



T.C.
İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

METAMALZEME TABANLI AKARYAKIT SENSÖRÜ

Mehmet Ali TÜMKAYA

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ

HATAY
ARALIK-2017

T.C.
İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

METAMALZEME TABANLI AKARYAKIT SENSÖRÜ

Mehmet Ali TÜMKAYA

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HATAY
ARALIK-2017

T.C.
İSKENDERUN TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
MÜHENDİSLİK VE FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Tezin Adı: Metamalzeme Tabanlı Akaryakıt Sensörü

Öğrencinin, Adı Soyadı: Mehmet Ali TÜMKAYA

Tez Savunma Tarihi: 02/01/2018

Kod No: 75

Enstitü Onayı

Doç. Dr. Mustafa DEMİRCİ
Enstitü Müdürü

Bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak gerekli şartları sağladığımı onaylarım.

Doç. Dr. Emin ÜNAL
Enstitü ABD Başkanı

Bu tez tarafımca okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından bir Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN
Tez Danışmanı

Bu tez tarafımızca okunmuş, kapsam ve niteliği açısından bir Yüksek Lisans tezi olarak oy birliği/oy çokluğu ile kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri (Ünvanı, ADI ve SOYADI):

İmzası

Prof. Dr. Faruk KARADAĞ

.....

Doç. Dr. Emin ÜNAL

.....

Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN

.....

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir.

Proje No: 115 E 788

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

2.01.2018

TEZ BİLDİRİMİ

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

Mehmet Ali TMKA YA

ÖZET

METAMALZEME TABANLI AKARYAKIT SENSÖRÜ

Gelişen teknoloji bize olağanüstü elektromanyetik davranışları olan malzemelerin yeni bir türünü üretmek için fırsat getirmiştir. Doğada bulunmayan Metamalzeme (MTM) olarak adlandırılan bu yeni malzemeler negatif kırılma gibi farklı ve özgün özelliklere sahip olan periyodik yapılarda tasarlanmış malzemelerdir.

Bu tez çalışmasında, Metamalzeme tabanlı bir sensör yapısının mikrodalga frekanslarında markalı ve markasız akaryakıt numunelerini ayırt etmek amacıyla üretildiği gerçekleştirilmiştir. Literatürde metamalzeme tabanlı sensör uygulamaları üzerine pek çok çalışma vardır ancak bu çalışmada diğerlerinden farklı X-band frekans aralığında metamalzeme merkezli yeni sensör uygulaması üzerinde durulmuştur. İlk aşamada markalı ve markasız akaryakıt örneklerinin elektromanyetik özellikleri deneysel olarak elde edilmiştir. Bunun için markalı ve markasız akaryakıt numunelerinin dielektrik sabitleri ve kayıp tanjant değerleri KEYSIGHT marka PNA-L N5234A Network Analyzer ve dielektrik prob ile ölçülmüştür. İkinci aşama olarak da bu deneysel sonuçlar kolay tasarım ve imalata sahip, yüksek verimli metamalzeme tabanlı bir sensör oluşturmak için kullanılmıştır. Bunun için de nümerik çalışmalar sonlu integrasyon(FIT) tabanlı simülatör programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Sensörün deneysel sonuçları ile sayısal sonuçları tam bir uyum içindedir. Önerilen metamalzeme sensör için değişik yapılarda tasarımlar gerçekleştirilmiş olup bu yapılara ait sayısal ve deneysel sonuçlar incelenmiştir.

2017, 57 sayfa

Anahtar Kelimeler: Metamalzeme, akaryakıt sensörü, benzin, mazot

ABSTRACT

METAMATERIAL BASED FUEL SENSOR

The developing technology has given us the opportunity to produce a new line of materials with exceptional electromagnetic behavior. These new materials, called Metamaterials (MTM), which are not found in nature, are materials designed in periodic structures with different and unique properties such as negative refraction.

In this thesis, a Metamaterial based sensor structure was manufactured to distinguish branded and unbranded fuel samples at microwave frequencies. There are many studies on Metamaterials based sensor applications in the literature, but this study focuses on a new sensor application centered on metamaterial in X-band frequency range unlike the other studies. In the first step, the electromagnetic properties of the branded and unmarked fuel samples were obtained experimentally. For this purpose, the dielectric constants and loss tangent values of the branded and unbranded fuel samples were measured by using KEYSIGHT brand PNA-L N5234A Network Analyzer and a dielectric probe. In the second step, the experimental results have been used to create a metamaterial based highly efficient sensor which has an easy design and fabrication. For this, numerical studies were carried out by using FIT based simulator program.

The experimental results and the numerical results of the sensor agree quite well with each other. For the proposed metamaterial sensor, designs in different structures were conducted and the numerical and experimental results for these structures have been examined.

2017, 57 pages

Key Words: Metamaterial, fuel sensor, gasoline, diesel

TEŞEKKÜR

Tez konusunun belirlenmesinde, araştırılması ve yazımı sırasında sahip olduğu bilgi birikimi ve tecrübesi ile çalışmayı yönlendiren ve her türlü yardımı esirgemeyen saygıdeğer danışman hocam Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN'a sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Tez konusunun belirlenmesi ve çalışmaların takip edilmesinde her türlü yardımı esirgemeyen Tez İzleme Komitesi üyeleri Doç. Dr. Emin ÜNAL ve Doç. Dr. Cumali SABAH hocama ve diğer taraftan çalışmalarımın katkıları olan Yrd. Doç. Dr. Oğuzhan AKGÖL hocama, tez çalışmalarını sırasında tüm bölüm olanaklarından yararlanmamı sağlayan Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi Elektrik ve Elektronik Bölüm Başkanlığı'na, maddi destek veren ve isimlerini burada zikredemediğim ama yardımlarını esirgememiş herkese içten teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım sırasında maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen aileme çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

| | |
|--|-----|
| ÖZET | I |
| ABSTRACT | II |
| TEŞEKKÜR | III |
| ŞEKİLLER DİZİNİ | VI |
| SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ | IX |
| 1. GİRİŞ | 1 |
| 2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR | 4 |
| 3. MATERYAL VE YÖNTEM..... | 9 |
| 3.1. Elektromanyetik Dalga Yayılımlarında Nümerik Metotlar | 10 |
| 3.1.1. Sonlu Elemanlar Metodu (FEM) | 11 |
| 3.1.2. Zaman Domaininde Sonlu Farklar Metodu (FDTD) | 11 |
| 3.1.3. Sonlu İntegrasyon Tekniği (FIT) | 12 |
| 3.2. Dielektrik Sabiti ve Manyetik Geçirgenlik Katsayılarının Elde Edilmesi | 13 |
| 3.2.1. Nicolson Ross Weir (NRW) Metodu | 13 |
| 3.2.2. Sabit Referans Düzlem Algoritması..... | 15 |
| 3.2.3. Tekrarlı (Iterative) Çözümler | 16 |
| 3.2.4. Açık (Explicit) Çözüm Yöntemi | 16 |
| 3.2.5. Negatif İndisli Malzeme (NIM) Parametrelerinin Çıkartılması | 17 |
| 4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA | 17 |
| 4.1. Akaryakıt Numuneleri İçin Elektromanyetik Özelliklerinin Elde Edilmesi | 18 |
| 4.2. Metamalzeme Sensör Yapılarının Tasarımı..... | 20 |
| 4.3. Dikdörtgen Şekilli Rezonatörden Oluşmuş Sensör Yapısı | 21 |
| 4.3.1. Dikdörtgen Şekilli Rezonatörden Oluşmuş Sensörün Parametrik Çalışması | 23 |
| 4.3.2. Dikdörtgen Şekilli Rezonatörlü Sensörün Nümerik ve Deneysel Sonuçları | 24 |
| 4.4. Dairesel Halka Rezonatörlü Sensör Yapısı | 31 |
| 4.4.1. Dairesel Halka Rezonatörlü Sensörün Parametrik Çalışması..... | 33 |
| 4.4.2. Dairesel Halka Rezonatörlü Sensörün Nümerik ve Deneysel Sonuçları | 34 |
| 4.5. Artı Desenli Rezonatör Sensör Yapısı | 39 |

| | |
|---|----|
| 4.5.1. Artı Desen Rezonatörlü Sensörün Nümerik ve Deneysel Sonuçları..... | 41 |
| 4.6. Absorber Tabanlı Sensör Yapısı..... | 45 |
| 4.6.1. Absorber Tabanlı Sensörün Nümerik Sonuçları..... | 46 |
| 5. SONUÇ VE ÖNERİLER | 48 |
| KAYNAKLAR..... | 50 |
| ÖZGEÇMİŞ..... | 55 |
| EKLER..... | 56 |
| EK 1. Tezden Üretilen Yayınlar | 56 |



ŞEKİLLER DİZİNİ

| | |
|--|----|
| Şekil 1.1. Smith ve ark. (2000) tarafından üretilen ilk MTM yapısı | 2 |
| Şekil 4.1. Dielektrik Ölçüm Kurulumu (a) ve Numuneler (b) | 19 |
| Şekil 4.2. Markalı ve markasız benzin numunelerinin 8-12 GHz aralığındaki Dielektrik Değerleri | 20 |
| Şekil 4.3. Markalı ve markasız mazot numunelerinin 8-12 GHz aralığındaki Dielektrik Değerleri | 20 |
| Şekil 4.4. Dikdörtgen rezonatörlü sensörün genel görünümü (a) ve tasarım boyutları (b)..... | 22 |
| Şekil 4.5. Dikdörtgen rezonatörlü sensörün üretimine ait genel (a) ve yandan görünümü (b) | 22 |
| Şekil 4.6. Dikdörtgen rezonatörlü sensör yapısının parametrik çalışmasına ait nümerik sonuçların S22(dB) grafiği | 23 |
| Şekil 4.7. X-band dalga kılavuzu(a) ve adaptör(b)..... | 24 |
| Şekil 4.8. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait dalga kılavuzu ölçüm düzeneği | 25 |
| Şekil 4.9. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin simülasyon grafiği..... | 26 |
| Şekil 4.10. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin ölçüm grafiği..... | 26 |
| Şekil 4.11. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) dizel örneğinin elektrik alan dağılım grafiği..... | 27 |
| Şekil 4.12. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) dizel örneğinin yüzey akımı dağılım grafiği..... | 28 |
| Şekil 4.13. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız benzin numunesinin simülasyon grafiği..... | 29 |
| Şekil 4.14. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin ölçüm grafiği..... | 29 |
| Şekil 4.15. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) benzin örneğinin elektrik alan dağılım grafiği..... | 30 |
| Şekil 4.16. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) benzin örneğinin yüzey akımı dağılım grafiği..... | 31 |
| Şekil 4.17. Dairesel halka rezonatörlü sensörün genel görünümü (a) ve tasarım boyutları (b)..... | 32 |
| Şekil 4.18. Dairesel halka rezonatörlü sensörün üretimine ait genel (a) ve yandan görünümü (b) | 32 |
| Şekil 4.19. Dairesel halka rezonatörlü sensör yapısının sayısal parametrik çalışmasına ait S22(dB) grafiği | 33 |
| Şekil 4.20. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait dalga kılavuzu ölçüm düzeneği | 34 |
| Şekil 4.21. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunelerinin S22 (dB) simülasyon grafiği | 35 |
| Şekil 4.22. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız dizel numunesine ait S22 (dB) ölçüm grafiği | 35 |
| Şekil 4.23. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) dizel numunesinin elektrik alan dağılım grafiği | 36 |
| Şekil 4.24. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) dizel | |

| | |
|---|----|
| numunesinin yüzey akımı dağılım grafiği..... | 36 |
| Şekil 4.25. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız benzin numunelerinin S22 (dB) simülasyon grafiği | 37 |
| Şekil 4.26. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız benzin numunelerinin S22 (dB) ölçüm grafiği | 37 |
| Şekil 4.27. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) benzin numunesinin elektrik alan dağılım grafiği | 38 |
| Şekil 4.28. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) benzin numunesinin yüzey akımı dağılım grafiği..... | 39 |
| Şekil 4.29. Artı desen rezonatörlü sensörün genel görünümü (a) ve tasarım boyutları (b)..... | 40 |
| Şekil 4.30. Artı desen rezonatörlü sensörün üretimine ait genel görünümü (a) ve üretim boyutları (b) | 41 |
| Şekil 4.31. Ölçümde kullanılan 22.86mm-10.16mm X-band dalga kılavuzu (a) ve adaptör (b) | 42 |
| Şekil 4.32. Artı desen rezontörlü sensöre ait dalga kılavuzu ölçüm düzeneği..... | 43 |
| Şekil 4.33. Artı desen rezontörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin simülasyon grafiği..... | 43 |
| Şekil 4.34. Artı desen rezontörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin ölçüm grafiği..... | 43 |
| Şekil 4.35. Artı desen rezontörlü sensöre ait markalı ve markasız benzin numunesinin simülasyon grafiği..... | 44 |
| Şekil 4.36. Artı desen rezontörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin ölçüm grafiği..... | 45 |
| Şekil 4.37. Absorber tabanlı sensörün önden (a) ve arkadan (b) görünümü..... | 46 |
| Şekil 4.38. Absorber tabanlı sensörün ön (a) ve arka kısmına (b) ait tasarım boyutları | 46 |
| Şekil 4.39. Absorber tabanlı sensöre ait markalı ve markasız mazot numunelerinin S11(dB) eğrileri | 47 |
| Şekil 4.40. Absorber tabanlı sensöre ait markalı ve markasız benzin numunelerinin S11(dB) eğrileri | 47 |

ÇİZELGELER DİZİNİ

| | |
|--|----|
| Çizelge 4.1. Markalı ve markasız akaryakıt örneklerinin dielektrik ve kayıp tanjant değerleri..... | 22 |
|--|----|



SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

| | |
|---------------|---------------------------------|
| ε | : Dielektrik sabiti |
| μ | : Manyetik geçirgenlik |
| E | : Elektrik alan şiddeti |
| H | : Manyetik alan şiddeti |
| D | : Elektrik akı yoğunluğu |
| B | : Manyetik akı yoğunluğu |
| J_e | : Elektrik iletim akı yoğunluğu |
| J_m | : Manyetik iletim akı yoğunluğu |
| k | : Dalga vektörü |
| S | : Poynting vektörü |
| ω | : Açısal frekans |
| ω_p | : Plazma frekansı |
| n | : Kırılma indisi |
| Z | : Empedans |
| Γ | : Yansıma katsayısı |
| c | : Işık hızı |
| S_{jk} | : Saçılma parametreleri |
| t | : Zaman ifadesi |
| λ | : Dalga boyu |

KISALTMALAR

| | |
|-----|------------------------------|
| EM | : Elektromanyetik |
| LHM | : Solak Malzeme |
| MTM | : Metamalzeme |
| DPS | : Çift Pozitif |
| ENG | : Epsilon Negatif |
| MNG | : Mü Negatif |
| DNG | : Çift Negatif |
| TM | : Dik-manyetik Alan |
| TE | : Dik-elektrik Alan |
| FEM | : Sonlu Elemanlar Metodu |
| SRR | : Ayrık Halka Rezonatör |
| TEM | : Enine Elektromanyetik Alan |
| NRW | : Nicolson Ross Weir Metodu |
| FIT | : Sonlu İntegrasyon Tekniği |
| MKS | : Metre-Kilogram-Saniye |
| PEC | : Mükemmel Elektrik İletken |
| PMC | : Mükemmel Manyetik İletken |

1. GİRİŞ

Metamalzemeler (MTM) doğada var olmayan, negatif kırılma indisi gibi ayrıcalıklı ve kendine has özellikleri bünyesinde barındıran periyodik yapıda tasarlanmış malzemelerdir. Eş zamanlı negatif dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenlik özelliğine sahip malzemeler ilk olarak 1968 yılında, Veselago tarafından teorik çift negatif malzemeler olarak ortaya konulmuştur (Veselago, 1967).

Uzun yıllar ilgi görmeyen bu teorik çalışma, 1996 ve 1999 yıllarında Pendry ve ark. (Pendry ve ark., 1996; Pendry ve ark., 1999), 2000'li yıllarda Smith ve ark., Shelby ve ark. (Pendry 2000a; Shelby ve ark., 2001) tarafından gerçekleştirilen deneysel çalışmaların sonucuyla doğrulanması ile dikkat çekmeyi başarmıştır.

Pendry tarafından 2000 yılında ortaya atılan bu yapay yapılar, Smith ve ark. tarafından tek bir birim hücre içerisinde tek boyutlu (Smith ve ark., 2000) ve iki boyutlu (Smith ve ark. 2001) halde çalışılmıştır.

MTM'lerde, malzemelerin yapı taşlarını meydana getiren dielektrik katsayısı (ϵ) ve manyetik geçirgenlik (μ) eş zamanlı negatif değere sahiptir ve buna bağlı olarak da bu yapıların kırılma indisleri negatiftir. Herhangi bir malzemenin elektromanyetik dalgalara karşı sergilemiş olduğu davranışı, bu malzemenin makroskopik parametreleri diye adlandırılan dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenlik (μ) parametreleri belirler.

Şekil 1.1' de eş zamanlı negatif ϵ ve μ değerlerine sahip ince tel ve ayrık halka rezonatörlerinden meydana gelmiş olan ilk metamalzeme görülmektedir.



Şekil 1.1. Smith ve ark. (2000) tarafından üretilen ilk MTM yapısı

Dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenlik (μ) parametrelerinin ikisinin de sıfırdan büyük olduğu ($\epsilon > 0$, $\mu > 0$) ortamlar, Çift Pozitif (DPS) ortamlar olarak adlandırılır. Dielektrik malzemeler gibi çoğu doğal ortam bu bölgenin içinde yer almaktadır. $\epsilon < 0$ ve $\mu > 0$ olan ortamlar, Epsilon Negatif (ENG) ortamlar olarak adlandırılır. Belirli frekans aralıklarında çoğu plazma bu karakteristiği sergilemektedir. Örneğin; altın gümüş gibi soy metaller kızıl ötesi ve görünür frekans bandında bu davranışı sergiler.

$\epsilon > 0$ ve $\mu < 0$ olan ortamlar, Mü Negatif (MNG) ortamlar olarak sınıflandırılırlar. Belirli frekans bantlarında bazı manyetik malzemeler bu karakteristiği sergiler. Dielektrik sabitinin (ϵ) ve manyetik geçirgenlik katsayısının (μ) sıfırdan küçük olduğu ($\epsilon < 0$, $\mu < 0$) ortamlar, Çift Negatif (DNG) ortamlar olarak adlandırılır. Bugüne kadar bu sınıftaki malzemelerin davranışının varlığı sadece yapay olarak üretilerek ispatlanmıştır (Engheta ve Ziolkowski, 2006).

Metayüzeyler de metamalzeme yüzeyler grubunda ifade edilmektedir ve üç boyutlu metamalzemelerin iki boyutlu eşitliği olarak tanımlanmıştır (Holloway ve ark., 2012). Bu özellikteki malzemeler, metamalzemelerin küçük aralık ya da boşluklarının bir yüzey ya da ara yüzde iki boyutlu bir modele denkleştirilmesiyle elde edilir. Böylece, fiziksel olarak daha az alan kaplamaları ve ayrıca bunun sonucu olarak daha az kayıplı malzemeler olmaları nedeniyle metayüzeyler bazı uygulamalarda

metamalzemelerin yerine kullanılmaktadır. Metamalzemelerin bu yüzey modeline orijinalde, bir yüzey üzerindeki küçük elektriksel saçıcıların tasarımları olarak incelendiğinden metafilm adı verilmiştir (Kuester ve ark., 2003). Metafilmleri oluşturan bireysel saçıcıların sıfır kalınlıkta olma zorunluluğu yoktur ve rastgele şekillerde olabilmelerinin yanı sıra boyutları sadece çevrelenen ortamdaki dalga boyuna bağlı olabilmektedir. Metamalzemeler gibi metafilmlerde kendi saçıcı bileşenlerinin elektrik ve manyetik polarize edilebilirlik özellikleriyle karakterize edilebilirler. Metafilmler literatürde metayüzeyler yada tek katmanlı metamalzemeler olarak adlandırılmaktadır. Bu malzemeler, kontrol edilebilir akıllı yüzeyler, yeni nesil dalga kılavuzu yapıları, kompakt ve geniş açılı sinyal emiciler, empedans eşleştirme yüzeyleri ve biyomedikal cihaz uygulamalarında kullanıma olanak sağlamaktadır (Holloway ve ark., 2012).

Bu yapay malzemeler doğada bulunan malzemelerden farklı rezonans karakteristiğine sahiptir. Doğal malzemelerin rezonans frekansları moleküllerin polarizasyonuna bağlıdır. Ayrıca bu malzemelerin yapısal boyutları gelen dalganın dalga boyuna kıyasla çok küçüktür. Pendry ve ark. tarafından geliştirilen yapay yapılarda ise doğada bulunabilen malzemeler ve periyodik metal elemanlar kullanılmıştır. Bu metallerin ebatları molekül ebatlarından çok daha büyük olmasına rağmen gelen dalganın, dalga boyuna kıyasla çok küçüktür. Dolayısıyla rezonans frekansı yerleştirilen bu metal elemanlardan da etkilenmektedir. Başka bir ifadeyle rezonans frekansı metal elemanların geometrik boyutlarının değiştirilmesiyle kontrol edilebilmektedir.

Bu malzemeler, uyartım dalga boyundan çok daha küçük nesnel periyodik yapılardır. Metamalzemeler, dalga boyundan daha küçük periyodik yapılar olduğundan gelen dalga için homojen olarak görünürler ve birim hücrelerinin geometrik yapısının kontrol edilebilen efektif veya ortalama parametreleri olarak tanımlanabilir (Plum 2010). Bu malzemeler; doğada bulunmayan, negatif kırılma gibi ayrıcalıklı ve az rastlanır elektromanyetik özelliklere sahip periyodik yapıda tasarlanmış malzemelerdir. Metamalzemelerin bir diğer alt yapısı olan bakışsız metamalzemelerin sunmuş olduğu en önemli özelliklerinden birisi, elektromanyetik dalganın polarizasyonunu değiştirerek optiksel etkinliği ve aktiviteyi sağlamasıdır. Böylece, elektromanyetik dalganın istenilen şekilde yönlendirilmesi, polarize edilmesi ve kontrol edilebilmesi (Wei ve ark. 2011, Hasar ve ark. 2012) gerçekleştirilebilmektedir. Bu tip malzemeler

doğal olmayan malzemeler oldukları için istenilen frekans bandında çalışacak şekilde dizayn edilebilmektedir (Zhang ve ark. 2005, Dolling ve ark. 2007).

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Günümüzde MTM'ler kullanılarak görünmezlik pelerini (Pendry ve ark. 2006), süper lens (Fang ve ark. 2005), anten (Dincer ve ark. 2013), kalkanlama (Sabah ve ark. 2013) ve sensör (Sabah ve ark. 2012) gibi birçok farklı uygulama alanlarında çalışmalar yapılmaktadır. Metamalzemelerin doğada var olmaması, yapay olarak imal edilmesi ve negatif kırılma indisi gibi spesifik özelliklere sahip olmasından bu ve bunun gibi uygulamalar için pratik olarak çok sayıda avantaj sunduğu bilim insanlarınca ispat edilmiştir.

Günümüze kadar bilinen negatif dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değerine eş zamanlı sahip malzeme olmamıştır ancak negatif dielektrik katsayısı ve manyetik geçirgenlik değerini belli bir frekans bandı boyunca koruyan MTM'lerin üretilmesi mümkün olmuştur. Dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenliğin birlikte negatif olacağı ve buna dayanarak negatif kırılma indisinin elde edilebileceği ortamlarla ilgili ilk teorik ve sistematik çalışma 1967 yılında Veselago tarafından ortaya atılmıştır (Veselago, 1967).

Pendry ve ark. negatif dielektrik sabitinin ve negatif manyetik geçirgenliğin yapay yollardan elde edilebileceğini sırasıyla 1996 ve 1999 yıllarındaki yaptıkları çalışmalarla bildirmişlerdir. Bu sayede, negatif kırılma indisli malzemeler ile ilgili çalışmalar yapılmaya başlanmıştır.

Tek ve çift negatif metamalzemeler, yapay elektromanyetik yapılar olup, Smith tarafından açığa çıkarılmıştır (Smith ve ark., 2000). Tel ve ayırık halka rezonatörlerden oluşan bu ilk yapay sol elli malzemenin üretiminden sonra 2001 yılında Shelby ve ark., sol elli malzemeler üzerine deneysel çalıştırmalar gerçekleştirmişlerdir. Düz bir iletken ile iki ayırık halka rezonatörün periyodik olarak yerleştirilmesiyle tasarlanan malzeme, negatif kırılma indisi (NIM) özelliği göstermiştir. Tasarlanan metamalzemede iletilen dalganın saçılımı incelendiğinde NIM özelliğine sahip olduğu gözlemlenmiştir (Shelby ve ark., 2001). Daha sonra 2003 yılında Ziolkowski, DNG metamalzemelerin belirli bir frekans bandında tasarımı, üretimi ve test edilmesine yönelik bir çalışma gerçekleştirmiştir (Engheta ve Ziolkowski, 2006).

Metamalzemelerin üretimi genellikle metal elemanların bir alttaş üzerine periyodik olarak yerleştirilmesi ile gerçekleştirilmektedir. Metal eleman şekilleri genellikle ayırık halka rezonatörlerinden oluşmaktadır (Smith ve ark., 2005). 2005 yılında Holloway ve ark., metamalzemelerin iki boyutlu eşdeğeri olan metafilmler üzerine kontrol edilebilir yüzeylerle ilgili araştırmalarda bulunmuşlardır. Farklı gelen açılarda, TE ve TM düzlem dalgaların iletimini ve yansımalarını incelemişler ve metafilmlerin elektriksel küçük saçıcılarının elektrik ve manyetik polarize edilebilirlik özelliğini çalışmışlardır (Holloway ve ark., 2005).

Engetha ve Ziolkowski metamalzemeleri detaylı olarak incelemiş, elektromanyetik teorilere dielektrik sabitinin ve manyetik geçirgenliğin negatif durumlarını uygulamış ve DNG ortamların uygulamalarına yönelik çalışmalarda bulunmuşlardır (Engetha ve Ziolkowski, 2006). 2006 yılında Sabah ve ark., negatif indisli ortam içerisinde elektromanyetik dalgaların etkileşiminden dolayı yansıyan ve iletilen dalgaları detaylıca incelemişlerdir.

2007 yılında O'Hara ve ark., metafilmlerin terahertz frekanslarındaki etkisi üzerine bir çalışma yapmışlardır (O'Hara ve ark., 2007). Sabah ve Uçkun aynı yıl, iki farklı yarı sonsuz ortam arasına yerleştirilmiş frekans bağımlı ve kayıplı çift negatif tabaka içerisinde EM dalga yayılımını incelemişlerdir (Sabah ve Uçkun, 2007).

Erentok ve Ziolkowski MTM tabanlı elektriksel olarak küçük boyutlarda antenler üzerinde çalışmışlardır. Bu antenlerin tasarım, üretim ve testlerinin kolay olmasına ve üretim maliyetlerinin düşük olmasına vurgu yapmışlardır (Erentok ve Ziolkowski, 2008). Bu yıl içerisinde Landy ve ark., sinyal emici metamalzeme uygulaması üzerine çalışmışlardır. Bu çalışma sinyal emici çalışmalarının temelini oluşturmuştur (Landy ve ark., 2008).

2009 yılında Holloway ve ark., metayüzeylerden oluşan yeni nesil bir dalga kılavuzu geliştirilmesi üzerine çalışmışlardır. Geliştirdikleri metafilm dalga kılavuzu ile az maliyetli ve düşük radyasyon kayıplı bir dalga kılavuzu elde ettiklerini bildirmişlerdir (Holloway ve ark., 2009). Aynı yıl Gordon ve ark., metayüzeylerin mikrodalga frekanslarında gelen dalganın açısından bağımsız yansıma ve iletim özelliklerini incelemişlerdir (Gordon ve ark., 2009). Yine bu yıl içerisinde sonlu elemanlar metodu (FEM) tabanlı HFSS simülasyon programını kullanarak farklı geometrik şekillerdeki birim elemanlardan oluşan yapay ortamların mikrodalga frekans

aralığında ε ve μ parametrelerinin eş zamanlı negatif olmasını sağlayan bir çalışma gerçekleştirmiştir (Karaaslan, 2009). Wang ve ark. ise bakışimsız sinyal emici metamalzeme çalışmasını bildirmişlerdir. Yapılan bu uygulama gelen açıdan bağımsız ve farklı polarizasyon açılarında sinyal emebilme özelliği göstermektedir (Wang ve ark., 2009).

Holloway ve ark., rezonant magnetodielektriklerden oluşan kontrol edilebilir bir metayüzeyi teorik ve deneysel olarak incelemiş ve bu tip metayüzeylerin anten, sensör ve dalga kılavuzu gibi uygulamalarda kullanılabileceğini bildirmiştir (Holloway ve ark., 2010). Sabah ise aynı yıl içerisinde mikrodalga frekanslarında sekizgen şeklinde bir ayırık halka rezonatör (SRR) geliştirmiştir (Sabah ve ark., 2010). Jin ve Ziolkowski de metamalzemelerle uydu iletişim frekanslarında çalışan çok bantlı bir anten üzerine çalışmış ve frekans bandını genişletmeyi başarmışlardır (Jin ve Ziolkowski, 2010).

2011 yılında Lee ve Lim, nümerik ve deneysel olarak inceledikleri mikrodalga frekanslarında çift bantlı sinyal emici metamalzeme tasarlamışlardır. Tasarladıkları yapı geniş bant ve farklı polarizasyon açılarından bağımsız olma özelliği göstermektedir (Lee ve Lim, 2011). Aynı yılda Panda ve Sahu homojen olmayan üçgen MTM yapılarını mikroşerit yama antenin önüne yerleştirerek anten yönlülüğünü önemli ölçüde arttırdıklarını bildirmişlerdir (Panda ve Sahu, 2011).

Sabah ve Roskos elektromanyetik dalganın polarizasyon özelliğini inceleyen, bakışimsız bir metamalzeme geliştirmiştir (Sabah ve Roskos, 2012). 2012 yılında Zhu ve ark., literatürdeki ilk sayılabilecek doğrusal polarize dalgayı dairesel polarize formuna çeviren metayüzey çalışmasını bildirmişlerdir (Zhu ve ark., 2012).

2013 yılında Sabah ve Roskos, metamalzemeleri sensör uygulamalarına entegre etmiş ve belli bir frekans aralığında sensör hassasiyetini test etmişlerdir (Sabah ve Roskos, 2013). Aynı yıl içerisinde Park ve ark., çok bantlı bir sinyal emici metamalzeme yapısı geliştirmişlerdir. Geliştirilen bu yapı nümerik ve deneysel olarak analiz edilmiş ve mikrodalga frekanslarında polarizasyon açısından ve gelen açıdan bağımsız olma özelliği göstermiştir (Park ve ark., 2013).

Kadam ve ark. birbirine çok yakın yerleştirilmiş iki mikroşerit yama antenin arasındaki yalıtımı arttırmak için MTM yapılarını kullanmışlardır. Bu çalışmalarında antenler arasındaki yalıtımı önemli ölçüde arttırdıklarını bildirmişlerdir (Kadam ve ark. 2014).

Metamalzemelerden kablosuz enerji transferi ve enerji hasadı gibi uygulamalarda da faydalanılmaktadır (Bakır ve ark., 2015).

2016 yılında birbirine çok yakın yerleştirilmiş iki dipol anten arasındaki yalıtımı arttırmak için MTM yapılarını kullanmıştır (Akgöl, 2016). Aynı yılda Abdelrehim ve Shiraz MTM lenslerin anten uygulamasına yönelik bir çalışma gerçekleştirmişlerdir (Abdelrehim ve Shiraz, 2016).

Metamalzeme çalışmaları nano boyuttaki yapılabilen üretimlerin neticesinde ileri bir düzeye ulaşmıştır. Metamalzemeler ve sensör teknolojileri arasındaki ilişkinden dolayı yeni teknolojik uygulamalar geliştirilebilmektedir. Üzerinde, genelde ayrıık halka rezonatörleri bulunduran metamalzeme tabanlı sensörler, çevresel parametrelerin gözlemlenmesi için geliştirilmiştir (Yang, 2011). Bunun nedeni, çevresel parametrelerin, yansıma veya iletim katsayıları ölçümünde gözlemlenen rezonans frekansını değiştirmesidir. Sensörlerin genel olarak taşınması gereken düşük kayıp oranı, ölçülebilir bir sinyal çıkışı ve lineerlik gibi bazı özellikler vardır.

Metamalzeme tabanlı mikrodalga sensör uygulamaları da son yıllarda ortaya çıkmıştır (Sabah ve ark., 2014; Karaaslan ve Bakır, 2014). Metamalzeme tabanlı sensör uygulamaları birçok alt gruba ayrılabilir. Yüzey plazma rezonans sensörler bunlardan biri olup optik frekanslarda çalışabilir (Ishimaru ve ark., 2005). Biyo-Sensörler (Solinas ve ark., 1997; Michalet ve ark., 2003; Webb ve ark., 2008), gerilim sensörleri (Melik ve ark., 2007), film sensörler de (Ohara ve ark., 2008) de metamalzeme tabanlı sensörlerin alt gruplarından bazılarıdır. Metamalzemeler üzerinde bakışimsız özellikli metalik elemanların bulunması durumunda bakışimsız metamalzeme olarak adlandırılabilir, bu durumda bakışimsızlık admitans değeri sıfırdan farklıdır. Bakışimsız metamalzemeler farklı amaçlar için kullanılabilir (Ding ve ark., 2012; Cheng ve ark., 2013; Weiren ve ark., 2014). Bakışimsızlığın sensör verimliliği üzerinde pozitif etkisinin olduğu nümerik ve deneysel olarak açıklanmıştır (Karaaslan ve Bakır, 2014). Biyo-sensörlerden medikal, fizik, çevre ve kişisel güvenlik alanlarında faydalanılmaktadır. Bu sensörler moleküler konsantrasyon, DNA incelemesi, pH tespiti ve benzeri uygulamalar için kullanılabilir. Geniş kullanım alanı göz önünde bulundurulduğunda organik malzemelerin tespit ve karakterizasyonu için biyo-sensörlerin sadece hassas değil aynı zamanda seçici ve biyo-uyumlu olması ve çevresel etkilerden daha az etkilenmesi gerektiği açıktır. Ayrıca, düşük kayıp oranı, ölçülebilir sinyal çıkışı ve lineerlik diğer

metamalzeme tabanlı sensör uygulamalarında da bulunan özellikler olup biyo-sensörler de bu şartları sağlamalıdır. Biyo-sensörler dipolar biyolojik hücreleri kullanır. Bu hücreler, atomların dipolar gruplanmasından dolayı elektronik ve atomik polarizasyon özelliği gösterir. Bu gruplanma, sıcaklık, nem ve benzeri çevresel parametrelerden etkilenir. Bu da dielektrik özelliklerinin değişmesine neden olur. Dipolar polarizasyona en güzel örnek hücre içindeki sudur. Biyolojik hücrelerin içerisinde büyük bir oranda su vardır, su ise dipolar özellik gösterdiği için biyolojik hücrelerde dipolar özellik gösterir (Factorova, 2008). Elektromanyetik dalgaların tedavi edici özellikleri araştırılırken, elektromanyetik enerjinin ısı enerjisine dönüşmesinden dolayı, ısının hücreler tarafından ne kadar soğurulduğunun bilinmesi çok önemlidir. Deri üzerinde ısı emilimi fazla iken kaslarda azdır. Fakat, farklı hücrelerdeki sıcaklık emilimi doğrudan doğruya o hücrede bulunan su miktarı ile orantılıdır.

Metamalzeme bilimi sayesinde algılayıcı alanında gelişmiş uygulamalar ortaya çıkarılmıştır. Metamalzeme alanındaki ilerlemeler, herhangi bir durum veya çözelti hakkında bilgi toplamaya yaramaktadır. Sensör alanındaki alınan iyi sonuçlardan dolayı ayrık halka rezonatörleri, metamalzeme algılama teknolojilerinde etkin bir şekilde kullanılmaktadır (Sabah ve ark. 2014; Karaaslan ve Bakır, 2014). Metamalzeme tabanlı sensörler, optik bölgede çalışacak yüzey plazma sensörleri (Ishimaru, 2005), biyo-sensörler (Sanders, 2000; Michalet ve ark. 2003; Webb ve ark. 2008), gerilim sensörleri (Melik ve ark. 2010) ve ince film sensörleri (Ohara ve ark. 2008) olarak gruplandırılabilir. Sensör uygulamalarında lineerlik, ölçülebilir bir sinyal çıkışı ve düşük kayıp katsayısı önemlidir. Yokluk kavramının bakışsız malzemelere uyarlanması ile bakışsız yokluk tabanlı malzemeler ortaya çıkmıştır. Metamalzemelere uyarlanması ile bakışsız yokluk tabanlı metamalzemeler oluşmuştur. Bakışsızlık değerinin sensör uygulamalarında pozitif katkısı olduğu Karaaslan ve Bakır'ın 2014 yılında yaptığı çalışmada görülmektedir (Karaaslan ve Bakır, 2014).

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Günümüzde bilgisayar simülasyon teknolojisi, çok zor nümerik hesaplamaları bir takım yazılımlar kanalıyla elektromanyetik alanında kullanılmasını sağlamıştır. Böylece metalmalzemelerin karakteristikleri, bir takım nümerik hesaplamalar kullanılarak ortaya konulabilmektedir. Simülasyon aşaması boyunca, çok karmaşık ve çok uzun hesaplamalar kolaylıkla gerçekleştirilip, büyük ölçekli ve çok farklı şekilleri olan metalmalzeme yapılarının, seçilen frekans aralığı ve seçilen sınır koşullarında davranışı ortaya konulabilmektedir. Bilim insanları, elektromanyetik malzemeleri çeşitli sınır koşulları içerisinde laboratuvar ortamında test etme imkanları bulmuşlardır. Metalmalzemelerin karakterizasyonunun açıklandığı ilk çalışmada sınır koşulları, mükemmel elektrik iletken (PEC) ve mükemmel manyetik iletken (PMC) olarak seçilmiş ve 8 – 12 GHz aralığı (X – Bant), çalışma bandı olarak tanımlanmıştır.

Tez çalışmasında elektromanyetik parametrelerin elde edilmesinde ve model benzetimlerinde sonlu integrasyon tabanlı simülatör kullanılmıştır. Sonlu integrasyon metodu, uzay koordinatlarına bağlı ayırık tabanlı bir metot olup zaman ve frekans bölgesinde EM alan problemlerini nümerik olarak çözmekte kullanılır. Bu metot, enerji ve yükün korunumu gibi sürekli denklemlerin temel topolojik özelliklerini içerir. Sonlu integrasyon metodu, 1977 yılında Thomas Weiland tarafından ortaya konulmuş ve yıllardır süren çalışmalar sonucunda araştırmacılar tarafından geliştirilmiştir (Weiland 1977, Bartsch ve ark. 1992, Weiland 1996, Clemens ve ark. 1999, Clemens ve ark. 2000). Bu metot tam dalga EM çözümü yapar ve istenen frekans bölgesinde kullanılabilir. Bu yaklaşımın temel metodu integral formda yaklaşım yaparak Maxwell denklemlerini oratama uygulamaktır. Sonlu integrasyon metodu, her malzeme dağılımları ve yön bağımlı, lineer olmayan ve frekans bağımlı malzeme özelliklerinin birleştirilmesi için yapılan geometrik modelleme ve sınır koşullarında yüksek esnekliğinden dolayı yaygın olarak kullanılır (Weiland 1977, Rokhlin 1985, Greengard ve Rokhlin 1987, Mohammadian ve ark. 1991, Thoma ve Weiland 1995). Sonlu integrasyon metodu, integral durumundaki Maxwell denklemlerinin tutarlı şekilde ayrıştırılmasından tertip edilmiştir. Bir diğer deyişle, ızgara hücre kenarları boyunca gerilimleri ve ızgara yüzeyleri içinden akıları(flux) kullanarak Maxwell denklemlerini frekans veya zaman uzayında direkt olarak herhangi bir türde ızgara üzerinde tanımlar.

3.1. Elektromanyetik Dalga Yayılımlarında Nümerik Metotlar

Elektromanyetik problemlerin çözümünde en çok kullanılan sayısal metotlar zaman domaininde sonlu farklar metodu (FDTD), sonlu integrasyon tekniği (FIT) ve sonlu elemanlar metodu (FEM)'dir.

Sayısal yöntemler temel olarak bir simülasyon domaininde Maxwell denklemlerinin çözümün yapılmasıyla ve elektrik ve manyetik alanların tespit edilmesiyle birlikte çalışılır. Maxwell denklemleri bir takım hiperbolik kısmi differansiyel denklemlerdir. İzotropik, lineer ve dispersif olmayan ortamlar için bu denklemler;

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

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

Elektrik ve manyetik alanlar için Gauss yasası ise aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.4)$$

Akı vektörleri \vec{D} ve \vec{B} , aşağıdaki temel bağıntı dolayısıyla alan vektörleri \vec{E} ve \vec{H} ile ilişkilidir.

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

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.6)$$

Lineer ve izotropik ortamda dielektrik sabiti ϵ ve manyetik geçirgenlik μ boşluğun skalar bir fonksiyonudur. Elektrik ve manyetik kayıplar aşağıda verilen elektrik akım \vec{J}_e ve manyetik akım \vec{J}_m yoğunlukları kullanılarak hesaplanabilir.

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} = \frac{\partial \vec{P}}{\partial t} \quad (3.7)$$

$$\vec{J}_m = \sigma^* \vec{H} \quad (3.8)$$

3.1.1. Sonlu Elemanlar Metodu (FEM)

Karmaşık şekiller geleneksel olarak yapısal olmayan ızgaralarla tarif edilir. Yapısal olmayan ızgaralarda Maxwell denklemlerini ayırıklaştırmak için gerekli ortak yaklaşım sonlu elemanlar metodudur (FEM).

Sonlu elemanlar metodu sınır-değer problemleri için yaklaşık bir çözüm elde etmek için kullanılan sayısal bir tekniktir. Bu metot ilk kez 1940'larda ortaya atılmıştır (Courant, 1943) ve geliştirilmeye devam edilmektedir. Mekaniksel yapı problemlerine ve diğer alanlara uygulanmaktadır.

FEM'in prensibi, bilinmeyen fonksiyonun temel ara değer fonksiyonları ile sunulduğu yerlerde sürekli domainin bir takım alt domainlerle yer değiştirilmesine dayanır. Cebirsel denklemler sistemi değişimsel bir formülasyon uygulanarak elde edilir. Daha sonra, sınır-değer problemlerinin çözümü direk ya da tekrarlamalı bir çözücü kullanılarak lineer sistem denklemlerinin çözümü sayesinde gerçekleştirilir. Sonlu elemanlar, temel geometrik alt domainler üzerine parçalı polinom fonksiyonları kullanılarak kurulur. Bunlar iki boyutlu domainler için dikdörtgenler ve üçgenler şeklinde olabilir. Üç boyutlu çözümler için ise dört-yüzlü, altıyüzlü ve prizma şeklinde olabilir. (Rahimi, 2011)

3.1.2. Zaman Domaininde Sonlu Farklar Metodu (FDTD)

Diferansiyel biçimindeki Maxwell dönel (curl) denklemlerinin çözümü için en yaygın metotlardan birisi Yee tarafından geliştirilen FDTD'dir (Yee, 1966). Bu zaman kadar, bu metot büyük oranda genişletilerek bir çok uygulamada başarıyla kullanılmıştır.

Bu metot sonlu-fark ifadesi ile Maxwell denklemlerinin bütün uzaysal ve zamansal türevlerini temsil etmektedir. Yee algoritmasındaki orjinal ızgara elektrik ve manyetik alan bileşenleri çapraz ayarlı bir mimariye yerleştirilen, yapısal hücrelerin bir kartezyen ızgarasıdır.

Uzaysal ızgara boyutları $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ olan tek biçimli bir dikdörtgen düşünüldüğü zaman, uzay nokta kafesleri;

$$(x, y, z) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (3.9)$$

şeklinde ve $i, j, k = 0, 1, 2, \dots$ 'dır. Zaman adım boyu Δt için, $t = n\Delta t$ olan rastgele bir niceliğin $U(x, y, z, t) = U^n(i, j, k)$ zaman türevi merkez sonlu-fark denklemleri tarafından ayrıştırılabilmektedir.

$$\frac{\partial U(x, y, z, t)}{\partial t} = \frac{1}{\Delta t} [U^{n+1/2}(i, j, k) - U^{n-1/2}(i, j, k)] + O[(\Delta t)^2] \quad (3.10)$$

Dönel (curl) operatör ise aşağıdaki gibi ayrıştırılabilir.

$$\begin{aligned} \nabla_x \times U(x, y, z, t) &= \frac{1}{\Delta y} [U_z^n(i, j + \frac{1}{2}, k) - U_z^n(i, j - \frac{1}{2}, k)] - \\ &\frac{1}{\Delta z} [U_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) - U_y^n(i, j - \frac{1}{2}, k)] + O[(\Delta_y)^2 + (\Delta_z)^2] \end{aligned} \quad (3.11)$$

Daha sonra Maxwell denklemleri belirlenmiş denklemlerin zaman adımı aracılığıyla sayısal olarak çözülür. Bir düzlem dalga ayrıklaştırılmış uzaysal domaini vasıtasıyla yayılır ve önceki zaman adımı alan sonuçları kullanılarak, her bir ayrık zaman adımında alan bileşenleri güncellenir. Yakınsak çözümleri elde etmek için uzaysal kafes boyutlarında sınırlandırılmış zaman adımı Courante-Friedrich-Levy (CFL) şartlarını yerine getirmelidir (Taove ve Hagness, 2000; Kahnert, 2002).

$$\Delta t \leq \frac{1}{c} \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}} \quad (3.12)$$

c serbest uzaydaki ışık hızını temsil etmektedir. (Rahimi, 2011)

3.1.3. Sonlu İntegrasyon Tekniği (FIT)

Sonlu integrasyon tekniği (FIT) ilk kez 1977 yılında Weiland tarafından çalışılmıştır (Weiland, 1977) ve bu tarihten sonra farklı elektromanyetik dalga problemlerini çözmek için kullanılmıştır. FIT bilgisayar için uygun integral biçimlerinde Maxwell denklemlerinin ayrık formülize edilmesini sağlamaktadır ve karmaşık geometri elektromanyetik problemlerin simülasyonunun gerçekleştirilmesine olanak sağlamaktadır.

Homejen ortamlar için FIT'in ayrıklaştırma metodu FDTD metodu ile benzerlik göstermektedir. Fakat, FIT transfer biçimlerinde Maxwell denklemlerini lineer sistem denklemlerine çevirmektedir. Bu teknik, ara yüzler ve farklı ortamlar arasındaki ilişkiyi daha hassas bir biçimde ele almaktadır. Geometrik model olarak esnektir ve kavisli

sınırlarda ve karmaşık şekillerde daha doğru sonuç vermektedir. (Clemens ve Weiland, 2001; Rahimi, 2011)

3.2. Dielektrik Sabiti ve Manyetik Geçirgenlik Katsayılarının Elde Edilmesi

3.2.1. Nicolson Ross Weir (NRW) Metodu

Nicolson, Ross ve Weir S_{11} ve S_{21} parametrelerini kullanarak dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenlik katsayılarının (μ) hesaplanmasını sağlayan bir denklem sistemi geliştirmişlerdir. Uygulamaları, malzemedeki numune uzunluğunun yarım dalga boyu uzunluğunda olmayan TEM mod rezonanslarının dışındaki frekanslarda iyi çalışmaktadır. Fakat metot, yakın rezonanslarda düşük kayıplı malzemeler için hassasiyetini kaybetmektedir.

Bu metot ile geliştirilen denklem sistemi aşağıda gösterilmiştir.

$$Z_1 = \exp(-\gamma L) \quad (3.13)$$

TEM ve TE mod için yansıma katsayısı aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\Gamma_1 = \frac{\frac{\mu}{\gamma} - \frac{\mu_0}{\gamma_0}}{\frac{\mu}{\gamma} + \frac{\mu_0}{\gamma_0}} \equiv \frac{z - z_0}{z + z_0} \quad (3.14)$$

TM mod için denklem (3.14)'de μ/γ ile γ/ϵ yer değiştirilir ve aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*} = \left(\frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1} \right)^2 \quad (3.15)$$

NRW algoritmasında yansıma katsayısının hesaplanması;

$$\Gamma_1 = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (3.16)$$

Yansıma katsayısı hesaplanırken karekökün işareti aşağıdaki şekilde belirlenir.

$$\Re(Z_\omega) \geq 0 \quad (3.17)$$

$$\Re(\gamma) \geq 0 \quad (3.18)$$

Aynı zamanda X saçılım parametreleri cinsinden açık bir şekilde yazılmaktadır.

$$X = \frac{1 - V_1 V_2}{V_1 - V_2} \quad (3.19)$$

$$V_1 = S_{21} + S_{11} \quad (3.20)$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11} \quad (3.21)$$

Nicolson-Ross çözümünde dikkat edilmesi gereken, doğru grup gecikmesinin hesaplanması için, S parametreleri numune düzlem yüzlerine göre döndürülmelidir. Denklem (3.16)'da doğru kökü seçmek için $|\Gamma_1| \leq 1$ olması gereklidir. NRW yöntemine göre iletim katsayısı Z_1 aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$Z_1 = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma_1}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma_1} \quad (3.22)$$

Eğer aşağıdaki gibi bir tanım yapılırsa;

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{Z_1} \right) \right]^2 \quad (3.23)$$

Manyetik geçirgenlik katsayısının hesaplanması;

$$\mu_r^* = \frac{1 + \Gamma_1}{\Lambda(1 - \Gamma_1) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (3.24)$$

Burada λ_0 boşluktaki dalga boyunu, λ_c kesim dalga boyunu temsil etmektedir. Dielektrik sabiti aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$\epsilon_r^* = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r^*} \left(\frac{1}{\lambda_c^2} - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{Z_1} \right) \right]^2 \right) \quad (3.25)$$

Manyetik malzemelerde, denklem (3.23) sonsuz sayıda kökler vardır. Çünkü kompleks bir sayının logaritması birkaç değerlidir. Doğru kökü ortaya çıkarmak için ölçülen grup gecikmesiyle hesaplanan grup gecikmesinin karşılaştırılması gereklidir (L/v_g). Genel grup hızı formülü ($d\omega/dk$) benzeşmesinden hesaplanan grup gecikmesi, açılal frekansa bağlı olan dalga numarası k 'nin değişimi ile ilişkilidir.

$$\tau_{hes,grup} = L \frac{d}{df} \sqrt{\frac{\varepsilon_r^* \mu_r^* f^2}{c^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}} = \frac{1}{c^2} \frac{f \varepsilon_r^* \mu_r^* + f^2 \frac{1}{2} \frac{d(\varepsilon_r^* \mu_r^*)}{df}}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r^* \mu_r^* f^2}{c^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} L \quad (3.26)$$

Ölçülen grup gecikmesi;

$$\tau_{ölç,grup} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{df} \quad (3.27)$$

olarak hesaplanır. Burada ϕ , Z_1 'in fazıdır. Doğru kökü belirlemek için hesaplanan grup gecikmesi, $\ln Z_1 = \ln|Z_1| + j(\theta + 2\pi n)$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ olduğu yerlerde denklem (3.23)'ün logaritmik terimindeki n 'nin farklı değerleri için denklem (3.26)'den bulunur. Hesaplanan ve ölçülen grup gecikmeleri n 'nin doğru değerini elde etmek için karşılaştırılır (Baker-Jarvis, 1990; Baker-Jarvis ve ark., 2005).

3.2.2. Sabit Referans Düzlem Algoritması

Ölçümlerde, model yüzlerini referans düzleme doğru tutmak zor olduğundan dolayı referans düzlemden bağımsız ve daha kullanışlı bir algoritma geliştirilmiştir.

S-parametreleri bağıntılarından hem dielektrik sabiti hem de manyetik geçirgenliği elde etmek için en az iki bağımsız ölçüm yapılması gerekmektedir. En çok kullanılan ölçüm metodu, bir model üzerinde S_{11} ve S_{21} parametrelerinden elde edilen iki-port ölçüm metodudur, ya da modelin bir hat üzerindeki iki farklı pozisyonu için tek-port ölçüm metodudur. Alternatif olarak, farklı uzunluklardaki iki modelin birbirinden bağımsız ölçüm tekniği de farklı bir metot olarak kullanılabilir.

S - parametresi çözümü yapılırken ε ve μ için referans düzleme sabit denklemlerin çözümü yapılır. Bu Nicolson-Ross denklemlerini güçlendiren bir yöntemdir.

$$\frac{1}{2} \{[S_{12} + S_{21}] + \beta[S_{11} + S_{22}]\} = \frac{z(1 - \Gamma^2) + \beta_1 \Gamma(1 - Z^2)}{1 - Z^2 \Gamma^2} \quad (3.28)$$

$$S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} = \exp\{-2\gamma_0(L_{hava} - L)\} \frac{\Gamma^2 - Z^2}{1 - Z^2 \Gamma^2} \quad (3.29)$$

Tek-model elektromanyetik ölçümler için denklemlerin kurulumu eşitlik (3.28) ve (3.29)'da dır.

3.2.3. Tekrarlı (Iterative) Çözümler

(3.28) ve (3.29)'daki eşitlikler tekrarlı çözüm tekniğinden ya da NRW metoduna benzer bir teknik ile çözülebilir. Tekrarlı çözüm yaklaşımında, kökleri saptamak için Newton sayısal yöntemi oldukça yeterli bir sonuç vermektedir. Sistemin çözümü için, sistem dört gerçek denkleme ayrılabilir. Eğer ki, makul başlangıç tahminleri mevcutsa, tekrarlı çözüm tekniği iyi sonuçlar verecektir.

3.2.4. Açık (Explicit) Çözüm Yöntemi

(3.28) ve (3.29)'daki eşitliklerin açık çözümlerinin elde edilmesi mümkündür. $x = (S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21})\exp\{2\gamma_0(L_{hava} - L)\}$ ve $y = \{(S_{12} + S_{21})/2\}\exp\{\gamma_0(L_{hava} - L)\}$ olarak varsayıldığında iletim katsayıları için kökler $Z = \pm 1$ olarak gösterilebilir. Bu varsayımlar için aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$Z = \frac{x+1}{2y} \pm \sqrt{\left(\frac{x+1}{2y}\right)^2 - 1} \quad (3.30)$$

Doğru köklerin seçimi için eşitlik (3.5) ve (3.6) yeterli görülmektedir. Yansıma katsayısı ise;

$$\Gamma_2 = \pm \sqrt{\frac{x - Z^2}{xZ^2 - 1}} \equiv \frac{z - z_0}{z + z_0} \equiv \frac{\frac{\mu}{\gamma} - \frac{\mu_0}{\gamma_0}}{\frac{\mu}{\gamma} + \frac{\mu_0}{\gamma_0}} \quad (3.31)$$

TM modları için eşitlik (3.31)'de μ/γ ile γ/ε yer değiştirilir.

Z de olduğu gibi, eksi ya da artı işaretindeki belirsizlik eşitlik (3.31) de tekrar çözülebilir. Böylece dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenlik değerleri aşağıdaki gibi elde edilir;

$$\varepsilon_r^* = \frac{c^2}{\omega^2} \left[\left(\frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2 - \frac{1}{L^2} (\ln Z + j2\pi n)^2 \right] / \mu_r^* \quad (3.32)$$

$$\mu_r^* = -\frac{1+\Gamma_2}{1-\Gamma_2} \frac{1}{\gamma_0 L} (\ln Z + j2\pi n) \quad (3.33)$$

Daha önce Nicolson-Ross-Weir tekniğinde açıklandığı gibi, n 'nin doğru değeri grup gecikmesi karşılaştırılması kullanılarak seçilir. Genellikle ölçülen grup gecikmesi en az bir polinom tarafından özel bir nokta çevresinde ayarlanır. Düşük frekanslarda ve düşük dielektrik sabitlerinde, daha geniş boşluklu olduklarından doğru kökler çok daha kolay belirlenmektedir. Fakat, yüksek dielektrik sabiti katsayısına sahip malzemelerin bir çok kök değerine sahip olması mümkündür ve logaritmada doğru n değerinin sezilmesi bazen zor olmaktadır.

3.2.5. Negatif İndisli Malzeme (NIM) Parametrelerinin Çıkartılması

Negatif indisli malzemeler için kırılma indisinde doğru işaretin belirlenmesi gerekmektedir. Kırılma indisini elde etmek için ölçümlerde eşitlik (3.30) kullanılabilir. Daha önceden bahsedildiği üzere, doğru kökler $j\omega\mu/\gamma \geq 0$ ve $\text{Re}(\gamma) \geq 0$ 'ın gerçel kısımlarına göre seçilmelidir. Aynı zamanda, diğer metotlardaki gibi, logaritma fonksiyonunun doğru kısmı grup gecikmesi aracılığıyla saptanmalıdır (Baker-Jarvis ve ark., 2005).

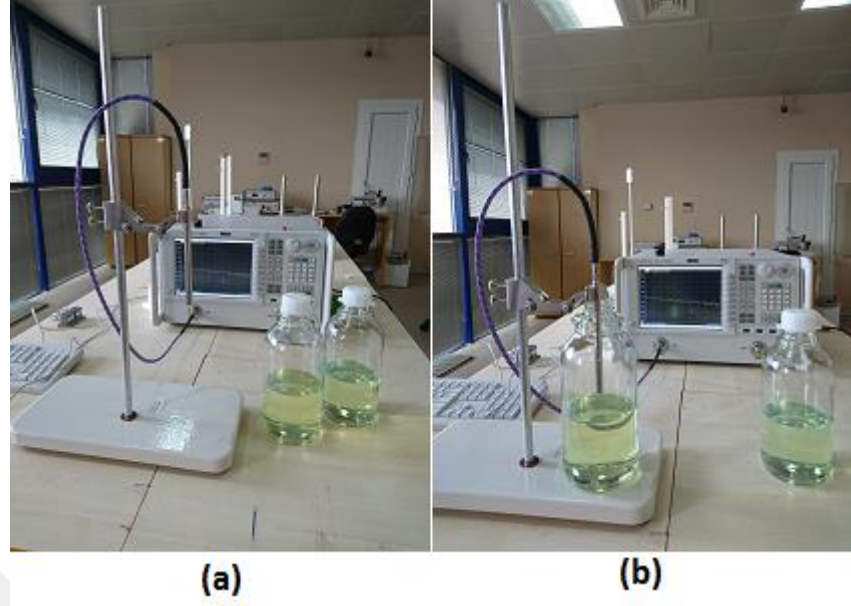
4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında metamalzemelerin sensör uygulamalarına entegre edilmesi konusu ele alınmış ve kullanılmıştır. Tasarlanan MTM sensör yapısının temel hedefi tescil edilmemiş akaryakıt ürünü ile kurumsal bir firma tarafından tescil edilmiş akaryakıt ürünü arasındaki farkı tespit etmektir. Bu fark numunelerin farklı dielektrik ve kayıp tanjant değerlerinden kaynaklanmaktadır. Çalışmada öncelikle numunelerin X bandı aralığında dielektrik değerleri ve kayıp tanjant değerleri tespit edilmiş ve daha sonra bu değerler baz alınarak tasarlanan MTM sensör yapısı ile birlikte nümerik çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde ürünlerin farklı rezonans frekansı değerlerine sahip olduğu görülmüştür. Tamamen özgün olarak tasarlanan MTM sensör yapısı, kolay üretilebilme ve istenen frekans aralığına göre konfigüre edilebilme özelliklerine sahiptir.

4.1. Akaryakıt Numuneleri İçin Elektromanyetik Özelliklerinin Elde Edilmesi

Markalı ve markasız akaryakıt numunelerinin dielektrik sabitleri ve kayıp tanjant değerleri KEYSIGHT marka PNA-L N5234A Network Analyzer ve dielektrik prob ile ölçülmüştür. Markalı ve markasız akaryakıt örnekleri ayırt etmeye yönelik etkili bir sensör tasarımı için numunelerin dielektrik sabitleri ve bunların kayıp tanjant değerleri frekans değişimine bağlı olarak ölçülür. Alet test edilen malzeme için dielektrik sabiti ve kayıp tanjant olarak bilinen bağıl geçirgenlik değerinin gerçek ve sanal kısımlarını da belirler. Dielektrik sabiti, bir dış elektrik alanına göre materyal de depolanan enerji olarak değerlendirilebilir. Diğer taraftan, dielektrik sabitinin sanal bölümü enerji kaybı nedeniyle elektrik alanların malzemenin dış kısmında meydana gelir. Dielektrik sabitinin gerçek ve sanal kısmının oranı kayıp tanjantı olarak bilinen ve yazılım tarafından otomatik olarak bulunan sistemin diğer bir önemli parametresidir. Bağıl geçirgenlik gerçek ve sanal kısımları nedeniyle dış manyetik alanın enerji depolandığı ve dağıldı miktarıdır.

Şekil 4.1'de analizör kullanılarak numunelerin dielektrik ölçüm düzeneği gösterilmiştir. Analizörle ölçüm yapılmadan önce analizör şu şekilde kalibre edilir. İlk olarak ölçüm yapılmak istenen frekans aralığı analizöre tanımlanır ki bizim burada kullandığımız frekans aralığı 8-12 GHz dir. Kalibrasyonda kullanılacak oda sıcaklığındaki suyun sıcaklık değeri analizöre girilerek ilk aşama tamamlanmış olur. İkinci aşamada dielektrik prob boşta iken hava ölçümü yapılır. Daha sonra prob suya daldırılır ve su kalibrasyonu da yapıldıktan sonra son olarak kalibrasyon aparatı takılarak yapılan ölçümden sonra da kalibrasyon tamamlanmış olur. Cihazın doğru kalibre edildiğini anlamak amacıyla da prob yardımıyla dielekterik değerini bildiğimiz suyun ölçümü yapılır. Dielektrik sabiti 80 olan suyun değeri cihaz tarafından da aynı değer ölçülmesiyle kalibrasyonun doğru yapıldığından emin olunur. Böylelikle numunelerin ölçümüne başlanılır.

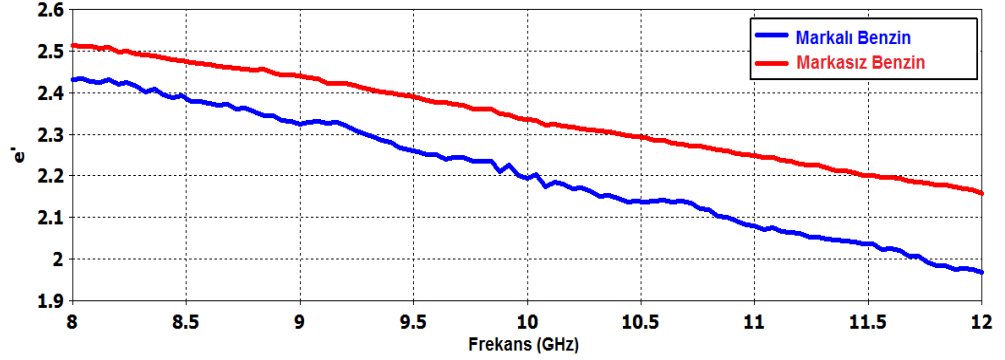


Şekil 4.1. Dielektrik Ölçüm Kurulumu (a) ve Numuneler (b)

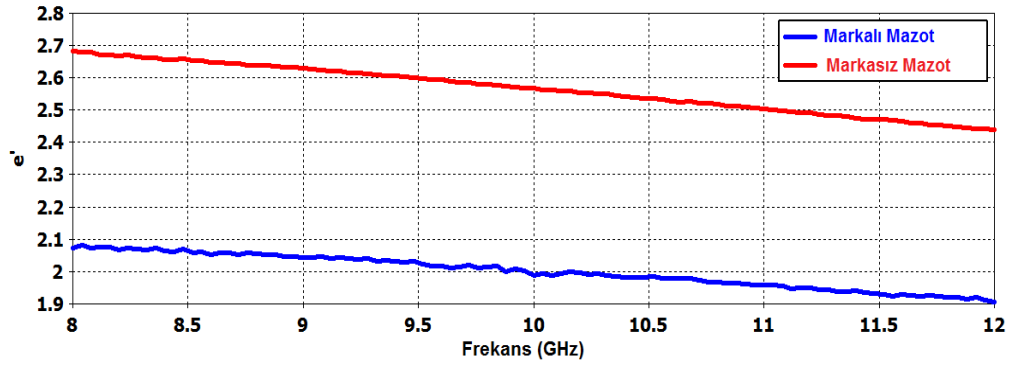
Çizelge 4.1, farklı frekanslara göre dielektrik ve kayıp tanjant ölçüm değerlerini gösterir. Çizelge incelendiğinde, markalı ve markasız akaryakıt numunelerinin aynı frekans aralıklarında farklı dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değerlerine sahip olduğu görülür. Örneğin, markalı benzin ve markasız benzinin dielektrik sabitlerinin 10 GHz frekansında gerçek değerleri sırasıyla 2.19 ve 2.33 dir. Markalı ve markasız dizel numuneleri için de sırasıyla 1.98 ve 2.56 dır. Buna ek olarak uygulanan frekans değerinde artma olunca kayıp tanjant değerlerinde artış, dielektrik sabiti değerlerinde ise azalma olduğu görülmektedir. Şekil 4.2 ve şekil 4.3 de markalı ve markasız akaryakıt numunelerinin 8-12 GHz frekans aralığındaki dielektrik eğrileri de gösterilmektedir.

Çizelge 4.1. Markalı ve markasız akaryakıt örneklerinin dielektrik ve kayıp tanjant değerleri

| Frekans (GHz) | Reel Dielektrik Katsayıları (ϵ) | | | | Kayıp Tanjant (Tang. δ) | | | |
|---------------|--|-------------------|-----------------|------------------|---------------------------------|-------------------|-----------------|------------------|
| | Benzin (Markalı) | Benzin (Markasız) | Mazot (Markalı) | Mazot (Markasız) | Benzin (Markalı) | Benzin (Markasız) | Mazot (Markalı) | Mazot (Markasız) |
| 8 | 2.43 | 2.51 | 2.07 | 2.68 | 0.34 | 0.23 | 0.15 | 0.16 |
| 9 | 2.32 | 2.44 | 2.04 | 2.62 | 0.39 | 0.27 | 0.17 | 0.19 |
| 10 | 2.19 | 2.33 | 1.98 | 2.56 | 0.43 | 0.30 | 0.20 | 0.21 |
| 11 | 2.08 | 2.24 | 1.95 | 2.50 | 0.47 | 0.32 | 0.22 | 0.24 |
| 12 | 1.96 | 2.15 | 1.90 | 2.43 | 0.51 | 0.35 | 0.23 | 0.25 |



Şekil 4.2. Markalı ve markasız benzin numunelerinin 8-12 GHz aralığındaki Dielektrik Değerleri



Şekil 4.3. Markalı ve markasız mazot numunelerinin 8-12 GHz aralığındaki Dielektrik Değerleri

4.2. Metamalzeme Sensör Yapılarının Tasarımı

Bu tez çalışmasında kullanılan MTM sensör yapılarının tasarımı FIT tabanlı simülasyon programında gerçekleştirilmiştir. Kullanılan FIT tabanlı bu simülasyon programı yüksek frekanslarda üç boyutlu elektromanyetik çözüm sunmaktadır. 1977 yılında Weiland tarafından geliştirilen sonlu integrasyon tekniği (FIT), integral formundaki Maxwell denklemlerini bilgisayarlar için uygun ayrık formülize edilmesini sağlar ve karmaşık geometriye elektromanyetik alan problemlerini simüle etmeye izin verir. FIT, Maxwell denklemlerini doğrusal bir denklem sistemine dönüştürür. Bu teknik,

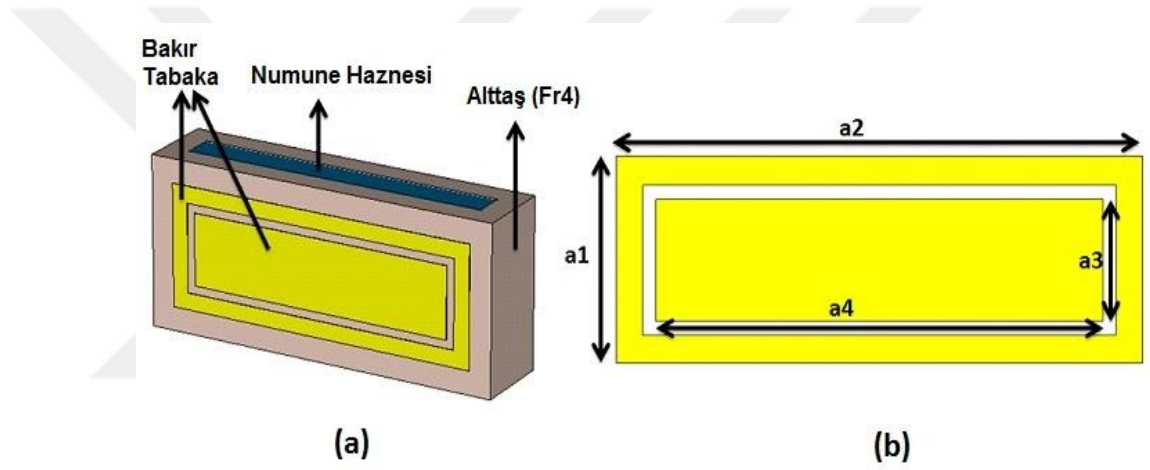
farklı ortamlar arasındaki ara yüzeyleri daha hassas bir şekilde ele alır ve geometrik modellemede esnektir. Bu çalışmada kullanılan MTM sensör yapısı bu programda tasarlanmış ve analiz edilmiştir. Program; elektrik alanlar, manyetik alanlar, yüzey akımları, güç akışları, akım yoğunlukları, yüzey ve hacimsel güç kaybı yoğunlukları, elektrik enerjisi yoğunlukları ve manyetik enerji yoğunlukları gibi elektromanyetik niceliklerin hesaplanmasına imkan sağlamaktadır.

Üretilen sensör yapılarının altına FR4 cinsi malzemeden tasarlanmıştır. Seçilen FR4 cinsi malzeme 1.6 mm kalınlık, 4.2 dielektrik geçirgenlik, 1 manyetik geçirgenlik ve 0.02 kayıp tanjant değeri özelliklerine sahiptir. X bantta uygun tasarlanan yapıların ön yüzündeki rezonatör bakır cinsi metalden oluşmaktadır ve 5.8001×10^7 S/m elektriksel iletkenliğe, 0.035 mm kalınlığa sahiptir. MTM sensör yapıları, ölçümü gerçekleştirilecek numunenin sıvı olmasından dolayı ve numunelerin kolayca yerleştirilebilmesi için hazne şeklinde tasarlanmıştır. Sayısal çalışmalardan sonra baskı devre kartı tekniği kullanılarak önerilen MTM tabanlı sensörlerin imalatı için LPKF protomat kullanılır. Tasarlanan sensör yapıları ve elde edilen sonuçları ayrı ayrı aşağıdaki gibi incelenmiştir.

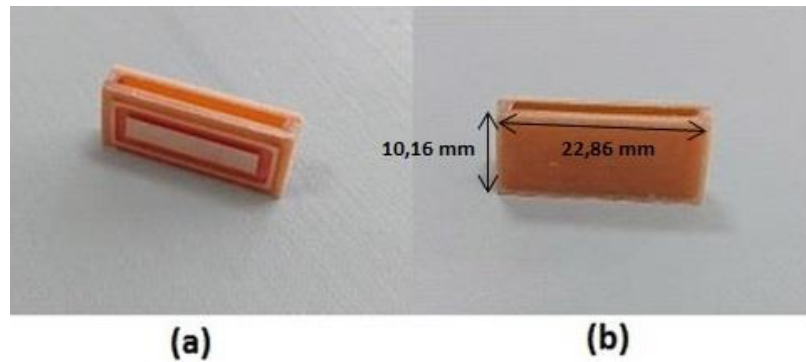
4.3. Dikdörtgen Şekilli Rezonatörden Oluşmuş Sensör Yapısı

Önerilen MTM tabanlı sensör, FR4 olarak seçilen bir dikdörtgen malzeme üzerine yatay mikroşerit hat kapsayan dikdörtgen bir çerçeve içerir. FR4 düşük maliyeti ve mikrodalga seviyesinde nispeten düşük kayıp elektromanyetik özelliklerinden dolayı tercih edilir. Genel olarak baskı devre kartları için dikkate değer bir mekanik mukavemete sahip olan bir elektrik yalıtıcı olarak kullanılır. FR4 cinsi bu malzeme daha öncede belirtildiği gibi 1.6mm kalınlık, 4.2 dielektrik geçirgenlik, 1 manyetik geçirgenlik ve 0.02 kayıp tanjant değeri özelliklerine sahiptir. Yapının rezonatör dediğimiz iletken kısmı 5.8001×10^7 S / m elektriksel iletkenliği ve 0.035 mm bir kalınlığa sahip bakır cinsi malzemeden oluşur. Yapının arka tarafı bakır bir metal plaka içermez. Önerilen sensör tasarımının boyutu X-bant dalga kılavuzu için uygundur. Yani genişliği ve FR4 uzunluğu X bant dalga kılavuzunun boyutları olan 22,86 mm ve 10,16 mm dir. İç ve dış rezonatörlerin arasındaki boşluğun boyutu 1 mm kadardır. Şekil 4.4 önerilen sensörün tasarım ve yapı boyutlarına ilişkin genel bir görünümü göstermektedir.

Önerilen sensörün rezonatör kısmının geometri boyutları sayısal ve parametrik çalışma sonuçlarına göre belirlenir. Parametrik çalışma FIT tabanlı 3D elektromanyetik simülasyon yazılımı tarafından, önerilen sensörün rezonatörünün yapı boyutlarını optimum olarak elde etmek için yapılmaktadır. Çerçeve içindeki küçük dikdörtgen yapı parametrik olarak incelenmiştir ve optimum algılama sonuçları için ölçüler $a_1 = 7.3\text{mm}$, $a_2 = 20\text{mm}$, $a_3 = 4.3\text{ mm}$, $a_4 = 17\text{mm}$ olan Şekil 4.4 de gösterildiği gibi bulunmuştur. Önerilen tasarım doğrudan sensör uygulaması için duyarlılık kesinlik düzeyi ile ilgili iç ve dış rezonatör arasındaki bağlantı etkisini artırır. Sayısal çalışmalardan sonra baskı devre kartı tekniği kullanılarak önerilen MTM tabanlı sensör tasarımının Şekil 4.5'deki gibi fabrikasyon imalatı için LPKF protomat kullanılır.



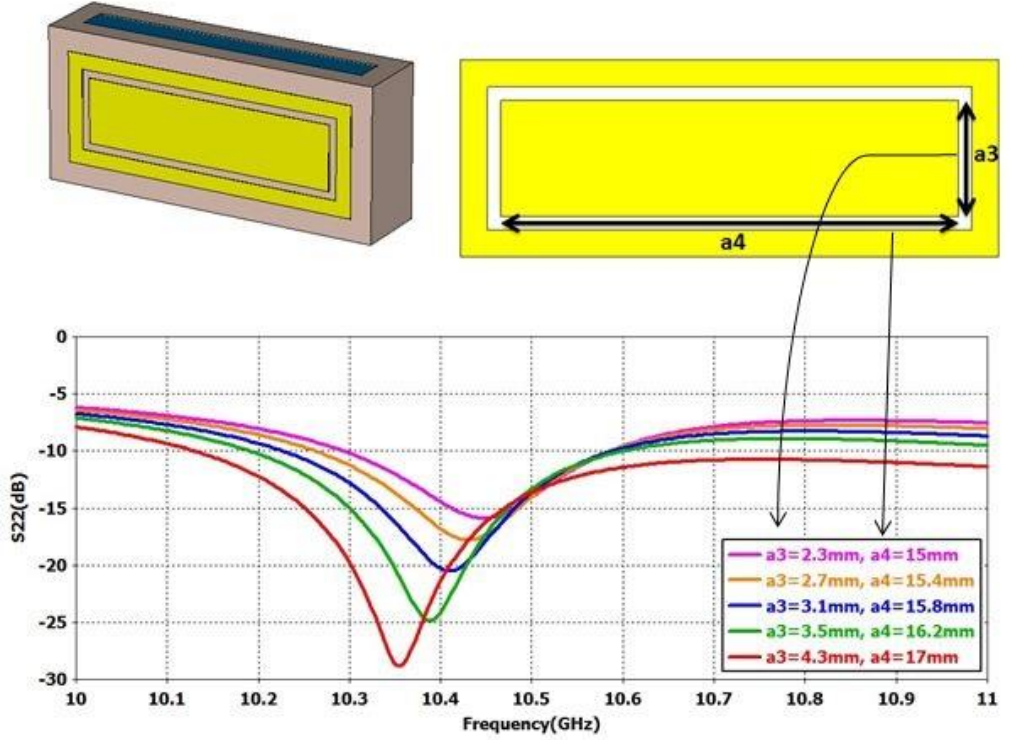
Şekil 4.4. Dikdörtgen rezonatörlü sensörün genel görünümü (a) ve tasarım boyutları (b)



Şekil 4.5. Dikdörtgen rezonatörlü sensörün üretimine ait genel (a) ve yandan görünümü (b)

4.3.1. Dikdörtgen Şekilli Rezonatörden Oluşmuş Sensörün Parametrik Çalışması

Parametrik çalışma ile önerilen yapı boyutlarının tepkisi araştırıldı. MTM sensörünün ön tarafında bulunan rezonatörün boyutları (a_3 ve a_4 Şekil 4.6'da gösterilen) (i) $a_3 = 2.3\text{mm}$ - $a_4 = 15\text{mm}$, (ii) $a_3 = 2.7\text{mm}$ - $a_4 = 15.4\text{mm}$, (iii) $a_3 = 3.1\text{mm}$ - $a_4=15.8\text{mm}$, (iv) $a_3 = 3.5\text{mm}$ - $a_4 = 16.2\text{mm}$ ve (v) $a_3 = 4.3\text{mm}$ - $a_4 = 17\text{mm}$ olmak üzere beş farklı değer için değiştirilir. Nümerik sonuçlar yansımaya katsayısı (S_{22}) nın, dikdörtgen şeklindeki rezonatörün uzun ve kısa kenarının boyutu yani dikdörtgenin alanının arttıkça arttığı (-15.88dB , -17.78dB , -20.48dB , -24.87dB , -28.83 dB) Şekil 4.6'da olduğu gibi görülmektedir. Bu nedenle S_{22} değerinin dB olarak maksimuma ulaştığı $a_3 = 4.3\text{mm}$ ve $a_4 = 17\text{ mm}$ boyutlarının rezonatör için en uygun değerler olduğu görülür.



Şekil 4.6. Dikdörtgen rezonatörlü sensör yapısının parametrik çalışmasına ait nümerik sonuçların S_{22} (dB) grafiği

4.3.2. Dikdörtgen Şekilli Rezonatörlü Sensörün Nümerik ve Deneysel Sonuçları

Tasarlanan sensör yapısı daha öncede belirtildiği gibi FIT tabanlı EM simülatörü kullanılarak nümerik olarak analiz edilir. Bunun için 8-12 GHz aralığında ölçümü yapılan numunelerin dielektrik değerlerinin tamamı yazılama yüklenir. Bu sayede yansıma ve iletim parametrelerini değerlendirmek üzere sayısal analizde kullanılır. Sensör içinde herhangi bir akaryakıt numunesi olmadan dalga kılavuzu içerisinde olacak şekilde saçılma parametreleri ölçülür.

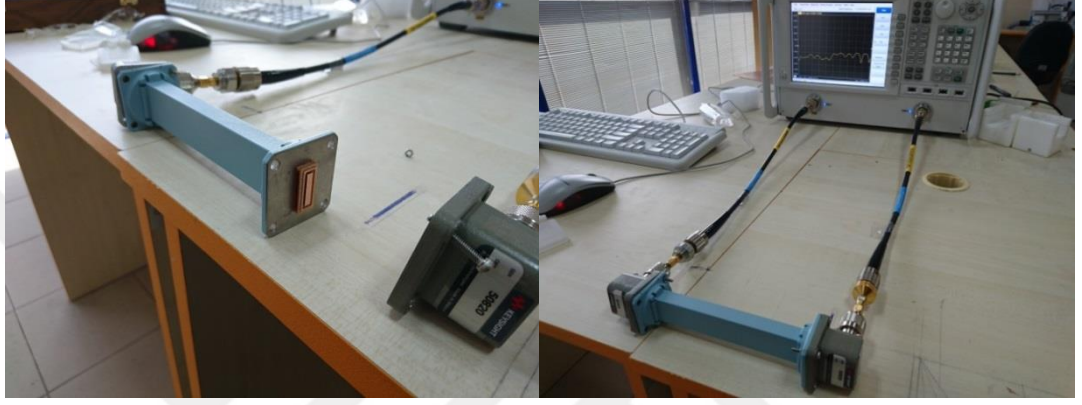
Ölçümler için kullanılan dalga kılavuzu ve adaptör Şekil 4.7'de görüldüğü gibidir. Bizim ölçüm için kullandığımız dalga kılavuzu maury marka olup model numarası X101A6 dır. Numuneler X281A numaralı model, KEYSIGHT marka adaptörler aracılığı ile dalga kılavuzuna yerleştirilir ve bağlanır.



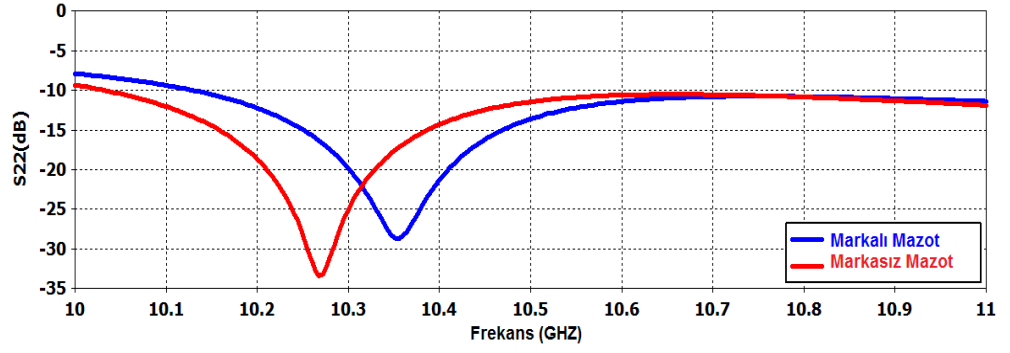
Şekil 4.7. X-band dalga kılavuzu(a) ve adaptör(b)

Sensör haznesi boşken(hava ile dolu) sensör, kalibrasyon için ölçülür ve sonuçlar kaydedilir. Ölçüm düzeneği Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Elde edilen sayısal sonuçlar deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Şekil 4.9'da markalı ve markasız dizel numunelerine ait yansıma değerleri 10-11 GHz aralığı için sayısal analizini gösterir. Şekil 4.9'da her iki numune için rezonans frekanslarının farklı olduğu görülür. Markasız dizel numunesi kullanıldığında rezonans frekansında kayma meydana geldiği görülmektedir. Markasız dizel numunesinin S22 değeri 10,268 GHz de yaklaşık -33dB rezonans verirken, bu değerler markalı dizel numunesi için neredeyse -29dB değerinde ve 10.356 GHz e kaymıştır. Numunelerin yansıma değerlerinin rezonans frekansları arasında 88 MHz lik bir fark vardır. Bu durumda onları ayırmak için oldukça yeterli bir bant genişliği anlamına gelmektedir. Daha sonra deneysel olarak test edilip ve

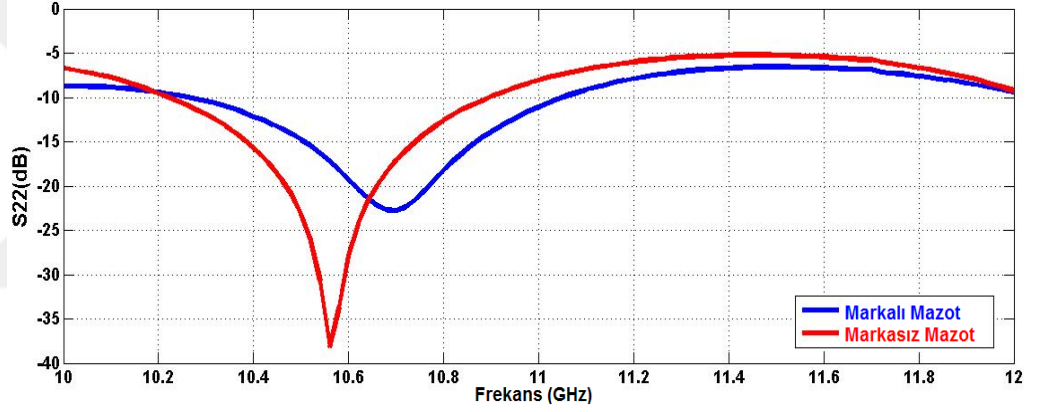
Şekil 4.10'da gösterildiği gibi S22 parametreleri ölçüm sonucu sunulmaktadır. Deneysel ve sayısal veriler arasındaki küçük farklar hazne şeklinde tasarlanan sensör parçalarının birleştirilmesi için kullanılan yapıştırıcı madde ve örnek tutucu olmaması gibi faktörlerden kaynaklanmaktadır. Nümerik ve deneysel sonuçların bu şekilde yüksek oranda birbirine benzemesi amaçlanan sensörün verimli bir şekilde çalıştığını göstermektedir.



Şekil 4.8. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait dalga kılavuzu ölçüm düzeneği

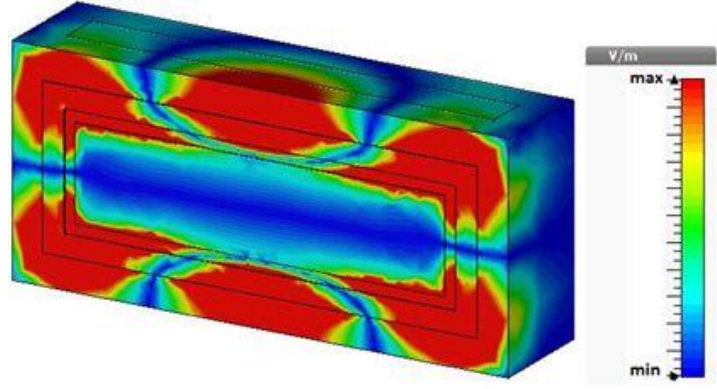


Şekil 4.9. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin simülasyon grafiği

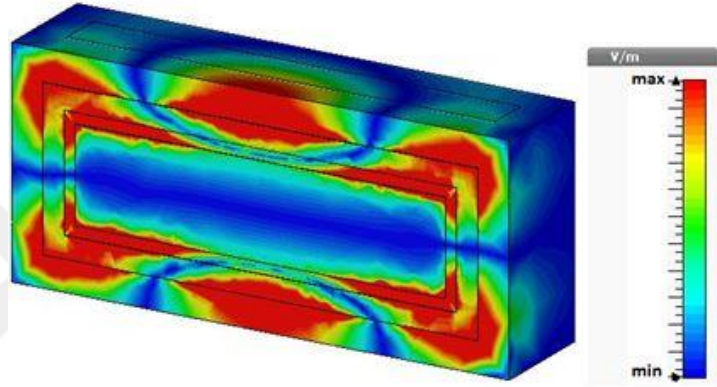


Şekil 4.10. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin ölçüm grafiği

Önerilen sensör yapısının çalışma prensibinin fiziksel mekanizmasını göstermek amacıyla elektrik alan ve yüzey akım dağılımları markalı ve markasız dizel numuneleri için şekil 4.11 ve şekil .12'de gösterilmiştir. Bu grafikler en verimli olacak şekilde markalı ve markasız numunelerin rezonans frekansı olan 10,356 ve 10,268 GHz için çıkarılmıştır.

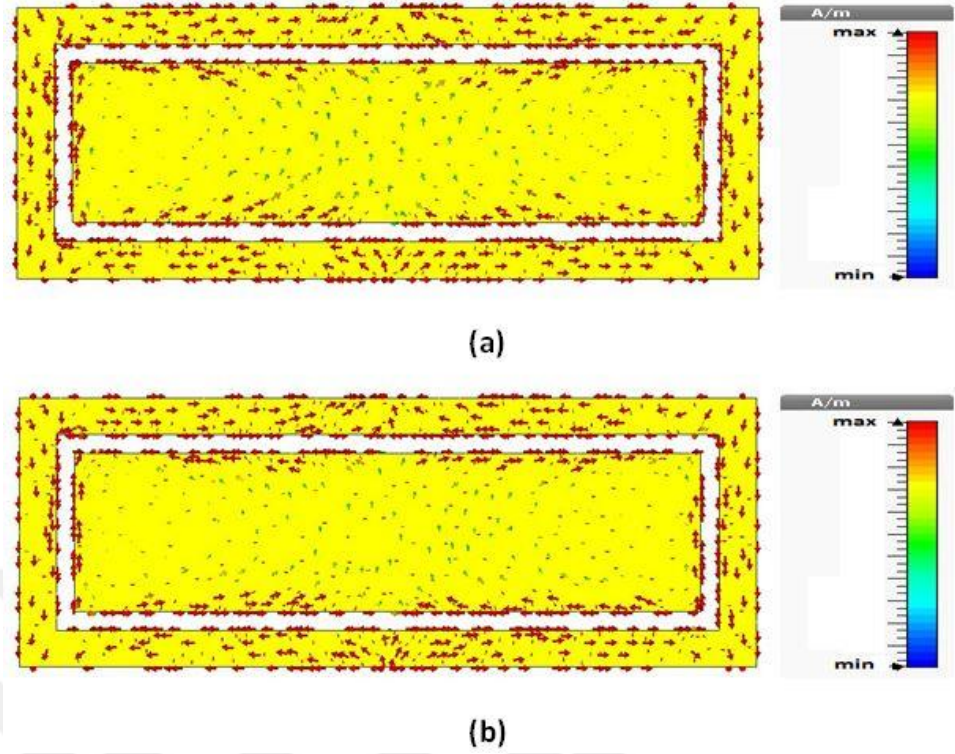


(a)



(b)

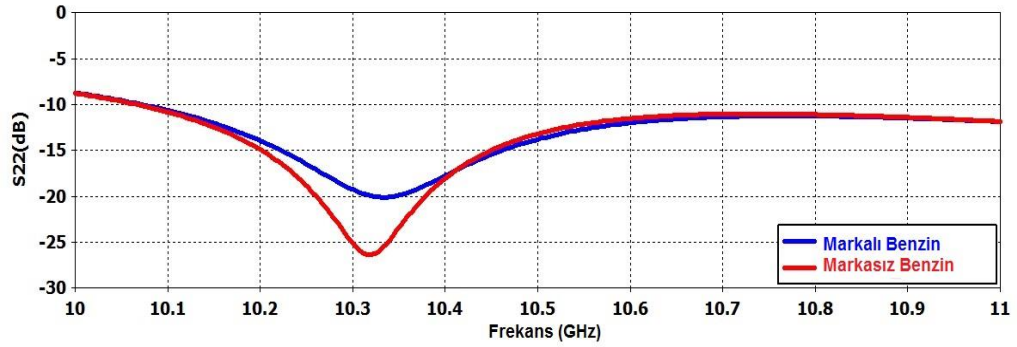
Şekil 4.11. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) dizel örneğinin elektrik alan dağılım grafiği



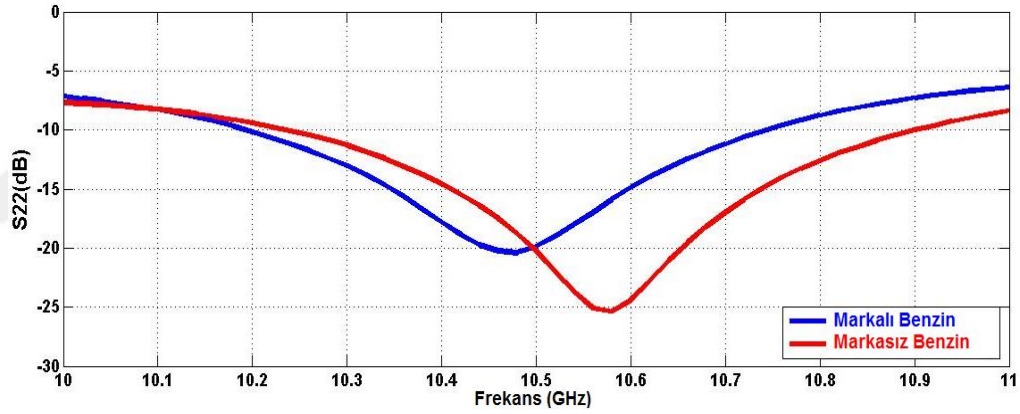
Şekil 4.12. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) dizel örneğinin yüzey akımı dağılım grafiği

Bir sonraki aşama olan benzin numunelerinin ayırt edilmesi amacıyla 11-12GHz frekans aralığında sayısal ve deneysel analizler incelenmiştir. Markalı ve markasız benzin numunelerinin sayısal ve deneysel sonuçları sırasıyla Şekil 4.13 ve 4.14'de gösterilmiştir. Hatta numunelerin dielektrik sabitlerinin gerçek kısmı Şekil 4.2'de gösterildiği gibi birbirine yakın olduğundan, rezonans frekansındaki kayma da benzin numuneleri için çok olmamıştır. Dielektrik sabitleri arasındaki fark 0.1 dir. Bu nedenle, rezonans frekansındaki kayma dizel numunelerine göre daha azdır. Markasız benzin numunesinin S22 değeri 10,32GHz rezonans frekansında -26dB iken, bu değerler markalı benzin numunesi için neredeyse -20dB ve 10,332GHz e doğru kaymıştır. Birbirleriyle karşılaştırıldığı zaman bile numunelerin yansıma değerleri arasında bunları ayırt etmek için oldukça yeterli genişlikte rezonans frekansı, 12MHz fark vardır. Ayrıca numuneler arasındaki 6dB'lik fark da numunelerin ayırt edilebilmesi bakımından önemli bir değerdir. Aynı şekilde burada da deneysel ve sayısal veriler arasındaki küçük farklar hazne şeklinde tasarlanan sensör parçalarının birleştirilmesi için kullanılan

yapıştırıcı madde ve dalga kılavuzundaki örnek tutucu eksikliğinden kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.13. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız benzin numunesinin simülasyon grafiği

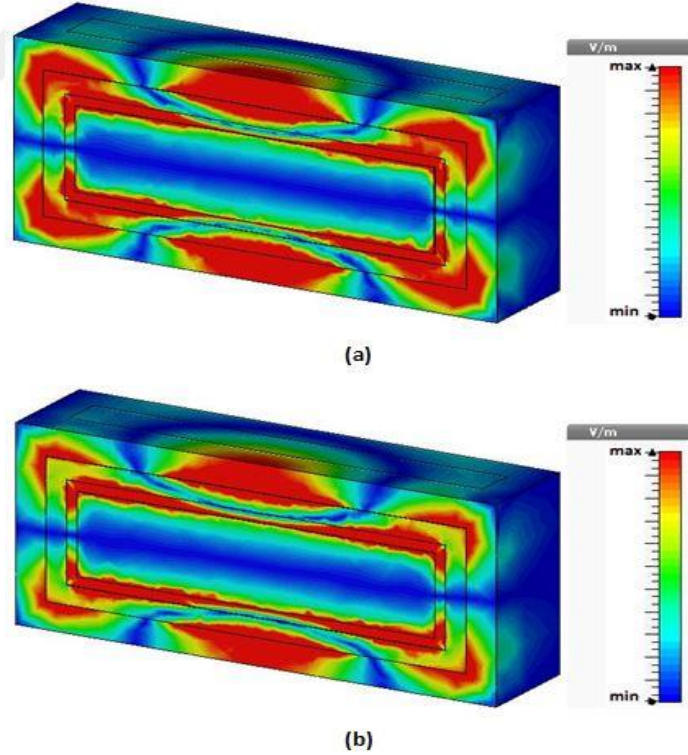


Şekil 4.14. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin ölçüm grafiği

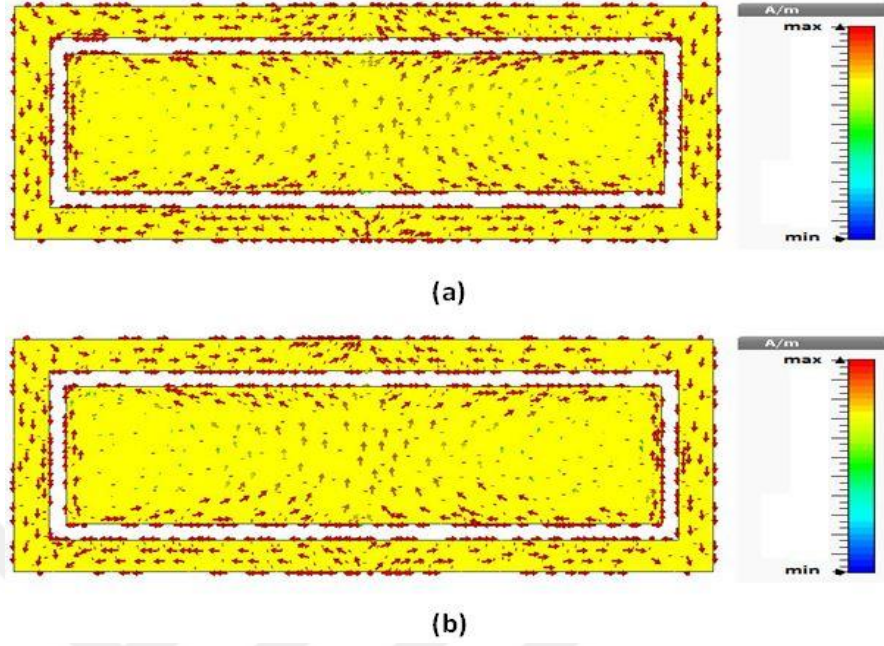
Sayısal ve deneysel sonuçlar arasındaki uyum önerilen sensör modelinin, rezonans frekansları ve yansıma değerleri açısından markalı ve markasız akaryakıt numuneler arasındaki farkı belirlemek için başarılı bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir.

Markalı ve markasız benzin numunelerine elektrik alan dağılımları Şekil 4.15'de gösterilmiştir. Ayrıca her iki numuneye ait yüzey akım dağılımları da Şekil 4.16'da gösterilmektedir. Elektrik alanı ve mevcut yüzey dağılımları markalı ve markasız akaryakıt numunelerinin önerilen modelin çalışma prensibi fiziksel mekanizmasını daha

iyi anlamak ve göstermek için sayısal analiz sonuçları 10,356 GHz ve 10.268 GHz rezonans frekansı için incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 4.15 ve 4.16 da gösterilmiştir. Yapının kenarlarında elektrik alanı dağılımının Şekil 4.15 ve 4.16 da yoğun olduğu görülmektedir. Elektrik alan güçlü bir rezonatör ile ilişkilendirilir. Bu bağlantı, tüm kutuplar da dörtlü gibi çalışan bağımsız bir elektriksel tepki verir. Hem markalı hem markasız dizel numuneleri için elektrik alan tepkileri rezonatörün tüm metal parçası etrafında yoğunlaşmaktadır. Markalı dizel elektrik alan dağılımı köşe kısımlarında kaçak olandan daha yüksektir ve dielektrik sabitinin düşük reel değerine bağlı olarak daha derine nüfuz eder. Şekil 4.16 da manyetik tepkilere yol açan paralel ve anti-paralel akım dağılımları olduğu görülmektedir. Dikdörtgen metal rezonatörün iki tabakası iki manyetik rezonans devresi gibi davranır. Markalı dizel manyetik rezonans frekansında markasız olandan biraz daha yüksek olduğu görülmektedir. Ancak manyetik rezonans oldukça zayıftır. Sonuç olarak, söz konusu akım rezonans frekansına bağlı olarak güçlü bir elektrik bağlantısıyla ilişkilendirilir.



Şekil 4.15. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) benzin örneğinin elektrik alan dağılım grafiği

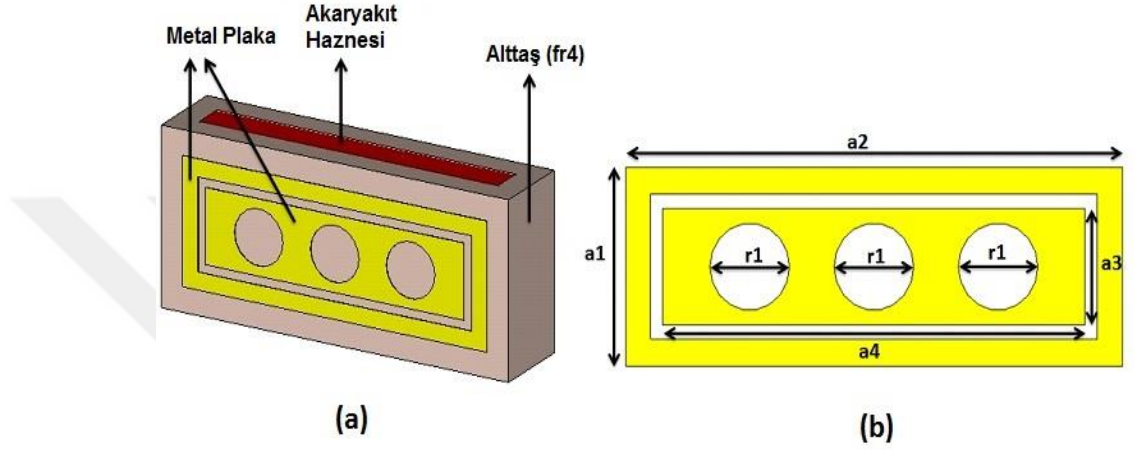


Şekil 4.16. Dikdörtgen rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) benzin örneğinin yüzey akımı dağılım grafiği

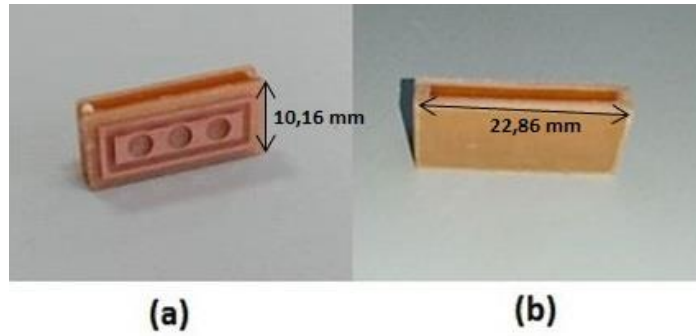
4.4. Dairesel Halka Rezonatörlü Sensör Yapısı

MTM tabanlı tasarlanan bu sensör yapısının ön yüzünde kullanılan rezonatör eşit çapta dairesel üç halkadan oluşmaktadır. Bu sensör yapısının tasarımı yine aynı şekilde sonlu elemanlar tekniği (FIT) yöntemine dayalı 3D EM Simülasyon yazılımıyla gerçekleştirilmiştir. X band frekans aralığında çalıştırmak için tasarlanmış ölçekli bir yapının ön tarafı (Şekil 4.17’de de görüldüğü gibi) üzerinde yer alan eşit çaplarda üç delikli rezonatörden oluşmaktadır. Buna ek olarak bir önceki yapıda da olduğu gibi MTM sensör yapısı Şekil 1’de gösterildiği gibi sıvı örnekleri kolayca içine yerleştirmek için hazne şeklinde tasarlanmıştır (Şekil 4.17). Aynı şekilde yüzey yapısının FR4 olarak seçilmesi nispeten düşük kayıp özellikleri ile oldukça yaygın ve ucuz olmasındandır (FR4 daha önce de belirtildiği gibi 1.6 mm kalınlığa, 4.2 dielektrik geçirgenliğe, 1 manyetik geçirgenliğe ve 0.02 kayıp tanjant değerlerine sahip bir malzemedir). Sensörün ön tarafında yer alan metalik yapı ($5.8001 \times 10^7 S / m$ elektrik iletkenliğe ve 0.035 mm kalınlığa sahip) bakırdan yapılmış malzemedir. Rezonatörlerin tasarım boyutları Şekil 4.17’de verilmiştir. Bu değerler şöyledir; $a_1 = 7.3\text{mm}$, $a_2 = 20\text{mm}$, $a_3 = 0.75\text{mm}$, $a_3 = 4.3\text{ mm}$, $a_4 = 17\text{mm}$ ve $r_1 = 3.2\text{ mm}$. İç ve dış rezonatörler arasındaki

boşluğun boyutu 1 mm kadardır. FR4 uzunluğu dalga kılavuzu içerisine sığacak şekilde 22,86 mm ve genişliği 10,16 mm dir. Şekil 4.17 önerilen sensör tasarım ve yapı boyutlarına ait genel bir görünüşü göstermektedir. Rezonatörün tüm boyutları X bandı frekans aralığında optimum rezonans değerleri için parametrik çalışma yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Şekil 4.18’de simülasyon ortamında tasarlanan yapının laboratuvar ortamında üretimine ait görünümü yer almaktadır.



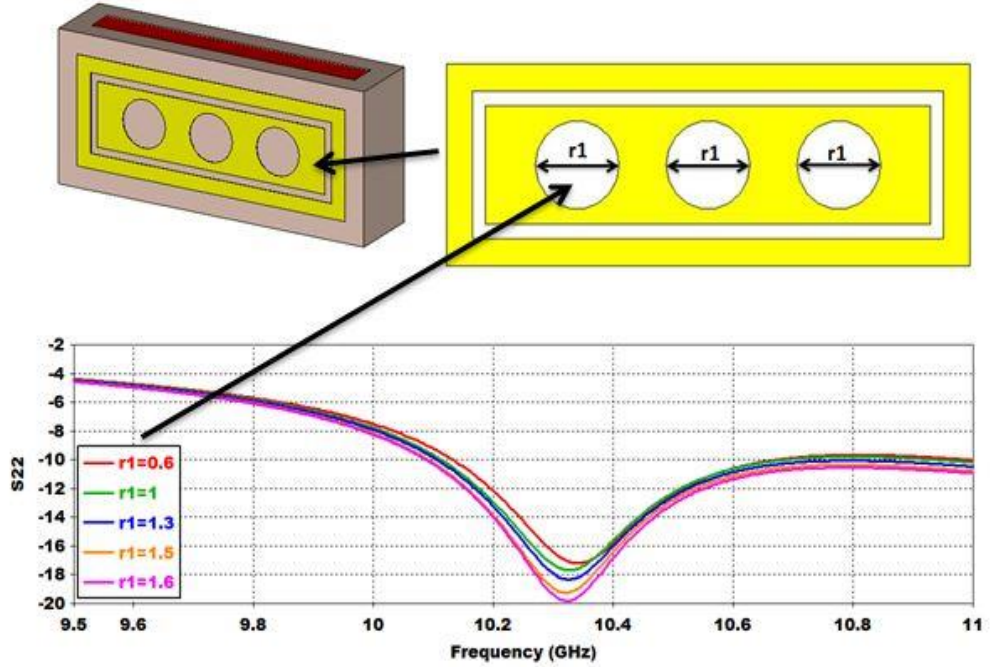
Şekil 4.17. Dairesel halka rezonatörlü sensörün genel görünümü (a) ve tasarım boyutları (b)



Şekil 4.18. Dairesel halka rezonatörlü sensörün üretimine ait genel (a) ve yandan görünümü (b)

4.4.1. Dairesel Halka Rezonatörlü Sensörün Parametrik Çalışması

MTM tabanlı sensör yapısı için gerçekleştirilen parametrik çalışmada rezonatörün ön tarafında bulunan özdeş halkaların çapı (r_1) şekil 4.19'da gösterildiği gibi beş farklı boyut için değiştirilir. Halkaların çapı olan r_1 'in 0.6 mm, 1mm, 1.3mm, 1.5mm, ve 1.6mm olduğu durumlar için yansımaya katsayısının (S_{22} (dB)) nümerik sonuçları elde edilir. S_{22} (dB) nin rezonans değerinin halka boyutu olan r_1 çapının değişmesiyle değiştiği gözlenmiştir. Rezonansın bu değişimi yani düşük frekanslarda yüksek dalga boyunda halka boyutlarının daha yüksek olmasından kaynaklanmaktadır. Yani r_1 halkaların r_1 çapı 0.6mm den 1.6mm'ye çıkarılırken yansımaya katsayısının(S_{22}) dB olarak değerleri sırasıyla -17dB, -17.6dB, -18.3dB, -19dB, -19.8dB şeklinde değişmiştir(Şekil 4.19). Halka çaplarının 1.6mm'nin üzerine çıkması durumunda rezonatör şeklinin bozulmasından dolayı r_1 en yüksek 1.6mm değerine kadar yükseltilmiştir. Sonuç olarak en iyi rezonans değerinin elde edildiği $r_1=1.6$ mm değeri halkaların optimum çapı olarak tespit edilmiştir.



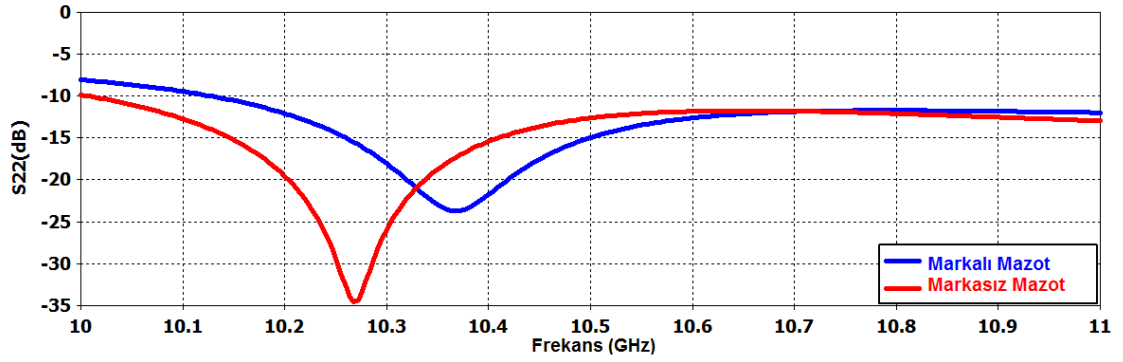
Şekil 4.19. Dairesel halka rezonatörlü sensör yapısının sayısal parametrik çalışmasına ait S_{22} (dB) grafiği

4.4.2. Dairesel Halka Rezonatörlü Sensörün Nümerik ve Deneysel Sonuçları

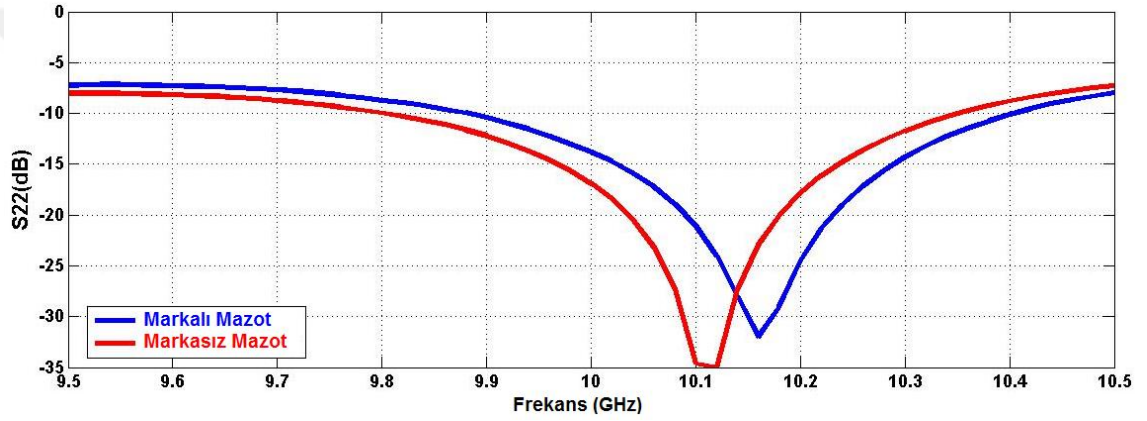
Önerilen sensör yapısı için optimum değerlerinin elde edilmesinden sonra sıradımızda bulunan markalı ve markasız numuneler için simülasyon sonuçlarının elde edilmesindedir. Nümerik çalışmalarda tasarım aşamasındaki gibi FIT tabanlı simülatör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. 8-12 GHz arasındaki değerler referans alınarak, S22 değerleri dB cinsinden incelenmiştir. Şekil 4.21’de görüldüğü gibi mazot numunelerinin S22 değerleri ve rezonans frekansları açısından farklılıklar oluşmaktadır. Markalı mazot numunesinin S22 değeri yaklaşık 25 dB’lerde iken rezonans frekansının 10.368 GHz frekansında olduğu görülmektedir. Markasız mazot numunesinin S22 değeri ise 35 dB’lerde iken rezonans frekansı 10.268 GHz frekansındadır. Bu iki değer incelendiğinde; S22 değerinde yaklaşık 11 dB’lik ve rezonans frekanslarında ise 100 MHz’lik bir fark meydana geldiği tespit edilmiştir. Daha sonra deneysel olarak test edilen(şekil 4.20) sensöre ait ölçüm grafiği şekil 4.22’de görüldüğü gibidir.



Şekil 4.20. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait dalga kılavuzu ölçüm düzeneği

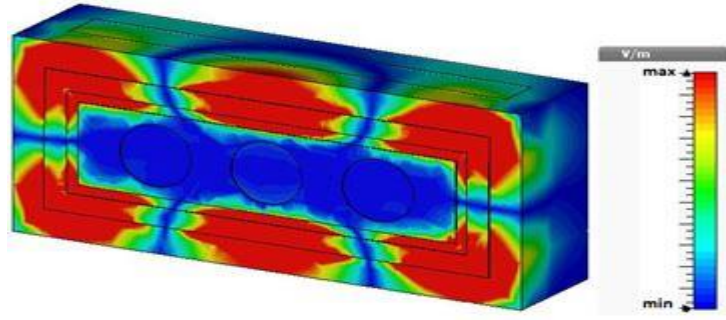


Şekil 4.21. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunelerinin S22 (dB) simülasyon grafiği

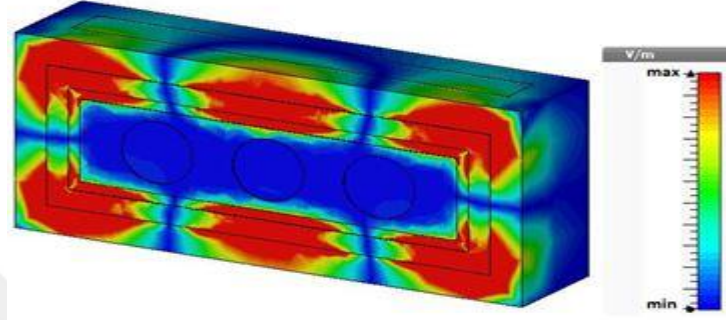


Şekil 4.22. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız dizel numunesine ait S22 (dB) ölçüm grafiği

Bir sonraki aşama olarak, önerilen yapının mevcut yüzey elektrik alan dağılımları ve yüzey akımları incelenmiş ve grafikleri gösterilmiştir. Elektrik alan ve yüzey akım dağılımı markalı ve markasız mazot akaryakıt örnekleri için sırasıyla 10,368 ve 10,268 GHz rezonans frekansında şekil 4.23 ve 4.24' de olduğu gibidir. Dağılım yapısı numunelerin daha net ayırt edilebilir olduğunu göstermiştir. Markalı ve markasız dizel numunelerinin rezonans frekanslarında elektrik alan dağılımları şekil 4.23'de gösterilmiştir. Markalı ve markasız dizel örnekleri ile sensörün yüzey akım dağılımları şekil 4.24'de gösterilmiştir. Manyetik yanıtlar ile sonuçlanan paralel ve anti-paralel akım dağılımları olduğu görülmektedir. Markalı dizel elektrik akım dağılımının markasız olandan biraz daha yüksek olduğu görülmektedir.

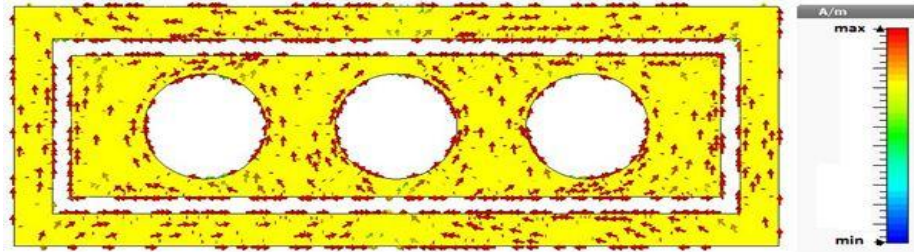


(a)

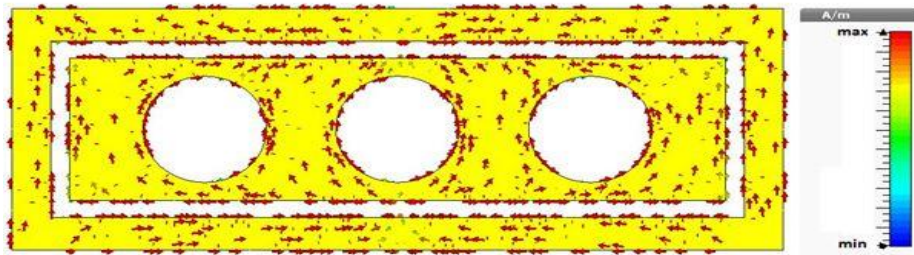


(b)

Şekil 4.23. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) dizel numunesinin elektrik alan dağılım grafiği



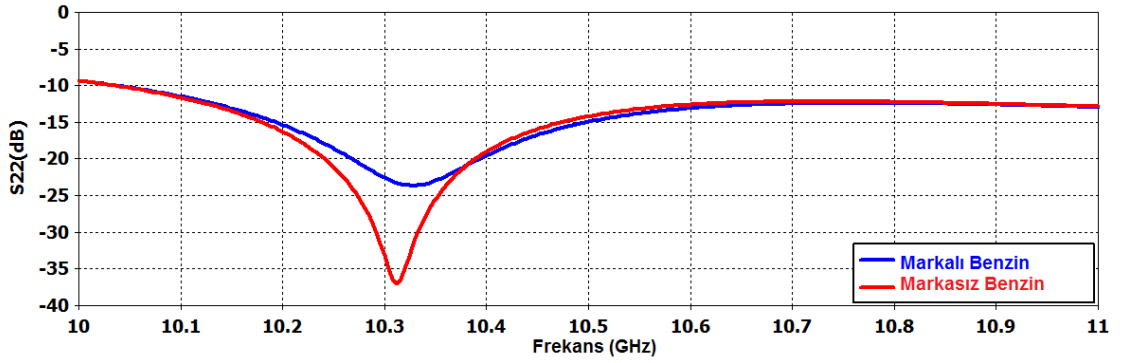
(a)



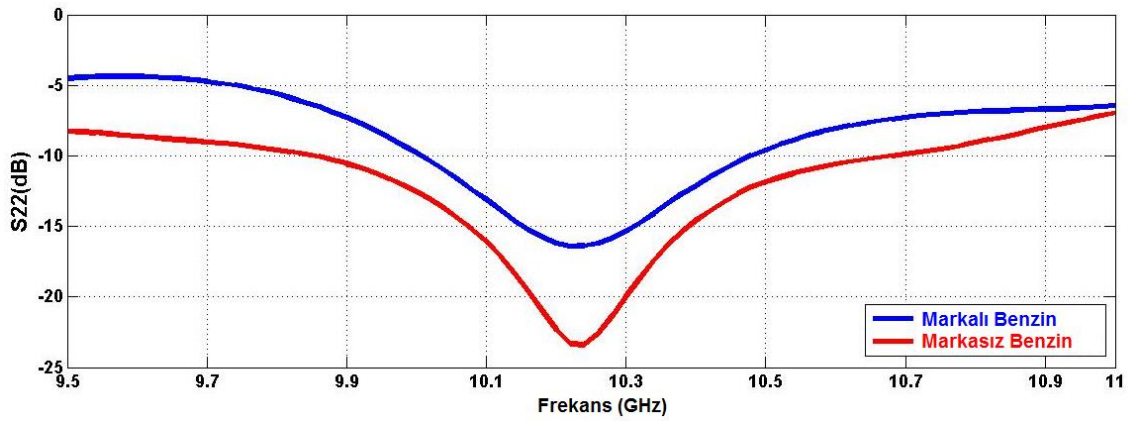
(b)

Şekil 4.24. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) dizel numunesinin yüzey akımı dağılım grafiği

Aynı şekilde şekil 4.25 de incelendiğinde markalı benzin numunesinin S22 değeri yaklaşık 25 dB’lerde iken rezonans frekansının 10.328 GHz frekansında olduğu görülmektedir. Markasız benzin numunesinin S22 değeri ise yaklaşık 38 dB ve rezonans frekansı 10.312 GHz değerindedir. Bu iki değer incelendiğinde; S22 değerinde yaklaşık 13 dB’lik ve rezonans frekanslarında ise 16 MHz’lik bir fark meydana geldiği tespit edilmiştir.



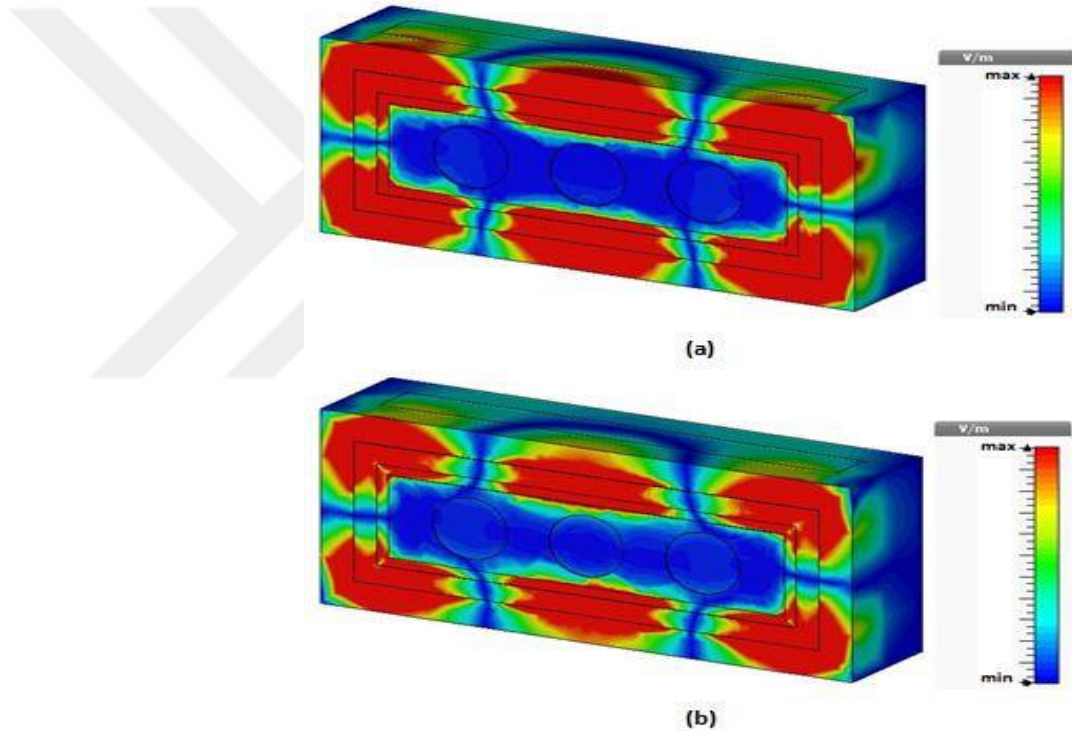
Şekil 4.25. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız benzin numunelerinin S22 (dB) simülasyon grafiği



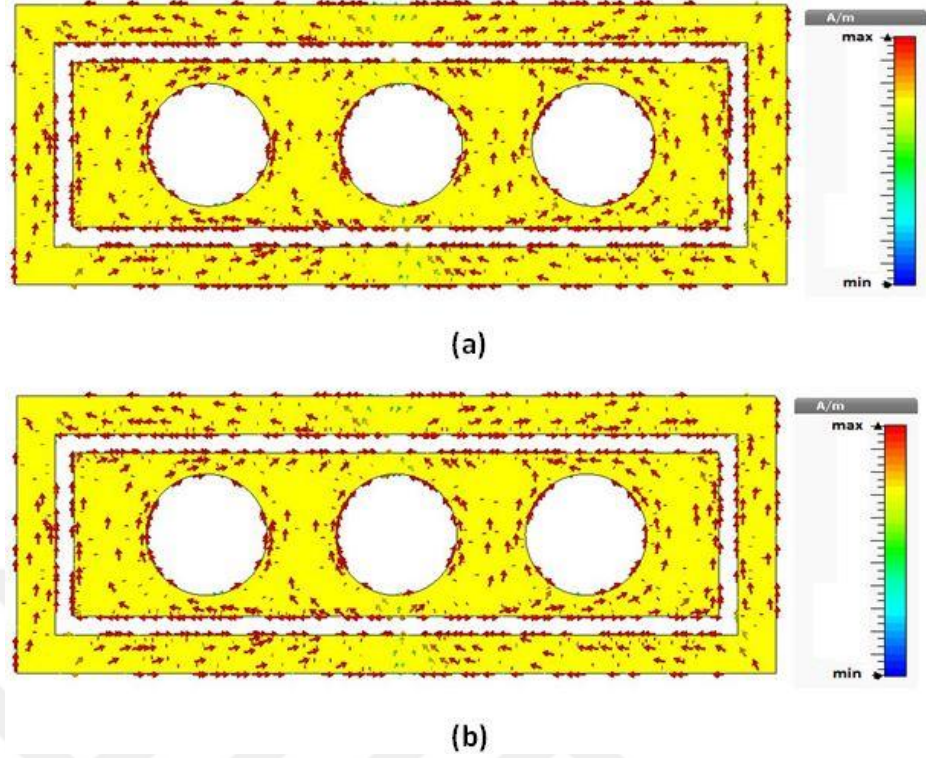
Şekil 4.26. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı ve markasız benzin numunelerinin S22 (dB) ölçüm grafiği

Bir sonraki aşama olarak, elektrik alan ve yüzey akım dağılımı incelenmiş ve daha iyi anlaşılması için önerilen yapının mevcut yüzey dağılımları şekil 4.27 ve 4.28’de gösterilmiştir. Elektrik alan ve yüzey akım dağılımları markalı ve markasız benzin

numuneleri için sırasıyla 10,328 ve 10,312 GHz rezonans frekansında gerçekleştirilmiştir. Markalı ve markasız benzin numuneleri için rezonans frekanslarında elektrik alan dağılımları şekil 4.28'de gösterilmiştir. Markalı benzin için sensörün metal kısmının elektrik alanı dağılımı yanıtı güçlüdür ve markalı benzin örneğinin dielektrik sabitinin gerçek değerinin daha küçük olması nedeniyle markasız benzin örneğine göre sensöre daha derin nüfuz eder. Markalı ve markasız benzin numunelerin yüzey akım dağılımları şekil 4.28'de gösterilmiştir. Manyetik tepkilere yol açan paralel ve anti-paralel akım dağılımları olduğu görülmektedir. Şekilde gösterildiği gibi mevcut dağılımları kapalı akım döngüsü olmayan, söz konusu akımın rezonans frekansında güçlü bir elektrik bağlantısı ile harekete geçmektedir.



Şekil 4.27. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) benzin numunesinin elektrik alan dağılım grafiği

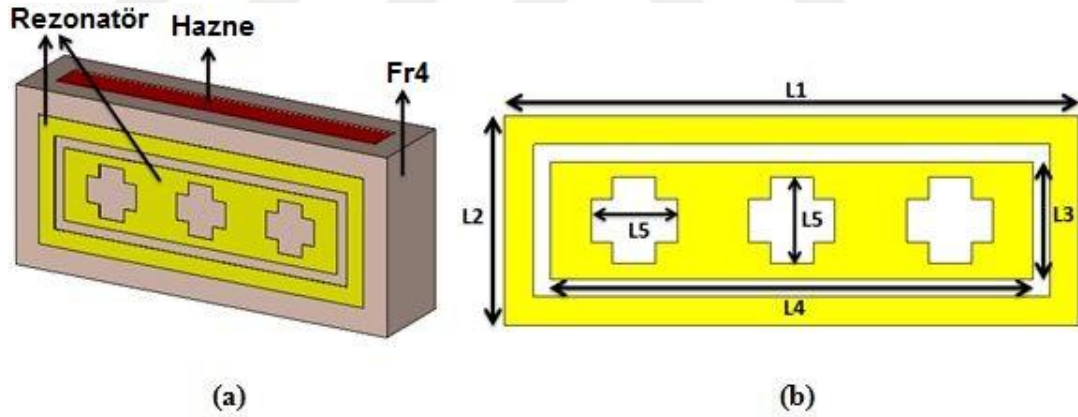


Şekil 4.28. Dairesel halka rezonatörlü sensöre ait markalı (a) ve markasız (b) benzin numunesinin yüzey akımı dağılım grafiği

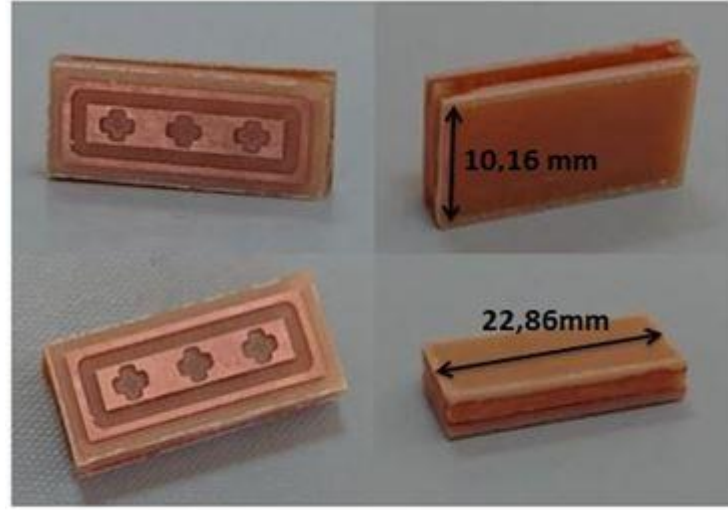
4.5. Artı Desenli Rezonatör Sensör Yapısı

Tasarlanan bu sensör yapımızda rezonatör artı desenli üç özdeş boşluktan oluşmaktadır. Önerilen MTM tabanlı sensör, FR4 olarak seçilen bir dikdörtgen malzeme üzerine yatay mikroşerit hat kapsayan artı desenli bir çerçeve içerir. FR4(bu malzeme 1.6mm kalınlık, 4.2 dielektrik geçirgenlik, 1 manyetik geçirgenlik ve 0.02 kayıp tanjant değeri özelliklerine sahiptir)ün düşük maliyeti ve nispeten düşük kayıp elektromanyetik özelliklerinden dolayı tercih edildiğini daha önce de belirtmiştik. Yapının rezonatör dediğimiz iletken kısmı $5.8001 \times 10^7 S / m$ elektriksel iletkenliği ve 0.035 mm bir kalınlığa sahip bakır cinsi malzemedir. Yapının arka tarafı herhangi bir bakır bir metal plaka içermez. Sadece FR4 alttaşı mevcuttur. Önerilen sensör tasarımının boyutu önceki yapılarda da olduğu gibi X-bant dalga kılavuzu için uygundur. Yani FR4 alttaşının genişliği ve uzunluğu X bant dalga kılavuzu boyutları olan 22,86 mm ve 10,16 mm dir. İç ve dış rezonatörlerin arasındaki boşluğun boyutu 1 mm kadardır. Daha önceki yapılarda da olduğu gibi MTM sensör yapısı Şekil 4.29'da

gösterildiği gibi sıvı olan akaryakıt numuneleri kolayca içine yerleştirmek için hazne şeklinde tasarlanmıştır. Şekil 4.29 önerilen sensörün tasarım ve yapı boyutlarına ilişkin genel bir görünümü göstermektedir. Önerilen sensörün rezonatör kısmının geometri boyutları daha önceki yapılarda da olduğu gibi sayısal ve parametrik çalışma sonuçlarına göre belirlenir. Parametrik çalışma FIT tabanlı 3D elektromanyetik simülasyon yazılımı tarafından, önerilen sensörün rezonatörünün yapı boyutlarını optimum olarak elde etmek için yapılmaktadır. Dış tarafta dikdörtgen şeklindeki çerçeve ve içindeki artı desenli yapı parametrik olarak incelenmiştir ve optimum yansıma sonuçları için ölçüler $L1 = 20\text{mm}$, $L2 = 7.3\text{mm}$, $L3 = 4.1\text{mm}$, $L4 = 16.8\text{mm}$ ve $L5 = 3\text{mm}$ dir. Sensör yapısının genel görünümü ve tasarıma ait boyutları şekil 4.29’da gösterildiği gibidir. Sayısal çalışmalardan sonra daha önceki yapıların üretimi gibi baskı devre kartı tekniği kullanılarak önerilen MTM tabanlı sensör tasarımının fabrikasyon imalatı için LPKF protomat kullanılmıştır. Yapının laboratuvar ortamında fabrikasyon üretimi ve sensöre ait boyutlar şekil 4.30’da gösterildiği gibidir.



Şekil 4.29. Artı desen rezonatörlü sensörün genel görünümü (a) ve tasarım boyutları (b)



(a)

(b)

Şekil 4.30. Artı desen rezonatörlü sensörün üretimine ait genel görünümü (a) ve üretim boyutları (b)

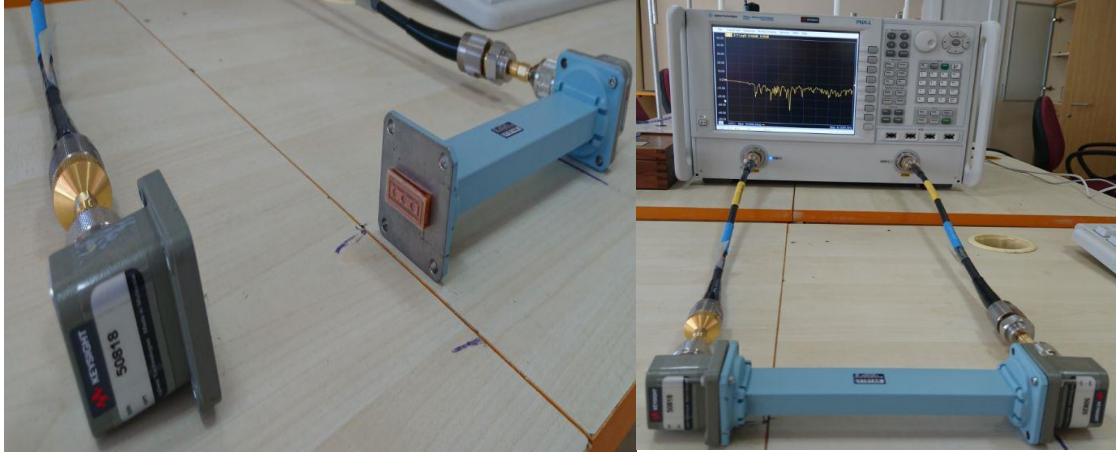
4.5.1. Artı Desen Rezonatörlü Sensörün Nümerik ve Deneysel Sonuçları

Önerilen sensör yapısı için nümerik ve deneysel sonuçlar tasarlanan MTM sensör yapısının markalı ve markasız akaryakıt numunelerini, yansıma değerleri ve rezonans frekansı açısından birbirinden ayırt ettiğini doğrulamıştır. Tasarlanan sensör yapısı daha öncede belirtildiği gibi FIT tabanlı 3D elektromanyetik simülasyon gerçekleştiren yazılımla nümerik olarak analiz edilir. Bunun için 8-12 GHz aralığında ölçümü yapılan markalı ve markasız numunelerin dielektrik değerlerinin tamamının yazılama yüklendiğinden bahsetmiştik. Daha önceki ölçümler için de kullandığımız dalga kılavuzu ve adaptör şekil 4.31’de görüldüğü gibidir (dalga kılavuzu maury marka olup model numarası X101A6 dır). Numuneler X281A numaralı model, KEYSIGHT marka adaptörler aracılığı ile dalga kılavuzuna yerleştirilir ve bağlanır.

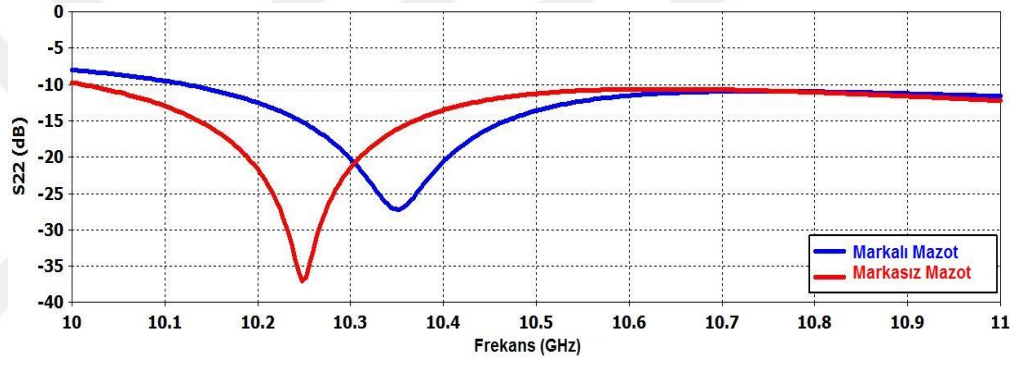


Şekil 4.31. Ölçümde kullanılan 22.86mm-10.16mm X-band dalga kılavuzu (a) ve adaptör (b)

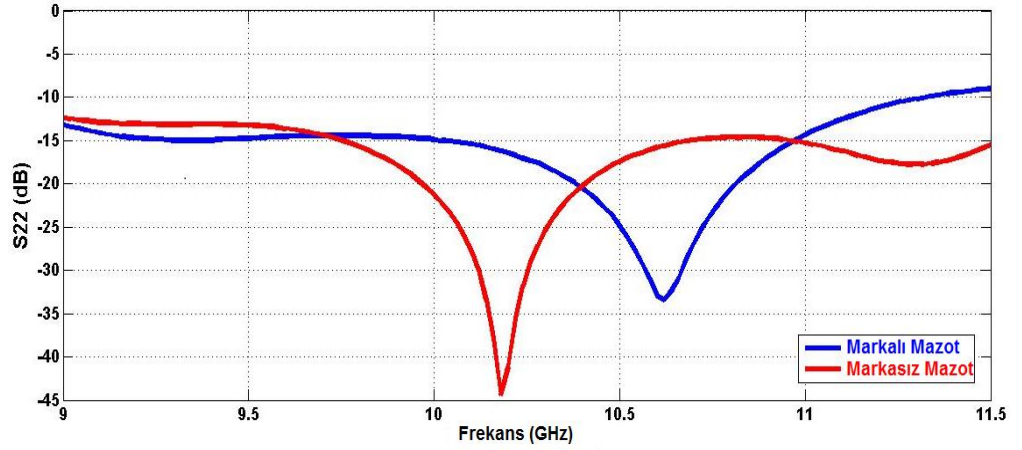
Sensör haznesi boşken(hava ile dolu) sensör, kalibrasyon için ölçülür ve sonuçlar kaydedilir. Ölçüm düzeneği şekil 4.32'de gösterilmiştir. Elde edilen sayısal sonuçlar deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Şekil 4.33, markalı ve markasız dizel numunelerine ait yansıma değerleri sayısal analizini gösterir. Şekil 4.33'de her iki numune için rezonans frekanslarının farklı olduğu görülür. Sensöre markasız mazot numunesi-yerleştirildiğinde markalı mazot numunesine göre rezonans frekansında kayma meydana geldiği görülmektedir. Markalı mazot numunesinin S22 değeri 10.352 GHz de yaklaşık -27dB rezonans verirken, bu değerler markasız dizel numunesi için neredeyse -37dB değerinde ve 10.248 GHz e kaymıştır. Numunelerin yansıma değerlerinin rezonans frekansı arasında 104 MHz ve yansıma katsayıları içinde 10dB lik bir fark vardır. Bu durumda onları hem frekans olarak hem de yansıma değeri(S22) olarak ayırmak için oldukça yeterli bir veri anlamına gelmektedir. Ürettiğimiz sensör daha sonra deneysel olarak test edilip ve şekil 4.34'de gösterildiği gibi S22 parametreleri ölçüm sonucu sunulmaktadır. Daha önceki yapıların üretiminde de belirttiğimiz gibi deneysel ve sayısal veriler arasındaki küçük farklar hazne şeklinde tasarlanan sensör parçalarının birleştirilmesi için kullanılan yapıştırıcı madde ve dalga kılavuzundaki örnek tutucu eksikliği gibi faktörlerden kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.32. Artı desen rezontörlü sensöre ait dalga kılavuzu ölçüm düzeneği

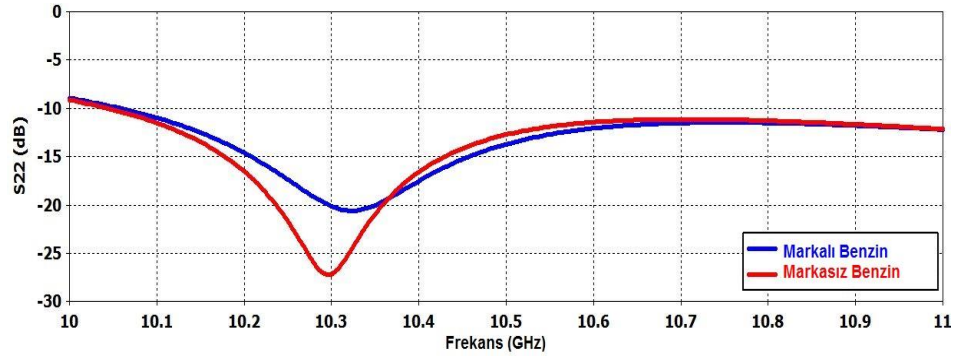


Şekil 4.33. Artı desen rezontörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin simülasyon grafiği

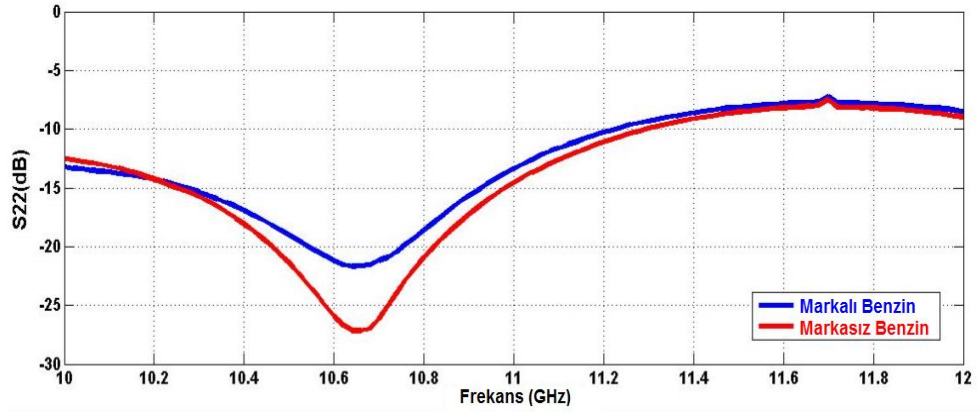


Şekil 4.34. Artı desen rezontörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin ölçüm grafiği

Bir sonraki aşama olan benzin numunelerinin ayırt edilmesi amacıyla aynı frekans aralığında sayısal ve deneysel analizler incelenmiştir. Markalı ve markasız benzin numunelerinin sayısal ve deneysel sonuçları sırasıyla Şekil 4.35 ve 4.36'da gösterilmiştir. Numunelerin dielektrik sabitlerinin gerçek kısmı Şekil 4.2'de gösterildiği gibi birbirine yakın olduğundan rezonans frekansındaki kayma da mazot numunelerinde olduğu gibi benzin numuneleri için çok olmamıştır. Dolayısıyla rezonans frekansındaki kayma dizel numunelerine göre daha azdır. Markalı benzin numunesinin S22 değeri 10.324GHz rezonans frekansında -20dB iken, bu değerler markasız benzin numunesi için neredeyse -27dB ve 10.296GHz e doğru kaymıştır. Birbirleriyle karşılaştırıldığı zaman bile numunelerin yansıma değerleri arasında bunları ayırt etmek için oldukça yeterli genişlikte frekans bandı (28MHz) gözlenmiştir. Ayrıca rezonans frekansında numuneler arasındaki 7dB'lik fark da numunelerin ayırt edilebilmesi bakımından önemli bir değerdir. Aynı şekilde burada da deneysel ve sayısal veriler arasındaki küçük farklar hazne şeklinde tasarlanan sensör parçalarının birleştirilmesi için kullanılan yapıştırıcı madde ve dalga kılavuzundaki örnek tutucu eksikliğinden kaynaklanmaktadır.



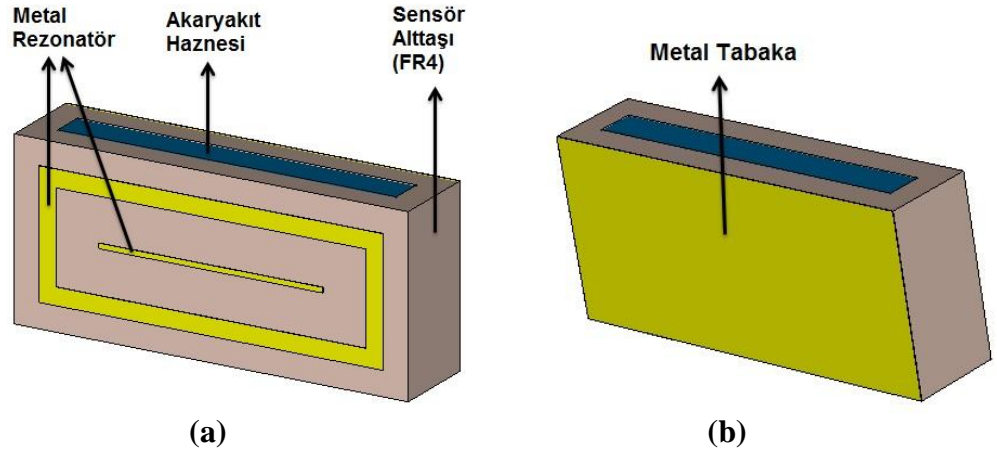
Şekil 4.35. Artı desen rezontörlü sensöre ait markalı ve markasız benzin numunesinin simülasyon grafiği



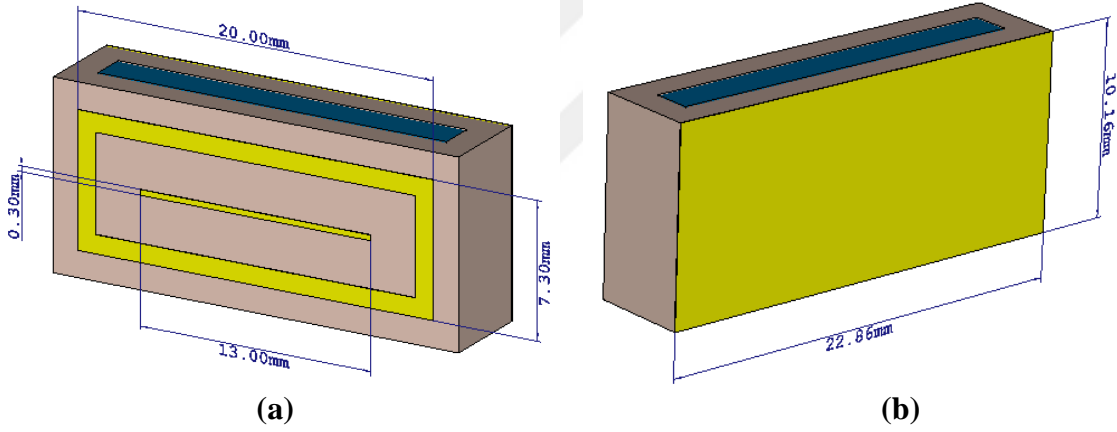
Şekil 4.36. Artı desen rezontörlü sensöre ait markalı ve markasız mazot numunesinin ölçüm grafiği

4.6. Absorber Tabanlı Sensör Yapısı

Tasarlanan bu sensör yapısının alttaşı diğer sensörlerde de olduğu gibi FR4 isimli malzemeden oluşmaktadır (FR4 cinsi malzeme 12.6mm kalınlık, 4.2 dielektrik geçirgenlik, 1 manyetik geçirgenlik ve 0.02 kayıp tanjant değeri özelliklerine sahiptir). Diğer sensör yapılarından farklı olarak bu sensör yapısının arka kısmı komple metal ile kaplıdır. Yapının ön yüzündeki rezonatör ile arka kısmındaki tabaka bakır cinsi metalden oluşmaktadır (5.8001×10^7 S/m elektriksel iletkenliğe, 0.035 mm kalınlığa sahiptir). Şekil 4.37’de sensör tasarımına ait şekiller yer almaktadır. Şekil 4.38’de ise sensörde kullanılan metal rezonatör ve arka kısmındaki metal tabakaya ait tasarım boyutları gösterilmiştir. MTM sensör yapısı daha önceki yapılarda da olduğu gibi ölçümü gerçekleştirilecek numunenin sıvı olmasından dolayı ve kolayca yerleştirilebilmesi için hazne şeklinde tasarlanmıştır (Şekil 4.37).



Şekil 4.37. Absorber tabanlı sensörün önden (a) ve arkadan (b) görünümü

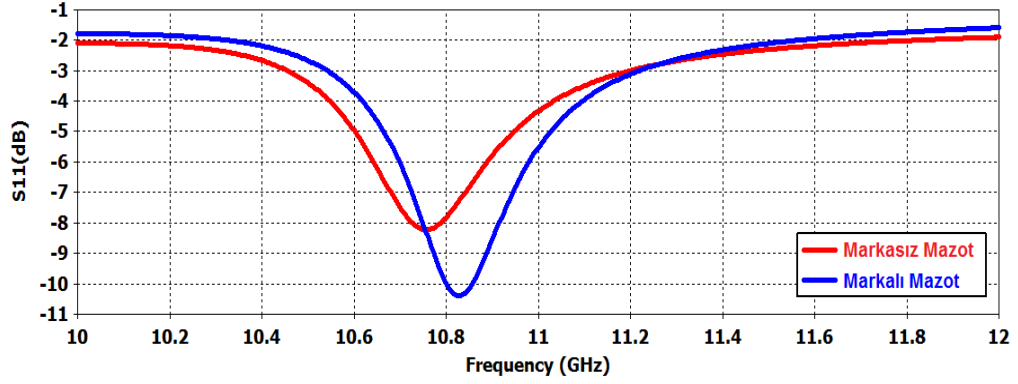


Şekil 4.38. Absorber tabanlı sensörün ön (a) ve arka kısmına (b) ait tasarım boyutları

4.6.1. Absorber Tabanlı Sensörün Nümerik Sonuçları

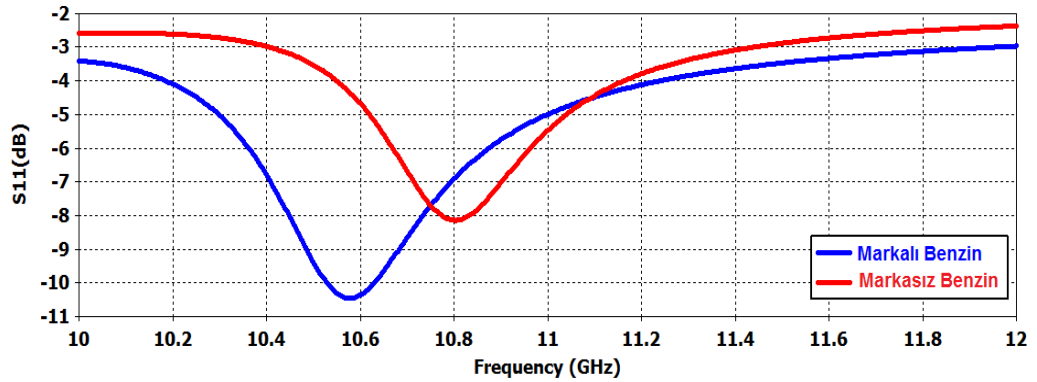
Bu sensör tasarımı diğer tasarımlardan farklı olarak absorber(arka kısım komple bakır kaplı) tabanlı olduğu için S11 parametreleri üzerinden incelenmiştir. S11 parametreleri özellikle frekans kayması bakımından incelenmiştir. Şekil 4.39'da görüldüğü gibi markasız mazot numunesinin S11 eğrisi 10.752 GHz de rezonans verirken, markalı mazot numunesine ait eğri 10.828 GHz frekansında rezonansa girmiştir. Sonuç olarak iki değer incelendiğinde markalı ve markasız mazot

numunelerinin rezonans frekansları arasında 76 MHz lik bir farkın meydana geldiği görülmektedir.



Şekil 4.39. Absorber tabanlı sensöre ait markalı ve markasız mazot numunelerinin S11(dB) eğrileri

Benzer durum benzin içinde gözlenmektedir. Şekil 4.40'da görüldüğü gibi markalı benzin numunesinin S11 değeri 10.576 GHz de rezonans verirken markasız benzin numunesi 10.804 GHz de rezonans vermektedir. Böylece markalı ve markasız benzin numunelerinin S11 eğrilerinin rezonans frekansları arasındaki 228 MHz lik bir fark meydana geldiği tespit edilmiştir.



Şekil 4.40. Absorber tabanlı sensöre ait markalı ve markasız benzin numunelerinin S11(dB) eğrileri

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Birinci yapımız olan dikdörtgen şekilli rezonatörden oluşan sensör yapısı için sonuçlar incelenmiştir. Markalı ve markasız her iki numune için rezonans frekanslarının farklı olduğu görülmüştür. Sensörde markasız mazot numunesi kullanıldığında markalı mazot numunesine göre rezonans frekansında kayma meydana geldiği görülmektedir. Numunelerin yansıma değerlerinin rezonans frekansı arasında 88 MHz'lik bir fark vardır. Bu durumda onları ayırmak için oldukça yeterli bir bant genişliği anlamına gelmektedir. Ayrıca S22 değerleri arasındaki 4dB'lik fark da numuneleri ayırt etmeye yardımcı olan diğer bir değerdir. Aynı şekilde benzin numunelerinin S22 değerleri arasında bunları ayırt etmek için oldukça yeterli genişlikte 12MHz rezonans frekans farkı vardır. Ayrıca numuneler arasındaki 6dB'lik fark da numunelerin ayırt edilebilmesi bakımından önemli bir değerdir.

Sensör yapılarımızdan ikincisi olan dairesel halka rezonatörlü yapı için sonuçlar incelendiğinde markalı ve markasız mazot numuneleri için S22 değerinde yaklaşık 11 dB'lik ve rezonans frekanslarında ise 100 MHz'lik bir fark meydana geldiği tespit edilmiştir. Markalı ve markasız benzin numuneleri S22 değerinde yaklaşık 13 dB'lik ve rezonans frekanslarında ise 16 MHz'lik bir fark meydana geldiği tespit edilmiştir.

Artı desenli rezonatör sensör yapısı için sonuçlar incelendiğinde markalı ve markasız mazot numuneleri yansıma değerlerinin rezonans frekansı arasında 104 MHz ve yansıma katsayıları içinde 10dB'lik bir fark vardır. Markalı ve markasız benzin numuneleri için bu değerler sırasıyla 28 MHz ve 7 dB'dir.

Absorber tabanlı sensör yapımızda ise sonuçlar dB olarak önceki yapılarımızda olduğu kadar iyi sonuçlar vermese de frekans kayması olarak çok iyi bir bant genişliği elde edilmiştir. Şöyle ki markalı ve markasız mazot numunelerinin rezonans frekansları arasında 76 MHz'lik bir fark, markalı ve markasız benzin numunelerinin rezonans frekansları arasındaki 228 MHz'lik bir fark meydana geldiği tespit edilmiştir.

Markalı ve markasız akaryakıtları birbirinden ayırt etmek için bir MTM sensör yapıları gerçekleştirilmiştir. Tüm sensör yapılarımızda nümerik ve deneysel sonuçların yüksek oranda birbirine benzemesi amaçlanan sensörlerin verimli bir şekilde çalıştığını bize göstermektedir. X bandında tasarlanan MTM sensör yapıları için markalı ve markasız akaryakıt numunelerinin dielektrik sabiti ve kayıp tanjant değerlerinin ölçülmesi için vektör network analizör ve dielektrik probu kullanılmıştır. Elde edilen

veriler doğrultusunda MTM sensör yapısını markasız ve markalı akaryakıt numunelerini birbirinden ayırdığı rezonans frekansındaki farklılık ve yansıma değerleri arasındaki farklılıktan tespit edilmiştir. MTM sensör yapısının markalı ve markasız akaryakıt numunelerini birbirinden ayırdığı sonucuna varılmıştır. Bunun yanı sıra amaçlanan MTM sensör yapısı kolay konfigüre ve kolay fabrikasyon olma özelliklerine sahiptir. Bu da sensörün saniyeye kolayca entegre olabilme özelliğine sahip olmasını sağlamaktadır.



KAYNAKLAR

- Al-Naib, I.A.I., Jansen, C., and Koch, M., 2008. Thin-film sensing with planar asymmetric metamaterial resonators. **Appl. Phys. Lett.** 93:083507:1–083507:3.
- Akgol, O., Erricolo, D., and Uslenghi, P. L. E., 2011. Exact imaging by an elliptic lens. **IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.** 10:639–642.
- Altıntaş, O., 2015. Polarizasyon dönüştürücü metamalzeme yüzeyler, **Yüksek lisans tezi**, Mustafa Kemal Üniversitesi, 64 s , Hatay.
- Bakır, M., 2016. Metamalzeme tabanlı sensör, sinyal emici ve frekans seçici yüzey uygulaması, **Doktora Tezi**, Mustafa Kemal Üniversitesi, 157 s, Hatay.
- Clark, A. W., Glidle, A., Cumming, D. R. S., and Cooper, J. M., 2009. Plasmonic split-ring resonators as dichroic nanophotonic DNA biosensors. **J. Am. Chem. Soc.** 131: 17615–17619, 2009.
- Dolling, G., Wegener, M., Soukoulis, C.M., Linden, S., 2007. Negative-index metamaterial at 780nm wavelength. **Opt. Letters.** 32:53-55.
- Dincer, F., Karaaslan, M., Unal, E., Sabah, C., 2013. Design and analysis of a perfect metamaterial absorber for sub-terahertz frequencies. **Prog. Electromagnet. Res.** 141:219-231.
- Ding, Y., Guo, P., Cheng, Y., 2012. Giant Optical Activity and Negative Refractive Index in the Terahertz Region Using Complementary Chiral Metamaterials. **Physica Scripta.** 85: 065405.
- Dolling, G., Wegener, M., Soukoulis, C.M., Linden, S., 2007. Negative-index metamaterial at 780nm wavelength. **Opt. Letters.** 32:53-55.
- Engheta, N., Ziolkowski, R., W., 2006. Metamaterials — Physics and Engineering Explorations. **IEEE-Wiley Press**, Piscataway, NJ.
- Erentok, A., Ziolkowski, R., W., 2008. Metamaterial-inspired efficient electrically-small antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 56(3):691-707.
- Factorova, D., 2008. Temperature dependence of biological tissues complex permittivity at microwave frequencies. **Advances in Electrical and Electronic Engineering.** 7: 354-357.
- Factorova, D., 2008. Temperature dependence of biological tissues complex permittivity at microwave frequencies. **Advances in Electrical and Electronic Engineering.** 7: 354-357.
- Fang, N., Lee, H., Sun, C., Zhang, X., 2005. Sub-diffraction-limited optical imaging with a silver superlens. **Science**, 308: 534-537.
- Greengard, L., Rokhlin, V., 1987. A fast algorithm for particle simulations. **J. Computational Physics.** 73:325-348.
- Gordon, J., Holloway, C., L., Dienstfrey, A., 2009. A physical explanation of angle-independent reflection and transmission properties of metafilms/metasurfaces. **IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.**, 8:1127-1130.
- He X. J., Wang Y., Wang J. M., Gui T. L., 2010. Thin-film sensor based tip-shaped split ring resonator metamaterial for microwave application. **Microsyst. Technol.** 16:1735–1739.
- IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.**, 8:1127-1130.

- Holloway, C., L., Kuester, E., F., Gordon, J., A., O'Hara, J., Booth, J., and Smith, D., R., 2012. An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, 54(2):10-35.
- Holloway, C., L., Kuester, E., F., Novotny, D., 2009. Waveguides composed of metafilms: the two-dimensional equivalent of metamaterials. **IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters**, 8:525-529.
- Holloway, C., L., Kabos, P., Mohamed, M., A., Kuester, E., F., Gordon, J., Janezic M., D., Baker-Jarvis, J., 2010. Realization of a controllable metafilm/metasurface composed of resonant magnetodielectric particles: measurements and theory. **IET Microwaves, Antennas, and Propagation**, 4(8):1111-1122.
- Holloway, C., L., Mohamed, M., A., Kuester, E., F., Dienstfrey, A., 2005. Reflection and transmission properties of a metafilm: with an application to a controllable surface composed of resonant particles. **IEEE Trans. Electromag. Compat.**, 47(4):853-865.
- Ishimaru, A., Jaruwatanadilok, S., Kuga, Y., 2005. Generalized surface plasmon resonance sensors using metamaterials and negative index materials. **Progress Electromagn. Res.** 51: 139-152.
- Ishimaru, A., Jaruwatanadilok, S., 2005. Generalized surface plasmon resonance sensors using metamaterials and negative index materials. **Progress Electromagn. Res.** 51: 139-152.
- Jin, P., Ziolkowski, R., W., 2010. Multiband extensions of the electrically small metamaterial-engineered z antenna. **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, 4(8): 1016-1025.
- Karaaslan, M., 2009. Negatif kırılma indisli meta-malzemelerin elde edilmesi, **Doktora tezi**, Çukurova Üniversitesi, 128 s, Adana.
- Kuester, E., F., Mohamed, M., A., Piket-May, M., Holloway, C., L., 2003. Averaged transition conditions for electromagnetic fields at a metafilm. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 51(10):2641-2651.
- Landy, N., I., Sajuyigbe, S., Mock, J., J., Smith, D., R., Padilla, W., J., 2008. A perfect metamaterial absorber. **Phys. Rev. Lett.**, 100:207402-4.
- Lee, H.J., Yook, J.G., 2008. Biosensing using split-ring resonator at microwave regime. **Appl. Phys.Lett.** 92: 254103:1-254103:3.
- Lee, J., Lim, S., 2011. Bandwidth-enhanced and polarization-insensitive metamaterial absorber using double resonance. **Electronics Letters**, 47:8-9.
- Lee, H.-J., Lee, J.-H., Moon, H.-S., Jang, I.-S., Choi, J.-S., Yook, J.-G., Jung, H.-I., 2012. A planar split-ring resonator-based microwave biosensor for label-free detection of biomolecules” **Sensors and Actuators B: Chemical**, 169:26-31.
- Melik R., Unal E., Perkgoz N. K., Puttlitz C. and Demir H. V., 2009. Flexible metamaterials for wireless strain sensing. **Applied Physics Letters**. 95:181105.
- Melik, R., Unal, E., Perkgoz, N. K., Santoni, B., Kamstock, D., Puttlitzand, C., Demir, H.V., 2010. Nested Metamaterials for Wireless Strain Sensing. **IEEE Journal of Selected Topics In Quantum Electronics**, 16: 450-458.
- Melik, R., Unal, E., Perkgoz, N.K., Puttlitz, C., Demir, H.V., 2010. Metamaterial based telemetric strain sensing in different materials. **Opt. Express**, 18:5000-5007.

- Michalet, X., Kapanidis, A.N., Laurence, T., Pinaud, F., Doose, S., Pflughoefft, M., Weiss, S., 2003. The power and prospects of fluorescence microscopies and spectroscopies. **Annu. Rev. Biophys Biomol Struct.** 32: 161–182.
- Mohammadian, A. H., Shankar, V., Hall, W. F., 1991. Computation of electromagnetic scattering and radiation using a time-domain finite-volume discretization procedure. **Computer Physics Communications.** 68:175-196.
- O’Hara, J., F., Smirnova, E., Azad, A., K., Chen H., T., Taylor, A., J., 2007. Effects of microstructure variations on macroscopic terahertz metamaterial properties. **Active and Passive Electronic Components**, 47(4):853-865.
- O’Hara, J.F., Singh, R., Brener, I., Smirnova, E., Han, J.G., Taylor, A.J., Zhang, W.L., 2008. Thin-film sensing with planar terahertz metamaterials: Sensitivity and limitations. **Opt. Express**, 16: 1786–1795.
- Park, J., W., Tuong, P., V., Rhee, J., Y., Kim, K., W., Jang, W., H., Choi, E., H., Chen, L., Y., Lee, Y., P., 2013. Multi-band metamaterial absorber based on the arrangement of donut-type resonators. **Optics Express**, 21: 9691-9702.
- Pendry, J., B., Holden, A., J., Stewart, W., J., Youngs, I., 1996. Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures. **Physical Review Letters**, 76:4773-4776.
- Pendry, J., B., Holden, A., J., Robbins, D., J., & Stewart, W., J., 1998. Low frequency plasmons in thin wire structures. **Journal Of Physics:Condensed Matter**, 10:4785–4809.
- Pendry, J., B., Holden, A., J., Robbins, D., J., & Stewart, W., J., 1999. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, 47(11), 2075-2084.
- Pendry, J.B., Schuriand, D., Smith, D.R., 2006. Controlling electromagnetic fields. **Science**, 312: 1780-1782.
- Plum, E., 2010. Chirality and metamaterials, **University of Southampton Faculty of Engineering, Science and Mathematics Optoelectronics Research Centre**, PhD. Thesis.
- Reinhard, B., Schmitt, K. M., Wollrab, V., Neu, Beigang, J.R., and Rahm, M., 2012. Metamaterial near-field sensor for deep-subwavelength thickness measurements and sensitive refractometry in the terahertz frequency range”, **Appl. Phys. Lett.** 100:221101–221104.
- Sabah, C., Uckun, S., 2007. Electromagnetic wave propagation through the frequency-dispersive and lossy double-negative slab. **Opto-Electronics Review**, 15:133-43.
- Sabah, C., Cakmak, A., O., Ozbay, E., Uckun, S., 2010. Transmission measurements of a new metamaterial sample with negative refraction index. **Physica B**, 405: 2955-2958.
- Sabah, C., Roskos, H., G., 2012. Design of a terahertz polarization rotator based on a periodic sequence of chiral-metamaterial and dielectric slabs, **Progress In Electromagnetics Research**, 124:301-314.
- Sabah C., Roskos H. G., 2013. Broadside-coupled triangular split-ring-resonators for terahertz sensing. **Eur. Phys. J. Appl. Phys.**, 61:30402.

- Sabah, C., Tastan, H.T., Dincer, F., Delihacioglu, K., Karaaslan, M., Unal, E., 2013. Transmission tunneling through the multilayer double-negative and double-positive slabs, **Progress In Electromagnetics Research**, 138: 293-306.
- Sabah C., Dincer F., Karaaslan M., Unal E., Akgol O., 2014a. Polarization-insensitive fss based perfect metamaterial absorbers in ghz and thz frequencies, **Radio Science**. 49, 306-314.
- Sabah C., Dincer F., Karaaslan M., Unal E., Akgol O., Demirel E., 2014b. Perfect metamaterial absorber with polarization and incident angle independencies based on ring and cross-wire resonators for shielding and a sensor application, **Optics Communications**. 322, 137-142.
- Sabah, C., 2007. Microwave response of octagon-shaped parallel plates: Low-loss metamaterial, **Optics Communications**, 285:4549-4552.
- Sanders, G.H., Manz, A., 2000. Chip-based microsystems for genomic and proteomic analysis. **Trends Anal. Chem.** 19: 364–378.
- Sanders, G.H.W., 2000. Manz, A. Chip-based microsystems for genomic and proteomic analysis. **Trends Anal. Chem.** 19: 364–378.
- Shelby, R., A., Smith, D., R., Schultz, S., 2001. Experimental verification of a negative index of refraction. **Science**, 292:77-79.
- Smith, D., R., Kroll, N., 2000. Negative refraction index in left-handed materials. **Phys. Rev. Lett.**, 85:2933–2936.
- Smith, D. R., D. C. Vier, T. Koschhy, and C. M. Soukoulis, 2005. Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials. **Phys. Rev. E**. 71:036617.
- Smith, D. R., S. Schultz, P. Markos, C. M. Soukoulis, 2002. Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients. **Phys. Rev. B**. 65:195104.
- Solinas, T., Lampel, S., Stilgenbauer, S., Nickolenko, J., Benner, A., Dohner, H., Cremer, T., Lichter, P., 1997. Matrix-based comparative genomic hybridization, **Genes Chromosomes Cancer**. 20: 399–407.
- Solinas, T., Lampel, S., Stilgenbauer, S., Nickolenko, J., Benner, A., Dohner, H., 1997. Matrix-based comparative genomic hybridization: Biochips to screen for genomic imbalances. **Genes Chromosomes Cancer**, 20: 399–407.
- Thoma, P., Weiland, T., 1995. A subgridding method in combination with the finite integration technique. Microwave Conference
- Veselago, V., G., 1967. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . **Soviet Physics Uspekhi**, 10:509–514.
- Wang, B., Koschny, T., Soukoulis, C., M., 2009. Wide-angle and polarization-independent chiral metamaterial absorber. **Physical Review B**, 80: 033108-4.
- Webb, S.E.D., Roberts, S.K., Needham, S.R., Tynan, C.J., Rolfe, D.J., Winn, M.D., Clarke, D.T., Fernandez, M.L., 2008. Single-molecule imaging and fluorescence lifetime imaging microscopy show different structures for high- and low-affinity epidermal growth factor receptors in A431 cells. **Biophys. J**. 94: 803–819.
- Wei, Z., Cao, Y., Fan, Y., Yu, X., Li, H., 2011. Broadband polarization transformation via enhanced asymmetric transmission through arrays of twisted complementary split-ring resonators. **Applied Physics Letters**. 99:221907-3.
- Weiland, T., 1977. A discretization model for the solution of maxwell's equations for six-component fields. **Electron. Commun**. 31:116-120.

- Weiland, T., 1996. Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods. **International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields**. 3:295-319.
- Weiren, Z., Ivan, D., Malin, P., 2014, Polarization Conversion in U-Shaped Chiral Metamaterial with Four-Fold Symmetry Breaking. **J. Appl. Phys.** 115: 143101.
- Withayachumnankul, W., Jaruwongrungrsee, K. C., Tuantranont, A., Fumeaux, C., Abbott, D., 2013. Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization, **Sensors and Actuators A**.189, 233– 237.
- Withayachumnankula, W., Jaruwongrungrseeb, K., Tuantranontc, A., Fumeauxa, C., Abbotta, D., 2013. Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization, **Sensors and Actuators A: Physical**, 189: 233-237.
- Withayachumnankul, W., Lin, H., Serita, K., Shah, C., Sriram, S., Bhaskaran, M., Tonouchi, M., Fumeaux, C., and Abbott, D., 2012. Sub-diffraction thin-film sensing with planar terahertz metamaterials. **Optics Express**, 20:3345-3352.
- Withayachumnankul, W., Jaruwongrungrsee, K., Fumeaux, C., and Abbott, D., 2012. Metamaterial-inspired multichannel thin-film sensor. **IEEE Sensors Journal**, 12:1455–1458.
- Yang, J. J., Huangand, M., Sun, J., 2011. Double negative metamaterial sensor based on micro ring resonator. **IEEE Sensor**, 11: 2254–2259.
- Yamamoto, K., Nomura, S., 2007. Energy compensated mode in a waveguide composed of lossy left-handed metamaterial. **Optics Communications**, 276:191-195.
- Zhang, S., Fan, W., Panoiu, N. C., Malloy, K. J., Osgood, R. M., Brueck, S. R. J., 2005. Experimental demonstration of near-infrared negative-index metamaterials. **Phys. Rev.Lett.** 95:137404-4.
- Zhu, H., L., Chung, K., L., Sun, X., L., Cheung, S., W., Yuk, T., I., 2012. CP metasurfaced antennas excited by LP sources. **IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation, Chicago, IL, USA.**

ÖZGEÇMİŞ

1987 yılında İskenderun'da doğdum. İlköğretimi 2001 yılında İnönü İlköğretim okulunda ve ortaöğretimi 2005 yılında Şemsettin Mursaloğlu Anadolu Lisesinde, Hatay'da tamamladım. 2014 yılında Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünden mezun oldum. 2015 ile 2017 yılları arasında TÜBİTAK projesinde tam zamanlı bursiyer olarak görev yaptım. Aynı yıllar içerisinde bu kapsamda İskenderun Teknik Üniversitesinde Yüksek Lisans eğitimimi gerçekleştirdim.



Sensitive Metamaterial Sensor for Distinction of Authentic and Inauthentic Fuel Samples

MEHMET ALI TÜMKAYA,¹ FURKAN DİNÇER,²
MUHARREM KARAASLAN,¹ and CUMALI SABAH^{3,4,5}

1.—Department of Electrical and Electronics Engineering, Iskenderun Technical University, Iskenderun, Turkey. 2.—Department of Electrical and Electronics Engineering, Kilis 7 Aralık University, Kilis, Turkey. 3.—Department of Electrical and Electronics Engineering, Middle East Technical University - Northern Cyprus Campus (METU-NCC), Kalkanlı, Guzelyurt, TRNC/Mersin 10, Turkey. 4.—Kalkanlı Technology Valley (KALTEV), Middle East Technical University - Northern Cyprus Campus (METU-NCC), Kalkanlı, Guzelyurt, TRNC/Mersin 10, Turkey. 5.—e-mail: sabah@metu.edu.tr

A metamaterial-based sensor has been realized to distinguish authentic and inauthentic fuel samples in the microwave frequency regime. Unlike the many studies in literature on metamaterial-based sensor applications, this study focuses on a compact metamaterial-based sensor operating in the X-band frequency range. Firstly, electromagnetic properties of authentic and inauthentic fuel samples were obtained experimentally in a laboratory environment. Secondly, these experimental results were used to design and create a highly efficient metamaterial-based sensor with easy fabrication characteristics and simple design structure. The experimental results for the sensor were in good agreement with the numerical ones. The proposed sensor offers a more efficient design and can be used to detect fuel and multiple other liquids in various application fields from medical to military areas in several frequency regimes.

Key words: Metamaterial, fuel sensor, gasoline, diesel

INTRODUCTION

Technology development now enables manufacture of different types of functional materials with extraordinary electromagnetic behavior. Such metamaterials (MTMs) cannot be readily found in Nature and are designed based on periodic structures with distinct and specific properties such as negative refraction. The idea of materials having both negative dielectric constant and magnetic permeability at the same time was proposed theoretically in 1968 by Veselago.¹ Unfortunately, that milestone study did not receive sufficient attention from the scientific community until its experimental verification by Pendry et al. in 1996 and 1999² and Smith et al. in the 2000s. During the last few years, many studies on different applications of MTMs

such as cloaking,³ superlenses,⁴ antennas,⁵ absorbers,^{6,7} and sensors⁸ have been carried out. The benefits of MTMs have been used to design and manufacture highly efficient instruments, especially for material sensing in different spectral ranges, from microwaves, terahertz, infrared, to optics. Materials considered for use in such sensor applications include solid dielectrics,^{9–11} liquids,^{12,13} and biomolecules^{14–16} developed in the form of solid or liquid films.

In this work, we realized another MTM sensor application. The proposed sensor enables applications such as distinction of authentic and inauthentic fuel samples in the microwave frequency regime with higher efficiency. The resonator structure of the MTM is designed to enable measurements in the X-band frequency regime. The main purpose of the proposed MTM-based sensor structure is to distinguish two fuel oil samples: one registered by a corporate company and the other not. We observed

(Received October 7, 2016; accepted March 28, 2017)

Published online: 12 April 2017

Mehmet Ali TÜMKAYA, Muharrem KARAASLAN, Cumali SABAH,
"Metamaterial Based High Efficiency Portable Sensor Application for Determining
Branded and Unbranded Fuel Oil", **B. Materials Science, (Kabul Edildi)**

