

767882

T.C.
NİĞDE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

KOPLANAR İLETİM HATLARININ
YAPAY SİNİR AĞI İLE ANALİZİ



Bahadır ŞAHİN

Yüksek Lisans Tezi

Danışman
Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ

Ekim 2005

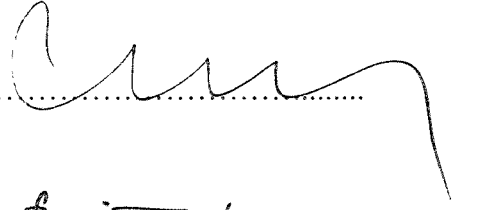
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğüne:

Bu çalışma jürimiz tarafından ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

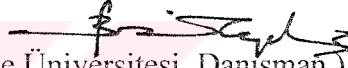
Başkan : Prof. Dr. Adnan GÖRÜR (Niğde Üniversitesi)



Üye : Doç. Dr. Celal YILDIZ (Erciyes Üniversitesi).....



Üye : Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ (Niğde Üniversitesi, Danışman).....



ONAY:

Bu tez 07/07/2005 tarihinde, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunun 2005/12 sayılı kararıyla belirlenmiş olan yukarıdaki jüri üyeleri tarafından uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulu' nun 12.10./2005 tarih ve 2005/20-08 sayılı kararıyla kabul edilmiştir.

21.10./2005

Doç. Dr. Mevsun İBRAHİM
Enstitü Müdürü

ÖZET

KOPLANAR İLETİM HATLARININ YAPAY SİNİR AĞI İLE ANALİZİ

ŞAHİN, Bahadır

Niğde Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı

Danışman : Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ

Ekim 2005, 61 sayfa

Bu tezde, asimetrik koplanar dalga kılavuzlarının (ACPW) yapay sinir ağı ile analizi yapılarak, konform dönüşüm metodu kullanılarak bulunan sayısal değerler, yapay sinir ağı kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırıldı.

Birinci bölümde; mikrodalga devrelerin tarihi gelişimi hakkında geniş bir biçimde bilgiler sunulmuştur. Bölümün ikinci kısmında ise; çok katlı koplanar hatlar hakkında detaylı bir şekilde literatür taraması yapılmıştır.

İkinci bölümde; yapay sinir ağları tanıtılmıştır. Yapay sinir ağlarının tarihsel gelişimi ve üstünlükleri anlatılarak, uygulama alanları örnek verilmiştir. Bölümün ikinci kısmında ise; kullandığımız geri yayılım algoritması (Backpropagation) detaylı olarak anlatılmıştır. Bunun yanı sıra öğrenme metodları hakkında bilgiler verilmiştir.

Üçüncü bölümde; planar biçimli çok katlı koplanar hatları tanıtılmakta ve quasi-TEM yaklaşımı kullanılarak konform dönüşümleri gerçekleştirilmektedir. Bölümün ikinci kısmında kuplajlı hatların tanımı yapılmış ve iki planar kuplajlı yapının quasi-TEM yaklaşımı kullanılarak konform dönüşümleri gerçekleştirilmiştir.

Dördüncü bölümde; yapılan uygulama çalışması anlatılmıştır. Yapay sinir ağı kullanılarak analiz gerçekleştirilmektedir. Koplanar iletim hatlarının yapay sinir ağı analiz sonuçları verilmiştir.

Beşinci bölümde; uygulama çalışması sonuçları değerlendirilmiştir.

Anahtar Sözcükler: koplanar dalga kılavuzu, ACPW, konform dönüşüm, yapay sinir ağları, geri yayılım algoritması

SUMMARY

ANALYSIS OF COPLANAR TRANSMISSION LINES BY NEURAL NETWORK

SAHIN, Bahadır

Nigde University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical-Electronics Engineering

Supervisor : Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZFKİCİ

October 2005, 61 pages

In this thesis, asymmetric coplanar waveguides are analysed by using ANNs and its contribution is discussed.

In the first chapter, the information about the background of microwave circuits are given. In the second part of this chapter, detailed literature surveying about multilayered coplanar lines are presented.

In second chapter, the definition of ANNs is presented. The information about the historical development, superiority and application area of neural networks are given. In the second part of this chapter, backpropagation algorithm used in our application is formulated and presumed in detail. Additionally, we have also presented some other learning methods.

The third chapter introduces the planar-shaped multilayered coplanar lines and explains the conformal mapping methods. Firstly, the conformal mapping of

symmetrical coplanar waveguides and coplanar strips which form the basis of multilayered structured are presented. Here, different configurations of multilayered coplanar lines are also analysed.

In chapter fourth; the results are given in this chapter. The proposed application is presented. The analysis done in this application is based in backpropagation ANNs.

In chapter five; the results obtained by using BP-ANN are discussed.

Keywords: Coplanar waveguides, ACPW, Conformal mapping, Neural network, Backpropagation algorithm



TEŞEKKÜR

Bu alıŐma, Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı bünyesinde Yüksek Lisans Tez alıŐması olarak hazırlanmıŐtır.

Bu araŐtırmayı yöneten, yürütülüŐü ve yazımı sırasında değerli katkılarını esirgemeyen danıŐmanım saygı değer hocam Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ' e, çalıŐmalarım boyunca yardımlarını esirgemeyen Prof. Dr. Adnan GÖRÜR ve Yrd. Doç. Dr. Nurettin ACIR hocama sonsuz teŐekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	iii
SUMMARY.....	v
TEŞEKKÜR.....	vii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ.....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
KISALTMA VE SİMGELER.....	xiii
BÖLÜM 1.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Literatür Taraması.....	5
1.3. Tezin Amacı.....	9
BÖLÜM 2. YAPAY SİNİR AĞLARI.....	10
2.1. Giriş.....	10
2.2. Yapay Sinir Ağlarının Kullanım Alanları.....	11
2.3. Yapay Sinir Ağlarının Üstünlükleri.....	12
2.4. Yapay Sinir Ağlarının Mimarisi.....	15
2.4.1. Tek katmanlı ileri beslemeli ağlar.....	15
2.4.2. Çok katmanlı ileri beslemeli ağlar.....	17
2.5. Yapay Sinir Ağlarında Öğrenme.....	18
2.6. Geri Yayılım Algoritması (Backpropagation Algorithm).....	19
BÖLÜM 3. PLANAR YAPILAR.....	26
3.1. Giriş.....	26
3.2. Koplanar İletim Hatları ve Analiz Metodları.....	26
3.3. Asimetrik Koplanar Dalga Kılavuzlarının Quasi-Statik Analizi.....	30
3.3.1. ACPW'nin quasi-statik TEM parametreleri.....	32
3.3.2. Uygulama çalışmasında kullanılan ACPW'nin quasi-statik TEM parametreleri.....	35
BÖLÜM 4. SONLU TOPRAK DÜZLEMLİ ACPW'NİN KARAKTERİSTİK PARAMETRELERİNİN YAPAY SİNİR AĞLARI İLE BELİRLENMESİ.....	38
4.1. Giriş.....	38

4.2. Asimetrik Sonlu Toprak Düzlemleri CPW'nin YSA Modeli.....	39
BÖLÜM 5. SONUÇ.....	53
KAYNAKLAR.....	54



ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.1. Çalışma aralığı.....	41
-----------------------------------	----



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Tek katmanlı yapay sinir ağı.....	16
Şekil 2.2. Tam bağlantılı ileri beslemeli bir YSA mimarisi.....	17
Şekil 2.3. Tam bağlantılı tek gizli katmanlı ileri beslemeli bir yapay sinir ağı mimarisi.....	18
Şekil 2.4. Yapay sinir ağlarında öğrenmenin sınıflandırılması.....	19
Şekil 2.5. Geri yayımlı yapay sinir ağının genel yapısı.....	21
Şekil 3.1. (a) CPW geometrisi (b) CPS geometrisi.....	27
Şekil 3.2. ACPW'nin kapasitesini hesaplamak için konform dönüşüm (a) Orijinal ACPW yapı (b) Dielektrik bölge için ara dönüşüm (c) Paralel plakalı kondansatöre dönüşüm	31
Şekil 3.3. Asimetrik CPW.....	32
Şekil 4.1. Sonlu toprak düzlemlili ACPW.....	38
Şekil 4.2. Uygulama ağ yapısı.....	40
Şekil 4.3. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, gD = 0.75, Rg = 1.25,$ $Rd = 0.25, h = 750\mu m$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği).....	43
Şekil 4.4. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, gD = 0.75, Rg = 1.25,$ $Rd = 0.25, h = 750\mu m$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği).....	43
Şekil 4.5. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.75, gD = 0.25, Rg = 1.5,$ $Rd = 0.25, h = 750\mu m$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği).....	44
Şekil 4.6. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.75, gD = 0.25, Rg = 1.5,$ $Rg = 1.25, Rd = 0.25, h = 750\mu m$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği).....	44
Şekil 4.7. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.5, gD = 0.75, Rg = 1.0,$ $Rd = 0.1, h = 750\mu m$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği).....	45
Şekil 4.8. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.5, gD = 0.75, Rg = 1.0,$ $Rd = 0.1, h = 750\mu m$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği).....	45

Şekil 4.9. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, Rg = 1.0, Rd = 0.1, h = 750\mu m, \epsilon_r = 2.2$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği).....	46
Şekil 4.10. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, Rg = 1.0, Rd = 0.1, h = 750\mu m, \epsilon_r = 2.2$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği).....	46
Şekil 4.11. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.25, Rg = 1.25, Rd = 1.0, h = 750\mu m, \epsilon_r = 12.9$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği).....	47
Şekil 4.12. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.25, Rg = 1.25, Rd = 1.0, h = 750\mu m, \epsilon_r = 12.9$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği).....	47
Şekil 4.13. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, gD = 0.5, Rg = 1.5, h = 750\mu m, \epsilon_r = 12.9$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği).....	48
Şekil 4.14. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, gD = 0.5, Rg = 1.5, h = 750\mu m, \epsilon_r = 12.9$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği).....	48
Şekil 4.15. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.5, gD = 0.25, Rd = 0.1, h = 750\mu m, \epsilon_r = 6.15$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği).....	49
Şekil 4.16. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.5, gD = 0.25, Rd = 0.1, h = 750\mu m, \epsilon_r = 6.15$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği).....	49
Şekil 4.17. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.45, Rg = 1.35, Rd = 0.6, h = 750\mu m, \epsilon_r = 11.5$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği).....	50
Şekil 4.18. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.45, Rg = 1.35, Rd = 0.6, h = 750\mu m, \epsilon_r = 11.5$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği).....	51
Şekil 4.19. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.6, Rg = 1.1, Rd = 0.4, h = 750\mu m, \epsilon_r = 2.9$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği).....	51
Şekil 4.20. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.6, Rg = 1.1, Rd = 0.4, h = 750\mu m, \epsilon_r = 2.9$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği).....	52

KISALTMA VE SİMGELER

KISALTMA / SİMGE

b	Bias
d	İstenen değer
E	Karesel hatalar toplamı
f_i	i . yerel model çıkışı
N	Eğitim çifti sayısı
w	Ağırlık vektörü
w_{ji}	i . işlem biriminden j . işlem birimine giden ağırlık
X	Giriş vektörü
x_i	i . giriş verisi
Y	Çıkış vektörü
y	İşlem birim çıkışı
y_{net}	İşlem birimi net girişi
δ	Hata faktörü
ε	Hata
θ	Eşik değeri
∇	Gradient
C_d	Dielektrik kapasitesi
C_0	Hava kapasitesi
Z_0	Karakteristik empedans
Z_{0e}	Çift mod karakteristik empedans
Z_{0o}	Tek mod karakteristik empedans

C_{dc}	Çift mod kapasitesi
C_{do}	Tek mod kapasitesi
Q	Kalite faktörü
ϵ_r	Bağıl dielektrik sabiti
ϵ_{eff}	Efektif dielektrik sabiti
λ	Dalga boyu
c	Serbest uzay ışık hızı
$C_{(db)}$	Kuplaj katsayısı
YSA	Yapay sinir ağı
TEM	Transfers electro magnetics
MIC	Mikrodalga entegre devre
MMIC	Monolitik mikrodalga entegre devre
CAD	Bilgisayar destekli tasarım
CPW	Koplanar dalga kılavuzu
CPS	Koplanar şerit
CTL	Koplanar transmisyon hattı
ACPW	Asimetrik koplanar dalga kılavuzu
ACPS	Asimetrik koplanar şerit
CCPW	Silindirik koplanar dalga kılavuzu
CACPW	Silindirik asimetrik koplanar dalga kılavuzu
CCPS	Silindirik koplanar şerit

BÖLÜM I

1.1. Giriş

Mikrodalga teknolojisinde “Mikrodalga Devreler” terimi ile “Dalga Kılavuzu Devreleri” çoğu zaman aynı anlamda kullanılmaktadır. 1930’lu yıllarda dalga kılavuzu, mikrodalga frekansları için yararlı bir iletim yapısı olarak değerlendirilmiştir. Dalga kılavuzları ile ilgili olarak yapılan ilk çalışmalar Bell telefon laboratuvarında gerçekleştirilmiştir [1-3]. Bu çalışmaların ardından uygun düzenlemelerle kısa boylu dalga kılavuzlarının bir radyatör veya bir reaktif eleman olarak kullanımı gerçekleştirilmiştir. Rezonatör oyukları ve boru antenlerle ilgili olarak ilk çalışma Southworth [1] tarafından gerçekleştirilmiştir. Modern dalga kılavuzu devrelerinin geliştirilmesindeki temel amaç mikrodalga gücünün bir kaynaktan dalga kılavuzu vasıtasıyla etkin bir şekilde iletilmesi ve iletilen gücün alıcı tarafından geri alınmasıdır. Bu durum, yürüyen dalgalı dedektörler, frekansmetre ve sonlandırma elemanları gibi çeşitli mikrodalga elemanlarının gelişimini sağlamıştır. Optik donanımların mikrodalga deney düzenlerinin kurulmasında yaygın olarak kullanılmış olması 1934’de kullanılan tekniklerle ilgili olarak bazı fikirler vermektedir [4].

Mikrodalga devrelerindeki hızlı gelişmeler, ikinci dünya savaşı esnasında gerçekleştirilmiş ve radar problemlerine mikrodalga tekniklerini uygulamak amacıyla Columbia Üniversitesinde ve Massachusetts Teknoloji Enstitüsünde özel laboratuvarlar kurulmuş ve deneysel çalışmalarda elde edilen deneysel sonuçlar daha sonra literatüre girmiştir. Fox [5] yaptığı çalışmalarla bir dalga kılavuzuna aşamalı olarak faz ilave edilebilen düzenler geliştirmiştir. Yine bu dönemlerde mikrodalga devrelerde önemli bir yer tutan hibrid- T (sihirli -T) [6] ve aynı derecede öneme sahip yönlü kuplörler tasarlanmıştır [7]. Pratik olarak gerçekleştirilen bu düzenlerin hepsi uygulamada hızlı bir şekilde kullanılarak uygulamada yerlerini almışlardır. Savaş zamanı gelişmelerin diğer bir yönü iletim hattı kullanılarak gerçekleştirilen filtrelere, öncülük eden filtre tekniklerinin yüksek frekanslara genişletilmesidir. Voltaj, akım, empedans ve admitans matrisleri ile yapılan klasik devre performans tanımları, yerini iletilen ve yansıyan dalga değişimlerine dayalı bir tanıma bırakmış ve bu durum saçılma matrisi kavramının ortaya

çıkmasını sağlamıştır. Saçılma matrisleri kullanılarak yapılan işlemler, çok kapılı mikrodalga devrelerinin basit bir şekilde ifade edilmesini sağlar.

İkinci dünya savaşı esnasında, dalga kılavuzu ve koaksiyel TEM hatlar mikrodalga devrelerin gelişmesinde çok kullanılan iki temel iletim yapısı olmuştur. Dalga kılavuzları, yüksek Q (Kalite faktörü)'lu boşluk rezonatörlerine imkan sağlayan düşük kayıplar ve yüksek güç kapasitesi sağlamıştır. Koaksiyel hatlar, dispersiyon etkileri olmadığı için doğal olarak geniş band aralığı sağlamış ve aynı zamanda empedans kavramı koaksiyel hatlarda kolayca izah edilmiştir. Bu iki iletim yapısı, mikrodalga devreler için önemli elemanlar olarak yer almış ve özelliklerinden dolayı birbirini tamamlayıcı yapılar olarak değerlendirilmiş ve çoğu zaman eşdeğer kabul edilmiştir.

İki-iletkenli iletim hat teorisinin özel adaptasyonundan meydana gelen çok yararlı mikrodalga teknikleri bu safhada ortaya çıkmış ve iletken kaplı iki dielektrik plaka arasına ince bir iletkenin sandviç şeklinde yerleştirilmesinden meydana gelen şerit hatlar 1951'de Barret ve Barnes [8] tarafından tasarlanmıştır. Şerit hat teknikleri ilk olarak baskı devre için geliştirilen bakır kaplı levhaların kullanılmasıyla hassas bir teknoloji ile geliştirilmiştir. Şerit hat karakteristiklerinin ayrıntılı bir şekilde hesaplanması, ilk olarak 1956 yılında Peters [9] tarafından gerçekleştirilmiştir. Bu hesaplamalar, Howe [10] tarafından hazırlanan bir kitapta bulunabilir. Şerit hat iletim yapısının en önemli özelliği, hattın karakteristik empedansının merkez şerit aralığı ile kontrol edilebilmesidir. Şerit hat devre konfigürasyonunun iki boyutlu yapısı, dış iletken korumalarının kesilmesine gerek kalmadan bir çok elemanın ara bağlantısına ve giriş çıkış portlarının rahat bir şekilde yerleştirilmesine imkan sağlar.

Şerit hatlar, birbirine yakın yerleştirilmiş iki şerit arasındaki doğal kuplajdan dolayı paralel hat kuplörlerinde kullanılmak için çok uygun bulunmuştur. Şerit hat konfigürasyonunun kullanıldığı kuplajlı hat yönlü kuplör prensipleri 1952 yılında Wheeler [11] tarafından ortaya konulmuştur. Şerit hatlar, pasif MIC (Microwave integrated circuit)'ler için çoğunlukla kullanılan bir hat tipidir. Dalganın yayılması elektrik alanının sıfırdan farklı bileşenlerine sahip olan karışık (hibrid) modlar tarafından

gerçekleştirilir. Konform dönüşüm tekniği kullanılarak analiz edilen şerit hatlarda baskın yayılım modu TEM'dir.

1950'li yıllarda, bir başka tip iletim yapısı olarak, bir dielektrik tabanın bir yüzeyine iletken bir şerit yerleştirilmesi ve diğer yüzeyine ise tamamen iletken kaplama yapılmasıyla elde edilen mikroşerit hat tasarlanmıştır [12,13]. 1950'lerde mikroşerit hatlar üzerine yoğun araştırmalar yapılmış ve tasarımlarda en çok kullanılan hat olma özelliğine sahip olmuştur. Fakat ısımanın sebep olduğu birim uzunluk başına düşen kaybın yüksek olması ve düşük dielektrik sabitli taban malzemelerine (yaklaşık $\epsilon_r = 2.5$) ihtiyaç duyulması nedeniyle mikrodalga kullanımı için pek kabul görmemiştir. Bir mikroşerit hat ile maksimum çalışma frekansı; sahte modların uyarılması, yüksek kayıplar, sınırlı üretim toleransları, süreksizlikler ve elbette teknolojik işlemler gibi birçok faktörden dolayı sınırlıdır. Mikroşerit hattın maksimum genişliği; açık uçlar, aralıklar, uzun yarıklar, hat genişliğindeki değişimler ve eğrilikler gibi mikroşerit süreksizliklerde oluşan yüksek ısıma kayıplarıyla sınırlanmış durumdadır. Üretim toleransları, kuplajlı hatlarda iki bitişik şeridin arasındaki aralığı sınırlandırır. Diğer yandan, yüksek ısıma nedeniyle, mikroşerit hatlarda çalışma frekansı sınırlanır. Daha sonraki gelişmeler, hem yüksek dielektrik sabitli ve düşük kayıplı malzemelerin kullanımı hem de işlem ve üretim için uygun metotların elde edilememesi gibi problemleri ortadan kaldırmıştır. Mikroşerit hat, şerit hattın aksine homojen olmayan bir iletim hattıdır, çünkü şerit ile toprak düzlemi arasındaki alan çizgileri tam olarak taban tarafından hapsedilemez. Mikroşerit hat üzerinde yayılımın baskın modu quasi-TEM modudur.

Silah, roket ve uydu uygulamalarında kullanılmak için gerekli olan minyatür mikrodalga devre ihtiyacının artması, 1960'larda mikroşerit hatlara olan yoğun ilgiyi arttırmıştır. Mikroşerit yapının konform dönüşüm tekniğine dayalı, kapsamlı bir analizi ilk olarak Wheeler tarafından geliştirilmiştir [14,15]. Yüksek dielektrik sabitli, düşük kayıplı dielektrik malzeme ve metalik filmlerin yoğunlaşması ile ilgili teknolojik gelişmeler [16], mikroşerit hatların kullanımında hızlı gelişmeler sağlamıştır.

Mikrodalga yarı iletken elemanlar, ince film yoğunlaştırma ve fotolitografi tekniğindeki hızlı gelişmelerle birlikte kuplajlı mikroşerit hatlar gibi planar mikrodalga iletim hattı yapısının kullanılmasıyla MIC (Microwave Integrated Circuits: Mikro Dalga Entegre Devreler) teknolojisi doğmuştur [17-20]. MIC'ler, hibrid entegre devre teknolojisinin mikrodalga frekanslarına genişletilmesini sağlar. Günümüzde mikrodalga entegre devreler çoğunlukla seramik veya dielektrik taban üzerinde yoğunlaştırılmış iletken modeller şeklindeki devreleri ve pasif elemanları ve ayrıca çip formunda özel olarak tasarlanmış paketler şeklindeki devrelerle monte edilmiş aktif elemanları içermektedir. Mikrodalga entegre devrelerinde mikroşerit hatlara ek olarak, yarı hat ve koplanar hat olarak adlandırılan diğer tip hatlar da kullanılmaktadır [21,22]. Yarı hat, sadece bir yüzeyi iletken kaplı olan ve bu yüzeyi dar bir yarık içeren bir dielektrik tabandan meydana gelir. Koplanar hatlar ise, bütün iletkenleri aynı düzlem üzerinde olan yani dielektrik tabanın sadece bir yüzü kullanılan iletim hatlarıdır.

Mikrodalga devrelerindeki diğer bir eğilim, toplu elemanların kullanılmasıdır. Toplu elemanların boyutları mikrodalga frekanslarında, dalgaboyu ile karşılaştırılabilecek boyutlarda olduğundan toplu elemanlar mikrodalga devrelerinde kullanılamamıştır. Kapasitör ve indüktör gibi toplu elemanların boyutları, fotolitografi ve ince film teknikleri kullanılarak azaltılabilir ve bu elemanlarla J-Band frekanslarında kullanılabilen yapılar tasarlanabilir [23,24]. Toplu elemanların, dielektrik tabanlar üzerine monte edilmiş çip formundaki yarı iletken elemanlar ile birlikte kullanımı mikrodalga entegre devreleri için cazip bir seçenek olmuş ve maliyet % 50 oranında düşürülmüştür [23]. Boyut indirgeme özelliklerinin yanında, toplu elemanların diğer bir avantajı alçak frekanslarda geliştirilmiş olan devre tasarımı ve optimizasyon tekniklerinin doğrudan doğruya mikrodalga frekans bölgesinde de kullanılmasıdır.

Toplu elemanlar ve tek-boyutlu iletim hattı elemanlarına ek olarak, mikrodalga devrelerinde kullanılmak üzere iki-boyutlu planar elemanlar da tasarlanmıştır [25]. Bu elemanlar, şerit ve mikroşerit hatlarla uyumludur ve mikrodalga entegre devre tasarımında yararlıdır.

MIC'lerin bir sonraki aşaması, yarı iletken tabanlar üzerine gerçekleştirilen tektaş mikrodalga entegre devreleri (MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuit) olmuştur [26,27]. Kullanılan yarı iletken tabanlar, yüksek dirençli bir silikon ve galyum arsenid tabaka, bir silisyum dioksit tabaka ve düşük dirençli bir silikon tabakadan meydana gelmektedir. Bu aşamada karşılaşılan zorluklardan birincisi, yaygın üretim işlemleriyle üretilmeyen çeşitli mikrodalga yarı iletken elemanların kullanılma ihtiyacı, ikinci ise; iletim hattı bölmeleri gibi dağılmış elemanlar, pasif fonksiyonlar için kullanıldığında kalın tabanlara ihtiyaç duyulmasıdır. Yapılan çalışmalar, GaAs teknolojisinin MMIC'ler için temel öneme sahip olduğunu ve GaAs MESFET'lerin yüksek band genişliğine sahip (GHz mertebesinde) analog kuvvetlendiriciler ve yüksek hızlı (GB) dijital entegre devrelerde önemli bir rol oynadığını göstermektedir [28,29].

Alçak frekans entegre devrelerinde olduğu gibi MIC'ler hem sivil amaçlı kullanımları kapsayan yeni uygulama alanlarının açılmasında hem de mevcut pazarların genişlemesinde etkili olmuştur.

MIC'lerin kullanımına ilişkin bazı problemler vardır [30]. MIC'ler, yaygın olarak kullanılmadan önce, mikrodevre tasarımcıları ve kullanıcıları, devre performansını üretimden sonraki aşamalarda düzenli bir şekilde optimize etmek için kullanılan ayar vidaları ve adaptörlerin birleştirilmesi esnekliğine sahiptiler. MIC'ler özellikle, yüksek güvenilirlik ihtiyaçlarını karşılama durumunda bu harici düzenleme ihtiyacını karşılayamamaktadır. Bu nedenle MIC'lerde hassas olarak karakterize edilmiş düzenlere ihtiyaç duyulmaktadır. Sonuç olarak, kullanılan düzenler daha hassas karakteristik işlem gerektirir ve devreler daha düzenli bir şekilde tasarlanmak zorundadır. Bu sebeple, problemleri gidermek için simülasyon ve optimizasyon teknikleri ve CAD paketlerinin kullanımı zorunlu bir hale gelmiştir [31, 32].

1.2. Literatür Taraması

Günümüzde kullanılan yüksek hızlı elektronik düzenler, 100 GHz ve daha yüksek frekans bölgesinde başarılı bir şekilde çalışabilmektedir [33-35]. Yüksek

frekanslarda, işaretin doğruluğunu kaybetmemek amacıyla devre elemanlarının birleştirilmesi ve işaret dağıtımı için iletim hatlarının kullanılması zorunludur. İletim hattı olarak kullanılan seçenekler içerisinde, CPW (Coplanar Waveguide: Koplanar dalga kılavuzu) ve CPS (Coplanar Strips: Koplanar Şeritler)'lerden oluşan koplanar iletim hatları (CTL); çeşitli imalat yöntemleriyle uyumlu olmaları ve elektronik düzenlerle birlikte kullanabilir olmalarından dolayı cazip hale gelmişlerdir. Ayrıca CTL'ler yüksek hızlı işaret karakterizasyonları ve MMIC'ler için önemli elemanlardır [33-40]. MMIC'lerin tasarımı için iki alternatif yaklaşım olarak kullanılan mikroşerit ve koplanar yapılar son yirmi yıl içerisinde ortaya çıkmıştır [41-42]. Koplanar MMIC'ler, düşük güçlü devrelerde önemli uygulama alanları bulmuştur. Bununla birlikte koplanar hatların kullanıldığı, elektro optik modülatörler de geliştirilmiştir [43]. Koplanar hatların quasi-TEM parametrelerinin hesaplanması için elde edilen hızlı ve basit analitik yaklaşımlar ve CAD-yönlü modellerin gelişimi koplanar MMIC'lere olan ilgiyi arttırmıştır [44-46].

Yüksek sıcaklık süper iletken (HTSC) mikrodalga düzenler, Entegre Optik Yürüyen-Dalgalı Modülatörler (TWM) ve Optik kontrollü mikrodalga düzenler konusundaki yeni gelişmeler, CPW üzerinde geniş çaplı bir çalışma başlatmıştır [47-51]. Günümüzde kullanılan CPW yapılar MMIC teknolojisinin gelişmesiyle kompleks yapılar haline gelmiştir [52,53]. Paketlenmiş MMIC'lerde kullanılan CPW'nin üst ve alt yüzeyleri iletken duvarla kaplanır. Tam dalga analizi genellikle böyle kompleks CPW yapıları karakterize etmek için kullanılır. Bu analiz, geniş bir frekans bandında önemli derecede bir doğruluk sağlar. Bu metodun yanı sıra, konform dönüşüm tekniği CAD yazılım paketleri için uygun olan kapalı form analitik çözümlere imkan sağlamakta, ve 40 GHz'e kadar olan frekans bölgeleri için tam-dalga analizinin doğruluğu ile mukayese edilebilir seviyede bir doğruluğa sahiptir [54-58]. Ayrıca kuplajlı CPW'ler, metal şeritlerdeki mikrodalga kayıpları ve çok katmanlı dielektrik tabanlara sahip CPW'ler için kullanılabilen analitik ifadeler de elde edilmiştir [59-62].

Koplanar hatların karakteristik empedansının ve efektif dielektrik sabitinin konform dönüşüm tekniğiyle hesaplanması ilk olarak Wen tarafından sunulmuştur [63]. Bu çalışma, hat parametreleri için temel analitik ifadeler ihtiva eden sonsuz taban

kalınlıklı ve sonsuz genişlikli toprak şeritlere sahip koplanar hatlar için geçerlidir. Davis ve arkadaşları Wen'in analizini, sonsuz toprak genişliği ve sonlu taban kalınlığı durumu için genişletmişler ve Wen'in temel ifadelerinin, yüksek karakteristik empedanslı hatlarda $s/h=2$ için (s: yarık genişliği, h: taban kalınlığı) geçerli olduğunu ortaya koymuşlardır. Houdart tarafından geliştirilen nümerik metotların kullanılmasıyla hat parametrelerinin sonlu hat boyutlarının ve sonlu taban kalınlıklarının etkisini hesaba katarak hesaplanması için çeşitli çalışmalar yapılmıştır.

Hibrid devrelerinde CPW'nin kullanımı ilk defa 1969'da Wen [63] tarafından gerçekleştirilmiş olsa da gerçekte CPW'nin tarihi daha eskidir. CPW'lerin dengeli anten besleme hattı olarak kullanılmaları 1950'lerde literatüre girmiştir. Özellikle, 1958'de Owyang ve Wu [64] tarafından yapılan çalışmada, şimdi CPW olarak adlandırılan yapının elektriksel parametreleri ve iletken kayıplarını ihtiva eden bir analiz sunulmaktadır. 1979'da, artan indüktans kuralına dayalı yeni bir ifade sunulmuştur [22]. [22]'de sunulan formüller daha karmaşık olmakla birlikte Owyang ve Wu tarafından sunulan formüllerden daha az bir doğruluğa sahip olduğu, ayrıca zayıflama formüllerinin de hatalar olduğu fark edilmiş ve bu hata [65]'de düzeltilmiştir. Kayıplarla ilgili olarak Hoffman [46] tarafından yeni formüller sunulmuş fakat bu formüllerinde bazı faktörlerden dolayı hatalı olduğu görülmüş ve formüllerdeki hatalar Jackson [38] tarafından nümerik sonuçlarla desteklenen bir çalışmayla giderilmiştir.

Koplanar hatların iletken kayıpları, tam dalga metotların quasi-statik sınırları içinde nümerik olarak değerlendirilmiş olmasına rağmen, iletken zayıflaması için analitik ifadeler sadece simetrik hatlar için ortaya konulmuştur [66-68]. Sonlu kalınlıklı tabanlarla gerçekleştirilen Asimetrik Koplanar Dalga Kılavuzları (ACPW), Asimetrik Koplanar Şerit Hatlar (ACPS)'in iletken kayıpları konform dönüşüm tekniği kullanılarak analitik yaklaşımlar formunda Ghione [61] tarafından hesaplanmıştır. Ghione'nin sunmuş olduğu CAD-yönlü analitik ifadeler, MMIC tasarımı için oldukça uygundur.

İletim hatlarının teorik hesaplamaları, tam dalga veya quasi-statik analiz vasıtasıyla yapılabilir. Tam dalga analizi, nümerik hesaplamalar için uzun zaman

aldığından iletim hat tasarımında, genellikle analitik formüller içeren quasi-statik analizler tercih edilir. Veyres ve Hanna [69] konform dönüşüm uygulamasını sonlu genişlikli ve sonlu taban kalınlıklı CPW için genişletmişlerdir. Veyres ve Hana tarafından elde edilen formüllerin doğruluğu, çeşitli araştırmacılar tarafından ispatlanmıştır [69,70]. Hanna, [71]'deki çalışmasıyla sonlu taban kalınlıklarının hat boyutlarından daha büyük olması durumunda geçerli olduğu diğer durumlarda ise doğruluk derecesinin azaldığını göstermektedir. Ghione bu problemi çözmek için komplementer hatların faz hızlarının eşit olduğunu belirten Dualite prensibini kullanarak daha genelleştirilmiş formüller elde etmiştir [70]. Yalnız, bu analitik formüller sadece tek dielektrik tabanlı iletim hatları için geçerlidir.

Uygulamada çok katlı tabanların kullanımı yaygındır. Örneğin; entegre devrelerde, bağlantı hatları dielektrik tabanların ya üzerinde yada arasında gömülüdür. Bugüne kadar çok katlı CPW'ler sadece tam dalga analizi ile [72-74]'de sunuldu. Tek katlı CPW ile mukayese edildiğinde, çok katlı yapıların bir avantajı; alt ve üst katmanlar için uygun dielektrik tabanların kullanılmasıyla temel frekans bölgesinin kontrol edilmesi ve kaçak alanların önlenbilmesidir. CPW'ler, GaAs taban üzerinde bulunan monolitik veya hibrid mikrodalga entegre devre uygulamaları için mikroşerit hatlara nazaran daha çok avantaj sağlar [41]. Devre elemanlarının izolasyonunda en çok kullanılan dielektrik taban malzemelerinden birisi Galyum Arsenidtir (GaAs). GaAs'in resistivitesi, mikrodalga ve milimetrik dalga frekans bölgesinde kullanılan şerit hatlar için gerekli dielektrik ortamların elde edilmesi açısından oldukça elverişlidir [44]. Dağılmış parametrelili uygulama devreleri, filtreler, kuplörler vb. düzenler GaAs taban üzerine oluşturulduğunda boyutlar çok büyük olmaktadır. Boyutlardaki artışın teknolojik açıdan karmaşıklığa sebep olmasının yanı sıra, tek-kristal tabanların maliyeti ekonomik açıdan çok büyük olmaktadır.

Bedair ve Wolff [58], çok katlı CPW yapı karakteristiklerini konform dönüşüm tekniğini kullanarak analiz etmişlerdir. Aynı zamanda, elde etmiş oldukları kapalı form analitik ifadelerin sonuçlarını tam dalga Spektral Domen analizi ile mukayese etmişler ve sonuçların uyum içerisinde olduğunu göstermişlerdir. Gevorgian [75] tarafından yapılan benzer bir çalışmada da alt ve üst ekranlı çok katlı CPW'nin temel

karakteristikleri için analitik yaklaşımları üretmek amacıyla konform dönüşüm metodu kullanılmıştır. Kullanılan konform dönüşüm tekniği, temeli Veyers ve Hanna [69] tarafından ortaya konulan kısmi kapasitans tekniğinin genişletilmesine dayanmaktadır. Kullanılan metot, kompleks dalga kılavuzu yapıları için kesin olarak geçerli olmamasına rağmen, kabul edilebilir bir doğruluk sağlamakta ve CPW ile CPS'ler için yaygın bir şekilde kullanılabilir [73-77]. ACPW yapılar üzerinde yapılan çalışmalardan biri de Görür ve arkadaşlarının yapmış olduğu bir çalışmadır [78]. Chen ve Chou [79] tarafından sunulan bir çalışmada ise, çok katlı tabanlar üzerindeki CPS ve CPW'ler için analitik formüller elde etmek üzere konform dönüşüm tekniği kullanılmıştır.

1.3. Tezin Amacı

Bugüne kadar, MMIC teknolojisinde çoğunlukla koplanar hatlar ve planar kuplajlı hatlar üzerinde konform dönüşüm metodu kullanılarak çalışmalar yapılmıştır. Bu tezin amacı ACPW yapıların yapay sinir ağı kullanılarak analizinin yapılması ve konform metodu kullanılarak elde edilen veriler ile yapay sinir ağı kullanılarak bulunan çıkış verilerinin karşılaştırılarak analizinin yapılmasıdır.

BÖLÜM II

YAPAY SİNİR AĞLARI

2.1. Giriş

Yapay sinir ağları, adından da anlaşılacağı üzere biyolojik sinir ağlarının çalışma prensiplerinden ve insan beyninin fonksiyonlarını yapay olarak gerçekleştirme düşüncesinden hareketle ortaya atılmış bir kavramdır. Dolayısıyla denilebilir ki yapay sinir ağlarının çalışma prensipleri doğal sinir ağlarıyla bir çok benzerlikler taşımaktadır.

- 1942 yılı YSA (Yapay Sinir Ağı)'nın gelişiminin başlangıç yılı olarak kabul edilmektedir. Bu tarihte McCulloch ve Pitts, ilk nöron modelini geliştirmişlerdir. Bunun yanında birkaç nöronun ara bağlaşımını incelediler.
- Hebb, 1949 yılında nöron bağlantılarını ayarlamak için ilk öğrenme kuralını önerdi.
- 1958'de Rosenblatt, algılayıcı (Perceptron) modelini ve öğrenme kuralını geliştirerek, bugün kullanılan kuralların temelini koydu.
- 1960-1962 yılında, Widrow ve Hoff tarafından ADALINE (Adaptive Linear Element) 'lar ve LMS (Least Mean Square) kuralı geliştirildi.
- 1969 yılında, Minsky ve Papert, algılayıcının kesin analizini yaptı ve algılayıcının karmaşık lojik fonksiyonlar için kullanılamayacağını ispatladılar. Bunun üzerine, yapay sinir ağları üzerine yapılan çalışmalar hemen hemen durma noktasına gelmiştir. 1960 yılının ortalarından, 1980 yılının başına kadar bir durgunluk dönemi yaşanmıştır. Çalışmaları büyük ölçüde azaltan bu durgunluğun en önemli faktörlerinden birisi, YSA'nın bilgi işlemede alternatifi olan günümüzün sayısal bilgisayarlarının, yarı iletken teknolojisi ile yoğun, büyük çapta ucuz ve güvenilir gerçekleştirme imkanını bulmasıdır. Seri olarak çalışan hızlı birimlerden oluşmuş sayısal bilgisayarlar, aritmetik işlemlerde yüksek hız, kapasite ve güvenilirlik sağlamışlardır. Ancak tüm bunların yanında

bazı bilim adamları (Grossberg, Amari, Fukushima, Kohonen, Taylor, ...) çalışmalarına devam etmişlerdir.

- 1982 yılında Hopfield YSA'nın birçok problemi çözebilecek kabiliyeti olduğunu göstermiştir. Optimizasyon gibi teknik problemleri çözmek için doğrusal olmayan Hopfield ağını geliştirdi.
- 1982-1984 yılında Kohonen kendinden düzenlemeli dönüşüm (Self-Organizing Map)'ü tanımladı. Kendi adıyla anılan eğitimcisz öğrenen bir ağ geliştirdi.
- 1986 yılında Rumelhart geriye yayılımı tekrar meydana çıkarttı.
- 1988 yılında Chua ve Yang nöronsal sinir ağlarını geliştirdiler.

2.2. Yapay Sinir Ağlarının Kullanım Alanları

Halen uygulanabilirliği gelecekte uygulanabileceği hususunda ümit veren aktif çalışmalar göz önünde bulundurulduğunda, yapay sinir ağlarının kullanım alanları ve uygulamaları kısaca şu şekilde özetlenebilir.

- **Biyoloji:**
 - Beyni ve diğer sistemleri daha iyi anlama
 - Retina ve kornea'yı modelleme
- **İş Dünyası:**
 - Petrol ve jeolojik yapı değişimlerinin tahmini
 - Özel durumlar için toplum eğilimlerinin tanımı
 - Veri tabanı oluşturulması
 - Hava yolları ve ücret düzenlemesi
 - El yazısı karakterini tanıma
- **Çevresel:**
 - Numuneleri analiz etme
 - Hava tahmini
- **Finans:**
 - Kredi riski değerlendirilmesi
 - Sahte para ve evrak tanımı

El yazısı formların değerlendirilmesi
Yatırım eğilimleri ve portföy analizi

- Üretim:
 - Robot ve kontrol sistemlerini otomatikleştirme
 - Üretim işlem kontrolü
 - Kalite kontrolü
 - Montaj hattında parça seçimi
- Tıp
 - Saęırlar için ses analizi
 - Semptom hastalıkların teşhis ve tedavisi
 - Ameliyat görüntüleme
 - İlaçların yan etkilerinin analizi
 - X-ışınlarını okuma
 - Epileptik felcin nedenlerini anlama
- Askeri:
 - Radar sinyallerini anlama
 - Yeni ve gelişmiş silahlar yaratma
 - Keşif yapma
 - Kıt kaynakların kullanımını optimize etme
 - Hedef tanıma ve izleme
- Elektronik
 - Devre tasarımı

2.3. Yapay Sinir Ağlarının Üstünlükleri

Yapay sinir ağları modelleri, biyolojik sinir ağlarının çalışma biçimlerinden esinlenerek ortaya çıkarılmıştır. Yapay sinir ağları, biyolojik olmayan yapı taşlarının düzgün bir tasarımla birbirlerine yoğun olarak bağlanmalarından oluşmaktadırlar. Sinir sisteminin modellenmesi için yapılan çalışmalar sonucu oluşturulan yapay sinir ağları, biyolojik sinir sisteminin üstünlüklerine de sahiptir. Bu üstünlükleri şu şekillerde özetleyebilmek mümkündür. Birinci üstünlük YSA'nın paralel dağılımlı işleme

özelliğidir. YSA modelinde her eleman kendi kendinin işlemcisi olabilmektedir. Aynı katmanlar arasında zaman bağımlılığı yoktur, tamamiyle eşzamanlı olarak çalışabilirler. Bu özelliği nedeniyle YSA, hız konusunda oldukça büyük üstünlük sağlamaktadır. İkinci üstünlüğü ise, YSA'nın öğrenbilme özelliğinin bulunmasıdır.

İnsan sinir sisteminin, problemleri çözebilmek için öğrenme özelliği olduğu gibi, YSA'nın da bu özelliği mevcut bulunmaktadır. Üçüncü üstünlüğü ise, paralel çalışan YSA'nın karışık işlevler gerektirmemesi, basit işlemleri içermesidir. YSA'nın bir başka üstünlüğü de ayrı ayrı elemanlarda meydana gelen hasarın, başarımda ciddi bir düşüşe yol açmamasıdır. Halbuki bilgisayarın herhangi bir işlem elemanını yerinden almak onu etkisiz bir makinaya dönüştürmektedir.

Sinir ağı ile hesaplamalarda istenilen dönüşüm için, adım adım yürütülen bir yöntem gerekmez. Sinir ağı ilişkilendirmeyi yapan iç kuralları kendi üretir ve bu kuralları, bunların sonuçlarını örneklerle karşılaştırarak düzenler. Deneme ve yanılma ile, ağ kendi kendine işi nasıl yapması gerektiğini öğretir.

YSA'larda bilgi saklama, verilen eğitim özelliğini kullanarak eğitim örnekleri ile yapılır. Sinirsel hesaplama, algoritmik programlamaya bir seçenek oluşturan, temel olarak yeni ve farklı bir bilgi işleme olayıdır.

Uygulama imkanının olduğu her yerde, tamamen yeni bilgi işleme yetenekleri geliştirebilir. Bu sayede de geliştirme harcamaları ile geliştirme süresi büyük ölçüde azalır. Sinir yapılarına benzetilerek bulunan ağların eğitimi de, normal bir canlının eğitimine benzemektedir. Sınıfların birbirinden ayrılması işlemi (dolayısıyla kendini geliştirmesi), öğrenme algoritması tarafından örnek kümeden alınan bilginin adım adım işlenmesi ile gerçekleşir.

Yapay sinir ağlarının; paralel çalışma yeteneği, öğrenerek kendini geliştiren bir eğitim yöntemi, donanım olarak kolay gerçekleştirilebilir olması, genelleme yeteneği ve sistem cevabının nöron ölümüne az bağlı olması en önemli özelliklerindedir.

Öğrenme algoritmalarının yerel en uygunlara (Optimum) takılması ve yapısından kaynaklanan eksikliklerden dolayı ağın düğüm sayısının çok arttığı ve genelleme özelliğinin azaldığı gözlenmiştir. Ağlar, ihtiyaca göre kendini büyütmesi ve yerel en uygunlardan kurtulması için genetik algoritmalar eğitilir. Genetik algoritmaların en uygun çözüm noktasını aradığı her iterasyonda ağ içersindeki nöron sayısı artırılır. Böylece minimum nöron sayısı ile optimum noktaya ulaşılmaya çalışılır. Aşağıda yapay sinir ağlarının üstünlükleri, açıklamalarıyla sıralanmıştır [80-82].

Paralellik : Alışılmış bilgi işlem yöntemlerinin çoğu seri işlemlerden oluşmaktadır. Bu da hız ve güvenilirlik sorunlarını beraberinde getirmektedir. Seri bir işlem gerçekleştirirken herhangi bir birimin yavaş oluşu tüm sistemi doğruca yavaşlatırken, paralel bir sistemde yavaş bir birimin etkisi çok azdır. Nitekim seri bir bilgisayarın bir işlem elemanı beyine göre binlerce kez daha hızlı işlemesine rağmen, beynin toplam işlem hızı seri çalışan bir bilgisayara göre kıyaslanamayacak kadar yüksektir.

Gerçeklenme Kolaylığı: Yapay sinir ağlarında basit işlemler gerçekleyen türden nöronlardan oluşması ve bağlantıların düzgün olması, ağların gerçekleştirilmesi açısından büyük kolaylık sağlamaktadır.

Yerel Bilgi İşleme : Yapay sinir ağlarında her bir işlem birimi, çözülecek problemin tümü ile ilgilenmek yerine, sadece problemin gerekli parçası ile ilgilenmektedir ve problemin bir parçası işlemektedir. Nöronların çok basit işlem yapmalarına rağmen, sağlanan görev paylaşımı sayesinde, çok karmaşık problemler çözülebilmektedir.

Hata Toleransı: Sayısal bir bilgisayarda, herhangi bir işlem elemanını yerinden almak, onu etkisiz bir makineye dönüştürmektedir. Ancak yapay sinir ağlarında bir elemanda meydana gelebilecek hasar çok büyük önem teşkil etmez. Yapay sinir ağlarının paralel çalışması hız avantajı ile birlikte yüksek hata sağlamaktadır. Seri bilgi işlem yapan bir sistemde herhangi bir birimin hatalı çalışması, hatta bozulmuş olması tüm sistemin hatalı çalışmasına veya bozulmasına sebep olacaktır. Paralel bilgi işleme yapan bir sistemde ise, sistemin ayrı ayrı işlem elemanlarında meydana gelecek olan hatalı çalışma veya hasar, sistemin performansında keskin bir düşüşe yol açmadan, performansın sadece hata birimlerinin bir oranınca düşmesine sebep olur.

Öğrenebilirlik : Alışlagelmiş veri işleme yöntemlerinin çoğu programlama yolu ile hesaplamaya dayanmaktadır. Bu yöntemler ile, tam tanımlı olmayan bu problemin çözümü yapılamaz. Bunun yanında, herhangi bir problemin çözümü için probleme yönelik bir algoritmanın geliştirilmesi gerekmektedir.

2.4. Yapay Sinir Ağlarının Mimarisi

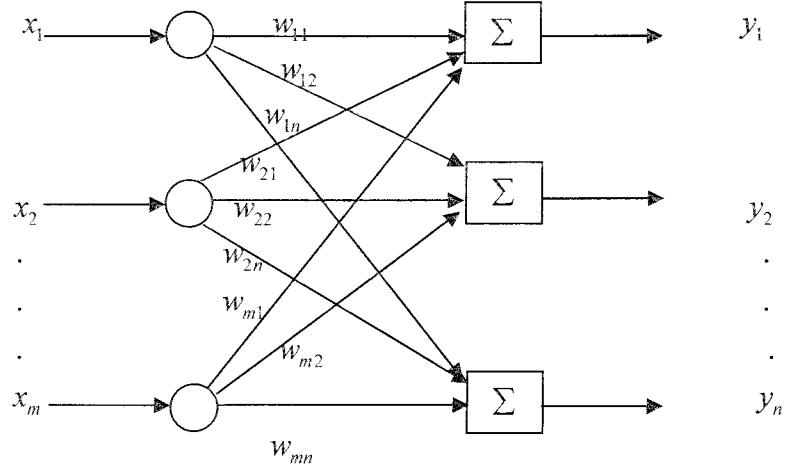
Yapay sinir nöronlarının tek başlarına problem çözmeye yeterli olmayacakları kesindir. Hatta yapay sinir nöronlarının belirli bir düzenle bağlanarak oluşturdukları yapay sinir ağları bile bazı uygulamalarda yetersiz kalabilmektedir. Bu yetersizliğin üstesinden gelebilmek için ağ sayısının dolayısıyla yapay sinir nöron sayısının artırılması gerektiğini düşünen bilim adamları çok katmanlı yapay sinir ağları kavramını ortaya atmışlardır.

Yapay sinir ağlarını katmanlarına göre tek ve çok katmanlı yapay sinir ağları olmak üzere iki gruba ayırabiliriz.

2.4.1. Tek katmanlı ileri beslemeli ağlar

İleri beslemeli ağlar, işaretin ağ girişinden çıkışına doğru tek yönlü olarak iletildiği ağlardır. Genelde tek bir nöron istenilen giriş çıkış işlevini yerine getiremez. Bu sebeple bağlantı ağırlıkları dışında aynı özelliklere sahip nöronlar bir araya getirilerek katmanlar oluşturulur. İleri beslemeli ağlarda bir katmandaki nöronlar, ancak bir önceki katmanın çıkışlarını giriş olarak alabilirler. Şekil 2.1'e bakınız.

Sinir nöronlarının insan beyninde gerçekleştirdikleri zihinsel fonksiyonları yapay sinir nöronlarıyla yapabilmek için öncelikle fonksiyonu en iyi ifade edebilecek yapay sinir ağı modelinin ve nöron sayısının belirlenmesi gerekir.



Şekil 2.1. Tek katmanlı yapay sinir ağı

Tek katmanlı yapay sinir ağlarında ağı oluşturan yapay sinir nöronlarının aldıkları girişe göre verdikleri çıkış aktivasyon fonksiyonundan geçirildikten sonra kullanıma hazırdır. Alınan çıkışlar incelenen problemin çözümünü sağlıyorsa tek katmanlı ağ kullanıma elverişlidir ve daha karmaşık ağ kullanmaya gerek yoktur.

Tek katmanlı ağlar her problem için elverişli olmaz. Bu ağların en önemli problemi kapasitelerin kısıtlı olmasıdır. Kısıtlamayı kaldırmanın en pratik çözüm yolu çok katmanlı yapay sinir ağları kullanmaktır.

Yapay sinir nöronunun çalışma prensibinde anlatıldığı gibi ağıdaki her yapay sinir nöronuna n adet girişin ağırlık matrisi ile çarpılmış değerleri gelir. Her bir yapay sinir nöronunda bu değerler işlenerek çıkış oluşturulur. Örneğin birinci yapay sinir nöronuna gelen girişlere bakalım; Örneğin y_1 yapay sinir nöronunun çıkışı;

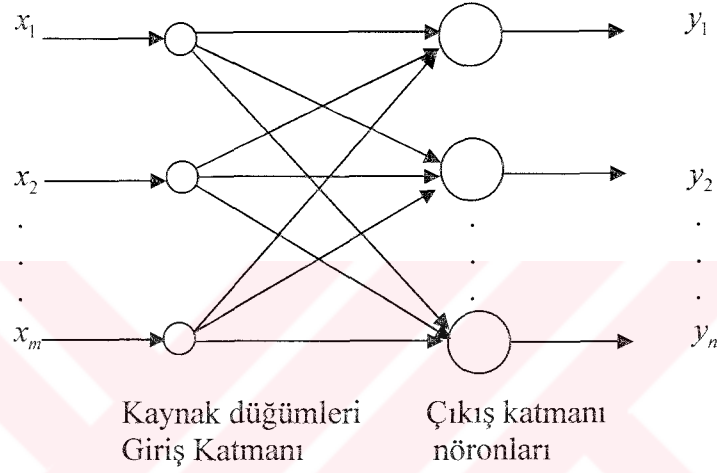
$$y_1 = x_1 w_{11} + x_2 w_{21} + \dots + x_m w_{m1} \quad (2.1)$$

eğer aktivasyon fonksiyonu varsa, f aktivasyon fonksiyonu olmak üzere;

$$y = f(y_1)$$

ifadesi birinci yapay sinir neronunun çıkışını verir.

Aktivasyon fonksiyonu yoksa $y = y_2$ olacaktır. Bu örnekte w ağırlık matrisinin boyutu; n yapay sinir neron sayısı, m giriş sayısı olmak üzere $m \times n$ olacaktır. Örneğin w matrisinde w_{12} elemanı bir nolu girişi iki nolu yapay sinir neronuna bağlayan değerdir.

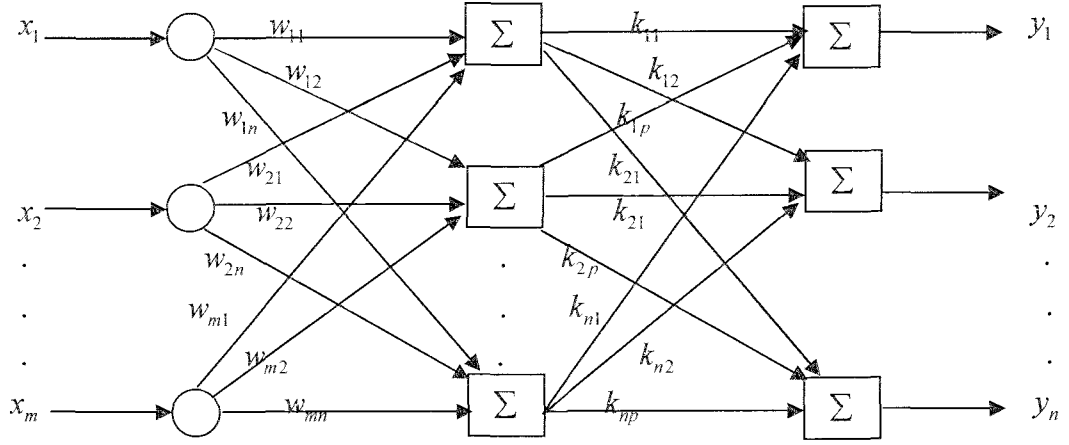


Şekil 2.2. Tam bağlantılı ileri beslemeli bir YSA mimarisi

2.4.2. Çok katmanlı ileri beslemeli ağlar

Tek katmanlı ileri beslemeli ağlardan farkı, giriş ile çıkış arasında gizli katmanların bulunmasıdır. Çoğu uygulamalarda tek gizli katman kullanılıyorsa da birden fazla gizli katman da kullanılabilir.

Ağa gizli katmanların eklenmesi ile giriş ile çıkışı ilişkilendiren daha karmaşık işlevleri gerçekleştirmek kolaylaşır. Çünkü ilgilenilen herhangi bir sistem veya işlevin girişi ile çıkışını ilişkilendiren daha çok parametre, gizli katmandaki bağlantı ağırlıklarına kodlanır.



Şekil 2.3. Tam bağlantılı tek gizli katmanlı ileri beslemeli bir yapay sinir ağı mimarisi

Şekil 2.3’de tam bağlantılı m girişli, n çıkışlı tek gizli katmanlı bir ağ mimarisi verilmiştir. Giriş düğümleri girişleri ilgili ağırlık bağlantıları üzerinden gizli katmana bağlarlar. Şekilden de görüldüğü gibi her bir giriş düğümü veya nöron kendinden sonra gelen tüm nöronlara bir bağlantı ağırlığı ile giriş verirler. Bu yapıda birbirine bağlı nöronlardan oluşan ağlara tam bağlantılı ağlar denilir. Bazı durumlarda yukarıda sözü edilen bağlantı gereksiz olabilir. Böyle yani her bir nöronun veya giriş düğümünün kendisinin bulunduğu katmandan bir sonraki katmandaki her nörona giriş vermediği ağlara da kısmi bağlantılı ağlar denilir.

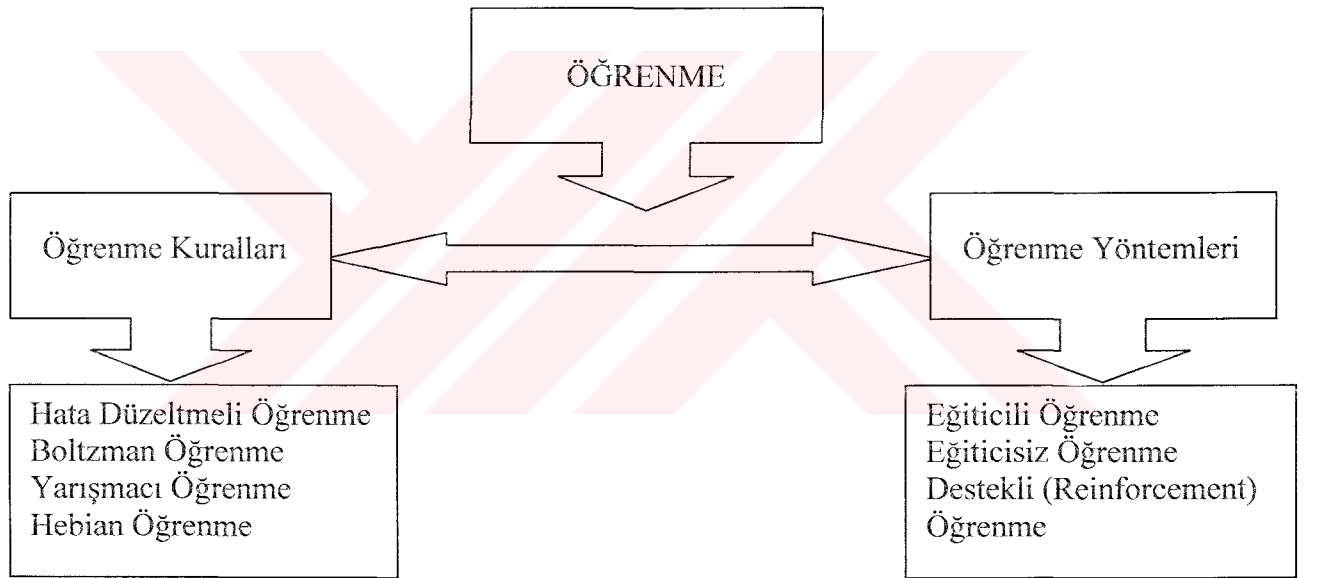
Tek katmanlı ağların nöron sayısı ne kadar fazla olursa olsun bazı karmaşık problemlerin, uygulamaların çözümünde doğru sonuçlar vermemesi çok katmanlı ağı araştırmacılara alternatif bir çözüm yolu sunmuştur.

2.5. Yapay Sinir Ağlarında Öğrenme

Yapay sinir ağlarında öğrenme Mendel ve McClaren (1970)’in tanımıyla: ”Öğrenme, ağın içinde bulunduğu ortam tarafından, devam eden bir süreçte bağımsız ağ parametrelerinin ayarlanması işlemidir”. Yani kısaca herhangi bir sistemi modellemek amacıyla tasarlanan bir ağda bağlantı ağırlıklarının ve nöron eşiklerinin istenilen giriş-çıkış eşleştirmesini sağlayacak şekilde belirleme işlemine öğrenme denilir.

Öğrenme yöntemi veya çeşidi ağ mimarisine ve hangi parametrelerin değiştirileceğine bağlıdır. Öğrenme işlemini gerçeklemek üzere tanımlanmış kuralların tümüne öğrenme algoritması denilir. Bu güne kadar çeşitli öğrenme algoritmaları geliştirilmiştir. Bu algoritmaların herbirinin kendine has üstünlükleri ve eksiklikleri vardır. Simon Haykin [83] öğrenmeyi Şekil 2.4’de görüldüğü gibi sınıflandırmıştır.

Bir sonraki kısımda öğrenme algoritmalarından geriye yayılım algoritması yaygın olarak kullanıldığı ve bu tez çalışmasında kullanılan ağ bu algoritma ile eğitildiği için ayrıntılı olarak açıklanacaktır. Diğer öğrenme algoritmalarına değinilmeyecektir.



Şekil 2.4. Yapay sinir ağlarında öğrenmenin sınıflandırılması

2.6. Geri Yayılım Algoritması (Backpropagation Algorithm)

Geriye yayılım algoritması, günümüzde en çok kullanılan öğrenme algoritmasıdır. Minsky ve Papert 1969 yılında iki katmanlı ileri beslemeli ağların tek katmanlı algılayıcıdaki bir çok sınırlamayı ortadan kaldırdığını göstermiş, fakat gizli katmanların ağırlıklarının nasıl değiştiği konusuna bir çözüm getirememişlerdir. Geriye yayılım öğrenme kuralı bu soruna getirilmiş bir çözümdür. Günümüzde en çok

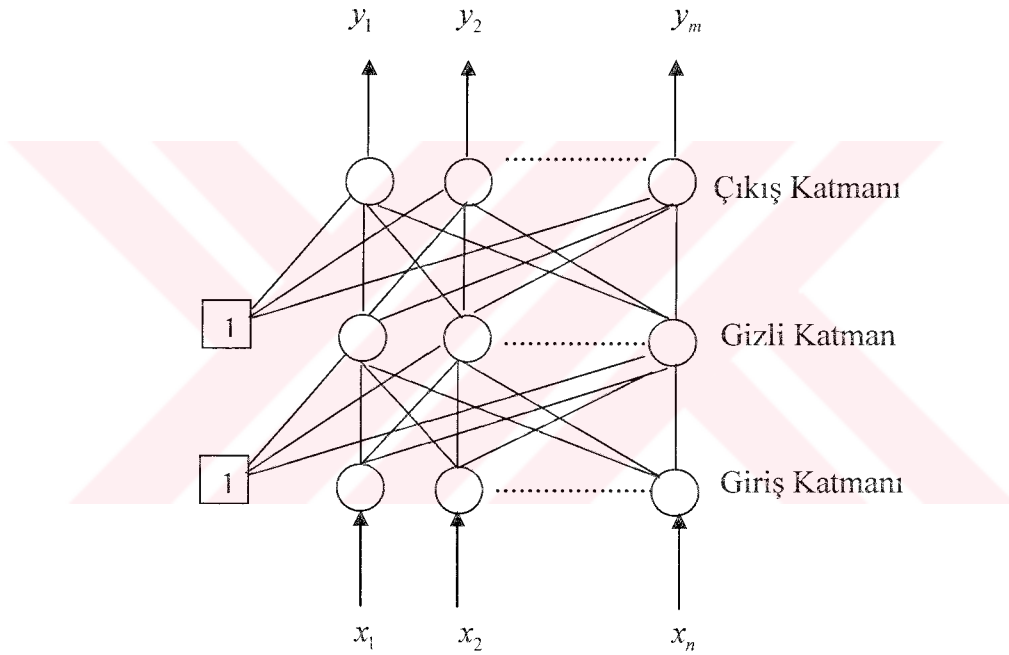
kullanılan öğrenme algoritması olmasının en önemli sebebi ise, öğrenme algoritmasının ve öğrenme kapasitesinin basitliğidir. Geri yayımlı öğrenme metodu olarak isimlendirilen eğitim algoritmasının temeli ilk olarak Werbos'un Harvard Üniversitesi'nde verdiği doktora tezinde ileri sürülmüş daha sonra Parker tarafından MIT'nin bir teknik raporunda ele alınmış ve Rumelhart ve arkadaşları tarafından da popüler hale getirilip uygulanabilir şekle dönüştürülmüştür. Daha önce Adaline mimarisi ile kullanılan LMS veya Delta kuralının geliştirilmiş ve çok katmanlı yapıya uyarlanmış hali olan geriyayımlı öğrenme metodu, çok katmanlı perseptron yapısı üzerinde çok çeşitli problemlerin çözümünde kullanılmaktadır. Burada geri yayılım kavramı, oluşan hatalar için kullanılmaktadır.

Geri yayımlı öğrenme metodu ile çok katmanlı perseptron ağı üzerinden iki geçiş söz konusudur. İleri besleme aşamasında eğitim için kullanılan girdi, sisteme beslenir ve bunun sonuçları her bir katmanı geçerek çıktı katmanına kadar gelir ve girdiye karşılık bir çıktı elde edilir. Bu aşama sırasında ağ üzerindeki ağırlık değerleri sabit tutulur. İkinci aşama olan geri besleme aşamasında, elde edilen çıktı ile hedef çıktı arasındaki farktan hata sinyali elde edilir ve bu sinyal ağ yapısında geriye doğru yayılır. Bu geri yayılım aşamasında, oluşan hatayı minimuma indirecek şekilde ağırlık değerleri güncellenir.

Karmaşık verilerin sınıflandırılmasında kullanılan etkin YSA modellerinden birisi; ilk olarak Werbos tarafından düzenlenen daha sonra Parker, Rumelhart ve McClelland tarafından geliştirilen geri yayılım ağıdır (Back Propagation Network). İlk uygulamaları yazılı metinden söz sentezi, robot kollarının kontrolüdür. Sınırları ise denetimli eğitim giriş ve çıkış örneklerinin çok sayıda olmasıdır. Backpropagation günümüzde en yaygın kullanılan öğrenimi kolay sonuçları etkin bir YSA'dır.

Yayınma ve uyum gösterme (Propagate - Adapt) olmak üzere iki aşamada işlemleri gerçekleştiren GYA (Geri Yayılım Algoritması), katmanlar arasında tam bir bağlantının bulunduğu çok katmanlı (Multilayer), İleri Beslemeli (Feed Forward) ve Denetimli (Supervised) olarak eğitilen bir YSA modelidir.

Geri yayılım algoritması (Backpropagation) birçok uygulamalarda kullanılmış en yaygın öğrenme algoritmasıdır. Anlaşılması kolay ve tercih edilen öğretim algoritmasıdır. Bu algoritma; hataları geriye doğru çıkıştan girişe azaltmaya çalışmasından dolayı geri yayılım ismini almıştır. Geri yayımlı öğrenme kuralı ağ çıkışındaki mevcut hata düzeyine göre her bir tabakadaki ağırlıkları yeniden hesaplamak için kullanılmaktadır. Bir geri yayımlı ağ modelinde giriş, gizli ve çıkış olmak üzere 3 katman bulunmakla birlikte, problemin özelliklerine göre gizli katman sayısını artırabilmek mümkündür. Şekil 2.5’de 3 katmanlı bir geri yayılım ağı gösterilmiştir.



Şekil 2.5. Geri yayımlı yapay sinir ağının genel yapısı

Giriş katmanı; giriş veri gruplarının ağa sunulduğu terminallerdir. Bu katmanda nöron sayısı, A giriş veri sayısı kadardır ve her bir giriş nöronu bir veri alır. Burada veri işlenmeden bir sonraki katman olan gizli katmana geçer.

Gizli katman; ağın temel işlevini gören katmandır. Bazı uygulamalarda ağda birden fazla gizli katman bulunabilir. Gizli katman sayısı ve katmandaki nöron sayısı B, probleme göre değişir, tamamen ağ tasarımcısının kontrolündedir ve onun tecrübesine

bağlıdır. Bu katman; giriş katmanından aldığı ağırlıklandırılmış veriyi probleme uygun bir fonksiyonla işleyerek bir sonraki katmana iletir. Bu katmanda gereğinden az nöron kullanılması giriş verilerine göre daha az hassas çıkış elde edilmesine sebep olur. Aynı şekilde gerektiğinden daha çok sayıda nöron kullanılması durumunda da aynı ağda yeni tip veri gruplarının işlenmesinde zorluklar ortaya çıkar.

Çıkış katmanı; ağın en uç katmanıdır. Gizli katmandan aldığı veriyi ağın kullandığı fonksiyonla işleyerek çıktısını verir. Çıkış katmanındaki nöron sayısı C , ağa sunulan her verinin çıkış sayısı kadardır. Bu katmandan elde edilen değerler yapay sinir ağının söz konusu problem için çıkış değerleridir.

Backpropagation ağında; bir katmandan bir başka katmana, aradaki katmanı atlayarak geçebilmek mümkün değildir. Bir giriş verisinin ağın ilk katmanında yer alan düğümlere uygulandığında en üst katman olan çıkış katmanına erişinceye kadar, bu veri üzerinde çeşitli işlemler gerçekleştirilir. Bu işlemlerin sonucunda elde edilen fiili çıktı, olması gereken çıktı ile karşılaştırılır. Fiili ve olması gereken değerler arasındaki fark, her çıktı düğümü için bir hata sinyali olarak hesaplanır. Hesaplanan hata sinyalleri, her çıktı düğümüne karşı gelen ara katmandaki düğümlere aktarılır. Böylece ara katmandaki düğümlerin her biri toplam hatanın sadece hesaplanan bir kısmını içerir. Bu süreç her katmandaki düğümler toplam hatanın belirli bir kısmını içerecek şekilde giriş katmanına kadar tekrarlanır. Elde edilen hata sinyalleri temel alınarak, bağlantı ağırlıkları her düğümde yeniden düzenlenir. Bu düzenleme tüm verilerin kodlanabileceği bir duruma ağın yakınsamasını sağlar.

Yukarıda anlatıldığı gibi; ileri besleme safhasında, giriş tabakasındaki nöronlar veri değerlerini doğrudan gizli katmana iletirler. Gizli katmandaki her bir nöron kendi giriş değerlerini ağırlandırarak toplam değer hesap ederler ve bunları bir taşıma fonksiyonu ile işleyerek bir ileriki tabakaya veya doğrudan çıkış katmanına iletirler. Katmanlar arasındaki ağırlıklar başlangıçtaki rastgele küçük rakamlardan oluşur.

Çıkış katmanındaki, her bir nöron ağırlıklandırılmış değeri hesaplandıktan sonra, bu değer yine taşıma fonksiyonu ile karşılaştırılarak mevcut hata minimize edilmeye çalışılır. Hata değeri belli bir mertebeye ininceye kadar iterasyon işlemine devam edilir

ve böylece ağıın eğitim aşaması tamamlanmış olur. Katmanlar arasındaki bağlantılardaki ağırlık değerleri eğitimi tamamlamış ağıdan alınarak deneme safhasında kullanılmak üzere saklanır. Geriye yayılım öğrenme kuralının arkasındaki temel düşünce, çıkış katmanının nöronlarına ait hataların geriye yayılmasıyla gizli katmanların nöronlarına ait hataların belirlenmesi sonucu ağıın bağlantı ağırlıklarının bu hataları en küçük yapacak şekilde değiştirilmesidir. Bu nedenle çoğunlukla bu yönteme geriye yayılım öğrenme kuralı denir. Geriye yayılma, aynı zamanda, Widrow ve Hoff tarafından ileri sürülen delta kuralının lineer olmayan aktivasyon fonksiyonları ve çok katmanlı ağılar için genelleştirilmesi olarak da düşünülebilir. Literatürde Delta kuralına Widrow–Hoff kuralı, LMS (Least Mean Square: En Küçük Karesel Ortalama) kuralı da denilmektedir. Çok katmanlı genlikte sürekli algılayıcı tipi ağılarda kullanılabilen, Geriye Yayılım Algoritması, verilen bir f fonksiyonunu, $y(k) = f(x(k))$ olmak üzere sabit bir $\varphi(\cdot)$ olasılık yoğunluk fonksiyonuna göre herhangi bir sistem tarafından üretilmiş örnek çiftleri eşleştirmek için geliştirilmiş, eğiticili bir öğrenme algoritmasıdır. Geriye yayılım algoritması, ağıın çıkışı y ile istenilen gerçek çıkış d arasındaki karesel hatayı minimum yapmak için eğitim düşme algoritmasını kullanır. Grup uyarımalı öğrenmede k 'inci çevrim veya k 'inci adım için karesel hata;

$$e(k) = \|d(k) - y(k)\| \quad (2.2)$$

olarak tanımlanır.

Yapay sinir ağıının eğitimi için $(x_1, y_1), (x_2, y_2), \dots, (x_n, y_n)$ gibi, N adet eğitim çiftlerinden oluşan eğitim seti kullanılır. Eğitim çifti vektörleri X ile Y arasında $Y = f(X)$: $X \in R^N$, $Y \in R^M$ gibi bir ilişki bulunmaktadır. Yapay sinir ağıına göre öğrenme, bir giriş vektörü için uygun ağırlık matrisinin, ağı tarafından öğrenilerek bulunmasıdır. Burada açıklanan öğrenme tekniği, bilinen noktalar sayısına göre, bir eğrinin en iyi şekilde ifade edildiği denklemin bulunması problemine benzetilmektedir. Çünkü, burada yapılmak istenen, doğrusal olmayan bir değişimin benzetilmesi, başka bir deyişle girişlere en uygun yanıtı verecek değerlerin elde edilmesidir. Bu yüzden, geri yansıtımalı yapay sinir ağı için küçük kareler yönteminin iteratif versiyonu olan en dik eğitim metodu uygulanacaktır [84].

Geriye yayılma algoritması birbirine bağılı sabit üniteli ve çok katmanlı ağlar için ağırlıkların bulunmasında kullanılan bir algoritmadır. Bu algoritmanın temel prensibi çıkış için hedef değerleri ile ağ çıkışındaki değerler arasındaki hatayı minimize etmeye çalışmaktır.

Bu algoritma, tek katmanlı ağlardan daha ziyade çok katlı ağlara yöneliktir. Bir ağın çıkış ünitelerinin toplam hatası aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$E = \frac{1}{2} \sum_{d \in D} \sum_{k \in \text{çıkışlar}} (t_{kd} - o_{kd})^2 \quad (2.3)$$

Formüldeki çıkışlar, ağdaki çıkış ünitelerinin kümesidir. t_{kd} ve o_{kd} d . eğitim örneği ve k . çıkış ünitesi ile birlikte birleştirilmiş hedef ve çıkış değerleridir. Çıkış katmanındaki her bir nöron için nöron çıkışı,

$$O_k = \frac{1}{1 + e^{-net_k}} \quad (2.4)$$

Burada O_k çıkış katmanının aktivasyon değerini göstermektedir.

$$net_k = \sum_j w_{jk} O_j \quad (2.5)$$

Saklı katman için aktivasyon değerlerinin ifadesi aynı şekilde elde edilebilir.

$$O_j = \frac{1}{1 + e^{-net_j}} \quad (2.6)$$

$$net_j = \sum_i w_{ij} O_i \quad (2.7)$$

Ağırlıkların yenilenmesi

$$w_{jk} = w_{jk} + \Delta w_{jk} \quad (2.8)$$

eşitliği ile elde edilir. Burada Δw_{jk} ağırlık yenileme değeridir.

Hataların karesi alınarak beklenen değerden uzak olan çıkış değerlerinin toplam hatayı oluşturması sağlanmaktadır. Hatayı minimum yapmak amacı ile hatanın ağırlıklara olan bağımlılığı hesaplanır ve gradiente bağlı olarak ağırlıklar hatayı düşürecek şekilde yenilir.

$$\Delta w_{jk} = -\eta \partial_k O_j \quad (2.9)$$

$$\Delta w_{ij} = -\eta \partial_j O_i \quad (2.10)$$

Burada ∂_k , ∂_j sırası ile çıkış ve saklı katman için hata terimi, η ise öğrenme oranıdır. Çıkış katmanı için hata terimi ve saklı katman için hata terimi ise aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\partial_k = (t_k - O_k) f'(net_k) \quad (2.11)$$

$$\partial_j = f'(net_j) \sum_k \partial_k W_{kj} \quad (2.12)$$

Yukarıdaki ifadelerde $f'(\cdot)$ katmanlar arası sigmoid aktivasyon fonksiyonunun türevidir.

BÖLÜM III

PLANAR YAPILAR

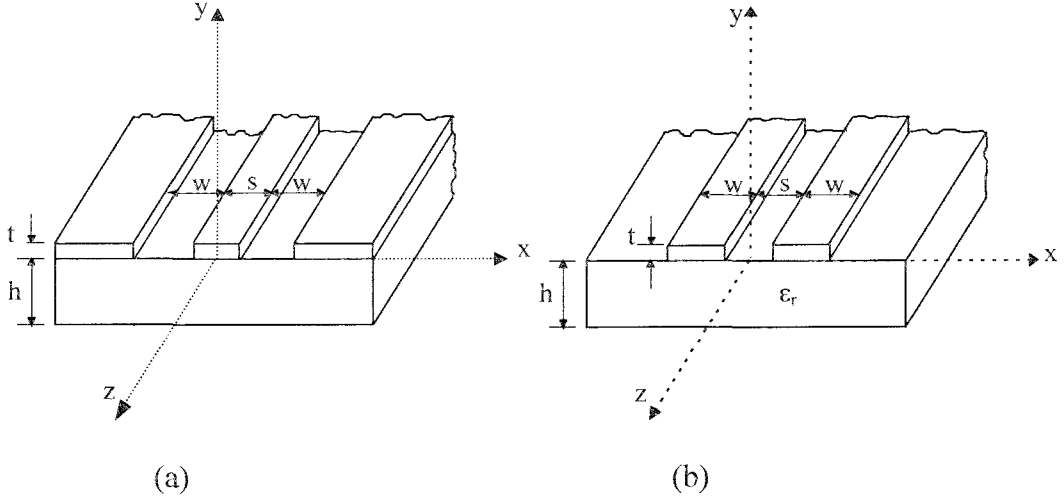
3.1. Giriş

Bütün iletkenleri aynı düzlem üzerinde, bir başka ifadeyle dielektrik tabanın sadece bir yüzeyinde bulunan hatlar, koplanar hatlar olarak adlandırılır. Koplanar hatlar; yarı hatları (SL), koplanar dalga kılavuzlarını (CPW) ve koplanar şerit (CPS) hatları kapsamaktadır. Koplanar hatların en belirgin avantajları paralel ve seri konfigürasyonlu toplu elemanların (aktif veya pasif) montajını çok kolay gerçekleştirmesidir. Koplanar hatlara, başka bir eleman bağlantısı yapılacak olduğunda, tüm iletken şeritler aynı düzlem üzerinde bulunduğu için dielektrik taban boyunca delik yada yarık açmaya gerek yoktur.

3.2. Koplanar İletim Hatları ve Analiz Metodları

CPW ve CPS'lerin kesit görünüşü Şekil 3.1'de gösterilmektedir. Şekil 3.1 (a)'da görüldüğü gibi CPW, dielektrik tabanın bir yüzeyine paralel olarak yerleştirilmiş iki toprak düzlem ve bir merkez şeritten oluşmaktadır. Propagasyon yönünde manyetik alan bileşeni bulunmadığı için CPW'deki propagasyon modu yüksek frekanslarda TEM olarak kabul edilir. CPW'de manyetik alan, hava-dielektrik ara yüzeyindeki yarıklarda eliptik olarak polarize edildiğinden CPW'ler, karşılıksız ferit düzenler için uygun görülmüştür. CPS, CPW'nin bir komplementeridir. Şekil 3.1 (b)'den de görüldüğü gibi CPS, dielektrik tabanın bir yüzeyine paralel olarak yerleştirilmiş iki iletken şeritten meydana gelmektedir.

Mikrodalga frekanslarının düşük bölgelerinde, CPS'ler yüksek hızlı bilgisayar devrelerinde işaret taşıma için uygundur. Koplanar hatlar dengeli yapılar olduğundan, mikserler ve besleme hatları gibi dengeli devreler için oldukça elverişlidir.



Şekil 3.1. (a) CPW geometrisi (b) CPS geometrisi

Koplanar hatların analizi am dalga analizi kadar iyi olan quasi-statik yaklaşım kullanılarak yapılabilir. Wen [63], dielektrik taban kalınlığını sonsuz kabul etmek suretiyle konform dönüşüm metodunu kullanarak koplanar hatların quasi-statik analizini gerçekleştirmiştir. Wen tarafından izlenen metod, dielektrik taban kalınlığını sonlu kabul etmek suretiyle, Davis ve arkadaşları [85] tarafından değiştirildi. CPW karakteristiklerindeki ekranlama etkisi, sonlu farklar metodu kullanılarak elde edilebilir. Koplanar hatların faz hızının ve karakteristik empedansının frekans bağımlılığını hesaba katan tam-dalga analizi, spektral domende Galerkin metodu, [86] kullanılarak, varyasyonel metodu ve integral denklemlerin üniform olmayan ayırımı metoduyla [72] yapılabilir.

CPW ve CPS iletim hattı karakteristikleri konform dönüşüm tekniği kullanılarak, analitik formüller şeklinde elde edilebilir. İletim hat analizinde, konform dönüşüm tekniğinin geçerliliği, bir quasi-statik kabule dayanır. İletim hattındaki propagasyon modu TEM'dir. Bilindiği gibi, bağıl olarak quasi-statik yaklaşım 40 GHz'lik frekanslara kadar geçerlidir [74]. Üstelik, frekans-bağımlı formüller, quasi-statik formüller değiştirilerek kolayca elde edilebilirler [87]. İletim hattının karakteristik empedansı, faz hızı ve efektif dielektrik sabiti, quasi-statik yaklaşım kullanılarak,

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad (3.1)$$

$$V_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.2)$$

$$Z_0 = \frac{1}{C.V_f} \quad (3.3)$$

bağıntıları ile hesaplanabilir [22]. Burada c boşluktaki ışık hızı, C birim uzunluktaki toplam hat kapasitesi ve C_0 ise dielektrik ortam olmadığı durumdaki hat kapasitesidir. İletim hattının quasi-statik parametrelerini elde etmek için, sadece C ve C_0 bulmak yeterli olacaktır. Koplanar dalga kılavuzları, GaAs taban üzerinde bulunan monolitik veya hibrid mikrodalga entegre devre uygulamaları için mikroşerit hatlara nazaran daha çok avantajlar sağlarlar [41]. Koplanar dalga kılavuzu, aktif ve pasif elemanların paralel ve seri olarak bağlantı yapılması kolaylığı sağlar. Bununla birlikte, devre tasarımlarında CPW'lerin kullanımı beklenilenden daha az olmuştur. Bunun temel sebebi koplanar hat uygulamalarıyla ilgili genel amaçlı CAD paketlerinin ve simülasyon programlarının fazla geliştirilmemiş olması ve deneysel çalışmalarda koplanar hatların kompleks düzene sahip devrelerde kullanılması durumunda bir takım ciddi zorluklarla karşılaşılmasıdır. Üst ekran, iletken destek, sonlu toprak düzlemi ve hattın hatta kuplaj gibi düzenlemelerle hassasiyetin artırılması durumu, mikroşerit hatlara nazaran CPW konfigürasyonunu daha az sınırlamaktadır. Bunlar arasında, üst ekranlı durum, MMIC'lerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Oysa, iletken şeritlerin toprak düzlemine dik yerleştirilmesiyle meydana gelen ekranlı yapılar yaygın değildir. Hatların hem yüksek güç iletimi hem de mekanik dayanımı için çoğu kez iletken destekli CPW (Conductor Backed CPW) kullanılır [88-90]. İletken destekli CPW, koplanar ve mikroşerit hatlı mikser devrelerinin kolay gerçekleşmesine imkan sağlar. Hem üst ekran hem de iletken destek hattın empedans seviyesini düşürür. Koplanar devrelerde toprak düzlem genişliği, maksimum hat yoğunluğunu doğrudan etkilediği için mümkün olduğu kadar küçük olmalıdır. Yan toprak düzlem boyutlarının küçük olması, hat empedansının daha yüksek olmasına neden olur ve hattın hatta kuplaj artar. Sonlu

toprak düzlemlili CPW, bir quasi-TEM yarık hat modunu destekler. CPW'nin seçilen bir çift mod durumundaki empedans seviyesi quasi-TEM yarık hat modu ile karşılaştırılabilir.

Kompleks devre topolojisi, çoğu kez teorik olarak topraklanması gereken fakat gerçekte topraklanmayan kaçak elektrik alanlarına yol açar. Mikroşerit devrelerde olduğu gibi topraklama, geçiş delikleri vasıtasıyla kolay bir şekilde elde edilemeyeceğinden, iletken destek bu problem için uygun bir çözümdür. Diğer taraftan hatlar arasındaki aralık, devre boyutlarını etkilediğinden fazla büyük olmamalıdır.

Bilindiği gibi quasi-statik analizin yüksek frekanslarda (C bandı ve hatta X bandı üzerindeki frekanslar) doğru sonuçlar verip vermiyeceği kesin değildir. Quasi-statik yaklaşım, X bandından çok daha ileri frekans bölgesinde de oldukça doğru sonuçlar verebilmektedir.

Koplanar hatların frekans bağımlı parametreleri için kapalı form ifadelerin yetersizliği belirli frekans bölgeleri için tahminler yapmayı zorlaştırırsa da, literatürdeki mevcut nümerik yaklaşımlardan bazı genel sonuçlar çıkarılabilir [91,92,93]. [90]'daki çalışma buna örnek gösterilebilir. Bu çalışmada $h=150\mu m$ taban kalınlıklı ve $100\mu m$ şerit genişliğine sahip bir GaAs taban üzerinde bulunan iletken destekli CPW için, dispersif etkilerin 0-40 GHz bölgesinde ihmal edilebilir seviyede olduğu gösterilmektedir.

MMIC'ler için uygun taban kalınlığı genellikle $100-300\mu m$ aralığındadır. İletken destekli CPW'deki dispersif etkiler, mikroşerit hatlara göre dikkate değer bir biçimde daha azdır. Yarık genişliklerinin taban kalınlıklarına eşit yada yakın değerlerde olması durumunda, CPW ve mikroşerit hatlardaki dispersif etkiler hemen hemen aynıdır. Örneğin, $200\mu m$ şerit genişlikli ve $100\mu m$ yarık genişliğine sahip sonsuz kalınlıklı GaAs tabanlı bir CPW için faz hızının bağıl değişimi 0-40 GHz bölgesinde yaklaşık %2 oranındadır. Bu sonuç göstermektedir ki, quasi-TEM yaklaşım, MIC'lerin çalışma frekans bandında frekanstan bağımsız yapılar için uygun sonuçlar verebilir.

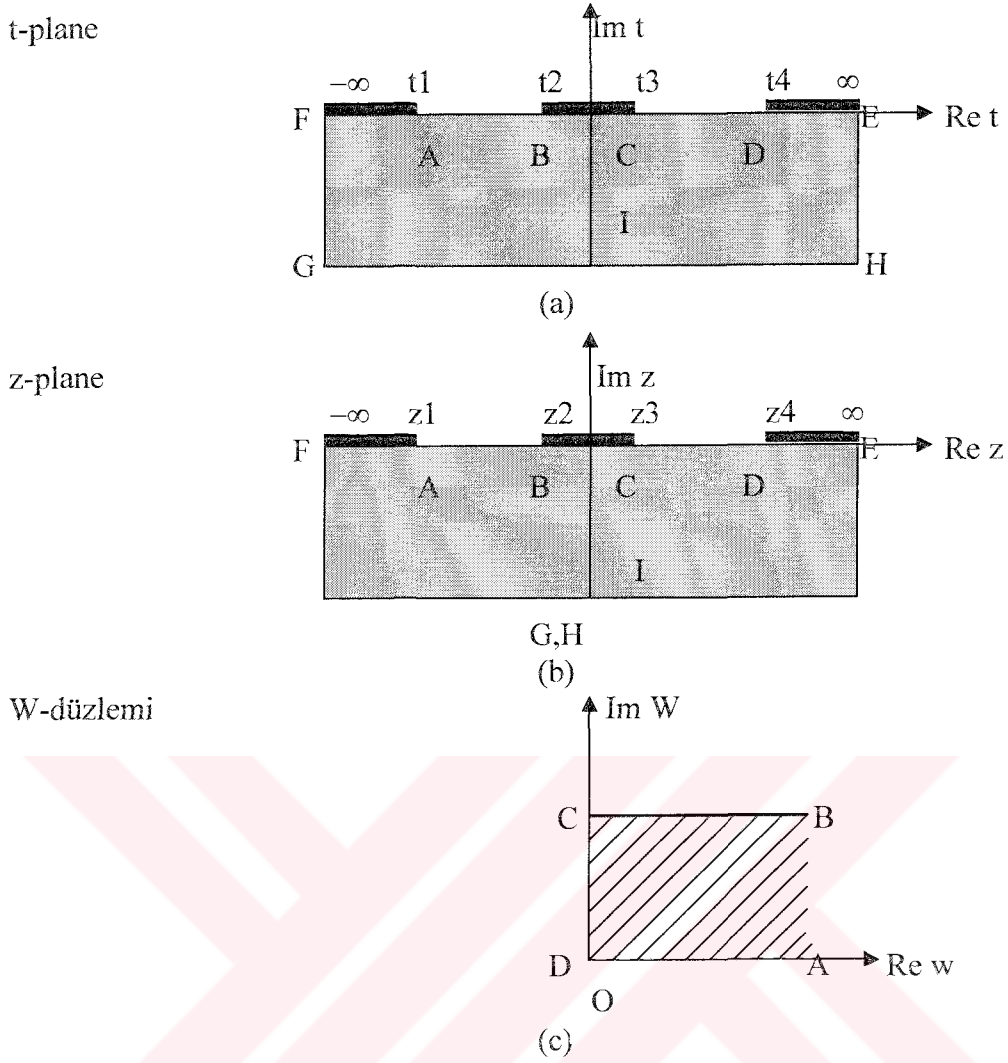
3.3. Asimetrik Koplanar Dalga Kılavuzlarının Quasi-Statik Analizi

Bugüne kadar simetrik dalga kılavuzları ve şerit hatların karmaşık mikrodalga devrelerinin dizaynında paralel ve seri bağlantılarındaki esnekliklerinden dolayı bu hatların quasi-statik parametrelerinin hesaplanmasına çalışılmıştır.

Simetrik koplanar dalga kılavuzu, koplanar şerit hat bu ve diğer birkaç sebepten dolayı MMIC uygulamaları için uygundur. Diğer yandan, asimetrik koplanar hatların da karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabitindeki esneklikleri gibi monolitik mikrodalga entegre devrelerine sağladıkları önemli avantajları vardır.

Konform dönüşüm tekniği kullanılarak asimetrik koplanar dalga kılavuzlarının quasi- statik karakteristiklerini ve geometrik boyutların bu quasi- statik parametreler üzerindeki etkisini açıkça belirten birkaç çalışma yapılmıştır. [94]'de asimetrik koplanar dalga kılavuzu (ACPW) için verilen quasi- statik formüller uzun ve karmaşık ifadelerdir. Şekil 3.3'de asimetrik koplanar dalga kılavuzunun yapısı görülmektedir.

ACPW'nin birim uzunluktaki toplam kapasitansı tabanın olmadığı durumdaki hava dolu hat kapasitansı ve dielektrik sabiti ($\epsilon_r - 1$) varsayılan tabanın kapasitans toplamıdır. Önce hava kapasitansını C_a 'yı elde edebilmek için ACPW'yi tabanı yok olarak düşünüp Şekil 3.2 (a)'daki üst yarı düzlem, dönüştürülür.



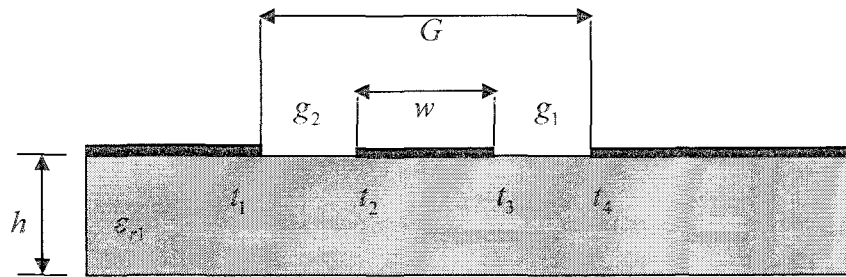
Şekil 3.2. ACPW'nin kapasitesini hesaplamak için konform dönüşüm
 (a) Orijinal ACPW yapısı
 (b) Dielektrik bölge için ara dönüşüm
 (c) Paralel plakalı kondansatöre dönüşüm

Bugün MMIC'lerdeki gelişmelerden dolayı çeşitli koplanar tip iletim hatlarının quasi-statik karakteristiklerinin daha iyi belirlenmesine ihtiyaç vardır. Daha önceki çalışmalarda [63, 69, 76, 91, 95], seri ve paralel bağlantılara ihtiyaç duyulan kompleks mikrodalga devrelerinde simetrik CPW'nin quasi-statik parametreleri hesaplanmıştır. MMIC'lerde yaygın bir şekilde kullanılan CPW'ler, konvaksiyonel CPW, açık destekli CPW, katlı-destekli CPW, çok katlı dielektrik taban destekli CPW yapılarıdır. Sadece ana taban ve üzerinde serbest ortam bulunan asimetric koplanar dalga kılavuzu (ACPW) için analitik ifadeler literatürde mevcuttur [95,96]. Bununla birlikte böyle bir yapı,

MMIC uygulamalarında GaAs taban için uygun değildir. Çünkü GaAs taban ince ve kırılgen bir tabandır. Sonuç olarak, ACPW yapısının ortalama güç taşıma kapasitesini ve mekanik dayanımını artırmak için, kırılgen ve ince GaAs tabanı diğer dielektrik tabanlar üzerine monte etmek gibi bir çözüm düşünölebilir. MMIC'lerin koruyucu bir katmanı gibi davranan katlı tabanlar, efektif dielektrik sabitini ve dolayısıyla karakteristik empedansı değiştirmek için de kullanılabilir [97]. Quasi-TEM yaklaşımların sadece düşük frekanslarda geçerli olduğu daha önce belirtilmişti. Bununla birlikte [98]'de verilen CPW'nin dispersiyon karakteristiklerine göre, quasi-statik TEM parametreler yaklaşık olarak bütün mikrodalga frekans bölgesi için ince tabanlara sahip CPW'lerde frekansdaki değişimlere karşı oldukça az hassastır. İlave olarak, CPW'lerin quasi-TEM parametrelerinin hesaplanması için analitik ifadelerin pratik faydası hali hazırda Ghione ve Naldi [76] tarafından belirtilmiştir. Benzer şekilde, Bedair ve Wolff [58], açık destekli CPW'nin quasi-statik parametrelerinin dispersiyon karakteristiklerinin nispeten küçük olduğunu göstermiştir. Yapılan çalışmalar, quasi-statik parametrelerin mikrodalga frekans bölgesinde kullanılabileceğini göstermektedir.

3.3.1. ACPW'nin quasi-statik TEM parametreleri

Sonlu taban kalınlıklı bir açık destekli ACPW konfigürasyonu Şekil 3.3'de gösterilmektedir. Yarıklardaki hava-dielektrik ara yüzeyi manyetik duvar olarak modellenirse, açık destekli ACPW'nin toplam birim uzunluk kapasitesi, $\epsilon_r - 1$ dielektrik sabitine sahip taban kapasitesi ve hava kapasitesinin (C_0) toplamı olarak elde edilir. Hava kapasitesi aşağıda verilen fonksiyonlar yardımıyla hesaplanabilir.



Şekil 3.3. Asimetrik CPW

$$W = \int \frac{dt}{\sqrt{(t-t_1)(t-t_2)(t-t_3)(t-t_4)}} \quad (3.4)$$

$$C_0 = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (3.5)$$

Burada k_0 ve k'_0 modülleri ise,

$$k_0 = \sqrt{\frac{w(w+g_1+g_2)}{(w+g_1)(w+g_2)}} \quad (3.6)$$

$$k'_0 = \sqrt{1-k_0^2} \quad (3.7)$$

dir. C_1 dielektrik kapasitesi için ilk olarak,

$$z = \sinh\left(\frac{\pi t}{2h_1}\right) \quad (3.8)$$

$$W = \int \frac{dz}{\sqrt{(z-z_1)(z-z_2)(z-z_3)(z-z_4)}} \quad (3.9)$$

dönüşümleri yapılır. Böylece,

$$C_1 = \varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad (3.10)$$

elde edilebilir. Burada,

$$k_1 = \sqrt{\frac{2 \sinh\left(\frac{\pi w}{4h_1}\right) \left[\frac{\sinh(\pi(w+2g_1))}{4h_1} + \frac{\sinh(\pi(w+2g_2))}{4h_1} \right]}{\left[\frac{\sinh(\pi w)}{4h_1} + \frac{\sinh(\pi(w+2g_1))}{4h_1} \right] \left[\frac{\sinh(\pi w)}{4h_1} + \frac{\sinh(\pi(w+2g_2))}{4h_1} \right]}} \quad (3.11)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2}$$

dir. Asimetrik CPW'nin toplam birim uzunluk kapasitesi ve efektif dielektrik sabiti,

$$C = C_0 + C_1 = 2\varepsilon_0 \varepsilon_{eff} \frac{K(k_0)}{K(k_1')} \quad (3.12)$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + q \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \quad (3.13)$$

ve doldurma faktörü q ,

$$q = \frac{K(k_0)K(k_1')}{K(k_0')K(k_1)} \quad (3.14)$$

olup, $K(k)$ birinci tip tam eliptik integraldir. $K(k)/K(k')$ oranı için tam ifadeler [99]'den elde edilebilir.

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1 \cdot K(k_0)K(k_1')}{K(k_0')K(k_1)} \quad (3.15)$$

dir. Karakteristik empedans ise,

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_0')}{K(k_0)} \quad (3.16)$$

ile verilebilir [100].

Burada efektif dielektrik sabitinin, asimetrik oranı 1'e doğru arttığı zaman arttığı ve şekil oranı ve w/h arttığı durumda azaldığı belirlenmiştir. Başka bir deyişle, ACPW'nin sinyal şerit genişliği w tabanın kalınlığı h 'a yaklaştıkça efektif dielektrik sabiti azalır. Tabanın kalınlığı 0'a doğru gittikçe modül k_1 sifıra yaklaşır ve dolayısıyla $K(k_1)$ sonsuza yaklaşır. Böylece, Denk. (3.15)'den $\epsilon_{eff} = 1$ bulunur. Buna ek olarak, tabanın kalınlığı sonsuza giderse Denk. (3.11) ve Denk. (3.14)'den modül k_1 , k_0 'a ve doldurma faktörü q , 1'e eşit olur. Böylece, sonsuz kalınlıktaki ACPW için iyi bilinen bir sonuç $(\epsilon_r + 1)/2$ gelinmiş olur. Sonuç olarak, efektif dielektrik sabiti üzerinde taban kalınlığının etkisi ihmal edilemez. GaAs taban için sonlu taban kalınlığı olan ACPW'nin karakteristik empedansı, asimetriklik oranı ve şekil oranı 1'e doğru arttıkça azalmaktadır. Taban kalınlığı sonsuz olduğu zaman karakteristik empedans minimum değerine ulaşmaktadır [101].

3.3.2. Uygulama çalışmasında kullanılan ACPW'nin quasi-statik TEM parametreleri

Uygulama çalışmasında kullanılan fonksiyonlar Denk. (3.17) – (3.42)' de verilmiştir [78].

$$g = h.Rg \quad (3.17)$$

$$sg_i = 0.0025.i + 0.05 \quad i = 0,1,2,3... \quad j = 0,1,2,3,... \quad (3.18)$$

$$s_i = sg_i.g \quad (3.19)$$

$$d1_{i,j} = Rd_j.d2_{i,j} \quad (3.20)$$

$$d2_{i,j} = \frac{g - s_i}{1 + Rd_j} \quad (3.21)$$

$$z1_{i,j} = -(0.5.s_i + d1_{i,j}) \quad (3.22)$$

$$z2_i = -0.5.s_i \quad (3.23)$$

$$z3_i = 0.5.s_i \quad (3.24)$$

$$z4_{i,j} = 0.5.s_i + d2_{i,j} \quad (3.25)$$

$$t1_{i,j} = \sinh\left(\frac{\pi.z1_{i,j}}{2.h}\right) \quad (3.26)$$

$$t2_i = \sinh\left(\frac{\pi.z2_i}{2.h}\right) \quad (3.27)$$

$$t3_i = \sinh\left(\frac{\pi.z3_i}{2.h}\right) \quad (3.28)$$

$$t4_{i,j} = \sinh\left(\frac{\pi.z4_{i,j}}{2.h}\right) \quad (3.29)$$

$$k01_{i,j} = \sqrt{\frac{(z4_{i,j} - z1_{i,j}).(z3_i - z2_i)}{(z3_i - z1_{i,j}).(z4_{i,j} - z2_i)}} \quad (3.30)$$

$$k02_{i,j} = \sqrt{\frac{(t4_{i,j} - t1_{i,j}).(t3_i - t2_i)}{(t3_i - t1_{i,j}).(t4_{i,j} - t2_i)}} \quad (3.31)$$

$$k011_{i,j} = \sqrt{1 - (k01_{i,j})^2} \quad (3.32)$$

$$ko22_{i,j} = \sqrt{1 - (ko2_{i,j})^2} \quad (3.33)$$

$$Kol1_{i,j} = \frac{1}{\pi} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{kol_{i,j}}}{1 - \sqrt{kol_{i,j}}} \right) \quad (3.34)$$

$$Ko22_{i,j} = \frac{1}{\pi} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{ko2_{i,j}}}{1 - \sqrt{ko2_{i,j}}} \right) \quad (3.35)$$

$$KKol1_{i,j} = \left(\frac{1}{\pi} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{kol1_{i,j}}}{1 - \sqrt{kol1_{i,j}}} \right) \right)^{-1} \quad (3.36)$$

$$KKo22_{i,j} = \left(\frac{1}{\pi} \cdot \ln \left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{ko22_{i,j}}}{1 - \sqrt{ko22_{i,j}}} \right) \right)^{-1} \quad (3.37)$$

$$kol_{i,j} < 0.707 \quad Kol_{i,j} = KKol1_{i,j}, \quad kol_{i,j} \geq 0.707 \quad Kol_{i,j} = Kol1_{i,j} \quad (3.38)$$

$$ko2_{i,j} < 0.707 \quad Ko2_{i,j} = KKo22_{i,j}, \quad ko2_{i,j} \geq 0.707 \quad Ko2_{i,j} = Ko22_{i,j} \quad (3.39)$$

$$q_{i,j} = \frac{Ko2_{i,j}}{Kol_{i,j}} \quad (3.40)$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + q_{i,j} \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \quad (3.41)$$

$$Z_0 = \frac{60 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff_{i,j}}}} \cdot \frac{1}{Kol_{i,j}} \quad (3.42)$$

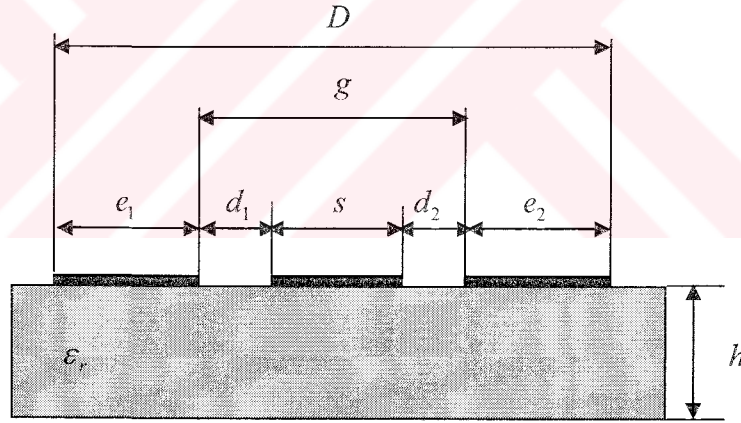
BÖLÜM IV

SONLU TOPRAK DÜZLEMLİ ACPW'NİN KARAKTERİSTİK PARAMETRELERİNİN YAPAY SİNİR AĞLARI İLE BELİRLENMESİ

4.1. Giriş

Bu çalışmada, sonlu topraklı asimetrik koplanar dalga kılavuzunun, yapay sinir ağı kullanılarak analizi yapıldı. Konform dönüşüm metodu kullanılarak bulunan sayısal değerler, yapay sinir ağı kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırıldı.

Uygulamamızda kullanılan koplanar yapısı Şekil 4.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Sonlu toprak düzlemli ACPW

Uygulamadaki sonlu toprak düzlemli ACPW yapı ile ilgili analitik ifadeler Denk. (4.1)-(4.8)'de verilmiştir.

$$Re = \frac{e1}{e2} \quad (4.1)$$

$$Rg = \frac{g}{h} \quad (4.2)$$

$$Rd = \frac{d1}{d2} \quad (4.3)$$

$$gD = \frac{g}{D} \quad (4.4)$$

$$(sg_i = \frac{s_i}{g}, sg_i = 0.0025.i + 0.05) \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (4.5)$$

$$g = s + d1 + d2 \quad (4.6)$$

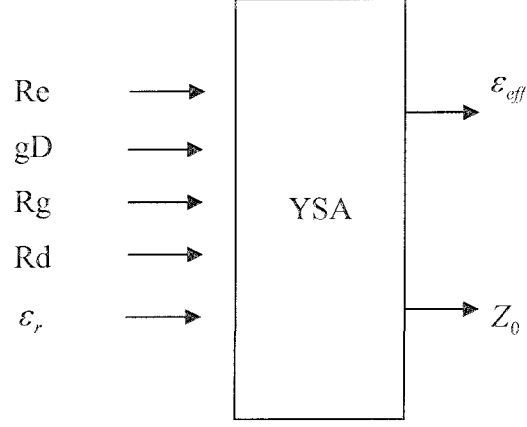
$$D = s + d1 + d2 + e1 + e2 \quad (4.7)$$

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36.\pi} . 10^{-9} \quad (4.8)$$

4.2. Asimetrik Sonlu Toprak Düzlemlı CPW'nin YSA Modeli

Çalışmamızda geri yayılımlı ağ (Backpropagation) kullanıldı. Backpropagation ağı Bölüm 2.6'da detaylı bir şekilde anlatıldı. Uygulamamızdaki ağıımız 1 giriş katmanı, 2 gizli katman, 1 çıkış katmanından oluşturuldu.

Giriş katmanına 5 giriş değeri sunuldu. Gizli katman için; 1. Gizli katman nöron sayısı 40, 2. Gizli katman nöron sayısı 30 seçildi. 2 çıkış değeri hesaplandı. Şekil 4.2'de uygulama ağ yapımız görülmektedir.



Şekil 4.2. Uygulama ağ yapısı

Şekil 4.2’de görüldüğü gibi ağımıza Re , gD , Rg , Rd , ϵ_r giriş değerleri sunularak, çıkışta ϵ_{eff} efektif dielektrik sabiti ve Z_0 karakteristik empedans değerleri hesaplanmıştır. Uygulamamızdaki çalışma aralığı Çizelge 4.1’de gösterilmiştir.

Uygulamamızda, Çizelge 4.1’de belirtilen aralıkta kullanılan data değerleri için, Görür ve arkadaşlarının [78]’deki çalışmalarında konform dönüşüm metodu kullanarak elde ettikleri 8880 data değerleri alındı.

Elde edilen data değerlerinden, ağımız için farklı train ve test setleri oluşturuldu. Her bir yapı için train seti 8880, test seti için 222 data değeri alındı.

Ağımızda Extendet Delta Bar Delta öğrenme kuralı, TanH transfer fonksiyonu kullanıldı. Ağımıza Re , gD , Rg , Rd , ϵ_r giriş değerleri sunularak, çıkışta ϵ_{eff} efektif dielektrik sabiti ve Z_0 karakteristik empedans değerleri hesaplandı.

Uygulama çalışmamızda konform dönüşüm metodu kullanılarak bulunan sayısal değerler ile yapay sinir ağı kullanılarak bulunan Z_0 karakteristik empedans, ϵ_{eff} efektif dielektrik sabiti çıkış değerleri karşılaştırıldı ve Çizelge 4.1’de belirtilen aralıkların tümü için iyi sonuçlar elde edildi.

Çizelge 4.1. Çalışma aralığı

ε_r	Re	gD	Rg	Rd	Re	gD	Rg	Rd	Re	gD	Rg	Rd
		0.25	0.25	0.1		0.25	0.25	0.1		0.25	0.25	0.1
			0.5				0.5				0.5	
			0.75				0.75				0.75	
			1.0				1.0				1.0	
			1.25				1.25				1.25	
			1.5				1.5				1.5	
1.75	1.75	1.75										
2.0	2.0	2.0										
		0.5	0.25	0.1		0.5	0.25	0.1		0.5	0.25	0.1
			0.5				0.5				0.5	
			0.75				0.75				0.75	
			1.0				1.0				1.0	
			1.25				1.25				1.25	
			1.5				1.5				1.5	
1.75	1.75	1.75										
2.0	2.0	2.0										
2.2	0.5				0.75				1.0			
3.0												
6.15												
9.8												
10.2												
12.9												
		0.75	0.25	0.1		0.75	0.25	0.1		0.75	0.25	0.1
			0.5				0.5				0.5	
			0.75				0.75				0.75	
			1.0				1.0				1.0	
			1.25				1.25				1.25	
			1.5				1.5				1.5	
1.75	1.75	1.75										
2.0	2.0	2.0										

Bu bölümde uygulamamızın $0.25 < gD < 0.75$, $0.5 < Re < 1.0$, $0.25 < Rg < 2.0$, $0.1 < Rd < 1.0$, $h = 750 \mu m$, $2.2 < \epsilon_r < 12.9$ değer aralıkları için Z_0 karakteristik empedans, ϵ_{eff} efektif dielektrik sabiti grafikleri Şekil (4.3) – (4.20)' de gösterilmiştir. Ağımızda, Z_0 karakteristik empedans için train seti rms error = 0.0094 test seti rms error = 0.0072, ϵ_{eff} efektif dielektrik sabiti için train seti rms error=0.0089 test seti rms error=0.0065 hata değeri bulundu.

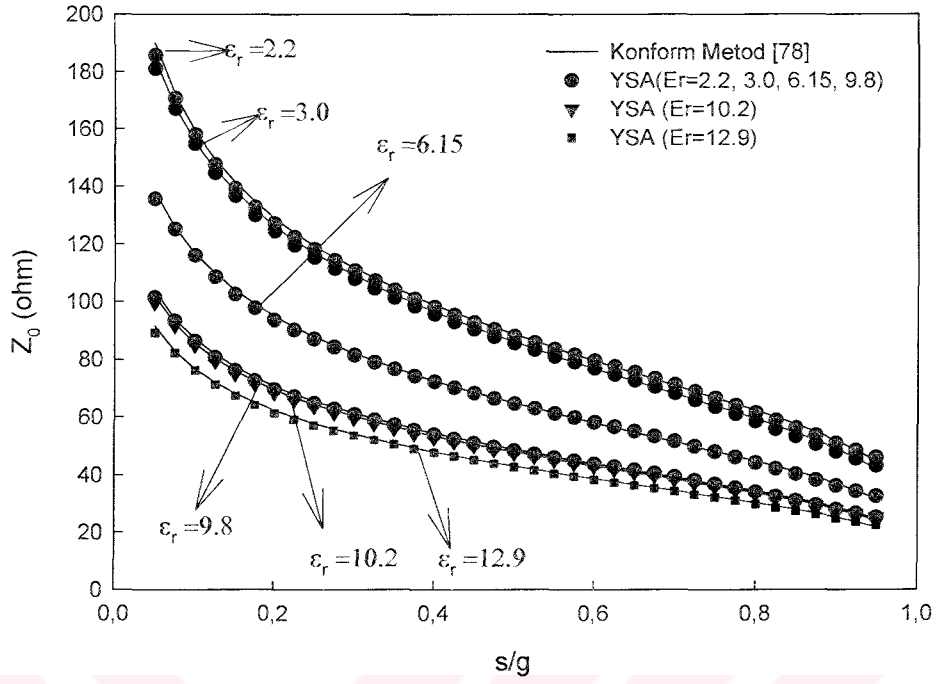
Uygulama çalışmamızda Çizelge 4.1' de belirtilen aralıklar için konform metodu kullanılarak elde edilen değerler ile YSA kullanılarak bulunan çıkış değerlerinin karşılaştırılması yapılarak, farklı ϵ_r değerleri için, Şekil (4.3) – (4.8)' deki Z_0 karakteristik empedans, ϵ_{eff} efektif dielektrik sabiti grafikleri elde edildi.

Şekil (4.9) – (4.16)' da ağımıza giriş olarak sunulan gD , Re , Rd , Rg parametrelerinin farklı değerleri için, konform metodu kullanılarak elde edilen değerler ile YSA kullanılarak bulunan çıkış değerlerinin karşılaştırılması yapılarak, Z_0 karakteristik empedans, ϵ_{eff} efektif dielektrik sabiti grafikleri elde edildi.

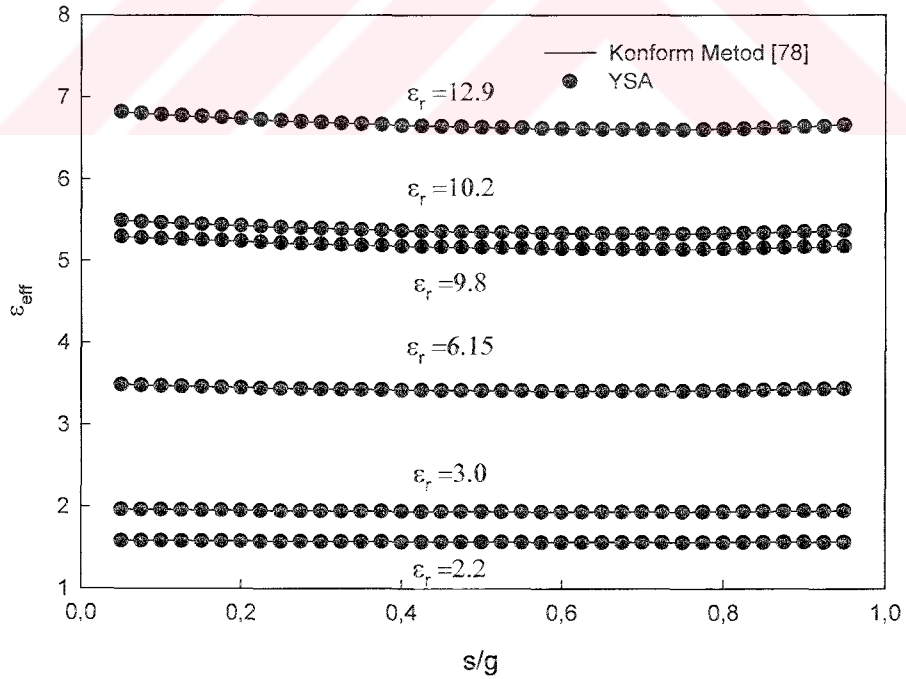
Şekil (4.17)- (4.20)' de YSA' yı eğitirken hiçbir parametresinin kullanılmadığı, geometrik yapısı farklı olan yeni bir yapının, Re parametresinin değişik değerleri için Z_0 karakteristik empedans, ϵ_{eff} efektif dielektrik sabiti grafikleri verilmiştir.

Elde edilen grafiklerden görüleceği gibi, Çizelge 4.1' de belirtilen aralıkların tümü için iyi sonuçlar alındı. Şekil (4.17) – (4.20)' de geometrik yapısı farklı olan yapılar test edilerek istenilen sonuçlar elde edildi. Bu da istenilen herhangi bir geometrik yapıya sahip ACPW' nin eğitilen YSA ile analiz edilebileceğini gösterir.

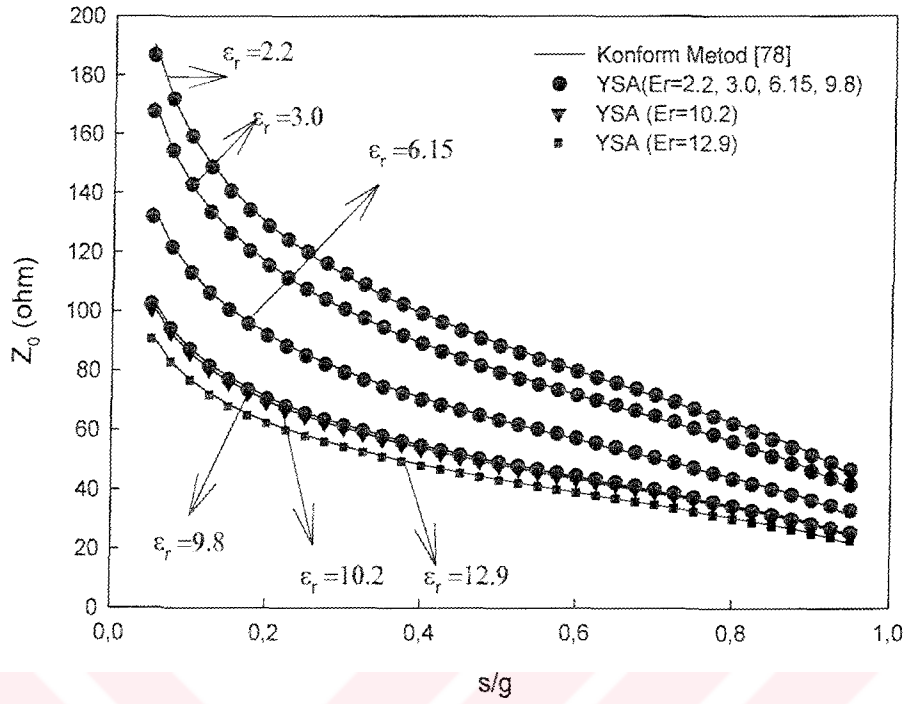
Uygulama çalışması Pentium IV 2.0 GHz, 256 MB DDR Ram, Windows XP Profesyonel işletim sistemi özelliklerine sahip bilgisayarda yapıldı.



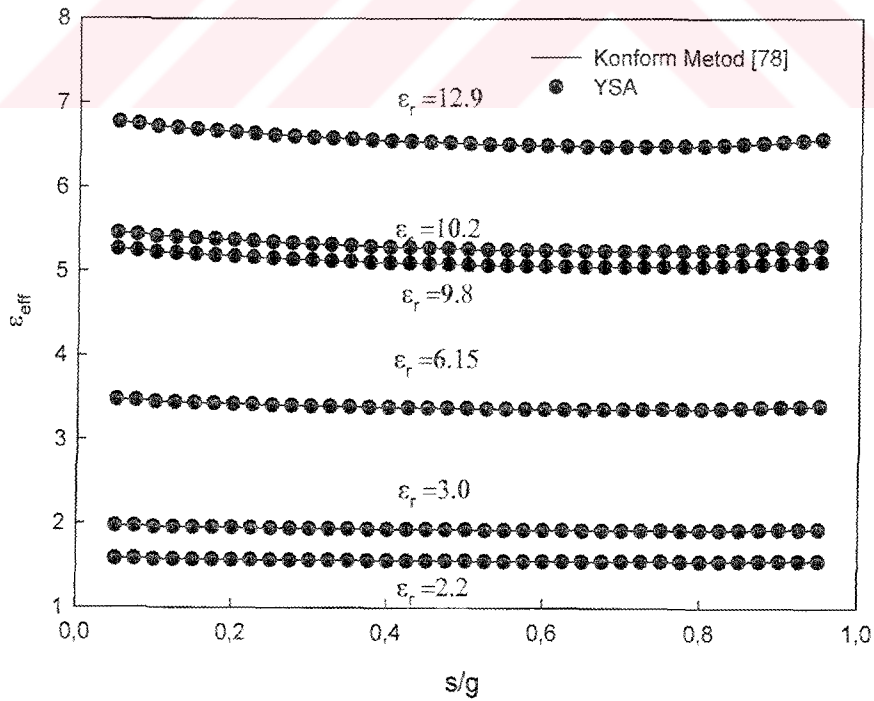
Şekil 4.3. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, gD = 0.75, Rg = 1.25, Rd = 0.25, h = 750\mu m$ aralığında $Z_0(ohm)$, s/g grafiği)



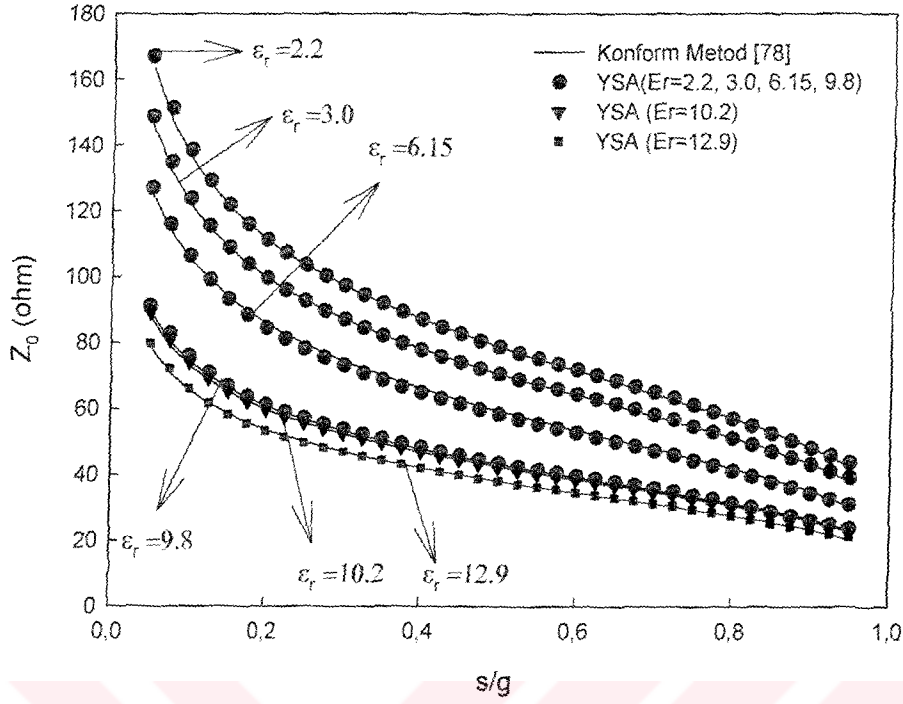
Şekil 4.4. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, gD = 0.75, Rg = 1.25, Rd = 0.25, h = 750\mu m$ aralığında ϵ_{eff} , s/g grafiği)



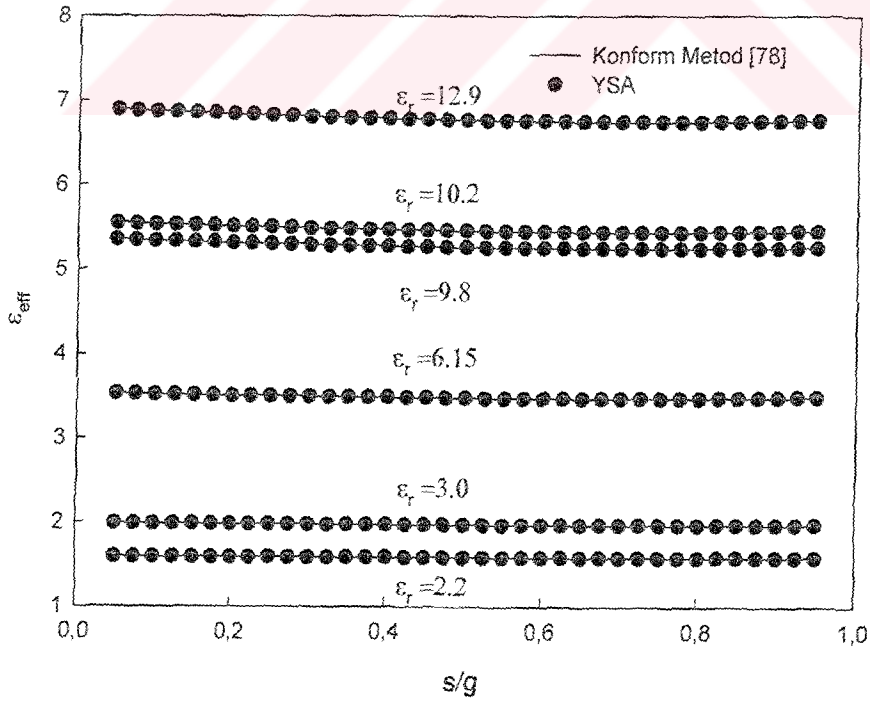
Şekil 4.5. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.75, gD = 0.25, Rg = 1.5, Rd = 0.25, h = 750 \mu m$ aralığında Z_0 (ohm), s/g grafiği)



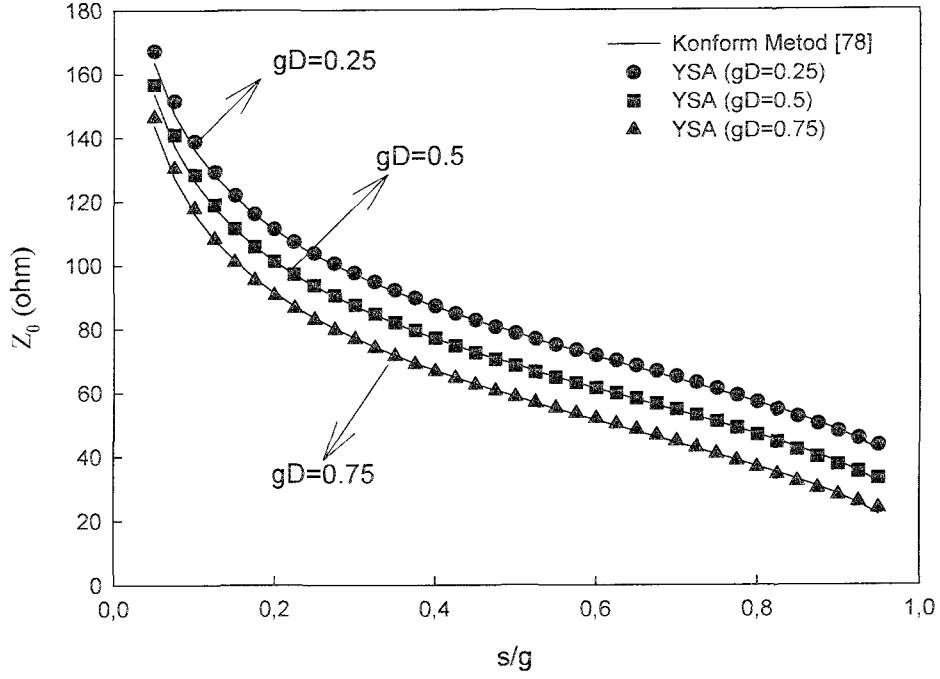
Şekil 4.6. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.75, gD = 0.25, Rg = 1.5, Rd = 0.25, h = 750 \mu m$ aralığında ϵ_{eff} , s/g grafiği)



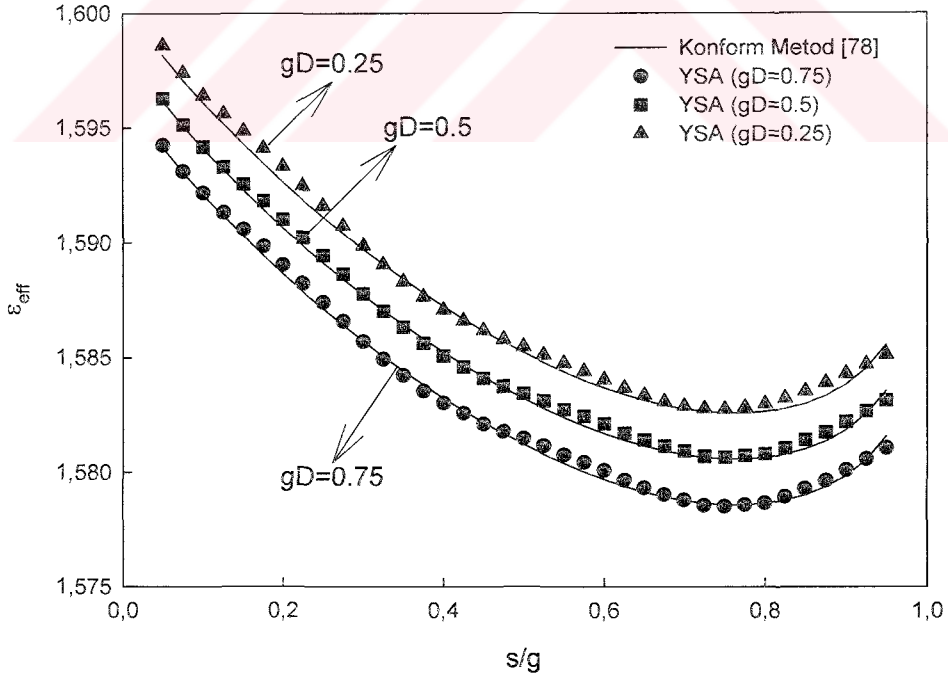
Şekil 4.7. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.5, gD = 0.75, Rg = 1.0, Rd = 0.1, h = 750\mu m$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği)



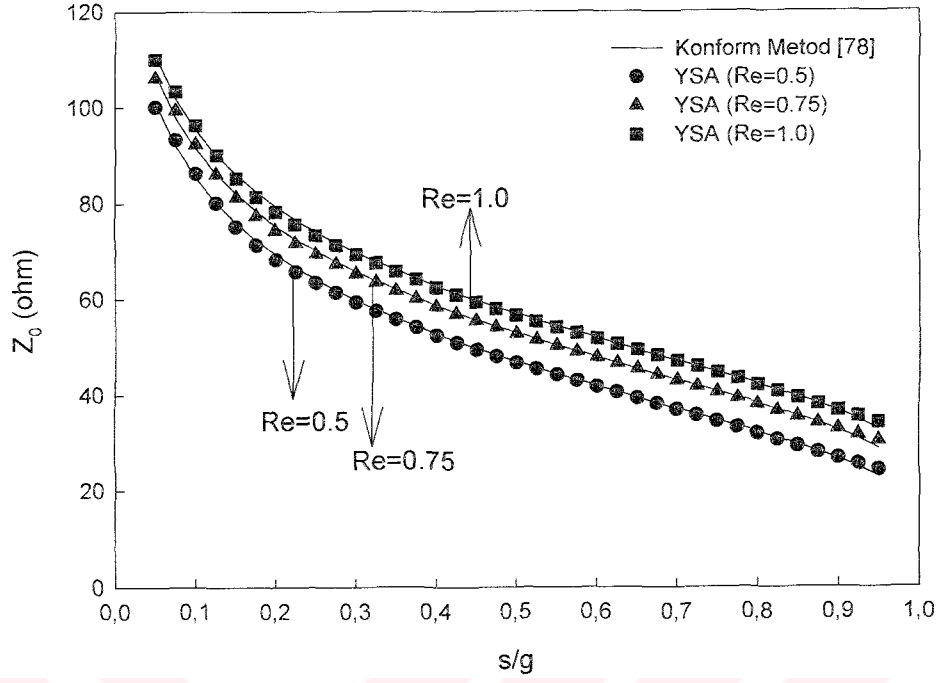
Şekil 4.8. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.5, gD = 0.75, Rg = 1.0, Rd = 0.1, h = 750\mu m$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği)



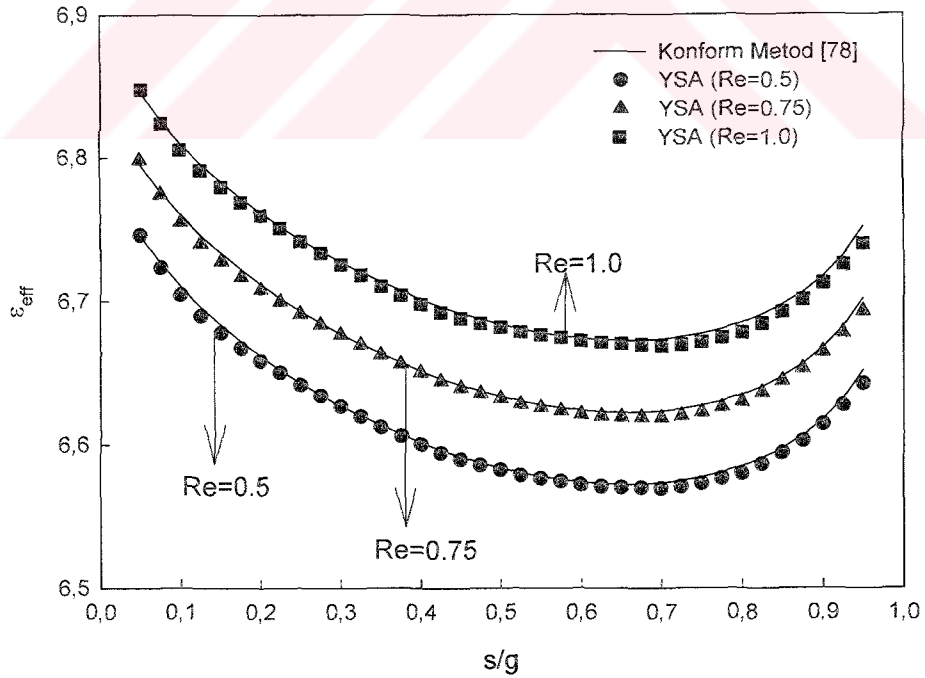
Şekil 4.9. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, Rg = 1.0, Rd = 0.1, h = 750\mu m, \epsilon_r = 2.2$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği)



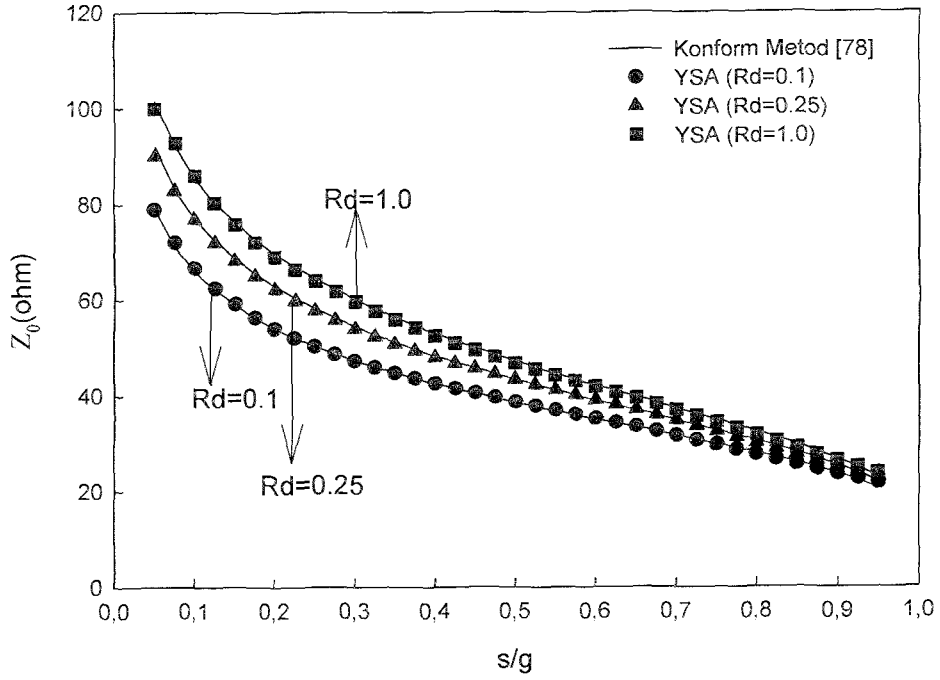
Şekil 4.10. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, Rg = 1.0, Rd = 0.1, h = 750\mu m, \epsilon_r = 2.2$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği)



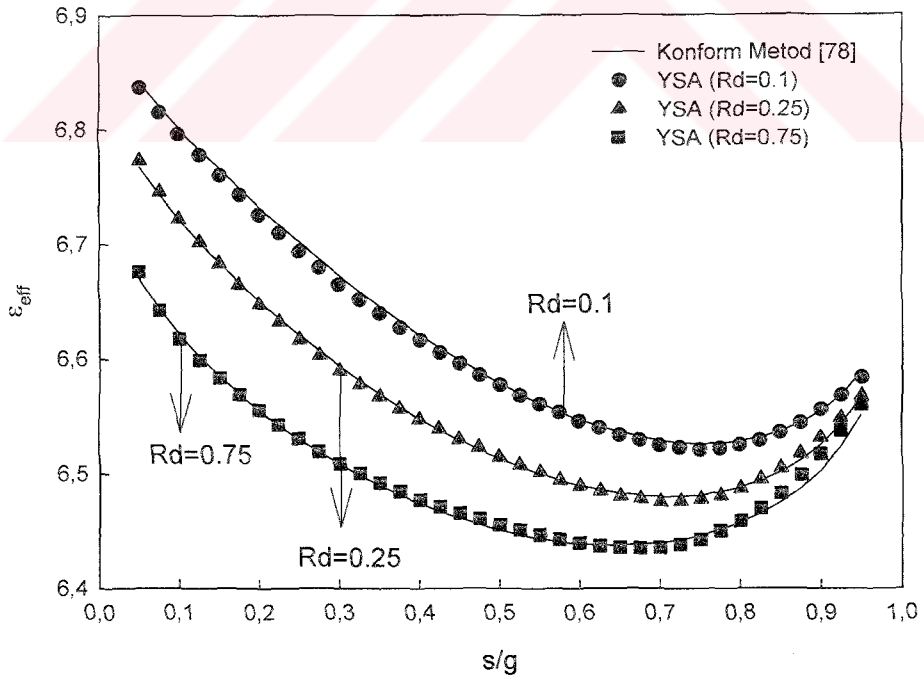
Şekil 4.11. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.25, Rg = 1.25, Rd = 1.0, h = 750\mu m, \epsilon_r = 12.9$ aralığında Z_0 (ohm), s/g grafiği)



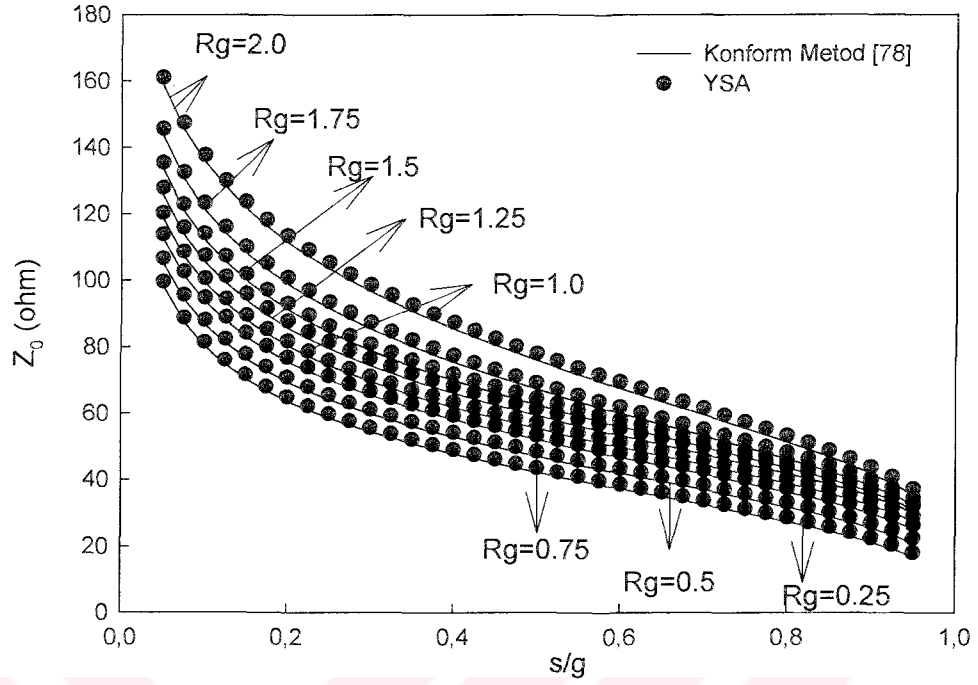
Şekil 4.12. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.25, Rg = 1.25, Rd = 1.0, h = 750\mu m, \epsilon_r = 12.9$ aralığında ϵ_{eff} , s/g grafiği)



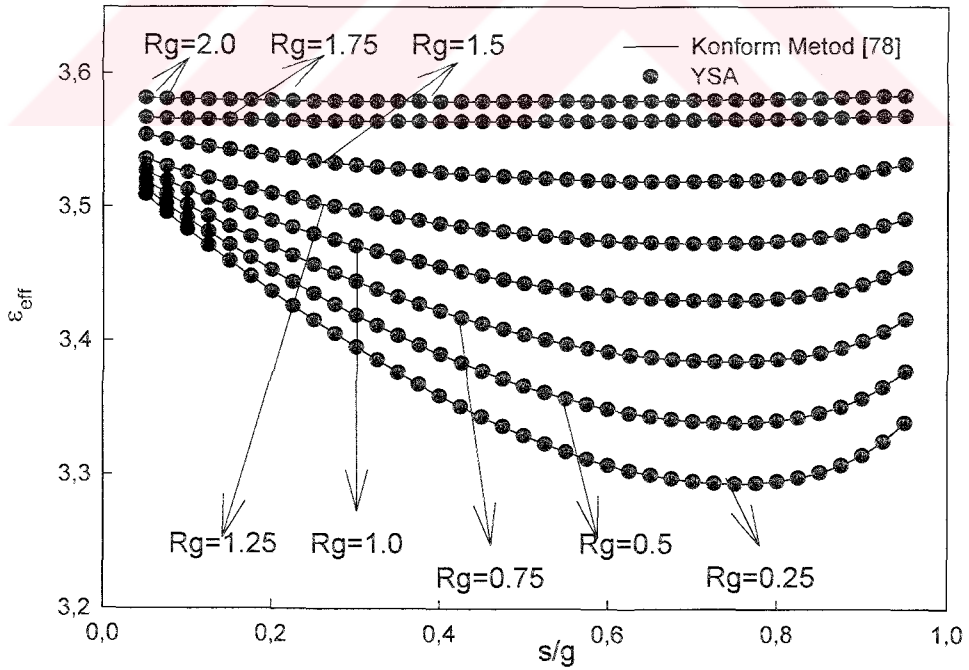
Şekil 4.13. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, gD = 0.5, Rg = 1.5, h = 750\mu m, \epsilon_r = 12.9$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği)



Şekil 4.14. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 1.0, gD = 0.5, Rg = 1.5, h = 750\mu m, \epsilon_r = 12.9$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği)



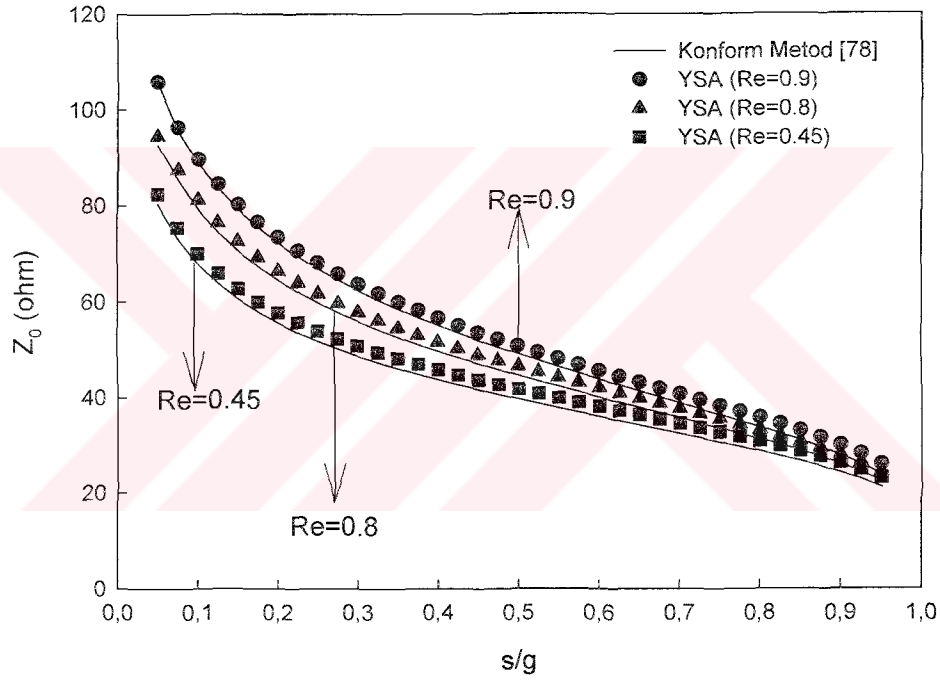
Şekil 4.15. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.5, gD = 0.25, Rd = 0.1, h = 750 \mu m, \epsilon_r = 6.15$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği)



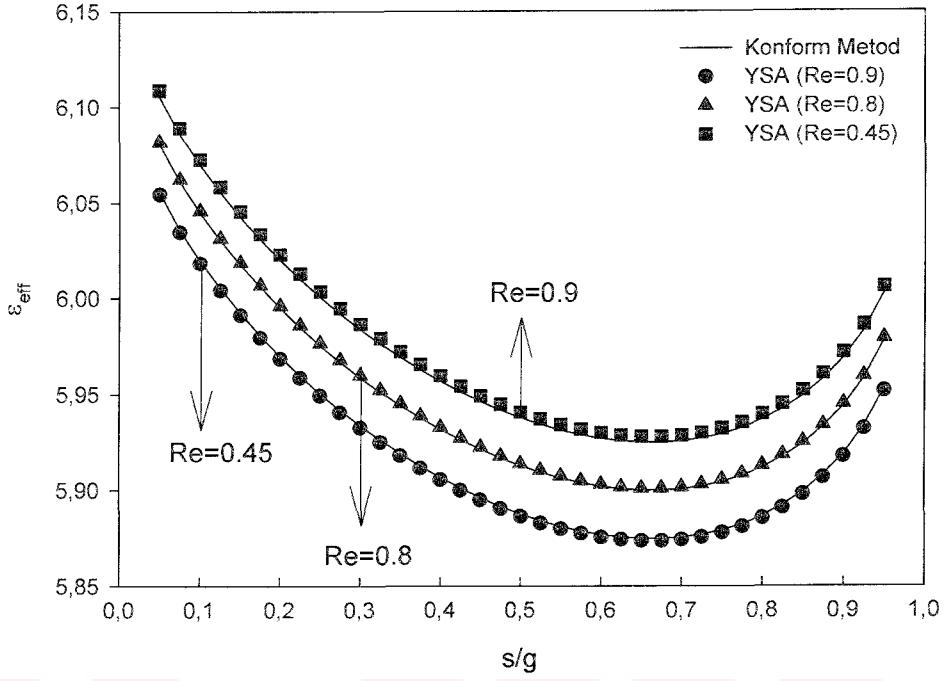
Şekil 4.16. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($Re = 0.5, gD = 0.25, Rd = 0.1, h = 750 \mu m, \epsilon_r = 6.15$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği)

Yapay sinir ağının genel yapısından dolayı, eğitim setinde kullanılan yapıların tekrar test edilmesi neticesinde istenilen sonuçların elde edilmesinin beklenmesi doğaldır.

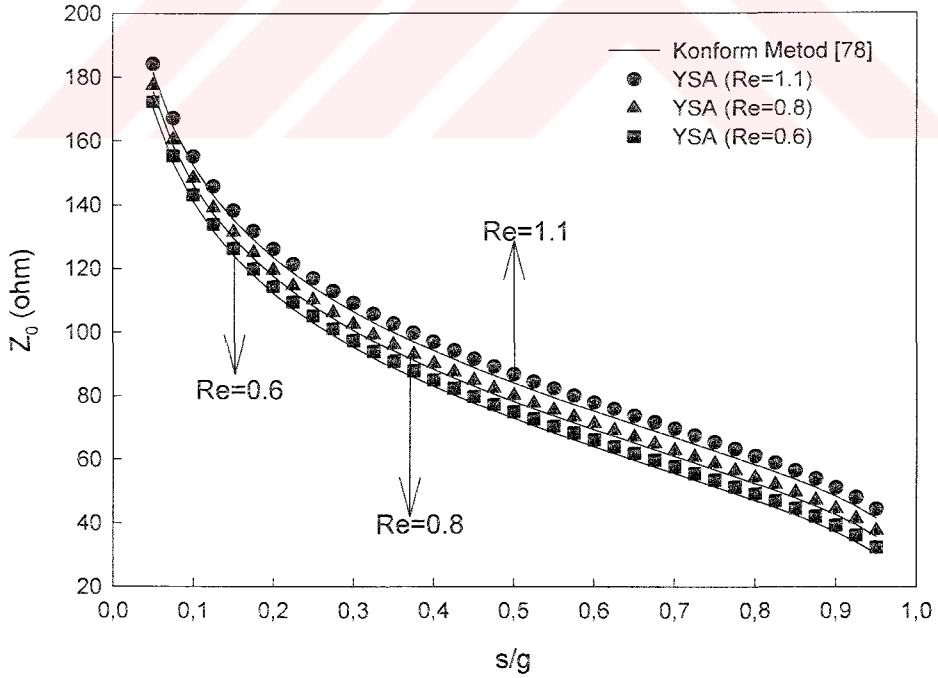
Eğitim setinde kullanılan yapıların bazı parametreleri değiştirilerek test edilmiştir. En son olarak ta; YSA'yı eğitirken hiçbir parametresinin kullanılmadığı, geometrik yapısı tamamen farklı olan yeni bir yapı test edilmiştir. Bu da istenilen herhangi bir geometrik yapıya sahip ACPW'nin, eğitilen YSA ile analiz edilebileceğini gösterir.



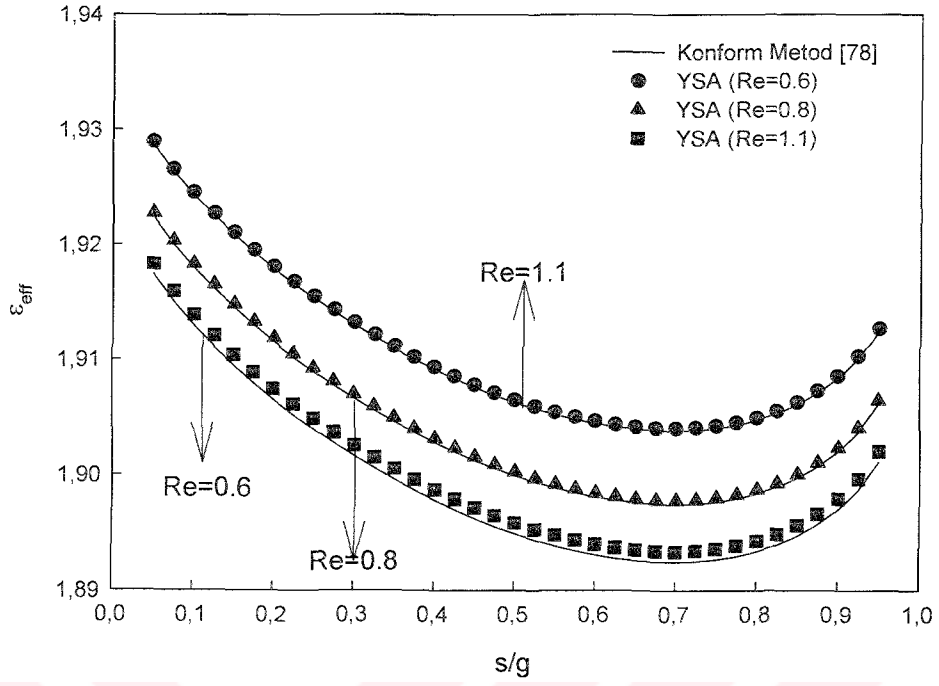
Şekil 4.17. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.45$, $Rg = 1.35$, $Rd = 0.6$, $h = 750\mu m$, $\epsilon_r = 11.5$ aralığında Z_0 (ohm), s/g grafiği)



Şekil 4.18. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.45, Rg = 1.35, Rd = 0.6, h = 750\mu m, \epsilon_r = 11.5$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği)



Şekil 4.19. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.6, Rg = 1.1, Rd = 0.4, h = 750\mu m, \epsilon_r = 2.9$ aralığında $Z_0(ohm), s/g$ grafiği)



Şekil 4.20. Konform metodu kullanılarak elde edilen değerlerin, YSA kullanılarak bulunan çıkış değerleri ile karşılaştırılması. ($gD = 0.6, Rg = 1.1, Rd = 0.4, h = 750\mu m, \epsilon_r = 2.9$ aralığında $\epsilon_{eff}, s/g$ grafiği)

BÖLÜM V

SONUÇLAR

Bu çalışmada sonlu toprak düzlemlili ACPW yapılar yapay sinir ağı kullanılarak incelenip; iletim hattının karakteristik empedansı ve efektif dielektrik sabiti değerleri elde edildi. Bulunan değerler konform dönüşüm tekniği ile elde edilen değerler ile karşılaştırıldı. Yapılan bu karşılaştırma sonucunda YSA sonuçlarının konform dönüşüm tekniği ile elde edilen sonuçlarla iyi bir uyum içerisinde olduğu gözlemlendi.

Koplanar iletim hatlarının karakteristik özellikleri, konform dönüşüm tekniği kullanılarak elde edilen analitik formüllerle belirlendiği gibi, elde edilmek istenilen sonuçların; yapay sinir ağı kullanılarak daha hızlı bir şekilde hesaplandığı görüldü. Hesaplama süresi önemli ölçüde azaltıldı. Bu sonuç özellikle bilgisayar destekli mikrodalga devre tasarımında YSA algoritmalarının etkin bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir.

Geleneksel programlama tekniklerinde her tür problem için ayrı bir bilgisayar programına gereksinim duyulmasına karşılık, yapay sinir ağı ile problemin türüne göre ağ, sadece nöron sayısı ve ağırlıkların değişimi ile tek bir algoritmayla sonuca gidilebilir.

KAYNAKLAR

- [1] Soutworth, G. C., "Hyper-Frequency Waweguides-General Considerations and Experimental Results", Bell Sys. Tech. J., Vol.15, April 1936, pp.284-309.
- [2] Carson J.R., Meade S.P. and Schelkunoff S.A., "Hyper-Frequency Waveguides Mathematical Theory", Bell Sys. Tech. J., April 1936, pp.310-333.
- [3] Southworth G.C., "Some Fundamental Experiments with Waveguides", Proc. IRE. Vol.25, July 1937, pp.807-822.
- [4] Southworth G.C., "Survey and History of the Progress of Microwave Arts", Proc. IRE, Vol.50, No.5, May 1962, pp. 1199-1206.
- [5] Fox A.G., "An Ajustable Waveguide Phase Changer", Proc. IRE, Vol.35, Dec. 1947, pp.1489-1498
- [6] Tyrell W.A., "Hybrid Circuits for Microwaves", Proc. IRE, Vol.35, Nov 1947, pp.1294-1306.
- [7] Mumford W.W., "Directionel Couplers", Proc. IRE, Vol.35, Feb 1947, pp.160-165.
- [8] Baret R.M., and Barnes M.H., "Microwave Circuits", National Conf. On Airborne Electronics, IRE, Ohio, May 1951.
- [9] Peters R.W., et al., Handbook of tri-Plate Microwave Components, Sanders Associates, Nashua, New Hampshire, 1956.
- [10] Howe H., J., Strip Line Circuit Design, Dadham, Mass: Artech House, 1974.
- [11] Wheeler H., A., "Directional Coupler", U.S.Patent No.2, 606, 974 filed 16 May 1946, issued 12 Aug.1952.
- [12] Greig D.D., and Engelmann H.F., "Microstrip-A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range", Proc.IRE, Vol.40, Dec.1952, pp.1644-1650.
- [13] Assadourian F., and Rimai E., "Simplified Theory of Microstrip Transmission Systems", Proc. IRE, Vol.40, Dec.1952, pp.1651-1657.
- [14] Wheeler H.A., "Transmission Line Properties of Parallel Wide Strips by Conformal Mapping Approximation", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-12, 1964, pp.280-289.
- [15] Wheeler H.A., "Transmission Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-13, 1915. pp.172-185
- [16] Schilling S.W., et al., "The Real World of Micromin Substrates –Part 1 to Part 5", Microwaves, Vol.7, Dec. 1968, pp.52-56; Vol.8, Jan.1969, pp.44-46, 57-60; Sept.

- 1969, pp. 36-38; Dec. 1969, pp. 54-57; Vol. 10, March 1971, pp. 54-56.
- [17] "Microwave Integrated Circuits", Special Issue, IEEE Trans. On Electron Devices, Vol. ED-15, July 1968.
- [18] "Microwave Integrated Circuits", Special Issue, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-19, July 1971.
- [19] Gupta K.C., and Singh Amarjit (Eds.), Microwave Integrated Circuits, New Delhi, Wiley Eastern Pvt. Ltd.; and New York, Halsted Pres (John Wiley and Sons), 1974.
- [20] Frey, J., ed., Microwave Integrated Circuits, Dedham, Mass: Artech House, 1974.
- [21] Cohn S.B., "Slot Line on a Dielectric Substrate", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-17, 1969, pp. 768-778.
- [22] Gupta K. C., Garg R., and Bahl I.J., "Microstrip Lines and Slotlines", Dedham, Mass: Artech House, 1979.
- [23] Aitchison C. S., et al., "Lumped Microwave Circuits – Part 1 to Part 5", Design Electronics, Sept. 1971, pp. 23-28, Oct. 1971, pp. 30-39; Nov. 1971, pp. 42-51. Also Philips Tech. Rev., Vol. 32, 1971, pp. 305-314.
- [24] Pengelly R. S., and Rickard D.C., "Design Measurements and Application of Lumped Element up to J-Band", Proch. 7th European Microwave Conf., 1977, Copenhagen, pp. 460-464.
- [25] Okishi T., and Miyoshi T., "The Planar Circuit-An Approach to Microwave Integrated Circuitry", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-20, 1972, pp. 245-252.
- [26] Mehali E. V., and Wacker R.W., "GaAs Integrated Microwave Circuits", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-15, July 1968, pp. 513-516.
- [27] Hasan M. M., and Mullick S.K., "Monolithic MICs in Microwave Integrated Circuits", K. C. Gupta and Singh Amarjit, Eds., Halsted Pres (John Wiley and Sons), 1974.
- [28] "Future of Microwaves is Monolithic", Editorial, Microwave System News, Vol. 8, No. 11, 1978, p. 60.
- [29] "Microwave Field-Effect Transistors", Special Issue, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-24, June 1976.
- [30] Gupta K. C., Microwaves, New Delhi: Wiley Eastern Ltd., 1979 and New York; Halsted Pres (John Wiley and Sons), 1980, Ch. 10 on "Microwave Integrated Circuits".

- [31] Perlman B. S., and Gelnovatch V. G., "Computer Aided Design, Simulation and Optimization", in *Advances in Microwaves*, L. Young and H. Sobol. Eds., Vol. 8, New York Academic Pres, 1974.
- [32] White J. F., *Semiconductor Control*, Dedham Mass: Artech House, 1977, see Ch. 6 on "Mathematical Technigues and Computer Aided Design", pp. 177-243.
- [33] Ho P., Kao M. Y., Chao, Duh K. H., Ballingall J. M., Allen S. T., Tessmer A. J., and Smith P.M., "Extremely High Gain $0.15 \mu\text{m}$ gate-length In AlAs/InGaAs/InP HEMT's", *Electron Lett.*, Vol. 27, pp. 325-327, 1991.
- [34] D. A. Ahmari, Fresina M. T., Hartmann Q. J., Barlage D. W., Mares P. J., Feng M. and Stillman G., "High-Speed InGaP/GaAs HBT's with a Strained $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ Base", *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. 17, pp. 226-228, 1996.
- [35] Gill D. M., Kane B. C., Svensson P., Tu D.W., Uppal P. N., and Byer N., "High Performance, $0.1\mu\text{m}$ nAls/InGaAs High Electron Mobility Transistors on GaAs", *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. 17, pp. 328-330, 1996.
- [36] Valdmanis J. A., "Electro-Optic Measurement Techniques for Picosecond Materials, Devices and Integrated Circuits", in *Measurement of High Speed Signals in Solid States Devices*, R.B. Marcus, Ed. San Diego, Ca: Academic, 1990, p. 136.
- [37] Frankel M. Y., Whitaker J. F., and Mourou G. A., "Optoelectronic Transient Characterization of Ultrafast Devices", *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. 28, pp. 2313-2324, 1992.
- [38] Jackson R. W., "Consideration on the use of CPW for millimeter-wave Integrated Circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-34, pp. 1450-1456, 1986.
- [39] Majidi-Ahy R., Nishimoto C. K., Riaziat M., Gilen M., Silverman S., Weng S. L., Pao Y. C., Zdasiuk G. A., Bandy S. G., and Tan Z. C. H., "5-100 GHz InP Coplanar WaveGuide MMIC Distributed Amplifer", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 38, 1990, pp. 1989-1993, 1990.
- [40] Riaziat M., Majidi-Ahy R., and Feng I. J., "Propagation Modes and Dispersion Characteristics of Coplanar Waveguide", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 38, pp.245-251, 1990.
- [41] Houdart M., "Coplanar Lines: Application to Broadband Microwave Circuits", *Proc. 6th Europe Microwave Conf.*, pp.49-53, 1976.
- [42] Muraguchi M., Hirota T., Minakawa A., Ohwada K., and Sugeta T., "Uniplanar

- MMIC's and their Applications", IEEE Trans., Microwave Theory Tech., Vol. MTT-36, no.12, pp.1896-1901, Dec. 1988.
- [43] Alferness R. C., "Waveguide Electrooptic Modulators", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-30, no. 8, pp. 1121-1137, Aug. 1982.
- [44] Ghione G., "Transmission Lines" in MMIC Technology and Design, Goyal R., ed., Dedham M. A., : Artech, 1989, Section 4.7, pp. 436-382.
- [45] Mumford W. W., "Directional Couplers", Proc. IRE, Vol.35, Feb 1947, pp.160-165
- [46] Hoffmann, R., "Integrierte Mikrowellenschaltungen", New York:Springer, Verlag, 1983; English Translation :Hanbook of MIC, New York:Artech, 1987.
- [47] Newman N., and Lyons G. W., "High-Temperature Superconducting Microwave Devices: Fundamental Issues in Materials, Physics and Engineering", Supercond J., Vol. 6, no. 3, pp. 119-160, 1993.
- [48] Kebler J., Dill R., and Russer P., "Influence of Buffer Layers with in YBCO Coplanar Waveguide Structures", IEEE Micro and Guided Wave lett., vol. 2, 1992.
- [49] Ramer O. G., "Integrated Optics ElectroOptic Modulator Electrodo Analysis", J. Quantum electron: vol. 18. pp. 386-392, Mar. 1982.
- [50] Chung H., Chang W:S:C, and Bettis G. E., "Microwave Properties of Travelling Wave Electrodes in $LiNbO_3$ Electrooptic Modulators", J. Lighwave Technol., vol. 11, pp. 1274-1278, Aug. 1993.
- [51] Special issue on "Application of Lightwave Technology to Microwave devices, Circuits and Systems", IEEE Trans. Microwave theory tech., Vol. 38, may 1990.
- [52] Itoh T., Numerical Technique for Microwave and millimeter-wave Passive Circuits. New York : Willey 1989.
- [53] Soghomonian M. S., and Robertson I:D, "Finite Differebces Modeling of Novel Waveguiding Structures for MMIC Application", Nt J. Microwave milimeter-wave comp. Aided eng., vol. 3, pp. 271-286, 1993.
- [54] Chang C. N., Chang W: C:, Chen C. H., "Full Wave Analysis of Multilayer Coplanar Lines", IEEE Trans. Microwave theory tech. Vol. 39, pp. 747-750, Apr. 1991.
- [55] Cheng K. K. M., and Everard J.K.A., " A New Technique for the quasi-TEM Analysis of Conductor Backed Coplanar Structures", IEEE Trans. Microwave theory tech., vol. 41, pp. 1589-1592, Sept. 1993.
- [56] Lyons M. R., Gilb J. P. K., and Balanis C. A. "Enhanced Domain Mode Operation

- of a Shielded Multilayer Coplanar Waveguide Via Substrate Compression”, IEEE trans. Microwave theory tech., vol. 41, pp. 1589-1592, Sept. 1993.
- [57] Schinzinger R., and Laura P. A. A., “Conformal Mapping: Methods and Applications”, Amsterdam the Netherlands, Elsevier, 1993.
- [58] Bedair S. S., and Wolff I., “Fast Accurate and Simple Approximate Analytic Formulas for Calculating Parameters of Supported Coplanar Waveguides for MMIC’s”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.40, pp.41-48, June 1992.
- [59] Hanna V. F., “Parameters of Coplanar Directional Couplers with Lower Ground Plane”, in Proc. 15.th Eur. Microwave Conf., pp. 820-825, 1985.
- [60] Linner L. J. P., “A Method for the Computation of the Characteristic Immitance Matrix of Multiconductor Striplines with Arbitrary Widths”, IEEE trans. Microwave theory tech., Vol. 22, pp. 930-937, Nov. 1974.
- [61] Ghione G., “A Cad Oriented Analytical Model for the Losses of General Asymetric Coplanar Lines in Hybrid and Monolithic MIC’s”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.41, pp, September 1993.
- [62] Gevorgian S. S., and Kaparkov D. I., “Electrically Controlled HTSC Ferroelectric Coplanar Waveguides”, Inst.,Elect. Eng. Proc.,pt.H, Vol.141, pp.501-503, 1994.
- [63] Wen, C. P., “Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyrometric Device Applications”, IEEE Trans.Microwave Theory Tech., Vol. 41. pp, September 1993.
- [64] Qwyang G. H., and Wu T. T., “The Approximate Parameters of Slot Lines and Their Complement”, IRE trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-6, no.1, p. 49, January 1958.
- [65] Ghione G., Naldi C., and Zich R., “Q-Factor Evaluation for Coplanar Resonators”, Alfa Frequenza, Vol. L2, no.3, pp.191-193, June 1983.
- [66] Kitazawa K., and Itoh T., “Propagation Characteristics of Coplanar-Type Transmission Lines with Lossy Media”, IEEE trans. Microwave theory tech., Vol. MMT-39, no.10, pp. 1694-1700, Oct. 1991.
- [67] Gopinath A., “Losses in Coplanar Waveguide”, IEEE Trans. Microwave theory tech., Vol. MTT-30, no. 12, pp. 1101-1104, July 1982.
- [68] Koshiji K., and Shu A., “Effect of Inner Conductor Offset in a Coplanar Waveguide”, IEEE Trans. Microwave theory tech., Vol. MTT-32, no. 10, pp. 1387-1391, Oct. 1984.
- [69] Veyers C., and Hanna V. F., “Extention of Application of Conformal Mapping

- Techniques to Coplanar Lines with Finite Dimensions”, *Int. J. Electron*, Vol.48, pp.47-56, June 1980.
- [70] Ghione G., and Naldi, C., “Analytical Formulas for Coplanar Lines in Hybrid and Monolithic MIC’s”, *Electron Lett.*, Vol.20, pp.179-181, 1984.
- [71] Hanna V. F., “Finite Boundary Corrections to Coplanar Stripline Analysis”, *Electron Lett.*, Vol.16, pp.604-606, 1980.
- [72] Yamashita E., and Atsuki K., “Analysis of Microstrip-Like Transmission Lines by Nonuniform Discretization of Integral Equations”, *IEEE Trans, Microwave Theory Tech.*, Vol.24, pp.195-200, 1976.
- [73] Das N. K., and Pozar D. M., “A Generalized Spectral-Domain Green’s Function for Multilayer Dielectric Substrates with Application to Multilayer Transmission Lines”, *IEEE Trans. Microwave theory tech.*, Vol. 35, pp. 326-335, 1978.
- [74] Frankel M. Y., Voelker R. H., and Hilfiker, J. N., “Coplanar Transmission Lines on Thin Substrates for High-Speed Low-Loss Propagation”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.35, pp.396-402, 1994.
- [75] Gevorgian S., Linner L. J. P., and Kollberg E. L., “CAD Models for Shielded Multilayered CPW”, *IEEE Trans. Microwave theory tech.* Vol. 43, no. 4, pp. 772-779, April 1995.
- [76] Ghione G., and Naldi C., “Coplanar Waveguides for MMIC Applications; Effects of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extend Ground-Planes, and Line to Line Coupling”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.35, pp.260-267, March 1987.
- [77] Gevorgian S. S., and Mirenko I. G., “Asymmetric Coplanar-Strip Transmission Lines for MMIC and Integrated Optics Applications”, *Electron Lett.*, Vol.26, No.22, pp.1516-1517, 1990.
- [78] Görür A., Karpuz C., “Effect of finite ground – plane width on quasistatic parameters of asymmetric coplanar waveguides”, *Microwave and Optical Tech. Lett.*, Vol. 22, No.1, pp. 63-68, July 5, 1999.
- [79] Chen E., and Chou S. Y., “Characteristics of Coplanar Transmission Lines on Multilayer Substrates: Modelling and Experiments”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol.45, No.6, pp.939-945, June 1997.
- [80] Hecht-Nielsen R., “Neurocomputing”, *Hen, Inc Universtiy of California, San Diego.*, 1989.
- [81] Zurada J. M., “Introduction to Artificial Neural Systems”, West Publishing

- Company, St.Paul, 1991.
- [82] Seven A., “Yapay Sinir Ağları ile Doku Sınıflandırma”, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ, 1993.
- [83] Haykin S., “Neural Networks A Comprehensive Foundation”, Macmillan College Publishing Company, New York, 1994.
- [84] İnal M., ”İTÜ Triga Mark-II Reaktörünün Yapay Sinir Ağıyla Kontrolü”, KOÜ , Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli, 1996.
- [85] Davis M. E., Williams E. W., and Celestini A. C., “Finite-Boundary Corrections to the Coplanar Waveguide Analyse”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MMT-21, No.10, pp.594-596, 1971.
- [86] Knorr J. B., and Kuchler K. C., “Analysis of Coupled Slots and CPS on Dielectrics Substrates”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.MTT-23, No.7, pp.541-547, 1975.
- [87] Hasnain G., Dienes A., and Whinnery J. R., “Dispersion of Picosecond Pulses in Coplanar Transmission Lines”, IEEE trans. Microwave theory tech., Vol. MTT-34, pp. 738-741, 1986.
- [88] Pucel R. A., “Design Considerations for Monolithic Microwave Circuits”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.MTT-29,pp.513-514, June 1981.
- [89] Ghione G., and Naldi C., “Parameters of Coplanar Waveguides with Lower Ground Planes”, Electron lett., Vol. 19, no. 18, pp. 734-735, Sept. 1983.
- [90] Shih Y. C., and Itoh T., “Analysis of Conductor Backed Coplanar Waveguide”, Elektron Lett.,Vol.18, No.12, pp.538-540, June 1982.
- [91] Shih Y. C., and Itoh T., “Analysis of Printed Transmission Lines for Monolithic Integrated Circuits”, Electron Lett.,Vol.18, No.14, pp.585-586, 1982.
- [92] Kitlinski M., and Janiczak B., “Dispersion Characteristics of Asymetric Coupled Slot Lines on Dielectric Substrates”, Electron Lett., Vol.19, No.3, pp.91-92, 1983.
- [93] Kitazawa T., and Mittra R., “Quasi-Static Characteristics of Asymmetrical and Coupled Type Transmission Lines”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.MTT-33, No.9, pp.771-778, 1985.
- [94] Ghione G., and Naldi C., “Parameters of Coplanar Waveguides with Lower Ground Planes”, Electron lett.,Vol.19, No.18 , pp.734-735, 1983.
- [95] Hanna V. F., and Thebault D., “Analysis of Asymmetrical Coplanar Waveguides” Int. J. Electron., Vol.50, No.3, pp.221-224, 1981.
- [96] Hanna, V. F., and Thebault, D., “Theoretical and Experimental Investigation of

- Asymmetrical Coplanar Waveguides”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.MMT-32, No.12, pp.1649-1651, 1984.
- [97] Chai M., Kooi P. S., Leong M. S., and Yeo T. S., “Symmetrical Coplanar Waveguide with Finite Ground Plane”, Microwave and Optical Tech. Lett., Vol.6, No.3, pp.218-220, 1993.
- [98] Knorr J. B., and Kuchler K. C., “Analysis of Coupled Slots and CPS on Dielectrics Substrates”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol.MTT-23, No.7, pp.541-547, 1975.
- [99] Hilberg W., “From Approximations to Exact Relation for Characteristic Impedances”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-17, pp. 259-265, 1969.
- [100] Görür A., Karpuz C., Alkan M., Görür H., “Fast and Simple Analytical Expressions for Quastatic Parameters of Asymmetric Coplanar Lines”, Microwave and Optical Technology Letters, 9/6, pp. 334-336, August 20, 1995.
- [101] Hanna V. F., Thebault D., “Theoretical and Experimental Investigation of Asymmetrical Coplanar Waveguides”, IEEE Trans., Microwave Theory Tech., Vol. MTT-32, pp. 1649-1651, 1984.