



İSKENDERUN TEKNİK

ÜNİVERSİTESİ

MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YÜKSEK
LİSANS
TEZİ**

**İLETİM HATLARI VE METAMALZEMELER
KULLANILARAK LEGAL-İLLEGAL
BENZİN VE MAZOT AYRIŞTIRILMASI**

Ahmet TAMER

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI**

HAZİRAN 2019



**İLETİM HATLARI VE METAMALZEMELER KULLANILARAK
LEGAL-İLLEGAL BENZİN VE MAZOT AYRIŞTIRILMASI**

Ahmet TAMER

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

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

HAZİRAN 2019

Ahmet TAMER tarafından hazırlanan “İLETİM HATLARI VE METAMALZEMELER KULLANILARAK LEGAL-İLLEGAL BENZİN VE MAZOT AYRIŞTIRILMASI” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile İskenderun Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İskenderun Teknik Üniversitesi
Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Başkan: Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İskenderun Teknik Üniversitesi
Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Üye: Dr. Öğr. Üyesi Vedat ÖZKANER
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İskenderun Teknik Üniversitesi
Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Üye: Dr. Öğr. Üyesi Şule ÇOLAK

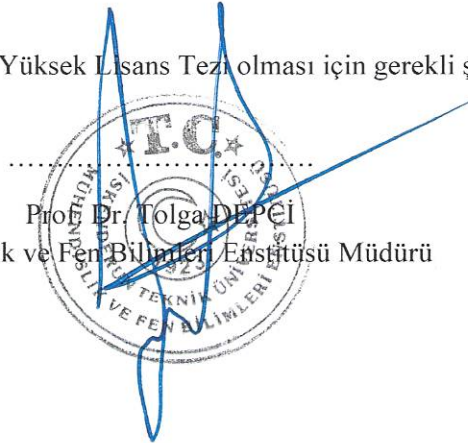
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Adana Alparslan Türkeş Bilim ve Teknoloji Üniversitesi

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

Tez Savunma Tarihi: 10/06/2019

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

Prof. Dr. Tolga DEPELİ
Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü



ETİK BEYAN

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

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

Ahmet TAMER

10.06.2019



İLETİM HATLARI ve METAMALZEMELER KULLANILARAK LEGAL-İLLEGAL
BENZİN ve MAZOT AYRIŞTIRILMASI

(Yüksek Lisans Tezi)

Ahmet TAMER

İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Haziran 2019

ÖZET

Günümüzde sensör uygulamaları birçok alanda çeşitlilik göstermektedir. Özellikle son yıllarda birçok yeni sensör uygulamaları ortaya konulmaktadır. Bu yeni sensör uygulama tekniklerinden biri de iletim hattı tabanlı metamalzeme sensör yapılarıdır. Metamalzeme yapılarının en önemli özelliği ise aynı anda negatif kırılma indisi, dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenlik değerine sahip olmasıdır.

Bu tez çalışmasında iletim hattı metamalzeme yapısına uygun mikrodalga sensör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan yapı mazot ve benzinde var olan hileleri tespit etmek amacıyla tasarlanmıştır. Öncelikle elde edilen numunelerin dielektrik sabiti değerleri laboratuvar ortamında prob kit yardımıyla ölçülmüştür. Ölçülen bu değerlere uygun en iyi hassaslıkta sensör yapısı tasarlanıp her bir numune için ayrı ayrı S_{12} (iletim) parametreleri değerlendirilmiştir. Uygun hassaslıkta sensör yapısı ortaya konulduktan sonra laboratuvar ortamında sensör üretimi LPKF E33 cihazı ile gerçekleştirilmiştir. Son olarakta Network Analyzer cihazı ile deneysel ölçümler yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler : Metamalzeme, rezonatör, mikrodalga, iletim hattı, sensör

Sayfa Adedi : 65

Danışman : Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN

DETECTION OF ADULTERATION IN GASOLINE AND DIESEL BASED
TRANSMISSION LINE METAMATERIAL SENSORS

(M. Sc. Thesis)

Ahmet TAMER

ISKENDERUN TECHNICAL UNIVERSITY
ENGINEERING AND SCIENCE INSTITUTE

June 2019

ABSTRACT

Nowadays, sensor applications vary in many areas. In recent years, many new sensor applications have been introduced. One of these new sensor application techniques is the transmission line based metamaterial sensor structures. The most important feature of the metamaterial structures is that they have a negative refractive index, dielectric constant and magnetic permeability.

In this thesis, microwave sensors design which is suitable for transmission line metamaterial structure has been realized. The designed structure is designed to detect tricks in diesel and gasoline. Firstly, the dielectric constant values of the obtained samples were measured by means of the probe kit in the laboratory environment. The sensors structure is designed with the best sensitivity for these measured values and S_{12} (transmission) parameters are evaluated for each sample separately. The sensors structure was manufactured in the laboratory environment with LPKF E33 device after the sensors structure has been determined with appropriate precision. Finally, the Network Analyzer device has been employed to realize experimental measurements.

Key Words : Metamaterial, resonator, microwave, transmission line, sensors

Page Number : 65

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Muharrem KARAASLAN

TEŞEKKÜR

Tez alıőmam sűresince, bana destek olan bilgi birikimlerini benimle paylaőan ve beni her daim yűnlendiren deęerli hocalarım Do.Dr. Emin Ŭnal, Dr. Őęr. Ŭyesi Oęuzhan Akgűl, Arő. Gűr. Fatih Őzkan Alkurt, Arő. Gűr. Olcay Altıntaő ve danıőman hocam sayın Doç. Dr. Muharrem Karaaslan'a teőekkűrlerimi sunmayı bir borç bilirim.

Ayrıca, tez çalıőmam boyunca her tűrlű desteęi veren eőim ve aileme en içten dileklerle teőekkűrlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	ix
1. GİRİŞ.....	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....	3
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	7
3.1. Dielektrik Sabiti ve Manyetik Geçirkenlik.....	7
3.1.1. Nicolson Ross Weir metodu.....	7
3.1.2. Sabit referans düzlem algoritması.....	8
3.1.3. Tekrarlı (Ardışıl) çözüm yöntemi.....	8
3.1.4. Açık (Explicit) çözüm yöntemi.....	8
3.1.5. Negatif indisli malzeme (NIM) parametrelerinin çıkarılması.....	9
3.2. Elektromanyetik Dalgalar ve Modları.....	9
3.2.1. TEM modlu dalga ve TEM iletim hattı.....	9
3.3. EM Dalga Problemleri İçin Nümerik Metodlar.....	10
3.4. Sınır Şartları.....	13
3.5. İletim Hatları.....	14
3.5.1. İletim hattı parametreleri	14

	Sayfa
3.5.2. Kayıpsız iletim hatları	19
3.5.3. Kayıplı iletim hatları.....	20
3.5.4. İletim hatlarında empedans uyumlandırma.....	21
3.5.4.1. Toplu eleman uyumlandırılması.....	22
3.6. Ölçüm Düzenegi	23
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA.....	24
4.1. Gerçek ve Kaçak Benzin Sensörü.....	24
4.1.1. Teori ve tasarım.....	24
4.1.2. EM özelliklerinin belirlenmesi ve simülasyon çalışması.....	26
4.1.3. Üretim ve deneysel çalışmalar	31
4.2. Gerçek ve Kaçak Mazot Sensörü.....	33
4.2.1. Teori ve tasarım	33
4.2.2. Dielektrik sabiti değerlerinin ölçülmesi.....	34
4.2.3. Simülasyon çalışması.....	35
4.2.4. Üretim ve deney.....	38
5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER	40
KAYNAKLAR	43
ÖZGEÇMİŞ.....	48
DİZİN.....	50

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 4.1. Tasarlanan sensör yapısının optimizasyon sonucu ölçüleri (mm).....	26



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 3.1. Paralel telli iletim hattı	17
Şekil 3.2. İletim hattı üzerindeki akım ve gerilim durumu	18
Şekil 3.3. Dağılmış empedans durumları	18
Şekil 3.4. Kayıpsız iletim hattı	19
Şekil 3.5. Kayıplı iletim hattı	20
Şekil 3.6. İletim hatlarında empedans uyumlandırma geçidi.....	22
Şekil 3.7. Vektör network analizörü	23
Şekil 4.1. (a) Boyut parametreleri (b) önerilen yapının eşdeğer devre şeması.....	25
Şekil 4.2. Tasarlanan yapının perspektif görüntüsü.....	26
Şekil 4.3. Seçilmiş benzinlerin dielektrik sabitleri	27
Şekil 4.4. Seçilmiş benzinlerin dielektrik kayıpları.....	27
Şekil 4.5. Farklı sıvıların X bandı altında iletim sonuçları	28
Şekil 4.6. Gerçek ve kaçak benzin numunelerinin X bandındaki iletim değerleri	28
Şekil 4.7. Farklı örnekler için iletim fazının açısal incelenmesi.....	29
Şekil 4.8. Gerçek ve kaçak benzin için iletim faz değerleri.....	30
Şekil 4.9. Elektrik alan dağılımları a)Kaçak b)Gerçek	30
Şekil 4.10. Yüzey akım dağılımları a)Kaçak b)Gerçek	31
Şekil 4.11. Deney düzeneği a)Üst b)Ön.....	32
Şekil 4.12. Hava, gerçek ve kaçak benzin için ölçüm sonuçları.....	32
Şekil 4.13. Tasarlanan yapının perspektif görüntüsü	33
Şekil 4.14. Tasarlanan yapının boyutları	34
Şekil 4.15. Seçilmiş mazotların dielektrik sabitleri	35
Şekil 4.16. Seçilmiş mazotların dielektrik kayıpları.....	35
Şekil 4.17. Tasarlanan sensör yapısının gerçek ve kaçak mazot için dB değerleri....	36

Şekil	Sayfa
Şekil 4.18. Tasarlanan sensör yapısının gerçek ve kaçak mazot için mag. değerleri	36
Şekil 4.19. Gerçek ve kaçak mazot için faz değerleri.....	37
Şekil 4.20. Elektrik alan dağılımları a) Gerçek b)Kaçak.....	37
Şekil 4.21. Yüzey akım dağılımları a) Gerçek b) Kaçak.....	38
Şekil 4.22. Deney düzeneği	38
Şekil 4.23. Deney ölçümlerinde hava ve mazot numunelerinin dB değerleri	39



SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simge	Açıklama
EM	Elektromanyetik
ϵ	Dielektrik geçirgenlik
μ	Manyetik geçirgenlik
E	Elektrik alan
H	Manyetik alan
D	Elektrik akı yoğunluğu
B	Manyetik akı yoğunluğu
\vec{J}_e	Elektrik iletim akı yoğunluğu
\vec{J}_m	Manyetik iletim akı yoğunluğu
w	Açısal frekans
n	Kırılma indisi
Z	Empedans
Γ	Yansımaya katsayısı
c	Işık hızı
χ	Manyetik-elektrik hassasiyeti
SRR	Bölme halka rezonatör
t	Zaman ifadesi
Δ	Asimetrik iletim parametresi
FIT	Sonlu toplamlar metodu
FEM	Sonlu elemanlar metodu
MRTD	Çoklu zaman domeni
PSTD	Sözde spektral zaman domeni
PSSD	Sözde spektral uzamsal domeni
TLM	İletim hattı matrisi
FDTD	Sonlu farklar zaman domeni
DNG	Çift negatif indisli ortam
TM	Dik-manyetik alan
TE	Dik-elektrik alan

Simge
NRW

Açıklama
Nicolson Ross Weir metodu



1. GİRİŞ

Sol elli malzemeler periyodik olarak oluşturulmuş olup doğada bulunmayan özelliklere sahip malzemelerdir ve aynı zamanda metamalzeme olarak adlandırılmaktadırlar. Metamalzemeler bahsedildiği gibi doğada hiç bulunmayan negatif dielektrik sabiti ϵ ve negatif manyetik geçirgenlik μ değerlerine sahiptir.

Metamalzemeler ilk kez Victor Veselago tarafından önerilmiş olup bu çalışmada Veselago negatif dielektrik sabiti ve negatif manyetik geçirgenliğe sahip bir ortamın varlığını teorik olarak dile getirmiştir (Veselago, 1968). Doğadaki malzemeler sağ el kuralına uygun olarak bulunmaktadır ancak Veselago'nun yapmış olduğu çalışmalar sonucunda negatif dielektrik sabiti ve negatif manyetik geçirgenliğe sahip ortamların davranışı sağ el kuralının aksine sol el kuralına uymaktadır. Teorik olarak böyle bir ortamın varlığı gelişen teknoloji ile deneysel çalışmalara olanak sunmuş olup birçok bilim insanının dikkatini çekmiştir. Smith ve ark., 2000 yılında aynı anda negatif dielektrik sabiti ve negatif manyetik geçirgenlik değerine sahip bir ortamın varlığını bölünmüş halka rezonatörler ve sürekli teller üzerine kurulu bir kompozit ortamla deneysel olarak incelemişlerdir (Smith ve ark., 2000). Bu önerilen yapı sol elli bir ortam oluşturmakta ve Doppler etkisi, Cherenkov radyasyonu ve Snell kanunu gibi olayların ters çevrilmesini öngörmüştür. Shelby ve ark., 2001 yılında X-band mikrodalga frekanslarında iki boyutlu izotropik, sol elli malzemeler için deneysel veriler elde ettiklerini açıklamışlardır (Shelby ve ark., 2001). Bu tür deneysel çalışmaların sonuçları Veselago'nun varsayım olarak öngördüğü negatif bir ortamın varlığını destekler nitelikte olmuştur. Bu çalışmalara ek olarak Schurig ve ark., 2006 yılında metamalzemeleri mikrodalga frekansları altında elektromanyetik örtüleme çalışmalarında kullanmışlardır ve metamalzemeler yardımıyla elektromanyetik görünmezliğin mümkün olduğunu vurgulamışlardır (Schurig ve ark., 2006).

Doğadaki malzemelerin elektrik ve manyetik alanlara karşı davranışı bilim insanları için çok önem arz etmektedir. Bu malzemelerin elektrik ve manyetik dalgalara karşı tepkisi belirli iki parametre üzerinden değerlendirilmektedir (Dielektrik sabiti ϵ , manyetik geçirgenlik μ). Bahsi geçen parametreler doğada bulunan malzemeler için her zaman pozitif bir değere karşılık gelmekte olup metamalzemelerde bu durum tersine dönmektedir. Bu parametrelerin ikisinin birden pozitif olduğu ortamlar Double Positive (DPS), dielektrik sabiti ϵ 'un negatif olduğu ortam (ENG), manyetik geçirgenlik sabiti μ 'nün negatif olduğu ortam (MNG) ve ikisinin birden negatif olduğu ortamlar (DNG) ortam olarak adlandırılır. DNG ortama sahip

malzemeler sol elli malzeme ya da genel olarak metamalzeme olarak adlandırılmaktadır (Engheta ve Ziolkowski, 2006).

Metamalzemeler birim hücrelerden oluşmakla beraber, bir malzemenin metamalzeme olabilmesi için negatif dielektrik sabiti ve negatif manyetik geçirgenliğe sahip olmasının yanında yapının birim hücre boyunun dalgaboyundan 10 kat küçük olması gerekmektedir. Bu şart, her bir birim hücreyi ortam içerisinde bir atom ya da molekül olarak ele almamızı sağlamaktadır.

Genel olarak bir iletim hattı iki portlu bir ağdan oluşmaktadır ve hattın bir ucu gönderici, diğer ucu ise alıcı ya da bir yüke bağlanmış olabilir. Mikrodalga frekansındaki sinyaller AC sinyaller olup belirli bir dalgaboyuna sahiptirler. Düşük frekanstaki devrelerde devre elemanları basit bir tel yardımıyla birbirine bağlanabilirler ancak yüksek frekans altında bu durum farklı bir yaklaşımla ele alınmaktadır. Farklı bir yaklaşıma gereksinimin en önemli sebebi dalga boyunun etkisidir. “ l ” boyuna ve “ λ ” dalga boyuna sahip bir hat düşünecek olursak, “ l/λ ” değeri çok küçük olduğunda, iletim hattındaki kayıplar ihmal edilebilir düzeydedir, ancak “ $l/\lambda \geq 0,01$ ” değeri olduğunda kayıpların yanında yükten kaynağa geri yansımaların varlığı da göz önünde bulunmalıdır (Ulaby ve ark., 2010).

Elektromanyetik dalgalar elektrik ve manyetik alan bileşenlerine sahip olup bu bileşenlerin durumu dalganın modunu belirlemektedir. Dalganın ilerleme yönüne dik durumda bulunan elektrik alan bileşeni o dalganın TE modunda olduğunu göstermektedir. Aynı şekilde dalganın ilerleme yönüne dik bir manyetik alan bileşeni o dalganın TM moduna uyduğunu gösterir. Son olarak ise, ilerleme yönüne ve birbirine dik elektrik ve manyetik alanlar TEM modlu dalgalar olarak adlandırılmaktadır. Mikroşerit iletim hatlarında dalganın ilerleyebilmesi için TEM modlu dalgalar kullanılmaktadır (Silvester, 1968).

Bu çalışmada metamalzemeler ve iletim hatlarının özelliklerinden yararlanılarak sensör tasarımları yapılmıştır. Önerilen ilk yapı, illegal ve legal benzin numunelerinin tespitinde sensör olarak kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Yapı iki portlu olarak tasarlanmış olup, farklı sıvı numuneleri için farklı iletim rezonansları vermektedir. Benzer şekilde ikinci yapıda da iletim hattı kullanılmış olup illegal ve legal mazot numunelerinin tespiti sağlanmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda X bandı frekans aralığında çalışabilecek iki farklı sensör tasarlanmış, sonra üretilmiş ve daha sonra da deneysel olarak desteklenmiştir.

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Veselago, 1968 yılında dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenliğin aynı anda negatif olabileceği bir ortam fikri ortaya çıkmıştır (Veselago, 1968).

Smith ve arkadaşları, 2000 yılında aynı anda negatif dielektrik sabiti ve negatif manyetik geçirgenlik değerine sahip bir ortamın varlığını desteklemiştir; bölünmüş halka rezonatörler ve sürekli teller kullanarak oluşturulan kompozit ortamı deneysel olarak incelemiştir (Smith ve ark., 2000).

Shellby ve ark., 2001 yılında X-band frekanslarında iki boyutlu izotropik, negatif malzemeler için deneysel veriler elde etmişlerdir (Shelby ve ark., 2001).

Metamalzemeler mikrodalga frekans bandlarında elektromanyetik örtüleme uygulamalarında kullanılmıştır ve elektromanyetik görünmezlik test edilmiştir (Schurig ve ark., 2006).

Metamalzemeler ile ilgili önemli kaynaklardan biri de Engheta ve Ziolkowski, 2006 yılında literatüre kazandırmıştır. Engheta ve Ziolkowski, 2006 yılında metamalzemeri her yönüyle incelemiş olup, negatif ortamları açıkça ifade etmişlerdir (Engheta ve Ziolkowski, 2006).

Elektromanyetik problemlerin çözümüne ilişkin veriler Ulaby ve arkadaşları, 2010 yılında düzenlemiştir ve elektromanyetik dalgaların modları incelenmiştir (Ulaby ve ark., 2010).

TEM modlu dalgaların mikroşerit hatlar içerisindeki davranışları Silvester, 1968 yılında incelemiştir (Silvester, 1968).

Bakır ve arkadaşları, 2015 yılında metamalzemeleri enerji hasatlama ve sensör uygulamalarında kullanmışlardır. Yapmış oldukları çalışma 2,40 GHz frekans bandına uygun olup kare halka rezonatörlerden oluşmaktadır. Bu çalışmanın enerji hasatlama dışında sensör uygulamaları için de kullanılabilmesini göstermek için bir sıcaklık sensörü konfigürasyonu geliştirilmiştir (Bakır ve ark., 2015).

Karaaslan ve Bakır, 2014 yılında çift bölmeli halka rezonatörlere dayalı bir bakışsız metamalzeme sensörü X bandı frekansları altında hem deneysel hem teorik olarak incelemiştir. Bu çalışmada sensör tabakasının kalınlık değişimi ve dielektrik sabiti değişimi baz alınarak sensör oluşturulmuştur (Karaaslan ve Bakır, 2014).

Rawat ve ark., 2014 yılında yapmış oldukları çalışmada mikrodalga frekanslarında çalışabilen, metamalzeme tabanlı bölünmüş halka rezonatörler kullanarak etanol ve benzinin ultra hızlı algılamasını sağlayan yapı geliştirmişlerdir (Rawat ve ark., 2014). Bu çalışmanın bir diğer önemli özelliği, üretilen sensör yapısının vektör ağ analizörü kullanılarak elde edilen deneysel verilerin simülasyon verileriyle mükemmel bir uyum içerisinde oluşudur.

Jakšić ve ark., 2007 yılında elektromanyetik metamalzemelerin bazı özelliklerini kimyasal algılama ile analiz etmişlerdir. Analitik olarak yaklaşımda bulunduğumuz bu çalışmada, metamalzeme sensörlerin birçok pratik alanlar için kullanılabilmesine vurgu yapılmıştır (Jakšić ve ark., 2007).

Altıntaş ve ark., 2017 yılında metamalzeme tabanlı bir yapı oluşturup bu yapının birçok alan için sensör olarak kullanılabilirliğini göstermişlerdir; gerginlik ölçümü, metal dönüş açısı ölçümü ve mikro akışkan sıvı ayrımı (Altıntaş ve ark., 2017).

Withayachumnankul ve ark., 2013 yılında bölünmüş halka rezonatör kullanarak mikroakışkan sıvı sensörü geliştirmişlerdir. Rezonans frekansı ve bant genişliğinin, sıvı numunenin karmaşık dielektrik geçirgenliğinden etkilendiği açıklanmış olup sensör rezonansı ile numune geçirgenliği arasında bir ilişki olduğu belirlenmiştir ve bu ilişkiden sıvı numunelerinin permitivitesi hesaplanmıştır (Withayachumnankul ve ark., 2013).

Tümkaya ve ark., 2017 yılında mikrodalga frekanslarında çalışabilecek bir sensör geliştirmiş olup önerilen sensör legal ve illegal yollardan gelen benzin numunelerini ayırt etmiştir (Tümkaya ve ark., 2017).

Puentes ve ark., 2009 yılında metamalzeme tabanlı iletim hattı kullanarak numunelerin dielektrik özelliklerini ve hızlarını elde edebilecek bir sensör yapısı geliştirmişlerdir. Yapılan bu çalışma analitik ve deneysel olarak desteklenmiştir (Puentes ve ark., 2009).

Withayachumnankul ve ark., 2012 yılında mikroşerit bağlantılı kesik halka rezonatörler kullanarak metamalzeme tabanlı çok kanallı ince film sensör oluşturmuşlardır (Withayachumnankul ve ark., 2012).

Park ve arkadaşları, 2017 yılında yüksek duyarlılığa sahip bir sensör tasarlamışlardır. Önerilen sensör nano boyutlarda bölünmüş halka rezonatörlerden oluşup terahertz frekansı seviyelerinde çalışmaktadır ve virüs tespitinde kullanılmayı amaçlamıştır (Park ve ark., 2017).

Naqui ve ark., 2014 yılında yapmış oldukları çalışma ile metamalzeme iletim hatlarının, kablosuz iletişim, sensör uygulamaları ve radyo frekansı tanımlama (RFID) içinde birçok farklı alana uygulanabileceğini göstermişlerdir (Naqui ve ark., 2014).

Kim ve ark., 2015 yılında bir mikroakışkan metamalzeme emici kullanarak yeni bir etanol sensörü önermişlerdir. Önerilen yapı, periyodik dizilmiş halkalı çapraz rezonatörler ve mikroakışkan kanalları içermektedir. Mikroakışkan bir kanala farklı konsantrasyonda etanol enjekte ederek önerilen sensörün rezonans frekansındaki kaymaları dikkate almışlardır (Kim ve ark., 2015).

La Spada, 2014 yılında yaptığı bir çalışmasında sensör uygulamaları için meta yüzeyler ve parçacık yapıları kullanarak rezonatörlerin elektromanyetik ve geometrik modellemesi üzerine odaklanmıştır (La Spada, 2014).

Horestani ve arkadaşları, 2014 yılında metamalzemedeki esinlenerek rezonans frekansındaki kaymaya ve rezonans derinliğindeki değişikliklere dayalı yer değiştirme sensörlerini iki ana başlık altında açıklamışlardır (Horestani ve ark., 2014).

Jaruwongrungee ve ark., 2012 yılında metamalzeme tabanlı mikro akışkan yapısını kimyasal malzemeleri ayırıcı bir sensör olarak tasarlamışlardır (Jaruwongrungee ve ark., 2012).

Meyne ve arkadaşları, 2014 yılında yaptıkları çalışma ile sıvı numunesinin karakterizasyonu için oluklu bir iletim hattı sensörü geliştirmişlerdir. Oluklu sensörün hassaslığı önemli ölçüde arttırılmıştır. Etanol, metanol ve deiyonize su 0,7 ile 20 GHz frekans aralığında deneysel olarak test edilmiştir (Meyne ve ark., 2014).

Roelvink ve ark., 2013 yılında mikrodalga frekanslarında sıvı ve yarı katı materyallerin hızlı, tahribatsız ölçümleri için düzlemsel bir iletim hattı yapısı geliştirmişlerdir (Roelvink ve ark., 2013).

Schüßler ve ark., 2012 yılında yaptıkları çalışma ile mikro dolaşimli kanalları kullanarak oluşturdukları yapı ile kimyasal sıvıların dielektrik özelliklerinin mikrodalga frekanslarında anlık olarak elde etmeyi başaran bir sistem sunmuşlardır. Önerilen sensör yapıları 20 ve 30 GHz frekans aralığında su ve etanol için test edilmiştir (Schüßler ve ark., 2012).

Saghati ve ark., 2016 yılında yaptıkları çalışmalarında sağ ve sol elli iki kompozit iletim hattı kullanarak geniş bantlı bir interferometri sensörü geliştirmişlerdir (Saghati ve ark., 2016).

Rawat ve ark., 2017 yılında kare şekilli bölünmüş metamatizeme rezonatörlerden yararlanarak ISM bandlarında çalışabilen bir yakıt sensörü önermişlerdir. Önerilen yapı 2,47 GHz frekansında çalışmakta olup farklı numuneler için rezonans frekansındaki değişimler yapının sensör olarak kullanılabilirliğini göstermiştir (Rawat ve ark., 2017).

Sabah ve ark., 2014 yılında X band dalga kılavuzu içerisinde test ettikleri bir sensör yapısını önermişlerdir. Bu yapıda farklı dielektrik sabitine sahip malzemelerin sinyal emilimindeki değişim baz alınmış sensör yapısı geliştirilmiştir (Sabah ve ark., 2014).

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Dielektrik Sabiti ve Manyetik Geçirgenlik

3.1.1. Nicolson Ross Weir metodu

Nicolson, Ross ve Weir S_{11} ve S_{21} parametrelerini kullanarak dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenlik (μ) katsayılarını elde etmek için bir denklemler sistemi geliştirmişlerdir. Uygulamaları sonucunda, malzemedeki model uzunluğun yarım dalga boyu uzunluğunda olmayan TEM mod rezonansları dışındaki frekanslarda daha uyumlu olarak çalışmakta olduğunu görmüşlerdir. Çünkü bu modda elektrik alan ve manyetik alan yayılım yönünde diktir. Fakat metot rezonans civarında düşük kayıplı malzemeler için hassasiyetini kaybetmektedir. Bu metot için geliştirilen denklem ise şöyledir:

$$Z_1 = \exp(-\gamma L) \quad (3.1)$$

TEM mod için yansıma katsayısını ise şöyle tanımlarız:

$$\Gamma_1 = \frac{\mu/\gamma - \mu_0/\gamma_0}{\mu/\gamma + \mu_0/\gamma_0} \equiv \frac{z - z_0}{z + z_0} \quad (3.2)$$

Bu metodun sonucunda manyetik geçirgenlik ve dielektrik sabitini aşağıdaki gibi elde edebiliriz;*

$$\mu_r^* = \frac{1 + \Gamma_1}{(1 + \Gamma_1) \zeta \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (3.3)$$

$$\epsilon_r^* = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r^*} \left[\frac{1}{\lambda_c^2} - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{z_1} \right) \right]^2 \right] \quad (3.4)$$

Ölçülen S_{11} ve S_{21} verileri NRW, NIST, vb. algoritmalar ile işlenerek dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenlik değerleri yorumlanabilmektedir. Böylelikle NRW'nin net bir çözüm olduğu görülmüştür. Ancak faz belirsizliği ve bağıl sabitlerden dolayı, bu çözüm tam olarak açık olmayıp düşük kayıplı örnekler için, numunenin yarım dalga boyunun integral katlarında NRW çözümü uyumsuzdur. Bu durum, S_{11} 'in fazı küçük $|S_{11}|$ değerleri için doğru ölçülemediğinden kaynaklanmıştır. Faz hızı ile ilişkili bir durum olduğundan, her iki saçılım denklemleri de $Z_1^2 \rightarrow 1$ ile ilişkilendirilir. Bundan dolayı ϵ_r^* ve μ_r^* için yapılan çözümler birbirinden ayrılmazlar. Bu davranış durumu, Baker-Jarvis, 1990 yılında

gerçekleştirilen manyetik geçirgenliğin bilinen durumlarında da minimize edilebilir (Baker-Jarvis, 1990; Baker-Jarvis ve ark., 2005).

3.1.2. Sabit referans düzlem algoritması

Ölçüm yaparken, iletim hattını referans düzleme doğru tutmak zor olmadığından dolayı referans düzlemden bağımsız ve daha kullanışlı bir algoritma tasarlamak her zaman istenmiştir. S-parametrelerinde hem dielektrik sabiti hem de manyetik geçirgenliği elde etmek için en az iki farklı ölçüm yapılması gerekmektedir. S_{11} ve S_{21} parametrelerinden elde edilen iki-port ölçüm metodu en çok kullanılan ölçüm metodudur, ya da tek-port ölçüm metodu da yapılabilir ya da farklı uzunluklarda olan iki model birbirinden bağımsız olarak da ölçüm yapılabilir.

S parametre çözümü yapılabilmesi için ϵ ve μ referans düzleme sabit olmalıdır. Bu ise Nicolson-Ross denklemlerini güçlendiren bir yöntemdir.

$$\frac{1}{2} \{ [S_{12} + S_{21}] + \beta [S_{11} + S_{22}] \} = \frac{z(1-\Gamma^2) + \beta_1 \Gamma(1-Z^2)}{1-Z^2\Gamma^2} \quad (3.5)$$

$$S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = \exp\{-2\gamma_0(L_{hava} - L)\} \frac{\Gamma^2 - Z^2}{1 - Z^2\Gamma^2} \quad (3.6)$$

3.1.3. Tekrarlı (Ardışıl) çözüm yöntemi

Tekrarlı çözüm tekniği ile ya da NRW metodu, her ikisi ile de bir çözüm yapılabilir. Bu çözüm yaklaşımlarında ise kökleri saptamak için Newton sayısal yöntemi yeterli bir sonuç vermektedir. Sistemin denklem çözümü için, sistem dört ayrı reel denkleme ayrılabilir ancak başlangıç tahminleri mevcutsa, tekrarlı çözüm tekniği de iyi sonuçlar vermesi beklenen bir durumdur.

3.1.4. Açık (Explicit) çözüm yöntemi

Daha önce Nicolson-Ross-Weir tekniği düşük frekanslarda ve düşük dielektrik sabitlerinde, daha geniş boşlukludurlar ve bundan dolayı kolay belirlenirler. Fakat yüksek dielektrik sabiti katsayısına sahip malzemelerde ise birçok kök değerine sahip olmasından dolayı, logaritmik çözümünde doğru değerlerinin bilinmesi zor olabilmektedir.

3.1.5 Negatif indisli malzeme (NIM) parametrelerinin çıkarılması

Negatif indisli malzemelerde kırılma indisinde doğru işaretin belirlenmesi için doğru kökler $j\omega\mu/\gamma_0$ ve $Re(\gamma) \geq 0$ 'ın gerçel kısımlarına göre seçilmelidir. Aynı zamanda diğer metotlardaki gibi, logaritma fonksiyonun doğru kısmı grup gecikmesi aracılığıyla saptanmalıdır (Baker-Jarvis ve ark., 2005).

3.2. Elektromanyetik Dalgalar ve Modları

3.2.1. TEM modlu dalga ve TEM iletim hattı

TEM dalga, yayılma doğrultusuna dik ve yayılma yönüne çapraz olan elektrik ve manyetik alanlarla ifade edilir. İç içe geçmiş iki iletken tel düşünürsek, manyetik alan iç iletkeni çevrelerken elektrik alan iç ve dış iletkenlerde radyal yönde olup, iletken eksenini boyunca ikisinin de bileşeni olmazken TEM hatları iki paralel iletken yüzey içerir. TEM hattı uygulamada çok karşımıza çıkar nedeni ise fazla matematiksel zorluk çıkarmamasındandır. İletim hattını toplu eleman modeli ile de bizim yapımıza uydurabiliriz. Yani iletim hattı yapımıza direnç, diyot vs. elemanları ekleyerek telgrafçı denklemleriyle yapabildiğimiz gibi daha karmaşık problemlerin çözümü için de smith grafiğinden yararlanarak yapımızın prototipini yapabiliriz.

Tüm TEM iletim hatlarında $L'C' = \mu\epsilon$, $G'/C' = \sigma/\epsilon$ bağıntıları kullanılır. Bir iletim hattında iç ve dış iletkenleri ayıran malzeme $\sigma = 0$ olarak adlandırabiliriz eğer mükemmel iletkense $G' = 0$ olarak tanımlayabiliriz. Eğer biz iletkenler arasındaki yalıtkan ortamı hava seçersek iletim hattımızı hava hattı olarak isimlendirebiliriz. Nitekim ürettiğimiz her iki yapıda da hava, yağ, benzin, mazot sıvıları vb. sıvılar koyup yapının bu forma uygun olmasını sağlamış oluyoruz. Birinci tip dalga şekli, dik elektriksel alan olarak isimlendirilen “Transverse Electric” yani TE biçimi dalgadır. İkinci tip dalga şekli ise, manyetik alan çizgileri hareket yönüne dik olan dalga şekilleridir ki bunlara da dik manyetik alan biçimli dalgalar veya “Transverse Magnetic” yani TM biçimi dalgalar denir. Diğer bir ifadeyle, TE biçimli dalgaların iletim yönünde elektriksel alan çizgilerinin herhangi bir izdüşümünü sağlayacak bir iletim hattı yoktur.

TE veya TM biçimi dalgalarda belirli bir şekil tarif etmek için, elektriksel alanın değişimini

belirten iki alt rakam konur. Bunlardan birincisi elektriksel alanın geniş kenardaki yarım dalga değişimleri sayısını verirken ikincisi ise yine elektriksel alanın dar kenardaki dalga değişim sayısını göstermektedir. Tabi biz burada iletim hattı ile ilgilendiğimiz için tam olarak TEM modunu kullanmış olduk yani elektrik alan ve manyetik alan yayılım yönüne dik olarak kabul ederiz.

L' : Her iki iletkenin birim uzunluk başına düşen H/m cinsinden endüktansdır.

C' : Her iki iletkenin birim uzunluk başına düşen F/m cinsinden kapasitansdır.

G' : Her iki iletkenin birim uzunluk başına düşen S/m cinsinden iletkenliğidir.

ϵ , μ , σ bu bileşenleri birbirinden ayıran yalıtkan malzemenin sırayla elektriksel geçirgenliği, manyetik geçirgenliği ve elektriksel öziletkenliğidir.

3.3. EM Dalga Problemleri için Nümerik Metodlar

Nümerik metotlarla simülasyon çalışması yaparken elektrik alan ve manyetik alanı belirlemek için Maxwell denklemlerini kullanırız. İzotropik ve lineer ortamlarda Maxwell denklemleri kısmi hiperbolik diferansiyel denklemlere göre ayarlanıp uyarlanırsa aşağıdaki gibi tanımlanabilir (Taflove ve Hagness, 2000);

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J}_e \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{J}_m \quad (3.8)$$

Burada \vec{D} , elektrik akı yoğunluğunu, \vec{B} , manyetik akı yoğunluğunu, \vec{E} , elektrik alan vektörünü, \vec{H} , manyetik alan vektörünü, \vec{J}_e , elektrik akım yoğunluğunu ve \vec{J}_m , manyetik akım yoğunluğunu ifade etmektedir.

Hesaplamalı EM, tam olarak EM alanların fiziksel nesnelere ve çevre ile etkileşimini modelleyen bir işlemdir. Hesaplamalı EM'de Maxwell denklemlerinin yaklaşımları kullanılır ve çok sayıda diferansiyel denklemlerin çözümü için farklı şekillerde kullanılmaktadır. Bunlardan bazıları sonlu farklar zaman domenini (Finite Difference Time

Domain, FDTD), Çoklu zaman domeni (Multiresolution Time Domain, MRTD), Sonlu elemanlar metodu (Finite Element Method, FEM), Sonlu Toplamlar Metodu (Finite Integration Technique, FIT), Sözde spektral zaman domeni (Pseudo Spectral Time Domain, PSTD), Sözde spektral uzamsal domeni (Pseudo Spectral Spatial Domain, PSSD), İletim hattı matrisi (TLM) ve Bir boyutlu yerel FDTD (Locally one dimensional FDTD). Şimdi bunları açıklayacak olursak;

FDTD metodu, yaygın kullanılan hesaplamalı EM tekniklerindedir. Anlaşılması ve kullanımı basit olup tam dalga çözümler için son derece kolay bir şekilde uygulama alanına sahiptir. FDTD, kişinin kendisi bile reel durumlarda rahatlıkla uygulayabileceği bir teknik olmakla beraber çok özel problemler için oldukça uygulanabilir. FDTD, farklı zaman domeni nümerik modelleme metotları sisteminde çalışma tabanlıdır. Bu metodu kullanan tam dalga EM çözüm programlarında Maxwell denklemleri (kısmi diferansiyel formda) farklar denklemleri önce düzenlenip sonra ayrıştırılıp öyle uygulanmaktadır. Periyodik olarak çözülen denklemlerde belirlenen zaman sabitinde elektrik alan çözülür ve daha sonra da gelecek sabit zaman içerisinde de manyetik alan çözülerek sistemi gerçekleştiren olur. Sağlıklı sonuç almak için bu işlem defalarca tekrarlanır (Weiland 1996, Rokhlin 1985, Greengard ve Rokhlin 1987, Mohammadian ve ark., 1991, Mirza ve ark., 2005, Ramadan 2006, Davidson 2010).

MRTD metodu, yaygın olarak fazla kullanılmamakla beraber dalgacık analizi FDTD metoduna adaptif bir alternatif yöntemdir (Greengard ve Rokhlin 1987, Mohammadian ve ark., 1991).

FEM metodu, kısmi diferansiyel ve integral denklemlerinin yaklaşım çözümlerini bulmak için kullanılmaktadır ve çözüm yaklaşımında sıralı farklı denklemler içerisinde sürekli iki zaman türevi (sabit durumlu hallerde) ve kısmi denklemlerini kullanır. Daha sonra da sonlu farklar vb. standart teknikleri kullanarak çözümü gerçekleştirir. Çeşitli avantaj ve dezavantajlara sahip olmakla birlikte FEM metodu çok kompleks denklemler veya zaman domeninde istenen hassas kısmi farklar denklemlerinin çözümünde iyi bir seçim olmaktadır (Rokhlin 1985, Greengard ve Rokhlin 1987, Manzanares-Martinez ve Gaspar-Armenta 2007).

PSTD metodu, Maxwell denklemleri Fourier veya Chebyshev dönüşümlerini kullanan her iki ayrı denklemler için elektrik ve manyetik alan vektör komponentlerinin her ikisinde 2

boyutlu veya 3 boyutlu birim hücre düzlemlerinde uzamsal türevlerini hesaplamak için uygun zaman domeni hesaplamalı teknikler sınıfından biridir. PSTD, FDTD için nümerik faz şiddeti anizotropi(yön bağımlı) olan göreceli hatalarının ihmal edilmesine de neden olur. Bu yüzden modelleme için elektriksel büyüklüğü daha çok olan problemlerin çözümüne izin verir (Mohammadian ve ark., 1991).

PSSD metodu, seçilen uzamsal yönde yayılımı olan Maxwell denklemlerini kullanarak çözer böylece elektrik ve manyetik alan için zamanın bir fonksiyonu olarak tutulmuş olur. Metot normalde spektraldir. Çünkü FFT'nin ait olduğu frekans domeninde geçici türev hesaplamaları yapmaktadır.

TLM metodu, devre elemanları kullanmakla birlikte devre çözücüler ile SPICE vb. programlar kullanarak birkaç yol ile formüle edilebilir.

FIT metodu, uzamsal ayrık tabanlı bir metot olmakla birlikte zaman ve frekans domeninde EM alan problemlerini nümerik olarak çözmekte kullanılmaktadır. Bu metot, enerji ve yükün korunumu yasası gibi denklemlerin temel topolojik özelliklerini korur. FIT, 1977 yılında Thomas Weiland tarafından yapılmak için amaçlandı ve yıllar süren çalışmalar neticesinde araştırmacılar tarafından geliştirilmiştir (Weiland 1977, Bartsch ve ark., 1992, Weiland 1996, Clemens ve ark., 1999, Clemens ve Weiland 1999, Clemens ve ark., 2000, Clemens ve Weiland 2001). Bu metot tam dalga EM çözümü yapıp sistemin istenen frekans bölgesinde çalışmasına olanak sağlamaktadır. Bu yaklaşımın temel metodu integral formda sistemi set ederek Maxwell denklemlerini uygulamaktır. FIT metodu, hem malzeme dağılımları hemde anizotropi gibi, lineer olmayan ve dağılım gibi malzeme özelliklerinin birleştirilmesi için yapılan geometrik modelleme ve sınır koşullarında yüksek esnekliğinden dolayı yaygın olarak kullanılmaktadır (Weiland 1977, Rokhlin 1985, Greengard ve Rokhlin 1987, Mohammadian ve ark., 1991, Bartsch ve ark., 1992, Thoma ve Weiland 1995).

FIT metodunu oluşturan denklemler için, ilişkili olan eşitlikler ve sınır koşulları da baz alınarak temel bağıntılar çıkartılmıştır. Kartezyen koordinatlarda pozisyon vektörü olarak

$$\underline{R} = x_1\underline{e}_1 + x_2\underline{e}_2 + x_3\underline{e}_3 = x_i\underline{e}_{-i} \text{ olarak alınır.} \quad (3.9)$$

Burada x_i , $i = 1, 2, 3$ kartezyen koordinatlarını, \underline{e}_j , $i = 1, 2, 3$ üç ortonormal birim vektörlerini, \mathbb{R}^3 üç boyutlu öklit uzayını ve ' t ' de zamanı ifade eder. Belirlenen sınır

koşulları için (Miklowitz 1980, Ben-Menahem ve Singh 1981, Chen 1983, Achenbach, 1984).

$$\frac{\partial}{\partial t} \underline{B}(\underline{R}, t) = -\nabla \times \underline{E}(\underline{R}, t) - \underline{J}_m(\underline{R}, t) \quad (3.10)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \underline{D}(\underline{R}, t) = -\nabla \times \underline{H}(\underline{R}, t) - \underline{J}_e(\underline{R}, t) \quad (3.11)$$

olarak yazılır. Burada \underline{E} , elektrik alan güç vektörünü, \underline{D} , elektrik akı yoğunluk vektörünü, \underline{H} , manyetik alan güç vektörünü, \underline{B} , manyetik akı yoğunluk vektörünü, \underline{J}_m , manyetik akım yoğunluk vektörünü, \underline{J}_e , elektrik akım yoğunluk vektörünü tanımlar. ∇ gradient operatörü olarak adlandırılır. Burada malzemelerin özelliklerini karakterize eden temel denklemler çıkartılırsa;

$$\underline{D}(\underline{R}, t) = \underline{\underline{\epsilon}}(\underline{R}) \cdot \underline{E}(\underline{R}, t) \quad (3.12)$$

$$\underline{H}(\underline{R}, t) = \underline{\underline{\nu}}(\underline{R}) \cdot \underline{B}(\underline{R}, t) \quad (3.13)$$

Yukarıdaki 3.12 ve 3.13'deki denklemler gibi yazılmalıdır. Burada $\underline{\underline{\epsilon}}$, ikinci dereceden dielektrik, $\underline{\underline{\nu}}$, ikinci dereceden relativity değerini ifade eder. Bu çalışmadaki sayısal bulgular FIT metodu tabanlı CST Microwave Studio programı ile elde edilmiş olmakla birlikte daha sonra sayısal sonuçları doğrulamak için deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Böylece tasarlanan yapıların LPKF cihazıyla üretilmesi ile de birlikte deneysel çalışmalar sayesinde yansıma ve iletim katsayıları da belirlenmiş olacaktır ($S_{11}, S_{12} \dots$ gibi).

3.4. Sınır Şartları

Boş alanlar gibi çalışır: dalgalar bu sınırı en az yansımayla geçirebilir. Unutmayın ki genel amaçlı frekans bölgesi çözümleyicisi ile bir birim hücre simülasyonu bir Floquet portu ile gerçekleştirilir. Açık (PML) ile aynıdır, ancak farfield hesaplaması için fazladan alan eklenir. Bu seçenek anten sorunları için önerilir.

3.5. İletim Hatları

Temel yaklaşımlardan biri de devredeki elektronik elemanların dalga boyu ne kadar küçükse frekansıda o oranda büyük olacağından dolayı devre analizi yaklaşımları iş görmez olur. Bu yaklaşım her bileşenin mevcut bileşen üzerinde yoğunlaştığı ve başka bir yerde olmadığı şeklindedir ancak bileşenlerin tek yerde olmadığı dağıtılmış olarak bulunduğu varsayılacaktır. Temel sayıltı iletim hattı için iletkenlerin iletken seviyelerinin büyük olduğu ve dalga enine EM dalga (TEM) olarak değerlendirilmesi gereğini ortaya koymuştur. Bu dalgaların birçok özelliği sınırsız ortam üzerinde yayılan düzgün düzlem dalga ile aynı olması beklenen bir durumdur. Çeşitli iletim hattı tipleri mevcuttur.

Biz burada mikrodalga tekniğindeki iletim hatlarına değineceğiz. TEM dalgalarını içine alan ve destekleyen şu üç tip üzerinde duracağız. Paralel plaka iletim hattı, iki telli iletim hattı ve son olarak ta eş eksenli iletim hattıdır. Paralel plaka iletim hattında, kalınlığı düzgün olan elektriksel bir katman ile birbirinden ayrılmış olan iki paralel iletken oluşur. Bunlara şerit hatlarda diyebiliriz. Genişlikleri 'w' ve aralarında 'd' kalınlığı bulunan ve dielektrik sabitleri olan paralel iletken plaka için denklem 3.18 ve 3.19'daki eşitlikleri yazabiliriz.

3.5.1. İletim hattı parametreleri

İletim hattı parametresi belirli frekanstaki dört dağılmış parametreleri içeren R, L, G ve C parametreler ile tanımlanabilir. Temel kabulümüz iletim hattındaki iletkenlerin iletkenliklerinin çok büyük olmasıdır. Yayılma sabiti denklemi sonucunda 3.14'deki R ihmal edilebilir.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (m^{-1}) \quad (3.14)$$

3.14'deki denklemin sonucunda dalganın TEM olduğunu görürüz. Bu denklemden R'yi düşürürsek aşağıdaki 3.15'deki denklemi yazarız.

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} \left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)^{1/2} \quad (3.15)$$

TEM dalga yayılma sabitinin aşağıdaki 3.16 denklemi olduğunu biliyoruz.

$$\gamma = j\omega\sqrt{\mu\varepsilon}\left(1 + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon}\right)^{1/2} \quad (3.16)$$

İletim hattı parametrelerindeki denklemler sonucunda 3.17'deki aşağıdaki denklem

$$LC = \mu\varepsilon \quad , \quad \frac{G}{C} = \frac{\mu}{\varepsilon} \quad (3.17)$$

eşitlikleri elde edilir. Bu son eşitlik ile ortamdaki hat için L bilindiğinde C 'de belirlenebilir ve yine tersi de geçerlidir.

Her birinin (μ, ε) dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenliği olan genişliği 'w', kalınlığı 'd' olan iki paralel iletken plaka denklem 3.18'deki gibidir.

$$C = \varepsilon \frac{w}{d} \text{ (F/m)} \quad (3.18)$$

Denklem 3.19'u, 3.17' deki eşitliklerde kullanarak aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$L = \mu \frac{d}{w} \text{ (H/m)} \quad \text{ve} \quad G = \sigma \frac{w}{d} \text{ (S/m)} \quad (3.19)$$

R direncinin bilinmesi metal plakaların mükemmel iletken olmadığını gösterir ve elektrik alan teğet bileşeni sıfır olmaz dolayısıyla kayıplı iletim hattı üstündeki dalgalar TEM olmaz. Çok yüksek frekanslardaki iyi iletkenlerin deri kalınlıkları oldukça küçüktür. İletkenlerdeki toplam akımların deri kalınlıklarını ve δ üzerinde de düzgün dağılımını kabul edersek R direnç için tahmini bir değer ifade edebiliriz. İletkenlerin iletkenliğini σ_c ve manyetik geçirgenliğini μ_c ile gösterirsek, birim uzunluğa sahip, w genişliği olan ve δ derinliğinde olan bir malzemenin direncini 3.20'deki denklem olarak buluruz.

$$R = \frac{1}{\sigma_c S} \quad (3.20)$$

3.20'de $S = w\delta$ eşitliğinden iki iletkenli plakalardaki 3.21 denklemini çıkartırız.

$$R = \frac{2}{\sigma_c w \delta} \quad (3.21)$$

3.21'deki denklemde paralel telli iletim hattı için aşağıdaki 3.22 denklemindeki hale gelir.

$$R = \frac{2}{w} \sqrt{\frac{\pi f \mu_c}{\sigma_c}} \quad (\Omega/m) \quad (3.22)$$

İkinci olarak iki telli iletim hattı ki iki paralel iletkenin aralarında sabit uzaklık bulunması durumudur. Her biri a yarıçaplı iki iletken tel aralarında D uzaklığı bulunan (ϵ, μ) dielektrik ortamındadır. R, L, C ve G için eşitlikler elde edilir.

$$C = \frac{\pi \epsilon}{\cosh^{-1}\left(\frac{D}{2a}\right)} \quad (\text{F/m}) \quad (3.23)$$

$$L = \frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{D}{2a}\right) \quad (\text{H/m}) \quad (3.24)$$

$$G = \frac{\pi \sigma}{\cosh^{-1}\left(\frac{D}{2a}\right)} \quad (\text{S/m}) \quad (3.25)$$

R'yi bulabilmek için denklem 3.27'yi kullanacağız. Deri kalınlığındaki akımın her bir kesit alanı $2\pi a \delta'$ dir. Eğer biz bunu iki tel için düşünürsek aşağıdaki sonuçları bulabiliriz.

$$R = \frac{1}{\sigma_c (\pi a \delta)} \quad (3.26)$$

$$R = \frac{1}{\pi a} \sqrt{\frac{\pi f \mu_c}{\sigma_c}} \quad (\Omega/m) \quad (3.27)$$

Üçüncü olarak eş eksenli iletim hattı, dielektrik bölgede elektrik ve manyetik alanların oluşuyla küçük bir dış girdi ile bağlantılı olma durumudur. Dielektriği (ϵ, μ) a yarıçaplı iletken ve c yarıçaplı dış iletken birbirinden ayrılmış ise aşağıdaki denklemleri elde ederiz.

$$C = \frac{2\pi \epsilon}{\ln\left(\frac{c}{a}\right)} \quad (\text{F/m}) \quad (3.28)$$

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{c}{a} \quad (\text{H/m}) \quad (3.29)$$

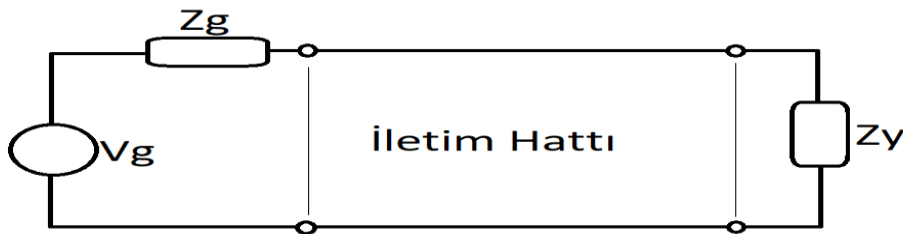
$$G = \frac{2\pi \sigma}{\ln\left(\frac{c}{a}\right)} \quad (\text{S/m}) \quad (3.30)$$

Deri kalınlığı iç ve dış iletkenlerde düzgün olarak akar. İç iletkenlerde kesit alanı $S_i = 2\pi a\delta$ iken dış iletkeninde $S_o = 2\pi c\delta$ olur.

$$R = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{c} \right) \sqrt{\frac{\pi f \mu_c}{\sigma_c}} \quad (\Omega/m) \quad (3.31)$$

İletim hatları genellikle dalga boyunda önemli bir oran olmakla birlikte birden fazla dalga boyunda da olabilmektedir. Bir devredeki elemanları ayrı kabul edersek toplu devre elemanları ile toplu eleman devre modeli ile çözümlenebilir, telgrafçı denklemlerine ihtiyaç duyabilir ve daha karmaşık yapı ve grafikler içinde Smith grafiğiyle çözümlenebilir.

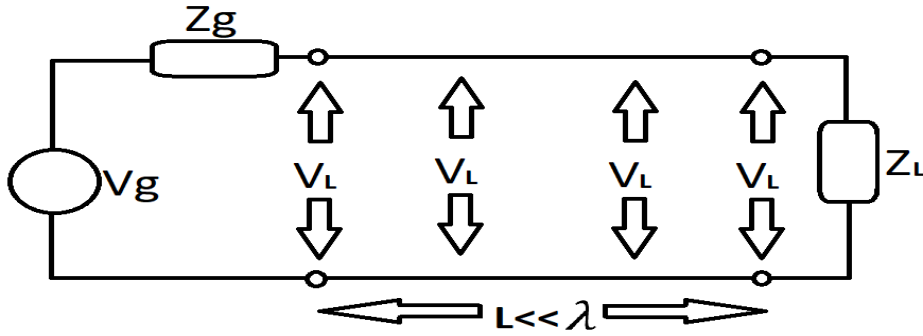
Mikrodalga iletimi için kullanılan iletim hattı, kaynak ile yük arasında doğrudan bağlantı sağlayabildiğimiz bir devre elemanıdır. Telefon haberleşmesinde önce koaksiyel kablolar kullanılmış, daha sonra ise dalga kılavuzları kullanılmıştır. İki iletkenli hatlar DC'de birkaç yüz KHz frekanslara kadar kullanılabilirken, koaksiyel hatlar DC'de birkaç yüz MHz'lere kadar kullanılabilirler. Buna ek olarak birkaç GHz frekanslarda kullanılabilen özel koaksiyel hatlar da mevcuttur. İki iletkenli ve koaksiyel hatlar birer alçak geçiren filtre gibi frekansın belli bölgesini elekten geçirirler. Yani DC'den belli bir frekansa kadar işareti geçirip sonra iletim sağlarlar, bahsedilen frekansın üstündeki frekanslar hızla sönümlenmeye uğradığından bu frekanslarda iletim hattı olarak kullanılmaları doğru olmamaktadır. Mikroşerit iletim hatlarında, iki metal şerit arasına dielektrik katman yerleştirilir. Optik fiber hatlardaki durum ise, belirli bir kırılma indisine sahip cam elyaf tipi maddenin eş merkezli olarak (koaksiyel hat gibi) yerleştirilmesi ile elde edilir. Paralel iletim hattı aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.1. Paralel telli iletim hattı

Alçak frekans devrelerinde işlem yaparken, farklı devre elemanlarını bağlamak için kullandığımız bütün hatlar, üzerinde herhangi bir gerilim düşümü ve hat ile birleşik

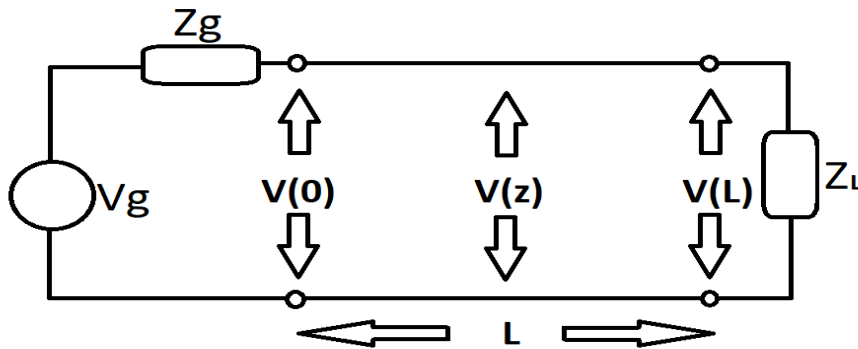
empedansa sahip olmayan (toplu empedans devreleri) mükemmel iletkenlerden yapılmış teller olarak yorumlayabiliriz. Tellerin uzunluğu da sinyalin dalga boyundan çok daha küçük olduğu sürece bu durum her zaman geçerlidir. Bununla beraber rastgele bir anda bile tel üzerindeki her noktada akım ve gerilim aynıdır.



Şekil 3.2. İletim hattı üzerindeki akım ve gerilim durumu

$$V_L = Vg \frac{Z_L}{Z_g + Z_L} \quad (3.32)$$

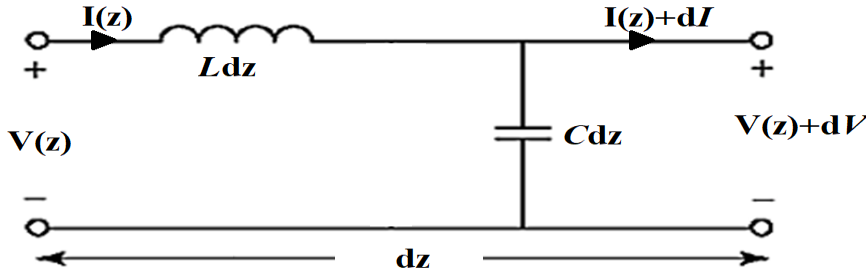
Çok yüksek frekanslarda, dalga boyunun uzunluğu ve iletim hattı iletkenlikleri aynı uzunluğa sahiptir. İletim hattının her noktasında akım ve gerilim aynı değerde olamayacağından, hat boyunca akım ve gerilim bir dalga olarak yayılım gösterir. Bundan dolayı da iletkenlerin empedans özellikleri ihmal edilemez.



Şekil 3.3. Dağılmış empedans durumları

3.5.2. Kayıpsız iletim hatları

İletim hattındaki iletkenlik ve rezistif etkileri ihmal edebiliriz. ($R=0$, $G=0$). Bu yaklaşımda sadece reaktif elemanlar mevcut olacağından dolayı ısı (omik) kaybı pek olmayacaktır. Kayıpsız iletim hattının eşdeğer devresi Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Kayıpsız iletim hattı

Bu devreye göre indüktans, devrenin girişinden çıkışına kadar olan gerilim değişimini belirler. Bu durumda devrenin denklemleri aşağıda yazıldığı haliyle görülür.

$$\frac{dV}{dz} = -j\omega LI \quad (3.33)$$

$$\frac{dI}{dz} = -j\omega CV \quad (3.34)$$

$$\frac{d^2V}{dz^2} = -j\omega L \frac{dI}{dz} = j\omega L(j\omega CV) = -\omega^2 LCV \quad (3.35)$$

$$\frac{d^2I}{dz^2} = -j\omega C \frac{dV}{dz} = j\omega C(j\omega LI) = -\omega^2 LCI \quad (3.36)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \quad (3.37)$$

Bu denklemler matematiksel olarak birbirinden bağımsız olarak çözülebilirler. Gerilim denklemi için genel çözüm yapacak olursak,

$$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z} \quad (3.38)$$

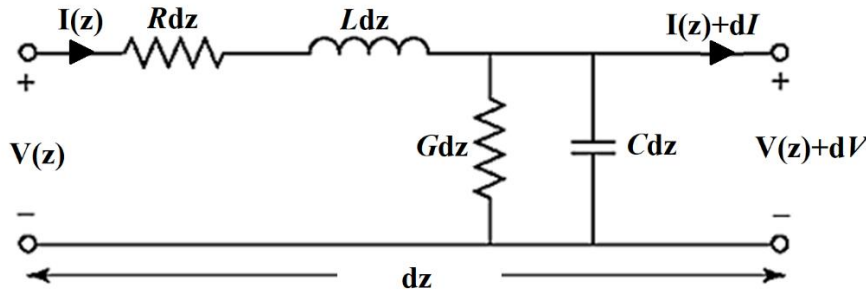
$$I(z) = \sqrt{\frac{C}{L}} (V^+ e^{-j\beta z} - V^- e^{j\beta z}) = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-j\beta z} - V^- e^{j\beta z}) \quad (3.39)$$

Kayıpsız iletim hattının karakteristik empedansı denklem 3.40'daki gibi olur.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.40)$$

3.5.3. Kayıplı iletim hatları

Şekil 3.5'deki devrede birim uzunluktaki iletim hattının eşdeğer devresi kullanılarak, kayıplı iletim hattı için çok basit bir uygulama ile çözüm bulunabilir.



Şekil 3.5. Kayıplı iletim hattı

$$\frac{dV}{dz} = -(j\omega L + R)I \quad (3.41)$$

$$\frac{dI}{dz} = -(j\omega LC + G)V \quad (3.42)$$

$$\frac{d^2V}{dz^2} = -(j\omega L + R) \frac{dI}{dz} = (j\omega L + R)(j\omega C + G)V \quad (3.43)$$

$$\frac{d^2I}{dz^2} = -(j\omega C + G) \frac{dV}{dz} = (j\omega C + G)(j\omega L + R)I \quad (3.44)$$

Gerilim denklemi için genel çözüm yapacak olursak,

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} = V^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} + V^- e^{\alpha z} e^{j\beta z} \quad (3.45)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{\gamma z}) = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} - V^- e^{\alpha z} e^{j\beta z}) \quad (3.46)$$

Yayıma sabiti kompleks bir büyüklüktedir.

$$\gamma = \sqrt{(j\omega L + R)(j\omega C + G)} = \alpha + j\beta \quad (3.47)$$

Yayıma sabiti γ 'nın

α : Rezistif kayıplar nedeniyle işaretin zayıflamasını gösterir.

β : İşaretin yayılma özelliklerini tanımlar.

Kayıplı iletim hattının karakteristik empedansı ise,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(j\omega L + R)}{(j\omega C + G)}} \quad (3.48)$$

Burada karakteristik empedans

-Hat uzunluğuyla inilti değildir.

-İletkenlerin yapıldığı metal, dielektrik ortam ve hat kesitinin geometrisine bağlıdır.

Bunlarla birlikte bir eşdeğer devrede iletim hattı yerine toplu empedans ile yorumlama yaparken dikkat edilmesi gerekir.

3.5.4. İletim hatlarında empedans uyumlandırma

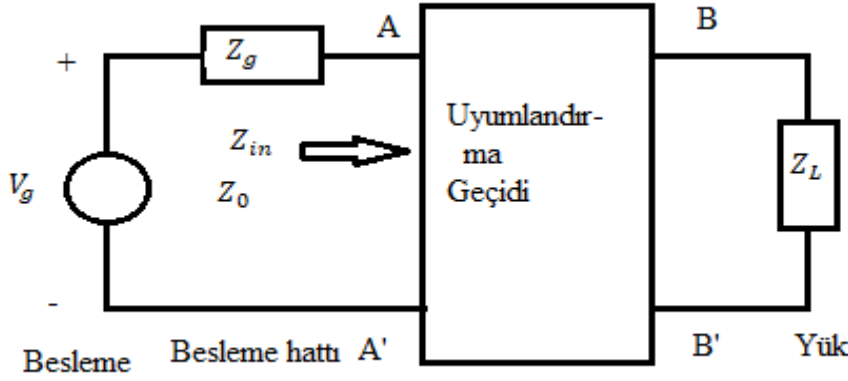
İletim hattı iki uç arasındaki geçitte olan yani bir uca besleme, elektrik devresi varken diğer uca yüke bağlıdır. Buradaki yük bir anten, bir bilgisayar girdisi ya da Z_L empedanslı herhangi bir devre olabilir. İletim hattının kaynaktan geri yansıma olmaksızın yüke doğru ilerleyen karakteristik empedansı $Z_0 = Z_L$ olduğunda yüke uyumludur denir.

Bir iletim hattının asıl işlevi gücü iletmek ya da kodlu sinyalleri iletmek olduğu için, iletim hattına uyumlu olan bir yük kaynağın sağladığı bütün gücün yüke iletilmesini sağlar ve kaynağa bir geri dönüşüm yani yansıma sağlamaz. Bunun için en basit çözüm yük kısmının empedansını $Z_0 = Z_L$ yapmak olacaktır ancak bu pratikte mümkün olmayabilir bunun için yük ile iletim hattı arasında empedans-uyumlandırma ağı yerleştirebiliriz.

Empedans uyumlandırmanın amacı, Şekil 3.6'da kaynaktan gelen iletimin AA' uçlarındaki yansımayı ortadan kaldırdığını biliyoruz. Şekil 3.6'daki AA' ve BB' arasında yansımalar olsa da ileri ilerleyen dalga tektir.

Uyumlanmış ağdaki uçlarda yansımalar gerçekleşebilir ancak asıl sonuç için Şekil 3.6'da kaynaktan gelen dalga AA' uçlarındaki yansıma uygulamasıdır. Uyumlandırma ağına iletim hattı yönünden bakıldığında AA'= Z_0 olduğunda tasarım gerçekleşmiş olur. Devre kayıpsız bir

iletim hattı ise bütün güç yükte sonlanır. Uyumlama devreleri, kapasitörlü, bobinli, dirençli devreleri minimuma indirmek veya uygun iletim hattı deneyimleyerek oluşturulur.



Şekil 3.6. İletim hatlarında empedans uyumlandırma geçidi

3.5.4.1. Toplu eleman uyumlandırılması

Bu uyumlandırma sisteminde uyumlandırma geçidi besleme hattı ile yük arasına girmektedir. Bu geçitte kapasitör, bobin, empedans devresi olabilir. Paralel bağlantılar admitans bölgesinde çalışırken bu durumda faydalanırız. Bundan dolayı da yük bir admitansla gösterilir ve karakteristik admitansı Y_0 'dır. Paralel eleman admitansı ise Y_s 'dir. Şekil 3.6'daki AA''nde denklem 3.49'daki Y_d , iletim hattı parçasına bağlı olan admitanstır.

$$Y_{in}=Y_d+Y_s \quad (3.49)$$

Bu formülde Y_d , karmaşık Y_s ise sanaldır çünkü reaktif elamanı göstermektedir.

$$Y_{in}=G_d+j(B_d+B_s) \text{ olarak ifade edilir. Bütün sayısal ifadeler } Y_0 \text{ 'a uygunlaştırılırsa,} \quad (3.50)$$

$$Y_{in}=g_d+j(b_d+b_s) \text{ olur. Bu uyumlu durum için,} \quad (3.51)$$

$$g_d=1 \text{ (gerçel kısım koşulu), } b_s=-b_d \text{ (sanal kısım koşulu)}$$

Yukarıdaki denklemlerde gösterilen bu her iki özel koşuldan dolayı aşağıdaki denklem elde edilir.

$$y_{in}=1+j0 \text{ olmalıdır.} \quad (3.52)$$

3.6. Ölçüm Düzeneği

Deneysel çalışmalarda AGILENT E8362B PNA Vektör Network Analizörü iletim değerini ölçmek için kullanılmıştır. Şekil 3.7’de deneysel ölçümler için kullanılan bu analizöre ait resim gösterilmektedir. Cihazın çalışma frekansı aralığı 0-43 GHz’dir, öncelikle operasyon frekans aralığı için kalibrasyon yapılması gerekmektedir. Çok fonksiyonlu bir kullanımı olan analizör cihazının kalibre işlemleri port sayısına göre yapılmaktadır. Portların ucunu tek tek cihaza değdirdikten sonra analizör cihazı uygun frekansa ayarlamak gerekmekte ve kalibre işlemleri bitince simülasyon cihazında elde ettiğimiz yapının üretilmiş halini cihazda ölçerek simülasyon programında elde ettiğimiz sonuçlarla aynı olup olmadığını gözlemleyerek prototipini yapmaya karar vermemizi sağlar ve yapımızın ne kadar gerçekle örtüştüğünü görmemizi sağlar.



AGILENT E8362B PNA

Şekil 3.7. Vektör network analizörü

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

4.1. Gerçek ve Kaçak Benzin Sensörü

4.1.1. Teori ve tasarım

Önerilen MTM tabanlı sensör yapısı Şekil 4.1a'daki gibi iletim hattı teorisi kullanılarak tasarlanmıştır. İletim hatları, temelde dikine elektromanyetik (TEM) propagasyon modunu kullanan iki portlu sistemden oluşur. Her bir hat, mikrodalga bölgedeki rezonans frekansı üzerindeki endüktif etkiyi temsil eder ve algılama mekanizmasının rezonans frekansı değişimlerini izlemek için kullanılır. Önerilen bölme halka rezonatör (SRR) entegreli iletim hattı tabanlı sensörün çalışma mekanizmasını anlamak için, yapının temel bir eşdeğer devre şeması Şekil 4.1b'de gösterildiği gibi ele alınmıştır.

Şekil 4.1b'de R_s , iletim hattının direncini ve üretim sürecinde lehim malzemesinden kaynaklanan ısısal bağlantıyı temsil eder. İletim hattının ana etkin endüktansı L_s 'dir. Rezonatör RLC devre modeli kullanılarak temsil edilebilir. Dolayısıyla R_a ve L_a , rezonatör hattının dirençli ve endüktif etkisini temsil eder. L_a ile L_s arasında karşılıklı bir endüktans var. C_a , rezonatör boşluğunun kapasitif etkisidir ve C_b , sensör tabakasının kapasitif etkisidir. Algılayıcı tabakasında meydana gelen bu etki, farklı dielektrik özelliklere sahip numuneler ile değiştirilebilir. Toplam kapasitif etki C_p , denklem 4.1 kullanılarak hesaplanabilir;

$$C_p = C_o + C_a + \epsilon_{sam} C_b \quad (4.1)$$

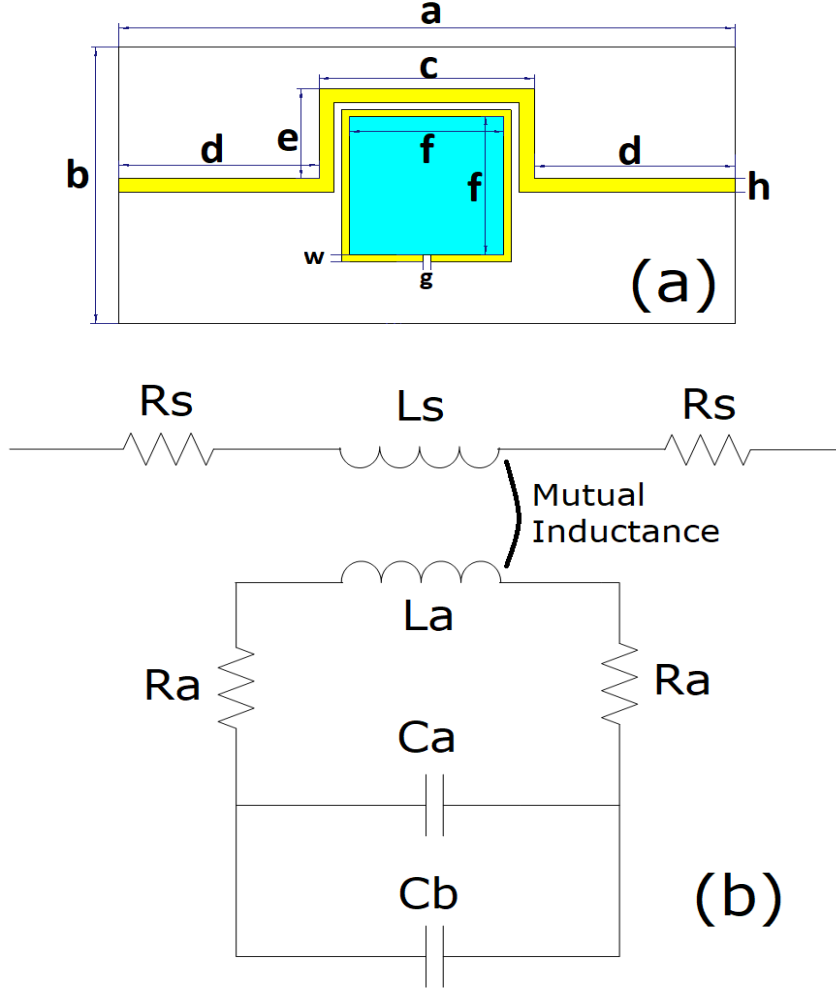
Burada C_o , dielektrik substratların (alttaş katman) ve alanın çevresel kapasitansını temsil eder. $\epsilon_{sam} C_b$ gerçek ve kaçak benzin numuneleri için kapasitif etkidir. $\epsilon_{sam} = \epsilon'_{sam} + \epsilon''_{sam}$ ifadesi numunelerin karmaşık permitivitesini belirtir. Dolayısıyla, SRR'nin empedansı şu şekilde yazılabilir;

$$Z_a = R_a + j\omega L_a + \frac{1}{j\omega C_p} \quad (4.2)$$

SRR'nin rezonans frekansı aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a C_p}} \quad (4.3)$$

Denklem 4.3 SRR'nin rezonans frekansı, endüktif hat, boşluğun kapasitif etkisi ve sensör tabakasına bağlıdır. Sensör yapısının hassasiyeti, sözü edilen eşdeğer devre modeli parametreleri ile düzenlenebilir. Önerilen sensörün çalışma prensibi, SRR'nin iletim hattı ve sensör tabakası arasındaki etkileşime dayanmaktadır.



Şekil 4.1. (a) Boyut parametreleri ve (b) Önerilen yapının eşdeğer devre şeması

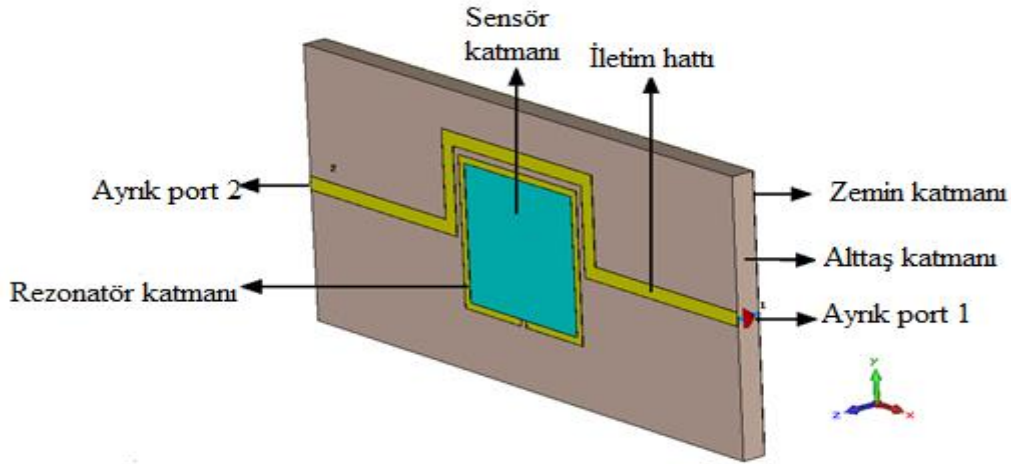
Sayısal çalışma, Sonlu Toplam Tekniği (FIT) tabanlı tam dalga EM çözücü simülasyon yazılımı kullanılarak yürütülmüştür. Genetik algoritma ve parametrik çalışmalar yardımıyla, X bandı frekans aralığı için optimize edilmiş boyut parametreleri çizelge 4.1'de gösterilmiştir. Sensör katmanının tasarımında bakır malzeme türü, zemin düzlemi, SRR ve iletim hattı için seçilmiştir. 0,035 mm kalınlık ve $5,80001 \times 10^7$ S / m iletkenlik gösterir. Bu kalınlık deney süreci ile uyumlu olarak seçilir. Alt tabaka için FR-4 dielektrik malzeme kullanılır. Sırasıyla 1,6 mm ;4,3 mm ve 0,025 mm değerlerinde kalınlık, dielektrik sabiti ve

dielektrik kaybının tegetine sahiptir. Şekil 4.1a’da görüldüğü gibi SRR'nin merkezinde bir algılama tabakası oluşturulur ve 1,635 mm kalınlığında üstten zemine yerleştirilir. Hat genişliği ve kapasitif boşluk değerleri 0,5 mm olarak belirlenmiştir. Optimize edilmiş sonuçlardan dolayı bölme halkası rezonatörü ve iletim hattı arasında 0,5 mm mesafe bulunur. Ayrıca, X bandında maksimum güç aktarımı için iletim hattı genişliği 1 mm olarak ayarlanır.

Çizelge 4.1 Tasarlanan sensör yapısının optimizasyon sonucu ölçüleri (mm)

Parametre	a	b	c	d	e	f	g	h	w
mm	40	20	14	13	6.5	10	0.5	1	0.5

İki bağlantı noktası; yağ, kaçak benzin ve gerçek benzin gibi farklı sıvı numunelerden kaynaklanan iletilen sinyal değişimlerini gözlemlemek için iletim hattının iki ucuna bağlanmıştır. Açıklayıcı Şekil 4.2’de katman isimleriyle gösterilmiştir.

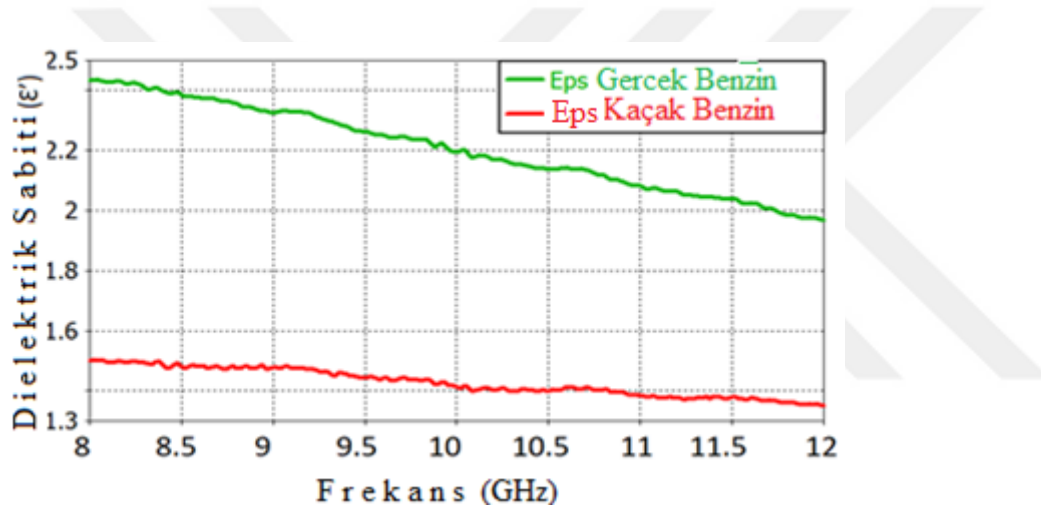


Şekil 4.2. Tasarlanan yapının perspektif görüntüsü

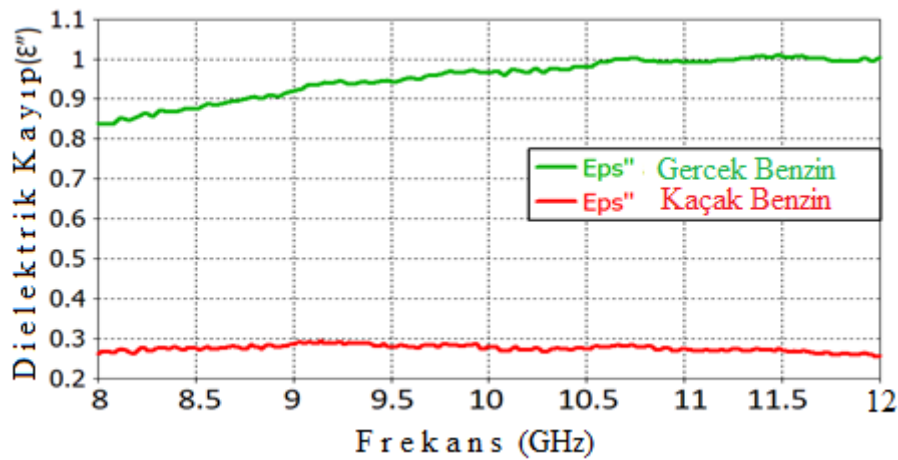
4.1.2. EM özelliklerin belirlenmesi ve simülasyon çalışması

FIT tabanlı mikrodalga simülatörü, teori ve tasarım bölümünde belirtildiği üzere sensör tasarımı ve simülasyon aşamasında kullanmıştır. İletim hattı entegreli sıvı sensörü

tasarlanmış ve Transverse Electromagnetic (TEM) mod dalgası altında frekans bağımlı sayısal çalışmalar yapılmıştır. Gerçek ve kaçak benzinlerin elektromanyetik özellikleri simülörde mevcut değildir, bu nedenle bu benzinlerin dielektrik sabitleri literatürden elde edilmiş ve yeni materyal tanımlayarak simülatöre ithal edilmiştir. Şekil 4.3 benzin numunelerinin dielektrik sabitlerini göstermektedir. Gerçek ve kaçak benzin örnekleri sırasıyla yeşil çizgi ve kırmızı çizgi ile temsil edilmektedir. Ayrıca bu örneklerin dielektrik kayıpları Şekil 4.4'te gösterilmektedir. Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te görüldüğü üzere, gerçek benzinin maksimum değeri 0,9'dur ve gerçek olmayan numuneden maksimum 0,7 fazla kayıp değerlerine sahiptir. Bu bakımdan, bu fark benzinli numuneyi ilgili frekans aralığında ayırt etmek için kullanılabilir.

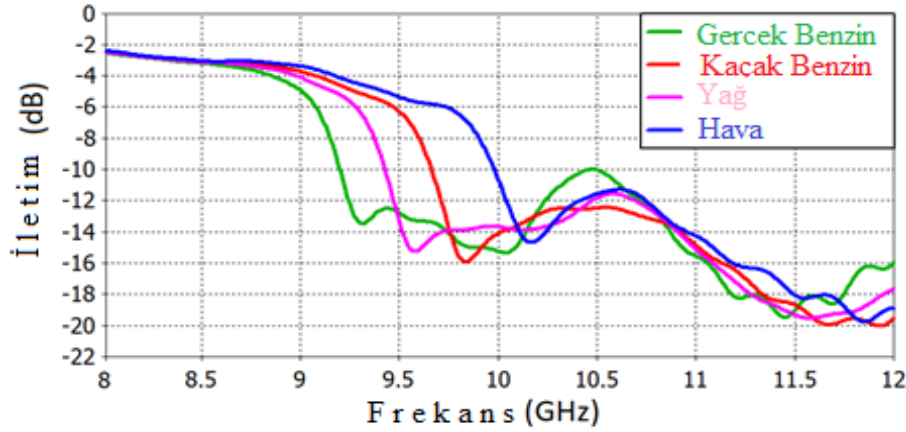


Şekil 4.3. Seçilmiş benzinlerin dielektrik sabitleri

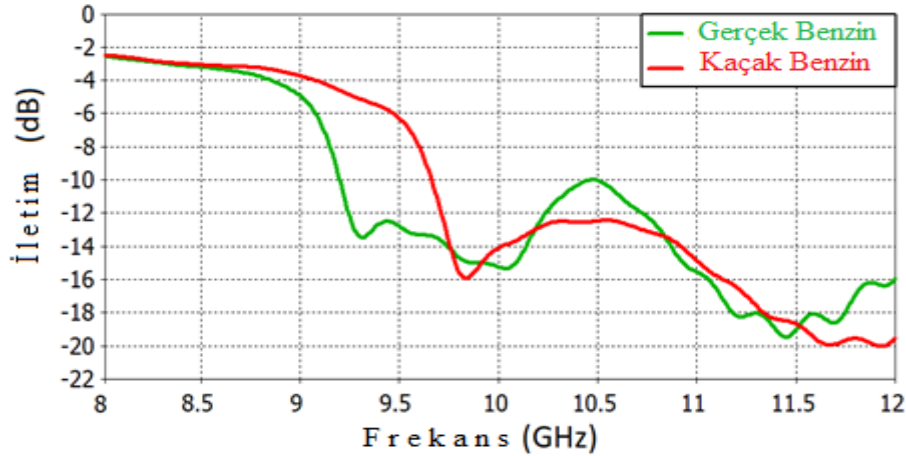


Şekil 4.4. Seçilmiş benzinlerin dielektrik kayıpları

Ayrıca simülasyonlar, 8-12 GHz frekans aralığında farklı sıvı örnekleri ile gerçekleştirilmiştir. Her sıvı numune sensör tabakasında, zemin ve rezonatör tabakası ile temas halinde bulunmaktadır ve elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 4.5'te gösterilmiştir. Şekil 4.5'te görüldüğü gibi, 9 ve 11 GHz arasındaki frekanslarda iletim sonuçları arasında anlamlı farklılıklar vardır. Özellikle 9-11 GHz'de X bantlarında önemli rezonans frekansı kayması gözlemlenmektedir. Minimum iletim frekansı noktasının sola kayması, test edilen malzemenin türünü belirlemek için kullanılabilir olmaktadır. Sonuç olarak, numuneler arasındaki kayma en az 250 MHz'in üzerinde olarak gözlemlenmiştir. Bunun yanında, iletim büyüklüğü, numune katmanına yerleştirilen numuneyi algılamak için de kullanılabilir. Ana hedef olarak benzin türünün belirlenmesi seçilmiş olup 9,37 GHz frekansında gerçek ve kaçak benzin türleri için -5 dB ve -14 dB'lik iletim büyüklükleri elde edilmiştir.



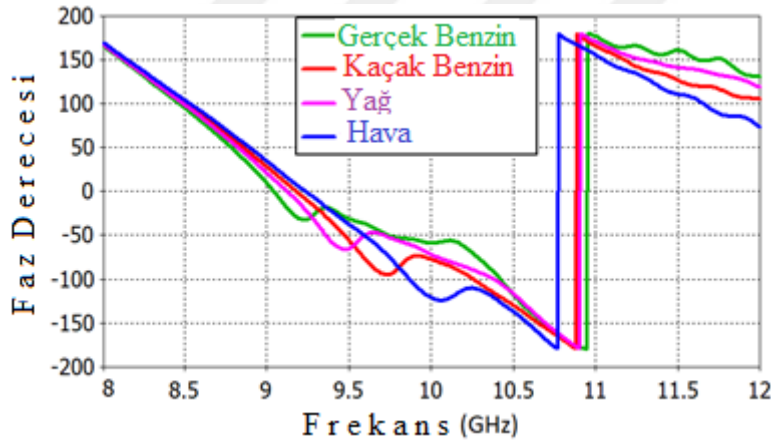
Şekil 4.5. Farklı sıvıların X bandı altında iletim sonuçları



Şekil 4.6. Gerçek ve kaçak benzin numunelerinin X bandındaki iletim değerleri

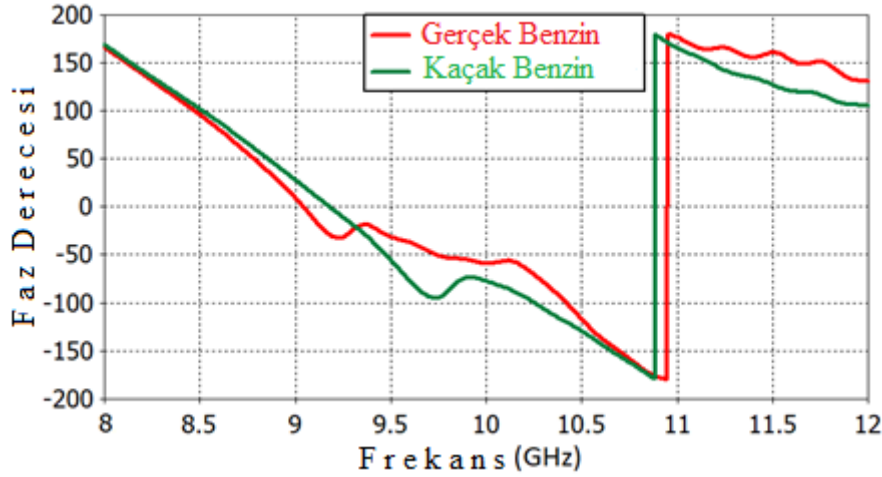
Gerçek ve kaçak benzin örnekleri arasındaki bir karşılaştırma olarak, her bir benzin numunesinin iletim sonuçları Şekil 4.6'da gösterilmektedir. Ayrıca Şekil 4.6'da gösterildiği gibi, yaklaşık 500 MHz rezonans frekans kayması görülmekte ve 9,37 GHz'de maksimum iletim farkı gözlemlenmektedir. Sensör uygulaması için ilk yaklaşım, iletim büyüklüğündeki farklılıklar ile ilgili olanıdır. Gerçek benzinin iletimi 9,37 GHz'de büyüklüğü -14dB'dir, kaçak benzin için ise bu değer 9,37 GHz'de yaklaşık -5dB'dir, yani bu yapı 9,37 GHz'de benzin sensörü olarak kullanılabilir. Bir diğer iletim farkı ise 10,45 GHz civarındadır. Dolayısıyla önerilen yapı, iletim büyüklüğü farkıyla da 10,45 GHz'de benzin sensörü olarak kullanılabilir.

Sensör uygulaması için ikinci yaklaşım ise rezonans faz kaymasıdır. Şekil 4.7'de görüldüğü gibi, her bir farklı numune için yapının iletim sonuçları yaklaşık 10 GHz'de farklı faz derecelerinde gözlemlenmiştir. Şekil 4.8'de gösterildiği gibi 9,75 GHz ve 10,25 GHz'de gerçek ve kaçak benzin örnekleri arasında yaklaşık 50° faz farkı oluşmuştur. Önerilen yapının, faz kaymasına göre benzin sensörü olarak kullanılabilmesi sonucuna varılır.



Şekil 4.7. Farklı örnekler için iletim fazının açısal incelenmesi

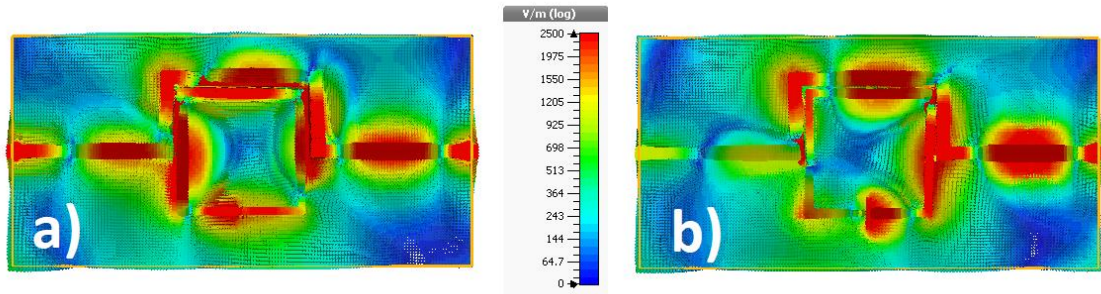
İki farklı yaklaşıma göre, önerilen yapı hem iletim büyüklüğü farkını (Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da gösterildiği gibi) hem de rezonans faz farkını (Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de gösterildiği gibi) kullanarak farklı dielektrik özelliklere sahip benzinleri ayırt etmede kullanılabilir. Gözlemlenen değişiklikler, örneklerin farklı dielektrik sabitlerinden ve algılama mekanizmasının elektriksel hassasiyetinden kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.8. Gerçek ve kaçak benzin için iletim faz değerleri

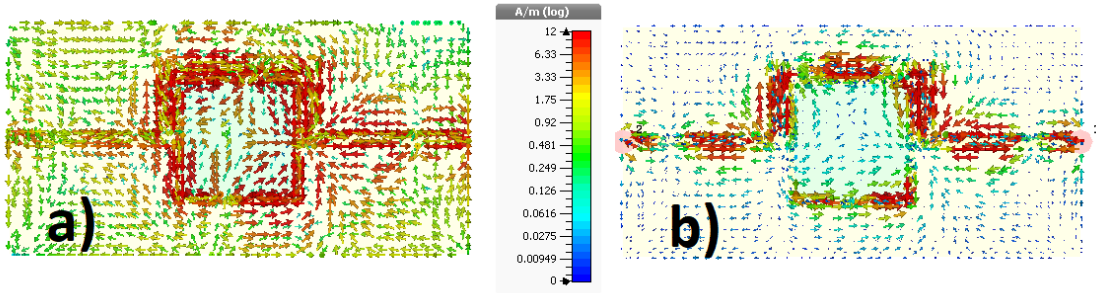
Önerilen sensörün elektrik alan ve yüzey akım dağılımları 9,3 GHz frekansında incelenmiş ve sırasıyla Şekil 4.9 ve Şekil 4.10’da gösterilmiştir.

Şekil 4.9a, kaçak benzinli numunenin elektrik alan dağılımını ve Şekil 4.9b’de gerçek benzin numunesinin elektrik alan dağılımını vermektedir, ek olarak elektrik alan skalası da Şekil 4.9’da verilmiştir. Gösterildiği gibi, kaçak ve gerçek benzin numuneleri arasında önemli bir elektrik alan dağılımı farkı vardır. Gerçek benzinli durumda önerilen yapının sol tarafında elektrik alanı gözlemlenmemesine rağmen, kaçak benzinli durumda yapı üzerinde daha yüksek elektrik alan yoğunluğu gözlemlenmiştir. Kaçak benzinli numunenin daha yüksek konsantrasyonu, kaçak benzinli numunenin -5dB’lik ilgili frekanstaki yüksek iletim özelliklerinden kaynaklanmaktadır. Gerçek benzinli numunenin daha düşük konsantrasyonu, bu frekansta -14dB’lik düşük iletimden kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.9. Elektrik alan dağılımları a) kaçak b) gerçek

Şekil 4.10'daki gibi, iletim hattındaki farklı yüzey akım dağılımları, benzin numunelerindeki farklılıklardan kaynaklanmaktadır. Şekil 4.10'daki akım ölçüğünden anlaşılacağı gibi bilinmeyen bileşenlerden dolayı, akımlar Şekil 4.10a'da olduğu gibi düzgün bir şekilde bütün yapıya dağıtılır. Bununla birlikte, Şekil 4.10b'de düzgün bir akım dağılımı yoktur, ancak akımlar iletim hattında toplanır, ayrıca boşluk nedeniyle rezonatör tabakasında akımlar gözlenmez.



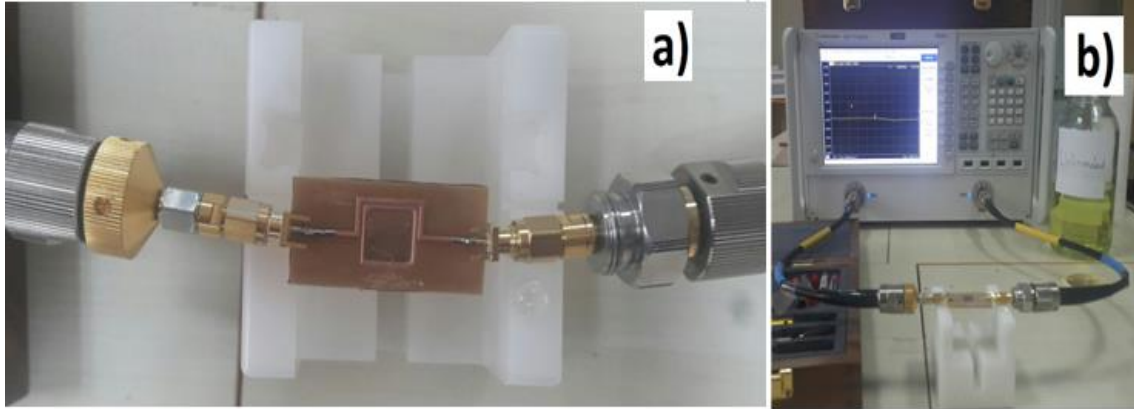
Şekil 4.10. Yüzey akım dağılımları a) kaçak b) gerçek

4.1.3. Üretim ve deneysel çalışmalar

Bu bölümde iletim hattı entegre MTM tabanlı sensör yapısı deneysel olarak analiz edilmiştir. Öncelikle LPKF E33 PCB makinesi fabrikasyon işlemi için kullanılmıştır. Üretilen sensör yapısı ve deneysel kurulum Şekil 4.11'de gösterilmektedir.

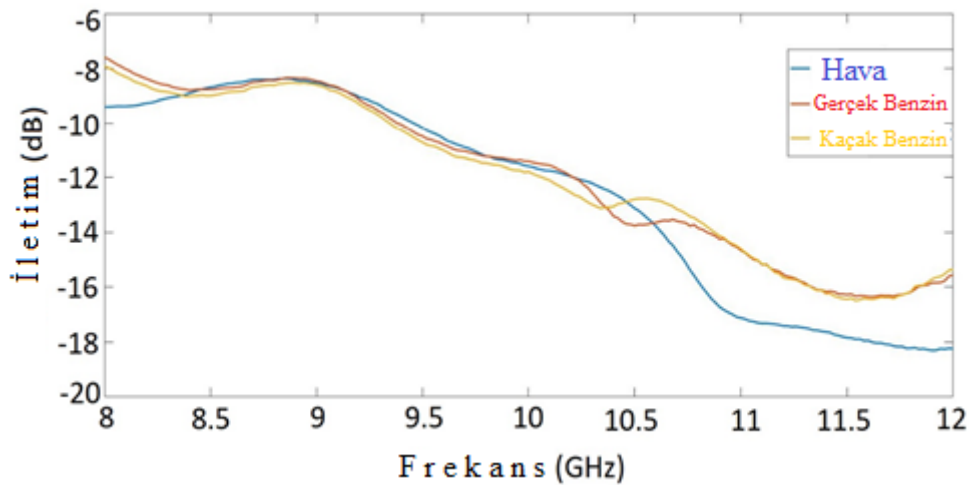
Agilent PLN-A Vektör Ağ Analiz Cihazı (VNA) X bandında önerilen yapının iletim katsayısını ölçmek için kullanılmıştır. Ardından bağlantı portları sensörün iletim hattının her ucuna lehimlenmiştir ve VNA probları, Şekil 4.11a'da gösterilen bağlantı portlarına bağlanmıştır. VNA daha sonra X bandı ölçümü için açık devre, kısa devre ve yük altında kalibre edilmiştir.

Son olarak deney, sensör tabakasına yerleştirilen hava, gerçek ve kaçak benzin örnekleri ile gerçekleştirilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçları Şekil 4.12'de gösterilmektedir.



Şekil 4.11. Deney düzeneği a) üst b) ön

Hava, gerçek ve kaçak benzin için ölçüm sonuçları Şekil 4.12’de verilmiştir. Görüldüğü gibi, havanın, gerçek ve kaçak benzin numunelerinin varlığı ölçümde kolaylıkla gözlemlenebilir. Gerçek ve kaçak benzini örnekleri özellikle 10,5 GHz frekansında tespit edilebilir. Gerçek benzin için iletim hattının iletim büyüklüğü -14 dB civarında iken, kaçak numunenin iletim büyüklüğü aynı frekansta -12,75 dB’dir. Dolayısıyla numunenin algılanışı önerilen teknikler kullanılarak gerçekleştirilebilir. Aynı frekans noktasındaki simülasyon çalışmasında iletim büyüklüğü arasındaki fark da önemlidir. Ölçüm ve simülasyon sonuçları oldukça uyumludur ancak diğer frekanslarda uyumsuzluk fabrikasyon hatalarından, bağlantı noktalarından ve VNA'nın konnektörlerindeki kayıplardan kaynaklanıyor olabilir.



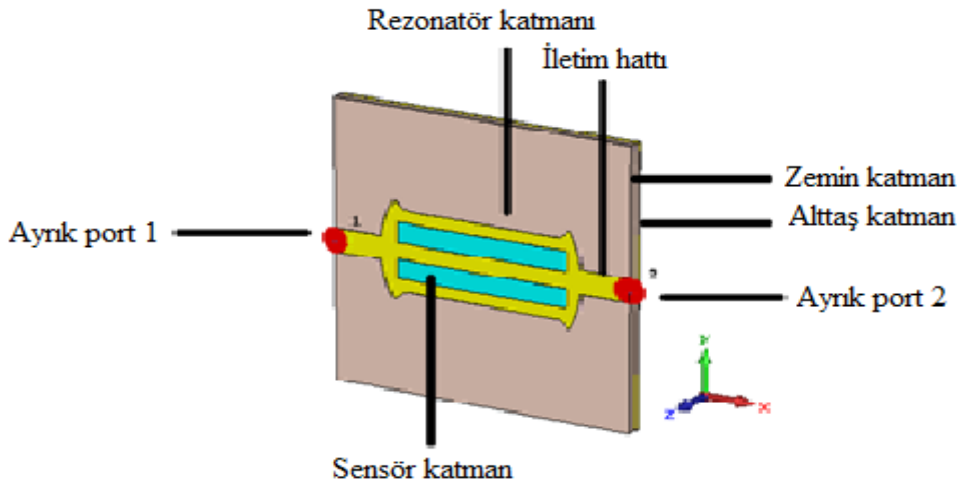
Şekil 4.12. Hava, gerçek ve kaçak benzin için ölçüm sonuçları

4.2. Gerçek ve Kaçak Mazot Sensörü

4.2.1. Teori ve tasarım

Bu çalışmada özellikle ülkemizde var olan mazot hilelerini tespit etmek için bir sensör uygulaması gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan sensör yapısı iletim hattı modellemesine uygun olarak tasarlanmıştır. Öncelikle kaçak ve gerçek mazot numuneleri temin edilerek laboratuvar ortamında dielektrik sabiti değerleri ölçülmüştür. Ölçülen bu değerler simülasyon ortamına aktarılarak en iyi hassaslıkta sonuç veren sensör çizimi yapılmıştır. Son olarakta simülasyon ortamında alınan sonuçlar deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

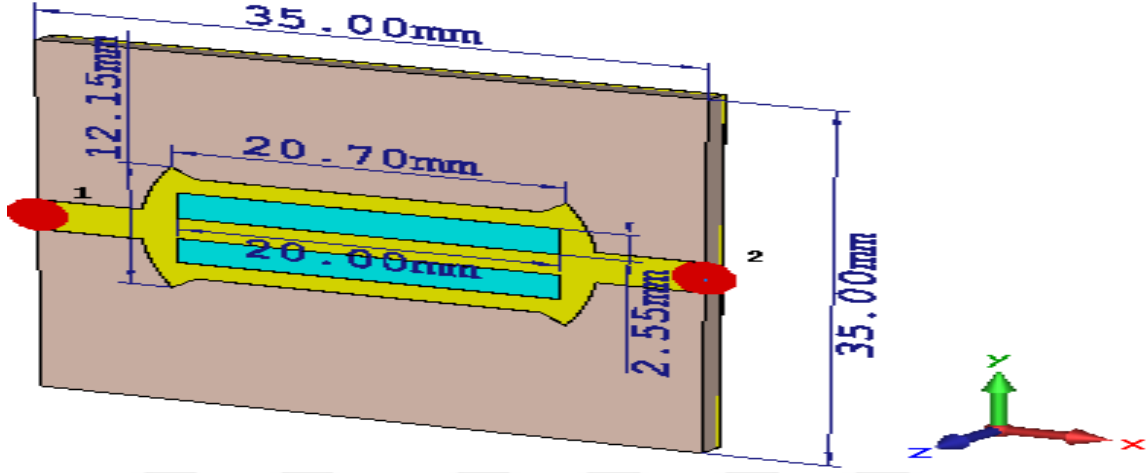
Tasarlanan sensör yapısı Şekil 4.13'te gösterilmektedir. Bu yapı iletim hattı tabanlı olarak tasarlandığı görülmektedir. 4,3 dielektrik sabiti değerine sahip olan FR4 alttaş malzemesi ara yapı olarak kullanılmıştır. Yapının rezonatör kısımları $5,80001 \times 10^7$ S / m iletkenliğe sahip bakırdan oluşmaktadır. Buna ek olarak yapının arka kısmı tamamen bakır tabakadan oluşmaktadır. Yapının her iki yanına dalga gönderebilen portlar bağlanmıştır. Ayrıca Şekil 4.13'ten görüldüğü üzere sıvı numuneleri doldurmak için rezonatörlerin her iki kısmında eşit olacak şekilde haznelere açılmıştır.



Şekil 4.13. Tasarlanan yapının perspektif görüntüsü

Tasarlanan sensör yapısının boyutları Şekil 4.14'te gösterilmiştir. Rezonatörlerin bulunduğu FR4 tabakasının uzunlukları 35 mm olarak ayarlanmıştır. Sıvı haznesinin boyutları 20 mm

uzunluğa ve 2,25 mm genişliğe sahiptir. Tasarlanan bu yapının tüm boyutları simülasyon ortamında en iyi hassaslık veren parametrik çalışmalar sonucunda bulunmuştur.

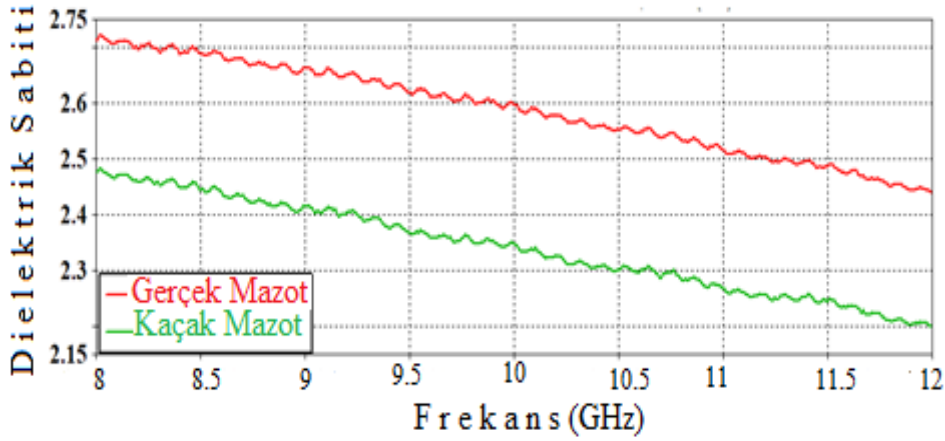


şekil 4.14. Tasarlanan yapının boyutları

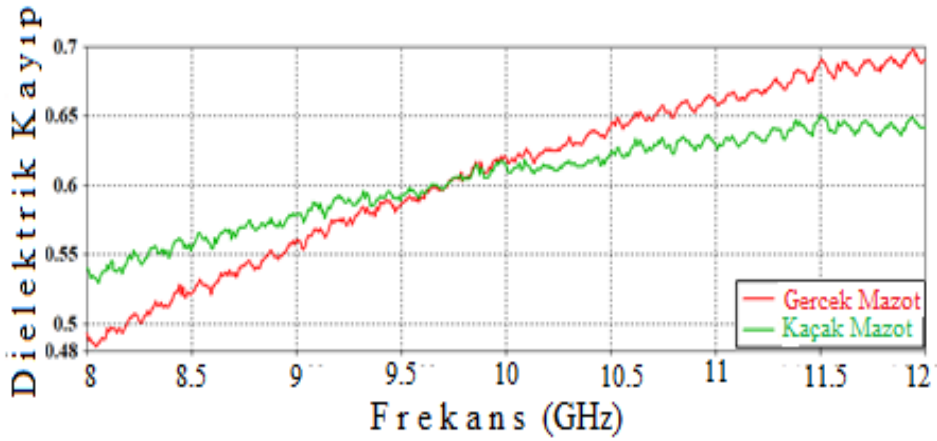
4.2.2. Dielektrik sabiti değerlerinin llmesi

Dielektrik sabiti değerı doğada bulunan tüm malzemelerin kendine has özelliklerinden biridir. Bu sebepten dolayı malzemelerin dielektrik sabiti değerlerini belirlemek için çeşitli yöntemler mevcuttur. Bu yöntemlerden biri vector network analyzera bağlı olarak çalışan prob kit yöntemidir. Bu prop kit sayesinde katı, sıvı ve tozların dielektrik sabiti değerleri kolaylıkla bulunabilir. Bu çalışmada elde edilen kaçak ve gerçek mazot sıvılarının dielektrik sabiti değerleri şekil 4.15'te olduğu frekansa bağlı olarak ölçülmüştür. Gerçek mazot numunesinin dielektrik sabiti değerı 8 GHz'de 2,71'den başlayıp 12 GHz'de 2,43'te sonlanmıştır. Bir diğer numune olan kaçak mazotun dielektrik sabiti değerleri 8 GHz'de 2,48 iken 12 GHz'de 2,15'e eşittir.

Kayıp tanjant değerı, dielektrik sabitini oluşturan imajiner kısmın reel kısma bölünmesiyle elde edilir. şekil 4.16'da ise kaçak ve gerçek mazot numunelerinin kayıp tanjant değerleri verilmiştir. Gerçek mazot numunesinin kayıp tanjant değerı 8 GHz'de 0,48'den başlayıp 12 GHz'de 0,7 ile sonlanmıştır. Bir diğer numune olan kaçak mazotun kayıp tanjant değerı ise 8 GHz'de 0,53 iken 12 GHz'de 0,64'e eşittir.



Şekil 4.15. Seçilmiş mazotların dielektrik sabitleri



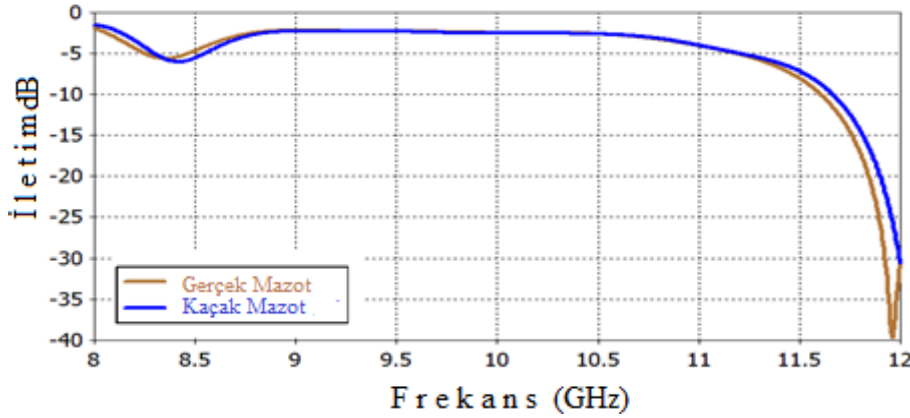
Şekil 4.16. Seçilmiş mazotların dielektrik kayıpları

4.2.3. Simülasyon çalışması

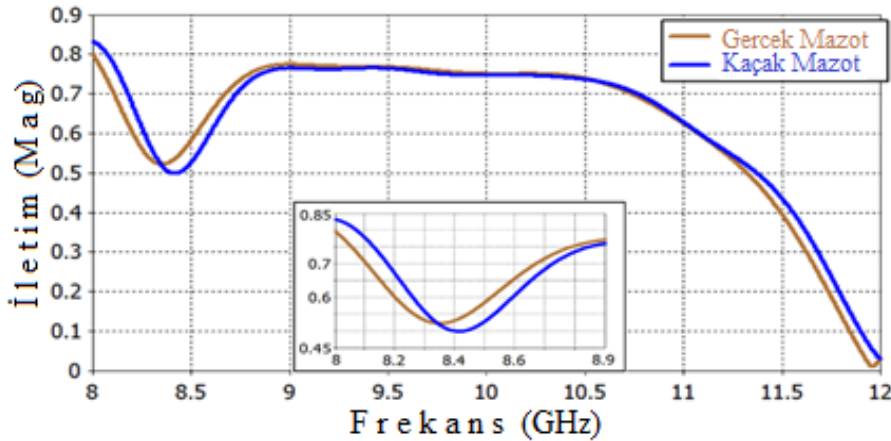
Normal ve kaçak mazotun sayısal benzetim çalışmaları teori ve tasarım bölümünde bahsedilen FIT tabanlı mikrodalga benzetim programı kullanılarak yapılmıştır. Tasarlanan iletim hattı tabanlı sensör Şekil 4.13'te gösterilmiştir. Sayısal benzetim çalışmalarında iletim hattı tabanlı sensöre enine elektromanyetik dalga (TEM) uygulanmış ve 8-12 GHz frekans bandında sensörün frekansa bağlı birinci porttan ikinci porta iletilen güç değeri (S_{12}) araştırılmıştır. Sensörün ölçüm haznesine konulacak olan mazotun dielektrik parametreleri benzetim programında bulunmadığından, öncelikle normal ve kaçak mazotun dielektrik katsayıları ve kayıp tanjantları Agilent PLN-A Vektör Ağ Analiz Cihazı (VNA) ve sıvı probu ile ölçülmüştür. Daha sonra elde edilen bu değerler benzetim programında ölçüm

yapılacak olan mazotlar için tanımlanarak simülasyona başlanmıştır. Şekil 4.15'te mazot numunelerinin belirtilen frekans aralığındaki dielektrik sabiti değerleri gösterilmektedir. Şekil 4.15'te görüldüğü gibi gerçek mazot kırmızı ve kaçak mazot yeşil çizgi ile belirtilmiştir. Ayrıca bu mazot numunelerinin kayıp tanjant değerleri de Şekil 4.16'da verilmiştir.

Dielektrik sabiti değerleri elde edildikten sonra, bu bilgiler simülasyon programına yüklenerek S_{12} iletim katsayısı parametreleri Şekil 4.17'deki gibi elde edilmiştir. Şekil 4.17'de görüldüğü üzere kaçak mazotun rezonans frekansı değeri 8,41 GHz'ye eşittir. Bir diğer numune olan gerçek mazotun rezonans frekansı değeri ise 8,35 GHz'e eşit olduğu görülmektedir. Toplam bant genişliği 60 MHz'e eşittir. Ayrıca iletim parametresinin büyüklük değeri (magnitude) grafiği de Şekil 4.18'de verilmektedir. Belirtilen rezonans frekanslarında iletilen gücün büyüklüğü Şekil 4.17'den kolaylıkla görülmektedir.

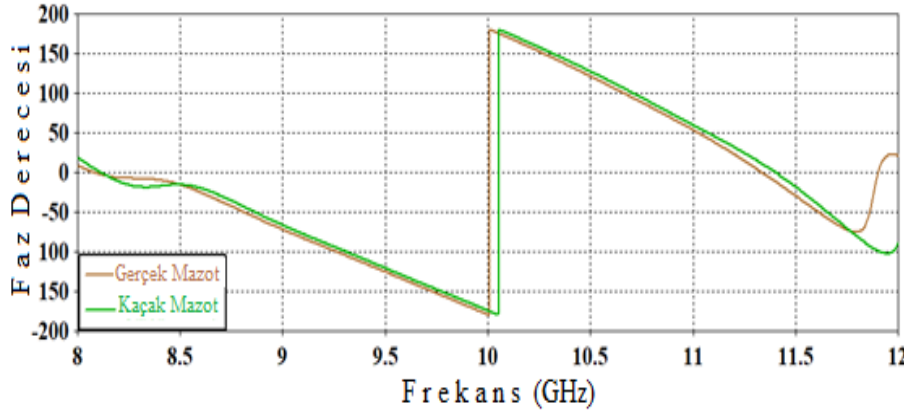


Şekil 4.17. Tasarlanan sensör yapısının gerçek ve kaçak mazot için dB değerleri



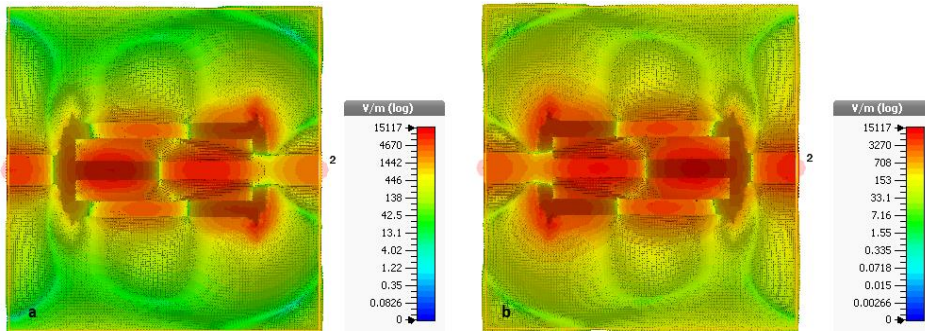
Şekil 4.18. Tasarlanan sensör yapısının gerçek ve kaçak mazot için Magnitude değerleri

Şekil 4.19’da gerçek ve kaçak mazot numunelerinin faz sabiti değerlerinin grafikleri gösterilmiştir. Her iki numunenin dielektrik sabiti değerlerine bağlı olarak farklı değerlerde faz farkı değerlerinin olduğu ortaya konulmuştur. 10 GHz frekans noktasında gerçek ve kaçak mazot numuneleri için gözle görülebilir oranda faz farkı mevcuttur.



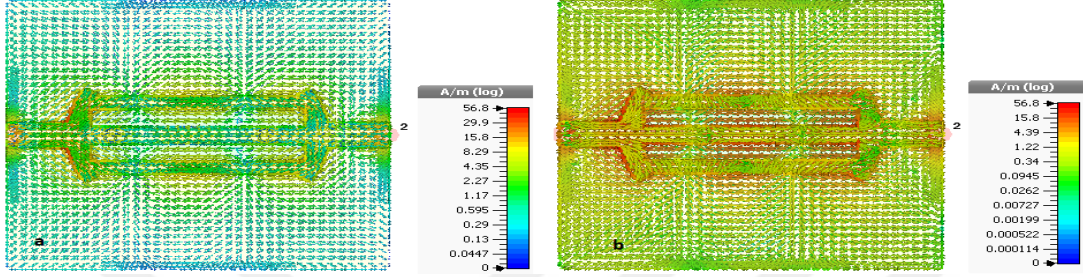
Şekil 4.19. Gerçek ve kaçak mazot için faz değerleri

Önerilen sensörün elektrik alan değerleri kaçak mazot için 8,41 GHz’de gerçek mazot için ise 8,35 GHz frekansında incelenmiş ve Şekil 4.20’de gösterilmiştir. Şekil 4.20a gerçek mazot numunenin elektrik alan dağılımını ve Şekil 4.20b’de kaçak mazot numunesinin elektrik alan dağılımını vermektedir. Buna ek olarak elektrik alan skalası da Şekil 4.20’de verilmiştir. Her iki numune için rezonatör kısımların elektrik alan dalgalarının orta rezonatör kısımlarında yoğunlaştığı görülmektedir. Gerçek mazot numunesi için elektrik alan daha çok rezonatörün sol kısmında yoğunlaşırken, kaçak mazot numunesi için ise rezonatör tabakalarının sağ kısmında yoğunlaştığından bahsetmek mümkündür.



Şekil 4.20. Elektrik alan dağılımları a) gerçek b) kaçak

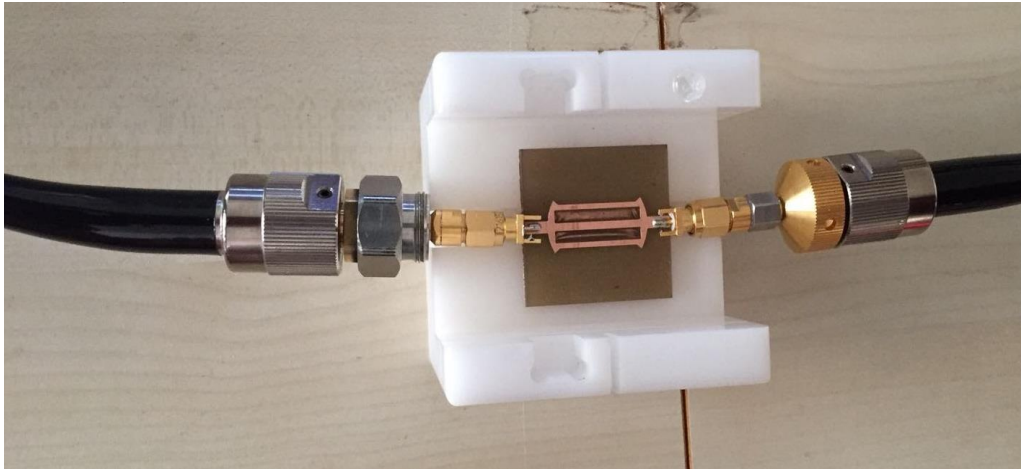
Belirtilen numunelerin yüzey akım grafikleri de Şekil 4.21’de verilmiştir. Yüzey akım değerleri kaçak mazot için 8,41 GHz’de ve gerçek mazot için ise 8,35 GHz’de elde edilmiştir. Şekil 4.21’den de görüldüğü gibi rezonatör kısımlarında var olan güçlü elektrik alan nedeniyle yüzey akımları da rezonatör kısımlarında toplanmıştır. Bakır olmayan kısımlarda ise düşük elektrik alandan dolayı güçlü yüzey akımları oluşmamaktadır.



Şekil 4.21. Yüzey akım dağılımları a) gerçek b) kaçak

4.2.4. Üretim ve deney

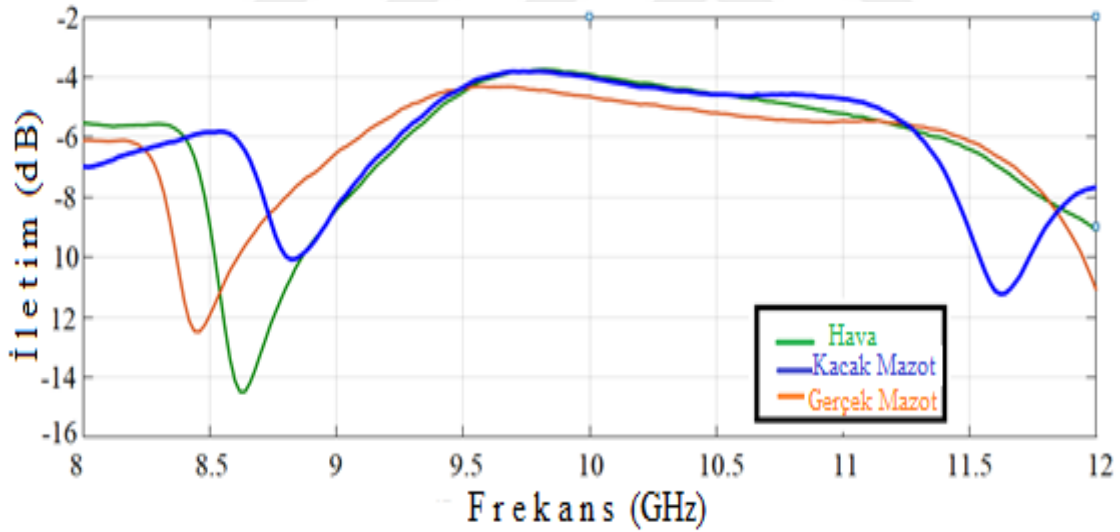
Bu bölümde Şekil 4.13’de tasarlanan sensör yapısı üretilerek deneysel ölçümler yapılmıştır. Tasarlanan sensör yapısı LDKF E33 PCB makinesi kullanılarak üretilmiştir. Sayısal ölçümlerde olduğu gibi sensör yapısı 1,6 mm kalınlıktaki FR-4 dielektrik malzeme üzerindeki 0,035 mm’lik bakır katmandan oluşmaktadır. İletim hattı bakır katmanın LDKF E33 PCB makinesi kazınarak oluşturulmuştur. Şekil 4.22’de tasarlanan sensör yapısının üretilmiş hali görülmektedir.



Şekil 4.22. Deney düzeneği

Üretim yapıldıktan sonra Agilent PLN-A Vektör Ağ Analiz Cihazı (VNA), X bandında önerilen yapının iletim katsayısını ölçmek için kullanılmıştır. Ardından bağlantı portları sensörün iletim hattının her ucuna lehimlenmiştir. Ölçüm yapmadan önce vektör cihazının portlarına açık yük, kısa devre yük ve 50 ohm'luk yükler sırasıyla bağlanıp gerekli kalibrasyon yapılmıştır. Daha sonra vektör analiz cihazının probrarı, Şekil 4.22'de gösterilen bağlantı portlarına bağlanmıştır.

Üretilen iletim hattı tabanlı sensör yapısının boş hava, gerçek mazot ve kaçak mazot için elde edilen deneysel ölçüm sonuçları Şekil 4.23'de gösterilmiştir. Şekil 4.23'ten görüleceği üzere deneysel ölçüm sonuçları benzetim programında elde edilen sonuçlar ile tutarlıdır. Normal ve kaçak mazot numuneleri için elde edilen iletilen güç değerlerinin rezonans frekansları ve bu frekanslardaki anlık değerleri, bu iki numuneyi birbirinden ayırt edilebileceğini göstermektedir. Deneysel ölçümlerde elde edilen iletilen güç değerleri arasındaki farklılık ölçüm ortamı ve üretimdeki bazı eksikliklerden kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.23. Deney ölçümlerinde hava ve mazot numunelerinin dB değerleri

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

İlk RF ve mikrodalga sistemlerinin iletimleri iki telli ve eş eksenli hatlara dayanmaktadır. İki telli hatlar çok pahalı olmamakla birlikte ekranlama işlemlerinde de yetersizdir. Buna karşılık eş eksenli hat ekranlanmıştır ama yine de mikrodalga cihazların üretilmesi için zor bir durumdur. Düz iletim hatları şerit hat, mikroşerit hat ve buna benzer geometrilerde olanaklar sunar az yer kaplarlar ve düşük maliyetlidir. Hatta 1950'lere kadar düz iletim hatları gelişmemiştir. İletim hattındaki zayıflama dielektrik veya iletken kaybından oluşmaktadır. İletken kaybındaki zayıflama her bir iletim hattı için ayrı ayrı hesaplanır. Dielektrik malzemeden kaynaklı zayıflamada ise yayılma sabitinden hesaplandığı gibi homojen olan her hat için de hesaplama geçerlidir.

Bir iletim hattı bir besleme devresini bir yüke bağlayan iki portlu bir devredir. EM dalgalar, hattın besleme devresinde ve yük uçlarında dağıtıcı etkilere ve yansımalara sebep olmaktadır. Bu durumun etkileri hat uzunluğundan kısa olursa ihmal edebiliriz.

TEM iletim hattı, elektrik ve manyetik alan ile belirlenen ve yayılma yönüne dik EM dalgaların yayılımında rol oynayan, gelen ve yansıyan iki iletken içerir. Bu iletim hattını dört hat parametresi içeren (R' , L' , G ve C') toplu eleman modeliyle gösteririz. TEM dalgalar iki veya daha fazla iletken varlığın da oluşmaktadır. Düzlem dalgaların yayılımında herhangi bir alan bileşeni olmadığı için düzlem dalgalara örnek vermek mümkündür. İletim hattı denklemlerini ise sonsuz nicelikteki iki plaka olarak düşünürüz.

TEM hattını incelerken aşağıdaki durumlar değerlendirilir:

-Laplace denklemi için birçok bilinmeyen sabit içerir. Yaklaşık ve sayısal birçok durum söz konusudur.

-İletkenlerdeki gerilimler için sınır koşulu uygulanıp sabitler bulunur.

-Eve H hesaplanır.

-V ve I hesaplanır.

-Yayıma sabitinin ve öz empedansın değeri $Z_0=V/I$ olarak verilir. Böylelikle TEM hat çözüme kavuşmuş olur. Yayılma sabiti ve öz empedansın elde edilebilmesi için elektrostatik analiz yeterli olabilmektedir.

Şerit hatların iki iletkeni ve homojen bir dielektriği vardır ve bu TEM dalgayı destekler ayrıca normal çalışma aralığı da böyledir.

Mikroşerit hat ise, düzlemsel iletim hatlarının popülerlerindedir. Kolay minyatürleşme, aktif ve pasif cihazlar ile bütünleşik olabilmesi bu hattın özelliklerindedir.

$G'=R'=0$ ise hat kayıpsız, yani $\alpha = 0$ olur. Kayıpsız bir hatta ise dağıtıcı özelliği olmayıp dalğanın faz hızı frekanstan ayrı tutulmuştur.

Kısa devre ve açık devre ile tamamlanmış bir hattın giriş empedansı tamamen reaktif özellik göstermektedir. Ayrıca endüktör ve kapasitör tasarlamak için kullanılmaktadır.

Smith grafiğiyle iletim hattı problemleri analiz edilmekle kalmayıp empedans uygunlaştırmada da kullanılabilir.

Uyumlama devreleri besleme hattından gelen yansımaları yok etmek için yük ile besleme hattı arasında yer almaktadır. Kapasitör, bobin gibi toplu elemanlar içermekle birlikte besleme hattının uzunluğu da iletim hattı için önemlidir.

Yarı hat, mikroşerit hat gibi iki iletken TEM mod sınıfındadır. Yarığın genişliği hattın öz empedansını kontrol edip kullanışlı hale getirmektedir.

Bu çalışmada, benzinin gerçek ve kaçak numuneleri ile mazotun gerçek ve kaçak numunelerinin iletim hatlarına entegre edilen MTM tabanlı sıvı sensörü incelenmiştir. Önerilen sensörlerin iletim hattı modeli daha tanımlayıcı olması açısından incelenmiştir. Sonlu Entegrasyon Tekniği tabanlı mikrodalga yazılımı, tasarım ve simülasyon işlemleri için kullanılmıştır. Gerçek ve kaçak; benzin ve mazot numunelerinin dielektrik sabitleri ve dielektrik kayıp tanjant değerleri literatür çalışmalarından elde edilmiş ve bu değerler EM çözücü simülasyon yazılımına aktarılmıştır. Çıkan sonuca göre benzin ve mazot yapılarıyla deneme yayılma yapılarak iletim hattının yapıları oluşturulmuştur.

Simülasyonlar; vakum, yağ, gerçek - kaçak benzin ve mazot gibi beş farklı numuneyle incelenmiştir. İletim hattının olduğu frekanslar incelenip mevcut numunelerle hangi frekanslarda iletim yaptığı gözlemlenmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre, önerilen sıvı iletim hattı yapısı, özellikle de kaçak - gerçek benzin ve mazot örneklerini ayırt edebilmek için kullanılabilir. Simülasyon sonuçlarını desteklemek için imalat ölçümleri ve deneysel ölçümler yapılmıştır. Öncelikle numunelerin dielektrik sabitlerinin değerleri laboratuvar ortamında ölçülerek Sonlu Entegrasyon Tekniği tabanlı mikrodalga yazılımı tasarım ve simulator programına tanımlanmıştır. Tanımlanan bu değerlere en iyi şekilde tepki veren ve yüksek hassaslık gerektiren değerlere sahip MTM sensör yapısı tasarlanmıştır.

Son olarakta tasarlanan sensör yapısı üretilerek laboratuvar ortamında ölçümler yapılarak teorik ve deneysel sonuçların birbiriyle uyduğu gözlemlenmiştir. Kalibrasyon, üretim ve laboratuvar koşullarından dolayı küçük farklılıklar oluşmuştur. Üretilen bu sensör yapısı ülkemizde özellikle kaçak, benzin ve mazot numunelerini birbirinden ayırt etmek için kullanılacak bir prototip haline dönüşmesi kalmıştır. Deneysel sonuçlar, önerilen yapının benzin, mazot endüstrisi, tıbbi algılama uygulamaları gibi farklı alanlardaki gerçek uygulamalar için sıvı sensörü olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

Üretilen bu sensör yapısı ülkemizde özellikle kaçak benzin, mazot numunelerini birbirinden ayırt etmek için kullanılabilir. Ayrıca gelecekteki birçok sensör uygulamasına yol gösterici özelliklere de sahiptir.

KAYNAKLAR

- Veselago, Viktor G. (1968). "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ." *Soviet physics uspekhi* 10.4 : 509.
- Smith, D. R., Padilla, W. J., Vier, D. C., Nemat-Nasser, S. C., & Schultz, S. (2000). Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical review letters*, 84(18), 4184.
- Shelby, R. A., et al. (2001). "Microwave transmission through a two-dimensional, isotropic, left-handed metamaterial." *Applied Physics Letters* 78.4 : 489-491.
- Schurig, David, et al. (2006). "Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies." *Science* 314.5801 : 977-980.
- Engheta, N., & Ziolkowski, R. W. (Eds.). (2006). *Metamaterials: physics and engineering explorations*. John Wiley & Sons.
- Ulaby, F. T., Michielssen, E., & Ravaioli, U. (2010). Fundamentals of applied electromagnetics 6e. *Boston, Massachusetts: Prentice Hall*.
- Silvester, P. (1968, January). TEM wave properties of microstrip transmission lines. In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* (Vol. 115, No. 1, pp. 43-48). IET Digital Library.
- Bakir, Mehmet, et al. (2015). "Perfect metamaterial absorber-based energy harvesting and sensor applications in the industrial, scientific, and medical band." *Opt Eng* 54.9 : 097102.
- Kabashin, A. V., et al. (2009). "Plasmonic nanorod metamaterials for biosensing." *Nature materials* 8.11 : 867.
- Karaaslan, Muharrem, and Mehmet Bakir. (2014). "Chiral metamaterial based multifunctional sensor applications." *Progress In Electromagnetics Research* 149: 55-67.
- Rawat, Vaishali, Sandip Dhobale, and S. N. Kale. (2014). "Ultra-fast selective sensing of ethanol and petrol using microwave-range metamaterial complementary split-ring resonators." *Journal of Applied Physics* 116.16 : 164106.

- Jakšić, Zoran, et al. (2007). "A consideration of the use of metamaterials for sensing applications: field fluctuations and ultimate performance." *Journal of Optics A: Pure and Applied Optics* 9.9 : S377.
- Altintas, Olcay, et al. (2017). "Fluid, Strain and Rotation Sensing Applications by Using Metamaterial Based Sensor." *Journal of The Electrochemical Society* 164.12 : B567-B573.
- Withayachumnankul, Withawat, et al. (2013). "Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization." *Sensors and Actuators A: Physical* 189 : 233-237.
- Tümkeya, M. A., Dinçer, F., Karaaslan, M., & Sabah, C. (2017). Sensitive Metamaterial Sensor for Distinction of Authentic and Inauthentic Fuel Samples. *Journal of Electronic Materials*, 1-8.
- Puentes, M., Stelling, B., Schubler, M., Penirschke, A., & Jakoby, R. (2009, September). Planar sensor for permittivity and velocity detection based on metamaterial transmission line resonator. In *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European* (pp. 057-060). IEEE.
- Withayachumnankul, W., Jaruwongrunsee, K., Fumeaux, C., & Abbott, D. (2012). Metamaterial-inspired multichannel thin-film sensor. *IEEE Sensors Journal*, 12(5), 1455-1458.
- Park, S. J., Cha, S. H., Shin, G. A., & Ahn, Y. H. (2017). Sensing viruses using terahertz nano-gap metamaterials. *Biomedical Optics Express*, 8(8), 3551-3558.
- Naqui, J., Zamora, G., Paredes, F., Bonache, J., & Martín, F. (2014, December). Metamaterial transmission lines for wireless communications, sensing and RFID. In *Microwave Symposium (MMS), 2014 14th Mediterranean* (pp. 1-6). IEEE.
- Penirschke, A., & Jakoby, R. (2013, May). Metamaterial transmission line resonators for structural moisture sensing in buildings. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2013 IEEE International* (pp. 713-716). IEEE.
- Kim, H. K., Yoo, M., & Lim, S. (2015, July). Novel ethanol chemical sensor using microfluidic metamaterial. In *Antennas and Propagation & USNC/URSI National*

- Radio Science Meeting, 2015 IEEE International Symposium on* (pp. 1358-1359). IEEE.
- La Spada, L. (2014, December). Electromagnetic modeling of metamaterial-based sensors. In *RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio), 2014 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on* (pp. 1-3). IEEE.
- Horestani, A. K., Shaterian, Z., Abbott, D., & Fumeaux, C. (2014, June). Application of metamaterial-inspired resonators in compact microwave displacement sensors. In *Microwave Symposium (AMS), 2014 1st Australian* (pp. 19-20). IEEE.
- Puentes, M., Stelling, B., Schubler, M., Penirschke, A., & Jakoby, R. (2009, September). Planar sensor for permittivity and velocity detection based on metamaterial transmission line resonator. In *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European* (pp. 057-060). IEEE.
- Jaruwongrunsee, K., Withayachumnankul, W., Wisitsoraat, A., Abbott, D., Fumeaux, C., & Tuantranont, A. (2012, October). Metamaterial-inspired microfluidic-based sensor for chemical discrimination. In *Sensors, 2012 IEEE* (pp. 1-4). IEEE.
- Lucklum, R., Zubtsov, M., Oseev, A., Omar, A., & Martinez, A. (2013, June). Multidimensional metamaterial fluid sensor. In *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXVII), 2013 Transducers & Eurosensors XXVII: The 17th International Conference on* (pp. 1739-1742). IEEE.
- Ebrahimi, A., Withayachumnankul, W., Al-Sarawi, S., & Abbott, D. (2014). High-sensitivity metamaterial-inspired sensor for microfluidic dielectric characterization. *IEEE Sensors Journal*, 14(5), 1345-1351.
- Meyne, N., Müller-Wichards, W., Trieu, H. K., & Jacob, A. F. (2014, October). Quasi-lumped coplanar transmission-line sensors for broadband liquid characterization. In *Microwave Conference (EuMC), 2014 44th European* (pp. 687-690). IEEE.
- Meyne, N., Latus, S., & Jacob, A. F. (2014, March). Corrugated coplanar transmission-line sensor for broadband liquid sample characterization. In *Microwave Conference (GeMIC), 2014 German* (pp. 1-4). VDE.

- Roelvink, J., Trabelsi, S., & Nelson, S. O. (2013). A planar transmission-line sensor for measuring the microwave permittivity of liquid and semisolid biological materials. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62(11), 2974-2982.
- Damm, C., Baumgarten, B., Puentes, M., Maasch, M., & Jakoby, R. (2012, September). Planar sensor structure for biomedical mm-wave applications based on artificial transmission lines. In *Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2012 37th International Conference on* (pp. 1-1). IEEE.
- Nguyen, V. N., Cairra, N. W., Hester, J. G., Di Marzio, D., Kaneshiro, E., Gutierrez-Aitken, A., & Radisic, V. (2017, January). W-band InP transmission line metamaterial. In *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2017 IEEE* (pp. 76-78). IEEE.
- Mehdipour, A., & Eleftheriades, G. V. (2014). Leaky-wave antennas using negative-refractive-index transmission-line metamaterial supercells. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 62(8), 3929-3942.
- Schüßler, M., Puentes, M., Dubuc, D., Grenier, K., & Jakoby, R. (2012, August). Simultaneous dielectric monitoring of microfluidic channels at microwaves utilizing a metamaterial transmission line structure. In *Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC), 2012 Annual International Conference of the IEEE* (pp. 6273-6276). IEEE.
- Saghati, A. P., Batra, J. S., Kameoka, J., & Entesari, K. (2016, May). A metamaterial-inspired miniaturized wide-band microwave interferometry sensor for liquid chemical detection. In *Microwave Symposium (IMS), 2016 IEEE MTT-S International*(pp. 1-3). IEEE.
- Rawat, V., Nadkarni, V., & Kale, S. N. (2017). ISM (Industrial Scientific and Medical standard) band flex fuel sensor using electrical metamaterial device. *Applied Physics A*, 123(1), 75.
- Saghati, A. P., Batra, J. S., Kameoka, J., & Entesari, K. (2017). A Metamaterial-Inspired Wideband Microwave Interferometry Sensor for Dielectric Spectroscopy of Liquid Chemicals. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.

- Rawat, V., Nadkarni, V., Kale, S. N., Hingane, S., Wani, S., & Rajguru, C. (2015, March). Calibration and optimization of a metamaterial sensor for hybrid fuel detection. In *Physics and Technology of Sensors (ISPTS), 2015 2nd International Symposium on* (pp. 257-259). IEEE.
- Sabah, C., Turkmen-Kucuksari, O., & Turhan-Sayan, G. (2014). Metamaterial absorber-based sensor embedded into X-band waveguide. *Electronics Letters*, 50(15), 1074-1076.
- Sadeqi, A., Nejad, H. R., & Sonkusale, S. (2017). Low-cost metamaterial-on-paper chemical sensor. *Optics Express*, 25(14), 16092-16100.



ÖZGEÇMİŞ



Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : TAMER, Ahmet
 Uyuğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 22.05.1986, Gaziantep
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 (326) 613 56 00
 Faks : 0 (326) 613 56 00 (1515)
 e-mail : ahmet.tamer@iste.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek lisans	İskenderun Teknik Üniversitesi / Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Devam Ediyor
Lisans	Mersin Üniversitesi / Tarsus Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik ve Bilgisayar Öğretmenliği	2011
MYO	Gaziantep Üniversitesi / Endüstriyel Elektronik	2005
Lise	Hacı Sani Konukoğlu E.M.L	2003

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2016-Halen	İSKENDERUN TEKNİK ÜNİ.	Bilgi İşlem Personeli
2012-2016	GAZİANTEP ÜNİVERSİTESİ	Ücretli Öğr. Gör.
2011-2012	MEB	Ücretli Öğretmen
2009-2011	FEN BİLİMLERİ DERSANESİ	Öğretmen
2005-2006	GÜNEŞ BİLGİSAYAR A.Ş.	Elektronik Tek. Sor.

Yıl	Yer	Görev
2004-2005	KALENDER BİLGİSAYAR	Elektr. Ser. Sor.

Yabancı Dil

İngilizce, Arapça ,Osmanlıca

Yayınlar

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

-Alkurt, F. O., Altintas, O., Bakir, M., Tamer, A., Karadag, F., Bagmanci, M., ... & Akgol, O. (2018). Octagonal Shaped Metamaterial Absorber Based Energy Harvester. *Materials Science*, 24(3), 253-259.

-Transmission Line Integrated Matematerial Based Liquid Sensor İmsecc Conference

Hobiler

Kitap okuma, Gezme, Yüzme, Resim, Müzik, Tiyatro, Sinema

DİZİN

B

Benzin ·
2,4,9,21,23,24,25,26,27,28,29,
36

D

Deri kalınlığı · 15,16
Dielektrik
1,2,3,4,5,6,7,8,13,14,15,16,20,
21,22,23,24,26,29,31,32,33,34
,36
Dielektrik sabiti
1,2,3,4,6,7,8,22,29,31,33,36
DNG 1,2

E

Elektrik Alan · 27,33,34
EM · 10,11,12,13,22,23,36

F

FEM · 10,12
FDTD · 10,14
FIT · 10,12,13,22,23,32
FR4 · 29,30
Faz 7,11,26,33

G

Gerçek
·21,23,24,25,26,27,28,29,31,3
2,33,34,36

K

Kapasitif ·21,22
Kaçak
·21,23,25,26,27,28,29,31,32,3
3,34,35,36

İ

İletkenlik · 14,17,18,22
İletim hattı.
2,4,5,6,8,9,13,14,15,16,17,18,19,
20,21,22,23,27,28,31,32,34,35,36

M

MRTD ·10,11
Metamalzeme · 1,2,3,4,5
Mikrodalga ·32,36
Mazot. 2,9,29,31,32,33,34,35,36
MTM. 21,28,36

X

X bandı ·22,23,25,28,35

P

PSSD · 10,12
PPSTD · 10,11

R

Rezonatör · 27,29,30,33,34
Rezistif · 18,19
RLC 21

S

Sensör ·
25,26,27,28,29,30,32,33,34,35
,36
SRR · 21,22

T

TE · 2,9
TEM · 2,3,7,9,13,14,21,23,32
TM · 2,9
TLM. 10,12

V

VNA · 28,32,35



TEKNOVERSİTE



teknoversite **AYRICALIĞINDASINIZ**

İSTE

