

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**3-D EM SİMÜLATÖR TABANLI HARMONİ ARAMA ALGORİTMASI
KULLANARAK ÇOK-GENİŞ BANTLI BANT-GEÇİREN FİLTRE TASARIM
PROSEDÜRÜ VE GERÇEKLEMESİ**

CAFER UYANIK

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
HABERLEŞME PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. SALİH DEMİREL**

İSTANBUL, 2014

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**3-D EM SİMÜLATÖR TABANLI HARMONİ ARAMA ALGORİTMASI
KULLANARAK ÇOK-GENİŞ BANTLI BANT-GEÇİREN FİLTRE TASARIM
PROSEDÜRÜ VE GERÇEKLEMESİ**

Cafer UYANIK tarafından hazırlanan tez çalışması 30.01.2014 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. Salih DEMİREL
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. Salih DEMİREL
Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Hakan Paşa PARTAL
İstanbul Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Fethullah KARABİBER
Yıldız Teknik Üniversitesi

ÖNSÖZ

Kablosuz ve mobil haberleşmedeki gelişmelerle beraber mikroşerit yapılar daha büyük bir önem kazanmaya başladı. Mikroşerit filtrelerin pratik uygulamalarında tercih edilmesinin başlıca sebepleri; küçük boyutlu olmaları, yüksek performansla çalışabilmeleri ve üretimlerinin hem kolay hem de ucuz olmasıdır.

Bu tez çalışmasında çok-geniş bantlı bant-geçiren filtre tasarlanmıştır. Tasarımda optimizasyon kısmında HSA ve MLP ANN metotları kullanılarak tasarım yapılmıştır. Ardından 3-D simülasyonu yapılan filtre üretilmiş ve ölçülmüştür.

Bu çalışmanın, mikroşerit filtre tasarımı ve gerçekleşmesi ile uğraşan araştırmacılara ışık tutmasını dilerim.

Bitirme çalışmam boyunca göstermiş olduğu özveri ve yardımlarından ötürü tez danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Salih DEMİREL'e (YTÜ EEF), Prof. Dr. Ahmet Serdar TÜRK'e (YTÜ EEF), Arş. Gör. A. Kenan Keskin'e (YTÜ EEF), daima yanımda olan aileme ve arkadaşlarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ocak, 2014

Cafer UYANIK

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vi
KISALTMA LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET.....	xii
ABSTRACT	xiii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Hipotez	3
BÖLÜM 2	
FİLTRELER, ÇEŞİTLERİ VE ÇOK-GENİŞ BANT (UWB)	4
2.1 Toplu Elemanlar ile Filtre Çeşitleri	4
2.1.1 Alçak Geçiren Filtre.....	4
2.1.2 Yüksek Geçiren Filtre	5
2.1.3 Bant Geçiren Filtre.....	6
2.1.4 Bant Durduran Filtre.....	7
2.2 Toplu Elemanlar Kullanılarak Mikroşerit Filtre Tasarımı	8
2.3 Ultra Geniş Bant (UWB) Frekans Aralığı	11
BÖLÜM 3	
İKİ KAPILI DEVRE, MİKROŞERİT DEVRELER VE BİRİM ELEMANLAR	13
3.1 İki Kapılı Devrelerin İletim Empedansları Ve Transfer Fonksiyonları	13
3.2 Mikroşerit Devreler	17

3.2.1	Mikroşerit Hat Ve Temel Özellikleri	17
3.2.2	Temel Mikroşerit Devreler	20
3.2.3	Süreksizlikler	22
3.3	Birim Elemanlar ve Yüzey (Substrate) Özellikleri	23
BÖLÜM 4		
YAPAY SİNİR AĞLARI (YSA) VE MLP ANN MODEL.....		25
4.1	Doğal Sinir Hücresi ve Sinir Ağları	25
4.2	Yapay Hücre Modelleri	27
4.2.1	Statik Hücre Modeli	28
4.2.1.1	Aktivasyon Fonksiyonları	28
4.2.2	Dinamik Hücre Modelleri	28
4.3	Yapay Sinir Ağının Tanımı	29
4.4	Çok Katmanlı Algılayıcı Yapay Sinir Ağları Modeli (MLP ANN Model)	29
4.4.1	Çok Katmanlı Algılayıcı (MLP) Nedir?	29
4.5	MLP ANN Modelin Yapısı Ve Katmanları	29
4.5.1	Girdi Katmanı	30
4.5.2	Ara Katman	30
4.5.3	Çıkış Katmanı	30
4.6	Çok Katmanlı Ağın Öğrenme Kuralı	31
4.7	MLP ANN Dizayn Prosedürü	32
BÖLÜM 5		
OPTİMİZASYON		36
5.1	Harmoni Arama Algoritması (HSA)	36
5.2	Kaskat Bağlanmış Mikroşerit Yapılar	41
5.2.1	ABCD Parametreleri	41
5.2.2	Kaskat Bağlama	41
5.3	Amaç Fonksiyonu	43
BÖLÜM 6		
TASARIM		44
6.1	Shunt Stop (SS) Birim Elemanın Karakteristiği	45
6.2	Radial Stup (RS) Birim Elemanı Ve Karakteristiği	49
6.3	Defected Ground Structure (DGS) Birim Elemanı Ve Karakteristiği	52
6.4	Birim Elemanların Kaskat Bağlanması Ve Simülasyonu	54
BÖLÜM 7		
SONUÇ VE ÖNERİLER		63
ÖZGEÇMİŞ		66

SİMGE LİSTESİ

A_i	Trenin bulunduğu ya da varacağı buluşma noktası
c	Nitelik indeksi
C	Coulomb
Ep	p . paterne karşılık gelen hata
$e^{-\gamma}$	Devrenin yayılma sabiti
ϵ_r	Ortamın elektriksel geçirgenliği
ϵ_0	Havanın elektriksel geçirgenliği
F	Farad
f	Frekans
f	Fonksiyon
G	Giga
h	dielektrik tabaka kalınlığı
H	Henry
Hz	Hertz
I	Akım
k	Kilo
l_{DGS}	DGS nin arka uzunluğu
l_{SS}	SS in uzunluğu
l_{RS}	RS nin uzunluğu
l_{up}	DGS nin ön yüzey uzunluğu
m	Mili
N_v	Eğitim veri seti
R_{out}	RS nin dış yarıçapı
t	Mikroşerit hattın et kalınlığı
$\tan\delta$	Tanjant kaybı
t_p	Talep edilen çıkış değeri
$[T]^n$	n . Elemanın ABCD parametresi
V	Potansiyel değeri
y_p	p . patern için M -boyutlu çıkış vektörü
W	Mikroşerit hattın üst genişliği
W_i	i . ağırlık katsayısı
W_{DGS}	DGS nin arka kalınlığı
$W_{oi}(i,j)$	i . ara düğümünden j . çıkış düğümüne doğru olan ağırlık katsayısı

W_{SS}	SS in kalınlığı
W_{RS}	RS nin kalınlığı
W_{up}	DGS nin ön yüzey kalınlığı
Z	Empedans değeri
Z_{Ni}	i. kapının uygun sonlandırılmış empedans değeri
θ	RS nin açısı
Δf	Frekans aralığı
μ	Mikro
Ω	Ohm

KISALTMA LİSTESİ

AF	Amaç fonksiyonu
AM	Genlik modülasyonu
ANN	Yapay sinir ağları (Neural Network)
CST	Computer simulation technology
DGS	Tabanı kazınmış yapı (Defected Ground Structure)
EDT	Elektronik destek tedbirleri
GA	Genlik algoritması
HM	Harmoni belleği (Harmony Memory)
HMCR	Harmoni belleğini dikkate alma oranı (Harmony Memory Considering Rate)
HMS	Harmoni bellek kapasitesi (Harmony Memory Size)
HSA	Harmoni arama algoritması (Harmony Search Algorithm)
MLP	Çok katmanlı algılayıcı (Multilayer Perceptron Neural)
MSE	Ortalama karesel hata (Mean Square Error)
MWS	Mikro dalga stüdyosu (Microwave Studio)
PAR	Ton ayarlama oranı (Pitch Adjusting Range)
RS	Radyal hat (Radial Stub)
SS	Paralel hat (Shunt Stub)
UWB	Ultra geniş bant (Ultra wide band)
YSA	Yapay sinir ağları (ANN)

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2. 1 T ve pi tipi devre prototipleri için devre parametreleri.....	5
Şekil 2. 2 İdeal alçak geçiren filtrenin frekans cevabı.....	5
Şekil 2. 3 Toplu elemanlarla tasarlanmış yüksek geçiren devre.	6
Şekil 2. 4 İdeal yüksek geçiren filtrenin frekans cevabı.	6
Şekil 2. 5 Toplu elemanlarla tasarlanmış bant geçiren filtre.	7
Şekil 2. 6 İdeal bant geçiren filtrenin frekans cevabı.	7
Şekil 2. 7 Toplu elemanlarla tasarlanmış bant durduran filtre.	8
Şekil 2. 8 İdeal bant durduran filtrenin frekans cevabı.	8
Şekil 2. 9 Temel mikroşerit hat - LC eşdeğerleri, a) AD sonu, b) Kaskad bağlama, c) köşe	9
Şekil 2. 10 AWR programında tasarlanmış bant geçiren filtrenin boyutları.....	10
Şekil 2. 11 AWR programında tasarlanmış bant geçiren filtrenin 2D görünümü	11
Şekil 2. 12 AWR programında tasarlanmış bant geçiren filtrenin S-parametre grafiği...	11
Şekil 3. 1 Kendi iletim empedansı ile sonlandırılmış iki kapılı devre.....	14
Şekil 3. 2 Kaynakla beslenen iletim empedansı ile sonlandırılmış iki kapılı devre.....	15
Şekil 3. 3 Temel mikroşerit hat, (a) 3-boyutlu, (b) 2-boyutlu kesit görünümü.....	17
Şekil 3. 4 Mikroşerit hattın değişik dielektrik malzemeleri için karakteristik empedansın W/h.....	18
Şekil3. 5 Mikroşerit devre mantığı (üstte) 3-boyutlu görünüş, (altta) yandan kesit.....	20
Şekil 3. 6 Diğer tipik mikroşerit devreler, değişik band geçiren filtreler	22
Şekil 3. 7 Shunt stub birim elemanı ve eşdeğer devresi.....	23
Şekil 3. 8 Radial stub birim elemanı ve eşdeğer devresi.	24
Şekil 3. 9 Defected ground structure birim elemanı ve eşdeğer devresi.	24
Şekil 4. 1 Bir sinir hücresi	26
Şekil 4. 2 Sinir hücrelerinin birbiriyle bağlantısı	27
Şekil 4. 3 Statik Hücre Modeli	28
Şekil 4. 4 Çok katmanlı ağ modelinin yapısı.	30
Şekil 4. 5 Genelleştirilmiş Delta Kuralı.	32
Şekil 4.6 MLP ANN ile oluşturulmuş SS birim elemanının kara kutu modeli.....	32
Şekil 4.7 MLP ANN ile oluşturulmuş RS birim elemanının kara kutu modeli.....	33
Şekil 4.8 MLP ANN ile oluşturulmuş DGS birim elemanının kara kutu modeli.....	33
Şekil 4. 9 Birim eleman modelinin MSE hatası için doğrusal regresyon saçılma grafiği .	35
Şekil 5. 1 Mühendislik optimizasyonu ile müzik enstrümanı arasındaki benzerlik.....	37
Şekil 5. 2 Harmoni arama algoritması'nın çalışma prensibi.....	37

Şekil 5. 3 Harmoni arama algoritmasının akışı.....	40
Şekil 5. 4 Kendi iletim empedansı ile sonlandırılmış iki kapılı devre.....	41
Şekil 6. 1 UWB bant geçiren filtrenin genel dizayn prosedürü.....	45
Şekil 6. 2 Shunt stub birim elemanı ve eşdeğer devresi.....	46
Şekil 6. 3 CST MWS programında simüle edilmiş SS birim elemanın yapısı.....	46
Şekil 6. 4 CST MWS programında simüle edilmiş SS birim elemanın s-parametre grafiği.....	47
Şekil 6. 5 AWR programında simüle edilmiş SS birim elemanın boyutları.....	47
Şekil 6. 6 AWR programında simüle edilmiş SS birim elemanın boyutları.....	48
Şekil 6. 7 AWR programında simüle edilmiş SS birim elemanın boyutları.....	48
Şekil 6. 8 Radial stub birim elemanı ve eşdeğer devresi.	49
Şekil 6. 9 CST MWS programında simüle edilmiş RS birim elemanın yapısı.....	50
Şekil 6. 10 CST MWS programında simüle edilmiş RS birim elemanın s-parametre grafiği.....	50
Şekil 6. 11 AWR programında simüle edilmiş RS birim elemanın boyutları.....	51
Şekil 6. 12 AWR programında simüle edilmiş RS birim elemanın 2D görünümü.....	51
Şekil 6. 13 AWR programında simüle edilmiş RS birim elemanın S-parametre grafiği.....	52
Şekil 6. 14 Defected ground structure birim elemanı ve eşdeğer devresi.	52
Şekil 6. 15 CST MWS programında simüle edilmiş DGS birim elemanın yapısı.....	53
Şekil 6. 16 CST MWS programında simüle edilmiş DGS birim elemanın s-parametre grafiği.....	53
Şekil 6. 17 Kaskat bağlanmış birim elemanlardan oluşan UWB BPF tasarımı.....	54
Şekil 6. 18 SS tipi birim eleman.....	55
Şekil 6. 19 RS tipi birim eleman.....	56
Şekil 6. 20 DGS tipi birim eleman.....	57
Şekil 6. 21 Dizayn edilen bant-geçiren filtrenin CST MWS programında simülasyonu...	58
Şekil 6. 22 CST MWS programında yapılan simülasyonun önden 3 boyutlu görüntüsü..	58
Şekil 6. 23 CST MWS programında yapılan simülasyonun arkadan 3 boyutlu görüntüsü	58
Şekil 6. 24 CST MWS programında yapılan filtreye ait S-parametre (dB) grafiği.....	59
Şekil 6. 25 RS ve SS birim elemanları ile tasarlanan filtrenin AWR programındaki simülasyonu.....	59
Şekil 6. 26 RS ve SS birim elemanları ile tasarlanan filtrenin AWR programındaki simülasyonuna ait S-parametre grafiği.....	60
Şekil 6. 27 Üretilen UWB bant geçiren filtrenin (a) üstten ve (b) alttan görünümü.....	60
Şekil 6. 28 UWB BPF' ye ait simülasyon ve ölçümdeki s-parametre grafiği.....	61
Şekil 6. 29 Üretilen UWB BPF' a ait ölçülen grup gecikmesi grafiği.....	62

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3. 1 T ve Π devre parçaları için iletim parametreleri.	16
Çizelge 4. 1 Eğitim verileri için birim elemanların boyut aralıkları	34
Çizelge 6. 1 SS tipi birim elemanlarının boyutları (mm)	55
Çizelge 6. 2 RS tipi birim elemanlarının boyutları (mm)	56
Çizelge 6. 3 DGS tipi birim elemanlarının boyutları (mm)	57

**3-D EM SİMÜLATÖR TABANLI HARMONİ ARAMA ALGORİTMASI
KULLANARAK ÇOK-GENİŞ BANTLI BANT-GEÇİREN FİLTRE TASARIM
PROSEDÜRÜ VE GERÇEKLEMESİ**

Cafer UYANIK

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Salih DEMİREL

Bu tez, çok-geniş bantlı bant-geçiren bir filtrenin özgün olarak tasarım prosedürünü vermektedir. Bu tasarımda seçilmiş birim elemanların 3-D simülasyon sonuçlarının yapay sinir ağları kullanılarak bir kara kutu modeli oluşturulmuştur. Bu tasarımda en uygun mikroşerit yapı geometrisini belirlemek için hızlı, etkin ve güncel bir optimizasyon algoritması olan Harmoni Arama Algoritması (Harmony Search Algorithm (HSA)) kullanılmıştır. Ayrıca HSA' nın doğruluğunu ve verimliliğini göstermek için sezgisel güncel diğer optimizasyon tekniklerinden olan Genetik ve Parçacık Sürü algoritmaları ile karşılaştırılmıştır. En iyi performans gösteren filtre tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan filtreden alınan sonuçların yaklaşık 3.1 GHz ile 10.6 GHz frekans bant aralığında başarılı olduğunu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Harmoni Arama Algoritması (HSA), Çok-Geniş Bantlı Bant-Geçiren Filtre (UWB BPF), Çok Katmanlı Algılayıcı Yapay Sinir Ağları (MLP NN).

**DESIGN AND ANALYSIS OF A NOVEL UWB BANDPASS FILTER USING 3-D
EM SIMULATION-BASED NEURAL NETWORK MODEL WITH HSA**

Cafer UYANIK

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assist. Prof. Dr. Salih DEMİREL

In view This paper presents a new systematic analysis and design of the ultra-wideband (UWB) bandpass filter (BPF) by using the 3-D Computer Simulation Technology Microwave Studio (CST MWS) – based Multilayer Perceptron Neural Network (MLP NN) model of unit elements. In this design, MLP NN model is utilized efficiently as a fast and accurate model within a Harmony Search Algorithm (HSA) procedure to determine the resultant optimum microstrip structure geometry. Moreover, the validity and efficiency of the HSA is manifested by comparing it to those of the standard Meta-Heuristics, which are Genetic and Particle Swarm algorithms. The filter which shows the best performance is designed and realized. Measurements taken from the realized filter demonstrates the success of this approximation over the band 3.1 GHz to 10.6 GHz, and a flat group delay performance within that band.

Keywords: Harmony Search Algorithm (HSA), Ultra-wideband Bandpass Filter (UWB BPF), Multilayer Perceptron Neural Network (MLP NN).

1.1 Literatür Özeti

Elektronik filtreler en genel tanımıyla girişlerine uygulanan elektriksel işaretlerin frekans bileşenlerinden istenmeyenleri engelleyerek istenen değerleri geçiren, aynı zamanda elektriksel işaretleri harmoniklerden ve parazitlerden arındırmaya yarayan elektronik devrelerdir.

Sinyal filtreleme genellikle birçok haberleşme sistem tasarımının temelini oluşturmaktadır. Belirli frekans aralıklarında taşınan bilgilerin yalıtımı ya da engellenmesi büyük önem taşır. Örneğin basit bir genlik modülasyonunda (AM) radyo alıcısında kullanılan bant geçiren filtreleme yöntemiyle tek bir radyo istasyonu seçilir. Seçilen istasyona yakın olan radyo istasyonlarının bulunduğu frekanslar engellenir[1].

Mikrodalga filtreler ile ilgili çalışmalar II. Dünya Savaşı öncesi başlamıştır. İlk önemli çalışma 1937 tarihinde W.P Mason ve R.A. Sykes tarafından yayınlandı [2]. ABCD parametrelerini kullanarak yaptıkları çalışmada çeşitli filtre yapıları için elde ettikleri empedans, faz ve zayıflama fonksiyonlarını sundular. II. Dünya Savaşı süresince (1941-1945) Amerika'da M.I.T Radiation, the Harvard Radio Research Bell gibi birçok laboratuvarında bu çalışmaya dayalı uygulamalar görüldü. Her ne kadar bu çalışmalar 60 yıl öncesinde yapıldıysa da, geçerliliklerini günümüzde de sürdürmektedirler. MIT laboratuvarında mikrodalga boşluk filtreler ile ilgili yoğun çalışmalar yapılırken, Radio Research'te geniş bantlı alçak geçiren, bant-geçiren ve yüksek geçiren koaksiyel filtreler ile ilgili çalışmalar yapılmıştır. Bu ilk çalışmaların ardından çalışmalar artarak sürmektedir [3].

Teknolojinin hızla büyümesiyle beraber, interaktif multimedya sistemlerde bulunan yeni nesil kablosuz sistemlerin daha geniş bantlarda çalışma gereksinimleri ortaya çıkmıştır[4]. Geniş bantlı sistemler (UWB), daha düşük güç ve daha geniş frekans aralığı ile kısa mesafede daha yüksek veri hızı sağlar. Görüntü sistemlerinde ve birçok haberleşme sistemlerinde UWB kullanılmaktadır. UWB sistemler 3.1-10.6 GHz frekans aralığında çalışmaktadır. Bu frekans aralığında çeşitli amaçlara yönelik kendi içinde düşük frekans (3.1-5 GHz) ve yüksek frekans (6-10.1 GHz) bant aralığı olarak 2 ye ayrılır[5].

Mikrodalga filtreler geniş kullanım alanına sahiptirler. Başlıcaları askeri uygulamalar, uydu haberleşme sistemleri ve hücresel haberleşmede kullanılan baz istasyonlarıdır. Askeri uygulamalarda II. Dünya Savaşı ve radarın icadıyla birlikte radar sistemlerinde kullanılmak üzere dar-bantlı dalga kılavuzu filtreler ile ilgili çalışmalar hız kazanmıştır. Aynı zamanda elektronik destek tedbirleri (EDT) (Electronic Support Measures- ESM) için geniş-bantlı TEM filtreler ile ilgili çalışmalar da sürdürülmüştür. Mikrodalga filtreleri, haberleşme sistemlerinin kanal seçme ve işaret ayrıştırmada kullanılan temel elemanlarından. Elektriksel performansları sistem tasarımı içerisinde önemli rol oynar. Düşük araya girme kaybı, yüksek geri dönüş kaybı ve bastırma bölgesinde dik eğim, filtrelerden beklenen en önemli üç özelliktir. Ayrıca bu filtrelerin küçük, maliyetinin düşük ve seri üretime elverişli olmaları tasarım aşamasında göz ard edilmemesi gereken hususlardır.

Çalışmanın ilk kısmında filtre türleri hakkında teorik bilgiler verilmiş olup çalışmanın asıl amacı olan bant geçiren filtre üzerinde durulmuştur. Çalışmanın ikinci kısmında filtrenin birim elemanları olan SS[6], RS[7] ve DGS[8-11]' nin MLP ANN[13-16] modeli ile optimize edilmesi açıklanmıştır. Daha sonra HSA[17-21] ile bu birim elemanlar kaskat bağlanmasının optimizasyonu yapılmış ve ortaya çıkan yapının CST MWS programında simülasyonu yapılmıştır. Hesaplamalar sonucu elde edilen değerler simülatörler yardımıyla karşılaştırılmıştır. Son olarak 3.1 GHz ile 10.6 GHz arasında bant geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmiş ve ölçümleri yapılmıştır.

1.2 Tezin Amacı

Birçok yöntemle çok-geniş bantlı (3.1 GHz-10.6 GHz) bant geçiren filtre (UWB BPF) tasarımı gerçekleştirilebilir. Bu tezde harmoni arama algoritması (HSA) ve çok katmanlı algılayıcı yapay sinir ağıları metodu kullanılarak farklı bir yöntem ile bant geçiren filtre tasarımı ve gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Birim eleman olarak SS, RS, DGS kullanılmış olup bu birim elemanların harmoni arama algoritması ile boyutları belirlenmiştir. Toplam 17 adet kullanılan birim elemanların kaskat bağlanıp çok katmanlı algılayıcı yapay sinir ağıları ile optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Böylelikle UWB BPF için farklı bir tasarım metodu oluşturulmuştur.

1.3 Hipotez

Çok katmanlı algılayıcı yapay sinir ağıları metodunu ve harmoni arama algoritmasının kullanıldığı bu tezde farklı bir yöntemle filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu tasarım yönteminin ileride filtre tasarlayacak olan tez öğrencilerine ışık tutacağına inanıyorum. Bu tasarım metodu ile filtre tasarımının daha hızlı daha kolay ve daha güncel bir yöntem sağlayacaktır.

BÖLÜM 2

FİLTRELER, ÇEŞİTLERİ VE ÇOK-GENİŞ BANT (UWB)

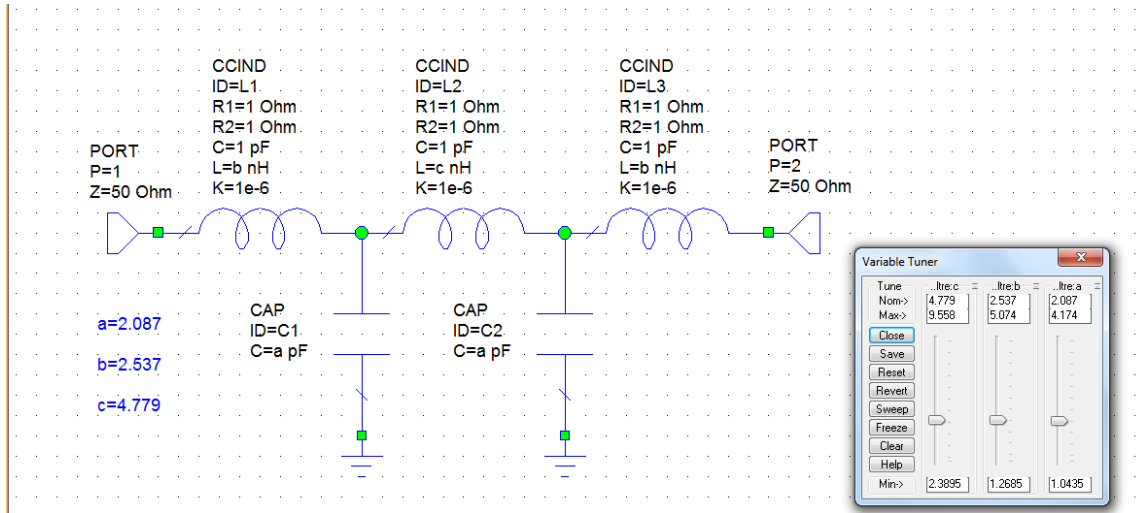
Elektronik filtreler en genel tanımıyla girişlerine uygulanan elektriksel işaretlerin frekans bileşenlerinden istenmeyen frekans bölgesini engelleyip istenen değerleri ise geçiren, aynı zamanda elektriksel işaretleri harmoniklerden ve parazitlerden arındırmaya yarayan elektronik devrelerdir. Bu filtrelerin kullanım yerleri oldukça yaygın olup hem toplu elemanlarla hem de dağılmış elemanlarla tasarlanabilmektedir.

2.1 Toplu Elemanlar ile Fitre Çeşitleri

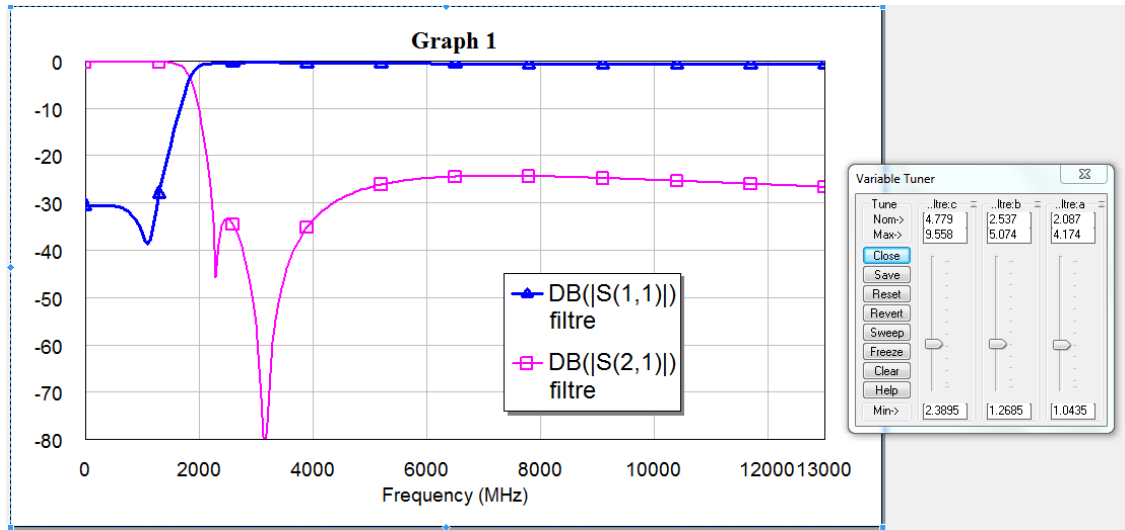
Filtre çeşitlerini dört genel başlıkta toplayabiliriz. Bunlar alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran filtrelerdir.

2.1.1 Alçak Geçiren Filtre

Alçak geçiren filtreler belirtilen kesim frekansından düşük olan frekansları geçiren, kesim frekansından yüksek olan frekansları da sönümlendirerek iletimine engel olan filtrelerdir. Alçak geçiren filtre yapıları seri endüktaslar ve paralel kapasitelerin kas-kat dizimi ile gerçekleştirilebilir.



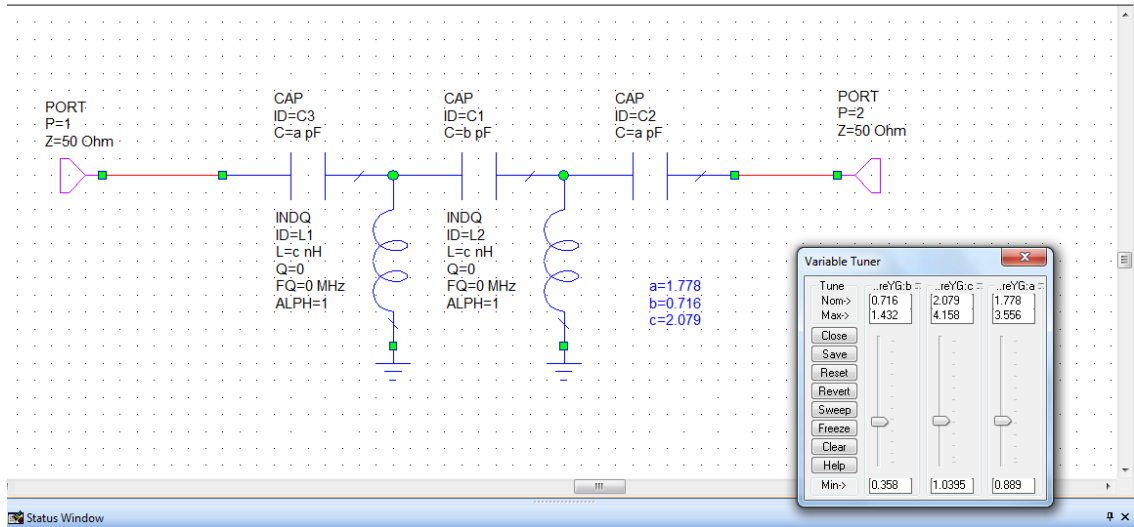
Şekil 2. 1 T ve pi tipi devre prototipleri için devre parametreleri.



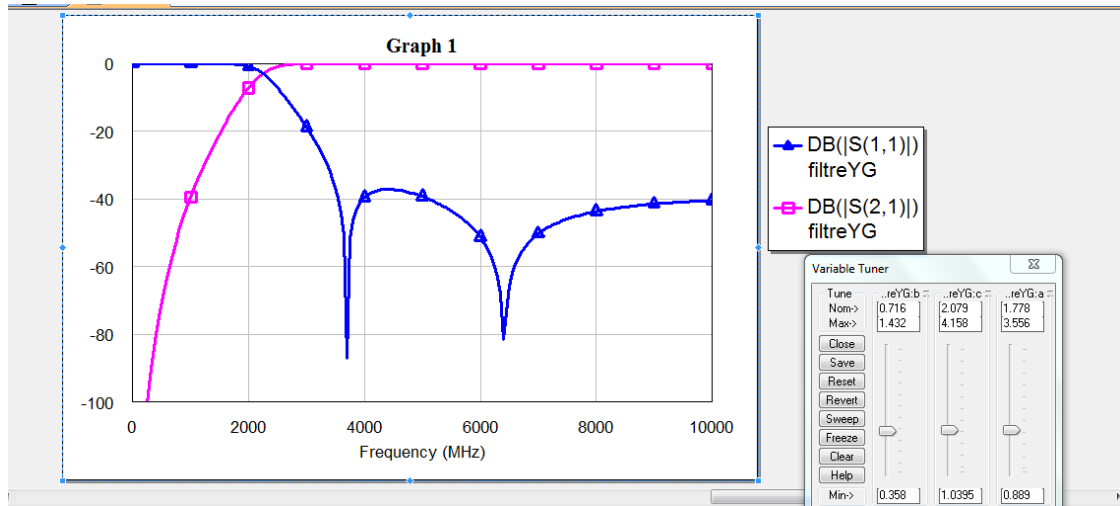
Şekil 2. 2 İdeal alçak geçiren filtrenin frekans cevabı

2.1.2 Yüksek Geçiren Filtre

Yüksek geçiren filtreler alçak geçiren filtrelerin çalışma prensibinin tersi şeklinde çalışırlar. Yani kesim frekansının üstündeki frekansları geçirip altındaki frekansları söndürülendirerek iletimine engel olan filtrelerdir.



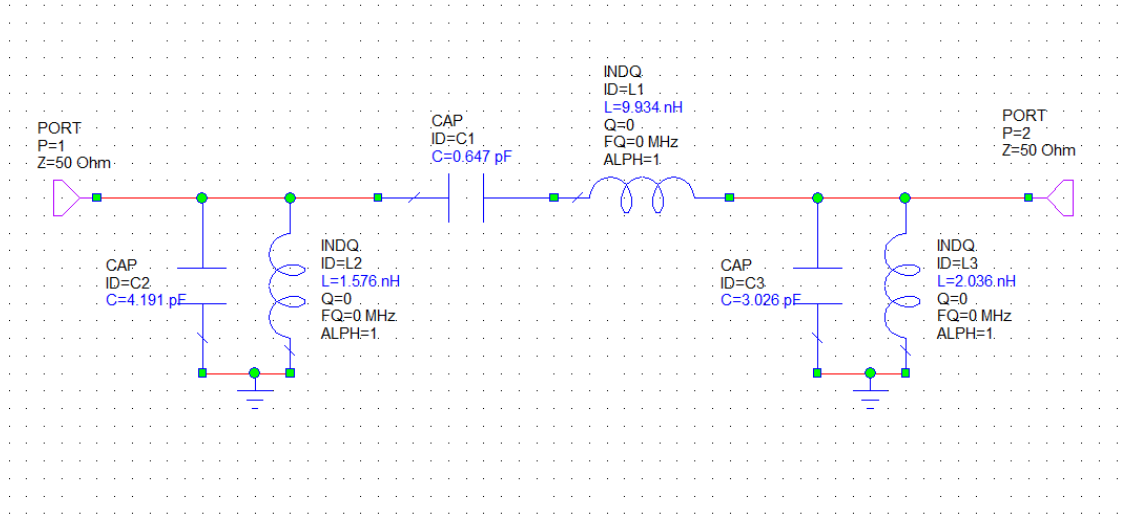
Şekil 2. 3 Toplu elemanlarla tasarlanmış yüksek geçiren devre.



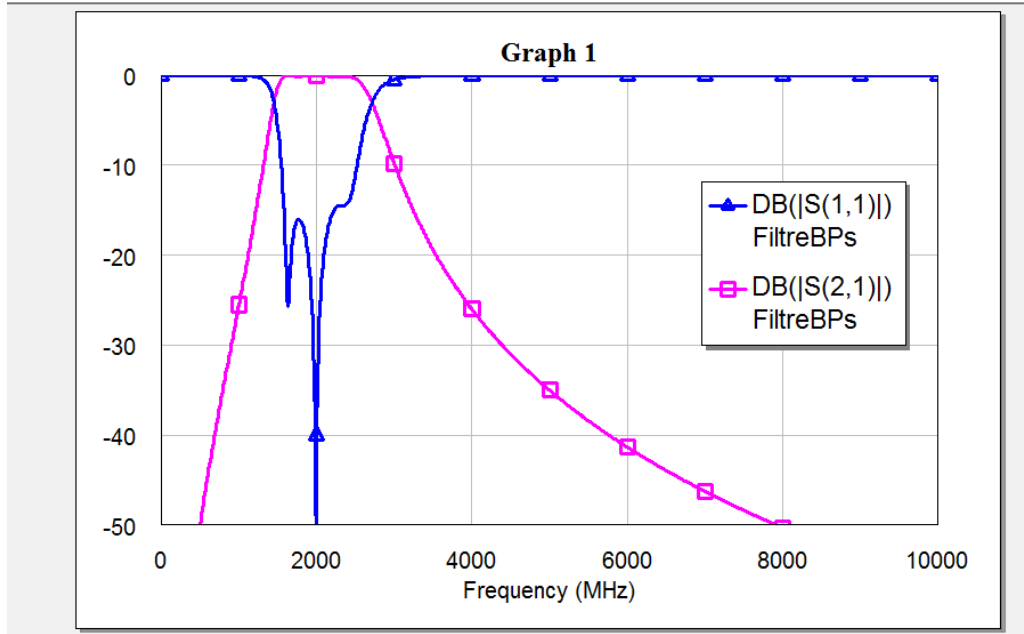
Şekil 2. 4 İdeal yüksek geçiren filtrenin frekans cevabı.

2.1.3 Bant Geçiren Filtre

Bant geçiren filtreler istenilen bant aralığındaki frekansları geçirip diğer frekansların geçmesini engelleyen filtre türüdür. Bant geçiren filtreler alçak ve yüksek geçiren filtrelerin birleşimi gibi düşünülebilir.



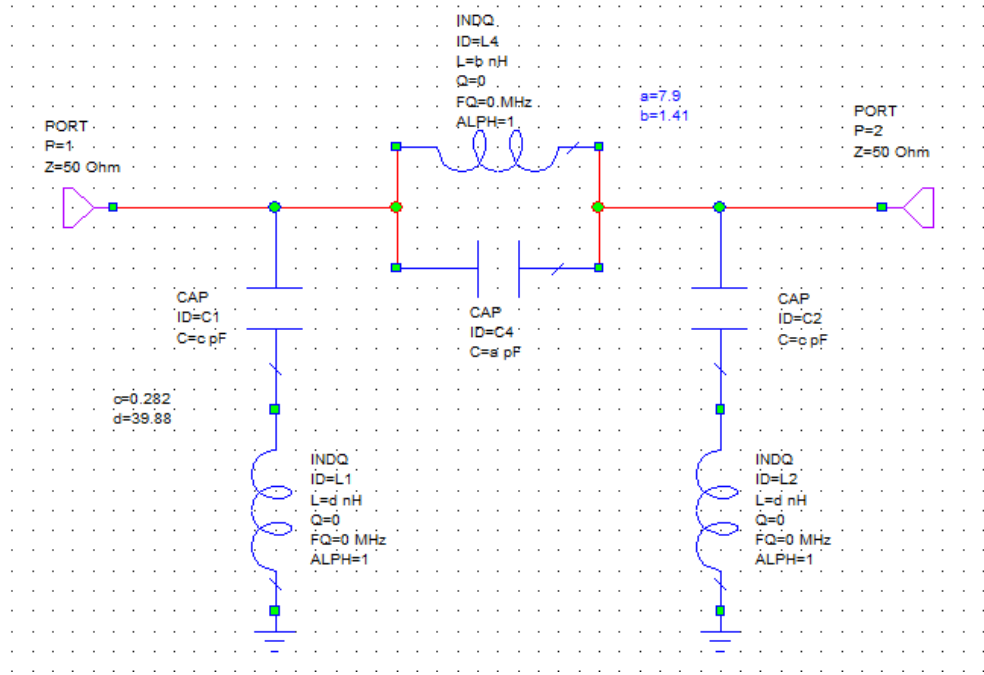
Şekil 2. 5 Toplu elemanlarla tasarlanmış bant geçiren filtre.



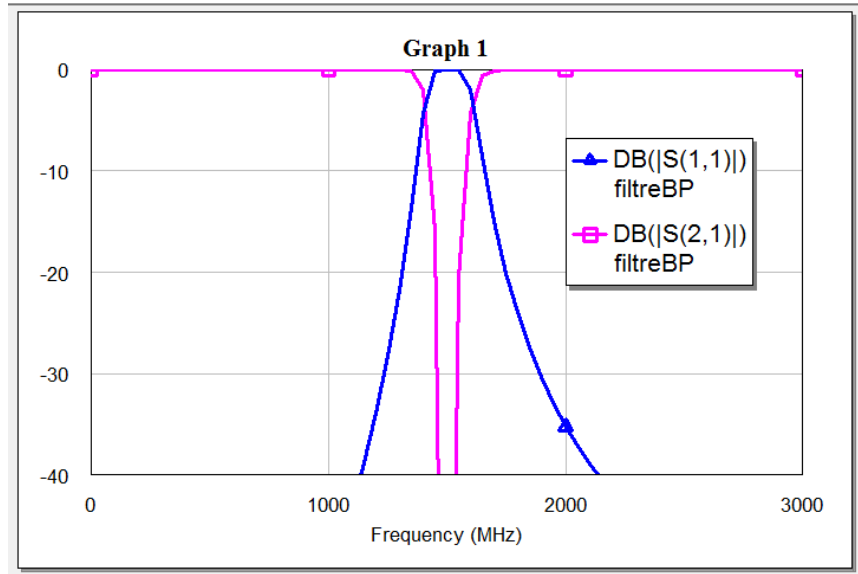
Şekil 2. 6 İdeal bant geçiren filtrenin frekans cevabı.

2.1.4 Bant Durduran Filtre

Bant durduran filtreler istenilen bant frekans aralığını durdurup diğer frekansların geçmesini sağlayan filtre türüdür. Bant durduran filtreler alçak ve yüksek geçiren filtrelerin birleşimi gibi düşünülebilir.



Şekil 2. 7 Toplu elemanlarla tasarlanmış bant durduran filtre.



Şekil 2. 8 İdeal bant durduran filtrenin frekans cevabı.

2.2 Toplu Elemanlar Kullanılarak Mikroşerit Filtre Tasarımı

Mikroşerit devre tasarımında klasik yaklaşım iletim hattı ile mikroşerit devre eşdeğerliliğini kullanmaktır. Mikrodalga frekanslarında herhangi bir hat parçası, boyuna ve ilettiği işaret frekansına bağlı olarak endüktans ya da kondansatör gibi davranabilir.

Sonu Z_y empedansı ile sonlandırılmış ve karakteristik empedansı Z_0 olan kayıpsız bir hattın başından görülen giriş empedansı

$$Z_g = -Z_0 \frac{Z_y + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_y \tan(\beta l)} \quad (2.1)$$

bağıntısı ile hesaplanabilir. Burada l hattın boyunu, $\beta = \omega/v$ (ω : açısal frekans, v : hat üzerinde iletim hızı) ise dalga sayısını gösterir. Bu durumda üç özel durumdan ayrıca söz etmekte yarar var:

1-) Yük empedansı hattın karakteristik empedansına eşit seçildiğinde ($Z_y = Z_0$) hattın her noktasında $Z_g = Z_0$ olur. Bu durumda hatta kaynaktan çekilen gücün tamamı yüke aktarılır.

2-) Hat sonu AD olduğunda ($Z_y \rightarrow \infty$) giriş empedansı $Z_g = -jZ_0 \cot(\beta l)$ olur. Yani hat boyuna ve işaret frekansına bağlı olarak (kotanjant fonksiyonu $\pm\infty$ aralığında her değeri alabildiğinden) her türlü endüktans ve kondansatör değeri elde edilebilir.

3-) Hat sonu KD olduğunda ($Z_y = 0$) giriş empedansı $Z_g = jZ_0 \cot(\beta l)$ olur. Yani hat boyuna ve işaret frekansına bağlı olarak yine her türlü endüktans ve kondansatör değeri elde edilebilir.

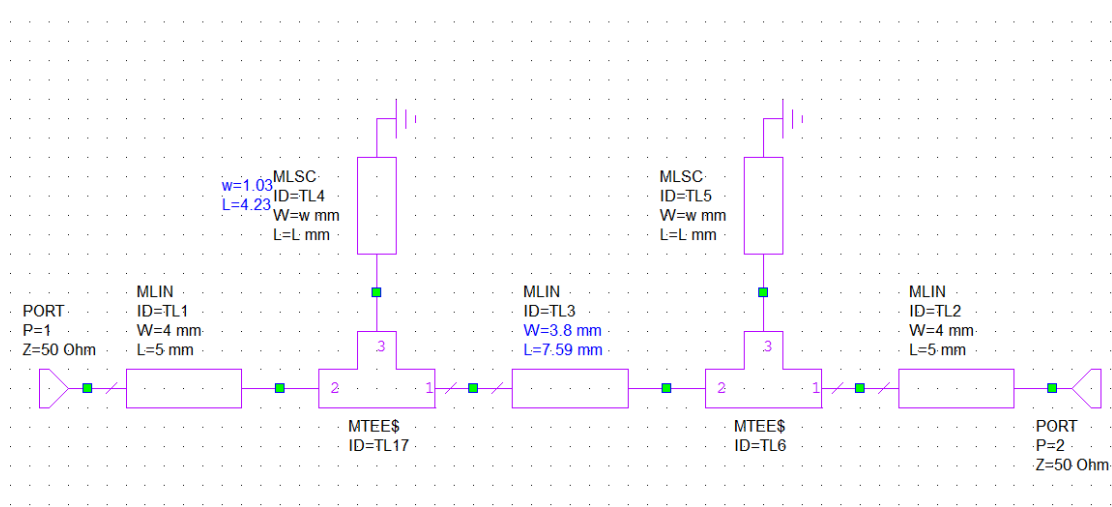
İletim hattı - LC (yani dağılmış parametreler ile toplu parametreler) eşdeğerliği bize her türlü mikroşerit süreksizliğinin de LC eşdeğerliliğini kurma olanağı verir. Tipik bir kaç Mikroşerit süreksizlik ve LC eşdeğerleri Şekil 1'de gösterilmekte.



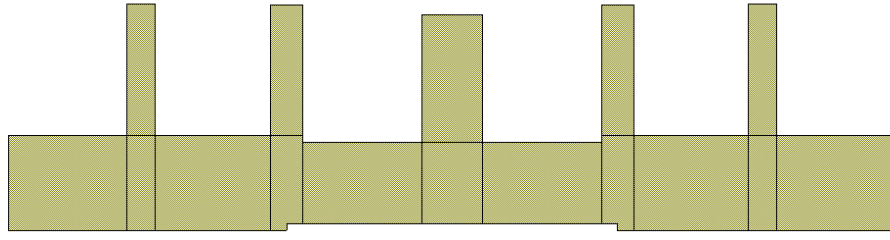
Şekil 2. 9 Temel mikroşerit hat - LC eşdeğerleri, a) AD sonu, b) Kaskad bağlama, c) köşe

Mikroşerit devre, özellikle mikroşerit filtre tasarımında klasik yaklaşım, önce istenen özellikler doğrultusunda LC tipi filtrelerin tasarlanmasına, ardından yukarıdaki gibi LC – mikroşerit hat dönüşümünün kullanılarak mikroşerit filtre tasarımına dayanır. Tasarlanan mikroşerit yapının boyutları istenen frekans davranışına göre optimize edilmelidir. Günümüzde bu, güçlü sayısal tekniklerle yapılmaktadır. Ancak, o zaman filtrenin pratik gerçekleştirilmesine geçilmekte. Basit yapılarda bu tasarım yaklaşımı iyi sonuç verse de özellikle çok tabakalı yapılarda daha farklı tasarım yöntemleri ve mikroşeritler üzerinde belli bir deneyim gerekmektedir.

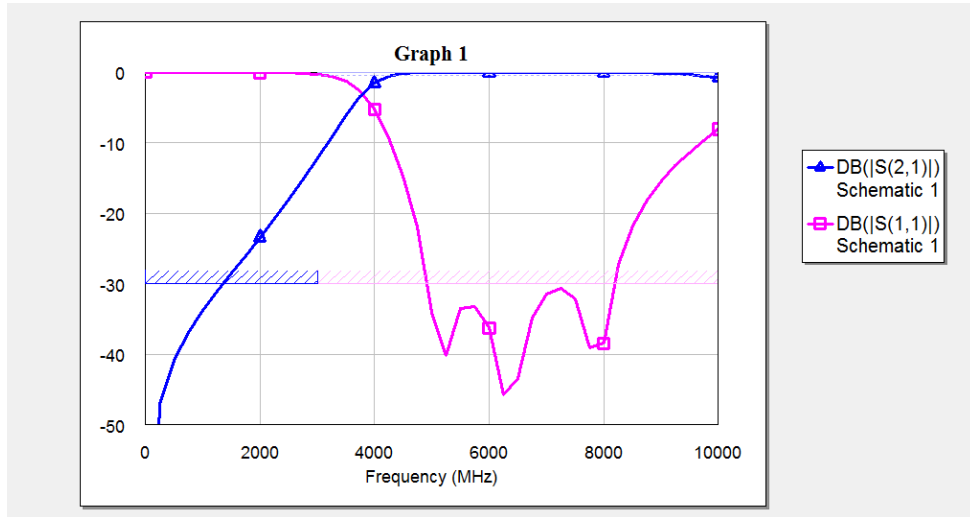
Buna örnek olarak AWR programında kesim frekansı 3.8 GHz olan toplu elemanlarla tasarlanmış bir bant geçiren mikroşerit filtre tasarımı yapılmıştır. Eleman olarak shunt stub ve seri hat kullanılmıştır. Devrenin birim elemanlarını boyutları şekil 2.10 da, 2D mikroşerit görüntüsü şekil 2.11 de, S-parametre grafiği ise şekil 2.12 de verilmiştir.



Şekil 2. 10 AWR programında tasarlanmış bant geçiren filtrenin boyutları



Şekil 2. 11 AWR programında tasarlanmış bant geçiren filtrenin 2D görünümü



Şekil 2. 12 AWR programında tasarlanmış bant geçiren filtrenin S-parametre grafiği

2.3 Ultra Geniş Bant (UWB) Frekans Aralığı

Teknolojinin hızla büyümesiyle beraber, enteraktif multimedya sistemlerde bulunan yeni nesil kablosuz sistemlerin daha geniş bantlarda çalışma gereksinimleri ortaya çıkmıştır. Geniş bantlı sistemler (UWB), daha düşük güç ve daha geniş frekans aralığı ile kısa mesafede daha yüksek veri hızı sağlar. Görüntü sistemlerinde ve birçok haberleşme sistemlerinde UWB kullanılmaktadır. UWB sistemler 3.1-10.6 GHz[12]

frekans aralığında çalışmaktadır. Bu frekans aralığında çeşitli amaçlara yönelik kendi içinde düşük frekans (3.1-5 GHz) ve yüksek frekans (6-10.1 GHz) bant aralığı olarak 2 ye ayrılır.

Bu çalışmamızda da 3.1 GHz ile 10.6 GHz (UWB) arasındaki frekans bant aralığını geçiren bir filtre tasarımı mevcuttur. Düşük güç kullanımı ve geniş bant kapasitesine sahip bu tür filtrelerin kullanımı bina içi haberleşmesinde oldukça yaygındır.

BÖLÜM 3

İKİ KAPILI DEVRE, MİKROŞERİT DEVRELER VE BİRİM ELEMANLAR

3.1 İki Kapılı Devrelerin İletim Empedansları Ve Transfer Fonksiyonları

Şekil 2.1'deki devre ele alınır ve bu devrenin ABCD parametreleri tanımlanırsa devrenin iletim empedansları Z_{i1} ve Z_{i2} ;

Z_{i1} = 2. portun Z_{i2} ile sonlandırılması halinde 1.pottaki giriş empedansı.

Z_{i2} = 1.portun Z_{i1} ile sonlandırılması halinde 2.pottaki giriş empedansı.

Şeklinde tanımlanır.

Her port kendi iletim empedansı ile sonlandırıldığında empedans uyumunu sağlar. Devre için iletim empedansları ABCD parametreleri cinsinden tanımlanabilir.

Portlardaki gerilim ve akımlar;

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (3.1a)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (3.1b)$$

2. portun Z_{i2} ile sonlandırılması durumunda 1. porttaki giriş empedansı;

$$Z_{g1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{AZ_{g2} + B}{CZ_{g2} + D}, \quad (3.2)$$

$$(V_2 = Z_{g2} \cdot I_2)$$

(3.2) denklemi V_2 ve I_2 için ABCD matrisi ile çözülür. Karşıt devreler için

$AD - BC = 1$ 'dir.

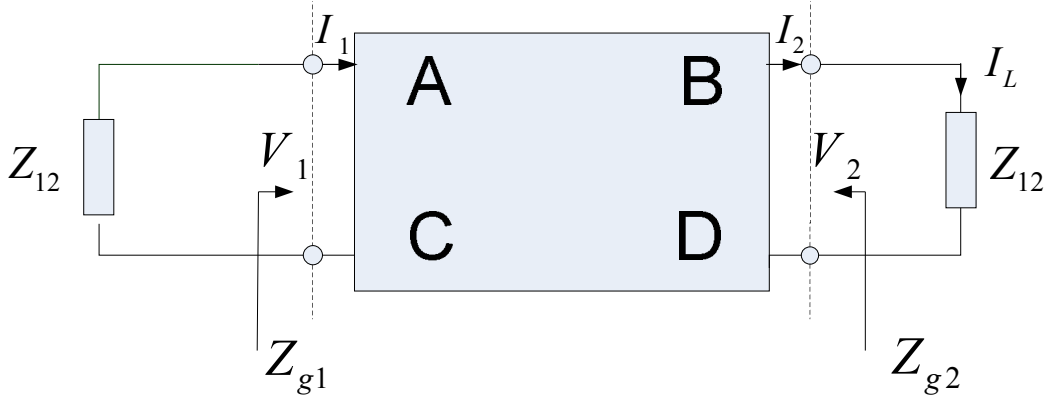
$$V_2 = D.V_1 - B.I_1 \quad (3.3a)$$

$$I_2 = -C.V_1 + A.I_1 \quad (3.3b)$$

1. portun Z_{i1} ile sonlandırılması durumunda 2. porttaki giriş empedansı;

$$Z_{g2} = \frac{-V_2}{I_2} = \frac{D.V_1 - B.I_1}{-C.V_1 + A.I_1} = \frac{DZ_{g1} + B}{CZ_{g1} + A}, \quad (3.4)$$

$$(V_1 = -Z_{i1} . I_1)$$



Şekil 3. 1 Kendi iletim empedansı ile sonlandırılmış iki kapılı devre.

$Z_{g1} = Z_{i1}$ ve $Z_{g2} = Z_{i2}$ 'ye eşit olması istenir. Böylece (3.2) ve (3.4) denklemleri iletim empedansları için iki eşitlik verir.

$$Z_{i1}(C.Z_{i2} + D) = A.Z_{i2} + B \quad (3.5a)$$

$$Z_{i1}.D - B = Z_{i2}(A - C.Z_{i1}) \quad (3.5b)$$

Z_{i1} ve Z_{i2} için çözülürse

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{A.B}{C.D}} \quad (3.6a)$$

$$Z_{i2} = \sqrt{\frac{B.D}{A.C}} \quad (3.6b)$$

$$Z_{i2} = \frac{D.Z_{i1}}{A} \quad (3.6c)$$

Eğer devre simetrik ise $A=D$ ve $Z_{i1} = Z_{i2}$ olmalıdır.

İki kapılı devrenin kendi iletim empedansı ile sonlandırılmasında transfer fonksiyonu hesaplanabilir. Şekil (3.2) ve denklem (3.3a)'dan 2.porttaki çıkış gerilimi;

$$V_2 = D.V_1 - B.I_1 = \left(D - \frac{B}{Z_{i1}} \right) V_1 \quad (3.7)$$

($V_1 = I_1 \cdot Z_{i1}$) ile gerilimlerin oranı;

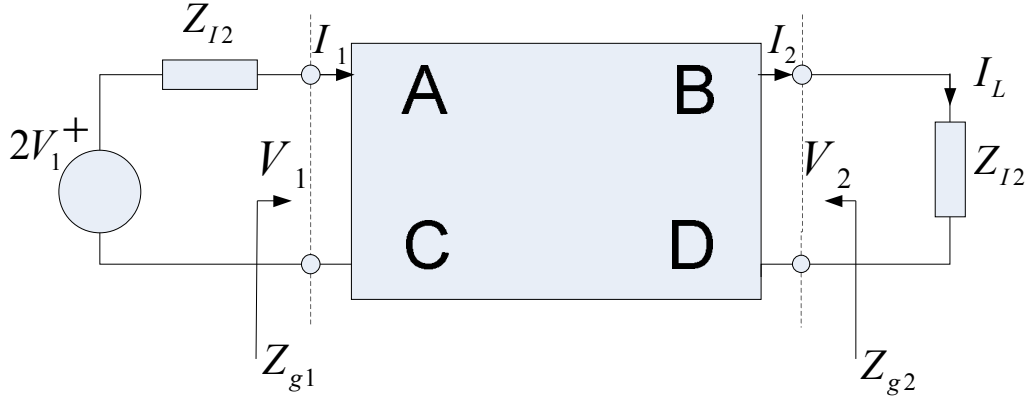
$$\frac{V_2}{V_1} = D - \frac{B}{Z_{i1}} = D - B \sqrt{\frac{C.D}{A.B}} = \sqrt{\frac{D}{A}} (\sqrt{A.D} - \sqrt{B.C}) \quad (3.8a)$$

Benzer şekilde akımların oranı;

$$\frac{I_2}{I_1} = -C \frac{V_1}{I_1} + A = -C.Z_{i1} + A = \sqrt{\frac{A}{D}} (\sqrt{A.D} - \sqrt{B.C}) \quad (3.8b)$$

Devrenin yayılma sabiti;

$$e^{-\gamma} = \sqrt{A.D} - \sqrt{B.C} \quad (3.9)$$



Şekil 3. 2 Kaynakla beslenen iletim empedansı ile sonlandırılmış iki kapılı devre

$\gamma = \alpha + j\beta$ ise

$$e^{-\gamma} = \frac{1}{\sqrt{A.D} - \sqrt{B.C}} = \frac{(AD - BC)}{\sqrt{A.D} - \sqrt{B.C}} = \sqrt{A.D} + \sqrt{B.C} \quad (3.10)$$

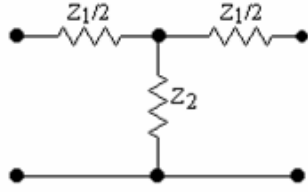
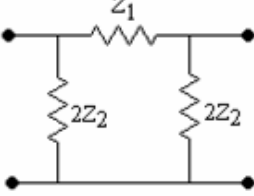
$\cosh \gamma = (e^{\gamma} + e^{-\gamma}) / 2$ ise

$$\cosh \gamma = \sqrt{A.D} \quad (3.11)$$

İki portlu devrelerde iki önemli tip vardır. Bunlar simetrik olan T ve Π devreleridir.

Çizelge 3.1 bu devreler için gerekli bazı parametreleri listeler.

Çizelge 3. 1 T ve Π devre parçaları için iletim parametreleri.

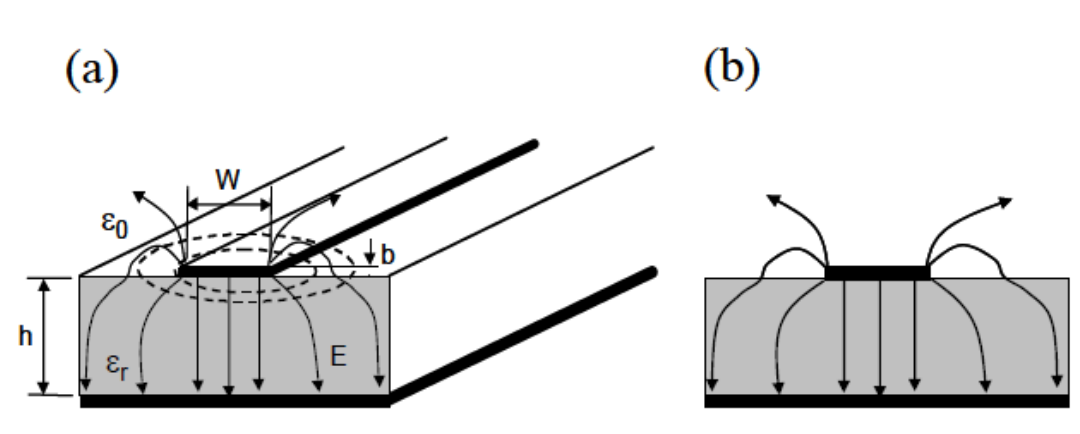
	
T DEVRESİ	Π DEVRESİ
ABCD Parametreleri	ABCD Parametreleri
$A=1+Z_1/2Z_2$	$A=1+Z_1/2Z_2$
$B= Z_1+(Z_1)^2/4Z_2$	$B=Z_1$
$C=1/Z_2$	$C= 1/Z_2+Z_1/4(Z_2)^2$
$D=1+ Z_1/2Z_2$	$D=1+Z_1/2Z_2$
Z Parametreleri	Z Parametreleri
$Z_{11}=Z_{22}=Z_2+Z_1/2$	$Y_{11}=Y_{22}=1/Z_1+1/2Z_2$
$Z_{12} =Z_{21}= Z_2$	$Y_{12} =Y_{22}= 1/Z_1$
İletim Parametreleri	İletim Parametreleri
$Z_{iT}=\sqrt{Z_1Z_2} \cdot \sqrt{1+ Z_1 / 4Z_2}$	$Z_{i\Pi}=\sqrt{Z_1Z_2} \cdot \sqrt{1+ Z_1 / 4Z_2} =Z_1 \cdot Z_2 / Z_{iT}$
Yayıma Sabiti	Yayıma Sabiti
$e^{\gamma} =1+ Z_1 / 2Z_2 +\sqrt{(Z_1 / Z_2)+(Z_1^2 / Z_2^2)}$	$e^{\gamma} =1+ Z_1 / 2Z_2 +\sqrt{(Z_1 / Z_2)+(Z_1^2 / Z_2^2)}$

3.2 Mikroşerit Devreler

Günümüzde kullandığımız elektronik cihazların hemen tümü baskı devre tasarımına dayanmaktadır. Üzerinde şebeke frekanslı (50 Hz) işaret ve harmoniklerinden birkaç GHz frekanslı işaretlere kadar çok çeşitli modülasyon tiplerine sahip alçak ve yüksek frekanslı işaretlerin dolaştığı bu baskı devreler tek ya da çok katmanlı mikroşerit yapılar kullanmaktadır. Mikroşerit yapılar, daha önce değinmiştik, iletim hatlarından başka bir şey değildir. EMC davranışları iki iletkenli iletim hatlarının davranışlarına benzemektedir. Ancak, üzerlerinde empedans uydurucu devrelerden, dar ve geniş bandlı filtreler, güç bölücülerden yönlü kuplörler kadar pasif RLC elemanlarıyla gerçekleştirilen hemen her türlü devre tasarlanabildiğinden iletim hatlarının ötesinde öneme sahiptir.

3.2.1 Mikroşerit Hat Ve Temel Özellikleri

Mikroşerit hat, altında boylu boyunca, üstünde ise kısmen metal iletken tabaka ile kaplı kayıpsız kabul edilebilecek dielektrik malzemedan başka bir şey değildir. Şekil 3.3'te hem 3- boyutlu şekli hem de 2-boyutlu kesiti gösterilmektedir. Yapının elektriksel özelliklerini belirleyen önemli parametreleri, dielektrik tabaka yüksekliği (h), üstteki mikroşerit genişliği (W), dielektrik taban malzemesi (yani bağıl dielektrik sabiti, ϵ_r)' dir. Şekil 3.3a'da " b " ile gösterilen mikroşerit hat kalınlığı (bazı kitaplarda " t " ile de gösterilmekte) genelde ihmal edilmektedir.



Şekil 3. 3 Temel mikroşerit hat, (a) 3-boyutlu, (b) 2-boyutlu kesit görünümü

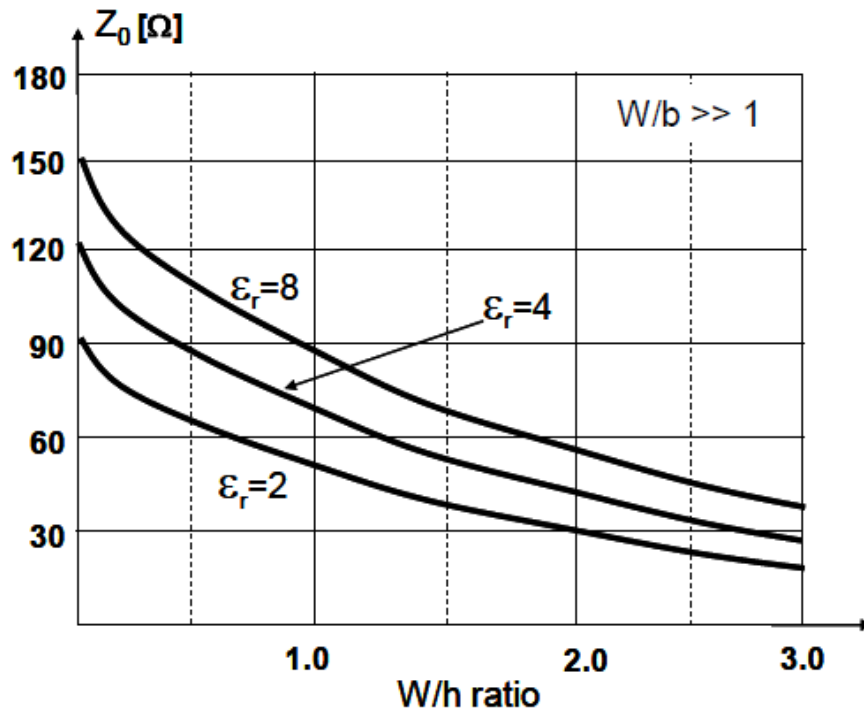
Şekilde elektrik alan çizgileri (sürekli çizgi) ve manyetik alan çizgileri (kesikli) de gösterilmiş durumda. Görüldüğü gibi elektrik alan çizgileri çoğunlukla alt ve üst iletkenler arasında (mikroşerit hat altında) yoğunlaşır. Ancak, özellikle EMC açısından

önemli olan ve enerji sızıntısına neden olan elektrik alan çizgileri havada da bulunmaktadır. Manyetik alan çizgileri ise kendi üzerinde kapanan ve mikroşerit hattı saran dairesel çizgiler şeklindedir.

Yapının temel parametrelere bağıllığı ise şöyle özetlenebilir:

- 1) Tabanın bağıl dielektrik sabiti ϵ_r arttıkça enerji daha fazla mikroşerit altında hapsolmakta ve iletim verimi artarken, istenmeyen EMC sızıntısı azalmakta.
- 2) Taban dielektrik yüksekliği h genelde milimetreden de küçük olmakta (yani çok ince bir tabaka).
- 3) Üst mikroşerit hattın genişliği W , genelde, dielektrik taban yüksekliği mertebelerinde ($h \leq W/h \leq 3.0$). Hattın karakteristik empedansını belirleyen ana etken bu W/h oranı.

Şekil 3.4'de karakteristik empedansın W/h oranı ile değişimi, değişik dielektrik malzemeleri için gösterilmektedir.



Şekil 3. 4 Mikroşerit hattın değişik dielektrik malzemeleri için karakteristik empedansın W/h

Görüldüğü gibi, tipik bir mikroşerit hattın karakteristik empedansı 20-30 Ω ile 150-250 Ω arasında değişir. Pratikte kullanılan tipik değer ise 50 Ω , ve aksi belirtilmedikçe bir mikroşerit hattın karakteristik empedansının bu değerde olduğu varsayılır.

Böyle bir yapının elektriksel özelliklerinin matematiksel yoldan elde edilmesi için, her zaman olduğu gibi, Maxwell denklemlerinin (ya da bu denklemlerden türetilen dalga denkleminin) yapıya ait sınır koşulları altında çözülmesiyle olasıdır. Yapı, geometrik olarak dikdörtgensel özelliklere sahip olduğundan Kartezyen Koordinat sisteminin kullanılması uygundur. Bu açıdan yapıda sorun yok denilebilir. Ancak, sınır koşullarının sağlanması çok sıkıntılıdır. Yapıda dielektrik – metal sınırları olduğu gibi, dielektrik hava sınırları da vardır. Bu haliyle, geometrik şekil olarak uygun olsa da, sınır koşulları olarak yapıyı 3 adet tek boyutlu dalga denkleminde indirgemek olası değildir. Özetle, yapının doğrudan 3-boyutta matematiksel tam çözümü henüz bulunabilmiş değildir. Bu durumda, ya yapının basitleştirilmiş ve belli parametre bölgelerinde geçerli matematiksel çözümleri aranmakta, ya ölçülere dayalı ampirik formüllerle çalışılmakta, ya da günümüzün güçlü sayısal yöntemleri kullanılmaktadır.

Örneğin, ampirik bir denklem takımı ($\eta_0=377 \Omega$ olmak üzere) şu şekilde verilmekte:

$$Z_0 = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left\{ \frac{8h}{W_e} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right\} \dots W/h \geq 1 \text{ için} \quad (3.12)$$

$$Z_0 = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \left\{ \frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \dots W/h \geq 1 \text{ için} \quad (3.13)$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right] \dots W/h \leq 1 \text{ için} \quad (3.14)$$

$$\frac{W_e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \dots W/h \geq 1 \text{ için} \quad (3.15)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F \left(\frac{W}{h} \right) - C \quad (3.16)$$

$$F \left(\frac{W}{h} \right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \dots W/h \leq 1 \text{ için} \quad (3.17)$$

$$F \left(\frac{W}{h} \right) = \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \dots W/h \geq 1 \text{ için} \quad (3.18)$$

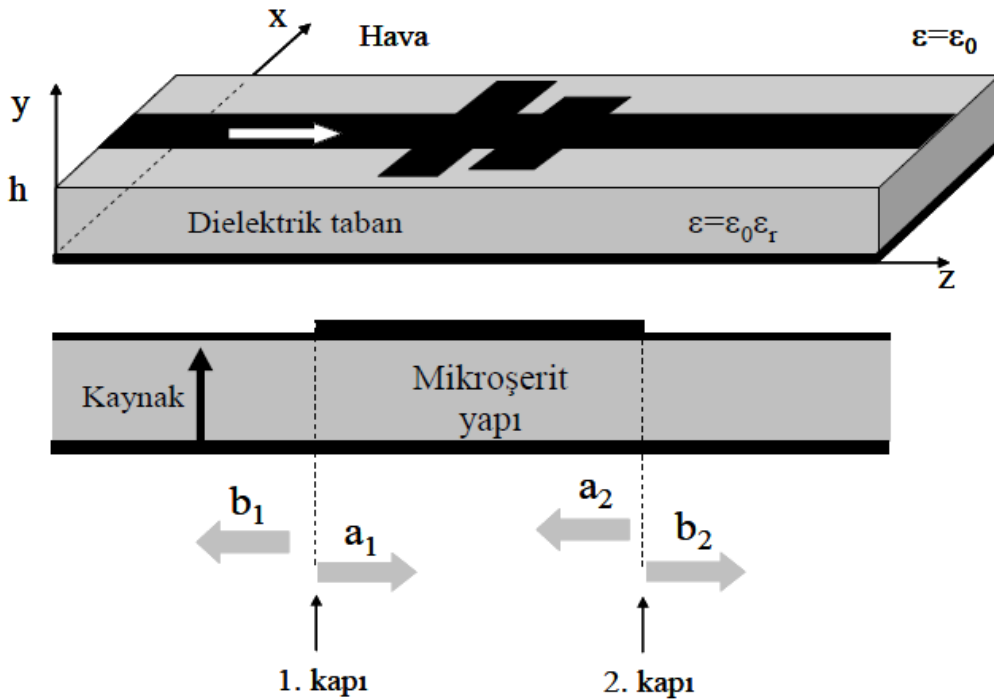
$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (t: \text{mikroşerit yüksekliği}) \quad (3.19)$$

Bugün, güçlü sayısal teknikler varken bu uzun ve sınırlı bölgelerde geçerli olan formülleri kullanmak elbette anlamsız. Ancak, 20-25 yıl önce bu formüllerden başka kullanacak bir şey olmadığı unutulmamalıdır.

Aslında Şekil 3. 4'deki eğriler bu ve benzeri ampirik formüllerden elde edilmiş durumdadır. Bir mikroşerit hattın karakteristik empedansını arttırmak için (i) bağlı dielektrik sabiti daha büyük olan taban dielektrik malzemesi seçmek, (ii) mikroşerit genişliğinin taban dielektrik malzemesine oranını (W/h) düşürmek (sabit dielektrik taban yüksekliği için daha ince mikroşerit hat kullanmak) gerektiği unutulmamalıdır.

3.2.2 Temel Mikroşerit Devreler

Mikroşerit hattın genişliği değiştirilerek ve / veya yanına değişik geometrilerde başka metal şeritler kullanarak hemen her türlü pasif mikrodalga devresi elde edilebilmekte. Şekil 3.5'te mikroşeritler üzerinde iki kapılı devre mantığı gösterilmektedir.



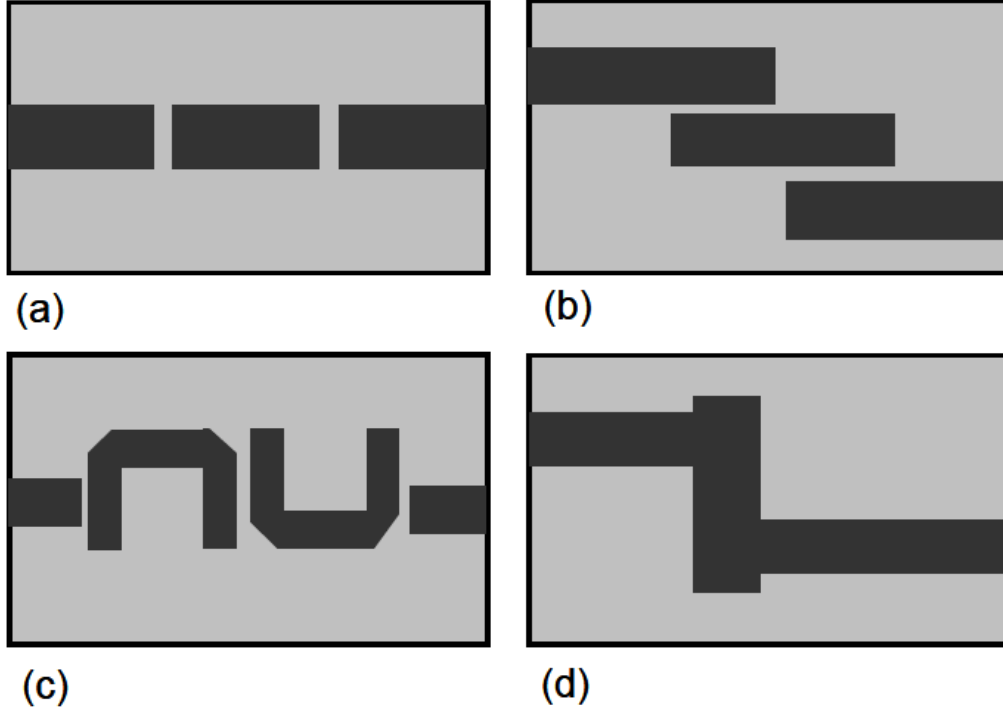
Şekil3. 5 Mikroşerit devre mantığı (üstte) 3-boyutlu görünüş, (altta) yandan kesit

Şekil 3. 5'de giriş ve çıkış kapıları, sırasıyla, solda ve sağda, mikroşerit devre ise ortada (şekilde düşey kesikli çizgiyle gösterilen bölge) yer almakta. Sol taraftan uygulanacak

bir işaretin bir (elektromanyetik dalganın) 1. kapı girişinde bir kısmı iletilecek, bir kısmı ise geriye yansıyacaktır. Birinci ve ikinci kapıdaki giren ve kapılardan yansıyan işaretler kullanılarak devrenin iletim ve yansıma karakteristikleri elde edilmekte. İki kapılı elektronik (toplu parametrelili) devrelerde empedans (Z) ve admitans (Y) parametreleri kullanılırken mikrodalga, özellikle mikroşerit devrelerinde dağılmış parametreler (S -parametreleri) kullanılmakta. Bunun nedeni, empedans ve admitans devrelerinin kapılarda açık devre (AD) ve kısa devre (KD) sonlandırma gerektirmesi ve bunun mikrodalgalarda neredeyse olanaksız olması. Oysa, S -parametreleri uygun sonlandırma gerektirdiğinden kapıların mikroşerit hattın karakteristik empedansı ile sonlandırılması yeterli olmakta. Şekil 3. 5'teki a ve b , kapılardan giren ve yansıyan normalize gerilim dalgalarını göstermekte (sanırım s -parametreleriyle devre analizini ileriden bir yazıda ayrıca ele almak yararlı olacaktır).

Şekil 3. 5'te üstte verilen iki kapılı mikroşerit yapıya bakalım. Bu yapı ana mikroşerit hatta aralarında belli bir mesafe olan iki adet farklı kalınlıkta ve boyda iki adet mikroşerit hat kaskad bağlanmış gibi yorumlanabilir. Her şey aynı iken sadece mikroşerit genişliklerinin (W) değişmesi empedans değişmesi demek olduğundan araya iki adet paralel empedans bağlanmış gibi de düşünülebilir. Bir başka düşünce, ana hatta iki farklı uzunlukta ve sonu AD yan hat bağlanmış olması. Unutmayın ki, üst şeritin gölgesi alt metal tabanda daima mevcut olmakta. Yan hattın KD olması için üst hattın alt hatta bir tel ya da pim ile birleştirilmesi gerek.

Başka bazı mikroşerit devreler Şekil 3. 6'da gösterilmektedir. İki kapılı bu devreler giriş ve çıkış arasında kesinti olup olmamasına ve elemanlar arasındaki kuplajlara göre farklı devre karakteristikleri göstermekte. Örneğin (a), (b) ve (c) devrelerinin giriş ve çıkışları arasında sürekli bir iletken bulunmamaktadır. Bu ise DC'nin iletilmeyeceğini göstermekte. Oysa (d) devresi DC işaretleri de iletacaktır. (REF= *Endüstri ve Otomasyon Dergisi, Aralık 2005*)



Şekil 3. 6 Diğer tipik mikroşerit devreler, değişik band geçiren filtreler

3.2.3 Süreksizlikler

Mikrodalga devre tasarımında, birçok değişik tipte iletim hattı süreksizliklerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu süreksizlikler ulaşılmak istenen elektriksel fonksiyonu elde edebilmek için devreye bilerek yerleştirilir. Örneğin mikroşerit filtre tasarlamak için kullanılan mikroşerit dallar gibi. Her iletim hattı süreksizliği bir eşdeğer devre modeline sahiptir. Bu eşdeğer devre modeli hattın süreksizlik şekline bağlı olarak, bazen paralel ve seri elemanlardan, bazen de T veya Π -eşdeğer devre elemanlarından oluşur. Bu elemanların değerleri; süreksizliğin ve hattın parametreleri ile çalışma frekansına dayanır. Eşdeğer devre modeli bilinen bir süreksizliğin analizi, klasik devre analiz yöntemleri ile kolaylıkla yapılabilir (J. Hang, M. Lancaster, 2001).

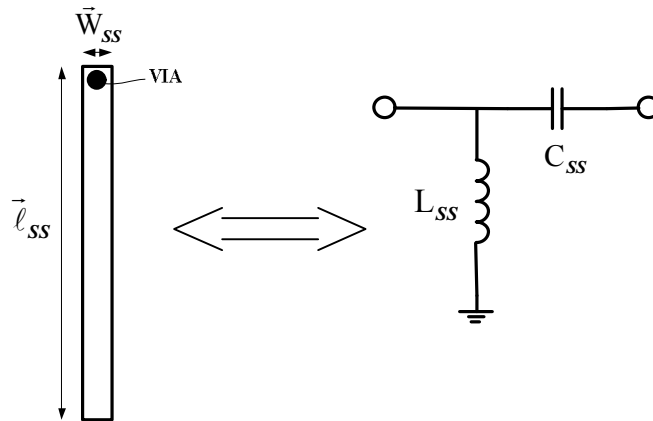
Bu bölümün amacı, iletim hattı süreksizliklerinin eşdeğer devre modelinin nasıl çıkarılabileceğinin gösterilmesidir. Tipik mikroşerit süreksizlikleri ve onların eşdeğer devre modeli dönüşümleri şu şekildedir:

Mikroşerit süreksizlikler ile genelde pratik filtre tasarımında karşılaşılmaktadır. Basamak, açık-sonlu, köşe, boşluk ve birleşmeler (junction) bunlardan bazılarıdır. Genellikle, süreksizlik etkileri tam-dalga elektromanyetik (EM) simülasyonları ile modellenir ve bu modelleme filtre dizaynlarında kullanılır. Bu süreksizliklerin eşdeğer devre modellerinin kapalı-form ifadeleri uygun olduğu sürece kullanışlıdır. Bu ifadeler birçok devre analiz programında kullanılmaktadır. Taranan literatürde süreksizlik kullanılmıştır. Fakat bu tezde geçen filtre tasarımında süreksizlik kullanılmamıştır.

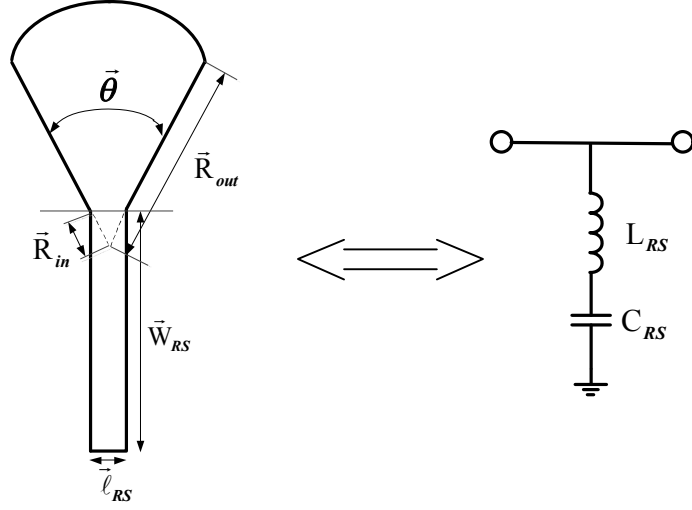
3.3 Birim Elemanlar ve Yüzey (Substrate) Özellikleri

Bu çalışmada filtre topolojisine uygun üç farklı birim eleman kullanılmıştır. Bu birim elemanlar shunt stub (SS)[6], radial stub (RS)[7] ve defected ground structure (DGS)[8-11] olarak isimlendirilir. Kullanılan substrat RO-4350 olup bu substratın özellikleri aşağıdaki gibidir:

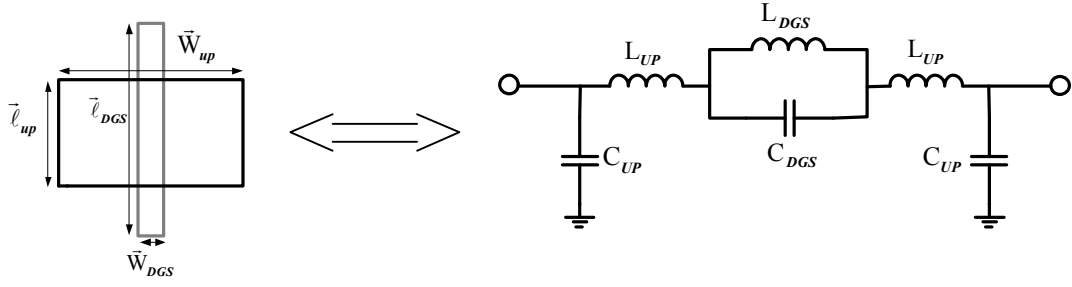
- Dielektrik sabiti $\epsilon_r=3.48$,
- Substrat kalınlığı $h=1.52$ mm,
- Bakır kalınlığı $t=35$ μm ,
- Tanjant kaybı $\tan\delta=0.002$.



Şekil 3. 7 Shunt stub birim elemanı ve eşdeğer devresi.



Şekil 3. 8 Radial stub birim elemanı ve eşdeğer devresi.



Şekil 3. 9 Defected ground structure birim elemanı ve eşdeğer devresi.

Bu birim elemanların karakterizasyonu, tasarım hedefine uygun sınırlar arasında geometrik şekillerin değiştirilmesi ile elde edilmiştir. Bu sınırlar kompakt yapı ve filtrenin frekans cevabına uygun olarak seçilmiştir.

YAPAY SİNİR AĞLARI (YSA) VE MLP ANN MODEL

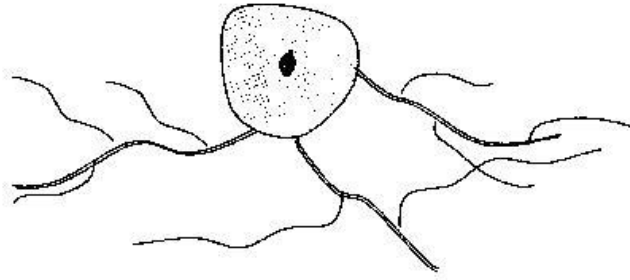
Bilim dünyası 1940' lı yıllarda yapay sinir ağları ile tanıştı. Bu alanda yapılan ilk çalışmalar beyin hücrelerinin işlevlerinin ve birbirleri ile haberleşme şekillerinin ortaya çıkarılmasını amaçlamaktaydı. O zamandan beri yapay sinir ağları gerek teorik gerekse pratik anlamda dikkate değer miktarda yol katetti. Bugün birçok hücrenin belli bir düzende bir araya getirilmesi ve uygun öğrenme algoritmaları ile sinir ağları kurulabilmekte ve bu ağlar çok karmaşık görevleri başarıyla yerine getirebilmektedir. Robot denetiminden ses tanıma uygulamalarına kadar birçok alanda yapay sinir ağlarına rastlanabilir. Bu sistemleri bu kadar ilginç kılan özelliklerden bazıları; sistemin, kendini oluşturan alt öğelerin hatalarını kompanze edebilmesi ve karışık eşleştirmeleri belli koşullar sağlandığı taktirde önceden tanımlanabilen bir hata sınırı içerisinde gerçekleyebilmesidir.

4.1 Doğal Sinir Hücresi ve Sinir Ağları

İnsan beynini oluşturan sinir hücreleri ve bu hücrelerin oluşturduğu oldukça kompleks yapılar olan ağlar gerek çalışma prensipleri, gerekse yapılarından dolayı bilim adamlarının her zaman ilgisini çekmiştir.

Şekil 4.1'de görülen sinir hücresi insan beynini oluşturan milyarlarca hücreden yalnızca biridir. Bu hücreler sinir ağlarının birim elemanıdır. Üstlenecekleri işlevin özelliğine göre

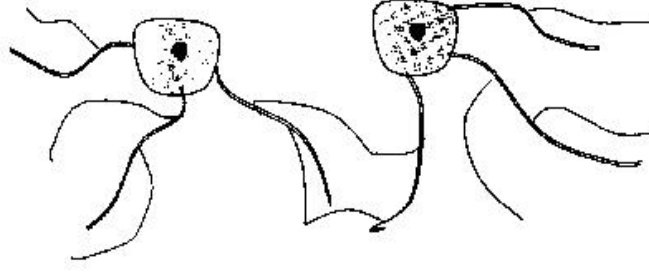
değişen sayılarda bir araya gelerek, insan beyninin düşünme, karar verme, öğrenme v.b. fonksiyonlarını gerçekleştirirler.



Şekil 4. 1 Bir sinir hücresi

Bir sinir hücresi hücre gövdesi, akson ve dendrit adı verilen bölümlerden oluşur. Hücreler birbirlerine dendrit adı verilen uzantılarla bağlanırlar. Bağlantı noktalarına sinaps denir. Bu bağlantılar aynı zamanda hücreler arasında iletişim kanalı olarak vazife görürler ve sinyalleri taşıma işlevini yerine getirirler. Sinyal taşıma ise elektrik yüklü iyonlar yardımıyla olur. Böylesine ilginç bir taşıma yöntemine sahip olan sinir hücrelerinin gizemi bu özelliklerinden kaynaklanmaktadır.

Sinir hücrelerinin bir tür elektriksel yolla haberleşmesi, bilim adamlarının dikkatini çekmiş, elektrik devreleri veya bir mekanizma ile sinir hücrelerinin çalışmasını gerçekleştirebilecekleri düşüncesinin ortaya çıkmasına ön ayak olmuştur. İnsan beynini oluşturan, insan zekasının kaynağı olan bu hücrelerin tüm sırları henüz çözülememiştir. Kısa bir süre öncesine kadar sinir hücrelerinin yenilenemediği sanılıyordu. Ancak yapılan son araştırmalar insan beyninde gerektiğinde yeni sinir hücrelerinin üretildiğini ortaya koymuştur. İleride bu özellikten yararlanarak belki de laboratuvar ortamında çoğaltılacak sinir hücreleri ile yapay sinir ağları konusunda yenilikler yaratılacaktır.

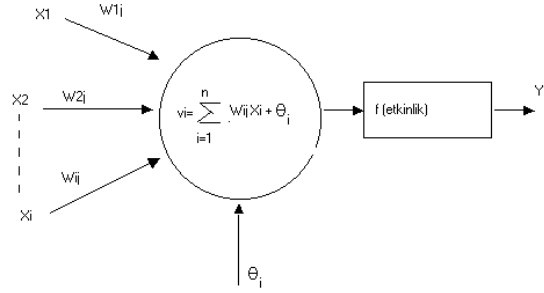


Şekil 4. 2 Sinir hücrelerinin birbiriyle bağlantısı

4.2 Yapay Hücre Modelleri

Yapay sinir hücreleri, YSA' nın çalışmasına esas teşkil eden en küçük bilgi işleme birimidir. Geliştirilen hücre modellerinde bazı farklılıklar olmakla birlikte genel özellikleri ile bir yapay hücre modeli, Şekil 3.3'de görüldüğü gibi girdiler, ağırlıklar, birleştirme fonksiyonu, aktivasyon (etkinleştirme) fonksiyonu ve çıktılar olmak üzere 5 bileşenden meydana gelir. Girdiler, diğer hücrelerden ya da dış ortamlardan hücreye giren bilgilerdir. Bilgiler, bağlantılar üzerindeki ağırlıklar üzerinden hücreye girer ve ağırlıklar, ilgili girişin hücre üzerindeki etkisini belirler. Birleştirme fonksiyonu, bir hücreye gelen net girdiyi hesaplayan bir fonksiyondur ve genellikle net girdi, girişlerin ilgili ağırlıkla çarpımlarının toplamıdır. Birleştirme fonksiyonu, ağ yapısına göre maksimum alan, minimum alan ya da çarpım fonksiyonu olabilir. Aktivasyon fonksiyonu ise birleştirme fonksiyonundan elde edilen net girdiyi bir işlemde geçirerek hücre çıktısını belirleyen ve genellikle doğrusal olmayan bir fonksiyondur. Hücre modellerinde, net girdiyi artıran +1 değerli polarma girişi yada azaltan -1 değerli eşik girişi bulunabilir ve bu giriş de sabit değerli bir giriş olarak girdi vektörü (x_0), katsayısı ise (genellikle b ile gösterilir) ağırlık vektörü (W_0) içerisine alınabilir. Genel olarak hücre modelleri Şekil 4. 3'deki gibi olmakla birlikte gerçekleştirdiği işleve göre hücreler statik yada dinamik bir davranış gösterebilirler.

4.2.1 Statik Hücre Modeli



Şekil 4. 3 Statik Hücre Modeli

Şekil 4. 3’de ağırlıkların sabit olduğu ve hücrede geri besleme yada geciktirilmiş sinyaller kullanılmadığı dikkate alınırsa bu hücre statik bir işlevi gerçekleştireceğinden bu model, statik hücre modeli olarak söylenebilir.

Statik hücrenin matematiksel modeli Eşitlik (4.1) deki gibi yazılabilir.

$$v = \sum_{i=0}^x w_i x_i \quad \text{yada} \quad v = \sum_{i=0}^x w_i x_i + b \quad (4.1)$$

Burada; W- hücrenin ağırlıklar matrisini, x- hücrenin giriş vektörünü, v- hücrenin net girişini, y- hücre çıkışını ve $\phi(\cdot)$ - hücrenin aktivasyon fonksiyonunu göstermektedir. Eşitlik (4.1) den, x giriş vektörünün bileşenlerinin dış (geri beslemesiz) girişler olması durumunda hücrenin doğrusal olmayan statik bir işlevi gerçekleştireceği görülmektedir.

4.2.1.1 Aktivasyon Fonksiyonları

Hücre modellerinde, hücrenin gerçekleştireceği işleve göre çeşitli tipte aktivasyon fonksiyonları kullanılabilir. Aktivasyon fonksiyonları sabit parametrelili yada uyarlanabilir parametrelili seçilebilir.

4.2.2 Dinamik Hücre Modelleri

Şekil 4.3’ de verilen yapay hücre modeli, x girişlerinden y çıkışlarına doğrusal olmayan statik bir dönüşümü gerçekleştirir. Örüntü tanıma ve sınıflandırma uygulamalarında statik hücre yada YSA modelleri uygun olmakla birlikte sistem modelleme ve denetimi

gibi dinamik problemlerin çözümünde dinamik hücre yada YSA yapılarının kullanılması gereklidir

4.3 Yapay Sinir Ağının Tanımı

Genel anlamda YSA, beynin bir işlevini yerine getirme yöntemini modellemek için tasarlanan bir sistem olarak tanımlanabilir. YSA, yapay sinir hücrelerinin birbirleri ile çeşitli şekilde bağlanmasından oluşur ve genellikle katmanlar şeklinde düzenlenir. Donanım olarak elektronik devrelerle yada bilgisayarlarda yazılım olarak gerçekleştirilebilir.

4.4 Çok Katmanlı Algılayıcı Yapay Sinir Ağları Modeli (MLP ANN Model)

Bu çalışmada, en yaygın sinir ağı modellerinden biri olan çok katmanlı algılayıcı (MLP) modeli kullanılmıştır[13-16].

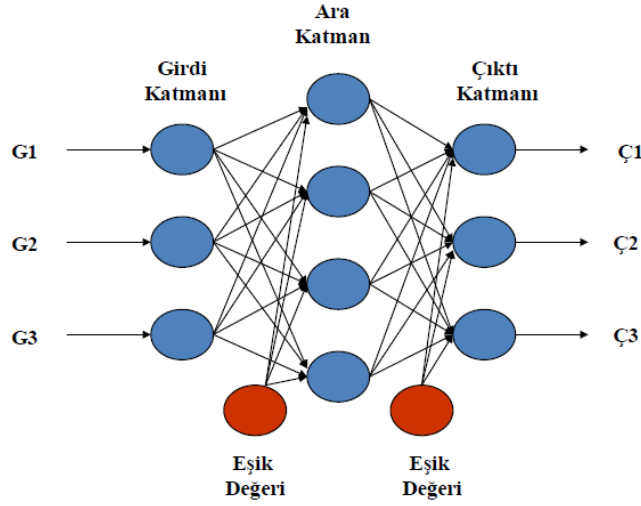
4.4.1 Çok Katmanlı Algılayıcı (MLP) Nedir?

XOR problemini çözmek için yapılan çalışmalar sonucu çok katmanlı algılayıcı modeli geliştirilmiştir. Rumelhart ve arkadaşları tarafından geliştirilen bu modele hata yayma modeli veya geriye yayılım modeli (back propogation) de denilmektedir. Bu özellikle sınıflandırma, tanıma ve genelleme yapmayı gerektiren problemler için çok önemli bir çözüm aracıdır. Bu model “Delta Öğrenme Kuralı” denilen bir öğrenme yöntemini kullanmaktadır. Bu kural aslında ADALINE ve basit algılayıcı modelinin öğrenme kurallarının geliştirilmiş bir şeklidir.

Bu modelin temel amacı ağı beklenen çıktısı ile ürettiği çıktı arasındaki hatayı en aza indirmektir. Bunu, hatayı ağı yayarak gerçekleştirdiği için bu ağı, hata yayma ağı da denmektedir.

4.5 MLP ANN Modelin Yapısı Ve Katmanları

Bir MLP sinir ağı modeli üç katmandan oluşur. Bunlar sırasıyla girdi katmanı, ara katman(lar) ve çıkış katmanlarıdır.



Şekil 4. 4 Çok katmanlı ağ modelinin yapısı.

4.5.1 Girdi Katmanı

Dış dünyadan gelen girdileri alarak ara katmana gönderir. Bu katmanda bilgi işleme olmaz. Gelen her bilgi geldiği gibi bir sonraki katmana gider. Her proses elemanın sadece bir tane girdisi ve bir tane çıktısı vardır. Yani, girdi katmanındaki her proses elemanı bir sonraki katmanda bulunan proses elemanlarının hepsine bağlanır.

4.5.2 Ara Katman

Ara katmanlar girdi katmanından gelen bilgileri işleyerek bir sonraki katmana gönderir. Çok katmanlı bir ağda birden fazla ara katman ve her katmanda birden fazla proses elemanı bulunabilir. Ara katman(lar) ağırlık katsayı matrisi, toplam ve çarpım operatörleri, önyargı vektörü, transfer fonksiyon kutusu ve çıkış vektörlerinden oluşur.

4.5.3 Çıkış Katmanı

Ara katmandan gelen bilgileri işleyerek ağa girdi katmanından verilen girdilere karşılık ağın ürettiği çıkışları belirleyerek dış dünyaya gönderir. Bir çıktı katmanında birden fazla proses elemanı olabilir. Her proses elemanı bir önceki katmanda bulunan bütün proses elemanlarına bağlıdır. Her proses elemanının bir çıktısı vardır.

4.6 Çok Katmanlı Ağın Öğrenme Kuralı

Çok katmanlı ağın öğrenme kuralı en küçük kareler yöntemine dayalı “Delta Öğrenme Kuralı”nın genelleştirilmiş halidir. Bu yüzden “Genelleştirilmiş Delta Kuralı” olarak da isimlendirilmektedir. Ağın öğrenebilmesi için eğitim seti adı verilen ve örneklerden oluşan bir sete ihtiyaç vardır. Bu set içinde her örnek için ağın hem girdiler hem de o girdiler için ağın üretmesi gereken çıktılar belirlenmiştir.

Ağa sunulan girdi için ağın ürettiği çıktı ağın beklenen çıktıları ile karşılaştırılır. Bunların arasındaki fark hata olarak kabul edilir. Amaç bu hatanın düşürülmesidir. Bu hata, ağın ağırlık değerlerine dağıtılarak bir sonraki iterasyonda hatanın azaltılması sağlanır.

ANN eğitim süreci boyunca, tekrarlanan ağırlık kat sayı değişimi ile eğitim ve doğrulama hata oranı gittikçe azalır. P. eğitim paterni için i. çıkış aşağıdaki denklemde tanımlanmıştır.

$$Y_p(i) = \sum_{k=1}^{N+1} W_{oi}(i, k)X_p(k) + \sum_{j=1}^{N_h} W_{oi}(i, j)O_p(j) \quad (4.2)$$

Denklem (4.2) deki $W_{oi}(i,k)$ parametresi giriş düğümünden çıkış düğümüne doğru olan ağırlık katsayısını, $W_{oi}(i,j)$ parametresi ise i. ara düğümünden j. Çıkış düğümüne doğru olan ağırlık katsayısını temsil eder.

Ağ performans kriteri iki numaralı denklemdeki gibi ortalama hatanın karesi tarafından hesaplanır.

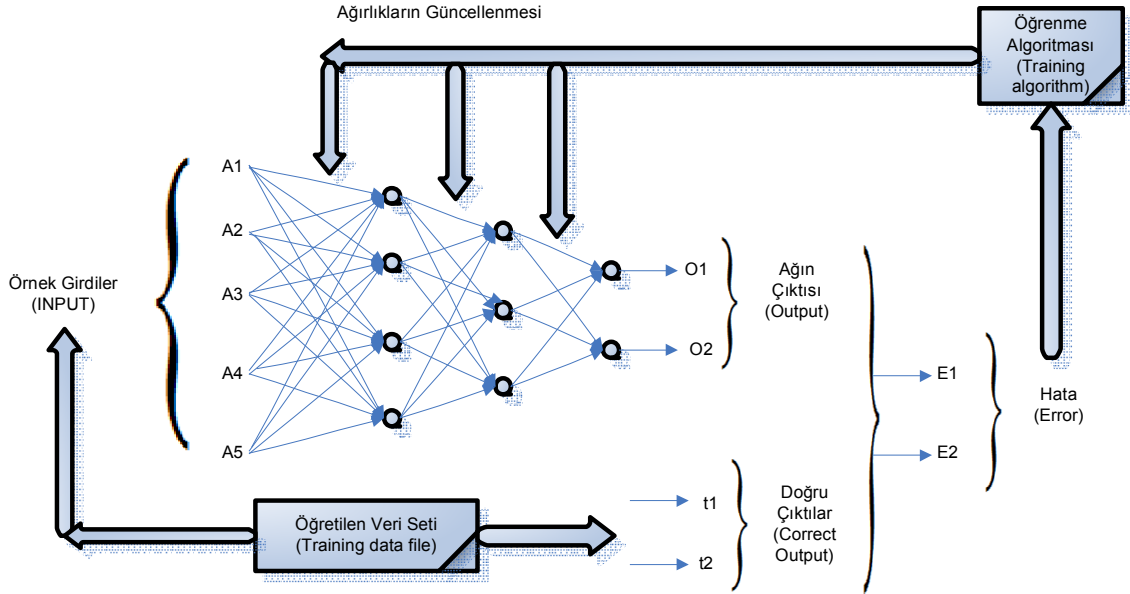
$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{p=1}^{N_v} E_p = \frac{1}{N} \sum_{p=1}^{N_v} \sum_{i=1}^M (t_p(i) - y_p(i))^2 \quad (4.3)$$

$$E_p = \sum_{i=0}^M [t_p(i) - y_p(i)]^2 \quad (4.4)$$

Denklem (4.3) de E_p P. paterne karşılık gelen hatayı, N_v eğitim veri setini, t_p talep edilen çıkış değerini ve y_p P. patern için eğitim anında meydana gelen M-boyutlu çıkış vektörünü temsil eder.

Ağın çıktısı ile doğru çıktılar sürekli karşılaştırılır. Şayet ikisi arasındaki fark fazla ise ağırlık güncellenmesi yapılır. Bu ağırlık güncellenmesi hata payının önemsenmeyecek seviyeye gelene kadar devam eder. Ağın çıktısı ile doğru çıktılar arasındaki fark çok küçülünce çıktılar doğru kabul edilip tekrar ağırlık güncellenmesi yapılmaz. Bu kurala

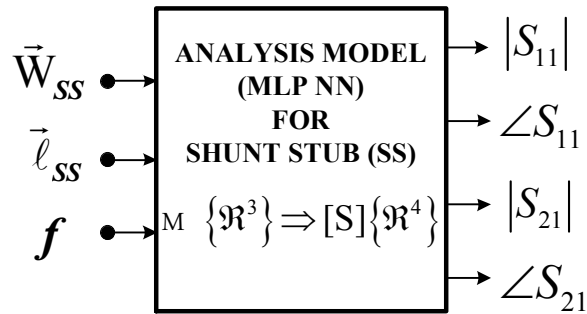
genelleştirilmiş delta kuralı denir. Şekil 4.5 de genelleştirilmiş delta kuralının blok diyagramı görülmektedir.



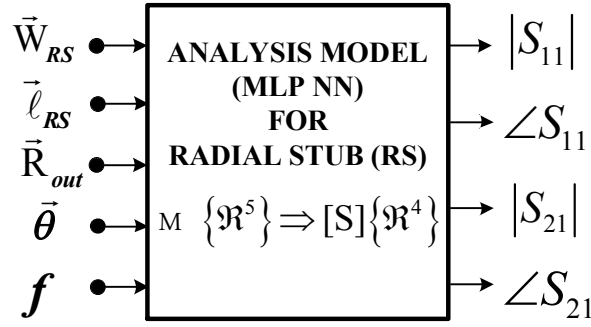
Şekil 4. 5 Genelleştirilmiş Delta Kuralı.

4.7 MLP ANN Dizayn Prosedürü

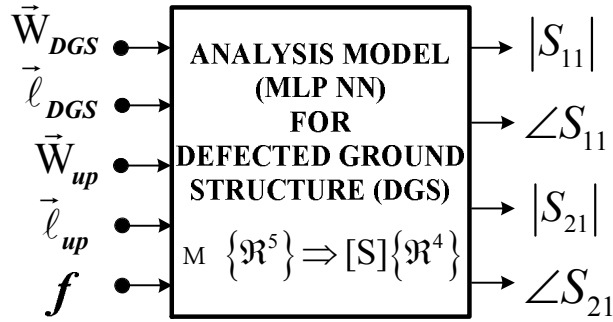
Dizayn prosedürümüzde ilk olarak birim elemanlar için bir kara kutu modeli oluşturulmuştur. Bu kara kutu modelleri ile birim elemanların S-parametre grafiklerini nasıl etkilemesi gerektiği öğretilmiştir. Birim elemanlara ait olan boyut ve frekans değerleri girdi olarak verilmiş ve eğitim sonucu istenilen S-parametre değerleri bulunmaya çalışılmıştır.



Şekil 4.6 MLP ANN ile oluşturulmuş SS birim elemanının kara kutu modeli.



Şekil 4.7 MLP ANN ile oluşturulmuş RS birim elemanın kara kutu modeli.



Şekil 4.8 MLP ANN ile oluşturulmuş DGS birim elemanın kara kutu modeli.

MLP ANN analiz modeline uygun tasarladığımız modelde 4 boyutlu $[S]$ parametre uzayı içinde, 3 boyutlu SS, 5 boyutlu DGS, ve 5 boyutlu RS kullanılmıştır. 3 boyutlu SS uzayı $\vec{W}_{ss}, \vec{l}_{ss}, f$ parametrelerinden oluşmuştur. Bu parametreler sırasıyla SS birim elemanın genişlik, uzunluk ve frekansına tekabül eder. 5 boyutlu RS uzayı $\vec{W}_{rs}, \vec{l}_{rs}, \vec{R}_{out}, \vec{\theta}, f$ parametrelerinden oluşmuştur. Bu parametreler sırasıyla mikroşerit hattın genişlik, uzunluk, stubın dış yarıçapı, stubın açısı ve frekansına tekabül eder. 5 boyutlu DGS uzayı $\vec{W}_{DGS}, \vec{l}_{DGS}, \vec{W}_{up}, \vec{l}_{up}, f$ parametrelerinden oluşur. Bu parametreler sırasıyla DGS'nin genişliği, DGS'nin uzunluğu, mikroşerit hattın üst yüzeyindeki genişliği, uzunluğu ve frekansına tekabül eder.

RS birim elemanın iç yarıçapını, mikroşerit hattın W değeri ile kolay bir şekilde (4.5) numaralı denklemdeki gibi elde edebiliriz.

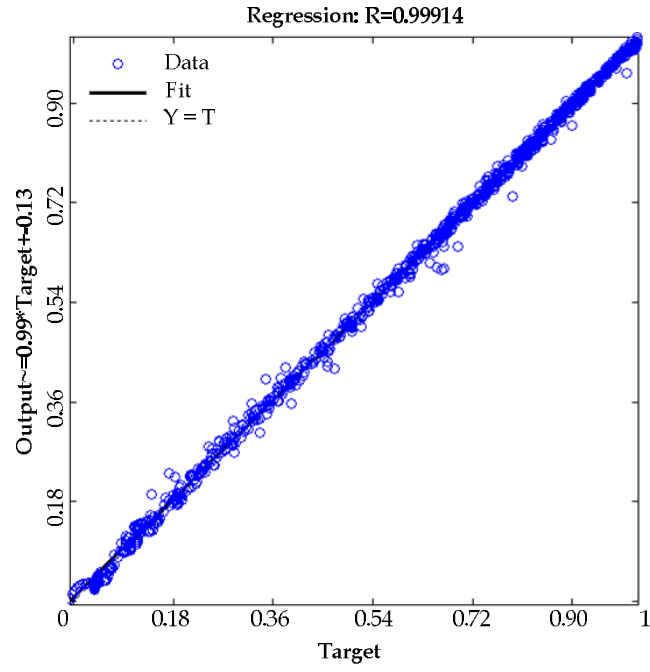
$$R_{in} = \frac{W}{2 \cdot \sin(\theta / 2)} \quad (4.5)$$

Sonuç olarak, birim elemanları S_{11} ve S_{22} parametrelerinin büyüklük ve açıları olan $|S_{11}|$, $\angle S_{11}$, $|S_{21}|$, $\angle S_{21}$ değerleri analiz edilen modelin çıkışı olarak tanımlanmıştır.

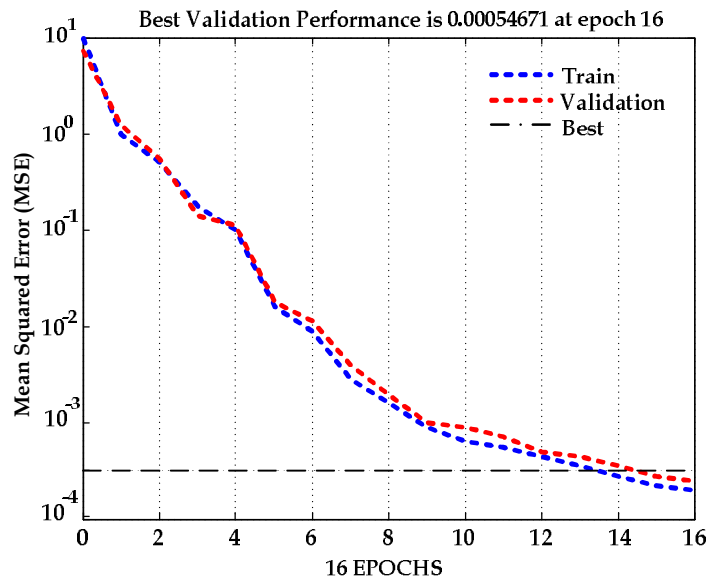
ANN modelimizin yapısı bir giriş katmanı, iki ara katman ve bir çıkış katmanından oluşmaktadır. Hiperbolik tanjant fonksiyonu bütün sakı nöronlar için aktivasyon frekansı olarak kabul edilmiştir. Levenberg Marquart algoritması ağ parametrelerinin optimizasyonu dâhilinde kabul edilebilir. Yapay sinir ağları yapısında 3 farklı birim elemanı için 5 giriş ve 4 çıkış ağı ve 2 ara katmanın her biri için 10 adet ağ mevcuttur. Network eğitilmiş çıkış veri seti, giriş veri seti ile bağlantılıdır. Bu giriş veri setleri çizelge 4.1 de görüldüğü üzere elemanların boyut aralıklarından oluşmuştur. Bu tablo 3-D Emulator tarafından üretilmiştir. Her bir SS, RS, DGS elemanlarının frekansı için sinir ağlarının toplam eğitilmiş veri sayısı sırasıyla 126, 500 ve 1029 dur. MLP ANN'nin tahmini sonuçları ile CST MWS'nin sonuçları Şekil 4,6 ve 4,7 de karşılaştırılmıştır. Sonuçlara göre, modelin doğruluğu % 99,3 tür ve model 2,2 GHz ve 8 GB hafızaya sahip olan bir 3-D simülatörden yaklaşık olarak 240 kat daha hızlıdır.

Çizelge 4. 1 Eğitim verileri için birim elemanların boyut aralıkları

Birim Elemanlar	Giriş Değişkenleri	Min. Değer	Maks. Değer	aralık	Veri Sayısı
SS	W_{SS} (mm)	0.4	3	0.2	14
	ℓ_{SS} (mm)	4	6	0.25	9
	f (GHz)	0.2	20.2	1	21
RS	W_{RS} (mm)	0.2	1	0.2	5
	ℓ_{RS} (mm)	0.2	1	0.2	5
	R_{out} (mm)	0.25	1	0.25	4
	θ (°)	50	90	10	5
	f (GHz)	0.2	20.2	1	21
DGS	W_{DGS} (mm)	0.5	1	0.25	3
	ℓ_{DGS} (mm)	2	8	1	7
	W_{up} (mm)	2	5	0.5	7
	ℓ_{up} (mm)	2	5	0.5	7
	f (GHz)	0.2	20.2	1	21



Şekil 4. 9 Birim eleman modelinin MSE hatası için doğrusal regresyon saçılma grafiği



Şekil 4.10 Birim MLP ANN modelinin ortalama hata değişiminin karesi

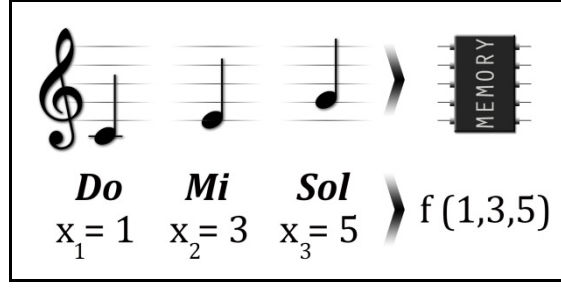
5.1 Harmoni Arama Algoritması (HSA)

Optimizasyon tekniği olarak kullanılan ve ilk olarak Geem ve arkadaşları tarafından geliştirilen HS algoritması, bir orkestradaki müzisyenlerin çaldıkları notalar ile armonik açıdan en iyi melodinin elde edilmesi prensibine dayanmaktadır [17-21].

HS algoritması çeşitli mühendislik problemlerinin çözümünde kullanılmıştır. Karar değişkenleri için özel bir başlangıç çözümü gerektirmemesi, birden fazla çözümle optimizasyon işlemine devam ettiği için birçok yönde genel optimum çözümü arayarak, bu sayede yerel optimum çözümlerden kurtulması ve optimizasyon işlemlerinde hem sürekli hemde ayrık değişkenler kullanılması metodun avantajları olarak ortaya çıkmaktadır.

HS algoritması hesaplama mantığı bakımından genetik algoritma (GA) ile benzerlikleri olmasına karşın, bu iki yöntem arasındaki en belirgin fark yeniden üretim aşamasındaki varsayımlardan kaynaklanmaktadır. GA ile yeni bir karar değişkeninin oluşturulmasında toplum içerisindeki iki adet birey kullanılırken HS metodunda oluşturulan yeni birey toplum içindeki tüm bireylerin özelliklerini taşıyabilmektedir. Ayrıca HS’de bir iterasyonun tamamlanması GA’ya göre daha hızlıdır[17-21].

Optimizasyon problemi ve doğaçlama müzik arasındaki benzerlik Şekil5.1 de gösterilmiştir.



Şekil 5. 1 Mühendislik optimizasyonu ile müzik enstrümanı arasındaki benzerlik

Bir optimizasyon problemindeki her bir değişken bir nota ile temsil edilmiştir. Bu notalar, müzik aletlerinin türüne göre belli bir ses aralığında çalarlar. Aynı anda çalan notalar tarafından oluşturulan müziğin tamamı bir çözüm vektörü üretir. En iyi çözüm vektörleri algoritma ve karşılaştırmayla seçilir. Bir optimizasyon probleminde, değişkenler, belirli bir aralık içinde tanımlanır. Örneğin x_1 , x_2 , x_3 değişkenlerine sahip olan bir (f) fonksiyonda her bir değişken için bir aralık vardır.

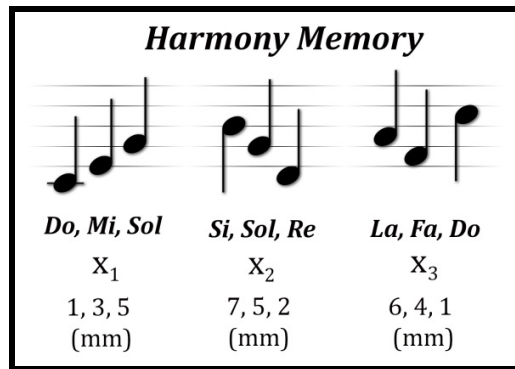
$$f(x_1, x_2, x_3) \quad (5.1)$$

$$x_{1 \min} < x_1 < x_{1 \max} \quad (5.2)$$

$$x_{2 \min} < x_2 < x_{2 \max} \quad (5.3)$$

$$x_{3 \min} < x_3 < x_{3 \max} \quad (5.4)$$

Şekil 5.2 bize HSA'nın temel ilkesini verir. Her bir müzik notası bir değişkeni ifade etmektedir. Bu nota aralıkları değişken aralığı olarak tanımlanır.



Şekil 5. 2 Harmoni arama algoritması'nın çalışma prensibi

HS algoritmasıyla bir optimizasyon probleminin çözümü beş adımda yapılmaktadır [17-21].

Adım 1. Problemin kurulması ve algoritma parametrelerinin belirlenmesi

Bu adımda, optimizasyon probleminin amaç fonksiyonu (AF) denklem (4.5)'deki gibi tanımlanmaktadır.

$$AF = \text{Minimum} \{ f(x) \}, \quad x_i \in X_i, \quad i=1, 2, 3, \dots, N \quad (5.5)$$

Denklemden $f(x)$ minimize edilecek amaç fonksiyonunu, x_i her karar değişkeni için kullanılan çözüm uzayını, N ise toplam karar değişkeni sayısını göstermektedir. HS algoritmasına ait çözüm parametreleri; harmoni belleği kapasitesi (HMS), harmoni belleğini dikkate alma oranı ($HMCR$) ve ton ayarlama oranı (PAR) şeklinde belirtilebilir [17-21].

Adım 2. Harmoni belleğinin oluşturulması

$$HM = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \dots & x_{N-1}^1 & x_N^1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \dots & x_{N-1}^2 & x_N^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ x_1^{HMS-1} & x_2^{HMS-1} & \dots & x_{N-1}^{HMS-1} & x_N^{HMS-1} \\ x_1^{HMS} & x_2^{HMS} & \dots & x_{N-1}^{HMS} & x_N^{HMS} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} f(x^1) \\ f(x^2) \\ \vdots \\ f(x^{HMS-1}) \\ f(x^{HMS}) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Adım 3. Yeni harmoni oluşturulması

Bu adımda, yeni harmoni vektörü $x' = (x_1', x_2', x_3', \dots, x_N')$, harmoni belleğindeki tonlara göre ve tamamen rassal seçilen tonlara göre üretilmektedir. Harmoni belleğinde bulunan tonlara göre, yeni harmoni vektörüne ait ilk karar değişkeni (x_1') mevcut harmoni belleği ($x_1', \dots, x_1^{HMS}$) içerisindeki herhangi bir değerden rassal olarak seçilmektedir. Diğer karar değişkenlerinin ($x_2', x_3', x_4', \dots, x_N'$) seçilmesi ise benzer şekilde yapılmaktadır. Değişkenlerin harmoni belleğinden seçilip seçilmeyeceğinin belirlenmesi, $HMCR$ değerine göre yapılmaktadır. Burada, $HMCR$ (0 ile 1 arasında değişir) bir karar değişkeninin değerinin mevcut harmoni belleğinden seçilme olasılığını gösterirken, $(1 - HMCR)$ oluşturulan yeni karar değişkeninin mevcut çözüm uzayı

içerisinden rassal olarak seçilmesine karşılık gelmektedir. Seçim işleminin yapılış biçimi denklem (5.7)'de gösterilmiştir [17-21].

$$x'_i = \begin{cases} HMCR_olasılığında \Rightarrow x'_i \in \{x_i^1, x_i^2, x_i^3, \dots, x_i^{HMS}\} \\ (1 - HMCR)_olasılığında \dots \Rightarrow x'_i \in X \end{cases} \quad (5.7)$$

Bundan sonra, ton ayarlama işleminin gerekli olup olmadığının belirlenmesi için her karar değişkeninin değerlendirilmesi yapılmaktadır. Ton ayarlama oranı (PAR) denklem (5.8)'e göre yapılmaktadır [17-21].

$$x'_i = \begin{cases} PAR_olasılığında \Rightarrow x'_i \pm Rnd\{0,1\} \times bw \\ (1 - PAR)_olasılığında \dots \Rightarrow x'_i \end{cases} \quad (5.8)$$

Denklemden bw rassal seçilmiş band genişliğini, $Rnd(0,1)$ ise 0 ile 1 arasında üretilmiş rassal sayıyı göstermektedir. PAR olasılığında (x'_1) karar değişkeni değiştirilmekte, $(1 - PAR)$ durumunda ise hiçbir şey yapılmamaktadır. $HMCR$ ve PAR parametreleri algoritmanın sırasıyla genel ve yerel optimum çözümleri bulmasında yardımcı olmaktadır.

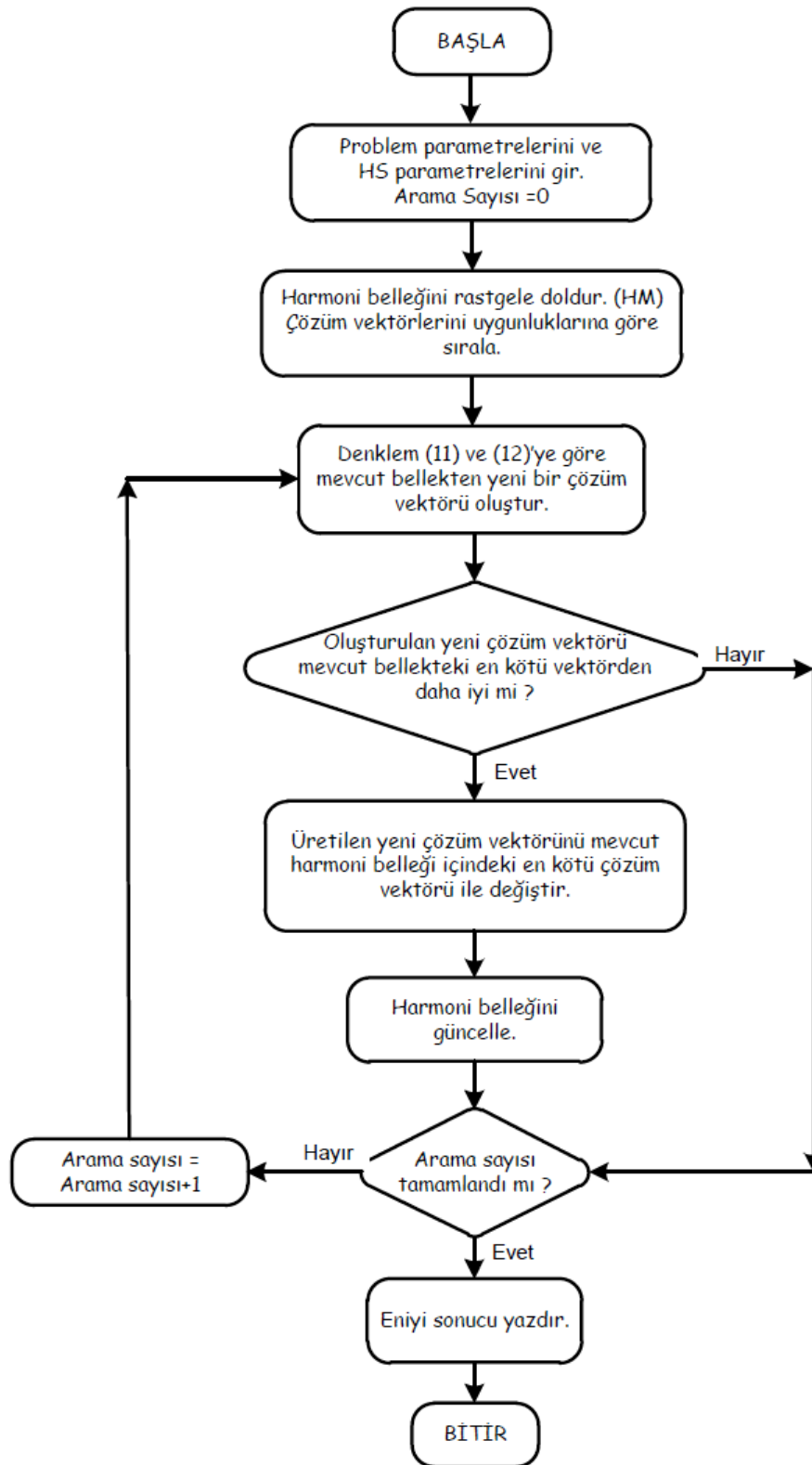
Adım 4. Harmoni belleğinin güncellenmesi

Bu adımda, amaç fonksiyonlarının değerleri bakımından yeni oluşturulan harmoni $x' = (x'_1, x'_2, x'_3, \dots, x'_N)$ ile bellekteki en kötü harmoni arasında karşılaştırma yapılmaktadır. Yeni oluşturulan harmoni vektörünün en kötü harmoniden daha iyi sonuç vermesi durumunda, en kötü harmoni vektörü bellekten çıkarılır ve yeni harmoni vektörü onun yerine atanır [17-21].

Adım 5. Durma koşulunun kontrolü

Bu adımda verilen durma koşulunun sağlanıp sağlanmadığı kontrol edilir. Koşulun sağlanmaması durumunda yeniden üretim, yeni harmoni oluşturulması, değişkenlerin harmoni belleğinden seçilip seçilmeyeceği ($HMCR$), ton ayarlama (PAR) ve harmoni belleğinin güncellenmesi adımları tekrar edilir. Durma koşulu sağlandığında en iyi

sonuç alınarak arama sonlandırılır [17-21]. Bu adımları gösteren harmoni arama optimizasyon algoritmasının akış diyagramı Şekil 5. 3’de verilmiştir.

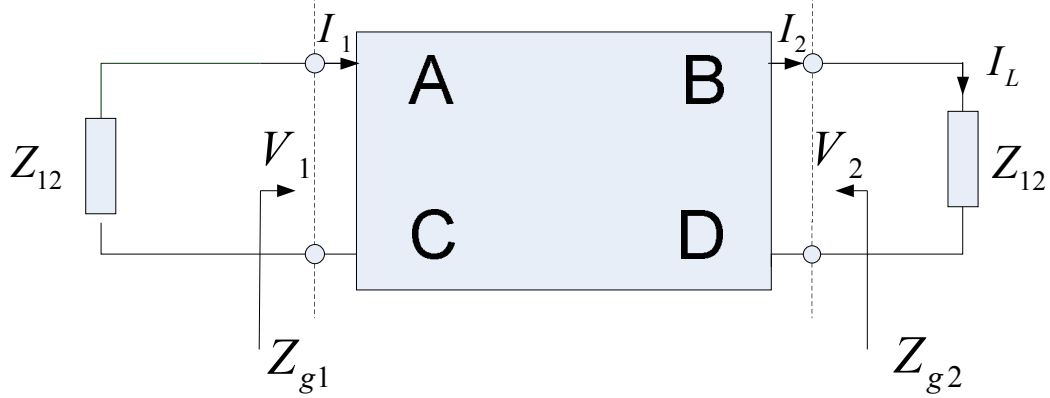


Şekil 5. 3 Harmoni arama algoritmasının akışı

5.2 Kaskat Bağlanmış Mikroşerit Yapılar

5.2.1 ABCD Parametreleri

İki kapılı mikroşerit hatları tanımlamada saçılma parametreleri en kullanışlı yol olmasına rağmen bazen yeterli olmaz. Bu gibi durumlarda iletim parametreleri metodu ile tanımlama yapılır. A,B,C,D parametreleri her bir devrenin kendi matris elemanlarını göstermek için kullanılır. İletim matrisi aynı zamanda ABCD matrisi ve parametreleri olarak da bilinir. İki kapılı bir devre için ABCD matrisi aşağıdaki gibi verilebilir.



Şekil 5. 4 Kendi iletim empedansı ile sonlandırılmış iki kapılı devre.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$V_1 = AV_2 + B.I_2 \quad (5.10a)$$

$$I_1 = C.V_2 + D.I_2 \quad (5.10b)$$

5.2.2 Kaskat Bağlama

Kaskat bağlanmış iki kapılı mikrodalga devreleri, ABCD matrislerini kullanarak çok etkili bir analiz yöntemi sunar[22]. N tane kaskat bağlanmış iki kapılı bir yapı için elde edilen matris aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdots \cdots \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Bu denkleme (5.11) göre filtre yapısının tamamı kaskat bağlanmış birim elemanlar ile analiz edilebilir. İlk olarak her elemanın ABCD parametresi ayrı ayrı hesaplanır ve daha sonra denklem (15) kullanılarak bu parametreler birleştirilir. Bizim dizaynımızda 5 adet SS, 2 adet mikroşerit hat, 4 adet RS ve 6 adet DGS kullanılmıştır.

Bu durumda ABCD matrisindeki n sayısı 17 olmakta ve bu aşağıdaki denklemlerde yazmaktadır.

$$[T]^n = \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{BPF} = [T]_{SS_1}^1 [T]_{ML_1}^2 [T]_{RS_1}^3 [T]_{DGS_1}^4 \cdots \cdots [T]_{SS_s}^{17} \quad (5.13)$$

S ve T (ABCD) dönüşümlerini açıklayan, denklemler arasındaki ilişkiler aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$A = \frac{Z_{N1}^* + Z_{N1} S_{11} - Z_{N1}^* S_{22} - Z_{N1} \Delta_S}{2 S_{21} \sqrt{\text{Re}\{Z_{N1}\} \text{Re}\{Z_{N2}\}}} \quad (5.14)$$

$$B = \frac{Z_{N1}^* Z_{N2}^* + Z_{N1} Z_{N2}^* S_{11} + Z_{N1}^* Z_{N2} S_{22} + Z_{N1} Z_{N2} \Delta_S}{2 S_{21} \sqrt{\text{Re}\{Z_{N1}\} \text{Re}\{Z_{N2}\}}} \quad (5.15)$$

$$C = \frac{1 - S_{11} - S_{22} + \Delta_S}{2 S_{21} \sqrt{\text{Re}\{Z_{N1}\} \text{Re}\{Z_{N2}\}}} \quad (5.16)$$

$$D = \frac{Z_{N2}^* - Z_{N2}^* S_{11} + Z_{N2} S_{22} - Z_{N2} \Delta_S}{2 S_{21} \sqrt{\text{Re}\{Z_{N1}\} \text{Re}\{Z_{N2}\}}} \quad (5.17)$$

ABCD parametreleri ile S parametreleri arasındaki ters dönüşüm ise aşağıdaki gibidir.

$$S_{11} = \frac{AZ_{N2} + B - CZ_{N1}^* Z_{N2} - DZ_{N1}^*}{AZ_{N2} + B + CZ_{N1} Z_{N2} + DZ_{N1}} \quad (5.18)$$

$$S_{21} = \frac{2 \sqrt{\text{Re}\{Z_{N1}\} \text{Re}\{Z_{N2}\}}}{AZ_{N2} + B + CZ_{N1} Z_{N2} + DZ_{N1}} \quad (5.19)$$

İki kapılı devrede $Z_{N1} = 50 \Omega$ ve $Z_{N2} = 50 \Omega$ parametreleri devrede uygun sonlandırmada kullanılmıştır ve $\Delta_S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$ bağlantısı mevcuttur.

ABCD parametrelerinin hesaplanması sürecinde, her elemanın S parametresi kendi ANN modeli ile elde edilmiştir. ABCD matrisi alındıktan sonra, filtrenin S parametreleri dönüşüm kullanılarak hesaplanmıştır. Ayrıca filtrenin S_{12} ve S_{22} parametrelerinin hesaplanmasına gerek yoktur çünkü $S_{11}=S_{22}$ ve $S_{12}=S_{21}$ eşitlikleri vardır[22].

5.3 Amaç Fonksiyonu

Optimizasyon işlemi sürecinde, talep edilen UWB filtre cevabı için en uygun boyutlar araştırılır. Bu optimizasyonun elde edilmesi için gerekli amaç fonksiyonu (AF) aşağıdaki gibi açıklanmıştır.

$$Objective = W_1 \cdot \epsilon_1 + W_2 \cdot \epsilon_2 + W_3 \cdot \epsilon_3 \quad (5.20)$$

$$\epsilon_1 = (1 - |S_{11}| + |S_{21}|) \Big|_{\Delta f_1} \quad (5.21)$$

$$\epsilon_2 = (1 + |S_{11}| - |S_{21}|) \Big|_{\Delta f_2} \quad (5.22)$$

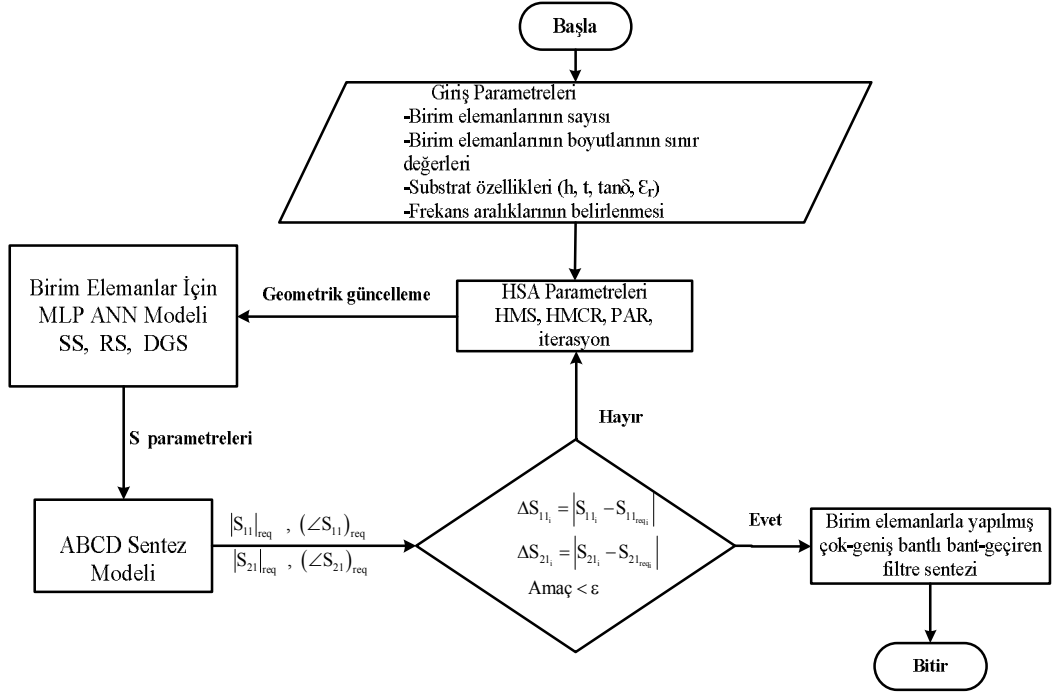
$$\epsilon_3 = (1 - |S_{11}| + |S_{21}|) \Big|_{\Delta f_3} \quad (5.23)$$

Bu denklemlerde $\Delta f_1 = 0.2 - 3.1$ GHz, $\Delta f_2 = 3.1 - 10.6$ GHz ve $\Delta f_3 = 10.6 - 20$ GHz eşitliği vardır. Tüm ağırlık katsayıları olan W_1, W_2, W_3 (24) sırasıyla 1/3, 1, 1/4, değerlerine eşittir. Ayrıca optimizasyon parametreleri olan HMS, HMCR ve PAR sırasıyla 25, 0.8 ve 0.4 olarak ayarlanmıştır. Optimizasyon işlemi, iterasyon sayısının maksimum değerine veya önceden tanımlanmış hedef değere ulaşır ulaşmaz tamamlanmıştır. W_2 katsayısının diğer katsayılar nazaran daha büyük seçilmesinin nedeni filtrenin iletim bant aralığına denk gelmesidir.

BÖLÜM 6

TASARIM

Bu bölümde filtrenin dizayn bölümü açıklanmıştır. İlk olarak birim elemanlar olan SS, RS ve DGS nin karakteristikleri hakkında bilgi verilmiştir. Ardından filtre tasarımı için birim elemanlarının sayısı belirlenmiştir. Daha sonra HSA optimizasyonu ile birim elemanların (SS, RS, DGS) boyutlarının sınır değerleri belirlenmiş ve optimizasyon sonucu bant geçiren filtre için en uygun boyutlar elde edilmiştir. Ardından da her bir eleman MLP ANN modeli ile kaskat bağlanarak S-parametre grafiği incelenmiştir. Belirlenen modelin CST MWS programında 3D simülasyonu ve DGS elemanı kullanılmadan AWR programında 2D simülasyonu yapılmıştır. Dizayn kısmında özellikle optimizasyon kısmını hızlandırmak için doğruluk payı yüksek olan MLP ANN modeli tercih edilmiştir. Şekil 6.1 de görüldüğü üzere dizayn prosedürünün blok şeması verilmiştir.

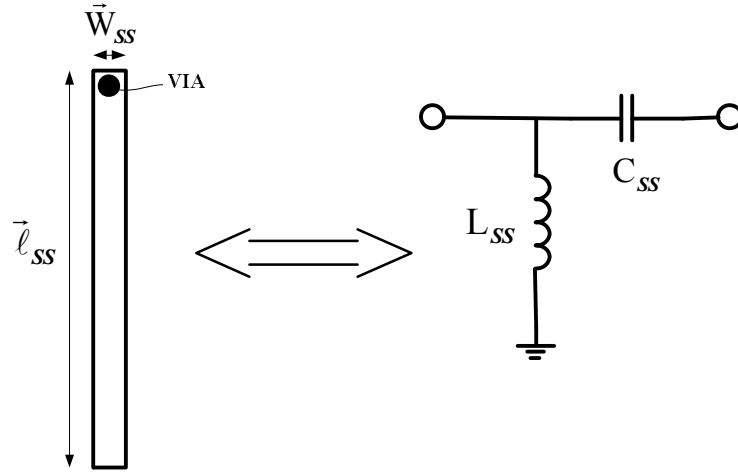


Şekil 6. 1 UWB bant geçiren filtrenin genel dizayn prosedürü

6.1 Shunt Stop (SS) Birim Elemanın Karakteristiği

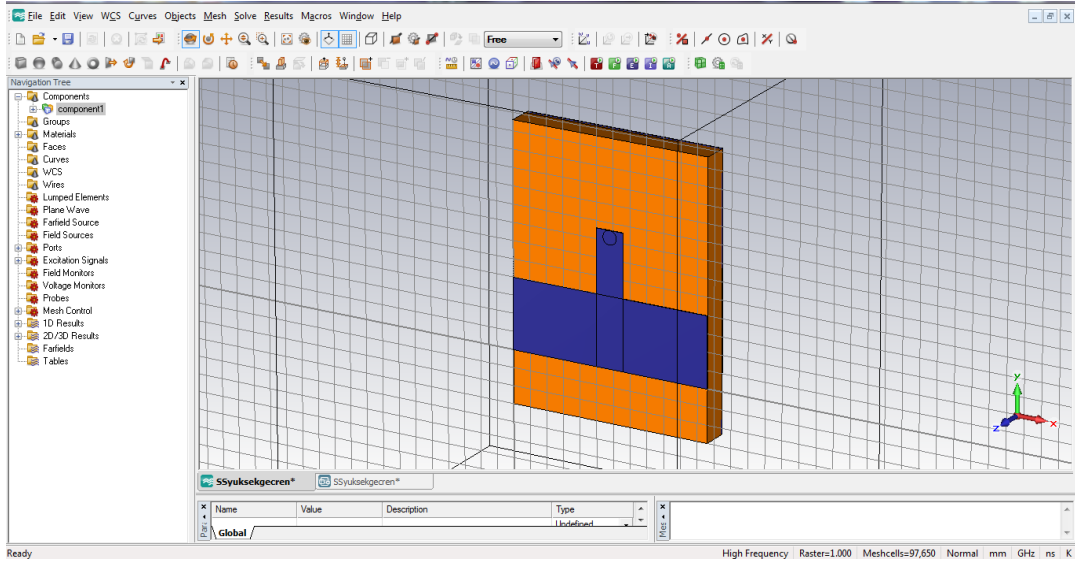
Tasarımın asıl amacı olan bant geçiren filtre iki ana kısımdan oluşur. Birincisi yüksek geçiren filtre özelliği ki bu kısım 3.1 GHz den sonraki frekans bölgesini geçirecek olan kısımdır. İkinci kısmı ise alçak geçiren filtre kısmı olup bu kısımda da 10.6 GHz den önceki frekans bölgesini geçirip daha sonraki frekans bölgesinin bastırıldığı bölgedir.

Bu çalışmada SS birim elemanı bant geçiren filtre özelliği göstermektedir. Bizim tasarımıımızdaki SS birim elemanı 3.1 GHz den sonraki frekans bölgesini geçiren, önceki frekans bölgesini ise bastıracak şekilde optimize edilmiştir. Genel itibari ile SS birim elemanının şekli ve eşdeğer devresi Şekil 6. 2 de görülmektedir.

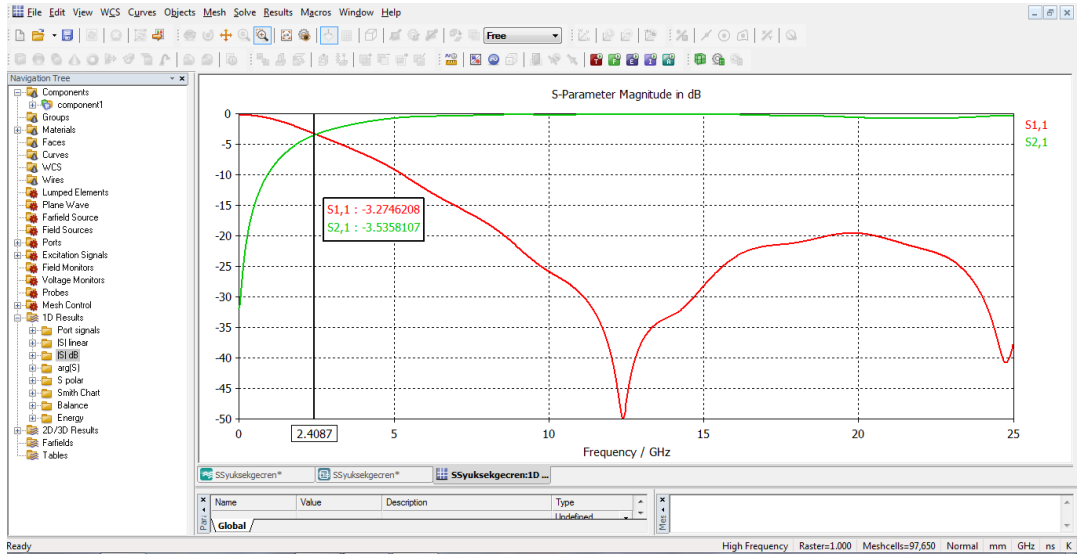


Şekil 6. 2 Shunt stub birim elemanı ve eşdeğer devresi.

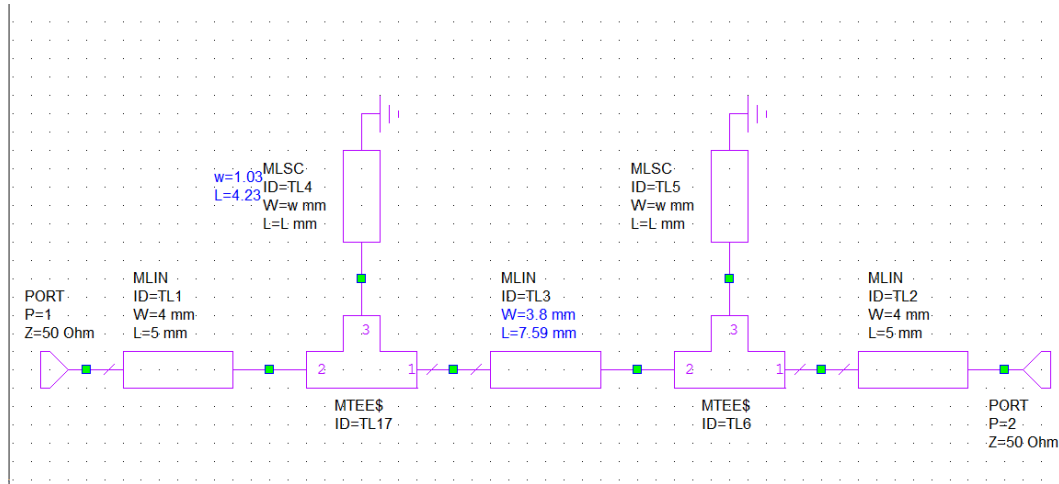
Şekil 6.3 de ve Şekil 6.4 de CST MWS programında SS birim elemanına ait bir simülasyonu görülmektedir. Bu simülasyonda SS birim elemanı 2.5 GHz den itibaren bir yüksek geçiren filtre gibi davranmıştır. Aslında bant geçiren bir eleman olan SS birim elemanı bu tasarımda yüksek geçiren kısmı ile daha çok kullanılmıştır.



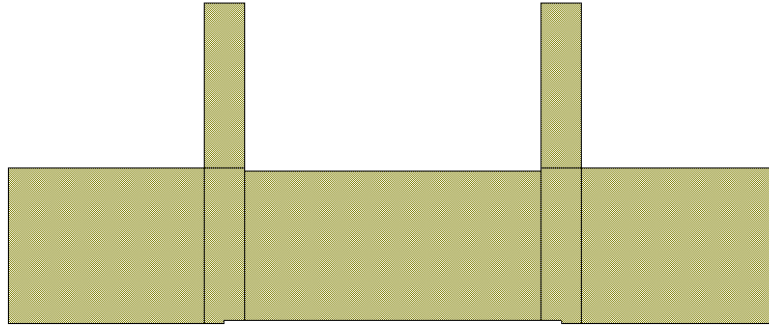
Şekil 6. 3 CST MWS programında simüle edilmiş SS birim elemanın yapısı



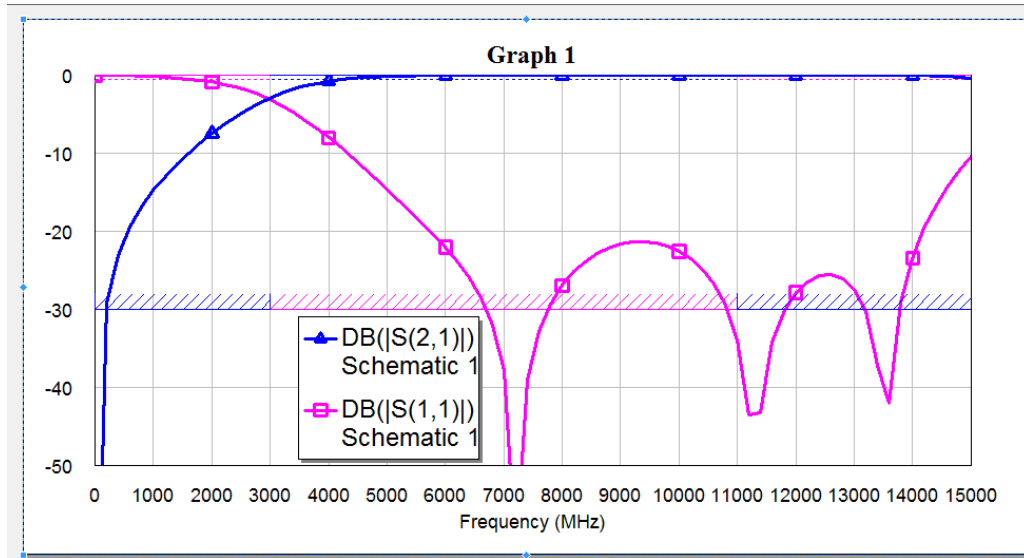
Şekil 6. 4 CST MWS programında simüle edilmiş SS birim elemanın s-parametre grafiği



Şekil 6. 5 AWR programında simüle edilmiş SS birim elemanın boyutları



Şekil 6. 6 AWR programında simüle edilmiş SS birim elemanının boyutları

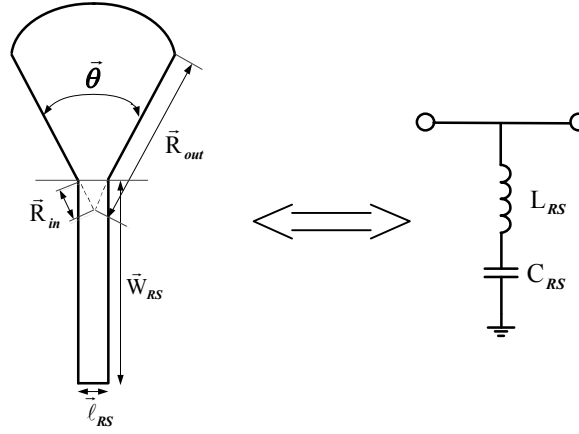


Şekil 6. 7 AWR programında simüle edilmiş SS birim elemanının boyutları

6.2 Radial Stup (RS) Birim Elemanı Ve Karakteristiği

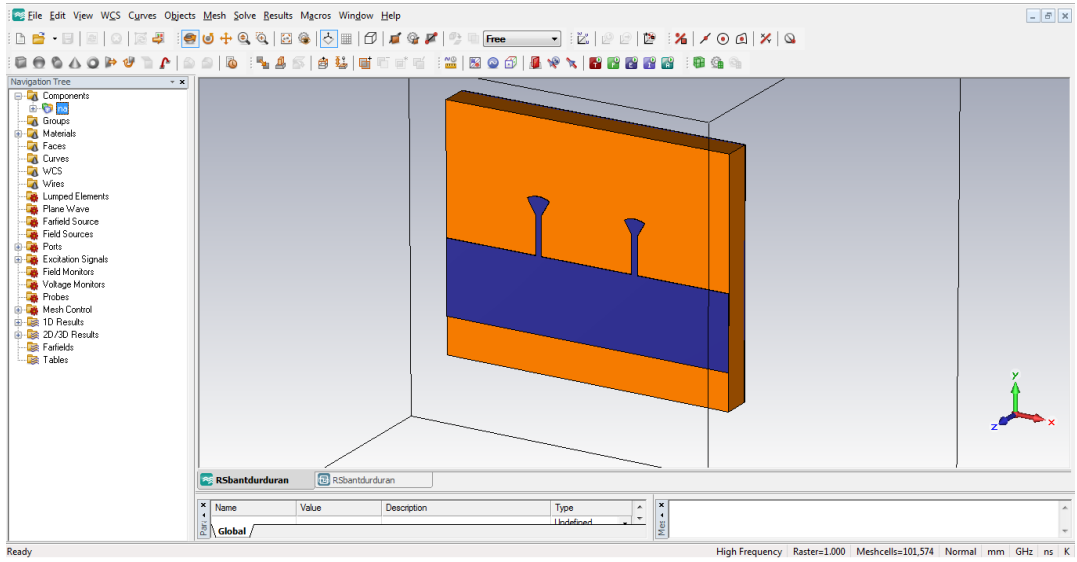
Bant geçiren filtre tasarımında 10.6 GHz den sonraki frekans bölgesini batırılması gerekmektedir. Bu durum iki şekilde tasarlanabilir. Birincisi 10.6 GHz den itibaren alçak geçiren filtre tasarımı kullanmak yada 10.6 GHz den sonra dar bantta bant durduran filtre kullanmak.

RS birim elemanı 10.6 GHz den sonraki frekans bölgesinde bant durduran filtre özelliği göstermektedir. Böylece RS birim elemanı filtreye ait ikinci ve nc harmoniklerin bastırılmasında katkıda bulunmuş olmaktadır. Genel itibari ile RS birim elemanının şekli ve eşdeğer devresi ve parametreleri şekil 6.8 de görülmektedir.

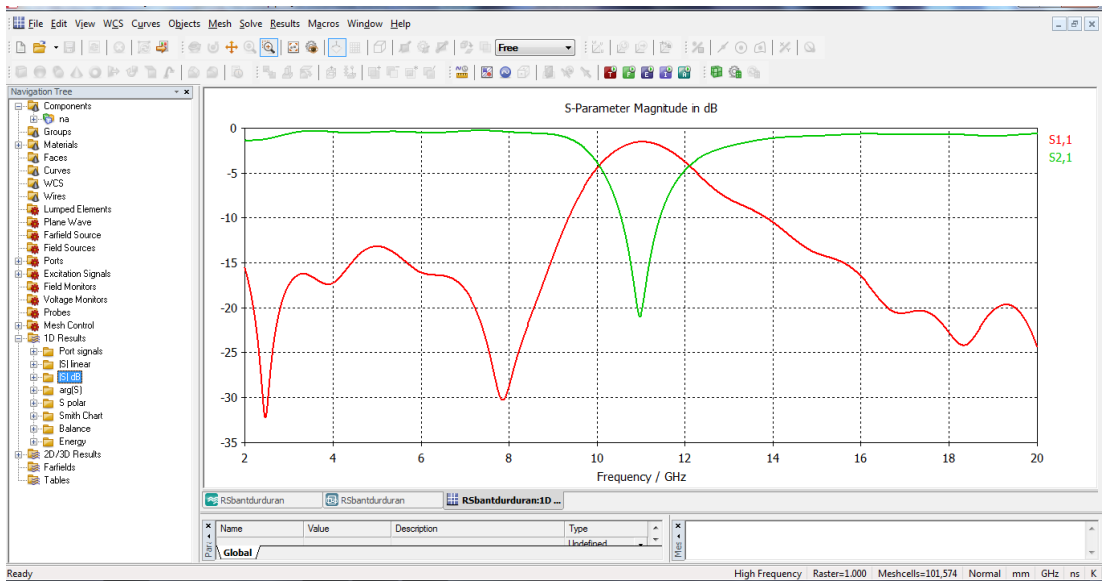


şekil 6. 8 Radial stub birim elemanı ve eşdeğer devresi.

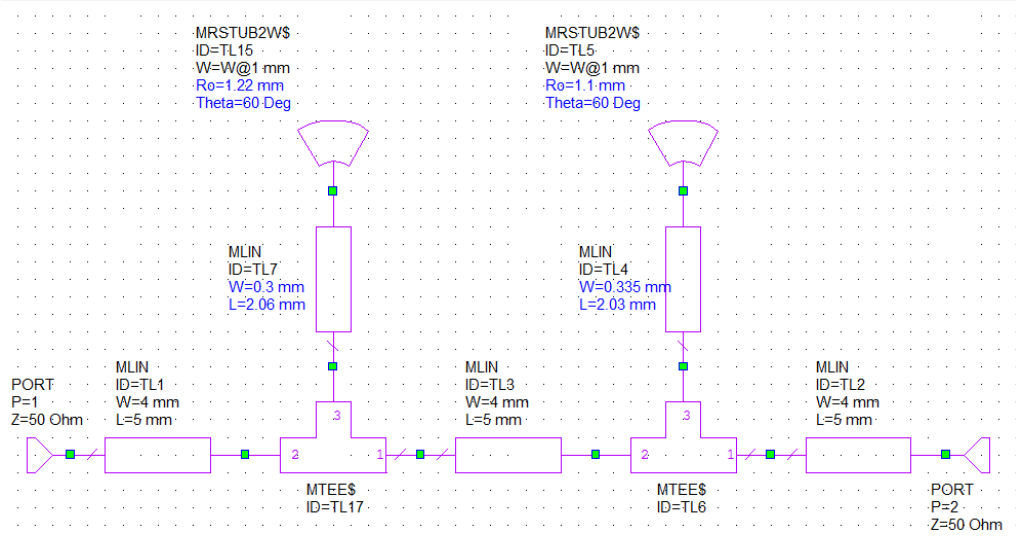
şekil 6.9 de ve şekil 6.10 da CST MWS programında RS birim elemanına ait bir simülasyon görülmektedir. Bu simülasyonda RS birim elemanı 10 GHz ile 12.1 GHz arasında bant durduran filtre gibi davranmıştır.



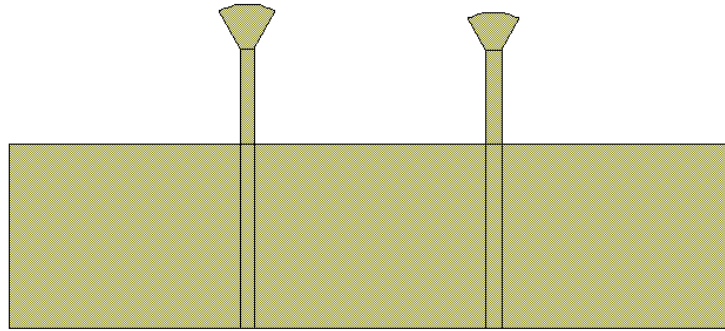
Şekil 6. 9 CST MWS programında simüle edilmiş RS birim elemanın yapısı



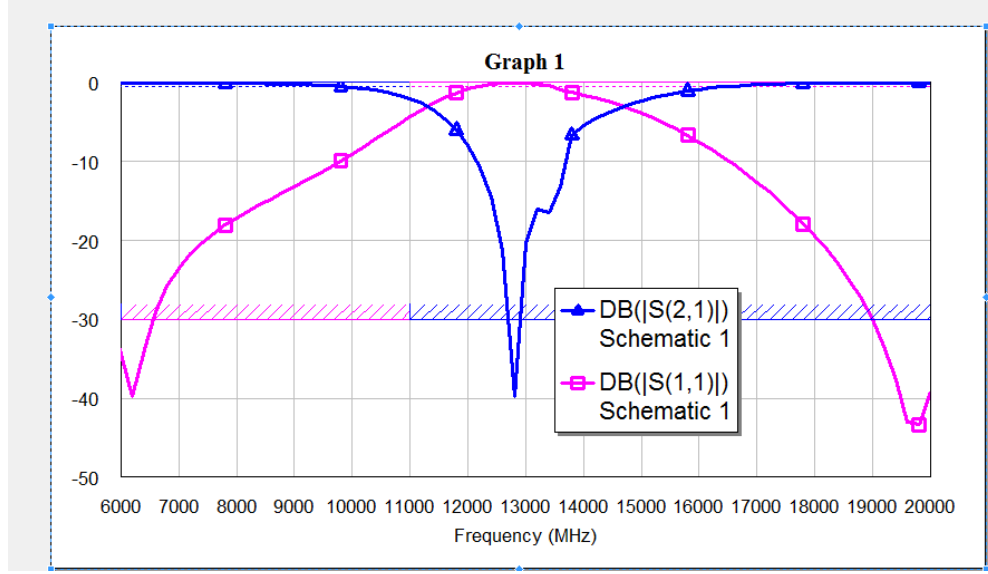
Şekil 6. 10 CST MWS programında simüle edilmiş RS birim elemanın s-parametre grafiği



Şekil 6. 11 AWR programında simüle edilmiş RS birim elemanın boyutları



Şekil 6. 12 AWR programında simüle edilmiş RS birim elemanın 2D görünümü

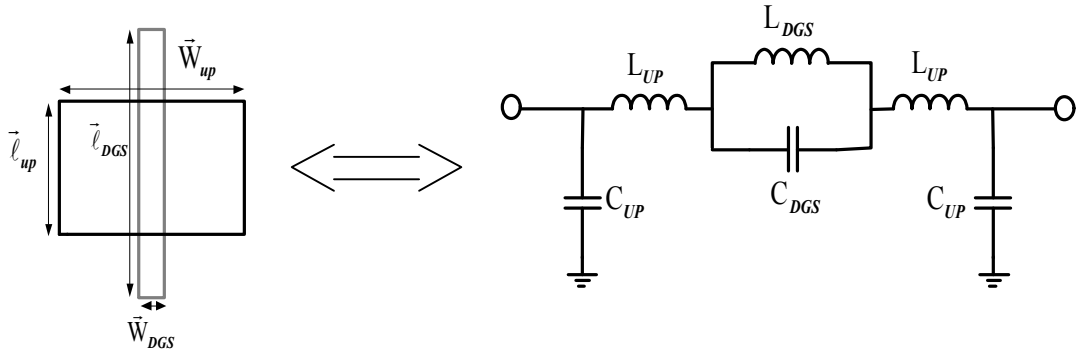


Şekil 6. 13 AWR programında simüle edilmiş RS birim elemanın S-parametre grafiği

6.3 Defected Ground Structure (DGS) Birim Elemanı Ve Karakteristiği

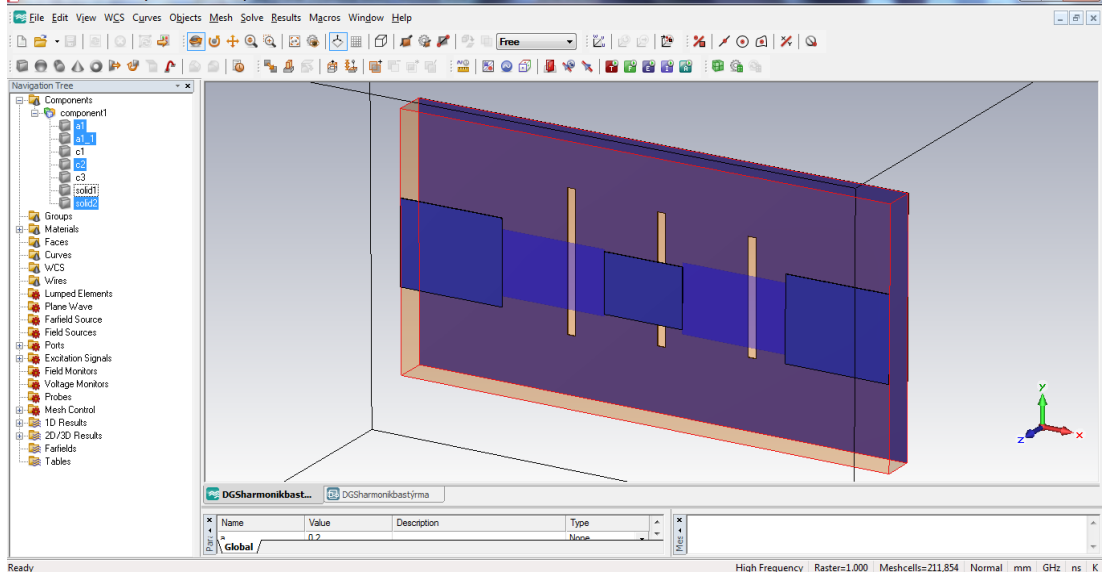
Bant geçiren filtre tasarımında 10.6 GHz den sonraki frekans bölgesini batırılması gerektiğini daha önce söylemiştik. RS birim elemanı tek başına bu frekans bölgesini batıramamaktadır. Bu yüzden 10.6 GHz den sonraki frekans bölgesindeki ikinci ve üçüncü harmoniklerin daha güçlü bastırılması için DGS birim elemanı kullanılmıştır.

DGS birim elemanı diğer elemanlara göre yapısı daha farklıdır. Filtrenin ön yüzünde bulunan bir mikroşerit hattın arka tarafına dikdörtgen (farklı şekillerde de DGS vardır) şeklinde kazınan bir yapıdır. Genel itibarı ile DGS birim elemanın şekli, eşdeğer devresi ve parametreleri Şekil 6.14 de görülmektedir.

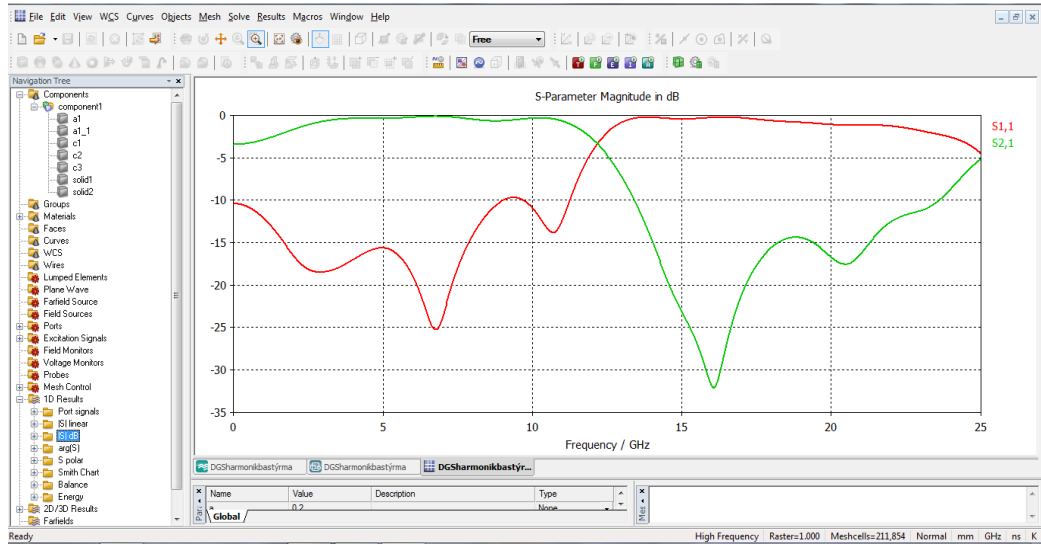


Şekil 6. 14 Defected ground structure birim elemanı ve eşdeğer devresi.

Şekil 6.15 de ve Şekil 6.16 da CST MWS programında DGS birim elemanına ait bir simülasyon görülmektedir. Bu simülasyonda DGS birim elemanı 12.17 GHz den itibaren bir bant durduran filtre olarak davranmıştır. Toplamda üç tane DGS elemanı kullanılmış olup 12.17 GHz den sonra harmonikleri bastırmıştır. Fakat bu tezde yer alan filtrede daha fazla DGS kullanılmış olup daha fazla harmonik bastırılmıştır.



Şekil 6. 15 CST MWS programında simüle edilmiş DGS birim elemanın yapısı



Şekil 6. 16 CST MWS programında simüle edilmiş DGS birim elemanın s-parametre grafiği

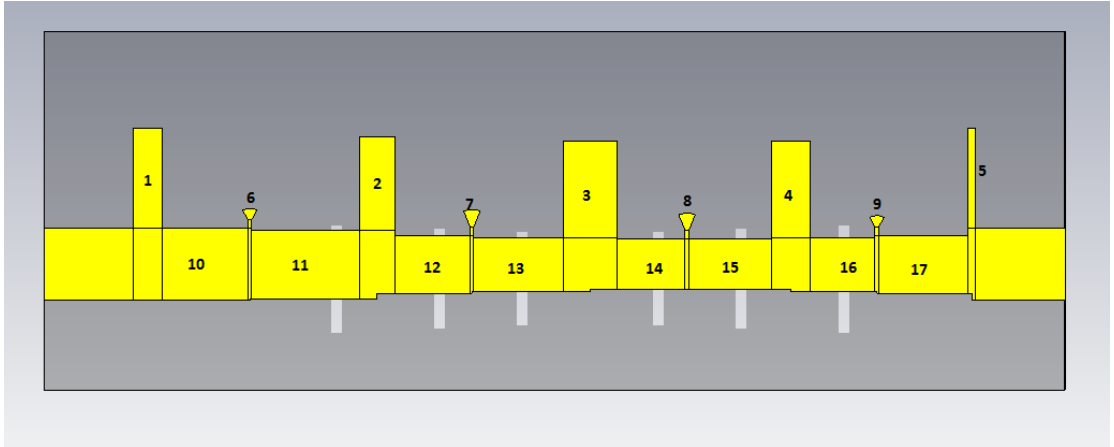
6.4 Birim Elemanların Kaskat Bağlanması Ve Simülasyonu

Birim elemanları ayrı ayrı analiz ettik ve bu sonuçlara göre SS birim elemanı yüksek geçiren filtre, RS birim elemanı dar bantta bant durduran filtre ve DGS birim elemanı ise bant durduran ve ya bant geçiren filtre özelliği göstermiştir. Bu çalışmada DGS birim elemanı bant durduran filtre olarak seçilmiş ve filtrenin ikici ve üçüncü harmonik frekanslarını bastırmada kullanılmıştır.

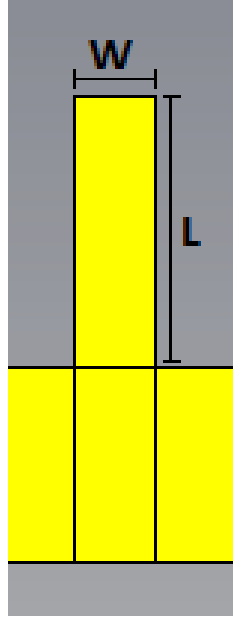
Bu dizaynda birim elemanlar birbirine kaskat bağlanmıştır. İstenilen geri dönüş kaybı, geçiş ve harmonik bastırmayı elde etmek için birim elemanların boyutları HSA da ile sağlanmıştır.

Bunun yanı sıra, optimizasyon sürecini hızlandırmak için 3D simülasyon modeli elemanları yerine, yüksek doğruluk payına sahip olan MLP ANN model kullanılmıştır.

Sonuç olarak her bir elemanın boyutu saptanmış ve bu birim elemanlar kaskat bağlanarak UWB bant geçiren filtre tasarımı yapılmıştır. Her birim elemana ait boyut uzunlukları aşağıda Şekil 6.17 de verilmiştir.



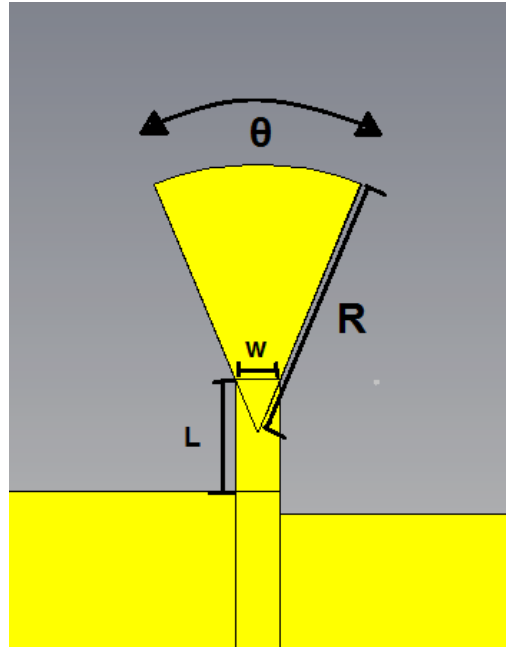
Şekil 6. 17 Kaskat bağlanmış birim elemanlardan oluşan UWB BPF tasarımı



Şekil 6. 18 SS tipi birim eleman

Çizelge 6. 1 SS tipi birim elemanlarının boyutları (mm)

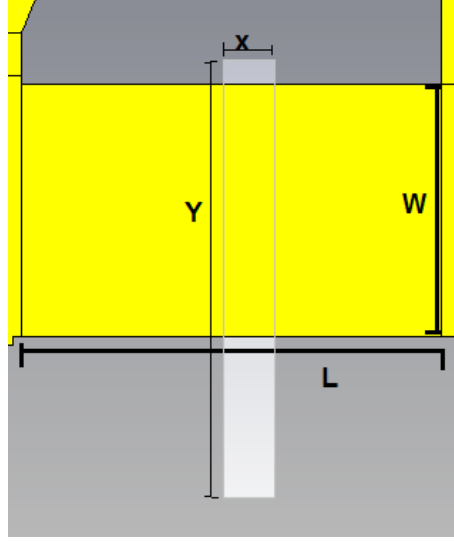
	W	L
1. eleman	1,6	5,6
2. eleman	2,0	5,2
3. eleman	3,0	5,4
4. eleman	2,2	5,4
5. eleman	0,4	5,6



Şekil 6. 19 RS tipi birim eleman

Çizelge 6. 2 RS tipi birim elemanlarının boyutları (mm)

	W	L	θ	R
6. eleman	0,2	0,5	60	0,8
7. eleman	0,2	0,5	45	1,2
8. eleman	0,2	0,5	45	1,2
9. eleman	0,2	0,5	60	0,8

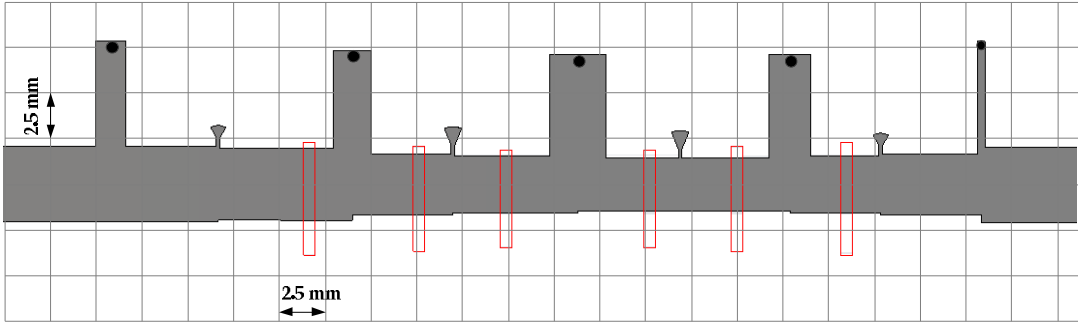


Şekil 6. 20 DGS tipi birim eleman

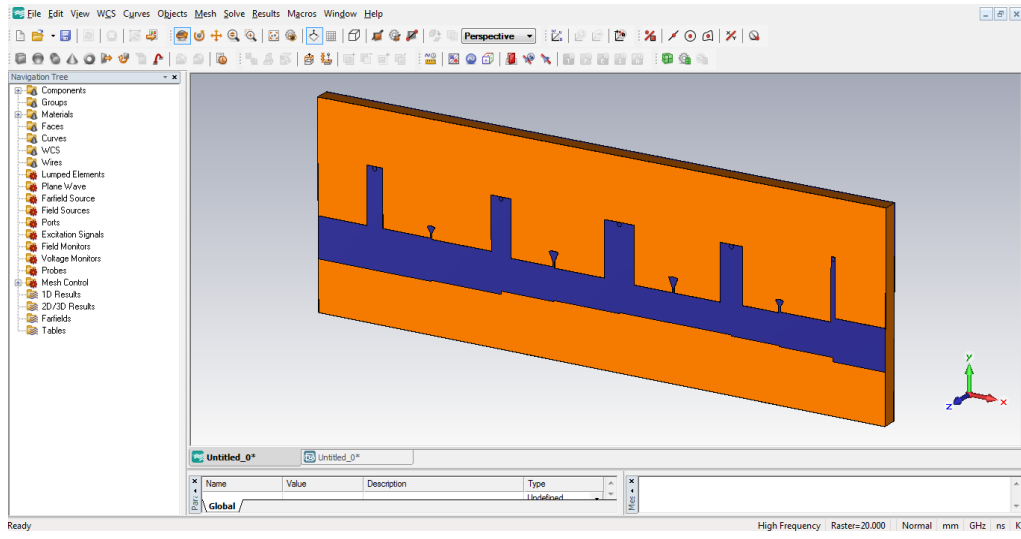
Çizelge 6. 3 DGS tipi birim elemanlarının boyutları (mm)

	W	L	X	Y
10. eleman	4	4,8	-	-
11. eleman	3,8	6	0,6	6,0
12. eleman	3,2	4,2	0,6	5,6
13. eleman	3	5	0,6	5,2
14. eleman	2,8	3,8	0,6	5,2
15. eleman	2,8	4,6	0,6	5,6
16. eleman	3	3,6	0,6	6
17. eleman	3,2	5	-	-

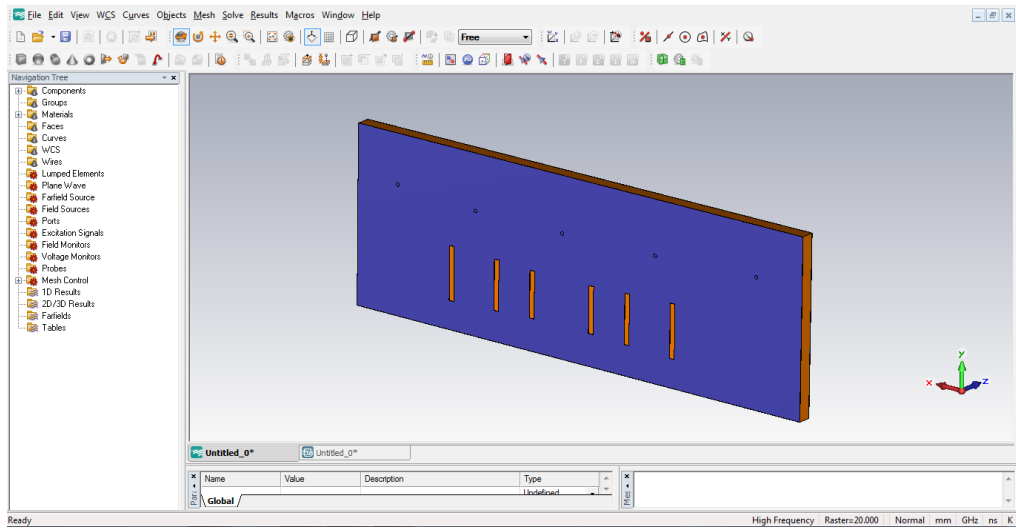
Substrat materyali olarak 1.52 mm et kalınlığına sahip RO-4350 substratı kullanılmış ve giriş ve çıkış portları olarak da SMA konektörleri kullanılmıştır. Optimizasyon sonuçlarına göre 3.1 GHz ile 10.6 GHz arasında bir UWB BPF elde edilmiştir. Optimizasyon sürecinden sonra dizayn edilmek istenen filtrenin simülasyonu yapılmış ardından da üretilmiştir. Üretilen bu filtrenin daha sonra ölçümü yapılmıştır. Filtrenin örnekleme ve resmi şekil 6.21 ve şekil 6.22 de sırasıyla gösterilmiştir.



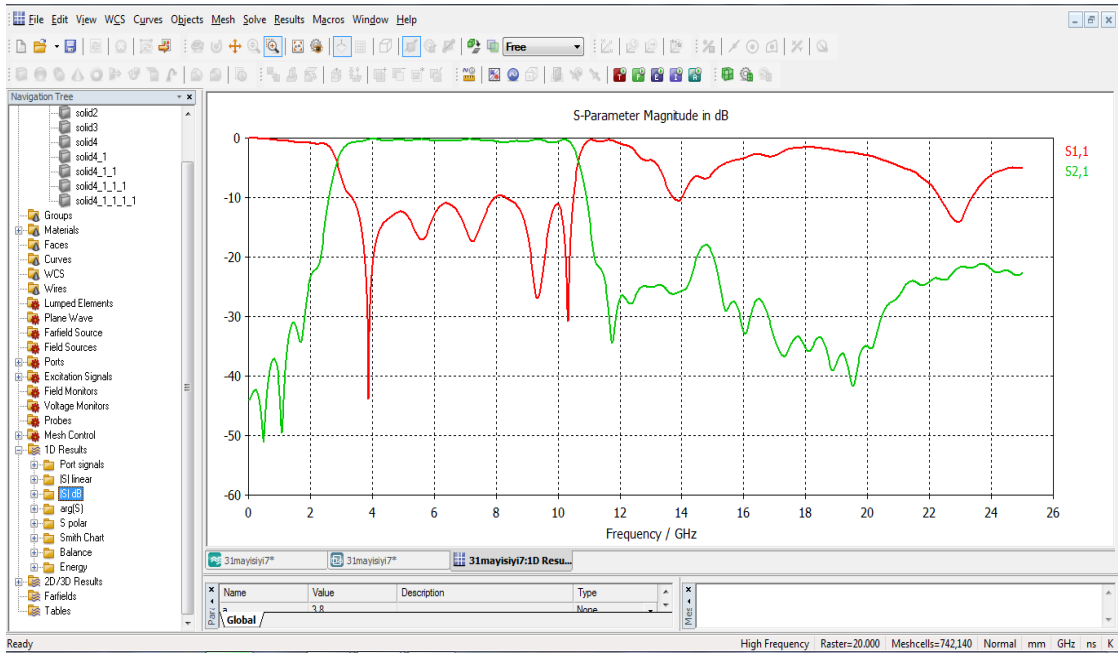
Şekil 6. 21 Dizayn edilen bant-geçiren filtrenin CST MWS programında simülasyonu



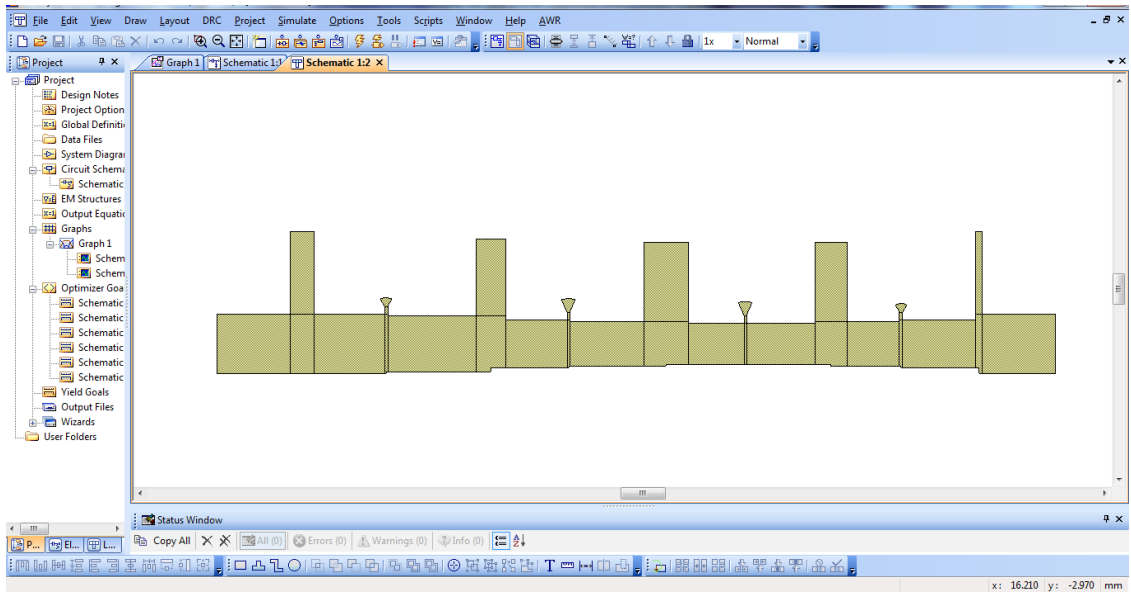
Şekil 6. 22 CST MWS programında yapılan similasyonun önden 3 boyutlu görüntüsü



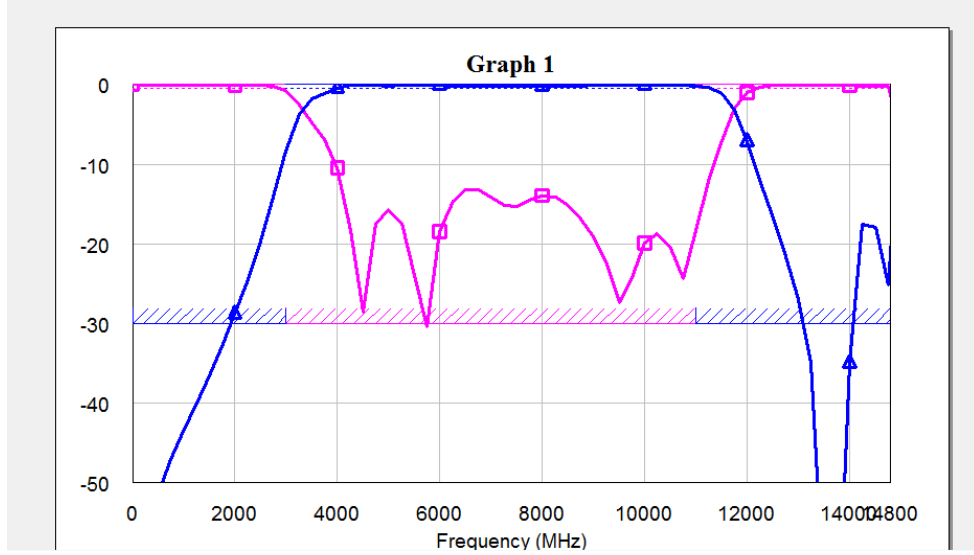
Şekil 6. 23 CST MWS programında yapılan similasyonun arkadan 3 boyutlu görüntüsü



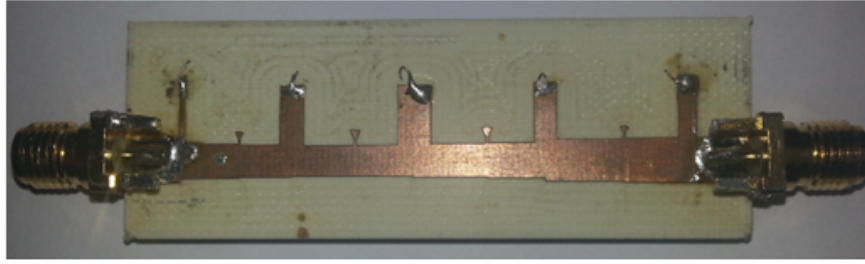
Şekil 6. 24 CST MWS programında yapılan filtreye ait S-parametre (dB) grafiği



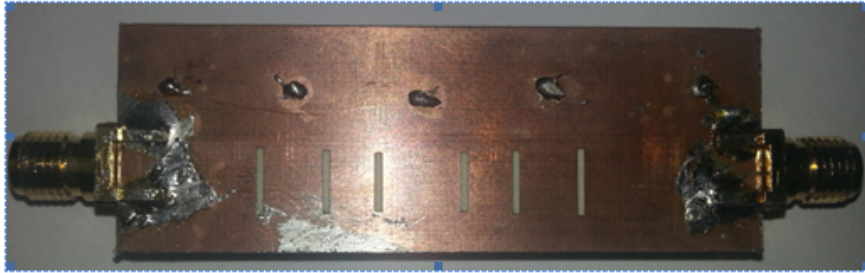
Şekil 6. 25 RS ve SS birim elemanları ile tasarlanan filtrenin AWR programındaki simülasyonu



Şekil 6. 26 RS ve SS birim elemanları ile tasarlanan filtrenin AWR programındaki simülasyonuna ait S-parametre grafiği



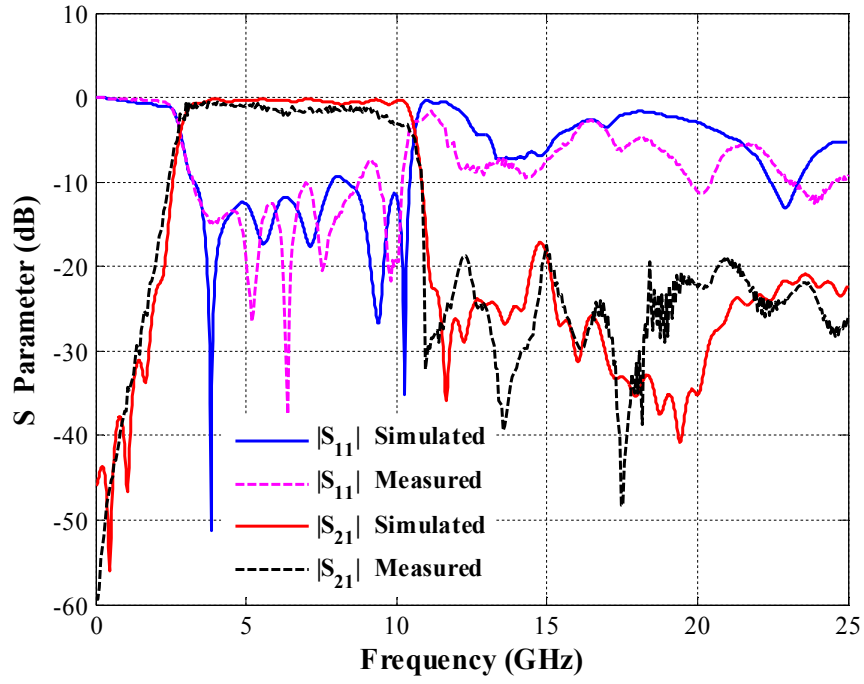
(a)



(b)

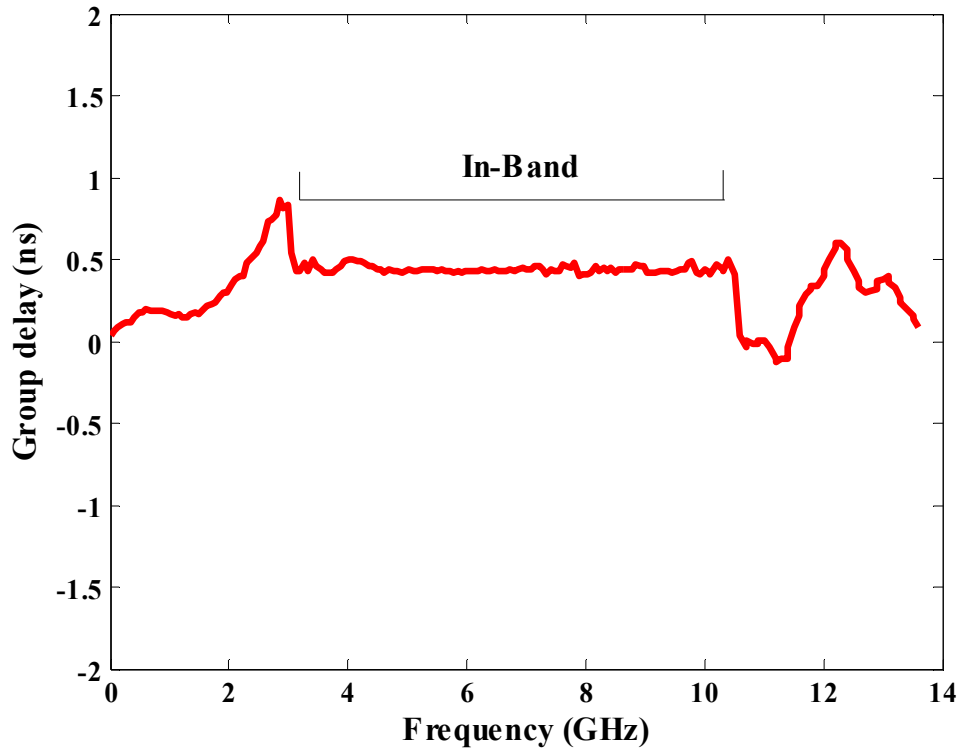
Şekil 6. 27 Üretilen UWB bant geçiren filtrenin (a) üstten ve (b) alttan görünümü

Üretilen filtrenin boyutları 7.5 cm x 2 cm dir. Ölçüm sonuçları ve CST MWS da yapılan simülasyon sonuçları şekil 6.28 de karşılaştırılmıştır.



Şekil 6. 28 UWB BPF' ye ait simülasyon ve ölçümdeki s-parametre grafiği

Sonuçlara göre filtrenin geri dönüş kaybı bant geçiren bölümde -10 dB nin altındadır ve konektörlerden kaynaklanan yüksek frekans bölgesinde çok az miktarda bir kayıp söz konusudur. Bastırma frekans aralığı 25 GHz e kadar verilmiştir. Filtrenin ikinci ve üçüncü harmoniğini bastırması -20 dB nin altında olarak ölçülmüştür. Ayrıca filtrenin kesim frekanslarındaki (3.1 GHz ve 10.6 GHz) s-parametresine ait grafiklerde keskinliği oldukça iyidir. Filtrenin ölçülen grup gecikmesi Şekil 5.29 de verilmiş ve bu grafikte operasyon bandı tamamen düzgün çıkmıştır.



Şekil 6. 29 Üretilen UWB BPF' a ait ölçülen grup gecikmesi grafiği

Optimizasyon için Intel i7 işlemci, 8 GB RAM' e sahip olan bilgisayar kullanılmıştır.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada çok-geniş bantlı bant-geçiren filtre tasarımı yapılmıştır. İlk olarak filtreler hakkında genel bilgi verilmiş daha sonra filtre çeşitlerinden bahsedilmiştir. Filtre çeşitlerinin toplu elemanlar ile simülasyonları yapıp ardından toplu elemanlar ile mikroşerit yapı arasındaki bağıntılara değinilmiştir. Tasarımda kullanılacak olan birim elemanların (SS, RS, DGS) harmoni arama algoritması (HSA) ile boyutlarının sınır değerleri belirlenip optimizasyon sonucu en uygun boyutlar seçilmiştir. Boyutları optimum seçilen birim elemanlardan toplam 17 adet kullanılarak çok katmanlı sinir ağları (MLP ANN) modelinde kaskat bağlanarak tasarlanacak olan filtrenin optimizasyonu yapılmıştır. Optimizasyon sonucu MLP ANN modelinin hızlı, güncel ve doğru sonuçlar veren bir sinir ağı modeli olduğu saptanmıştır. Tasarlanan filtre bilgisayarda CST MWS programında 3D ve AWR programında 2D olarak ayrı ayrı simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonucu başarılı çıkmış ve 17 birim elemandan oluşan filtrenin S-parametre grafiği de 3.1 GHz ile 10.6 GHz arasında bant geçiren filtre tasarımına uygun olduğu saptanmıştır. Tasarlanan bu filtre üretilmiş ve ölçülmüştür. Çok-geniş bantlı bant geçiren filtrenin simülasyon sonucu ile ölçüm sonuçları karşılaştırılmış ve bir birine çok yakın sonuçlar olduğu saptanmıştır. Ölçüm ve simülasyon sonucu filtrenin başarılı bir tasarım olduğu açıkça görülmüştür.

KAYNAKLAR

- [1] Aykaç, R., E., (2010) RF Filtre Tasarımları Ve Gerçeklenmesi, Bitirme Projesi, İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, 150-200.
- [2] Richards, P. I., (1948) Resistor Transmission-Line Circuits, Proc. of the IRE, 36: 217-220.
- [3] Mason W., P., ve Sykes R., A., (1937). The use of coaxial and balanced transmission lines in filters and wide band transformers for high radio frequencies, Bell Syst. Tech. J., 16: 275-302.
- [4] Yang L., ve G., B., Giannakis, (2004). "Ultra-wideband communications: an idea whose time has come" IEEE Signal Processing Magazine, 21 (6): 26 – 54
- [5] Andrea Bevilacqua, Ali M., Niknejad (2004). "An Ultrawideband CMOS Low-Noise Amplifier for 3.1–10.6-GHz Wireless Receivers", IEEE Journal of Solid-State Circuits, 39: 12
- [6] Matthaei G., L., ve Young L., Jones (1980). Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures.
- [7] Giannini F., Ruggieri R., ve Vrba J., (1984). "Planar circuit analysis of microstrip radial stub" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 32: 1652–1655.
- [8] Oskouei H., D., Forooraghi K., ve Hakkak M., (2007). Guided and leaky wave characteristics of periodic defected ground structures. Progress In Electromagnetics Research, 73: 15–27.
- [9] Wu B., Li B., Su T., ve Liang C., H., (2006). Equivalent-circuit analysis and lowpass filter design of split-ring resonator DGS. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 20: 1943–1953.
- [10] Ahn D., Park, J., S., Kim, C., S., Kim, J., Qian, ve Y., Itoh (2001). "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure". IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech., 49: 86–93.
- [11] Lee J., K., ve Kim Y., S., "Ultra-wideband bandpass filter with improved upper stopband performance using defected ground structure". IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., 20: 316–318.

- [12] Federal Communications Commission (2002). Revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission system first report and order. Tech. Rep., ET Docket, 48: 98–153.
- [13] Zhang, Q., J., Wang F., ve Devabhaktuni V., K., (1999). “Neural Network Structures for RF and Microwave Applications”. IEEE APS- Antennas and Propagations Int. Symp., Orlando FL, 2576–2579.
- [14] Wang F., (1999). Et al. “Neural Network Structures and Training Algorithms for RF and Microwave Applications”, Int. Journal of RF and Microwave CAE Special Issue: Applications of Artificial Neural Networks to RF and Microwave Design, 9: 216–240.
- [15] Burrascano P., Fiori ve S., ve Mongiardo M., (1999). “A review of artificial neural networks applications in microwave computer-aided design (invited article)”. Int. Journal of RF and Microwave CAE Special Issue: Applications of Artificial Neural Networks to RF and Microwave Design, 9: 158–174.
- [16] Selleri S. Manetti S., ve Pelosi G., (2002). “Neural network applications in microwave device design”. Int. Journal of RF and Microwave CAE Special Issue: Applications of Artificial Neural Networks to RF and Microwave Design, 12: 90–97.
- [17] Ayvaz M. T., Karahan, H., ve Gürarlan, G., (2007). “Su dağıtım şebekelerinin armoni araştırması optimizasyon tekniği ile optimum tasarımı” 5. Kentsel Altyapı Ulusal Sempozyumu, Bildiriler Kitabı, 188-202.
- [18] Geem Z. W., Kim J. H., ve Loganathan G. V., (2001). “A new heuristic optimization algorithm: harmony search” Simulation, 76 (2): 60-68.
- [19] Lee K. S., ve Geem Z. W., (2004). “A new structural optimization method based on the harmony search algorithm” Computers and Structures, 82 (9-10): 781-798.
- [20] Lee K. S., ve Geem Z. W., (2004). “A new meta-heuristic algorithm for continues engineering optimization: harmony search theory and practice” Computer Method Application Mech. Eng., 194: 3902–3933.
- [21] Mahdavi M., Fesanghary M., ve Damangir E., (2007). “An improved harmony search algorithm for solving optimization problems” Applied Mathematics and Computation, 188: 1567–1579.
- [22] Dobrowolski J. A., (1991). Introduction to computer methods for microwave circuit analysis and design. Artech House, Norwood, MA.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Cafer UYANIK
Doğum Tarihi ve Yeri : 15.05.1988/Elazığ
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : caferuyanik@yahoo.com.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Lisans	Haberleşme	Yıldız Teknik Üniversitesi	2012
Lise	Fen	Salim Yılmaz Anadolu Lisesi	2006

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2013	TÜBİTAK	Mühendis

YAYINLARI

Makale

Design and analysis of a novel UWB bandpass filter using 3-D EM simulation- based neural network model with HSA (Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences- DOI: 10.3906/elk-1309-47)