

**ANKARA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**MİKRODALGA FREKANSLARDA METAMALZEME TABANLI
SENSÖR UYGULAMALARI**

Gizem UZUN

FİZİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ANKARA
2022**

Her hakkı saklıdır

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

MİKRODALGA FREKANSLARDA METAMALZEME TABANLI SENSÖR UYGULAMALARI

Gizem UZUN

Ankara Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Fizik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Barış AKAOĞLU

Metamalzemeler, kompakt yapı, yüksek hassasiyet, düşük maliyet, kolay üretilebilirlik, yüksek kazanç ve verimlilik sağlayan, negatif kırılma gibi doğal malzemelerden farklı elektromanyetik özellikler gösteren yapay malzemelerdir. Negatif kırılım ve malzeme içi odaklanma özellikleri sayesinde olağandışı sonuçlar alınabilmektedir. Bu özellikleri sayesinde günümüz teknolojisinde sensör tasarımı başta olmak üzere, akustik paravan, optik paravan, faz dengeleyici, süper lens ve anten tasarımlarında sıkça kullanılmaktadır. Bu çalışmada, tasarlanan metamalzeme tabanlı sensör ile tek boyutta hareket ve yer değiştirmeyi çözümleyen sensör tasarımı yapılmıştır. Mikrodalga sensör parametreleri, parametrik analizler sonucu optimize edilmiş, simülasyon verileri karşılaştırılarak tasarım tamamlanmıştır. Daha sonra vektör ağ analizörü kullanılarak sensörün labaratuvar testleri yapılmıştır. Nihai tasarımda elektrik alan dağılımı ve yüzey akım yoğunluğu şiddeti artırılarak, rezonans frekansı düşürülmüş, harekete duyarlılık rezonans frekansındaki yansıma katsayısına ait çentik derinliğinin değişmesi ile sağlanmıştır.

Ekim 2022, 57 sayfa

Anahtar Kelimeler : Sensör, mikroşerit iletim hattı, rezonans frekansı, yansıma katsayısı, rezonatör.

ABSTRACT

Master Thesis

SENSOR APPLICATIONS OF METAMATERIAL BASED STRUCTURES IN MICROWAVE FREQUENCIES

Gizem UZUN

Ankara University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Physics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Barış AKAOĞLU

Metamaterials are synthetic materials that provide compact structure, high sensitivity, low cost, easy manufacturability, high gain and efficiency, negative reflection electromagnetic properties from natural materials.

Extraordinary results are achieved thanks to negative refraction and intra-material optical focusing. In today's technology, it is frequently used in sensor design, acoustic cloaking, optical cloaking, phase stabilizer, super lens and antenna designs. In this thesis, a sensor design that analyzes motion and displacement in one dimension was made with the designed metamaterial-based sensor. Then, laboratory tests were carried out using a vector network analyzer. In this study, the intensity of the electric field distribution and the surface current density has been increased, so the resonance frequency has been reduced. Motion detection of the sensor is achieved by changing the notch depth of the reflection coefficient at the resonance frequency.

October 2022, 57 pages

Key Words: Sensor, microstrip transmission line, resonant frequency, reflection coefficient, resonator.

TEŞEKKÜR

Çalışmalarına yön veren, yüksek lisans eğitimimin her aşamasında bilgi, öneri ve tecrübelerini benimle paylaşan, tez döneminde olduğu kadar ders döneminde de doğru alanlara yönelmemi sağlayan ve akademik desteklerinin yanı sıra beşeri desteklerini de benden esirgemeyen, motivasyonumu korumam konusundaki en büyük desteği bana veren danışman hocam Sayın Prof. Dr. Barış AKAOĞLU'na (Ankara Üniversitesi Fizik Mühendisliği Anabilim Dalı) ve bu süreçte benden desteklerini esirgemeyen sevgili aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Gizem UZUN
Ankara, Ekim 2022



İÇİNDEKİLER

TEZ ONAY SAYFASI

ETİK.....	i
ÖZET	ii
ABSTRACT.....	iii
TEŞEKKÜR	iv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
1. GİRİŞ.....	1
2. KURAMSAL TEMELLER VE LİTERATÜR ÖZETİ	2
2.1 Metamalzemeler	2
2.1.1 Metamalzemelerin teorisi	2
2.1.2 LH Ortamı dalga yayılımı	2
2.1.3 Negatif kırılma.....	3
2.1.4 Metamalzemelerin sınıflandırılması ve özellikleri	4
2.1.5 Snell yasası ile karşılaştırılması	6
2.2 Metamalzemelerin Birim Hücre Yapısı	8
2.3 Uygulama Alanları.....	8
2.3.1 Soğurucu metamalzemeler	8
2.3.2 Süperlens metamalzemeler.....	8
2.3.3 Anten metamalzemeler	9
2.3.4 Faz dengeleyici metamalzemeler	9
2.3.5 Görünmezlik paravanı metamalzemeleri	9
2.3.6 Sensör metamalzemeler	10
2.4 Yarıklı Halka Rezonatör	11
2.4.1 Tamamlayıcı yarıklı halka rezonatörler	12
2.4.2 Mikroşerit hat kayıpları	12
2.4.3 Mikroşerit hat hesaplamaları	13
2.5 Temel Sensör Parametreleri.....	14
2.5.1 Q Faktörü.....	14
2.5.2 Hassasiyet.....	15
2.5.3 Bant genişliği	15
2.6 Mikrodalga Sensörlerin Algılama Stratejileri.....	17

2.6.1 Frekans değişimine dayalı algılama yöntemi.....	17
2.6.2 Kuplaj modülasyonuna dayalı algılama yöntemi.....	19
2.6.3 Frekans bölmeye dayalı algılama yöntemi.....	22
2.6.4 Genlik modülasyonuna dayalı algılama yöntemi	25
3. METAMALZEME TABANLI MİKRODALGA SENSÖR TASARIMLARI, SİMÜLASYON VE ÖLÇÜMLERİ	27
3.1 Simülasyon Ortamı	27
3.2 Tasarım ve Modelleme.....	27
3.2.1 Orijinal rezonatör tasarımı	28
3.2.2 Kare rezonatör tasarımı	30
3.2.3 Tamamlayıcı kare rezonatör tasarımı.....	34
3.2.4 Dikdörtgen rezonatör tasarımı	37
3.2.5 Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör tasarımı	41
3.2.6 Halka rezonatör tasarımı	43
3.2.7 Tamamlayıcı halka rezonatör tasarımı.....	45
3.3 Üretilen Sensörün Ölçümleri ve Sonuçların Uyumluluğu.....	47
3.3.1 Deney düzeneği	47
3.3.2 Üretilen sensörün avantaj ve dezavantajları	48
4. SONUÇLAR.....	53
KAYNAKLAR.....	55
ÖZGEÇMİŞ.....	57

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

$\hat{a}_y, \hat{a}_y, \hat{a}_z$	İlkel Öteleme Vektörleri
B	Manyetik Akı Yoğunluğu
$\vec{E}$	Elektrik Alan Vektörü
$\vec{H}$	Manyetik Alan Vektörü
$\vec{J}$	Serbest Akım Vektörü
$\vec{S}$	Poynting Vektörü
C	Kapasitans
c	Işığın Boşluktaki Hızı
$\vec{k}$	Dalga Vektörü
L	İndüktans
λ	Dalga Boyu
ϵ	Ortamin Dielektrik Geçirgenliği
μ	Ortamin Manyetik Geçirgenliği
μ_0	Boşluğun Dielektrik Geçirgenliği
ω	Açısal Frekans
ω_{LC}	Açısal Rezonans Frekansı
f_{min}	Minimum Frekans
f_{maks}	Maksimum Frekans
f_{rez}	Rezonans Frekansı
σ	İletkenlik
n	Kırılma İndisi
ρ	Ortamdaki Serbest Yük
π	Pi Sayısı
Z	Empedans
α	Sönümlenme Sabiti
α_c	İletkenlik Kayıpları
α_d	Dielektrik Kayıpları
β	Yayılm Sabiti
γ	Elektromanyetik Kayıpların Yayılm Sabiti
φ	Kalite Faktörü

Kısaltmalar

CSRR	Complementary Split Ring Resonator
CST	Computer Simulation Technology
DNG	Çift Negatif (Double Negative)
DPS	Çift Pozitif (Double Positive)
EM	Elektromanyetik (electromagnetic)
ENG	Epsilon Negatif (Epsilon Negative)
FIT	Sonlu İntegrasyon Tekniği (Finite Integration Technique)
LH	Sol El (Left Handed)
LHM	Left Hand Material
MNG	Mü Negatif (Mu Negative)
RHM	Right Hand Material
SIR	Stepped Impedance Resonator
SRR	Split Ring Resonator
TDTD	Sonlu Farklar Metodu
TLM	İletim Hattı Matrisi Modeli
VNA	Vektör Ağ Analizörü (Vector Network Analyzer)

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1 RHM ve LHM düzlemlerde yansıma ve kırılma (Markos ve Soukoulis 2008)...	4
Şekil 2.2 Metamalzemelerin sınıflandırılması	4
Şekil 2.3 Ayırık halka rezonatör tasarımı ve eşdeğer elektrik devresi (Markos ve Soukoulis,2008).....	5
Şekil 2.4 Snell yasasını gösteren çizim	7
Şekil 2.5 (a) Birim tel hücresi (b) SRR tasarımı (c) dairesel SRR'ın eşdeğer devresi	8
Şekil 2.6 Süperlens örneği	9
Şekil 2.7 Metamalzemelerle optik perdeleme olayı	10
Şekil 2.8 Sensör tasarımında kullanılan kare rezonatör örneği.....	10
Şekil 2.9 Yarık halka rezonatör örneği	11
Şekil 2.10 CSRR ve SRR tasarımlara ait eşdeğer devre çizimleri	12
Şekil 2.11 Alttaş üzerine tasarlanmış mikroşerit hat örneği	14
Şekil 2.12 Hassasiyet eğrisi (M. Suphi, 2021)	15
Şekil 2.13 %10 dB Bant genişliği (Fung, 2011)	16
Şekil 2.14 Frekans değişimine dayalı sensör örneği (Wang, 2021).....	18
Şekil 2.15 Hareketle değişen yansıma katsayısına bağlı rezonans frekansı grafiği (Wang, 2021).....	19
Şekil 2.16 Kuplaj modülasyonuna dayalı algılama yöntemi ile çalışan iki boyutlu hareket sensörü örneği (A. K. Horestani , 2014).....	20
Şekil 2.17 Kuplaj modülasyonuna dayalı algılama yöntemiyle çalışan hareket sensörünün yandan görünümü (A.K. Horestani, 2014).....	21
Şekil 2.18 Yansıma katsayısına bağlı rezonans frekansı grafiği (A. K. Horestani , 2014).....	22
Şekil 2.19 SIR tasarımının yüklenmeden önceki hali (L.Su, 2016).....	23
Şekil 2.20 SIR yüklenmeden önceki simetriden kaynaklanan rezonans frekansının görüntüsü (L.Su, 2016).....	24
Şekil 2.21 Frekans bölücü sensör tasarımı (L.Su, 2016).....	24
Şekil 2.22 SIR'lerin her birinin dielektrik sabiti farklı malzemelerle yüklenmesi sonucu oluşan rezonans frekansı grafiği (L.Su, 2016)	25
Şekil 2.23 Genlik modülasyonuna dayalı sensör örneği, (a) stator, (b) rotor tabla , (c) montaj edilmiş son hal (L.Su, 2016)	26
Şekil 3.1 Orijinal rezonatör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü.....	28
Şekil 3.2 Orijinal tasarımın yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği.....	29
Şekil 3.3 Orijinal tasarım için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği	30
Şekil 3.4 Kare rezonatör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü	31
Şekil 3.5 Kare rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği	32
Şekil 3.6 Kare rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği	32

Şekil 3.7 Kare rezonatörün yüzey akımları ve elektrik alan dağılımları.....	33
Şekil 3.8 Kare rezonatöre ait elektrik alan ve ısıma grafiklerinin üç boyutta ve polar gösterimi	34
Şekil 3.9 Tamamlayıcı kare rezonatör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü	35
Şekil 3.10 Tamamlayıcı kare rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği	36
Şekil 3.11 Tamamlayıcı kare rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği	36
Şekil 3.12 Dikdörtgen rezonatör sensör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü.....	37
Şekil 3.13 Dikdörtgen rezonatöre ait kaydırma miktarına bağlı yansıma katsayısına göre frekans grafiği	38
Şekil 3.14 Dikdörtgen rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği.....	39
Şekil 3.15 Dikdörtgen rezonatörün yüzey akımları ve elektrik alan dağılımları	39
Şekil 3.16 Dikdörtgen rezonatöre ait elektrik alan ve ısıma grafiklerinin üç	40
Şekil 3.17 Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör sensör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü	41
Şekil 3.18 Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği.....	42
Şekil 3.19 Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği	42
Şekil 3.20 Halka rezonatör sensör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü	43
Şekil 3.21 Halka rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği	44
Şekil 3.22 Halka rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği.....	44
Şekil 3.23 Tamamlayıcı halka rezonatör sensör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü	45
Şekil 3.24 Tamamlayıcı halka rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği	45
Şekil 3.25 Tamamlayıcı halka rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği	46
Şekil 3.26 Deney düzeneği.....	48
Şekil 3.27 Üretilen sensör ve ölçümden fotoğraflar.....	50
Şekil 3.28 Üretimi yapılan sensörün laboratuvar ortamında ölçülen kaydırma miktarına göre yansıma katsayısına bağlı frekans grafiği	51
Şekil 3.29 Üretimi yapılan sensörün simülasyon ortamında kaydedilen kaydırma miktarına göre yansıma katsayısına bağlı frekans grafiği	52

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1 Ortamların kırılma indisleri	7
Çizelge 3.1 Tüm tasarımlar için simülasyon verilerinin karşılaştırılması	47
Çizelge 3.2 Üretilen sensöre ait laboratuvar ölçüm sonuçları.....	51
Çizelge 3.3 Üretilen sensöre ait simülasyon verileri.....	52



1. GİRİŞ

Metamalzeme kelimesini oluşturan “Meta” kelimesinin Yunancadan geldiği bilinmektedir. Meta kelimesi Yunanca’da “İleri, Öte” anlamını taşımaktadır. Doğadaki malzemelerin birçoğu özelliklerini bileşen malzemelerinden alırken,” öte-malzeme” olarak adlandırılan Metamalzemeler bu durumun aksine özelliklerini oluştuğu malzemeden değil, yapısından almaktadır. Doğada doğrudan bulunmayan, negatif geçirgenlik ve negatif kırılma indisi gibi olağandışı özelliklere sahip olan bu yapılar, periyodik olarak yapay bir şekilde tasarlanan elektromanyetik yapılardır.

Metamalzemeler konusunda en önemli katkılardan biri de 1968 yılında, negative geçirgenliğe sahip maddelerin mümkün olduğunu söyleyen V. G. Veselago tarafından yapılmıştır. Veselago, çalışmaları sonucunda, elektromanyetik karakteristik denildiğinde ilk akla gelen bağıl dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenlik (μ) sabiti negatifse ortamın kırılma indisinin de negatif olduğunu açıklamıştır.

1960’lı yıllardan bugüne kadar çeşitli alanlarda, metamalzemelerin alışılmadık özellikleri üzerinde çalışmalar yapılmaktadır. Gelişen teknoloji ile birlikte metamalzemelerin sensor tasarımlarında kullanılmasına karşı olan ilgi artmaya başlamıştır. Yüksek hassasiyet, kompakt yapı ve olağandışı elektromanyetik karakteristikleri metamalzemelerin popüler olmasındaki başlıca nedenler arasında yer almaktadır.

Bu çalışmada, tek boyutlu hareket ve yer değiştirmeyi algılayan metamalzeme tabanlı sensör tasarımı yapılmıştır. Farklı tasarımların simülasyonlarında yapılan parametrik analiz ve literatür araştırmalarından edinilen katkıların sayesinde tasarlanan yapıda daha yüksek elektrik alan bölgesi, daha az yüzey alanı, yüksek doğrusalılık, birim alan başına daha düşük çalışma rezonans frekansı, iletim rezonansında daha keskin ve daha derin çalışma rezonans frekansı elde edilmiştir.

2. KURAMSAL TEMELLER VE LİTERATÜR ÖZETİ

2.1 Metamalzemeler

2.1.1 Metamalzemelerin teorisi

Metamalzemeler elektromanyetik dalga teorisinin temelini oluşturan, Maxwell Denklemleri'nin dönüştürülmesi ile aşağıdaki gibi açıklanabilir (Kraus, 1985).

Zamana Bağlı maxwell denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} ; \nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + j\omega\epsilon\vec{E} ; \nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.2)$$

Düzlem dalga için bu denklemler aşağıdaki haline indirgenebilir:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} = -\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.3)$$

ϵ ve μ negatif olduğunda denklem 2.4 ile şu şekilde değişir:

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega\mu\vec{H} ; \vec{k} \times \vec{H} = \omega\epsilon\vec{E} \quad (2.4)$$

2.1.2 LH Ortamı dalga yayılımı

DNG adı verilen çift negative metamalzemelerin hem dielektrik katsayısı hem de manyetik geçirgenliği negatiftir. Bu yapılar LH dediğimiz sol el kuralı ile tasavvur edilen ortamlarla birlikte ele alınır (J. B. Pendry,1999). Bir ortamda dalga yayılımı elektriksel geçirgenliğe ve manyetik geçirgenliğe bağlıdır. Denklem 2.5'te , tek dalga boyuna sahip olan dalganın açısal frekansı ile dalga vektörü arasındaki ilişki verilmiştir.

$$\left| \frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon_{ij} \mu_{ij} - k^2 \delta_{ij} + k_i k_j \right| = 0 \quad (2.5)$$

$$k^2 \cong \frac{\omega^2}{c^2} \varepsilon \mu \quad (2.6)$$

$$n^2 = \varepsilon \mu \quad (2.7)$$

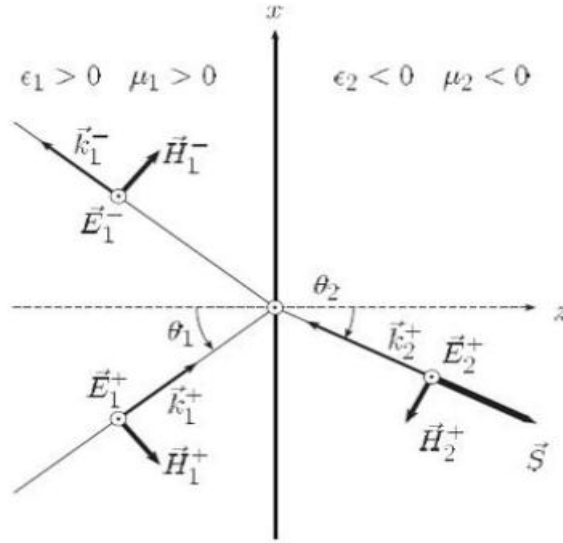
Bu monokromatik dalganın yayılım ilişkisi Maxwell Denklemleri ile birlikte denklem 2.4'te verilmiştir. Bu denklemlerde verilen metamalzeme tipi $\varepsilon > 0$ VE $\mu < 0$ değerlerini alan çift negatif yani DNG yapıdır. Bu yapı sol-el anlamına gelen LH ortamıdır. LH ortamında, enerji akış yönü, dalga yayılım yönü ile zıttır. Bu ortamdaki dalgalar tersine yayılım yaparlar. Bu tür ortamlara tersinir ortamlar da denilmektedir. (Martin, 2015)

$\varepsilon > 0$ ve $\mu > 0$ olsaydı çift pozitif yapı yani DPS yapı olacaktı. Bu yapı sağ-el anlamına gelen RH ortamıdır.

2.1.3 Negatif kırılma

$$n = \sqrt{\varepsilon \mu} \quad (2.8)$$

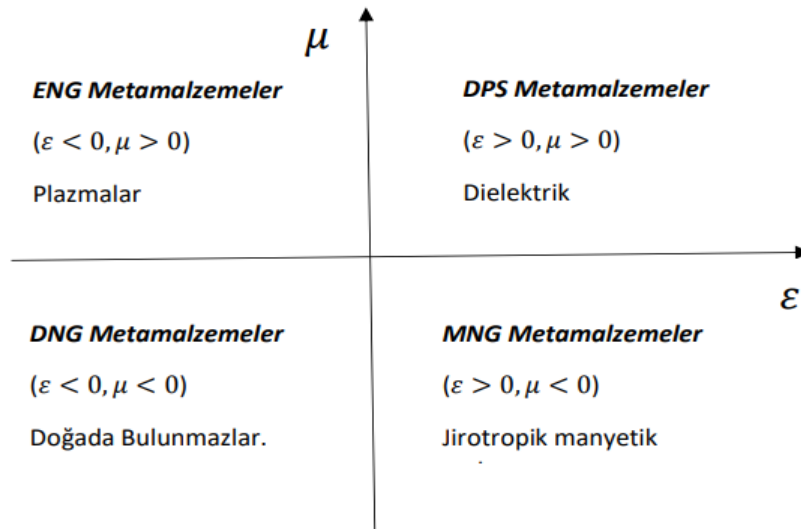
Kırılma indisi formülizasyonu denklem 2.8'teki gibidir. Kökün içi ε ve μ negative olduğunda pozitif görünebilir. Kırıcılık indisi doğru işareti almalıdır çünkü kırıcılık indisi doğrudan kırılma açısını belirler. Eğer kırıcılık indisi negatif ise kırılma açısı da negative olur. LH malzemelerin yaptıkları kırınımda, gelen ışının genliği sönmölenen ışınları güçlendirmektedir. Şekil 2.1'de RHM ve LHM levhalarda gerçekleşen yansıma ve kırılma olaylarına ait bir çizim verilmiştir.



Şekil 2.1 RHM ve LHM düzlemlerde yansıma ve kırılma (Markos ve Soukolis 2008)

2.1.4 Metamalzemelerin sınıflandırılması ve özellikleri

Şekil 2.2’de metamalzemelerin dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenlik katsayılarının aldığı değerlere göre sınıflandırılması verilmektedir.

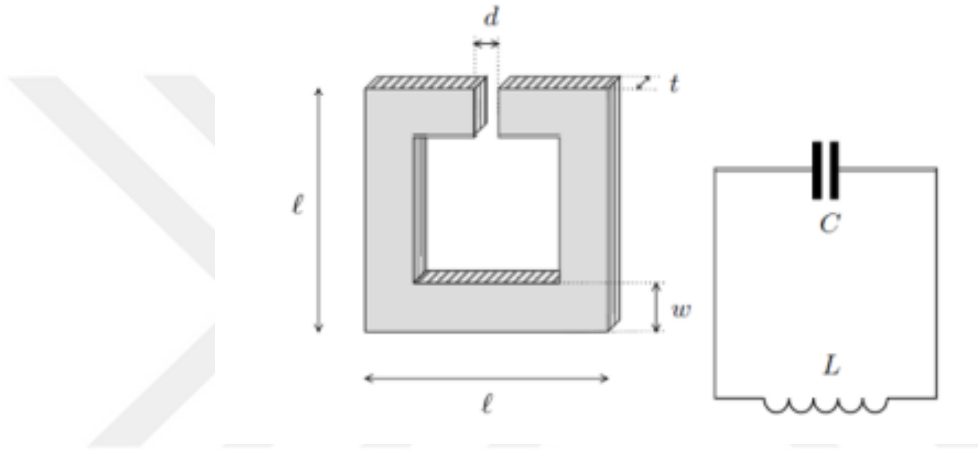


Şekil 2.2 Metamalzemelerin sınıflandırılması

Metamalzemeler, ϵ ve μ temel alınarak dört farklı şekilde sınıflandırılabilir.

- $(\epsilon > 0, \mu > 0)$ DPS Malzemeler: Çoğu dielektrik malzeme bu sınıfa girer.
- $(\epsilon < 0$ ve $\mu > 0)$ ENG (ϵ negatif) Malzemeler: Belirli frekans aralıklarında birçok plazma bu özelliği sergilemektedir.
- $(\epsilon < 0$ ve $\mu < 0)$ DNG Malzemeler: Doğada bulunmaz, yapay olarak üretilirler.
- $(\epsilon > 0$ ve $\mu < 0)$ MNG (μ Negatif Malzeme) : (SRR) Belirli frekans aralıklarında bazı jirotropik malzemeler bu özelliği sergilemektedir.

Negatif manyetik geçirgenlik ($\mu < 0$) için, ayırık halka rezonatör yapısı kullanılabilir.



Şekil 2.3 Ayırık halka rezonatör tasarımı ve eşdeğer elektrik devresi (Markos ve Soukoulis,2008)

Ayrık halka rezonatör LC devresi gibi davranır. Rezonans frekansı hesabı denklem 2.10 ile birlikte verilmiştir.

$$C = \frac{\epsilon_c}{4\pi} \frac{\omega t}{d} \quad (2.9)$$

$$\omega_{LC} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.10)$$

$$(2.11)$$

Birim hücre boyutları a_x , a_y , a_z olan rezonatörde, her birim hücrenin hacimdeki rezonatör sayısı denklem 2.12 ile verilmiştir.

$$N = \frac{V}{a_x a_y a_z} \quad (2.12)$$

Manyetik geçirgenlik değeri ise denklem 2.13 ile hesaplanır. F doldurma föktörüdür.

$$\mu(\omega) = 1 + X = 1 + \frac{F\omega^2}{\omega_{LC}^2\omega^2} \quad (2.13)$$

Denklem 2.13'e göre $\omega > \omega LC$ olduğu zaman manyetik geçirgenlik negatif olacaktır.

2.1.5 Snell yasası ile karşılaştırılması

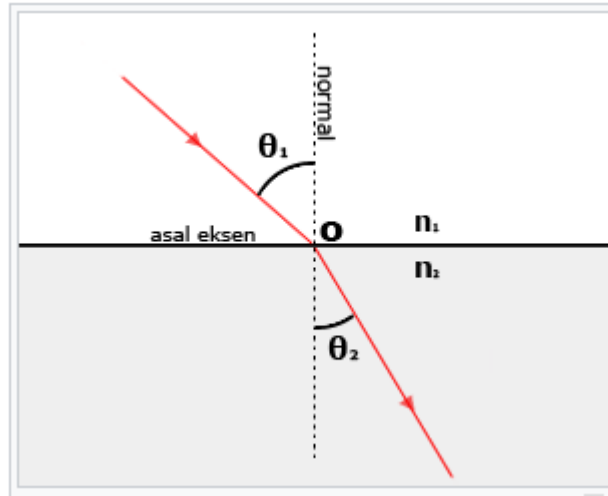
$$\frac{\sin\theta_1}{\sin\theta_2} = \frac{v_1}{v_2} = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.14)$$

Snell yasası'na göre ortamın kırılma indisi ışın ortamda hareket ettiği hızıyla ters orantılıdır. Kırılma indisi ne kadar küçükse ışık o kadar hızlı hareket eder. Işık bir ortamdan başka bir ortama doğru ilerlerken frekansı değişmez, hızı değişir. Hızı iki ortamda birbirinden farklı olduğu için ışık kırılır. Bu nedenle herhangi bir maddesel ortamdaki ışığın hızı boşluktakinden daha azdır. Işığın ulaşabileceği maksimum hız boşluktadır. Kırılma indisi, ışığın boşluktaki hızının maddesel ortamdaki hızına oranlanması ile bulunur. Işığın maddesel ortamdaki hızı, boşluktaki hızı olan c 'den her zaman küçük olacağından bütün maddesel ortamların kırılma indisinin 1'den büyük olduğu denklem 2.15'te verilmiştir.

$$n = \frac{c}{\nu} \quad (2.15)$$

Çizelge 2.1 Ortamların kırılma indisleri

Ortam	Kırılma İndisi
Boşluk	1.0
Hava	1.0003
Su	1.333
Cam	1.5 – 1.7
Alkol	1.2
Etil Alkol	1.360
Aseton	1.360
Elmas	2.419
Quartz	1.644
Sodyum Klorit	1.530

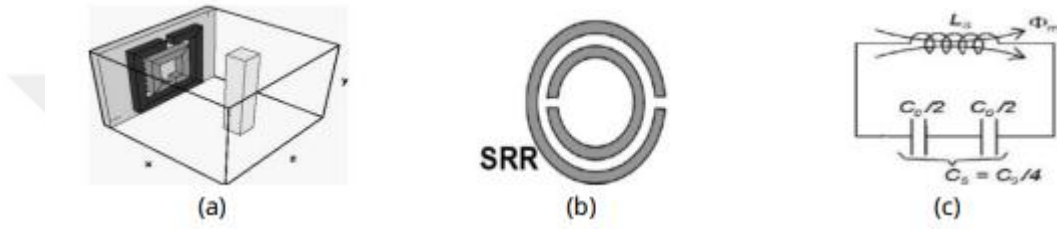


Şekil 2.4 Snell yasasını gösteren çizim

Metamalzemeler için, koordinat sisteminin 3. Bölgesinde olan DNG malzemelerin Snell Yasası'ndaki kırılma indisleri negatiftir. DNG malzeme ve DPS malzemeler karşılaştırıldıklarında, ışığın birbirine ters yönde kırıldığı bilinmektedir (Jacop, 2012).

2.2 Metamalzemelerin Birim Hücre Yapısı

Metamalzeme olarak adlandırılan malzemeler, birim hücrelerin yinelenmesiyle oluşturulan periyodik yapılardır. Şekil 2.5'te verilen SRR ve tel yapısı ile bu yapıya ait eşdeğer SRR devresi metamalzemeleri ve hücre yapısını anlamak konusunda örnek teşkil etmektedir.



Şekil 2.5 (a) Birim tel hücresi (b) SRR tasarımı (c) dairesel SRR'ın eşdeğer devresi

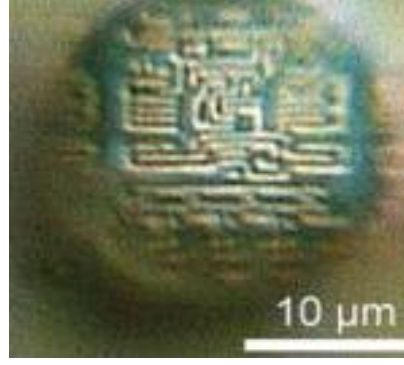
2.3 Uygulama Alanları

2.3.1 Soğurucu metamalzemeler

Verimi yüksek olan metamalzeme soğurucuları, değişen elektromanyetik dalga polarizasyonu ve geliş açısı değerlerinden en az etkilenen, yüksek hassasiyete sahiptir. Savunma sanayi teknolojilerinde özellikle radar konusunda üzerinde birçok çalışma yapılmaktadır.

2.3.2 Süperlens metamalzemeler

HMM (Hiperbolik metamalzeme) yapılardan tip 1 hiperbolik metamalzemeler süperlens uygulamalarında kullanılmaktadır (Jacop, 2006). Bu yapıların süperlens uygulamaları için tercih edilmelerinin nedeni, negatif kırılma indisine sahip olmaları ve malzemenin içerisine odaklanan ışığı gözlemlene olanağı sunmasıdır.



Şekil 2.6 Süperlens örneği

2.3.3 Anten metamalzemeler

Metamalzemelerle yapılan anten tasarımlarında, anten kazancı artarken, yansıyan kayıp azalır. Metamalzemelerle yapılan kaplamalar, antenlerde yayılan gücü artırır. Örneğin metamalzeme kaplı bir antende 350 MHz’de giriş radio sinyalinin %95’i yayınlanır. Kayıp olabildince aza indirilmektedir. Aşağıdaki örnekte, basit yama anten ve metamalzeme antenin grafikleri verilmektedir. Sinyal genliği ve gücünün metamalzeme kaplı antenler daha yüksek olduğu görülmektedir (Balanis, 2005).

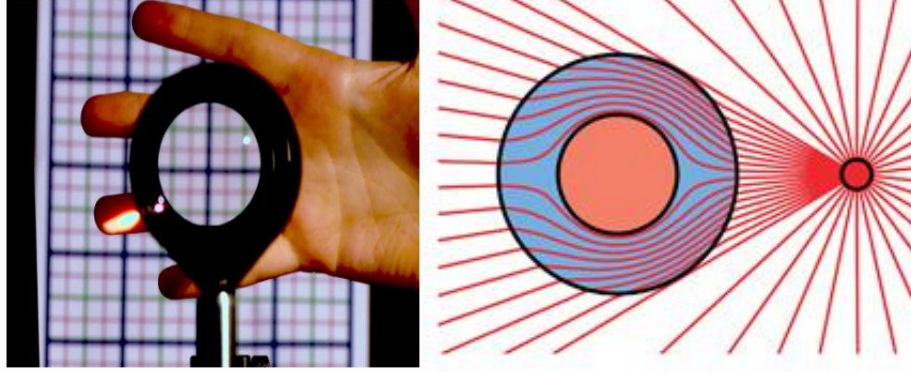
2.3.4 Faz dengeleyici metamalzemeler

Metamalzeme sınıflarından birisi olan, dalga pozitif faz kaymasına sahip olan, çift pozitif DPS malzemesinden geçip DNG levhasından çıkarsa, çift negatif DNG malzemesi tam zıt yönde faz kaymasına sahip olduğu için toplam faz farkı sıfıra eşitlenmektedir. Bu durum kullanılarak oluşturulan metamalzeme yapılarına Faz Dengeleyici Metamalzemeler denilmektedir.

2.3.5 Görünmezlik paravanı metamalzemeleri

Bu tip metamalzemelere görünmezlik metamalzemeleri de denilmektedir. Ortamdaki dalga vektörü ters çevrilmesine rağmen enerji akış yönü aynı kaldığında, faz vektörü ve enerji akışı ters yönde olur. Koordinat dönüşümleri ile, pelerin içindeki elektromanyetik

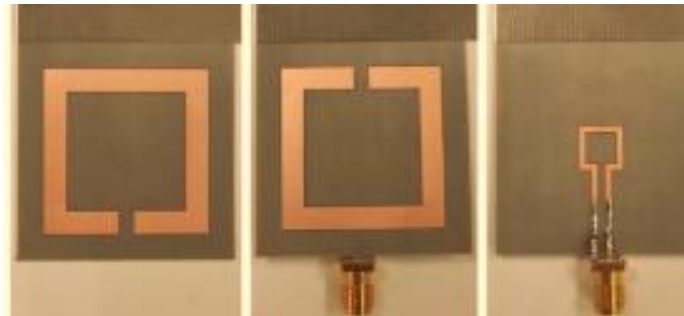
alan sıfır olmakta ve kabuğun içindeki bölgeden yansıyan dalgaların kaybolmasına neden olmaktadır.



Şekil 2.7 Metamalzemelerle optik perdeleme olayı

2.3.6 Sensör metamalzemeler

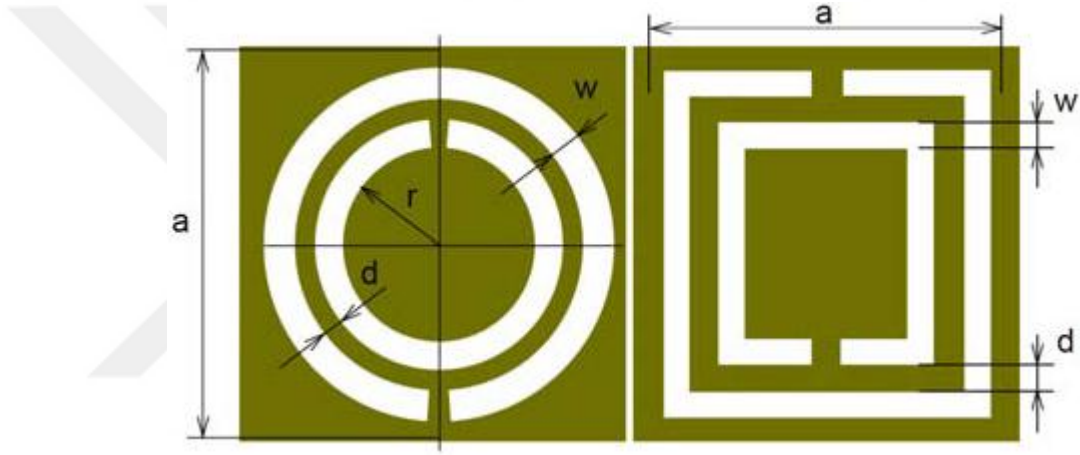
Metamalzeme tabanlı sensörler yüksek hassasiyet, yüksek kalite faktörü ve çözünürlük sağlamaktadırlar. Ayrıca bu sensörlerin kompakt yapıları tercih edilme nedenleri arasında yer almaktadır. Bu tip sensörlerde yüksek hassasiyet elde edebilmek için SRR tasarımları kullanılmaktadır. Metamalzeme sensörler, tarımda, biyomedikal endüstrisinde, tıpta, savunma sanayisinde ve akustik sektörü başta olmak üzere birçok alanda kullanılmaktadır.



Şekil 2.8 Sensör tasarımında kullanılan kare rezonatör örneği

2.4 Yarık Halka Rezonatör

Bölüm 2.1.4'te açıklandığı gibi metamalzemelerin farklı özelliklerinden faydalanarak tasarlanan birçok rezonatör yapısı bulunmaktadır. Metamalzemeler, normal malzemelerin tersine, manyetik alan, elektrik alan ve dalga vektörü sol el kuralını sağladığı için LH yapılar olarak bilinmektedir (Veselago 1968). LH materyal uygulaması ilk ince metalik tel dizileri kullanılarak, SRR olarak adlandırılan yarık halka rezonatörler birleştirilerek oluşturulmuştur. Kare, dairesel, dikdörtgensel başta olmak üzere birçok SRR yapısı bulunmaktadır (Jacop, 2012).

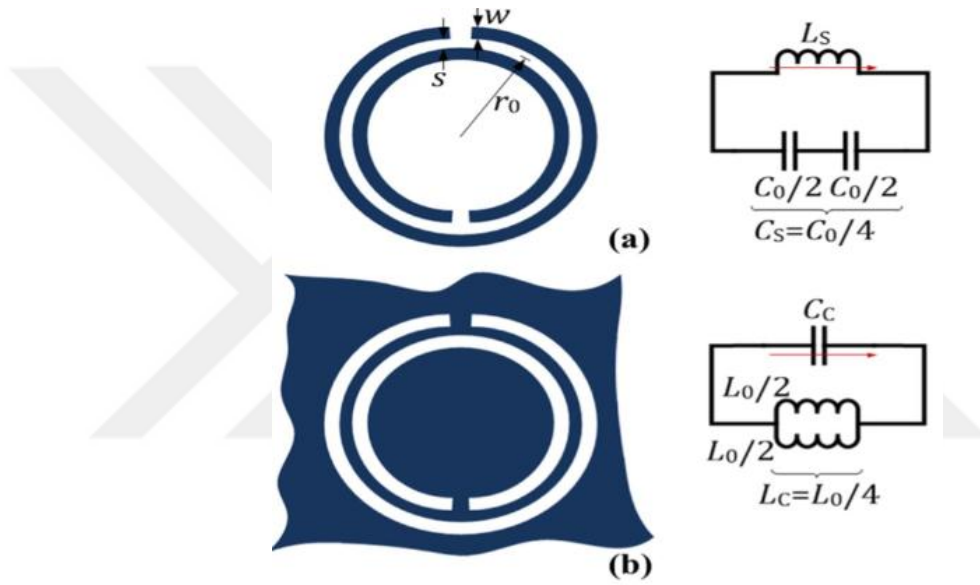


Şekil 2.9 Yarık halka rezonatör örneği

SRR yapılarında iç içe geçmiş iki adet metalik yapı ve uçlarında birbirlerine 180 derecelik açıda ters yönde konumlandırılmış iki açıklık bulunur. Bu açıklıklar halka üzerinden akım geçişini engeller. İçeride bulunan metalik halka yapı, kapasitif etkinin arttırılması için kullanılır. Bu nedenle, iki halka arasında yüksek kapasitif etki oluşur ve bu da akım oluşmasına neden olur. (Podolskiy vd. 2005) Kapasitif etki arttırıldığında, akım değeri de artmaktadır. Bu nedenle de rezonans bandında kaymalar görülmektedir. SRR yapıların belirli frekans aralıklarında, μ negatif özellik göstermeleri de bu özelliklerinden kaynaklanmaktadır.

2.4.1 Tamamlayıcı yarık halka rezonatörler

Tamamlayıcı halka rezonatörler SRR'lerin karşılığı olarak bilinir. Zamanla değişen elektrik alanın etkin bir dielektrik ortam oluşturmasını sağlarlar. Filtre ve sensör tasarımlarda oldukça fazla tercih edilirler. CSRR'lerde dielektrik alt tabakanın varlığı nedeniyle, elektrik alan çizgileri iletkenin hemen altında yoğunlaşır ve bu elektrik akı yoğunluğunun bu bölgede en güçlü değerine ulaşmasını sağlar. Böylece CSRR kazınması ile istenilen polarizasyon ve güçlü bir elektrik alan kuplajı elde edilmiş olur.



Şekil 2.10 CSRR ve SRR tasarımlara ait eşdeğer devre çizimleri

Şekil 2.10'da SRR ve CSRR yapılarına ait elektrik eşdevreleri verilmiştir. Şekil 2.10'dan görüldüğü üzere SRR tasarımında kapasitans etkiler üzerinde çalışılabilirken , CSRR tasarımında indüktans üzerinde çalışılarak yük dağılımı değiştirilebilir.

2.4.2 Mikroşerit hat kayıpları

Tasarımın bir parçası olan mikroşerit hatlarda, tasarımsal problemler, iletken ve dielektrik malzeme yapılarından kaynaklı kayıplar oluşmaktadır. Bu kayıplar a_c ve a_d olarak ifade edilir. Dielektrik kayıplar a_d , iletkenlik kayıpları a_c olmak üzere EM dalgalar üzerindeki bu kayıpların yayılım sabiti " γ " ile sembolize edilir.

$$\gamma = \alpha + i\beta \quad (2.16)$$

γ , denklem 2.16’da belirtildiği üzere karmaşıktır. Reel kısmı olan ‘ α ’, birim uzunluk başına düşen kayıpların toplam sönümlenme etkisini ifade eder.

$$\begin{aligned} \alpha \text{ (dB/birim uzunluk)} &= (20 \log_{10} e) \alpha \text{ (nebers/birim uzunluk)} \\ &\approx 8.686 \alpha \text{ (neber/birim uzunluk)} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Dielektrik kayıpların neden olduğu sönümlenme miktarının belirlenmesi için denklem 2.18 kullanılır. Buradaki δ tanjant kayıp faktörüdür.

$$a_d = 8.686 \pi \left(\frac{\epsilon_{eff}-1}{\epsilon_r-1} \right) \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{ff}} \frac{\tan \delta}{\lambda_g} \text{ dB / birim uzunluk} \quad (2.18)$$

Bir iletkenin karakteristik yüzey direnci aşağıdaki formülle ifade edilir. Z_c karakteristik empedans, W mikroşerit genişliği, R_s iletkenin yüzey direnci, σ iletkenliklerdir.

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (2.19)$$

İletkenlik kayıplarının neden olduğu sönümlenme miktarının belirlenmesi için ise denklem 2.20 kullanılır.

$$a_c = \frac{8.686 R_s}{Z_c W} \text{ (dB/birim uzunluk)} \quad (2.20)$$

2.4.3 Mikroşerit hat hesaplamaları

Mikroşerit hat yapısı Şekil 2.11’de görüldüğü gibi alttaş üzerine tasarlanır. Tasarlanırken genişlik, uzunluk ve kalınlık değerlerinin doğru hesaplanması iletimi sağlayabilmesi için önemlidir. Klavuz dalga boyu denilen λ_k denklem 2.21 ile hesaplanır.

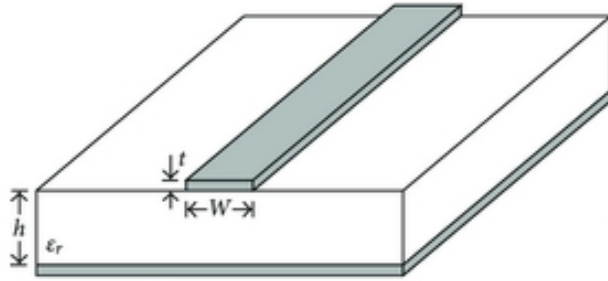
$$\lambda_k = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{etk}}} \quad (2.21)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_k} \quad (2.22)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_{etk}}} \quad (2.23)$$

Klavuz dalgaya ait, denklemin 2.23'te verilen β , dalganın yayılma sabiti, v_p dalganın faz sabitidir. Mikroşerit hattın uzunluğu klavuz dalga boyunun dörtte biri olduğunda, mikroşerit hattın elektriksel uzunluğunun $\theta = \pi/2$ olması beklenir (Monavar ve Komjani 2011). β kullanılarak yani mikroşerit hat içerisindeki klavuz dalganın yayılım sabiti kullanılarak, mikroşerit hat uzunluğu (l) ve mikroşerit hattın elektriksel uzunluğu olan θ hesaplanır.

$$\theta = \beta l \quad (2.24)$$



Şekil 2.11 Altaş üzerine tasarlanmış mikroşerit hat örneği

2.5 Temel Sensör Parametreleri

2.5.1 Q Faktörü

Q faktörü denilen kalite faktörü, rezonatörün depolanmış enerjisine göre, enerji kayıp oranını belirten, rezonans frekansına göre rezonatörün bant genişliğini karakterize

etmek için kullanılan bir parametredir. Yüksek kalite faktörüne sahip olan rezonatörde, depolanmış enerjiye oranla düşük enerji kayıpları yaşanır. Yüksek kalite faktörüne sahip bir rezonatörün salınımları düşük kalite faktörüne sahip rezonatöre göre daha yavaş sönümlenir.

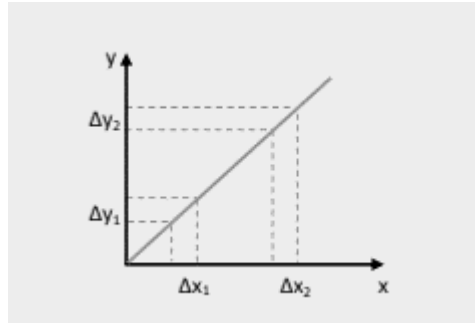
$$Q = \frac{f_{rez}}{f_s - f_i} \quad (2.25)$$

Kalite faktörü rezonans frekansının ileri ve geri frekanslarının farkına bölünmesiyle bulunur.

2.5.2 Hassasiyet

Hasasiyet giriş sinyali ve çıkış sinyali arasındaki en küçük giriş ve çıkış sinyalinin oranıdır. Denklem 2.26 ile ifade edilir.

$$S = \frac{\Delta y_n}{\Delta x_n} \quad (2.26)$$

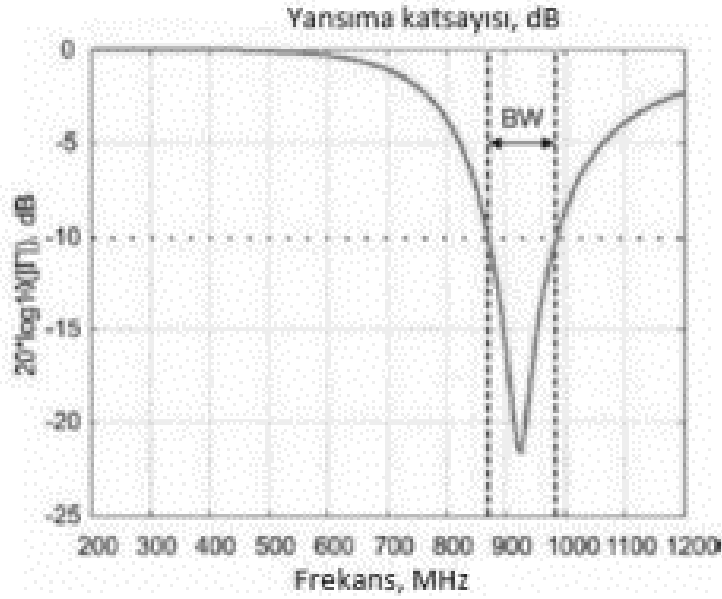


Şekil 2.12 Hassasiyet eğrisi (M. Suphi, 2021)

2.5.3 Bant genişliği

Bir sinyalin bant genişliği, bir kanal üzerinde taşınabilecek en fazla frekansa sahip olduğu, en etkili çalıştığı frekans aralığıdır. Literatürde bant genişliği, analog sinyalin hertz cinsinden ölçümüne de denir. Metamalzemelerde, elektrik alan

vektörü, dalga vektörü ve manyetik vektör olmak üzere LH kuralına göre üçlü vektörleri ve poynting vektörü ile dalga vektörünün zıt yönlü olmalarından dolayı, metamalzemelerin daha kompakt yapıda, kazancı ve bant genişliği artırılmış tasarımlarda kullanılmasını sağlar (Pozar, 2012).



Şekil 2.13 %10 dB Bant genişliği (Fung, 2011)

$$BG = \frac{f_{maks} - f_{min}}{f_{rez}} \times 100 \quad (2.27)$$

f_{min} = Minimum frekans

f_{maks} = Maksimum frekans

f_{rez} = Rezonans frekansı

Denklem 2.27'e göre Şekil 2.13'deki sinyale ait bant genişliği % 10.52 dB'dir. Bant genişliği değeri, yüzdesel olarak hesaplanmaktadır.

2.6 Mikrodalga Sensörlerin Algılama Stratejileri

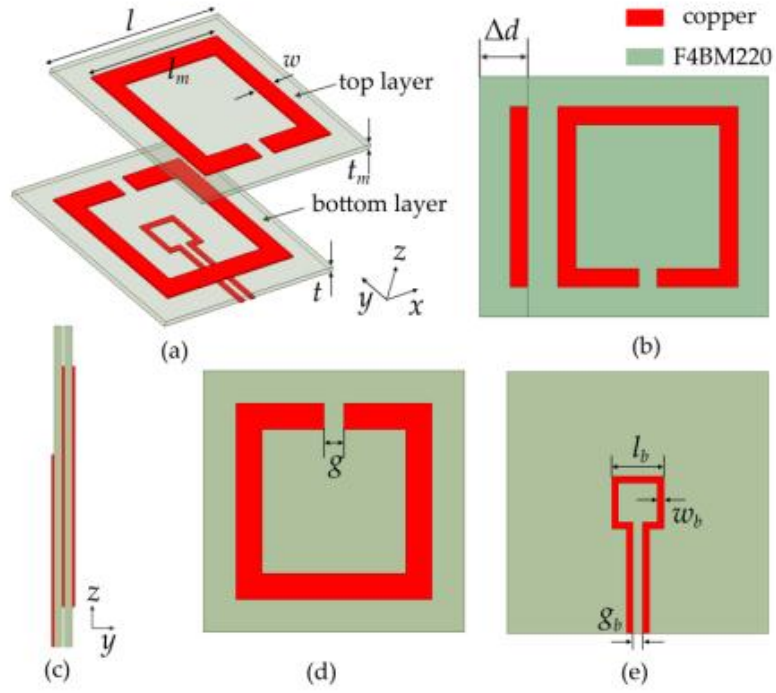
Bu bölümde metamalzeme tabanlı mikrodalga sensörlerin dört farklı algılama yöntemi ve bu algılama yöntemlerinin kullanıldığı uygulama örnekleri verilmiştir.

2.6.1 Frekans değişimine dayalı algılama yöntemi

Yüklü bir mikroşerit iletim hattı ve rezonatörlerin etkileşmesi sonucu metamalzeme tabanlı sensörler rezonans frekansı ve daha yüksek mertebeden harmonik frekanslarını barındırırlar. Konum, hız, malzeme karakterizasyonu, geçirgenlik ve nem gibi birçok farklı değişkeni algılamak için rezonans frekansındaki değişim ile algılama gerçekleştirilir.

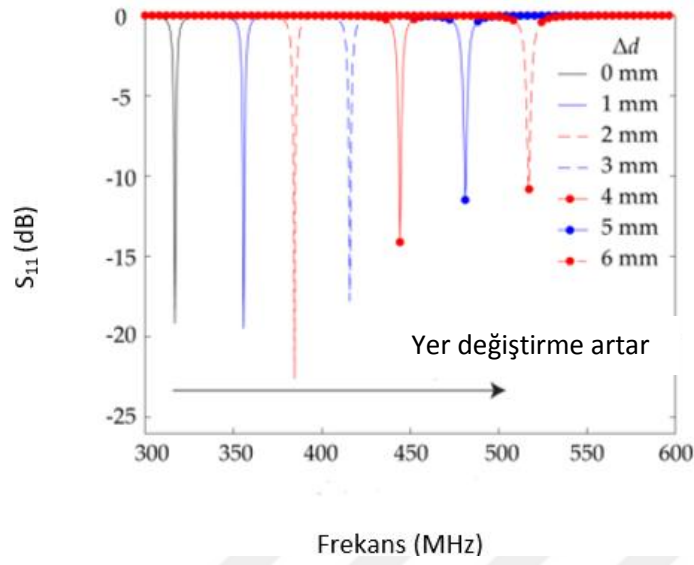
Frekans değişimine bağlı bu sensörler oldukça hassastır fakat çapraz hassasiyet olarak nitelendirilen, sensöre etki eden diğer birçok parametreden etkilenebilir. Örneğin frekans değişimi ile geçirgenliği algılayan bu tip sensörlerde, geçirgenlik sıcaklık gibi çevresel koşullara bağlıdır. Rezonans frekansı da nem, sıcaklık ve basınç gibi sahte etkilerden dolayı kayabilir ve geçirgenlik ölçümü sonuçlarında sapmalar meydana gelebilir. Bu nedenle bu tarz sensörler doğru ölçümlere kalibre edilerek kullanılır.

Frekans değişimine dayalı sensörler, düşük maliyet, üretim kolaylığı açısından kullanışlı, ölçüm sonuçlarının hassasiyeti bakımından dezavantaja sahiplerdir. Şekil 2.14'te frekans değişimine bağlı sensörlere ait örnek bir tasarım verilmiştir. Üst altaş ın hareket ettirilmesi sonucu rezonatörlerin etkileşimleri ile elde edilen rezonans frekansı incelenir. Bu tip tasarımlarda hareketin rezonans frekansındaki değişimin doğrusallığı ile algılanabilmesi beklenir.



Şekil 2.14 Frekans değişimine dayalı sensör örneği (Wang, 2021)

Bu tasarımda artan yer değiştirmeye bağlı rezonans frekansındaki değişiklik Şekil 2.15'te verilmiştir. Görüldüğü üzere hem rezonans frekansı hem çentik derinliği yer değiştirmeye beraber değişmektedir. Örnek tasarım frekansa bağlı algılama yöntemini kullanan, yüksek hassasiyet, düşük maliyet ve üretim kolaylığı sağlayan bir tasarımdır. Rezonatörler arasındaki boşluk değiştirilerek böylece kuplaj etkisi üzerinde çalışılarak rezonans frekansı değiştirilebilir ve böylece farklı frekans aralıkları ölçülebilir ve ölçüm yetkinlikleri de geliştirilmiş olur.

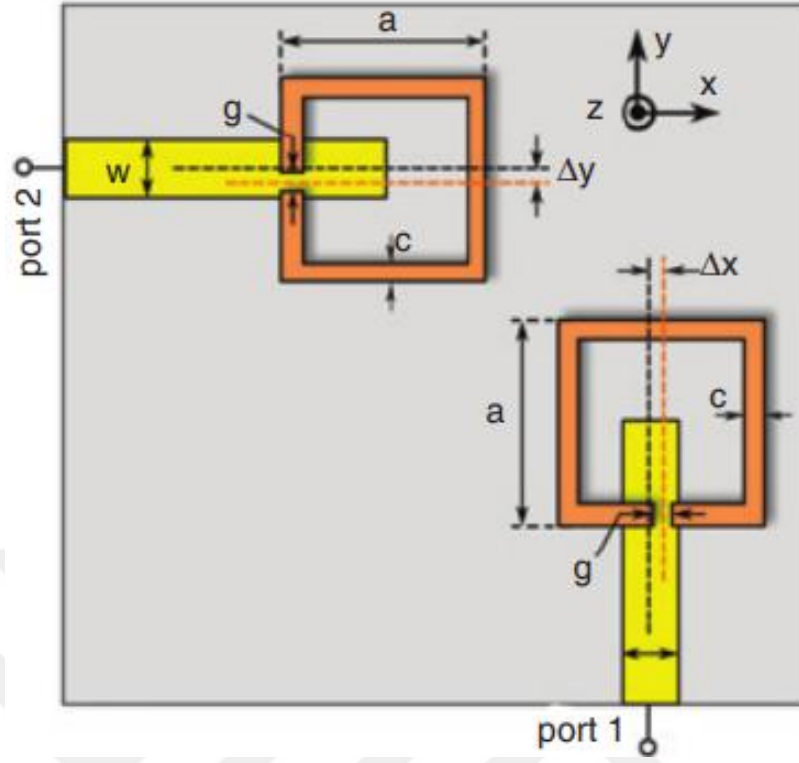


şekil 2.15 Hareketle değişen yansıma katsayısına bağlı rezonans frekansı grafiği (Wang, 2021)

2.6.2 Kuplaj modülasyonuna dayalı algılama yöntemi

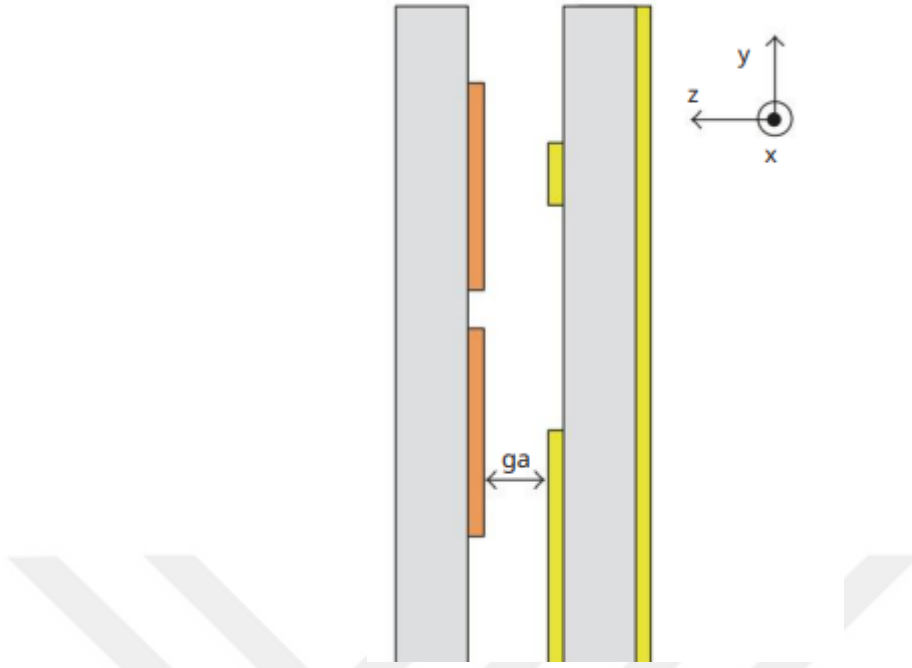
Bu tip sensörlerde algılama, simetri bozulmasına bağlı olarak mikroşerit iletim hattı ve rezonatör arasındaki bağlantı seviyesinin kontrolü yapılarak gerçekleştirilir. Bu algılama yöntemi, simetri özelliklerine dayalı bir yöntemdir. Özellikle hizalama ve yer değiştirme sensörlerinde tercih edilen bir yöntemdir. Bu sensörlerde, simetri yalnızca rezonatörlerin simetrik dielektrik yüklemesi ile değil asimetrik dielektrik yüklemesi ile de bozulabilir. Kuplaj modülasyonuna dayalı sensörlerde bir veya birkaç rezonatör ile mikroşerit iletim hattının yansıma katsayıları kullanılmaktadır. Bu tasarımların avantajı çalışma prensibinin çevresel faktörler tarafından değiştirilemeyen geometrik hizalamaya dayanması yani nem, sıcaklık gibi çevresel faktörlere karşı oldukça dayanıklı olması iken dezavantajı ise elektromanyetik girişimlere ve gürültüye karşı son derece hassas olmalarıdır.

şekil 2.16'da kuplaj modülasyonuna dayalı algılama yöntemini kullanan, yansıma katsayılarındaki rezonans frekansına bağlı iki boyutlu hareket ve yer değiştirme sensörü tasarımı verilmiştir.



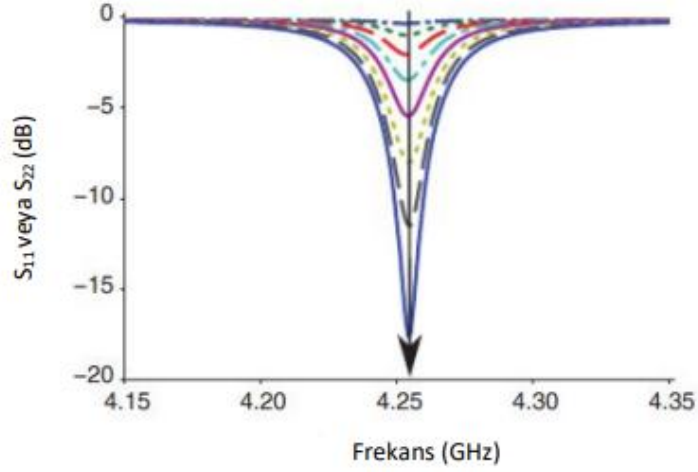
Şekil 2.16 Kuplaj modülasyonuna dayalı algılama yöntemi ile çalışan iki boyutlu hareket sensörü örneği (A. K. Horestani , 2014)

Bu tasarımda x ve y eksenini doğrultusunda olmak üzere iki yönde hareketi algılayacak 2 farklı rezonatör mikroşerit çifti tasarlanmıştır. Mikroşerit iletim hattının basılı olduğu ve rezonatörlerin basılı olduğu iki ayrı substrattan oluşmaktadır. Rezonans elemanları arasındaki kuplaj etkisini optimize edebilmek için de iki alttaş arasında hava boşluğu bulunmaktadır. Rezonans frekansındaki değişime dayalı algılama yöntemini kullanan iki boyutlu hareket sensörünün yandan görünümü Şekil 2.17’de verilmiştir.



Şekil 2.17 Kuplaj modülasyonuna dayalı algılama yöntemiyle çalışan hareket sensörünün yandan görünümü (A.K. Horestani, 2014)

Şekil 2.17’de sensör tasarımına ait yandan görünüm verilmiştir, buradaki g_a alttaşlar arasındaki hava boşluğudur. Mikroşerit iletim hatlarının basılı olduğu alttaş sabit tutularak rezonatörlerin bulunduğu alttaş 0.1 mm’lik adımlarla hareket ettirildiğinde yansımaya katsayısına bağlı rezonans frekansındaki değişim grafiği Şekil 2.18’de verilmiştir. Bu tip sensörlerde çentik derinliği doğrudan asimetri seviyesine bağlıdır. Çünkü asimetri seviyesi elektromanyetik kuplajın büyüklüğü ile ilgilidir. Şekil 2.16’da gösterilen eksenel düzlemin bozulmasıyla iletim hattı ile rezonatörler arasında meydana gelen kuplaj etkisinin büyüklüğü değişir ve bu da yansımaya katsayısının rezonans frekansındaki çentik derinliğini değiştirir. Rezonatörler simetrik olarak yüklendiğinde bu sensörde herhangi bir çentik görülmemesinin nedeni de budur.



Şekil 2.18 Yansımaya katsayısına bağlı rezonans frekansı grafiği (A. K. Horestani , 2014)

Bu sensörün en önemli özeliği, rezonans frekansını neredeyse sabit tutup, yalnızca çentik derinliğindeki değişikliklerle hareketi algılayabilmesidir.

2.6.3 Frekans bölmeye dayalı algılama yöntemi

Bu tip sensörlerde, simetrik bir konfigürasyon bir çift rezonatör ve bir mikroşerit hattın etkileşiminden oluşmaktadır. Algılama, rezonans frekansının bölünmesi ile gerçekleştirilir. Rezonatörler ve mikroşerit hat simetrik durumda iken yapıda bir tane rezonans frekansı gözlemlenmektedir fakat simetri bozulduğunda birden fazla çentik gözlemlenir ve frekans ayrımı asimetrik sinyalin büyüklüğü ile yapılmaktadır. Bu sensörler, malzeme karakterizasyonu yapılırken tercih edilir. Bir yapıda malzeme dağılımı simetrik ise, çıkış sinyalinde tek pik gözlemlenir, fakat malzeme dağılımı simetrik değilse, asimetrinin neden olduğu ikinci çentik de gözlemlenir. İkinci çentiğin büyüklüğüne göre asimetrinin oranı hesaplanabilir. Bu tip sensörler karşılaştırmalı sensörler oldukları için tek parametreyi algılamak amacıyla tasarlanan sensörlerde tercih edilmez. Bu yapılar, iki farklı malzemede geçirgenliğin aynı olup olmadığını karşılaştırır. İki geçirgenlik arasındaki farkı gözlemlememize yarayan sensörlerdir. Bu tip sensörlerin avantajları, gerçek bir diferansiyel ölçüm sağladığından, değişen çevre koşullarına karşı son derece dayanıklı olmaları, dezavantajları ise tasarımlarındaki

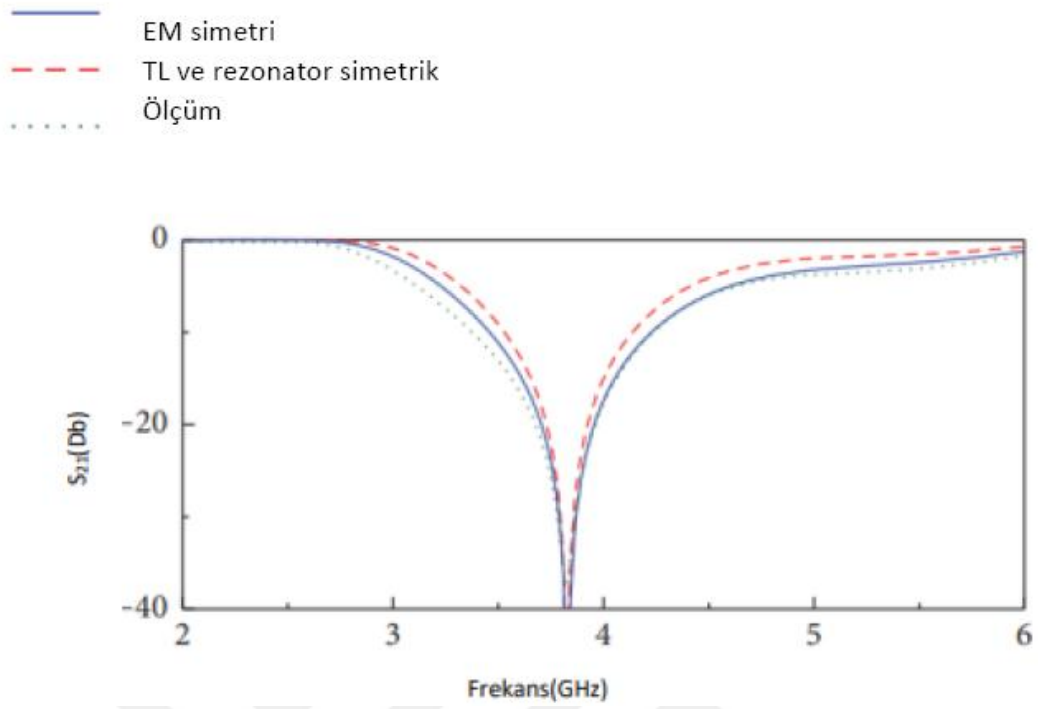
rezonatörlerin birbirlerine oldukça yakın konumlandırılmasından kaynaklanan kuplaj etkilerinin hassasiyeti olumsuz yönde etkilemesidir.

Şekil 2.19’da basamak tipi empedans rezonatör tasarımının dielektrik sabiti farklı iki materyal ile yüklenmeden önceki tasarımı verilmiştir.



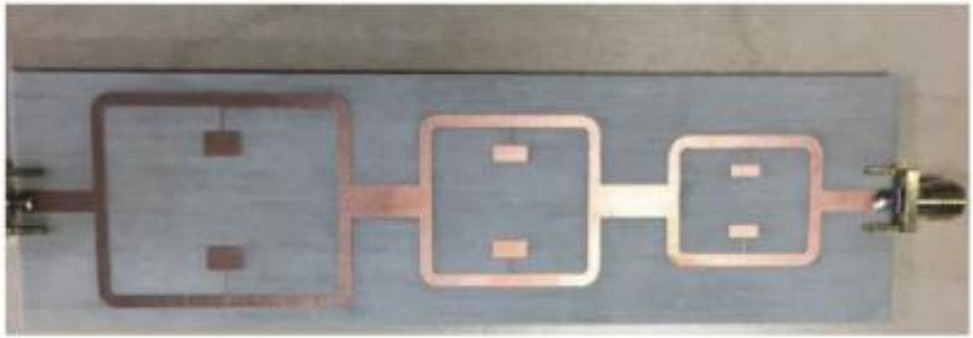
Şekil 2.19 SIR tasarımının yüklenmeden önceki hali (L.Su, 2016)

Şekil 2.19’da basamak tipi empedans rezonatörlerin dielektrik sabiti farklı maddeler yüklenmeden önceki rezonans frekansı grafiği verilmiştir. Simetrik durum sebebiyle, rezonans frekansında tek çentik görülmektedir. Fakat simetri bozulduğunda çentik bölünür ve artık tek rezonans frekansı görülmez.



Şekil 2.20 SIR yüklenmeden önceki simetriden kaynaklanan rezonans frekansının görüntüsü (L.Su, 2016)

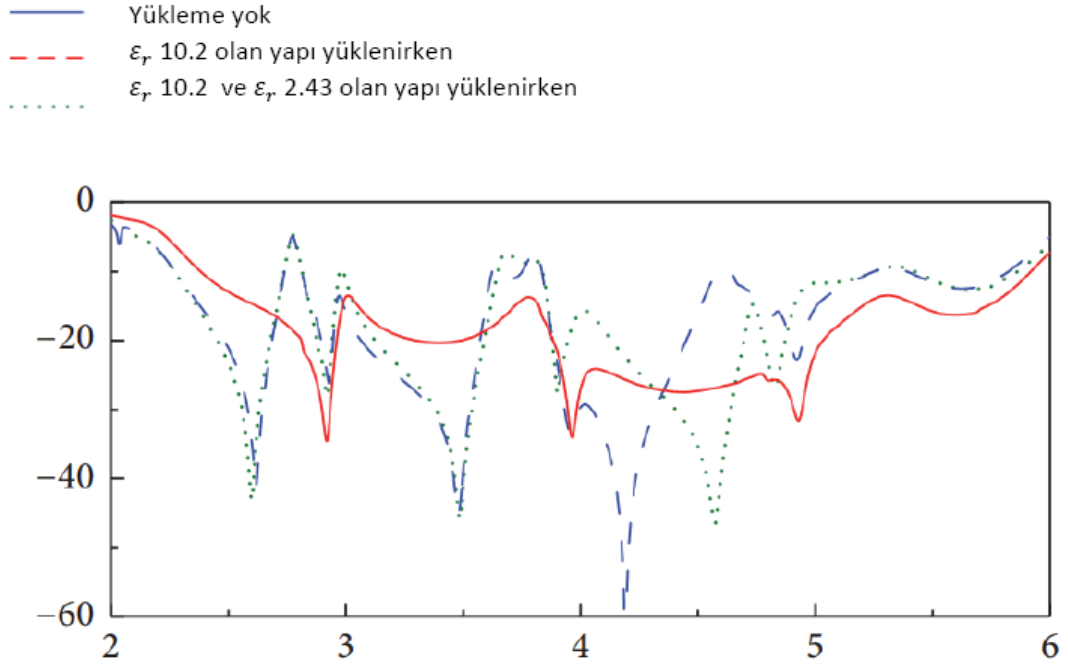
Şekil 2.21’de SIR denilen basamak tipi empedans rezonatörleri kullanılarak tasarlanan frekans bölmeye dayalı algılama yöntemini kullanan bir sensör örneği verilmiştir.



Şekil 2.21 Frekans bölücü sensör tasarımı (L.Su, 2016)

Bu tasarımda, çıkış sinyali incelenirse frekansın simetri bölünmesiyle beraber, ilk başta hiçbir yükleme yokken empedans bölünmesi nedeniyle üçe bölündüğü görülür. Bu üçe

bölünme Şekil 2.22 'de verildiği gibi, ilk olarak dielektrik sabiti 10.2 olan Rogers RO3010 substratının yüklenmesi ile, daha sonra da dielektrik sabiti 2.43 olan başka bir malzeme yüklemesi ile tasarlanmış substratın eklenmesi sonucunda 3 farklı pik elde edilmiştir. Frekans bölünmesi ilk durumda, ikinci ve üçüncü SIR çiftlerini yükleyen her iki levhanın dielektrik sabitleri arasındaki farkı gösterir.



Şekil 2.22 SIR'lerin her birinin dielektrik sabiti farklı malzemelerle yüklenmesi sonucu oluşan rezonans frekansı grafiği (L.Su, 2016)

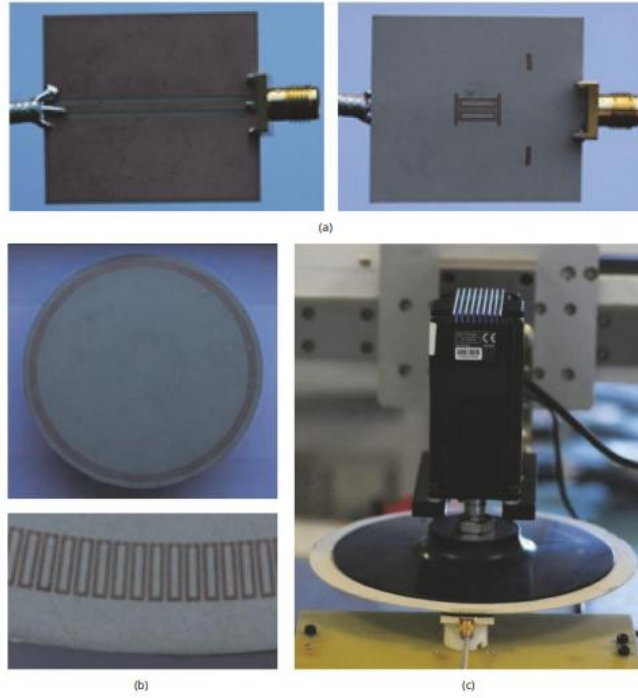
2.6.4 Genlik modülasyonuna dayalı algılama yöntemi

Bu tip sensörler, tasarlanan rezonatörün rezonans frekans değerine ayarlanmış harmonic sinyallerle beslenen mikroşerit iletim hattından oluşmaktadır. Çıkış sinyalindeki, besleme sinyalinin genliğinin büyüklüğü mikroşerit iletim hattı ile rezonatörler arasındaki etkileşim ile belirlenmektedir. Bu etkileşim (kuplaj) minimize edildiğinde, mikroşerit iletim hattındaki etkilenmeler minimum, çıkış portundaki sinyal genliği maksimum olmaktadır. Eğer kuplaj etkisi tam tersi arttırılırsa da çıkış sinyal genliği minimuma indirilerek kaynağa geri yansıtılır. Bu algılama ilkesi ile, mikroşerit iletim hattı ile rezonatörler arasındaki kuplaj etkisi çıkış sinyalinin genliğini modüle eder ve bu

yöntemle algılama gerçekleştirilmiş olur. Genlik modülasyonuna dayalı yöntemine sahip sensörler genellikle açısal hız ölçüm sensörleri tasarımlarında kullanılmaktadır.

Bu sensörlerin avantajları, açısal hız ölçümlerindeki açı çözünürlüğünü sağlayan ve sensörün anlık açısal hız değişimlerini algılama yeteneğine sahip olması ve aynı kullanım alanları için tercih edilen optik sensörlerle karşılaştırıldıklarında daha az maliyetli olmaları ve sürtünme etkisi gibi sensörün deforme olmasını sağlayan etkilere karşı daha dayanıklı olmasıdır.

Dezavantajları ise, tasarımdaki ufak hatalar veya üretim kusurları meydana geldiğinde, harmonik sinyallerin rezonans frekansını etkilemesinden dolayı hassasiyetin çok düşmesidir. Şekil 2.23'te bu tip sensörlere örnek olarak tasarlanmış bir sensör yapısı verilmiştir. a'da stator denilen dönen elektromanyetik cihazların dış bölgesinde kalan suran statik parça, b'de rotor denilen, sensör düzeneğinin çalışmasını sağlayan döner parça c'de ise bu parçaların montaj edilmiş çalışmaya hazır haline ait görseller verilmiştir.



Şekil 2.23 Genlik modülasyonuna dayalı sensör örneği, (a) stator, (b) rotor tabla , (c) montaj edilmiş son hal (L.Su, 2016)

3. METAMALZEME TABANLI MİKRODALGA SENSÖR TASARIMLARI, SİMÜLASYON VE ÖLÇÜMLERİ

3.1 Simülasyon Ortamı

CST Microwave Studio (MWS), yüksek frekans aralığında elektromanyetik sistemleri tasarlamak, analiz etmek ve simüle etmek için kullanılan üç boyutlu elektromanyetik analiz programıdır. Hem zaman hem de frekans bölgesinde çalışma imkanı sunan CST, FIT adı verilen sonlu integrasyon yöntemine göre çalışmaktadır. İçi oyuk (horn), düzlemsel (mikroşerit), sarmal anten gibi birçok tasarım modelini simüle edebilmek için oldukça kullanışlıdır. MWS yüksek frekans aralığı, EM stüdyo düşük frekanslı çözücüler olmak üzere kullanıcıya iki farklı paket sunulmaktadır. CST ile elektromanyetik problem simüle edilir ve FDTD ve TLM metotları ile yapı analizi için kullanılır.

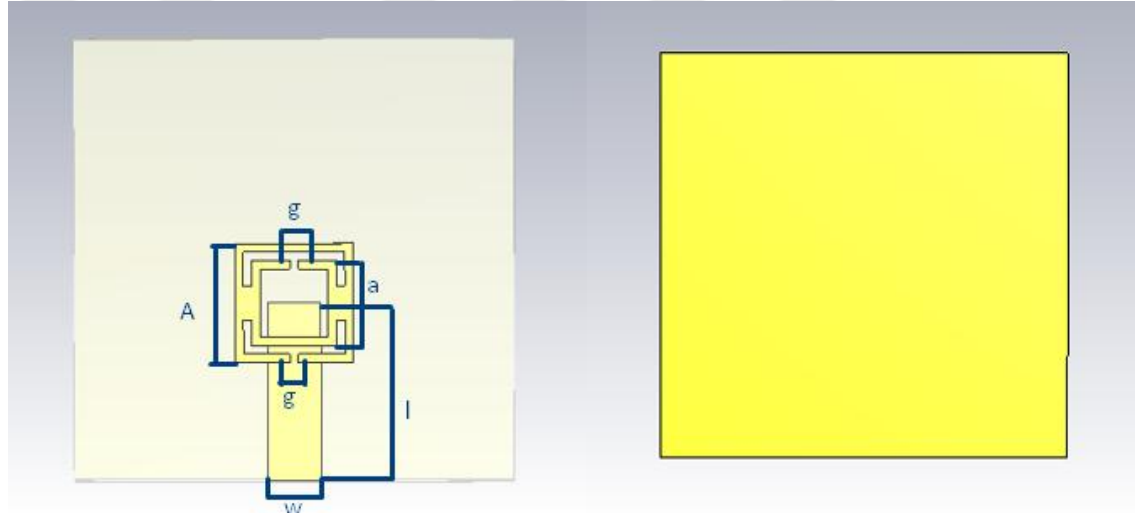
3.2 Tasarım ve Modelleme

Bu çalışmada, metamalzeme tabanlı mikrodalga frekanslarda çalışan bir boyutta hareketi algılayan bir yerdeğiştirme sensörü tasarlanmak amacıyla literatür çalışmaları araştırılmıştır. Yapılan çalışmalar incelenerek, CST Microwave Studio simülasyon ortamında parametrik analizler gerçekleştirilmiştir. Parametrik analiz, farklı parametrelerin sorunun çözümü üzerine etkisinin incelenmesidir.

Öncelikle, literatürdeki örnekler üzerinden rezonatör uçlarındaki aralıkların rezonans frekansına olan etkisi araştırılmıştır. Rezonatörlerin iki ucu arasındaki aralık küçüldükçe rezonans pikinin daha güçlü ve keskin olduğu görülmüştür. Aynı şekilde tasarlanan rezonatörün kalınlığının ve iki substrat arasındaki mesafenin en optimum sonuçları verdiği değerler literatür araştırmalarındaki modeller üzerinde yapılan parametrik analiz sayesinde anlaşılmıştır. Nihai tasarıma araştırmalardan elde edilen verilerle çeşitli tasarımlar yapılarak simülasyon sonuçlarının değerlendirilmesi ile ulaşılmıştır. Rezonans piki elde edilen simülasyon tasarımları aşağıda sırasıyla verilmiştir:

3.2.1 Orijinal rezonatör tasarımı

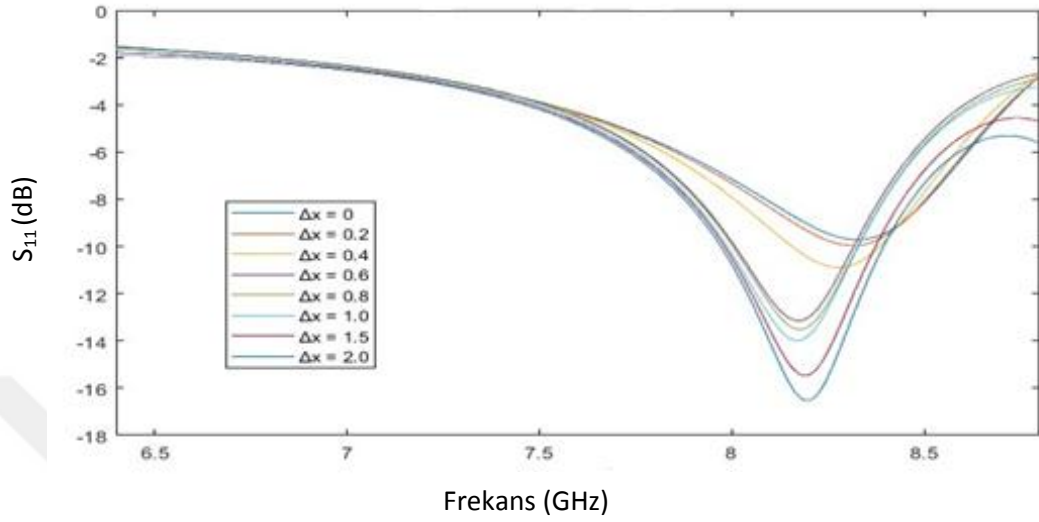
Sensor tasarımı ve simülasyonu tecrübesi kazanmak amacı ile Şekil 3.1’de görülen rezonatör yapısı tasarlanmıştır. Bu tasarımda amaç eklem noktaları ile uçlardaki kaybedilen elektrik alan dağılımı ve yüzey akım şiddetini azaltmak ve çentik derinliği nispeten fazla olan bir rezonans eğrisi gözlemlemektir. Bu nedenle hareket yönünün istikametinde konumlandırılan eklem noktaları ile iç içe tasarlanmış iki rezonatör birbirine bağlanmıştır. Tasarım üretim kolaylığı ve maliyet hesabının olabildiğince düşük olması amacıyla dielektrik geçirgenliği 4.3 olan FR-4 üzerine 10 GHz’de çalışacak şekilde yapılmıştır. Rezonatör tasarımı Şekil 3.1’deki gibidir.



Şekil 3.1 Orijinal rezonatör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü

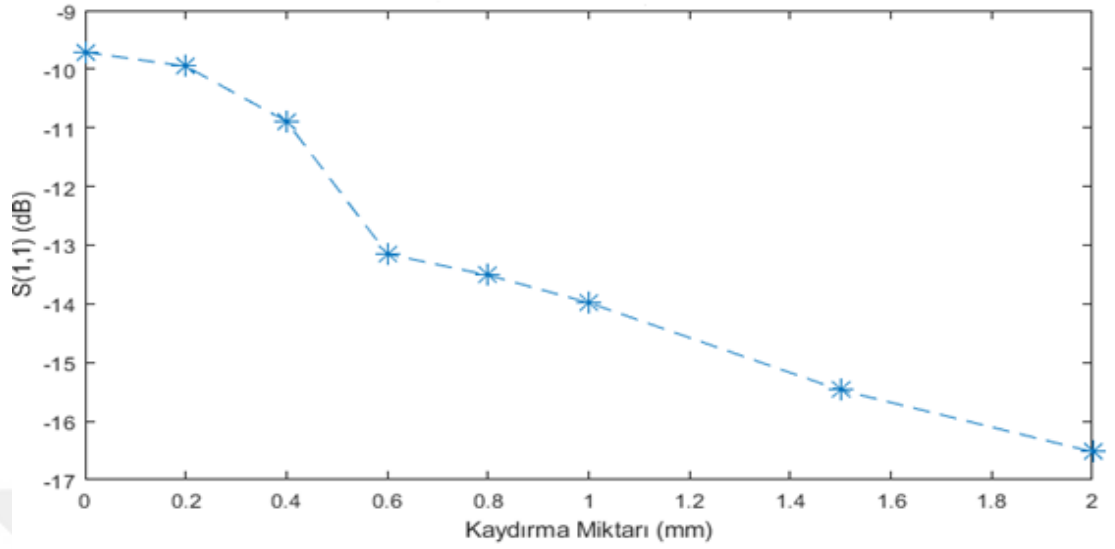
Şekil 3.1’de verilen tasarımda, A orijinal tasarımın dış kare rezonatörünün bir kenarı 7mm, a iç kare rezonatörün bir kenar uzunluğu 5mm, g rezonatörler arasındaki aralık 0.5 mm, l mikroşerit hat uzunluğu 11.85mm, W mikroşerit iletim hattının genişliği 3.1 mm, alttaşlar kare ve bir kenarı 26 mm olacak şekilde tasarlanmıştır. Üst yüzeyinde mikroşerit iletim hattı bulunan alttaşın arka yüzü bakır kaplıdır. Rezonatör yapısını barındıran ikinci substrat, x eksenı boyunca 0.2 mm’lik adımlarla ötelenir. Hareket ettikçe rezonans pikinin çentik derinliğinde değişiklik meydana getirdiği görülür. Simülasyon ortamında, orijinal rezonatör tasarımından, x eksenindeki kaydırma

miktarlarına göre kare rezonatör tasarımına sahip sensörün S11 parametresi grafiği Şekil 3.2’de verilmiştir. Δx mm cinsinden kaydırma miktarıdır.



Şekil 3.2 Orijinal tasarımın yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği

Orijinal rezonatör tasarımına sahip sensörün kaydırma miktarına bağlı S11 parametresi grafiği Şekil 3.3’de verilmiştir. Bu tasarımda kaydırma gerçekleştirildiğinde, mikroşerit iletim hattı ile olan simetrinin bozulması kaynaklanan mikroşerit iletim hattının uyarılmasını sağlamıştır. Bu uyarılma, rezonatörler üzerinde elektriksel yüklenme gerçekleşmiştir. Böylece yer değiştirmenin rezonans frekansını etkilemeden yalnızca çentik derinliğini değiştirmesi beklenmiştir. Şekil 3.2’de görüldüğü gibi, Maksimum çentik derinliği, Max S(1,1) mag -16.52 dB olduğu görülmüştür, yeterli çentik derinliği elde edilememiştir. Kaydırma gerçekleştiğinde, rezonans frekansında da kaymalar gerçekleşmiş fakat uyarılan rezonatörler, her kaydırma adımında çentik derinliğini etkilemiştir.



Şekil 3.3 Orijinal tasarım için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği

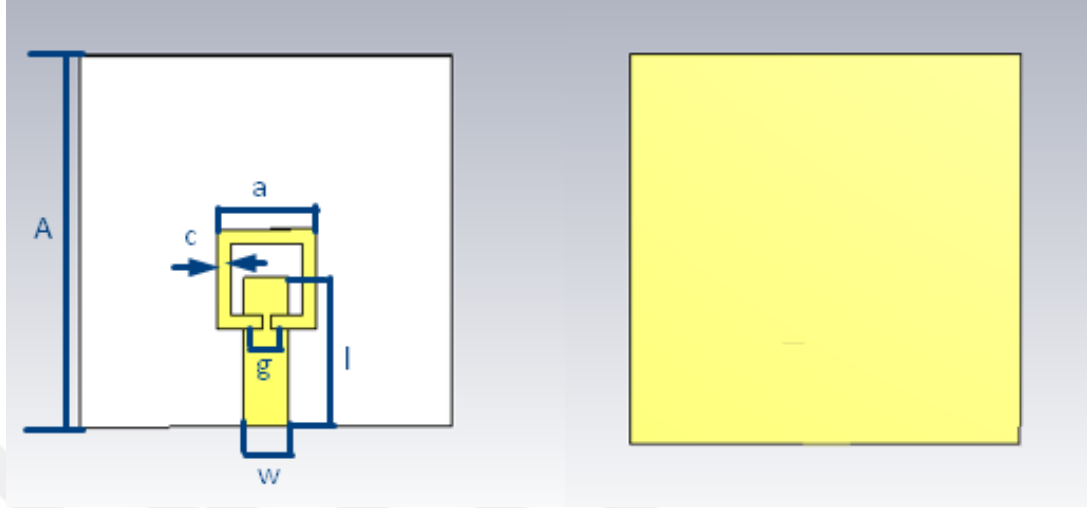
Orijinal rezonatör tasarımı için hassasiyet oranı 3.405 dBmm^{-1} olarak bulunmuştur.

$$S = \frac{(16.53 - 9.72) \text{ dB}}{2 \text{ mm}} = 3.405 \text{ dBmm}^{-1}$$

3.2.2 Kare rezonatör tasarımı

Şekil 3.4’de görülen, bağıl dielektrik geçirgenliği 4.3 olan FR-4 üzerine 10 GHz’de çalışacak tasarım yapılmıştır. Bu çalışmada, tek boyutlu hareket ve yer değiştirme sensörünün çalışması için sabit frekansın gerekli olduğu yapının yansıma katsayısı incelenmiştir. İlk substrat ve ikinci substrat arasında hava boşluğu bulunmaktadır. Tek boyutta hareket ve yer değiştirmeyi algılayabilmek için ikinci substrat hareket ettirilirken, birinci substrat sabit kalır. Hizalama ve simetri x eksen yönünde bozulursa, rezonatörlerin uyarılması sonucu yansıma katsayılarında çentikler görülür. Mikroşerit iletim hatlarının uyarılması rezonatörler üzerinde elektriksel bir yükleme etkisi oluşturur. X eksen boyunca yer değiştirmenin artmasının sonucu olarak, rezonatör ve

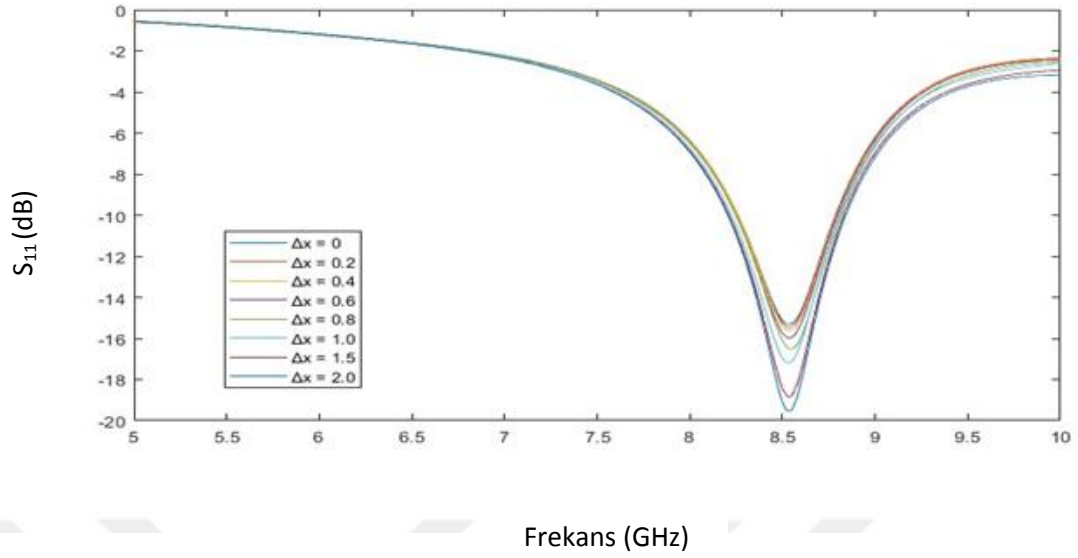
mikroşerit iletim hattı arasında daha güçlü bağlaşım (kuplaj) etkisi görülür. Bu da daha derin çentiklerin görülmesine neden olur (Ali K. ,2014).



Şekil 3.4 Kare rezonatör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü

Şekil 3.4'te görüldüğü gibi A kare alttaş uzunluğu 26 mm , a kare rezonatör kenar uzunluğu 7mm, c kare rezonatör kalınlığı 1 mm, g rezonatörün uçlarındaki aralık 0.5 mm, mikroşerit iletim hattının uzunluğu 11.85 mm, W mikroşerit iletim hattının genişliği 3.1 mm ve FR-4 alttaş kalınlığı 1.6 mm, iki alttaş arasındaki uzaklık 1 mm olacak şekilde tasarlanmıştır. Üst yüzeyinde mikroşerit iletim hattı bulunan alttaşın arka yüzü bakır kaplıdır.

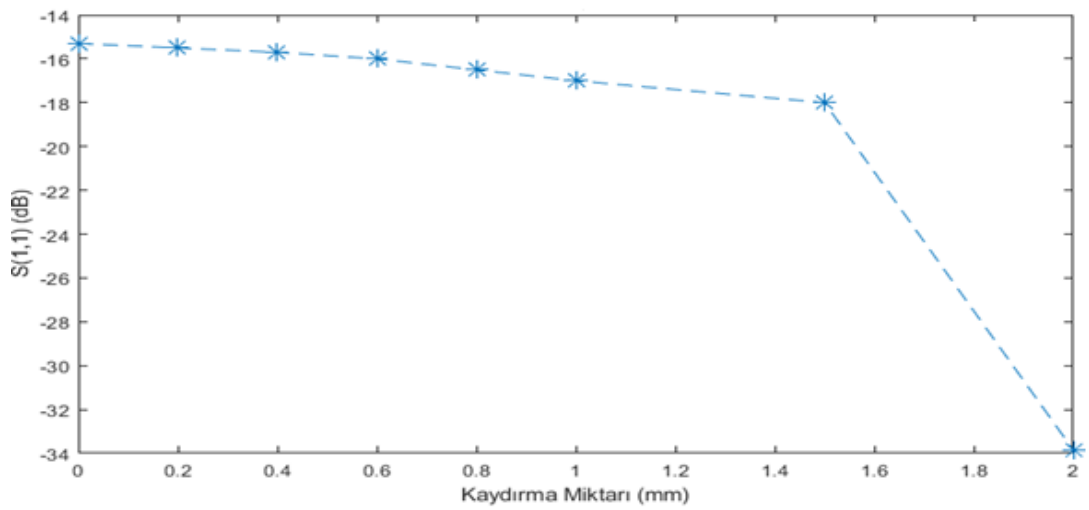
Simülasyon ortamında, x eksenindeki 0.2 mm'lik kaydırmalar sonucunda, kaydırma miktarlarına göre kare rezonatör tasarımına sahip sensörün S11 parametresi grafiği Şekil 3.5'de verilmiştir. Δx mm cinsinden kaydırma miktarıdır.



Şekil 3.5 Kare rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği

Kare rezonatör tasarımına sahip sensörün kaydırma miktarına bağlı S11 parametresi grafiği Şekil 3.6’da verilmiştir. Kare rezonatör için hassasiyet oranı 2.12 dBmm^{-1} olarak bulunmuştur. Tasarımın hassasiyet oranı deneysellik açısından yeterli değildir.

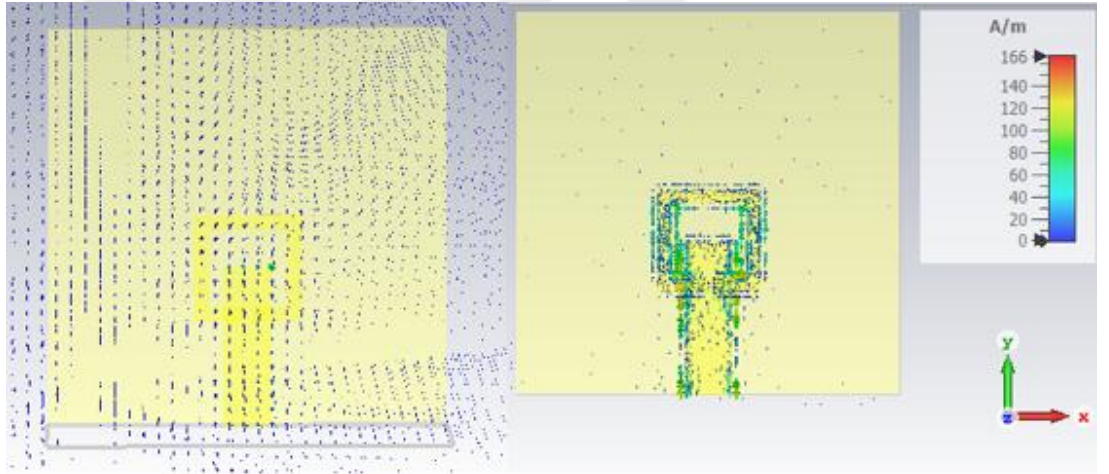
$$S = \frac{(19.55 - 15.32) \text{ dB}}{2 \text{ mm}} = 2.12 \text{ dBmm}^{-1}$$



Şekil 3.6 Kare rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği

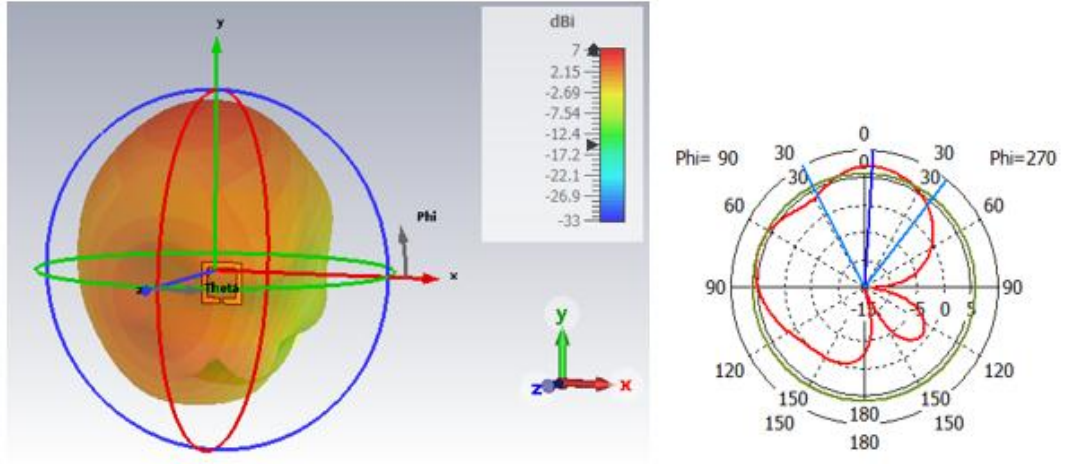
Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'dan da görüleceği üzere, kare rezonatör tasarımı için simetri bozulup kaydırma gerçekleştirildiğinde rezonans frekansındaki değişimler diğer tasarıma nispeten çok küçüktür.

Kaydırma miktarı ile beraber rezonatörlerdeki elektriksel yükleme nedeniyle çentik derinliğinin değiştiği görülmektedir. Fakat kare rezonatör için maksimum çentik derinliği değerinin, Max S(1,1) mag -19.54 dB olduğu görülmüştür. Bu değer önceki orijinal tasarımdan yüksek fakat yeterli değildir. Maksimum çentik derinliği diğer tasarımlara kıyasla nispeten daha büyük olduğundan Şekil 3.7'de ve Şekil 3.8'de tasarıma ait yüzey akım yoğunluğu, elektrik alan dağılımı ve ışıma grafikleri (üç boyutlu ve polar grafik) verilmiştir.



Şekil 3.7 Kare rezonatörün yüzey akımları ve elektrik alan dağılımları

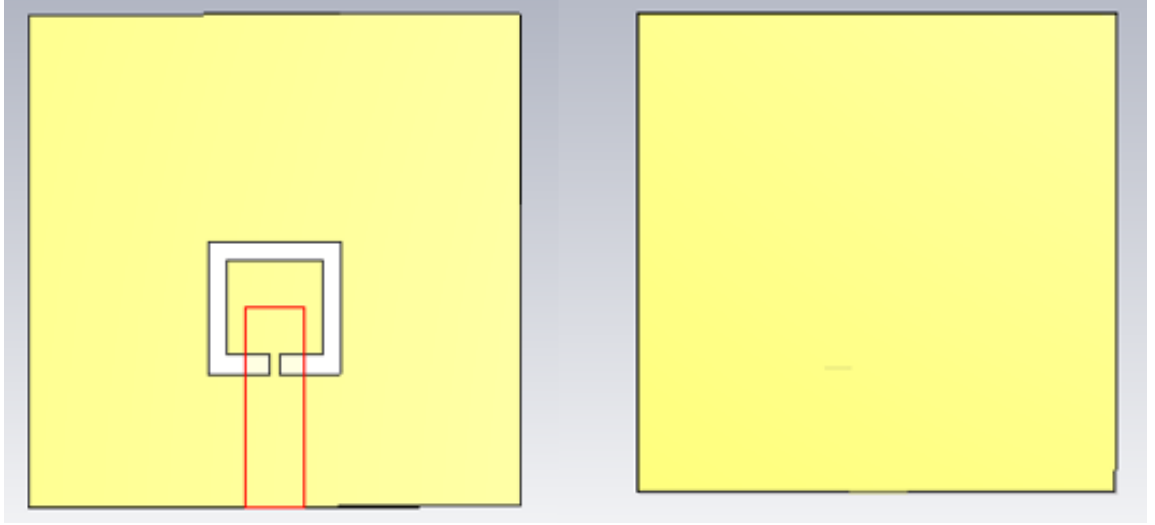
Şekil 3.8'de kare rezonatöre ait elektrik alan ve ışıma grafikleri üç boyutta ve polar koordinatlarda çizdirilmiştir.



Şekil 3.8 Kare rezonatöre ait elektrik alan ve ışıma grafiklerinin üç boyutta ve polar gösterimi

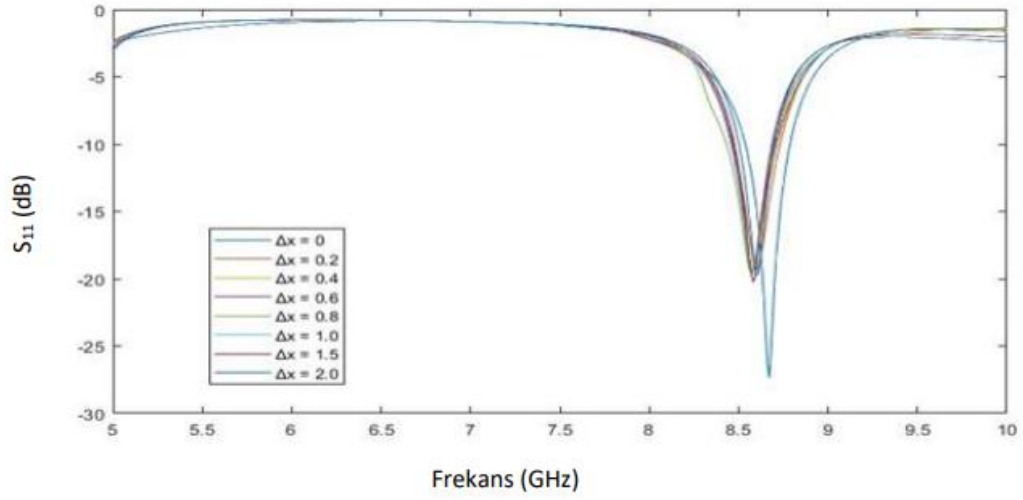
3.2.3 Tamamlayıcı kare rezonatör tasarımı

Bu tasarımda, Bölüm 3.2.2’de verilen kare rezonatörün tamamlayıcı rezonatör tasarımı yapılmış ve simüle edilmiştir. Tamamlayıcı kare rezonatörün kesit ölçüleri, Bölüm 3.2.2. deki kare rezonatör tasarımının tamamlayıcısı olduğu için verilen değerlerle aynıdır. Tamamlayıcı kare rezonatör tasarımı, Bölüm 3.2.2. deki kare rezonatör tasarımının tamamlayıcısı olduğu için kesit ölçüleri aynıdır.

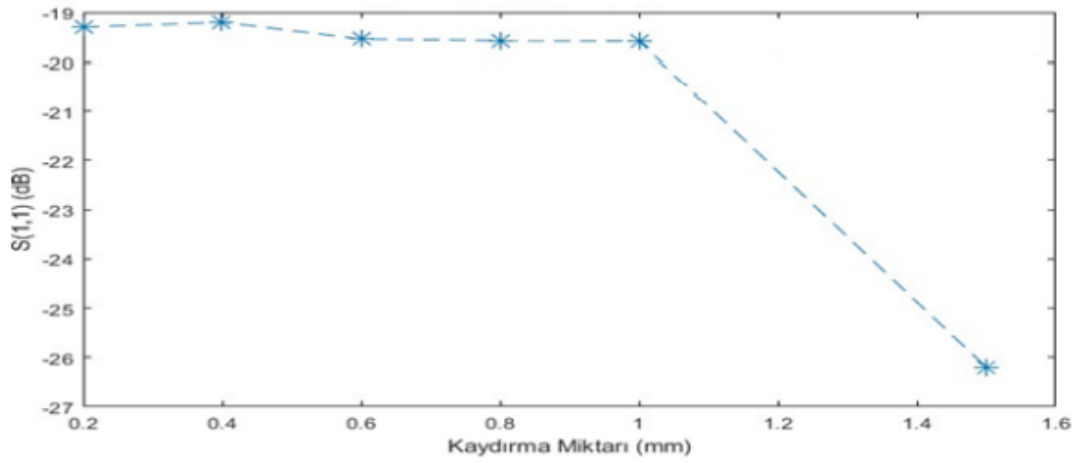


Şekil 3.9 Tamamlayıcı kare rezonatör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü

Şekil 3.10'da tamamlayıcı kare rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği verilmektedir. X eksenini yöndeki her 0.2 mm'lik kaydırma için rezonans frekansı incelendiğinde yeterince keskin bir pik elde edilemediği görülmektedir. Rezonatör ve mikroşerit iletim hattı arasındaki simetri eksenini bozulduğunda, rezonans frekansının kaymaması beklenirken bu beklentinin tam olarak karşılanmadığı görülmektedir. Kaydırma miktarı arttıkça simetri ekseninden sapma miktarı arttırmış, bu çentik derinliğini beklenildiği gibi değiştirmiştir. Maksimum çentik derinliği $\text{Max } S(1,1)_{\text{mag}} -19.78 \text{ dB}$ olduğu görülmüştür. Bu değer diğer tasarımlara nispeten daha iyi olsa da deneysellik açısından yeterli değildir.



Şekil 3.10 Tamamlayıcı kare rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği



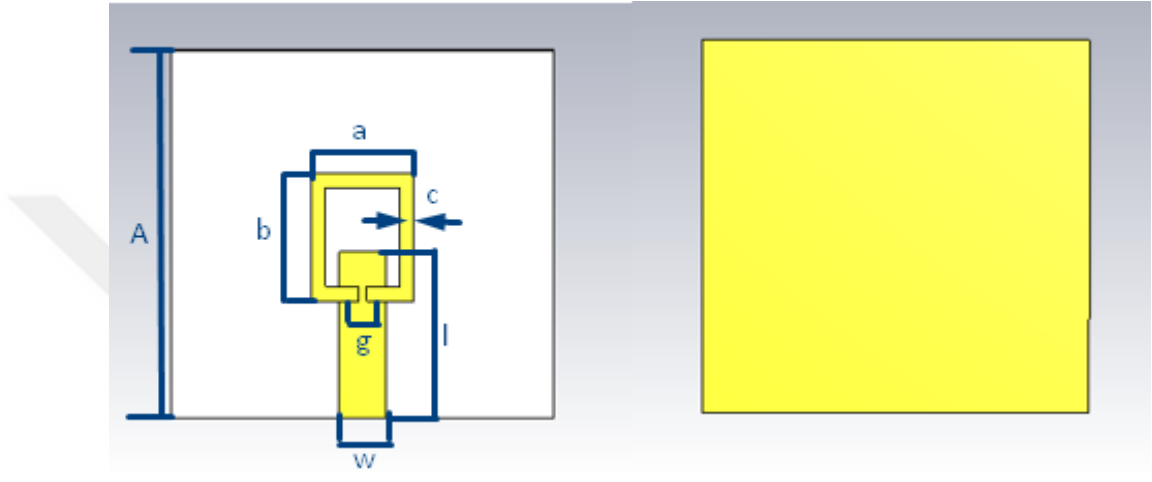
Şekil 3.11 Tamamlayıcı kare rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği

Kare rezonatör tasarımına sahip sensörün kaydırma miktarına bağlı S11 parametresi grafiği Şekil 3.11’de verilmiştir. Tamamlayıcı kare rezonatör için hassasiyet oranı 4.12 dBmm^{-1} olarak bulunmuştur. Tasarımın hassasiyet oranı deneysellik açısından yeterli değildir.

$$S = \frac{(27.35 - 19.12) \text{ dB}}{2 \text{ mm}} = 4.12 \text{ dBmm}^{-1}$$

3.2.4 Dikdörtgen rezonatör tasarımı

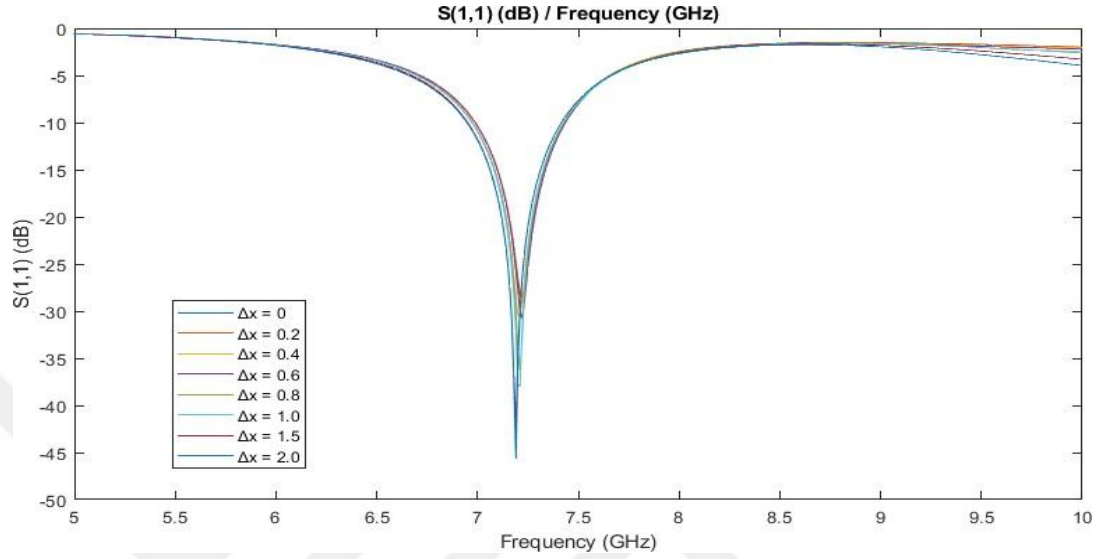
Rezonatör tasarımında, uçlardaki elektrik alan dağılımı ve hassasiyeti arttırmak için rezonatör uzunlukları değiştirilmiştir. Şekil 3.6'daki gibi bağıl dielektrik geçirgenliği 4.3 olan FR-4 üzerine 10 GHz'de çalışan dikdörtgen rezonatör tasarımı yapılmıştır.



Şekil 3.12 Dikdörtgen rezonatör sensör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü

Şekil 3.12'da görüldüğü gibi A kare alttaş uzunluğu 26 mm , a dikdörtgen rezonatör kısa kenar uzunluğu 7mm, b dikdörtgen rezonatörün uzun kenar uzunluğu 9 mm, c dikdörtgen rezonatör kalınlığı 1 mm, g rezonatörün uçlarındaki aralık 0.5 mm, mikroşerit iletim hattının uzunluğu 11.85 mm, W mikroşerit iletim hattının genişliği 3.1 mm ve FR-4 alttaş kalınlığı 1.6 mm, iki alttaş arasındaki uzaklık 1 mm olacak şekilde tasarlanmıştır. Üst yüzeyinde mikroşerit iletim hattı bulunan alttaşın arka yüzü bakır kaplıdır. Simülasyon ortamında x eksenindeki 0.2 mm'lik kaydırma miktarlarına göre dikdörtgen rezonatör tasarımına sahip sensörün S11 parametresi grafiği Şekil 3.13'de verilmiştir. Bu tasarımda elde edilen rezonans piki oldukça keskindir. Tasarlanmak istenilen modele uygun olarak, Maksimum çentik derinliği, Max S(1,1) mag değerinin -45.57 dB olduğu görülmüştür. Yapılan araştırmalarla beraber üretilecek sensörün, diğer sensörlerden farklı olarak tek boyutta hareketi rezonans frekansındaki keskin sinyalin çentik derinliğini değiştirerek algılayacak şekilde tasarlanmasına karar verilmiştir.

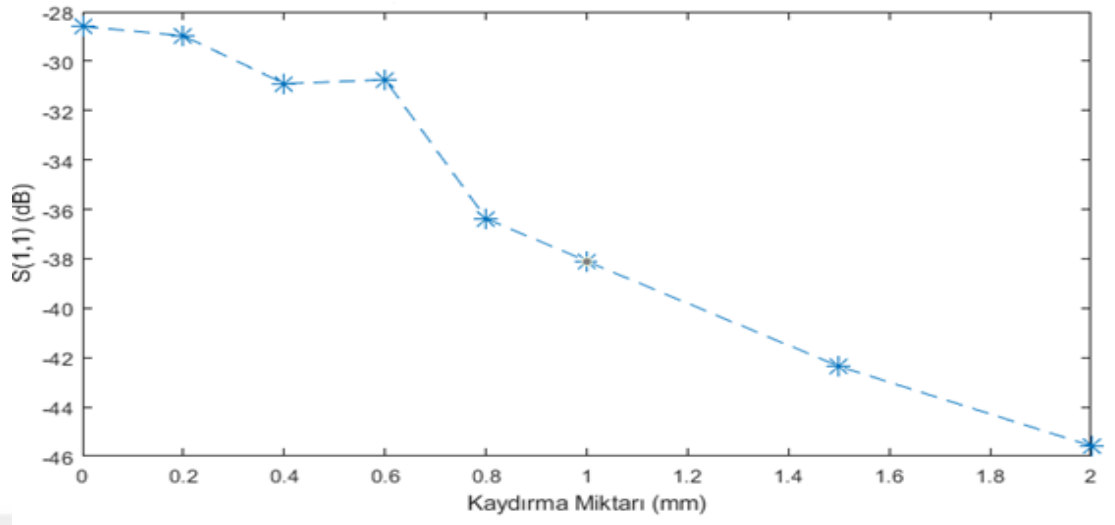
Ayrıca literatürdeki diğer tasarımlardan farklı olarak yer değiştirme rezonatörlerin yüklenmesi nedeniyle rezonans frekansını etkilemeden sabit frekansta çalışmaktadır. Bu önerilen sensörün özgün olmasını sağlayan önemli bir özelliktir.



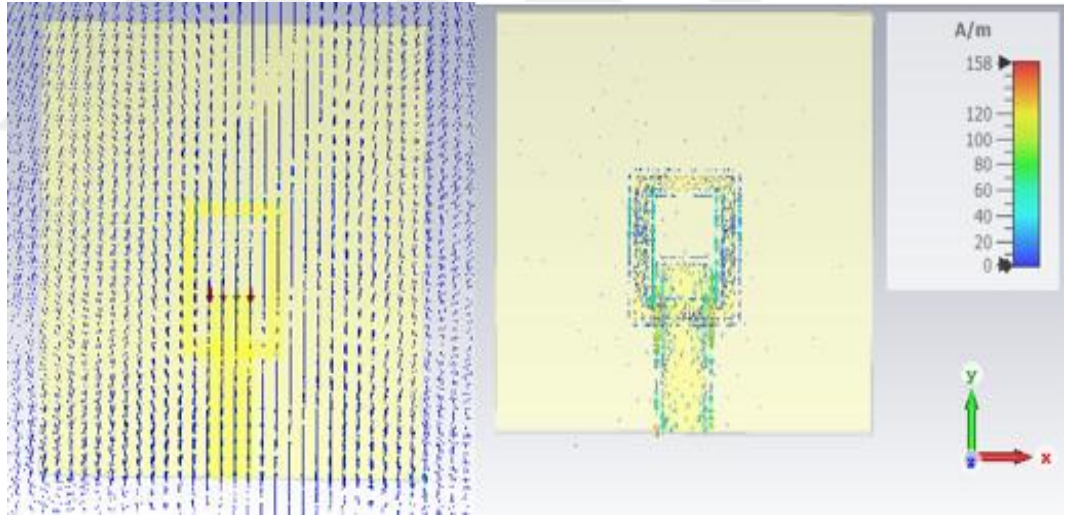
Şekil 3.13 Dikdörtgen rezonatöre ait kaydırma miktarına bağlı yansıma katsayısına göre frekans grafiği

Dikdörtgen rezonatör tasarımına sahip sensörün kaydırma miktarına bağlı S11 parametresi grafiği Şekil 3.14’te verilmiştir. Hassasiyet oranı 8.51 dBmm^{-1} olarak bulunmuştur.

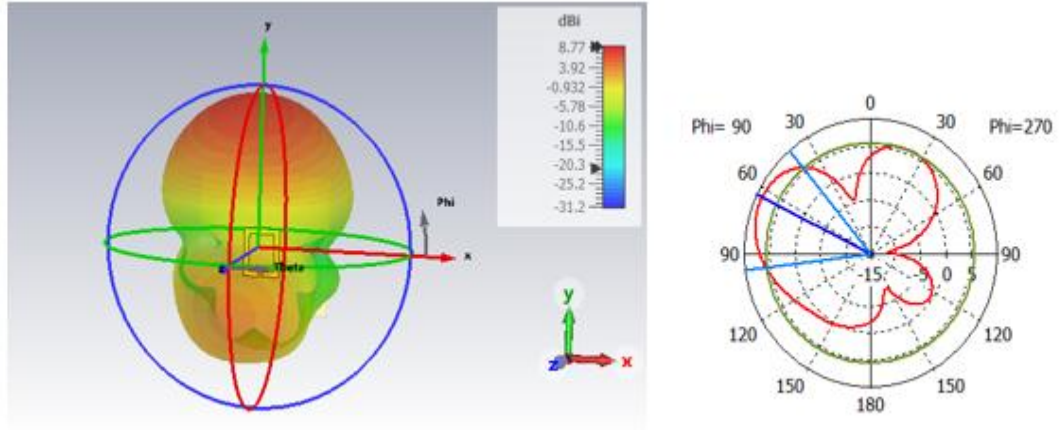
$$S = \frac{(45.57 - 28.55) \text{ dB}}{2 \text{ mm}} = 8.51 \text{ dBmm}^{-1}$$



Şekil 3.14 Dikdörtgen rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği



Şekil 3.15 Dikdörtgen rezonatörün yüzey akımları ve elektrik alan dağılımları

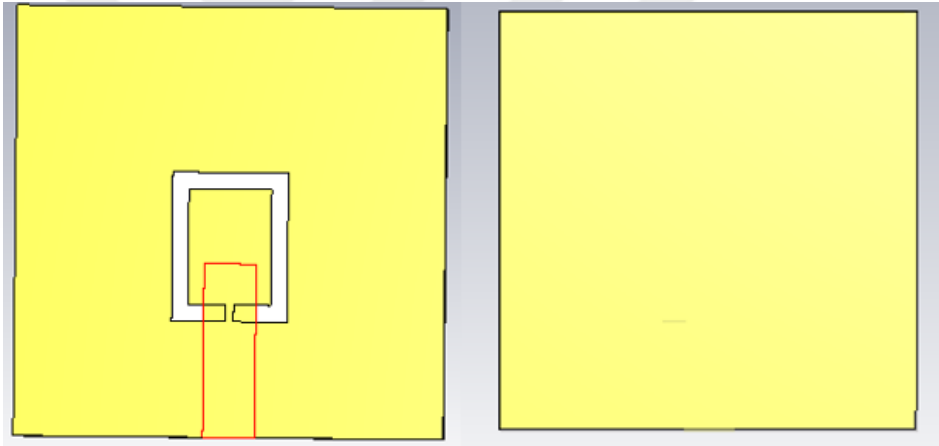


Şekil 3.16 Dikdörtgen rezonatöre ait elektrik alan ve ışıma grafiklerinin üç boyutta ve polar gösterimi

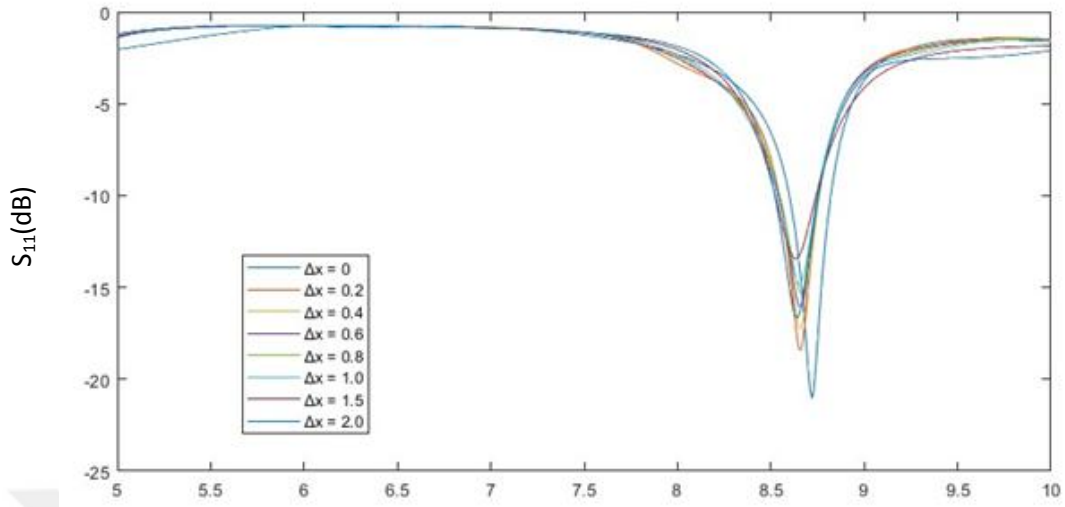
Değiştirilen rezonatör yapısının geometrisi ve mikroşerit iletim hattının bir bobin gibi davranması nedeni ile elektrik alan dağılımı ve yüzey akım yoğunluğu şiddeti artırılmıştır. Böylece akımın daha fazla yol alması sağlanmıştır. Alınan yolun artırılması ise LC devreleri gibi davranan tasarımda indüktansın artmasına bu nedenle de rezonans frekansının düşmesine neden olmaktadır. Simülasyon sonuçlarından da görüldüğü üzere, mikroşerit iletim hattı ile rezonatörler arasındaki simetri bozulduğunda, uyarılan mikroşerit ve yüklenen rezonatörler yalnızca çentik derinliğinin değişmesini sağlarken, sensörün sabit frekansta çalıştığını da göstermektedir. Bu tasarımlarda çeşitli parametrik analizler yapılarak en iyi sonucun alındığı geometrik şeklin dikdörtgen rezonatör tasarımı olduğuna karar verilmiştir. Bütün rezonatör tasarımlarına ait veriler Çizelge 3.1 ile karşılaştırılmıştır. Tasarlanmak istenilen yapıya ait görmek istediğimiz bütün özellikler (keskin rezonans piki, hareketle beraber çentik derinliğinin değişip rezonans frekansının mümkün olabilirdiğince sabit kalması) en iyi bu tasarımda gözlemlenebildiği için, dikdörtgen rezonatör tasarımının üretime en uygun yapı olduğuna karar verilmiştir.

3.2.5 Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör tasarımı

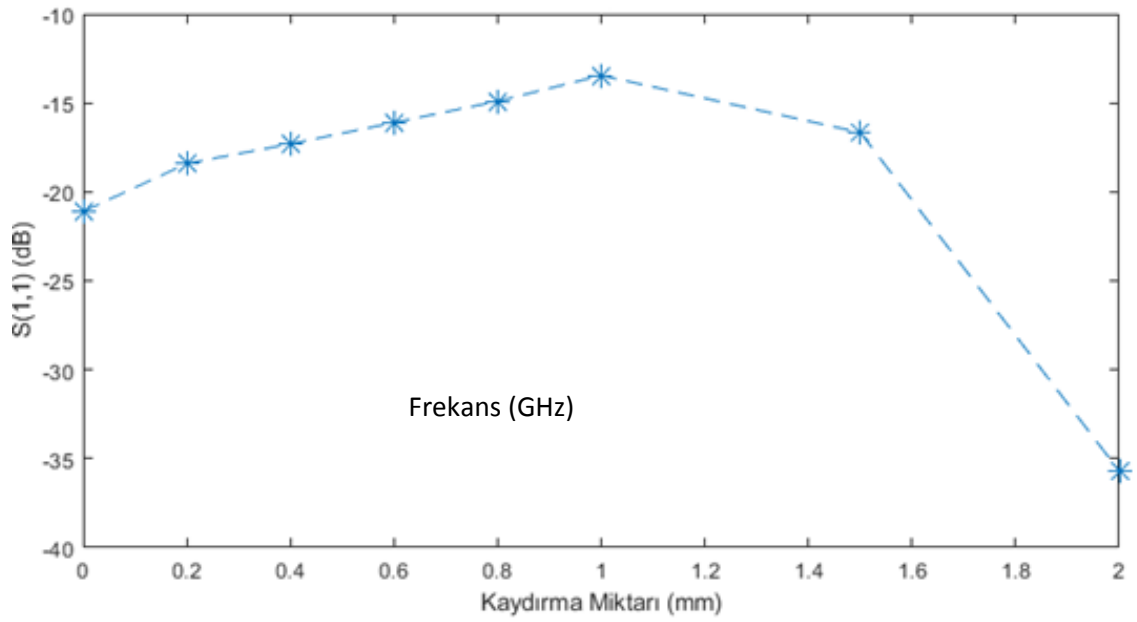
Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör tasarımı, Bölüm 3.2.4.'teki dikdörtgen rezonatör tasarımının tamamlayıcısı olduğu için kesit ölçüleri aynıdır. Tamamlayıcı rezonatör yapısı Şekil 3.17'de gösterildiği gibi tasarlanmıştır. Rezonatör ve mikroşerit iletim hattı arasındaki simetri eksenini bozulduğunda, rezonans frekansının kaymaması beklenirken bu beklentinin tam olarak karşılanmadığı görülmektedir. Kaydırma miktarı arttıkça simetri ekseninden sapma miktarı arttırmış, bu çentik derinliğini beklenildiği gibi değiştirmiştir. Maksimum çentik derinliği, $\text{Max } S(1,1)$ mag değerinin -16.7 dB olduğu görülmüştür. Bu değer diğer tasarımlara nispeten daha iyi olsa da deneysellik açısından yeterli değildir.



Şekil 3.17 Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör sensör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü



Şekil 3.18 Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği



Şekil 3.19 Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği

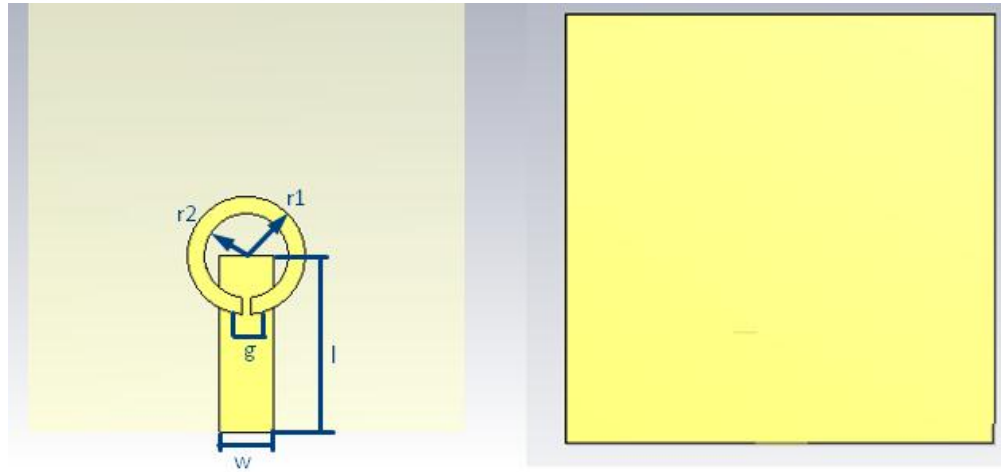
Tamamlayıcı dikdörtgen rezonatör tasarımı için hesaplanan hassasiyet oranı, 3.83 dBmm^{-1} olarak hesaplanmıştır.

$$S = \frac{(21.1-13.44)dB}{2mm} = 3.83 \text{ dBmm}^{-1}$$

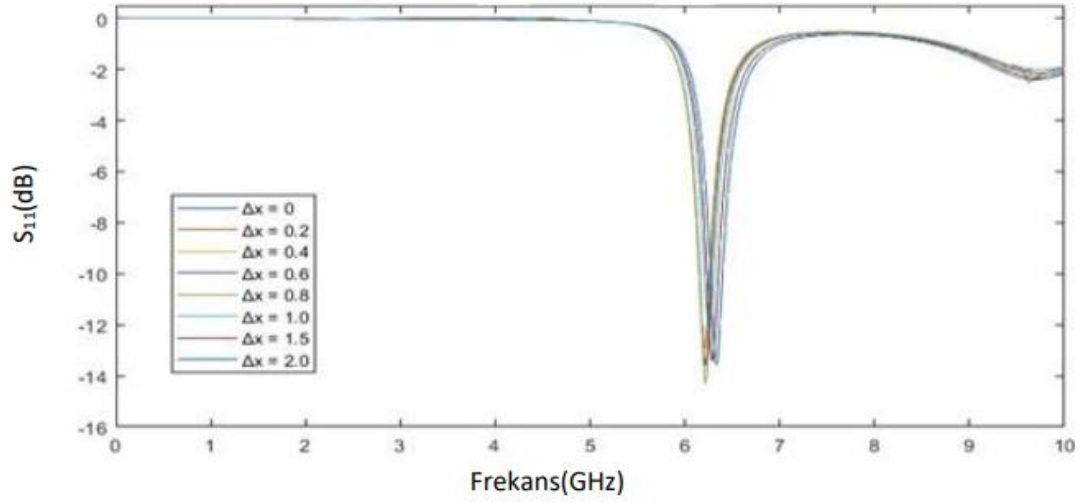
3.2.6 Halka rezonatör tasarımı

Bir kenar uzunluğu 26mm olan alttaş üzerine köşelerdeki elektriksel yük kaybını azaltmak amacıyla, r2 iç yarıçapı 2.5 mm, r1 dış yarıçapı 3.5 mm, g rezonatör uçlarındaki aralık 0.5 mm olan mikroşerit iletim hattı uzunluğu 11.85mm, mikroşerit iletim hattı genişliği 3.1 mm olan bir halka rezonatör yapısı tasarlanmıştır. Şekil 3.20’de tasarlanan halka rezonatör yapısına ait bir görsel verilmiştir.

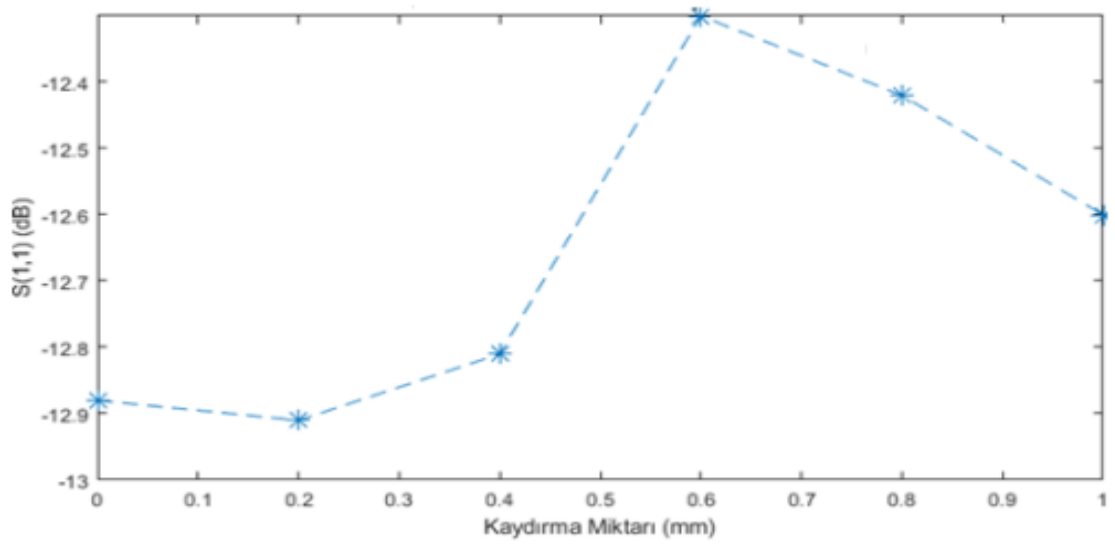
Daha sonra, halka rezonatörün bulunduğu substrat 0.2 mm’lik adımlarla hareket ettirilmiştir. Hareketle beraber rezonans frekansının sabit kalması, çentik derinliğinin değişmesi beklenirken rezonans frekansında nispeten küçük kaymalar ve ölçülen maksimum çentik derinliğinin, Max S(1,1) mag -10.5 dB olduğu görülmüştür. Tasarım yetersiz bulunmuştur.



Şekil 3.20 Halka rezonatör sensör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü



Şekil 3.21 Halka rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansıma katsayısının rezonans frekansı grafiği



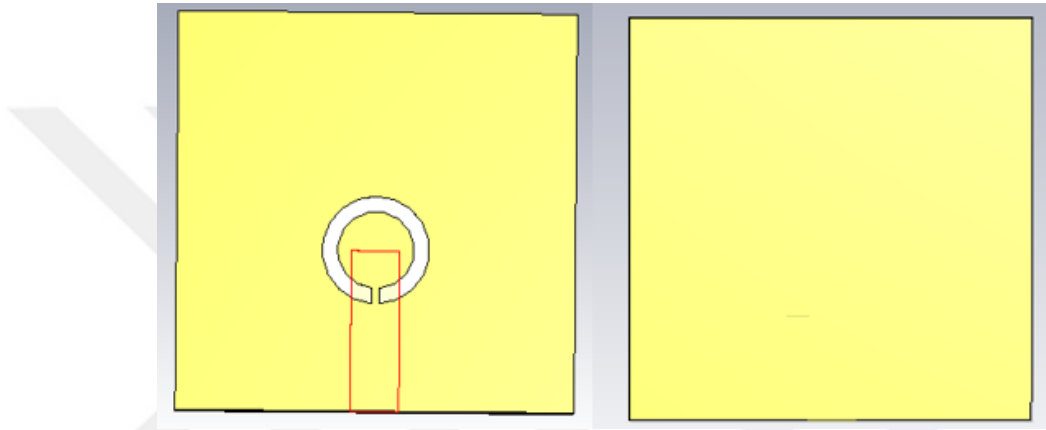
Şekil 3.22 Halka rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği

Halka rezonatörün hesaplanan hassasiyet oranı 0.34 dBmm^{-1} olarak bulunmuştur. Bu tasarım istenilen hassasiyeti sağlayamamıştır.

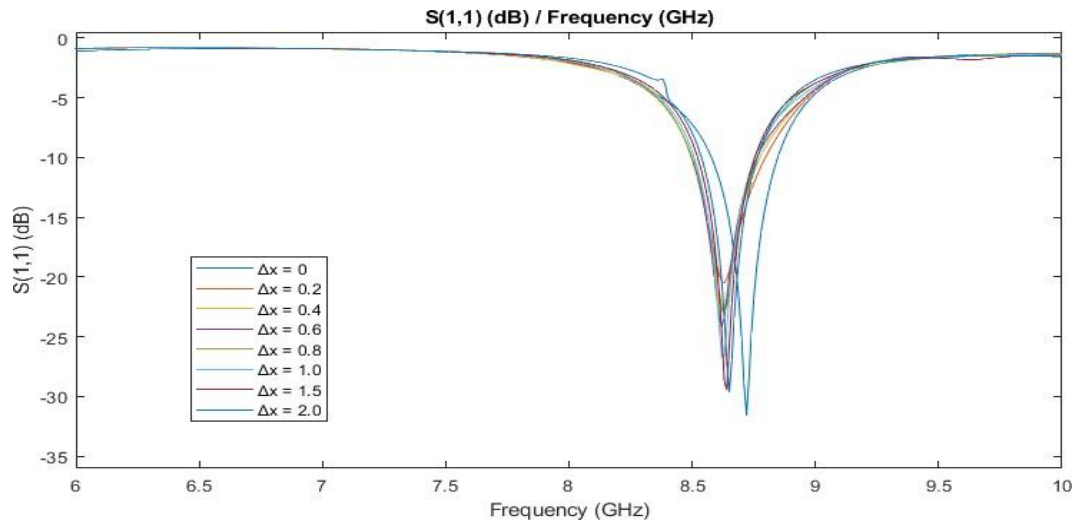
$$S = \frac{(13.58 - 12.9) \text{ dB}}{2 \text{ mm}} = 0.34 \text{ dBmm}^{-1}$$

3.2.7 Tamamlayıcı halka rezonatör tasarımı

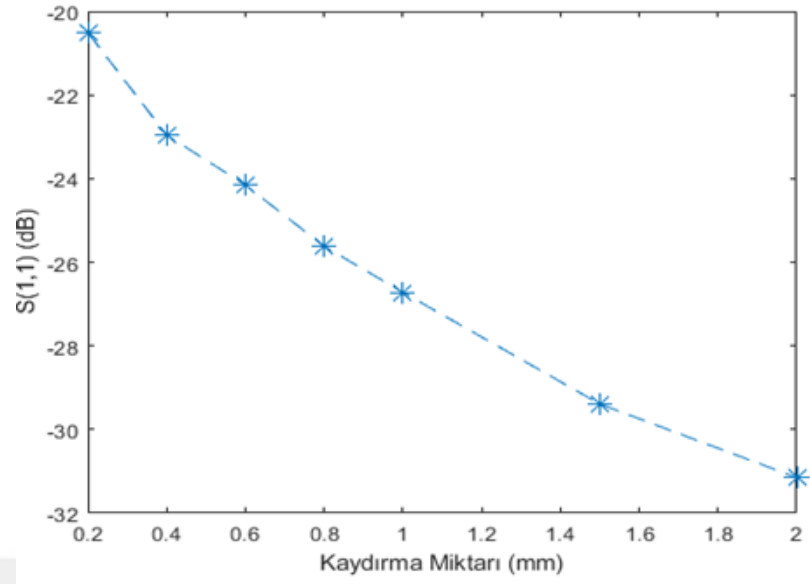
Aynı substrat üzerine Bölüm 3.2.6'daki halka rezonatör tasarımı ölçüleri ile aynı tamamlayıcı halka rezonatör tasarlanmıştır. Tamamlayıcı halka rezonatöre ait görsel Şekil 3.23'de verilmiştir. Tamamlayıcı halka rezonatörün Max S(1,1) mag değeri -14 dB gözlemlenmiştir. Simetri ekseninden kayma miktarı arttıkça değişen çentik derinliği yetersiz, hassasiyet oranı istenildiği gibi çıkmamıştır.



Şekil 3.24 Tamamlayıcı halka rezonatör sensör tasarımının önden ve arkadan görüntüsü



Şekil 3.23 Tamamlayıcı halka rezonatör tasarımının yer değiştirmeye bağlı yansımaya katsayısının rezonans frekansı grafiği



Şekil 3.25 Tamamlayıcı halka rezonatör tasarımı için yansıma katsayısının kaydırma miktarı ile değişim grafiği

Tamamlayıcı halka rezonatör yapısının hassasiyeti 4.27 dBmm^{-1} olarak bulunmuştur. Kaydırma gerçekleştirildikçe mikroşeritlerin rezonatörleri yükleme etkisinin istenilen miktarda gerçekleştirilemediği ve hareketi istenilen hassasiyette algılayamadığı görülmüştür.

$$S = \frac{(23.0 - 31.54) \text{ dB}}{2 \text{ mm}} = 4.27 \text{ dBmm}^{-1}$$

Tüm tasarımlar Çizelge 3.1 ile karşılaştırılmıştır, en iyi tasarımın dikdörtgen rezonatör tasarımı olduğuna karar verilmiştir.

Çizelge 3.1 Tüm tasarımlar için simülasyon verilerinin karşılaştırılması

Yapı	Frezonans	Max S(1,1) mag	Hassasiyet
1- Orijinal Tasarım	8.2 GHz	-16.52 dB	3.41 dBmm ⁻¹
2- Dikdörtgen	7.2 GHz	-45.57 dB	8.51 dBmm ⁻¹
3- Tamamlayıcı Dikdörtgen	8.6 GHz	-16.7 dB	3.83 dBmm ⁻¹
4- Kare	8.5 GHz	-19.54 dB	2.12 dBmm ⁻¹
5- Tamamlayıcı Kare	8.7 GHz	-19.78 dB	4.12 dBmm ⁻¹
6- Halka	6.38 GHz	-10.5 dB	0.34 dBmm ⁻¹
7- Tamamlayıcı Halka	8.6 GHz	-14 dB	4.27 dBmm ⁻¹

3.3 Üretilen Sensörün Ölçümleri ve Sonuçların Uyumluluğu

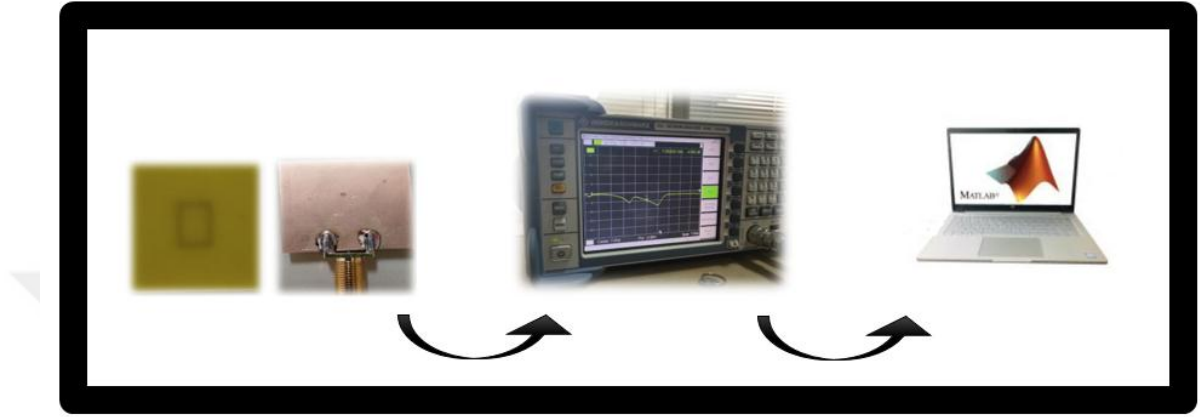
Dikdörtgen rezonatör yapısına sahip mikrodalga frekanslarda, bir boyutta çalışan hareket ve yer değiştirme sensörü üretimi ve ölçümleri Ankara Elektrik Elektronik ve Fizik Mühendisliği Bölümlerinin iş birliği ile kurulan, Nümerik Metotlar ve Sayısal Optimizasyon Laboratuvarı'nda yapılmıştır.

3.3.1 Deney düzeneği

Üretilen sensörün ölçümlerinin yapılabilmesi için, 1 adet VNA, SMA konnektör, lehim cihazı, hareket mesafesini doğru ölçebilmek için ölçüm düzeneği ve VNA ile sensor arasındaki haberleşmeyi sağlayacak koaksiyel kablolar kullanılmıştır. Sensörün çentik derinliği ile yer değiştirme arasındaki ilişkiyi fiziksel dünyada inceleyebilmek ve grafiksel olarak gösterebilmek için MATLAB yazılımı kullanılmıştır.

Deney düzeneğinde koaksiyel kablo kullanılmasının nedeni sensörün mikrodalga frekanslarda çalışması ($\sim 7.2 \text{ GHz}$) ve gürültüden kaynaklı sinyal sönümlenmelerinin

önüne geçebilmektir. Ölçümlerin hassas alınabilmesi için sensör üzerine eklenecek SMA konektörü lehimleme işleminin düzgün yapılması ve ölçüm esnasında sensör düzeneğini sabit bir alan üzerinde hareket ettirmek gerekmektedir. Deney düzeneği Şekil 3.26’da verilmiştir.



Şekil 3.26 Deney düzeneği

3.3.2 Üretilen sensörün avantaj ve dezavantajları

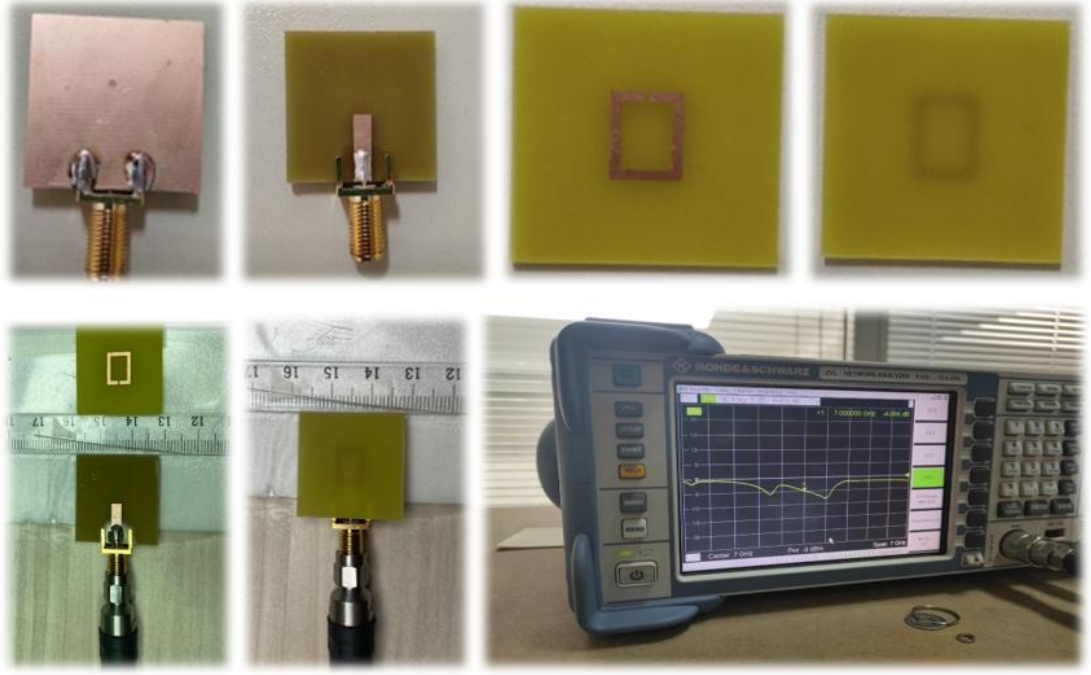
Üretilen dikdörtgen rezonatör sensörde amaç hareketi algılarken, rezonans frekansını mümkün olabildiğince sabit tutmak ve hareketi sinyaldeki rezonansın çentik derinliği ile algılayabilmektir. Bu tip sensörler, ilgilenilen değişkeni ölçerken diğer değişkenlere olan duyarlılıklarından dolayı müzdarip olabilirler. Bu nedenle bu tasarımın avantajı rezonans frekansı sabit tutulurken, yalnızca çentik derinliği değişecek şekilde hareketi algılamasıdır. Sabit rezonans frekansı, tasarlanan sensörün sabit frekansta çalışmasını sağlar. Rezonans frekansındaki bu değişmezliğin nedeni, rezonatörlerin mikroşerit iletim hatlarından gelen uyarılma sonucu elektriksel bir yükleme etkisi altında kalmalarına rağmen, karakteristik özelliklerini koruyabilmelerinden kaynaklanır. Tasarım basitliği ve düşük maliyeti nedeniyle kullanışlıdır. Ayrıca çevresel koşullar tarafından değiştirilmeyen geometrik hizalama mantığı ile çalıştığından ve üretim malzemesinin karakteristik özelliklerinden dolayı sıcaklık gibi çevresel koşullara oldukça dayanıklıdır. Gelişen teknoloji ile beraber üretilen her teknolojik malzeme

olabildiğince küçük boyutlarda üretilmektedir. Tasarım kompakt yapısı sayesinde bu bakımdan da avantaj sağlamaktadır.

Tasarımın dezavantajları şunlardır; tasarım kompakt yapıda olduğu için, nispeten küçük boyutlarda çalışıldığından üretim aşamasında oluşan kusurların fark edilmesi zorlaşmaktadır. Tasarımdaki rezonatörler yeterince yakınsa, rezonatörler arasındaki bağlaşım (coupling) kaçınılmaz olduğundan, özellikle küçük yer değiştirmelerdeki hassasiyet oranı olabildiğince düşer.

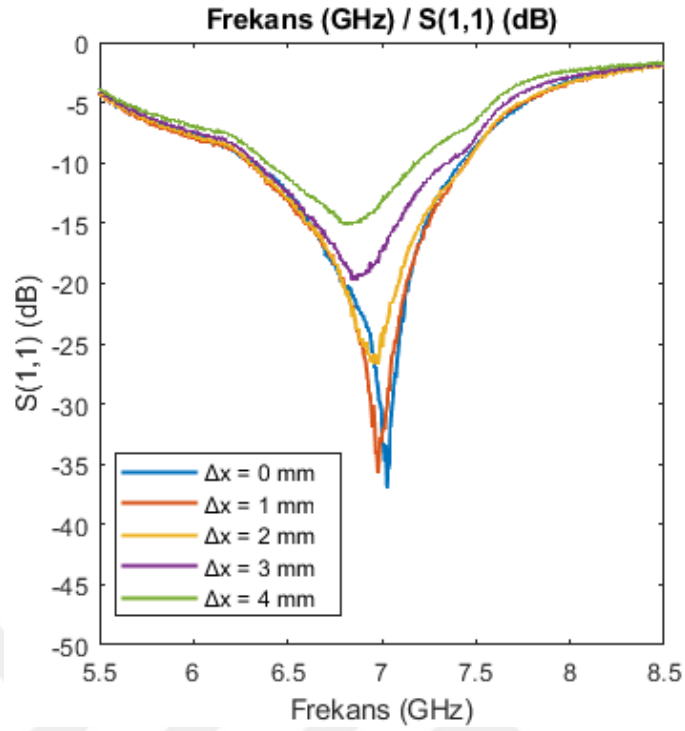
Rezonatör uçları arasındaki aralık değeri çok az değiştirildiğinde bile hareketi algılamamaya başlar. Tasarımda rezonatörler olabildiğince uzaklaştırılırsa, bağlaşım (coupling) ortaya çıkmaz. Bu da sensörden uyarılma sonucu alınan sinyallerin, doğru bir şekilde elde edilemeyeceğini gösterir. Bobin görevi gören mikroşerit iletim hattındaki herhangi bir kusur, sensörden alınan sinyale doğrudan etki edip hassasiyeti düşürecektir. Mikroşerit iletim hattının üretim aşamasında, hattın hesaplanan genişlik ve uzunluk ölçülerinden küçük bir miktar sapılsa bile hassasiyet direkt olarak düşecektir.

Üretilen sensor için S11 Yansıma Katsayısı parametresi ve rezonans frekansı ölçümleri gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.27 Üretilen sensör ve ölçümden fotoğraflar

Şekil 3.27’de verilen sensörün birer milimetrelik kaydırmalar sonucu labaratuvar ortamında ölçüm verileri alınmıştır. Ölçüm sonuçlarına ait kaydırma miktarına göre rezonans frekansı, hassasiyet ve yansıma katsayısı verileri Çizelge 3.2 ile verilmiştir.

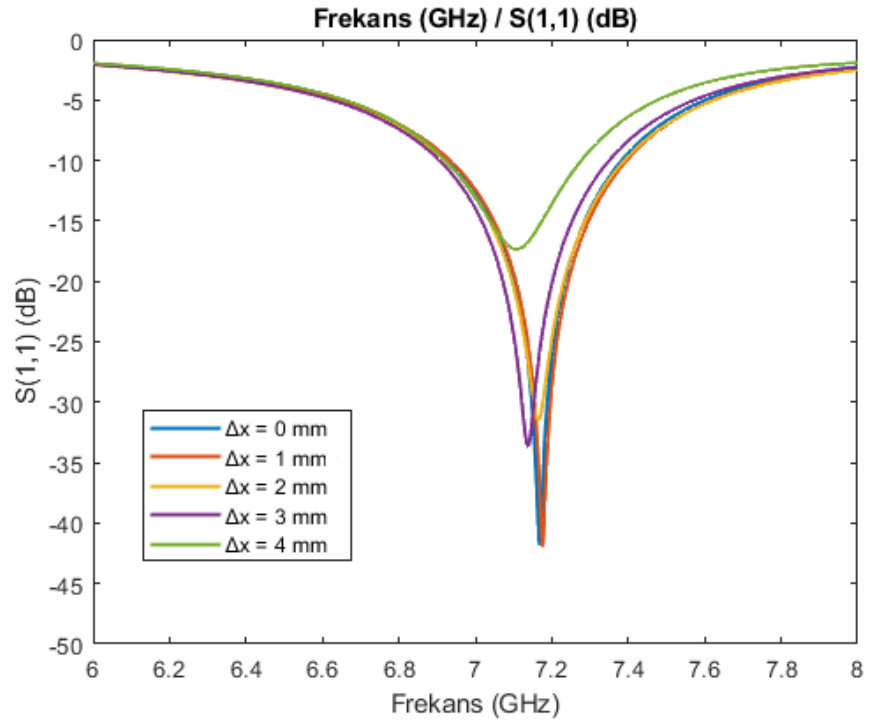


Şekil 3.28 Üretimi yapılan sensörün laboratuvar ortamında ölçülen kaydırma miktarına göre yansıma katsayısına bağlı frekans grafiği

Çizelge 3.2 Üretilen sensöre ait laboratuvar ölçüm sonuçları

Ölçüm İçin Kaydırma Miktarı (mm)	Frezonans (GHz)	Max S(1,1) mag (dB)	Hassasiyet (dBmm ⁻¹)
0	7.06	-37.20	5.52
1	7.03	-35.79	
2	6.98	-26.68	
3	6.85	-19.78	
4	6.80	-15.13	

Şekil 3.29 ve Çizelge 3.3 ile verilen veriler simülasyon ortamına ait verilerdir. Simülasyon ortamına ait verilerle laboratuvar ortamındaki ölçüm sonuçlarının birbirleri ile tutarlı olduğu görülmektedir.



Şekil 3.29 Üretimi yapılan sensörün simülasyon ortamında kaydedilen kaydırma miktarına göre yansıma katsayısına bağlı frekans grafiği

Çizelge 3.3 Üretilen sensöre ait simülasyon verileri

Simülasyon İçin Kaydırma Miktarı (mm)	Frezonans (GHz)	Max S(1,1) mag (dB)	Hassasiyet (dBmm ⁻¹)
0	7.17	-41.97	8.51
1	7.16	-41.71	
2	7.16	-33.54	
3	7.14	-32.54	
4	7.11	-17.32	

4. SONUÇLAR

Tez çalışması dahilinde metamalzeme tabanlı sensör uygulamaları için literatür araştırmaları gerçekleştirilmiştir. Gelişen teknoloji ile beraber üretilen cihazların boyutlarının küçültülmesi, maliyetinin azaltılması, kolay üretilebilir olması, cihazların istenilen optimum hassasiyette çalışmaları amaç edinilmiştir. Metamalzemeler, yüksek hassasiyet, düşük maliyet, kolay üretilebilirlik, kompakt yapı, yüksek kazanç ve verimlilik sağlayan, negatif kırılma gibi doğal malzemelerden farklı elektromanyetik özellikler gösteren yapay malzemelerdir. Savunma sanayi, ilaç sektörü, biyoteknoloji, tıp, tarım, mühendislik uygulamaları başta olmak üzere birçok alanda kullanılmaktadır. Bölüm 2’de metamalzemelerin uygulama alanları ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır.

Yapılan bu tez çalışmasında, hareket ve yer değiştirmeyi tek boyutta algılayan metamalzeme tabanlı sensör için, çözünürlüğü ve hassasiyetinin artırılması amacıyla çeşitli tasarımlar yapılmıştır. Tez çalışmasındaki rezonans frekans hedefimiz, X bandı (8-12 GHz) aralığı ve çentik derinliği ise minimum -20dB olarak belirlenmiştir. Mikrodalga frekanslarda çalışan tek boyutlu hareket ve yer değiştirmeyi algılayan metamalzeme tabanlı sensör tasarımı için literatürdeki tasarımların simülasyonları, CST Microwave Studio programı kullanılarak yapılmıştır. Bu tasarımlar incelenerek, parametrik analiz gerçekleştirilmiştir. Her birisinin hassasiyet oranı hesaplanmış, S_{11} mag değerleri ölçülerek karşılaştırılmıştır. Bu sayede tasarımlardaki parametrelerin karakteristik özelliklere nasıl etki ettiği araştırılmıştır.

Rezonatör yapısının geometrisi ilk önce kare rezonatör tasarlanarak tasarlanmıştır. Yapılan parametrik analizlerin ve simülasyon verilerine göre en iyi sonuç dikdörtgen rezonatör tasarımında alınmıştır. Bu tasarımda, diğer tasarımlara nispeten elektrik alan dağılımı ve yüzey akım yoğunluğu şiddeti arttırılmıştır. Bobin gibi davranan mikroşerit hattı iletilen akımın daha fazla yol alması ve böylece indüktansın artması sağlanmıştır. LC devresi gibi davranan bu tasarımda, indüktansın artmasıyla beraber rezonans frekansının düştüğü görülmüştür.

Simülasyonlar sonucunda elde edilen en optimum değerlerle çalışan, kolay üretilebilir ve düşük maliyet beklentilerini karşılayan dikdörtgen rezonatör tasarımı için daha sonra üretim aşamasına geçilmiştir. Simülasyon sonuçları ile labaratuvar ölçümleri karşılaştırıldığında, hassasiyet değerleri arasında nispeten küçük bir fark görülmüştür. Bunun nedeni, simülasyon ortamında seçilen FR-4 yapısı ile, üretimde kullanılan FR-4 yapısının tamamen aynı olmaması, üretim aşamasında ortaya çıkan fiziksel kusurlar, SMA konnektör girişinin sensörle olan lehim bağlantısındaki kusurlar, ölçümün yapıldığı VNA ile sensör konnektörü arasına takılan kablodaki temassızlıklar olduğu düşünülmektedir. Altaş malzemesi olarak FR-4 yapısının tercih edilme nedeni maliyeti, kolay bulunabilir olmasıdır. FR-4 yerine Rogers RO4003 gibi dielektrik malzemeler tercih edilmiş olsaydı hassasiyeti ve çentik derinliği düşük yapılarda daha iyi sonuçlar alınabilirdi.

KAYNAKLAR

- A. K. Horestani, J. Naqui, D. Abbott, C. Fumeaux, and F. Mart'ın, "Two-dimensional displacement and alignment sensor based on reflection coefficients of open microstrip lines loaded with split ring resonators," *IET Electronics Letters*, vol. 50, no. 8, pp. 620–622, 2014.
- Ali K. Horestani, Jordi Naqui 2, 2014. Two-Dimensional Alignment and Displacement Sensor based on Movable Broadside-coupled Split Ring Resonators, DOI 10.1016/j.sna.2014.01.030.
- Fung, C. 2011. Basic antenna theory and application. Worcester Polytechnic Institute, 18.
- Ioannides, P. and Balanis, C.A. 2005. Uniform circular and rectangular arrays for adaptive beamforming applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 4(1), 351-354.
- J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, W. J. Stewart, Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 47 (11) (1999) 2075–2084. Doi:10.1109/22.798002.
- Jacob, Z., Alekseyev, L. V. and Narimanov, E. E. 2006. Optical hyperlens: far-field imaging beyond the diffraction limit. *Optics Express* Vol.14, Issue 18, pp. 8247-8256
- Jacob, Z., Smolyaninov, I. I. and Narimanov, E. E. 2012. Broadband 55erusal effect: radiative decay engineering with metamaterials. *Appl. Phys. Lett.* 100, 181105.
- Kraus, J. 1985. Antennas since hertz and 55erusal. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33(2), 131-137.
- L. Su, J. Mata-Contreras, P. Velez, and F. Mart'ın, "Configurations of splitter/combiner microstrip sections loaded with stepped impedance resonators (sirs) for sensing applications," *Sensors*, vol. 16, no. 12, article 2195 pages, 2016.
- Markos, P. and Soukoulis, C.M. 2008. Wave propagation: from electrons to photonic crystals and left-handed materials. Princeton University Press.
- Martin, F. 2015. Artificial Transmission Lines For RF and Microwave Applications. Wiley, ISBN 978-1-118-48760-0.
- Monavar, F.M. and Komjani, N. 2011. Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using 55erusalem cross-shaped frequency selective surfaces by invasive weed optimization approach. *Progress In Electromagnetics Research*, 121, 103-120.
- Mustafa Suphi Gülsu, Elektromanyetik Metamalzeme Tabanlı Yapıların Mikrodalga Frekanslarda Sensör Uygulamaları, Fizik Mühendisliği Anabilim Dalı, 2021.

- Podolskiy, V. A. and Narimanov, E. E. 2005. Strongly anisotropic waveguide as a nonmagnetic left-handed system. *Phys. Rev. B* 71, 201101
- Pozar, D. 2012. *Microwave Engineering*. Wiley, ISBN: 978-0-470-63155-3.
- Veselago, V.G. 1968. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . *Soviet physics uspekhi*, 10(4), 509.
- Wang, Y.-D.; Han, F.-Y.; Zhao, J.; Zhang, Z.-W.; Wang, D.; Tan, Y.-H.; Liu, P.-K. Design of Double-Layer Electrically Extremely Small-Size Displacement Sensor, *Sensors* 2021, 2021, 4923.

