



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

**ANTEN PARAMETRELERİNİN İYİLEŞTİRİLMESİNDE OMEGA
ŞEKİLLİ METAMALZEME UYGULAMALARI**

Mehmet ÜLGÜ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HATAY
MAYIS-2017

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

**ANTEN PARAMETRELERİNİN İYİLEŞTİRİLMESİNDE OMEGA
ŞEKİLLİ METAMALZEME UYGULAMALARI**

Mehmet ÜLGÜ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HATAY
MAYIS-2017

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

**ANTEN PARAMETRELERİNİN İYİLEŞTİRİLMESİNDE OMEGA
ŞEKİLLİ METAMALZEME UYGULAMALARI**

Mehmet ÜLGÜ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Yrd. Doç. Dr. Oğuzhan AKGÖL danışmanlığında hazırlanan bu tez 31/05/2017 tarihinde aşağıdaki jüri üyeleri tarafından OYBİRLİĞİ ile kabul edilmiştir.

Yrd. Doç. Dr. Oğuzhan AKGÖL
Başkan

Doç. Dr. Emin ÜNAL
Üye

Prof. Dr. Faruk KARADAĞ
Üye

Kod No:51

Doç. Dr. Mustafa DEMİRCİ
Enstitü Müdürü

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.

31.05.2017

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 ÜLGÜ

ÖZET

ANTEN PARAMETRELERİNİN İYİLEŞTİRİLMESİNDE OMEGA ŞEKLİ METAMALZEME UYGULAMALARI

Metamalzemeler doğada var olmayan ve bilinen doğal malzemelerden farklı olarak elektromanyetik özellikleri kontrol edilebilen insan yapımı yapılardır. Günümüzde araştırmacılar, metamalzeme yapılarının çeşitli uygulama alanlarına yönelik çalışmalar gerçekleştirmektedir. Bu uygulama alanlarından biriside metamalzemelerin anten uygulamasıdır.

Bu tez çalışmasında, negatif kırılma indisli metamalzeme yapısı, farklı tür antenlerin performans parametrelerini geliştirmek için kullanılmıştır. Bu anten türleri monopol, mikroşerit yama ve çapraz dipol antenlerdir. Tasarlanan metamalzeme yapısı bant genişliği, geri dönüş kaybı parametreleri ve kazanç üzerinde olumlu etkilere sahiptir. Ayrıca bu yapının çapraz dipol antenleri içeren iki portlu anten sistemlerinin izolasyonunu iyileştirdiği gösterilmiştir. Önerilen metamalzeme yapısının anten sistemlerinin boyutlarını en aza indirmeye izin verecek şekilde ışına örüntüsünün ışın genişliğini kontrol etmek için kullanılabileceği de gösterilmiştir. Tüm antenler ve metamalzeme yapısı, dijital sesli radyo uydu sistemleri, hava durumu, iletişim ve istihbarat uyduları ve WIMAX uygulamaları gibi birçok alanda kullanılan S-bandında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Metamalzeme ve anten yapılarının nümerik çalışmaları FIT tabanlı elektromanyetik simülasyon programı kullanılarak gerçekleştirilirken, deneysel çalışmalar ZVL ROHDE&SCHWARZ Vektör Network Analizör cihazı ile yapılmıştır.

Bu çalışmada kullanılan metamalzeme yapısının etkin dielektrik geçirgenlik (ϵ_{etkin}), etkin manyetik geçirgenlik (μ_{etkin}) ve kırılma indisi (n) gibi özellikleri Nicolson Ross Weir (NRW) yöntemi kullanılarak S-parametrelerinden elde edilmiştir. Yapılan çalışmalar sonucunda negatif kırılma indisli metamalzeme yapısının farklı tür antenlerin performans parametrelerinin geliştirilmesinde iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

2017, 56 sayfa

Anahtar Kelimeler: Metamalzemeler, çapraz dipol anten, monopol anten, yama anten, metamalzeme tabanlı antenler

ABSTRACT

APPLICATIONS OF OMEGA SHAPED METAMATERIALS IN ENHANCEMENT OF ANTENNA PARAMETERS

Metamaterials are man-made structures that do not exist in nature and their electromagnetic properties can be controlled unlike known natural materials. Nowadays, researchers have conducted many studies on various application areas of metamaterial structures. One of these application areas is the antenna application of metamaterials.

In this thesis, a specifically designed metamaterial structure with negative refraction index is used to improve performance parameters of various types of antennas. The antenna types include a monopole, microstrip patch and cross dipole antennas. The designed metamaterial structure has positive effects on the bandwidth, return loss parameters, gain. It is also shown that the structure works well in the isolation of two port antenna system containing cross dipole antennas. It is also shown that the proposed metamaterial structure can be used to control beamwidth of the radiation pattern which will also allow to minimize the physical dimensions of the antenna system. All antennas and the metamaterial structures are designed to work at the same frequency point in S-band which is used for many areas like digital audio radio satellite systems, weather, communications and intelligence satellites and WIMAX applications. Numerical studies of metamaterial and the antenna structures are conducted using a FIT based electromagnetic simulation program while the experimental studies were performed by using ZVL ROHDE&SCHWARZ Vector Network Analyzer.

The properties such as effective dielectric permittivity (ϵ_{eff}), effective magnetic permeability (μ_{eff}) and refraction index (n) were obtained from the scattering parameters (S-parameters) by using Nicolson Ross Weir (NRW) method.

As a result of the conducted studies, metamaterial structure with negative refraction index has been found to give good results in improving the performance parameters of different types of antennas.

2017, 56 pages

Keywords: Metamaterials, cross dipole antenna, monopole antenna, patch antenna, metamaterial based antennas

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tez konusunun belirlenmesinde, araştırılması ve yazımı sırasında sahip olduğu bilgi birikimi ve tecrübesi ile çalışmayı yönlendiren ve her türlü yardımı esirgemeyen saygıdeğer danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Oğuzhan Akgöl'e sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Tez konusunun belirlenmesi ve çalışmaların takip edilmesinde her türlü yardımı esirgemeyen Doç. Dr. Emin ÜNAL ve Doç. Dr. Muharrem KARAASLAN'a saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım sırasında desteklerini esirgemeyen aileme çok teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

| | |
|---|------|
| ÖZET | I |
| ABSTRACT | II |
| TEŞEKKÜR..... | III |
| İÇİNDEKİLER..... | IV |
| ŞEKİLLER DİZİNİ..... | V |
| ÇİZELGELER DİZİNİ..... | VII |
| SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ | VIII |
| 1. GİRİŞ..... | 1 |
| 1.1. Malzemelerin Sınıflandırılması | 2 |
| 1.2. Metamalzeme Ortamlarda Elektromanyetik Dalga Yayılımı..... | 3 |
| 1.3. Negatif Kırılma İndisli Malzemelerin Elde Edilmesi..... | 6 |
| 1.4. Negatif Dielektrik Sabitli Malzemelerin Elde Edilmesi..... | 6 |
| 1.5. Negatif Manyetik Geçirgenlik Katsayılı Malzemelerin Elde Edilmesi..... | 8 |
| 2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR | 11 |
| 3. MATERYAL VE YÖNTEM | 14 |
| 3.1. Nicolson Ross Weir (NRW) Algoritması..... | 14 |
| 3.2. Zamanda Sonlu Farklar (FDTD) Yöntemi | 16 |
| 3.3. Sonlu İntegrasyon Tekniği (FIT)..... | 20 |
| 3.4. Sonlu Elemanlar Metodu (FEM)..... | 20 |
| 3.5. Mükemmel Elektrik İletken (PEC) ve Mükemmel Manyetik İletken (PMC) Sınır Koşulları | 21 |
| 3.6. FIT Tabanlı Elektromanyetik Simülasyon Programı | 21 |
| 3.7. Ölçüm Metotları | 21 |
| 4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA | 23 |
| 4.1. Omega Şekilli Metamalzeme Yapısı | 23 |
| 4.2. Monopol Anten ile Omega Şekilli Metamalzeme Yapılarının Birlikte Kullanımı | 28 |
| 4.3. Metamalzeme Tabanlı Mikroşerit Yama Anten | 33 |
| 4.4. Çapraz Dipol Antenin Yalıtımında Omega Şekilli Metamalzeme Yapılarının Kullanımı..... | 38 |
| 5. SONUÇ VE ÖNERİLER..... | 41 |
| KAYNAKLAR..... | 42 |
| ÖZGEÇMİŞ | 44 |

ŞEKİLLER DİZİNİ

| | |
|--|----|
| Şekil 1.1. Smith ve ark. (2000) tarafından üretilen ilk MTM yapısı..... | 1 |
| Şekil 1.2. Malzemelerin sınıflandırılması (Engheta ve Ziolkowski, 2006). | 2 |
| Şekil 1.3. $\epsilon - \mu$ parametrelerinin dört farklı durumu için EM dalga yayılım diyagramı . | 3 |
| Şekil 1.4. E , H ve k vektör üçlüsü a) Sağ el kuralı, b) Sol el kuralı..... | 5 |
| Şekil 1.5. Poynting vektörü (S) ile dalga vektörünün (k) (a) DPS, (b) DNG ortamlardaki davranışları | 5 |
| Şekil 1.6. Kare ızgara şeklinde düzenlenmiş sonsuz uzunlukta paralel ince metalik teller (Pendry ve ark., 1996) | 7 |
| Şekil 1.7. Dairesel SRR yapısı | 8 |
| Şekil 1.8. Etkin Manyetik Geçirgenlik ve Frekans Bölgesi (Pendry ve ark., 1999) | 10 |
| Şekil 2.1. Mikroşerit dipol antenler ve aralarındaki yalıtımı arttırmak için kullanılan MTM yapıları (Akgöl, 2015)..... | 13 |
| Şekil 3.2. Ölçümlerde kullanılan vektör network analizör cihazı..... | 22 |
| Şekil 4.1. Omega şekilli MTM yapısı a) önden görünüm b) arkadan görünüm | 23 |
| Şekil 4.2. Omega şekilli MTM yapısının simülasyon görüntüsü..... | 24 |
| Şekil 4.3. Omega şekilli MTM yapısının S-parametreleri | 24 |
| Şekil 4.4. Omega şekilli MTM yapısının S-parametrelerinin fazları (Radyan)..... | 25 |
| Şekil 4.5. Omega şekilli MTM yapısının etkin manyetik geçirgenlik katsayısı (μ_{etkin}) | 25 |
| Şekil 4.6. Omega şekilli MTM yapısının etkin dielektrik sabiti (ϵ_{etkin}) | 26 |
| Şekil 4.7. Omega şekilli MTM yapısının kırılma indisi (n)..... | 26 |
| Şekil 4.8. Omega şekilli MTM yapısının empedans değeri (z) | 27 |
| Şekil 4.9. MTM yapısının elektrik alan dağılımı a) önden görünüm b) arkadan görünüm | 27 |
| Şekil 4.10. MTM yapısının yüzey akım dağılımı a) önden görünüm b) arkadan görünüm | 28 |
| Şekil 4.11. Tasarlanan monopul antenin simülasyon görüntüsü..... | 28 |
| Şekil 4.12. Monopul antenin S11 parametresi | 29 |
| Şekil 4.13. Tasarlanan monopul antenin S11 parametresinin deneysel olarak ölçülmesi | 29 |
| Şekil 4.14. Monopul antenin S11 parametresinin simülasyon ve ölçüm sonuçları | 30 |
| Şekil 4.15. MTM yapıları ile çevrili monopul antenin simülasyon görüntüsü | 30 |
| Şekil 4.16. Monopul anten ile omega şekilli MTM yapılarının birlikte kullanılmasıyla elde edilen S11 parametresinin simülasyon ve ölçüm sonuçları..... | 31 |
| Şekil 4.17. Monopul anten ile omega şekilli MTM yapılarının birlikte kullanılmasıyla elde edilen S11 parametresinin deneysel olarak ölçülmesi | 32 |
| Şekil 4.18. Monopul anten ile omega birim hücrelerinin birlikte kullanılmasıyla elde edilen polar ışına örüntüsü | 32 |
| Şekil 4.19. Mikroşerit yama antenin boyutları..... | 34 |
| Şekil 4.20. Mikroşerit antenin S11 parametresi için simülasyon ve ölçüm sonuçları | 34 |
| Şekil 4.21. Önerilen MTM tabanlı anten yapısı a) Üç boyutlu görünüm b) üstten görünüm c) arkadan görünüm d) yandan görünüm..... | 35 |
| Şekil 4.22. MTM tabanlı mikroşerit yama antenin S11 parametresi | 36 |
| Şekil 4.23. Mikroşerit antenin MTM ile ve MTM'siz ışına örüntüsü..... | 37 |
| Şekil 4.24. Çapraz dipol antenin simülasyon ve üretim görüntüsü..... | 38 |

| | |
|--|----|
| Şekil 4.25. Çapraz dipol antenin geri dönüş kaybı (S11, S22) grafiği..... | 38 |
| Şekil 4.26. Çapraz yerleştirilmiş dipol antenlerin birbirleriyle yalıtımını gösteren S12 iletim grafiği | 39 |
| Şekil 4.27. MTM hücrelerin yerleştirilmesiyle oluşan çapraz dipol anten yapısı..... | 39 |
| Şekil 4.28. MTM yerleştirilmiş çapraz dipol antenin yalıtımını gösteren S12 grafiği ... | 40 |



ÇİZELGELER DİZİNİ

| | |
|---|----|
| Çizelge 1.1. DPS ve DNG Ortamların EM özelliklerinin karşılaştırılması (Karaaslan, 2009)..... | 6 |
| Çizelge 4.1. Monopol antenin MTM yapılarıyla birlikte ve tek başına yayılımından elde edilen karakteristik parametreler | 33 |
| Çizelge 4.2. Işıma örüntüsüne göre MTM'li ve MTM'siz anten parametrelerinin değerleri | 37 |



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 | : Yansımaya katsayısı |
| c | : Işık hızı |
| S_{jk} | : Saçılma parametreleri |
| t | : Zaman ifadesi |
| λ | : Dalga boyu |

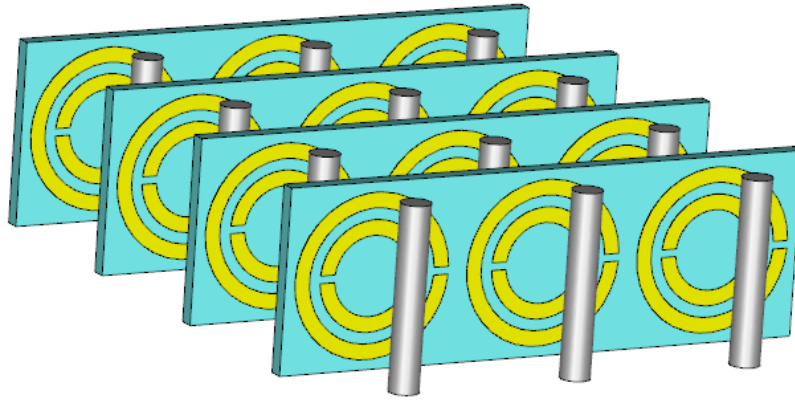
KISALTMALAR

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

1.GİRİŞ

Metamalzemeler, doğada var olmayan ve bilinen doğal malzemelerden farklı elektromanyetik (EM) özellikler gösteren yapay yapılardır.

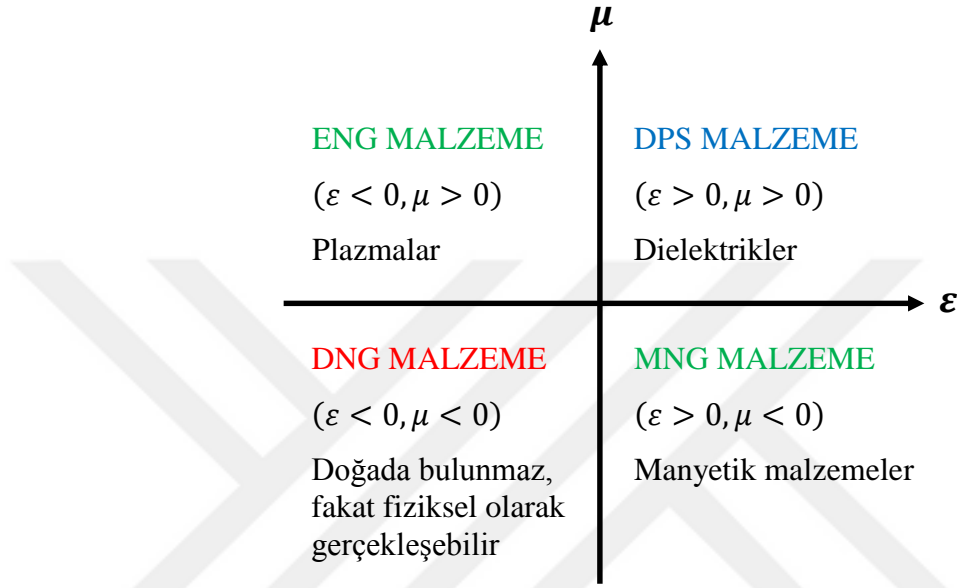
Metamalzemeler (MTM) ile ilgili ilk teorik ve sistematik çalışma Rus bilim adamı Victor G. Veselago tarafından yapılmıştır (Veselago, 1968). Veselago, çalışmasında temel EM parametreler olan dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenlik katsayısının (μ) belirli bir frekans aralığında negatif olduğu farazi bir ortam ele almış ve bu ortamın EM özelliklerini incelemiştir. Yaptığı çalışmanın sonucunda, bu ortamda yayılan dalganın elektrik alan vektörü (\vec{E}), manyetik alan vektörü (\vec{H}) ve dalga vektörü (\vec{k}) yönlerinin sol el kuralına göre belirlendiğini tespit etmiş ve bu nedenle bu tür ortama sahip malzemeleri “Solak Malzemeler” (LHM) olarak adlandırmıştır. Aynı zamanda bu ortam teorisi için ters Doppler etkisini, zıt Cerenkov ışınmasını ve terslenmiş Snell yasasını ortaya koymuştur. Veselago'nun bu yenilikçi fikirleri, doğada böyle bir ortamın olmamasından ve mevcut teknolojinin yetersizliğinden dolayı uzun bir süre ilgi görmemiş ve teoride kalmıştır (Karaaslan, 2009). Fakat 1990'lı yıllarda akademik ve teknolojik gelişmelerle birlikte araştırmacılar bu konuya ilgi göstermeye başlamışlardır. Pendry ve arkadaşları, 1996 ve 1999 yıllarında yaptıkları çalışmalarla negatif dielektrik sabitinin ($\epsilon < 0$) (1996) ve negatif manyetik geçirgenlik katsayısının ($\mu < 0$) (1999) yapay yapılarla elde edilebileceğini göstermişlerdir (Pendry ve ark., 1996; Pendry ve ark., 1999). Smith ve ark. (2000), bu çalışmalardan yola çıkarak eş zamanlı negatif ϵ ve μ parametrelerine sahip ilk MTM yapısını üretmeyi başarmışlardır (Şekil 1.1.).



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

1.1. Malzemelerin Sınıflandırılması

Malzemeler, temel parametreleri dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenlik katsayısına (μ) göre Şekil 1.2.'de gösterildiği gibi kategorize edilebilir.

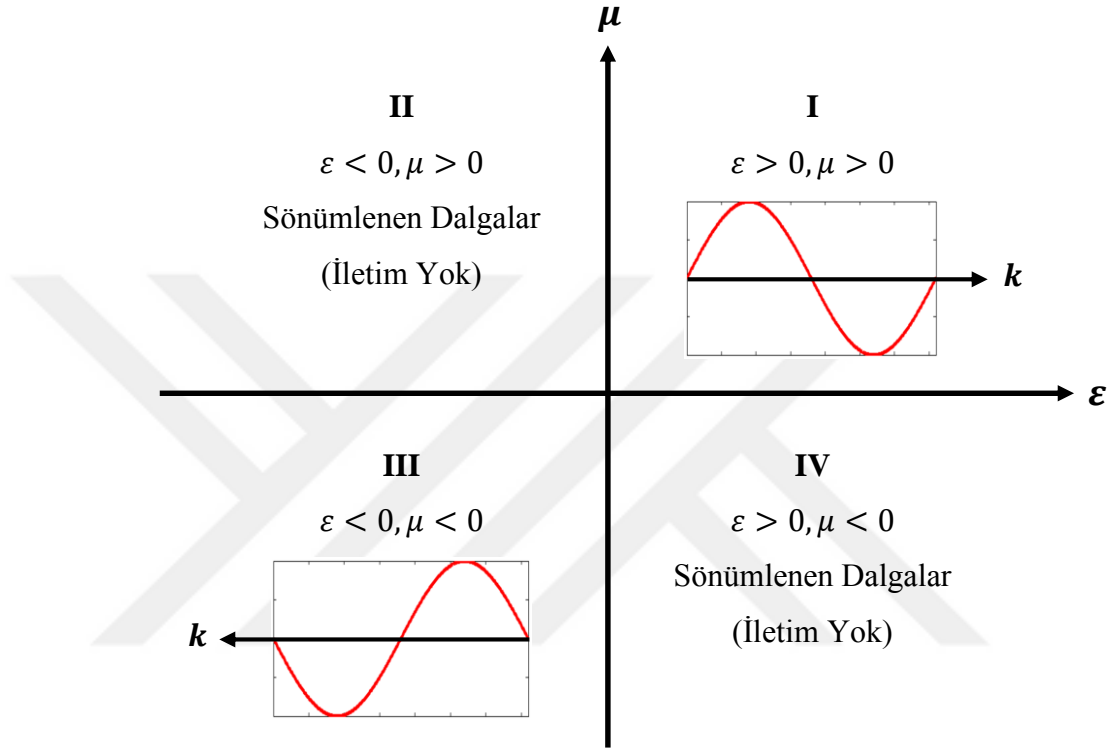


Şekil 1.2. Malzemelerin sınıflandırılması (Engheta ve Ziolkowski, 2006).

Dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenlik katsayısının sıfırdan büyük olduğu ($\epsilon, \mu > 0$) ortamlar Çift Pozitif (DPS) ortamlar olarak adlandırılır. Dielektrik gibi çoğu doğal ortam bu bölgenin içinde yer almaktadır. Dielektrik sabitinin sıfırdan küçük ve manyetik geçirgenlik katsayısının sıfırdan büyük olduğu ($\epsilon < 0, \mu > 0$) ortamlar Epsilon Negatif (ENG) ortamlar olarak adlandırılır. Belirli frekans bantlarında çoğu plazma bu karakteristiği gösterir. Örnek olarak altın ve gümüş gibi soy metaller kızıl ötesi ve görünür frekans aralığında bu davranışı sergiler. Dielektrik sabitinin sıfırdan büyük ve manyetik geçirgenlik katsayısının sıfırdan küçük olduğu ($\epsilon > 0, \mu < 0$) ortamlar Mü Negatif (MNG) ortamlar olarak adlandırılır. Belirli frekans bantlarında bazı manyetik malzemeler bu karakteristiği gösterir. Dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenlik katsayısının sıfırdan küçük olduğu ($\epsilon, \mu < 0$) ortamlar Çift Negatif (DNG) ortamlar olarak adlandırılır. Bugüne kadar, bu malzeme sınıfı, sadece yapay yapılar ile gerçekleştirilmiştir (Engheta ve Ziolkowski, 2006).

1.2. Metamalzeme Ortamlarda Elektromanyetik Dalga Yayılımı

Dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenlik katsayısı (μ) ortam içerisinde EM dalgaların yayılımını belirleyen temel karakteristik parametrelerdir (Veselago, 1968).



Şekil 1.3. $\epsilon - \mu$ parametrelerinin dört farklı durumu için EM dalga yayılım diyagramı

Birinci bölgede her iki parametre pozitifdir ($\epsilon, \mu > 0$), EM dalgalar ilerler ve sağ el kuralına uyarlar. İkinci bölgede ($\epsilon < 0, \mu > 0$) ve dördüncü bölgede ($\epsilon > 0, \mu < 0$) parametreler zıt işaretlidir, EM dalgalar sönümlenir. Üçüncü bölgede ise her iki parametre negatiftir ($\epsilon, \mu < 0$), EM dalgalar ilerler ve sol el kuralına uyarlar (Karaaslan, 2009).

Bu bölümde DNG ($\epsilon, \mu < 0$) ortamlarda yayılan elektromanyetik dalgaların yayılım karakteristikleri Maxwell denklemlerine dayanılarak ele alınacaktır. Maxwell denklemlerin kaynaksız ortamdaki diferansiyel formları şu şekildedir;

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (1.4)$$

Bu denklemlerde \vec{E} elektrik alan vektörünü (V/m), \vec{D} elektrik akı yoğunluğu vektörünü (C/m^2), \vec{H} manyetik alan vektörünü (A/m), \vec{B} manyetik akı yoğunluğu vektörünü (Web/m^2) ifade etmektedir. Alan ifadeleri ile akı yoğunlukları arasındaki ilişki şu şekildedir;

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (1.5)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_r \epsilon_0 \vec{E} \quad (1.6)$$

Denklem (1.5) ve (1.6)'da μ_0 boş uzayın manyetik geçirgenliğini ϵ_0 boş uzayın elektrik geçirgenliğini μ_r ve ϵ_r sırasıyla, bağıl manyetik ve bağıl elektrik geçirgenliğini ifade etmektedir. ($\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} F/m$ ve $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$).

Düzlem harmonik bir dalga için Maxwell denklemlerini;

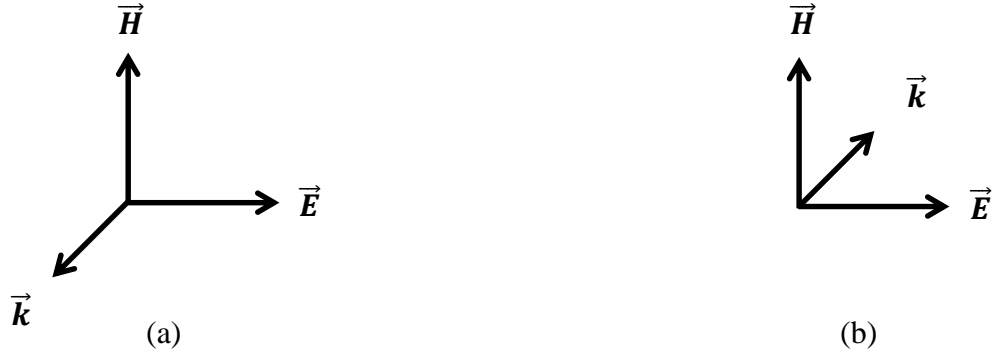
$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (1.7)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \epsilon \vec{E} \quad (1.8)$$

şeklinde ifade edebiliriz. DPS ortamlarda \vec{E} , \vec{H} ve \vec{k} vektör üçlüsü Şekil 1.4a.'da da gösterildiği gibi sağ el kuralına uygun şekilde hareket edeceklerdir. DNG ortamlarda ise denklem (1.7) ve (1.8) denklem (1.9) ve (1.10) şeklinde tekrar yazılacaktır. Sonuç olarak \vec{E} , \vec{H} ve \vec{k} vektör üçlüsü Şekil 1.4b.'de de gösterildiği gibi sol el kuralına uygun şekilde hareket edeceklerdir.

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega |\mu| \vec{H} \quad (1.9)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = \omega |\epsilon| \vec{E} \quad (1.10)$$

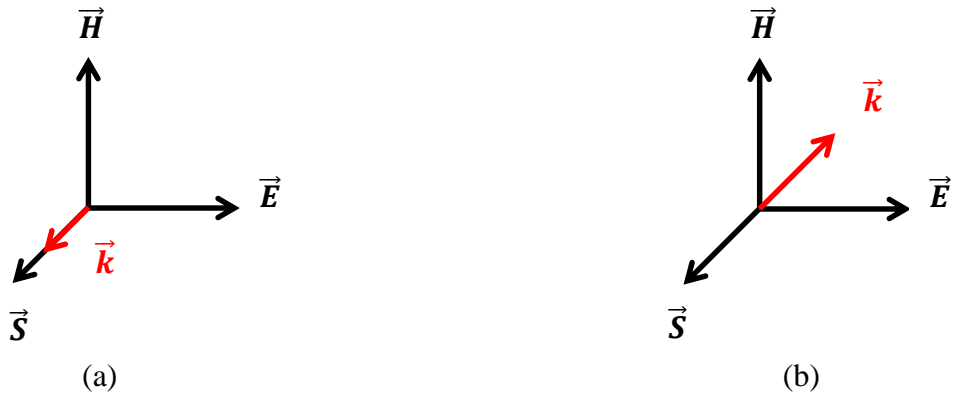


Şekil 1.4. \vec{E} , \vec{H} ve \vec{k} vektör üçlüsü a) Sağ el kuralı, b) Sol el kuralı

DNG ortamlarda dalga tarafından taşınan enerji akısını incelemek üzere Poynting vektörü (\vec{S}) ele alınırsa;

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1.11)$$

olur. Denklem (1.11)'de görüldüğü üzere \vec{S} vektörü daima \vec{E} ve \vec{H} vektörleriyle birlikte sağ el kuralına uygun hareket eder. Bu nedenle DPS ortamlarda \vec{S} ile \vec{k} aynı yönlü, DNG ortamlarda ise zıt yönlü (Şekil 1.5.) olur (Veselago, 1968).



Şekil 1.5. Poynting vektörü (\vec{S}) ile dalga vektörünün (\vec{k}) (a) DPS, (b) DNG ortamlardaki davranışları

DNG ortamda dalga vektörünün (\vec{k}) yönü DPS ortam içerisindeki ile zıt yönlü olduğundan faz hızı (v_p) ve kırılma indisi (n) negatiftir. Fakat grup hızı (v_g) ve Poynting vektörü (\vec{S}) pozitifdir (Çizelge 1.1) (Karaaslan, 2009).

Çizelge 1.1. DPS ve DNG Ortamların EM özelliklerinin karşılaştırılması (Karaaslan, 2009)

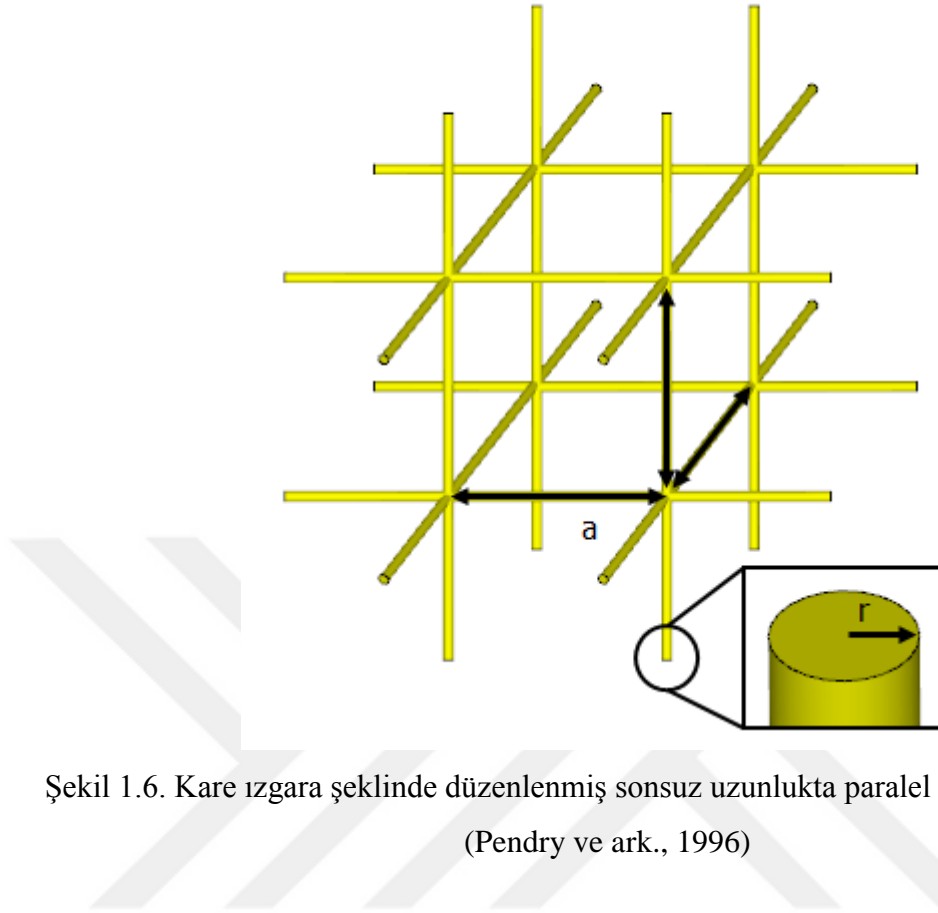
| Ortam Tipi | \vec{k} | $n = \frac{\vec{k}c}{\omega}$ | $v_p = \frac{\omega}{ k } \vec{k}$ | $v_g = \nabla_{\vec{k}} \omega$ | $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$ |
|------------|-----------|-------------------------------|------------------------------------|---------------------------------|------------------------------------|
| DPS | + | + | + | + | + |
| DNG | - | - | - | + | + |

1.3. Negatif Kırılma İndisli Malzemelerin Elde Edilmesi

Negatif kırılma indisine sahip yapay ortam fikrini ilk olarak Veselago öne sürmüştür. (Veselago, 1968). Veselago'nun düşüncesine göre dielektrik sabiti (ϵ) ve manyetik geçirgenlik katsayısının (μ) eş zamanlı negatif olması durumunda negatif kırılma indisine sahip yapay ortam elde edilebilecektir. Bu fikirden yola çıkan Pendry ve arkadaşları 1996 ve 1999 yıllarında yaptıkları teorik çalışmalarla negatif kırılma indisine sahip yapay ortamın elde edilebileceğini ortaya koymuşlardır (Pendry ve ark., 1996; Pendry ve ark., 1999). 2000 yılında Smith ve arkadaşları bu çalışmalardan yola çıkarak negatif kırılma indisi özelliği gösteren ilk MTM yapısını üretmeyi başarmışlardır (Smith ve ark., 2000).

1.4. Negatif Dielektrik Sabitli Malzemelerin Elde Edilmesi

İnce metalik teller belirli bir frekans bandında negatif dielektrik sabiti ($\epsilon < 0$) üretmek için kullanılan ilk yapılardandır. Pendry ve ark. (1996) tarafından tarif edilen bu yapı, bir dielektrik ortam içerisinde kare ızgara şeklinde düzenlenmiş sonsuz uzunlukta paralel ince metalik tellerden oluşur (Şekil 1.6).



Şekil 1.6. Kare ızgara şeklinde düzenlenmiş sonsuz uzunlukta paralel ince metalik teller (Pendry ve ark., 1996)

Şekil 1.6.'da da gösterildiği gibi bir dielektrik ortam içerisindeki birim hücrelerin uzunluğu a ve tek telin yarıçapı $r \ll a$ şeklindedir. Uzunlamasına plazma modu için plazma frekansı şu şekilde yazılabilir;

$$\omega_p^2 = \frac{2\pi c^2}{a^2 \ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad (1.16)$$

Etkin dielektrik sabiti;

$$\epsilon_{etkin} = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega \left[\omega - \frac{i(\omega_p^2 a^2 \epsilon_0)}{\sigma \pi r^2} \right]} \quad (1.17)$$

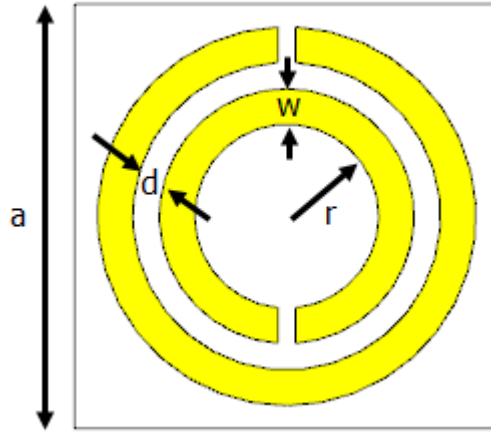
şeklindedir. Burada iletkenlik sonsuz varsayılırsa ($\sigma \rightarrow \infty$) etkin dielektrik sabitinin yaklaşık değeri şu şekilde yazılabilir;

$$\epsilon_{etkin} \approx 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (1.18)$$

Buradan $\omega < \omega_p$ durumu için etkin dielektrik sabitinin negatif olacağı görülmektedir (Pendry ve ark., 1996).

1.5. Negatif Manyetik Geçirgenlik Katsayılı Malzemelerin Elde Edilmesi

Ayrık halka rezonatör (SRR), negatif manyetik geçirgenlik katsayısı ($\mu < 0$) elde etmek için kullanılan yaygın yapılardan biridir. Pendry ve ark. (1999) tarafından tarif edilen bu yapı, iç içe geçmiş ayrık metal halkalardan meydana gelir. Şekil 1.7.'de gösterilen SRR yapısında r iç halkanın yarıçapını, w her iki halkanın kalınlığını, d merkezi aynı olan halkalar arasındaki mesafeyi ifade etmektedir.



Şekil 1.7. Dairesel SRR yapısı

SRR'nin etkin manyetik geçirgenlik katsayısının (μ_{etkin}) detaylı hesaplaması aşağıda verilmiştir.

$$\mu_{etkin} = 1 - \frac{F}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega r \mu_0} - \frac{3}{\pi^2 \mu_0 \omega^2 C r^3}} \quad (1.19)$$

F , silindirin içini kaplayan hücrenin ayrımsal değeridir.

$$F = \frac{\pi r^2}{a^2} \quad (1.20)$$

C , iki levha arasındaki birim alan başına düşen kapasitans değeridir.

$$C = \frac{\varepsilon_0}{d} = \frac{1}{dc_0^2\mu_0} \quad (1.21)$$

Buradan,

$$\mu_{etkin} = 1 - \frac{\frac{\pi r^2}{a}}{1 + \frac{2\sigma i}{\omega r \mu_0} - \frac{3dc_0^2}{\pi^2 \omega^2 r^3}} \quad (1.22)$$

Rezonans frekansı (ω_0);

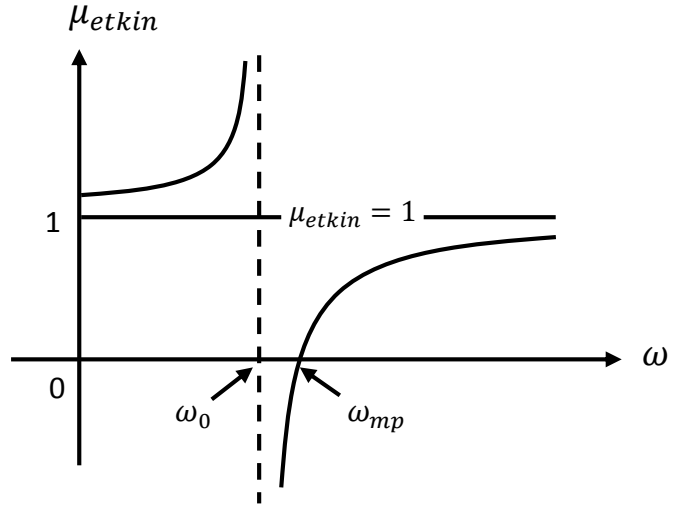
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{3}{\pi^2 \mu_0 C r^3}} = \sqrt{\frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3}} \quad (1.23)$$

Manyetik plazma frekansı (ω_{mp});

$$\omega_{mp} = \sqrt{\frac{3}{\pi^2 \mu_0 C r^3 (1 - F)}} = \sqrt{\frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3 \left(1 - \frac{\pi r^2}{a^2}\right)}} \quad (1.24)$$

Etkin manyetik geçirgenlik (μ_{etkin}), rezonans frekansı (ω_0) ve manyetik plazma frekansı (ω_{mp}) arasında (Şekil 1.8) negatiftir (Pendry ve ark., 1999).

$$\omega_0 < \omega < \omega_{mp} \quad (1.25)$$



Şekil 1.8. Etkin Manyetik Geçirgenlik ve Frekans Bölgesi (Pendry ve ark., 1999)

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Günümüze kadar MTM'ler ve uygulama alanları ile ilgili birçok çalışma yapılmıştır. Araştırma konumuzla ilgili bazı çalışmalar aşağıda verilmiştir.

Veselago (1968), dielektrik sabiti ve manyetik geçirgenlik katsayısının eş zamanlı negatif olması durumunda negatif kırılma indisine sahip yapay ortamların elde edilebileceğini ortaya koymuştur.

Pendry ve ark. (1996), bir dielektrik ortam içerisinde kare ızgara şeklinde düzenlenmiş sonsuz uzunlukta paralel ince metalik tellerden belirli bir frekans aralığında negatif dielektrik sabitinin elde edilebileceğini bildirmişlerdir.

Pendry ve ark. (1999), ayırık halka rezonatör (SRR) yapılarından belirli bir frekans aralığında negatif manyetik geçirgenlik katsayısının elde edilebileceğini bildirmişlerdir.

Pendry (2000), geleneksel bir lenste dalga optiği tarafından belirlenen limitlerin negatif kırılma indisli MTM lens kullanılarak aşılabileceğini bildirmiştir. Bu yeni lens sınıfını "mükemmel lensler" olarak adlandırmış ve uygulamaları için pratik bir yol önermiştir.

Smith ve ark. (2000), tel ve ayırık halka rezonatörlerden oluşan ilk negatif kırılma indisli MTM yapısını üretmeyi başarmışlardır.

Shelby ve ark. (2001), DNG malzemelerdeki negatif kırılmanın mikrodalga frekanslardaki ilk deneysel incelemesini gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmalarında Veselago'nun negatif kırılma indisli ortam için ortaya koyduğu sonuçları doğrulamışlardır.

Ziolkowski ve Heyman (2001), DNG ortamda dalga yayılımını analitik ve sayısal olarak incelemişlerdir. Bu çalışmalarında DNG ortamdaki yayılım ve saçılım problemleriyle ilgili matematik ve dalga fiziğini daha iyi anlamak ve ayrıca mükemmel lens kavramını daha ileri derecede keşfetmek için analitik ve sayısal teknikler kullanmışlardır.

Enoch ve ark. (2002), Uygun koşullar altında, bir MTM levha içine yerleştirilmiş kaynaktan yayılan enerjinin çevresel ortamda dar bir koni şeklinde yoğunlaşacağını göstermişlerdir. Bu etkinin deneysel gösterimi için mikrodalga frekanslarında oluşturdukları antenin fotonik kristal tabanlı antenlerle rapor edilen en iyi sonuçlara eşdeğer bir yönlendiriciliğe sahip olduğu bildirmişlerdir.

Ziolkowski (2003), negatif kırılma indisine sahip MTM'lerin tasarım, üretim ve testine yönelik bir çalışma gerçekleştirmiştir.

Engheta ve Ziolkowski (2006), MTM'leri detaylı olarak inceleyen bir çalışma gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmalarında MTM'lerin davranışlarının anlaşılmasına ve potansiyel uygulamalarına yönelik teorik, nümerik ve deneysel katkıların bir bölümünü sunmuşlardır.

Sabah ve Uçkun (2007), iki farklı yarı sonsuz ortam arasına yerleştirilmiş frekans bağımlı ve kayıplı çift negatif tabaka içerisinde EM dalga yayılımını incelemiştir.

Erentok ve Ziolkowski (2008), MTM tabanlı elektriksel olarak küçük boyutlarda antenler üzerinde çalışmışlardır. Bu antenlerin tasarım, üretim ve testlerinin kolay olmasına ve ayrıca üretim maliyetlerinin düşük olmasına vurgu yapmışlardır.

Karaaslan (2009), FEM metodu 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. Bu çalışmada ortamı oluşturan birim hücrelerin ebatlarının ortamın EM özelliklerine etkilerini incelemiştir.

Panda ve Sahu (2011), homojen olmayan üçgen MTM yapılarını kullanarak mikroşerit yama antenin kazanç artışını incelemiştir. Bu çalışmalarında antenin önüne yerleştirdikleri MTM'lerin anten yönlülüğünü önemli ölçüde arttırdığını göstermişlerdir.

Doğan ve ark. (2013), MTM'lerin anten uygulamasına yönelik bir çalışma gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmalarında soluk MTM yapılarını mikroşerit yama anten üzerine yerleştirerek anten performansında önemli artış sağladıklarını bildirmişlerdir.

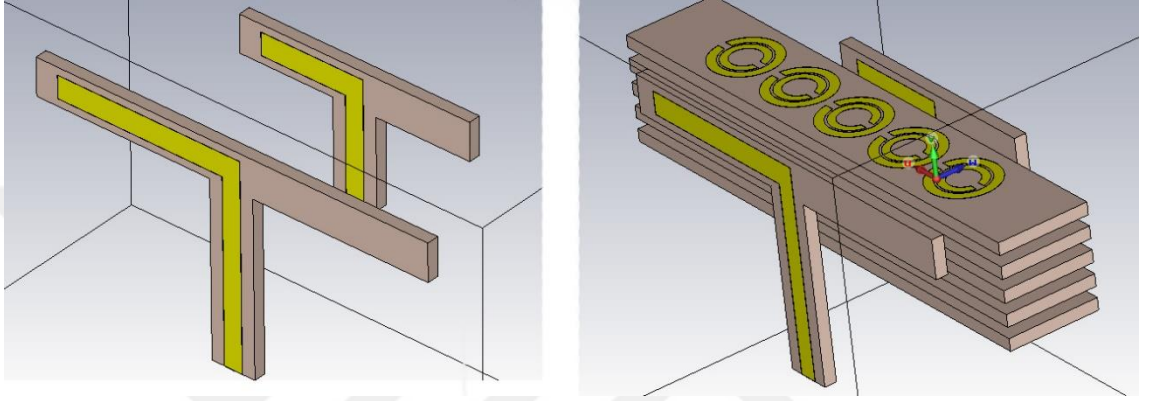
Kadam ve ark. (2014), birbirine çok yakın yerleştirdikleri iki mikroşerit anten arasındaki yalıtımı arttırmak için MTM yapılarını kullanmışlardır. Bu çalışmalarında antenler arasına negatif manyetik geçirgenliğe sahip ayrık halka rezonatörler (SRR) yerleştirerek yalıtımı önemli ölçüde arttırmışlardır.

Lima (2014), antenlerin mikrodalga aralığında kazanç ve yönlülük gibi ışım özelliklerini kontrol etmek için MTM yapıları geliştirmiştir. Daha sonra geliştirdiği farklı geometri MTM yapılarını monopol antene adapte ederek anten performansına olan etkilerini detaylı bir biçimde incelemiştir.

Dinçer (2015), MTM yapılarının potansiyel uygulama alanları ile ilgili analitik, nümerik ve deneysel çalışmalar gerçekleştirmiştir.

Akgöl (2015), birbirine yakın mesafedeki iki mikroşerit dipol anten arasındaki yalıtımı arttırmak için MTM yapılarını kullanmıştır. Bu çalışmada antenler arasında ayırık halka rezonatörler (SRR) yerleştirilerek yalıtımı önemli ölçüde arttırmıştır.

Abdelrehim ve Shiraz (2016), dairesel ayırık halka rezonatörler ve ince tellerden meydana gelen MTM lensleri yama antenin önüne yerleştirilerek anten performansını önemli ölçüde arttırdıklarını bildirmişlerdir.



Şekil 2.1. Mikroşerit dipol antenler ve aralarındaki yalıtımı arttırmak için kullanılan MTM yapıları (Akgöl, 2015)

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Nicolson Ross Weir (NRW) Algoritması

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.

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

TEM ve TE mod için yansıma katsayısı aşağıdaki gibi tanımlanır.

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

TM mod için denklem (3.2)'de μ/γ ile γ/ϵ yer değiştirilir ve aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*} = \left(\frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1} \right)^2 \quad (3.3)$$

NRW algoritmasında yansıma katsayısının hesaplanması;

$$\Gamma_1 = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (3.4)$$

Yansıma katsayısı hesaplanırken karekökün işareti aşağıdaki şekilde belirlenir.

$$\Re(Z_\omega) \geq 0 \quad (3.5)$$

$$\Re(\gamma) \geq 0 \quad (3.6)$$

Aynı zamanda X saçılım parametreleri cinsinden açık bir şekilde yazılmaktadır.

$$X = \frac{1 - V_1 V_2}{V_1 - V_2} \quad (3.7)$$

$$V_1 = S_{21} + S_{11} \quad (3.8)$$

$$V_2 = S_{21} - S_{11} \quad (3.9)$$

Nicolson-Ross çözümünde dikkat edilmesi gereken, doğru grup gecikmesinin hesaplanması için, S parametreleri numune düzlem yüzlerine göre döndürülmelidir. Denklem (3.4)'de doğru kökü seçmek için $|\Gamma_1| \leq 1$ olması gereklidir. NRW yöntemine göre iletim katsayısı Z_1 aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$Z_1 = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma_1}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma_1} \quad (3.10)$$

Eğer aşağıdaki gibi bir tanım yapılırsa;

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{Z_1} \right) \right]^2 \quad (3.11)$$

Manyetik geçirgenlik katsayısının hesaplanması;

$$\mu_r^* = \frac{1 + \Gamma_1}{\Lambda(1 - \Gamma_1) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (3.12)$$

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

$$\varepsilon_r^* = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r^*} \left(\frac{1}{\lambda_c^2} - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{Z_1} \right) \right]^2 \right) \quad (3.13)$$

Manyetik malzemelerde, denklem (3.11) 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.

$$\tau_{hes,grup} = L \frac{d}{df} \sqrt{\frac{\varepsilon_r^* \mu_r^* f^2}{c^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}} = \frac{1}{c^2} \frac{f \varepsilon_r^* \mu_r^* + f^2 \frac{1}{2} \frac{d(\varepsilon_r^* \mu_r^*)}{df}}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r^* \mu_r^* f^2}{c^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} L \quad (3.14)$$

Ölçülen grup gecikmesi;

$$\tau_{ölç,grup} = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{df} \quad (3.15)$$

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 (3.11)'in logaritmik terimindeki n 'nin farklı değerleri için denklem (3.14)'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. Zamanda Sonlu Farklar (FDTD) Yöntemi

Zamanda sonlu farklar (FDTD) yöntemi ilk kez 1966 yılında Kane Yee tarafından önerilmiştir (Yee, 1966). Daha sonra bu yöntem başkaları tarafından geliştirilerek günümüzde EM problemlerin çözümünde en çok kullanılan sayısal yöntemlerden biri haline gelmiştir.

FDTD yöntemi Maxwell denklemlerinin zamanda ve uzayda elektrik ve manyetik alan dağılımlarını çözmek için kullanılan, sonlu fark kavramına dayanan sayısal bir

tekniktir. Bu yöntem Maxwell d6nel denklemlerini (Faraday ve Amper yasası) zamanda ve uzayda ayırmak i7in merkezi fark yaklaşımını kullanır (Yu ve ark.).

Doğrusal, kayıpsız ve izotropik bir ortamda Maxwell denklemlerinin diferansiyel formu şu şekilde yazılabilir;

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (3.16)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.17)$$

Yukarıda verilen d6nel denklemler, u7 boyutlu kartezyen koordinat sisteminde altı adet skaler denklem olarak tekrar yazılabilir.

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (3.18a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (3.18b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \cdot \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (3.18c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \quad (3.19a)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (3.19b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \quad (3.19c)$$

(3.18) ve (3.19)'daki kısmi diferansiyel denklemler sistemi, genel u7 boyutlu nesnelere etkileşim halinde olan EM dalgalar i7in FDTD sayısal algoritmasının temelini oluşurmaktadır (Taflove, 1995).

Şekil 3.1.'de gösterilen Yee ızgarasında bir uzay noktası şu şekilde ifade edilir;

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (3.20a)$$

Uzay ve zamanın herhangi bir fonksiyonu ise

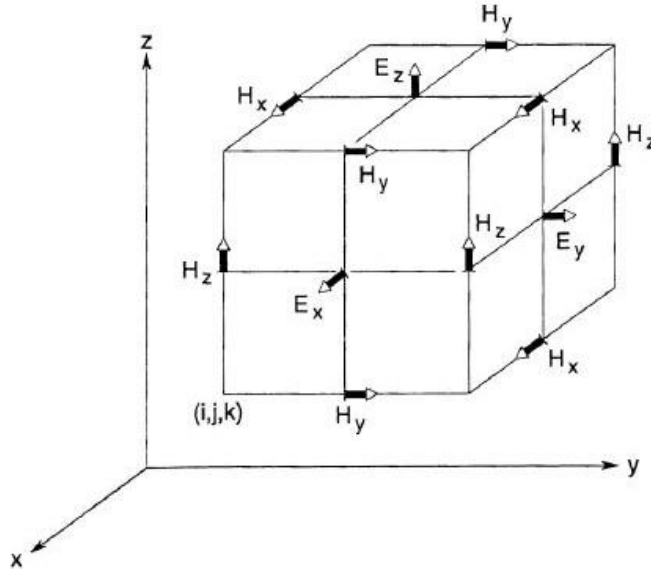
$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = u_{i,j,k}^n \quad (3.20b)$$

şeklinde tanımlanır. Burada $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ ve Δt sırasıyla uzay ve zamanın artış adımlarıdır.

Uzay ve zaman türevleri için denklem (3.21)'de gösterilen ikinci dereceden doğrulanmış merkezi fark yaklaşımı kullanılarak altı adet kısmi diferansiyel denklem zamana ve konuma göre ayrıklaştırılır.

$$\frac{\partial u}{\partial x}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i+\frac{1}{2},j,k}^n - u_{i-\frac{1}{2},j,k}^n}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (3.21a)$$

$$\frac{\partial u}{\partial t}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - u_{i,j,k}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (3.21b)$$



Şekil 3.1. Elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin Yee ızgarasındaki konumu

Elektrik alan ve manyetik alan denklemleri üzerinde konum ve zaman ayrıklaştırması yapıldıktan sonra düzenleme yapılırsa aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[\frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \right. \\ \left. - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.22a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[\frac{E_z^n(i+1/2, j, k) - E_z^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right. \\ \left. - \frac{E_x^n(i, j, k+1/2) - E_x^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \right] \quad (3.22b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left[\frac{E_x^n(i, j+1/2, k) - E_x^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \right. \\ \left. - \frac{E_y^n(i+1/2, j, k) - E_y^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.22c)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_z^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \right. \\ \left. - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1/2) - H_y^{n+1/2}(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \right] \quad (3.23a)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \right. \\ \left. - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_z^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.23b)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \right. \\ \left. - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.23c)$$

Böylece kayıpsız bir ortam için üç boyutlu FDTD denklemleri elde edilmiş olur.

3.3. Sonlu İntegrasyon Tekniği (FIT)

1977 yılında Weiland tarafından geliştirilen sonlu integrasyon tekniği (FIT), integral formundaki Maxwell denklemlerini bilgisayarlar için uygun ayrıık formülize edilmesini sağlar ve karmaşık geometrili elektromanyetik alan problemlerini simüle etmeye izin verir (Clemens ve Weiland, 2001).

Homojen bir ortam için FIT'in ayrıklaştırma yöntemi FDTD yöntemi ile benzerlik göstermektedir. Fakat FIT, Maxwell denklemlerini doğrusal bir denklem sistemine dönüştürür. Bu teknik, farklı ortamlar arasındaki ara yüzleri daha hassas bir şekilde ele alır. Geometrik modellemede esneklik, kavisli sınırlarda ve karmaşık şekillerde daha doğru sonuçlar vermektedir (Rahimi, 2011).

3.4. Sonlu Elemanlar Metodu (FEM)

Sonlu elemanlar metodu (FEM) yapısal analiz alanına girmektedir. Bu metodun matematiksel işleyişi 1943 yılında Courant tarafından sağlanmıştır (Courant 1943). Metot, 1968 yılına kadar EM problemlere uygulanmamıştır. Bu tarihten itibaren çeşitli EM problemlerin çözümünde kullanılmaktadır.

Sonlu farklar metodu (FDM) ve moment metodu (MOM), kavramsal olarak sonlu elemanlar metodundan (FEM) daha basittirler ve programlanmaları daha kolaydır. Fakat FEM, karmaşık geometrileri ve homojen olmayan ortamları içeren problemlerin çözümünde daha güçlü ve çok yönlü sayısal bir tekniktir. Metodun sistematik genelliği, çok çeşitli problemleri çözmek için genel amaçlı bilgisayar programlarının oluşturulmasını mümkün kılar. Bu nedenle belirli bir disiplin için geliştirilen programlar, çok az bir değişlikle veya hiç değiştirilmeden farklı bir disipline aktarılabilir. Bu nedenle belirli bir disiplin için geliştirilen programlar, çok az bir değişlikle veya hiç değiştirilmeden farklı bir disipline aktarılabilir (Sadiku, 2000).

3.5. Mükemmel Elektrik İletken (PEC) ve Mükemmel Manyetik İletken (PMC) Sınır Koşulları

Mükemmel elektrik iletken (PEC), FDTD simülasyonlarında yaygın olarak kullanılan sınır koşullarından biridir. PEC, sınır yüzeyindeki elektrik alanın teğet bileşenini sıfır olmaya zorlar. Benzer şekilde mükemmel manyetik iletken (PMC) sınır yüzeyindeki manyetik alanın teğet bileşenini sıfır olmaya zorlar. PMC, süper iletkenler haricinde fiziksel doğada çok nadir bulunur. FDTD simülasyonunda PMC kullanımı çoğunlukla kullanılan nesne geometrisinin simetrisinden faydalanarak hesaplama alanının boyutunu azaltmak veya MTM dizileri gibi periyodik bir yapı için periyodik bir sınır taklit etmek amacıyla kullanılır (Xie, 2016).

3.6. FIT Tabanlı Elektromanyetik Simülasyon Programı

Bu tezde kullanılan elektromanyetik simülasyon programı FIT tabanlı olup yüksek frekanslarda üç boyutlu elektromanyetik simülasyon çözümü sunmaktadır. Hem MTM hem de anten yapıları için network analizör cihazıyla elde ettiğimiz tüm sonuçları sunmaktadır. Bu sonuçların başında ışınma örüntüsü, saçılım parametrelerinden (S-parametreleri) geri dönüş kaybı, iki port arasındaki enerji iletimi gelmektedir.

Bu tez çalışmasında kullanılan anten ve MTM yapıları bu programda tasarlanmış ve analiz edilmiştir. Program sınır koşulları olarak PEC ve PMC seçimini desteklemektedir. 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 olanak sağlamaktadır.

3.7. Ölçüm Metotları

DeneySEL çalışmalar Rohde&Schwarz ZVL6 Vektör Network Analizör cihazı kullanılarak yapılmıştır. Bu cihaz 9 KHz - 6 GHz arası ölçüm yapmaktadır. Şekil 3.2.'de Vektör Network Analizör cihazı görülmektedir.



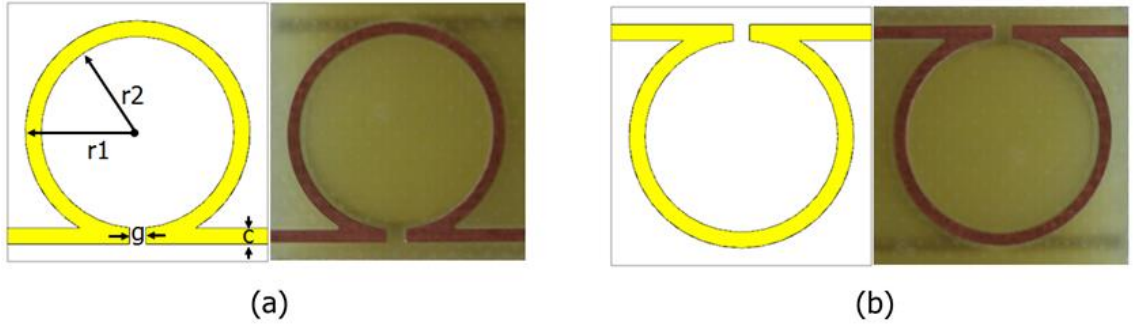
Şekil 3.2. Ölçümlerde kullanılan vektör network analizör cihazı



4. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

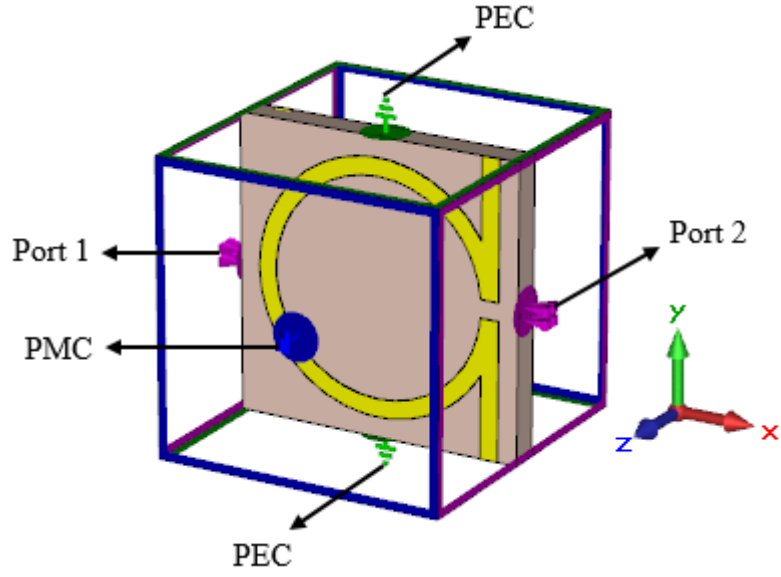
4.1. Omega Şekilli Metamalzeme Yapısı

Önerilen MTM, bir dielektrik tabakanın ön ve arka yüzeylerine omega şeklinde rezonatör yapılarının yerleştirilmesiyle oluşmaktadır. Bu yapının tasarımıyla, negatif kırılma indisli bir ortam elde edebilmek amaçlanmıştır. Yapının birim hücre ölçüleri ($r_1=7$ mm, $r_2=6$ mm, $g=1$ mm, $c=1$ mm, $a=16.2$ mm) Şekil 4.1.'de gösterilmektedir. Dielektrik malzeme olarak endüstride çok yaygın olarak kullanılan FR4 seçilmiş olup, 1.6 mm kalınlık, 0.025 kayıp tanjant açısı ve 4.3 dielektrik geçirgenlik katsayı değerlerine sahiptir. Rezonatörler bakır cinsi metalden yapılmış olup 5.8001×10^7 S/m elektriksel iletkenlik ve 0.035 mm kalınlığa sahiptirler.



Şekil 4.1. Omega şekilli MTM yapısı a) önden görünüm b) arkadan görünüm

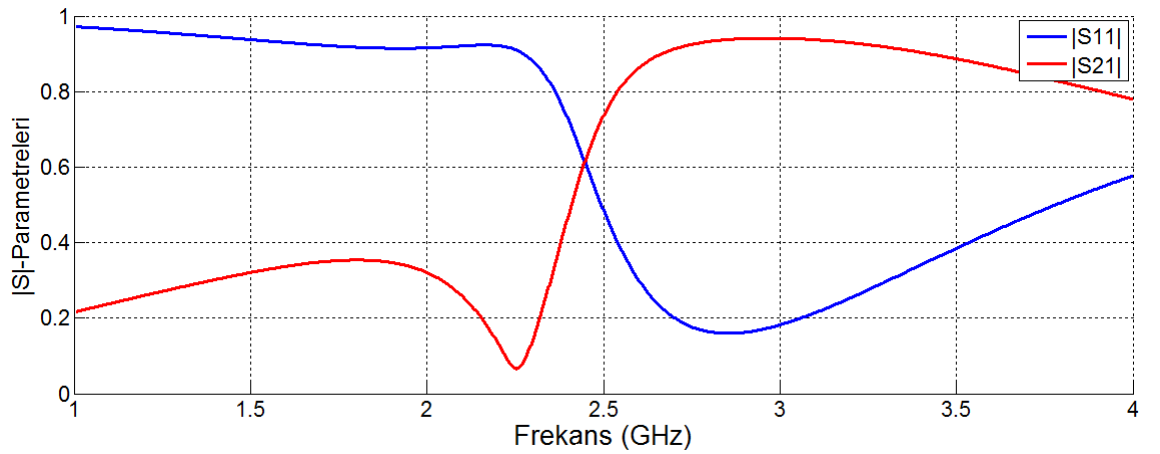
Omega şekilli MTM yapısı, sonlu integrasyon tekniği (FIT) tabanlı tam dalga üç boyutlu EM simülasyon programında tasarlanmış ve analiz edilmiştir. Tasarlanan yapı daha sonra CNC baskı devre çizim makinesinde üretilmiştir (Şekil 4.1.).



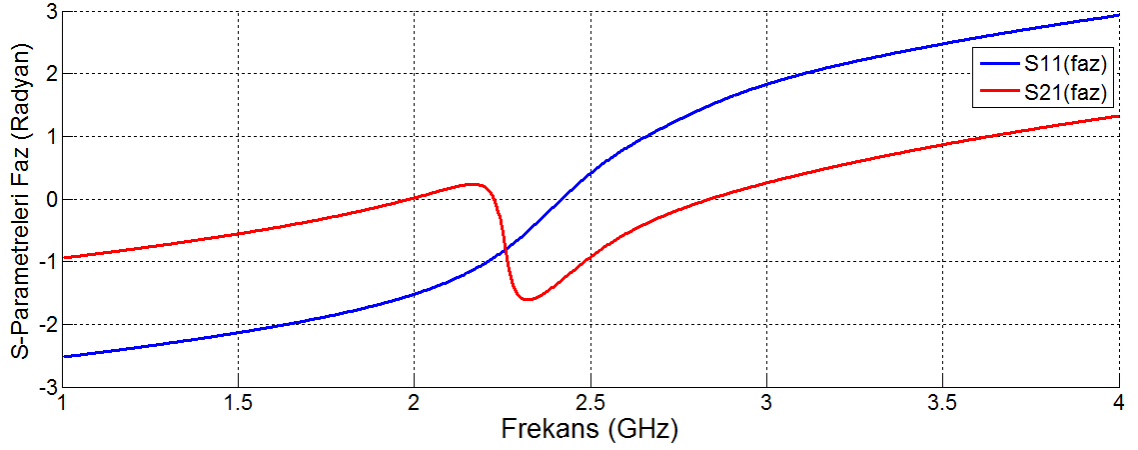
Şekil 4.2. Omega şekilli MTM yapısının simülasyon görüntüsü

Tasarlanan MTM yapısının simülasyon görüntüsü Şekil 4.2.'de verilmiştir. Şekilde de gösterildiği gibi yapının simülasyonunda mükemmel elektrik iletken (PEC) ve mükemmel manyetik iletken (PMC) sınır koşulları kullanılmıştır. Bu sınır koşulları sayesinde hem ortamın periyodikliği hem de uyarılan dalganın TEM modlu olması sağlanmaktadır.

Yapılan nümerik analiz sonucunda elde edilen S-parametreleri ve faz değerleri sırasıyla Şekil 4.3 ve Şekil 4.4.'de gösterilmiştir.

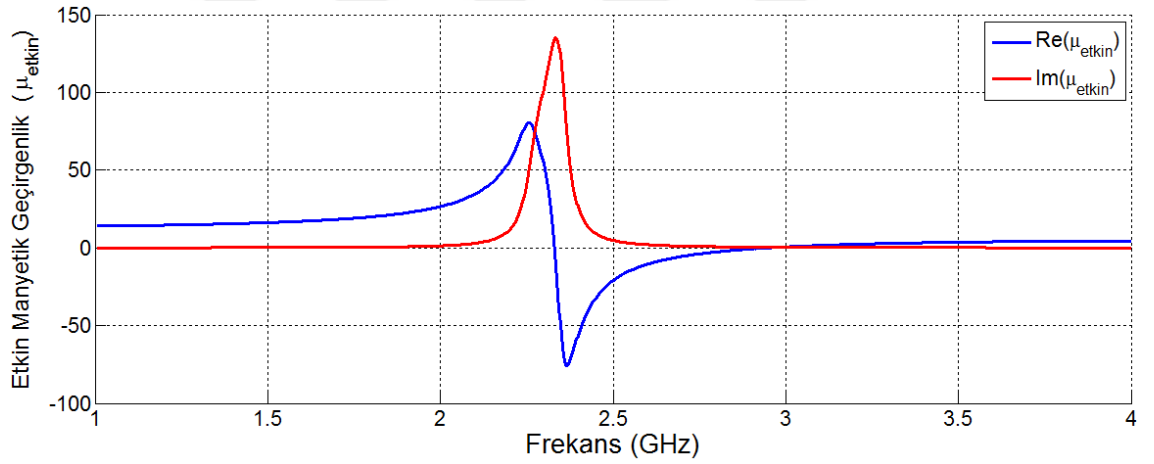


Şekil 4.3. Omega şekilli MTM yapısının S-parametreleri



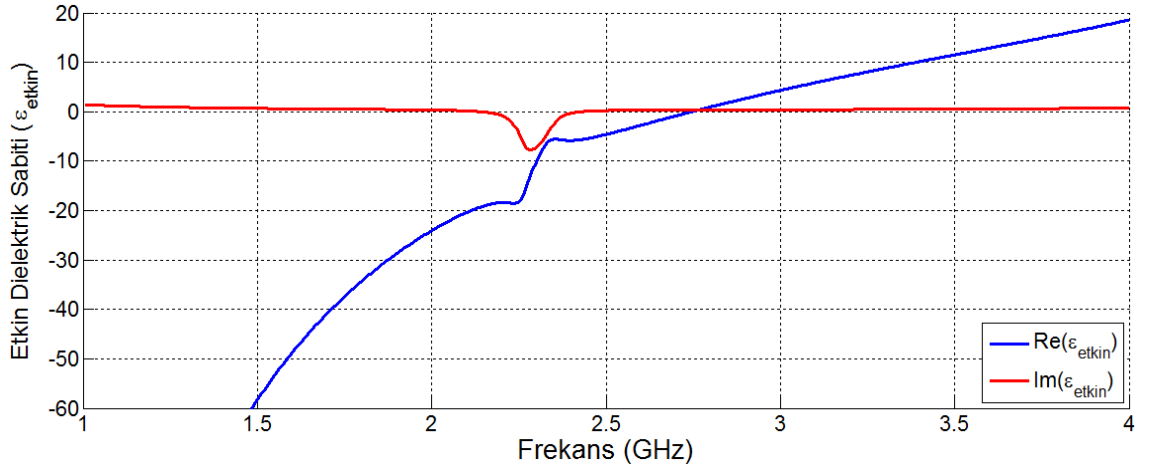
Şekil 4.4. Omega şekilli MTM yapısının S-parametrelerinin fazları (Radyan)

Elde edilen S11 ve S21 parametrelerinden Nicolson Ross Weir (NRW) tekniği kullanılarak, etkin manyetik geçirgenlik (μ_{etkin}), etkin dielektrik sabiti (ϵ_{etkin}), kırılma indisi (n), ve empedans (z) değerleri elde edilmiştir.



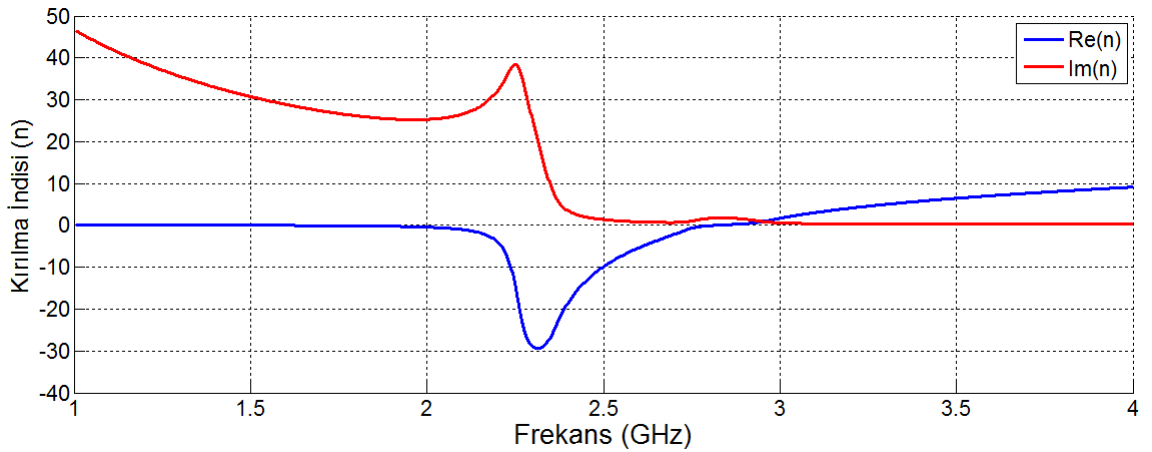
Şekil 4.5. Omega şekilli MTM yapısının etkin manyetik geçirgenlik katsayısı (μ_{etkin})

Şekilde 4.5.'de gösterildiği gibi önerilen MTM yapısının etkin manyetik geçirgenlik katsayısının reel kısmı yaklaşık 2.3 GHz ve 2.8 GHz civarında negatiftir.



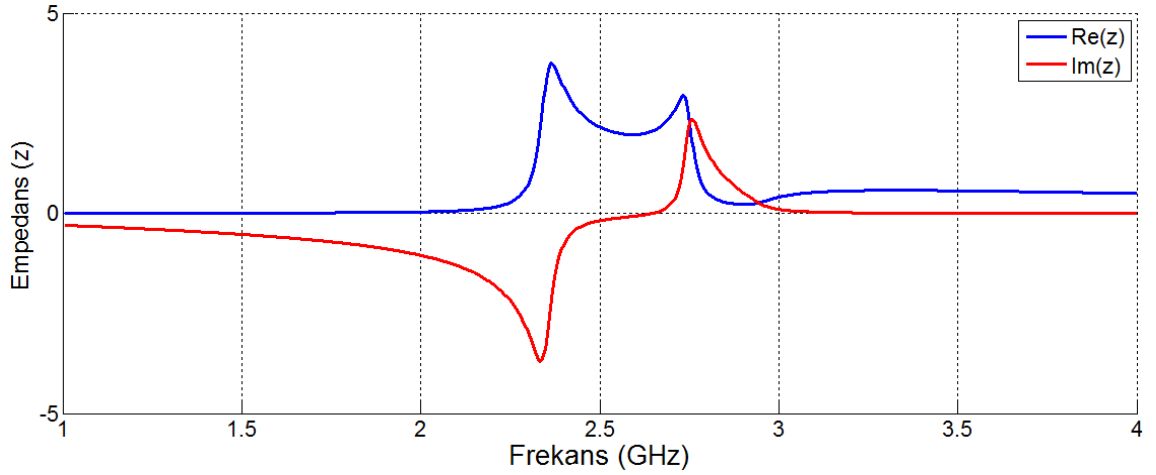
Şekil 4.6. Omega şekilli MTM yapısının etkin dielektrik sabiti (ϵ_{aktif})

Şekil 4.6.'da gösterildiği gibi önerilen MTM yapısının etkin dielektrik sabitinin reel kısmı yaklaşık 1 GHz ve 2.7 GHz civarında negatiftir.



Şekil 4.7. Omega şekilli MTM yapısının kırılma indisi (n)

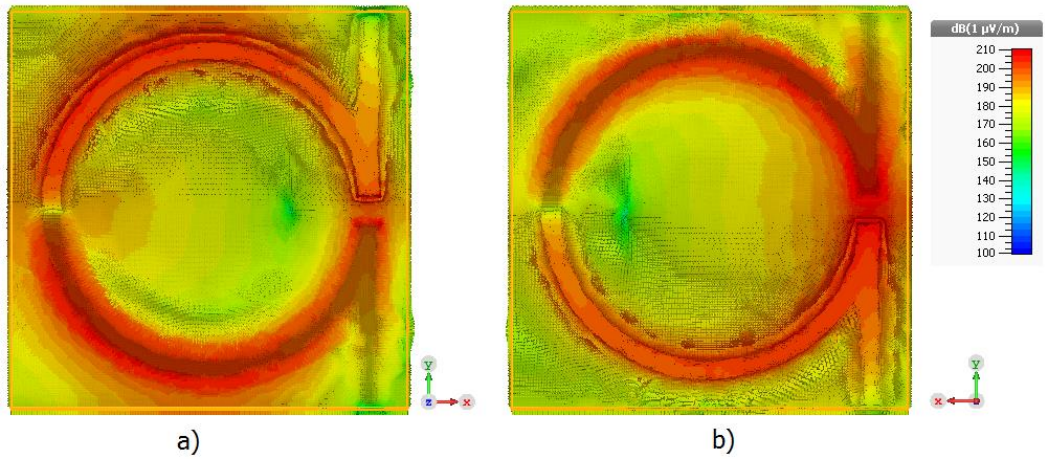
MTM yapısının kırılma indisi (n) yaklaşık 2.1 GHz ve 2.7 GHz arasında negatiftir (Şekil 4.7). Fakat $Re(\epsilon_{aktif}) < 0$ ve $Re(\mu_{aktif}) < 0$ dikkate alındığında kırılma indisi yaklaşık 2.3 GHz ve 2.7 GHz arasında negatif olmalıdır. 2.1 GHz ve 2.3 GHz arasında, $Re(\epsilon_{aktif}) < 0$ ve $Re(\mu_{aktif}) > 0$ olmasına rağmen $n < 0$ olmuştur. Bu özel durum sanal terim yeterince büyük olduğunda meydana gelebilir. Bu durum genellikle MTM rezonansının yakınında gerçekleşir. Fakat bu tür negatif kırılma indisi sol el davranışını desteklemez (Sabah ve Roskos, 2011). Bu nedenle kırılma indisi $Re(\epsilon_{aktif}) < 0$ ve $Re(\mu_{aktif}) < 0$ olduğu frekans aralığında (2.3GHz - 2.7 GHz) negatif olacaktır.



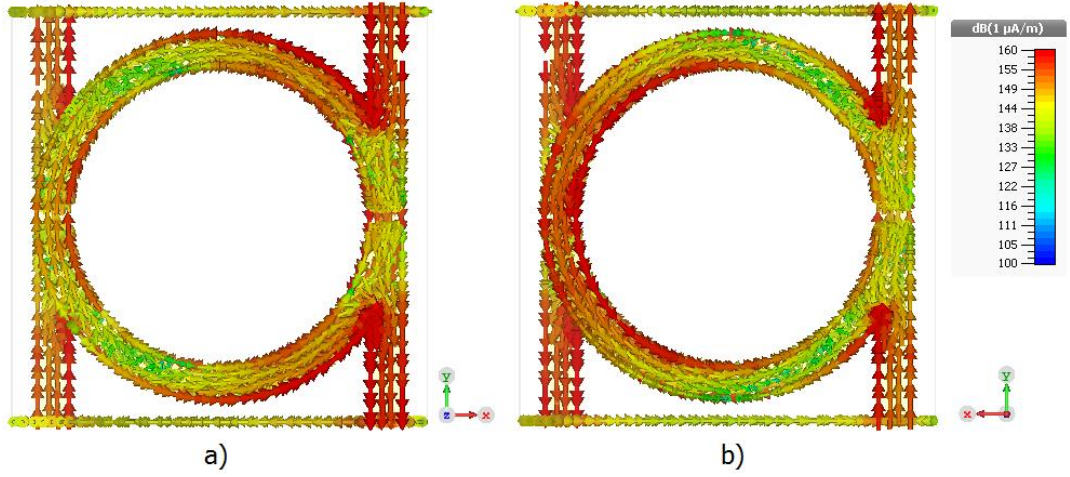
Şekil 4.8. Omega şekilli MTM yapısının empedans değeri (z)

Önerilen MTM yapısının empedans değeri Şekil 4.8.'de verilmiştir. Ayrıca tasarlanan MTM yapısının daha iyi anlaşılması için 2.45 GHz rezonans frekansında elektrik alan dağılımı ve yüzey akım dağılımı sırasıyla Şekil 4.9 ve Şekil 4.10.'da verilmiştir. Elektrik alan dağılımına bakılırsa elektrik alanın yoğunlaştığı yerler sebebiyle elektrikselsel dipol gibi davrandığı ve bağımsız elektrik alan ürettiği söylenebilir.

Yüzey akımlarının dağılımı incelendiğinde, yapının ön yüzeyi ile arka yüzeyi üzerinde paralel ve paralel olmayan akım yönleri göze çarpmaktadır. Bu dağılımın sebebi elektrik ve manyetik tepkiden kaynaklanmaktadır. Dairesel akım dağılımı bir manyetik dipol oluşturur ve bu da rezonatörün hem üst hem de alt kısmında zıt yüklerin birikimine neden olarak manyetik dipol ile aynı yönde ekstra bir elektrik dipol oluşmasını sağlar (Wang ve ark., 2009).



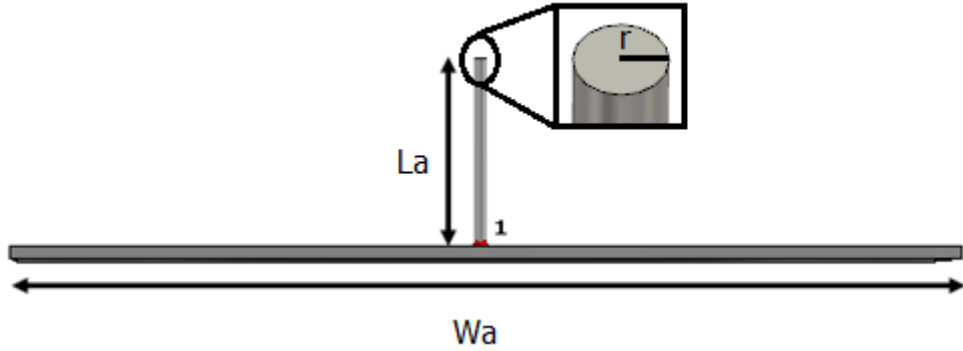
Şekil 4.9. MTM yapısının elektrik alan dağılımı a) önden görünüm b) arkadan görünüm



Şekil 4.10. MTM yapısının yüzey akım dağılımı a) önden görünüm b) arkadan görünüm

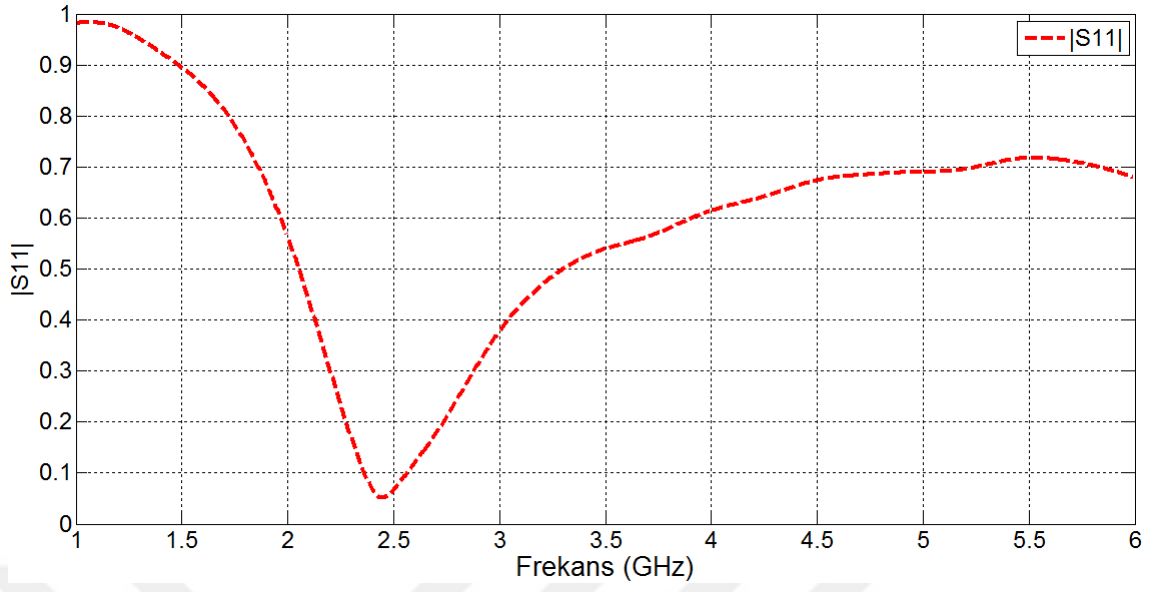
4.2. Monopol Anten ile Omega Şekilli Metamalzeme Yapılarının Birlikte Kullanımı

Bu çalışmada kullanılan monopol antenin çalışma frekansı 2.45 GHz olarak belirlenmiştir. Tasarlanan monopol antenin ölçüleri ($L_a=28.5$ mm, $r=1.5$ mm, $W_a=250$ mm) Şekil 4.11.'de verilmiştir. Monopol antende kullanılan zemin bir kenar uzunluğu W_a olan kare şeklinde bir metalden üretilmiştir ve 250x250 mm boyutlarında tasarlanmıştır.

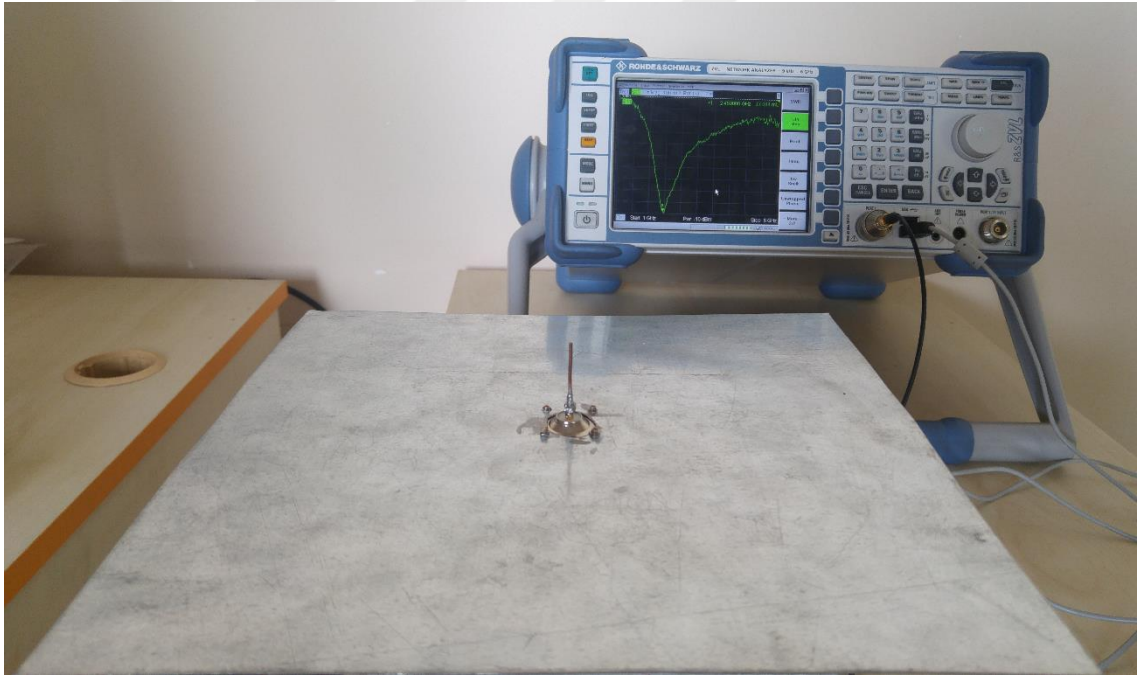


Şekil 4.11. Tasarlanan monopol antenin simülasyon görüntüsü

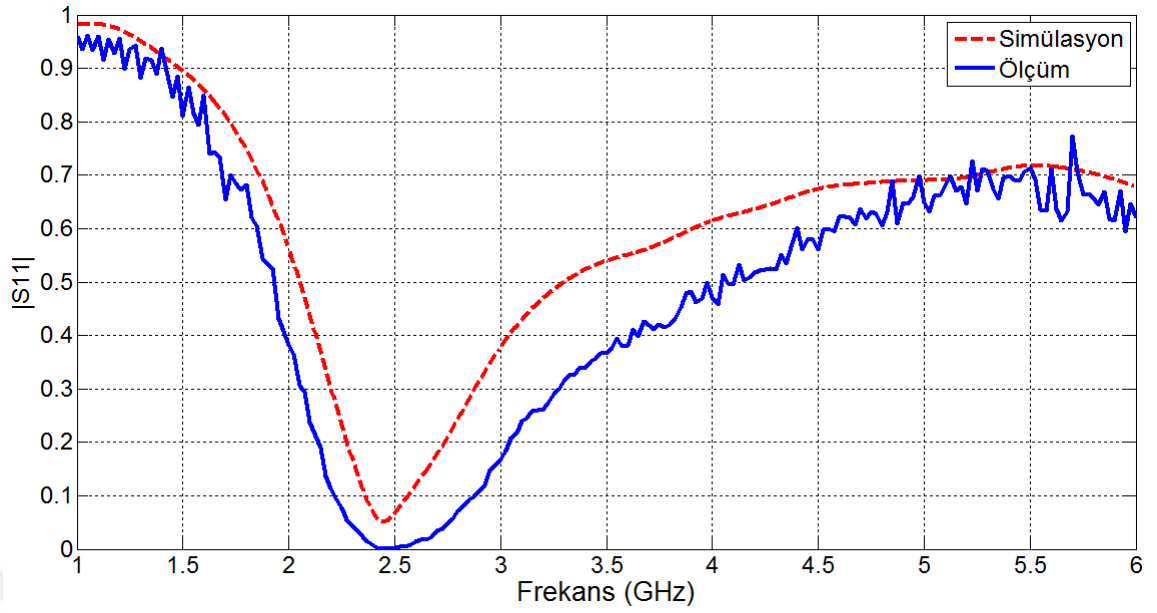
Yapılan nümerik analiz sonucunda elde edilen geri dönüş kaybı ($|S_{11}|$) parametresi Şekil 4.12.'de gösterilmiştir. Şekil 4.13.'de ise üretilen monopol antenin test görüntüsü verilmiştir.



Şekil 4.12. Monopol antenin $|S_{11}|$ parametresi

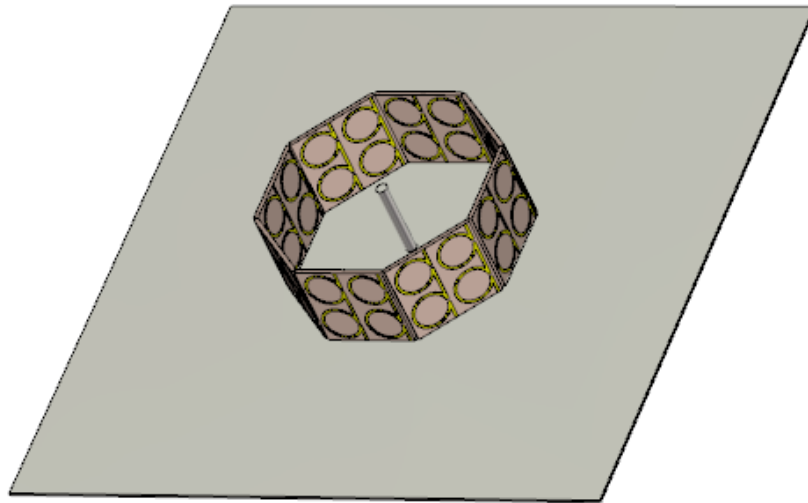


Şekil 4.13. Tasarlanan monopol antenin $|S_{11}|$ parametresinin deneysel olarak ölçülmesi



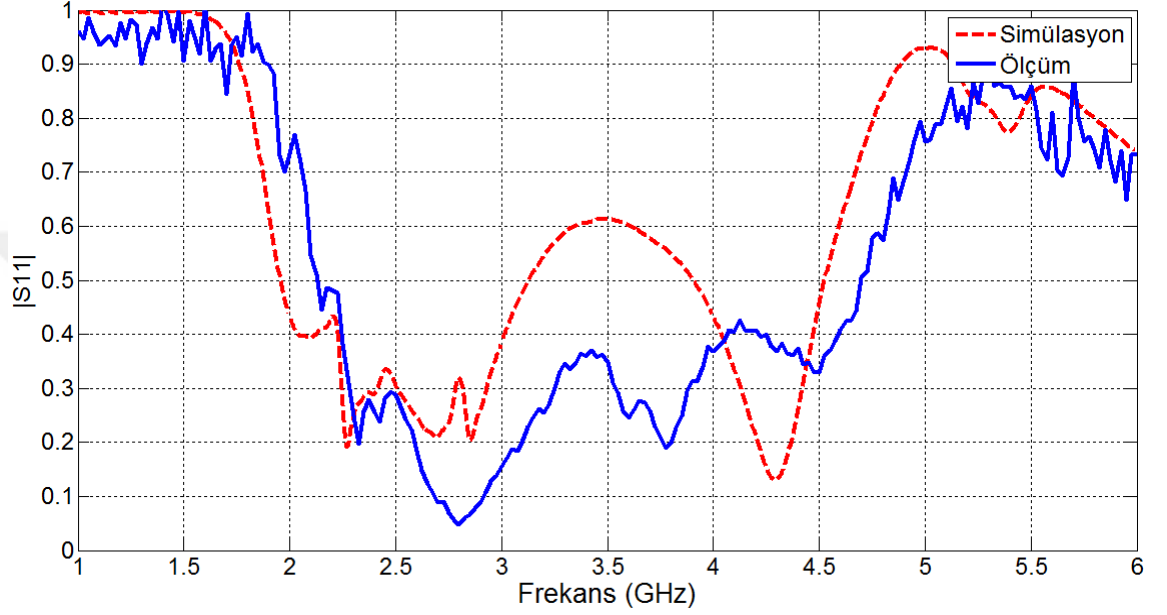
Şekil 4.14. Monopol antenin $|S_{11}|$ parametresinin simülasyon ve ölçüm sonuçları

Şekil 4.14.'de gösterildiği gibi simülasyon ve ölçüm sonuçları birbiriyle çok uyumlu olup tasarladığımız monopol anten yaklaşık 2.45 GHz frekansında en düşük geri dönüş kaybına sahiptir. Oluşan küçük farklılıklar simülasyon da ayrık yapıda port kullanılmasından ve antenin üretiminde ise N-tip bağlantı aparatının takılmasından kaynaklanmaktadır. Ölçümde oluşan dalgalanmalar, laboratuvar ortamından ve kullanılan aparatların kayıplarından kaynaklanmaktadır.



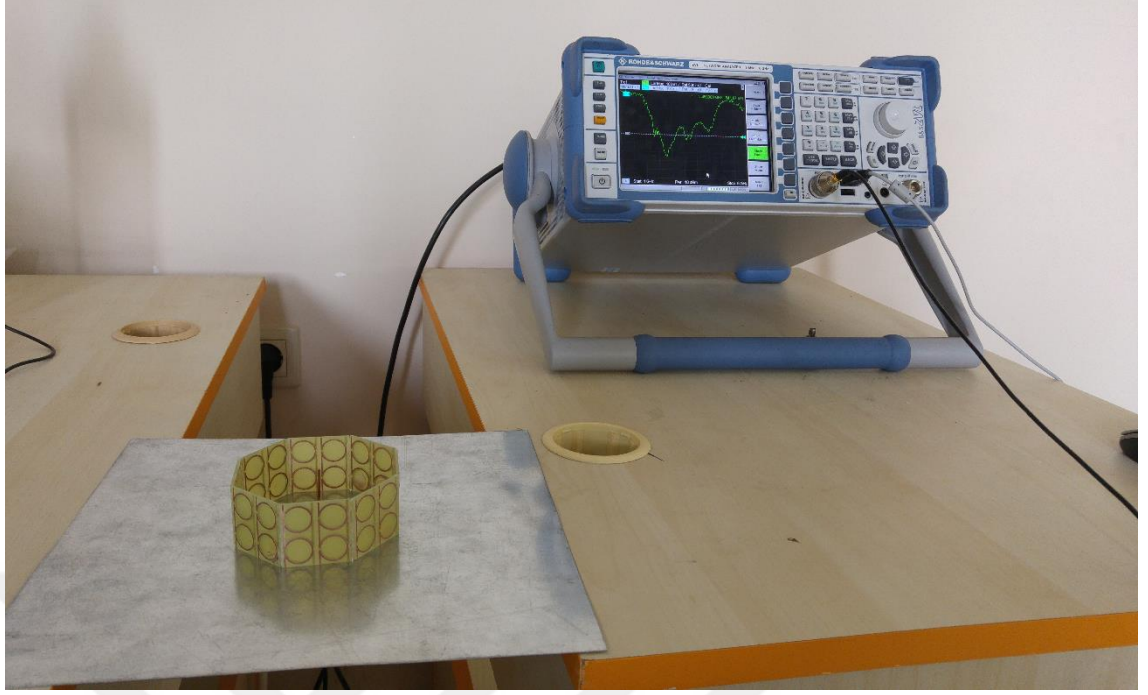
Şekil 4.15. MTM yapıları ile çevrili monopol antenin simülasyon görüntüsü

Omega şekilli MTM hücreleri 2x2'lik yapılar halinde düzgün bir sekizgen şekilde MTM yapılarıyla aynı çalışma frekansına sahip monopol antenin etrafına yerleştirilmiştir (Şekil 4.15). Tasarlanan anten yapısının etrafına önerilen MTM'lerin yerleştirilmesi ile elde edilen geri dönüş kaybının ($|S_{11}|$) simülasyon ve ölçüm sonuçları Şekil 4.16.'da gösterilmiştir.



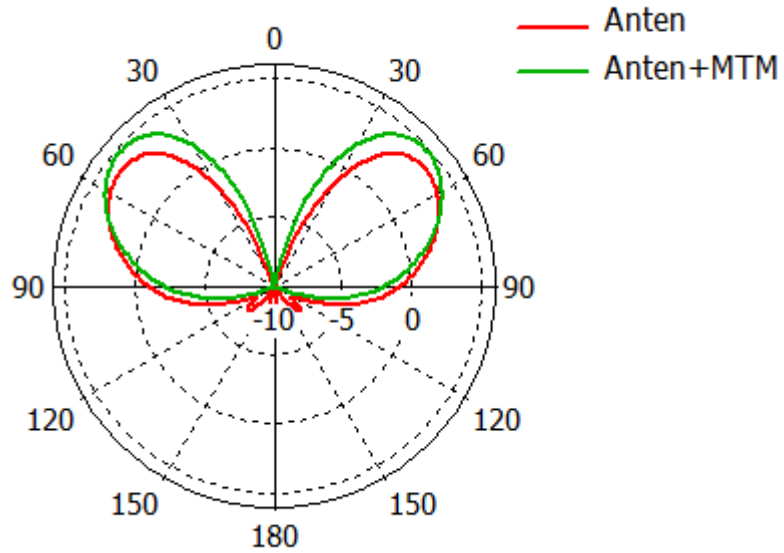
Şekil 4.16. Monopol anten ile omega şekilli MTM yapılarının birlikte kullanılmasıyla elde edilen $|S_{11}|$ parametresinin simülasyon ve ölçüm sonuçları

Şekil 4.16.'dan da görüleceği gibi simülasyon ve ölçüm sonuçları, laboratuvar ortamından kaynaklanan kayıpların etkisiyle oluşan farklılıklar dışında birbirine yakındır. Geri dönüş kaybının 0.5 değerini referans alırsak, ölçüm sonuçları dikkate alındığında ölçülen bant genişliği değeri MTM yapıları yerleştirildikten sonra yaklaşık olarak 400 MHz civarında artmıştır.



Şekil 4.17. Monopol anten ile omega şekilli MTM yapılarının birlikte kullanılmasıyla elde edilen $|S_{11}|$ parametresinin deneysel olarak ölçülmesi

Tasarlanan MTM yapılarının monopol anten üzerindeki bir diğer olumlu etkisi ışınım örüntüsünde oluşmaktadır. İki boyutlu ışınım örüntüsünün polar görüntüsü aşağıdaki şekilde verilmiştir (Şekil 4.18).



Şekil 4.18. Monopol anten ile omega birim hücrelerinin birlikte kullanılmasıyla elde edilen polar ışınım örüntüsü

Şekil 4.18.'den de görüleceği gibi tasarlanan MTM yapıları monopul antenin yönlülüğünü önemli derecede arttırmıştır. Buna ek olarak, istenmeyen yan lobların ve arka lobun değerini de belirgin derecede azaltmıştır. Bu değerler ayrıntılı bir şekilde Çizelge 4.1.'de verilmiştir.

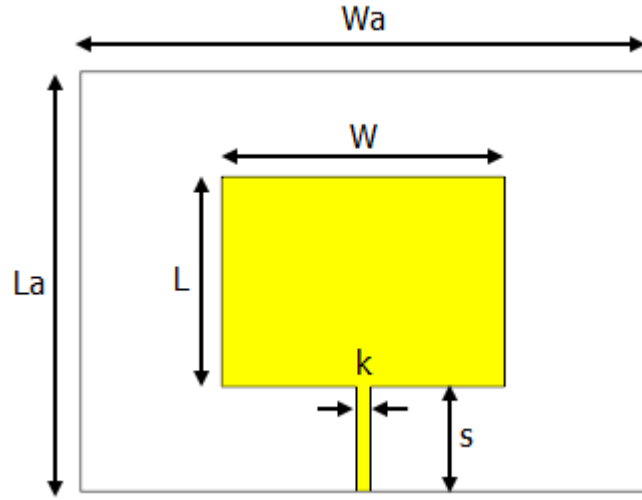
Çizelge 4.1. Monopul antenin MTM yapılarıyla birlikte ve tek başına yayılımından elde edilen karakteristik parametreler

| Anten Parametreleri | MTM'siz | MTM ile |
|----------------------------|-------------------|-------------------|
| Ana lop genliği | 3.84 dBi | 4.73 dBi |
| Açısal Genişlik (3dB) | 45.7 ⁰ | 43.5 ⁰ |
| Kenar lop seviyesi | -11.3 dB | -15.1 dB |

Antenin performansının kazanç ve istenmeyen loblar açısından artırılmasının yanında, tablodan da görüldüğü gibi, açısal genişlikte de değişim oluşmaktadır. Anten endüstrisinde farklı tekniklerle gerçekleştirilen açısal genişlik ayarı MTM yapılarının eklenmesiyle kolayca gerçekleştirilebilecektir. Bu tür bir yaklaşım sadece maliyet açısından değil hem anten minyatürizasyonu hem de verimlilik açısından daha iyi ve hassas sonuçlar verecektir.

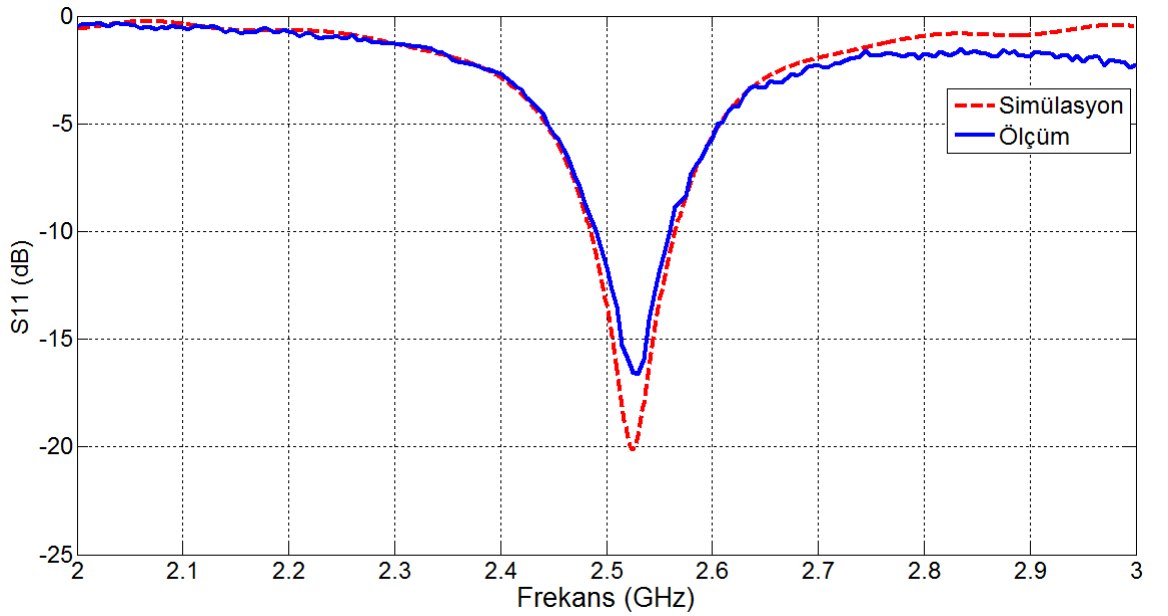
4.3. Metamalzeme Tabanlı Mikroşerit Yama Anten

Bu çalışmada kullanılan mikroşerit yama antenin çalışma frekansı 2.525 GHz olarak belirlenmiştir. Tasarlanan mikroşerit yama antenin ölçüleri ($W_a=72$ mm, $L_a=53.4$ mm, $W=36$ mm, $L=26.7$, $s=13.35$ mm, $k=1.8$ mm) Şekil 4.19.'da gösterilmektedir. Dielektrik malzeme olarak 1.6 mm kalınlık, 0.025 kayıp tanjant açısı ve 4.3 dielektrik geçirgenlik katsayı değerine sahip FR4 cinsi malzeme seçilmiştir. Metal tabakalar bakır cinsi metalden yapılmış olup 5.8001×10^7 S/m elektriksel iletkenlik ve 0.035 mm kalınlığa sahiptirler.



Şekil 4.19. Mikroşerit yama antenin boyutları

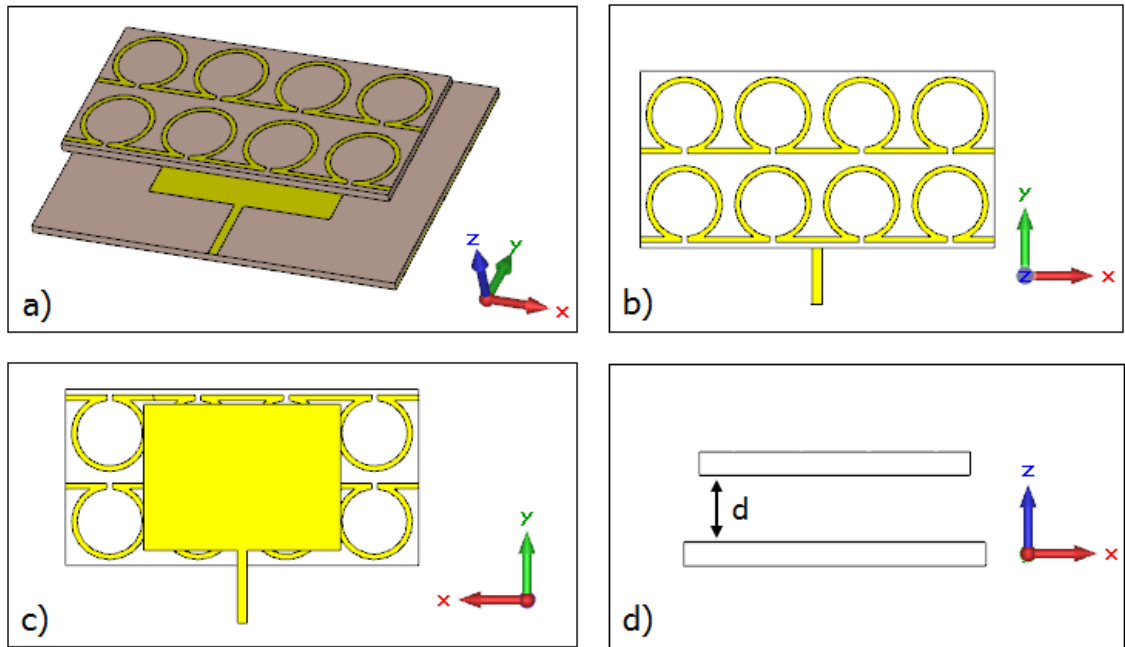
Tasarlanan mikroşerit yama antenin simülasyon ve ölçüm sonuçlarından elde edilen geri dönüş kaybı (S_{11}) grafiği Şekil 4.20.'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi rezonans değeri istenilen frekansta oluşmuş olup hem simülasyon hem de ölçüm sonuçları -15 dB değerinin altındadır. Simülasyon ve ölçüm sonuçları birbiriyle çok uyumlu çıkmıştır. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarını gösteren eğrilerdeki küçük farklılıklar laboratuvar ortamından ve kullanılan ekipmanların kayıplarından kaynaklanmaktadır.



Şekil 4.20. Mikroşerit antenin S_{11} parametresi için simülasyon ve ölçüm sonuçları

Bu çalışmada önerilen MTM tabanlı anten yapısı önerilen omega birim hücreleri kullanılarak oluşturulmuştur. Şekil 4.21.'de görüldüğü üzere MTM'ler yama antenin önüne belirli bir mesafe bırakılarak yerleştirilmiştir. MTM'ler ile anten arasındaki mesafe $d=6$ mm'dir. Bu değer simülasyon programında yapılan optimizasyon sonucunda en iyi performansın elde edildiği mesafe değeridir.

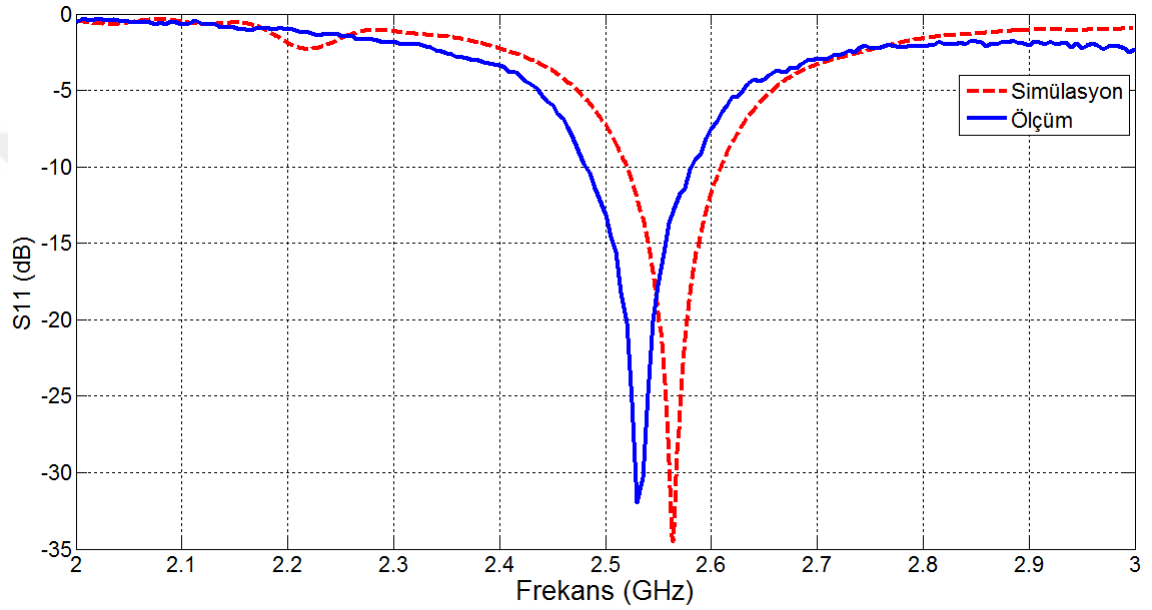
Önerilen MTM tabanlı mikroşerit anten şeklinin önden, arkadan, yandan ve üç boyutlu görünümü Şekil 4.21.'de verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi, MTM yapımız 8 tane hücreden oluşmuş ve yama antenin üzerine 2x4'lük bir yapı halinde yatay olarak yerleştirilmiştir. Hücre sayısı ve aradaki mesafenin en verimli değerleri simülasyon programında yapılan optimizasyon sonucunda elde edilmiştir.



Şekil 4.21. Önerilen MTM tabanlı anten yapısı a) Üç boyutlu görünüm b) üstten görünüm c) arkadan görünüm d) yandan görünüm

Tasarlanan antenin üretimi baskı devre tekniği ile gerçekleştirilmiştir. Ölçüm ve simülasyon sonuçlarından elde edilen geri dönüş kaybı grafiği Şekil 4.22.'de gösterilmiştir. Anten yapısına MTM hücrelerinin eklenmesi ile rezonans frekansı simülasyonda biraz kaymış olmasına karşın, laboratuvar ölçümlerinde üretilen anten tam istenildiği şekilde $f=2.525$ GHz frekansında en iyi enerji iletim davranışını göstermiştir. Simülasyon ve ölçüm arasındaki farklılık kullanılan teçhizatların kayıplarından ve

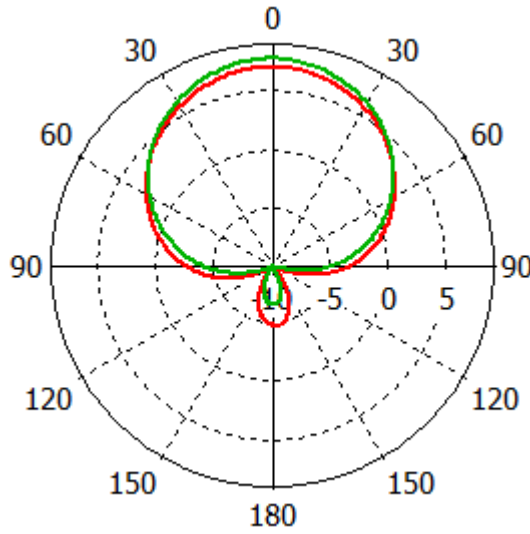
laboratuvar koşullarının ideal olmamasından kaynaklanmaktadır. MTM yapıları eklenmeden ve eklendikten sonraki geri dönüş kaybı eğrileri kıyaslanacak olursa; simülasyon sonuçlarında S11 değeri yaklaşık -20 dB'lik değerden neredeyse -35 dB değerine ulaşmıştır. Benzer bir gelişim ölçüm sonuçlarında da gözlenmiştir. S11 değeri yaklaşık -17 dB civarında iken bu değer -32 dB değerine kadar düşmüştür ve yaklaşık 15 dB farklılık oluşmuştur. Geri dönüş kaybını azaltmaya yönelik çalışmalar göz önüne alındığında bu değerın literatürdeki birçok çalışmaya kıyasla daha iyi bir sonuç verdiği açıktır.



Şekil 4.22. MTM tabanlı mikroşerit yama antenin S11 parametresi

Ek olarak, önerilen MTM yapısının anten üzerine entegrasyonu ile elde edilen yapının ışınım örüntüsü incelendiğinde, hem yönlülüğünü (dolayısıyla kazancını) artırdığı hem de geri ışınım kaybını azalttığı görülmektedir. Işınım örüntüsünün hem MTM'li hem de MTM'siz olan yapılar için azimut ($\theta = 90^\circ$) polar görüntüsü Şekil 4.23.'de verilmiştir. Şekilde kırmızı renk ile gösterilen eğri sadece antenin ışınımına karşılık gelirken, yeşil eğri MTM eklenmiş anten yapısının ışınımını göstermektedir. Kazancın arttığı, arka lob'un azaldığı açıkça şekilden görülmektedir. Bütün bunların yanında, yarı güç hüzmeye genişliği de (HPBW) değişime uğramıştır. Bu değişim ışınım genişliğinin ayarlanması gereken uygulamalar için bize önemli bir avantaj sağlayacaktır. Normalde anten endüstrisinde metal kanatlarla ve farklı tasarım teknikleri ile ayarlanan bu parametre, antenin fiziksel boyutunu arttırmadan sadece radom ile anten yapısının arasına

MTM yapılarını bırakarak gerçekleştirilebilir. Tasarlanan MTM yapısında yapılacak basit ayarlamalar ile farklı HPBW değerleri elde edilebilir ve önerilen MTM yapısı mevcut kullarımdaki antenlere, anten yapısını değiştirmeden çok rahat entegre edilebilir bu şekilde maliyet azaltılması ve anten minyatürizasyonu da sağlanabilir. şekil 4.23.'de gösterilen ışımaya örüntüsü göz önüne alındığında oluşan anten parametreleri detaylı bir biçimde Çizelge 4.2.'de verilmiştir.



Şekil 4.23. Mikroşerit antenin MTM ile ve MTM'siz ışımaya örüntüsü

Çizelge 4.2. Işıma örüntüsüne göre MTM'li ve MTM'siz anten parametrelerinin değerleri

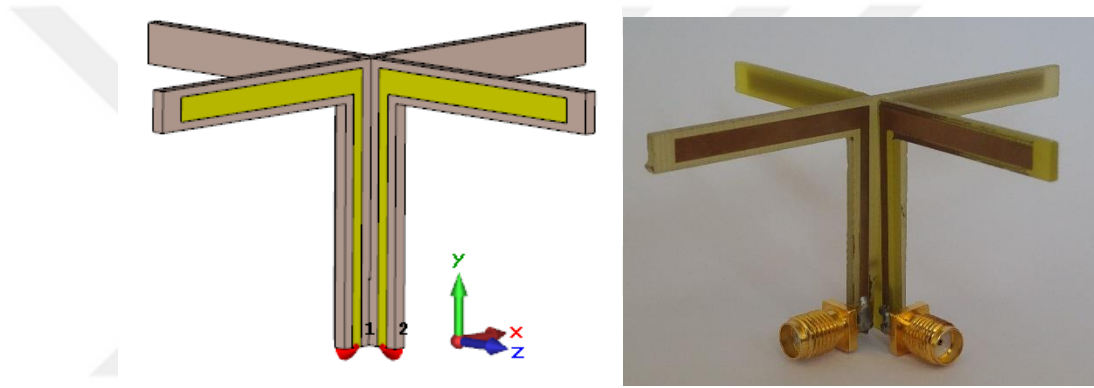
| Anten Parametreleri | MTM'siz (kırmızı) | MTM'li (yeşil) |
|-----------------------|-------------------|-------------------|
| Ana lop genliği | 7.03 dBi | 7.74 dBi |
| Açısal Genişlik (3dB) | 93.3 ⁰ | 84.7 ⁰ |
| Kenar lop seviyesi | -12.0 dB | -14.4 dB |

Sonuç olarak ana lop genliği bir başka değişle yönlülük (dolayısıyla kazanç) yaklaşık 0.7 dBi arttırılmıştır ve kenar lop seviyesi (arka lop) yaklaşık 1.6 dB daha düşük değere çekilmiş ve enerjinin daha çok ana lop üzerinde oluşması sağlanmıştır. Ek olarak HPBW'ye karşılık gelen açısal genişlik değeri yaklaşık 9 derece azaltılmıştır. Bu özelliğini kullanarak daha yüksek kazançlı, az kayıplı ve ışımaya genişliği daha dar olan bir anten elde edilmiştir. Önerilen MTM yapısı basit, sade ve üretimi kolay bir yapıya sahiptir

ve küçük ayarlamalarla istenilen rezonans frekansına ayarlanabilir ve mevcut kullanılan antenlere kolaylıkla entegre edilebilir.

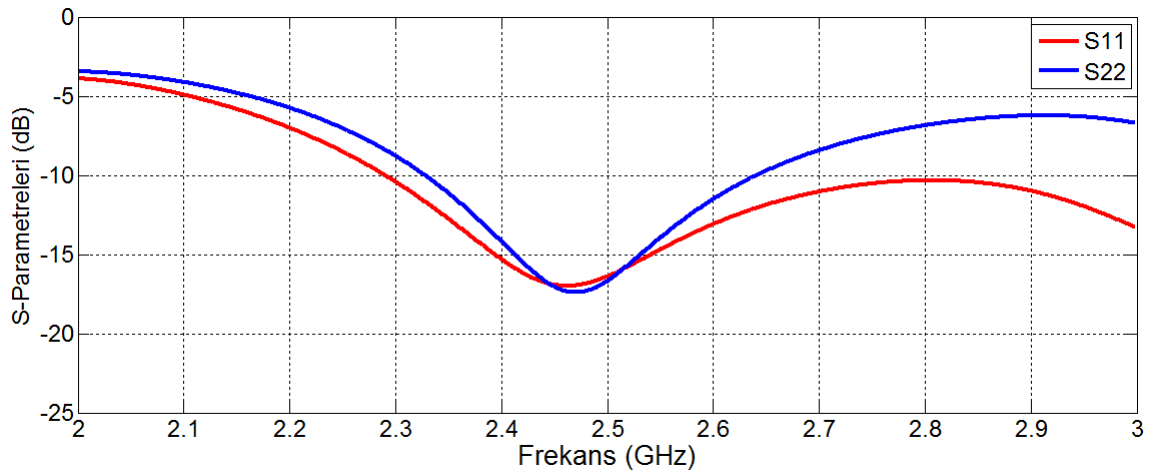
4.4. Çapraz Dipol Antenin Yalıtımında Omega Şekilli Metamalzeme Yapılarının Kullanımı

Önerilen omega şekilli MTM yapısının bir başka uygulaması olarak, iki portlu çapraz dipol antenlerin birbirleriyle olan yalıtımını sağlamak gösterilebilir. Tasarlanan çapraz dipol antenin çalışma frekansı 2.45 GHz olarak belirlenmiştir.



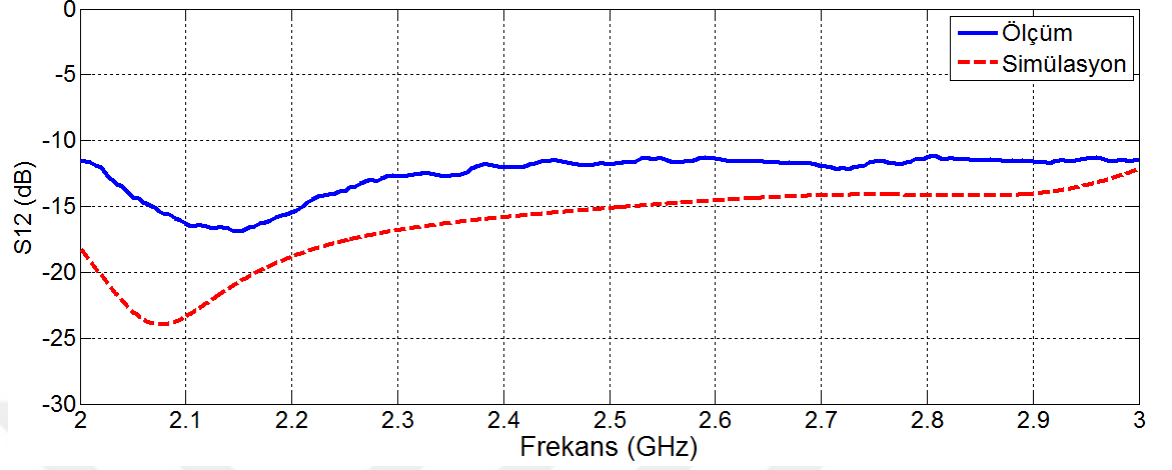
Şekil 4.24. Çapraz dipol antenin simülasyon ve üretim görüntüsü

Yapılan nümerik analiz sonucunda çapraz dipol antenin her iki port için geri dönüş kayıpları (S_{11} , S_{22}) Şekil 4.25.'de gösterilmiştir.



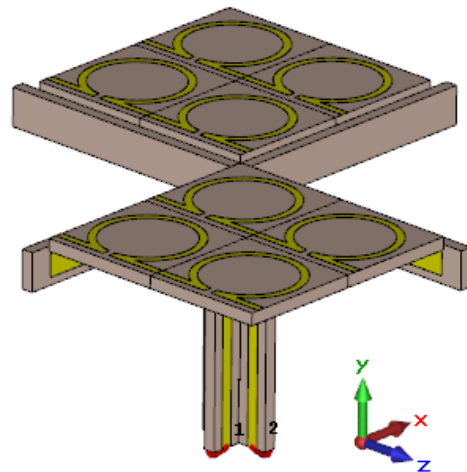
Şekil 4.25. Çapraz dipol antenin geri dönüş kaybı (S_{11} , S_{22}) grafiği

Çapraz yerleştirilmiş dipol antenlerin birbirleriyle yalıtımını gösteren simülasyon ve ölçüm grafiği Şekil 4.26.'da gösterilmiştir.



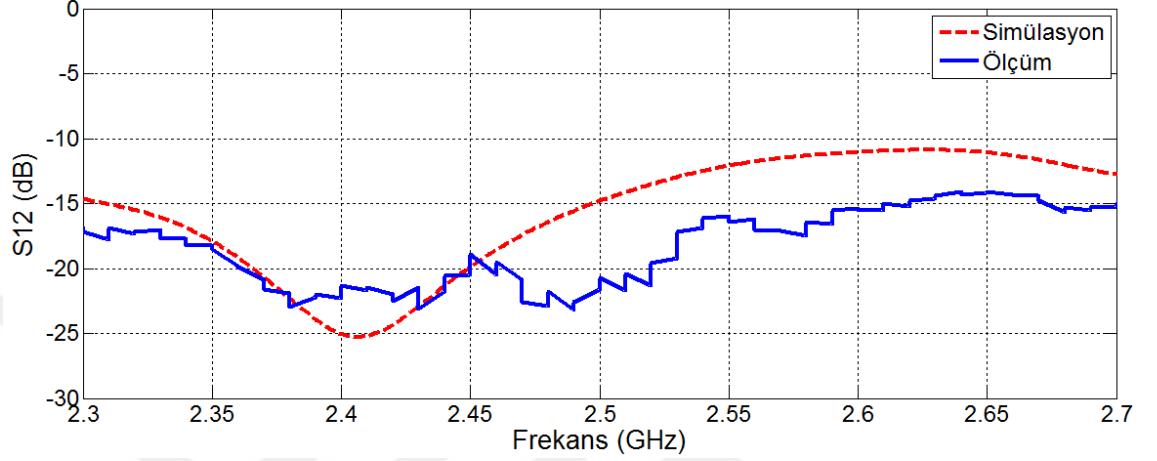
Şekil 4.26. Çapraz yerleştirilmiş dipol antenlerin birbirleriyle yalıtımını gösteren S12 iletim grafiği

Şekil 4.26.'da da görüldüğü gibi çapraz dipol antenin ölçüm ve simülasyon sonuçları uyumlu çıkmıştır. Simülasyon ve ölçüm arasındaki farklılık kullanılan teçhizatların kayıplarından ve ortamın ideal olmamasından kaynaklanmaktadır. Tasarlanan MTM yapısının çapraz dipol antenin karşılıklı kenarlarına yerleştirilmesi ile oluşan yeni anten yapısı Şekil 4.27.'de verilmiştir.



Şekil 4.27. MTM hücrelerin yerleştirilmesiyle oluşan çapraz dipol anten yapısı

Yapılan optimizasyon çalışmaları sonucu, bırakılacak hücre sayısı, konumu ve yönü için optimum değerler yalıtımı en iyi değere getirecek şekilde hesaplanmıştır. Hesaplamaların sonucunda oluşan yeni çapraz anten için iki port arasındaki enerjinin geçişini dolayısıyla aradaki yalıtımı gösteren S12 grafiği Şekil 4.28.'de verilmiştir.



Şekil 4.28. MTM yerleştirilmiş çapraz dipol antenin yalıtımını gösteren S12 grafiği

2.45 GHz çalışma frekansına sahip çapraz dipol antenin yalıtım aralığı için Şekil 4.28.'de görüldüğü üzere 2.3-2.7 GHz bandı seçilmiştir. Bunun nedeni önerilen MTM yapısının bu frekans aralığında negatif kırılma indisi özelliği göstermiş olmasıdır. Ölçüm ve simülasyon sonuçları kullanılan teçhizatların kayıpları ve ortam şartları dikkate alındığında birbirleriyle uyumlu sonuçlardır.

Bu çalışmanın sonucunda MTM yapılarının çapraz yerleştirilmiş dipol antenlerin yalıtımında kullanılabileceği görülmektedir.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada çeşitli anten türlerinin performans parametrelerinin (kazanç, yönlülük, bant genişliği, yalıtım, geri dönüş kaybı, ışınma genişliği, kenar lob seviyeleri vb.) iyileştirilmesi için omega şekilli kolay üretilen ve antenlerle aynı rezonans frekansına uygun MTM yapısı tasarlanmış ve her bir anten için uygulanmıştır. Önerilen MTM yapılarının yerleştirilmesinde kullanılacak hücre sayısı, konumu, yönü, katman sayısı ve diğer parametrelerin optimum değerleri belirlenmiş ve en iyi sonuçları verecek yapılar oluşturulmuştur.

Çalışmanın ilk kısmında monopol anten için tasarlanan MTM yapısının etkileri incelenmiş bant genişliğinin ve yönlülüğünün (dolayısıyla kazancın) artırımı sağlanmıştır. Buna ek olarak ana ışınmanın olduğu bölge dışında oluşan istenmeyen enerji yayılımları bir başka deyişle kenar lobların değeri azaltılmış ve bu şekilde verim arttırılmıştır.

Bir sonraki uygulamada mikroşerit yama antenin kazanç, yönlülük, geri dönüş kaybı ve ışınma açısı parametreleri üzerinde MTM yapısının etkisi incelenmiştir. Beklendiği gibi, yapımız kazanç ve yönlülüğü arttırmış bununla birlikte geri dönüş kaybını da belirgin derecede düşürmüştür. Bunun yanında ışınma açısına olan etkisi nedeniyle, ışınma açısının değiştirilmesi gereken birçok uygulama için daha düşük boyut ve maliyete sahip yeni bir yöntem olması önerilen anten yapısının bir başka avantajıdır.

MTM yapılarının anten uygulamalarının olduğu birçok araştırmaya literatürde rastlanmaktadır. Ancak çapraz dipol antenlerdeki uygulamaları neredeyse yok denecek kadar azdır. Sanayide çapraz dipol antenlerin yalıtımıyla alakalı farklı teknikler denenmekte olup bizim uygulamamız onlara kıyasla daha az maliyetli ve daha etkin bir sonuç vermektedir. Önerilen omega şekilli MTM yapısının eklenmesiyle iki dipol arasında oluşan yalıtımın yaklaşık 10 dB daha azaldığı belirlenmiştir.

Ek olarak, tez çalışmamızda olduğu gibi, birden fazla anten parametresinin MTM yapılarını kullanarak birlikte iyileştirildiği çalışma sayısı çok sınırlı olup, çalışmamızda elde edilen veriler literatürdeki diğer çalışmalara nazaran daha iyi sonuçlar sunmaktadır.

KAYNAKLAR

- Abdelrehim, A.A. and Shiraz, H.G., 2016. Performance improvement of patch antenna using split ring resonators and thin wire employing metamaterials lens. **Progress In Electromagnetics Research B**, 69: 137-155.
- Akgöl, O., 2015. Improving the isolation between two port microstrip dipole antennas. **International Conference On Engineering and Natural Science**.
- Baker-Jarvis, J., 1990. Transmission/reflection and short-circuit line permittivity measurements. **Natl. Inst. Stand. Technol. Tech.** 1341.
- Baker-Jarvis, J., Janezic, M.D., Riddle, B.F., Jhonk, R.T., Kabos, P., Holloway, C.L., Geyer, R.G. and Grosvenor, C.A., 2005. Measuring the permittivity and permeability of lossy materials: solids, liquids, metals, building materials, and negative-index materials. **Natl. Inst. Stand. Technol. Tech. Note 1536**.
- Clemens, M. and Weiland, T., 2001. Discrete electromagnetism with the finite integration technique. **Progress In Electromagnetics Research**, 32: 65-87.
- Courant, R.L., 1943. Variational methods for the solution of problems of equilibrium and vibration. **Bulletin of the American Mathematical Society**, 49: 1-23.
- Dincer, F., 2015. Metamalzemeler, bakışsımsız ortam ve mikrodalga uygulamaları, **Doktora tezi**, Mustafa Kemal Üniversitesi, 171 s , Hatay.
- Doğan, E., Ünal, E., Kapusuz, D., Karaaslan, M. and Sabah, C., 2013. Microstrip patch antenna covered with left handed metamaterial. **Aces Journal**, 28(10): 999-1004.
- Engheta, N. and Ziolkowski, R.W., 2006. Metamaterials — Physics and Engineering Explorations. **IEEE-Wiley Press**, Piscataway, NJ.
- Enoch, S., Tayeb, G., Sabouroux, P., Guerin, N. and Vincent, P., 2002. A metamaterial for directive emission. **Physical Review Letters**, 89(21): 2013902-1-2013902-4.
- Erentok, A. and Ziolkowski, R.W., 2008. Metamaterial-inspired efficient electrically-small antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 56(3): 691- 707.
- Kadam, N.T., Janwalkar, K.S. and Odhekar, A.A., 2014. Application of metamaterial to improve isolation between two microstrip antennas. **International Journal of Engineering Research & Technology**, 3(5): 1184-1188.
- Karaaslan, M., 2009. Negatif kırılma indisli metamalzemelerin elde edilmesi, **Doktora tezi**, Çukurova Üniversitesi, 128 s , Adana.
- Lima, L.C.P.S., 2014. Design and experimental characterization of metamaterial-assisted monopole antenna. **Dissertation (Master of Science)**, Universidade de Sao Paulo, 130 p, Sao Carlos.
- Panda, A.K., Sahu, A., 2011. An investigation of gain enhancement of microstrip antenna by using inhomogeneous triangular metamaterial. **International Conference on Computational Intelligence and Communication Systems**.
- Pendry, J. B., Holden, A.J., Stewart, W.J. and 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. and Stewart, W.J., 1999. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 47(11): 2075-2084.
- Pendry, J.B., 2000. Negative refraction makes perfect lens. **Physical Review Letters**, 85(18): 3966-3969.
- Rahimi, Z., 2011. The finite integration technique (FIT) and the application in lithography simulations. **Der Technischen Fakultät der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg zur Erlangung des Grades**, 132 p.
- Sabah, C. and Uckun, S., 2007. Electromagnetic wave propagation through the frequency-dispersive and lossy double-negative slab. **Opto-Electronics Review**, 15: 133-43.
- Sabah, C. and Roskos, H.G., 2011. Numerical and experimental investigation of fishnet-based metamaterial in a X-band waveguide. **Journal of Physics D: Applied Physics, IOP Publishing**, 44 (25): 255101.
- Sadiku, M.N.O., 2000. **Numerical Techniques in Electromagnetics, Second Edition**. CRC Press, 760 p.
- Shelby, R.A., Smith, D.R. and Schultz, S., 2001. Experimental verification of a negative index of refraction. **Science**, 292: 77-79.
- Smith, D.R., Padilla, W.J., Vier D.C., Nemat-Nasser S.C. and Schultz S., (2000). Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. **Physical Review Letters**, 84(18): 4184-4187.
- Taflove, A., 1995. Computational electrodynamics: The finite difference time domain method. **Artech House**, Boston, London.
- Veselago, V.G., 1968. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . **Soviet Physics Uspekhi**, 10(4): 509–514.
- Wang, B., Zhou, J., Koschny, T., Kafesaki, M. and Soukoulis, C.M., 2009. Chiral metamaterials: simulations and experiments. **J. Opt. A: Pure Appl. Opt.** 11: 114003-10.
- Weiland, T., 1977. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields. **Electronics and Communications AEU**, 31(3): 116–120.
- Xie, Y., 2016. Designing nanostructured materials and metamaterials for energy applications. **Ph.D**, University of Delaware, 224 p, Delaware.
- Yee, K., S., 1966. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. **IEEE Transaction Antennas and Propagation**, 14:302-307.
- Yu. W., Yang, X., Liu, Y. and Mittra, R., 2009. Wiley series microwave and optical engineering. (K. Chang, Editor). In: **Electromagnetic simulation techniques based on the FDTD method**. New Jersey.
- Ziolkowski, R.W. and Heyman E., (2001). Wave propagation in media having negative permittivity and permeability. **Physical Review E**, 64: 056625.1–056625.15.
- Ziolkowski, R.W., 2003. Designs, fabrication, and testing of double negative metamaterials. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 51(7): 1516-1529.

ÖZGEÇMİŞ

1987 yılında Hatay’da doğdum. İlköğretimi 2001 yılında 5 Temmuz İlköğretim okulunda ve ortaöğretimi 2005 yılında Naim Atakaş Anadolu Lisesinde, Hatay’da tamamladım. 2013 yılında Mustafa Kemal Üniversitesi Mühendislik Fakültesi’nden Elektrik-Elektronik Mühendisi unvanıyla mezun oldum. Aynı yıl Mustafa Kemal Üniversitesi Mühendislik Fakültesi’nde Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında yüksek lisans eğitimine başladım.

