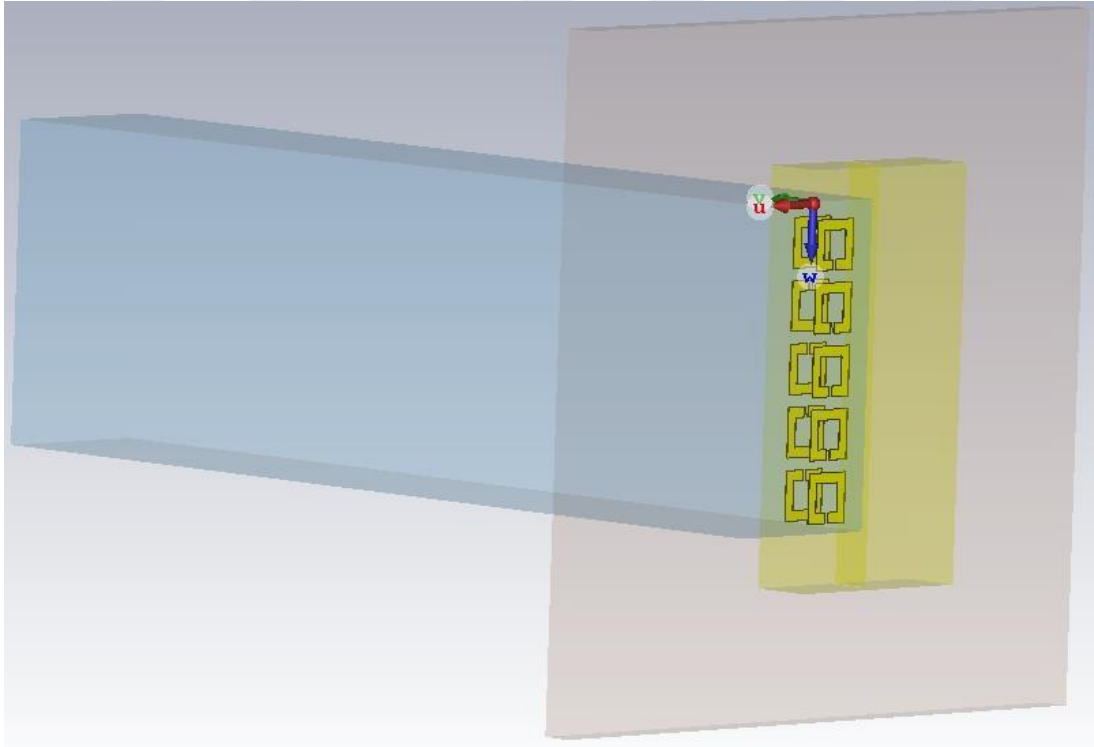
Yarıklı hedef ve yarıksız hedef için yapılan çalışmadan elde edilen sonuçlar incelendiğinde özellikle orta kısımda bulunan 6 halka rezonatör üzerinde manyetik alan şiddetinin tepe değerine ulaştığı görülmektedir. Yüzey alan akımı değerleri de aynı şekilde hem ortalama değer açısından bütün rezonatörlerde artmış, hem de tepe değerine bakıldığında merkeze yakın olanlarda dağılım göstermiştir.



Şekil 4.25 : Yansıma Katsayısı (S_{11})'nın Hedef Yarıklı ve Yarıksız Durumlarında Sonuçları.

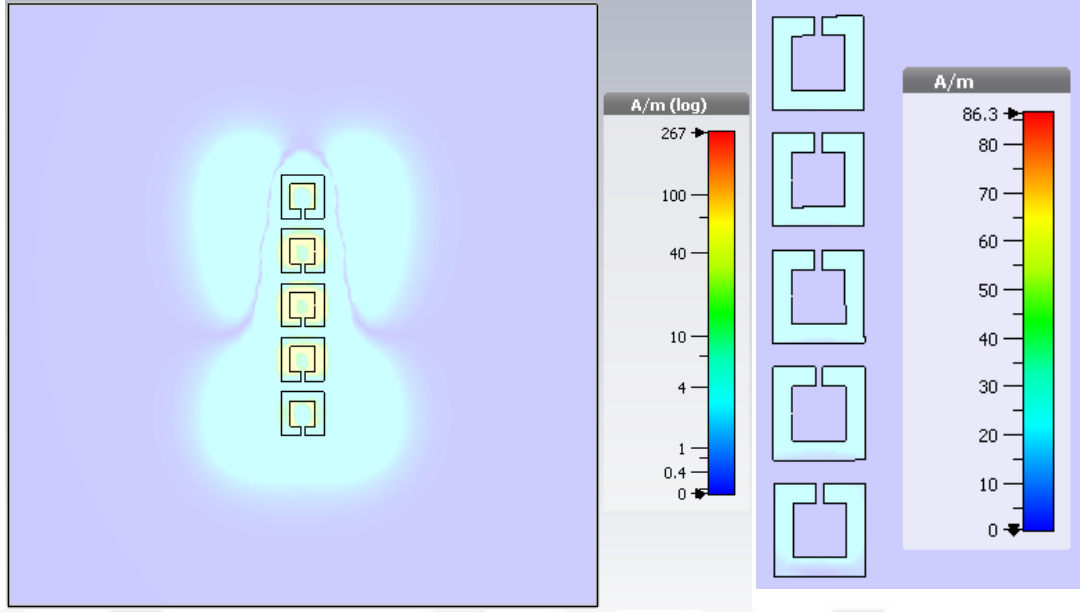
10'lu rezonatör serisinin kullanıldığı 4.tasarım sonucu S_{11} yansıma katsayısının iki farklı durumda 12 – 18 GHz frekans bandında dağılımı Şekil 4.25'de görülmektedir. Yarıklı hedef olan durumda yarıksız hedef olan duruma göre yansıma katsayısı 250 MHz kaymış ve genlik tepe değerleri de ilk duruma göre artmıştır.

Buraya kadar yapılan ve incelenen 4 tasarım, bölünmüş halka rezonatör içeren farklı geometrik boyut yada sayıya bağlı değişiklik gösteren varyantlardı. Beşinci tasarımda farklı olarak halka yerine kare rezonatör tipi kullanılmıştır. Merkezin iç sınıra uzaklığı 0.7 mm ve dış sınıra uzaklığı 1.2 mm'dir yani 0.5 mm kesit boyutuna sahiptir. Tasarım, çalışılan 2. tasarımdaki model ile benzer şekilde boyutlara ve sayıya sahiptir. 5x2 10 adet kare rezonatörden oluşan sensör sisteminde ki levhanın boyut ve özellikleri ile metal hedef ve sensöre olan uzaklığı önceki 4 tasarımla aynıdır.

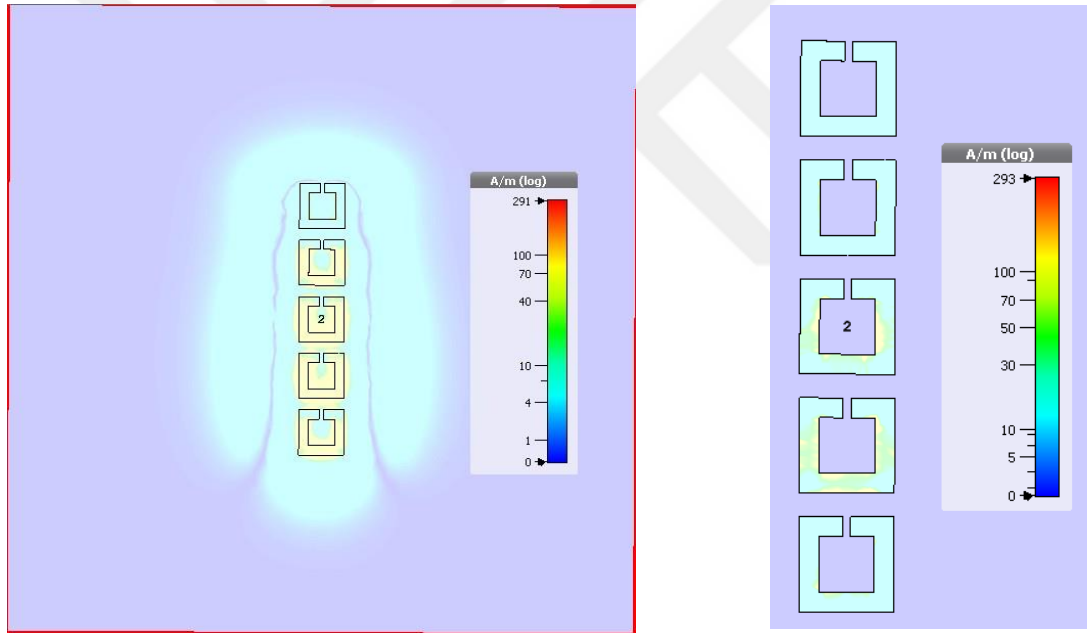


Şekil 4.26 : Kare Rezonatör Kullanılan Sensör Sistemi.

Şekil 4.26'da görülen sensör sistemi CST programında önceki versiyonlarda olduğu gibi 12 – 18 GHz bandında frekans modunda çalıştırılmıştır. Ancak dairesel rezonatörlü sistemlerde elde edilen yarıklı – yarıksız durumlardaki H-field ve yüzey akım farklı burada net şekilde görülmemiştir.



Şekil 4.27 : 5. Tasarımda Yarıksız Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.

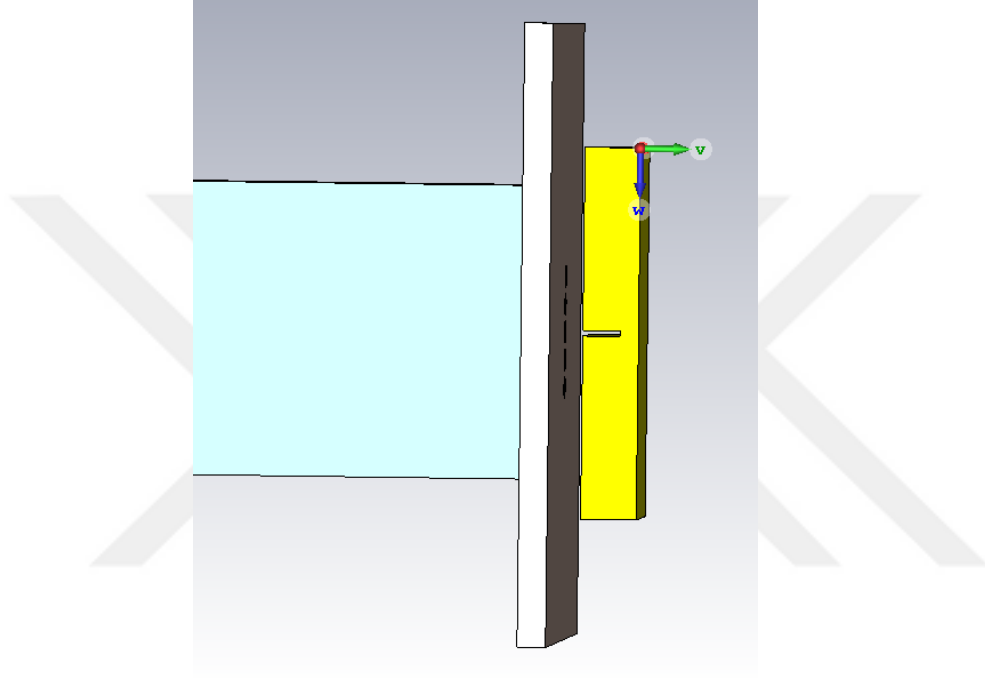


Şekil 4.28 : 5. Tasarımda Yarıklı Metal Hedef ile Yapılan Ölçüm Sonucu Oluşan H-Field ve Yüzey Akımı Değerleri.

Şekil 4.27’de yarık olmayan hedef ölçüm sonuçları incelendiğinde manyetik alan şiddetinin tepe değerine özellikle merkezdeki 3 rezonatörde ulaştığı ve dağılımın Şekil 4.28’de yarık olan ölçümle yakın dağılım verdiği görülmektedir. Yüzey akım değerleri de yarık olmayan duruma göre yarıklı durumda önceki tasarımlara kıyasla daha az artış göstermiştir.

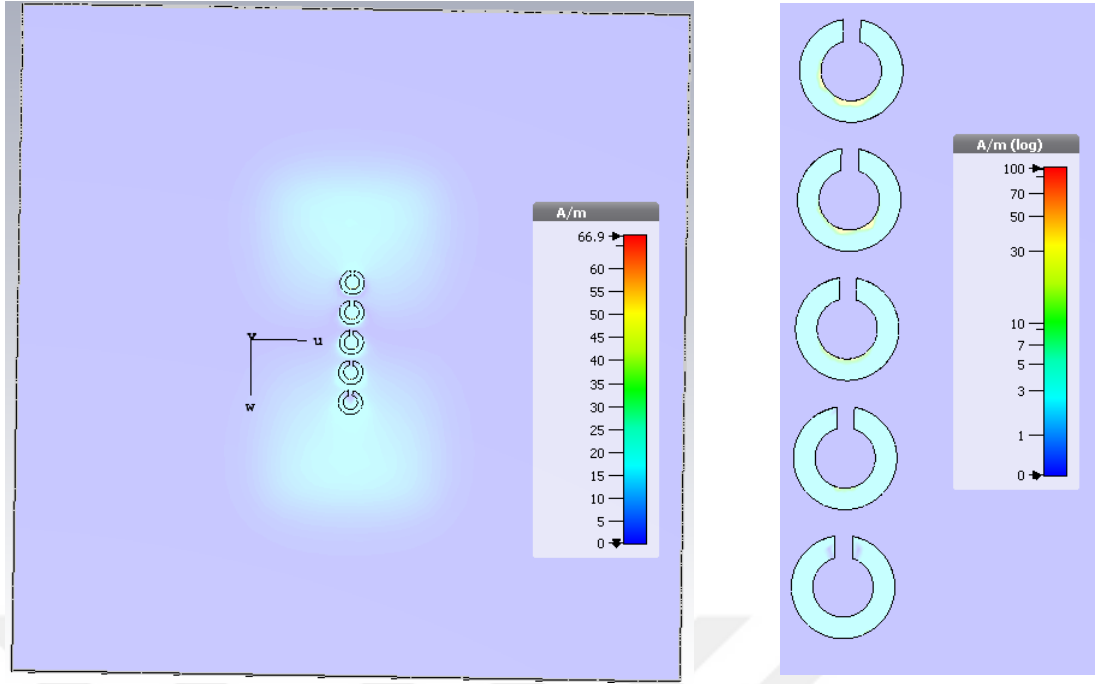
4.2.2 Hedef yüzeyde çatlak konumunun ölçüm sonucuna etkisi

Yüzeylerden çatlak tespiti yaparken önemli olan bir parametre de sensör ucundaki rezonatör dizisinin konumuyla tespit edilecek çatlak konumunun yaptığı açıdır. 4.2.1'deki 5 farklı rezonatör modeli tasarımında sensör ve hedef konumları birbirine göre paralel yani 0° açı olacak şekilde işlemler yapılmıştır. Burada, 4.2.1'deki birinci tasarım olan 5x2 10 adet halka rezonatör kullanılan sensör sisteminin hedefe göre farklı açılarda olacağı senaryolar incelenecektir.



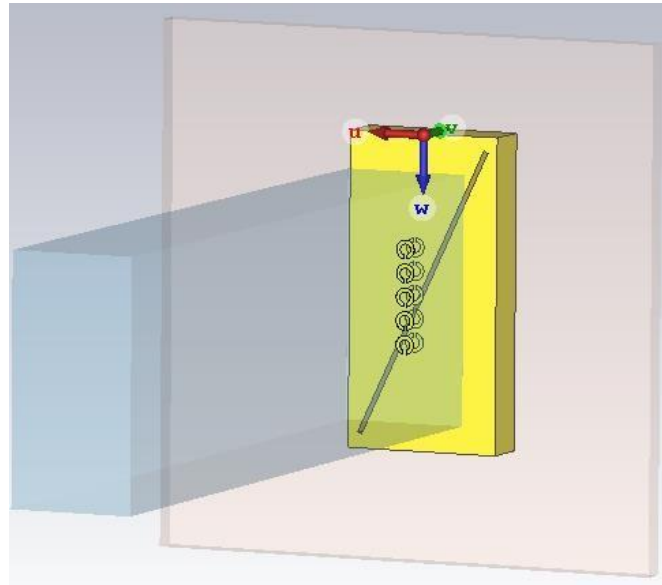
Şekil 4.29 : 90° Çatlak – Rezonatör Konumundaki Sensör Sistemi.

Şekil 4.29'da görüldüğü gibi hedef üzerinde mevcut olan hasar 5'li rezonatör dizisiyle dik olacak şekilde konumlandırılmış yani görüş alanı açısından bakıldığında sensör ile hedef arasında kesişim en düşük duruma gelmiştir. Burada kullanılan diğer bütün parametreler (rezonatör boyutları, rezonatör sayısı ve açıklığı, çıkış levha malzeme özellikleri ve hedefteki yarığın derinlik ve genişlik boyutları) 4.2.1'deki 1. tasarımla tamamen aynıdır. Şekil 4.12'de gösterilmiş olan ölçüm sonuçlarındaki manyetik alan ve yüzey akımı değerleri ve bu değerlerin yüzeylerdeki dağılımı baz alınarak burada elde edilen sonuçla kıyaslama yapılacaktır.



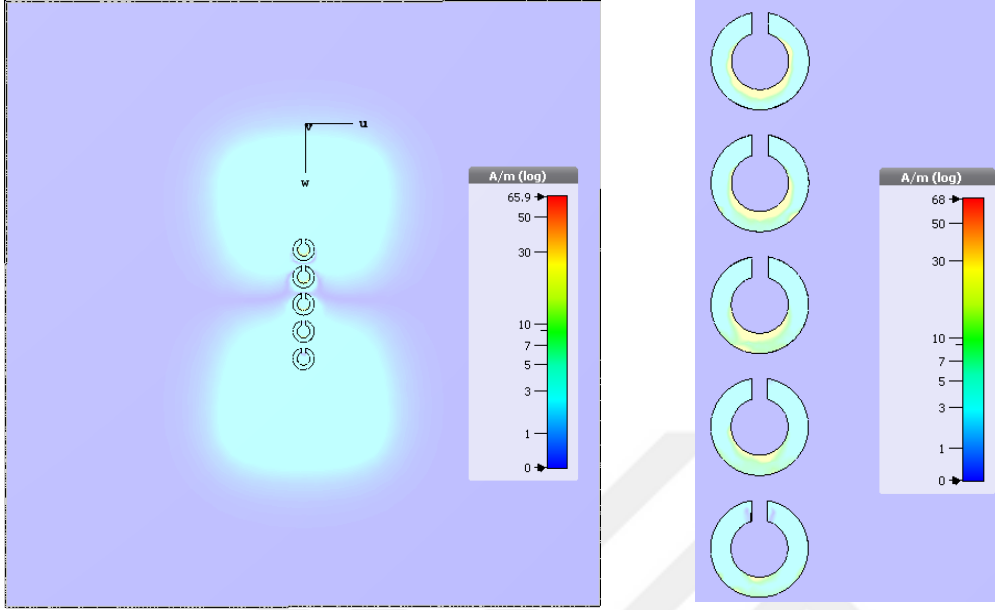
Şekil 4.30 : Yarık ve Sensör Dik Konumdayken (90°) Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.

Elde edilen sonuçlar Şekil 4.12'ye göre incelendiğinde, hem manyetik alan şiddetinin değeri hemde rezonatör yüzeylerinde oluşan akımın tepe değeri Şekil 4.12 değerlerine çok sınırlı alanda ulaşabildiği gözlenmiştir. Burada dağılımlar yarıksız hedefle yapılan ve Şekil 4.11'de görülen sonuçla yakın bir şekilde sonuç vermiştir. Bir sonraki tasarım, sensör çıkışına göre çatlak konumu 25° olacak şekildedir ve Şekil 4.31'de görülmektedir.



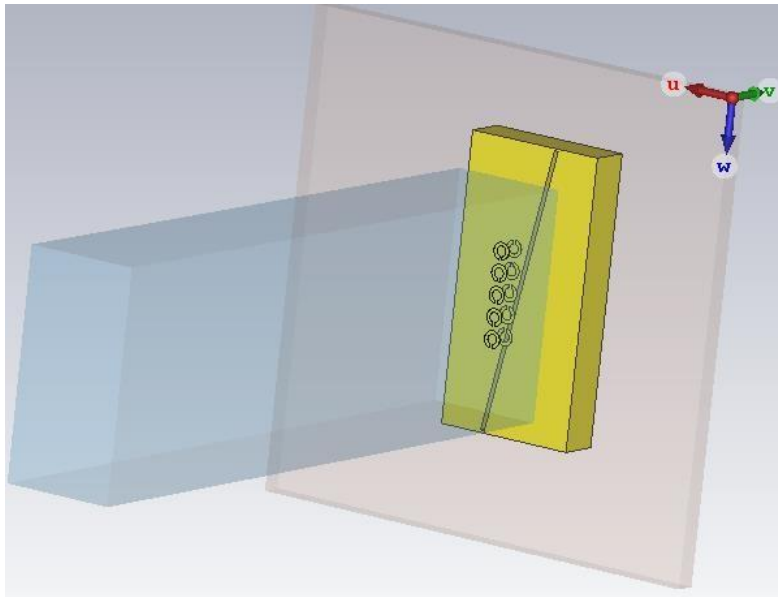
Şekil 4.31 : 25° Çatlak – Rezonatör Konumundaki Sensör Sistemi.

Şekil 4.31’de görülen sistemde hedef yüzeydeki çatlak ile sensör arasındaki görüş alanı açısından kesişim, bir önceki 90° olan duruma göre daha fazladır. Simülasyon sonucunda elde edilen sonuçlar 4.32’de verilmiştir.



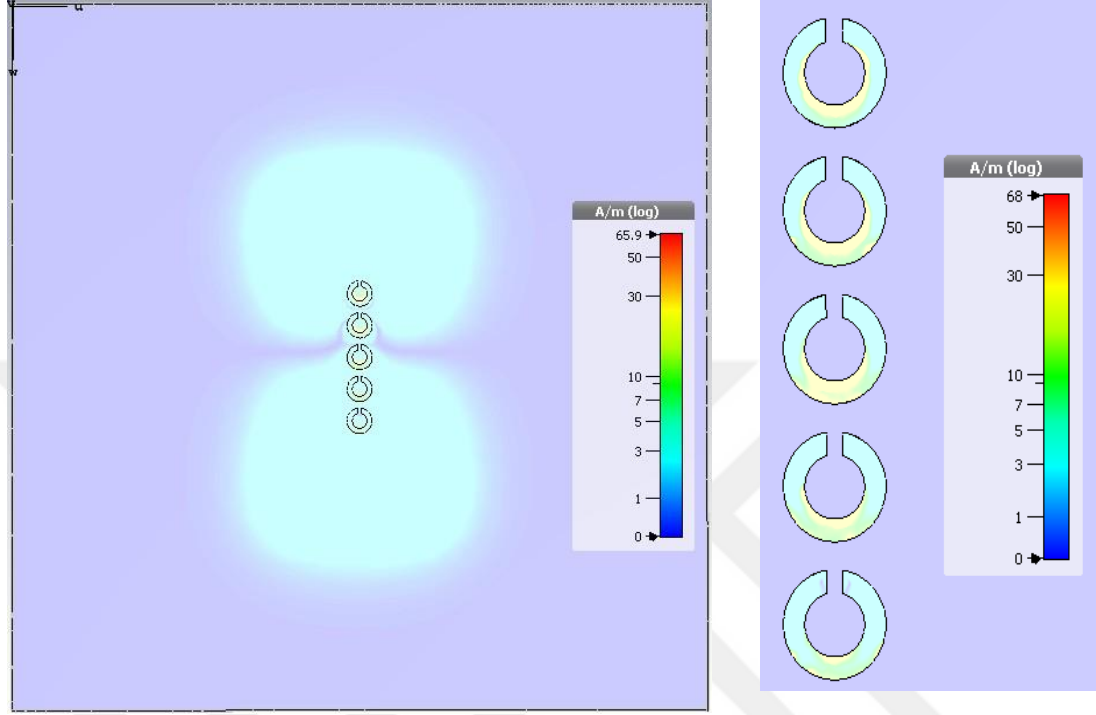
Şekil 4.32 : Yarık ve Sensör 25° Durumundayken Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.

Çıkış değerlerine bakıldığında Şekil 4.12 değerlerine, 90° durumuna kıyasla daha çok yaklaşmıştır. Manyetik alan ve yüzey akımı değerlerinin önceki sistemdeki (90°) değerlere göre artış gösterdiği görülmektedir.



Şekil 4.33 : 10° Çatlak – Rezonatör Konumundaki Sensör Sistemi.

Son olarak 10° açıyla konumlandırılmış hedef sonuçları incelenecektir (Şekil 4.33). Paralel olan duruma en yakın olan bu tasarımda sensör ile hedef yüzey arasında görüş alanı kesişimi artmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.34’de verilmiştir.

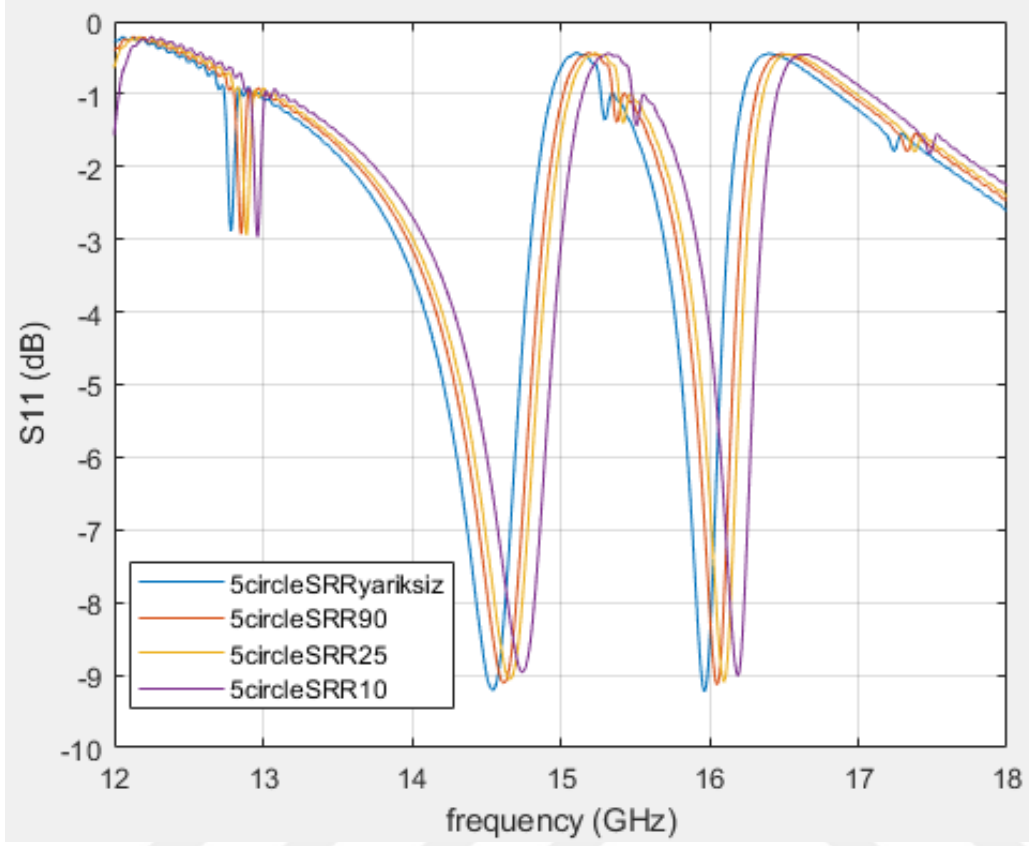


Şekil 4.34 : Yarık ve Sensör 10° Durumundayken Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.

Ölçülen değerler incelenirse manyetik alan şiddeti dağılımının ve rezonatör yüzey akımının Şekil 4.12 değerlerine çok yakın olduğu görülmektedir. 30 A/m tepe değerine ulaşan manyetik alan şiddeti dağılımı olarak da Şekil 4.12’deki dağılımla benzer sonuç vermiştir. Sensörün hedef yüzeydeki hasarla yaptığı açının azaldıkça yani taraman yüzey alanı arttıkça elde edilen sonuçlar arasında fark azalmaktadır.

Şekil 4.35’de çalışılan 4 farklı durumdaki yansıma katsayısı (S_{11}) dağılım grafikleri aynı frekans bandında birlikte görülmektedir. Yarıksız durumda oluşan S_{11} saçılma parametresi değerlerine göre sırasıyla 90° , 25° ve 10° çatlak konum açısının olduğu durumlardaki S_{11} değerleri çizdirilmiştir. Burada açıkça görülen sonuç, frekans bandında oluşan faz kayması paralelden dik duruma yaklaştıkça azalmaktadır. Yani hedef ile sensör arasında ne kadar fazla tarama alanı yaratılırsa o derece fazla faz farkı

oluşmaktadır. Aynı durum CST frekans modunda elde edilen manyetik alan ve yüzey akımı değerlerinde de görülmüştür.

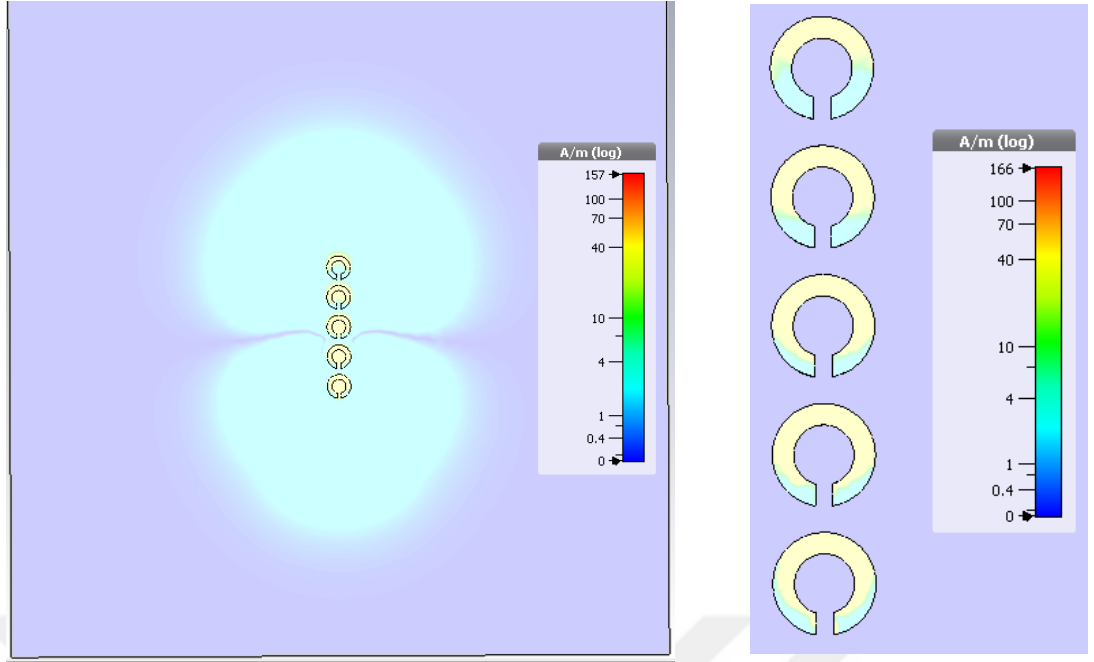


Şekil 4.35 : Yansıma Katsayısı (S_{11})’nın Hedef - Kırık Konumuna Bağlı Sonuçları.

4.2.3 Levha bağıl dielektrik sabitinin ölçüm sonucuna etkisi

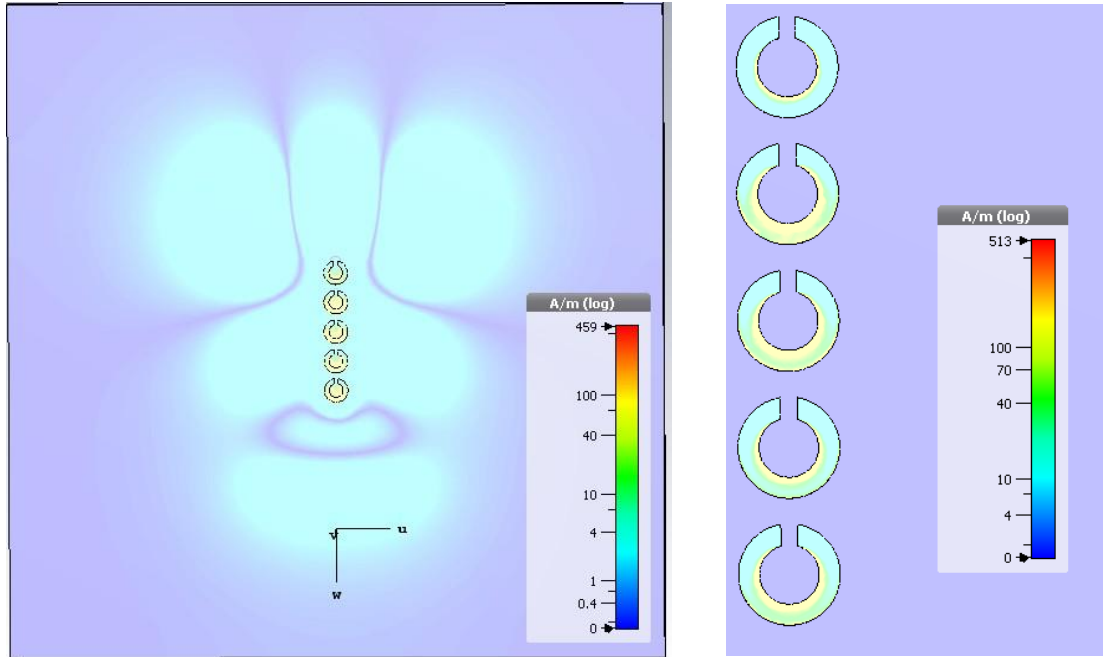
Kılavuzun açık uç sınırında ve kılavuzla bütünleşik halde bulunan kare levha, üzerinde 5 adet ikinci rezonatör dizisini taşımaktaydı. Buraya kadar yapılan bütün tasarımlarda bağıl dielektrik katsayısı 3.55 olan Rogers 4003B malzeme kullanılmıştır. Burada dielektrik katsayısı değişiminin elde edilen sonuçları nasıl etkilediğini görmek için artan katsayı değeri ile sonuçlar arasındaki ilişki incelenecektir.

Kıyaslama için kullanılacak olan tasarım, 4.2.1’de 3.55 bağıl dielektrik katsayısı olan levha ve 5x2 halka rezonatör dizisi ile tasarlanmıştır. Sonuçları Şekil 4.12’deki gibidir. Aynı yapı farklı olarak dielektrik katsayısı 6.5 olan Rogers RO 3006 kullanılarak tasarlanmıştır. CST frekans modunda aynı frekans bandı olan 12 – 18 GHz aralığında koşturulmuştur. Elde edilen manyetik alan ve yüzey akım değer ve dağılımları Şekil 4.36’da görülmektedir.



Şekil 4.36 : Levha Bağlı Dielektrik Katsayısı 6.5 durumunda Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.

Şekil 4.12'deki sonuçlarda elde edilen manyetik alan şiddeti ve yüzey akımı tepe değerlerinin artan bağli dielektrik katsayısı ile birlikte artarak 40 A/m seviyelerini gördüğü görülmektedir. Dağılım olarakta tepe değerinin kısıtlı alanda kalmayarak neredeyse yüzey alanının tamamına yayılmıştır.

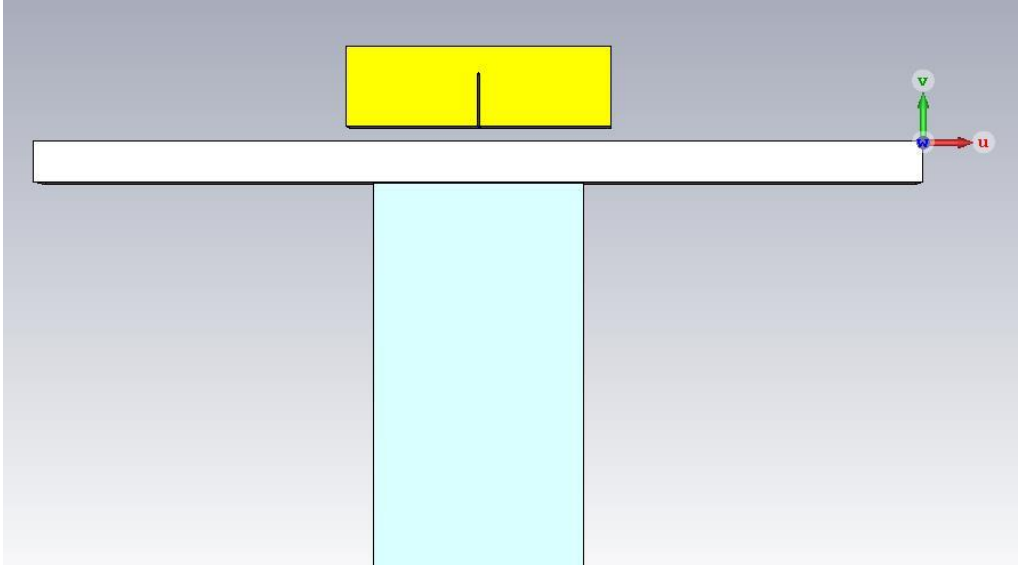


Şekil 4.37 : Levha Bağlı Dielektrik Katsayısı 9.9 durumunda Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.

Levha, dielektrik katsayısı 9.9 olan Rogers TMM i10 malzemesi kullanılan yeni tasarım, tekrardan simüle edilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.37’de görülmektedir. Bir önceki tasarımda kullanılan malzemeye göre artan bağıl dielektrik katsayısı ile paralel olarak manyetik alan şiddeti ve yüzey akım değeri aynı şekilde artmıştır. Çıkışta kullanılan levhanın malzeme özelliği olan ϵ_r değerinin simülasyon sonucuna etkisinin, değer arttıkça sayısal olarak artan sonuçlar verecek şekilde olduğu görülmüştür.

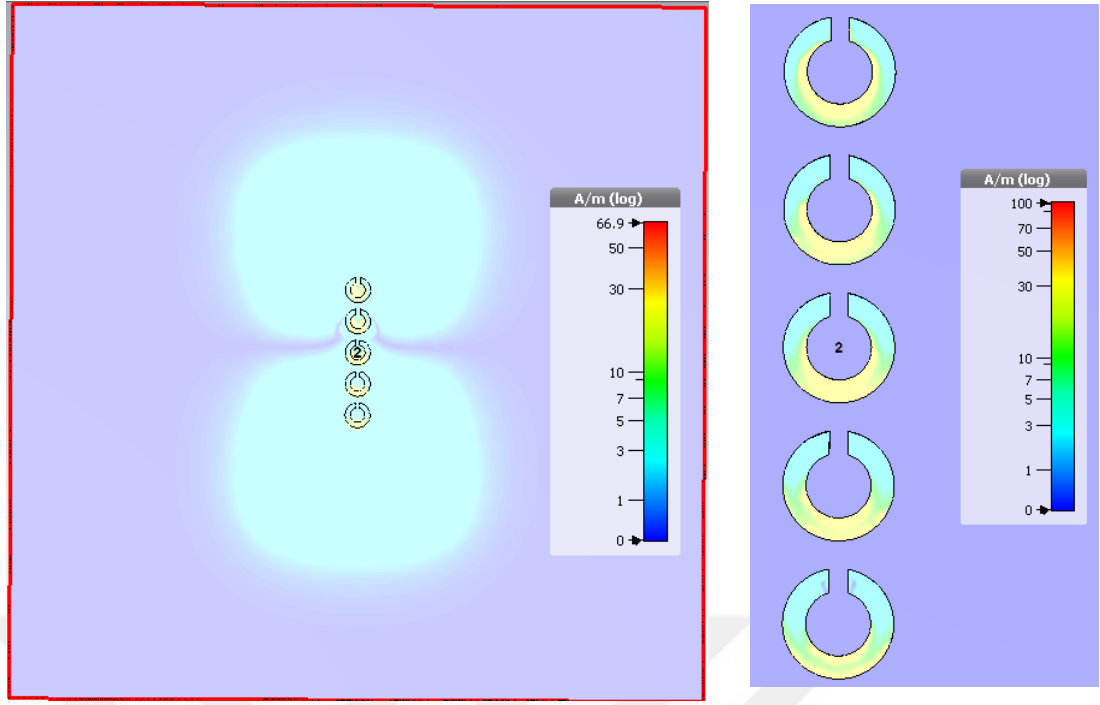
4.2.4 Hedef yüzeyde çatlak genişliğinin ölçüm sonucuna etkisi

14.5 GHz frekans seviyelerinde çalışılan hasar tespit sistemlerinde metal hedef üzerinde sabit olarak alınan 300 μm genişliğe sahip bir çatlak bulunmaktaydı. Aynı frekansta çalışılması durumunda çatlak genişliği azaltılarak meydana gelecek değişiklikler eşliğinde alt sınır ölçüm çözünürlük seviyesi bulunabilir. 50 μm genişlikte olan hedef çatlağı ile yapılan tasarım Şekil 4.38’de görülmektedir. 14.55 GHz seviyesinde dalga boyu 2.06 cm’dir ve $\lambda_0 / \Delta u = 412,08$ kat küçük olan hedef tespiti incelenmektedir.



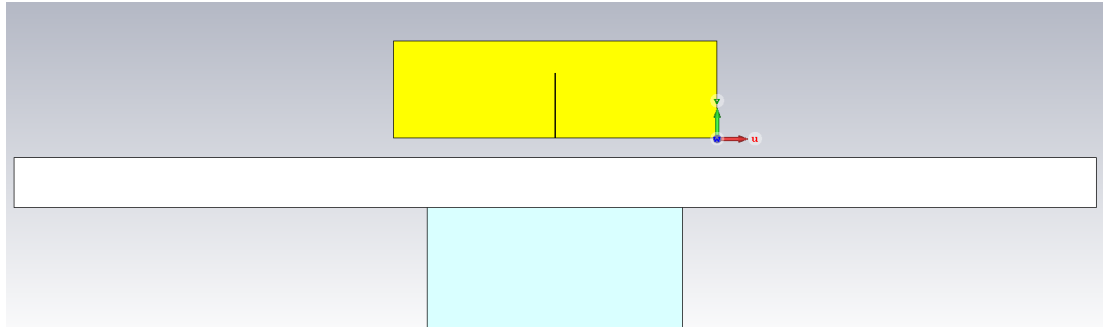
Şekil 4.38 : 50 μm Çatlak Genişliğinde Sensör Sistemi.

Şekil 4.8’de görülen dairesel rezonatörler kullanılan sensör yapısının kullanıldığı tasarımda CST frekans modu simülasyon sonucu elde edilen sonuçlar şekil 4.39’daki gibidir.



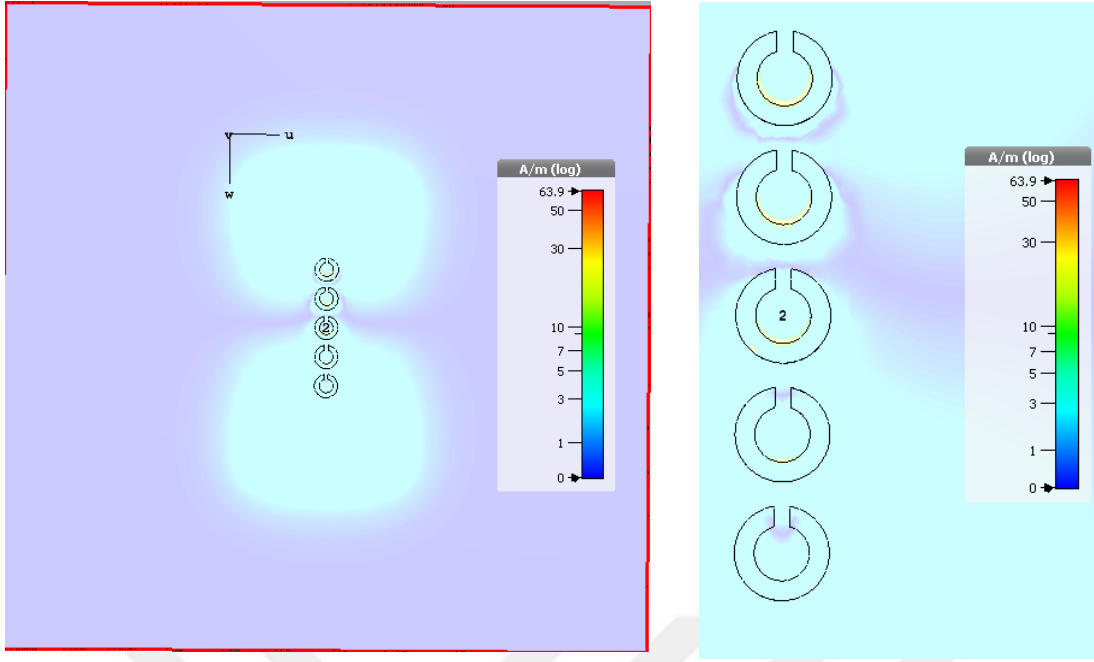
Şekil 4.39 : 50 μm Çatlak Genişliğinde Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde H-field ve yüzey akımı değerlerinin, 4.12’de 300 μm genişlikteki yarıklı sistemde elde edilen sonuçlara yakın olduğu anlaşılmaktadır. Hem tepe değeri açısından hemde elde edilen tepe değerinin iletken bölgede dağılımları açısından başarılı bir ölçüm sağlanmıştır.



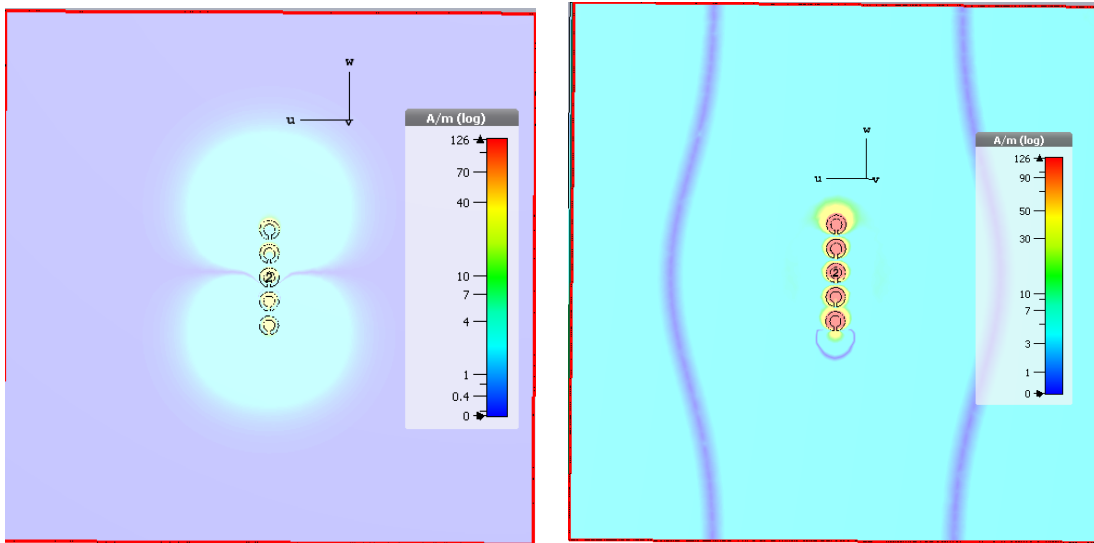
Şekil 4.40 : 10 μm Çatlak Genişliğinde Sensör Sistemi.

Hedef üzerindeki çatlak genişliğinin 10 μm olduğu tasarım Şekil 4.40’daki gibidir. Burada aynı şekilde 14.55 GHz seviyesinde dalga boyu 2.06 cm’dir ve $\lambda_0 / \Delta u = 2060$ kat küçük olan hedef tespiti incelenmektedir. Elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 4.41’de görülmektedir.



Şekil 4.41 : $10\ \mu\text{m}$ Çatlak Genişliğinde Ölçülen H-field ve Yüzey Akımı Değerleri.

Sonuçlar açıkça göstermektedir ki H-field ve yüzey alanı değerleri Şekil 4.11’de yarık olmayan ölçüm sonuçlarına oldukça yakındır. Ölçülmek istenen hedefte bu frekans seviyelerinde sağlıklı şekilde ölçüm alınamamıştır. Bu seviyede hasar tespiti yapmak için 14.5 GHz frekans seviyelerinden daha yüksek frekans değerlerinde yani daha küçük dalga boyu ile çalışılmalıdır. WR62 boyutlarından daha küçük olan WR42 kullanılarak bu teori doğrulanabilir. Kullanılan 10.668 mm x 4.318 mm boyutlarında dikdörtgen dalga kılavuzu 18 – 28 GHz frekans bandında iletim sağlamaktadır.



Şekil 4.42 : Yarıksız ve $10\ \mu\text{m}$ Çatlaklı Durumda H-field Değerleri.

26.5 Ghz frekans seviyesinde yapılan simülasyonlar sonucunda hedef metal üzerinde $10\ \mu\text{m}$ çatlak bulunan durumda çatlak olmayan duruma göre manyetik alan şiddetinin artış gösterdiği görülmüştür. 1.13 cm dalga boyunda $\lambda_0 / \Delta_u = 1131$ kat küçük olan hedef tespiti mümkün olmuştur. Bir önceki boyutta kılavuzda tespit edilemeyen yüzey hasarı, yüksek frekans yani daha küçük dalga boyu ile ölçülebilir duruma gelmiştir.





5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında temel motivasyon metamalzeme özelliği gösteren yapıların özelliklerini çeşitli şekillerde inceleyerek analiz etmek ve sonrasında bu yapıların sensör tasarımında kullanımına yönelik farklı uygulamaları karşılaştırmaktır. Birinci kısımda temel amaç olan DNG ortam gösterimi için Ku bandında çalışan bir dalga kılavuzu kullanılmıştır. Kılavuz içerisine yerleştirilmiş belirli geometrik ölçülere sahip olan rezonatör yapılar, CST simülasyon programı kullanılarak simüle edilmiş ve 6 GHz bandında iletimin gerçekleştiği görülmüştür. Dalga kılavuzunun kesim frekansı olan 9.5 GHz seviyesinin altında gerçekleşen bu durum normal şartlar altında gözlenmemesi gereken bir senaryodur. Buradan yola çıkılarak, CST simülasyon sonuçlarıyla elde edilen saçılma parametreleri kullanılarak karakteristik dielektrik sabiti ve magnetik geçirgenlik değerleri hesaplanmıştır. Kullanılan T-R (İletim-Yansıma) metodu ile elde edilen değerler incelendiğinde 6 GHz seviyelerinde her iki malzeme değişkeninin de negatif değerler aldığı görülmüştür. Kesim frekansı altında iletim sağlayan ve iletim sağladığı frekans değerinde negatif özellik gösteren yapıların varlığı durumunda metamalzeme özelliğinden söz edilebilir.

Çalışmanın ikinci kısmında ise daha önce incelenen rezonatör yapıları kullanılan bir sensör tasarımı için analizler ve karşılaştırmalar yapılmıştır. Dalga kılavuzunun açık uç kısmına eklenen rezonatör serisi kullanılan bu sensör sistemi ile metal yüzeylerdeki belirli boyut aralığındaki hasarlar belirli uzaklıktan tespit edilebilmektedir[6]. İlk olarak rezonatör tasarımının ölçüm sonucuna etkisini görmek adına farklı tasarımlar kullanılmış ve sonuçlar incelenmiştir. Sonrasında metal yüzeydeki hasarın farklı konumlarda olması yani farklı açılarda yapılacak ölçümlerin sonuçları elde edilmiştir. Daha sonra bağıl dielektrik katsayısının artışıyla elde edilen sonuçlar kıyaslanmış ve son olarak yüzeydeki hasar genişliği ile çalışılan frekans seviyesi arasındaki ilişki incelenmiştir. Metal yüzeyde hasar olmayan ve hasar olan durumlar karşılaştırıldığında manyetik alan şiddetinin ve yüzey akımının hasarlı durumda daha yüksek olduğu görülmüştür. Aynı şekilde hasar olan ölçümde hasar olmayan ölçüme göre S_{11} yansıma katsayısının dağılım grafiği, belirli faz farkıyla frekans bandında kaymıştır. Hasarın rezonatör serisi ile yaptığı açı arttıkça yani sensörün görüş alanı

azaldıkça elde edilen sonuçlarda azalma gözlenmiştir. Artan açıyla birlikte görüş alanı azalmakta ve frekans bandındaki S_{11} grafiği hasarsız olana yakınsamaktadır.

WR62 standartlarında dalga kılavuzu kullanılan sensör sisteminde 50 μm genişliğinde bir hasar tespit edilebilirken, 10 μm genişliğinde ölçüm hasarsız sistemle aynı sonucu vermiştir. Bu durumda daha yüksek frekans değerlerinde çalışan WR42 standartına geçilerek bu boyutlarda ölçüm yapılabildiği görülmüştür.

Yapılacak çeşitli yüzey tespit çalışmalarına yönelik kullanılabilecek bir sensör sistemi analiz edilmiştir. Kılavuz ve rezonatör boyutlarına uygun olarak gerçekleştirilerek fiziksel olarak kullanılabilecek bu sistem yardımıyla, VNA (Vektör Network Analizör) kullanılarak ve S_{11} dağılımı yorumlanarak metal yüzeyler üzerinde analizler yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **“Metamaterial”**, <https://en.wikipedia.org/wiki/Metamaterial>
- [2] **Duncan A. McGillivray**, “Metamaterials Based High Resolution 2-D Microwave Imaging”, Mayıs 2015.
- [3] **David M. Pozar**, “Microwave Engineering”, fourth edition; John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [4] **M. Tabib-Azar, J. L. Katz, and S. R. LeClair**, “Evanescent microwaves: A novel super-resolution noncontact nondestructive imaging technique for biological applications,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 48, no. 6, pp. 1111–1116, Dec. 1999.
- [5] **Moataza A. Hindya, Ragab M. ElSagheerb, M.S. Yasseenc**, “Experimental retrieval of the negative parameters “Permittivity and Permeability” based on a circular split ring resonator (CSRR) lefthanded metamaterial,” Journal of Electrical Systems and Information Technology 5, 2018.
- [6] **Bing Hu, Zhao Ren, Muhammed S. Boybay, and Omar M. Ramahi**, “Waveguide Probe Loaded With Split-Ring Resonators for Crack Detection in Metallic Surfaces”, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol.62,NO.4,2014.
- [7] **L. Solymar, E. Shamonina**, “Waves in Metamaterials”, Oxford University Press, New York, United States, 2009.
- [8] **“Metamaterials History”**, http://people.ee.duke.edu/~drsmith/metamaterials/metamaterials_history.htm
- [9] **Robert E. Collin**, “Foundations for Microwave Engineering”, second edition; IEEE press series on Elektromagnetic Wave Theory, 2001.
- [10] **Er. K.K. Sharma**, “Fundamentals of Microwave and Radar Engineering”, S. Chand & Company LTD., Vol. 1, 2011.
- [11] **“Waveguides”** [https://phys.libretexts.org/Bookshelves/Electricity_and_Magnetism/Book3A_Electromagnetism_II_\(Ellingson\)/063A_Waveguides](https://phys.libretexts.org/Bookshelves/Electricity_and_Magnetism/Book3A_Electromagnetism_II_(Ellingson)/063A_Waveguides)
- [12] **G.V. Eleftheriades, K.G. Balmain**, “Negative-Refractive Metamaterials, Fundamental Principles and Applications”, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005.
- [13] **“Metamaterials”**, https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-319-48933-9_56
- [14] **J.D. Baena, R. Marques, J. Martel**, “Experimental results on metamaterial simulation using SRR-loaded waveguides”, Univ. of Seville, 41012 Seville, Spain, 2003.
- [15] **J. Nadakuduti, G. Chen, and R. Zoughi**, “Semiempirical electromagnetic modeling of crack detection and sizing in cement-based materials using near-field microwave methods,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 55, no. 2, pp. 588–597, Apr. 2006.

- [16] **A. McClanahan, S. Kharkovsky, A. R. Maxon, R. Zoughi, and D. D. Palmer**, “Depth evaluation of shallow surface cracks in metals using rectangular waveguides at millimeter-wave frequencies,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 6, pp. 1693–1704, Jun. 2010.
- [17] **M. T. Ghasr, S. Kharkovsky, R. Zoughi, and R. Austin**, “Comparison of near field millimeter wave probes for detecting corrosion precursor pitting under paint,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 4, pp. 1497–1504, Aug. 2005.
- [18] **Hrbar, Davor Zaluski, Damir Muha**, “Homogenization of SRR-loaded Metamaterial Waveguide – Current State of the Art”, 51st International Symposium ELMAR-2009, 28-30 September 2009, Zadar, Croatia.
- [19] **Fan-Yi Meng, Qun Wu, Daniel Erni and Le-Wei Li**, “Metamaterial-Loaded Waveguides Supporting Backward and Forward Waves”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 9, September 2011.
- [20] **Silvio Hrbar, Juraj Bartolic and Zvonimir Sipus**, “Waveguide Miniaturization Using Uniaxial Negative Permeability Metamaterial”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 1, January 2005
- [21] **Capet, Benedikt Byrne, Ludovic Claudepierre, Nathalie Raveu**, “Metamaterial Waveguide with Reduced Cross”, 7th European Conference of Antennas and Propagation, 2013.
- [22] **Subal Kar, Shib Shankar Sikdar, and Tulip Kumar Saha**, “Metamaterial Loaded Waveguide Characterization - Some Basic Studies”, *IEEE/OSA/IAPR International Conference on Infonnatics, Electronics & Vision*, 2012.
- [23] **Vimal R. Samsingh, Malathi Kanagasabai, and Esther Florence Sundarsingh**, “A Novel Metamaterial Enhanced Microwave Testing System for Bare PCB Substrates Using Image Rendering Approach”, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, Vol. 7, No. 2, February 2017.
- [24] **C.-Y. Yeh, R. Zoughi**, “A novel microwave method for detection of long surface cracks in metals,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 43, no. 5, pp. 719–725, Oct. 1994.
- [25] **N. N. Qaddoumi, M. Abou-khousa, and W. M. Saleh**, “Near-field microwave imaging utilizing tapered rectangular waveguides,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 55, no. 5, pp. 1752–1756, Oct. 2006
- [26] **A. M. Albishi, M. S. Boybay, and O. M. Ramahi**, “Complementary split-ring resonator for crack detection in metallic surfaces,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 6, pp. 330–332, Jun. 2012.
- [27] **“Rectangular Waveguide”**, <https://cdn.everythingrf.com/waveguide.jpg>
- [28] **“Rectangular Waveguide Modes”**, <https://eng.libretexts.org>
- [29] **Nader Engheta, Richard W. Ziolkowski**, “METAMATERIALS Physics and Engineering Explorations”, John Wiley & Sons, Inc., 2006.
- [30] **“Kirchhoff Law”**, <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/kirchhoff-law>
- [31] **“Metamaterial”**, <https://www.britannica.com/topic/metamaterial>
- [32] **“Ewalds Sphere”**, https://en.wikipedia.org/wiki/Ewald%27s_sphere
- [33] **“Snell Law”**, <https://www.britannica.com/science/Snells-law>

[34] “**Metamaterials & some related topics**”, <https://www.sciencedirect.com/topics/materials-science/metamaterials>

[35] **N. A. Estep; A. N. Askarpour; A. Alù**, “Experimental Demonstration of Negative- Index Propagation in a Rectangular Waveguide Loaded With Complementary Split- Ring Resonators”, IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters, Vol. 14, 2015





ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : İsa Tokgöz



ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2018, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
- **Yüksek lisans** : 2022, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, Telekomünikasyon Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER

- 2019'dan itibaren TÜBİTAK BİLGEM'de Araştırmacı olarak çalışıyor.
- 2018'de TÜBİTAK 2209-B sanayiye yönelik lisans bitirme tezi destekleme programı desteği kazandı.

