

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SOL-ELLİ METAMATERYAL YAPILARIN
SAYISAL ANALİZİ ve TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Adnan SONDAŞ

Anabilim Dalı: Elektronik-Bilgisayar Eğitimi
Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Yunus Emre ERDEMLİ

OCAK 2006

SOL-ELLİ METAMATERYAL YAPILARIN SAYISAL ANALİZİ ve TASARIMI

Adnan SONDAŞ

Anahtar Kelimeler: Negatif kırılma indisi, Metal şerit dizisi, SRR dizisi, Frekans/Polarizasyon seçicilik, Eşdeğer devre modeli.

Özet: Negatif indisli yapılar, doğadaki maddelerden farklı elektromanyetik özellikleri nedeniyle, son yıllarda büyük ilgi duyulan malzemeler haline gelmişlerdir. Bu yapıların en ilginç özelliği, hem efektif elektriksel geçirgenlik hem de efektif manyetik geçirgenlik katsayılarının, aynı frekans bandında negatif değerlere sahip olabilmeleridir.

Sol-elli metamateryal (LHM) yapılar, biri ϵ -negatif (ENG) diğeri μ -negatif (MNG) özelliğe sahip iki farklı periyodik dizinin bir araya getirilmesiyle gerçekleştirilebilir. ENG özelliğine sahip metal şerit tel dizisi ile MNG özelliğine sahip yarık halka rezonatör (SRR) dizisi bir araya getirildiğinde, negatif indisli, SRR/şerit bileşik metamateryal yapısı oluşturmak mümkün olabilmektedir.

Bu tez çalışmasında, SRR ve metal şerit dizilerini temel alan bileşik metamateryal yapıların elektromanyetik karakteristikleri, sonlu eleman metodunu kullanan periyodik bir dizi simülatörü ile incelenmiş ve elde edilen sonuçlar ölçümlerle desteklenmiştir. Bu incelemeler sonucunda, LHM yapısının belirli bir frekans aralığında negatif kırılma indisi değeri alabildiği gösterilmiştir.

Ayrıca, SRR halkaları arasına yerleştirilmiş kapa/aç anahtarlar yardımıyla, değişik anahtarlama konumlarında iken frekans ve polarizasyon seçiciliği sağlayan yeni bir LHM tasarımı önerilmektedir. Son olarak, LHM yapıların tasarımında faydalı olabilecek eşdeğer devre modeli çalışmasına yer verilmiştir.

NUMERICAL ANALYSIS AND DESIGN OF LEFT-HANDED METAMATERIALS

Adnan SONDAŞ

Keywords: Negative refractive index, Metallic wire array, SRR array, Frequency/Polarization selectivity, Equivalent circuit model.

Abstract: Left-handed metamaterials (LHMs) have recently drawn a great deal of attention due to their unique electromagnetic features not commonly found in nature. Unlike right-handed media where either permittivity (ϵ) or permeability (μ) may have negative values, LHMs possess both ϵ -negative (ENG) and μ -negative (MNG) characteristics within a frequency band, yielding a negative index of refraction. Such LHM structures can be composed by using two different arrays together, each one of which shows either ENG or MNG feature.

In this thesis, we present numerical analysis results for a LHM composed of thin wires and split-ring resonators (SRRs) that show ENG and MNG characteristics, respectively. The numerical modeling and full-wave analysis of these structures are carried out by means of a fast periodic array simulator based on the hybrid finite element-boundary integral (FE-BI) method. The simulations are validated with measurements and negative index characteristics of the LHM structure are demonstrated.

In addition, a dual-polarized frequency-tunable composite left-handed slab (CLS) is proposed. In this novel design, polarization-selectivity and frequency-tuning are achieved by means of on/off switches placed between the rings of the SRR. Finally, for the purpose of design viewpoint, equivalent circuit modeling of the SRR/wire structures is presented.

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında; son yıllarda büyük ilgi odağı olan negatif indisli, sol-elli metamateryal (LHM) yapıların iletim karakteristikleri ve elektromanyetik parametreleri incelenmiştir. Anahtarlı yeni bir LHM tasarımı ile, farklı iki polarizasyon için farklı frekans bantlarında negatif indis karakteristiği elde edilmiştir. Bunun yanı sıra, tasarım aşamasında kolaylık sağlaması amacıyla, LHM yapıları için eşdeğer bir devre modeli önerilmektedir.

Bu tez çalışması, Kocaeli Üniversitesi, Bilimsel Araştırmalar Projeleri Birimi'nin "Sol-Elli Metamateryal Yapıların Analizi, Tasarımı ve Gerçeklenmesi" isimli projesi kapsamında gerçekleştirilmiş ve desteklenmiştir.

Bu tez çalışmasının gerçekleşmesinde, sahip olduğu bilgi birikimini benimle paylaşıp, bana yol gösteren ve katkılarıyla tezin bugünlere gelmesini sağlayan danışmanım Yrd. Doç. Dr. Yunus Emre ERDEMLİ'ye, çok değerli Bölüm Başkanımız Doç Dr. İsmail ERTÜRK'e, değerli yorumlarından dolayı Yrd. Doç. Dr. A.Arif ERGİN'e ve Yrd. Doç. Dr. Gonca ÇAKIR'a sonsuz şükran ve saygılarımı sunarım. Ayrıca, yardımlarını benden esirgemeyen Arş. Gör. Cüneyt BAYILMIŞ'a ve Arş. Gör. Mustafa H. B. UÇAR'a; tasarlanan LHM yapıların gerçekleşmesi ve ölçümlerinin gerçekleştirilmesindeki katkılarından dolayı, TÜBİTAK/UEKAE birimine ve özellikle Dr. Fatih ÜSTÜNER'e; çalışmalarım sırasında her zaman değerli destek ve fedakârlıklarını esirgemeyen ailem ile mesai arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Adnan SONDAŞ

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	ii
ABSTRACT.....	iii
ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR	iv
İÇİNDEKİLER.....	v
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR.....	vii
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	ix
TABLOLAR LİSTESİ.....	xii
BÖLÜM 1. GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2. LHM YAPILARIN GENEL ÖZELLİKLERİ.....	5
2.1. Giriş.....	5
2.2. Metal Şerit Dizisinin Genel Özellikleri.....	5
2.2. SRR Dizisinin Genel Özellikleri.....	8
2.3. LHM Yapısının Genel Özellikleri.....	12
BÖLÜM 3. LHM YAPILARIN İLETİM KARAKTERİSTİKLERİ	16
3.1. Giriş.....	16
3.2. Sayısal Analiz Sonuçları	16
3.2.1. Metal şerit dizisi.....	16
3.3.2. Yarık halka rezonatör dizisi	19
3.3.2. Sol-elli bileşik metamateriyal yapısı	22
3.3. Ölçüm Sonuçları.....	27
BÖLÜM 4. FREKANS VE POLARİZASYON SEÇİMLİ CLS TASARIMI	31
4.1. Giriş.....	31
4.2. Frekans Seçicilik	31
4.3. Polarizasyon Seçicilik	34
BÖLÜM 5. CLS YAPISININ EŞDEĞER DEVRE MODELİ	38
5.1. Giriş.....	38
5.2. Metal Şerit Dizisinin Eşdeğer Devre Modeli	38
5.3. SRR Dizisinin Eşdeğer Devre Modeli	40
5.4. CLS Yapısının Eşdeğer Devre Modeli.....	43
SONUÇLAR VE İLERİ ÇALIŞMA.....	46

KAYNAKLAR	48
EKLER.....	51
Ek A. Sayısal Analiz Yöntemi	51
Ek B. Metamateryal Yapıların Kırılma İndis Karakteristiklerinin Tespiti İçin Kullanılan Matlab Kodları	54
Ek C. Metamateryal Yapıların Eşdeğer Devre Modellerinin Elde Edilmesi İçin Kullanılan Matlab Kodları	60
KİŞİSEL YAYINLAR ve ESERLER.....	68
ÖZGEÇMİŞ	69



SİMGELER ve KISALTMALAR

a	: Şerit teller arasındaki mesafe
Al	: Alüminyum
BI	: Sınır İntegrali
c_0	: Boşluktaki ışık hızı
CLS	: Bileşik sol-elli tabaka
CLS-1	: Şerit ve SRR elemanlarının aynı altaşın aynı yüzeyine yerleştirilmesiyle oluşturulan CLS yapısı
CLS-2	: Şerit ve SRR elemanlarının aynı altaşın farklı iki yüzeyine yerleştirilmesiyle oluşturulan CLS yapısı
CSRR	: Yarıkları kapatılmış SRR yapısı
d	: İç içe olan halkalar arasındaki mesafe
DCLS	: Polarizasyon seçici CLS yapısı
$DCLS_0$: Anahtarlı DCLS yapısındaki tüm anahtarların açık (off) durumu
$DCLS_1$: Anahtarlı DCLS yapısındaki S_1 anahtarının kapalı (on) durumu
(D_x, D_y)	: Birim hücre boyutları
e	: Bir elektronun yükü
E. D. Modeli	: Eşdeğer devre modeli
EM	: Elektromanyetik
ENG	: ε -negatif
FE	: Sonlu eleman
FE-BI	: Sonlu eleman-sınır integrali
f	: Frekans
f_{m0}	: Manyetik rezonans frekansı
f_{mp}	: Manyetik plazma frekansı
f_p	: Rezonans frekansı
L_1	: SRR'daki dış halkanın boyutu
L_2	: SRR'daki iç halkanın boyutu

LH	: Sol-elli
LHM	: Sol-elli metamateryal
m_{ef}	: Bir elektronun kütlesi
MNG	: μ -negatif
n	: Kırılma indisi
$n(f)$: Frekansa (f) bağı kırılma indis değeri
n_e	: Elektron yoğunluğu
NIM	: Negatif indisli ortam
r	: Tel yarıçapı
S_{11}	: İlgili devrenin (giriş kapısındaki) yansıma oranı
S_{21}	: İlgili devrenin (çıkış kapısındaki) iletim oranı
SRR	: Yarık halka rezonatörü
T	: İletim değeri
TCLS	: İletim bandı kaydırılabilen CLS (Tunable CLS)
Z	: Ortamın karakteristik empedansı
\vec{k}	: EM dalganın yayılma yönü
\vec{S}	: EM enerjinin yayılma yönü (Poynting vektörü)
\vec{E}	: Elektrik alan vektörü
\vec{H}	: Manyetik alan vektörü
\vec{H}_x	: Manyetik alan vektörünün x bileşeni
γ	: Kayıp parametresi
σ	: Halkaların birim uzunluğunun direnci
Γ_{mp}	: Kayıp parametresi
L	: 3-boyutlu dizide plakalar arasındaki mesafe
ϵ_0	: Boşluğun elektriksel geçirgenlik sabiti
ϵ_{ef}	: Efektif elektriksel geçirgenlik katsayısı
$\epsilon_{ef}(f)$: Frekansa bağı elektriksel geçirgenlik katsayısı
μ_{ef}	: Efektif manyetik geçirgenlik katsayısı
$\mu_{ef}(f)$: Frekansa bağı manyetik geçirgenlik katsayısı
ω	: Açısal frekans

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Plazma frekansı f_p olan plazma katmanına, kaynak frekansı f_0 olan bir EM dalganın gelişi.	6
Şekil 2.2. Alüminyum için efektif elektriksel geçirgenlik karakteristiği.	7
Şekil 2.3. Elektronları uzayda sınırlayabilen metal şerit dizisi.	8
Şekil 2.4. (a) Pendry ve (b) Bayındır tarafından önerilen SRR geometrileri.	9
Şekil 2.5. SRR yapısının kutuplanması ve üzerinde oluşan akımların yönleri.	9
Şekil 2.6. 3-boyutlu yarık halka rezonatör dizisi.	10
Şekil 2.7. SRR dizisinin frekansa bağlı efektif manyetik geçirgenlik karakteristiği.	11
Şekil 2.8. Negatif ve pozitif kırılma indisli ortamlarda Snell yasasının işleyişi.	13
Şekil 2.9. Negatif indisli ortamda EM dalga/enerjinin yayılım yönleri (sadece normal bileşenler gösterilmiştir).	15
Şekil 2.10. (a) Sağ-el kuralı ve (b) sol-el kuralının gösterimleri.	15
Şekil 3.1. Metal şerit dizisine ait birim hücre geometrisi; $w=0.9$, $D_x=D_y=L=6.9$, $t=0.6$ (mm), $\epsilon_r=3.0$	17
Şekil 3.2. 2, 4 ve 6 şeritli dizilere ait iletim karakteristikleri.	18
Şekil 3.3. Metal şerit dizisinin (6 şeritli) efektif parametreleri (a) gerçel kısım, (b) sanal kısım.	19
Şekil 3.4. 1-katlı SRR dizi geometrisi: $D_x= D_y=6.9$, $w=0.9$, $t=0.6$, $L_1=5.7$, $L_2=3.3$, $b=2.1$, $g=0.3$ (mm).	20
Şekil 3.5. 1, 3, 5 katlı SRR yapılarının iletim karakteristikleri.	21
Şekil 3.6. Yarıkları açık (SRR) ve kapalı (CSRR) halka rezonatörlerine ait iletim karakteristikleri.	21
Şekil 3.7. 5 katlı SRR dizisinin efektif parametreleri (a) gerçel kısım, (b) sanal kısım.	22
Şekil 3.8. Metal şerit ve SRR elemanlarının (a) aynı alttaşın aynı yüzeyine, (b) aynı alttaşın farklı iki yüzeyine, (c) farklı iki alttaşın birer yüzeyine yerleştirilmesiyle oluşturulmuş CLS konfigürasyonları.	23

Şekil 3.9. Bileşik şerit/SRR dizi geometrisi: $D_x=D_y=6.9$, $w=0.9$, $t=0.6$, $L_1=5.7$, $L_2=3.3$, $g=0.3$ (mm).....	24
Şekil 3.10. 1, 3 ve 5 katlı CLS yapılarına ait iletim karakteristikleri.....	25
Şekil 3.11. 5'er katlı şerit (6-şeritli dizi), SRR ve CLS yapılarına ait iletim karakteristikleri.	25
Şekil 3.12. 5 katlı CLS yapısının efektif parametreleri, (a) gerçel kısım, (b) sanal kısım.....	26
Şekil 3.13. CLS-1 (Şekil 3.8(a)) ve CLS-2 (Şekil 3.8(b)) yapılarına ait iletim karakteristikleri.	27
Şekil 3.14. Gerçekleştirilen CLS yapısının (a) bir plakası (32x5'lik dizi), (b) bütünü (32 plaka; 32x32x5'lik dizi).....	28
Şekil 3.15. CLS yapısının iletim/frekans ölçümleri için kullanılan düzenek.....	29
Şekil 3.16. Tasarlanan CLS yapısının simülasyon ve ölçüm sonucu elde edilen iletim karakteristikleri.	30
Şekil 4.1. Lee ve grubu tarafından önerilen empedans yüklemeli halka rezonatör geometrisi.....	32
Şekil 4.2. TCLS yapısının birim hücre geometrisi: $D_x= D_y=6.9$, $w=0.9$, $t=0.6$, $L_1=5.7$, $L_2=3.3$, $L_3=1.5$, $L_4=0.9$ ve $g=0.3$ (mm).....	32
Şekil 4.3. 5 katlı TCLS yapısının frekans seçiciliği.....	33
Şekil 4.4. 2 katlı DCLS yapısının genel görünüşü ve boyutları: $D_x=D_y=6.9$, $w=0.9$, $t=0.6$, $L_1=5.7$, $L_2=3.3$, $g=0.3$ (mm) ve $\epsilon_r=3.0$	34
Şekil 4.5. 5 katlı DCLS yapısının frekans seçiciliği (TM polarizasyon için).	35
Şekil 4.6. DCLS yapısının farklı anahtarlama durumları için kırılma indis karakteristikleri.	36
Şekil 4.7. DCLS yapısının, farklı geliş açılara göre iletim karakteristikleri (TM polarizasyon için).....	37
Şekil 4.8. DCLS yapısının, farklı geliş açılara göre iletim karakteristikleri (TE polarizasyon için).	37
Şekil 5.1. 2 şeritli dizi geometrisi ve eşdeğer LC devre modeli.	39
Şekil 5.2. Metal şerit dizisine ait eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin çıkarması için kullanılan algoritmanın blok diyagramı.....	39
Şekil 5.3. Eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin (C_1 , C_2 , L_1), (a) şerit genişliği w , (b) şeritler arasındaki mesafe s 'e bağlı olarak değişimi.	39

Şekil 5.4. 2 şeritli dizinin ve ilgili eşdeğer devre modelinin iletim karakteristikleri.	40
Şekil 5.5. 1 katlı SRR dizi geometrisi ve eşdeğer LC devre modeli.....	41
Şekil 5.6. SRR dizisine ait eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin çıkarımı için kullanılan algoritmanın blok diyagramı.	41
Şekil 5.7. Eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin, (a) halka genişliğine w , (b) yarık aralığı g ve (c) SRR'lar arası yatay mesafe t 'ye bağlı olarak değişimi.	42
Şekil 5.8. 1 katlı SRR dizisi ve ilgili eşdeğer devre modelinin iletim karakteristikleri.	42
Şekil 5.9. 1 katlı CLS yapısı için elde edilmiş eşdeğer LC devre modeli.....	43
Şekil 5.10. 1 katlı CLS yapısı ile eşdeğer devre modelinin iletim karakteristikleri...	44
Şekil 5.11. CLS yapısına ait eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin çıkarımı için kullanılan algoritmanın blok diyagramı.	44
Şekil 5.12. 1 katlı CLS yapısı ile eşdeğer devre modelinin iletim karakteristikleri (eğri uydurma algoritmasından elde edilmiş yeni eleman değerleri ile).....	44
Şekil 5.13. 2 katlı CLS yapısının eşdeğer LC devre modeli.	45
Şekil 5.14. 2 katlı CLS yapısı ile eşdeğer LC devre modelinin iletim karakteristikleri.	45

TABLÖLAR DİZİNİ

Tablo 1.1. Negatif indisli yapılar için kullanılan farklı isimler ve kullanıldıkları kaynaklar	3
--	---



BÖLÜM 1. GİRİŞ

Doğada bulunmayan, yalnızca laboratuvar ortamında gerçekleştirilebilen malzemeler “metamateryaller” (yapay malzemeler) olarak isimlendirilmektedirler. Bu yapay malzemeler; 19. yüzyılın sonlarında Bose'nin bükülmüş yapılar (twisted structures) üzerine yaptığı çalışma [1] ile literatürdeki yerini almaya başlamıştır. Gösterdikleri farklı özellikler nedeniyle de birçok bilim dalında, özellikle elektromanyetik (EM) alanında, bu tür yapılara olan ilgi artarak günümüze kadar gelmiştir.

1968'de, Fizikçi V.G. Veselago'nun metamateryaller konulu teorik çalışması, EM alanında bir ilk olmuştur [2]. Veselago bu çalışmasında, doğada bulunmayan yapay bir malzemenin EM özelliklerini sayısal olarak incelemiş ve bu sanal yapının, alışıl gelmiş ortamlardan çok daha farklı özellikler gösterdiğini tespit etmiştir.

Bir ortamın EM dalgalara karşı davranışını, elektriksel geçirgenlik (ϵ) ve manyetik geçirgenlik (μ) parametreleri belirlemektedir. Doğadaki malzemelerde, bu iki parametre genelde pozitif değerlikli olmasına rağmen; metaller, belirli frekans değerlerinde ϵ -negatif (ENG) özellik gösterebilmektedirler. Ancak doğada, μ -negatif (MNG) özellik gösteren bir materyal bulunmamaktadır. Bundan dolayı, doğada bulunan ortamların kırılma indis değerleri (n) pozitif değerlikli veya sanal değerlikli olmaktadır. Pozitif indisli ortamlar EM dalgaların iletimini sağlayabilirken, sanal kırılma indisli ortamlarda EM dalga iletilmemekte veya çok düşük seviyelerde iletilmektedir.

Veselago, bu bilinen ortamların dışında, negatif kırılma indis değerine sahip bir ortamın EM karakteristiğini incelemiş ve böyle bir ortamda temel yasaların tersine işleyeceğini veya yasalarda farklılıklar görüleceğini göstermiştir [2]. Bu farklılıkların en önemlisi; negatif indisli bir ortamda, EM dalganın yayılma yönü ile EM enerjinin

yayıma yönünün, pozitif indisli ortamların aksine, birbirinin tersi olmasıdır. Bundan dolayı, standart (pozitif indisli) ortamlar için kullanılan “sağ-el kuralı”, negatif indisli ortamlarda “sol-el kuralı” olarak uygulanmaktadır ve bu nedenle bu malzemeler literatürde sol-elli metamateriyal (left-handed metamaterial, LHM) yapılar olarak anılmaktadır. LHM yapılarda, negatif kırılma indisinden dolayı, Snell kırılma yasası tersine işlemekte ve yapı içerisinde ters Doppler etkisi gözlenmektedir. Bu yapıların en ilginç özelliği; aynı frekans bandında hem ENG hem de MNG özellik göstermeleri ve ilgili frekans aralığında iletme izin vermeleridir.

Veselago'nun yapmış olduğu bu çalışmanın üzerinden yıllar geçtikten sonra, metal şeritlerin üç boyutlu dizi olarak yerleştirilmesi sonucunda gerçekleştirilen yapının, plazma frekansından daha düşük değerlerde ENG karakteristik gösterdiği saptanmıştır [3]. Oluşturulan bu yapıdan, plazma frekansının altındaki değerlerde iletim gerçekleşmezken, bu frekans üzerindeki değerlerde iletim sağlanmakta ve böylece, yapı bir yüksek geçiren filtre gibi davranmaktadır [4].

ENG karakteristik gösteren yapının gerçekleşmesi, LHM yapısının elde edilmesi aşamasında önemli bir rol oynamıştır. Bu aşamadan sonra sıra, MNG özellik gösteren bir yapının oluşturulmasına gelmiştir. Böyle bir yapı, yarık halka rezonatörlerinin (Split Ring Resonators, SRRs) bir dizi halinde yerleştirilmesi ile gerçekleştirilmiştir [5]. Rezonatörler arasında oluşan yüksek seviyedeki kapasitif etkiden dolayı; SRR dizisi, rezonans frekans değeri ile manyetik plazma frekans değeri arasında MNG karakteristik göstermekte ve bu frekans aralığında bant durduran bir filtre gibi davranmaktadır [4].

Smith ve grubu, yaklaşık kırk yıl önce ortaya atılan LHM düşüncesinin laboratuvar ortamında gerçekleşmesi için; biri ENG, diğeri MNG özelliğe sahip şerit tel ve SRR dizilerinin bir araya getirerek ilk bileşik (kompozit) LHM yapısını oluşturmuşlar ve EM ölçümlerini gerçekleştirmişlerdir [6, 7].

Yapılan bu temel çalışmaların ardından, LHM yapıları son yıllarda büyük ilgi odağı haline gelmiştir. IEEE T-AP'nin Ekim 2003 [8], PIER'in 2005 [9] ve IEEE MTT'nin

Nisan 2005 [10] özel sayıları, bu konuda yapılan birçok teorik ve deneysel çalışmayı içermesi bakımından önemli birer kaynak niteliğindedirler.

Negatif indisli yapılar, kullanıldıkları bazı kaynaklarda farklı şekillerde isimlendirilmişlerdir. Tablo 1.1’de, bu yapılar için kullanılan bazı isimler ve kullanıldıkları kaynaklar verilmektedir.

Tablo 1.1. Negatif indisli yapılar için kullanılan farklı isimler ve kullanıldıkları kaynaklar.

Sol-elli ortam (left-handed medium)	[2, 6, 7, 11, 12]
Negatif indisli ortam (negative index medium)	[13, 14]
Geriye yönelmiş dalga ortamı (backward wave medium)	[15]
Çift-negatif metamateryal (double-negative metamaterial)	[16, 17]
Bileşik sol-elli tabaka (composite left-handed slab, CLS)	[18, 19]

Bu tez çalışması, aşağıda kısaca açıklanmış olan altı bölümden oluşmaktadır.

Bölüm 1’de; negatif indisli ortamlar ilgili literatürde yer alan çalışmalar özetlenerek teze giriş yapılmıştır.

Bölüm 2’de; şerit ve SRR dizilerini temel alan metamateryal yapıların genel özellikleri incelenmektedir.

Bölüm 3’te; sayısal analizi ve tasarımı bir tam-dalga simülatörü ile gerçekleştirilmiş CLS yapısının iletim ve kırılma indis karakteristikleri verilmekte; simülasyon sonuçları, ölçüm sonuçları ile desteklenmektedir.

Bölüm 4’te; polarizasyon ve frekans seçiciliği sağlayan, anahtarlı CLS tasarımı tanıtılmaktadır.

Bölüm 5’te; CLS yapısı için bir eşdeğer devre modeli önerilerek, yapının geometrik parametreleri ile modeldeki eleman değerleri arasındaki ilişki sayısal olarak incelenmektedir.

Bölüm 6'da; elde edilmiş sonuçlar özetlenmekte ve ileride yapılabilecek çalışmalar önerilmektedir.

Ayrıca tezin ek bölümünde; sayısal analiz ve tasarım amacıyla kullanılan tam-dalga simülatörü hakkında kısaca bilgi verilmekte; eşdeğer devre modellemesi ve metamateryal yapıların kırılma indis karakteristiklerinin elde edilmesi için kullanılan eğri uydurma algoritmalarının Matlab kodları yer almaktadır.



BÖLÜM 2. LHM YAPILARIN GENEL ÖZELLİKLERİ

2.1. Giriş

LHM yapıları, ilk defa 1968 yılında Rus fizikçi V. G. Veselago tarafından teorik olarak incelenmiştir [2]. Yakın geçmişte yapılan çalışmalar sonucunda, ENG ve MNG özellik gösteren iki farklı periyodik dizinin birlikte kullanılması ile bileşik LHM yapıların fiziksel olarak elde edilebileceği gösterilmiştir; şerit/SRR dizisi bu gerçeklemeye iyi bir örnektir [6, 7]. Metal şerit dizisi, plazma frekansından düşük değerlerde ENG özellik gösterirken [3], SRR dizisi belirli bir frekans bandında MNG karakteristik göstermektedir [5]. İşte bu iki farklı yapının uygun bir şekilde bir araya getirilmesi sonucunda, belirli bir frekans aralığında ENG/MNG özellik gösteren bileşik bir LHM yapı elde edilebilmektedir [20].

Bu bölümde; metal şerit dizisi, SRR dizisi ve bileşik LHM yapısının genel özellikleri incelenecektir.

2.2. Metal Şerit Dizisinin Genel Özellikleri

Maddenin dördüncü hali olarak tanımlanan plazma halinde, madde içerisindeki pozitif ve negatif yüklerin yoğunluğu birbirine eşittir. Plazma içindeki yüklü parçacıklar birbirinden bağımsız hareket ederlerken, sistem bütünüyle yüksüz gibi davranır. Bu nedenle plazma içindeki parçacıkların hareketi bireysel değil grup halindedir.

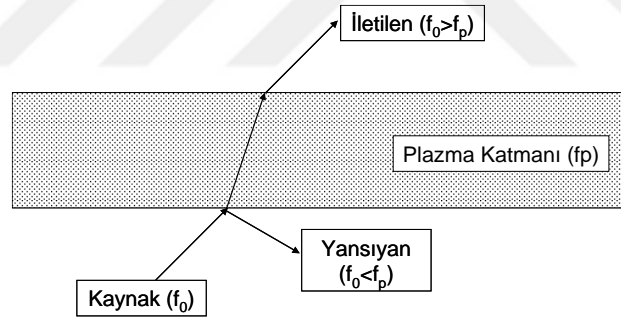
Eğer plazma içerisinde bir elektrik alan oluşturulursa, yüklü parçacıklar alanın etkisini azaltmak için tepki vererek bir titreşim hareketi yapacaklardır. Bu titreşim hareketini düşük kütleleri nedeniyle elektronlar daha şiddetli yaparlar. Elektronların bu etkiyi

azaltmak için yaptıkları titreşim hareketinin frekansına, plazma frekansı (f_p) denilmektedir [21] ve f_p aşağıdaki eşitlik ile tanımlanmaktadır.

$$f_p^2 = \frac{e^2 n_e}{m_{ef} \epsilon_0} \quad (2.1)$$

Bu eşitlikte; ϵ_0 , boşluğun elektriksel geçirgenliği (8.854×10^{-12} F/m); n_e , elektron yoğunluğu; m_{ef} ve e , sırasıyla, bir elektronun kütlesi ve yükünü ifade etmektedir.

Plazma frekansı, EM dalganın plazma ortamından iletilmesi veya yansıtılması için önemli olan sınır frekans değeridir. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi plazma frekansı f_p olan bir ortama, f_0 frekanslı bir EM dalganın gönderildiğini düşünelim. EM dalganın frekansı plazma frekansından küçük ($f_0 < f_p$) ise, gelen EM dalga plazma ortamı tarafından yansıtılır; aksi durumda ($f_0 > f_p$) ise, EM dalga plazma katmanında yayılabilir ve sonrasında iletilebilir.



Şekil 2.1. Plazma frekansı f_p olan plazma katmanına, kaynak frekansı f_0 olan bir EM dalganın gelişi.

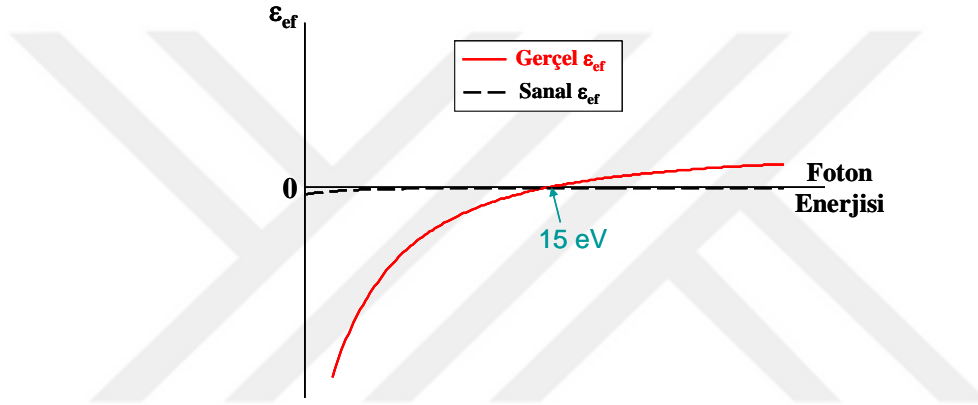
Plazma frekansı genellikle ultraviyole (>1 PHz) ışık spektrumunda yer almaktadır ve alüminyum (Al) elementi için yaklaşık olarak 15 eV^1 değerindedir [3].

Plazma karakteristiği gösteren bir ortam için, frekansa (f) bağımlı efektif elektriksel geçirgenlik katsayısı (EM dalganın yayılım yönünden bağımsız olarak) (2.2) eşitliğiyle tanımlanmaktadır.

¹Plazma frekans değeri foton enerjisi cinsinden verilmiştir. 1 ev'lik enerji, 2.42×10^{14} Hz seviyesindeki frekans değerlerine denk gelmektedir [22].

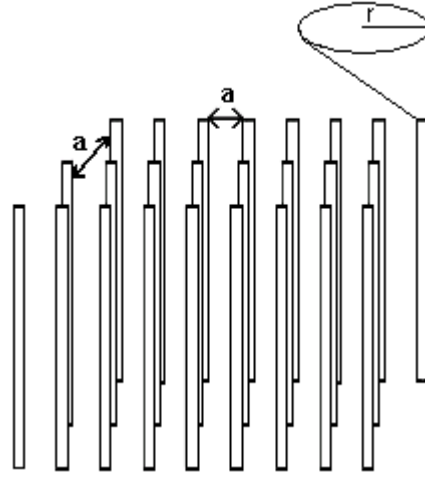
$$\epsilon_{ef}(f) = 1 - \frac{f_p^2}{f(f - j\gamma)} \quad (2.2)$$

Bu eşitlikte; γ ortamdan ve kullanılan malzemelerden kaynaklanan kayıp parametresini ve f_p plazma frekansını ifade etmektedir. Metallerde; kayıp parametresi γ , plazma frekansı f_p 'den oldukça küçüktür. Örneğin; Al için, $f_p=15$ eV iken $\gamma=0.1$ eV'dir [3]. Şekil 2.2'de, Al için elektriksel geçirgenlik katsayısı foton enerjisine bağlı olarak çizdirilmiştir. Görüldüğü üzere, Al, plazma frekansından düşük seviyelerde negatif elektriksel geçirgenlik katsayısına sahiptir.



Şekil 2.2. Alüminyum için efektif elektriksel geçirgenlik karakteristiği.

$\epsilon_{ef} < 0$ özelliğini, ultraviyole frekans seviyelerinde metallere elde etmek mümkündür; çünkü metaller bu frekans değerlerinde plazma karakteristiği gösterirler. Ancak, bu özelliği GHz seviyelerinde gerçekleştirebilmek için elektron yoğunluğunu azaltmak gerekir. Yoğunluğu azaltmanın bir yolu ise, elektronları uzayda sınırlamaktır. Bu da metal şeritlerin uzayda Şekil 2.3'teki gibi bir dizi halinde sıralanması ile gerçekleştirilebilir [23].



Şekil 2.3. Elektronları uzayda sınırlayabilen metal şerit dizisi.

Şekil 2.3'teki dizi geometrisinin ilgili parametreleri değiştirilerek, bu plazma yapısına ait f_p değeri istenen seviyelere çekilebilir. Metal şerit dizisinin plazma frekansı ile dizinin parametreleri arasındaki bağıntı, eşitlik (2.3)'te verilmiştir [3].

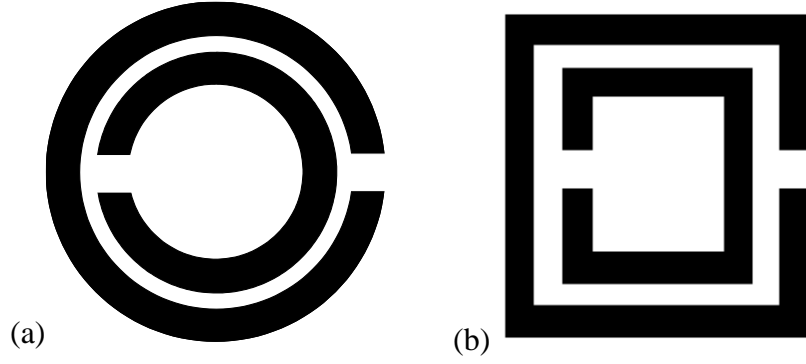
$$f_p^2 = \frac{e^2 n_e}{m_{ef} \epsilon_0} = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln(a/r)} \quad (2.3)$$

Eşitlik (2.3)'te; c_0 boşluktaki ışık hızını (3×10^8 m/sn), a şerit tellerin arasındaki mesafeyi (m), r ise tellerin yarıçapını (m) temsil etmektedir.

Üç boyutlu metal şerit dizisi, plazma frekansından daha düşük değerlerde ENG özellik göstermektedir [20]. Bundan dolayı, yapı tıpkı bir yüksek geçiren filtre gibi davranmakta; plazma frekansının altındaki değerlerde iletme izin vermezken, bu frekans üzerindeki değerlerde iletim gerçekleşebilmektedir [4].

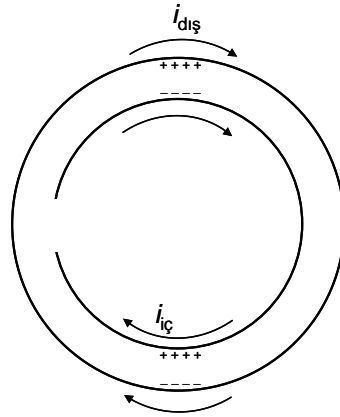
2.2. SRR Dizisinin Genel Özellikleri

Doğada elektrik yükün benzeri gibi bir manyetik yük bulunmamaktadır ve bu temel sebepten dolayı da, negatif manyetik geçirgenlik katsayısına sahip bir ortamın olmaması doğaldır. Ancak, 1999'da, Pendry ve grubu [5], kapasitif malzemelerin manyetik özelliklerini incelerken, SRR (Şekil 2.4) dizisinin efektif manyetik geçirgenlik katsayısının negatif değer alabileceğini göstermiştir.



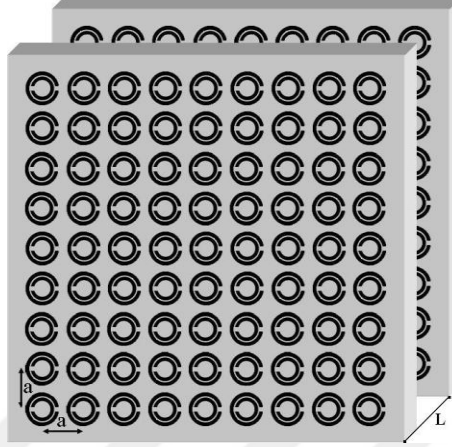
Şekil 2.4. (a) Pendry [5] ve (b) Bayındır [20] tarafından önerilen SRR geometrileri.

Şekil 2.4’de iki farklı SRR hücresi bulunmaktadır. Bu şekillerden de görüldüğü üzere; SRR geometrisinde, iç içe geçmiş iki adet metalik halka ve her halkanın üzerinde 180° ters yönde birer yarık bulunmaktadır. İçteki halka, yapı içerisinde daha fazla kapasitif etkinin elde edilebilmesi için kullanılmaktadır. Halkalar üzerindeki yarıklar herhangi bir halka üzerinden akım geçişine izin vermese de, halkalar arasında oluşan yüksek kapasitif etkiden dolayı, halkalar üzerinde akım oluşmaktadır. Şekil 2.5’de, halkalara dik bir manyetik alan içine konulmuş SRR yapısının kutuplanması ve halkalar üzerinde oluşan akımların yönleri görülmektedir. Burada, halkalar arasındaki kapasitif etki artırıldıkça akım değerleri de artacaktır.



Şekil 2.5. SRR yapısının kutuplanması ve üzerinde oluşan akımların yönleri.

Şekil 2.6’da 3-boyutlu bir SRR dizisi görülmektedir. SRR dizisinde, rezonatörler arasında yüksek bir manyetik etki oluşmakta, bu sayede de dizi GHz seviyelerinde MNG özellik göstermektedir.



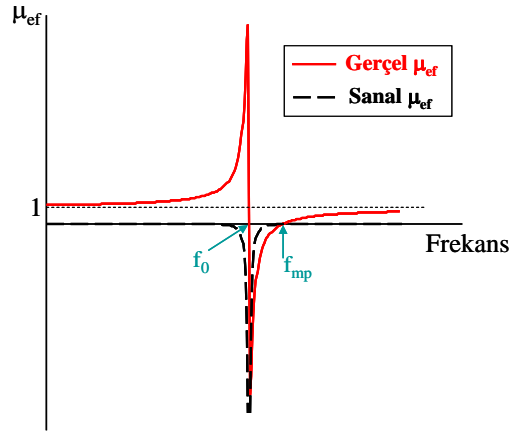
Şekil 2.6. 3-boyutlu yarıç halka rezonatör dizisi.

SRR dizisinin frekansa bağımlı efektif manyetik geçirgenlik katsayısı aşağıdaki eşitlikte verilmiştir [5].

$$\mu_{ef} = 1 - \frac{\frac{\pi r^2}{a^2}}{1 - \frac{3dc_0^2}{\pi^2 \omega^2 r^3} - \frac{2L\sigma}{\omega r \mu_0} j} \quad (2.4)$$

(2.4) eşitliğinde; r dıştaki halkanın yarıçapını (m), a dizideki SRR’lar arası mesafeyi, d iç içe olan halkalar arasındaki mesafeyi (m), c SRR’daki şeritlerin genişliğini (m), σ halkaların birim uzunluğunun direncini (Ω/m) ve $\omega=2\pi f$ açısıl frekansı ifade etmektedir.

Şekil 2.7’de görüldüğü üzere; kapasitif etkiden dolayı, SRR dizisinin μ_{ef} karakteristiği f_0 frekansında rezonansa girmekte ve bu değerden sonra manyetik plazma frekans (f_{mp}) değerine kadar yapı MNG özelliği göstermektedir.



Şekil 2.7. SRR dizisinin frekansa bağlı efektif manyetik geçirgenlik karakteristiği.

Rezonans (f_0) ve manyetik plazma (f_{mp}) frekans değerlerini, SRR hücresinin ilgili parametrelerine bağlayan formülasyonlar [5], sırasıyla, aşağıda verilmiştir.

$$f_0 = \sqrt{\frac{3}{\pi^2 \mu_0 C r^3}} = \sqrt{\frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3}} \quad (2.5)$$

(2.5) eşitliğinde, C (F/m) iki SRR halka arasındaki kapasitif etkileşimi temsil etmektedir.

$$f_{mp} = \sqrt{\frac{3}{\pi^2 \mu_0 C r^3 (1-F)}} \quad , \quad F = \frac{\pi r^2}{a^2} \Rightarrow f_{mp} = \sqrt{\frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3 (1 - \frac{\pi r^2}{a^2})}} = \frac{f_0}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^2}{a^2}}} \quad (2.6)$$

(2.4)-(2.6) nolu denklemler düzenlenerek, efektif manyetik geçirgenlik için aşağıda verilen basit formdaki eşitlik elde edilebilir [5].

$$\mu_{ef} = 1 - \frac{(\frac{\pi r^2}{a^2})f^2}{f^2 - f_0^2 - jf\Gamma} = 1 - \frac{Ff^2}{f^2 - f_0^2 - jf\Gamma} \quad (2.7)$$

Bu eşitlikte, Γ kayıp parametresini ifade etmektedir.

2.3. LHM Yapısının Genel Özellikleri

Daha önce de belirtildiği üzere, LHM yapılar belirli bir frekans bandında ENG/MNG özellik gösteren, negatif kırılma indisli materyallerdir. Böyle bir malzemenin, efektif ortam parametrelerine bağlı, kırılma indis değeri aşağıda verilmektedir.

$$n = \sqrt{\epsilon_{ef} \cdot \mu_{ef}} \quad (2.8)$$

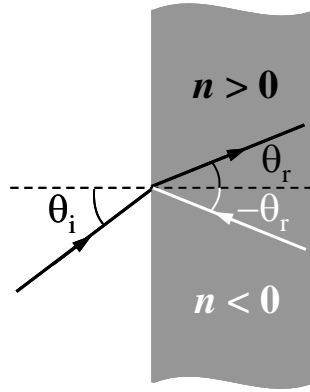
Bu iki yapısal parametre aynı anda negatif değerlik aldığı anda, (2.9)–(2.11) eşitliklerinden görüleceği üzere, ortamın kırılma indis değeri de negatif değerlikli olmaktadır [23].

$$\epsilon_{ef} < 0 \Rightarrow \epsilon_{ef} = |\epsilon_{ef}| \cdot e^{j\pi} \quad (2.9)$$

$$\mu_{ef} < 0 \Rightarrow \mu_{ef} = |\mu_{ef}| \cdot e^{j\pi} \quad (2.10)$$

$$n = \sqrt{\epsilon_{ef} \cdot \mu_{ef}} = \sqrt{|\epsilon_{ef}| e^{j\pi} \cdot |\mu_{ef}| e^{j\pi}} = e^{j\pi} \sqrt{|\epsilon_{ef}| \cdot |\mu_{ef}|} = -\sqrt{|\epsilon_{ef}| \cdot |\mu_{ef}|} \quad (2.11)$$

Bu yapıların sahip olduğu negatif kırılma indisinden dolayı, elektromanyetikteki temel yasalarda farklılıklar gözlenmektedir. Mesela; Snell kırılma yasası, negatif indisli ortamlarda tersine işlemektedir. Snell yasasının pozitif ve negatif indisli ortamlardaki işleyişi Şekil 2.8’de gösterilmiştir. Görüldüğü üzere; pozitif indisli ortama gelen dalga, iki ortamı ayıran düzlemde kırılıp bu düzlemden uzaklaşarak yayılmasına devam ederken, negatif indisli ortamda kırılan ışın ilgili düzleme yaklaşarak yayılımına devam etmektedir [24].



Şekil 2.8. Negatif ve pozitif kırılma indisli ortamlarda Snell yasasının işleyişi.

Snell yasasında görülen bu değişikliğin temel nedeni, sınır koşullarına dayanmaktadır. Pozitif indisli bir ortamdan ($\epsilon_1 > 0$, $\mu_1 > 0$, $n_1 > 0$), negatif indisli bir ortama ($\epsilon_2 < 0$, $\mu_2 < 0$, $n_2 < 0$) bir EM dalganın iletimini göz önüne alalım. Bu iki ortamı ayıran sınırdaki EM dalga vektörleri (2.12) ve (2.13) eşitliklerinde verilen sınır koşullarını sağlarlar [22].

$$\vec{E}_{t1} = \vec{E}_{t2} \quad , \quad \vec{H}_{t1} = \vec{H}_{t2} \quad (2.12)$$

$$\vec{D}_{n1} = \vec{D}_{n2} \Rightarrow \epsilon_1 \vec{E}_{n1} = -|\epsilon_2| \vec{E}_{n2} \quad , \quad \vec{B}_{n1} = \vec{B}_{n2} \Rightarrow \mu_1 \vec{H}_{n1} = -|\mu_2| \vec{H}_{n2} \quad (2.13)$$

Bu eşitliklerden de görüldüğü gibi; alan vektörlerinin teğet bileşenleri (eşitlik 2.12) ortam parametrelerinden (ϵ_i , μ_i , $i=1,2$) bağımsız, süreklilik göstermektedirler. Ancak dikey (normal) bileşenler (eşitlik 2.13) süreksiz oldukları gibi, ikinci ortamın parametreleri negatif değerli olduğunda, normal bileşen vektörleri yön değiştirmektedir. Snell yasasının ters işleyişinin temel nedeni de işte bu yön değişikliğidir.

Bunun yanı sıra, Snell yasasında farklı bir ortama giren ışının ne kadar kırılacağı (2.14) eşitliği ile tespit edilebilmektedir. Bu eşitlikten de görüldüğü gibi, ışın ortam parametrelerine bağlı olarak kırılmakta ve bu parametrelerle orantılı bir şekilde yayılmaktadır.

$$n_1 \sin(\theta_i) = n_2 \sin(\theta_r) \quad (2.14)$$

Işın Şekil 2.8’de olduğu gibi, negatif indisli bir ortama girdiğinde ise, kırılan ışın normale negatif yönde bir açı yapmaktadır. Bu durum (2.14) eşitliğinden de gözlemlenebilir, eşitliğin sağlanabilmesi için negatif indisli ortamda kırılan ışının açısının da negatif olması gerekmektedir. Bu yüzden de ortamda kırılan ışın normalin karşısına geçmemekte ve gelen ışınla aynı tarafta kalmaktadır.

Ayrıca, negatif indisli ortamlarda, EM dalganın yayılma yönü (\vec{k}) ile EM enerjinin yayılma yönü (Poynting vektörü, \vec{S}) birbirine paralel fakat zıt olmaktadır [15]. Bu farklılık, Maxwell denklemleri sayesinde rahatlıkla açıklanabilir. Aşağıdaki (2.15) ve (2.16) eşitliklerindeki Maxwell denklemleri kullanılarak, (2.17) ve (2.18) eşitlikleri elde edilebilir ki, bu eşitliklerden; dalganın ilerleme yönünün ortamın karakteristik özelliklerine bağlı olduğu rahatlıkla gözlemlenebilir [22]. Bu eşitliklerden de görüldüğü gibi, yayılım yönü, ortamın parametrelerine bağlıdır. Bu parametrelerin negatif değer aldığı ortamlarda, ilerleme yönünün de ters dönmesi gerekmektedir.

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.15)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.16)$$

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega\mu\vec{H} \quad (2.17)$$

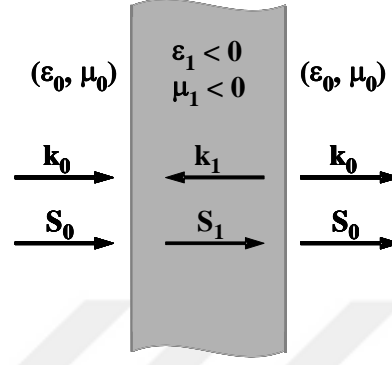
$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.18)$$

Ayrıca EM dalgalar ortamda yayılırken, yönü ve şiddeti (2.19) eşitliği ile tespit edilebilecek bir enerjiyi de beraberinde taşımaktadırlar [22]. Bu eşitlikten görüleceği gibi, enerjinin taşınma yönü ortam parametrelerine bağlı değildir yani ortam parametreleri hangi değeri alırsa alsın enerji aynı yönde taşınmaya devam edecektir.

$$\vec{S} = \frac{1}{2}(\vec{E} \times \vec{H}) \quad (2.19)$$

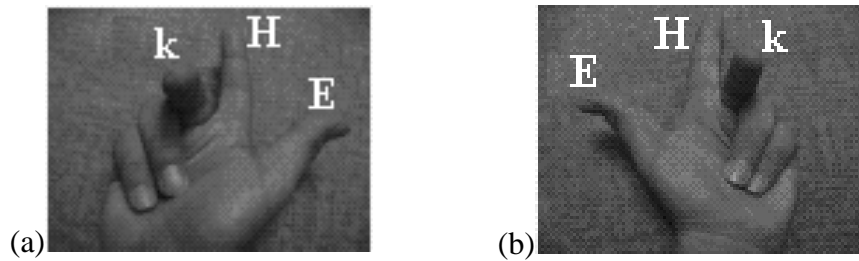
Bilindiği üzere; doğadaki maddelerin elektriksel ve manyetik geçirgenlik (dolayısıyla kırılma indisi) parametreleri pozitif değerli olduğundan, dalganın ilerleme yönü ile enerjinin taşınma yönü aynıdır. Eğer bir ortam aynı anda hem ENG hem de MNG özelliğe sahipse, (2.17), (2.18) ve (2.19) eşitliklerinden de görülebileceği gibi, EM

dalganın ilerleme yönü ters dönerken, enerjinin taşınma yönü aynı kalacaktır [24]. Böylece, EM dalga ilerlediği yönde değil de, ters yönde enerjisini taşımaya devam edecektir. Negatif ve pozitif indisli ortamlardaki EM dalganın ve enerjinin yayılım yönleri Şekil 2.9’da görülmektedir.



Şekil 2.9. Negatif indisli ortamda EM dalga/enerjinin yayılım yönleri (sadece normal bileşenler gösterilmiştir).

Pozitif indisli ortamlarda, EM alan vektörleri (\vec{E} , \vec{H}) ile dalganın ilerleme yönü (\vec{k}) arasındaki ilişki, Şekil 2.10(a)’da gösterimi verilen “sağ-el kuralı” ile elde edilmektedir. Bu kuralda, sağ elin baş, işaret ve orta parmakları birbirine dik olarak açıldığında, bu parmaklar sırasıyla \vec{E} , \vec{H} ve \vec{k} vektörlerinin yönlerini temsil etmektedir. Ancak negatif indisli ortamlarda, bu kural da tersine işlemekte; \vec{E} , \vec{H} ve \vec{k} vektörlerinin yönleri, sağ elin değil de sol elin, sırasıyla baş, işaret ve orta parmakları kullanılarak belirlenmektedir. “Sol-el kuralı” diye tanımlanan bu kurala ait gösterim, Şekil 2.10(b)’de verilmiştir.



Şekil 2.10. (a) Sağ-el kuralı ve (b) Sol-el kuralının gösterimleri.

BÖLÜM 3. LHM YAPILARIN İLETİM KARAKTERİSTİKLERİ

3.1. Giriş

Bu bölümde; metal şerit dizisi, SRR dizisi ve bileşik sol-elli metamateriyal tabakasının (composite left-handed slab, CLS) iletim ve kırılma indis karakteristikleri verilmektedir. İncelenen bu yapıların sayısal analizi ve tasarımı, hibrit sonlu eleman-sınır integrali metodunu (hybrid finite element-boundary integral, FE-BI) temel alan bir simülatör (Ek-A) yardımıyla, [19] ve [25]'te belirtilen parametrik çalışmalar ışığı altında gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, prototipi gerçekleştirilmiş CLS tasarımı için ölçüm sonuçları da bu bölümde yer almaktadır.

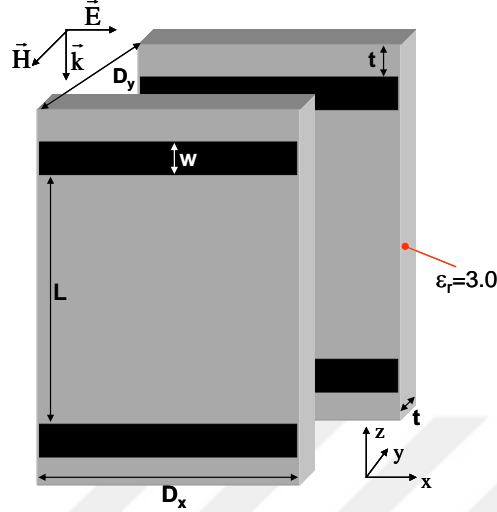
3.2. Sayısal Analiz Sonuçları

3.2.1. Metal şerit dizisi

Metal şeritlerin bir dizi haline getirilmesi sonucunda, dizinin plazma frekans değeri altındaki frekanslarda ENG özellik gösterebildiği Bölüm 2'de belirtilmişti. ENG karakteristiğinin görüldüğü düşük frekans değerlerinde EM dalganın iletimi gerçekleşmezken, yüksek frekans bandında iletim mümkün olmakta, dolayısıyla metal şerit dizisi yüksek geçiren filtre özelliği göstermektedir.

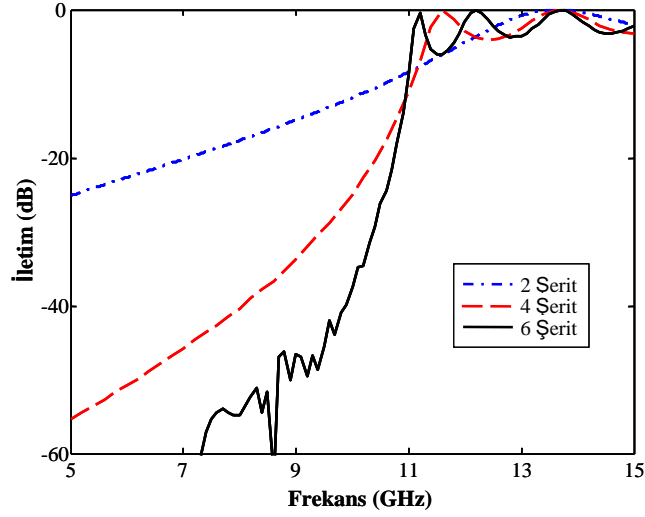
Bu çalışmada, tasarlanan metal şerit dizisine ait birim hücre geometrisi Şekil 3.1'de verilmektedir. Simülatörde, dizinin sadece görülen birim hücresi FE metodu ile modellenmekte; x-y düzleminde sonsuz periyodik ve z boyutunda sonlu, üç boyutlu dizinin sayısal analizi ise, hibrit FE-BI metoduyla gerçekleştirilmektedir. Şekil 3.1'deki birim hücre geometrisinde z doğrultusunda iki metal şerit elemanına (2 şeritli dizi) yer verilmiştir. Bu dizi; $w=0.9$ mm genişliğinde ve kalınlığı ihmal

edilmiş metal şeritlerin, dielektrik sabiti $\epsilon_r=3.0$ ve kalınlığı $t=0.6$ mm olan altaşların (substrate) üzerine yerleştirilmesiyle gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.1. Metal şerit dizisine ait birim hücre geometrisi; $w=0.9$, $D_x=D_y=L=6.9$, $t=0.6$ (mm), $\epsilon_r=3.0$.

Şekil 3.2’de, simülasyon sonucu elde edilmiş, 2, 4, ve 6 şeritli dizilere ait frekansa bağlı iletim karakteristikleri verilmiştir. Gerçekleştirilen simülasyonlarda, TM dalga, yapıya $-z$ yönünde ve şeritlere dik olacak şekilde ($\theta=0^\circ$, $\phi=0^\circ$) gelmektedir (Şekil 3.1). Görüldüğü üzere yapı, yayılım frekansı yaklaşık 11 GHz ve altındaki EM dalgaları iletmezken (iletim < -10 dB), bu frekans üzerinde iletme izin vermektedir. Dolayısıyla, yüksek geçiren filtre gibi davranmaktadır. Bu sonuçlarda gözlenen önemli bir husus da; z -ekseni boyunca (EM dalganın yayılım doğrultusunda) şerit sayısı arttıkça, dizinin yüksek geçiren iletim karakteristiği daha belirgin hale gelmektedir. Şerit sayısı arttıkça, dizideki şeritler arasındaki etkileşim (kuplaj) artmakta, yapının plazma frekansı (11 GHz) altındaki frekans bandında, yapının ENG özelliği daha baskın hale gelmektedir. Dolayısıyla, bu bantta iletim seviyeleri -20 dB ve altında gerçekleşmektedir. Ancak 11 GHz ve üstü frekans değerlerinde görülen yüksek iletim seviyeleri ve dolayısıyla yapının yüksek geçiren karakteristiği korunmaktadır.



Şekil 3.2. 2, 4 ve 6 şeritli dizilere ait iletim karakteristikleri.

Yukarıda iletim karakteristikleri incelenen metal şerit dizisinin, ilgili frekans değerlerinde (<11 GHz) iletime izin vermemesi, yapının ENG özelliğine bağlanmıştır. Bu öngörüü sayısal olarak gösterebilmek için, dizinin efektif elektriksel geçirgenlik parametresi (ϵ_{ef}); simülasyon sonucu elde edilen iletim karakteristikleri (6 şeritli dizi için), (3.1)–(3.4) eşitlikleri ve bir eğri uydurma algoritması yardımı ile elde edilmiştir (Ek-B, Tablo B.1). Bu çıkarım yaklaşımında; metal şerit dizisi, z-boyutunda sonlu kalınlıkta homojen bir tabaka olarak varsayılmış ve ilgili iletim formülasyonu (3.3) [26] sayısal iletim sonuçlarıyla birlikte kullanılarak frekansa bağlı efektif ortam parametresi $\epsilon_{ef}(f)$ elde edilmiştir.

$$\epsilon_{ef}(f) = 1 - \frac{f_{ep}^2}{f^2 - j\Gamma_{ep}f}, \quad \mu_{ef}(f) = 1 \quad (3.1)$$

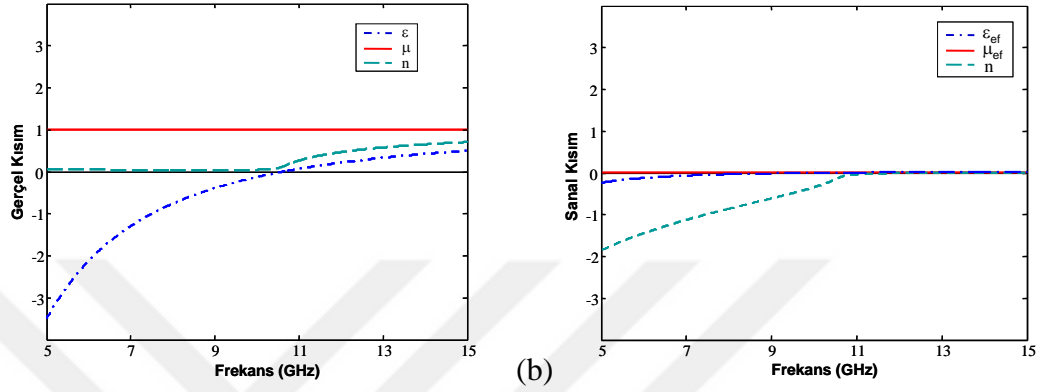
$$n(f) = \sqrt{\epsilon_{ef}(f)} \cdot \sqrt{\mu_{ef}(f)} \quad (3.2)$$

$$T = \frac{4}{(1-Z)(1-Z^{-1})e^{-\gamma d} + (1+Z)(1+Z^{-1})e^{\gamma d}} \quad (3.3)$$

$$Z = \sqrt{\mu_{ef}(f)} / \sqrt{\epsilon_{ef}(f)}, \quad \gamma = j(2\pi f)n(f)/c_0, \quad c_0 = 3 \times 10^8 \text{ m/sn} \quad (3.4)$$

Bu eşitliklerde, f_{ep} (Hz) yapının plazma frekansını, Γ_{ep} (Hz) kayıp parametresini, $n(f)$ frekansa bağlı kırılma indisini, T yapının iletim değerini, Z (Ω) ise ortamın efektif karakteristik empedansını ifade etmektedir.

Bu işlem sonucu elde edilen efektif ortam parametreleri Şekil 3.3’de verilmiştir. Görüldüğü üzere; $\epsilon_{\text{ef}}(f)$ ’nin reel kısmı, plazma frekansı 11 GHz’in altındaki frekanslarda negatif değerler almakta, bunun paralelinde kırılma indisinin sadece sanal kısmı bulunmaktadır. Bu durum, beklenildiği üzere metal şerit dizisinin ilgili frekans bandında ENG özelliğe sahip olduğunun nicel bir göstergesidir.



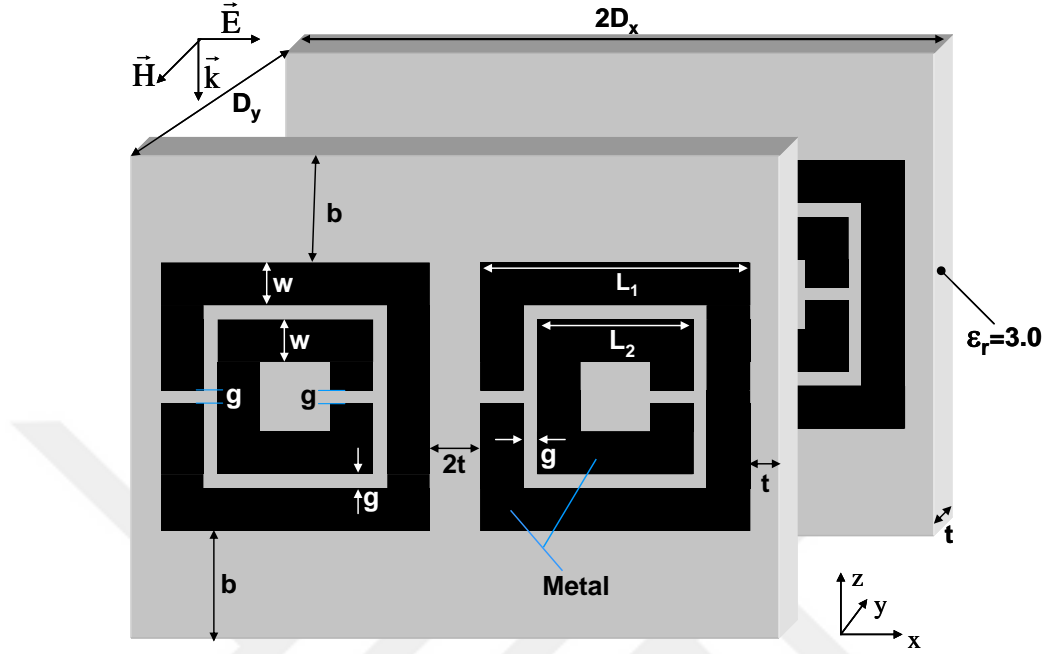
Şekil 3.3. Metal şerit dizisinin (6 şeritli) efektif parametreleri (a) gerçel kısım, (b) sanal kısım.

3.3.2. Yarık halka rezonatör dizisi

İç içe geçmiş iki yarık halkanın (Şekil 2.3’e bakınız) bir dizi haline getirilmesi sonucunda MNG özellik gösteren bir yapı elde edilebilir [5]. Böyle bir yapı; MNG özellik gösterdiği frekans bandında iletim gerçekleştirmezken, bant dışındaki frekans değerlerinde iletime izin vermekte, dolayısıyla bant durduran filtre gibi davranmaktadır [5].

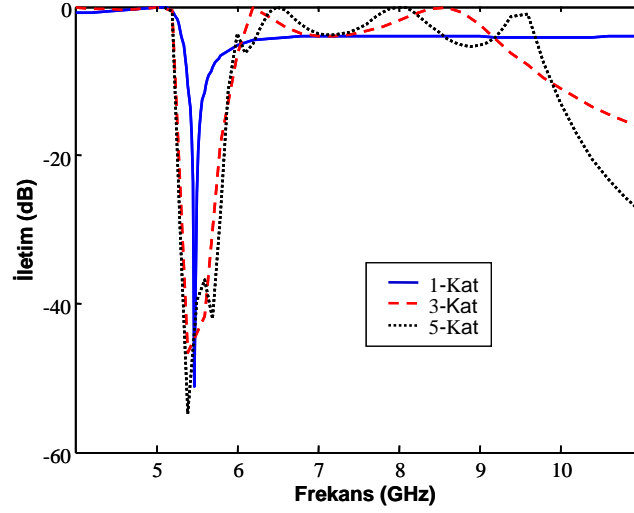
Bu çalışmada tasarlanan SRR dizisinin birim hücre geometrisi, Şekil 3.4’de verilmektedir. Bu dizi; kalınlığı ihmal edilmiş, karesel metal halkaların, dielektrik sabiti $\epsilon_r=3.0$ ve kalınlığı $t=0.6$ mm olan alttaşların üzerine yerleştirilmesiyle oluşturulmuştur. Bu tasarımda, modellemesi kolay olması sebebiyle dairesel yerine karesel halkalar tercih edilmiştir. Şekil 3.4’te, z-ekseni boyunca (EM dalganın yayılım doğrultusunda) sadece bir SRR yapısı (1-kat) görülmektedir. Ayrıca dizi, x-y düzleminde sonsuz periyodik ve z doğrultusunda sonlu kabul edilerek sayısal analizi gerçekleştirilmektedir. Analizlerde; \vec{E} , SRR dizi plakalarına paralel (x yönünde), \vec{H} ise SRR yapılarına dik (-y yönünde) olacak şekilde alınmakta ve

TM polarizasyonlu dalga diziye $-z$ yönünde dik olarak giriş yapmaktadır. Bunun dışındaki durumlarda ise, dizi MNG karakteristik göstermemektedir [6].



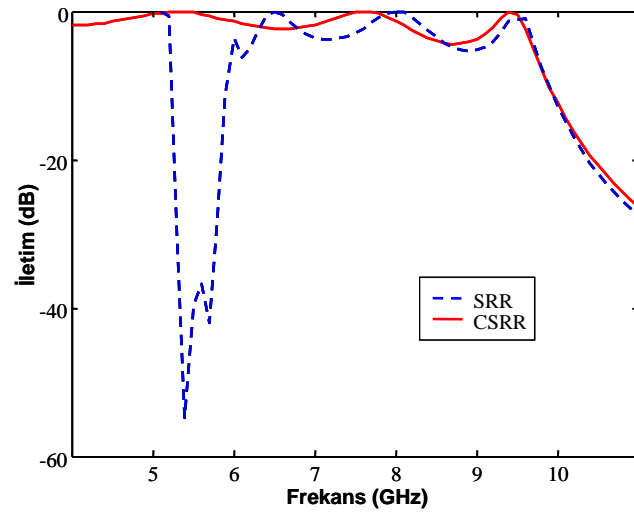
Şekil 3.4. 1-katlı SRR dizi geometrisi: $D_x = D_y = 6.9$, $w = 0.9$, $t = 0.6$, $L_1 = 5.7$, $L_2 = 3.3$, $b = 2.1$, $g = 0.3$ (mm).

Şekil 3.5’de, simülasyon sonucu elde edilmiş, 1, 3, ve 5 katlı SRR dizilerine ait frekansa bağlı iletim karakteristikleri verilmiştir. Görüldüğü üzere SRR dizisi, 5.5 GHz civarındaki bir frekans aralığında iletme izin vermemekte ve dolayısıyla bant durdurucu filtre gibi davranmaktadır. Ayrıca, z-ekseni boyunca yerleştirilen SRR sayısı arttıkça, durdurucu bantının genişlediği ve daha belirgin hale geldiği görülmektedir. Bununla birlikte, 10 GHz ötesinde de yapının iletim sağlamadığı gözlenmektedir. Bu iki banttan hangisinde, SRR yapısının gerçek anlamda MNG özellik gösterdiğini tespit amacıyla; yarık kapalı halka yapısı (closed SRR, CSRR) için iletim karakteristiklerini incelemek faydalı olacaktır [27].



Şekil 3.5. 1, 3, 5 katlı SRR yapılarının iletim karakteristikleri.

Bilindiği üzere, SRR yapısının MNG özelliği yarıklardan dolayı oluşan rezonans etkisinden kaynaklanmaktadır. Yarıkların kapatılmasıyla bu etkinin ortadan kalkması ve ilgili bantta iletimin sağlanması beklenmektedir. Bu amaçla gerçekleştirilen; 5'er katlı, yarıkları açık ve kapalı SRR yapılarına ait simülasyon sonuçları Şekil 3.6'da verilmiştir. Görüldüğü üzere; yarıklar kapatıldığında 5.5 GHz civarındaki durdurma bandı kaybolurken, 10 GHz sonrasındaki bantta bir değişiklik olmamaktadır. Böylece; SRR dizisinin 5.5 GHz merkezli frekans bandında gerçekten MNG özellik gösterdiğini, diğer taraftan, 10 GHz ötesindeki bantta ise olası bir ENG özellik göstermiş olabileceğini söylemek mümkündür [27].

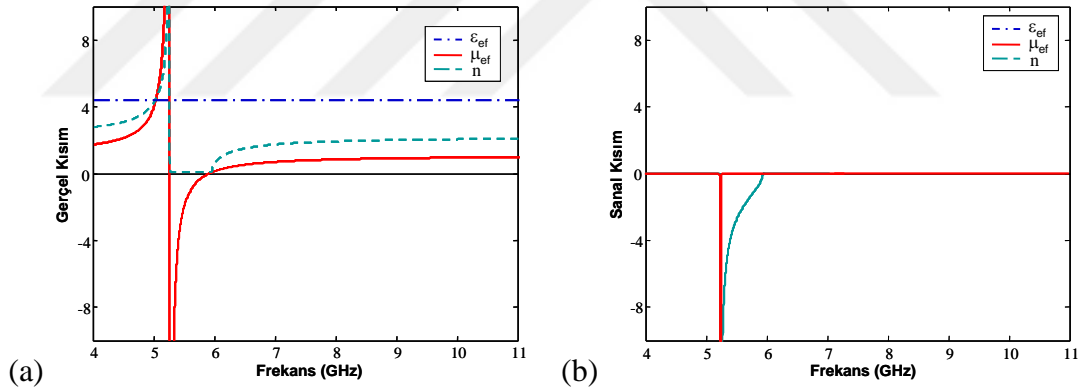


Şekil 3.6. Yarıkları açık (SRR) ve kapalı (CSRR) halka rezonatörlerine ait iletim karakteristikleri.

SRR yapısının MNG karakteristiğini sayısal olarak göstermek amacıyla; 5 katlı SRR yapısı için iletim karakteristikleri, (3.2)–(3.5) eşitlikleri ve yine bir eğri uydurma algoritması kullanılarak frekansa bağlı efektif manyetik geçirgenlik parametresinin (μ_{ef}) çıkarımı gerçekleştirilmiştir (Ek-B, Tablo B.2). Bu işlem sonucu elde edilen efektif ortam parametreleri; Şekil 3.7’de verilmiştir. Görüldüğü üzere; $\mu_{ef}(f)$ ’nin reel kısmı, 5.5 GHz etrafındaki bantta (5.32–6.05 GHz) negatif değerler almakta, bunun paralelinde kırılma indisinin sadece sanal kısmı bulunmaktadır. Bu durum, SRR yapısının ilgili frekans bandında MNG özelliğe sahip olduğunun nicel bir göstergesidir.

$$\epsilon_{ef}(f) = 1, \mu_{ef}(f) = 1 - \frac{f_{mp}^2}{f^2 - f_{m0}^2 - j\Gamma_{mp}f} \quad (3.5)$$

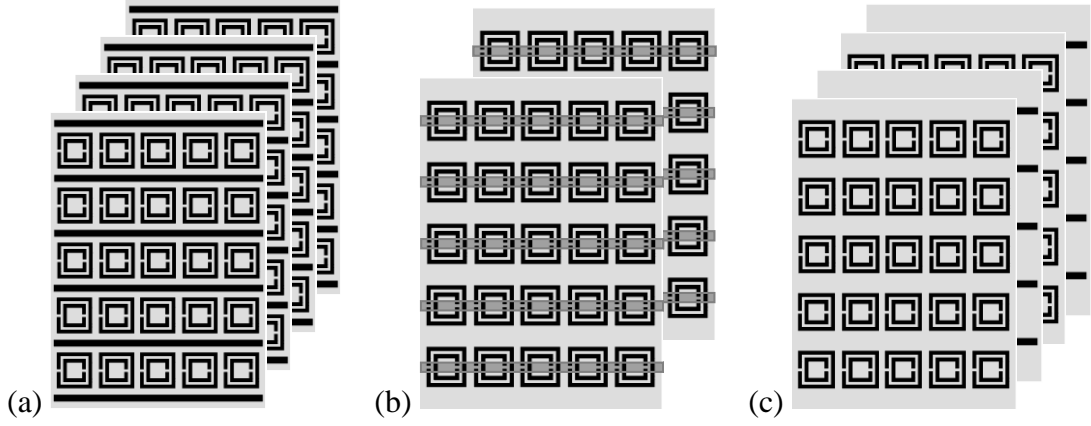
Bu eşitlikte, f_{m0} (Hz) yapının rezonans frekansını, f_{mp} (Hz) plazma frekansını, Γ_{mp} (Hz) ise kayıp parametresini belirtmektedir.



Şekil 3.7. 5 katlı SRR dizisinin efektif parametreleri (a) gerçel kısım, (b) sanal kısım.

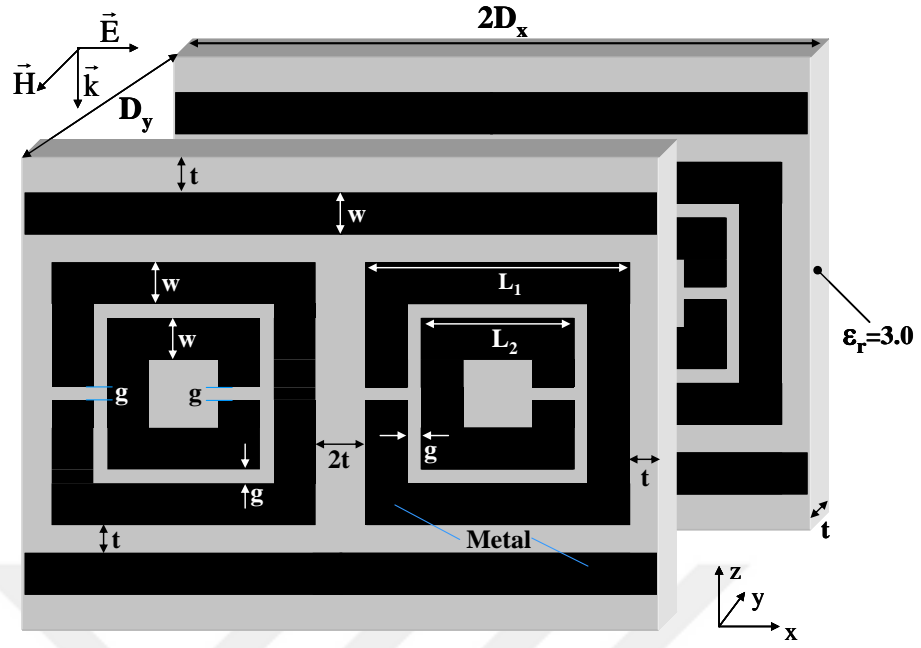
3.3.2. Sol-elli bileşik metamateryal yapısı

ENG ve MNG özelliğe sahip metal şerit ve SRR dizileri bir araya getirildiğinde; negatif kırılma indisli, sol-elli bileşik metamateryal tabakası (CLS) oluşturmak mümkün olabilmektedir [6, 7]. Böyle bir CLS yapısı Şekil 3.8’de görüldüğü gibi, şerit ve SRR elemanları, alttaşın aynı veya farklı iki yüzeyine veya farklı iki alttaşın birer yüzeyine ardı sıra yerleştirilerek oluşturulabilir [20, 27].



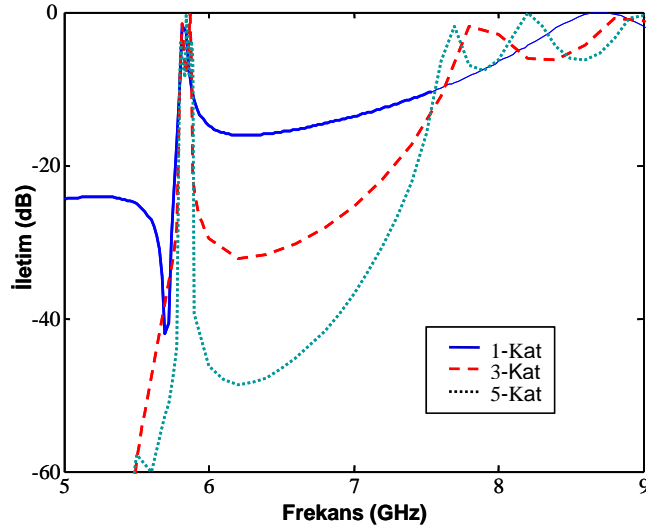
Şekil 3.8. Metal şerit ve SRR elemanlarının (a) aynı alttaşın aynı yüzeyine, (b) aynı alttaşın farklı iki yüzeyine, (c) farklı iki alttaşın birer yüzeyine yerleştirilmesiyle oluşturulmuş CLS konfigürasyonları.

Bu çalışmada tasarlanmış, bileşik şerit/SRR dizisi, ilgili fiziksel parametreleriyle birlikte, Şekil 3.9'da verilmektedir. Bu dizi; Şekil 3.1 ve Şekil 3.4'te tanımlanan, şerit ve SRR dizilerinin aynı alttaşın bir yüzeyine yerleştirilmesiyle elde edilmiştir. Şekil 3.9'da z-ekseni boyunca sadece iki şerit ve bir SRR elemanı (1-katlı CLS yapısı) görülen dizinin, x-y düzleminde sonsuz periyodik ve z doğrultusunda sonlu kabul edilerek sayısal analizi gerçekleştirilmektedir. Analizlerde; \vec{E} , metal şeritlere paralel (x yönünde), \vec{H} ise SRR yapılarına dik (-y yönünde) olacak şekilde alınmakta ve TM polarizasyonlu dalga diziye -z yönünde dik olarak giriş yapmaktadır. Bunun dışındaki durumlarda ise, dizi sol-elli karakteristik göstermemektedir [6].



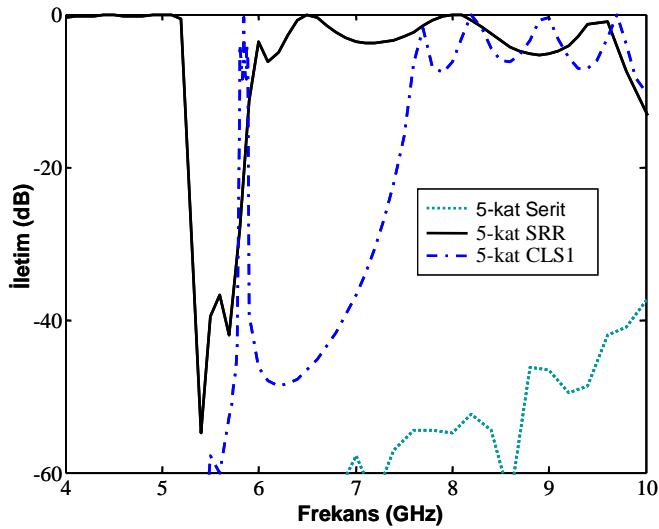
Şekil 3.9. Bileşik şerit/SRR dizi geometrisi: $D_x=D_y=6.9$, $w=0.9$, $t=0.6$, $L_1=5.7$, $L_2=3.3$, $g=0.3$ (mm).

Şekil 3.10'da, simülasyon sonucu elde edilmiş, 1, 3, ve 5 katlı CLS yapılarına ait frekansa bağlı iletim karakteristikleri verilmiştir. Görüldüğü üzere CLS yapısı, 5.8 GHz civarındaki frekans bandında iletme izni vermekte ve bant geçiren bir filtre gibi davranmaktadır. Şerit ve SRR dizilerinde olduğu gibi; z-ekseni boyunca yerleştirilen şerit/SRR eleman sayısı (kat sayısı) arttıkça, CLS yapısının iletim karakteristiği daha belirgin olarak gözlenmektedir. İlgili bantta iletim seviyesinde herhangi bir değişiklik olmazken; bant dışında, yapının bastırma derecesi artmaktadır. CLS yapısının bant-geçiren özelliğinin temel sebebi, bileşik yapının ilgili frekans bandında negatif kırılma indisi ve dolayısıyla sol-elli özellik göstermesidir.



Şekil 3.10. 1, 3 ve 5 katlı CLS yapılarına ait iletim karakteristikleri.

Yüksek-geçiren şerit ve bant-durduran SRR dizileri ile bu iki dizinin bir araya getirilmesiyle oluşturulan bant-geçiren CLS yapısına ait iletim karakteristikleri, karşılaştırma amaçlı Şekil 3.11’de verilmektedir. Görüldüğü üzere; hem şerit hem de SRR dizilerinin iletme izin vermediği 5.5 GHz merkezli bandın üst sınırına yakın frekans değerlerinde, CLS yapısı bant-geçiren özelliğiyle iletim sağlamaktadır. Şerit dizisinin ENG ve SRR dizisinin MNG özellik gösterdiği bu frekans değerlerinde, bileşik şerit/SRR dizisinin ENG/MNG başka bir deyişle, sol-elli özellik göstermesi beklenmektedir.

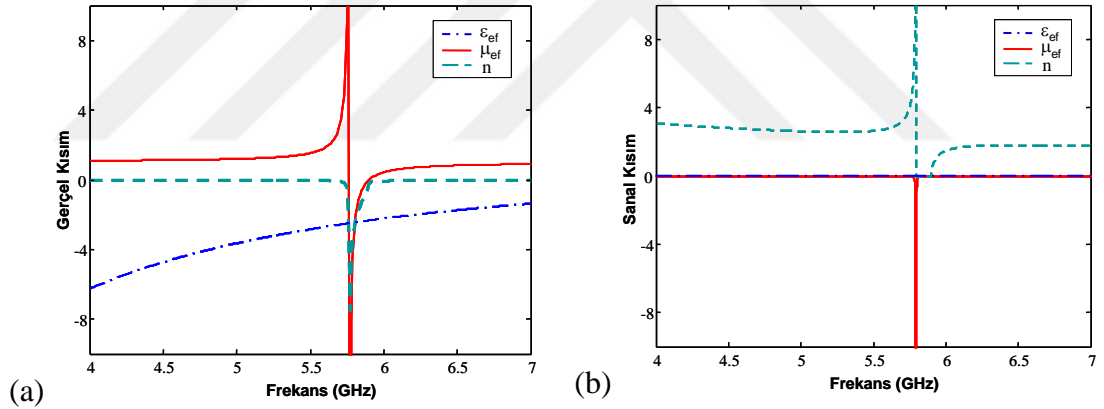


Şekil 3.11. 5'er katlı şerit (6-şeritli dizi), SRR ve CLS yapılarına ait iletim karakteristikleri.

CLS yapısının sol-elli karakteristiğini sayısal olarak göstermek için; şerit ve SRR dizileri için uygulanan efektif parametre çıkarım işlemleri, benzer bir şekilde CLS yapısı için de gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla; (3.6) eşitliğinde tanımlanan CLS yapısına ait parametreler, (3.2)–(3.4) eşitlikleri ve ilgili algoritma kullanılarak elde edilmiştir (Ek-B, Tablo B.3). Hesaplanan efektif ortam parametreleri Şekil 3.12’de verilmektedir.

$$\epsilon_{ef}(f) = 1 - \frac{f_{ep}^2}{f^2 - j\Gamma_{ep}f}, \quad \mu_{ef}(f) = 1 - \frac{f_{mp}^2}{f^2 - f_{m0}^2 - j\Gamma_{mp}f} \quad (3.6)$$

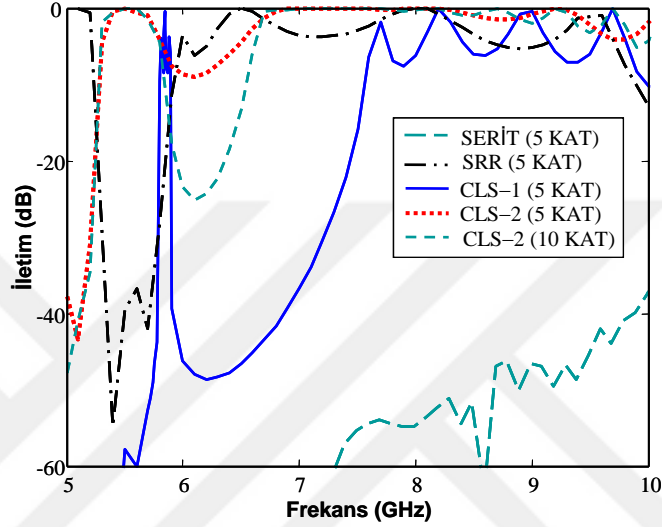
Görüldüğü üzere; 5.8 GHz merkezli frekans bandında, ϵ_{ef} ve μ_{ef} (reel kısımları) ve dolayısıyla kırılma indisi negatif reel değer almaktadır. CLS yapısının hem ENG hem de MNG karakteristik gösterdiği bu frekans aralığında, yapı bant-geçiren özelliğiyle iletme izin vermektedir (Şekil 3.11).



Şekil 3.12. 5 katlı CLS yapısının efektif parametreleri, (a) gerçel kısım, (b) sanal kısım.

Yukarıda incelenen CLS yapısının (Şekil 3.8(a)); SRR dizisinin MNG özellik gösterdiği (dolayısıyla iletim sağlamadığı) bandın üst sınırındaki dar bir frekans aralığında, ENG/MNG (dolayısıyla bant-geçiren) karakteristik gösterdiği gözlemlendi. Şekil 3.8(b)’deki alternatif CLS konfigürasyonu ile SRR dizisinin iletime izin vermediği bandın bir kısmında değil de tamamında iletim sağlanması mümkün olabilir [27]. Bu amaçla tasarlanan yapıya (CLS-2) ait iletim karakteristikleri, daha önce incelenen yapının (CLS-1) karakteristikleri ile birlikte Şekil 3.13’de verilmektedir. CLS-2 yapısı modellenirken, CLS-1’in boyutları korunmuş sadece

metal şerit yapısı 0.6 mm'lik alttaşın diğer tarafında ve SRR halkalarını ortalayacak şekilde yerleştirilmiştir. Görüldüğü üzere CLS-2 yapısı, CLS-1 yapısının aksine, ilgili frekans bandının tamamında iletme izin vermektedir. Diğer taraftan; 5-katlı CLS-1 yapısının sağladığı belirgin bant-geçiren karakteristik ancak 10-katlı CLS-2 yapısıyla elde edilebilmektedir. Dolayısıyla, seçilen CLS konfigürasyonunun, iletim karakteristiğini (bant genişliğini) belirleyici önemli bir unsur olduğu görülmektedir.



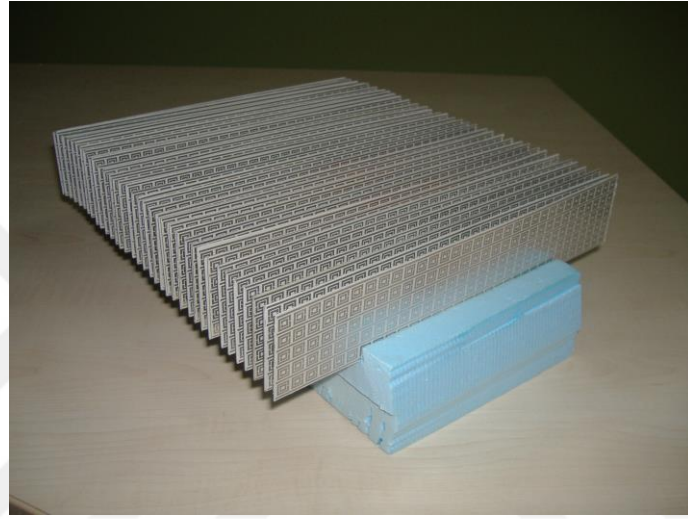
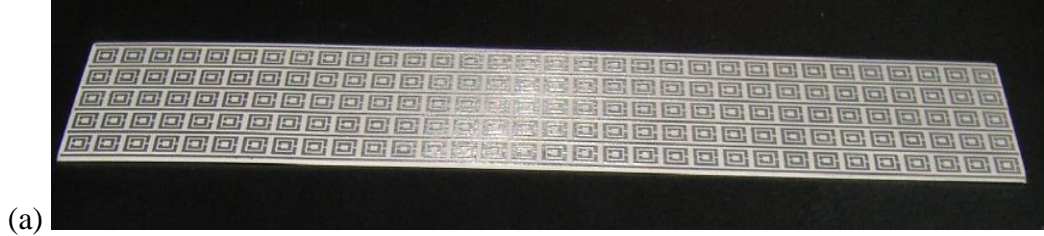
Şekil 3.13. CLS-1 (Şekil 3.8(a)) ve CLS-2 (Şekil 3.8(b)) yapılarına ait iletim karakteristikleri.

3.3. Ölçüm Sonuçları

Yukarıda sayısal analiz sonuçları incelenen CLS tasarımının (Şekil 3.8(a)) fabrikasyonu gerçekleştirildi ve simülasyon sonuçlarını doğrulamak için ilgili ölçümler yapıldı. Şekil 3.14(a)'da, gerçekleştirilen diziye ait bir CLS plakası (x-z düzlemindeki dizi; Şekil 3.9'a bakınız) görülmektedir. Metalik SRR ve şerit elemanları, 0.75 mm kalınlığındaki RO3203 alttaşın ($\epsilon_r=2.98$, $\tan\delta=0.0018$) üzerine baskı devre teknolojisi kullanılarak yerleştirildi ve görüldüğü gibi 32x5'lik bir dizi oluşturuldu¹. 32 adet üretilen bu plakalar, her iki plaka arasına yaklaşık kalınlıkları 0.7 mm olan köpük malzemesi (foam, $\epsilon_r=1.07$) konularak, Şekil 3.14(b)'de görülen 32x32x5'lik dizi haline getirildi. Köpük kullanılmasının temel sebebi; CLS yapısının

¹CLS yapısının üretimi, TÜBİTAK/UEKAE biriminin katkılarıyla gerçekleştirilmiştir.

iletim performansını etkilemeden üç boyutlu diziyi bütün olarak bir arada tutabilmektir.



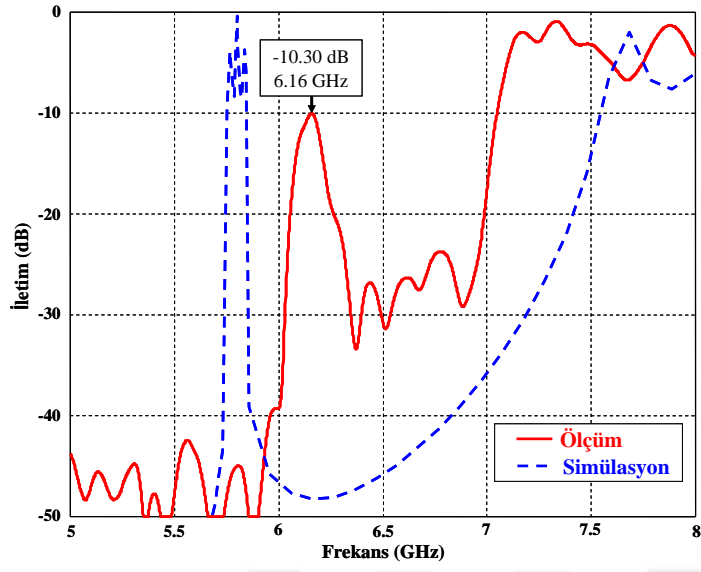
Şekil 3.14. Gerçekleştirilen CLS yapısının (a) bir plakası (32x5'lik dizi), (b) bütünü (32 plaka; 32x32x5'lik dizi).

Gerçeklenen CLS yapısının iletim/frekans ölçümleri, TÜBİTAK/UEKAE laboratuvarında, Şekil 3.15'de görülen ölçüm düzeneği kullanılarak yansısız odada (anechoic chamber) gerçekleştirildi. Ölçümler için 5–8 GHz bandında çalışan iki adet horn anten kullanılmıştır. Her iki anten birbirini görecekle aynı doğrultuda, alıcı anten verici antenin uzak alanında (yaklaşık yarım metre) olacak şekilde yerleştirilmiş ve CLS yapısının alıcı antene temas etmesi sağlanmıştır. Ayrıca, verici antenden gönderilen gücün olabildiğince ve sadece CLS yapısından iletimini sağlayabilmek için de, antenler arasındaki iletim hattı boyunca soğurucu (absorber) süngerler konulmuştur.



Şekil 3.15. CLS yapısının iletim/frekans ölçümleri için kullanılan düzenek.

Gerçeklenen CLS yapısının ölçümler sonucu elde edilen iletim karakteristiği, simülasyon sonuçları ile birlikte, Şekil 3.16’da verilmektedir. Görüldüğü üzere, simülasyonda elde edilen bant-geçiren karakteristik, ölçüm sonuçlarında da gözlenmektedir. Ancak, genel profil olarak karakteristikler benzese de, önemli farklılıklar da göze çarpmaktadır. Simülasyonda 5.8 GHz merkezli ve iletim seviyesi 0 dB’ye kadar çıkan iletim bandı, ölçümlerde 6.16 GHz merkezli ve maksimum -10.3 dB iletim seviyesinde gözlenmektedir. Ayrıca, iletim bandı öncesi ve sonrası iletim seviyelerinde farklılıklar görülmektedir. Bu farklılıkların en önemli sebebi; simülasyonu gerçekleştirilen yapı ile fiziksel olarak gerçekleştirilen ve ölçümleri yapılan yapının tam olarak aynı yapılar olmamasıdır. Öyle ki; her iki yapının z-ekseni boyunca eleman sayısı aynı olsa bile (6-şeritli, 5-katlı SRR dizisi), yapı simülasyonlarda x-y düzleminde sonsuz dizi olarak kabul edilmiş, ancak yapı 32x32’lik sonlu bir dizi olarak gerçekleştirilmiştir. CLS plakalarını bir arada tutan köpüklerin kalınlıklarının farklılık gösterebilmesinin yanı sıra, kullanılan köpüklerin esnemesiyle, plakalar arasındaki mesafe plakanın bir ucundan diğer ucuna değişebilmekte ve böylece dizinin tekdüzen yapısı bozulabilmektedir. Ayrıca, CLS plakalarında kullanılan RO3203 altaşının fiziksel ve elektriksel parametreleriyle simülasyonda kullanılan altaşa ait parametreler arasındaki farklılıklar da sonuca etki edebilecek sebepler arasında sayılabilir. Yapılardaki bu fiziksel farklılıklar ve bunların sonuca etkilerine rağmen burada önemli olan sonuç; tasarlanan CLS yapısının belirli bir frekans bandında, sol-elli karakteristik ve dolayısıyla bant-geçiren özellik gösterdiğinin simülasyon ve ölçüm sonuçlarıyla doğrulanmış olmasıdır.



Şekil 3.16. Tasarlanan CLS yapısının simülasyon ve ölçüm sonucu elde edilen iletim karakteristikleri.

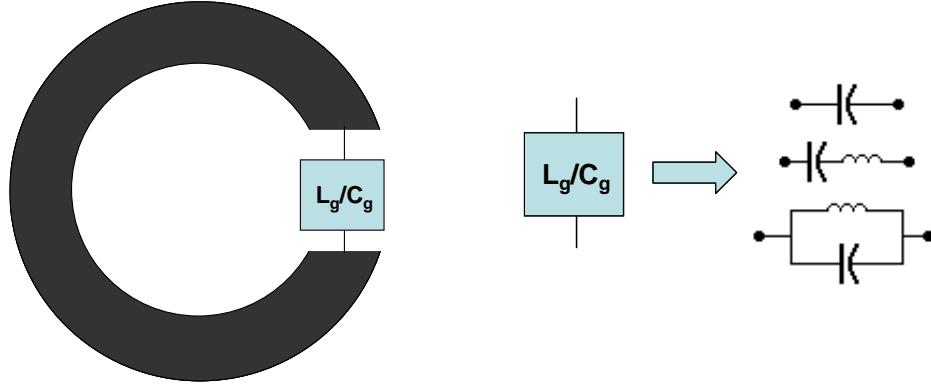
BÖLÜM 4. FREKANS VE POLARİZASYON SEÇİMLİ CLS TASARIMI

4.1. Giriş

Bölüm 3'te; belirli bir frekans bandında sol-elli ve dolayısıyla bant-geçiren özellik gösteren CLS tasarımı tanıtılmıştı. Farklı frekans bantlarında benzer iletim karakteristikleri elde edilebilmesi, her bir frekans bandı için ayrı birer CLS tasarımı gerektirmektedir. Alternatif olarak; tek bir CLS yapısında yapılacak uygun bir konfigürasyon değişikliğiyle, birden fazla frekans bandında istenen performans elde edilebilir. Böyle bir yapılandırma, SRR elemanını oluşturan halkalar arasına yerleştirilmiş kapa/aç (on/off) anahtarlar yardımıyla gerçekleştirilebilir [18]. Bu anahtarların farklı on/off konumlarına göre, CLS yapısının iletim bantları farklı frekans değerlerine kaydırılmakta, böylece tek bir CLS yapısı ile çok bantlı performans mümkün olmaktadır. Yine bu anahtarlar yardımıyla; iki boyutta (x-y) birbirine dik CLS plakalarıyla oluşturulmuş dizinin, iki farklı polarizasyonda iletim gerçekleştirilmesi sağlanabilmektedir [18]. Bu bölümde, frekans ve polarizasyon seçiciliği olan bu CLS tasarımı tanıtılacaktır.

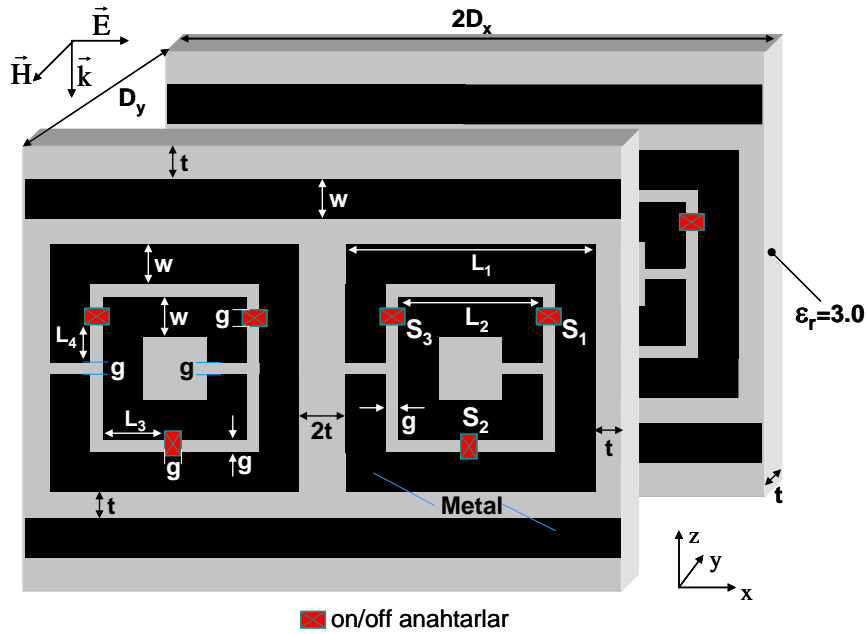
4.2. Frekans Seçicilik

SRR yapısının MNG özellik göstermesinin temel sebebi, rezonatör halkalar arasındaki yüksek kapasitif etkidir. Bu etkinin gerçekleştiği frekans bandı, halka yarıkları [28] veya halkalar arasına [18] uygun bir yüklemeye değiştirilebilir. [28]'de, rezonatör aralığına yerleştirilen bobin ve/veya kondansatör elemanlarıyla (Şekil 4.1.) halka üzerinden akım geçmesi sağlanarak yapının kapasitif etkisi azaltılmış dolayısıyla, rezonatör dizisinin durdurma bandı daha düşük frekans değerlerine kaydırılmıştır.



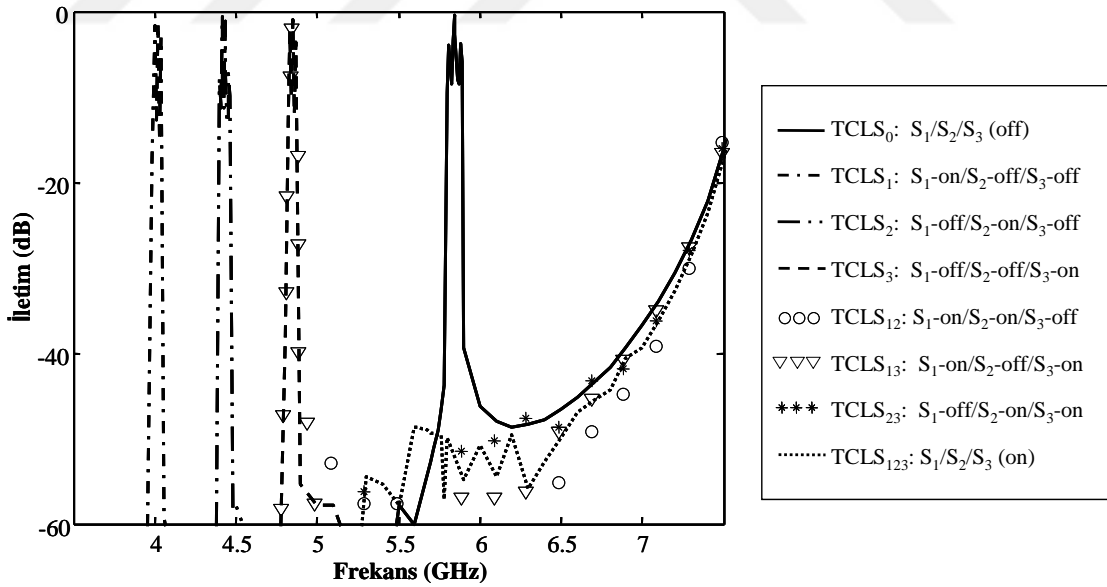
Şekil 4.1. Lee ve grubu [28] tarafından önerilen empedans yüklemeli halka rezonatör geometrisi.

Bu tez çalışmasında ise; SRR halkaları arasına yerleştirilen on/off anahtarların CLS yapısının frekans karakteristiğine etkileri incelenecektir. Tasarlanan anahtarlı CLS konfigürasyonu (Tunable CLS, TCLS) Şekil 4.2’de verilmiştir. Görüldüğü üzere; her bir SRR elemanının halkaları arasına üç farklı konumda on/off anahtarlar bulunmaktadır. Bu anahtarların simülatörde modellenmesi, halkalar arasına yerleştirilen metalik parçalar vasıtasıyla gerçekleştirilmiştir. İlgili anahtarın on (kapalı) veya off (açık) pozisyonları sırasıyla, metalik parçanın ilgili konumda bulunması veya bulunmaması ile tanımlanmaktadır.



Şekil 4.2. TCLS yapısının birim hücre geometrisi: $D_x= D_y=6.9$, $w=0.9$, $t=0.6$, $L_1=5.7$, $L_2=3.3$, $L_3=1.5$, $L_4=0.9$ ve $g=0.3$ (mm).

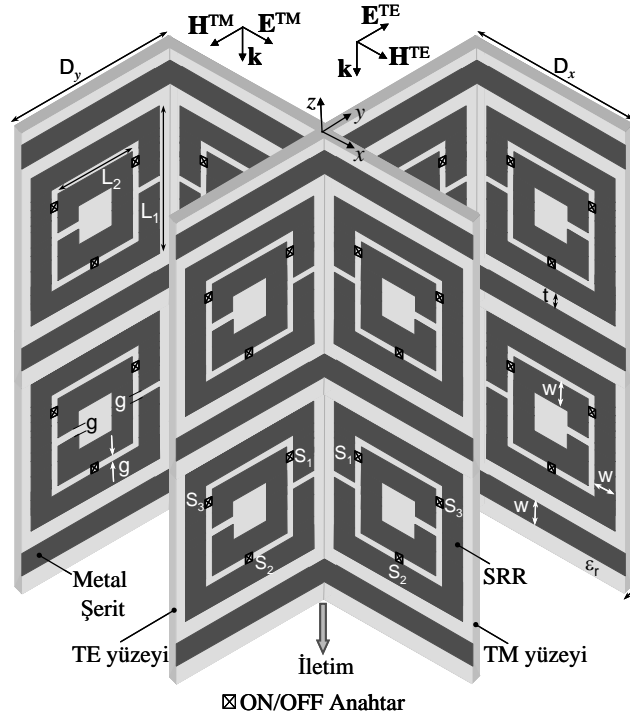
5 katlı TCLS yapısına ait iletim/frekans karakteristikleri Şekil 4.3'te verilmektedir. Görüldüğü üzere; anahtarsız (başka bir deyişle tüm anahtarlar açık (off) konumdayken) CLS yapısı 5.8 GHz merkezli bant-geçiren özellik göstermektedir. Anahtarlar tek tek kapatıldığında (kapalı anahtarın konumuyla bağlantılı olarak) yapının iletim bandı daha düşük frekans değerlerine kaymaktadır. Halkalardaki yarıklardan eşit uzaklıkta bulunan S_2 anahtarı kapatıldığında (on), 4.45 GHz; dıştaki halkanın yarığına yakın S_1 anahtarı kapatıldığında, 4 GHz; içteki halkanın yarığına yakın S_3 anahtarı kapatıldığında ise, 4.8 GHz merkezli iletim bantları oluşmaktadır. Bununla birlikte; aynı anda S_1 ve S_3 anahtarlarının ve sadece S_3 anahtarının kapalı olma durumlarında aynı iletim karakteristiği görülmektedir. Diğer anahtarlama pozisyonlarında (iki veya üç anahtar birden kapatıldığında), TCLS yapısı ilgili frekans aralığında iletim sağlamamaktadır. Bunun temel sebebi; halkaların kısa devre yapılmasıyla, halkalar arasındaki kapasitif etkinin ve dolayısıyla manyetik rezonansın tamamen ortadan kaldırılmasıdır. Böylece; bu anahtarlama konfigürasyonu ile tek bir CLS yapısı kullanılarak, 4.0–6.0 GHz arasında dört farklı bantta iletim karakteristiği elde edilmiştir.



Şekil 4.3. 5 katlı TCLS yapısının frekans seçiciliği.

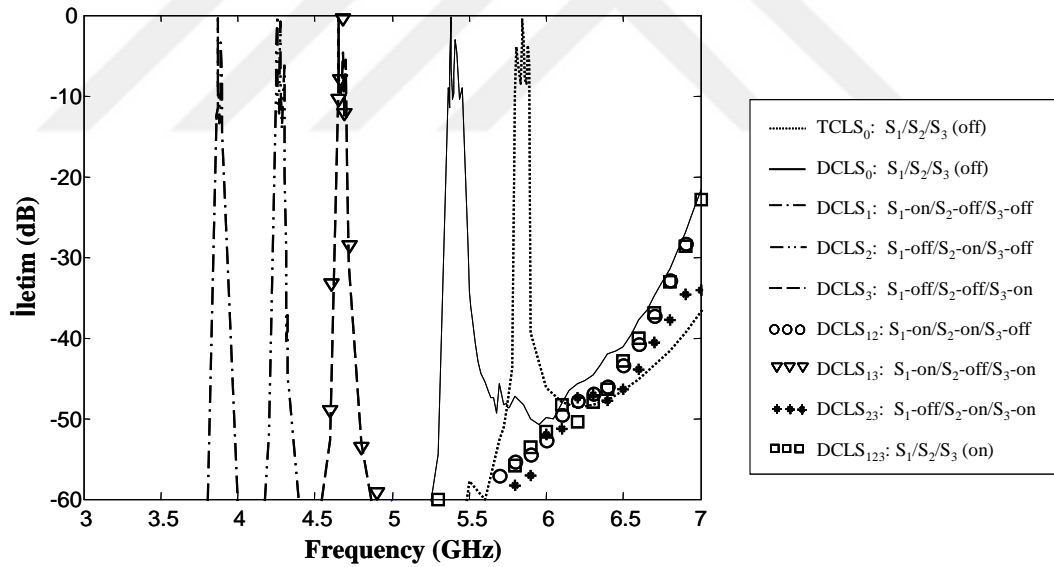
4.3. Polarizasyon Seçicilik

CLS yapısının sol-elli özellik gösterebilmesi için, yapıya gelen EM dalganın polarizasyonu ile yapının konumu uyumlu olmalıdır. Yani; EM dalganın elektrik alan vektörünün şeritlerle aynı doğrultuda, manyetik alan vektörünün ise, SRR düzlemine dik doğrultuda olması gerekmektedir. Şimdiye kadar incelenen CLS yapılarına ait iletim karakteristikleri, TM polarizasyonlu EM dalgalar için elde edilmişti. Aynı CLS yapısının TE polarizasyonlu bir dalgayı iletebilmesi, yapının x-y düzleminde 90° döndürülmesiyle mümkün olabilir. Alternatif olarak; y-ekseni doğrultusundaki CLS plakalarından oluşan diziyeye (Şekil 4.2) dik doğrultuda yerleştirilecek ikinci bir CLS dizisiyle, TM ve TE polarizasyona uyumlu bir yapı elde edilebilir. Bu amaçla tasarlanan çift-polarizasyonlu CLS konfigürasyonu (dual-polarized CLS, DCLS), Şekil 4.4'te verilmektedir. Görüldüğü üzere; TCLS tasarımında olduğu gibi DCLS yapısında da benzer anahtarlar yer almaktadır. İlgili polarizasyona ait dizide yer alan anahtarların hepsi açık olduğunda (off) ve diğer polarizasyona ait dizideki anahtarlar kapatıldığında (on); DCLS yapısı ilgili polarizasyon için aktif hale geçmekte ve bu durumda ilgili dizideki anahtarların farklı on/off pozisyonlarına göre çok-bantlı çalışma gerçekleştirilebilmektedir.



Şekil 4.4. 2 katlı DCLS yapısının genel görünüşü ve boyutları: $D_x=D_y=6.9$, $w=0.9$, $t=0.6$, $L_1=5.7$, $L_2=3.3$, $g=0.3$ (mm) ve $\epsilon_r=3.0$.

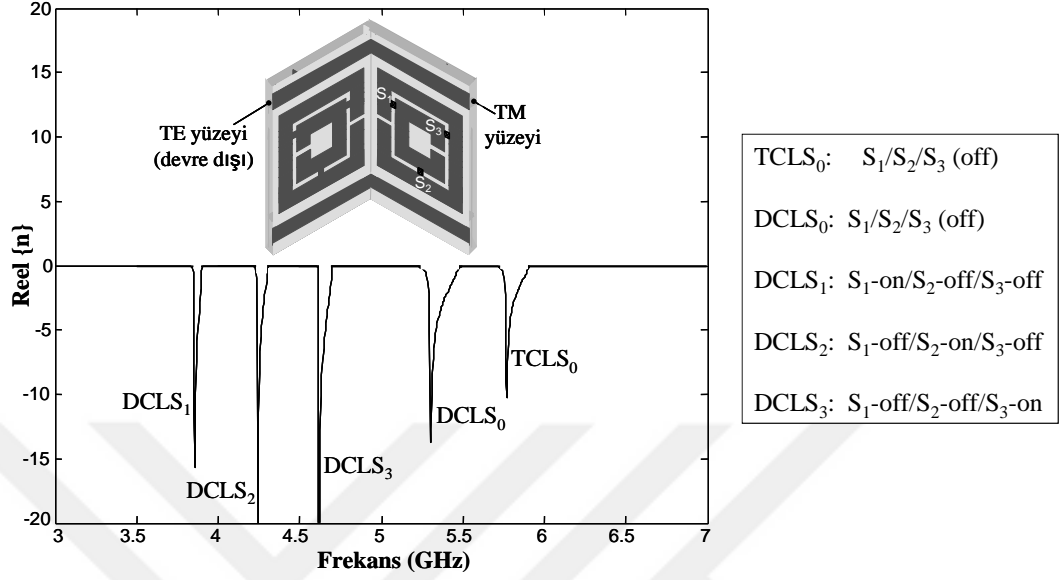
5 katlı DCLS yapısının iletim/frekans karakteristikleri, TM polarizasyon konfigürasyonu için Şekil 4.5'te verilmektedir. Bu durumda; TE dizisindeki anahtarların tümü kapatılarak bu dizi devre dışı bırakılmış ve TM dalgasına olası parazitlik etkisi ortadan kaldırılmıştır. Ancak TE dizisinin yükleme etkisiyle, TCLS yapısında (tüm anahtarlar açıkken) gözlenen 5.8 merkezli iletim bandı, DCLS yapısında (TE ve TM anahtarlarının tümü, sırasıyla, kapalı ve açık iken) 5.5 GHz'e kaymaktadır. TM dizisindeki anahtarların farklı konumlarında ise, TCLS'de olduğu gibi daha düşük frekans değerlerinde iletim-bant karakteristikleri elde edilmektedir. Şekil 4.5'te görüldüğü üzere; tasarlanan DCLS konfigürasyonu, 3.75–5.75 GHz aralığında dört farklı bantta iletim sağlamaktadır. Benzer iletim/frekans karakteristikleri, TE polarizasyon için de elde edilebilir. Bunun için; TM dizisindeki tüm anahtarlar kapatılarak bu dizi devre dışı bırakılır ve TE dizisindeki anahtarların farklı konumlarına göre istenen iletim performansı TE polarizasyon için sağlanabilir.



Şekil 4.5. 5 katlı DCLS yapısının frekans seçiciliği (TM polarizasyon için).

TM polarizasyon konfigürasyonunda, farklı anahtarlama durumları için, DCLS yapısının kırılma indis karakteristikleri Bölüm 3'te tanımlanan efektif parametre çıkarım yöntemi kullanılarak elde edilmiştir ve ilgili karakteristikler Şekil 4.6'da verilmektedir. Görüldüğü üzere; ilgili anahtar konumlarında elde edilen iletim

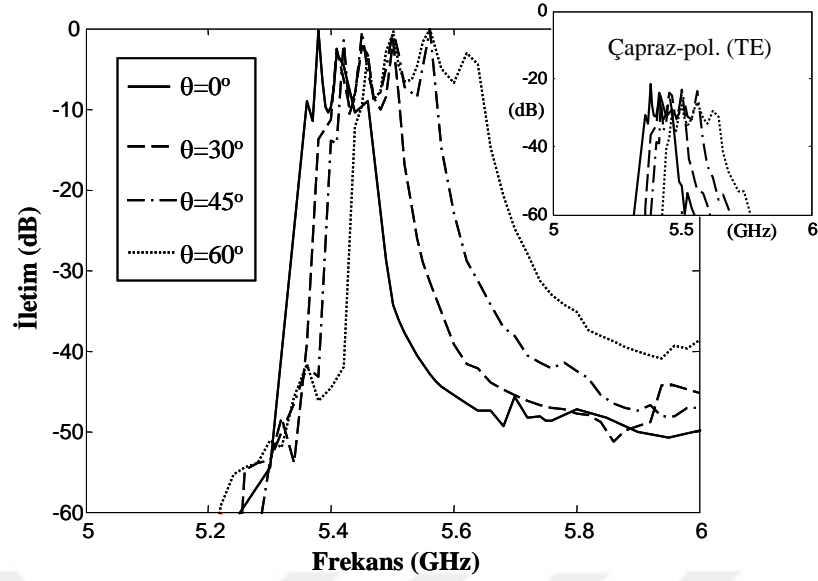
bantlarının yer aldığı frekans değerlerinde (Şekil 4.5), beklendiği gibi DCLS yapısı negatif kırılma indis değerlerine sahip olup sol-elli özellik göstermektedir.



Şekil 4.6. DCLS yapısının farklı anahtarlama durumları için kırılma indis karakteristikleri.

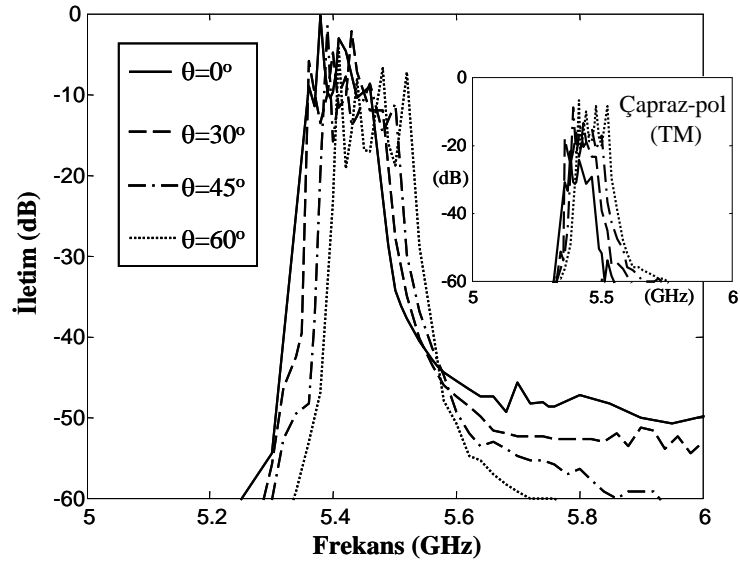
Şimdiye kadar ki incelemelerimizde, CLS yapısına gelen EM dalganın geliş yönü (\vec{k}), $-z$ doğrultusunda dolayısıyla yapıya dik olacak şekilde alınmıştı (Şekil 4.4); yani, \vec{k} vektörünün z -ekseniyle yaptığı açı $\theta=0^\circ$. DCLS yapısının iletim karakteristiklerinin, farklı geliş açlarına bağımlılığını görmek amacıyla, TM ve TE polarizasyonları için gerçekleştirilmiş simülasyon sonuçları, sırasıyla, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’de verilmektedir.

Şekil 4.7’de görüldüğü üzere; geliş açısı θ arttıkça, iletim bandı yüksek frekans değerlerine doğru kaymakta ve bant genişliği bir miktar artmaktadır. Bu değişimin sebebi; θ açısının artmasıyla \vec{H} vektörünün TM dizisi düzlemine dikliğinin giderek azalması dolayısıyla yapının manyetik rezonans etkisinin ortadan kalkması olarak açıklanabilir. Ayrıca, farklı açılarda gelen ve iletilen TM dalgalarının, oldukça düşük seviyelerde (<-20 dB) çapraz (cross) TE polarizasyon bileşenlerinin olduğu görülmektedir (Şekil 4.7).



Şekil 4.7. DCLS yapısının, farklı geliş açlarına göre iletim karakteristikleri (TM polarizasyon için).

Diğer taraftan, TE polarizasyon durumunda; θ arttıkça iletim bandında gözlenen frekans kayması (TM durumundaki kadar belirgin olmamasına rağmen) gerçekleşmekte ve iletim seviyeleri -6 dB seviyelerine ($\theta=60^\circ$ için) inmektedir (Şekil 4.8). Bu azalma, Şekil 4.8’de görüleceği üzere, çapraz polarizasyon bileşeninin (TM) iletim seviyelerindeki artışın bir sonucudur.



Şekil 4.8. DCLS yapısının, farklı geliş açlarına göre iletim karakteristikleri (TE polarizasyon için).

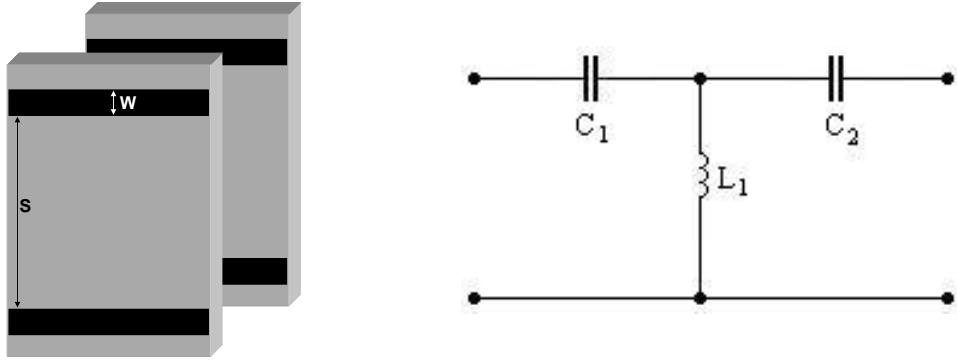
BÖLÜM 5. CLS YAPISININ EŞDEĞER DEVRE MODELİ

5.1. Giriş

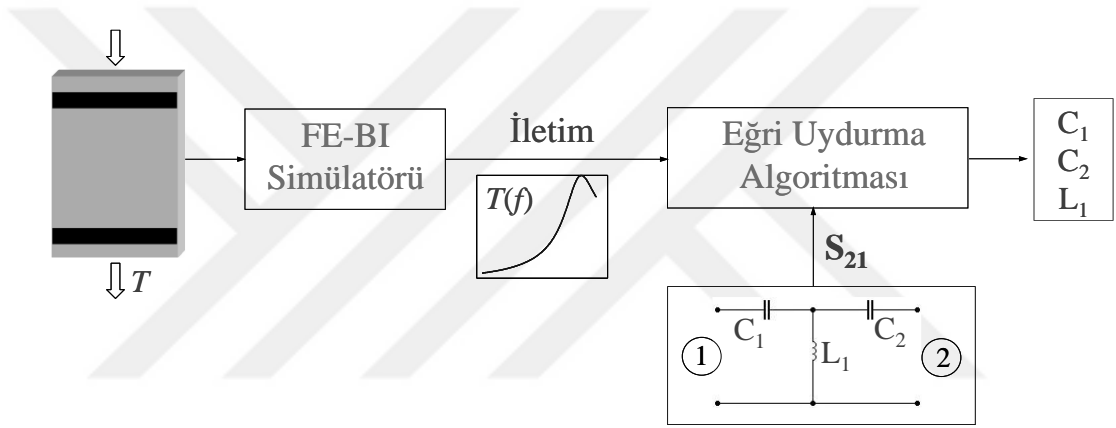
Bu tez çalışmasında yer alan CLS tasarımları, ilgili yapının geometrik boyutları için yapılan parametrik çalışmaların bir ürünüdür. Bu süreçte; önemli görülen her bir parametre için, bir dizi simülasyon gerçekleştirilmiş ve optimum performans sağlayacak CLS geometrisi elde edilmiştir. Temel olarak deneme-yanılma yöntemini benimseyen bu yaklaşım, tasarımcıya, kabaca parametrelerin performansa etkisi konusunda bir fikir verse de, farklı dizaynlar için nicel bir ölçüt olamamaktadır. Böyle bir yaklaşıma alternatif olarak; CLS geometrisine ait elde edilecek bir eşdeğer devre modeliyle, tasarım daha sistematik ve hızlı bir şekilde gerçekleştirilebilir. Bu amaçla; şerit, SRR ve CLS yapılarına ait eşdeğer devre modellemesine bu bölümde yer verilmektedir.

5.2. Metal Şerit Dizisinin Eşdeğer Devre Modeli

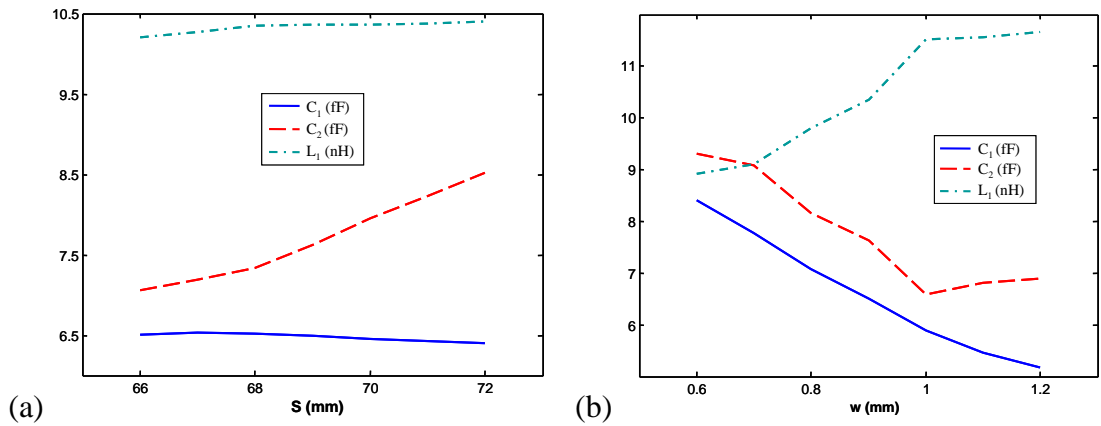
Metal şerit dizisinin, yüksek geçiren filtre özelliği gösterdiği Bölüm 2’de belirtilmişti. Dolayısıyla, 2 şeritli dizinin eşdeğer devre modellemesinde, Şekil 5.1’de görülen yüksek-geçiren LC filtre prototipi temel alınmıştır. Bu modelde belirtilen L_1 , C_1 ve C_2 değerlerini, şerit dizisinin parametreleri (şerit genişliği w ve şeritlerler arası mesafe s) cinsinden elde etmek için, Şekil 5.2’de blok diyagramı verilen çıkarım algoritması (Ek C, Tablo C.1) kullanılmıştır. Bu algoritma kullanılarak elde edilen eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin, şerit genişliğine ve şeritler arasındaki mesafeye bağlı olarak değişimi Şekil 5.3’te verilmiştir. Görüldüğü üzere; şeritler arası mesafe (s) arttıkça, C_1 ve L_1 değerleri hemen hemen değişmemekte, C_2 değeri ise artmaktadır. Bununla birlikte; şeritler genişledikçe, L_1 değeri artarken, C_1 ve C_2 değerleri azalmaktadır.



Şekil 5.1. 2 şeritli dizi geometrisi ve eşdeğer LC devre modeli.

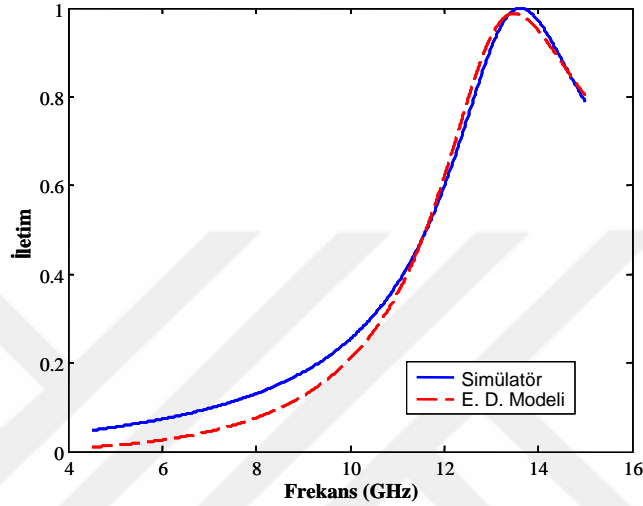


Şekil 5.2. Metal şerit dizisine ait eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin çıkarımı için kullanılan algoritmanın blok diyagramı.



Şekil 5.3. Eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin (C_1 , C_2 , L_1), (a) şerit genişliği w , (b) şeritler arasındaki mesafe s 'e bağlı olarak değişimi.

Eşdeğer devre modelinin doğruluk derecesini görmek amacıyla; $w=0.9$ mm ve $s=6.9$ mm olan şerit dizisine ait simülasyon sonuçları (iletim karakteristiği, $|T(f)|$), ilgili eşdeğer devrenin $|S_{21}(f)|$ karakteristiği ile birlikte Şekil 5.4’de verilmiştir. Görüldüğü üzere, simülasyon ve eşdeğer devre modeline ait iletim karakteristikleri birbirine oldukça uymaktadır.

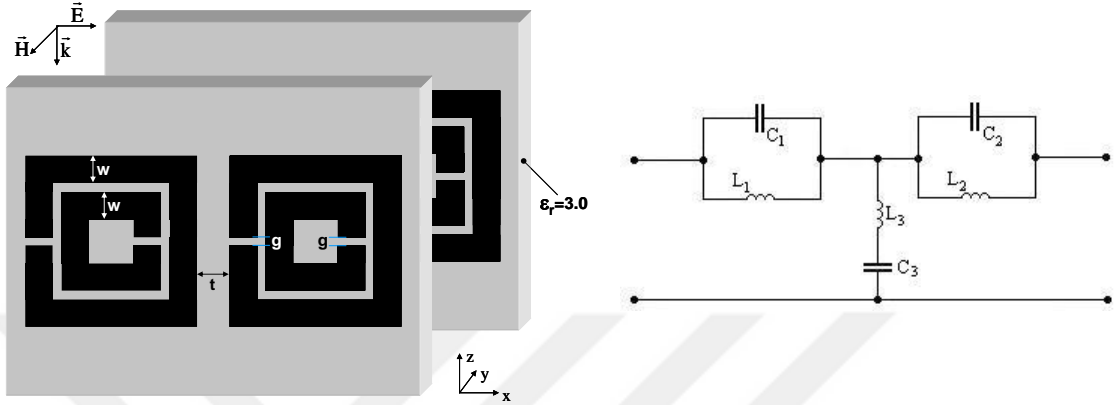


Şekil 5.4. 2 şeritli dizinin ve ilgili eşdeğer devre modelinin iletim karakteristikleri.

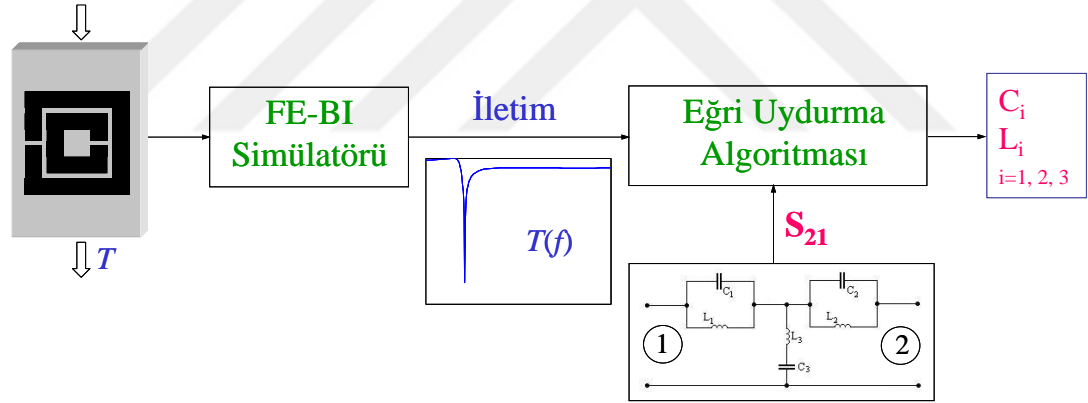
5.3. SRR Dizisinin Eşdeğer Devre Modeli

SRR dizisinin, bant-durduran filtre gibi davrandığı, Bölüm 2’de incelenmişti. Dolayısıyla, 1 katlı SRR dizisinin eşdeğer devre modellemesinde, Şekil 5.5’de görülen bant-durduran LC filtre prototipi baz alınmıştır. Bu modelde belirtilen eleman değerlerini (L_i , C_i , $i=1, 2, 3$), SRR dizisinin parametrelerine (halka genişliği w , yarık aralığı g ve SRR elemanları arasındaki yatay mesafe t) bağlı olarak elde etmek için, Şekil 5.6’da blok diyagramı verilen çıkarım algoritması (Ek C, Tablo C.2) kullanılmıştır. Bu algoritma kullanılarak elde edilen eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin, ilgili SRR dizisi parametrelerine bağlı olarak değişimi Şekil 5.7’te verilmiştir. Görüldüğü üzere; halka genişliği (w) arttıkça, eşdeğer devre parametreleri az da olsa artmaktadır. Bununla birlikte; yarık aralığı arttıkça, L_3 değeri azalmakta, ancak diğer devre eleman değerleri sabit kalmaktadır. Öte yandan; SRR elemanları arası açıldıkça, L_3 değeri artarken, diğer değerlerde az da olsa azalma gözlenmektedir. Görüleceği üzere, Şekil 5.7’de, C_1 ve C_2

parametrelerine ait karakteristikler yer almamaktadır. Bunun nedeni ise; bu parametrelerin ilgili frekans bandında devrenin iletim karakteristiğine etkisinin olmamasıdır. Bu parametrelerin daha yüksek frekans bandında etkili olduğu gözlenmiştir.

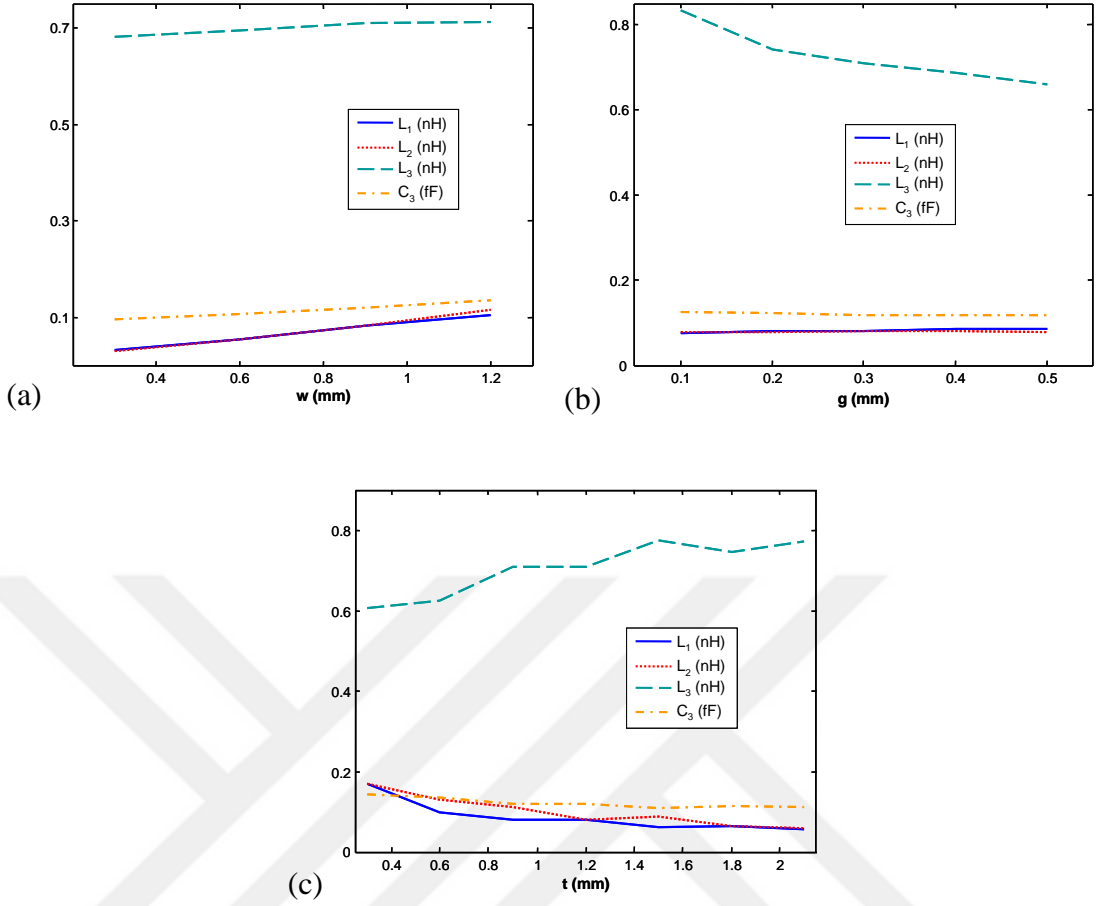


Şekil 5.5. 1 katlı SRR dizi geometrisi ve eşdeğer LC devre modeli.

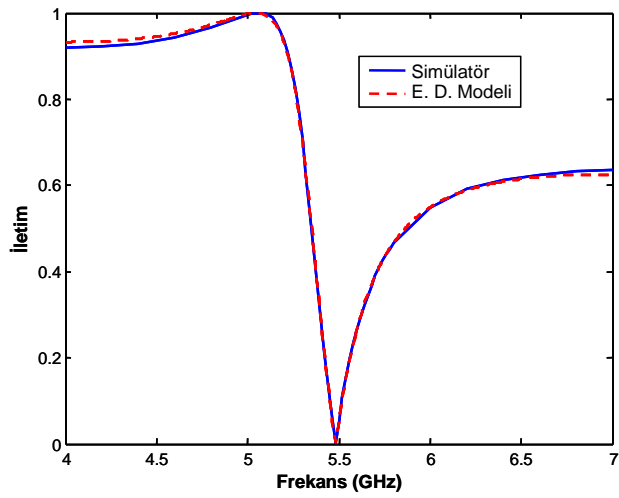


Şekil 5.6. SRR dizisine ait eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin çıkarımı için kullanılan algoritmanın blok diyagramı.

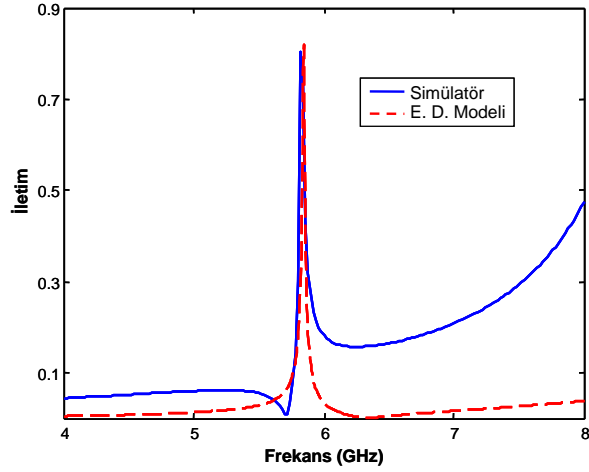
Eşdeğer devre modelinin doğruluk derecesini görmek amacıyla; $w=0.9$ mm, $g=0.3$ mm ve $t=1.2$ mm olan SRR dizisi ve ilgili eşdeğer devrenin iletim karakteristikleri Şekil 5.8'de verilmiştir. Görüldüğü üzere, simülasyon ve eşdeğer devre modeline ait iletim karakteristikleri birbirine oldukça uymaktadır.



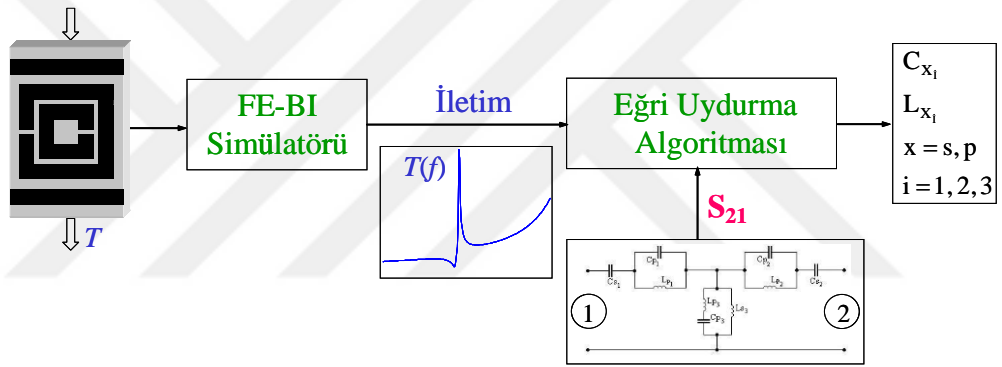
Şekil 5.7. Eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin, (a) halka genişliğine w , (b) yarık aralığı g ve (c) SRR'lar arası yatay mesafe t 'ye bağlı olarak değişimi.



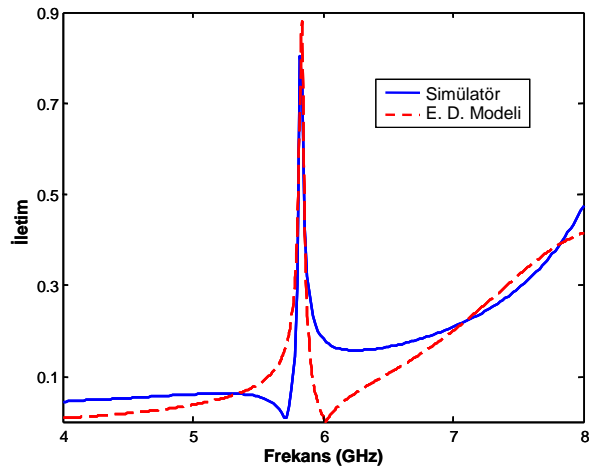
Şekil 5.8. 1 katlı SRR dizisi ve ilgili eşdeğer devre modelinin iletim karakteristikleri.



Şekil 5.10. 1 katlı CLS yapısı ile eşdeğer devre modelinin iletim karakteristikleri (Şekil 5.4 ve Şekil 5.8'deki model sonuçlarını sağlayan şerit ve SRR dizilerinin eşdeğer devre eleman değerleri kullanılarak).

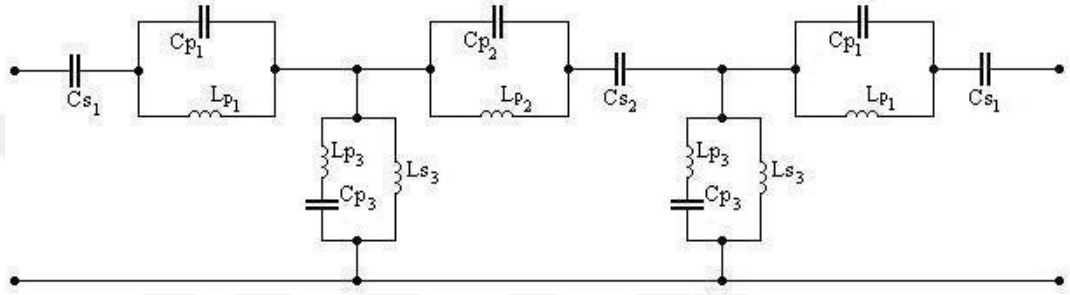


Şekil 5.11. CLS yapısına ait eşdeğer devre modelindeki eleman değerlerinin çıkarımı için kullanılan algoritmanın blok diyagramı.

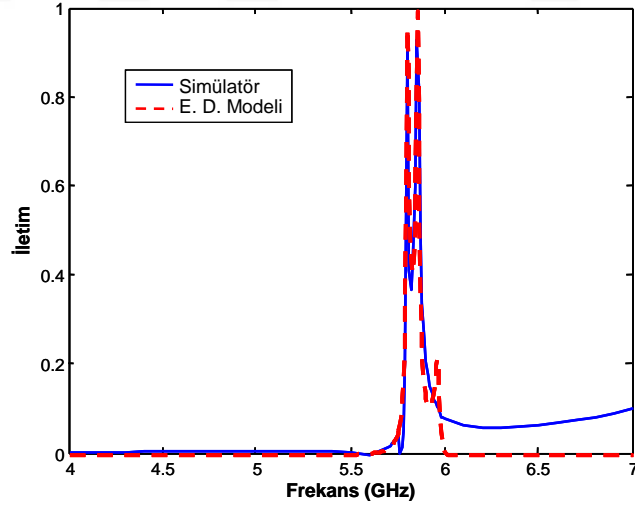


Şekil 5.12. 1 katlı CLS yapısı ile eşdeğer devre modelinin iletim karakteristikleri (eğri uydurma algoritmasından elde edilmiş yeni eleman değerleri ile).

Çok katlı CLS yapıları için eşdeğer devre modeli, kat sayısınca tek katlı yapıya ait modelin (Şekil 5.9) tekrarlanmasıyla elde edilebilir. 2 katlı CLS yapısının eşdeğer devre modeli, daha öncekilere benzer bir çıkarım algoritması ile elde edilmiştir (Ek C, Tablo C.4). Bu şekilde oluşturulmuş, 2 katlı CLS yapısının eşdeğer devre modeli Şekil 5.13'te ve ilgili iletim karakteristikleri Şekil 5.14'te verilmektedir. Görüldüğü üzere; çok katlı yapı için önerilen devre modeli de oldukça iyi sonuçlar sağlamaktadır.



Şekil 5.13. 2 katlı CLS yapısının eşdeğer LC devre modeli.



Şekil 5.14. 2 katlı CLS yapısı ile eşdeğer LC devre modelinin iletim karakteristikleri.

SONUÇLAR VE İLERİ ÇALIŞMA

Bu tez çalışmasında; metal şerit ve SRR dizilerini temel alan bileşik LHM yapısının elektromanyetik karakteristiği, sonlu eleman-sınır integral metodunu kullanan periyodik bir dizi simülatörü ile incelenmiştir. Biri ENG diğeri MNG özelliğe sahip bu iki dizinin bir araya getirilmesiyle oluşturulan CLS yapısının, belli bir frekans aralığında negatif kırılma indis değeri alabildiği bir eğri uydurma algoritması vasıtasıyla tespit edilmiştir. Bunun yanı sıra; ENG ve MNG yapılarında EM dalganın iletilmediği frekans bandında, CLS ortamından iletimin sağlanabildiği, bunun nedeninin de negatif kırılma indisi olduğu gösterilmiştir.

İncelenen CLS yapısının iletim karakteristiği, laboratuvar ortamında yapılan ölçümlerle de desteklenmiştir. Ölçüm sonuçları ile simülasyon sonuçları arasında bir miktar frekans kayması ve iletim seviye farkı gözlenmiştir. İletim seviyesindeki farklılığın nedeninin, kullanılan malzemedeki ve ortamdaki kayıplar olduğu düşünülmektedir. Ayrıca CLS yapısı gerçekleştirilirken, plakalar arasındaki mesafe düzgün olarak ayarlanamamış, bundan dolayı da iletim karakteristiğinde kaymalar oluşmuştur. Yapılardaki fiziksel farklılıklar ve bunların sonuca etkilerine rağmen; tasarlanan CLS yapısının belirli bir frekans bandında sol-elli karakteristik ve dolayısıyla bant-geçiren özellik gösterdiği, simülasyon ve ölçüm sonuçlarıyla doğrulanmıştır.

Sağlama amaçlı bu ön çalışmaların ışığı altında; farklı iki polarizasyon için farklı frekans bantlarında çalışabilecek anahtarlı DCLS tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu yeni tasarımda; SRR halkaları arasına yerleştirilmiş anahtarların farklı on/off konumlarında, sol-elli yapının iletim bant karakteristiği incelenmiştir.

Ayrıca, CLS yapıların tasarımında faydalı olabilecek eşdeğer devre modeli çalışmasına da yer verilmiştir. Bu çalışmada, öncelikle SRR ve metal şerit dizilerinin

eşdeğer devre modelleri elde edilmiş, daha sonra bu iki model bir araya getirilerek CLS yapısının eşdeğer devre modeli oluşturulmuştur. Bunun yanı sıra; bu yapıların boyutlarına bağlı olarak ilgili eşdeğer devre modellerindeki eleman değerlerinin değişimi parametrik olarak incelenmiştir.

Yukarıda özetlenen tez çalışmasının iki önemli bilimsel katkısı olduğu düşünülmektedir. Birincisi, anahtar konfigürasyonlu DCLS tasarımı; diğeri ise, CLS yapılarının tasarımı için önerilen eşdeğer devre modelidir.

İlerleyen çalışmalarda, eşdeğer devre modeli eleman değerleri ile ilgili yapının fiziki boyutları arasındaki ilişki formüle edilebilir. Böylece, geliştirilecek olan bu ampirik formülasyon ile istenilen iletim/frekans özelliklerine sahip CLS yapısı daha kolay tasarlanabilir.

Bunun yanı sıra; DCLS tasarımının sayısal modellemesinde yer alan basit on/off anahtarlar yerine, pratik uygulama için düşünülen MEMS (micro-electro-mechanical-systems) anahtarları kullanılarak, yapının iletim karakteristiği dinamik olarak kontrol edilebilir.

Ayrıca; anahtarlı SRR/şerit konfigürasyonunun, frekans seçici yüzey (Frequency Selective Surface, FSS), mikroşerit filtre ve mikroşerit anten uygulamalarında frekans seçicilik özelliği incelenebilir.

KAYNAKLAR

- 1- BOSE, J. C. 1898. On the radiation of plane of polarization of electric waves by a twisted structure. Proceedings of the Royal Society, 63. 146–152.
- 2- VESELAGO, V. G. 1968. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . Soviet Physics Uspekhi, 10(4). 509–514.
- 3- PENDRY, J. B. HOLDEN, A. J. STEWART, W. J. and YOUNGS, I. 1996. Extremely low frequency plasmons in metallic microstructures. Phys. Rev. Lett., 78(4). 489–491.
- 4- SHADRIVOV, I. and KIVSHAR, Y. 2004. Bending waves in a wrong way. The Physicist, 41(4). 137–141.
- 5- PENDRY, J. B. HOLDEN, A. J. ROBINS, D.J. and STEWART, W. J. 1999. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 47(11). 2075–2084.
- 6- 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. Phys. Rev. Lett., 84(18). 4184–4187.
- 7- SMITH, D. R. and KROLL, N. 2000. Negative refractive index in left-handed materials. Phys. Rev. Lett., 85(14). 2933–2936.
- 8- Special issue on metamaterials. IEEE Trans. Antennas Propagat., 51(10), 2003.
- 9- Special issue on metamaterials exhibiting left-handed properties and negative refraction. Progress in Electromagnetics Research, PIER 51, 2005.
- 10- Special issue on metamaterial structures, phenomena, and applications. Microwave Theory and Techniques, 53(4), 2005.
- 11- BAYINDIR, M. AYDIN, K. and OZBAY, E. 2002. Transmission properties of composite metamaterials in free space. Applied Physics Lett., 81(1). 120–122.
- 12- MARKOS, P. and SOUKOULIS, C. M. 2001. Transmission studies of left-handed materials. Physical Rev. B, 65. 033401.
- 13- VALANJU, P. M. WALSER, R. M. and VALANJU A. P. 2002. Wave refraction in negative-index media: always positive and very inhomogeneous. Phys. Rev. Lett., 88(18). 187401.

- 14-** THOMAS, J. R. and ISHIMARU, A. 2005. Wave packet incident in negative-index media. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 53(5). 1591–1599.
- 15-** LINDELL, I.V. TRETAKOV, S.A. NIKOSKINEN, K.I. and ILVONEN S. 2001. BW media–media with negative parameters, capable of supporting backward waves. *Microwave and Optical Tech. Letts.*, 31(2). 129–133.
- 16-** ZIOLKOWSKI, R.W. 2001. Superluminal transmission of information through an electromagnetic metamaterial. *Phys. Rev. E*, 63(4). 046604.
- 17-** ZIOLKOWSKI, R.W. and HEYMAN, E. 2001. Wave propagation in media having negative permittivity and permeability. *Phys. Rev. E*, 64(5). 056625.
- 18-** ERDEMLI, Y.E. and SONDAS, A. 2005. Dual-polarized frequency-tunable composite left-handed slab. *J. Electromagn. Waves and Appl.*, 19(14). 1907–1918.
- 19-** SONDAS, A. and ERDEMLI, Y.E. 2005. Numerical analysis of a composite left-handed slab using the finite element method. *IEEE Antennas Propagat. Int. Symp.*, 3A. 778–781. Washington D.C.
- 20-** BAYINDIR, M. AYDIN, K. and OZBAY, E. 2002. Transmission properties of composite metamaterials in free space. *Applied Physics Lett.*, 81(1). 120–122.
- 21-** AKAN, T. 2005. Maddenin 4. hali ve temel özellikleri. *Elektronik Çağdaş Fizik Dergisi*, 4.
- 22-** CHENG, D. K. 1992. *Field and Wave Electromagnetics*. Addison-Wesley, New York.
- 23-** <http://ocw.mit.edu/NR/rdonlyres/Electrical-Engineering-and-Computer-Science/> (Characterization of Left-Handed Materials, 6-635 Lecture Notes) (Aralık 2005).
- 24-** ENGHETA, N. 2002. An idea for thin sub wavelength cavity resonators using metamaterials with negative permittivity and permeability. *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Letts.*, 1(1). 10–13.
- 25-** SONDAŞ, A. ve ERDEMLİ, Y.E. 2004. Bileşik metamateriyal yapıların sonlu eleman metoduyla sayısal analizi. *URSI-Türkiye 2004 İkinci Ulusal Kongresi*. 128–131.
- 26-** Balanis C. A. 1989. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons, New York.
- 27-** AYDIN, K. GUVEN, K. KAFESAKİ, M. ZHANG, L. SOUKOULIS, C. M. and OZBAY, E. 2004. Experimental observation of true left-handed transmission peaks in metamaterials. *Optics Letts.*, 29(22). 2623–2625.
- 28-** LEE, S.W. KUGA, Y. and ISHIMARU, A. 2005. Quasi-static analysis of materials with small tunable stacked split ring resonators. *Progress in Electromagnetics Research, PIER 51*. 219–229.

- 29-** VOLAKIS, J. L. OZDEMIR, T. and GONG, J. 1997. Hybrid finite-element methodologies for antennas and scattering. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 45(3). 493–507.
- 30-** ERDEMLI Y. E. 2002. Multilayer Frequency Selective Surfaces as Artificial Substrates for Broadband Conformal Arrays. University of Michigan, Doktora Tezi, Ann Arbor.
- 31-** EIBERT, T. F. and VOLAKIS, J. L. 1998. Fast spectral domain algorithm for rapid solution of integral equations. *Electron. Lett.*, 34(13). 1297–1299.
- 32-** EIBERT, T. F. and VOLAKIS, J. L. 2000. Fast spectral domain algorithm for hybrid finite element/boundary integral modelling of doubly periodic structures. *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, 147(5). 329–334.
- 33-** EIBERT, T. F. VOLAKIS, J. L. WILTON, D. R. and JACKSON, D. R. 1999. Hybrid FE/BI modeling of 3D doubly periodic structures utilizing triangular prismatic elements and a MPIE formulation accelerated by the Ewald transformation. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 47. 843–850.
- 34-** LUCAS, E. W. and FONTANA, T. W. 1995. A 3-D hybrid finite element/boundary element method for the unified radiation and scattering analysis of general infinite periodic arrays. *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 43. 145–153.
- 35-** http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/curvefit/ch_fitt5.html (Aralık 2005).
- 36-** POZAR, D. M. 1993. *Microwave Engineering*. Addison-Wesley, New York.

EKLER

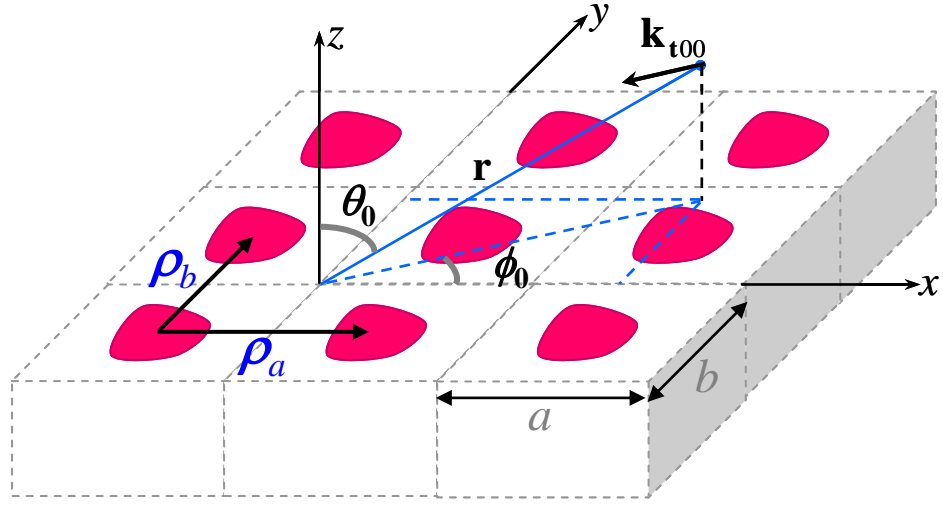
Ek A. Sayısal Analiz Yöntemi

Bu tezde incelenen metamateryal yapıların modellenmesi ve analizinde, hibrit sonlu eleman-sınır integrali (hybrid finite element-boundary integral, FE-BI) metodunu [29] temel alan, bir simülatör kullanılmıştır. FE metodunun en önemli özelliği, metalik ve dielektrik (yalıtkan) malzemeleri içeren çok katmanlı kompleks yapıları doğru bir şekilde modelleyebilmesidir [30]. FE metodu ile modellenen üç boyutlu hacimsel hesap domeni, BI algoritmasıyla sonlandırılmaktadır. Klasik BI uygulamalarında, dolu BI alt matrisinin oluşturulması için çok fazla CPU zamanı ve bellek kullanılmaktadır. Ancak kullanılan simülatörde, BI hesaplaması, hızlı spektral domen algoritması (fast spectral domain algorithm, FSDA) [31] ile gerçekleştirilmektedir. Böylece, CPU ve bellek karmaşıklığı $O(N)$ seviyesine indirilerek hafıza gereksinimi azaltılmış ve iteratif çözüm daha da hızlanmıştır. Tez çalışmasında kullanılan simülatör ile sonsuz periyodik dizilerin sayısal analizi gerçekleştirilebilmektedir. Hibrit FE-BI/FSDA metodunu temel alan bu analizin [32] önemli aşamaları aşağıda özetlenmektedir.

İki yönde sonsuz periyodik dizi yapılandırması Şekil A.1'de verilmiştir. Dizinin xy -düzleminde sonsuz periyodik olduğu kabul edilmekte ve $(0,0)$ noktasındaki birim hücre (A.1) eşitliğine bağlı olarak tekrarlanmaktadır.

$$\rho_{pq} = p \rho_a + q \rho_b \quad (\text{A.1})$$

Bu eşitlikte, ρ_a ve ρ_b , xy -düzlemine paralel birim hücre vektörleridir.



Şekil A.1. x-y boyutlarında sonsuz periyodik yapı.

Dizi lineer faz faktörüyle periyodik olarak uyarıldığında, zamana bağlı EM alanlar ($e^{j\omega t}$ zaman bağımlılığı varsayılmıştır) için aşağıda tanımlanmış periyodiklik koşulları geçerlidir.

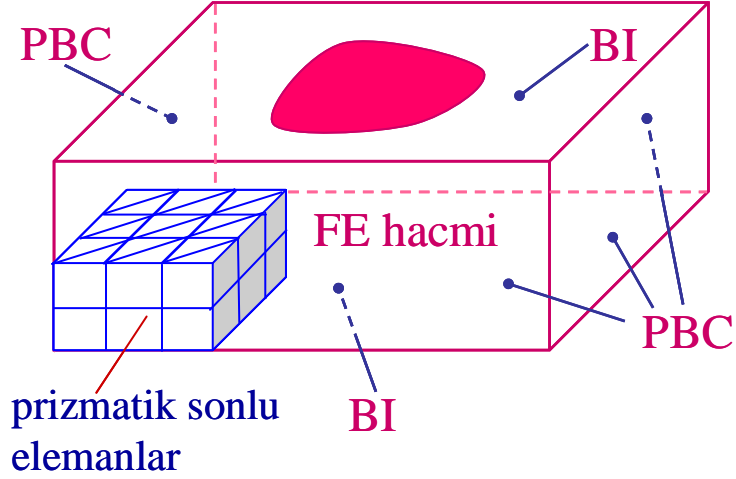
$$E(\mathbf{r} + \boldsymbol{\rho}_{pq}) = E(\mathbf{r}) e^{-j\mathbf{k}_{t00} \cdot \boldsymbol{\rho}_{pq}} \quad (\text{A.2})$$

$$H(\mathbf{r} + \boldsymbol{\rho}_{pq}) = H(\mathbf{r}) e^{-j\mathbf{k}_{t00} \cdot \boldsymbol{\rho}_{pq}}$$

$$\mathbf{k}_{t00} = k_{x00} \hat{x} + k_{y00} \hat{y} = \pm(k_0 \sin\theta_0 \cos\phi_0 \hat{x} + k_0 \sin\theta_0 \sin\phi_0 \hat{y}) \quad (\text{A.3})$$

Burada k_0 boşluktaki dalga numarasını; (θ_0, ϕ_0) ise, dizinin tarama (pozitif işaret) veya diziyeye gelen dalganın varış (negatif işaret) açılarını ifade etmektedir.

Periyodiklik durumundan dolayı, çözüm domeni için tek bir birim hücrenin FE metodu ile modellenmesi yeterlidir. Birim hücrenin kenar duvarlarında periyodik sınır koşulları (Periodic Boundary Conditions, PBCs) kullanılarak, birim hücre prizmatik sonlu elemanlarla modellenmekte; birim hücrenin üst ve alt yüzeyleri BI metodu kullanılarak sonlandırılmaktadır (Şekil A.3). Dizideki diğer hücrelerin çözüme etkisi, PBCs ve Floquet teorisi ile birlikte periyodik spektral-domen Green fonksiyonu kullanılarak hesaplamalara dahil edilmektedir. Bu uygulamanın ayrıntılı formülasyonuna, [32]-[34] nolu kaynaklardan ulaşılabilir.



Şekil A.2. Periyodik birim hücre.

Hibrit FE-BI metodunda, sonuçta, birim hücredeki bilinmeyen alan değerleri (E) için aşağıda tanımlanan matris sistemi elde edilmektedir.

$$[A]\{E\} + [Z]\{E\} = \{b\} \quad (A.4)$$

Burada; FE formülasyonu sonucu elde edilen A matrisi seyrek (sparse) bir matristir iken, BI formülasyonundan kaynaklanan Z matrisi ise, tam-dolu (full) matristir. Eşitliğin sağ tarafındaki b vektörü kaynak değerlerini ifade etmektedir.

Dizinin tarama açısı değiştirildiğinde, periyodik Green fonksiyonlarından dolayı, (A.4)'teki Z matrisi simetrik olmayacaktır. Bundan dolayı, matris sisteminin çözümünde Biconjugate Gradient (BiCG) iteratif çözüm yöntemi [34] kullanılmıştır. Bu matris sisteminin oluşturulmasında, en fazla zaman ve bellek, tam-dolu olan Z matrisi için harcanmaktadır. Klasik BI uygulamalarında, Z matrisi için matris-vektör çarpımının karmaşıklık derecesi $O(N^2)$ 'dir (N: üst veya alt yüzeydeki BI bilinmeyenlerinin toplam sayısı). Simülâtörde, bu karmaşıklık derecesini azaltmak amacıyla, FSDA kullanılmaktadır. Bu algorithmada; her bir BI matris elemanı açıkça hesaplanmamakta, bunun yerine iteratif çözümde matris-vektör çarpımları yapılırken her bir test fonksiyonu için sadece bir spektral integral hesabı yapılmaktadır. Böylece, FSDA ile BI hesaplamasında, CPU zamanı ve kullanılan bellek miktarı $O(N)$ derecesinde gerçekleşmektedir.

Ek B. Metamateryal Yapıların Kırılma İndis Karakteristiklerinin Tespiti İçin Kullanılan Matlab Kodları

Bu ekte; Tablo B.1, Tablo B.2 ve Tablo B.3'te, sırasıyla, şerit dizisi, SRR dizisi ve CLS yapılarının kırılma indis karakteristiğini bulmak için kullanılan eğri uydurma algoritmalarının [35] Matlab kodları yer almaktadır.

Tablo B.1. Şerit dizisi için kullanılan eğri uydurma algoritmasının Matlab kodu.

```
%Şerit.m
%Hafızanın sıfırlanması
clear all; close all; clc;
%Simülasyon iletim dosyasının belleğe yüklenmesi
load Trans_swire_5kat;
Trans=Trans_swire_5kat;
%Frekans değerlerinin alınması
F=Trans(:,1);
%Sonucu hesaplanacak frekans değerleri
f=4:0.01:15;
%İletim değerlerinin alınması
T=Trans(:,2);
%Dizinin z-ekseni boyunca kalınlığı
d=4.14;
%Optimizasyon için başlangıç değerleri
b=[11.2307 0.0002];
beta0=b';
%Eğri uydurma algoritmasının döngüsü
for L=1:200
%Değerlerin altprograma gönderilişi
[beta,R,J] = nlinfit(F,T,@fitti,beta0);
delta=abs(beta-beta0)./abs(beta);
%Hata kontrolü
if (delta < 1e-4)
break
end
beta0=beta;
end

%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
fp=beta(1);
ge=beta(2);
%Bulunan sonuçlara göre eps_efektif değerinin hesaplanması
eps=1.0-((fp^2)./(f.^2-(ge.*f*j)));
mu=1.0;
%Elde edilmiş karakteristik parametrelerine göre iletim değerinin
%hesaplanması
w=2*pi*f; c0=30.0; a=(w/c0)*d;
Z=sqrt(mu)./sqrt(eps);
k=(w/c0).*sqrt(mu).*sqrt(eps);
Exp=exp(j*k*d);
```

```

T1=(1.0-1./Z).* (1.0-Z).*Exp.^(-1);
T2=(1.0+1./Z).* (1.0+Z).*Exp;
t=abs(4./(T1+T2));
%Kırılma indis değerinin hesaplanması
nf=sqrt(mu).*sqrt(eps);
%Simülasyon ve eğri uydurma algoritması ile elde edilen iletim
%karakteristiklerinin çizdirilmesi
figure(1)
plot(f,t,F,T,'r')
grid;
%Eğri uydurma algoritması ile elde edilen efektif parametrelerinin
%çizdirilmesi
figure(2)
plot(f,real(eps),'b',f,real(mu),'r',f,real(nf),'g')
legend('e','m','n',0)
xlabel('Frekans (GHz)')
ylabel('Reel Kısım')
hold on
axis([5 15 -4 4])

```

```

%Altprogram fitti.m
function t=fitti(beta0,f)
%Dizinin z-ekseni boyunca kalınlığı
d=4.14;
%Ana programdan alınan veriler yerine konuluyor
fp=beta0(1);
ge=beta0(2);
%Efektif epsilon değeri
eps=1-((fp^2)./(f.^2-(ge.*f*j)));
mu=1.0;
%Elde edilen efektif parametrelere göre iletimin hesaplanması
w=2*pi*f;
c0=30.0;
a=(w/c0)*d;
Z=sqrt(mu)./sqrt(eps);
k=(w/c0).*sqrt(mu).*sqrt(eps);
Exp=exp(j*k*d);
T1=(1.0-1./Z).* (1.0-Z).*Exp.^(-1);
T2=(1.0+1./Z).* (1.0+Z).*Exp;
%İletim değeri
t=abs(4./(T1+T2));

```

Tablo B.2. SRR dizisi için kullanılan eğri uydurma algoritmasının Matlab kodu.

```
%SRR.m
%Hafızanın sıfırlanması
clear all; close all; clc;
%Simülasyon iletim dosyasının belleğe yüklenmesi
load Trans_ssrr_5kat;
Trans=Trans_ssrr_5kat;
%Frekans değerlerinin alınması
F=Trans(:,1);
%Sonucu hesaplanacak frekans değerleri
f=4:0.01:11;
%İletim değerlerinin alınması
T=Trans(:,2);
%Dizinin z-ekseni boyunca kalınlığı
d=4.14;
%Optimizasyon için başlangıç değerleri
b=[5.2307 3.1013 0.0002];
beta0=b';
%Eğri uydurma algoritmasının döngüsü
for L=1:200
%Değerlerin altprograma gönderilişi
[beta,R,J] = nlinfit(F,T,@fitti,beta0);
delta=abs(beta-beta0)./abs(beta);
%Hata kontrolü
if (delta < 1e-4)
break
end
beta0=beta;
end
%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
f0=beta(1);
fmp=beta(2);
g=beta(3);
%Bulunan sonuçlara göre mu_efektif değerinin hesaplanması
mu=1.0-(fmp^2./((f.^2-f0^2)-(g.*f*j)));
eps=1;
%Elde edilmiş karakteristik parametrelerine göre iletim değerinin
%hesaplanması
w=2*pi*f; c0=30.0; a=(w/c0)*d;
Z=sqrt(mu)./sqrt(eps);
k=(w/c0).*sqrt(mu).*sqrt(eps);
Exp=exp(j*k*d);
T1=(1.0-1./Z).*(1.0-Z).*Exp.^(-1);
T2=(1.0+1./Z).*(1.0+Z).*Exp;
t=abs(4./(T1+T2));
%Kırılma indis değerinin hesaplanması
nf=sqrt(mu).*sqrt(eps);
%Simülasyon ve eğri uydurma algoritması ile elde edilen iletim
%karakteristiklerinin çizdirilmesi
figure(1)
plot(f,t,F,T,'r')
grid;
```

```

%Eğri uydurma algoritması ile elde edilen efektif parametrelerinin
%çizdirilmesi
figure(2)
plot(f,real(eps),'b',f,real(mu),'r',f,real(nf),'g')
legend('e','m','n',0)
xlabel('Frekans (GHz)')
ylabel('Reel Kısım')
hold on
axis([4 11 -10 10])

```

```

%Altprogram fitti.m
function t=fitti(beta0,f)
%Dizinin z-ekseni boyunca kalınlığı
d=4.14;
%Ana programdan alınan veriler yerine konuluyor
f0=beta0(1);
fmp=beta0(2);
g=beta0(3);

%Efektif mu değeri
mu=1.0-(fmp^2./((f.^2-f0^2)-(g.*f*j)));
eps=1.0;
%Elde edilen efektif parametrelere göre iletimin hesaplanması
w=2*pi*f;
c0=30.0;
a=(w/c0)*d;
Z=sqrt(mu)./sqrt(eps);
k=(w/c0).*sqrt(mu).*sqrt(eps);
Exp=exp(j*k*d);
T1=(1.0-1./Z).*(1.0-Z).*Exp.^(-1);
T2=(1.0+1./Z).*(1.0+Z).*Exp;
%İletim değeri
t=abs(4./(T1+T2));

```

Tablo B.3. CLS yapısı için kullanılan eğri uydurma algoritmasının Matlab kodu.

```
%CLS.m
%Hafızanın sıfırlanması
clear all; close all; clc;
%Simülasyon iletim dosyasının belleğe yüklenmesi
load Trans_scls_5kat;
Trans=Trans_scls_5kat;
%Frekans değerlerinin alınması
F=Trans(:,1);
%Sonucu hesaplanacak frekans değerleri
f=4:0.01:7;
%İletim değerlerinin alınması
T=Trans(:,2);
%Dizinin z-ekseni boyunca kalınlığı
d=4.14;
%Optimizasyon için başlangıç değerleri
b=[5.7658 1.2580 0.0064 10.7762 0.0497];
beta0=b';
%Eğri uydurma algoritmasının döngüsü
for L=1:200
%Değerlerin altprograma gönderilişi
[beta,R,J] = nlinfit(F,T,@fitti,beta0);
delta=abs(beta-beta0)./abs(beta);
%Hata kontrolü
if (delta < 1e-4)
break
end
beta0=beta;
end
%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
f0=beta(1);
fmp=beta(2);
g=beta(3);
b0=beta(4:5);
%Bulunan sonuçlara göre epsulon_efektif ve mu_efektif değerinin hesaplanması
mu=1.0-((fmp^2)./((f.^2-f0^2)-(g*f*j)));
eps=1.0-((b0(1)^2)./(f.^2-(b0(2).*f*j)));
%Elde edilmiş karakteristik parametrelerine göre iletim değerinin hesaplanması
w=2*pi*f; c0=30.0; a=(w/c0)*d;
Z=sqrt(mu)./sqrt(eps);
k=(w/c0).*sqrt(mu).*sqrt(eps);
Exp=exp(j*k*d);
T1=(1.0-1./Z).*(1.0-Z).*Exp.^(-1);
T2=(1.0+1./Z).*(1.0+Z).*Exp;
t=abs(4./(T1+T2));
%Kırılma indis değerinin hesaplanması
nf=sqrt(mu).*sqrt(eps);
%Simülasyon ve eğri uydurma algoritması ile elde edilen iletim karakteristیکlerinin çizdirilmesi
figure(1)
plot(f,t,F,T,'r')
grid;
```

```

%Eğri uydurma algoritması ile elde edilen efektif parametrelerinin
%çizdirilmesi
figure(2)
plot(f,real(eps),'b',f,real(mu),'r',f,real(nf),'g')
legend('e','m','n',0)
xlabel('Frekans (GHz)')
ylabel('Reel Kısım')
axis([4 7 -10 10])

```

```

%Altprogram fitti.m
function t=fitti(beta0,f)
%Dizinin z-ekseni boyunca kalınlığı
d=4.14;
%Ana programdan alınan veriler yerine konuluyor
f0=beta0(1);
fmp=beta0(2);
g=beta0(3);
b0=beta0(4:5);
%Efektif epsülon ve mu değerleri
mu=1.0-((fmp^2)./(f.^2-f0^2)-(g*f*j));
eps=1.0-((b0(1)^2)./(f.^2-(b0(2).*f*j)));
%Elde edilen efektif parametrelere göre iletimin hesaplanması
w=2*pi*f;
c0=30.0;
a=(w/c0)*d;
Z=sqrt(mu)./sqrt(eps);
k=(w/c0).*sqrt(mu).*sqrt(eps);
Exp=exp(j*k*d);
T1=(1.0-1./Z).*(1.0-Z).*Exp.^(-1);
T2=(1.0+1./Z).*(1.0+Z).*Exp;
%İletim değeri
t=abs(4./(T1+T2));

```

Ek C. Metamateryal Yapıların Eşdeğer Devre Modellerinin Elde Edilmesi İçin Kullanılan Matlab Kodları

Bu ekte; Tablo C.1, Tablo C.2, Tablo C.3 ve Tablo C.4'te, sırasıyla, 1 katlı şerit dizisi, 1 katlı SRR dizisi, 1 katlı CLS yapısı ve 2 katlı CLS yapısının eşdeğer devre modellerini elde etmek için kullanılan eğri uydurma algoritmalarının [35] Matlab kodları yer almaktadır. Eşdeğer devrelere ait iletim (S_{21}) karakteristikleri elde edilirken; önce ilgili devrenin ABCD matris elemanları elde edilmiş, daha sonra S-matrisine dönüşüm gerçekleştirilmiştir [36].

Tablo C.1. 1 katlı şerit dizisinin eşdeğer devre modelinin elde edilmesi için kullanılan eğri uydurma algoritmasının Matlab kodu.

```
%1kat_Serit.m
%Hafızanın sıfırlanması
clear all; close all; clc; format long;
%Simülasyon iletim dosyasının belleğe yüklenmesi
load Trans_swire_1kat;
Trans=Trans_swire_1kat;
%Frekans değerlerinin alınması
F=Trans(:,1);
%Sonucu hesaplanacak frekans değerleri
f=F(1):0.005:F(size(F,1));
%İletim değerlerinin alınması
T=Trans(:,2);
%Optimizasyon için başlangıç değerleri
b=1e-16* [0.649652118 0.7625951197 1.035838681970e+006];
beta0=b';
%Eğri uydurma algoritmasının döngüsü
for L=1:200
%Değerlerin altprograma gönderilişi
[beta,R,J] = lsqcurvefit(@fit_wire,beta0,F,T);
delta=abs(beta-beta0)./abs(beta);
%Hata kontrolü
if (delta < 1e-4)
break
end
beta0=beta;
end

w=2*pi*f*1e9; Z0=377;
%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
C1=beta(1);
C2=beta(2);
L3=beta(3);
%Bulunan sonuçlara göre empedans değerlerinin hesaplanması
Z1=1./(j.*w.*C1);
Z2=1./(j.*w.*C2);
Z3=j.*w.*L3;
```



```

% Hesaplanmış karakteristik parametrelerine göre ABCD matris
% değerlerinin hesaplanması
A=1+(Z1./Z3);
B=Z1+Z2+(Z1.*Z2)./Z3;
C=1./Z3;
D=1+(Z2./Z3);
% ABCD matrisi yardımıyla S21 değerinin hesaplanması
T=abs(2*(A.*D-B.*C) ./ (A+(B/Z0)+(C*Z0)+D));
% Simülasyon ve eğri uydurma algoritması ile elde edilen iletim
% karakteristiklerinin çizdirilmesi
figure(1)
plot(F,T,'b',f,t,'r')
grid;
legend('BY SIMULATOR','BY RLC EQUIVALENT',0)
xlabel('Frekans (GHz)')
ylabel('İletim (dB)')
hold on

```

```

% Altprogram fit_wire.m
function t=fit_wire(beta0,f)

w=2*pi*f*1e9;
Z0=377;
% Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
C1=beta0(1);
C2=beta0(2);
L3=beta0(3);
% Bulunan sonuçlara göre empedans değerlerinin hesaplanması
Z1=1./(j.*w.*C1);
Z2=1./(j.*w.*C2);
Z3=j.*w.*L3;
% Hesaplanmış karakteristik parametrelerine göre ABCD matris
% değerlerinin hesaplanması
A=1+(Z1./Z3);
B=Z1+Z2+(Z1.*Z2)./Z3;
C=1./Z3;
D=1+(Z2./Z3);
% ABCD matrisi yardımıyla S21 değerinin hesaplanması
t=abs(2*(A.*D-B.*C) ./ (A+(B/Z0)+(C*Z0)+D));

```

Tablo C.2. 1 katlı SRR dizisinin eşdeğer devre modelinin elde edilmesi için kullanılan eğri uydurma algoritmasının Matlab kodu.

```
%1kat_SRR.m
%Hafızanın sıfırlanması
clear all; close all; clc; format long;
%Simülasyon iletim dosyasının belleğe yüklenmesi
load Trans_ssrr_1kat;
Trans=Trans_ssrr_1kat;
%Frekans değerlerinin alınması
F=Trans(:,1);
%Sonucu hesaplanacak frekans değerleri
f=F(1):0.005:F(size(F,1));

%İletim değerlerinin alınması
T=Trans(:,2);
%Optimizasyon için başlangıç değerleri
b=1e16*[0.8141603*1e6 0.8147142*1e6 7.0966316*1e6 2.32052693e-009
4.63062918e-009 1.18795125];
beta0=b';
%Eğri uydurma algoritmasının döngüsü
for L=1:200
%Değerlerin altprograma gönderilişi
[beta,R,J] = lsqcurvefit(@fit_srr,beta0,F,T);
delta=abs(beta-beta0)./abs(beta);
%Hata kontrolü
if (delta < 1e-4)
break
end
beta0=beta;
end

w=2*pi*f*1e9;
Z0=377;

%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
L1=beta(1); L2=beta(2); L3=beta(3);
C1=beta(4); C2=beta(5); C3=beta(6);
%Bulunan sonuçlara göre empedans değerlerinin hesaplanması
ZL1=j.*w.*L1; ZL2=j.*w.*L2; ZL3=j.*w.*L3;
ZC1=1./(j.*w.*C1); ZC2=1./(j.*w.*C2); ZC3=1./(j.*w.*C3);

Z1=(ZL1.*ZC1)./(ZL1+ZC1);
Z2=(ZL2.*ZC2)./(ZL2+ZC2);
Z3=ZL3+ZC3;
%Hesaplanmış karakteristik parametrelerine göre ABCD matris
%değerlerinin hesaplanması
A=1+(Z1./Z3);
B=Z1+Z2+(Z1.*Z2)./Z3;
C=1./Z3;
D=1+(Z2./Z3);
%ABCD matrisi yardımıyla S21 değerinin hesaplanması
T=abs(2*(A.*D-B.*C) ./ (A+(B/Z0)+(C*Z0)+D));
```

```

%Simülasyon ve eğri uydurma algoritması ile elde edilen iletim
%karakteristiklerinin çizdirilmesi
figure(1)
plot(F,T,'b',f,t,'r')
grid;
legend('BY SIMULATOR','BY RLC EQUIVALENT',0)
xlabel('Frekans (GHz)')
ylabel('İletim (dB)')
hold on

```

```

%Altprogram fit_srr.m
function t=fit_srr(beta0,f)

w=2*pi*f*1e9;
Z0=377;
%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
L1=beta0(1); L2=beta0(2); L3=beta0(3);
C1=beta0(4); C2=beta0(5); C3=beta0(6);
%Bulunan sonuçlara göre empedans değerlerinin hesaplanması
ZL1=j.*w.*L1; ZL2=j.*w.*L2; ZL3=j.*w.*L3;
ZC1=1./(j.*w.*C1); ZC2=1./(j.*w.*C2); ZC3=1./(j.*w.*C3);

Z1=(ZL1.*ZC1)./(ZL1+ZC1);
Z2=(ZL2.*ZC2)./(ZL2+ZC2);
Z3=ZL3+ZC3;
%Hesaplanmış karakteristik parametrelerine göre ABCD matris
%değerlerinin hesaplanması
A=1+(Z1./Z3);
B=Z1+Z2+(Z1.*Z2)./Z3;
C=1./Z3;
D=1+(Z2./Z3);
%ABCD matrisi yardımıyla S21 değerinin hesaplanması
t=abs(2*(A.*D-B.*C) ./ (A+(B/Z0)+(C*Z0)+D));

```

Tablo C.3. 1 katlı CLS yapısının eşdeğer devre modelinin elde edilmesi için kullanılan eğri uydurma algoritmasının Matlab kodu.

```
%1kat_CLS.m
%Hafızanın sıfırlanması
clear all; close all; clc; format long;
%Simülasyon iletim dosyasının belleğe yüklenmesi
load Trans_scls_1kat;
Trans=Trans_scls_1kat;
%Frekans değerlerinin alınması
F=Trans(:,1);
%Sonucu hesaplanacak frekans değerleri
f=F(1):0.005:F(size(F,1));
%İletim değerlerinin alınması
T=Trans(:,2);
%Optimizasyon için başlangıç değerleri
b=1e16*[0.248257*1e7 1.011449*1e7 0.926223*1e7 1.335515e-9
2.076871 0.749263 5.062143e+5 1.364213 3.426289e+3];
beta0=b';
%Değerlerin aranacağı aralık belirleniyor
mn=[0 0 0 0 0 0 0 0];
mx=[1e9 1e9 1e9 10000 10000 1e9 10000 10000];
%Eğri uydurma algoritmasının döngüsü
for L=1:200
%Değerlerin altprograma gönderilişi
[beta,R,J] = lsqcurvefit(@fit_cls1,beta0,F,T,mn,mx);
delta=abs(beta-beta0)./abs(beta);
%Hata kontrolü
if (delta < 1e-4)
break
end
beta0=beta;
end

w=2*pi*f*1e9;
Z0=377;
%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
L1=beta(1); L2=beta(2); L3=beta(3);
C1=beta(4); C2=beta(5); C3=beta(6);
LW1=beta(7); CW1=beta(8); CW2=beta(9);
%Bulunan sonuçlara göre empedans değerlerinin hesaplanması
ZL1=j.*w.*L1; ZL2=j.*w.*L2;
ZL3=j.*w.*L3; ZLW1=j.*w.*LW1;
ZC1=1./(j.*w.*C1); ZC2=1./(j.*w.*C2);
ZC3=1./(j.*w.*C3); ZCW1=1./(j.*w.*CW1);
ZCW2=1./(j.*w.*CW2);

Z1=ZCW1+((ZL1.*ZC1)./(ZL1+ZC1));
Z2=ZCW2+((ZL2.*ZC2)./(ZL2+ZC2));
Z33=ZL3+ZC3;
Z3=(Z33.*ZLW1)./(Z33+ZLW1);
%Hesaplanmış karakteristik parametrelerine göre ABCD matris
%değerlerinin hesaplanması
A=1+(Z1./Z3);
B=Z1+Z2+(Z1.*Z2)./Z3;
C=1./Z3;
D=1+(Z2./Z3);
```

```

%ABCD matrisi yardımıyla S21 değerinin hesaplanması
T=abs(2*(A.*D-B.*C) ./ (A+(B/Z0)+(C*Z0)+D));
%Simülasyon ve eğri uydurma algoritması ile elde edilen iletim
%karakteristiklerinin çizdirilmesi
figure(1)
plot(F,T,'b',f,t,'r')
grid;
legend('BY SIMULATOR','BY RLC EQUIVALENT',0)
xlabel('Frekans (GHz)')
ylabel('İletim (dB)')
hold on

```

```

%Altprogram fit_cls1.m
function t=fit_cls1(beta0,f)

w=2*pi*f*1e9;
Z0=377;
%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
L1=beta0(1); L2=beta0(2); L3=beta0(3);
C1=beta0(4); C2=beta0(5); C3=beta0(6);
LW1=beta0(7); CW1=beta0(8); CW2=beta0(9);
%Bulunan sonuçlara göre empedans değerlerinin hesaplanması
ZL1=j.*w.*L1; ZL2=j.*w.*L2; ZL3=j.*w.*L3; ZLW1=j.*w.*LW1;
ZC1=1./(j.*w.*C1); ZC2=1./(j.*w.*C2); ZC3=1./(j.*w.*C3);
ZCW1=1./(j.*w.*CW1); ZCW2=1./(j.*w.*CW2); Z33=ZL3+ZC3;

Z1=ZCW1+((ZL1.*ZC1)./(ZL1+ZC1));
Z2=ZCW2+((ZL2.*ZC2)./(ZL2+ZC2));
Z3=(Z33.*ZLW1)./(Z33+ZLW1);
%Hesaplanmış karakteristik parametrelerine göre ABCD matris
%değerlerinin hesaplanması
A=1+(Z1./Z3);
B=Z1+Z2+(Z1.*Z2)./Z3;
C=1./Z3;
D=1+(Z2./Z3);
%ABCD matrisi yardımıyla S21 değerinin hesaplanması
t=abs(2*(A.*D-B.*C) ./ (A+(B/Z0)+(C*Z0)+D));

```

Tablo C.4. 2 katlı CLS yapısının eşdeğer devre modelinin elde edilmesi için kullanılan eğri uydurma algoritmasının Matlab kodu.

```

%2kat_CLS.m
%Hafızanın sıfırlanması
clear all; close all; clc; format long;
%Simülasyon iletim dosyasının belleğe yüklenmesi
load Trans_scls_2kat;
Trans=Trans_scls_2kat;
%Frekans değerlerinin alınması
F=Trans(:,1);
%Sonucu hesaplanacak frekans değerleri
f=F(1):0.005:F(size(F,1));
%İletim değerlerinin alınması
T=Trans(:,2);
%Optimizasyon için başlangıç değerleri
b=1e16*[0.248257e7 1.011449e7 0.926223e7 1.335515e-9
2.076871 0.749263 5.062143e+5 1.364213 3.426289e+3];
beta0=b';
%Değerlerin aranacağı aralık belirleniyor
mn=[0 0 0 0 0 0 0 0];
mx=[1e9 1e9 1e9 10000 10000 1e9 10000 10000];
%Eğri uydurma algoritmasının döngüsü
for L=1:200
%Değerlerin altprograma gönderilişi
[beta,R,J] = lsqcurvefit(@fit_cls1,beta0,F,T,mn,mx);
delta=abs(beta-beta0)./abs(beta);
%Hata kontrolü
if (delta < 1e-4)
break
end
beta0=beta;
end

w=2*pi*f*1e9;
Z0=377;
%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
L1=beta(1); L2=beta(2); L3=beta(3);
C1=beta(4); C2=beta(5); C3=beta(6);
LW1=beta(7); CW1=beta(8);CW2=beta(9);
%Bulunan sonuçlara göre empedans değerlerinin hesaplanması
ZL1=j.*w.*L1; ZL2=j.*w.*L2;
ZL3=j.*w.*L3; ZLW1=j.*w.*LW1;
ZC1=1./(j.*w.*C1); ZC2=1./(j.*w.*C2);
ZC3=1./(j.*w.*C3); ZCW1=1./(j.*w.*CW1);
ZCW2=1./(j.*w.*CW2);

Z1=ZCW1+((ZL1.*ZC1)./(ZL1+ZC1));
Z2=ZCW2+((ZL2.*ZC2)./(ZL2+ZC2));
Z33=ZL3+ZC3;
Z3=(Z33.*ZLW1)./(Z33+ZLW1);
%Hesaplanmış karakteristik parametrelerine göre ABCD matris
%değerlerinin hesaplanması
A=1+(Z1./Z3);
B=Z1+Z2+(Z1.*Z2)./Z3;
C=1./Z3;
D=1+(Z2./Z3);

```

```

%ABCD matrisi yardımıyla S21 değerinin hesaplanması
T=abs(2*(A.*D-B.*C) ./ (A+(B/Z0)+(C*Z0)+D));
%Simülasyon ve eğri uydurma algoritması ile elde edilen iletim
%karakteristiklerinin çizdirilmesi
figure(1)
plot(F,T,'b',f,t,'r')
grid;
legend('BY SIMULATOR','BY RLC EQUIVALENT',0)
xlabel('Frekans (GHz)')
ylabel('İletim (dB)')
hold on

```

```

%Altprogram fit_cls2.m
function t=fit_cls2(beta0,f)

w=2*pi*f*1e9;
Z0=377;
%Eğri uydurma algoritmasından bulunan sonuçların yerine konulması
L1=beta0(1); L2=beta0(2); L3=beta0(3);
C1=beta0(4); C2=beta0(5); C3=beta0(6);
LW1=beta0(7); CW1=beta0(8);CW2=beta0(9);
%Bulunan sonuçlara göre empedans değerlerinin hesaplanması
ZL1=j.*w.*L1; ZL2=j.*w.*L2; ZL3=j.*w.*L3; ZLW1=j.*w.*LW1;
ZC1=1./(j.*w.*C1); ZC2=1./(j.*w.*C2); ZC3=1./(j.*w.*C3);
ZCW1=1./(j.*w.*CW1); ZCW2=1./(j.*w.*CW2); Z33=ZL3+ZC3;

Z1=ZCW1+(ZL1.*ZC1)/(ZL1+ZC1);
Z2=ZCW2+(ZL2.*ZC2)/(ZL2+ZC2);
Z3=(Z33.*ZLW1)/(Z33+ZLW1);
%Hesaplanmış karakteristik parametrelerine göre ABCD matris
%değerlerinin hesaplanması
AA1=1+(Z1./Z3);
BB1=Z1+Z2+(Z1.*Z2)./Z3;
CC1=1./Z3;
DD1=1+(Z2./Z3);
b=size(AA1);
AA2=ones(b);
BB2=Z1.*ones(b);
CC2=1./Z3;
DD2=1+(Z1./Z3);

A=AA1.*AA2+BB1.*CC2;
B=AA1.*BB2+BB.1*DD2;
C=CC1.*AA2+DD.1*CC2;
D=CC1.*BB2+DD1.*DD2;

%ABCD matrisi yardımıyla S21 değerinin hesaplanması
t=abs(2*(A.*D-B.*C) ./ (A+(B/Z0)+(C*Z0)+D));

```

KİŞİSEL YAYINLAR ve ESERLER

A. Uluslararası / Ulusal hakemli dergilerde yayınlanan makaleler:

1. ERDEMLİ, Y.E. and SONDAŞ, A. 2005. Dual-polarized frequency-tunable composite left-handed slab. J. Of Electromagn. Waves and Appl. 19(14). 1907–1918.

B. Uluslararası / Ulusal bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında basılan bildiriler:

- 1- SONDAŞ, A. and ERDEMLİ, Y.E. 2005. Numerical analysis of a composite left-handed slab using the finite element method. IEEE Antennas Propagat. Int. Symp. 3A. 778–781. Washington D.C.
- 2- SONDAŞ, A. ve ERDEMLİ, Y.E. 2004. Bileşik metamateryal yapıların sonlu eleman metoduyla sayısal analizi. URSI-Türkiye 2004 İkinci Ulusal Kongresi. 128–131

ÖZGEÇMİŞ

Adnan SONDAŞ, 15.08.1978 yılında Tokat'ta doğdu. 1997 yılında lise öğrenimini Tokat Anadolu Lisesi'nde tamamladıktan sonra Sakarya Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü, Elektronik Öğretmenliği programını kazandı ve 2001 yılında bu programdan başarıyla mezun oldu. 1.5 yıllık bir süreyle Tokat Plevne İlköğretim Okulu'nda ve Tokat 100. Yıl İlköğretim Okulu'nda sözleşmeli olarak İngilizce ve Bilgisayar öğretmeni olarak görev aldı. 2003 yılının Ocak ayında halen çalışmakta olduğu Kocaeli Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümünde araştırma görevlisi olarak göreve başladı ve halen bu bölümde görevini sürdürmektedir.