

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
SİVİL HAVACILIK ANABİLİM DALI**

MİKROŞERİT ANTEN VE FİLTRESİNİN TASARIMI

**Hazırlayan
Serap KİRİŞ**

**Danışman
Prof. Dr. Pınar ÇİVİCİOĞLU BEŞDOK**

Yüksek Lisans Tezi

**Şubat 2018
KAYSERİ**

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
SİVİL HAVACILIK ANABİLİM DALI**

MİKROŞERİT ANTEN VE FİLTRESİNİN TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

**Hazırlayan
Serap KİRİŞ**

**Danışman
Prof. Dr. Pınar ÇİVİCİOĞLU BEŞDOK**

**Şubat 2018
KAYSERİ**

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

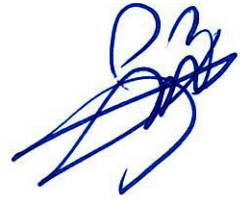
Serap KİRİŞ



“Mikroşerit Anten ve Filtresinin Tasarımı” adlı Yüksek Lisans tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.



Tezi Hazırlayan
Serap KİRİŞ



Danışman
Prof. Dr. Pınar ÇIVİCİOĞLU BEŞDOK



Sivil Havacılık ABD Başkanı


Prof. Dr. İlker YILMAZ

KABUL VE ONAY

Prof. Dr. Pınar ÇİVİCİOĞLU BEŞDOK danışmanlığında **Serap KİRİŞ** tarafından hazırlanan “**Mikroşerit Anten ve Filtresinin Tasarımı**” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Sivil Havacılık** Anabilim Dalında **Yüksek Lisans** tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ:

Danışman : Prof. Dr. Pınar ÇİVİCİOĞLU BEŞDOK 

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ahmet Emin KARKINLI 

Üye : Yrd. Doç. Dr. Mehmet Ali SOYTÜRK 

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 20/02/2018 tarih ve 2018/09-09 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

20 / 02 / 2018

 Prof. Dr. Mehmet AKKURT

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR

Bana çalışmalarım süresince her türlü yardımı ve fedakârlığı sağlayan danışman hocam Sayın Prof. Dr. Pınar ÇİVİCİOĞLU BEŞDOK'a ve başta kardeşim Şule TEMÜR olmak üzere desteklerini esirgemeyen aileme teşekkürü borç bilirim.

Serap KİRİŞ

Şubat 2018, KAYSERİ

MİKROŞERİT ANTEN VE FİLTRESİNİN TASARIMI

Serap KİRİŞ

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü
Yüksek Lisans Tezi, Şubat 2018
Danışman: Prof. Dr. Pınar ÇİVİCİOĞLU BEŞDOK

ÖZET

Mikrodalga haberleşmesi havacılıkta oldukça yaygındır. Mikroşerit antenler radarların, radyo altimetrelerin, uyduların ve daha birçok havacılık haberleşme sisteminin parçasıdır. Haberleşme sistemlerinin çoğunda birden fazla frekans yayınının aynı sistem üzerinden gerçekleştirilmesi istenir. Bu tezde, bir bantta yayın yapan mikroşerit anten iki bantta yayın yapacak şekilde değiştirilmiştir. İki bantlı yayının uydu haberleşmesinde sıklıkla kullanılan S bandında yapılması hedeflenmiştir. S bandı 2-4 GHz arasındaki frekans bandıdır. Tek bantlı bir mikroşerit antenin iki bantta uyarılmasını sağlamak için antenin her iki kenarından beslenmesi veya köşegeni üzerinden beslenmesi gibi her iki yayılım modunu da harekete geçiren seçenekler bulunmaktadır. Bu tezde kullanılan yöntem yüzey akımlarının yolunu değiştirmek için yama üzerinde U şekilli bir yarık açmak olmuştur. Mikroşerit anten tasarımını gerçekleştirecek yapay sinir ağına veri üretmek amacıyla bir algoritma yazılmıştır. Algoritmanın her döngüsünde U şekilli yarığın boyutları sırayla birer milimetre azaltılmış ve hesaplanan yeni anten boyutları ağa giriş çıkış verisi olarak sunulmuştur. Besleme noktası klasik yöntemlerle hesaplandığında kaynaktan antene aktarılan gücün yeterince yüksek değerlerde olmadığı görülmüştür. Bu sebeple antenin yaması üzerinde yarık açmadan önce optimizasyon yapılmış ve besleme noktasının en uygun değeri bulunarak verimli bir anten elde edilmiştir. Tezin son bölümünde ise antenin iki frekans bandındaki sinyallerini süzmek için aynı dielektrik madde üzerinde iki ayrı mikroşerit filtre tasarlanmış ve sonuç olarak haberleşme sistemi tamamlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Mikroşerit Antenler, Mikroşerit Filtreler, Yapay Sinir Ağları, Optimizasyon

DESIGN OF A MICROSTRIP ANTENNA AND ITS FILTER

Serap KİRİŞ

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

Master Thesis, February 2018

Supervisor: Prof. Dr. Pınar ÇİVİCİOĞLU BEŞDOK

ABSTRACT

Microwave communication is quite common in aviation. Microstrip antennas are part of radars, radio altimeters, satellites and many other aviation communication systems. In most of the communication systems, more than one frequency broadcast is desired to be realized through the same system. In this thesis, a microstrip antenna broadcasting in one band has been modified to broadcast in two bands. It is aimed to make the two-band broadcast in the S band, which is frequently used in satellite communication. The S band is a frequency band between 2-4 GHz. In order to make a single band microstrip antenna stimulate in two bands, there are options such as feeding from either side of the antenna or diagonal feeding that activate both two propagation modes. The method used in this thesis is opening a U-shaped slot on the patch in order to change the paths of surface currents. An algorithm has been developed to produce data for an artificial neural network for realizing the design of the microstrip antenna. In each iteration of the algorithm, both the width and length dimensions of the U-shaped slot have been decreased one millimeter, respectively, and the calculated new antenna dimensions have been given as input-output data to the network. When the feed point was calculated by classical methods, it was seen that the transmitted power from the source to the antenna was not high enough. Therefore, the antenna has been optimized before opening the slot on the patch, and an efficient antenna has been obtained by finding the optimal value of the feed point. In the last section of the thesis, two separate microstrip filters have been designed on the same dielectric to filter the two frequency bands of the antenna and consequently the communication system has been completed.

Keywords: Microstrip Antennas, Microstrip Filters, Artificial Neural Networks, Optimization

İÇİNDEKİLER

MİKROŞERİT ANTEN VE FİLTRESİNİN TASARIMI

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK	ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK.....	iii
KABUL VE ONAY	iv
ÖNSÖZ / TEŞEKKÜR	v
ÖZET.....	vi
ABSTRACT	vii
İÇİNDEKİLER	viii
TABLolar LİSTESİ.....	xi
ŞEKİLLER LİSTESİ	xii

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR ÇALIŞMASI

1.1. Giriş.....	1
-----------------	---

2. BÖLÜM

MİKROŞERİT ANTENLER

2.1. Anten Işıma Mantığı.....	5
2.2. Mikroşerit Antenin Çalışma Prensibi	9
2.3. Mikroşerit Antenin Tasarım Aşamaları	12
2.4. Anten Besleme Tipleri	16
2.4.1 Mikroşerit Besleme.....	17
2.4.1.1. Rezonans Kenarından Besleme	17
2.4.1.2. Yayılım Kenarından Besleme	18
2.4.1.3. İçeriden Besleme	18
2.4.1.4. Boşluk Bağlantılı Besleme.....	18
2.4.1.5. Ayrık Bağlantılı Besleme.....	19

2.4.1.6. Yakın Bağlantılı Besleme	19
2.4.2. Koaksiyel Besleme	20

3. BÖLÜM

ÇOK KATLI PERSEPTRON YAPAY SİNİR AĞI

3.1. Çok Katlı Perseptronlar	22
3.2. Yapay Sinir Ağları	22
3.2.1. Hücre Gövdesi / Aktivasyon Fonksiyonu	24
3.2.2. Sinapslar / Ağırlıklar	24
3.2.3. Dendrit / Toplama Fonksiyonu	24
3.2.4. Akson / Çıkışlar	25
3.3. Yapay Sinir Ağı Yapısı	25
3.3.1. Yapılarına Göre Yapay Sinir Ağları	26
3.3.2. Öğrenme Algoritmalarına Göre Ağ Yapıları	26
3.3.2.1. Öğretmenli / Danışmanlı Öğrenme	26
3.3.2.2. Öğretmensiz / Danışmansız Öğrenme.....	27
3.3.2.3. Destekleyici /Takviyeli Öğrenme.....	27
3.4. Çok Katlı Perseptron	27
3.4.1. İleri Doğru Hesaplama.....	28
3.4.2. Geriye Yayılım.....	29
3.4.3. Momentum Katsayısı ve Öğrenme Katsayısı.....	30
3.4.4. Ağın Ezberlemesi.....	31
3.5. Çok Katlı Perseptron ile İki Bantlı Mikroşerit Anten Tasarımı	32

4. BÖLÜM

BESLEME NOKTASI OPTİMİZASYONU

4.1. Besleme Noktası Optimizasyonu.....	42
---	----

5. BÖLÜM

MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

5.1. Mikroşerit Filtre Tasarımı	50
---------------------------------------	----

6. BÖLÜM

TARTIŞMA-SONUÇ ve ÖNERİLER

6.1. Tartışma-Sonuç ve Öneriler	65
---------------------------------------	----

KAYNAKÇA	66
----------------	----

ÖZGEÇMİŞ.....	72
---------------	----

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 5.1. 0.5 dB Chebyshev filtre katsayıları.....	53
Tablo 5.2. Butterworth filtre katsayıları.....	62



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Maksimum güç aktarımı temel devre gösterimi	5
Şekil 2.2.	ZL yük empedansı ile sonlandırılmış iletim hattı	6
Şekil 2.3.	Mikroşerit Antenin Yapısı	7
Şekil 2.4.	En çok kullanılan mikroşerit anten yama şekilleri.....	8
Şekil 2.5.	Mikroşerit Antenin Işınım Anında Durumu	10
Şekil 2.6.	Rezonans kenarı boyunca alan değişimi	11
Şekil 2.7.	Çalışma durumunda alan değişimi ve saçak alanı	12
Şekil 2.8.	Mikroşerit yamanın üstten görünüşü	14
Şekil 2.9.	Mikroşerit antenin iletim hattı eşdeğeri	14
Şekil 2.10.	ZL yük empedansı ile sonlandırılmış iletim hattı	16
Şekil 2.11.	Rezonans kenarı beslemeli yama	17
Şekil 2.12.	Yayılm kenarı beslemeli yama	18
Şekil 2.13.	İçeriden beslemeli yama	18
Şekil 2.14.	Boşluk bağlantılı beslemeli yama	19
Şekil 2.15.	Ayrık bağlantılı beslemeli yama	19
Şekil 2.16.	Yakın bağlantılı beslemeli yama.....	20
Şekil 2.17.	a. Koaksiyel beslemeli yama, b. Koaksiyel kablo	20
Şekil 3.1.	Sinir ağı çalışma mantığı	23
Şekil 3.2.	Gerçek sinir hücresi	23
Şekil 3.3.	Yapay sinir hücresi	23
Şekil 3.4.	Bazı aktivasyon fonksiyonları	24
Şekil 3.5.	Sinaps.....	24
Şekil 3.6.a.	Tek katmanlı yapı, b. Çok katmanlı yapı.....	25
Şekil 3.7.	Çok katlı perseptron ağı yapısı	27
Şekil 3.8.	Temsili hata fonksiyonu.....	29
Şekil 3.9.	Yerel minimum ve global minimum.....	30
Şekil 3.10.	Öğrenme katsayısı küçük iken güncelleme	31

Şekil 3.11. Seçilebilir hata ve hedeflenen hata	32
Şekil 3.12.a. $L1$ akım yolu [13], b. $L2$ akım yolu.....	33
Şekil 3.13.a. Yarık polarizasyonu, b. Dipol polarizasyonu, c. Dipol anten.....	34
Şekil 3.14. $\epsilon_r=3.8$ için ağ yapısı	35
Şekil 3.15. $\epsilon_r=3.8$ için regresyon grafikleri.....	36
Şekil 3.16. $\epsilon_r=3.8$ için hata eğrileri	37
Şekil 3.17. $\epsilon_r = 3.8$, $\epsilon_r = 3.38$, $\epsilon_r = 2.32$, $\epsilon_r = 1.07$ için ağ yapısı	38
Şekil 3.18. $\epsilon_r = 3.8$, $\epsilon_r = 3.38$, $\epsilon_r = 2.32$, $\epsilon_r = 1.07$ için regresyon grafikleri.....	38
Şekil 3.19. $\epsilon_r = 3.8$, $\epsilon_r = 3.38$, $\epsilon_r = 2.32$, $\epsilon_r = 1.07$ için hata eğrileri	39
Şekil 3.20. İçeriden beslemeli yamasında U şekilli yarık açılmış mikroşerit anten.....	40
Şekil 3.21. Yamadan kesilen yarığın görünümü	40
Şekil 3.22. Geri dönüş kaybı grafiği	41
Şekil 4.1. 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit anten	42
Şekil 4.2. 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin yama görünümü.....	43
Şekil 4.3. 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin üstten görünüşü	43
Şekil 4.4. 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin geri dönüş kaybı grafiği.....	43
Şekil 4.5. 3 GHz merkez frekanslı içeriden beslemeli mikroşerit anten.....	44
Şekil 4.6. 3 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin geri dönüş kaybı grafiği.....	44
Şekil 4.7. Antenin eşdeğer devresi.....	46
Şekil 4.8. Yamasında U şekilli yarık açılmış 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin üstten görünüşü.....	47
Şekil 4.9. Yamasında U şekilli yarık açılmış 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit anten	47
Şekil 4.10. Yamasında U şekilli yarık açılmış 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin geri dönüş kaybı grafiği.....	48
Şekil 5.1. Kuroda'nın ilk iki özdeşliği	52
Şekil 5.2. 0.5 dB Chebyshev filtre zayıflama cevabı	52

Şekil 5.3.	Katsayıların devre üzerinde yerleşimi	53
Şekil 5.4.	Empedans yerleşimi	54
Şekil 5.5.	İlk birim eleman yerleşimi	55
Şekil 5.6.	Kuroda özdeşliklerinin ilk uygulaması	55
Şekil 5.7.	İkinci birim eleman yerleşimi	56
Şekil 5.8.	Kuroda özdeşliklerinin ikinci uygulaması	56
Şekil 5.9.	Denormalizasyon	57
Şekil 5.10.	Antenin duran dalga oranı grafiği	57
Şekil 5.11.	Chebyshev tipi alçak geçiren mikroşerit filtre	59
Şekil 5.12.	Chebyshev tipi alçak geçiren filtrenin zayıflama eğrisi.....	61
Şekil 5.13.	Butterworth filtre zayıflama cevabı	61
Şekil 5.14.	Butterworth tipi bant geçiren filtrenin eşdeğer devresi	63
Şekil 5.15.	Butterworth tipi bant geçiren filtrenin zayıflama eğrisi.....	64

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR ÇALIŞMASI

1.1. Giriş

Havacılıkta mikroşerit antenler radar, radyo altimetre, uydu sistemleri ve mikrodalga iniş sistemi gibi birçok sistemde yaygın olarak kullanılmaktadır. Mikroşerit anten teorisi ilk olarak 1953 yılında G. A. Deschamps tarafından sunulmuştur [1] fakat uzun yıllar uygulamaya geçmemiştir. 1955 yılında Gutton ve Baissinot ilk mikroşerit yapının patentini almıştır [2]. 1960'lı yılların ortalarına kadar Wheeler iletim hattı üzerindeki çalışmalarını sürdürmüştür [3]. Denlinger mikroşerit iletim hattındaki süreksizliklerin yol açtığı ışınım ile ilgili araştırmalar yapmış ve kullanılan dielektrik maddenin kalınlığının artması ile verimin artacağı gibi sonuçlar elde ederek bugünkü mikroşerit antenin geliştirilmesine yol açmıştır.

İlk mikroşerit anten haberleşme denemeleri 1970'li yıllarda Munson tarafından füze veri sistemi üzerinde yapılmıştır. 1972 yılında Howell ve 1974 yılında Munson kolay uygulanabilir ilk mikroşerit anten yapısını ortaya koymuşlardır [4]. Mikroşerit antenin gelişimi baskı devre teknolojisi ile birlikte hız kazanmıştır.

Birçok mikrodalga sisteminde tek bir girişle, aynı polarizasyonda, iki veya daha çok bantta çalışılmak istenir. Mikroşerit antenin temelini atıldığı 1940'lı yıllarda da aynı amaçla çalışmalar yapılmış ve 1947 yılında N. E. Lindenblad yama üzerinde yarık açarak antene iki bant davranışını kazandıran keşfinin patentini almıştır [5]. Yan yana veya üst üste yerleştirilen yamalarla bu amaca ulaşılabile de antenin ortogonal modlarını uyarma yoluyla elde edilen iki bant davranışı yamayı köşegeni üzerinden besleme veya her iki kenardan beslemeyle de sağlanabilir. Bunların yanında antene kapasitör, çentik veya yarık gibi reaktif etki gösterecek eleman yüklemesi yapılabilir.

Bu tezde yama üzerinde açılan U şekilli yarık ile antenin iki frekansta birden çalışması sağlanmıştır.

X. X. Zhang ve F. Yang 1998 yılında yaptıkları yayında yama üzerinde açılan yarıkların dikey veya yatay oluşuna göre oluşan ek indüktif etkiyi modellemişlerdir [6]. 2003 yılında S. Weigand yama ve yarık boyutlarına göre frekans analizi yapmıştır [7]. Deshmukh ve Kumar 2005 yılında yayımladıkları makalede yama üzerinde kesilen U şekilli yarık ile oluşan akım yollarını incelemiş ve örüntünün iki frekansa yayılarak bant genişliğini artırdığını gözlemişlerdir [8]. Deshmukh 2010 ve 2012 yıllarında Ray ile yaptığı çalışmalarda U şeklinde yarığın oluşturduğu iki frekanslı örüntünün yapısının iki bant olarak elde edilebileceğini ortaya koymuştur [9, 10]. 2007’de J. A. Ansari S. K. Dubey ve P. Singh’in yaptıkları çalışmada aynı zamanda yarık sebebiyle oluşan yeni anten empedansı incelenmiştir [11].

2010 yılında J. Ghalibafan ve A.R. Attari deneysel olarak elde edilmiş, U yarık ile oluşan akım yollarını yarık boyutlarıyla ilişkilendiren katsayıları kullanarak oluşan yeni iki frekansı hesaplamışlardır [12]. Benzer bir çalışma 2014 yılında S. Saini, V. Kaushik, A. K. Arya tarafından farklı besleme türleri uygulanarak yapılmıştır [13].

Tezin 2. bölümünde mikroşerit anten tasarımı aşama aşama anlatılmış ve 3. bölümde yapılan tasarımlara zemin hazırlanmıştır. 3. bölümdeki ana konulardan biri, üzerinde U şeklinde yarık açılmış olan bir yamaya sahip anten davranışının nasıl olacağı ve bu davranışın dayandığı fiziksel sebeplerdir. Bölümdeki diğer önemli konu ise böyle bir antenin parametrelerini belirlemek için yapay sinir ağlarının kullanımınıdır [14]. Yamasında U şeklinde bir yarık açılmış olan ve S bandında çalışan antende akım yollarının uzunluğu ve yarık boyutları arasındaki ilişkiyi belirleyen deneysel olarak elde edilmiş katsayılarla yazılan eşitlikten yeni anten ve yarık boyutları çıkarılmış, ardından bölümün diğer ana konusunu oluşturan yapay sinir ağına sunulmuştur. 1943 yılında McCullogh ve Pitts gerçek sinirlerin sinyal var-sinyal yok şeklinde süren çalışma şeklini, işaret var-işaret yok önerme mantığına benzeterek ilk yapay sinir ağı çalışmasını yayımlamıştır [15]. 1956 yılında geliştirilen Adaline öğrenme algoritmasından sonra tek katmanlı algılayıcı oluşturulmuş fakat doğrusal olmayan problemlerin çözümünde başarısız olduğu anlaşılmıştır. Bu sorun, geri yayılımın modellenmesinin ardından

1980’li yıllarda Rumelhart tarafından oluşturulan çok katmanlı algılayıcı ağ yapısı ile çözülmüştür.

Literatürde mikroşerit anten parametrelerinin yapay sinir ağı ile tasarlandığı birçok çalışma bulunmaktadır. 2010 yılında Y. Tighilt, F. Bouttout ve A. Khellaf mikroşerit antenin dairesel yamasının yarıçapını ve antenin rezonans frekansını bulmak için yapay sinir ağını kullanmışlardır [16]. S. S. Gültekin ve D. Uzer 2011 yılındaki çalışmalarında yama üzerinde açılmış U şeklinde yarığın uzunluk ve genişliğini yapay sinir ağına 120 giriş verisi sunarak hesaplamışlardır [17]. K. Güney, Ş. Sağıroğlu ve M. Erler’in 2001 yılında yayımladıkları makalede mikroşerit antenin rezonans frekansının hesaplanması için farklı yapay sinir ağı modellerinin başarısı karşılaştırılmıştır [18].

Birçok çalışmada da anten parametrelerinin bulunması için [19] yapay sinir ağıyla birlikte optimizasyon algoritmaları kullanılmıştır. Bu tezin 4. bölümünde antenin besleme noktasının optimizasyonu için P. Çivicioğlu’nun 2012 yılında yayımladığı Diferansiyel Arama Algoritması (DSA) [20] ile çalışılmıştır.

Bir problemin optimizasyon metodu ile bilinen ilk çözümü Antik Yunan zamanındadır. Euclid’in bir nokta ile bir çizgi arasındaki en kısa mesafeyi bulmak üzere yaptığı çalışma buna örnek olarak verilebilir. İlk optimizasyon algoritmalarını yazan isimler K.T.W. Weierstrass, J. Steiner, W.R. Hamilton ve C.G.J. Jacobi olmuştur [21]. Bundan sonra geliştirilen yeni hata azaltma yöntemleriyle birlikte yeni algoritmalar yazılmıştır. Optimizasyon alanında ilk ders kitabı 1917 yılında H. Hancock tarafından ‘Theory of Maxima and Minima’ ismiyle yayımlanmıştır [22].

1930’lu yılların sonlarında, filtrelerin iletim hatları kullanılarak oluşturulabileceğini gösteren çalışmalar, baskı devre teknolojisinden önce şekillenmeye başlamıştır. 1940’lı yıllarda yaşanan siyasal gelişmeler sonucu haberleşme alanında oluşan ihtiyaçlar hem anten hem de filtre ile ilgili yapılan araştırmaları artırmıştır. P. I. Richards’ın 1948 yılında yayımladığı makalesinde bulunan toplu elemanları dağıtılmış elemanlarla temsil etme teorisi [23] ve sonraki yıllarda yazılan seri elemanlarla paralel elemanlar arasındaki dönüşümü gösteren özdeşliklerle birlikte mikroşerit filtre tasarımı yeni bir boyut kazanmıştır.

Tezin son bölümünde, iki bantlı mikroşerit antenin sinyallerini süzecek iki adet filtre tasarlanmıştır. Filtre ve antenin aynı dielektrik madde üzerinde olması üretim ve kullanım kolaylığı sağlar. Böylelikle mikroşerit anten ile S bandında olan iki frekansta yayın sağlanmış ve bu sinyalleri süzecek olan filtrelerle sistem tamamlanmıştır.

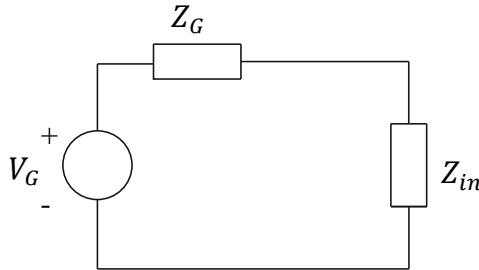


2. BÖLÜM

MİKROŞERİT ANTENLER

2.1. Anten Işıma Mantığı

Elektromanyetik dalgaları toplayabilen veya yayabilen aygıtlara anten denir. Verici olarak çalışan bir antene gelen elektrik sinyali boşluğa elektromanyetik dalga halinde yayılır. Dalga alıcı bir antene ulaştınca anten üzerinde elektrik akımı indükler ve böylece elektromanyetik dalganın taşıdığı bilgi alıcı sisteme iletilmiş olur. Antenin çalışma prensibi, maksimum güç aktarımı ilkesine dayanır.



Şekil 2.1. Maksimum güç aktarımı temel devre gösterimi

Şekil 2.1'deki gibi bir devrede V_G kaynağından en fazla gücü aktarabilmek için Z_{in} ile kaynak empedansı olan Z_G arasındaki ilişkinin ne olması gerektiğine bakılmalıdır. Burada Z_{in} , devrenin kaynak katının çıkış empedansı olarak gösterilse de, aslında gücün aktarılacağı devre katının giriş empedansıdır. Z_{in} empedansına bakarken görülen giriş gücü Denklem (2.1)'deki gibi yazılır [24];

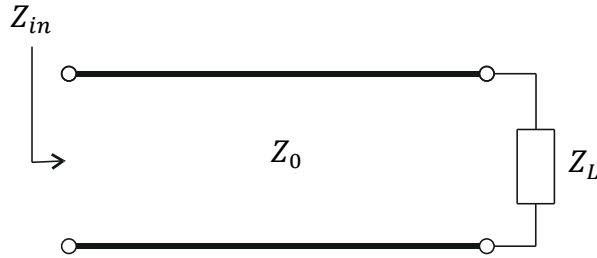
$$P_{in} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ V_{in} \left(\frac{V_{in}^*}{Z_{in}^*} \right) \right\} = \frac{1}{2} \frac{|V_G|^2}{\operatorname{Re}\{Z_{in}^*\}} \left| \frac{Z_{in}}{Z_G + Z_{in}} \right|^2 \quad (2.1)$$

Z_{in} empedansı R_{in} ve X_{in} bileşenlerinden oluşur. Bir fonksiyonun en yüksek değeri aldığı noktayı bulmak için türevi alınır. Güç fonksiyonunun da hangi rezistans ve reaktans değerlerinde en yüksek değeri aldığını bulmak için yine R_{in} ve X_{in} bileşenlerine göre türevi alınır. Türev sonucunda R_{in} direnci R_G giriş direncine ve X_{in} reaktansı, $-X_G$ giriş reaktansına eşit çıkar. Bu devrede empedanslar yerine basitçe dirençleri yerleştirseydik yük direnci giriş direncine eşit çıkacaktı. Böylelikle girişteki kaynaktan çıkıştaki yüke maksimum güç aktarımı sağlanmış olur. Bir iletim hattını düşünecek olursak hattın hangi kısmına gücün aktarılmasını istiyorsak o tarafa doğru bakıldığında görülen empedans uygulamayı sağlayacağımız hat kısmının empedansının konjugesine eşit olmalıdır. Bu durum Denklem (2.2) ve Denklem (2.3)'deki gibi ifade edilir [24].

$$\frac{\partial P_{in}}{\partial R_{in}} = \frac{\partial P_{in}}{\partial X_{in}} = 0 \quad (2.2)$$

$$Z_{in} = Z_G^* \quad (2.3)$$

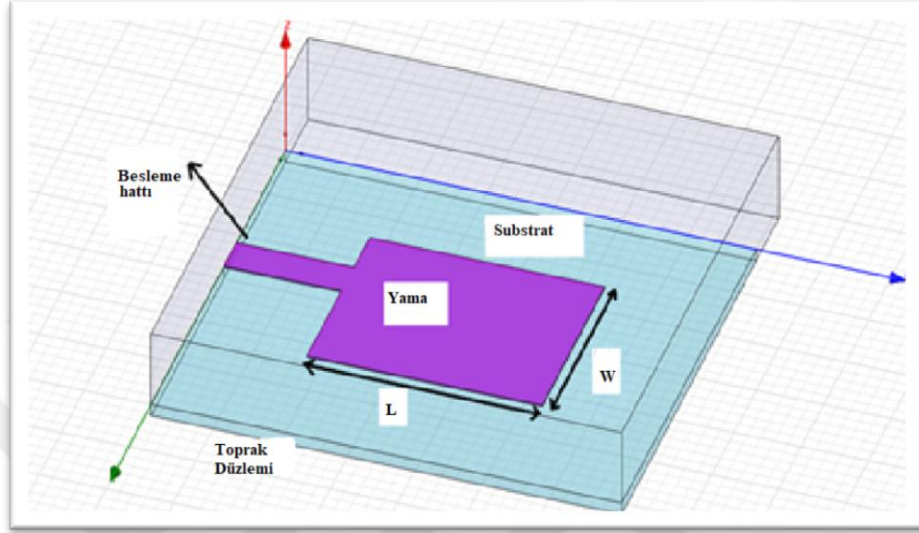
Aynı durum antenli bir iletişim sistemi için düşünülürse Şekil 2.2'deki devreye bakılmalıdır:



Şekil 2.2. Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış iletim hattı

Sistemde giriş gücünü sağlayacak bir kaynak bulunur. Anten ile kaynak arasında karakteristik empedansı 50Ω olan bir iletim hattı olur ve yük empedansının görüldüğü yerde de anten yer alır. Bahsedilen maksimum güç aktarımının sağlanması için hattın sonunda yer alan anten empedansının kaynak tarafından görülen eşdeğeri bulunmalıdır. Hattın karakteristik empedansı 50Ω ise, antenin empedansı da 50Ω 'a eşitlendiğinde empedans uyumu gerçekleşir ve hattın boyuna bakılmaksızın kaynak tarafından görülen empedans yine 50Ω olur. Buradan, maksimum güç aktarımını sağlamak için, anten empedansının 50Ω 'a eşitlenmeye çalışılması gerektiği sonucu çıkar.

İkinci Dünya savaşıyla birlikte kullanımı artan antenler bugün hayatımızın vazgeçilmez bir parçası olmuş ve birçok anten çeşidi tasarlanmıştır. Bunlardan biri de mikroşerit antendir. Şekil 2.3'te bir mikroşerit antenin yapısı görülmektedir.



Şekil 2.3. Mikroşerit Antenin Yapısı

Bir mikroşerit anten üç katmandan oluşur.

1. En altta toprak düzlemi
2. Arada dielektrik madde substrat
3. En üstte metal yama

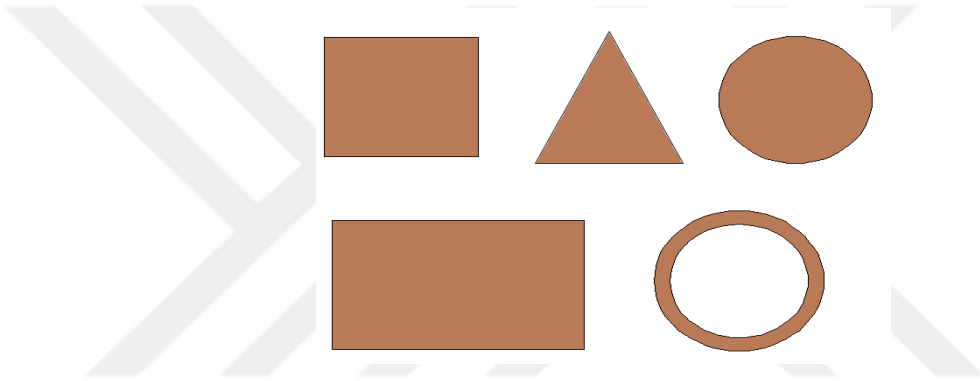
Bir mikroşerit antenin bir kenarı tarafından ışıma yapılırken, bir kenarı tarafından da ışımanın hangi frekansta yapılacağını belirlenir. Frekansı belirleyecek kenarın uzunluğu, elektromanyetik dalga boyunun yarısı ile orantılıdır. Bu kenara rezonans kenarı adı verilebilir. Işımayı gerçekleştiren kenara da yayılım kenarı denilebilir.

Şekil 2.3'te görülen antenin boyutları birkaç cm ölçeğinde değişmektedir. Bu durum mikroşerit antenlerin kullanım alanını genişletir. Çünkü günümüzde mobil haberleşme, tarafların hareketli olduğu küresel bir iletişim şeklidir ve bu hareketliliğin sağlanması ancak küçük boyutlu ve yerleştirildiği parçaya uyumlu antenlerle olur. Yarım dalga boyunda dipol bir anten ile 900 MHz'de çalışan bir cep telefonu yayını için her bir kolu yaklaşık 16.7 cm olan yaklaşık 33.3 cm boyunda bir antene ihtiyacımız olur ve bu uzunluktaki bir anten kullanışlı olmaz. Ayrıca uydu, hava aracı, otomobil gibi araçların

yüzeyine uyum sağlayacak şekilde baskı devre teknolojisiyle üretilen, karakteristikleri iki boyuta bağlı düzlemsel antenlerin alt başlıklarından biri olan mikroşerit antenin maliyeti de düşüktür.

Fabrikada tüm mikroşerit anten örneklerinin aynı yapıda ve aynı performansı gösterecek şekilde üretilmesi mümkündür. Tümlleşik devre teknolojisi, anten ile birlikte kullanılacak olan diğer devre parçalarının da birlikte üretilmesini sağlar.

Mikroşerit anten yaması kare, daire, halka, üçgen dikdörtgen veya başka şekillerde olabilir [25].



Şekil 2.4. En çok kullanılan mikroşerit anten yama şekilleri

En temel mikroşerit anten yapısına bakılırsa, bir boyutunun dalga boyunun yarısı kadar olduğu görülür. Fabrika ortamında baskı devre teknolojisi ile üretilen bir antende boyutları düşürmek veya kullanılabilirliği artırmak için endüktans, kapasitans yüklemeleri yapılmaktadır. Bunun yanı sıra negatif permitivite gibi doğada bulunamayacak özelliklere sahip metamateriyal antenler üretilmektedir.

Mikroşerit anten sınırlamaları [25-27]:

1. Anten yapımında görülebilecek sınırlamalardan biri yüzey dalgalarıdır. Bu dalgalar yayılıma katılmak yerine substratın içinde yol alır. Bu yüzden yayılım verimliliğinin düşmesine sebep olur.
2. Mikroşerit anten sorunlarından biri de bant genişliğinin oldukça dar olmasıdır. Akademik çalışmaların birçoğu bant genişliğini arttırmak üzerinedir.
3. Mikroşerit antenler her yöne değil de yarım uzaya yayın yapar. Toprak düzleminin arka tarafına doğru radyasyon yoktur.

4. Yönlendirilmiş bir elektromanyetik ışın demeti veya yüksek kazanç isteniyorsa birden fazla antenden oluşan anten dizisi kullanılır. Bu dizideki antenleri beslemek için kurulan yapı oldukça kayıplı olabilir. Aslında metal yapıda süreksizliğin olduğu her noktada hedeflenen radyasyona katılmayan, kayıp olarak adlandırılabilir radyasyon meydana gelir. Böyle anten dizilerinin besleme ve bağlantı noktalarında büyük ohmik kayıplar olur.
5. Yine anten dizilerinde yüksek frekanslar söz konusu olduğunda çapraz kutuplaşma meydana gelir. Eğer bir anten yatay polarizasyonda yayın yapıyorsa çapraz polarizasyon ile dikey polarizasyonda istenmeyen yayılım oluşur. Mobil haberleşmede bu durum çok büyük sorun yaratmasa da uydu haberleşmesi gibi yönlendirmenin belirleyici olduğu haberleşme tiplerinde çok önemlidir.

2.2. Mikroşerit Antenin Çalışma Prensibi

Huygen alan eşdeğerliği ilkesine göre bir bölgede aynı alanı üreten iki kaynak birbirinin eşdeğeridir denir. Alan çevresindeki eşdeğer elektrik ve manyetik akımları görmek için, elektrik ve manyetik alan kaynaklarının bulunduğu bölgeden kaynaklar kaldırılıp, yüzeye dik birim vektör ile alanların vektörel çarpımları alınırsa yüzeyin dışında eşdeğer elektrik ve manyetik alanlar elde edilebilir. [28, 29].

$$J_s = n \times H \quad (2.4)$$

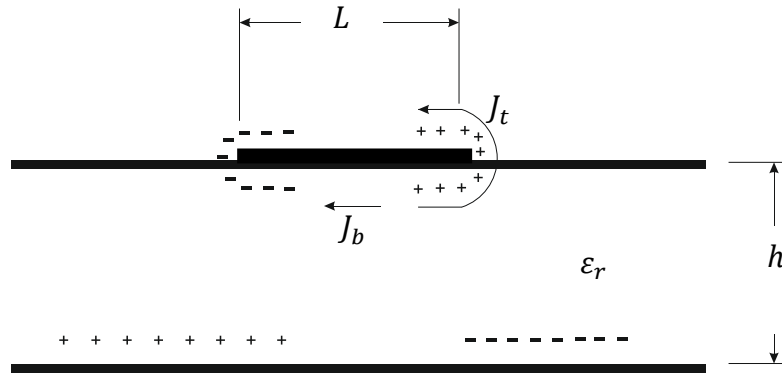
$$M_s = E \times n \quad (2.5)$$

Mikroşerit antende de yama kenarlarındaki zayıf manyetik alan eşdeğer elektrik akımı oluşturmaz. Fakat anten yüzeyine dik olan elektrik alan ile eşdeğer manyetik alan oluşur. Böylece anten, rezonans kenarında birbirini yok eden eşdeğer manyetik akım görmezden gelinirse, yayılım kenarındaki manyetik akımlar ile temsil edilir.

Faradayın indüksiyon yasasına göre kapalı bir tel çevrimi içinden değişken bir manyetik alan geçiyorsa o tel üzerinde elektromotor kuvvet ve buna bağlı olarak akım indüklenir. Ampère yasasına göre ise içinden akım geçen bir iletken telin etrafında manyetik alan oluşur. Daha sonra Maxwell, Ampère yasasına ekleme yapmış ve zamana göre değişen elektrik akısının da manyetik alan oluşumuna sebep olduğunu göstermiştir. Bu yasalardan, değişken elektrik alanın manyetik alan ve değişken manyetik alanın da

elektrik alan indüklediği sonucu çıkarılabilir. Yani elektrik akımının kaynak alanı sebebiyle oluşan serbest elektron akımının, değişken manyetik alanın indüklediği ve değişken elektrik alanın yarattığı yer değiştirme etkisi gibi bileşenlerden oluştuğu görülür. Manyetik akım tanımı ise elektrik akımı tanımından farklıdır çünkü monopol elektrik yükleri gibi monopol manyetik yükleri gözlemlenmemiştir. Manyetik alan manyetik dipoller üzerinde gözlenir. Bu sebeple manyetik akımı tanımlarken hayali manyetik monopoller akım yaratıyormuş gibi düşünülür. Yine de pratikte, manyetik akımın gözlemlendiği her yerde manyetik dipol varlığı bilinir. Mikroşerit antende buna bir de manyetik yer değiştirme akımı eklenir.

Mikroşerit anten enerji kaynağına bağlanırsa yamanın üst ve alt kısımlarında ve toprak düzlemi üzerinde yük dağılımı oluşur. Yamanın alt kısmındaki aynı işaretli yükler birbirlerini yama kenarlarından yamanın üst kısmına doğru iter. Böylece $J_{alt} = J_b$ ve $J_{üst} = J_t$ akım yoğunlukları oluşur. Yine de zıt işaretli yükler arasındaki çekim kuvveti üstün gelir ve akımın çoğu yamanın alt kısmında kalır. Yama kenarlarında akan az miktardaki akım bu kenarlara teğet zayıf manyetik alanı yaratır. Yama kenarlarındaki manyetik alanın zayıflığı alanın sıfır olarak kabul edilmesine olanak sağlar [25].

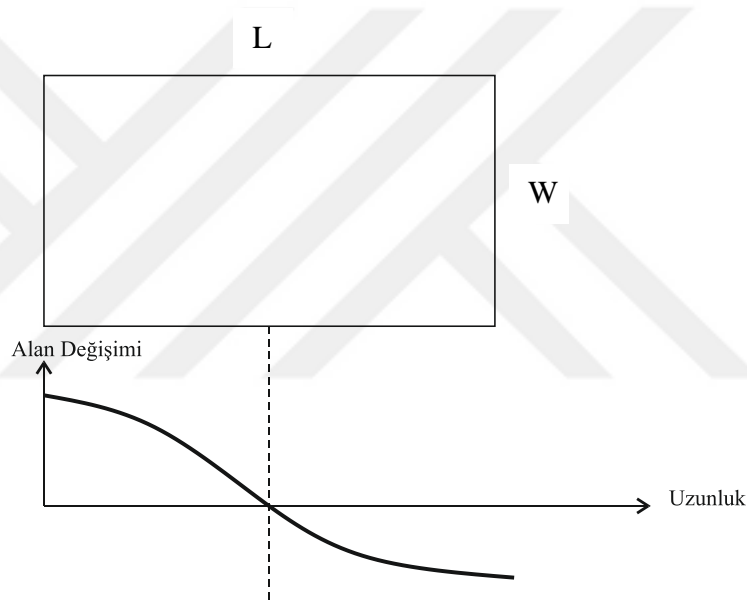


Şekil 2.5. Mikroşerit Antenin Işınım Anında Durumu [25]

Transmisyon hatlarının yayılım karakteristiği uzunluklarına bağlıdır. Üç boyutlu dalga kılavuzu gibi bir sistemde karakteristikler her üç boyuta göre belirlenir fakat düzlemsel antenlerde anten karakteristikleri bir düzlem üzerinde oluşturulur.

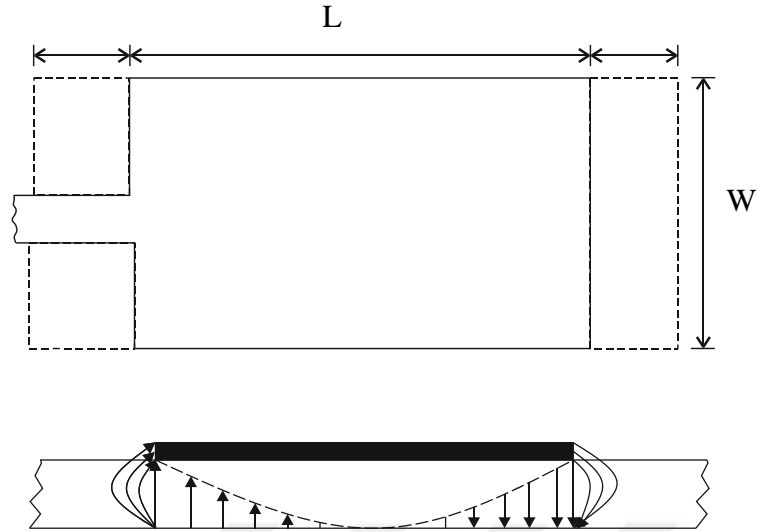
Alan karakteristiği yani alan dağılımının nasıl gerçekleştiği “mod” terimi ile tanımlanır. Mikroşerit antenlerin genel mod türü ise TM 'dir. Burada T transverse ve M magnetic

kelimelerinin karşılığıdır [30]. Transverse Magnetic, yayılım yönünde manyetik alan bileşeninin bulunmadığı anlamına gelir. Anten Z eksen yönünde yayılım yapıyorsa elektrik alan da aynı yöndedir ve manyetik alan buna diktir. Antende XY eksen alanı boyunca yama ve Z eksen yönünde antenin substrat yüksekliği uzanır. TM_{xy} 'de x yama uzunluğu ve y de yama genişliği boyunca elektrik alan değişimini temsil eder. Eğer TM_{10} durumu varsa bu, elektrik alanının yama uzunluğu boyunca değiştiği ve yama genişliği boyunca sabit kaldığı anlamına gelir. Burada yama genişliği yayılım kenarıdır. Antenin yüksekliği dalga boyundan oldukça küçüktür. Bu yüzden yükseklik için alan değişimi ihmal edilir.



Şekil 2.6. Rezonans kenarı boyunca alan değişimi

Yama genişliği boyunca beslenen mikroşerit antenin modu TM_{10} 'dır. TM modu yani transverse magnetic modu denildiğinde manyetik alan yayılım yönüne dik iken elektrik alanının yayılım yönünde olduğu anlaşılır. TM_{10} modunda yani rezonans kenarı yamanın uzunluğu iken ışınım da yama genişliği boyunca yapılır. Burada gözlenen saçak elektrik alanının dikey bileşenleri birbirini yok ederken yatay bileşenleri toplanır. İşte aynı işaretli olan bu bileşenler antenin ışınımından sorumludur ve yarattıkları alana saçak alanı denir. Saçak alanı yayılım kenarı boyunca ışınımı gerçekleştirir.



Şekil 2.7. Çalışma durumunda alan değişimi ve saçak alanı [27]

2.3. Mikroşerit Antenin Tasarım Aşamaları

Mikroşerit antenin tasarım aşamaları aşağıdaki gibidir:

1. Antenin çalışacağı frekans belirlenir.
2. Substrat için kullanılacak dielektrik madde seçilir.
3. Substrat yüksekliği h belirlenir. En büyük yükseklik değeri için Denklem (2.6)'daki eşitsizlik kullanılır [26].

$$h \leq \frac{0.3c}{2\pi f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.6)$$

Burada c ışık hızı, f çalışma frekansı ve ϵ_r substratın bağıl dielektrik sabitidir. Bağıl dielektrik sabiti substratın dielektrik katsayısının, boşluğun (free space) dielektrik katsayısına oranlanmasıyla bulunur.

Mikroşerit antenin ışınım veriminin yüksek olması isteniyorsa substrat kalınlığı büyük dielektrik sabiti düşük seçilmelidir. Eğer bir mikroşerit hattan bahsediliyorsa bu kez substrat kalınlığı küçük ve dielektrik sabiti büyük olmalıdır. Çünkü mikroşerit hatta ışınım veriminin düşük olması amaçlanmaktadır.

4. Yama genişliği hesaplanır [27]:

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.7)$$

Burada v_0 , ışığın boşluktaki hızıdır.

5. Efektif yama uzunluğu hesaplanır [27]:

$$L_{eff} = \frac{3 * 10^8}{2f \sqrt{\epsilon_{eff}}} = L + 2\Delta L \quad (2.8)$$

ϵ_{eff} efektif dielektrik sabitidir.

Mikroşerit antende saçak alanının, ışımadan sorumlu olduğundan bahsedilmiştir. Saçak alanının elektrik alan çizgilerinin bir kısmı havadayken bir kısmı substratın içindedir. Hem havanın hem de substratın dielektrik sabitini birlikte hesaba katmak üzere efektif dielektrik sabiti kullanılır ve Denklem (2.9)'daki gibi ifade edilir [27]:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.9)$$

Efektif yama uzunluğu gerçek yama uzunluğuna saçak alanı etkisinin de katıldığı zaman görülen uzunluktur. Dolayısıyla efektif yama uzunluğundan her iki kenarda oluşan saçak alan uzaması çıkarılırsa gerçek yama uzunluğu bulunmuş olur [27].

$$L = L_{eff} - 2\Delta L \quad (2.10)$$

Bu eşitlikteki ΔL Denklem (2.11)'deki gibidir [27].

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.11)$$

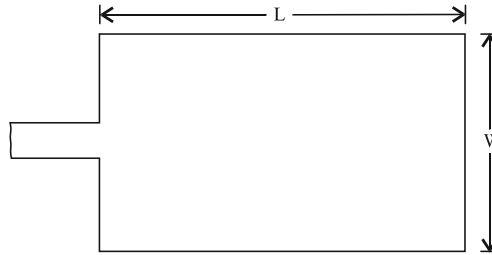
Toprak düzlemi ve substrat için en küçük uzunluk ve genişlik değerleri, $L_{g \min}$ en küçük toprak düzlemi/substrat uzunluğu ve $W_{g \min}$ en küçük toprak düzlemi/substrat genişliği olmak üzere Denklem (2.12) ve Denklem (2.13)'teki gibi hesaplanır [27]:

$$L_{g \min} = 6h + L \quad (2.12)$$

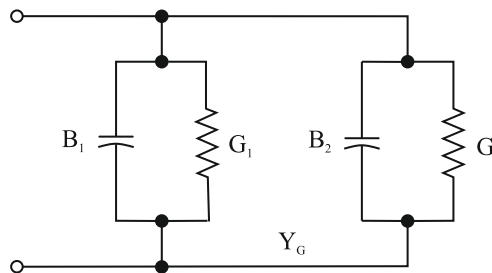
$$W_{g \min} = 6h + W \quad (2.13)$$

Bu noktadan sonra, beslemenin hangi yöntemle yapılacağı belirlenmelidir. Ardından besleme noktası bulunmalıdır. Anten ister koaksiyel kabloyla ister içeriden mikroşerit hatla beslensin, 50Ω noktasını bulmak için içeriye ne kadar uzunlukta girileceğinin hesaplanması gerekir. Bunun için öncelikle antenin kenarından ve beslemenin yapılacağı yerden görülecek empedanslar bulunmalıdır [25].

R_{in} antene giriş yapılacak kenardan görülen empedanstır. Yayılım yapan kenarların oyuk davranışı ile en önde ve en geride yayılım yapan oyuklar G_1 ve G_2 kondüktansları, B_1 ve B_2 suseptanslarıyla iletim hat modelinde temsil edilir [27].



Şekil 2.8. Mikroşerit yamanın üstten görünüşü



Şekil 2.9. Mikroşerit antenin iletim hattı eşdeğeri [27]

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (2.14)$$

$$Y_2 = G_2 + jB_2 \quad (2.15)$$

$$\frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad \text{iken}$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636l_n(k_0h)] \quad (2.18)$$

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0h)^2 \right] \quad (2.19)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \text{Eşitlikteki } k_0 \text{ dalga sayısıdır.} \quad (2.20)$$

Şekil 2.9'da da görüldüğü gibi iki oyuk arasında yama uzunluğu kadar bir mesafe vardır. Denklem (2.21)'deki admitans dönüşüm eşitliği ile hattın sonundaki oyuk admitansı hat girişine doğru taşınırsa kondüktansı girişteki kondüktans değerine ve suseptansı da girişteki suseptans değerinin ters işaretlisine eşit çıkar [24].

$$Y(I) = Y_0 \left[\frac{Y_L \cos \beta l + jY_0 \sin \beta l}{Y_0 \cos \beta l + jY_L \sin \beta l} \right] \quad (2.21)$$

Sonuç olarak anten kenarından görülen admitans $2G_1$ kadar olup direnç de, $R_{in} = \frac{1}{2G_1}$ eşitliğiyle hesaplanır. Bu eşitlikte görüldüğü gibi anten kenarından görülen empedansı bulabilmek için G_1 kondüktansının bilmesi gerekir. G_1 kondüktansı Denklem (2.22) ve Denklem (2.23)'teki eşitliklerle hesaplanır [27].

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad x = k_0\omega \quad (2.22)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right] \sin^3\theta d\theta = -2 + \cos(x) + xS_i(x) + \frac{\sin(x)}{x} \quad (2.23)$$

Eşitlikteki $S_i(x)$ sinüs integral fonksiyonudur.

Her iki oyuğun ortak kondüktansı olan G_{12} de giriş direnci hesabına katılacak olursa, yeni giriş direnci eşitliği Denklem (2.24)'teki gibi olur.

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.24)$$

Burada G_{12} ortak kondüktans olup Denklem (2.25)'teki eşitlikle gösterilir.

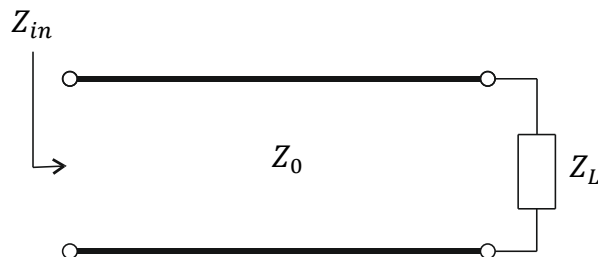
$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0}{2}\right) \cos\theta}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3\theta d\theta \quad (2.25)$$

Giriş direnci hesaplandıktan sonra antenin beslemesinin yapılacağı nokta bulunabilir. Giriş direncinin ve besleme noktası direncinin yer aldığı (2.26) numaralı eşitlikte besleme noktasındaki empedans 50Ω olarak yerine yazılıp y_0 inset yani besleme noktası çekilmelidir. Inset noktası besleme noktasının yerini yaklaşık olarak verir [27].

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (2.26)$$

2.4. Anten Besleme Tipleri

Bir beslemenin iyi olup olmadığı anten ile kaynak arasında verimli iletişim sağlanıp sağlanmadığı ile ilgilidir. Bu da empedans uyumlaması yapılmasını gerekli kılar. Kaynak ile anten arasında en yüksek güç aktarımı ancak bu yol ile mümkündür. Besleme hattı bir iletim hattıdır ve yükten kaynağa doğru d mesafesi alındığında hattın giriş empedansı Denklem (2.27) ve Denklem (2.28)'teki eşitliklerle gösterilir [24].



Şekil 2.10. Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış iletim hattı

$$Z_{in}(d) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)} \quad (2.27)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.28)$$

Burada β faz sabitidir.

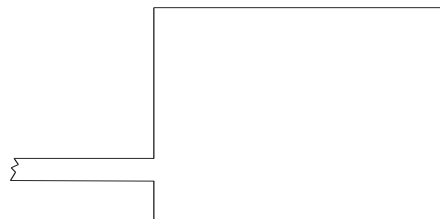
Yük empedansı ile hattın karakteristik empedansı eşitlenirse giriş empedansı da bu iki empedans ile aynı değere sahip olur. Mikrodalga devrelerinde kaynak empedansı olarak kullanılan değer genellikle 50Ω dur. Yani burada giriş empedansı 50Ω ise hem hattın karakteristik empedansı hem de antenin giriş empedansı 50Ω yapılabilirse kaynaktan antene maksimum güç aktarımı gerçekleşmiş olur. Zaten anten de kaynak ile boşluk arasında bir çevirici gibi çalışır. Boşluğun empedansı $120\pi \Omega$ yani yaklaşık 377Ω kadardır. Anten ile boşluk arasında empedans uyumunun bulunması da gerekir. İyi bir anten en az 300Ω çıkış empedansına sahip olmalıdır ki boşluk ile empedans uyumu sağlanabilsin.

Bir besleme hattından beklenen diğer bir özellik ise kaçak yayılımı yapmamasıdır. Bu yayılım hedeflenen yönde yapılmıyorsa kayıptır ya da hedeflenen yöndeki yayılıma ters düşüp verimi düşürebilir.

2.4.1 Mikroşerit Besleme

2.4.1.1. Rezonans Kenarından Besleme

Bu besleme yönteminde anten rezonans kenarından beslenir. Rezonans kenarı boyunca elektrik alan dağılımı sinüzoidal olarak değişir. Böylece rezonans kenarının tam ortasında sıfır empedans ve rezonans kenarının yayılım kenarı ile buluştuğu uç noktalarda boşluğun empedansı olan $120\pi \Omega$ 'a yakın değerler görülür. 0Ω ile $120\pi \Omega$ arasındaki 50Ω noktası bulunur ve o noktadan besleme yapılırsa empedans uyumlaştırma tekniklerine ihtiyaç kalmamış olur.

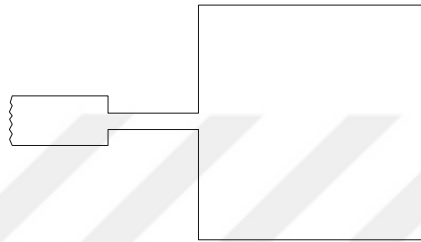


Şekil 2.11. Rezonans kenarı beslemeli yama

2.4.1.2. Yayılım Kenarından Besleme

Bu besleme yönteminde anten yayılım kenarından beslenir. Tipik bir mikroşerit antende yayılım kenarı empedansı yaklaşık olarak 200Ω dur.

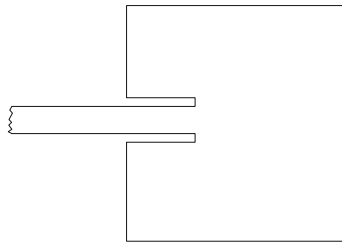
Antenin 50Ω besleme direncine uyum sağlaması için anten ile besleme arasında $\frac{\lambda}{4}$ çevirici gibi yeni bir transmisyon hattı yerleştirmek gerekir.



Şekil 2.12. Yayılım kenarı beslemeli yama

2.4.1.3. İçeriden Besleme

Yayılım kenarından bir kesi yapılarak rezonans kenarı boyunca bulunan 50Ω noktası bulunarak yapılan besleme tipidir.



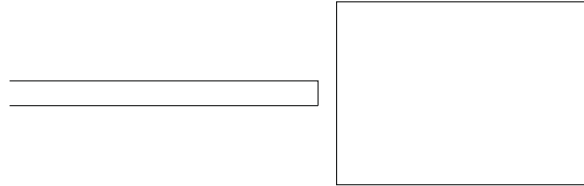
Şekil 2.13. İçeriden beslemeli yama [25]

2.4.1.4. Boşluk Bağlantılı Besleme

Besleme hattı ile anten arasında çok küçük bir boşluk koyularak gerilim indüklemesi yoluyla yapılan besleme çeşididir. Eşitlik (2.29)'daki C kapasitans ifadesinde görüldüğü gibi aradaki boşluk d ne kadar küçük tutulursa ve beslemenin yapıldığı boşluk yüzeyi A ne kadar geniş tutulursa boşluk sebebiyle ortaya çıkan kapasitans o kadar büyür.

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (2.29)$$

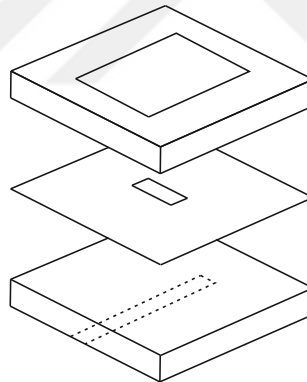
Kapasitansın büyümesi kapasitif reaktansı düşürür. Böylece boşluk empedansı ve dolayısıyla boşluk yüzünden ortaya çıkacak kayıp azalır.



Şekil 2.14. Boşluk bağlantılı beslemeli yama [25]

2.4.1.5. Ayrık Bağlantılı Besleme

Bu besleme türünü uygulamak için iki substratlı bir anten tasarımı yapmak gerekir. Bu iki substratın arasında toprak düzlemi bulunur. Substratların yükseklik ve dielektrik sabiti gibi özellikleri birbirinden farklı olabilir. Bu yapı ile yama ve besleme birbirinden ayrılarak meydana gelebilecek radyasyon girişimi önlenmiş olur.

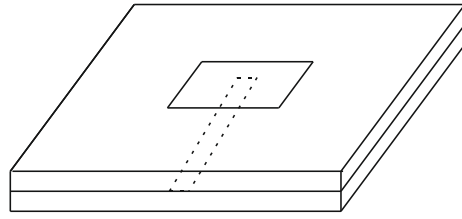


Şekil 2.15. Ayrık bağlantılı beslemeli yama [25]

Besleme ve yamanın elektromanyetik olarak birbirine bağlanması da toprak düzleminde açılan bir yarıklık vasıtasıyla gerçekleştirilir.

2.4.1.6. Yakın Bağlantılı Besleme

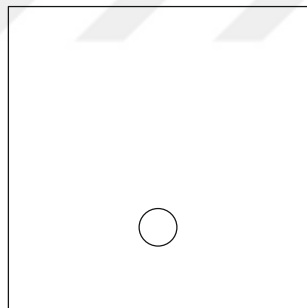
Yakın bağlantılı besleme uygulaması için anteni yine iki substrat ile tasarlamak gerekir. Besleme hattı bu iki substratın arasında bulunur.



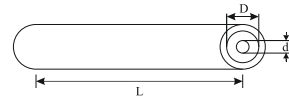
Şekil 2.16. Yakın bağlantılı beslemeli yama [25]

2.4.2. Koaksiyel Besleme

Koaksiyel besleme en çok kullanılan besleme çeşididir. Koaksiyel kablo ortasında bakır tel, onun etrafında dielektrik madde, onun da etrafında iletken dış kaplama ve en dışta yalıtkan izolatör kullanılarak yapılan, bu yapıyla neredeyse kayıpsız sinyal iletimine olanak tanıyan bir kablo türüdür. Mikroşerit antene koaksiyel kablo bağlanırken en içteki bakır tel antenin üst kısmındaki yamaya temas etmelidir. Koaksiyel kablonun antene temas ettiği yerde istenmeyen radyasyon bulunsa da toprak düzlemi kalkan görevi görür [25]. Şekil 2.17.a'da koaksiyel besleme yapılmış mikroşerit anten yamasının üstten görünümü verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.17.a. Koaksiyel beslemeli yama, b. Koaksiyel kablo

Koaksiyel kablonun karakteristik empedansı

$$Z_o = \frac{138 \cdot \log_{10} \left(\frac{D}{d} \right)}{\sqrt{\epsilon_{rc}}} \quad (2.30)$$

eşitliği ile hesaplanır. D kablonun dış çapı, d kablonun iç çapı ve ϵ_{rc} de kullanılan dielektrik malzemenin dielektrik katsayısıdır. Kablonun iyi iletim yaptığı üst frekans sınırı kesim frekansı olarak adlandırılır ve Denklem (2.31) ile belirlenir.

$$\text{Kesim Frekansı (GHz)} = \frac{11.8}{\sqrt{\epsilon_{rc}} \cdot \pi \cdot \left(\frac{D+d}{2}\right)} \quad (2.31)$$



3. BÖLÜM

ÇOK KATLI PERSEPTRON YAPAY SİNİR AĞI

3.1. Çok Katlı Perseptronlar

Perception algılama demektir. Perseptron kelimesi algılayıcı olarak Türkçe'ye çevrilebilir. Perseptron yapay sinir ağı yapılarından biri olup tek katmanlı ve çok katmanlı olarak oluşturulabilir. Algılayıcılar tahmin ve sınıflandırma problemlerinde kullanılır. Böyle bir ağın nasıl çalıştığı incelenmeden önce yapay sinir ağının ne anlama geldiğine bakılması gerekir.

3.2. Yapay Sinir Ağları

Yapay sinir ağları insan beynin işleyişini örnek alarak çalışan, devreler vasıtasıyla donanımsal veya bilgisayarlar vasıtasıyla yazılımsal olarak tasarlanan sistemlerdir. Sınıflandırma, tahmin ve modelleme problemlerini çözme üzerine yaygın bir kullanım alanı vardır [31].

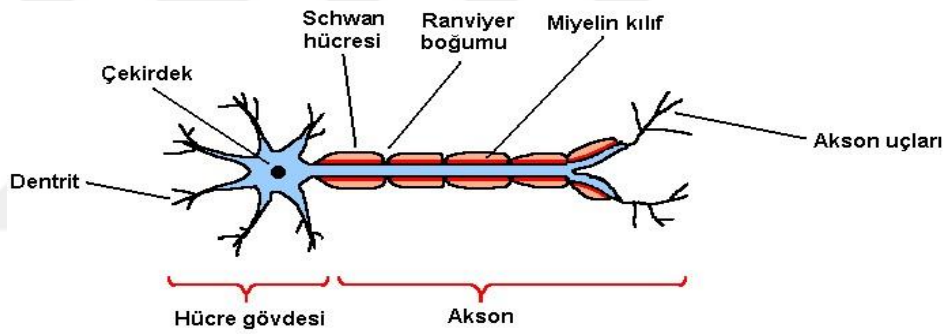
İnsan beyni nasıl sinir hücrelerinden oluşuyorsa bir yapay sinir ağı da yapay sinir hücrelerinden oluşur. Bu yapay hücreler bilgiyi saklama, aktarma ve değerlendirme yeteneklerine sahiptir. Tüm bu beceriler öğrenme işinin öğrenme algoritmaları yoluyla gerçekleştirilebilmesi için gereklidir. Öğrenme yani gözleme ve eğitim yaparak oluşturulan davranış değişikliği bir yapay sinir ağının görevinin özetidir denilebilir. Ağ, girişlerine karşılık verdiği çıkışlara göre bir sonraki adımda nasıl sonuç vereceğini belirleyerek öğrenmeyi gerçekleştirir [32]. Bir çocuk oyun oynadığı sırada koşarken çukura denk gelip düşmüşse ikinci oyunda geçtiği yerde çukur olduğunu hatırlayıp orayı pas geçer. Geçmezse canını acıyacağını öğrenmiştir. Öyleyse öğrenme ile ilişki kurulması gereken kavramlardan biri de hafızadır. Yapay sinir ağının en önemli

özelliklerinden biri olan hafıza, öğrenmeyi gerçekleştirmesi için ağ önceliklerinden biri olmaktadır.

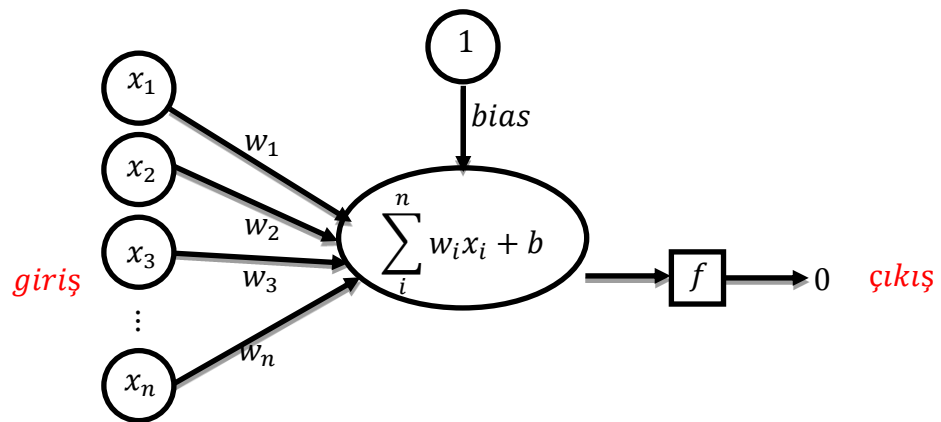
Yapay sinir ağları yapay sinir hücrelerinin katmanlar halinde tasarlanıp görevlendirilmesiyle kurulur. Yapay sinir hücresi ise yine beyindeki gerçek sinir hücresinin benzeri görevlere sahip kısımlar içermektedir.



Şekil 3.1. Sinir ağı çalışma mantığı



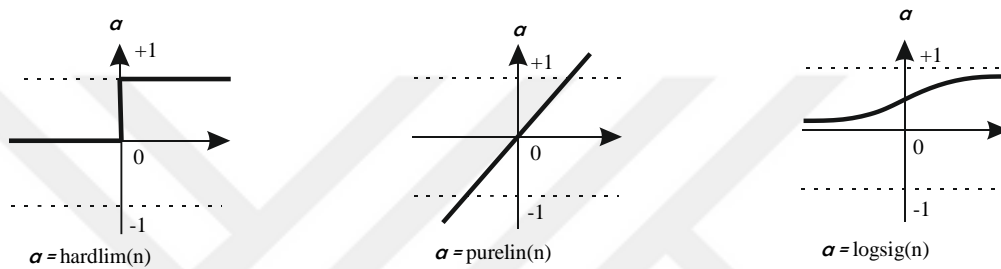
Şekil 3.2. Gerçek sinir hücresi [33]



Şekil 3.3. Yapay sinir hücresi

3.2.1. Hücre Gövdesi / Aktivasyon Fonksiyonu

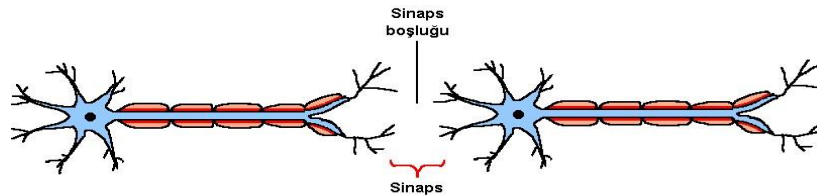
Gerçek sinir hücresinde sinyali işleyen kısım olan hücre gövdesinin yerini yapay sinir hücresinde aktivasyon fonksiyonu alır. Aktivasyon fonksiyonu karar verici fonksiyondur. Hücreye gelen girişi işler ve bu girişe bir çıkış üretir [34, 35]. En yaygın kullanılan aktivasyon fonksiyonu ‘sigmoid’dir. Kullanılan bazı aktivasyon fonksiyonları şöyle sıralanabilir: Sigmoid, Gauss, tan-sigmoid, log-sigmoid, tanjant hiperbolik, doğrusal (purelin), step, sinus, hard limit [36].



Şekil 3.4. Bazı aktivasyon fonksiyonları [36]

3.2.2. Sinapslar / Ağırlıklar

Gerçek sinir hücresinde girişin çıkış üzerindeki etkisi nörotransmitter madde adı verilen kimyasallar tarafından belirlenir. Bu maddeler hücreler arasındaki sinaps denilen boşluklardan geçerek diğer hücrenin girişine ulaşır. Yapay sinir hücresinde sinapsların ve nörotransmitter maddelerin görevini ω_i ağırlık katsayıları görür. Her giriş bilgisinin kendine ait bir ağırlık katsayısı olup yine girişin çıkış üzerinde olan etkisini belirlemeye yarar.



Şekil 3.5. Sinaps [33]

3.2.3. Dendrit / Toplama Fonksiyonu

Gerçek sinir hücresinde dışarıdan veya diğer sinir hücrelerinden gelen uyarıları alan kısım olan dendritler, yapay sinir ağına toplama fonksiyonuna karşılık gelmektedir.

Toplama fonksiyonunda yapılan işlem, her girişi o girişe ait ağırlık katsayısı ile çarpıp tüm çarpımları toplayarak net girdi değerini elde etmektir.

$$\text{Net Giriş} = \sum_i x_i \cdot \omega_i \quad (3.1)$$

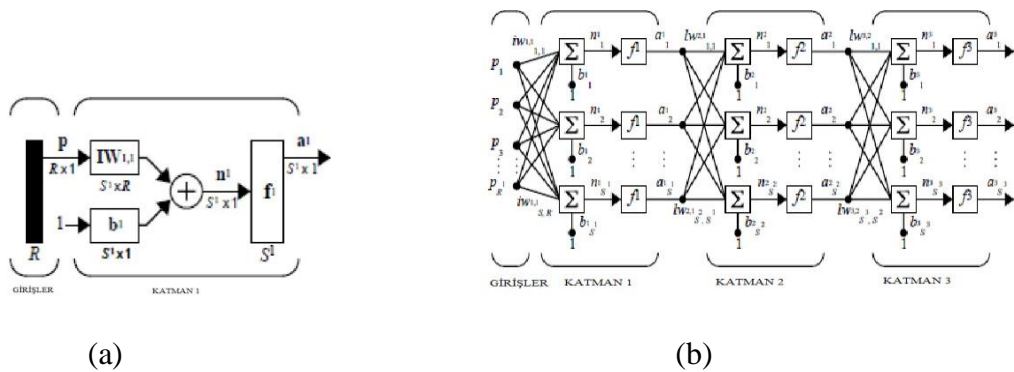
Burada x_i girişleri, ω_i ağırlık katsayılarını göstermektedir.

3.2.4. Akson / Çıktılar

Gerçek hücrede işlenip çıkış olarak üretilen sinyal aksonlar aracılığıyla diğer hücrelere iletilmektedir. Yapay hücrede ise aktivasyon fonksiyonu ile üretilen çıkışın başka hücrelere iletiildiği kısımdır.

3.3. Yapay Sinir Ağı Yapısı

Yapay sinir ağları yapay sinir hücrelerinin katmanlar şeklinde tasarlanmasıyla oluşturulur. Tek katmanlı ağ yapısına bakılırsa giriş katmanından sonra giriş bilgilerinin değerlendirildiği bir katman olduğu görülür [34]. Şekil 3.6.a ve Şekil 3.6.b'deki gösterimlerde her biri kendi katmanı ile ilişkili olmak üzere p giriş bilgisini, R girişin eleman sayısını, w girişin ağırlık katsayılarını, lw (layer weights) katman çıkışlarının ağırlık katsayılarını, S katmandaki nöron sayısını, n net girişi ve a aktivasyon fonksiyonu çıkışını göstermektedir.



Şekil 3.6.a. Tek katmanlı yapı [36], b. Çok katmanlı yapı [36]

Giriş katmanına gelen girişler ağırlık katsayılarıyla çarpılıp başka işlem görmeden ara katmana iletilirler. Yani giriş katmanında aktivasyon fonksiyonu çalışmaz. Ağırlık katsayılarıyla çarpılan giriş bilgileri toplanarak her gizli katman hücresi için bir net giriş

bilgisi elde edilir. Ara katmanda giriş katmanından gelen bilgi işlenir ve çıkış katmanına iletilir. Ara katmana gizli katman da denir. Çıkış katmanı da ara katmandan gelen bilgileri işleyerek ağın çıkışını üreten katmandır. Katmanlardaki yapay hücre sayısı ve ara katman sayısı tasarımcı tarafından belirlenir.

3.3.1. Yapılarına Göre Yapay Sinir Ağları

Yapay sinir ağları ileri beslemeli ve geri beslemeli ağlar olarak ikiye ayrılabilir. İleri beslemeli ağlarda giriş katmanından gelen bilgiler ara katmandaki hücrelere gönderilir. Burada işlenen bilgiler çıkış katmanına verilir ve tekrar işlenerek ağın çıkışı üretilir. Ağın işleyişinde geriye bilgi aktarımı olmaz. Bilgiler girişten verilir ve çıkış alınır. Örnek: Perseptronlar.

Eğer ağımız geri beslemeli ise çıkışlardan girişlere doğru bilgi aktarımı söz konusudur. Bu aktarım sebebiyle gecikmeler meydana gelir. Yeni çıkışın üretilmesi önceki çıkışın değerine bağlıdır. Örnek: Hoppfield ağı, Elman ağı [37].

3.3.2. Öğrenme Algoritmalarına Göre Ağ Yapıları

Yapay sinir ağı öğrenme yeteneğine sahiptir. Öğrenme işini gerçekleştirmek üzere giriş bilgileri ağırlık katsayılarıyla çarpıldıktan sonra aktivasyon fonksiyonundan geçirilerek değerlendirilir ve çıkış oluşturulur [38]. Her yeni iterasyonda ağın çıkışı ile istenen çıkışın karşılaştırılması sonucu oluşan hata fonksiyonuna göre ve uygulanan öğrenme algoritmasına bağlı olarak ağırlık katsayıları güncellenir. Bu güncelleme, k herhangi bir anı temsil etmek üzere ağırlık katsayılarında $\Delta\omega(k)$ kadar bir farkın oluşturulmasıyla gerçekleştirilir.

$$\omega(k + 1) = \omega(k) \mp \Delta\omega(k) \quad (3.2)$$

Öğrenme algoritmalarını oluşturmak için izlenen yola göre gruplandırma yapılabilir.

3.3.2.1. Öğretmenli / Danışmanlı Öğrenme

İstenen ağ çıkışı önceden sisteme girilir. Böylece her iterasyonda elde edilen çıkış ile istenen çıkış karşılaştırılarak hata fonksiyonu oluşturulur [38]. Örnek: Delta kuralı, Geri Yayılım Algoritması.

3.3.2.2. Öğretmensiz / Danışmansız Öğrenme

Bu öğrenme şeklinde istenen çıkış ağı gösterilmez. Bu yüzden bu ağlar genellikle sınıflandırma problemlerinde kullanılır [38]. Ağ sınıflandırmayı yaparken özellikleri birbirine benzeyen girdileri gruplandırma mantığıyla çalışır. Örnek: Kohonen ağı, ART (Adaptive Resonance Theory), SOM (Self Organizing Map).

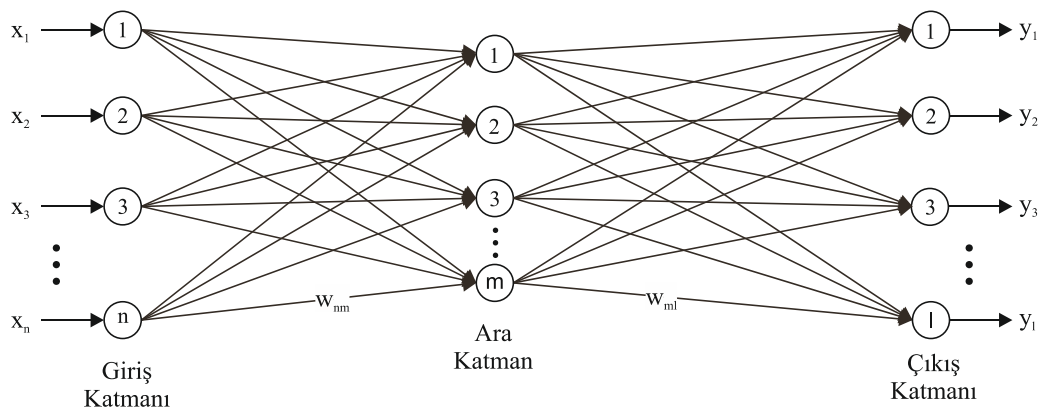
3.3.2.3. Destekleyici /Takviyeli Öğrenme

Bu ağlarda da istenilen çıkış ağı gösterilmez fakat sonucun iyi mi yoksa kötü mü olduğunu belirten bir kriter vardır [38]. Örnek: Genetik algoritma, Levenberg-Marquardt. Danışmanlı, danışmansız ve takviyeli öğrenme şekillerini bir arada kullanan ağlar da mevcuttur. Örnek: Radial basis function.

3.4. Çok Katlı Perseptron

Bir yapay sinir ağının temel yapı taşı yapay sinir hücreleridir. Bu hücreler giriş katmanı, gizli katman ve çıkış katmanı olacak şekilde yapılandırıldığında perseptron ortaya çıkar [39]. Fakat bunun dışında oluşturulmuş ağ yapıları da vardır. Bunlar ART (Adaptive Resonance Theory), Elman ağları, Kohonen ağlar, LVQ (Learning Vector Quantization), Hopfield ağı ve radyal tabanlı ağlar olarak örneklendirilebilir.

Şekil 3.7’de çok katlı perseptronun yapısı görülmektedir.



Şekil 3.7. Çok katlı perseptron ağ yapısı

Tek katmanlı perseptronlar doğrusal sınıflandırma problemlerini çözer. Fakat sınıflandırma yapılırken sınıfların arasının bir doğru ile net bir şekilde ayrılamadığı doğrusal olmayan problemlerin çözümünde başarısızdır. Rumelhart ve arkadaşları tarafından geliştirilen çok katlı perseptron sınıflandırma, tanıma, tahmin gibi doğrusal olmayan problemleri de çözer.

Bu model ileri beslemeli geri yayımlı olarak isimlendirilir. Yaygın kullanımda delta öğrenme kuralı ile çalışır. Bu kural denetimli öğrenme algoritmaları sınıfına girer.

Ağ ileri beslemelidir. Girişler verilir, ağın çıkışı bulunur. Denetimli öğrenme olduğu için asıl istenilen çıkışlar da ağa sunulur. Ağ istenen çıkışla kendi bulduğu çıkışı karşılaştırır. Aradaki fark hatadır. Oluşan bu hatayı minimize edecek şekilde ağın çıkışından girişine doğru ağırlık katsayıları güncellenir. Bu, hata düzeltmenin geri yayıldığı aşamadır [40].

Delta öğrenme algoritması hatayı minimize etmek için geri yayılım yaparken gradient descent yöntemini kullanır. Geri yayılım böylece gerçekleşmiş olur.

Çok katmanlı perseptronda gösterilen giriş, gizli ve çıkış katmanlarının görevi temel yapay sinir ağı yapısında gösterilenin birebir aynısıdır. Gizli katman sayısı ve katmanlardaki yapay hücre sayısı tasarımcı tarafından belirlenir.

Yapay sinir ağları öğrenirken önce bir set veri ile eğitim işlemine tabi tutulur. Ardından yeni bir veri seti ile test edilir. İlk veri setine eğitim, ikinci veri setine test veri seti denir.

3.4.1. İleri Doğru Hesaplama

- 1) Eğitim seti giriş katmanına sunulur.
- 2) Bu veriler ağırlık katsayılarıyla çarpılır. Başka bir değişikliğe uğramadan ara katmana gönderilir.
- 3) Ara katmandaki her hücre ağırlıklandırılmış girişleri toplar ve kendine ait net bir girdi elde eder.
- 4) Ara katmandaki hücre bu net girdi değerini daha önce bahsedilen sigmoid veya benzeri bir aktivasyon fonksiyonundan geçirerek kendi çıkışını üretir. Bu çıkış değeri yine kendine ait ağırlık katsayısı ile çarpılır ve çıkış katmanına gönderilir.

- 5) Çıkış katmanındaki her hücre kendine ağırlıklandırılmış olarak gelen ara katman hücre çıkışlarını toplar ve yeni bir aktivasyon fonksiyonundan geçirir.
- 6) Çıkış katmanındaki her hücrenin aktivasyon fonksiyonu çıkışı artık yapay sinir ağının çıkışlarından biridir. Bu çıkışlar yalnızca ilk iterasyonun çıkışı olup nihai sonuç değildirler [41].

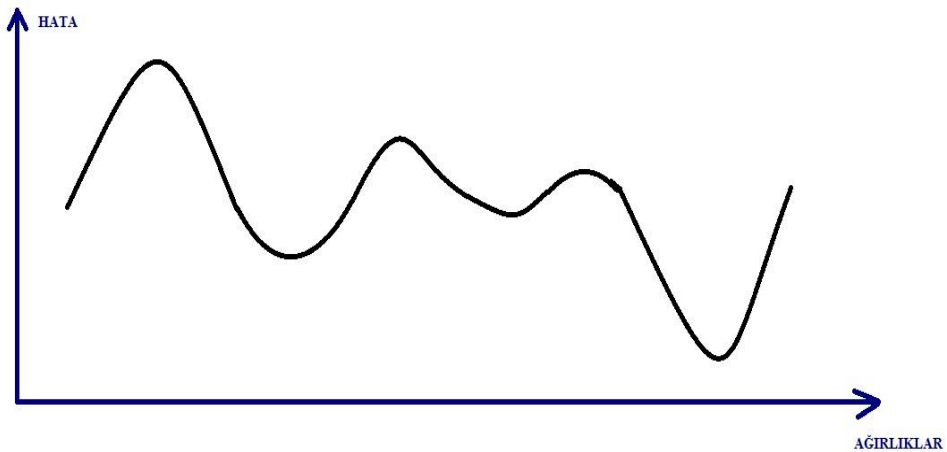
3.4.2. Geriye Yayılım

Denetimli öğrenme gereği ağına sunulmuş olan istenen çıkış verileri ile ağına bulduğu çıkışların arasındaki fark hesaplanıp hata bulunur [40].

$$Hata = \text{İstenen çıkış} - \text{Ağın çıkışı}$$

(3.3)

Çıkış katmanındaki hatayı bulmak için bütün çıkış nöronlarındaki çıkış bilgilerini değerlendirmek üzere mutlak hata, RMS hata, ortalama karesel hata gibi hata bulma yöntemlerinden biri seçilebilir. Bu yöntemlerin hepsi hatayı en küçük değere indirmek için kullandığı hata fonksiyonunun türevini sıfıra eşitlemek zorundadır. Yatay eksen ağırlık dikey eksen hata fonksiyonu ise amaç, fonksiyonu minimum yapan ağırlık değerlerini bulmak olmalıdır.



Şekil 3.8. Temsili hata fonksiyonu

Ara katman ile çıkış katmanı arasındaki ağırlık katsayıları güncellenir. Örnek olarak ara katmandaki üçüncü hücre ile çıkış katmanındaki ikinci hücre arasında oluşturulacak yeni ağırlık katsayısı aşağıdaki gibi bulunur [38].

3. ara katman hücresi ve 2. çıkış katmanı hücresi için;

$$\text{Yeni ağırlık katsayısı} = \text{Bir önceki ağırlık katsayısı} + \text{Güncelleme farkı} \quad (3.4)$$

$$\omega_{32}(t) = \omega_{32(t-1)} + \Delta\omega_{32}(t) \quad (3.5)$$

şeklinde yazılır.

Bir önceki ağırlık katsayısı bilindiğine göre yeni ağırlık katsayısını bulmak için güncelleme farkını hesaplamak gerekir.

$$\begin{aligned} \text{Güncelleme farkı} &= \lambda \cdot (\text{3. Çıkış hücresindeki hata}) \cdot (\text{2. Ara katman hücresinin çıkışı}) \\ &+ \alpha \cdot (\text{Bir önceki güncelleme farkı}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\Delta\omega_{32} = \lambda \cdot (\text{hata}_3) \cdot (\text{çıkış}_2) + \alpha\Delta\omega_{32}(t-1) \quad (3.7)$$

Burada λ öğrenme katsayısı ve α momentum katsayısıdır.

3.4.3. Momentum Katsayısı ve Öğrenme Katsayısı

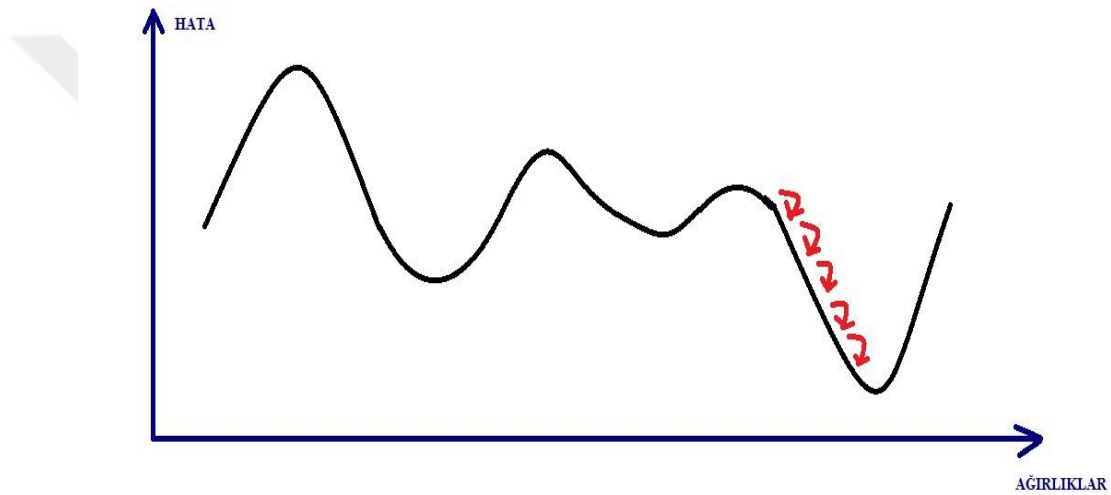
Geriye yayılımda görüldüğü üzere ağırlık güncellenirken bir önceki iterasyona ait güncelleme farkı, yeni iterasyonda kullanılacak ağırlık katsayısına ait güncelleme farkına α momentum katsayısı ile çarpılarak eklenmiştir. Bu durum momentum katsayısının ilk görevinin önceki ağırlık katsayısının yeni ağırlık katsayısı üzerindeki etkisini belirlemek olduğunu gösterir. Bu etki ile yeni güncelleme farkının artma-azalma miktarı belirlenir.



Şekil 3.9. Yerel minimum ve global minimum

Şekil 3.9'a bakıldığında momentum katsayısının küçük seçilmesinin yerel optimumlara takılmaya yol açacağı görülebilir.

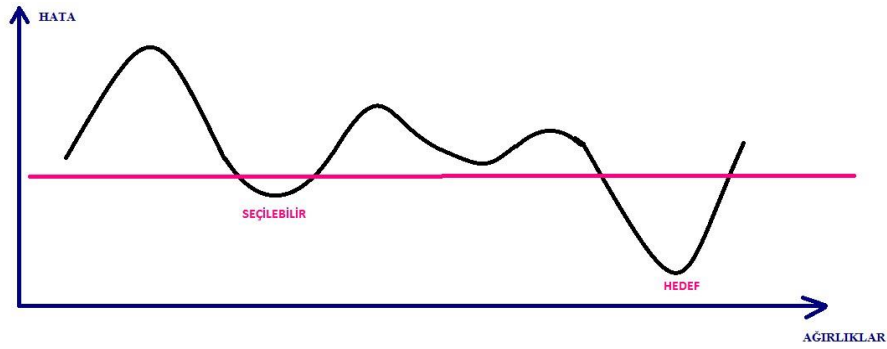
Benzer şekilde λ öğrenme katsayısının büyük seçilmesi güncelleme farkının değişim adımlarının büyük olmasına böylece fonksiyon üzerinde rastgele gezinmeye yol açar. Böyle bir yol ile fonksiyonun optimumunu bulmak mümkün değildir. Eğer öğrenme katsayısı çok küçük seçilirse bu kez güncelleme farkının her adımda değişim miktarı çok küçük olacaktır. Bu şekilde optimum yakınsama yapılabilir fakat bu iş uzun bir süre alacaktır. Şekil 3.10'da bu durum oklarla temsil edilmiştir.



Şekil 3.10. Öğrenme katsayısı küçük iken güncelleme

3.4.4. Ağın Ezberlemesi

Eğer ağın eğitim verilerine verdiği sonuçların doğruluğu yüksek ve test verilerine verdiği sonuçların doğruluğu düşükse ağ muhtemelen eğitim setini ezberlemiş ve genelleme yapamıyor demektir [38]. Matlab ile yapay sinir ağı çalıştırıldığında eğitim ve test verilerinin yanı sıra bir de geçerleme (validation) verileri tanımlanır. Geçerleme verileri de ağın ezberleyip ezberlemediğini anlamak için gizli bir test işlemi yapıyor denebilir. Ağ, epoch sayısı sınırı veya hata sınırı sebebiyle durdurulmayıp validation stop uyarısı veriyorsa ezbere gittiği için durduruldu demektir. Şekil 3.11'de kullanıcının en küçük yani hedef hata yerine seçilebilir hatanın yeterli olduğunu düşünüp iterasyonları durdurabileceğini görüyoruz.



Şekil 3.11. Seçilebilir hata ve hedeflenen hata

3.5. Çok Katlı Perseptron ile İki Bantlı Mikroşerit Anten Tasarımı

Bu bölümde dual frekans özelliğine sahip 2.7 GHz merkez frekanslı antenin tasarlanması için çok katmanlı perseptron kullanılmıştır. Anten karakteristiklerinden biri polarizasyondur. Polarizasyon doğrusal, eliptik veya dairesel olabilir. Elektrik alan, bir dalga boyunu tamamlayacak süre içerisinde doğrultusunu zamanla değiştirmiyorsa doğrusal polarizasyonlu, aynı süre içinde bir tam döngüyü tamamlayacak şekilde dairesel hareket yapıyorsa dairesel polarizasyonludur denir. Besleme noktasının yeri değiştirilerek mikroşerit antenin polarizasyonu ayarlanabilir. Yama kenarlarının herhangi birinden besleme yapıldığı takdirde anten sadece tek bir modda çalışır. Bu haliyle anten doğrusal polarizasyonludur. Anteni dairesel polarizasyona alabilmek için birbirine dik olan her iki modu da çalıştırabilmek gerekir. Kare şekilli bir yamanın her iki yama kenarından uyartım sağlamak için yamanın köşegeni üzerinde besleme yapmak gerekir. Böylece dairesel hareket yapan elektrik alan vektörünün birbirine dik her iki bileşeni de elde edilmiş olur. Yamanın şekli dikdörtgen ise her bir yama kenarı farklı bir rezonans frekansı yaratır ve yine birbirine dik fakat farklı frekanslarda polarizasyon görülür. Bir anlamda, iki frekansta birden çalışabilen mikroşerit anten tasarlanmış olur.

Antenin dual frekans özelliğini kazanması için bir diğer yol ise, bu çalışmada da kullanılan, yama üzerinde U şeklinde [42] bir yarık açma yöntemidir. Yarığın boyutları Denklem (3.8) ve Denklem (3.9) ile belirlenir [12, 13, 43].

$$L_1 = 0.385U_\omega + 0.445U_l + L \quad (3.8)$$

$$L_2 = 0.876U_\omega + 1.412U_l - 1.097d_1 + 0.63d_2 \quad (3.9)$$



Şekil 3.12.a. L_1 akım yolu [13], b. L_2 akım yolu [13]

Denklem (3.8) ve Denklem (3.9)'daki eşitliklerde U_l yarığın yama uzunluğu boyunca uzunluğu ve U_ω da yarığın yama genişliği boyunca uzunluğudur. L_1 ve L_2 akım yollarının ve L de anten yamasının uzunluğudur. Ardından akım yollarından üretilen yeni frekanslar hesaplanır. Akım yolu eşitliklerindeki katsayılar deneysel olarak bulunan katsayılardır ve kesin olarak yarık ile oluşan frekansları vermese de onlara en yakın frekansları veren katsayılardır. En iyi sonucu ise S bandında verirler. Frekans eşitlikleri, Denklem (3.10)-(3.12)'de verilmiştir [12, 13].

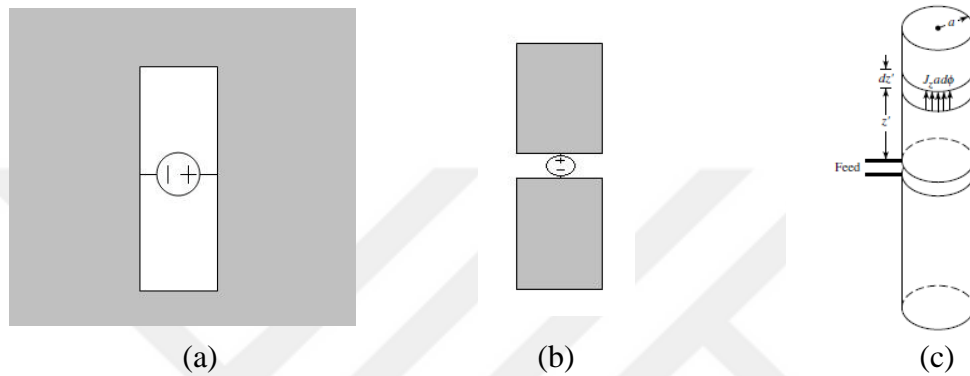
$$f_1 = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot L_1} \quad (3.10)$$

$$f_2 = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot L_2} \quad (3.11)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-0.555} \quad (3.12)$$

Uygulanan elektromanyetik alan sebebiyle indüklenen yüzey akımı yarık ile karşılaşınca yolunu değiştirir. Akımın bu yol değiştirme etkisi yarık genişliği sebebiyle kapasitif, yarık uzunluğu sebebiyle de indüktif etki göstermektedir [6, 7]. U şeklindeki yarıkların ışımaya empedansı hesaplanmak istenirse dipol anten benzetimine ve Babinet prensibine başvurulur. Babinet prensibini anlamak üzere birinin ortası yarık ve diğerinin ortası dolu gerisi boş birbirini tamamlayıcı iki ekran olsun. İki ekranın önüne de elektromanyetik kaynak konulsun. Ekranlardan birinin elektrik alanı ile diğerinin manyetik alanı toplanırsa hiç ekran olmadığı durumdaki elektrik alan ve ekranlardan birinin manyetik alanı ile diğerinin elektrik alanının ters işaretlisi toplanırsa hiç ekran olmadığı durumdaki manyetik alan bulunur [29]

Babinet prensibinden yola çıkılarak bir iletkenin üzerinde açılan ve beslenen bir yarıklı dipol anten arasındaki ilişki açıklanır [44]. Dipol antende elektrik alan dikey polarizasyonlu yani antene paralel, yarıқта ise yatay polarizasyonlu yani oyuğa dikey olarak görülür. Sonuç olarak oyuğun ışınım empedansını bulmak için önce yarıklı aynı boyutlarda bir dipol antenin ışınım empedansı bulunur ve Babinet prensibine göre gerekli dönüşümler yapılır.



Şekil 3.13.a. Yarıklı polarizasyonu [45], b. Dipol polarizasyonu [45], c. Dipol anten [27]

Dipol antenin ışınım empedansı, R_d empedansın reel ve X_d imajiner kısmı olmak üzere,

$$R_d = 60 \left\{ \begin{array}{l} C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) + \\ \frac{1}{2} \cos(kl) \left[C + \ln\left(\frac{kl}{2}\right) + C_i(2kl) - 2C_i(kl) \right] \end{array} \right\} \quad (3.13)$$

$$X_d = 30 \left\{ \begin{array}{l} 2S_i(kl) + \cos(kl) [2S_i(kl) - S_i(2kl)] - \\ \sin(kl) \left[2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i\left(\frac{2ka^2}{l}\right) \right] \end{array} \right\} \quad (3.14)$$

eşitlikleriyle ifade edilir [27]. Bu eşitliklerde $C = 0.5772$ Euler sabiti, l antenin uzunluğu ve a da antenin yarıçapıdır. Ayrıca $S_i(x)$ aşağıda (3.15) eşitliği ile verilen sinüs integral fonksiyonunu ve $C_i(x)$ (3.16) eşitliği ile verilen kosinüs integral fonksiyonunu temsil eder.

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x} dx \quad (3.15)$$

$$C_i(x) = - \int_0^\infty \frac{\cos x}{x} dx \quad (3.16)$$

Dipol anten empedansından yarık empedansına Babinet dönüşümü,

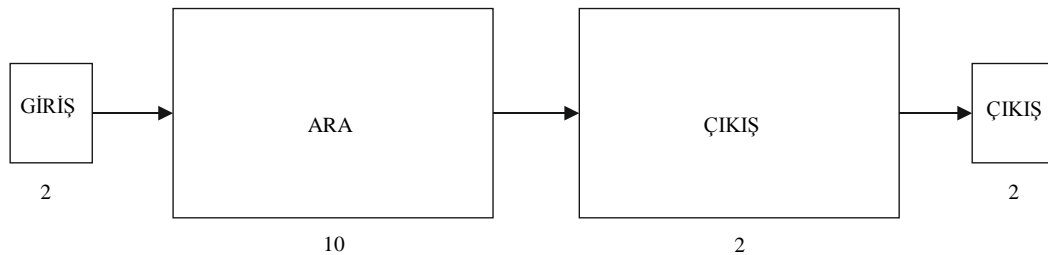
$$Z_{yarık} = \frac{\eta_0^2}{Z_{dipol}} \quad (3.17)$$

$$\eta_0 = 120\pi \quad (3.18)$$

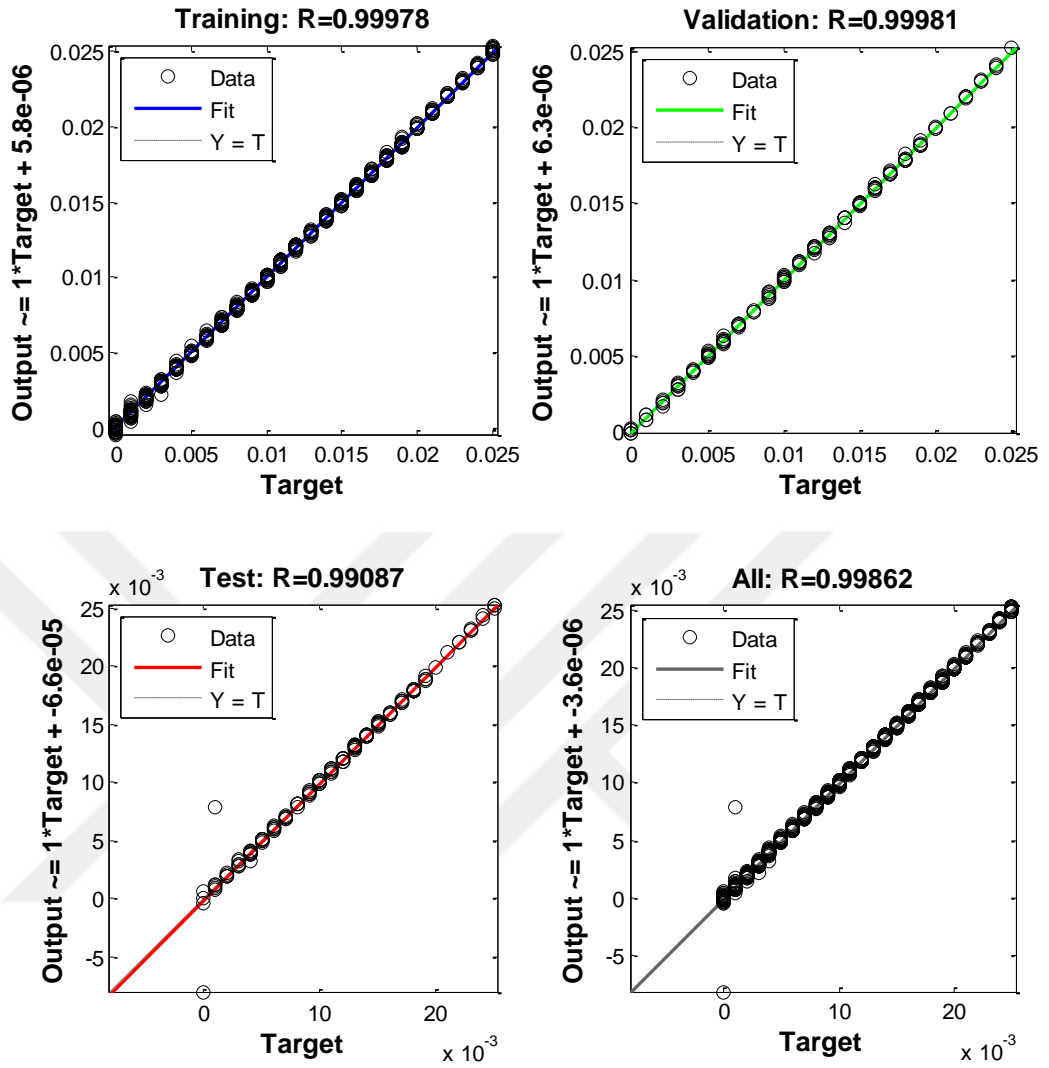
eşitlikleriyle verilir [27, 46].

Yapay sinir ağı tasarımı için yama üzerinde U şeklinde açılan yarık ile elde edilen yeni frekanslar ağın girişleri olarak seçilmiştir. Antenlere içeriden (inset) besleme tipi uygulanmıştır. Ağa sunulacak verileri elde edebilmek için algoritma yazılmış ve bu sayede birden çok antenin tasarımı yapılmıştır. Tasarımın yapılması için bazı kısıtlamalar belirlenmiştir. Başlangıç olarak, yarık genişliği her iki yandan 2.5 mm olmak üzere yama genişliğinden toplam 5 mm daha kısa ve yarık uzunluğu ise yama uzunluğundan besleme noktası çıkarıldığında elde edilen uzunluktan 2 mm daha kısa olacak şekilde seçilmiştir. Ardından her döngüde sırayla yarık uzunluğu ve yarık genişliği 1 mm azaltılarak tasarlanan yeni anten verileri yapay sinir ağına sunulmak üzere kaydedilmiştir. Dielektrik sabiti 3.8'dir ve başlangıç anteninin frekansı 2.7 GHz'dir. Bu şekilde 520 tane antenin tasarımı yapılmıştır. Her antenden elde edilen frekans verileri ağın girişleri olarak, yarık uzunluğu ve yarık genişliği ise çıkış verileri olarak kaydedilmiş, perseptrona çıkıştaki hatayı bulup düzeltme yönünde çalışmak üzere sunulmuştur. Ağın öğrenme algoritması Levenberg-Marquardt algoritmasıdır.

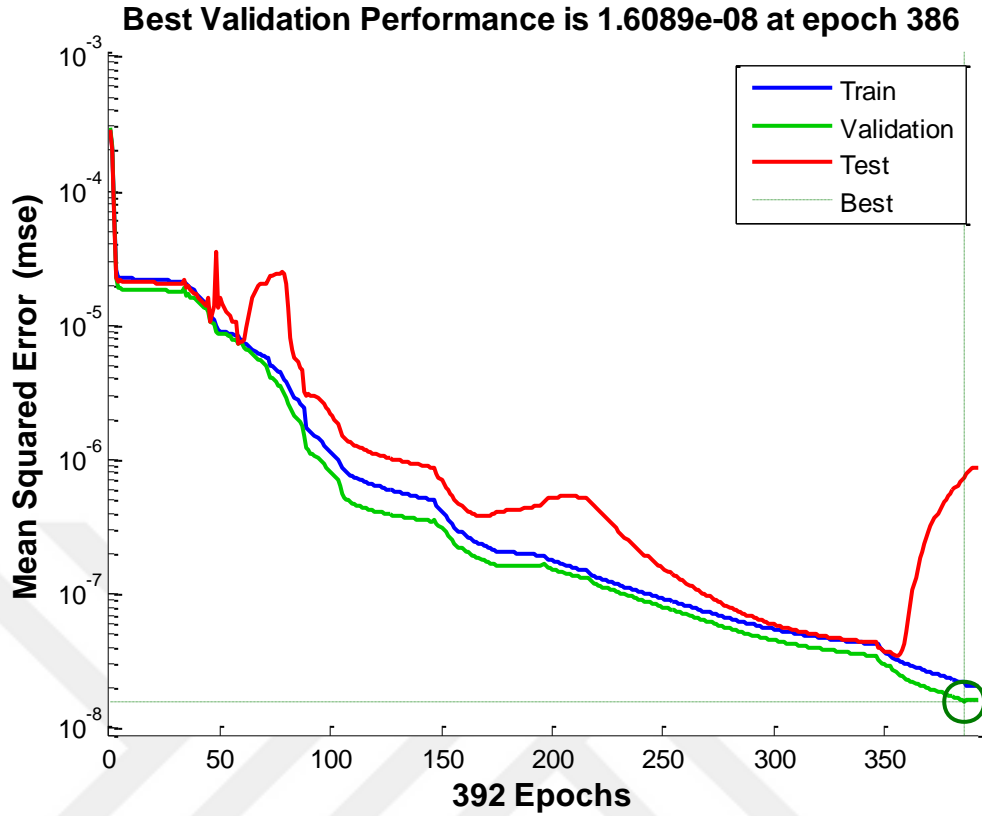
368 eğitim, tüm verilerin %15'i olan 78 test ve 78 validasyon verisi bulunmaktadır. Ara katmanda 10 yapay sinir hücresi kullanılmış ve grafikte görülen sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 3.14. $\epsilon_r=3.8$ için ağ yapısı

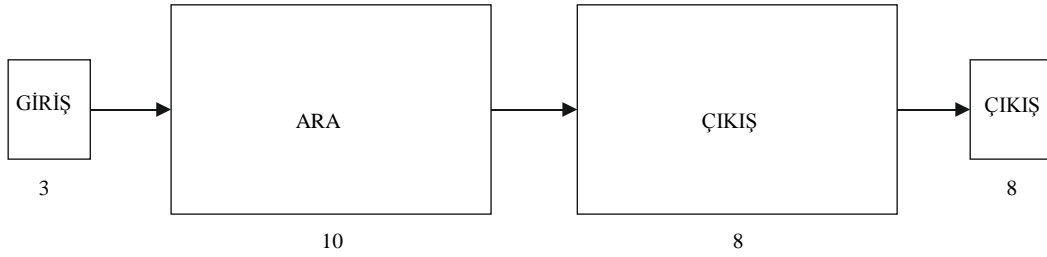


Şekil 3.15. $\varepsilon_r=3.8$ için regresyon grafikleri

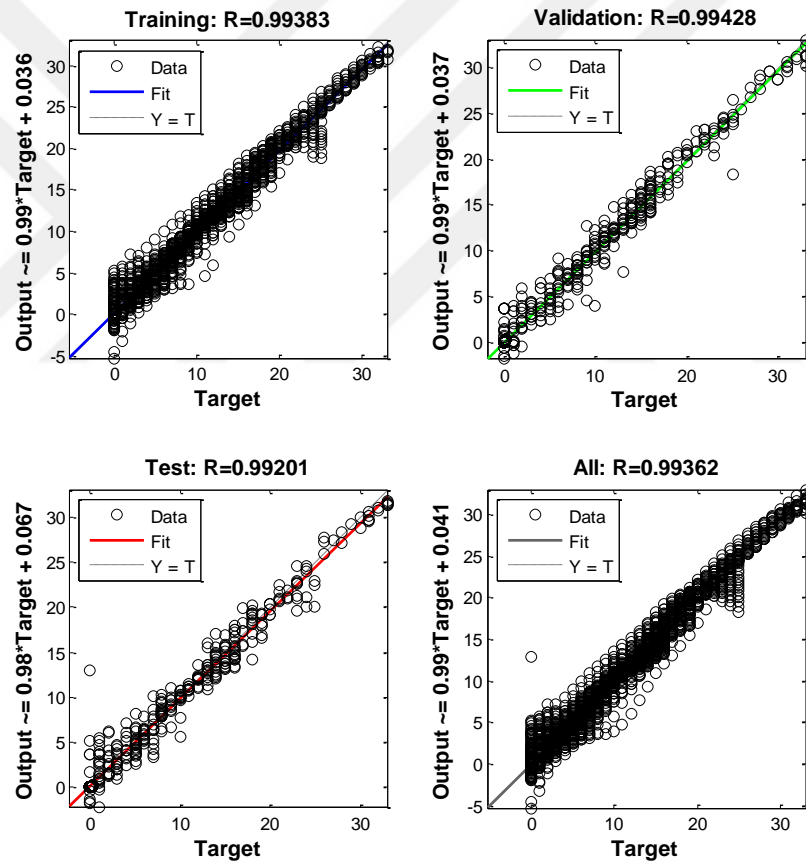


Şekil 3.16. $\epsilon_r=3.8$ için hata eğrileri

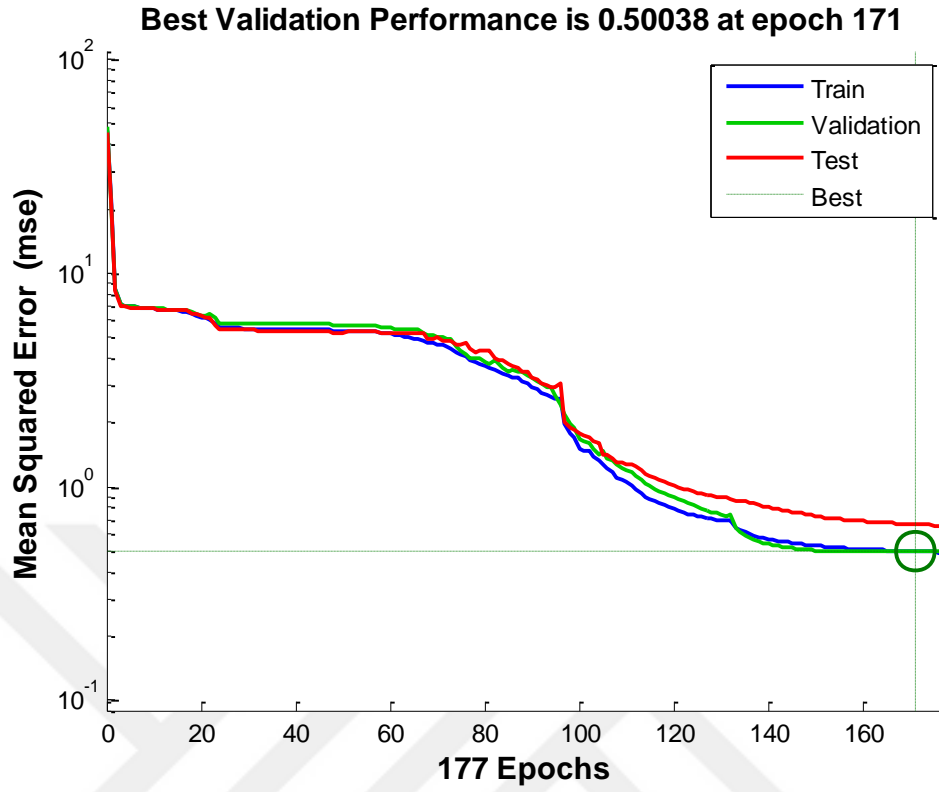
Bir diğer çalışmada f_1 ve f_2 frekanslarıyla birlikte dielektrik sabiti de ağın giriş verisi olarak belirlenmiştir. En çok kullanılan 4 dielektrik sabiti olan $\epsilon_r = 3.8$, $\epsilon_r = 3.38$, $\epsilon_r = 2.32$, $\epsilon_r = 1.07$ ile antenler oluşturulmuştur. Algoritmada, 2.7 GHz frekansında, her dielektrik sabiti için ayrı çalışılmış ve üzerlerinde yukarıda belirtildiği gibi yarık boyutları değiştirilerek yaklaşık 2000 farklı anten tasarımı yapılmıştır. İlk ağda boyutları belli bir anten vardır ve ağın çıkışında anten boyutlarına ait bilgiye ihtiyaç yoktur fakat yeni ağın çıkışında yarık uzunluğu, yarık genişliği, yama uzunluğu, yama genişliği, besleme için açılan çentik genişliği, besleme hattı genişliği, hesaplanan besleme noktası ve substrat yüksekliği gibi antene ait bilgiler bulunmalıdır. Bayesian Regulation ağın öğrenme algoritmasıdır. 3 giriş, 10 ara katman ve 8 çıkıştan oluşan ağ ile elde edilen sonuçlar Şekil 3.18'deki grafiklerde gösterilmiştir



Şekil 3.17. $\varepsilon_r = 3.8$, $\varepsilon_r = 3.38$, $\varepsilon_r = 2.32$, $\varepsilon_r = 1.07$ için ağ yapısı

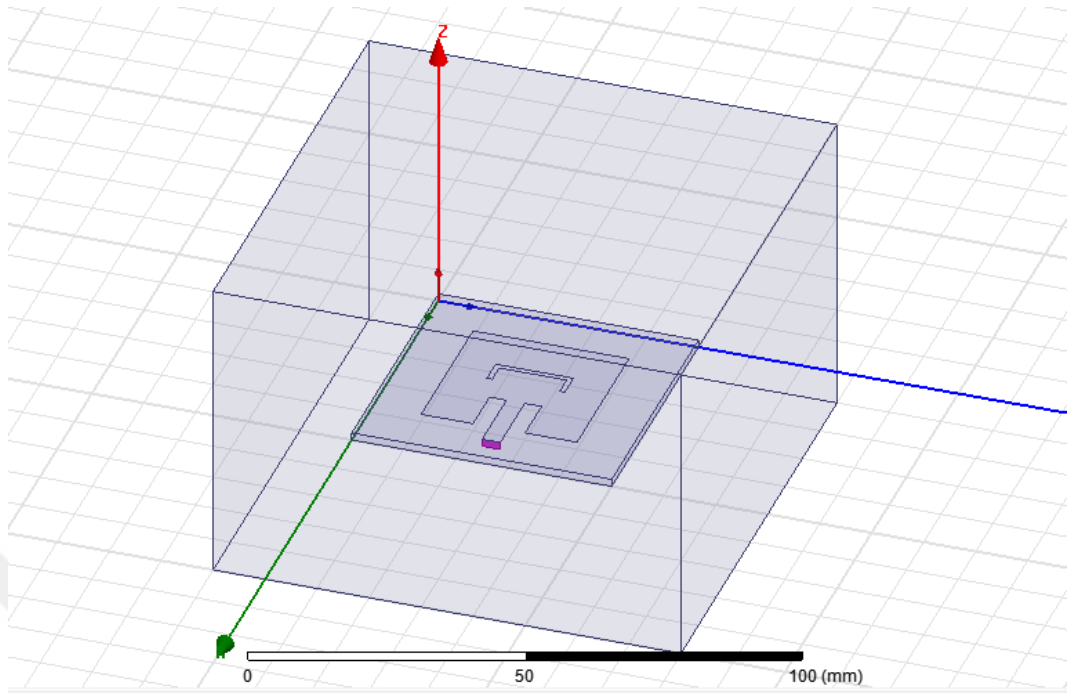


Şekil 3.18. $\varepsilon_r = 3.8$, $\varepsilon_r = 3.38$, $\varepsilon_r = 2.32$, $\varepsilon_r = 1.07$ için regresyon grafikleri

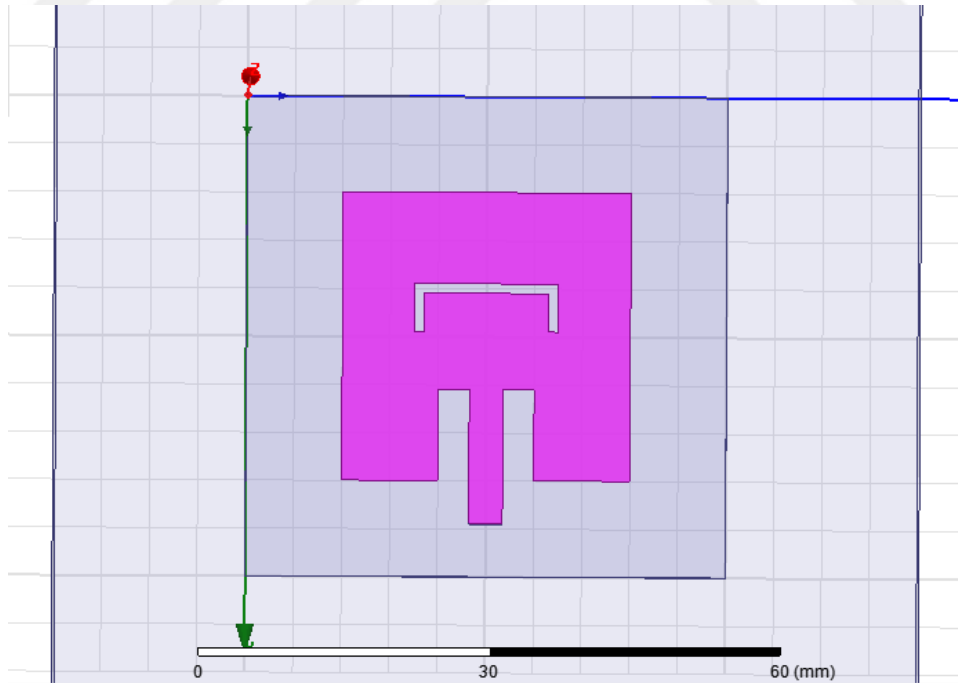


Şekil 3.19. $\epsilon_r = 3.8$, $\epsilon_r = 3.38$, $\epsilon_r = 2.32$, $\epsilon_r = 1.07$ için hata eğrileri

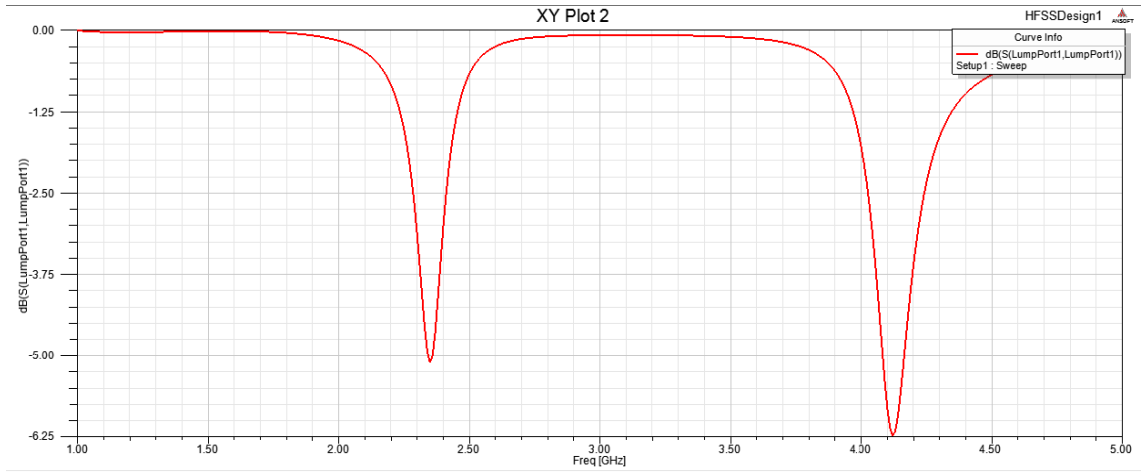
Şekil 3.20’de $\epsilon_r=3.38$ dielektrik sabiti ile tasarlanmış 2.7 GHz merkez frekansında çalışan anten ve üzerindeki U şekilli yarık görülmektedir. (3.7) ve (3.8) numaralı eşitliklerle bulunan sonuca göre $f_1=2.2319$ GHz ve $f_2=4.2980$ GHz olarak hesaplanmıştır. $U_l = 5$ mm ve $U_w = 15$ mm’dir. Simülasyon sonucunda da $f_1=2.3500$ GHz ve $f_2=4.1200$ GHz olarak bulunmuştur.



Şekil 3.20. İçeriden beslemeli yamasında U şekilli yarık açılmış mikroşerit anten



Şekil 3.21. Yamadan kesilen yarığın görünümü



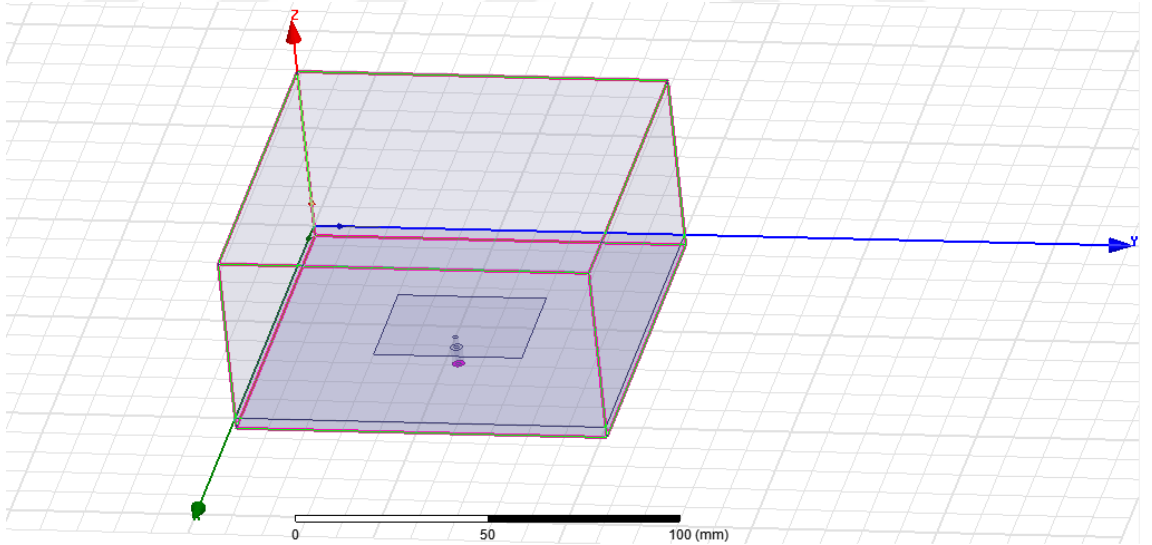
Şekil 3.22. Geri dönüş kaybı grafiği

4. BÖLÜM

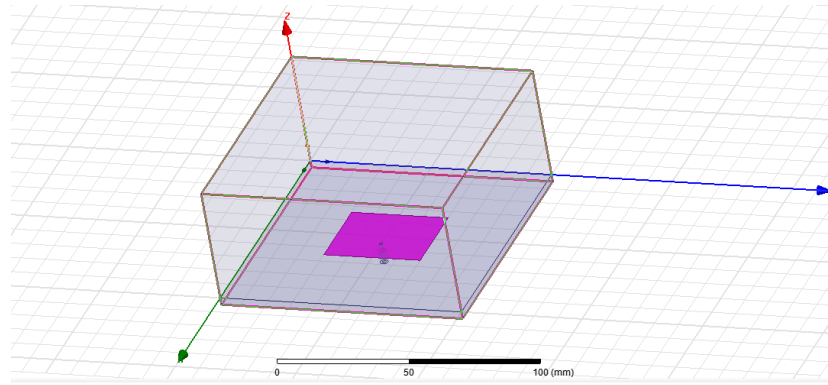
BESLEME NOKTASI OPTİMİZASYONU

4.1. Besleme Noktası Optimizasyonu

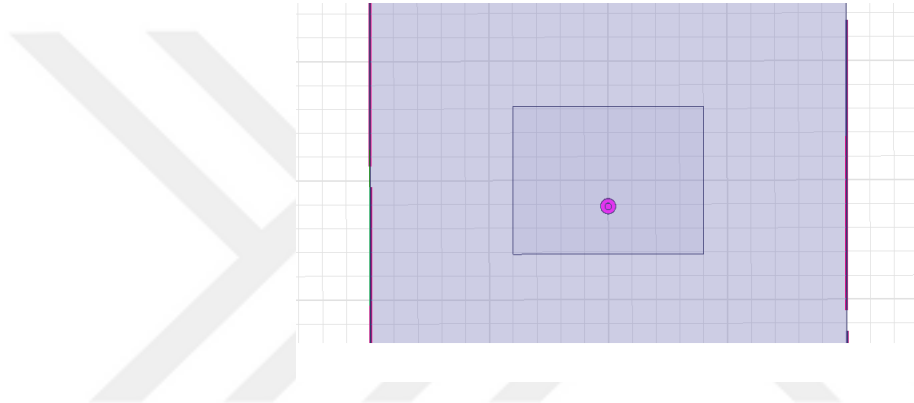
Bu çalışmanın amacı S bandında iki frekansta birden çalışan mikroşerit antenle birlikte bu frekansları süzebilecek filtreleri tasarlamaktır. 2.5 GHz frekansında çalışan bir mikroşerit anten yamasının üzerinde, anteni iki bantlı olarak çalışır hale dönüştürmek üzere U şeklinde bir yarık açılmıştır. Şekil 4.1’de 2.5 GHz’de çalışan, koaksiyel kablo ile beslenmiş antenin yapısı ve geri dönüş kaybı grafiği görülmektedir.



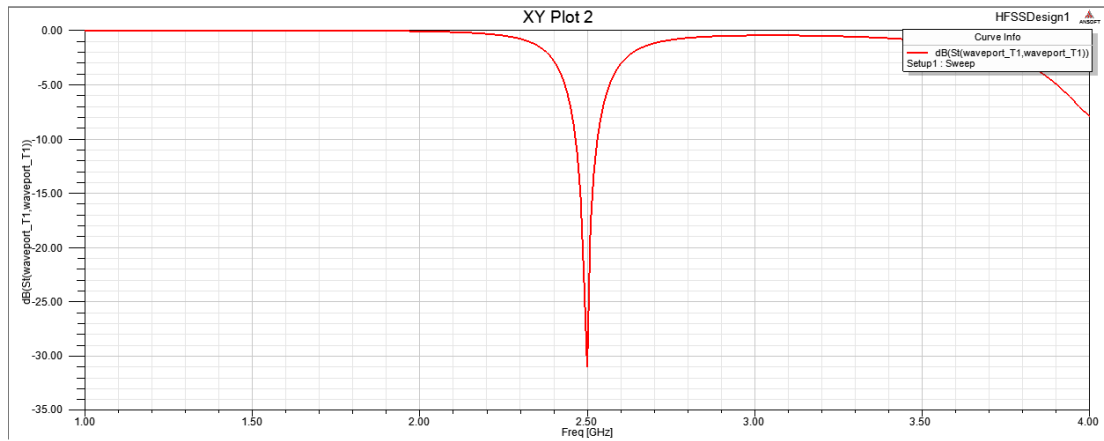
Şekil 4.1. 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit anten



Şekil 4.2. 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin yama görünümü



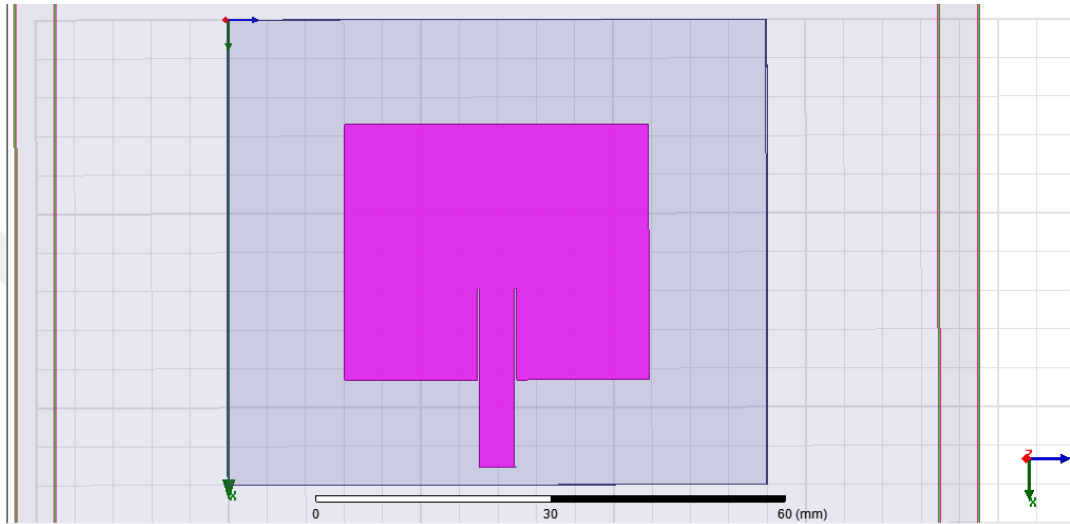
Şekil 4.3. 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin üstten görünüşü



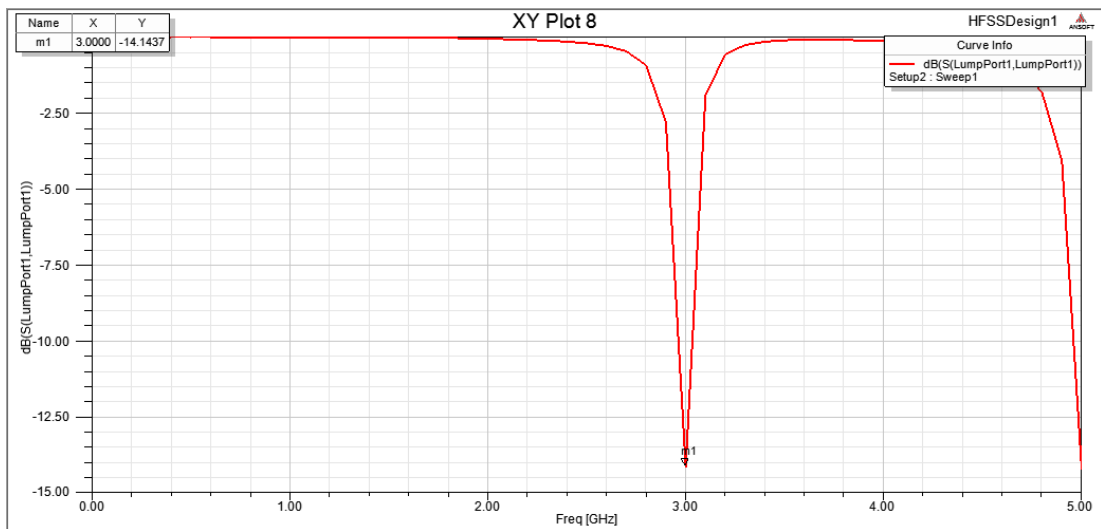
Şekil 4.4. 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin geri dönüş kaybı grafiği

Bu antende geri dönüş kaybı -31.0496 dB'dir. Daha açık bir ifadeyle, anten kaynaktan aldığı gücün %99.9215'ini yayımlamaktadır. Besleme noktası tezin 2. bölümünde görüldüğü gibi hesaplanırsa geri dönüş kaybı grafikte görülen değer çok altında olacaktır. Çünkü besleme noktası da birinci bölümdeki besleme noktası eşitliği ile

yaklaşık olarak hesaplanır ve anten ile kaynağın uyum sağlayacağı 50Ω noktasını tam olarak göstermez. Önceki bölümde tasarlanan antene bakılırsa içeriden besleme ile beslenen antenin daha verimsiz olduğu görülür. Bu duruma başka bir örnek olarak 3 GHz frekansında çalışan, klasik yöntemle tasarlanıp içeriden besleme yapılmış Şekil 4.5'teki antenin geri dönüş kaybının -14.1437 dB olması gösterilebilir.



Şekil 4.5. 3 GHz merkez frekanslı içeriden beslemeli mikroşerit anten



Şekil 4.6. 3 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin geri dönüş kaybı grafiği

Bu sorunu çözmek için antenin gerekli değişkenleri optimize edilerek verim artırılmalıdır [47]. Genetik Algoritma (GA, Genetic Algorithm) gibi çalışma prensibini

biyolojik süreçlerden alan algoritmalar, Parçacık Sürü Algoritması (PSO, Particle Swarm Optimization Algorithm) ve Yapay Arı Kolonisi Algoritması (ABC, Artificial Bee Colony Optimization Algorithm) gibi çalışma prensibini sürü davranışlarından alan algoritmalar veya bunlardan daha güncel olan Geri-İzleme Optimizasyon Algoritması (BSA, Back Tracking Search Algorithm) ve Güve-Alev Optimizasyon Algoritması (MFO, Moth Flame Optimization Algorithm) gibi algoritmalar her alandaki probleme en iyileme yaparak en uygun değişkenleri bulma amaçlı olarak kullanılırlar [48-52].

2.5 GHz rezonans frekanslı anten tasarlanırken Diferansiyel Arama Algoritması (Differential Search Algorithm, DSA) ile besleme noktası optimizasyonu yapılmış ve besleme noktası 9.24842330959 mm olarak bulunmuştur. Çivicioğlu tarafından 2012 yılında sunulmuş olan Diferansiyel Arama Algoritması [20], brown hareketi denilen parçacıkların rastgele hareket kavramını, süperorganizmaların iki durma noktası arasındaki göçünden esinlenerek kullanan yeni bir parçacık sürü algoritması modelidir. İlk süperorganizmanın oluşturulması, ilk seçme işlemi, mutasyon, rekombinasyon ve ikinci seçme işlemi basamaklarından sonra en iyi değeri aramak üzere döngüyü başa alan algoritmanın sözde kodu [20]'de görülmektedir.

Optimizasyonun hedefi geri dönüş kaybını en aza indiren besleme noktasını bulmaktır. Eşitlik (2.26) ile hesaplanan inset değeri besleme noktasının yaklaşık değeridir. Geri dönüş kaybının hesaplanması için de antenin besleme noktasına göre giriş empedansını bilmek gerekir. Anten paralel RLC devresi ile temsil edilirse, f antenin çalışma frekansı, c ışık hızı, L_y yama uzunluğu, W_y yama genişliği, h substrat yüksekliği ve inset besleme noktası olmak üzere [11];

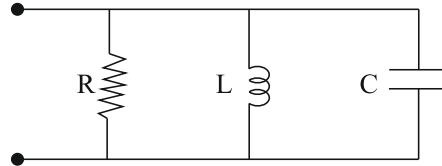
$$Q_r = \frac{c \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}{4 \cdot f \cdot h} \quad (4.1)$$

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot L_y \cdot W_y}{2 \cdot h} \cdot \frac{1}{\cos^2(\pi \cdot inset / L_y)} \quad (4.2)$$

$$R = \frac{Q_r}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (4.3)$$

$$L = \frac{1}{C \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2} \quad (4.4)$$

olarak yazılır. Temsili devre Şekil 4.7'deki gibidir.



Şekil 4.7. Antenin eşdeğer devresi

RLC elemanları bilinen devrenin giriş empedansı hesaplanır.

$$Z_{yama} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j \cdot (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C) - j \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L)}} \quad (4.5)$$

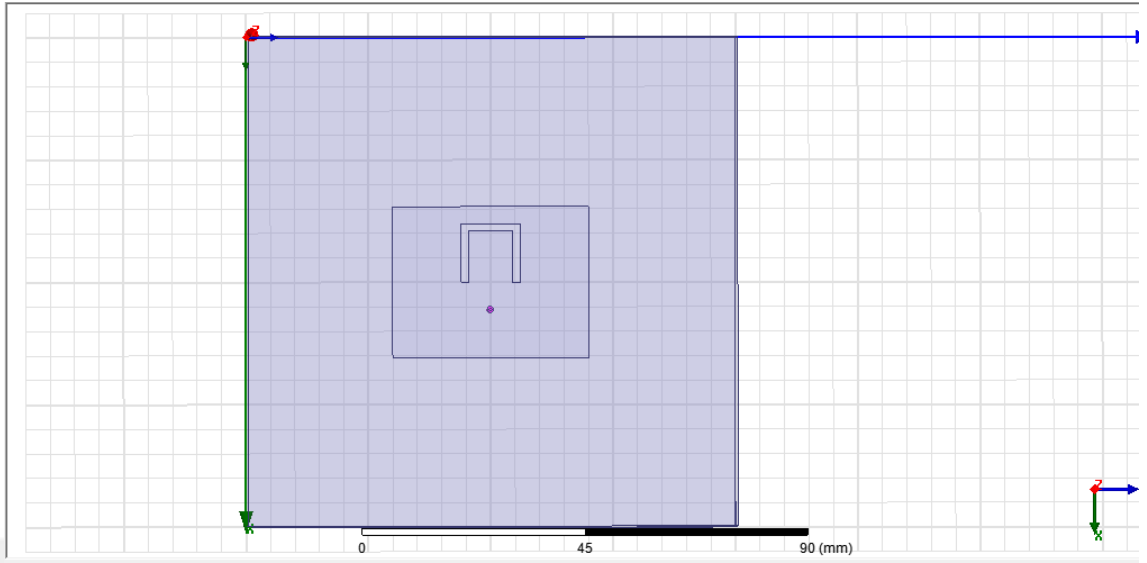
Yama empedansı hesaplandıktan sonra Γ_{yama} yansıma katsayısı ve RL geri dönüş kaybı hesaplanabilir [53].

$$\Gamma_{yama} = \frac{50 - Z_{yama}}{50 + Z_{yama}} \quad (4.6)$$

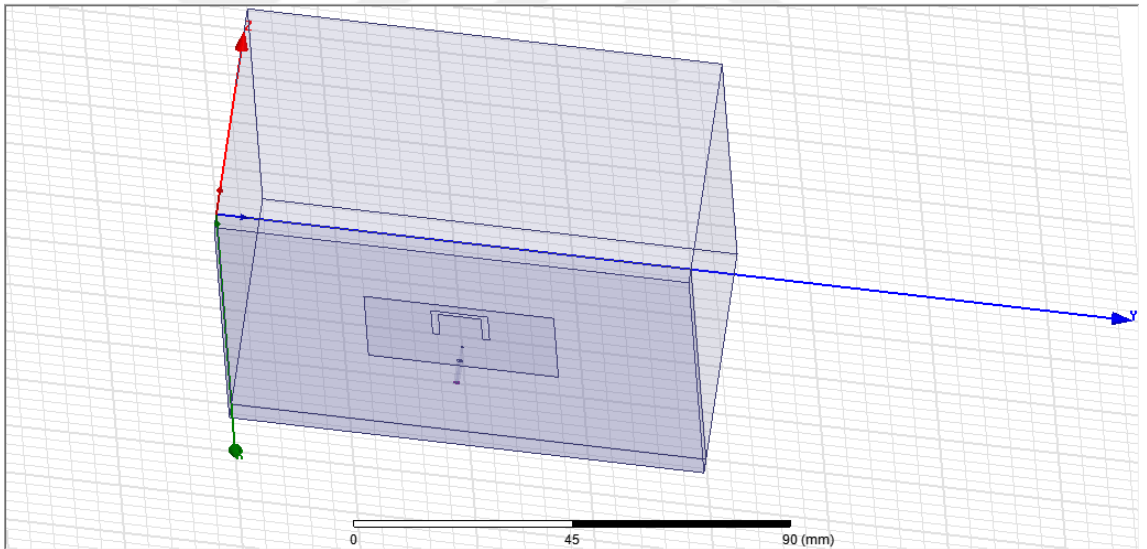
$$RL = -20 \log |\Gamma_{yama}| \quad (4.7)$$

Optimizasyon sırasında anten giriş empedansı hesaplanarak en küçük geri dönüş kaybını veren besleme noktası bulunur.

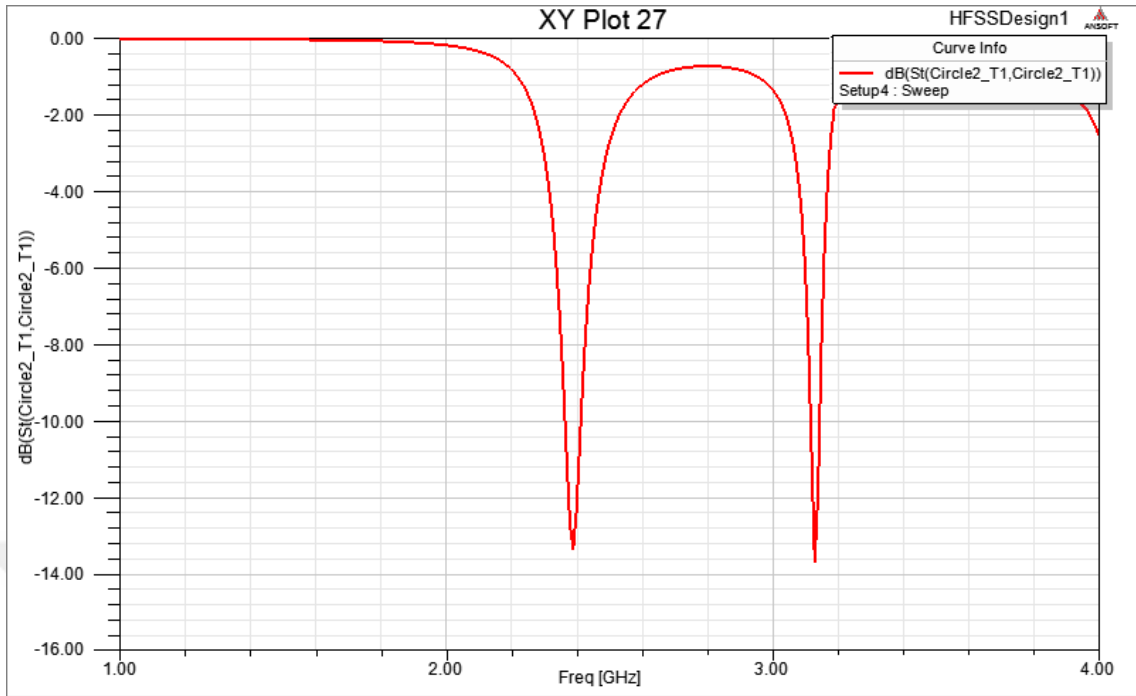
Anteni iki bantlı olarak çalıştırmak için yamadan kesilen yarığın U_l ve U_w uzunlukları 12 mm ve kalınlığı 1.5 mm'dir. Elektromanyetik simülasyon programı ile çizilen anten ve bulunan iki yeni frekans Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da görülmektedir.



Şekil 4.8. Yamasında U şekilli yarık açılmış 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin üstten görünüşü



Şekil 4.9. Yamasında U şekilli yarık açılmış 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit anten



Şekil 4.10. Yamasında U şekilli yarık açılmış 2.5 GHz merkez frekanslı mikroşerit antenin geri dönüş kaybı grafiği

Geri dönüş kaybı RL yani anten tarafından geri yansıtılan gücün kaynak tarafından antene verilen güce oranı ve duran dalga oranı VSWR hesabı, kaynaktan antene gelen güç ve antenden geri yansıyan güce bağlı olarak Denklem (4.8) ve Denklem (4.9)'daki eşitliklerle hesaplanır [54].

$$RL = 10 \log \frac{P_r}{P_{in}} \quad (4.8)$$

$$VSWR = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_r}{P_{in}}}}{1 - \sqrt{\frac{P_r}{P_{in}}}} \quad (4.9)$$

Denklem (4.8) ve Denklem (4.9)'daki eşitliklere göre yarık ile oluşan 2.39 GHz frekansına ait RL değeri -13.3473'dür. Bu demektir ki anten 2.39 GHz frekansında kaynaktan aldığı gücün %95.37'sini yayımlamıştır. İkinci frekans olan 3.13 GHz'in geri dönüş kaybı RL değeri -13.7022'dir. Bu da antenin bu frekansta kaynaktan aldığı gücün %95.74'ünü yayımladığı anlamına gelir ve anten başarılı kabul edilir. Genel olarak -10 dB'lik geri dönüş kaybı bir mikroşerit antenin verimli sınıfına girmesi için yeterli değer

olarak görülür. Çünkü -10 dB'de $\frac{P_r}{P_{in}} = 0.1$ olarak bulunur. Bu da kaynaktan gelen gücün %10'unun geri yansıtılması ve %90'ının anten tarafından yayılması demektir.

Tasarımda görüldüğü üzere antene koaksiyel besleme yapılmıştır. Koaksiyel beslemede kablunun ortasındaki iletken tel yamaya temas etmektedir. Bu temas yüzey akımını bozmakta ve akım yolu hesabı ile beklenen frekanslara çok yakın değerlerin elde edilmesini önlemektedir. Literatürde bozulmayı önlemek için besleme yaparken yamaya temas etmeyen besleme türleri seçilip hedeflenen frekanslara yakın değerler elde edilmiştir.



5. BÖLÜM

MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

5.1. Mikroşerit Filtre Tasarımı

Elektronikte sinyal filtreleme, sinyalin istenmeyen frekanslardaki bileşenlerini zayıflatıp devre çıkışında istenilen frekanslardaki bileşenlerini elde etmektir. Yani bazı frekanslar süzülür. Temel olarak dört çeşit filtre bulunur [55]:

- 1)Alçak geçiren
- 2)Yüksek geçiren
- 3)Bant geçiren
- 4)Bant durduran

Gücün yarıya düştüğü kesim frekansı noktaları, zayıflamanın hızlıca arttığı noktalar olarak belirlenirse alçak geçiren filtrede kesim frekansından daha büyük frekanslar, yüksek geçiren filtrede kesim frekansından daha küçük frekanslar, bant geçiren filtrede iki kesim frekansı arasının dışındaki frekanslar ve bant durduran filtrede iki kesim frekansı arası zayıflamaya uğrar denir. Devrede kullanılacak filtre tipini seçmek için filtrelerin birbirlerine göre üstünlük ve zayıflıklarını bilmek gerekir. Chebyshev filtrenin zayıflama eğrisinde geçiş bandından durdurma bandına sert bir geçiş elde edilmesine karşın geçiş bandında dalgalanmalar meydana gelir [56]. Butterworth filtrenin geçiş bandı ise dalgaciksiz, düzdür. İki bantlı antenin bir bandını süzmek için alçak geçiren Chebyshev filtre ve diğer bandını süzmek için bant geçiren Butterworth filtre kullanılmıştır [55].

Mikroşerit yapıları filtreler dağıtılmış elemanlardan oluşur. Toplu elemanlardan dağıtılmış elemanlara geçiş için ise Richards dönüşümü ve Kuroda özdeşliklerinden yararlanılır [24]. Richards, sonu açık devre ve sonu kısa devre olan iletim hatlarının endüktif ve

kapasitif davranışlarına göre yazılan reaktansı, $\frac{\lambda_0}{8}$ uzunluğunda olan hattın giriş empedansına eşitleyerek, kısa devre ile sonlandırılan hatlarda karakteristik empedansı bir indüktans değerine ve açık devre ile sonlandırılan hatlarda karakteristik empedansı bir kapasitans değerinin çarpmaya göre tersine eşdeğer olarak göstermiştir [23]. Hatların uzunluğunun $\frac{\lambda_0}{8}$ seçilmesinin nedeni f_0 frekansında faz sabitinin $\beta \cdot l = \frac{\pi}{4}$ olmasıdır. Sonu kısa devre ile sonlandırılmış bir iletim hattının giriş empedansı (5.1) eşitliğiyle ve sonu açık devre ile sonlandırılmış bir iletim hattının giriş empedansı (5.2) eşitliğiyle ifade edilir. Bu eşitliklerde $\beta \cdot l = \frac{\pi}{4}$ olduğunda kısa devre ile sonlanmış hat için $\tan(\frac{\pi}{4})$ değeri 1'e ve giriş empedansı jZ_0 'a eşit olur. Aynı yöntemle, sonu açık devre ile sonlandırılmış iletim hattının giriş empedansı da $-jZ_0$ 'a eşit olur. Sonu kısa devre olan hat için $Z_0 = \omega_0 \cdot L$ ve sonu açık devre olan hat için $Z_0 = (\omega_0 \cdot C)^{-1}$ sonucuna ulaşılır [24, 55, 57].

$$Z_{in}(l) = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (5.1)$$

$$Z_{in}(l) = -jZ_0 \cot(\beta l) \quad (5.2)$$

Toplu elemanlarla tasarlanan filtreyi mikroşerit hatlar ile gösterirken gerçekleştirilebilen bir devre yapabilmek için hatları birbirinden ayıran elemanlara birim eleman (BE) denir.

Birim elemanın elektriksel uzunluğu, belirli bir f_0 frekansı için uzunluğu $\frac{\lambda_0}{8}$ iken

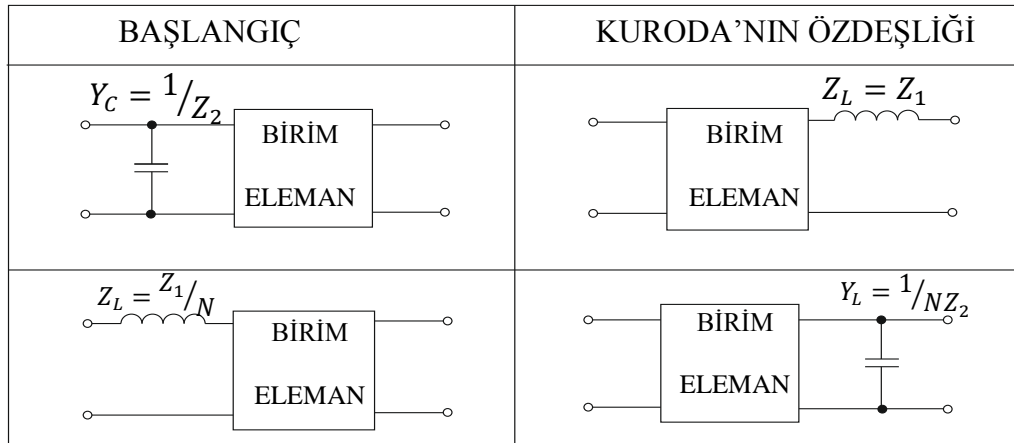
$$\beta \cdot \frac{\lambda_0}{8} = \frac{\pi}{4} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right) \quad (5.3)$$

olarak gösterilir.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (5.4)$$

ile verilir. Burada β , faz sabitidir.

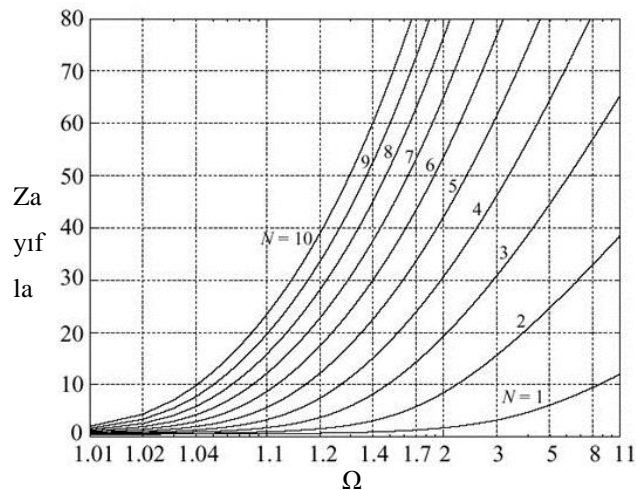
Birim elemanla birlikte filtreyi gerçekleştirilebilir kılan bir diğer uygulama da Kuroda dönüşümüdür. Bu tezdeki mikroşerit filtre tasarımlarında uygulanan ilk iki Kuroda özdeşliği Şekil 5.1'de verilmiştir.



Şekil 5.1. Kuroda'nın ilk iki özdeşliği [24]

Şekil 5.1'de görüldüğü gibi bu dönüşümle, paralel devre elemanları seri devre elemanlarına ve seri devre elemanları paralel devre elemanlarına dönüştürülebilir. En son amaçlanan, devrenin paralel elemanlardan oluşturulup mikroşerit hatlara dönüştürülmesidir [58].

Önceki bölümde 2.5 GHz başlangıç frekansıyla tasarlanan anten U şekilli yarık ile iki bantlı hale getirilmiştir. Bu bölümde ise elde edilen iki banttan biri olan 3.13 GHz ve 2.39 GHz merkez frekanslı iki bant için filtre tasarlanmaktadır. 2.39 GHz bandını süzmek için bir alçak geçiren filtre yeterlidir ve kullanılan filtre geçiş bandındaki zayıflaması 0.5 dB olan Chebyshev filtre tipidir. Filtre derecesinin belirlenmesi için 1. dereceden 10. dereceye kadar olan 0.5 dB Chebyshev filtrelerin zayıflama eğrisine bakılmalıdır [24].



Şekil 5.2. 0.5 dB Chebyshev filtre zayıflama cevabı [24]

Normalize frekans Ω , frekansın ω_c kesim frekansına bölünmesi ile elde edilir ve $\Omega = \frac{\omega}{\omega_c}$ eşitliği ile gösterilir. .

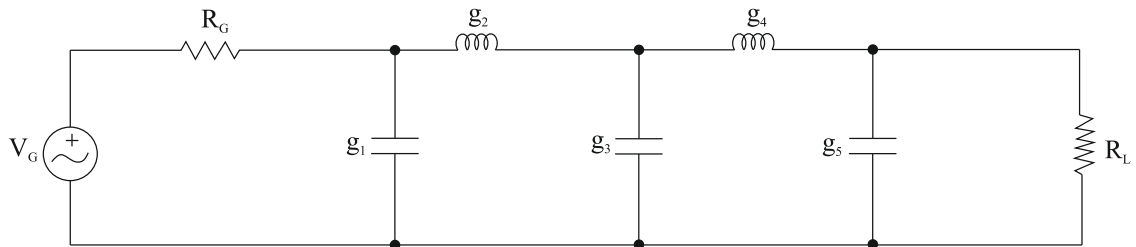
Filtre derecesi arttıkça filtrede kullanılan eleman sayısı artar. Filtrenin kesim frekansının iki katı olan frekansta 40-50 dB arasında bir zayıflama değeri yeterli olacağı için filtre derecesi $N=5$ olarak seçilir. Tablo 5.1'de N filtre derecesine göre kullanılması gereken katsayılar görülmektedir.

Tablo 5.1. 0.5 dB Chebyshev filtre katsayıları [24]

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8491	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7939	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

5. derece filtre için tabloya bakılırsa

$g_0 = 1$ $g_1 = 1.7058$ $g_2 = 1.2296$ $g_3 = 2.5408$ $g_4 = 1.2296$ $g_5 = 1.7058$ $g_6 = 1$ katsayıları filtreyi oluşturmak üzere kullanılmalıdır.



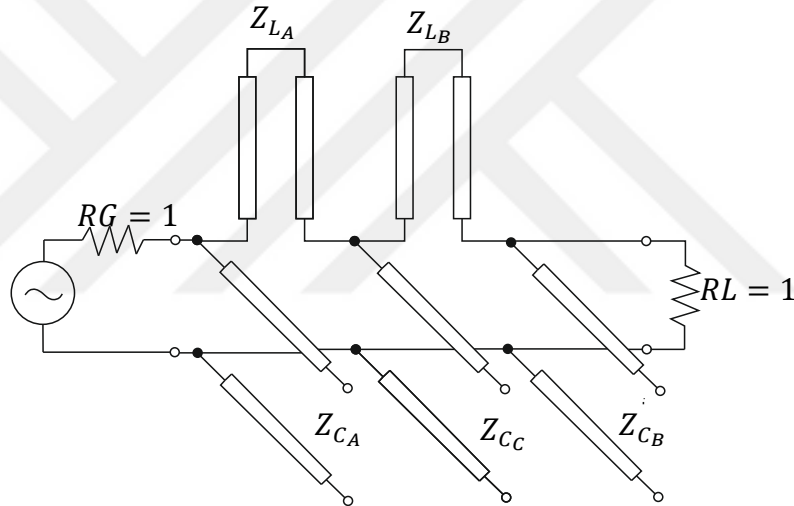
Şekil 5.3. Katsayıların devre üzerinde yerleşimi

Filtrenin ilk elemanı paralel kapasitör olarak seçilirse, Richards dönüşümüne göre karakteristik empedansı $\frac{1}{g_1}$ ve uzunluğu $\frac{\lambda_0}{8}$ olan paralel açık devre hat parçası olarak ve ikinci eleman olan seri indüktör de karakteristik empedansı g_2 ve yine uzunluğu $\frac{\lambda_0}{8}$ olan seri kısa devre hat parçası olarak gösterilir. Tüm katsayılar için benzer dönüşümler yapılır ve ilk yapı aşağıdaki gibi oluşturulur.

$$g_0 = R_G = 1 \quad g_1 = Y_{C_A} = \frac{1}{Z_{C_A}} = \omega_0 C_A = 1.7058 \quad g_2 = Z_{L_A} = \omega_0 L_A = 1.2296$$

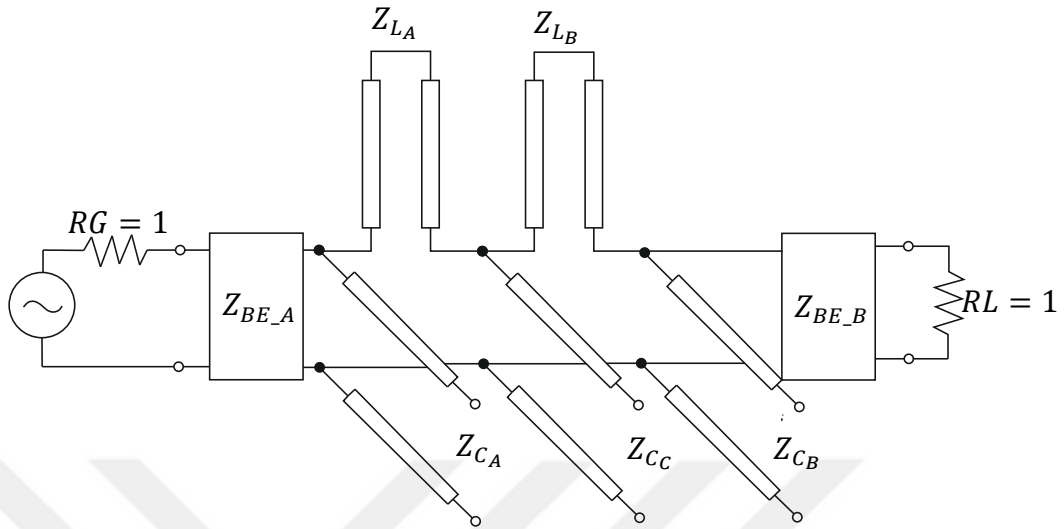
$$g_3 = Y_{C_C} = \frac{1}{Z_{C_C}} = \omega_0 C_C = 2.5408 \quad g_4 = Z_{L_B} = \omega_0 L_B = 1.2296$$

$$g_5 = Y_{C_B} = \frac{1}{Z_{C_B}} = \omega_0 C_B = 1.7058 \quad g_6 = R_L = 1$$



Şekil 5.4. Empedans yerleşimi

Bu devrenin başına ve sonuna kaynak ve yük empedanslarıyla uyumlu birim elemanlar yerleştirilirse filtrenin başarısını etkilemeden çözüme gidilir. Kuroda'nın ilk özdeşliğine göre çözüm yapıldığında sol tarafta birim eleman ve ona paralel olan kapasitör, sağ tarafta birim eleman ve ona seri indüktöre çevrilebilir.



Şekil 5.5. İlk birim eleman yerleşimi

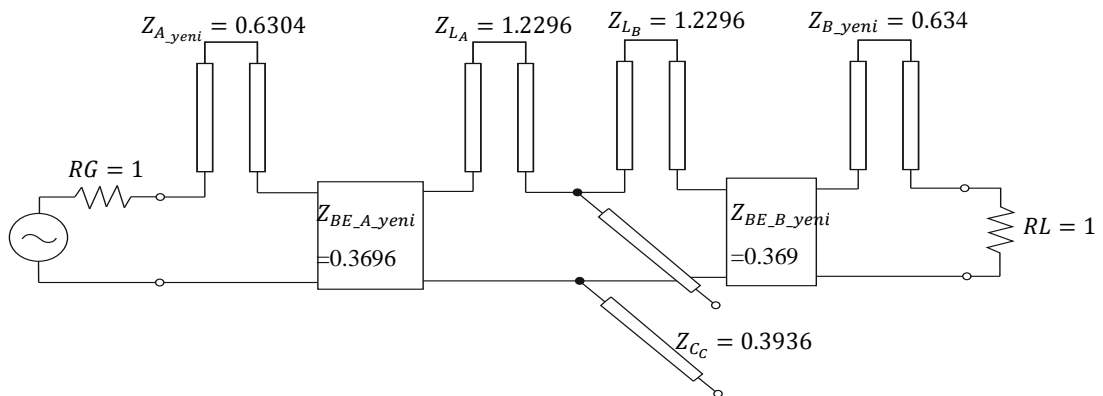
$$Z_{BE_A} = N \cdot Z_{A_yeni} = 1 \quad \frac{1}{Z_{CA}} = Y_{CA} = \frac{1}{N \cdot Z_{BE_A_yeni}} = 1.7058 \quad N = 1 + \frac{Z_{BE_A_yeni}}{Z_{A_yeni}} = 1.5862$$

$$Z_{A_yeni} = 0.6304 \quad Z_{BE_A_yeni} = 0.3696$$

Devrenin en başındaki Kuroda dönüşümü bu şekilde yapıldıktan sonra devre sonundaki dönüşüm yapılır.

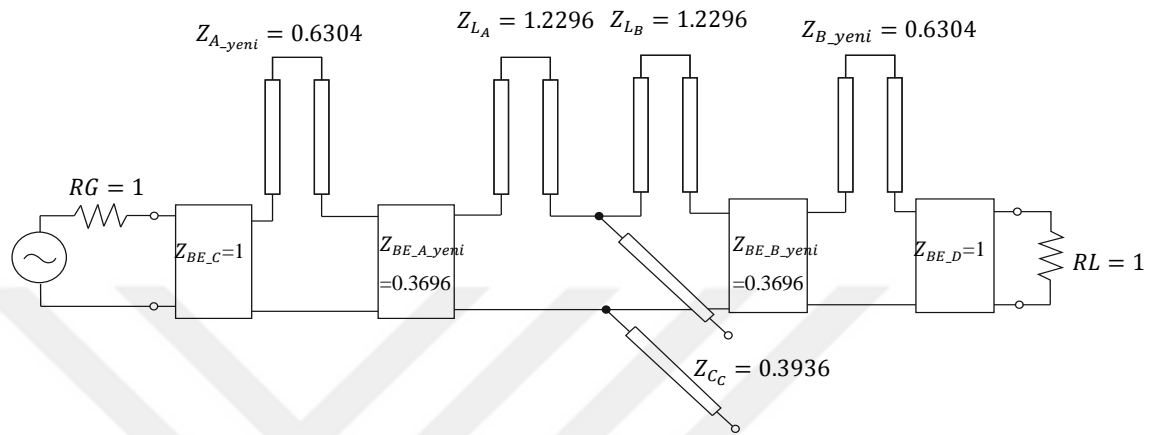
$$Z_{BE_B} = 1 \quad \frac{1}{Z_{CB}} = Y_{CB} = g_5 = 1.7058 \quad Z_{CB} = 0.58623 \quad N = 1 + \frac{Z_B}{Z_{BE_B}} = 1.58623$$

$$Z_{B_yeni} = \frac{Z_{BE_B}}{N} = 0.6304 \quad Z_{BE_B_yeni} = \frac{Z_B}{N} = 0.3696$$



Şekil 5.6. Kuroda özdeşliklerinin ilk uygulaması

Bu aşamada devrenin başına ve sonuna tekrar birim elemanlar konularak Kuroda dönüşümü yapılır.

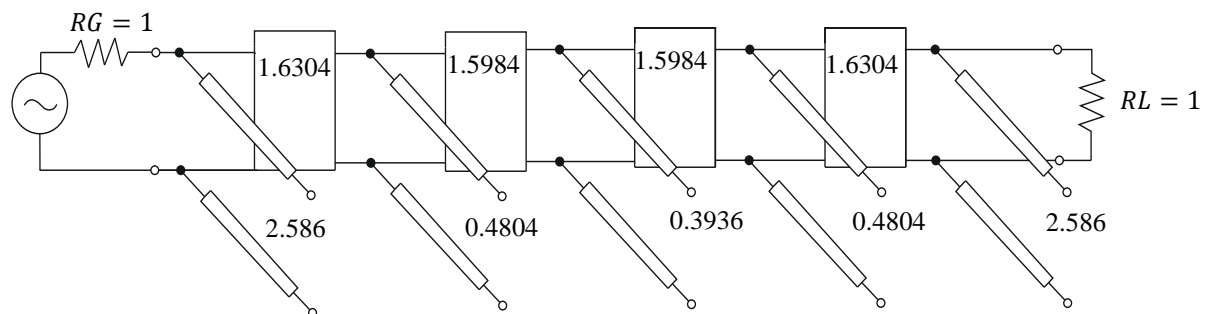


Şekil 5.7. İkinci birim eleman yerleşimi

$$Z_{BE_C} = \frac{Z_{A_{son}}}{N} = 1 \quad N = 1 + \frac{Z_{A_{son}}}{Z_{BE_C_{yeni}}} \quad Z_{A_{yeni}} = 0.6304 \quad N = 1 + \frac{Z_{A_{son}}}{Z_{A_{yeni}} \cdot N}$$

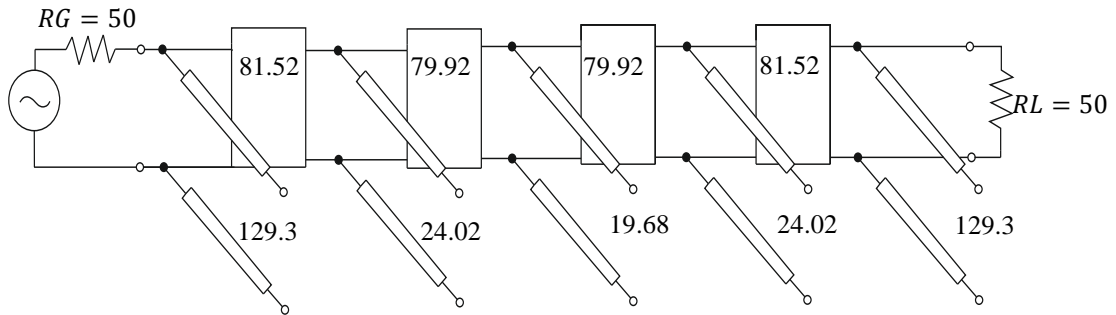
$$N = Z_{A_{son}} = 2.586 \quad Z_{BE_C_{yeni}} = 1.6304$$

Devrenin içinde kalan diğer kısımlara da Kuroda dönüşümü uygulandıktan sonra son hali Şekil 5.8'deki gibidir.



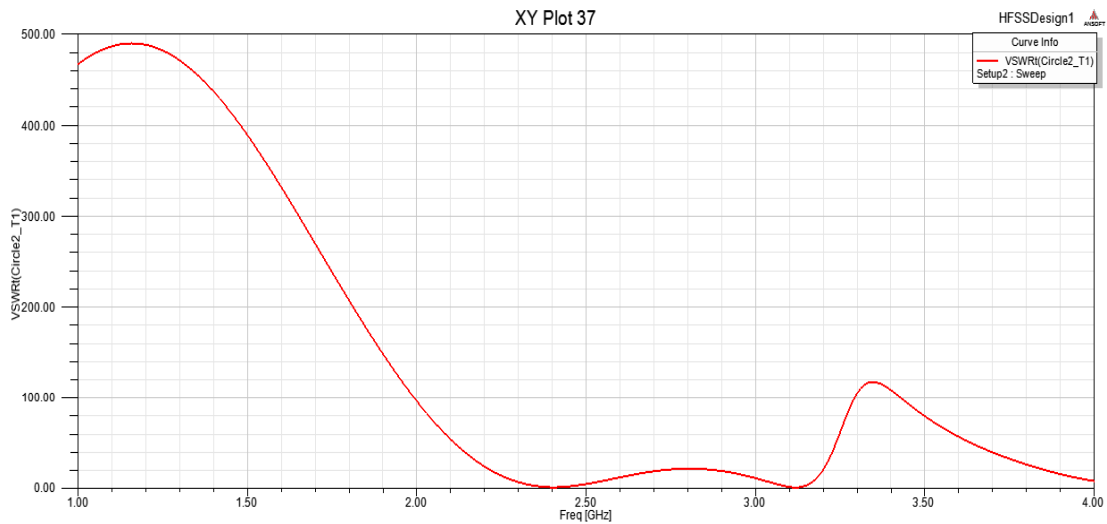
Şekil 5.8. Kuroda özdeşliklerinin ikinci uygulaması

Sonraki adım, mikroşerit hatların karakteristik empedanslarını 50 Ω ile çarpıp hatları denormalize etmektir.



Şekil 5.9. Denormalizasyon

Richards dönüşümüne göre hatların uzunlukları $\frac{\lambda_0}{8}$ kadardır. 'c' ışık hızı olmak üzere faz hızı $v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$ eşitliğiyle gösterilir. Kullanılan dielektrik maddenin dielektrik sabiti 3.2 iken faz hızı $v_p = 1.677 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$ bulunur. Hat uzunluğunu hesaplamak için f_0 kesim frekansının bilinmesi gerekir. Şekil 5.10'da anten için frekansa karşı VSWR eğrisine bakılırsa 2.38 GHz'de VSWR değerinin 1.6051 dB, 2.39 GHz'de 1.5481 dB ve 2.40 GHz'de 1.6330 dB olduğu görülür.



Şekil 5.10. Antenin duran dalga oranı grafiği

VSWR değerinin yaklaşık 1.5 olduğu bu frekansların filtrede zayıflamanın düşük olduğu frekans noktaları olarak yer alması gerekir. Çünkü bu frekanslarda antenin verimi yüksektir ve filtre zayıflamasına uğramaması istenir. Buna göre filtrenin kesim frekansı 2.465 GHz olarak seçilmiştir.

Hat uzunluğu hesaplanırsa $\frac{\lambda_0}{8} = \frac{v_p}{8 \cdot f_0} = 8.504 \cdot 10^{-3}$ m yani 8.504 mm bulunur. Son olarak, mikroşerit hatların genişliğini hesaplamak gerekir. Genişlik hesabı hat genişliğinin yüksekliğe oranının $(\frac{w}{h})$ ikiden küçük veya büyük olmasına göre iki şekilde yapılır [24].

$$\frac{w}{h} \leq 2 \text{ ise}$$

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^x}{e^{2x} - 2} \quad (5.5)$$

$$x = 2\pi \frac{Z_0}{Z_f} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \quad (5.6)$$

$$\frac{w}{h} \geq 2 \text{ ise}$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ Y - 1 - \ln(2Y - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(Y - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (5.7)$$

$$Y = \frac{Z_f \cdot \pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.8)$$

Yukarıdaki eşitliklerde $Z_f = 376.8 \Omega$ boşluktaki dalga empedansıdır. ϵ_r hat tasarımında kullanılan dielektrik malzemenin katsayısı ve h de malzemenin yüksekliğidir.

Tasarlanan filtrede 11 adet mikroşerit hat bulunmaktadır. Bu hatlar soldan sağa 1'den 11'e kadar numaralandırılırsa hatların genişlikleri metre cinsinden aşağıdaki gibi bulunur.

$$w_1 = w_{11} = 0.007359931141642 \text{ m}$$

$$w_2 = w_{10} = 0.00009405206979299933 \text{ m}$$

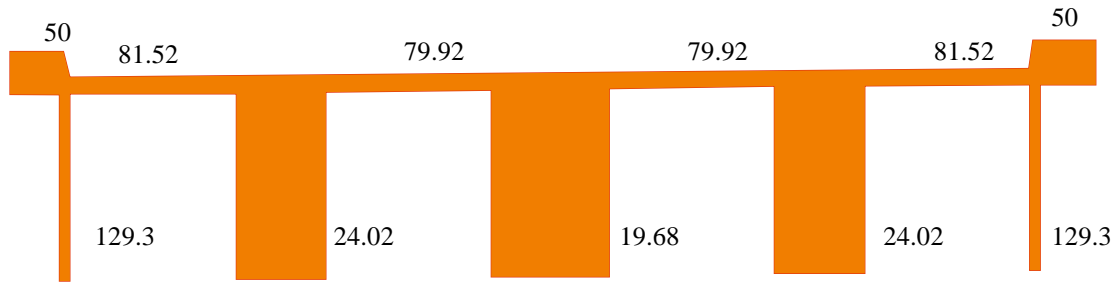
$$w_3 = w_9 = 0.003065659378072 \text{ m}$$

$$w_4 = w_8 = 0.020354792569078 \text{ m}$$

$$w_5 = w_7 = 0.003194313102553 \text{ m}$$

$$w_6 = 0.026018650271823 \text{ m}$$

Böylece alçak geçiren filtre yapısı tamamlanmış olup Şekil 5.11'de görüldüğü gibidir.



Şekil 5.11. Chebyshev tipi alçak geçiren mikroşerit filtre

Filtrenin zayıflama profilini görmek için iki kapılı devrelerin giriş çıkış gerilim ve akım ilişkilerini gösteren ABCD matrislerinden faydalanılır. Buna göre;

$$A = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_2=0} \quad (5.9)$$

$$B = \left. \frac{v_1}{-i_2} \right|_{v_2=0} \quad (5.10)$$

$$C = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{i_2=0} \quad (5.11)$$

$$D = \left. \frac{i_1}{-i_2} \right|_{v_2=0} \quad (5.12)$$

şeklinde matrisin elemanları tanımlanır.

Kaskat bağlanan devrelerde her katın ayrı ayrı ABCD matrisleri yazılıp çarpıldığında çıkan sonuç matrisi tüm devrenin ABCD matrisidir [24, 55]. Bu da böyle bir işlemten geçen devrenin ABCD matrisine bakıldığında matrisin ilk elemanı olan A elemanının devrenin alternatif gerilim durumunda giriş geriliminin çıkış gerilimine oranını yani AC kazancını verdiği anlamına gelir. Filtrenin yarattığı zayıflamanın bulunması devrenin alternatif gerilimdeki kazancının doğru gerilimdeki kazancına oranının dB cinsinden ifadesi ile mümkündür. Doğru gerilim altında kondansatörler açık devre ve indüktörler kısa devre gibi davranacağı için birbirine eşit iki direnç ve bir kaynaktan oluşan devrenin kazancı $\frac{1}{2}$ olur. Böylece zayıflama, eşitlik (5.13) ve (5.14) ile tanımlanır [24].

$$H(\omega) = \frac{2}{A} \quad (5.13)$$

$$\alpha = 20[\log H(\omega)^{-1}] \quad (5.14)$$

Alçak geçiren mikroşerit filtrede 1'den 11'e kadar numaralandırılmış hatlar için ABCD matrisi aşağıdaki gibi oluşturulur. $S = j \tan\left(\frac{\pi}{4} \cdot \Omega\right)$ olmak üzere [58];

$$ABCD_1 = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$ABCD_2 = \begin{bmatrix} 1 & Z_2 \\ \frac{S}{Z_2} & 1 \end{bmatrix}$$

$$ABCD_3 = \frac{1}{\sqrt{1-S^2}} \begin{bmatrix} 1 & SZ_3 \\ \frac{S}{Z_3} & 1 \end{bmatrix}$$

$$ABCD_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{S}{Z_4} & 1 \end{bmatrix}$$

$$ABCD_5 = \frac{1}{\sqrt{1-S^2}} \begin{bmatrix} 1 & SZ_5 \\ \frac{S}{Z_5} & 1 \end{bmatrix}$$

$$ABCD_6 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{S}{Z_6} & 1 \end{bmatrix}$$

$$ABCD_7 = \frac{1}{\sqrt{1-S^2}} \begin{bmatrix} 1 & SZ_7 \\ \frac{S}{Z_7} & 1 \end{bmatrix}$$

$$ABCD_8 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{S}{Z_8} & 1 \end{bmatrix}$$

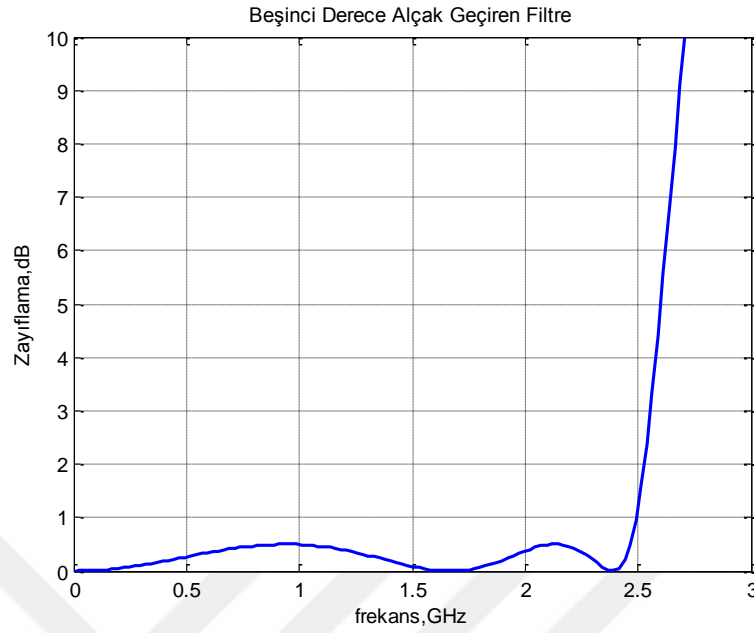
$$ABCD_9 = \frac{1}{\sqrt{1-S^2}} \begin{bmatrix} 1 & SZ_9 \\ \frac{S}{Z_9} & 1 \end{bmatrix}$$

$$ABCD_{10} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{S}{Z_{10}} & 1 \end{bmatrix}$$

$$ABCD_{11} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{S}{Z_{11}} & 1 \end{bmatrix}$$

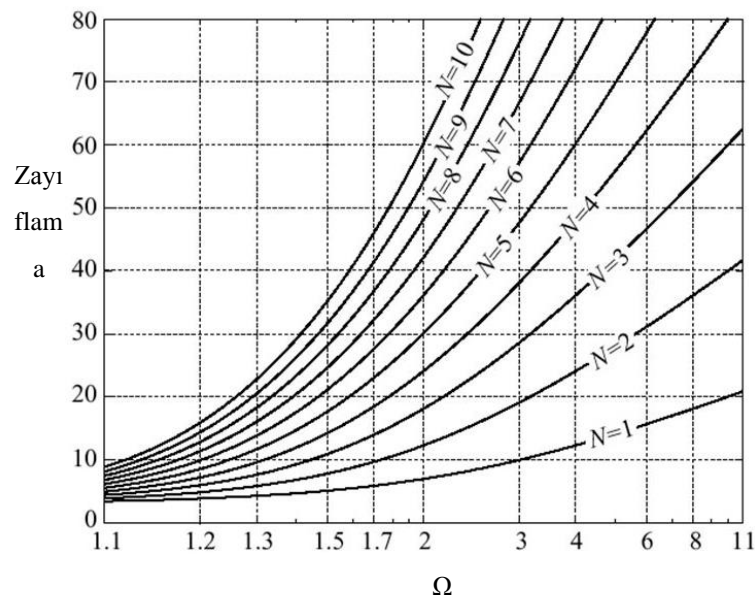
$$H(\omega) = \frac{2}{ABCD(1)}$$

ABCD matrisleri yazılır ve zayıflama eğrisi çizilir.



Şekil 5.12. Chebyshev tipi alçak geçiren filtrenin zayıflama eğrisi

Çalışmanın son kısmında 3.13 GHz merkez frekanslı bant için bant geçiren filtre ile süzme işlemi yapılmıştır. Bu kez zayıflama eğrisinde, filtrenin kesim frekansı noktalarında dik bir çıkıştan çok, geçiş bandında dalgaciksiz bir zayıflama davranışı gereksinimi vardır. Bu sebeple Butterworth tipi filtre seçilir. Filtre derecesi için öncelikle Butterworth alçak geçiren filtre zayıflama eğrilerine bakılır.



Şekil 5.13. Butterworth filtre zayıflama cevabı [24]

Filtre derecesi 5 olarak seçilerek antenin diğer bandını süzen alçak geçiren Chebyshev filtrenin geçiş bandında yüksek zayıflama sağlanır. Toplu elemanlarla kurulacak devrenin katsayıları Tablo 5.2’de verilmiştir.

Tablo 5.2. Butterworth filtre katsayıları [24]

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Bant geçiren filtre tasarımı, gerekli dönüşümler yapıldıktan sonra alçak geçiren filtre tasarımı ile aynıdır. Mikroşerit hat boyutları hesaplanırken de belirli dönüşümlerden sonra yöntem aynıdır. Dönüşümün ilk adımında alçak geçiren filtrenin kesim frekansı ölçeklendirilip ötelenerek bant geçiren filtrenin merkez frekans olması sağlanır.

Ardından alçak geçiren filtre için tasarlanmış olan devre üzerinde düzenleme yapılır. Öncelikle alçak geçiren filtre için seçilen katsayılar denormalize devre eleman değerlerine dönüştürülür. Alçak geçiren filtredeki seri indüktör bant geçiren filtrede seri indüktör ve kapasitöre ve alçak geçiren filtredeki paralel kapasitör bant geçiren filtrede paralel kapasitör ile indüktöre dönüştürülür [59]. Gerekli dönüşümler Denklem (5.15) ve Denklem (5.16)’daki eşitliklerle yapılır.

Alçak geçiren filtrenin L seri indüktörünün bant geçiren filtrede \tilde{L} seri indüktör ve kapasitöre dönüşümü:

$$\tilde{L} = \frac{L}{\omega_U - \omega_L} \quad (5.15)$$

$$\tilde{C} = \frac{\omega_U - \omega_L}{\omega_0^2 L} \quad (5.16)$$

ω_U bant geçiren filtrenin üst kesim frekansı ve ω_L bant geçiren filtrenin alt kesim frekansıdır.

Bant geçiren filtrede kapasitörün paralel indüktör ve kapasitöre dönüşümü:

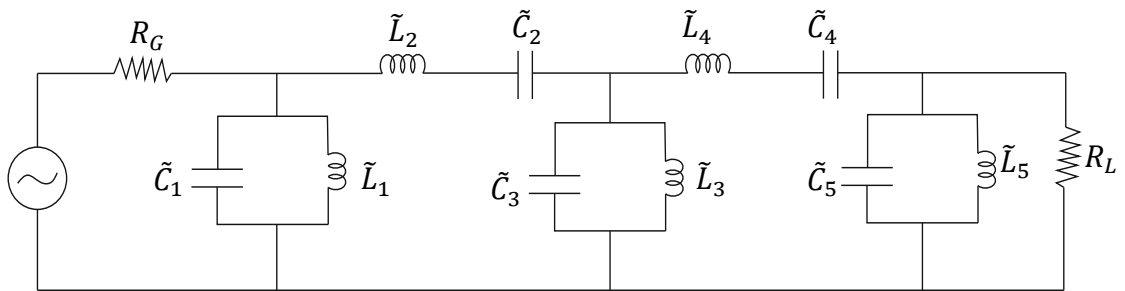
Alçak geçiren filtrenin C paralel kapasitörünün bant geçiren filtrede $\tilde{L}\tilde{C}$ paralel indüktör ve kapasitöre dönüşümü:

$$\tilde{L} = \frac{\omega_U - \omega_L}{\omega_0^2 C} \quad (5.17)$$

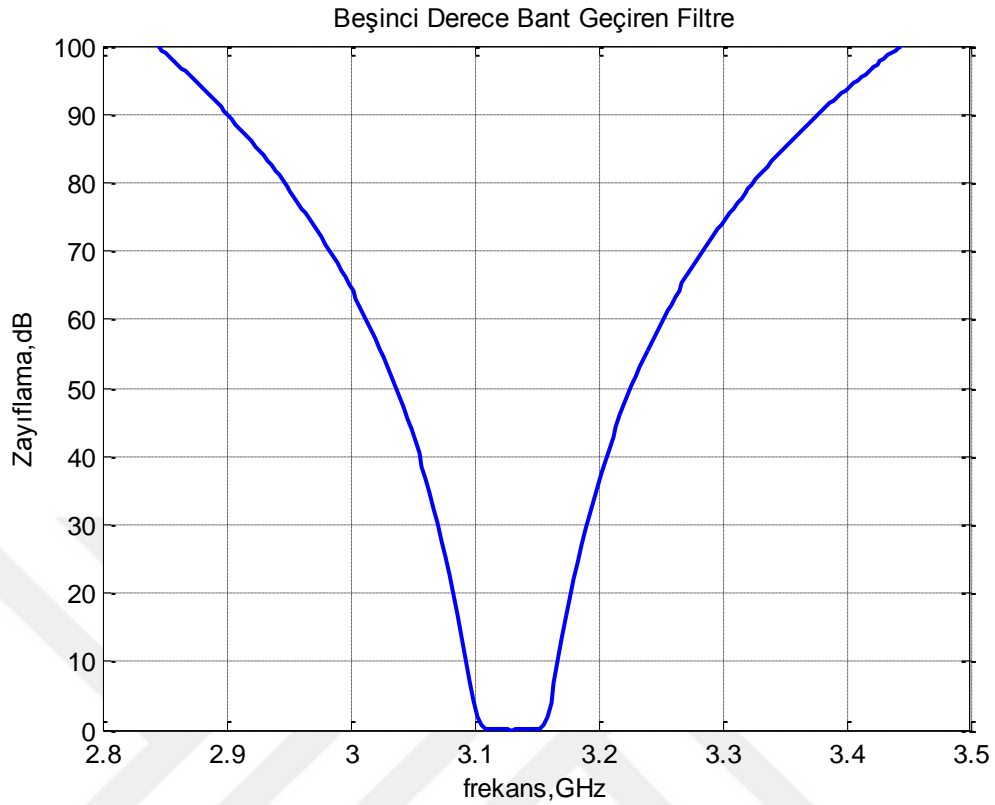
$$\tilde{C} = \frac{C}{\omega_U - \omega_L} \quad (5.18)$$

Tasarımda filtrenin merkez frekansı VSWR değerinin 1.5304 olduğu 3.13 GHz'dir. 3.12 GHz'de VSWR=1.8174 ve 3.14 GHz'de VSWR=1.6792'dir. Bu duran dalga oranları 3.12 GHz ile 3.14 GHz frekansları arasında antenin yüksek verimle çalıştığını gösterir. Filtrenin bant genişliği 60 MHz olarak seçilirse 3.12 GHz'de filtre zayıflatması $1.7064 \cdot 10^{-4}$ dB ve 3.14 GHz'de $1.6426 \cdot 10^{-4}$ dB olarak bulunur. Bu değerlerde zayıflama çok küçük olup filtreye giren işaret neredeyse aynı güçle çıkar.

Bant geçiren filtrenin toplu eleman gösterimi ve frekans değişimine karşı zayıflama eğrisi Şekil 5.15'te görülmektedir [60].



Şekil 5.14. Butterworth tipi bant geçiren filtrenin eşdeğer devresi



Şekil 5.15. Butterworth tipi bant geçiren filtrenin zayıflama eğrisi

Toplu elemanlarla oluşturulmuş bant geçiren filtrenin mikroşerit hatlarla gösterimi Kuroda özdeşliklerinden faydalanarak yapılamaz. Bu sorunu çözmek için hatların boyu $\frac{\lambda_0}{4}$ olarak seçilmelidir. Filtrede paralel rezonans devre parçaları $\frac{\lambda_0}{4}$ boyunda sonu kısa devre hatlar ile ve seri rezonans devre parçaları $\frac{\lambda_0}{4}$ boyunda sonu açık devre hatlar ile temsil edilebilir. Bu temsiller yapılırken paralel rezonans devresinin giriş direncinin çok yüksek ve seri rezonans devresinin direncinin çok düşük olduğu varsayılmıştır. En başta tüm devre parçaları karakteristik empedansları yeniden hesaplanarak sonu kısa devre ve boyu $\frac{\lambda_0}{4}$ olan hatlara çevrilir ve bunların arasına yerleştirilen, yine uzunluğu $\frac{\lambda_0}{4}$ olan iletim hatlarının empedans uyumlama özelliğinden yola çıkılıp gerekli dönüşümler gerçekleştirilir. Tasarımın sonunda eşdeğer iletim hattı devre gösterimi elde edilir.

6. BÖLÜM

TARTIŞMA-SONUÇ ve ÖNERİLER

6.1. Tartışma-Sonuç ve Öneriler

Bu tezde mikroşerit anten ve filtreler üzerinde çalışılmış, tek bantlı anten iki bantlı hale getirilmiştir. İki bantlı mikroşerit anten tasarımının ardından antenin ışınım yaptığı frekanslardaki sinyalleri süzebilen filtreler tasarlanmıştır.

Antenin tasarım aşamaları tezin 2. bölümünde incelenmiştir. 3. bölümde yapay sinir ağıyla anten tasarımı için çok katlı perseptron ağ yapısı belirlenmiştir. Anten boyutlarını hesaplamak üzere yazılan algoritmayla U şeklindeki yarıkların genişlikleri ve uzunlukları her adımda küçültülerek ağa giriş-çıkış verisi olarak sunulmuştur.

3. bölümde yapılan tasarımlarda hesaplanan besleme noktasına sahip antenlerin geri dönüş kaybı değerlerinin iyileştirilebileceği anlaşılmış ve 4. bölümde tasarlanan anten için besleme noktası optimizasyonu yapılarak anten daha verimli bir hale getirilmiştir. Bu tezden sonraki çalışmalarda yamadan kesilen U şeklindeki yarığın anten empedansına etkisi hesaplanarak yapılacak optimizasyon ile yarık ve besleme noktası arasındaki uzaklığın da en uygun değeri bulunabilir.

5. bölümde seçilen mikroşerit antenin çalıştığı frekanslardaki sinyalleri süzmek için Richards dönüşümleri ve Kuroda özdeşliklerinden yararlanarak aynı dielektrik madde üzerinde mikroşerit yapıları filtreler tasarlanmıştır.

Hem anten hem de filtrelerin aynı substrat üzerinde yer alması yer kazanımının yanı sıra üretim kolaylığı da sağlar. Filtre tasarımı ile birlikte S bandındaki sinyallerle haberleşmeyi sağlayıp bu sinyalleri süzebilecek olan sistem tamamlanmıştır.

KAYNAKÇA

1. Sosa-Pedroza J., Martínez-Zúniga, F., ve Enciso-Aguilar, M. (2010). Planar Antennas For Satellite Communications. *Satellite Communications*. 367–395. (www.intechopen.com) (Erişim tarihi: Ocak 2018)
2. Warren, L., ve Gary, A. (1998). *Antenna theory and design*. John Wiley&Sons, Inc.
3. Wheeler, H.A. (1977). Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques** **25**, 631–647.
4. Munson, R. (1974). Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation** **22**, 74–78
5. N. E. Lindenblad, Antenna. US patent 2, 414, 266, Haziran 27, 1947.
6. Zhang, X.X., ve Yang, F. (1998). Study of a slit cut on a microstrip antenna and its applications. **Microwave and Optical Technology Letters**, **18**, 297–300.
7. Weigand, S., Huff, G.H., Pan, K.H., ve Bernhard, J.T. (2003). Analysis and design of broad-band single-layer rectangular U-slot microstrip patch antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, **51**, 457–468.
8. Deshmukh, A.A., ve Kumar, G. (2005). Compact broadband U-slot-loaded rectangular microstrip antennas. **Microwave and Optical Technology Letters** **46**, 556–559.
9. Deshmukh, A.A., ve Ray, K.P. (2010). Multi-band configurations of stub-loaded slotted rectangular microstrip antennas. **IEEE Antennas and Propagation Magazine** **52**, 89–103.
10. Deshmukh, A.A., ve Ray, K.P. (2012). Formulation of resonance frequencies for dual-band slotted rectangular microstrip antennas. **IEEE Antennas and Propagation Magazine** **54**, 78–97.
11. J Ansari, J.A., Dubey, S.K., ve Singh, P., Khan R. U., Vishvakarma B. R. (2008). **Analysis of U-slot loaded Patch for Dualband Operation. International Journal of Microwave and Optical Technology** **3**, (2) 80–84.

12. Ghalibafan, J., Attari, A., ve Hojjat-Kashani, F. (2010). A new dual-band microstrip antenna with U-shaped slot. **Progress In Electromagnetics Research C. 12**, 215–223.
13. Saini, S., Kaushik, V., ve Arya, A.K. (2014). Design Study of Dual-Band Microstrip Antennas using U-Slot for S-Band Applications. **International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering 4**, (9) 635–641.
14. Kiriş S., Çivicioğlu P. (2017). Investigation of Dual Frequency U-Slot Loaded Microstrip Patch Antenna. *International Conference on Mathematics and Engineering (ICOME)*, İstanbul, Türkiye.
15. McCulloch, W.S., ve Pitts, W. (1943). A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity. **The Bulletin of Mathematical Biophysics 5**, 115–133.
16. Tighilt Y., Bouttout F., Khellaf A. (2011). Modeling and design of printed antennas using neural networks. **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering 21**, (2) 228-233.
17. Gultekin, S.S., ve Uzer, D. (2011). Modelling of physical slot parameters with Artificial Neural Networks for U-slot rectangular microstrip patch antennas. **Scientific Research and Essays 6**, (17) 3675–3683.
18. Güney, K., Sağıroğlu, Ş., ve Erler, M. (2001). Comparison of neural networks for resonant frequency computation of electrically thin and thick rectangular microstrip antennas. **Journal of Electromagnetic Waves and Applications 15**, 1121–1145.
19. Chintakindi, V., Pattnaik, S., Bajpae, O., Devil, S., Sastry, V., ve Pradyumna, P. (2007). Parameters Calculations of Rectangular Microstrip Patch Antenna using Particle Swarm Optimization Technique. *Applied Electromagnetics Conference 1-4*.
20. Civicioglu, P. (2012). Transforming geocentric cartesian coordinates to geodetic coordinates by using differential search algorithm. **Computers and Geosciences 46**, 229–247.

21. Kitti M. History of Optimization. <http://www.mitrikitti.fi/opthist.html>. (Erişim tarihi: Ocak 2018).
22. Hancock H. (1917). Theory of maxima and minima. Ginn.
23. Richards, P.I. (1948). Resistor-Transmission-Line Circuits. **Proceedings of the IRE 36**, 217–220.
24. Reinhold Ludwig, P.B. (2000). RF Circuit Design: Theory and Applications. Prentice-Hall.
25. Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., ve Ittipiboon, A. (2000). Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House.
26. Bancroft, R. (2009). Microstrip and Printed Antenna Design. Prentice-Hall.
27. Balanis, C.A. (2005). Antenna Theory Analysis and Design Third Edition. John Wiley & Sons, Inc.
28. Tooley, M.H. (2006). Electronic Circuits : Fundamentals and Applications Elsevier.
29. Harrington R.F. (2001). Time Harmonic Electromagnetic Fields. John Wiley& Sons, Inc..
30. Tiwari V. K., Bhardwaj V., Saini J. S., Kumar P., Sharma K. B. ve Bhatnagar D. (2004). Investigations of radiation properties of a circular disk microstrip antenna with a slot. **Indian Journal of Radio & Space Physics 33**. 336-340.
31. Wang, F., Devabhaktuni, V.K., Xi, C., ve Zhang, Q. (1999). Neural network structures and training algorithms for RF and microwave applications. **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering 9**, 216–240.
32. Zhou, X., Zhuge, Q., Qiu, M., Xiang, M., Zhang, F., Wu, B., Qiu, K., ve Plant, D.V. (2018). Bandwidth variable transceivers with artificial neural network-aided provisioning and capacity improvement capabilities in meshed optical networks with cascaded ROADMs filtering. **Optics Communications 409**, 23–33.
33. Sınırlı sistemli sınırlı-hücrelerinin yapısı ve nöron çeşitleri. <http://www.biyodoc.com> (Erişim tarihi: Aralık 2017).

34. Hagan, M.T., Demuth, H.B., ve Beale, M.H. (1995). *Neural Network Design*. **Boston Massachusetts PWS 2**, 734.
35. Gürgen, S., Ünver, B., ve Altın, İ. (2018). Prediction of cyclic variability in a diesel engine fueled with n-butanol and diesel fuel blends using artificial neural network. **Renewable Energy 117**, 538-544
36. Demuth H. (2006). *Neural Network Toolbox*. The MathWorks, Inc.
37. Kröse, B., ve Smagt, P. (1996). *An Introduction To Neural Networks*. The University of Amsterdam.
38. Öztemel, E. (2012). *Yapay zeka ve makine öğrenmesine genel bakış*. Papatya Yay.
39. Wani A., M. (2013). Comparative Study of Back Propagation Learning Algorithms for Neural Networks. **International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering 3**, 2277–128.
40. Vora K., Yagnik S. (2014). A Survey on Backpropagation Algorithms for Feedforward Neural Networks. **International Journal of Engineering Development and Research (IJEDR) 1**, 193–197.
41. Rudolph, S. (1997). On topology, size and generalization of non-linear feed-forward neural networks. **Neurocomputing 16**, 1–22.
42. Varma R., Ghosh J., Bhattacharya R. (2017). A compact dual frequency double U-slot rectangular microstrip patch antenna for WiFi / WiMAX. **Microwave and Optical Technology Letters 59**, 2174–2179.
43. Deshmukh, A.A., ve Ray, K.P. (2017). Analysis and design of broadband U-slot cut rectangular microstrip antennas. **Sādhanā 42**, 1671–1684.
44. Ansari J.A., Mishra A., Vishvakarma B.R. (2011). **Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 18**, 31–45.
45. Antenna Theory. <http://www.antenna-theory.com> (Erişim tarihi: Ocak 2018).
46. Ansari, J.A., Mishra, A., Yadav, N.P., Singh, P., ve Vishvakarma, B.R. (2012). Analysis of W-slot loaded patch antenna for dualband operation. **AEU - International Journal of Electronics and Communications 66**, 32–38.

47. Civicioglu, P. (2013). Circular Antenna Array Design by Using Evolutionary Search Algorithms. **Progress In Electromagnetics Research B** **54**, 265–284.
48. Goldberg D., Holland J. (1988). Genetic Algorithms and Machine Learning. **Machine Learning** **3**, 95-99.
49. Eberhart, R., ve Kennedy, J., 1995. A new optimizer using particle swarm theory, pp. 39–43. MHS'95, *Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science*, (IEEE).
50. Karaboga, D., ve Akay, B. (2009). A comparative study of Artificial Bee Colony algorithm. **Applied Mathematics and Computation** **214**, 108–132.
51. Civicioglu, P. (2013). Backtracking Search Optimization Algorithm for numerical optimization problems. **Applied Mathematics and Computation** **219**, 8121–8144.
52. Mirjalili, S. (2015). Moth-flame optimization algorithm: A novel nature-inspired heuristic paradigm. **Knowledge-Based Systems** **89**, 228–249.
53. Patel J.R., Chaudhari J.B. (2015). Optimization and Return loss Reduction Of Microstrip Patch Antenna, **International Journal of Innovative Research in Computer Communication Engineering** **3**, (6) 4996–5003.
54. Gujral, M. (2007). Bandwidth Enhancement of Dual Patch Microstrip Antenna Array Using Dummy Ebg Patterns on Feedline. National University of Singapore, 79.
55. Hong J. S. (2011). *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*, 2nd Edition (John Wiley & Sons).
56. Khandelwal K.S., ve Kureshi, A.K. (2014). Realization of Microstrip Band-Pass Filter Design. **International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET)** **3**, (12) 4242–4247.
57. Jacob, W. (2014). Design and Implementation of RF and Microwave Filters Using Transmission Lines. **Journal of Babylon University/Engineering Sciences** **22**. (2)

58. Fang, L.H., Idris, S., Hassan, S., Fareq, M., Malek, A., Wahab, Y., ve Seng, L.Y. (2015). A Review of Technique to Convert Low Pass Filter into Microstrip Line Circuit. **ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences** **10**, (16) 7164–7174.
 59. Ragani, T., Touhami, N.A., ve Agoutane, M. (2013). Designing a Microstrip coupled line bandpass filter. **International Journal of Engineering & Technology**. **2**, 266-269.
 60. Uslu, A., ve Sevgi, L. (2011). A MATLAB-Based Filter-Design Program: From Lumped Elements to Microstrip Lines. **IEEE Antennas and Propagation Magazine** **53**, (1) 213–224.
- 

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı:

Uyruğu: Türkiye (T.C)

Doğum Tarihi ve Yeri: 21.02.1984 - İstanbul

Medeni Durum: Bekar

e-mail: serapkiris@erciyes.edu.tr

Yazışma Adresi: Erciyes Üniversitesi Havacılık Ve Uzay Bilimleri Fakültesi
38039 KAYSERİ

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Lisans	İstanbul Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği	2011
Lise	Şişli Nişantaşı Anadolu Lisesi, İstanbul	2002

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2015-Halen	Erciyes Üniversitesi Havacılık Ve Uzay Bilimleri Fakültesi (Görevlendirme)	Araştırma Görevlisi
2014-Halen	İskenderun Teknik Üniversitesi Sivil Havacılık Yüksekokulu	Araştırma Görevlisi

YABANCI DİL

İngilizce

YAYINLAR

Kiriş S., Çivicioğlu P. (2017). Investigation of Dual Frequency U-Slot Loaded Microstrip Patch Antenna. *International Conference on Mathematics and Engineering (ICOME)*, İstanbul, Türkiye.