

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YAPAY SİNİR AĞI İLE SMITH ABAĞI MODELİ

Elektronik ve Haberleşme Yük. Müh. Mehmet Fatih ÇAĞLAR

**FBE Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı Haberleşme Programında
Hazırlanan**

DOKTORA TEZİ

Tez Savunma Tarihi : 04.07.2007
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ (YTÜ)
Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Fikret GÜRGEN (BÜ)
Prof. Dr. Tülay YILDIRIM (YTÜ)
Doç. Dr. Sedef KENT (İTÜ)
Yrd. Doç. Dr. Ahmet KIZILAY (YTÜ)

İSTANBUL, 2007

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	v
KISALTMA LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖNSÖZ	xii
ÖZET	xiii
ABSTRACT	xiv
1. GİRİŞ	1
2. RF/MİKRODALGA İLETİM HATLARI, SMITH ABAĞI ve EMPEDANS UYDURMA	5
2.1 İletim Hatları	5
2.1.1 Bir İletim Hattının Toplu Parametrelili Devre Eşdeğeri	5
2.1.2 İletim Hattında Dalga Yayınımı	7
2.1.3 Kayıpsız İletim Hatları	8
2.1.4 Karmaşık Yük Empedansı İle Sonlandırılmış Kayıpsız İletim Hattı	9
2.1.5 Sonu Kısa Devre İletim Hattı	13
2.1.6 Sonu Açık Devre İletim Hattı	14
2.1.7 Sonu Karakteristik Empedansla Kapatılmış İletim Hattı	16
2.1.8 Sonu Salt Reaktansla Kapatılmış İletim Hattı	17
2.2 Smith Abağı	18
2.2.1 Kayıpsız İletim Hattı ve Smith Abağı Teknikleri	22
2.3 Empedans Uydurma	27
2.3.1 Kayıpsız İletim Hattı, Empedans Uydurma ve Maksimum Güç Aktarımı	28
2.3.2 Toplu Parametrelili Empedans Uydurma	32
2.3.2.1 L-Uydurma Devresi Analitik Çözümü	33
2.3.2.2 L-Uydurma Devresi Smith Abağı Çözümü	36
2.3.3 İletim Hatları İle Empedans Uydurma	37
2.3.3.1 Tek-Yan Hat Uydurma	37
2.3.3.1.1 Şönt Yan-Hat Uydurmasının Analitik Çözümü	38
2.3.3.1.2 Seri Yan-Hat Uydurmasının Analitik Çözümü	39
2.3.3.2 Çift-Yan Hat Uydurma	41
2.3.3.2.1 Analitik Çözüm	41
3. YAPAY SİNİR AĞLARI (YSA)	43

3.1	Biyolojik Sinir Hücresi ve Sinir Ağları	45
3.2	Yapay Sinir Hücresi (Nöron).....	47
3.2.1	Yapay Sinir Hücresin Yapısı	47
3.2.2	Aktivasyon Fonksiyonları.....	49
3.2.2.1	Doğrusal ve Doyumlu-Doğrusal Aktivasyon Fonksiyonu	49
3.2.2.2	Sigmoid Aktivasyon Fonksiyonu	50
3.2.2.3	Tanjant-Hiperbolik Aktivasyon Fonksiyonu	50
3.3	Yapay Sinir Ağının Tanımı	51
3.3.1	YSA' ların Yapılarına göre Sınıflandırılmaları	51
3.3.1.1	İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağları (İBYSA)	51
3.3.1.2	Geri Beslemeli Yapay Sinir Ağları (GBYSA)	52
3.3.2	YSA' ların Öğrenme Algoritmalarına göre Sınıflandırılması	54
3.3.2.1	Eğitici Öğrenme	54
3.3.2.2	Eğitici Öğrenme	55
3.3.2.3	Takviyeli Öğrenme	56
3.5	Yapay Sinir Ağı Mimarileri ve Öğrenme Algoritmaları	56
3.5.1	Çok Katmanlı Algılayıcılar (ÇKA)	56
3.5.2	Hatanın Geriye Yayılımı (BP) ve Öğrenme Algoritmaları.....	58
3.5.3	Radyal Tabanlı Fonksiyon Sinir Ağları.....	71
4.	DUYARLIK	76
4.1	Mutlak Duyarlık	76
4.2	Yarınormalize Duyarlık	76
4.3	Bağıl (Normalize) Duyarlık.....	76
5.	YAPAY SİNİR AĞI İLE DAĞILMIŞ PARAMETRELİ DEVRE ANALİZ VE SENTEZİ	79
5.1	Dağılmış Parametrel Devrenin Empedans Transformasyonu: Nöral Birim Eleman (NBE).....	79
5.1.1	Problemin İleri Yöndeki Tanımı: Bir İki-Kapılının Girişten Çıkışa Empedans Transformasyonu	80
5.1.2	Problemin Ters Yöndeki Tanımı: Devre Parametrelerinin Sentezi	80
5.1.3	NBE Analizi: Birim Elemanın Empedans Transformasyonu Özelliği	81
5.1.4	Birim Elemanın f_l Çarpımına Bağlı Reaktif Davranışı	83
5.1.4.1	Sonlandırma Empedansı Karmaşık ve Endüktif Bölgede $\Leftrightarrow 0 < \varphi_s < \pi$	83
5.1.4.2	Sonlandırma Empedansı Karmaşık ve Kapasitif Bölgede $\Leftrightarrow \pi < \varphi_s < 2\pi$	83
5.1.4.3	Sonlandırma Empedansı Rezistif $\Leftrightarrow \varphi_s = 0$ veya $\varphi_s = 2\pi$	83
5.2	Rezistif Sonlandırılmalı Birim Elemanın Analiz ve Sentezi için YSA Modelinin Oluşturulması (Nöral Birim Eleman, NBE)	85
5.3	Karmaşık Sonlandırılmalı Birim Elemanın Analizi için YSA Modelinin Oluşturulması.....	86
5.4	Yapay Sinir Ağı ile Smith Abağı Modeli (Nöral Smith Abağı, NSA).....	86
5.5	YSA Aktivasyon Fonksiyonları ile Duyarlık Analizi Testi.....	91
6.	UYGULAMALAR.....	93
6.1	Rezistif Sonlandırılmalı NBE Analiz YSA Eşdeğer Modelinin (Kara-Kutu Modeli) Sonuçları	93
6.2	Rezistif Sonlandırılmalı NBE için Endüktif ve Kapasitif Davranması Durumunda	

	Analiz ve Sentez YSA Eşdeğer Modelinin Sonuçları	97
6.2.1	Analiz.....	98
6.2.2	Sentez.....	101
6.3	Karmaşık Sonlandırmalı NBE Analiz Sonuçları	104
6.4	YSA Smith Abağı Modeli Kullanılarak Dağılmış Parametre Devre Analizi ve Uydurma Devreleri Sentezi Uygulama Sonuçları	107
6.5	YSA Smith Abağı Modülleri İçin Duyarlık Analizi.....	121
7.	SONUÇLAR.....	124
	KAYNAKLAR.....	126
	EKLER	131
	ÖZGEÇMİŞ.....	155

SİMGE LİSTESİ

Γ	Yansıma Katsayısı
Z_0	İletim hattı karakteristik empedansı
ℓ	İletim hattı uzunluğu
λ	Dalgaboyu
f	Çalışma frekansı
B	Çalışma bandı
γ	Propagasyon sabiti
α	İletim hattı zayıflama sabiti/momentum katsayısı
β	Faz sabiti
θ	Elektiriksel uzunluk
v_f	Faz hızı
P_{av}	Ortalama güç
d_{min}	Gerilim duran dalga değişiminde gerilimin minimum değere ulaştığı ilk yer
d_{maks}	Gerilim duran dalga değişiminde gerilimin maksimum değere ulaştığı ilk yer
Z	Empedans
Y	Admitans
G	İletkenlik
R	Direnç
X	Reaktans /giriş vektörü
B	Suseptans
W	Ağırlıklar matrisi
ϕ	Aktivasyon fonksiyonu
$E(w)$	Ağırlıklara bağlı hata fonksiyonu
H	Hessian matrisi
δ_{ok}	Hata sinyal terimi
η	Öğrenme katsayısı
g	Gradyent vektörü
d	Gradyent ters yön vektörü
Σ_j	Kovaryans matrisi
σ	Standart sapma

KISALTMA LİSTESİ

YSA	Yapay Sinir Ağı
VSWR	Gerilim Duran Dalga Oranı
GHz	Gigahertz
CAD	Bilgisayar Destekli Tasarım
İBYSA	İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağı
GBYSA	Geri Beslemeli Yapay Sinir Ağı
BHYSA	Bellek Hücreli Yapay Sinir Ağı
ÇKA	Çok Katmanlı Algılayıcı
BP	Backpropagation (Geriye Yayılım)
GYA	Geriye Yayılım Algoritması
RTFSA	Radyal Tabanlı Fonksiyon Sinir Ağları
ÖEEY	Ölçeklendirilmiş Eşlenik Gradyent Yöntemi
BFGS	Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno
DFP	Davidon- Fletcher-Powell
LM	Levenberg-Marquardt
NBE	Nöral Birim Eleman
NSA	Nöral Smith Abağı
TEM	Enine Elektromanyetik Dalga

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 İletim hattı boyunca uzunlukla değişen gerilim ve akım tanımlamaları	6
Şekil 2.2 Δz uzunluğundaki iletim hattının toplu parametrelili devre eşdeğeri	6
Şekil 2.3 Kayıpsız iletim hattının Z_L yük empedansı ile sonlandırılması	9
Şekil 2.4 Kayıpsız iletim hattının kısa devre ile sonlandırılması	13
Şekil 2.5 Sonu kısa devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi	14
Şekil 2.6 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattı	15
Şekil 2.7 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi	16
Şekil 2.8 Kayıpsız iletim hattının karakteristik empedans ile sonlandırılması	16
Şekil 2.9 Kayıpsız iletim hattının karakteristik empedans ile sonlandırılması	17
Şekil 2.10 Z -düzleminden Γ -düzlemine (a) rezistans (b) reaktans değerlerinin dönüşümü	20
Şekil 2.11 Sonu Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış kayıpsız iletim hattı	22
Şekil 2.12 Orijinal Smith Abağı	23
Şekil 2.13 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hat sonu $Z_L=20+j30\Omega$ yük empedansı ile sonlandırılmış kayıpsız iletim hattı için $\ell=0,2\lambda$ uzaklıktaki giriş empedansı ve yansıma katsayısının Smith abağı üzerinde gösterilimi	24
Şekil 2.14 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hat sonu $Z_L=25+j80\Omega$ yük empedansının yansıma katsayısının abak üzerinde gösterilimi	24
Şekil 2.15 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hattın herhangi bir noktasındaki $Z(\ell)=10+j25\Omega$ empedansından hattın yük empedansının bulunmasının abak üzerinde gösterilimi	25
Şekil 2.16 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hattın yük empedansından sonraki ilk d_{min} ve d_{maks} noktalarına ait uzaklıkların abak üzerinde gösterilimi	25
Şekil 2.17 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hattın iki farklı noktasındaki empedans, yansıma katsayılarının ve VSWR değerinin abak üzerinde gösterilimi	26
Şekil 2.18 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hatta Y_2 admitansının Z_2 empedansı olarak admitans abağı üzerinde gösterilimi	26
Şekil 2.19 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hatta Z_1 empedansının Y_1 admitansı olarak empedans abağı üzerinde gösterilimi	27
Şekil 2.20 Temel kaynak yük bağlantısı	28
Şekil 2.21 Yüke aktarılan gücün yük direnci ile değişimi	29
Şekil 2.22 d uzunluklu iletim hattı ve Thevenin eşdeğeri	30
Şekil 2.23 (a) Yansımasız uydurma (b) Eşlenik uydurma	32
Şekil 2.24 L-uydurma devreleri: (a) Z_L Smith abağında $1+jx$ dairesinin içinde ise (b) Z_L Smith abağında $1+jx$ dairesinin dışında ise	33
Şekil 2.25 $R_L > Z_0$ durumunda $Z_L=100-j50\Omega$ yük empedansına L-devresi ile uydurma	35
Şekil 2.26 $R_L > Z_0$ durumunda $Z_L=100-j50\Omega$ yük empedansına, Smith abağı üzerinde L-devresi ile uydurma	36
Şekil 2.27 (a) Şönt yan-hat uydurma devresi (b) Seri yan-hat uydurma devresi	38
Şekil 2.28 Çift yan-hat uydurma devresi	41
Şekil 3.2 Sinaptik bağlantı	46
Şekil 3.3 Statik nöron yapısı	47
Şekil 3.4 Dinamik Nöron yapısı	48
Şekil 3.5 Doğrusal ve doyumlu-doğrusal aktivasyon fonksiyonu	49
Şekil 3.6 Sigmoid aktivasyon fonksiyonu	50
Şekil 3.7 Tanjant-Hiperbolik aktivasyon fonksiyonu	50
Şekil 3.8 İleri beslemeli YSA yapısı	52
Şekil 3.9 Geri Beslemeli YSA'nın genel yapısı	53

Şekil 3.10	Eğitici öğrenme blok yapısı.	55
Şekil 3.11	Eğitici öğrenme blok yapısı.	55
Şekil 3.12	Takviyeli öğrenme blok yapısı.	56
Şekil 3.13	ÇKA genel yapısı.	57
Şekil 3.14	2-boyutlu ağırlık uzayında a) küçük öğrenme katsayılı b) büyük öğrenme katsayılı c) momentum katsayılı düşme grafiği.	60
Şekil 3.15	2-boyutlu ağırlık uzayında hata yüzeyinde eşlenik yönlerin gösterilmesi (Zhang, 2000).	63
Şekil 3.16	E amaç fonksiyonunun minimumu için Newton yönteminin karesel yaklaşımı (Jang vd. 1997).	63
Şekil 3.17	Hızlı iniş ve Newton yönleri (Jang vd. 1997).	64
Şekil 3.18	İniş yöntemlerinin aynı eliptik amaç fonksiyon için karşılaştırılması (Jang vd. 1997).	65
Şekil 3.19	Hızlı iniş ile Gauss-Newton iniş yönü arasında Levenberg-Marquardt iniş yönü.	70
Şekil 3.20	RTFSA gizli katman işlemci elemanı (Sağıroğlu 2003).	71
Şekil 3.21	RTFSA genel yapısı.	72
Şekil 3.22	Gauss formunda radyal tabanlı fonksiyon.	73
Şekil 5.1	Kaynak empedansı ile sonlandırılmış birim eleman.	79
Şekil 5.2	Problemin ileri yöndeki tanımı: NBE analiz için kara-kutu modeli.	79
Şekil 5.3	Problemin ters yöndeki tanımı: NBE sentez için kara-kutu modeli.	80
Şekil 5.4	$Z_S=50\Omega$ için $R_O(\omega, \ell, Z_0)$ değişimi.	82
Şekil 5.5	$Z_S=50\Omega$ için $X_O(\omega, \ell, Z_0)$ değişimi.	82
Şekil 5.6	$Z_S/Z_0 < 1$ durumunda endüktif ve kapasitif bölge sınırları.	84
Şekil 5.7	$Z_S/Z_0 > 1$ durumunda endüktif ve kapasitif bölge sınırları.	84
Şekil 5.8	Karmaşık sonlandırılmalı NBE analiz için YSA eşdeğeri.	86
Şekil 5.9	Smith Abağı Kara-Kutu modeli.	88
Şekil 5.10	Smith Abağı YSA Kara-Kutu modeli.	88
Şekil 5.11	Yansıma katsayısı dairelerini başlangıç noktalarını abak üzerinde serimi.	89
Şekil 5.12	Yansıma katsayısı daireleri üzerindeki eğitme veri seti noktaları.	89
Şekil 5.13	Farklı yansıma katsayıları çemberleri üzerindeki veri noktaları.	90
Şekil 5.14	Yansıma katsayısı çemberinin açısal bölümlenmesi.	91
Şekil 5.15	Örnek y fonksiyonu için duyarlık analizi.	92
Şekil 6.1	NBE analiz için ÇKA ve RTFSA ağ yapıları.	93
Şekil 6.2	Hat uzunluğunu sabit tutulduğu ve dört farklı karakteristik empedans değerine ait NBE çıkış empedansı reel kısmının ÇKA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	94
Şekil 6.3	Hat uzunluğunu sabit tutulduğu ve dört farklı karakteristik empedans değerine ait NBE çıkış empedansı sanal (imajiner) kısmının ÇKA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	94
Şekil 6.4	Karakteristik empedans sabit tutulduğu ve dört farklı hat uzunluğu değerine ait NBE çıkış empedansı reel kısmının ÇKA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	95
Şekil 6.5	Karakteristik empedansın sabit tutulduğu ve dört farklı hat uzunluğu değerine ait NBE çıkış empedansı sanal kısmının ÇKA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	95
Şekil 6.6	Hat uzunluğunu sabit tutulduğu ve dört farklı karakteristik empedans değerine ait NBE çıkış empedansı reel kısmının RTFSA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	96
Şekil 6.7	Hat uzunluğunu sabit tutulduğu ve dört farklı karakteristik empedans değerine ait NBE çıkış empedansı sanal kısmının RTFSA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	96

Şekil 6.8 Karakteristik empedans sabit tutulduğu ve dört farklı hat uzunluğu değerine ait NBE çıkış empedansı reel kısmının RTFSA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.....	97
Şekil 6.9 Karakteristik empedansın sabit tutulduğu ve dört farklı hat uzunluğu değerine ait NBE çıkış empedansı sanal kısmının RTFSA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.....	97
Şekil 6.10 Rezistif $Z_S=50\Omega$ sonlandırmalı NBE'nin analiz ve sentez için ÇKA ağ yapısı.	98
Şekil 6.11 Kapasitif davranan NBE çıkış empedansının reel kısmının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	99
Şekil 6.12 Kapasitif davranan NBE çıkış empedansının sanal kısmının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.....	99
Şekil 6.13 Endüktif davranan NBE çıkış empedansının reel kısmının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	100
Şekil 6.14 Endüktif davranan NBE çıkış empedansının sanal kısmının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.....	100
Şekil 6.15 Endüktif davranan NSE çıkış empedansının sanal kısmının (reel kısmı yok) çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	101
Şekil 6.16 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan kapasitif davranan NBE hat uzunluğunun çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.....	101
Şekil 6.17 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan kapasitif davranan NBE karakteristik empedansının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	102
Şekil 6.18 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan endüktif davranan NBE hat uzunluğunun çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.....	102
Şekil 6.19 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan endüktif davranan NBE karakteristik empedansının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	103
Şekil 6.20 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan endüktif davranan NSE hat uzunluğunun çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.....	103
Şekil 6.21 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan endüktif davranan NSE karakteristik empedansının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.	104
Şekil 6.22 Karmaşık sonlandırmalı NBE için uygulamalarda kullanılan dört katmanlı ÇKA ağ yapısı	104
Şekil 6.23 Karmaşık sonlandırmalı YSA eşdeğer modeli çıkış empedansının hedef değerle hat uzunluğu değişimine göre karşılaştırılması.....	105
Şekil 6.24 Karmaşık sonlandırmalı YSA eşdeğer modeli çıkış empedansının hedef değerle hat uzunluğu değişimine göre karşılaştırılması.....	106
Şekil 6.25 Karmaşık sonlandırmalı YSA eşdeğer modeli çıkış yansıma katsayısının hedef değerle Smith abağı üzerinde karşılaştırılması.	106
Şekil 6.26 YSA Smith abağı modülleri ÇKA ağ yapısı.	109
Şekil 6.27 Çift yan-hat uydurma (hat sonları kısa devre) birinci yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısıl frekansla değişimi.	109
Şekil 6.28 Çift yan-hat uydurma (hat sonları kısa devre) ikinci yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısıl frekansla değişimi.	110
Şekil 6.29 Çift yan-hat uydurma (hat sonları kısa devre) birinci yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısıl frekansla değişimi.	110
Şekil 6.30 Çift yan-hat uydurma (hat sonları kısa devre) ikinci yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısıl frekansla değişimi.	111
Şekil 6.31 Çift yan-hat uydurma (hat sonları açık devre) birinci yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısıl frekansla değişimi.	111
Şekil 6.32 Çift yan-hat uydurma (hat sonları açık devre) ikinci yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısıl frekansla değişimi.	112
Şekil 6.33 Çift yan-hat uydurma (hat sonları açık devre) birinci yan hat uzunluğu ikinci	

	alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	112
Şekil 6.34	Çift yan-hat uydurma (hat sonları açık devre) ikinci yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	113
Şekil 6.35	Seri tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	113
Şekil 6.36	Seri tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	114
Şekil 6.37	Paralel tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	114
Şekil 6.38	Paralel tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	115
Şekil 6.39	Seri tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat reaktasının birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	115
Şekil 6.40	Seri tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat reaktasının ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	116
Şekil 6.41	Paralel tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat susptansının birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	116
Şekil 6.42	Paralel tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat susptansının ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.	117
Şekil 6.43	Sonlandırma empedansından minimum gerilim genliğine ulaşılan pozisyonun açısal frekans ile değişimi.	117
Şekil 6.44	Sonlandırma empedansından maksimum gerilim genliğine ulaşılan pozisyonun açısal frekans ile değişimi.	118
Şekil 6.45	Gerilim duran dalga oranının (VSWR) açısal frekans ile değişimi.	118
Şekil 6.46	Çıkış yansıma katsayısı genliğinin açısal frekans ile değişimi.	119
Şekil 6.47	Çıkış yansıma katsayısı açısının (radyan cinsinden) açısal frekans ile değişimi.	119
Şekil 6.48	Çıkış empedansının reel kısmının açısal frekans ile değişimi.	120
Şekil 6.49	Çıkış empedansının sanal kısmının açısal frekans ile değişimi.	120
Şekil 6.50	Çıkış empedansının reel kısmının açısal frekansa bağlı duyarlılığının açısal frekans ile değişimi.	121
Şekil 6.51	Çıkış empedansının sanal kısmının açısal frekansa bağlı duyarlılığının açısal frekans ile değişimi.	122
Şekil 6.52	Çıkış yansıma katsayısının genliğinin açısal frekansa bağlı duyarlılığının açısal frekans ile değişimi.	122
Şekil 6.53	Çıkış yansıma katsayısının açısının açısal frekansa bağlı duyarlılığının açısal frekans ile değişimi.	123

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 6.1	Test için seçilen örnek değerler.....	105
Çizelge 6.2	Çizelge 6.1 de verilen örnek giriş değerlerine YSA'nın test hata değerleri ve ilgileşim (korelasyon) katsayıları.....	107
Çizelge 6.3	Karmaşık sonlandırılmalı NBE'nin analizi için YSA eşdeğer modelin eğitime ve test verileri için farklı eğitime algoritmalarına ait performans tablosu.....	107

ÖNSÖZ

Günümüzde baş döndüren hızla ilerleyen haberleşme ve devre teknolojisi ile beraber, her ürünün üretim aşamaların en hızlı ve mükemmel olanları tercih sebebidir ve ülkelerin ekonomik gelişmelerinin lokomotifidir. Bu taleplere binaen, bu çalışmada çok uzun, karmaşık, anlaşılması ve baş edilmesi zor formüller ile çözüm yollarına sahip dağılmış parametrelili RF/Mikrodalga devre analizi ve sentezi için hızlı ve istenen değere çok iyi bir yaklaşıklıkla yaklaştıran, Smith abağı işlemlerini pratik hale getiren “Yapay Sinir Ağları” yöntemi kullanılmış ve hedeflenen amaçlara uygun sonuçlar elde edilmiştir.

Bu çalışmanın, her adımında maddi ve manevi katkılarını esirgemeyerek çalışmama ışık tutan çok değerli hocam, danışmanım Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ’e teşekkür eder saygı ve sevgilerimi sunarım. Her an yanımda hissettiğim, moral-motivasyon kaynağım eşim Nurgül’e, anne ve babalarım ve kardeşlerime minnetlerimi bildiririm. Ayrıca, SDÜ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümündeki mesai arkadaşlarıma, özellikle bölüm başkanı Prof. Dr. Mustafa Merdan’a ve YTÜ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümündeki değerli hoca, asistan arkadaşlarıma ve dostlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Çalışmamın bu konu üzerinde çalışacak araştırmacılara faydalı olması dileğiyle...

ÖZET

Mikrodalga mühendisliğinde, pek çok farklı devrenin teşekkülünde kullanılan iletim hattı - örneğin bir kuvvetlendiricide giriş, ara veya çıkış uydurma devreleri, çeyrek dalga transformörü gibi - “birim eleman” olarak adlandırılabilir. Birim elemanın en büyük özelliği sonlandırma empedansına, elektriksel uzunluğuna, çalışma frekans bandına ve fiziksel özelliklerine bağlı empedans transformasyonu gerçeklemesidir.

Bu çalışmada, ÇKA ve RTF yapay sinir ağlarının evrensel yaklaştırma ve bire-bir haritalama özelliklerini kullanarak, uzunluğu ℓ , karakteristik empedansı Z_0 ve dağılmış parametrelili devre tasarımının birim elemanı olan iletim hattının verilen çalışma bandı içerisinde analiz ve sentezini gerçekleştirme öncelikle amaçlanmıştır. Bu amaca yönelik olarak, dağılmış parametrelili mikrodalga devrelerinin analiz ve sentezinde kullanılmak üzere birim elemanın YSA eşdeğer kara-kutu modelleri iki yönlü olarak tasarlanmıştır: (i) Problemin ileri yöndeki tanımı için YSA analiz kara – kutu modeli (ii) Problemin ters yöndeki tanımı için YSA sentez kara – kutu modeli.

Mikrodalga devrelerin analiz ve tasarımında manüel çözümler genellikle sıkıcı ve hata meyillidir. Smith abağı bu problemin giderilmesinde çok yararlı bir grafiksel araçtır. Duran dalga oluşumu, tek ve çift-yan hat uydurma ve empedans transformasyonu Smith abağından elde edilebilir. Smith abağı değerli ve pek çok faydalı veriyi içermesine rağmen, abak üzerindeki yanlış gözlemler hatalı ve tatmin etmeyen sonuçlara ulaştırabilir. Bu çalışmadaki temel amaç, Smith abağının bir YSA modelinin çıkarılmasıdır. Bu modelle dağılmış parametrelili devre analizi ve sentezi iki modülün oluşturduğu YSA ile elde edilmektedir. Bu modelde, kartezyen Z-düzlemi ve polar Γ -düzlemi arasındaki bilineer dönüşüm eğitme verisinin elde edilmesini sağlamıştır. Eğitime için dört katmanlı ileri beslemeli ÇKA kullanılmıştır. Ağın giriş parametrelerini, kayıpsız iletim hattının fiziksel uzunluğu, karakteristik empedansı ve çalışma frekansı oluşturmaktadır. Çıkış parametreleri ise, çıkış yansıma katsayısı, çıkış empedansı, tek-yan ve çift-yan hat uydurma özellikleri, gerilim duran dalga bilgisidir.

Ayrıca YSA Smith abağı modeli kullanılarak çıkış parametrelerinin giriş parametrelerine göre duyarlık analizi nümerik yolla yapılmıştır.

Sonuçta, geliştirilen tüm YSA modellerin hedef değerlere yeterli ve yüksek doğrulukla yaklaştığı tespit edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Dağılmış parametrelili devre analizi ve sentezi, Smith abağı, Tek ve çift-yan hat empedans uydurma, Yapay sinir ağları, Duyarlık analizi, Kara-kutu modeli, Birim eleman, YSA Smith abağı modeli.

ABSTRACT

In microwave engineering design, many different circuit designing phase needs transmission line frequently, for example in input and output matching circuit of an amplifier, quarter-wave transformer etc.

In this work, MLP and RBF neural networks are used for the one-to-one mapping and universal approximators between the port impedances for analysis and synthesis of the transmission line segment, which is called as the “unit element”. Impedance transformation from the input port to the output port in terms of the unit element parameters ℓ , Z_0 is defined as the analysis problem which is assumed to be the problem in the forward direction. Synthesis of the impedance throughout all the operation bandwidth B with the circuit parameters ℓ , Z_0 is defined as the problem in the reverse direction. With this purpose, the forward and reverse problems can be defined by means of the two black-boxes: (i) the forward problem: Black-box in analysis ; (ii) the reverse problem: Black-box in synthesis.

The manual analysis and design of microwave circuits are generally tedious and error prone. The Smith chart provides a very useful graphical tool to these problems. A great deal of knowledge can be acquired from a Smith chart e.g. standing wave ratio, single and double stub tunings and much more. Although Smith charts are valuable and contain significant amount of information, inaccurate observations can lead to erroneous results and frustration. In this work, it is aimed to achieve an ANN model of the Smith chart. In this model, the two bilinear transformations between the rectangular impedance-plane and polar reflection coefficient-plane are employed for the training data. In the current work, the feed-forward MLP type of neural network is utilized with four layers. The source impedance, physical length and the operation frequency are inputted to this network, while the output reflection coefficient, the output impedance, single-stub and double-stub matching parameters, standing wave positions are taken as the outputs.

In the last stage, instead of dealing with differentiating to the complex equations, modular ANN model of the Smith Chart is used together with the numerical sensitivity analysis.

It should be noted that all novel improved ANN models used in this work are verified to converge target values in higher and enough accuracy.

Keywords: Distributed-parameter circuit analysis and synthesis, Smith chart, Single and double-stub impedance matching, Artificial neural networks, Sensitivity analysis, Black-box model, Neural unit element, Neural smith chart.

1. GİRİŞ

Yapay Sinir Ağları (YSA) ile ilgili ilk çalışmalar 1940'lı yıllarda McCulloh ve Pitts tarafından yapılmıştır. Bu alanda yapılan ilk çalışmalar, bir biyolojik sinir hücresinin işlevlerinin ve birbirleri ile haberleşme şekillerinin tanımlanarak matematiksel modelinin çıkarılmasını amaçlamıştır. O yıllardan günümüze, YSA gerek teorik gerekse pratik uygulamalar anlamında kayda değer çok yol katetmiştir. Bugün birçok yapay hücrenin belli bir düzende bir araya getirilmesi ve uygun öğrenme algoritmaları ile yapay sinir ağları kurulabilmekte ve bu ağlar çok karmaşık görevleri başarıyla yerine getirebilmektedir. Bu sistemleri bu kadar ilginç kılan özelliklerden bazıları, sistemin kendini oluşturan alt öğelerin hatalarını kompanze edebilmesi ve karışık eşleştirmeleri belli koşullar sağlandığı takdirde önceden tanımlanabilen bir hata sınırı içerisinde gerçekleylebilmesidir.

Genel anlamda YSA, beynin bir işlevini yerine getirme yöntemini modellemek için tasarlanan bir sistem olarak tanımlanabilir. YSA, yapay sinir hücrelerinin birbirleri ile çeşitli şekilde (ileri beslemeli vb.) bağlanmasından oluşur ve genellikle katmanlar şeklinde düzenlenir. Hücre çıkışları, ağırlıklar üzerinden diğer hücrelere ya da kendisine giriş olarak bağlanabilir ve bağlantılarda gecikme birimi de kullanılabilir. Hücrelerin bağlantı şekillerine, öğrenme kurallarına ve aktivasyon fonksiyonlarına göre çeşitli YSA yapıları geliştirilmiştir (Haykin, 1994).

Halen uygulanabilirliği, gelecekte uygulanabileceği hususunda ümit veren aktif çalışmalar göz önünde bulundurulduğunda, yapay sinir ağlarının kullanım alanları ve uygulamaları kısaca tıp alanında, bilgi yönetiminde, tarımsal alanda, finansal modellemelerde, ürünsel tasarımlarda, üretim, askeri silah ve güvenlik sistemlerinde ve havacılık sektöründe olarak özetlenebilir.

Yapay sinir ağı modelleri, biyolojik sinir hücresinin ve ağlarının çalışma prensiplerinden esinlenerek ortaya çıkarılmıştır. Yapay sinir ağları, biyolojik olmayan yapay yapı taşlarının düzgün bir tasarımla birbirlerine yoğun olarak bağlanmalarından oluşmaktadır. Sinir sisteminin matematiksel modellenmesi ile oluşturulan yapay sinir ağları, biyolojik sinir sisteminin üstünlüklerinin bir kısmına sahiptir. Bu üstünlükleri özetlemek mümkündür. Birinci üstünlük YSA'nın paralellik özelliğidir. YSA modelinde her eleman kendi kendinin işlemcisi olabilmektedir. Aynı katmanlar arasında zaman bağımlılığı yoktur ve eşzamanlı olarak çalışabilirler. Bu özelliği nedeniyle YSA, hız konusunda oldukça büyük üstünlük sağlamaktadır. İkinci ise, YSA'nın öğrenebilme özelliğinin bulunmasıdır. İnsan sinir sisteminin, problemleri çözebilmek için öğrenme yeteneği olduğu gibi, YSA'nın da bu özelliği mevcut bulunmaktadır.

Üçüncü üstünlüğü ise, paralel çalışan YSA'nın karışık işlevler gerektirmeden basit işlemlerle sonuca gitmesidir. YSA'nın bir başka üstünlüğü de farklı yapı elemanlarında meydana gelen istenmeyen hataların, başarımında ciddi bir düşüşe yol açmamasıdır. Hâlbuki bilgisayarın herhangi bir işlem elemanını yerinden almak onu etkisiz bir makineye dönüştürmektedir. Çünkü bilgisayarda paralel çalışma yerine seri çalışma prensibi etkindir (Zhang, 2000).

1960' lı ve 1970' lı yıllarda pek çok araştırmacı (Amari, Fukushima, Grossberg, Kohonen, Widrow), Hopfield' in optimizasyon için simetrik dinamik ağırları ve Rumelhart, Hinton ve Williams geriye yayılım metodu ile ilgili çalışmaları için taban oluşturdular.

YSA, özellikle yüksek dereceli doğrusal olmayan problemler için evrensel bir fonksiyon kestirimcisi olduğu matematiksel olarak ispatlanmıştır (Hornik vd, 1989), (Cybenko, 1989), (Park vd., 1991). Hala, YSA modelleri basit ve bu modellerin gerçekleşmeleri çok hızlıdır. Güncel çalışmalarda, transistor gibi hem aktif hem de pasif elemanların modellenmesinde (Güneş vd, 1996), (Güneş vd, 1998) , düzlemsel mikroşerit transmisyon hatların, eş düzlemli dalga kılavuzlarının modellenip analiz ve sentezlerinde (Türker, 2006), transmisyon hatların süreksizliklerinin, spiral bobinlerin modellenmesinde (Zhang, 2000) , bir mikrodalga kuvvetlendiricinin büyük-ışaret global modelleme simülasyonunda (Goasguen vd., 2000), gömülü pasif elemanların elektromanyetik tabanlı modellenmesinde (Ton vd., 2004), genişbant mikrodalga yapılarının modellenmesinde (Raida vd., 2004), mikrodalga ve anten uygulamalarında (Raida, 2001), mikrodalga uygulamalarında kullanılmak üzere tasarlanan nöral (yapay) modellerin otomatik geliştirilmesi konusunda (Devabhaktuni vd., 2001) , (Devabhaktuni , 2003), YSA 'nın problemi çözmeyi kolaylaştıran yöntem olarak kullanıldığı olduğu görülmektedir.

Diğer taraftan, mikrodalga frekanslarında iletim hatlarının ve uydurma devrelerinin analizleri analitik çözümleme ile genellikle sıkıcıdır. Smith abağı bu problemler için çok yararlı grafiksel araçtır. Smith abağı kullanılarak duran dalga oranı, karmaşık yansıma katsayısı, tek ve çift yan hatlı uydurma devre çözümleri ve daha fazlası elde edilebilir. Verilen bir yük empedansından giriş empedansına kadar transmisyon hattı boyunca değişen empedans değişimleri rahatlıkla abak üzerinde gözlemlenebilir. Ne yazık ki, Smith abağı üzerinde yapılan manuel işlemler hata ile sonuçlanabilir. Bundan dolayı, pek çok çalışmada, Smith abağı uygulamalarının YSA modellemesi ile karşılaştırılır. Bunlar arasında, (Vai vd., 1992), (Vai vd., 1993), (Vai vd., 1995) ve (Hemming, 2005) de empedans uydurma uygulamaları vardır. Vai vd., 1992 ve Vai vd., 1995 'te yaptıkları çalışmalarda YSA' nın ilk bilgisayar simülasyonu "yoğun olarak dağılmış bilgisayar ağı"nın da Smith abağını ayrıık değerlerini toplu parametrelili empedans uydurma için model geliştirmişlerdir. Aynı grubun 1993' te yaptıkları çalışmada N nöronlu

Hopfield ağı otomatik empedans uydurma için kullanılmıştır. Hemminger' in yaptığı çalışmada ise, tek-yan hatlı empedans uydurma probleminin YSA ile modellenip Smith abağı üzerinde gösteriminin Power Point yardımıyla derste sunulmasının, öğrencilerin öğrenmesi üzerindeki etkisi araştırılmış ve alternatif öğretim tekniği olarak sunulmuştur.

Yapay sinir ağlarının evrensel fonksiyon kestirimi ve yüksek genelleme kapasiteleri gibi özellikleri yapay Smith abağının oluşmasında önemli bir sebep oluşturmıştır. Böylece, YSA Smith abağı modeli ile abak üzerindeki işlemlerin daha doğru ve hızlı elde edilen çözümlerle sonuçlanması hedeflenmiştir.

Bu çalışmanın amacı, yapay sinir ağının evrensel fonksiyon yaklaştırma özelliği kullanılarak analiz ve sentez aşaması zor olan mikrodalga devre tasarımına geleneksel analitik çözümlere alternatif oluşturacak ve grafiksel çözümler sunan kullanımı manüel anlamda zor olan Smith abağının işlevini görece yapay sinir eşdeğer modeli oluşturmaktır. Elde edilecek YSA eşdeğer modeli ile aşağıda maddelerde belirtilen hedefleri en iyi doğrulukta gerçekleyerek hızlı ve çözümlere ulaşmaktır.

- i) Empedans transformasyonu
- ii) Belirlenen bir frekansta tek yan hat uydurma devresi sentezi (paralel ve seri yan hatların açık ve kısa devre kombinasyonları)
- iii) Belirlenen bir frekansta çift yan hat uydurma devresi sentezi (açık ya da kısa devre hat kombinasyonları)
- iv) Smith abağından elde edilen grafiksel verilerin elde edilmesi
- v) İletim hattı analizi
- vi) Duyarlık analizi

Yukarıda sayılan tüm maddeler için tasarlanacak YSA modelin ne kadar karmaşık olacağı aşikârdır. Çünkü girişler bu maddelerden tam görülme de istenen özelliklerin de alt olası maddelerinin varlığı söz konusu iken giriş-çıkış uzayının boyutları yukarıda belirtilen pek çalışmayı aşacaktır. Özellikle eğitim veri setinin boyutunu ayarlamak için en az veri ile en iyi eğitmeyi sağlamak için dikkatli bir veri madenciliği yapılmalıdır.

Bu çalışmayı oluşturan YSA modellerin genel olarak giriş parametreleri, (analiz için analiz kara-kutu modelinde olduğu gibi) iletim hattı fiziksel uzunluğu (ℓ), hattın karakteristik empedansı (Z_0), çalışma bandı frekans değerleri (f_{min} ve f_{max}), sonlandırma empedansıdır (Z_S). Sentez için ise analizin tersine analiz çıkış parametresi olan hat çıkış empedansı (Z_O) ve çalışma bandı giriş parametrelerini oluşturur. Çıkış parametreleri ise sentez kara-kutu modeli için dev-

re parametreleri olan hattın fiziksel uzunluğu (ℓ), hattın karakteristik empedansıdır (Z_0). YSA Smith abağı modeli, analiz ve sentez modeli ele alındığında giriş uzayı parametreleri analiz kara-kutu modeli ile aynı iken çıkış parametreleri sonu açık veya kısa devre, seri veya paralel tek-yan hat uydurma devresi bilinmeyenleri olan yan-hat uzunluğu ve yerini belirleyen reaktans veya suseptans değeri birinci sıradadır. İkinci sırada, çift-yan hat uydurma devresinin bilinmeyenleri olan sonu açık veya kısa devre iki yan hat uzunluğu değerleridir. Üçüncü sırada, VSWR, sonlandırma empedansına giden/yansıyan gerilimin genliğinin minimum ve maksimum olduğu pozisyon değerleri çıkış parametreleri olarak sayılabilir. Bu çalışmada, geliştirilen modüler YSA modelinin yirmiüç çıkış parametresi vardır.

YSA eşdeğer modelin duyarlık analizinde kullanılması önceki çalışmalarda olmasına rağmen, bu çalışmadaki ile benzer yakınlık gösteren yoktur. Bununla ilgili olarak, YSA kullanarak flip-çip arabağlantılarının devre parametrelerinin modellenmesi ve duyarlık analizi çalışması (Pratap vd., 2005), bir yapı işlemleri simülasyonunda YSA kullanarak duyarlık analizi çalışması (Lu vd., 2005) günceldir.

Çalışmanın ikinci bölümünde, RF/mikrodalga iletim hatları, smith abağı ve empedans uydurma konularında çalışmanın özünü oluşturan teorik alt yapı sunulmuştur. Üçüncü bölümde, çalışmada kullanılan YSA yöntemlerinin birbiri ile olan ilişkileri farkları, temel yapay sinir ağı tanımları ve eğitim algoritmaları yer almaktadır. Dördüncü bölümde, duyarlık analizi üzerinde kısaca durulmuştur. Beşinci bölümde, çalışmanın iskeletini oluşturan problem tanımlamaları, materyal ve yöntemler yer almaktadır. Altıncı bölümde, ise uygulama sonuçları gösterilmiştir. Yedinci bölümde de sonuçların analiz ve yorumlanması yapılmış ve öneriler sunulmuştur.

Çalışmanın bütün programları MATLAB® paket programı ortamında kodlanmıştır. Kullanılan programların kodları Ekler bölümünde bulunabilir. Çalışmalar boyunca özellikle sinir ağları çalışma kutusu fonksiyonlarından sıklıkla yararlanılmıştır.

2. RF/MİKRODALGA İLETİM HATLARI, SMITH ABAĞI ve EMPEDANS UY-DURMA

2.1 İletim Hatları

İletim hattı elektrik enerjisini bir noktadan başka bir noktaya aktarmak için kullanılan bir iletken sistemidir. Pek çok sistem ve devre elemanını bağlamak için vazgeçilmez bir enerji nakil ortamıdır. Tel çiftleri ve ekranlı kablolar genellikle düşük frekanslarda kullanılmalarına rağmen koaksiyel kablolar, mikroşerit hatlar ve dalga kılavuzları yüksek frekanslar için tasarlanmışlardır.

2.1.1 Bir İletim Hattının Toplu Parametrelili Devre Eşdeğeri

Devre teorisi ile iletim hattı teorisi arasındaki en temel fark elektriksel büyüklüktür. Klasik devre analizinde -DC ve düşük frekanslar bölgesinde - devrenin büyüklüğü iletilen elektriksel işaretin dalga boyundan hayli küçüktür. Buna rağmen RF/mikrodalga frekanslarında devre fiziksel boyutları ile iletilen işaretin dalga boyu arasında ise artık küçük bir oran söz konusudur. Bundan dolayı, iletim hattında tanımlı akım ve gerilim değerleri hattın elektriksel uzunluğu ile hat boyunca değişim gösterdiğinden dağılmış parametrelili olarak adlandırılır. Şekil 2.1 de şematik olarak bir iletim hattı ve ona ait toplu parametrelili devre eşdeğeri görülmektedir. Burada iki telden oluşan bir yapıyla ifade edilmesinin sebebi, iletim hattında yayına enine elektromanyetik (TEM) dalgalarıdır. Çünkü TEM dalga, bir iletim hattının iki iletken ortamını ayıran ve iletken olmayan malzemede (örneğin dielektrik malzeme) yayılır.

Bir iletim hattının çok küçük bir parçası olarak Δz uzunluğunda bir kesit alınırsa bunun toplu parametrelili eşdeğer devre modeli Şekil 2.2'deki gibi olur. Burada R , G , L , C birim uzunlukta-ki eşdeğer devre elemanlarıdır ve

R : her iki iletken için birim uzunluğun seri direnci (Ω/m)

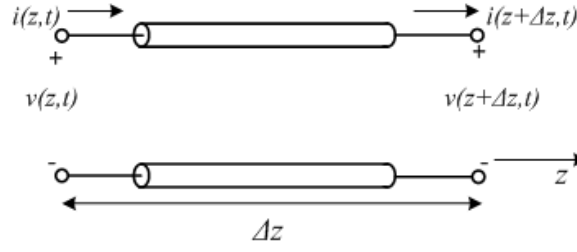
L : her iki iletken için birim uzunluğun seri endüktansı (L/m)

G : birim uzunluğun şönt iletkenliği (S/m)

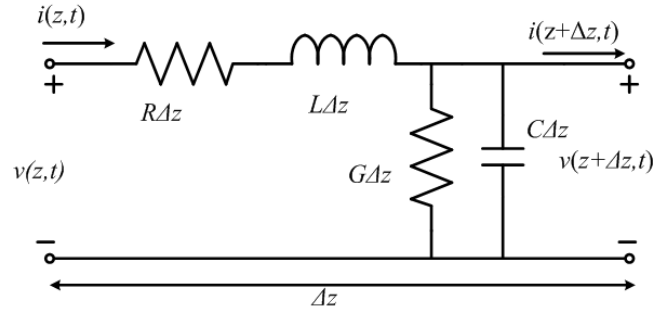
C : birim uzunluğun şönt kapasitansı (S/m)

olarak tanımlanırlar. Seri L iki iletkenin toplam seri öz endüktasını, şönt C iki iletkenin yakınlık kapasitansını ifade eder. Seri R ise iletkenlerin sonlu iletkenliklerinden dolayı direnci ve şönt G de iletkenler arasındaki malzemenin dielektrik kaybını ifade eder. Dolayısıyla R ve

G burada hatta ait kayıpları modeller.



Şekil 2.1 İletim hattı boyunca uzunlukla değişen gerilim ve akım tanımlamaları.



Şekil 2.2 Δz uzunluğundaki iletim hattının toplu parametrelili devre eşdeğeri.

Şekil 2.2 'deki eşdeğer devrede Kirchhoff' un gerilim kanunundan

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1a)$$

elde edilirken, Kirchhoff' un akım kanunundan

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1b)$$

elde edilir. (2.1a) ve (2.1b) Δz ' ye bölünüp $\Delta z \rightarrow 0$ limiti alınırsa aşağıdaki diferansiyel denklemlere ulaşılır.

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta z \rightarrow 0} \left[\frac{v(z, t) - R i(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t)}{\Delta z} \right] &= - \left[\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} + R i(z, t) + L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \right] = 0 \\ \Rightarrow \frac{\partial v(z, t)}{\partial z} &= -R i(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.2a)$$

$$\lim_{\Delta z \rightarrow 0} \left[\frac{i(z, t) - G v(z + \Delta z, t) - C \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t)}{\Delta z} \right] = - \left[\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} + G v(z, t) + C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \right] = 0$$

$$\Rightarrow \frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad (2.2b)$$

Bu denklemler iletim hattının zaman-domeni denklemleridir ve sürekli sinüzoidal hal çözümlerinin fazör gösterimleri aşağıdaki gibidir.

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (2.3a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (2.3b)$$

2.1.2 İletim Hattında Dalga Yayınımı

Eğer (2.3a) ve (2.3b) dalga denklemini elde etmek için çözümlerse

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (2.4a)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (2.4b)$$

bulunur. Burada γ frekansla değişen karmaşık yayılım sabitidir ve aşağıdaki gibidir.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.5)$$

Dalga denklemi çözümünden

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (2.6a)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (2.6b)$$

Elde edilir. (2.6a) ve (2.6b) de $e^{-\gamma z}$ terimi dalga yayılımının $+z$ yönünde $e^{\gamma z}$ terimi de $-z$ yönünde olduğunu ifade eder. (2.3a)' da (2.6a)' daki $V(z)$ yerine yazılırsa hattın akımı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (2.7)$$

$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = \frac{-V_0^-}{I_0^-}$ oranı hattın karakteristik empedansı olarak tanımlanırsa (2.7) ve (2.6b) karşı-

laştırılarak

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.8)$$

elde edilir. Karakteristik empedans kullanılarak (2.7)

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (2.9)$$

yazılır. Hattın gerilimi zaman-domeni ile ifade edilirse

$$\begin{aligned} v(z, t) &= \text{Re} \left\{ V(z) e^{j\omega t} \right\} = \text{Re} \left\{ (V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}) e^{j\omega t} \right\} \\ \Rightarrow v(z, t) &= |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \end{aligned} \quad (2.10)$$

dalga formu (2.10) 'daki gibi bulunur ve burada $\phi^\pm$, $V_0^\pm$ karmaşık geriliminin fazıdır. Ayrıca iletim hattında yayılan dalganın dalga boyu $\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$ ve faz hızı $v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f$ olarak verilebilir.

2.1.3 Kayıpsız İletim Hatları

Yukarıdaki bölümde verilen denklemler iletim hattının kayıp etkileri de göz önüne alınarak elde edilmiş genel çözümleridir. (2.5) ve (2.8) de görüldüğü gibi hattın yayılım sabiti ve karakteristik empedansı karmaşık ifadelerdir. Pek çok pratik çözümler söz konusu olduğunda, kayıpların etkileri ihmal edilebilecek ölçüde küçüklükte varsayılırlar. Bu durumda yukarıdaki bazı ifadelerin sadeleştiği gösterebilir. Eğer kayıpları etkisini ihmal etmek için $R=G=0$ alınırsa yayılım sabiti aşağıdaki forma dönüşür.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \quad (2.11)$$

Burada faz sabiti $\beta = \omega\sqrt{LC}$ ve zayıflatma sabiti $\alpha=0$ olur. Karakteristik empedans ise

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.12)$$

reel bir değere eşit olur.

Kayıpsız bir hatta ait gerilim ve akım çözümleri ise

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (2.13a)$$

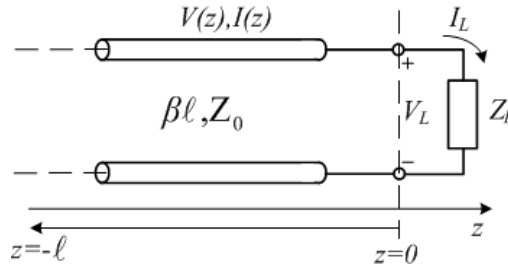
$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.13a)$$

olur. Ayrıca iletim hattında yayılan dalganın dalga boyu $\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}}$ ve faz hızı

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ olarak verilebilir.}$$

2.1.4 Karmaşık Yük Empedansı İle Sonlandırılmış Kayıpsız İletim Hattı

Şekil 2.3 'te hat sonuna keyfi bir Z_L yük empedansı bağlanmış devre görülmektedir. Bu aynı zamanda, dağılmış parametrelili sistemlerin iletim hattında dalga yayılımı probleminin gösterimidir.



Şekil 2.3 Kayıpsız iletim hattının Z_L yük empedansı ile sonlandırılması.

$z < 0$ noktasındaki bir kaynağın, yüke doğru ilerleyen $V_0^+ e^{-j\beta z}$ formunda bir dalga ürettiği varsayalım. Daha önce hatta ilerleyen dalganın gerilim akım oranının hattın karakteristik empedansına eşit olduğu bulunmuştu. Hattın sonu $Z_L \neq Z_0$ keyfi yük ile sonlandırıldığından $z = 0$ ' da gerilim akım oranı Z_L değerini vermelidir. Bu durum yükten yansıyan uygun genlikli bir dalga ile izah edilebilir. Hattaki gerilim gelen ve yansıyan dalga formlarının toplamı olarak şöyle yazılabilir.

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (2.14a)$$

Benzer olarak, toplam akımda (2.13a) 'daki gibi tanımlanabilir.

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.14b)$$

Hattın $z=0$ noktasında toplam gerilim akım oranı Z_L vereceğinden

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (2.15)$$

Yazılabilir ve buradan V_0^- çekilir.

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (2.16)$$

Yansıyan dalga genliğinin gelen dalganın genliğine oranı gerilim yansıma katsayısı olarak tanımlanır ve $Z_L \neq Z_0$ den kaynaklanan bu oran

$$\Gamma_L = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.17)$$

(2.17) dan da görüleceği üzere karmaşık bir ifadedir.

Hattın herhangi bir noktasındaki gerilim ve akım değerleri bu yansıma katsayısı cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{j\beta z}] \quad (2.18a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - \Gamma_L e^{j\beta z}] \quad (2.18b)$$

(2.18a) ve (2.18b) yansıyan ve gelen dalgalara ait gerilim ve akımların süper pozisyonu olarak da tanımlanabilir. Böyle dalgalara duran dalgalar denir. $\Gamma_L=0$ durumunda yansıyan dalga yok demektir. Bunun sağlanması içinde (2.17) 'de $Z_L=Z_0$ eşitliği sağlanmalıdır. Denilebilir ki hattın sonu karakteristik empedansla sonlandırılırsa gelen dalga yansımadan güç olarak yüke aktırılacaktır. Bu durum empedans uygunlaştırılması olarak tanımlanır.

Hattın herhangi bir z noktasında ortalama güç (2.18a) ve (2.18b) kullanılarak

$$P_{av} = \frac{1}{2} Re[V(z)I(z)^*] = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} Re\{1 - \Gamma_L^* e^{-2j\beta z} + \Gamma_L e^{2j\beta z} - |\Gamma_L|^2\} \quad (2.19)$$

bulunur. $A-A^*=2jA_i$ kullanılarak $-A_i$ burada A karmaşık ifadesinin sanal kısmıdır – (2.19) sadeleşmiş olarak

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_o^+|^2}{Z_o} \operatorname{Re}\{1 - |\Gamma_L|^2\} \quad (2.20)$$

elde edilir. Bu ifadeye göre hattın her hangi bir noktasında reel ortalama güç sabit kalmaktadır. Ayrıca yük empedansının uçlarında elde edilebilir güç P_{av} , gelen güç $|V_o^+|/2Z_o$ ile yansıyan güç $|V_o^+||\Gamma_L|/2Z_o$ arasındaki farka eşittir. Eğer $\Gamma_L=0$ olursa maksimum güç yük empedansına aktarılmış olur. $\Gamma_L=1$ olması durumunda ise yüke aktarılan güç sıfırdır. O halde yük ile kaynak empedansının uygunlaştırılması ile bu problemi çözecektir. Eğer uygunsuzluk varsa kaynaktan elde edilebilir gücün hepsi yüke iletilemez. Bu kayba “dönüş kaybı” (RL) denir ve desibel cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$RL = -20 \log |\Gamma_L| \quad (2.21)$$

(2.21)’e göre empedans uygunluğu durumunda ($\Gamma_L=0$), $RL=\infty$ olur; yani yansıyan güç olmaz. Eğer $\Gamma_L=1$ ise dönüş kaybı 0dB olur; yani gelen gücün tamamı yansıyarak kaynağa doğru ilerleyen güç dalgasına dönüşür.

Yük uygunsuzluğu varken yansıyan dalgaların varlığı, hattaki gerilim genliğinin sabit olmayan duran dalgalara sebep olur. Böylece, (2.18a) kullanılarak

$$\begin{aligned} |V(z)| &= |V_o^+| |1 + \Gamma_L e^{j2\beta z}| = |V_o^+| |1 + \Gamma_L e^{-j2\beta z}| \\ &= |V_o^+| |1 + |\Gamma_L| e^{j(\theta - 2\beta z)}| \end{aligned} \quad (2.22)$$

elde edilir. Burada $\ell=-z$, $z=0$ ’dan ölçülen pozitif mesafedir ve θ yansıma katsayısının fazıdır ($\Gamma_L = |\Gamma_L| e^{j\theta}$). Bu sonuca göre gerilimin genliği hat boyunca pozisyona göre salınım gösterecektir. Maksimum değeri ise $e^{j(\theta-2\beta\ell)}=1$ olduğunda,

$$V_{maks} = |V_o^+| (1 + |\Gamma|) \quad (2.23a)$$

ve minimum değeri $e^{j(\theta-2\beta\ell)}=-1$ olduğunda,

$$V_{min} = |V_o^+| (1 - |\Gamma|) \quad (2.23b)$$

bulunur. $|\Gamma_L|$ arttığında, V_{maks}/V_{min} oranı da artar ve bu orana hattın uygunsuzluğunun ölçüsünü ifade eden “gerilim duran dalga oranı” (VSWR) denir.

$$VSWR = \frac{V_{maks}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.24)$$

Burada VSWR, $1 \leq VSWR < \infty$ aralığında bir reel değerdir ve $VSWR=1$ durumunda yük uyurması vardır.

(2.23)'ten hat üzerindeki iki maksimum veya minimum genlik değeri arasındaki mesafe $2\beta\ell=2\pi$ ile periyodik olduğundan $\ell=2\pi/2\beta=\pi\lambda/2\pi=\lambda/2$ bulunur. Ayrıca maksimum ile minimum değer arasında da $\lambda/4$ ' lük mesafe vardır.

(17) de tanımlanmış yansıma katsayısı $\ell=0$ için verilmişti. Eğer bu genelleştirilmek istenirse $z=-\ell$ noktasında yansıma katsayısı (18a)'dan gelen dalganın yansıyan dalgaya oranı olarak

$$\Gamma(\ell) = \frac{V_0^- e^{-j\beta\ell}}{V_0^+ e^{+j\beta\ell}} = \Gamma(0) e^{-j2\beta\ell} = \Gamma_L e^{-j2\beta\ell} \quad (2.25)$$

elde edilir.

Hattın her noktasında reel ortalama gücün sabit olmasına rağmen gerilimin genliği en küçük empedans uygunsuzluğu durumunda salınacaktır ve bundan dolayı hatta pozisyonun değişmesi ile beraber o noktadaki hat empedansının değişeceği tartışılabilir. Yükten ℓ uzaklıkta giriş empedansı, (2.18) da $z=-\ell$ yazılarak,

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = \frac{V_0^+ \left[e^{j\beta\ell} + \Gamma_L e^{-j\beta\ell} \right]}{V_0^+ \left[e^{j\beta\ell} - \Gamma_L e^{-j\beta\ell} \right]} Z_0 = \frac{1 + \Gamma_L e^{-j2\beta\ell}}{1 - \Gamma_L e^{-j2\beta\ell}} Z_0 \quad (2.26)$$

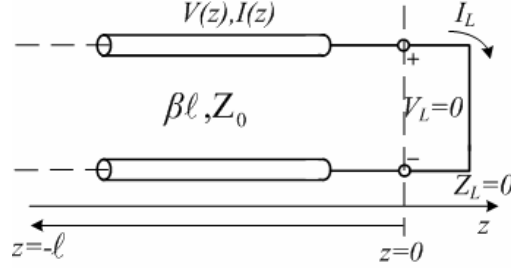
elde edilir. (2.26)'de (2.17) yerine yazılarak

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \frac{(Z_L + Z_0) e^{j\beta\ell} + (Z_L - Z_0) e^{-j\beta\ell}}{(Z_L + Z_0) e^{j\beta\ell} - (Z_L - Z_0) e^{-j\beta\ell}} \\ &= Z_0 \frac{Z_L \cos \beta\ell + jZ_0 \sin \beta\ell}{Z_0 \cos \beta\ell + jZ_L \sin \beta\ell} \\ &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta\ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta\ell} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Burada sonu keyfi Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış ℓ uzunluğundaki iletim hattının girişinden görülen empedansın hattın karakteristik empedansı, fiziksel uzunluğu ve yük empedansı cinsinden ifade edilmesi önem arz etmektedir.

2.1.5 Sonu Kısa Devre İletim Hattı

Sonu kısa devre edilmiş iletim hattında (18)'den $\Gamma_L = -1$ bulunur. Yansıma katsayısının -1 olması gerilim duran dalga oranını sonsuz yaparken ortalama güç (20)' den $P_{av} = 0$ olmaktadır.



Şekil 2.4 Kayıpsız iletim hattının kısa devre ile sonlandırılması.

(2.18) kullanılarak hattaki gerilim ve akım denklemleri (2.28)'daki gibi elde edilir.

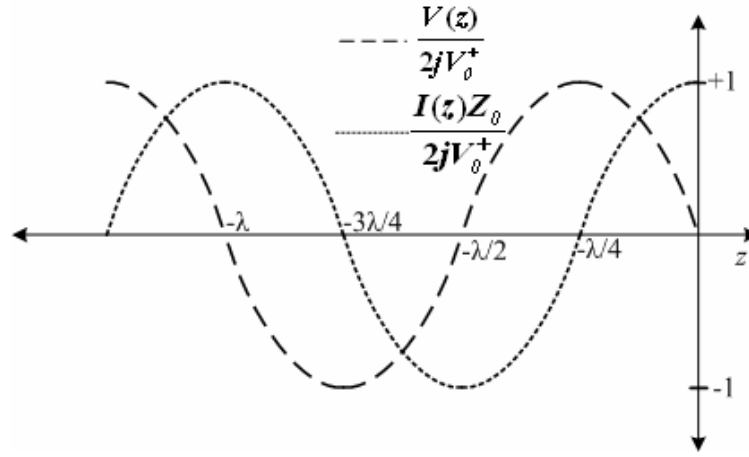
$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}] = -2jV_0^+ \sin \beta z \quad (2.28a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}] = \frac{2V_0^+}{Z_0} \cos \beta z \quad (2.28b)$$

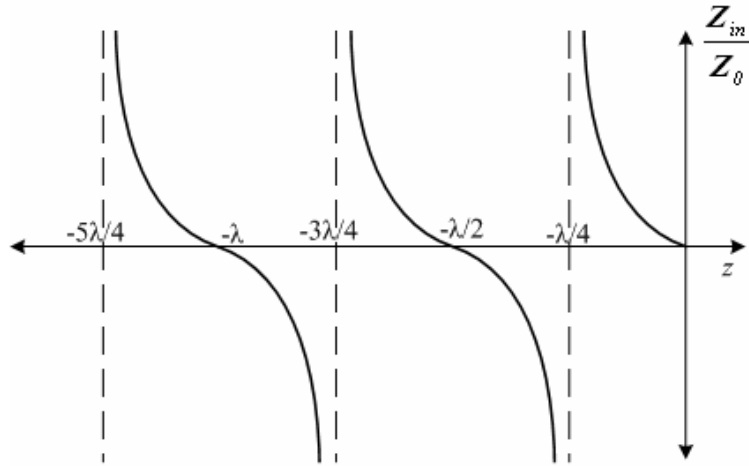
Buradan $z=0$ da $V_L = V(z=0) = 0$ bulunur. Yükten ℓ uzaklıkta giriş empedansı , (2.28) da $z=-\ell$ yazılarak,

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = jZ_0 \tan \beta \ell \quad (2.29)$$

elde edilir. Böylece Z_{in} sırf sanal kısımdan oluşan ve $-\infty$ ile $+\infty$ arasında değeri değişen bir giriş empedansıdır. Ayrıca ℓ 'nin $\lambda/2$ katlarında periyodiktir. Şekil 2.5' te hattaki gerilim ve akımın ile giriş empedansının hat uzunluğu ile değişimi görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 2.5 Sonu kısa devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi.

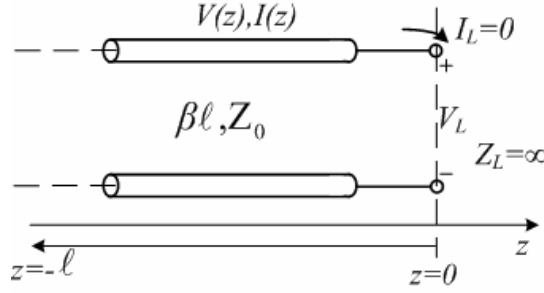
2.1.6 Sonu Açık Devre İletim Hattı

Sonu açık devre edilmiş iletim hattında $Z_L = \infty$ olduğundan (2.17)'den $\Gamma_L = 1$ bulunur. Yansıma katsayısının 1 olması gerilim duran dalga oranını yine sonsuz yaparken ortalama güç de (2.20)'den $P_{av} = 0$ olmaktadır.

(2.18) kullanılarak hattaki gerilim ve akım denklemleri (2.28)'daki gibi elde edilir.

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}] = 2V_0^+ \cos \beta z \quad (2.30a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}] = \frac{-2jV_0^+}{Z_0} \sin \beta z \quad (2.30b)$$

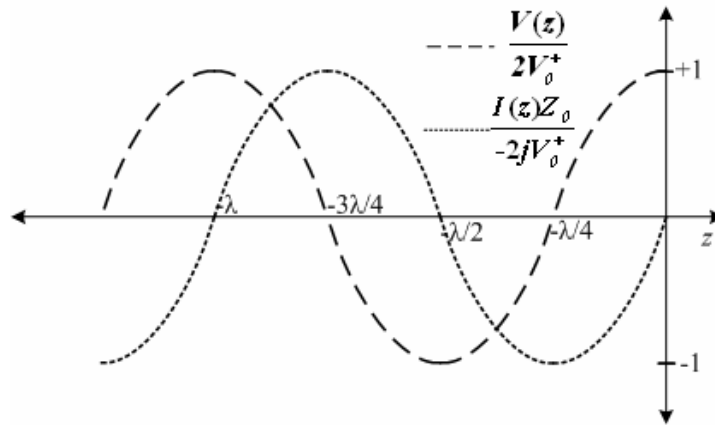


Şekil 2.6 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattı.

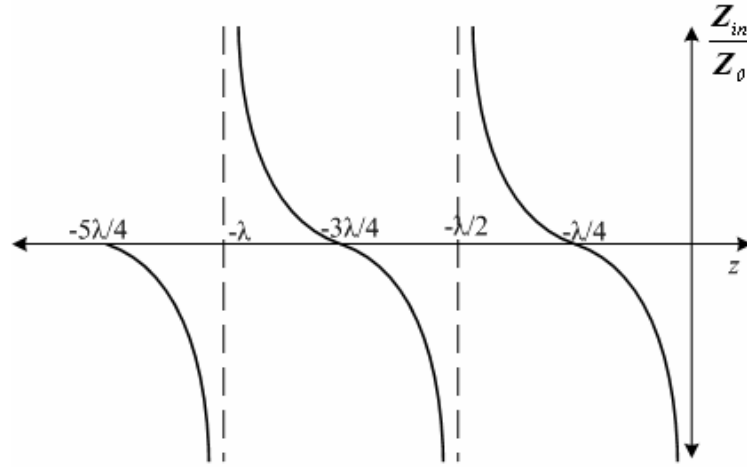
Buradan $z=0$ da $V_L = V(z=0) = 2V_0^+$ bulunur. Yükten ℓ uzaklıkta giriş empedansı , (2.30) de $z=-\ell$ yazılarak,

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = -jZ_0 \cot \beta\ell \quad (2.31)$$

elde edilir. Böylece Z_{in} sırf sanal kısımdan oluşan ve $-\infty$ ile $+\infty$ arasında değeri değişen bir giriş empedansıdır. Ayrıca ℓ 'nin $\lambda/2$ katlarında periyodiktir. Şekil 2.7 'de hattaki gerilim ve akımın ile giriş empedansının hat uzunluğu ile değişimi görülmektedir.



(a)



(b)

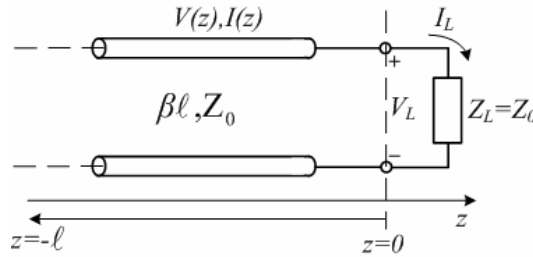
Şekil 2.7 Sonu açık devre kayıpsız iletim hattının uzunluğuna bağlı (a) akım-gerilim (b) giriş empedansı değişimi.

2.1.7 Sonu Karakteristik Empedansla Kapatılmış İletim Hattı

Kayıpsız bir iletim hattında yük empedansı karakteristik empedans değerine eşitlendiğinde (2.17) den $\Gamma_L=0$ bulunur. Yani yükten dolayı hattın sonunda yansıyan bir dalga yoktur. Böylece gelen dalganın tamamı yüke aktarılır. Gerilim durgun dalga oranı ise (2.24) uyarınca $VSWR=1$ olup yüke maksimum güç aktarımının olduğunu gösterir. Çünkü (2.20)' den

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \quad (2.32)$$

olmaktadır. Buna “empedans uygunluğu” denir.



Şekil 2.8 Kayıpsız iletim hattının karakteristik empedans ile sonlandırılması.

Ayrıca (2.18) kullanılarak hattaki gerilim ve akımın hat boyunca değişimi (2.33) deki elde edilir.

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + 0] = V_0^+ e^{-j\beta z} \quad (2.33a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - 0] = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} \quad (2.33b)$$

Buradan hareketle $z=0$ da $V_L = V(z=0) = V_0^+$ bulunur. Yükten ℓ uzaklıkta giriş empedansı , (2.33) de $z=-\ell$ yazılarak,

$$Z_{in} = Z_0 \quad (2.34)$$

elde edilir. Böylece Z_{in} uzaklık ile değişmeyen bir giriş empedansı halini alarak hattın her noktasında hat empedansının karakteristik empedansa eşit olduğu görülür.

2.1.8 Sonu Salt Reaktansla Kapatılmış İletim Hattı

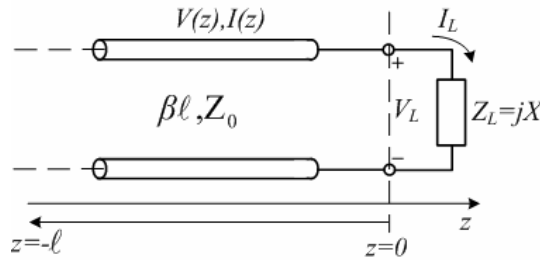
Kayıpsız bir iletim hattında yük empedansı reel kısmı sıfır olan bir empedans değerine eşitlendiğinde (2.17) den (2.35) elde edilir. Burada yansıma katsayısının genliği hesaplanırsa $|\Gamma_L|=1$ bulunur.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{jX - Z_0}{jX + Z_0} = \frac{X^2 - Z_0^2}{X^2 + Z_0^2} + 2j \frac{XZ_0}{X^2 + Z_0^2} \quad (2.35)$$

Yani sonu kısa ya da açık devre hatta olduğu gibidir. Burada tek farkın yansıma katsayısının

açısının $\theta = \tan^{-1} \left(\frac{2XZ_0}{X^2 - Z_0^2} \right)$ olmasıdır. Yansıma katsayısının genliğinin 1 olması gerilim du-

ran dalgı oranını yine sonsuz yaparken ortalama güç (2.20)' den $P_{av}=0$ olmaktadır.



Şekil 2.9 Kayıpsız iletim hattının karakteristik empedans ile sonlandırılması.

Ayrıca (28) kullanılarak yükten ℓ uzaklıkta giriş empedansı,

$$Z_{in} = Z_0 \frac{jX + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 - X \tan \beta \ell} = j \left(Z_0 \frac{X + Z_0 \tan \beta \ell}{Z_0 - X \tan \beta \ell} \right) \quad (2.36)$$

elde edilir. Böylece Z_{in} sırf sanal kısımdan oluşan bir giriş empedansı halini alır.

2.2 Smith Abağı

Smith abağı mikrodalga mühendisliğinin önemli bir ikonu haline gelmiştir. Orijinal olarak Smith abağı 1939 yılında Bell Telefon laboratuvarında P. H. Smith tarafında geliştirilmiş ve böylece karmaşık sayılarla yapılan baş edilmesi zor işlemlerin azaltılması için grafiksel bir çözüm önerilmiştir (Smith, 1941). Sonraki yıllardan günümüze kadar, Smith abağı ile ilgili RF/mikrodalga devre analiz ve sentezinde pek çok uygulama ve çözüm önerisine rastlanabilir. Yaklaşık son on yıldır, bilgisayar yazılım destekli Smith abakları grafiksel çözümün daha da güvenilir ve hızlı olmasını sağlamıştır. Şekil 2.12 de Smith abağının literatürdeki orijinal hali verilmiştir.

Günümüzde çok fonksiyonlu hesap makineleri, güçlü ve hızlı bilgisayarlar, kolay kullanıcı arayüzlü paket programlar, yazılım destekli grafiksel çözümler olmasına karşılık Smith abağı sadece bir grafiksel metottan daha fazlasını sunmaktadır. Mikrodalga devre tasarımında mevcut bilgisayar destekli tasarım programlarının ayrılmaz parçası olan bu abak, daha çok iletim hatları fenomeninin görsel izlenmesini sağlarken pedagojik sebeplerden dolayı da vazgeçilmezdir. Bir mikrodalga mühendisi Smith abağını öğrenmekle iletim hatlarının empedans uydurma problemlerine daha çabuk çözüm üretebilir.

Smith abağı gerilim yansıma katsayısının polar çizilimidir. Eğer yansıma katsayısı genlik ve faz olarak $\Gamma = |\Gamma| \cdot e^{j\theta}$ polar gösterilim olarak alınırsa, genliği $|\Gamma|$ abağın merkezinden bir yarıçap ($|\Gamma| \leq 1$) ve fazı $-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ arasında değişen sonsuz noktaların oluşturduğu birim daire ortaya çıkar. Smith abağının diğer önemli tanımı, temel olarak bütün olası normalize pasif empedans (veya admitans) değerlerinin tümünün, bu orijin merkezli birim yarıçaplı daire alanı içinde kendine ait yansıma katsayısı yardımıyla temsil edilmeleridir. Yani, sabit değerlerle belirlenmiş bir transmisyon hattının herhangi bir noktasındaki empedans (veya admitans) ile hat üzerindeki diğer tüm noktaların empedansları arasındaki bağıntıyı gösteren empedans (veya admitans) koordinat sistemidir. Smith abağının grafiksel oluşumunda dikdörtgensel Z -düzlemi ile yansıma katsayısı polar Γ -düzlemi arasındaki dönüşüm ilişkisi aşağıdaki denklemlerle verilebilir:

$$\Gamma_L = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} = |\Gamma_L| e^{j\theta} \quad (2.37)$$

$$z_L = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad (2.38)$$

burada $z_L = Z_L/Z_0$ normalize yük empedansı ve Γ_L yük empedansı Z_L ye ait yansıma katsayısı iken iletim hattının Z_0 karakteristik empedanstır. Böylece, karmaşık Z -düzlemindeki, sabit rezistans ve reaktans doğruları polar Γ -düzleminde sabit rezistans ve reaktans dairelerine dönüşebilir. O zaman, $\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$ ve $z_L = r_L + jx_L$ olsun. Bu durumda,

$$r_L + jx_L = \frac{(1 + \Gamma_r) + j\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r) - j\Gamma_i} \quad (2.39)$$

yazılabilir. (2.39) denkleminin paydası reel yapılarak normalize yük empedansının rezistans ve reaktans değerleri

$$r_L = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.40a)$$

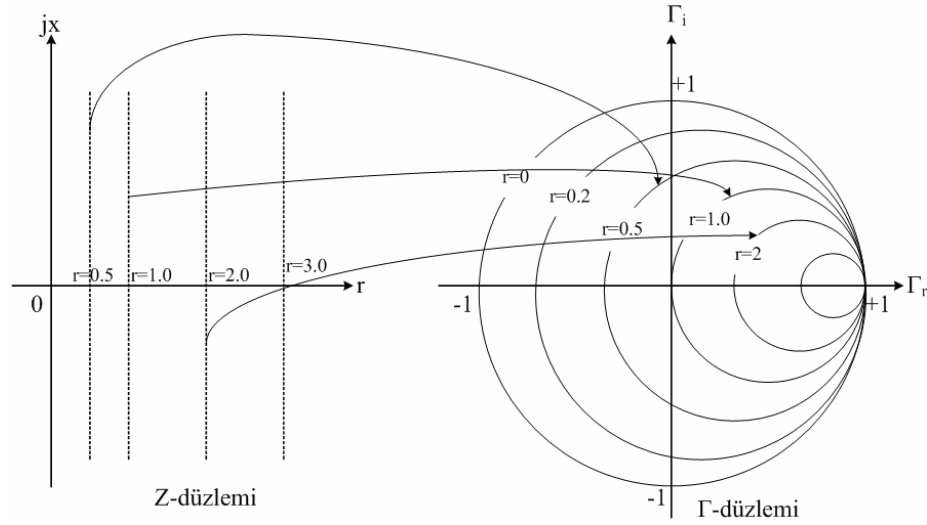
$$x_L = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.40b)$$

elde edilir. (2.40a) ve (2.40b) tekrar düzenlenirse

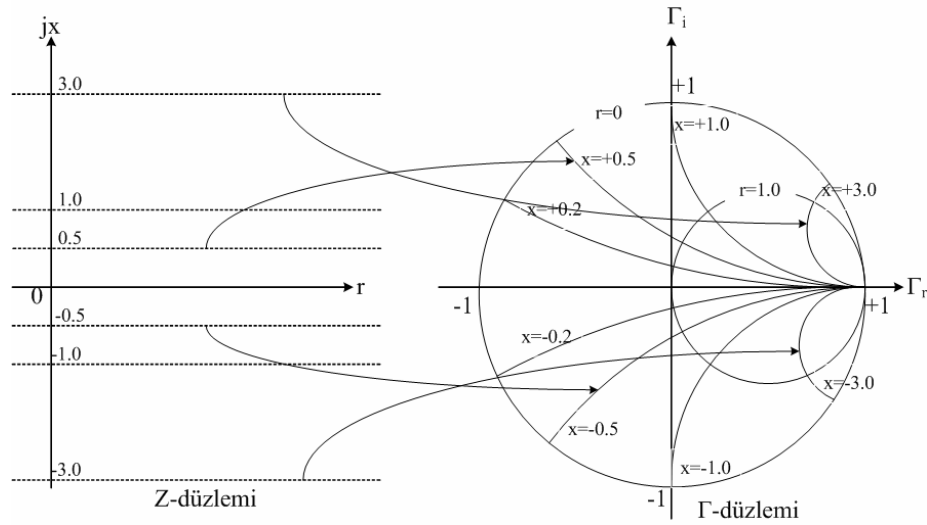
$$\left(\Gamma_r - \frac{r_L}{1 + r_L} \right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1 + r_L} \right)^2 \quad (2.41a)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x_L} \right)^2 = \left(\frac{1}{x_L} \right)^2 \quad (2.41b)$$

Γ düzleminde, Γ_r ve Γ_i eksenlerince belirlenen daireler ailesi elde edilir. Şekil 2.10'da, (2.37), (2.38), (2.39), (2.40) ve (2.41) ile ifade edilen, rezistans ve reaktans doğrularından polar Γ -düzleminde sabit rezistans ve reaktans dairelerine dönüşüm görülmektedir (Çağlar, 2006).



(a)



(b)

Şekil 2.10 Z-düzleminde Γ -düzlemine (a) rezistans (b) reaktans değerlerinin dönüşümü.

Özetle Smith Abağı iki temel görevi yerine getirmek için tasarlanmıştır: (Gupta 2006)

1. Bir Γ yansıma katsayısı ile Z_0 referans empedansına göre normalize edilmiş Z/Z_0 empedansı arasındaki dönüşümdür

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2.42a)$$

$$\frac{Z}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (2.42b)$$

2. Z_0 karakteristik empedanslı ve $\gamma=j\beta$ yayılma sabitli bir kayıpsız, düzgün (üniform) iletim hattı boyunca ℓ uzunluğunca referans düzlemine göre kayma ile tanımlanan Γ veya Z dönüşümüdür.

$$Z_2 = Z_0 \frac{Z_1 + Z_0 \tan \gamma \ell}{Z_0 + Z_1 \tan \gamma \ell} = Z_0 \frac{Z_1 + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_1 \tan \beta \ell} \quad (2.43a)$$

$$Z_2 = Z_0 \frac{1 + \Gamma_1 e^{-2\gamma \ell}}{1 + \Gamma_1 e^{-2\gamma \ell}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_1 e^{-2j\beta \ell}}{1 + \Gamma_1 e^{-2j\beta \ell}} \quad (2.43b)$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_1 e^{-2\gamma \ell} = \Gamma_1 e^{-2j\beta \ell} \quad (2.43c)$$

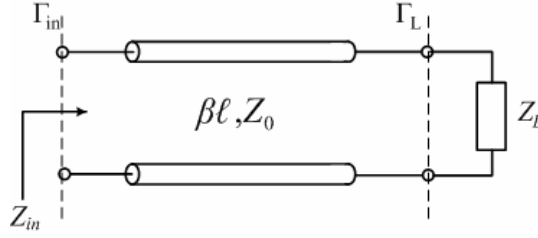
(2.43a) ‘da Z_1 yerine Z_L ve Z_2 yerine Z_{in} yazılırsa, sonu Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış iletim hattının ℓ uzaklıktaki giriş empedansı bulunur. Yine (2.43c) de Γ_1 yerine Γ_L yazılırsa ve Γ_2 yerine Γ_{in} yazılırsa, sonu Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış iletim hattının ℓ uzaklıktaki giriş yansıma katsayısı hesaplanır. Burada Γ_L yük empedansına ait yansıma katsayısıdır ve (2.38) de olduğu gibi verilir.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tan \gamma \ell}{Z_0 + Z_L \tan \gamma \ell} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell}$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-2\gamma \ell}}{1 + \Gamma_L e^{-2\gamma \ell}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta \ell}}{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta \ell}}$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_1 e^{-2\gamma \ell} = \Gamma_1 e^{-2j\beta \ell}$$

(2.43b)’ de ise Γ_1 yerine Γ_L ve Z_2 yerine Z_{in} yazılırsa, sonu Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış iletim hattının Γ_L yüke ait yansıma katsayısı veriliyorsa ℓ uzaklıktaki giriş empedansı hesaplanır. Şekil 2.11’ de yük empedansının giriş empedansına transformasyonu gösterilmektedir.



Şekil 2.11 Sonu Z_L yük empedansı ile sonlandırılmış kayıpsız iletim hattı.

Eğer $\Gamma_L = |\Gamma_L|e^{j\theta}$ alınırsa (2.43c) den

$$\Gamma_{in} = |\Gamma_L| e^{j(\theta - 2\beta\ell)} \quad (2.44)$$

bulunur. (2.44)' in Smith abağı üzerindeki anlamını ifade etmek için şöyle bir örnek verilebilir. Şekil 2.13'te de olduğu gibi empedans abağı üzerine işaretlenmiş $z_L = Z_L/Z_0$ normalize yük empedansı ya da genliği ve açısıyla çizilmiş Γ_L yansıma katsayısından saatin yönünde (kaynağa doğru) $2\beta\ell$ açı miktarınca dönülünce, $z_{in} = Z_L/Z_0$ normalize giriş empedansına ya da Γ_{in} yansıma katsayısına ulaşılır. Sonuçta (2.44) uyarınca ve abak üzerinde görüldüğü üzere giriş yansıma katsayısının genliğinde bir değişme olmazken açısı $2\beta\ell$ değişmektedir.

2.2.1 Kayıpsız İletim Hattı ve Smith Abağı Teknikleri

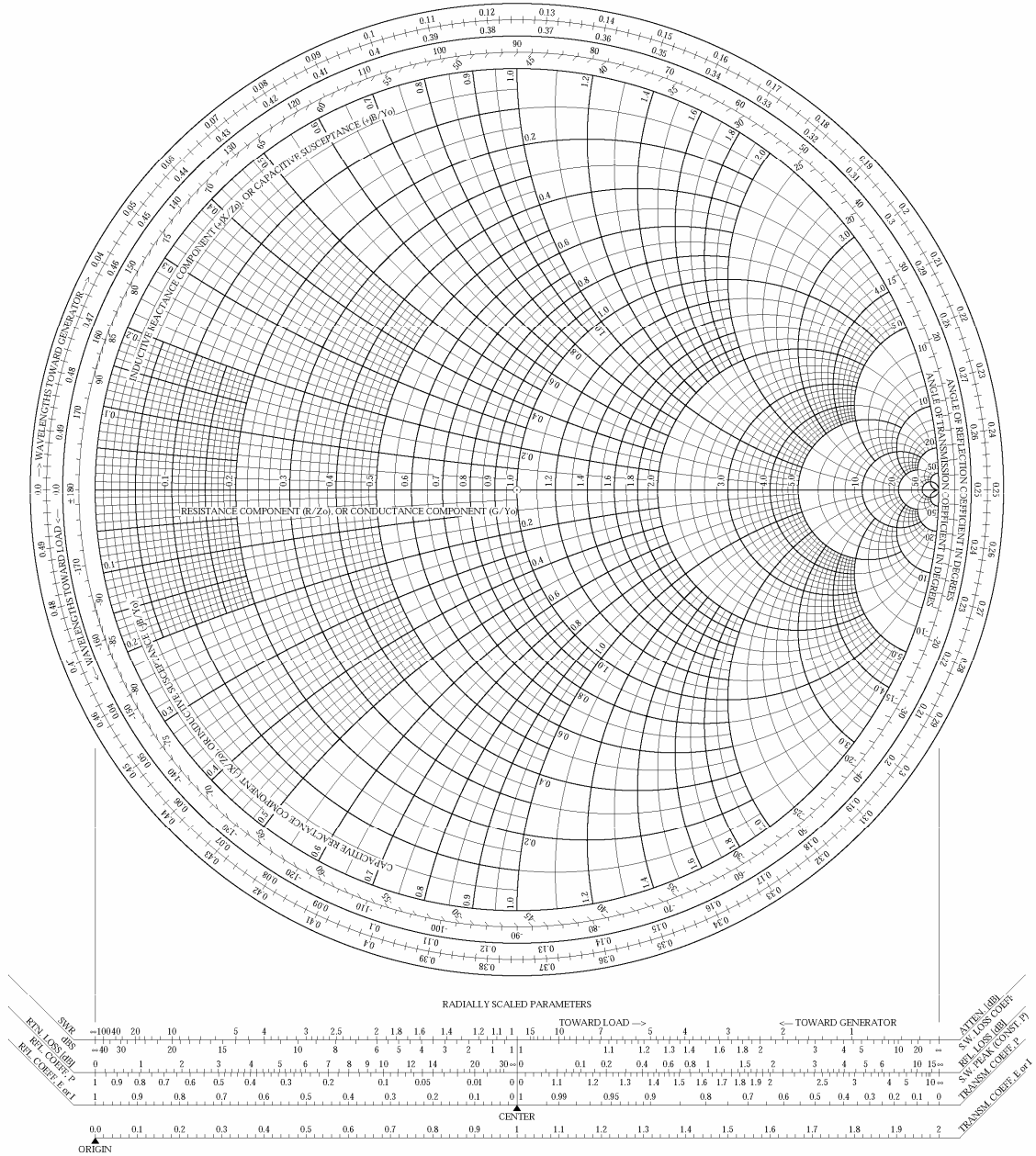
Smith Abağı kullanarak kayıpsız bir iletim hattına ait aşağıdaki temel işlemleri grafiksel olarak yapmak mümkündür.

- $\Gamma_L, Z_L \rightarrow Z(\ell), \Gamma(\ell)$ dönüşümü: hattı sonlandıran yük yansıma katsayısı ya da empedansı verildiğinde hattın herhangi bir noktasındaki yansıma katsayısının ya da empedansın bulunması (bkz. Şekil 2.13) veya
- $Z(\ell) \rightarrow \Gamma(\ell)$ dönüşümü: hattın herhangi bir noktasındaki empedansa ait yansıma katsayısının bulunması veya

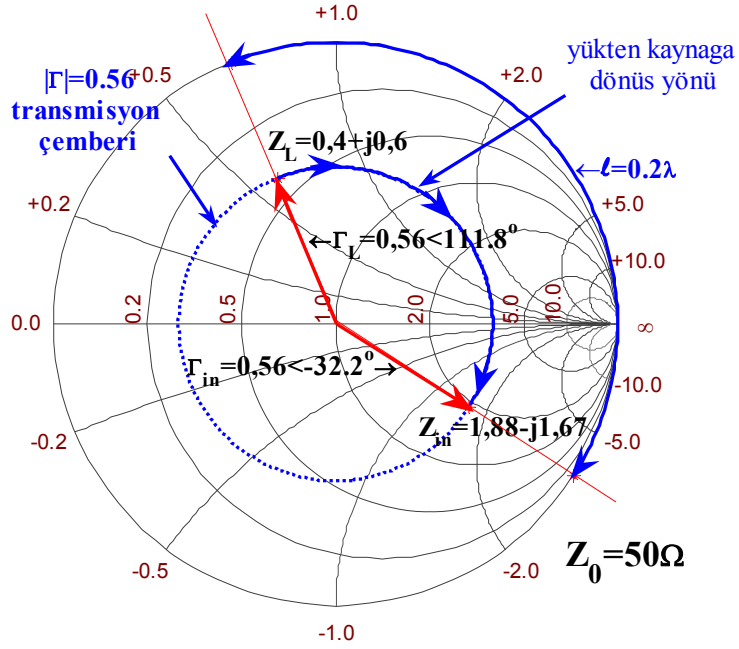
$\Gamma(\ell) \rightarrow Z(\ell)$ dönüşümü: hattın herhangi bir noktasındaki yansıma katsayısına ait empedansın bulunması (bkz. Şekil 2.14)

- $\Gamma(\ell), Z(\ell) \rightarrow \Gamma_L, Z_L$ dönüşümü: hattın herhangi bir noktasındaki yansıma katsayısı ya da empedansı verildiğinde, hattı sonlandıran yük yansıma katsayısı ya da yük empedansının bulunması (bkz. Şekil 2.15)

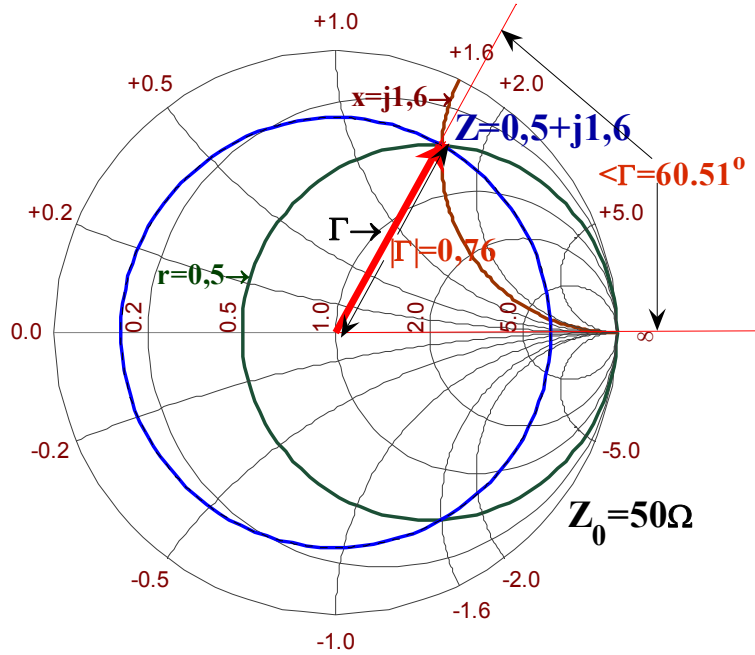
- d_{maks} ve d_{min} bulunması: gerilim duran dalga değişiminde gerilimin maksimum ve minimum değerlere ulaştığı ilk yerler (bknz. Şekil 2.16)
- VSWR: verilen devre koşullarında gerilim duran dalga oranı değerinin bulunması (bknz. Şekil 2.17)
- $Y \rightarrow Z$ veya $Z \rightarrow Y$ dönüşümü: Smith abağının hem empedans hem de admitans abağı olarak kullanılması (bknz. Şekil 2.18 ve 2.19).



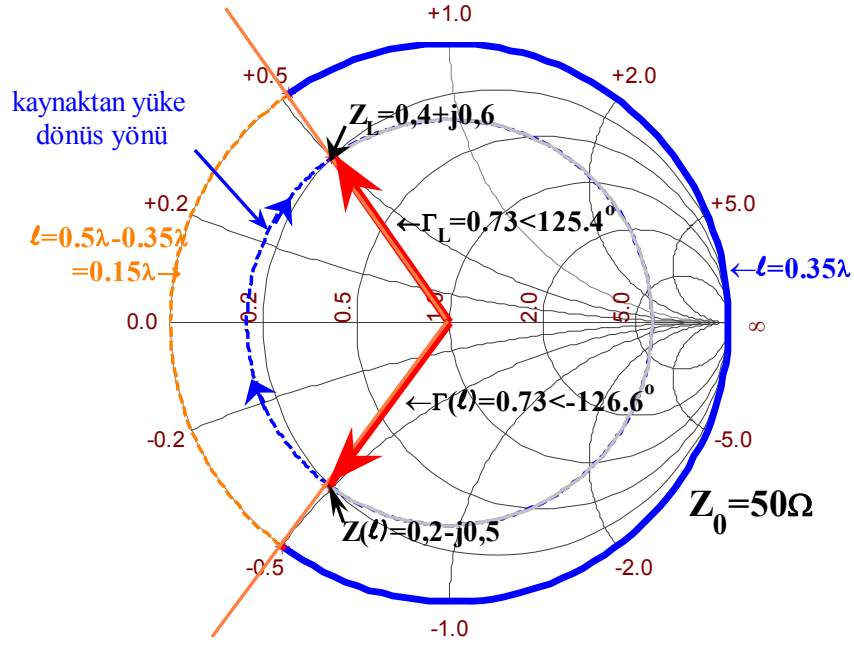
Şekil 2.12 Orijinal Smith Abağı.



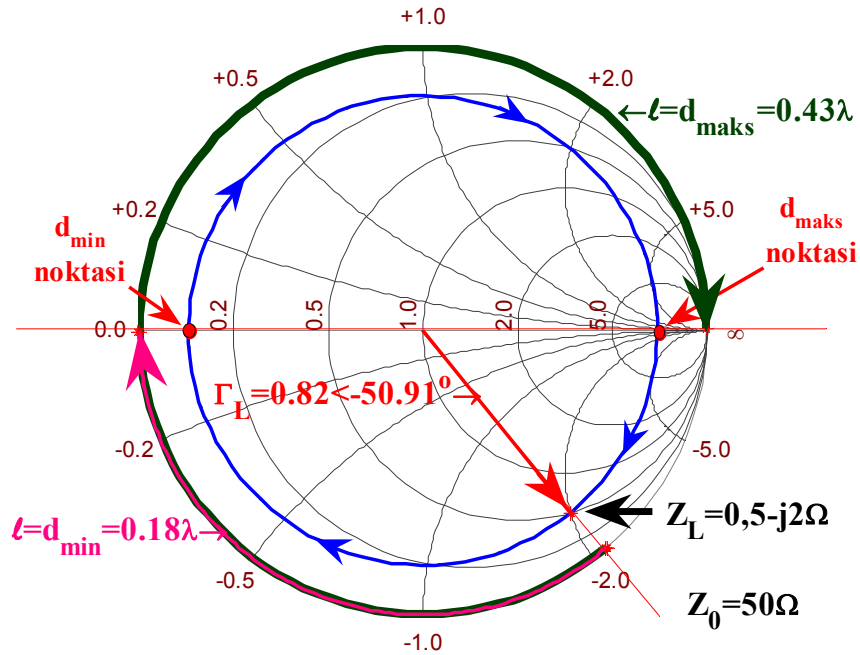
Şekil 2.13 Karakteristik empedansı $Z_0 = 50\Omega$ olan hat sonu $Z_L = 20 + j30\Omega$ yük empedansı ile sonlandırılmış kayıpsız iletim hattı için $\ell = 0.2\lambda$ uzaklıktaki giriş empedansı ve yansıma katsayısının Smith abağı üzerinde gösterilimi.



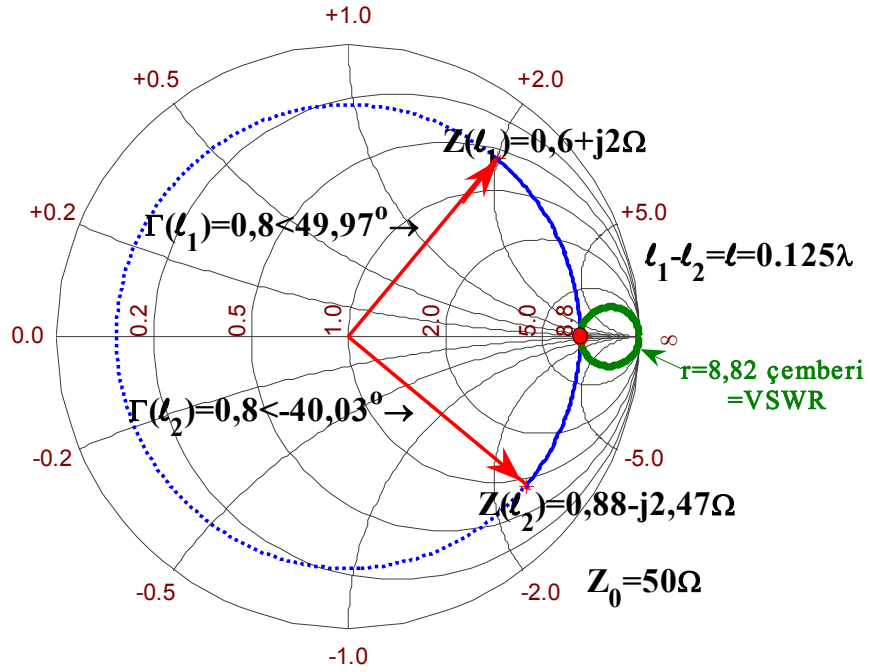
Şekil 2.14 Karakteristik empedansı $Z_0 = 50\Omega$ olan hat sonu $Z_L = 25 + j80\Omega$ yük empedansının yansıma katsayısının abak üzerinde gösterilimi.



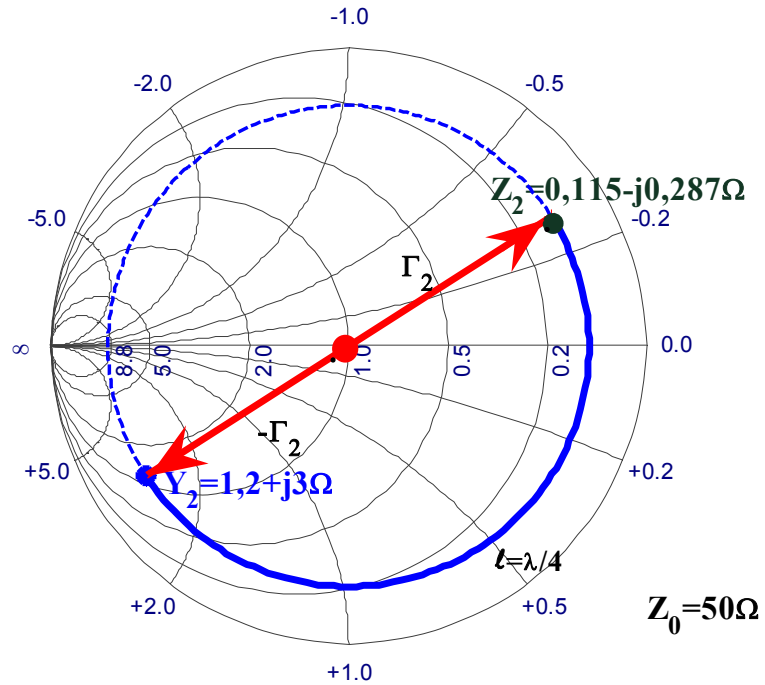
Şekil 2.15 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hattın herhangi bir noktasındaki $Z(\ell)=10+j25\Omega$ empedansından hattın yük empedansının bulunmasının abak üzerinde gösterimi.



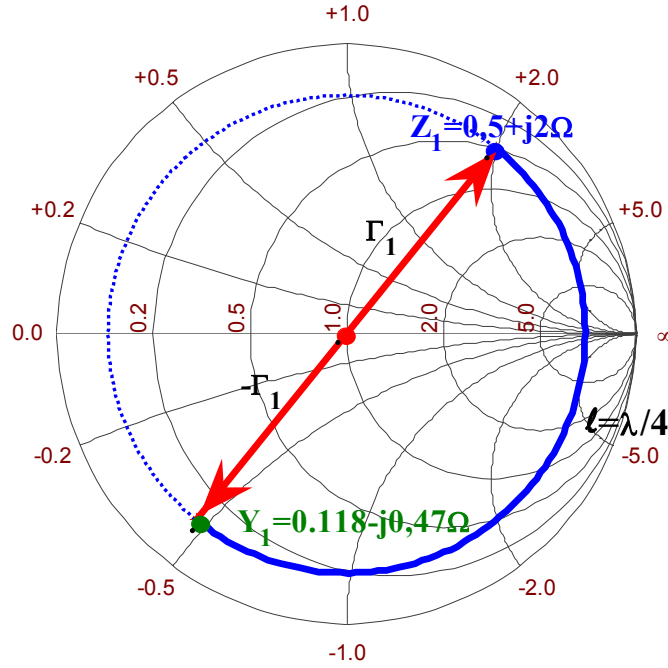
Şekil 2.16 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hattın yük empedansından sonraki ilk d_{min} ve d_{maks} noktalarına ait uzaklıkların abak üzerinde gösterimi.



Şekil 2.17 Karakteristik empedansı $Z_0 = 50\Omega$ olan hattın iki farklı noktasındaki empedans, yansımaya katsayılarının ve VSWR değerinin abak üzerinde gösterilimi.



Şekil 2.18 Karakteristik empedansı $Z_0 = 50\Omega$ olan hatta Y_2 admitansının Z_2 empedansı olarak admitans abağı üzerinde gösterilimi.



Şekil 2.19 Karakteristik empedansı $Z_0=50\Omega$ olan hatta Z_1 empedansının Y_1 admitansı olarak empedans abağı üzerinde gösterilimi.

2.3 Empedans Uydurma

Empedans uydurma RF/mikrodalga devre tasarımında, örneğin yüksek frekanslı alıcı/verici devrelerde anten bağlantısı ve düşük gürültülü mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı gibi konularda çok önem kazanır. Mikrodalga mühendisliği uygulamaları için günümüze kadar pek çok eserde ve yayında empedans uygunluğu için metotlar sunulmuştur. Bilgisayar tabanlı tasarım ve mühendisliği geliştikçe bu konuda çok fazla paket program RF/mikrodalga mühendislerinin hizmetine sunulmuştur ve hala sunulmaktadır. Yazılım tabanlı devre modellerinin gelişmesi bu konudaki yazılımsal gelişimleri de hızlandırmaktadır.

Empedans uydurmanın temel hedefi yük veya kaynak empedansının süren veya sürülen devreye bir uydurma devresi ile eşleştirilmesidir. İdeal şartlarda uydurma devresi kayıpsız kabul edilir. Böylece güç kaybı olmaz. Örneğin yük empedansı kayıpsız bir iletim hattının karakteristik empedansına eşitlenirse yük yasama katsayısı sıfır olacaktır. Aşağıdaki sebeplerden dolayı empedans uydurma yapılmalıdır:

- Sürülen devreye ya da yüke maksimum güç aktarımı sağlar
- Güç dağıtım devrelerinde genlik ve faz hatalarını azaltır

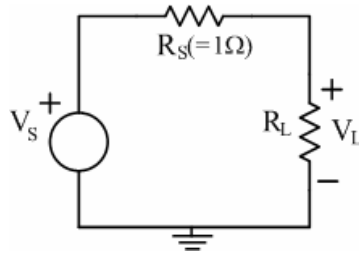
- Duyarlılığı yüksek devre elemanları (anten, düşük gürültülü kuvvetlendirici) için işaret-gürültü gücü oranını iyileştirir

Yük empedansının reel kısmı sıfır olmadığı müddetçe mutlaka bir uydurma devresi bulunabilir. Tabii ki pek çok farklı devre vardır. Yalnız bir uydurma devresi için aşağıdaki özellikler sağlanırsa iyi bir devre tasarlanmış demektir:

- Karmaşıklık: çoğu mühendislik çözümünde olduğu gibi basitlik bir devre için önerilen önemli özelliklerden biridir. Çünkü basit bir devre karmaşık olana göre daha ekonomik, daha güvenilir ve daha az kayıplıdır.
- Bant genişliği: herhangi bir uydurma devresi aslında tek bir frekans değeri için tasarlanır. Çünkü yalnız bu frekansta kayıpsızdır. Ama pek çok uygulamada geniş bir bant genişliği için uydurma istenir. Ne yazık ki bant genişliğini artırma isteği devre karmaşıklığını artıracaktır.
- Gerçekleme: devrenin daha kolay gerçekleştirilebilir olması tercih sebebidir.
- Ayarlanabilirlik: değişken yük empedansı durumunda bazı uydurma devrelerinin ayarlanabilir olması istenir.

2.3.1 Kayıpsız İletim Hattı, Empedans Uydurma ve Maksimum Güç Aktarımı

Doğru akım (DC) devreleri için iyi bilinen bir teorem sorunu şu şekilde açığa kavuşturmaktadır: “Bir devrede maksimum güç; kaynaktan yüke ancak yük direnci kaynak direncine eşit iken aktarılır” .Bu ifade basit olarak ispatlanabilir. Aşağıda buna ait hesaplamalar ve şekil verilmiştir:



Şekil 2.20 Temel kaynak yük bağlantısı.

Şekil 2.20 'deki devrede; maksimum güç transferinin $R_s=R_L$ durumunda gerçekleştiğini ispat etmek için şu formül yazılabilir. Gerilim bölme kuralından:

$$V_L = \frac{R_L}{R_L + R_s} V_s \quad (2.45)$$

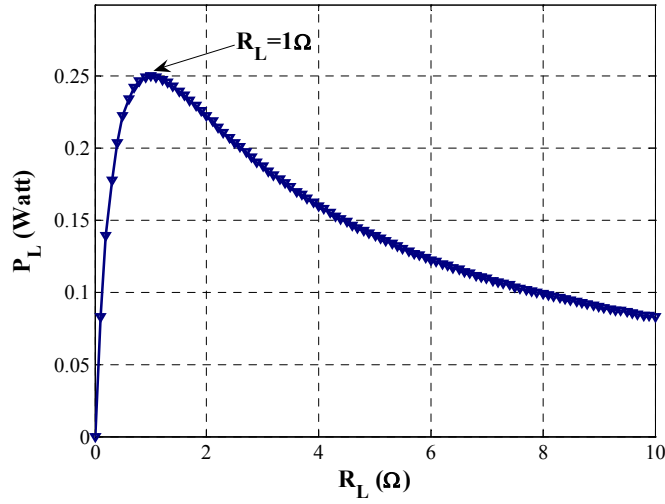
Örnek olarak $V_S=1\text{V}$ ve $R_S=1\Omega$ başlangıç değerleri alınarak:

$$V_L = \frac{R_L}{1 + R_L} \quad (2.46)$$

yazılabilir. Böylece R_L üzerine aktarılan güç:

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{R_L}{1 + R_L}\right)^2}{R_L} = \frac{R_L}{(1 + R_L)^2} \quad (2.47)$$

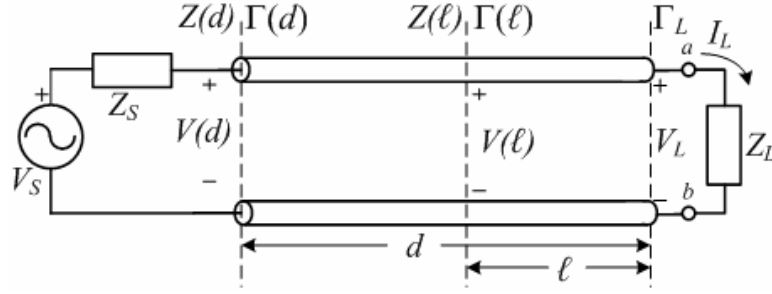
bulunur. Buradan P_L 'nin R_L 'ye göre değişimi çizilirse:



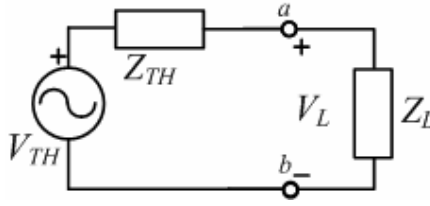
Şekil 2.21 Yüke aktarılan gücün yük direnci ile değişimi.

Şekil 2.21' deki grafikten de görüleceği üzere maksimum güç R_L 'ye $R_S=R_L(=1\Omega)$ olduğunda aktarılmaktadır. Teorem bu şekilde kanıtlanmış olur.

Benzer olarak alternatif akım veya zamanla değişen devrelerde kaynaktan yüke maksimum güç transferinin elde edilmesi yük empedansı kaynak empedansının kompleks eşleniğine eşit olmalıdır. Kompleks eşlenik; reel kısmı aynı direnç değerine, kompleks kısmı ise tam tersi bir reaktansa eşit olan bir kompleks empedansa karşılık gelmektedir. Bu nedenle eğer kaynak empedansı $Z_S=R+jX$ ise yük empedansı da $Z_L=R-jX$ olmalıdır.



(a)



(b)

Şekil 2.22 d uzunluklu iletim hattı ve Thevenin eşdeğeri.

Bu durum iletim hatları için genelleştirilirse, bir güç kaynağından, d uzunluğundaki kayıpsız iletim hattını sonlandıran Z_L yük empedansına maksimum güç aktarılması için empedansların kompleks eşlenik olması yeterlidir. Yani Şekil 2.22' de de görüleceği üzere

$$Z_L = Z_{TH}^* \quad (2.48)$$

olmalıdır. $Z_L = R_L + jX_L$ ve $Z_{TH} = R_{TH} + jX_{TH}$ olduğundan $R_L = R_{TH}$ ve $X_L = -X_{TH}$ olur. Bu durumda, üretilen toplam gücün yarısı yük empedansına aktarılırken yarısı da Thevenin empedansında kalacaktır. Thevenin empedansı burada iletim hattının parametreleri cinsinden aşağıdaki gibi verilebilir:

$$Z_{TH} = Z_0 \frac{Z_S + jZ_0 \tan \beta d}{Z_0 + jZ_S \tan \beta d} \quad (2.49)$$

Thevenin devresinden, yükten akan akım

$$I_L = \frac{V_{TH}}{Z_L + Z_{TH}} = \frac{V_{TH}}{(R_L + jX_L) + (R_{TH} + jX_{TH})} = \frac{V_{TH}}{2R_{TH}} \quad (2.50)$$

olarak elde edilir. Toplam güç hesaplanmak istenirse

$$P_{TOP} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ V_{TH}^* I_L \} = \frac{|V_{TH}|^2}{4R_{TH}} \quad (2.51)$$

bulunur. Buradan Thevenin ve yük empedansı üzerindeki güçler aşağıdaki gibidir.

$$P_{TH} = \frac{1}{2} R_{TH} |I_L|^2 = \frac{|V_{TH}|^2}{8R_{TH}} = \frac{P_{TOP}}{2}, P_L = \frac{1}{2} R_L |I_L|^2 = \frac{|V_{TH}|^2}{8R_{TH}} = \frac{P_{TOP}}{2} \quad (2.52)$$

(2.48)' den görüleceği üzere toplam güç eşit olarak (2.45)' deki durumdan dolayı empedanslar tarafından paylaşılmıştır.

Eşlenik uydurma koşulu (2.48)' de empedanslar için yazıldığı gibi bu empedanslara ait yansıma katsayıları cinsinden de aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\Gamma_L = \Gamma_{TH}^* = \Gamma_s^* e^{j2\beta d} \quad (2.53)$$

Üstel kısmı eşitliği sol tarafına geçirerek, kaynak yansıma katsayısı ile iletim hattının yük empedansından d uzaklığındaki yansıma katsayısı arasında

$$\Gamma(d) = \Gamma_L e^{-j2\beta d} = \Gamma_s^* \Leftrightarrow \Gamma(d) = \Gamma_s^* \quad (2.54)$$

ilişkisi bulunabilir. Böylece kaynak tarafında da bir eşlenik uydurma eşitliği elde edilebilir. Eğer bu genelleştirilirse hat boyunca her noktada eşlenik uydurma vardır denilebilir. Gerçekten hat, yükten ℓ uzaklıktaki kesiti düşünülürse (2.53) ve (2.54) kullanılarak aşağıdaki ifade yazılabilir.

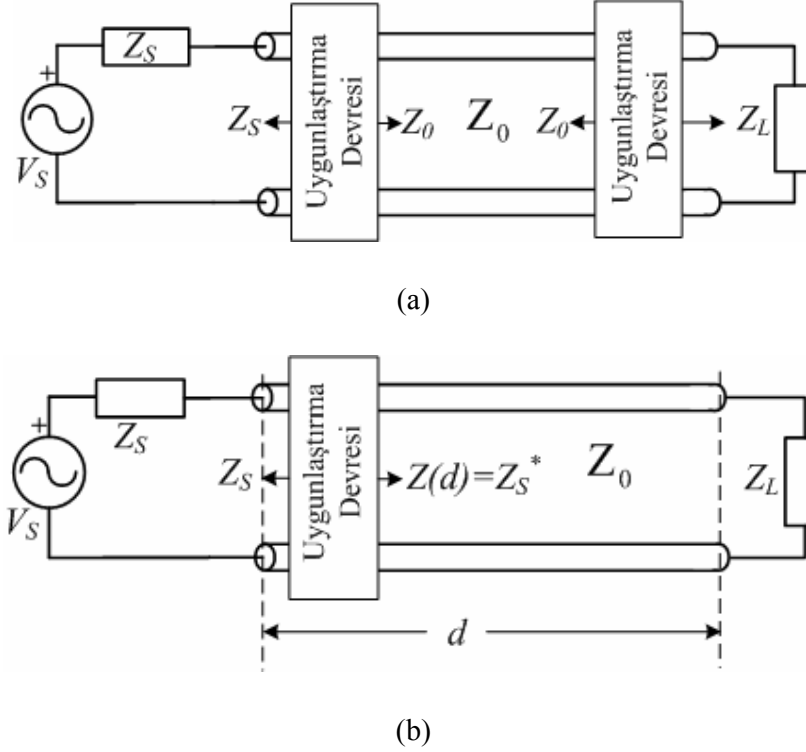
$$\Gamma(\ell) = \Gamma_L e^{-j2\beta \ell} = \Gamma_s^* e^{j2\beta(d-\ell)} \quad (2.55)$$

Pratikte eşlenik uydurma yansımasız uydurma ile aynı şeyi ifade etmez. Yansımasız uydurma, yük empedansının kayıpsız iletim hattının karakteristik empedansına eşitlenmesi ile gerçekleşir. Şekil 2.23' te her iki uydurmayı gösteren devreler verilmektedir.

Birinci durumda, yani Şekil 2.23a' da $Z_S = Z_L = Z_0$ yapılarak kaynak ve yük empedansları tam olarak iletim hattına uygunlaştırılmış olmasından hattın başında ve sonunda yansıma katsayısının sıfır olur ve yansıyan dalga söz konusu değildir. Dolayısı ile yüke maksimum güç aktarımı olacaktır. İkinci durumda, yani Şekil 2.23b' de ise yük empedansı iletim hattına uygunlaştırılmamış ve iletim hattı kaynak tarafında eşlenik uygunlaştırılmıştır. Burada $Z(d)$ empedansı

$$Z(d) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta d}{Z_0 + jZ_L \tan \beta d} \quad (2.56)$$

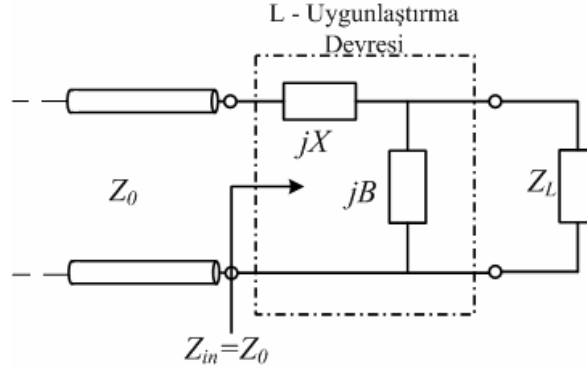
olduğundan $\tan \beta d$ den dolayı frekansa, Z_0 'a ve Z_L 'ye bağlıdır. Çünkü $\beta = \omega/v_p$ olarak tanımlanmıştı. Dolayısı ile frekansla değişen $Z(d)$ sadece tek bir frekans değerinde en iyi uydurmayı sağlayabilecektir. Eşlenik uydurma genellikle toplu parametrelili, π ve T-uydurma devreleri için uygulama alanı oluşturmaktadır.



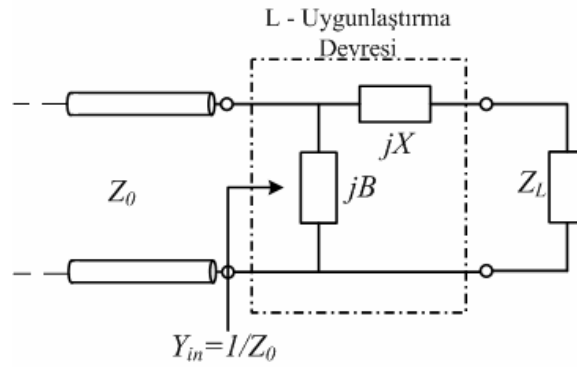
Şekil 2.23 (a) Yansısız uydurma (b) Eşlenik uydurma.

2.3.2 Toplu Parametrelili Empedans Uydurma

Bir uydurma devresi sonsuz alternatif çözümler vardır. Dolayısı ile istenilen şartlarda empedans uydurma için kıstasların belirlenmesi gerekmektedir. En önemli kıstas uydurmanın dar bantlı mı yoksa geniş bantlı mı yapılacağıdır. Daha sonra geçirme işlem bandının hangi frekanslarda olacağının ve bu frekans bölgesine uygun toplu parametrelili, dağılmış parametrelili devre elemanlarının seçiminin belirlenmesidir. Devamında analitik çözümlerle hali hazırdaki devre yapıları kullanılarak empedans uydurma gerçekleştirilir. Şekil 2.24' te toplu parametrelili L-uydurma devresinin yük empedansının değerine göre iki farklı çözümü görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 2.24 L-uydurma devreleri: (a) Z_L Smith abağında $1+jx$ dairesinin içinde ise (b) Z_L Smith abağında $1+jx$ dairesinin dışında ise.

Darbanthlı ya da tek frekansta uydurma için L-devresi analitik ve pratik olarak en kolay çözümdür. Seri ve paralel kollardaki elemanlar yük empedansının değerine göre kondansatör ya da bobindir. Dolayısı ile sekiz farklı çözüm buradan çıkacaktır. Yüksek frekanslara çıkıldıkça, örneğin 1GHz ve yukarısı gibi, kondansatör ve bobin kullanmak doğru sonuçlar vermediğinden toplu parametrelili L-devresi ve benzerleri için bir kısıtlama söz konusudur.

2.3.2.1 L-Uydurma Devresi Analitik Çözümü

Şekil 2.24a' daki devre ele alınırsa, $Z_L = R_L + jX_L$ 'dir ve $R_L > Z_0$ olduğundan,

$$Z_{in} = jX + \frac{1}{jB + 1/(R_L + jX_L)} \quad (2.57)$$

yazılıp $Z_0 = Z_{in}$ koşulundan, reel ve sanal kısımlar birbirine eşitlenir.

$$B(XR_L - X_L Z_0) = R_L - Z_0 \quad (2.58a)$$

$$X(1 - BX_L) = BZ_0 R_L - X_L \quad (2.58b)$$

(2.58a)' dan X çekilip (2.58b)' de yerine yazılırsa B suseptansı için aşağıdaki kuadratik denklem elde edilir.

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L / Z_0} \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0 R_L}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (2.59a)$$

Burada $R_L > Z_0$ olduğundan köklü ifadenin sonucu pozitif çıkacaktır. Seri koldaki reaktans değeri ise

$$X = \frac{R_L + Z_0(R_L X_L - 1)}{B R_L} \quad (2.59b)$$

olarak elde edilir. (2.59a)'dan pozitif ve negatif olmak üzere iki farklı B değeri için çözüm elde edilebileceği ele alınırsa, X reaktansı için de aynı durum geçerli olabilecektir. Pozitif B değeri bir kapasiteyi, negatif B değeri bir endüktansı ifade ederken pozitif X değeri bir endüktansı ve negatif X değeri de kapasiteyi ifade eder. Bu dört farklı seçenekli çözümden bir tanesi, eleman değerlerinin küçük elde edildiği durumda daha iyi bir bant genişliği ve yükte küçük VSWR değeri sağlayacaktır.

Şekil 2.24b' deki devre ele alınırsa, $R_L < Z_0$ olduğundan, yani abakta Z_L , $1+jx$ dairesinin dışında,

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{R_L + j(X_L + X)} \quad (2.60)$$

yazılıp $Y_{in} = 1/Z_0$ koşulundan, reel ve sanal kısımlar birbirine eşitlenir.

$$BZ_0(X + X_L) = Z_0 - R_L \quad (2.61a)$$

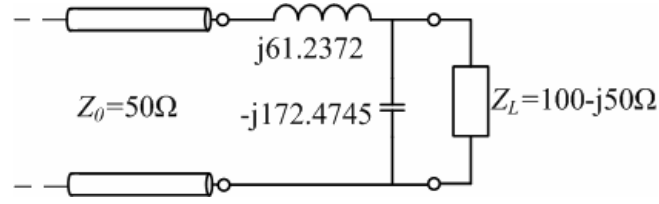
$$X + X_L = BZ_0 R_L \quad (2.61b)$$

X ve B beraber çözülürse,

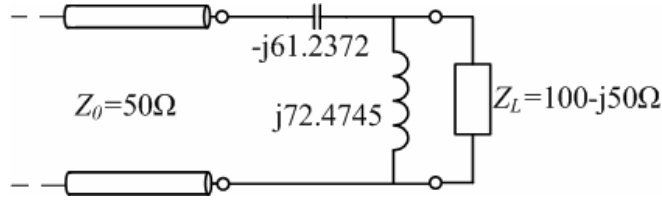
$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} - X_L \quad (2.62a)$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_0 - R_L) / R_L}}{Z_0} \quad (2.62b)$$

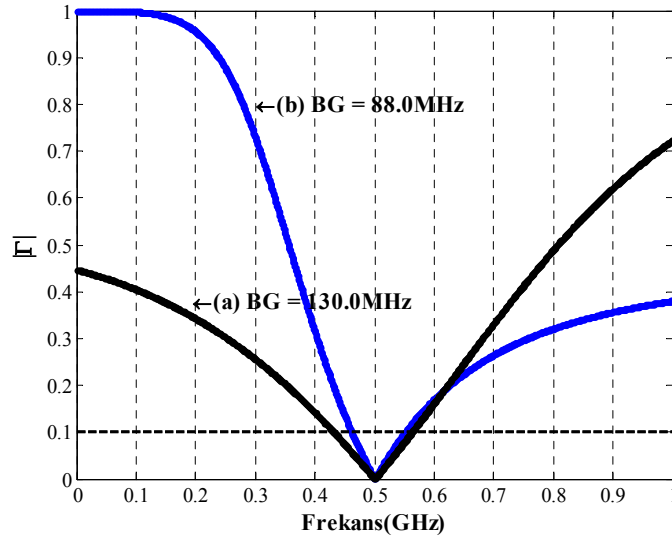
Burada $R_L < Z_0$ olduğundan köklü ifadelerin sonuçları pozitif çıkacaktır. Yine bir önceki analitik çözümde olduğu gibi dört farklı sonuç çıkar.



(a)



(b)



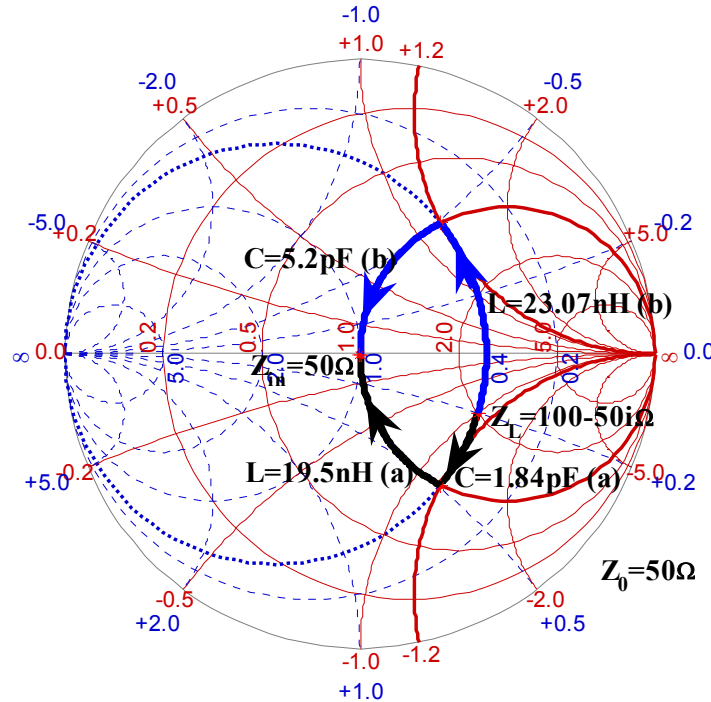
(c) (a) ve (b) deki devreler için $|\Gamma| \leq 0,1$ koşulunda bant genişliği.

Şekil 2.25 $R_L > Z_0$ durumunda $Z_L = 100 - j50\Omega$ yük empedansına L-devresi ile uydurma.

2.3.2.2 L-Uydurma Devresi Smith Abağı Çözümü

Şekil 2.26' da görüleceği üzere renkli bir Smith Abağı verilmiştir. Burada kırmızı renkli, düz çizgili daireler empedans abağını, mavi renkli kesik çizgili daireler admitans abağını göstermektedir. Bu abak kullanılarak L-devresi uydurma işlemi aşağıdaki sırayla yapılır:

1. Z_L , Z_0 karakteristik empedansı kullanılarak normalize edilir ve z_L noktası işaretlenir. (veya Y_L admitansı, Y_0 kullanılarak normalize edilir ve y_L noktası işaretlenir.)
2. a) İşaretlenen noktadan geçen ve şönt kapasite eklenmesini ifade eden sabit iletken dairesi (şekilde $g=0,4$ dairesi) üzerinde saat yönünde (siyah yön) $r=1$ dairesini kesene kadar ilerlenir ve kesişimin sonunda yeni nokta işaretlenir. İki noktanın reel kısımları eşit sanal kısımları farklıdır. Bu sanal kısım farkı, eklenen elemanın sabit bir frekans-taki admitans değeridir. Bu yeni nokta mutlaka $z=1+jx$ üzerinde olur veya
b) İşaretlenen noktadan geçen ve şönt endüktans eklenmesini ifade eden sabit iletken dairesi (şekilde $g=0,4$) üzerinde saatin ters yönünde (mavi yön) $r=1$ dairesini kesene kadar ilerlenir ve kesişimin sonunda yeni nokta işaretlenir. İki noktanın reel kısımları eşit sanal kısımları farklıdır. Bu sanal kısım farkı, eklenen elemanın sabit bir frekans-taki admitans değeridir. Bu yeni nokta yine mutlaka $z=1+jx$ üzerinde olur.



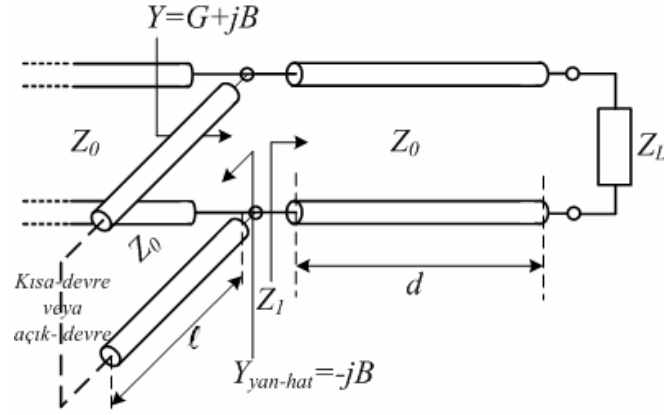
Şekil 2.26 $R_L > Z_0$ durumunda $Z_L = 100 - j50 \Omega$ yük empedansına, Smith abağı üzerinde L-devresi ile uydurma.

3. a) Yeni noktadan geçen ve seri endüktans eklenmesini ifade eden sabit rezistans daire-
si (şekilde $r=1,0$ dairesi) üzerinde saat yönünde (siyah yön) $r=1+j0$ noktasını kesene
kadar ilerlenir ve kesişimin sonunda son nokta işaretlenir. İki noktanın reel kısımları
eşit sanal kısımları farklıdır. Bu sanal kısım farkı, eklenen elemanın sabit bir frekans-
taki empedans değeridir veya
- b) Yeni noktadan geçen ve seri kapasite eklenmesini ifade eden sabit rezistans dairesi
(şekilde $r=1,0$ dairesi) üzerinde saatin ters yönünde (mavi yön) $r=1+j0$ noktasını kese-
ne kadar ilerlenir ve kesişimin sonunda son nokta işaretlenir. İki noktanın reel kısımla-
rı eşit sanal kısımları farklıdır. Bu sanal kısım farkı, eklenen elemanın sabit bir fre-
kanstaki empedans değeridir. Sonuçta ulaşılan noktanın empedans değerinin,
demormalize edildikten sonra karakteristik empedansa eşit olduğu görülebilir.

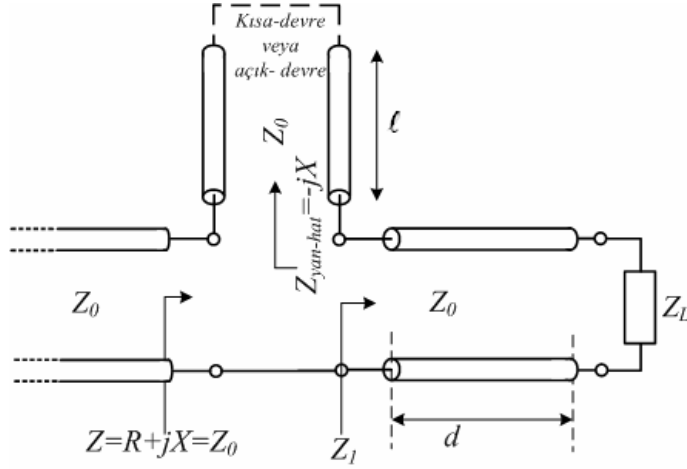
2.3.3 İletim Hatları İle Empedans Uydurma

2.3.3.1 Tek-Yan Hat Uydurma

Herhangi bir yük empedansı tek-yan uydurması kullanılarak uygunlaştırılmak istenen hatta
uygunlaştırılabilir. Sakıncası ise yük empedans değeri değiştiğinde yan-hattın yerinin değiş-
mesi gerektiği gerçeğidir. Tek-yan uydurma devresinin gelenekselleşmiş devre yapısı Şekil
2.26' da görüldüğü gibi verilmiştir. Devrede, sonu kısa devre ya da açık devre aynı zamanda
paralel (şönt) ya da seri bir ℓ uzunluklu yan yat, yükten itibaren d uzunluklu seri bağlanmış bir
iletim hattını izlemektedir. Her ikisinin karakteristik empedansları aynı ya da farklı olabilir.
Tek-yan uydurma devresi ile uydurma işleminde, öncelikle iki parametresinin belirlenmesi ile
olur. Bunlar ℓ , d olup sırasıyla yan-hat ve yükten yan hattın konulacağı yere kadar olan iletim
hattının uzunluklarıdır. Burada d büyüklüğü, uydurma yapılacak empedanstan seri veya şönt
yan hattın uzaklığını ifade eder. Şönt yan-hat durumunda uydurmanın temel mantığı, yük em-
pedansından d uzaklıktaki giriş admitansının $Y_I=Y_0+jB$ olarak bulunması ve sonra şönt yan-
hattın girişinden görülen suseptansın $-jB$ değerine eşitleyecek yan-hat uzunluğu ℓ 'nin bulun-
masına dayanır. Seri yan-hat durumunda ise uydurmanın temel mantığı, yük empedansından d
uzaklıktaki giriş empedansının $Z_I=Z_0+jX$ olarak bulunması ve sonra şönt yan-hattın girişinden
görülen reaktansın $-jX$ değerine eşitleyecek yan-hat uzunluğu ℓ 'nin bulunmasına dayanır.



(a)



(b)

Şekil 2.27 (a) Şönt yan-hat uydurma devresi (b) Seri yan-hat uydurma devresi.

2.3.3.1.1 Şönt Yan-Hat Uydurmasının Analitik Çözümü

Şekil 2.26a' da $k = \tan \beta d$ ve $Z_L = R_L + jX_L$ alınarak Y_1

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta d}{Z_0 + jZ_L \tan \beta d} = Z_0 \frac{(R_L + jX_L) + jZ_0 k}{Z_0 + j(R_L + jX_L)k} \quad (2.63)$$

$$\Rightarrow Y_1 = 1/Z_1 = G + jB$$

yazılır. Buradan

$$G = \frac{R_L(1 + k^2)}{R_L^2 + (X_L + Z_0 k)^2} \quad (2.64a)$$

$$B = \frac{R_L^2 - (Z_0 - X_L k)(X_L + Z_0 k)}{Z_0 [R_L^2 + (X_L + Z_0 k)^2]} \quad (2.64b)$$

bulunup ve uydurma koşulu $G=Y_0=1/Z_0$ kullanılarak d değerini içeren k bilinmeyeni için ikinci dereceden denklem aşağıdaki gibi düzenlenir ve k için çözülürse

$$\begin{aligned} Z_0(R_L - Z_0)k^2 - 2X_L Z_0 k + (X_L Z_0 - R_L^2 - X_L^2) &= 0 \\ \Rightarrow k &= \frac{X_L \pm \sqrt{R_L^2 [(Z_0 - R_L)^2 + X_L^2] / Z_0}}{R_L - Z_0} \end{aligned} \quad (2.65)$$

$R_L \neq Z_0$ durumu için (2.65) yazılabilir. Eğer $R_L = Z_0$ olursa, $k = -X_L / 2Z_0$ sağlanır. Böylece, d için iki çözüm mümkündür:

$$d = \begin{cases} \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} k & , k \geq 0 \\ \frac{\lambda}{2\pi} (\pi + \tan^{-1} k) & , k < 0 \end{cases} \quad (2.66)$$

Yan-hat uzunluğunun bulunabilmesi için yan-hat suseptansının $-B$ değerine eşit olduğu durum ele alınmalıdır. Dolayısıyla, sonu açık devre yan-hat uzunluğu

$$\ell = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B_s}{Y_0} \right) = -\frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B}{Y_0} \right) \quad (2.67a)$$

ve sonu kısa devre yan-hat uzunluğu,

$$\ell = -\frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B_s} \right) = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B} \right) \quad (2.67b)$$

olarak elde edilir. (2.67)' deki değerlerden herhangi biri negatif çıkarsa pozitif sonuç için $\lambda/2$ eklenir.

2.3.3.1.2 Seri Yan-Hat Uydurmasının Analitik Çözümü

Şekil 2.26b' de görülen seri yan-hat uydurma devresi göz önüne alınarak yan-hattın yükten uzaklığı ve uzunluğu için aşağıdaki analitik işlemler yazılabilir. Yük admitans olarak $Y_L = G_L + jB_L$ yazılırsa, yükten d uzaklıktaki admitans değeri Y_l , $k = \tan \beta d$ ve $Y_0 = 1/Z_0$ alınarak

$$Y_I = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan \beta d}{Y_0 + jY_L \tan \beta d} = Y_0 \frac{(G_L + jB_L) + jY_0 k}{Y_0 + j(G_L + jB_L)k} \quad (2.68)$$

$$\Rightarrow Z_I = 1/Y_I = R + jX$$

olarak elde edilir. Buradan

$$R = \frac{G_L(1 + k^2)}{G_L^2 + (B_L + Y_0 k)^2} \quad (2.69a)$$

$$X = \frac{G_L^2 - (Y_0 - B_L k)(B_L + Y_0 k)}{Z_0 [G_L^2 + (B_L + Y_0 k)^2]} \quad (2.69b)$$

bulunup ve uydurma koşulu $R=Z_0=1/Y_0$ kullanılarak d değerini içeren k bilinmeyeni için ikinci dereceden denklem aşağıdaki gibi düzenlenir ve k için çözülürse

$$Y_0(G_L - Y_0)k^2 - 2B_L Y_0 k + (G_L Y_0 - G_L^2 - B_L^2) = 0 \quad (2.70)$$

$$\Rightarrow k = \frac{B_L \pm \sqrt{G_L [(Z_0 - G_L)^2 + B_L^2] / Y_0}}{G_L - Y_0}$$

$G_L \neq Y_0$ durumu için (2.70) yazılabilir. Eğer $G_L = Y_0$ olursa, $k = -B_L / 2Y_0$ sağlanır. Böylece, d için iki çözüm mümkündür:

$$d = \begin{cases} \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} k & , k \geq 0 \\ \frac{\lambda}{2\pi} (\pi + \tan^{-1} k) & , k < 0 \end{cases} \quad (2.71)$$

Seri yan-hat uzunluğunun bulunabilmesi için yan-hat reaktansının $-X$ değerine eşit olduğu durum ele alınmalıdır. Dolayısıyla, sonu kısa devre yan-hat uzunluğu

$$\ell = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{X_S}{Z_0} \right) = -\frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{X}{Z_0} \right) \quad (2.72a)$$

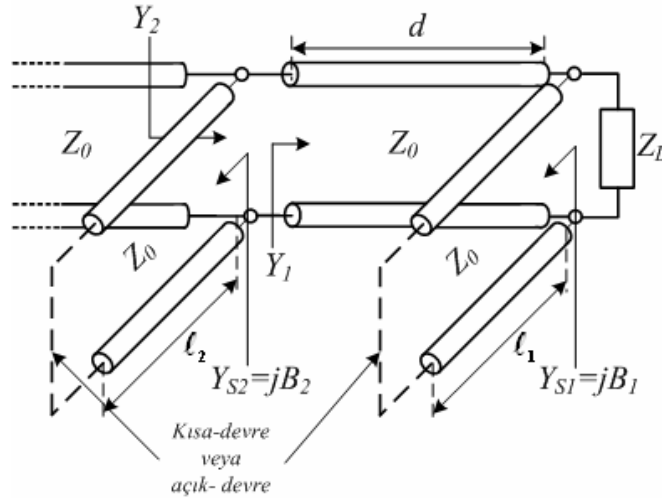
ve sonu kısa devre yan-hat uzunluğu,

$$\ell = -\frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Z_0}{X_S} \right) = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Z_0}{X} \right) \quad (2.72b)$$

olarak elde edilir. (2.72)'deki değerlerden herhangi biri negatif çıkarsa pozitif sonuç için $\lambda/2$ eklenir.

2.3.3.2 Çift-Yan Hat Uydurma

Çift yan-hat uydurma devresinde Şekil 2.28’ de görüldüğü gibi önceden aralarındaki mesafe belirlenmiş iki şönt yan-hat vardır. Yan-hatlar arasındaki uzunluğun önceden belirli olması ile yük empedansının değişmesine karşılık yeni bir çift yan-hat değişimi uydurmayı sağlayabilmektedir. Buradaki sakınca ise her yük empedansına karşılık bir çözüm olmamasıdır. Bu durumda sadece üç yan-hat seçeneği çözümü garanti eder.



Şekil 2.28 Çift yan-hat uydurma devresi.

2.3.3.2.1 Analitik Çözüm

Yüke yakın yan-hattın solundan görülen admitans değeri, $Y_L = G_L + jB_L$ için

$$Y_I = G_L + j(B_L + B_I) \quad (2.73)$$

olarak elde edilir. Burada B_I birinci yan-hattın suseptansıdır. Daha sonra d uzunluklu iletim hattından sonra ikinci yan-hattın sağından görülen admitans ise

$$Y_2 = Y_0 \frac{G_L + j(B_L + B_I + Y_0 k)}{Y_0 + jk(G_L + jB_L + jB_I)} \quad (2.74)$$

$k = \tan \beta d$ ve $Y_0 = 1/Z_0$ alınarak yazılabilir. Tam bu noktada, Y_2 admitansının reel kısmının Y_0 değerine empedans uygunluğu şartını sağlaması için eşitlenirse

$$G_L^2 - G_L Y_0 \frac{1+k^2}{k^2} + \frac{(Y_0 - B_L k - B_I k)^2}{k^2} = 0 \quad (2.75)$$

elde edilir. Burada G_L çözülrse

$$G_L = Y_0 \frac{1+k^2}{2k^2} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4k^2 (Y_0 - B_L k - B_1 k)^2}{Y_0^2 (1+k^2)^2}} \right] \quad (2.76)$$

(2.76) elde edilir. Burada G_L reel olduğundan köklü ifadenin pozitif olması gerekir. Öyleyse,

$$0 \leq \frac{4k^2 (Y_0 - B_L k - B_1 k)^2}{Y_0^2 (1+k^2)^2} \leq 1 \quad (2.77)$$

yazılabilir. Bu koşul (2.76) için değerlendirilirse G_L için bir uydurma aralığı elde edilir:

$$0 \leq G_L \leq Y_0 \frac{1+k^2}{k^2} \quad (2.78)$$

Belirli bir d değeri için birinci yan-hattın suseptansı (2.76) den

$$B_1 = -B_L + \frac{Y_0 \pm \sqrt{(1+k^2) G_L Y_0 - G_L^2 k^2}}{k} \quad (2.79)$$

İkinci yan-hattın suseptansı ise (2.75) ifadesinin sanal kısmının negatif değerine eşit olduğundan

$$B_1 = -\frac{\pm Y_0 \sqrt{(1+k^2) G_L Y_0 - G_L^2 k^2} + G_L Y_0}{G_L k} \quad (2.80)$$

şeklinde bulunur. (2.79) ve (2.80)' de $\pm$ durumu incelendiğinde aynı işaretlerin alınması eşlenik çözümlerin elde edilmesini sağlayacaktır. Buradan B_i ($i=1,2$) yerine yazılarak sonu açık devre yan-hatların uzunlukları

$$\ell = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B_i}{Y_0} \right) \quad (2.81a)$$

ve sonu kısa devre yan-hatların uzunlukları

$$\ell = -\frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B_i} \right) \quad (2.81b)$$

şeklinde elde edilir.

3. YAPAY SİNİR AĞLARI (YSA)

Bilim dünyası 1940'lı yılların başında yapay sinir ağları ile tanışmıştır. Bu alanda yapılan ilk çalışmalar, öncelikle beyin hücrelerinin işlevlerinin ve aralarında iletişim prensiplerinin ortaya çıkarılmasını amaçlamamıştır. O yıllardan günümüze yapay sinir ağları gerek teorik gerekse pratik anlamda dikkate değer miktarda yol katetmiştir. Artık çok rahatlıkla, birçok yapay hücrenin belli bir düzende bir araya getirilmesi ve uygun öğrenme algoritmaları ile yapay sinir ağları kurulabilmekte ve bu ağlar çok karmaşık görevleri başarıyla yerine getirebilmektedir.

Başka bir yaklaşımda, YSA için, “bilgiyi depolamak için doğal eğilimi olan basit birimlerden oluşan paralel yapılandırılmış bir işlemciye benzer veya öğrenme yoluyla, sinaptik ağırlıklar olarak bilinen nöronlar arası bağlantı kuvvetlerini bilgiyi depolamak için kullanır” tanımı yapılmaktadır (Haykin, 1994). Diğerinde ise, “yapay sinir sistemleri veya sinir ağları deneysel bilgiyi alan, doplayan ve kullanan fiziksel hücreli sistemlerdir” olarak tanımlanmıştır (Zurada, 1992).

YSA modelleri, biyolojik sinir ağlarının çalışma biçimlerinden esinlenerek ortaya çıkarıldığından yapay sinir hücrelerinin (nöronların) uygun bir tasarımla birbirlerine yoğun olarak bağlanmalarından oluşmaktadırlar. Sinir sisteminin modellenmesi ile elde edilen YSA' lar, biyolojik sinir sisteminin benzer üstünlüklerine de sahiptir. Bu üstünlükleri aşağıdaki gibi maddeler halinde özetlenebilir:

- **Doğrusal Olmama:** YSA' nın temel işlem elemanı doğrusal olmayan fonksiyonla aktive edilebildiğinden, hücrelerin birleşmesinden meydana gelen YSA da doğrusal olmaz ve böylece bu özellik bütün ağı yayılmış olur. Bu özelliği ile YSA, doğrusal olmayan karmaşık problemlerin modellenmesinde önemli bir araç olagelmıştır.
- **Paralellik:** Geleneksel bilgi işleme yöntemlerinin çoğu seri işlemlerden oluşmaktadır. Bu da hız ve güvenilirlik sorunlarını beraberinde getirmektedir. Seri bir işlem gerçekleştirirken herhangi bir birimin yavaş oluşu tüm sistemi yavaşlatırken, paralel bir sistemde yavaş bir birimin etkisi çok azdır. Yani seri bir bilgisayarın bir işlemcisi beyine göre birim zamanda milyarlarca kez daha hızlı işlem yapmasına ve beyinin işlem hızı çok düşük olmasına rağmen, toplam işlem hızı seri çalışan bir bilgisayara göre kıyaslanamayacak kadar yüksektir.
- **Yerel Bilgi İşleme:** İnsan beyinde olduğu gibi, yapay sinir ağlarında her bir işlem birimi, çözülecek problemin tümü ile ilgilenmek yerine, sadece problemin gerekli parça-

sı için özelleşmektedir ve problemin bir parçasını işlemektedir. Yapay hücreler çok basit işlem yapmalarına rağmen, sağlanan görev paylaşımı sayesinde, çok karmaşık problemler çözülebilmektedir.

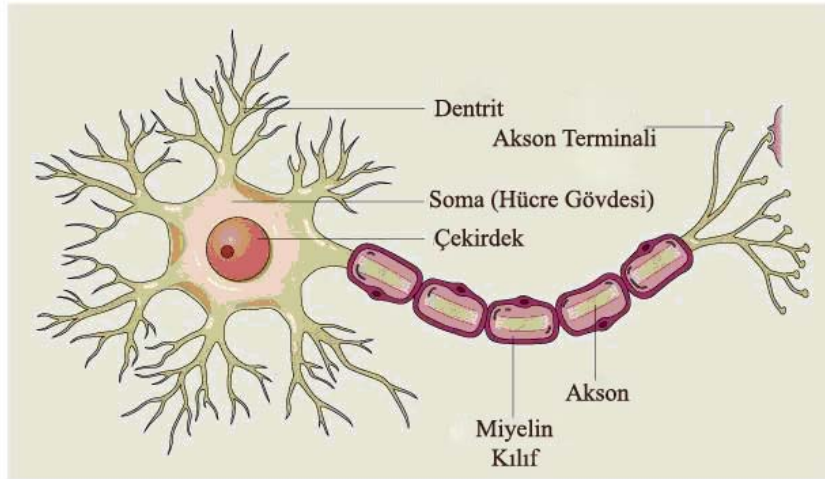
- **Hata Toleransı:** Sayısal bilgi işleyen bilgisayarda, herhangi bir işlem elemanını yerinden almak, onu etkisiz bir makineye dönüştürmektedir. Ancak yapay sinir ağlarında bir elemanda meydana gelebilecek hasar çok büyük önem teşkil etmez. Seri bilgi işlem yapan bir sistemde herhangi bir birimin hatalı çalışması, hatta bozulmuş olması tüm sistemin hatalı çalışmasına veya bozulmasına sebep olacaktır. Paralel işlem 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 hatalı çalışan birimlerinin oranınca azalmasına sebep olacaktır. YSA' ların hatayı tolere etme yetenekleri geleneksel yöntemlere göre son derece yüksektir.
- **Öğrenebilirlik:** Geleneksel veri işleme yöntemlerinin çoğu programlama yolu ile hesaplamaya dayanmaktadır. Bu yöntemler ile tanımlı iyi yapılamamış (giriş-çıkış ilişkileri arasındaki ilişkiler belirlenememiş) problemin çözümü yapılamaz. Dolayısıyla, problemin iyi tanımlanmasının yanında, bir de problemin çözümü için probleme yönelik bir algoritmanın geliştirilmesi gerekmektedir. Yapay sinir ağları problemleri verilen örneklerle göre çözer. Çözülecek herhangi bir problem için yapı benzerlik gösterir. YSA' nın arzu edilen davranışı gösterebilmesi için amaca uygun olarak ayarlanması yeterlidir. Bu, hücreler arasında doğru bağlantıların yapılması ve bağlantıların uygun ağırlıklara sahip olması gerektiği demektir. YSA' nın karmaşık yapısı nedeniyle bağlantılar ve ağırlıklar önceden ayarlı olarak verilemez ya da tasarlanamaz. Bu nedenle YSA, istenen davranışı gösterebilecek şekilde ilgilenilen probleme ait eğitim örneklerini kullanarak problemi öğrenmelidir.
- **Genelleme:** YSA, ilgilenilen problemi öğrendikten sonra eğitim sırasında karşılaşmadığı test örnekleri için de arzu edilen tepkiyi üretebilir. Örneğin, karakter tanıma amacıyla eğitilmiş bir YSA, bozuk karakter girişlerinde de doğru karakterleri verebilir ya da bir sistem için eğitilmiş YSA modeli, eğitim sürecinde hiç uygulanmamış giriş sinyalleri için de sistemle aynı davranışı gösterebilir.
- **Uyarlanabilirlik:** YSA, ilgilenilen problemdeki değişikliklere göre ağırlıklarını ayarladığı ya da optimize ettiği ifade edilmişti. Yani, belirli bir problemi çözmek amacıyla eğitilen YSA, problemdeki değişimlere göre tekrar eğitilebilir, değişimler devamlı ise

gerçek zamanda da eğitime devam edilebilir. Bu özelliği ile YSA, uyarlamalı örnek tanıma, sinyal işleme, sistem modelleme ve denetim gibi alanlarda etkin olarak kullanılabilir.

- **Donanım ve Hız:** YSA, paralel yapısı nedeniyle büyük ölçekli bütünleşmiş devre (VLSI) teknolojisi ile gerçekleştirilebilir. Bu özellik, YSA' nın hızlı bilgi işleme yeteneğini artırır ve gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılmasını sağlar.
- **Analiz ve Tasarım Kolaylığı:** YSA' nın temel işlem elemanı olan nöronun yapısı ve modeli, bütün YSA yapılarında yaklaşık aynıdır. Dolayısıyla, YSA' nın farklı uygulama alanlarındaki yapıları da standart yapıdaki bu hücrelerden oluşacaktır. Bu nedenle, farklı uygulama alanlarında kullanılan YSA' lar benzer öğrenme algoritmalarını ve teorilerini paylaşabilirler. Bu özellik, problemlerin YSA ile çözümünde önemli bir kolaylık getirmektedir.

3.1 Biyolojik Sinir Hücresi ve Sinir Ağları

İnsan beynini oluşturan sinir hücreleri ve bu hücrelerin oluşturduğu oldukça kompleks yapılar olan ağlar gerek çalışma prensipleri, gerekse yapılarından dolayı bilim adamlarının her zaman ilgisini çekmiştir ve çekmeye devam etmektedir. Çünkü özellikle insan beyni üzerine olan araştırmalar çok popüler ve hala gizemlidir.

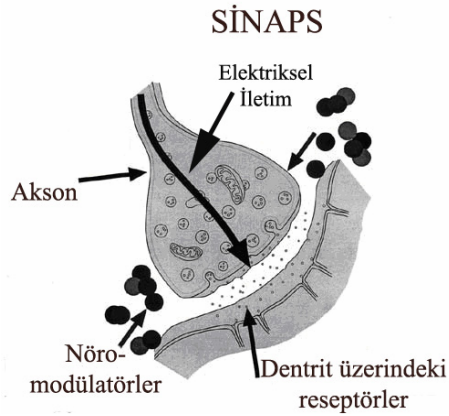


Şekil 3.1 Biyolojik sinir hücresinin temel yapısı.

Şekil 3.1 'de görülen biyolojik sinir hücresi insan beynini oluşturan milyarlarca hücreden yalnızca biridir. Bu hücreler insan beynini oluşturan ve tüm vücuda yayılmış olan sinir ağlarının

birim elemanıdır. Üstlenecekleri işlevin özelliğine göre değişen sayılarda bir araya gelerek, insan beyninin düşünme, karar verme, öğrenme v.b. çok sayıdaki fonksiyonlarını gerçekleştirirler. Temelde, sinir sistemi bilgiyi alan, işleyen, yorumlayan ve sonuçta uygun bir karar üreten bir merkez ve bu merkeze bağlı alıcı ve tepki sinirlerinden oluşur. (Sağıroğlu vd, 2003).

Bir sinir hücresi hücre gövdesi, gövdeden çıkan sinyali ileten birim (akson) ve gövdeye bağlı sinyal toplayıcılardan (dendrit) meydana gelen üç ana bölümden oluşur. Hücreler birbirlerine dendrit adı verilen uzantılarla bağlanırlar. Bağlantı noktalarına sinaps denir (Bakınız Şekil 3.2). Bu bağlantılar aynı zamanda hücreler arasında iletişim kanalı olarak vazife görürler ve sinyalleri taşıma işlevini yerine getirirler. Her sinir hücresinde bir akson bulunur. Akson ile dendrit arasında sinyal alışverişi akson kesecikleri içinde bulunan nöro-modülatörler yardımı ile gerçekleşmektedir. Kabaca, sinyal taşınması elektrik yüklü iyonlar yardımıyla olmaktadır. Akson üzerini örten miyelin kılıfın yalıtım (diğer nöronların uyarımlarını kesme) ve darbe (impuls) hızını artıran iki önemli görevi vardır. Bir sinir hücresinin durumu, dışı pozitif yüklü, içi negatif yüklü iki yük arasında da iyi bir yalıtkan bulunan yüklenmiş bir kondansatöre benzer. Uygun bir uyarıcı ile kısa sürede bu kondansatör tam ters kutuplanabilir ya da yükü boşaltılabilir. Ölçümler sonucunda, sinir hücresi zar potansiyelinin -60 ile -95mV arasında, akson potansiyelinin tepe değerinin +20 ile +50mV arasında ve 0.5ms ile 0.5s arasında değiştiği gözlenmiştir.



Şekil 3.2 Sinaptik bağlantı.

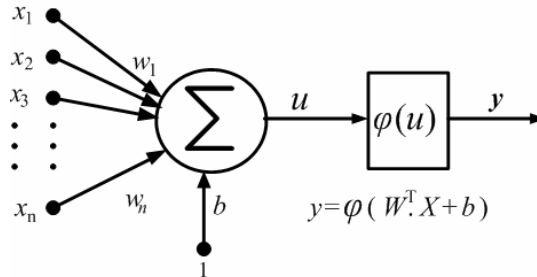
Sinir hücrelerinin bazı elektriksel prensiplere göre haberleşmesi, bilim adamlarının dikkatini çekmiş ve elektrik devreleri veya bir mekanizma ile sinir hücrelerinin çalışmasını gerçekleştirebilecekleri düşüncesinin ortaya çıkmasına ön ayak olmuştur. Kısa bir süre öncesine kadar sinir hücrelerinin yenilenemediği sanılıyordu. Ancak yapılan son araştırmalar insan beyninde

gerektiğinde yeni sinir hücrelerinin üretildiğini ortaya koymuştur. İleride bu özellikten yararlanarak belki de laboratuvar ortamında çoğaltılacak sinir hücreleri ile yapay sinir ağları konusunda yenilikler yaratılacaktır.

3.2 Yapay Sinir Hücresi (Nöron)

Yapay sinir hücreleri (nöronlar), YSA'nın çalışmasına esas teşkil eden en küçük ve temel bilgi işleme birimidir veya elemanıdır. Geliştirilen hücre modellerinde bazı farklılıklar olmakla birlikte genel özellikleri ile bir yapay hücre modeli, Şekil 3.3 'de görüldüğü gibi girişler, ağırlıklar, birleştirme fonksiyonu, aktivasyon (etkinleştirme) fonksiyonu ve çıkışlar olmak üzere beş bileşenden meydana gelmektedir. Girişler, diğer nöronlardan ya da dış ortamlardan nöronlara giren bilgilerdir. Bilgiler, bağlantılar üzerindeki ağırlıklar üzerinden nörona girer ve ağırlıklar, ilgili girişin nöron üzerindeki etkisini belirler. Birleştirme fonksiyonu, bir hücreye gelen net girişi hesaplayan bir işlemdir ve genellikle net giriş, girişlerin ilgili ağırlıkla çarpımlarının toplamından meydana gelir. Birleştirme fonksiyonu, ağ yapısına göre maksimum olan, minimum olan ya da çarpım fonksiyonu olabilir. Aktivasyon fonksiyonu ise birleştirme fonksiyonundan elde edilen net toplam girişi, seçilen bir işlemde geçiren nöron çıkışını belirleyen ve çoğunlukla doğrusal olmayan bir fonksiyondur. Nöron modellerinde, bazen net girişi artıran +1 değerli polarma (kutuplama) girişi ya da azaltan -1 değerli eşik girişi bulunabilir ve bu giriş de sabit değerli bir giriş olarak giriş vektörü (X), katsayısı ise (genellikle b ile gösterilir) ağırlık vektörü (W) içerisine alınabilir. Genel olarak nöron modelleri Şekil 3.3 'deki gibi olmakla birlikte gerçekleştirdiği işleve göre hücreler statik ya da dinamik bir davranış gösterebilirler.

3.2.1 Yapay Sinir Hücresin Yapısı



Şekil 3.3 Statik nöron yapısı.

Şekil 3.3 'de ağırlıkların sabit olduğu ve nöronda geribesleme ya da geciktirilmiş sinyaller

kullanılmadığı dikkate alınırsa bu hücre statik bir işlevi gerçekleştireceğinden bu model, statik hücre modeli olarak tanımlanabilir.

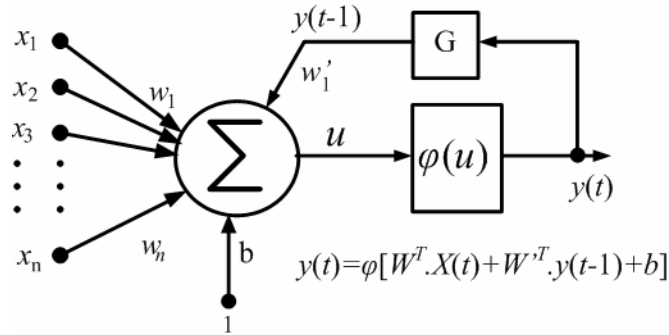
Statik hücrenin matematiksel modeli Eşitlik (3.1) deki gibi yazılabilir.

$$u = W^T X = \sum_{i=0}^n w_i x_i \quad (3.1a)$$

$$\text{ya da } u = W^T X + b = \sum_{i=0}^n w_i x_i + b$$

$$y = \varphi(u) = \varphi(W^T X + b) \quad (3.1b)$$

Burada; $W=[w_1 \ w_2 \dots w_n]^T$ ağırlıklar vektörünü (matrisini), $X=[x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots x_n]$ giriş vektörünü, b kutuplama vektörünü, u net girişini, y nöron çıkışını ve $\varphi(.)$ nöronun aktivasyon fonksiyonunu göstermektedir. Eşitlik (3.1) den, X giriş vektörünün bileşenlerinin dış (geri beslemesiz) girişler olması durumunda nöronun doğrusal olmayan statik bir işlevi gerçekleştireceği görülmektedir.



Şekil 3.4 Dinamik Nöron yapısı.

Şekil 3.3 'de verilen yapay hücre modeli, x girişlerinden y çıkışlarına doğrusal olmayan statik bir dönüşümü gerçekleştirir. Örüntü tanıma, filtreleme ve sınıflandırma uygulamalarında statik hücre ya da YSA modelleri uygun olmakla birlikte sistem modelleme ve denetimi gibi dinamik problemlerin çözümünde dinamik hücre ya da dinamik ağ yapılarının kullanılması gereklidir. Temel dinamik nöron yapısı Şekil 3.4 de görülmektedir. Burada çıkışın birim gecikme ile girişe yeni bir ağırlık matrisi ile geribeslendiği durum dinamik yapıya örnek olarak verilmiştir.

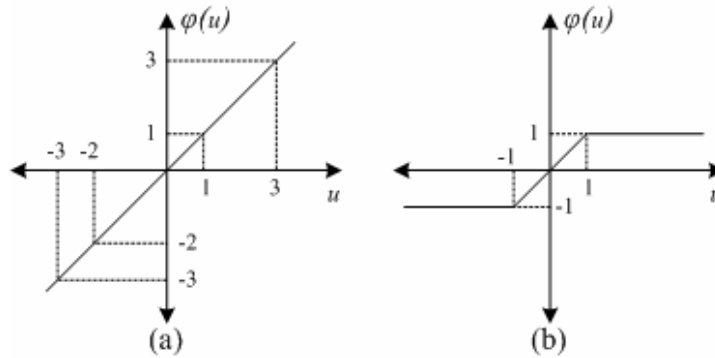
3.2.2 Aktivasyon Fonksiyonları

YSA ‘da, yapay sinir hücresinin gerçekleştireceği işleve göre çeşitli tipte aktivasyon fonksiyonları kullanılabilir. Aktivasyon fonksiyonları sabit parametrelili veya uyarlanabilir parametrelili seçilebilir. Ayrıca aktivasyon fonksiyonu doğrudan öğrenmeyi etkilediğinden öğrenme fonksiyonu olarak da adlandırılır. En önemli özelliği nöronun çıkışını belli değerler arasında sınırlamasıdır. Bu değerler genellikle $[0,1]$ veya $[-1,1]$ arasındadır. Bu fonksiyonlar tek ve çift yönlü olabilecekleri gibi sürekli fonksiyon olması ve türevlenebilir olması gerekmektedir. Aktivasyon fonksiyonunun seçimi büyük ölçüde yapay sinir ağının verilerine ve ağın neyi öğrenmesinin istendiğine bağlıdır. Örneğin ağın bir modelin ortalama davranışını öğrenmesi isteniyorsa sigmoid fonksiyon, ortalamadan sapmanın öğrenilmesi isteniyorsa tanjant-hiperbolik fonksiyon kullanılması önerilmektedir. Aşağıda bazı aktivasyon fonksiyonları örnek olarak incelenecektir.

3.2.2.1 Doğrusal ve Doyumlu-Doğrusal Aktivasyon Fonksiyonu

Doğrusal bir problemi çözmek amacıyla kullanılan doğrusal hücre ve genellikle katmanlı YSA’ nın çıkış katmanında kullanılan doğrusal fonksiyon, hücrenin net girdisini doğrudan hücre çıkışı olarak verir. Doğrusal aktivasyon fonksiyonu matematiksel olarak $y=ku$ şeklinde tanımlanabilir. “ k ” sabit bir katsayıdır ve çoğunlukla 1 kabul edilir. YSA’ ların çıkış katmanında kullanılan doğrusal fonksiyon Şekil 3.5a’ da verilmiştir. Doyumlu-doğrusal aktivasyon fonksiyonu ise Şekil 3.5b’ de ve Eşitlik (3.2) ‘de verilmiştir.

$$y = \begin{cases} +1; & u > 1 \\ u; & -1 \leq u \leq 1 \\ -1; & u < -1 \end{cases} \quad (3.2)$$

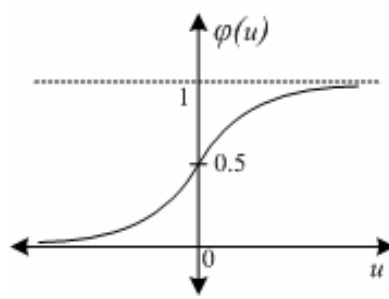


Şekil 3.5 Doğrusal ve doyumlu-doğrusal aktivasyon fonksiyonu.

3.2.2.2 Sigmoid Aktivasyon Fonksiyonu

Sigmoid aktivasyon fonksiyonu, türevi alınabilir, sürekli ve doğrusal olmayan bir fonksiyon olması nedeniyle uygulamada en çok kullanılan aktivasyon fonksiyonudur. Bu fonksiyon, girişin her değeri için sıfır ile bir arasında değer üretir. Sigmoid fonksiyonunun denklemi; genellikle aşağıdaki verilir.

$$\varphi(u) = \frac{1}{1 + e^{-u}} = \begin{cases} 1 & u \rightarrow +\infty \\ 0 & u \rightarrow -\infty \end{cases} \quad (3.3)$$

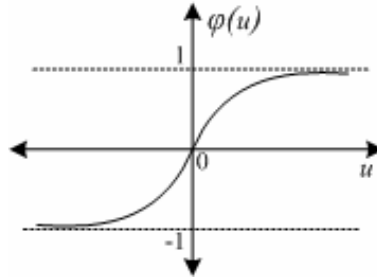


Şekil 3.6 Sigmoid aktivasyon fonksiyonu.

3.2.2.3 Tanjant-Hiperbolik Aktivasyon Fonksiyonu

Tanjant hiperbolik aktivasyon fonksiyonu, sigmoid fonksiyonunun biraz farklı şeklidir. Giriş uzayının genişletilmesinde etkili bir aktivasyon fonksiyonudur. Hiperbolik tanjant fonksiyonunun çıkışı $(-1, 1)$ arasında değerler üretir. Şekli ve denklemi aşağıda verilmiştir.

$$\varphi(u) = \tanh(u) = \frac{e^u - e^{-u}}{e^u + e^{-u}} = \frac{2}{1 + e^{-2u}} - 1 = \begin{cases} +1 & u \rightarrow +\infty \\ -1 & u \rightarrow -\infty \end{cases} \quad (3.5)$$



Şekil 3.7 Tanjant-Hiperbolik aktivasyon fonksiyonu.

3.3 Yapay Sinir Ağının Tanımı

Genel anlamda YSA, beynin bir işlevini yerine getirme yöntemini modellemek için tasarlanan bir sistem olarak tanımlanabilir. YSA, yapay sinir hücrelerinin birbirleri ile çeşitli şekilde bağlanmasından oluşur ve genellikle katmanlar şeklinde düzenlenir. Giriş vektörünün uygulandığı katmana giriş katmanı, bu katmanı sırasıyla işlevleri ağ mimarisine ve görevine göre değişen gizli katmanlar ve en sonda çıkışın elde edildiği çıkış katmanı izler. Donanım olarak elektronik devrelerle veya çoğunlukla uygulaması kolay olduğundan bilgisayarlarda yazılım olarak gerçekleştirilebilir.

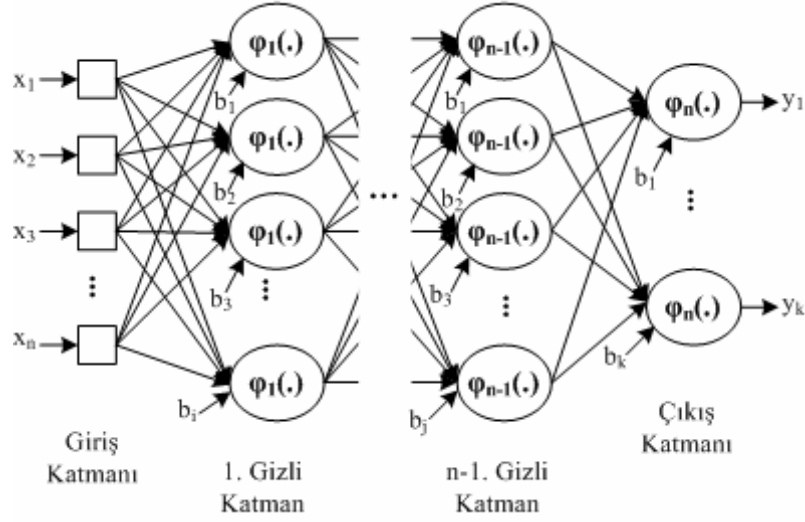
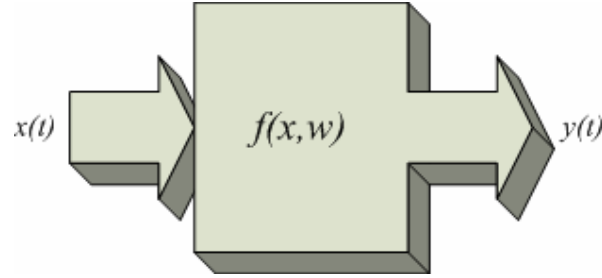
3.3.1 YSA' ların Yapılarına göre Sınıflandırılmaları

Yapay sinir ağları, nöronların birbirleri ile çeşitli şekillerde bağlanmalarından oluştuğundan nöron çıkışları, ağırlıklar üzerinden diğer nöronlara ya da kendisine giriş olarak bağlanabilir ve bağlantılarda gecikme birimi de kullanılabilir. Nöronların bağlantı şekillerine, öğrenme kurallarına ve aktivasyon fonksiyonlarına göre çeşitli YSA yapıları geliştirilmiştir. Genel olarak YSA' lar, yapılarına göre, ileri beslemeli ve geri beslemeli ağlar olmak üzere iki şekilde sınıflandırılırlar.

3.3.1.1 İleri Beslemeli Yapay Sinir Ağları (İBYSA)

İleri beslemeli YSA'da, hücreler katmanlar şeklinde düzenlenir ve bir katmandaki hücrelerin çıkışları bir sonraki katmana ağırlıklar üzerinden giriş olarak verilir. Giriş katmanı, dış ortamlardan aldığı bilgileri hiçbir değişikliğe uğratmadan orta (gizli) katmandaki hücrelere iletir. Bilgi, orta ve çıkış katmanında işlenerek ağ çıkışı belirlenir. Bu yapısı ile ileri beslemeli ağlar doğrusal olmayan statik bir işlevi gerçekleştirir. İleri beslemeli 3 katmanlı YSA'nın, orta katmanında yeterli sayıda nöron olmak kaydıyla, herhangi bir sürekli fonksiyonu istenilen doğrulukta yaklaştırabileceği gösterilmiştir. En çok bilinen geriye yayılım öğrenme algoritması, bu tip YSA'ların eğitiminde etkin olarak kullanılmakta ve bazen bu ağlara geriye yayılım ağları da denmektedir. Şekil 3.8'de ileri beslemeli $n+1$ katmanlı ağ yapısı ve blok diyagramı verilmiştir.

Genelde tek bir hücre istenilen giriş çıkış işlevini yerine getiremez. Bunun için bağlantı ağırlıkları dışında aynı özelliklere sahip hücreler bir araya getirilerek katmanlar oluşturulur. Buradaki tek katman terimi, nöronların çıkış katmanına karşı düşmektedir. Herhangi bir hesaplamanın yapılmadığı giriş katmanı göz önüne alınmaz. Bu tür ağlar algılayıcı (perceptron) olarak bilinir

(a) $n+1$ katmanlı YSA

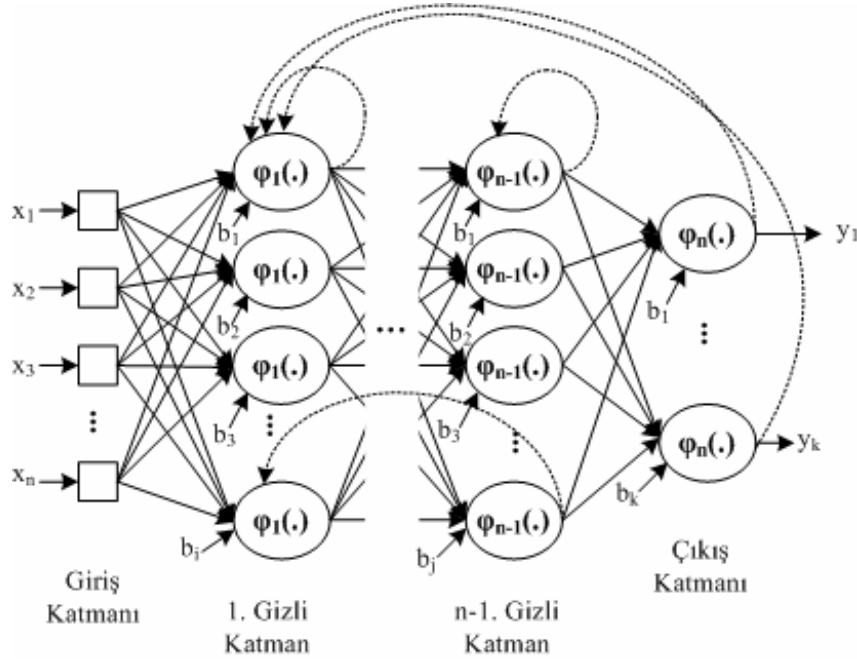
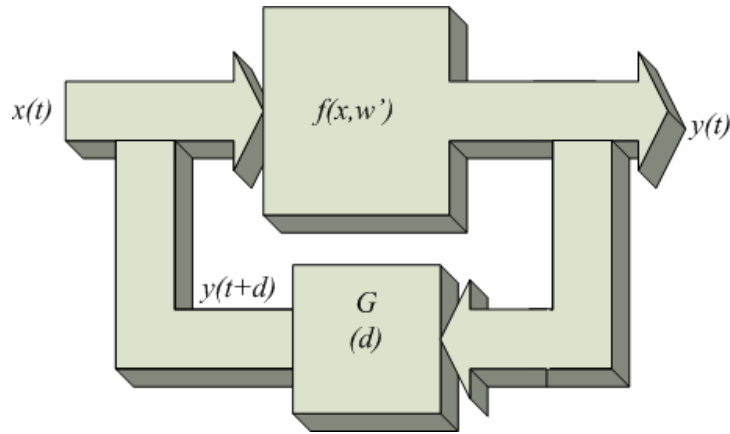
(b) Genelleştirilmiş yapı

Şekil 3.8 İleri beslemeli YSA yapısı.

Çok katmanlı ileri beslemeli ağlar, tek katmanlı ağların arka arkaya bağlanmasından oluşurlar. Bir katmanın girişi, bir önceki katmanın çıkışıdır. Giriş katmanı sadece girişi çoğullamaktadır. Yani girişi ile çıkışları aynıdır. Giriş ile çıkış arasında kalan katmanlara gizli katmanlar adı verilmektedir. Genelde bir veya iki gizli katman kullanmak yeterli olmaktadır. Gizli katmanlardaki hücre sayıları farklı olabilir.

3.3.1.2 Geri Beslemeli Yapay Sinir Ağları (GBYSA)

Geri beslemeli YSA' da, en az bir hücrenin çıkışı kendisine ya da diğer hücrelere giriş olarak verilir ve genellikle geri besleme bir geciktirme elemanı üzerinden yapılır. Geri besleme, bir katmandaki hücreler arasında olduğu gibi katmanlar arasındaki hücreler arasında da olabilir.

(a) $n+1$ katmanlı geribeslemeli YSA.

b) Genelleştirilmiş yapı

Şekil 3.9 Geri Beslemeli YSA'nın genel yapısı.

Bu yapısı ile geri beslemeli YSA, doğrusal olmayan dinamik bir davranış gösterir. Dolayısıyla, geri beslemenin yapılış şekline göre farklı yapıda ve davranışta geri beslemeli YSA yapıları elde edilebilir. Bu ağlara örnek olarak Hopfield, SOM (Self Organizing Map), Elman ve Jordan ağları verilebilir. Şekil 3.9'da geri beslemeli bir YSA'nın bazı geri besleme bağlantılarının yer aldığı $n+1$ çok katmanlı yapı ve blok diyagramı görülmektedir.

Geri beslemeli sinir ağları, nöronlar arası ya da katmanlar arası geri besleme yapılış şekline

göre farklı isimlerle söylenir. Genellikle derecesi bilinmeyen dinamik sistemlerin tanımlanmasında kullanılan diğer bir YSA yapısı, gizli katman hücrelerinde öz geri beslemenin kullanıldığı ve yöresel geri-küresel ileri beslemeli (YGKİ) olarak söylenen YSA' dır.

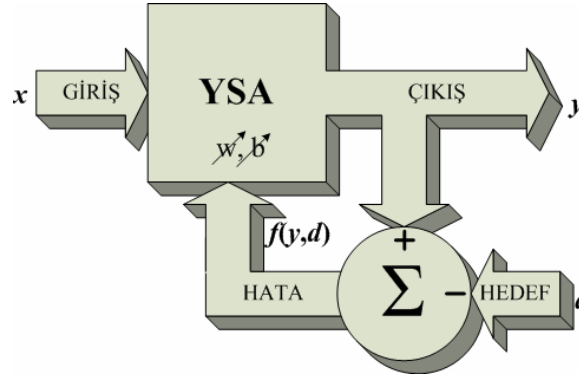
YGKİ ağlar, ileri beslemeli YSA'nın eğitim algoritmalarında gerçekleştirilen küçük değişikliklerle eğitilebilmeleri nedeniyle ileri ve geri beslemeli YSA'nın ortak özelliklerini taşımaktadır.

3.3.2 YSA' ların Öğrenme Algoritmalarına göre Sınıflandırılması

Bir takım metot, kural, metodoloji, algoritma, yaklaşım veya gözlem ile bir ağın ağırlıklarının tamamının bir probleme ait hatanın minimum yapılmasına göre değiştirilmesi ile öğrenme sağlanır. Öğrenme metodolojisine göre algoritmalar sınıflandırılmıştır. Genel olarak üç öğrenme metodu ve bunların kapsadığı farklı öğrenme kurallarından söz edilebilir. Bu öğrenme yaklaşımları eğitici, eğiticişiz ve takviyeli öğrenmedir (Sağıroğlu vd. 2003).

3.3.2.1 Eğitici Öğrenme

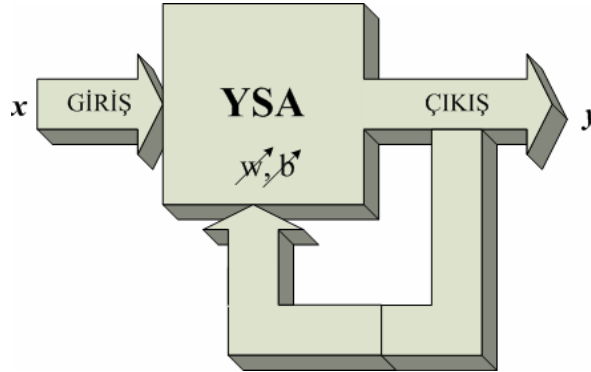
Eğitici öğrenme metodunda, yapay sinir ağının eğitimi için eğitici veriler (eğitim seti) kullanılmalıdır. Eğitim seti, giriş bilgileri (verileri) ve istenen (hedef) bilgiler (çıkış verileri) olmak üzere iki ayrı vektör gibi düşünülebilir. Vektörlerin her bir karşılıklı elemanı (bire-bir eşleme olmalı) bir eğitim çiftini oluşturmaktadır. Eğitim seti, ağın eğitimine başlanmadan önce bazı kriterlere göre belirlenmektedir. Ağın eğitimi için, öncelikle bağlantı ağırlıklarına ve kutuplama rasgele değerler atanmaktadır. Daha sonra, eğitim çiftlerine bağlı olarak algoritma dâhilinde ağırlıklar ve kutuplama değerleri yenilenmektedir. İstenilen bilgiler ve ağın çıkışı arasındaki fark (hata) öngörülen düzeye ulaşınca kadar eğitim sürdürülmektedir. Ağ çıkışındaki hatanın azalması, aynı zamanda ağırlıkların ve kutuplama değerlerinin belli değerlere yakınsayarak kararlılık kazanması demektir. Ağırlıklar istenilen kararlılığa ulaştığında eğitim bitirilmektedir. Widrow-Hoff tarafından geliştirilen delta kuralı, Rumelhart ve McClelland tarafından geliştirilen genelleştirilmiş delta kuralı ve geriye yayılım algoritması eğitici öğrenme algoritmalarına örnek olarak verilebilir. Şekil 3.10' da eğitici öğrenmenin blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 3.10 Eğitici öğrenme blok yapısı.

3.3.2.2 Eğitici Öğrenme

Eğitici öğrenmeye kendi kendine öğrenebilen de denilmektedir. Bu öğrenme modunda çıkış değerlerini içeren eğitim seti kullanılmamaktadır. Ağ eğitimi için sadece giriş bilgileri yeterli olmakta, referans alınacak (eğitici) bilgiye ihtiyaç duyulmamaktadır. Ağ, birbirine benzer giriş bilgilerini gruplamakta (sınıflandırma) veya giriş bilgisinin hangi gruba ait olduğunu göstermektedir. Ağın performansını kendiliğinden izlemesi söz konusudur. Ağ, giriş sinyallerinin yönüne veya düzenine bakmakta ve ağın fonksiyonuna göre ayarlama yapmaktadır. Ağ kendini nasıl organize edeceği hakkında bir miktar bilgiye sahip olmalıdır.

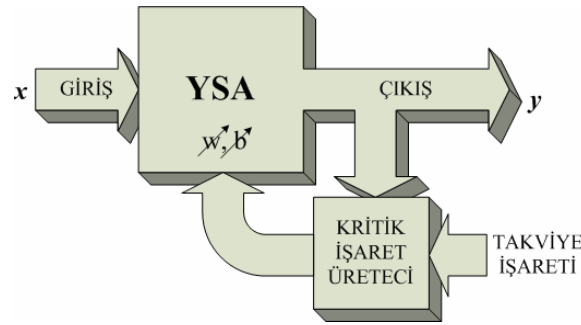


Şekil 3.11 Eğitici öğrenme blok yapısı.

Grossberg tarafından geliştirilen ART (Adaptive Resonance Theory) veya Kohonen tarafından geliştirilen SOM (Self Organizing Maps) öğrenme kuralı eğitici öğrenmeye örnek olarak verilebilir. Şekil 3.11’de eğitici öğrenme yapısı gösterilmiştir.

3.3.2.3 Takviyeli Öğrenme

Bu öğrenme yöntemi eğitici öğrenmeye yakın bir metottur. Denetimsiz öğrenme algoritması istenilen çıkışın bilinmesine gerek duymaz. Hedef çıktıyı vermek için "öğretmen (eğitici)" yerine, burada YSA'ya bir çıkış verilmemekte fakat elde edilen çıkışın verilen girişe karşılık iyilik derecesini değerlendiren bir ölçüt kullanılmaktadır. Şekil 3.12'de takviyeli öğrenme yapısı gösterilmektedir. Optimizasyon problemlerini çözmek için Hilton ve Sejnowski'nin geliştirdiği Boltzman kuralı veya genetik algoritma takviye öğrenmeye örnek olarak verilebilirler.



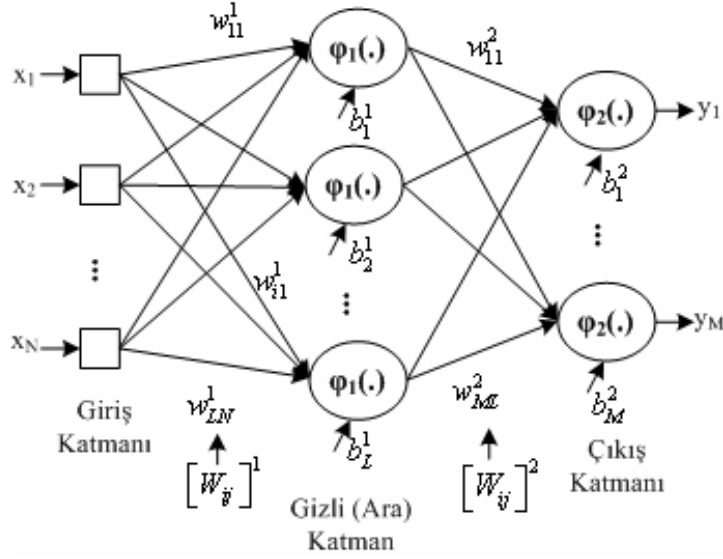
Şekil 3.12 Takviyeli öğrenme blok yapısı.

3.5 Yapay Sinir Ağı Mimarileri ve Öğrenme Algoritmaları

Bu bölümde tez çalışmasında kullanılan bazı YSA yapıları ve öğrenme algoritmaları üzerinde durulmaktadır.

3.5.1 Çok Katmanlı Algılayıcılar (ÇKA)

Çok katmanlı algılayıcı ağlarının genel yapısı Şekil 3.13 'te gösterildiği gibidir. Şekilden de görülebileceği gibi ÇKA ileriye doğru bağlantılı ve genellikle bir giriş, bir çıkış ve bir veya daha fazla ara katmanlardan oluşan bir yapıdadır. Burada sadece uygulamalarda temel olan en genel üç katmanlı ÇKA şekillendirilmiştir. Giriş katmanı, herhangi bir aktivasyon fonksiyonu kullanılmadan giriş verilerinin ağırlık değerleri ile çarpılıp ara katmana gönderilmesini sağlar. Ara katmanlar giriş katmanından uygun ağırlıklarla gelen bilgileri işleyerek (aktive ederek) bir sonraki katmana gönderir. En sonda ise çıkış katmanı, ara katmanlardan gelen bilgileri işleyerek, ağı giriş katmanından uygulanan giriş verilerine karşılık ağı öğrendiği çıkış değerlerini belirler.



Şekil 3.13 ÇKA genel yapısı.

Şekil 3.13 'te görüleceği üzere w_{ij}^1 ağırlığı 1. gizli katmandan i .nci nöron ile giriş katmanındaki j .nci girişi birbirine bağlantıdır. Ayrıca b_i^1 1.nci gizli katmandaki i .nci nöronun kutuplama değerini ifade eder. z_i^1 , 1. gizli katmanın i .nci nöronunun çıkışını ifade etsin. Bu durumda giriş vektörü cinsinden

$$z_i^1 = \varphi_1 \left(\sum_{k=1}^N w_{ik}^1 x_k + b_i^1 \right) \quad (3.4a)$$

yazılabilir. Bu durumda çıkış katmanındaki bir nöronun çıkışı da

$$y_i = \varphi_2 \left(\sum_{k=1}^L w_{ik}^2 z_k^1 + b_i^2 \right) \quad (3.4b)$$

olarak elde edilir.

ÇKA ağı eğicili öğrenme stratejisini kullanır. Ağa hem örnekler, hem de örneklerden elde edilmesi gereken çıktılar verilmektedir. Ağ kendisine gösterilen örneklerden genellemeler yaparak problem uzayını temsil eden bir çözüm uzayı üretilir. Ağın öğrenebilmesi için eğitim seti adı verilen ve örneklerden oluşan bir sete ihtiyaç vardır. Bu set içinde her örnek için ağın, hem girdiler, hem de o girdilere karşılık üretmesi gereken çıktıları yer alır. ÇKA, ileriye ve geriye doğru hesaplama olmak üzere iki safhadan oluşur. İleriye doğru hesaplama, ağın çıktısını hesaplama safhasıdır. Geriye doğru hesaplama, çıkıştaki hatayı en aza indirmek için ağır-

lıkları değiştirme safhasıdır.

Cybenko ve Hornik vd. tarafından KA'lar için evrensel yaklaşıklık teorisi 1989 yılında geliştirilmiştir. Bu teoreme göre, herhangi bir doğrusal olmayan, sürekli, çok-boyutlu bir fonksiyon için istenen doğrulukta yaklaşıklık sağlayacak üç katmanlı bir KA mutlaka vardır. Burada katmanlarda kaç adet nöronun kullanılacağına dair kesin bir bilgi belirtilmemekle beraber, istenen doğrulukta yaklaşıklık için fonksiyon verilerine uygun tecrbesel yaklaşım en kestirme cmdr. Çünkü pek çok çalışma incelendiğinde ve gerekli denemeler yapıldığında, doğrusal olmayan fonksiyonların derecesi ve fonksiyonun boyutu artıkça gizli katmanda daha fazla nöron gerekeceği tecrübe edilmiştir.

3.5.2 Hatanın Geriye Yayılımı (BP) ve ğrenme Algoritmaları

Bir YSA modeli geliştirilirken amaç ağrlıklar matrisinin en uygun değerini problemin giriş-çıkış ilişkisine en yaklaşık olacak şekilde bulmaktır. Bu ancak eğitme işlemi ile gerçeklenir. Ağa uygulanan (x_k, d_k) eğitim verisi setinde, x_k giriş verisini d_k da hedeflenen çıkış değerlerini göstermektedir. Eğer $k=1,2, \dots, P$ alınırsa, P eğitme veri çifti sayısını ifade eder. Eğitme sırasında, ağın performansı ağ çıkışı ile hedeflenen değerler arasındaki farkın değerlendirmesidir. Yani, bu fark aynı zamanda hata da demektir ve

$$E = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^P \sum_{j=1}^K (y_{ij} - d_{ij})^2 \quad (3.5)$$

olarak verilir ve burada hata K adet çıkış nöronu olan ağ için yazılmıştır. (3.4) eşitliğinden görüleceği üzere y_{ij} değeri katmanlar arası girişin, ağrlıkların ve kutuplama değerlerinin bir fonksiyonudur. Ağrlık ve kutuplama değerleri değiştirilerek en uygunları yakalandığında hata sıfıra ve ağ performansı da en iyiye yaklaşır.

Uygulamalarda en yaygın, en çok kullanılmış ve KA için en temel öğrenme algoritması olup Rumelhart vd. tarafından 1986 yılında YSA'nın sistematik eğitimi için yayınlanmıştır. Kısaca çıkışta (3.5) eşitliğinden elde edilen hatanın girişe doğru (geriye) ağrlık ve kutuplama değerlerini güncellenmesinde kullanılması yöntemidir. Genelleştirilmiş “delta kuralı” literatürde geriye yayılım algoritmasının diğer adıdır. Geriye yayılım algoritması, ağrlıklar uzayında ağrlıkların negatif gradiyent yönünde değiştirildiği keskin veya hızlı iniş (steepest descent) kuralına dayanmaktadır (Zhang, 2000). Sonuçta bir gradiyent iniş söz konusudur.

Bu algoritma ile k ile j katmanları arasındaki ağrlıklar Δw_{kj} değişimi ile güncellenir. Bu değişim ise aşağıdaki gibidir.

$$\Delta w_{kj} = -\eta \frac{\delta E}{\delta w_{kj}} \quad (3.6)$$

Burada η öğrenme katsayısıdır ve genellikle 0.01 ile 0.9 arasında bir değerdir. Dikkat edilirse hatanın gradyanının negatif yönü seçilmiştir. Çıkış katmanındaki k.ncı nöronun girişi ve hata sinyali terimi δ_{ok} şöyle tanımlanır:

$$u_k = \sum_{j=1}^N w_{kj} \cdot z_j + b_j \quad (3.7a)$$

$$\delta_{ok} = -\frac{\delta E}{\delta u_k} = -\frac{\delta E}{\delta y_k} \cdot \frac{\delta y_k}{\delta u_k} = -(y_k - d_k) \phi'_o(u_k) \quad (3.7b)$$

Burada $\phi'_o(u_k)$ çıkış katmanı aktivasyon fonksiyonunun girişine türevini ifade etmektedir. Hata fonksiyonun ağırlık değişkenlerine göre türevi zincir kuralından

$$\frac{\delta E}{\delta w_{kj}} = \frac{\delta E}{\delta u_k} \cdot \frac{\delta u_k}{\delta w_{kj}} \quad (3.8)$$

yazılır ve

$$\frac{\delta u_k}{\delta w_{kj}} = z_j \quad (3.9)$$

olduğundan son üç denklemin birleştirilmesi ile

$$\frac{\delta E}{\delta w_{kj}} = -\delta_{ok} \cdot z_j \quad (3.10)$$

Buradan ağırlık güncelleme değişimi aşağıdaki gibi elde edilebilir:

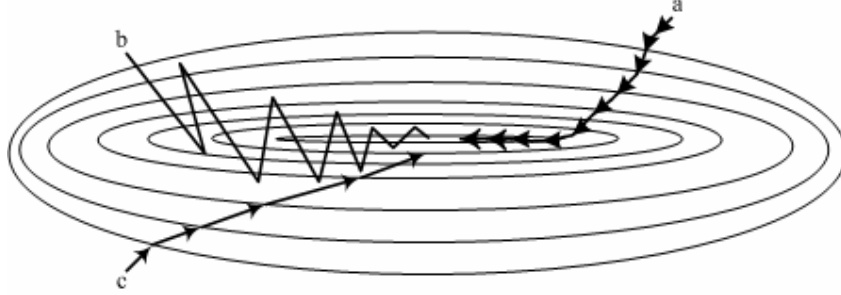
$$\Delta w_{kj} = -\eta \frac{\delta E}{\delta w_{kj}} = \eta \cdot \delta_{ok} \cdot z_j \quad (3.11)$$

Sonuçta ağırlıkların güncellemesi eğer momentum terimi de eklenirse aşağıdaki gibi yazılabilir. Momentum teriminin amacı öğrenmeyi hızlandırmaktır. Çünkü bu terim yardımıyla geçmiş değerler bir nevi unutulmaya bırakılır. A momentum katsayısı genellikle 0.5 ila 0.95 arasında bir değerdir.

$$\Delta w_{kj}(t) = \eta \cdot \delta_{ok} \cdot z_j + \alpha \cdot \Delta w_{kj}(t-1) \quad (3.12a)$$

$$w_{kj}(t+1) = w_{kj}(t) + \Delta w_{kj}(t) = w_{kj}(t) + \eta \cdot \delta_{ok} \cdot z_j + \alpha \cdot \Delta w_{kj}(t-1) \quad (3.12b)$$

Yukarıdaki güncellenmeler kutuplama değeri içinde ayrıca yazılabilir. Ama pek çok referans-
ta kutuplama değerleri ağırlıklar matrisi içinde toplama dâhil edildiğinden ayrıca belirtilmez-
ler.



Şekil 3.14 2-boyutlu ağırlık uzayında a) küçük öğrenme katsayılı b) büyük öğrenme katsayılı
c) momentum katsayısı düşme grafiği.

Genellikle ağırlıklar her eğitme paterni uygulandıktan (eğitme adımı) sonra güncellenir. Buna gerçek zamanlı eğitme (on-line training) denir. Bu yaklaşım daha çok farklı uygulamaların sıkça kullanıldığı ve eğitilecek sistemin devamlı olarak farklı davranışlar gösterdiği durumlarda kullanılır. Bu yöntemde ağ sürekli öğrenme modundadır. Bu tip öğrenmenin hesap maliyeti hayli yüksek olup çok tercih edilmez. Grup eğitimi (batch training) ise en sık karşılaşılan eğitim modudur. Bu yöntemde, girişlerin uygulandığı her adımda ağırlıkların güncellenmesi yerine tüm eğitme seti ağı uygulandıktan sonra elde edilen sonuç değerlere göre ağı ağırlıklarının güncellenmesi söz konusudur. Böylece toplu sonuca göre hareket edileceğinden hatayı gerçek minimuma götürecek yön daha iyi kestirilebilir. Sonuçta yerel minimuma saplanma probleminden kurtulunabilir.

Geriye yayılım algoritması pratik uygulamalarda verilen veri setlerini öğrenmede oldukça yavaştır. Ancak öğrenme katsayısının üst limite yaklaştırılması hızı artırsa da hata fonksiyonunun minimumuna varmadan salınım ya da kararsızlığa sebep olacaktır. Dolayısıyla çözülecek problemde probleme değişebilecek bulunması rasgele olan bir öğrenme katsayısından söz edilebilir. Bunun çözümü olarak, adaptif öğrenme katsayısı öğrenme adımı sayısı ne kadar çok olursa olsun kararlılığı sağlayacaktır. Yani öğrenme katsayısı eğitme hatasına bağlı olarak, hata azaldığında artarak, arttığında azalarak eğitmenin kararlılığını sağlayacaktır. Ayrıca eğitme hızının artmasını katkıda bulunacaktır. Bu yöntem momentum katsayısı için de yapılacak olursa kararlılık ve hıza katkı daha fazla olacaktır. Bu alandaki çalışmalardan bir tanesi de

sezgisel bir yöntem olan delta-bar-delta kuralıdır. Bu kurala göre öğrenme katsayısının adaptasyonu şimdiki ve önceki hatanın ağırlıklara olan kısmi türevine dolayısıyla değişen ağırlıklara bağlıdır ve belirli bir ağırlığa ait güncelleme $\Delta w_i = -\eta_i \frac{\delta E}{\delta w_i}$ ise

$$\begin{cases} \Delta \eta_i = \gamma & \left. \frac{\delta E}{\delta w_i} \right|_t \cdot \left. \frac{\delta E}{\delta w_i} \right|_{t-1} > 0 \\ \Delta \eta_i = -k\eta_i & \text{değilse} \end{cases} \quad (3.13)$$

olarak verilebilir, burada γ ve k keyfi tasarım parametrelerdir (Zhang, 2000).

YSA uygulamalarında üretilen amaç fonksiyonun en iyilenmesi için genellikle türev tabanlı en iyileme yöntemleri kullanılır. Bu yöntemler, amaç fonksiyonun değişkenlere göre türevlerini kullanarak bir arama yönü bulurlar. Bulunan yön, amaç fonksiyonunu en küçükleyen noktaya doğrudur.

Türev tabanlı yöntemler, genel olarak birinci ve ikinci türev bilgisini kullanmalarına göre gruplanabilirler. Bunlardan bazıları hızlı iniş, Newton, Gauss-Newton, eşlenik gradiyent, ölçeklendirilmiş eşlenik gradiyent, Levenberg-Marquardt yöntemleridir.

Çok katmanlı ağların gizli katmanlarında kullanılan sigmoid aktivasyon fonksiyonunun kullanılması sıkıştırma etkisinden dolayı, değişimleri çok küçük giriş değerleri için sıfıra yakınsar. Ağırlık ve kutuplama değerleri en iyi değerlerine ulaşmamışken gradiyent değerinin çok yavaş değişebilmesi olasılığı karşısında yüksek gradiyent inişe ulaşması ile eğitimde problemlere sebep olacaktır. “Esnek (Resilient) geriye yayılım” algoritmasının amacı, kısmi türevlerin olumsuz etkilerini sadece yönünü alarak ve türev değerinin ağırlıkların güncellenmesinde etkisini yok etmektir.

“Eşlenik (Conjugate) gradiyent” algoritmalarında, hızlı gradiyent iniş doğrultusundan genellikle daha çabuk sonuca yakınsayan eşleştirme doğrultusunda bir arama işlemi uygulanır. En önemli özellikleri, önceki adımların sonuçlarını en az değiştirerek iniş yönünü yakalama ve Hessian matrisini dolaylı kullanmalarıdır. Gradiyent iniş yön vektörünün başlangıç değeri aşağıdaki gibi alınırsa

$$g_{baş} = \left. \frac{\delta E}{\delta w} \right|_{w=w_{baş}} \quad (g = \nabla E(w) = \left[\frac{\delta E}{\delta w_1} \quad \frac{\delta E}{\delta w_2} \quad \dots \quad \frac{\delta E}{\delta w_N} \right]^T) \quad (3.14)$$

eşlenik iniş yön vektörü ise $d_{baş} = -g_{baş}$ alınır. Arama yönlerinin güncelleştirilmesi ise aşağıdaki

gibi verilebilir:

$$\mathbf{g}_{\text{şimdi}} = \mathbf{d}_{\text{şimdi}} + \lambda_{\text{şimdi}} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_{\text{şimdi}} \quad (3.15a)$$

$$\mathbf{d}_{\text{sonra}} = -\mathbf{g}_{\text{sonra}} + \gamma_{\text{şimdi}} \cdot \mathbf{d}_{\text{şimdi}} \quad (3.15b)$$

Burada $H(w)$, $E(w)$ fonksiyonun Hessian matrisidir ve N boyutlu ağırlıklar uzayında

$$H(w) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 E}{\partial w_1^2} & \frac{\partial^2 E}{\partial w_1 \partial w_2} & \cdots & \frac{\partial^2 E}{\partial w_1 \partial w_N} \\ \frac{\partial^2 E}{\partial w_2 \partial w_1} & \frac{\partial^2 E}{\partial w_2^2} & \cdots & \frac{\partial^2 E}{\partial w_2 \partial w_N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 E}{\partial w_N \partial w_1} & \frac{\partial^2 E}{\partial w_N \partial w_2} & \cdots & \frac{\partial^2 E}{\partial w_N^2} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

şeklinde tanımlıdır. (3.16) daki matris, simetrik kare matristir. Denklem (3.15) deki yönleri belirleyen λ katsayısı

$$\lambda_{\text{şimdi}} = \frac{\left[\mathbf{g}_{\text{şimdi}} \right]^T \cdot \mathbf{g}_{\text{şimdi}}}{\left[\mathbf{d}_{\text{şimdi}} \right]^T \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_{\text{şimdi}}} \quad (3.17)$$

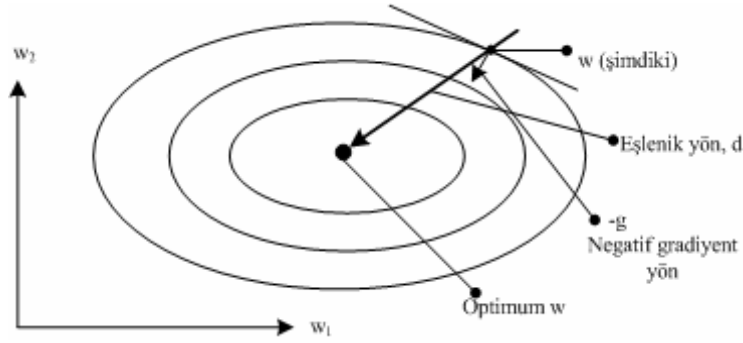
olarak verilirken Fletcher-Reeves yöntemine göre γ katsayısının güncellenmesi,

$$\gamma_{\text{şimdi}} = \frac{\left[\mathbf{g}_{\text{sonra}} \right]^T \cdot \mathbf{g}_{\text{sonra}}}{\left[\mathbf{g}_{\text{şimdi}} \right]^T \cdot \mathbf{g}_{\text{şimdi}}} \quad (3.18)$$

Polak-Ribiere yöntemine göre ise

$$\gamma_{\text{şimdi}} = \frac{\left[\mathbf{g}_{\text{sonra}} - \mathbf{g}_{\text{şimdi}} \right]^T \cdot \mathbf{g}_{\text{sonra}}}{\left[\mathbf{g}_{\text{şimdi}} \right]^T \cdot \mathbf{g}_{\text{şimdi}}} \quad (3.19)$$

olmaktadır (Zhang, 2000).

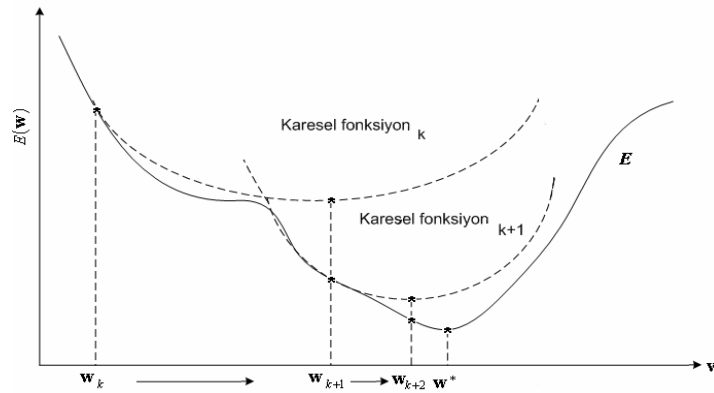


Şekil 3.15 2-boyutlu ağırlık uzayında hata yüzeyinde eşlenik yönlerin gösterilmesi (Zhang, 2000).

İniş yönü d , amaç fonksiyonu $E(w)$ 'nin ikinci türevlerinden de hesaplanabilir. Genellikle sürekli amaç fonksiyonlarının dış eğrileri en küçük noktaya yakın eliptiktir. Eğer $w_{şimdi}$ başlangıç değeri yerel en küçüğe yakın seçilirse, $E(w)$ amaç fonksiyonu karesel forma yakın bir ifade yazılabilir:

$$E(w_{sonra}) \approx E(w_{şimdi}) + g^T(w_{sonra} - w_{şimdi}) + \frac{1}{2}(w_{sonra} - w_{şimdi})^T H(w_{sonra} - w_{şimdi}) \quad (3.20)$$

burada $\mathbf{H}$ Hessian matrisidir ve $E(w)$ 'nin ikinci dereceden kısmi türevlerini içermektedir. Eşitlik (3.20), $E(w)$ 'nin ikinci dereceden Taylor serisi açılımıdır. Yüksek dereceli terimler $\|w_{sonra} - w_{şimdi}\|$ ifadesinin oldukça küçük olmasından dolayı ihmal edilebilir.



Şekil 3.16 E amaç fonksiyonunun minimumu için Newton yönteminin karesel yaklaşımı (Jang vd. 1997).

Eşitlik (3.20), w 'nin karesel formu olduğundan, en küçük nokta w_{sonra} 'yı bulmak için eşitliğin w 'ye göre kısmi türevini alarak sıfıra eşitlemek yeterli olacaktır. Bu işlem sonucunda aşağıdaki doğrusal ifade elde edilir:

$$0 = g + H(w_{sonra} - w_{şimdi}) \quad (3.21)$$

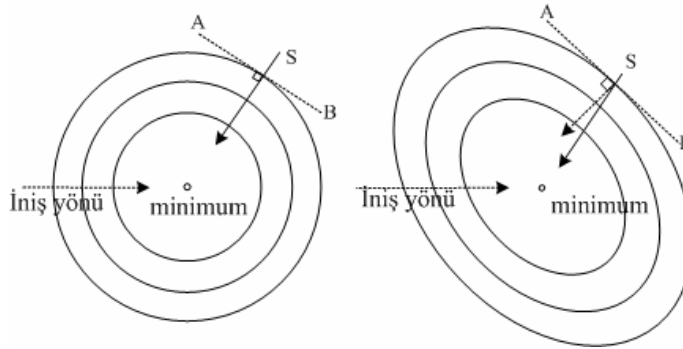
Eğer H 'ın tersi varsa tek çözüm vardır. Eğer yaklaşık karesel fonksiyonun en küçüğü w_{sonra} ise; w_{sonra} bir sonraki özyinelemede $w_{şimdi}$ noktası olarak seçilir. Bu yöntemle “Newton” yöntemi ya da “Newton-Raphson” yöntemi denir. Şekil 3.16, Newton yönteminin E amaç fonksiyonuna her adımdaki karesel yaklaşımın ait bir örneği göstermektedir. Bir sonraki en küçük nokta ifadesi ise;

$$w_{sonra} = w_{şimdi} - H_{şimdi}^{-1} \cdot g_{şimdi} \quad (3.22)$$

şeklindedir. Burada, $-H^l g$ ifadesi Newton adımı olarak bilinir ve yönüne de Newton yönü denir. Bunun daha iyi formu olan ve sıklıkla kullanılan ifadesi aşağıdaki gibi olup öğrenme katsayısı çizgi araştırması algoritması tarafından belirlenmektedir:

$$w_{sonra} = w_{şimdi} - \eta H_{şimdi}^{-1} \cdot g_{şimdi} \quad (3.23)$$

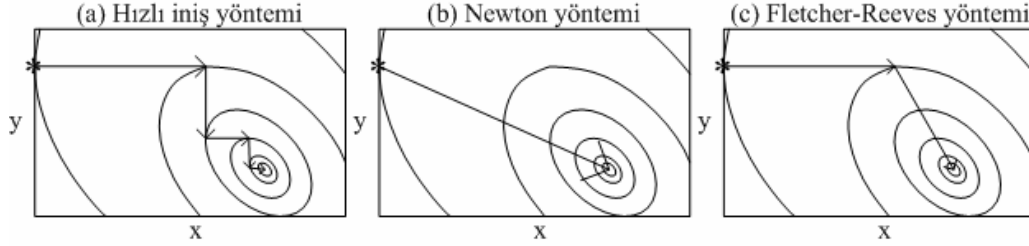
Eğer H pozitifse ve $E(w)$ kareselse Newton yöntemi yerel en küçüğü bir Newton adımı bulur. Değilse H negatifse yakınsama olmaz. Eğer $E(w)$ karesel değilse yerel en küçük bir adımda bulunmayabilir ve Newton yöntemi tekrar edilmelidir. Şekil 3.17 hızlı iniş yönü ile Newton yönünün farkını ağırlıklara ait 2-boyutlu uzayda göstermektedir. Şekilden de görüldüğü gibi eğer eğri eliptik ise hızlı iniş yönü en küçük noktaya doğru yönelemezken, Newton yönü doğrudan en küçüğe yönelebilmektedir. Bu da Newton'a daha hızlı ve daha az adımda amaca ulaşma özelliği kazandırmaktadır. Yalnız bu durum en küçüğe ulaşma garantisi var demek değildir.



Şekil 3.17 Hızlı iniş ve Newton yönleri (Jang vd. 1997).

Şekil 3.18’de üç iniş yöntemi aynı amaç fonksiyonunu minimize etmek için çizgi araştırması ile birlikte gösterilmektedir. Minimuma giden yolda; hızlı iniş yöntemi birbirine dik zigzaglar

çizerek birçok adımda, Newton yöntemi doğrudan ve bir adımda ve Fletcher-Reeves'in eşlenik gradiyent yöntemi ise iki adımda ulaşmaktadır. Eşlenik gradiyent yöntemi, en küçükleme-yi Hessian matrisini kullanmadan başarabilmektedir. Bunu başarırken hızlı inişten daha iyi, Newton'dan daha kötüdür. Ancak Newton-Raphson yönteminde, Hessian matrisin hesabını yapmak zorundadır.



Şekil 3.18 İniş yöntemlerinin aynı eliptik amaç fonksiyon için karşılaştırılması (Jang vd. 1997).

Eşlenik gradiyent yöntemi, eğer hata amaç fonksiyonu verilen noktada karesel olarak tanımlanabiliyorsa, en iyilemeyi başarır ve yerel minimuma ulaşır. Fakat karesel hata fonksiyonu tanımlanamıyorsa, yerel minimuma ulaşmak mümkün değildir. Bu durumda yön araştırması-nın yeniden yapılması gerekir. Eşlenik gradiyent yönteminin bu sorunu, Möller'in yeniden düzenlediği "ölçeklendirilmiş eşlenik gradiyent yöntemi" (ÖEEY) ile ortadan kalkmıştır.

Ölçeklendirilmiş eşlenik gradiyent yöntemi, eşlenik gradiyent yöntemi üzerine kurulmuştur. ÖEEY de hatanın ikinci türev bilgisine göre eğitim yapmakta ve Hessian matrisini birinci türev bilgisinden yararlanarak hesaplamaktadır. ÖEEY'in en iyilemedeki başarısı; geri yayılım algoritmasına, eşlenik gradiyent geri yayılımına, Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shannon'un (BFGS) Newton algoritmasına benzer yöntemlere karşı bir mihenk taşıdır (Möller 1990). ÖEEY, geri yayılım algoritmasına göre en az bir derece daha hızlıdır. ÖEEY'inde hız artışı yakınsama ölçütlerine bağlıdır. Bu yöntemde kullanıcının belirlemesi gereken parametreler yoktur. Ayrıca bu yöntemde zaman kaybına neden olan çizgi araştırması yapılmamaktadır. Eşlenik gradiyent geri yayılımda ve BFGS'nin çizgi araştırmasında, her adım için doğru bir adım büyüklüğü belirlenmesi gerekmektedir. Çizgi araştırması fazladan parametre gerektirir ve her adımda hata ve hatanın türevlerini hesaplamaktadır. Zaman ve bellek kaybına neden olan çizgi araştırması ÖEEY ile ortadan kalkmaktadır.

Eğer $w_{şimdi}$ noktasına komşu olan w_{sonra} noktasına ulaşmak istenirse araştırma yönü ve adım büyüklüğü için (3.20) ifadesinde verilen yaklaşım kullanılmalıdır. $w_{şimdi}$ noktasına komşu w_{sonra} noktasına ait $E_{qw}(w_{sonra})$ karesel yaklaşımı, $E(w_{şimdi})$ kullanılarak elde edilebilir:

$$E_{qw}(w_{sonra}) = E(w_{şimdi}) + g^T(w_{sonra} - w_{şimdi}) + \frac{1}{2}(w_{sonra} - w_{şimdi})^T H(w_{sonra} - w_{şimdi}) \quad (3.24)$$

$E_{qw}(w_{sonra})$ 'a ait bir en küçüğün hesaplanabilmesi için bu karesel amaç fonksiyonuna ait kritik noktaların olması zorunludur. Kritik nokta;

$$E''_{qw}(w_{sonra}) = g + H(w_{sonra} - w_{şimdi}) = 0 \quad (3.25)$$

ifadesiyle doğrusal olarak çözülür.

$\Re^N$ uzayı için $\{d_1, d_2, \dots, d_N\}$ taban yönler eşlenik bir sistemi gösteriyor olsun. Başlangıç noktası w_1 noktasından w^* kritik noktasına kadar her nokta, bu taban fonksiyonların doğrusal bileşeni ile ifade edilebilir:

$$w_1 - w^* = \sum_{k=1}^N \alpha_k d_k, \quad \alpha_i \in \Re \quad (3.26)$$

$$burada \alpha_k = \frac{-d_k^T E'_{qw}(w_1)}{d_k^T E''(w_k) d_k}$$

w^* kritik noktası N adımdan sonra Eşitlik (3.26) ile bulunur. Ancak w^* noktası en küçük değildir ama eşik ya da en büyük noktası olabilir. Sadece Hessian matrisi olan $E''(w_{şimdi})$ pozitif ise $E_{qw}(w_{sonra})$ 'ya ait tek bütünsel en küçük vardır. Hessian matrisin her adımda hesaplanması ve saklanması algoritmanın işlevliğini azaltmakta ve karmaşık hale getirmektedir. Bu nedenle α_i 'nin paydasındaki Hessian matrisi birinci türevlerden elde edilebilir:

$$s_k = E''(w_k) d_k \approx \frac{E'(w_k + \sigma_k d_k) - E'(w_k)}{\sigma_k}, \quad 0 < \sigma_k \leq 1 \quad (3.27)$$

Ancak adım büyüklüğünün daha iyi hesaplanabilmesi için, Hessian matrisinde olabilecek belirsizlikler mutlaka giderilmelidir. Bu noktada s_k üzerinde, Levenberg-Marquardt (LM) yaklaşımı kullanılarak düzenlemeler yapılmıştır:

$$s_k = E''(w_k) d_k \approx \frac{E'(w_k + \sigma_k d_k) - E'(w_k)}{\sigma_k} + \lambda_k d_k \quad (3.28)$$

ve buradaki λ_k , δ_k 'nin işareti ile ayarlanır. Hessian matrisi pozitif tanımlı değilse $\delta_k < 0$ olur ve s_k 'nin pozitif olabilmesi için λ_k artırılır ve s_k yeniden tahmin edilir. Yeni değerler $\bar{s}_k, \bar{\lambda}_k$ şeklinde tanımlanırsa;

$$\bar{s}_k = s_k + (\bar{\lambda}_k - \lambda_k) d_k \quad (3.29)$$

olur. λ_k 'nın ne kadar yükseltileceği belli değildir. Bunun için aşağıdaki ölçüt kullanılır.

$$\Delta_k = \frac{E(w_k) - E(w_k + \alpha_k w_k)}{E(w_k) - E_{qw}(\alpha_k d_k)} = \frac{2\delta_k [E(w_k) - E(w_k + \alpha_k d_k)]}{\mu_k^2}$$

Eğer $\Delta_k > 0.75$ ise $\lambda_k = 0.5\lambda_k$
 Eğer $\Delta_k < 0.25$ ise $\lambda_k = 4\lambda_k$ (3.30)

Bu ifadelerin ışığındaki ölçeklenmiş eşlenik eğim algoritması, aşağıda tanımlanmaktadır (Çetişli 2005):

1. w_1 vektörü ve $\sigma > 0, \lambda_1 > 0, \bar{\lambda}_1 > 0$ başlangıçta seçilsin. $d_1 = -g_1 = -E'(w_1)$, $k=1$ ve başarımlı=doğru yapılsın.
2. Eğer başarımlı doğru ise aşağıdaki ikinci dereceden bilgiler hesaplınsın:

$$\sigma_k = \frac{\sigma}{|d_k|}, \quad s_k = \frac{E'(w_k + \sigma_k d_k) - E'(w_k)}{\sigma_k}, \quad \delta_k = d_k^T s_k$$

3. s_k 'nin ölçeklenmesi:

$$s_k = s_k + (\lambda_k - \bar{\lambda}_k) d_k, \quad \delta_k = \delta_k + (\lambda_k - \bar{\lambda}_k) |d_k|^2$$

4. Eğer $\delta_k \leq 0$ ise Hessian matrisi pozitif tanımlanmalıdır.

$$s_k = s_k + \left(\lambda_k - 2 \frac{\delta_k}{|d_k|^2} \right) d_k, \quad \bar{\lambda}_k = 2 \left(\lambda_k - \frac{\delta_k}{|d_k|^2} \right), \quad \delta_k = \delta_k + \lambda_k |d_k|^2, \quad \lambda_k = \bar{\lambda}_k$$

5. Adım büyüklüğünün hesaplanması:

$$\mu_k = d_k^T g_k, \quad \alpha_k = \frac{\mu_k}{\delta_k}.$$

6. Karşılaştırma parametresinin hesaplanması:

$$\Delta_k = \frac{2\delta_k [E(w_k) - E(w_k + \alpha_k d_k)]}{\mu_k^2}$$

7. Eğer $\Delta_k \geq 0$ ise hatanın azaltılmasında başarılı olunmuştur ve güncellemeler

$$w_{k+1} = w_k + \alpha_k d_k, \quad g_{k+1} = E'(w_{k+1}), \quad \bar{\lambda}_k = 0, \text{ başarımlı=doğru.}$$

- a. Eğer $k \bmod N=0$ ise algoritma yeniden başlatılır: $d_{k+1} = -g_{k+1}$ değilse yeni bir eşlenik yönü oluşturulur: $\beta_k = \frac{|g_{k+1}|^2 - g_{k+1}g_k}{\mu_k}$, $d_{k+1} = g_{k+1} + \beta_k d_k$
- b. Eğer $\Delta_k \geq 0.75$ ise ölçek parametresi azaltılır: $\lambda_k = 0.5\lambda_k$ değilse hatada azalma sağlamak mümkün değildir: $\bar{\lambda}_k = \lambda_k$ ve başarımlar yanlıştır
8. Eğer $\Delta_k < 0.25$ ise ölçek parametresi arttırılmalıdır: $\lambda_k = 4\lambda_k$
9. Eğer hızlı iniş yönü $g_k \neq 0$ ise $k = k+1$ yapılır ve ikinci adıma gidilir değilse program istenilen en küçük noktaya ulaşıldığı için sonlandırılır.

Kuvazi-Newton yöntemleri de karesel amaç fonksiyonundan türetilmiştir. Bu yöntemlerde (3.22) eşitliğindeki Hessian matrisinin tersi yerine (negatif değerler alması durumunda) pozitif simetrik H' matrisi alınarak her adımdaki matrisin tersinin alınmasında kurtulunur. Bu yöntemlerde, Davidon-Fletcher-Powell (DFP) ve Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno (BFGS) yöntemleri en iyi bilinen ikisidir. DFP metodunda H' başlangıç değeri birim matris olarak alınır ve aşağıdaki adımlar uygulanarak en iyileme yapılır (Kecman 2001):

1. $w_{k+1} = w_k - \eta H'_k g_k$ daki $H'_0 = I$ yaparak başla. k.ncı adımdaki işlemler ise,
2. g_k ve yeni iniş yönü $d_k = -H'_k g_k$ hesapla.
3. $E(w_k + \eta_k d_k)$ yı minimize eden öğrenme katsayısı η_k yı hesapla.
4. $w_{k+1} = w_k + \eta_k d_k$ yeni iniş yönü ve öğrenme katsayısı ile yeni ağırlığı hesapla.
5. $u_k = \eta_k d_k$ ve $y_k = g_{k+1} - g_k$ olsun ve $A_k = \frac{u_k u_k^T}{u_k^T y_k}$ ve $B_k = -\frac{H_k y_k (H_k y_k)^T}{y_k^T (H_k y_k)}$ ise bir sonrakı adım için $H'_{k+1} = H'_k + A_k + B_k$ matrisini güncelle.
6. Belirlenen durdurma kriteri sağlanmıyorsa 2.nci adıma diğer iterasyon için git.

Bu metottaki en önemli adım H' matrisinin güncellendiği 5.nci adımdır. Burada $N>3$ iterasyon sayısı için ciddi hesap azlığı söz konusudur. Eğer klasik Newton-Rahpson ile karşılaştırılırsa, $2N^2$ çarpma işlemi DFP'de gerekli iken bu Newton-Rahpson' da $N^3/3$ çarpma işlemi gerekir (Kecman 2001). BFGS yöntemi, DFP' den 5.nci adım itibari ile farklıdır. Eğer bu adımı BFGS için yazarsak,

5. $u_k = \eta_k d_k$, $y_k = g_{k+1} - g_k$ ve $z_k = \frac{u_k}{u_k^T y_k} - \frac{H_k y_k}{y_k^T (H_k y_k)}$ olsun. Buradan hareketle

$$A_k = \frac{u_k u_k^T}{u_k^T y_k}, \quad B_k = -\frac{H_k y_k (H_k y_k)^T}{y_k^T (H_k y_k)} \text{ ve } C_k = y_k^T (H_k y_k)^T z_k z_k^T \text{ ise bir sonraki adım için}$$

$$H'_{k+1} = H'_k + A_k + B_k + C_k \text{ matrisini güncelle.}$$

Kuvazi-Newton yöntemlerinin olası dezavantajı H' matrisi için $N \times N$ hafızada yer açılması ve N^2 değerinin güncellenmesidir (Kecman 2001).

Yukarıda deyınilen tüm yöntemler, $E(w)$ hata fonksiyonu için geliştirilmişlerdir. Bunun yanında, çok popüler yöntem aşağıda (3.31) Eşitliği ile verilen hataların kareleri toplamı (SSE) fonksiyonunu kullanmaktadır.

$$E(w) = e(w)^T e(w) \quad (3.31)$$

Burada $e(w)$ genellikle ağırlıkların türevlenebilir bir fonksiyonu olup birinci dereceden türevleri Jakobiyen marris olarak bilinir ve

$$J(w_{ij}) = \left(\frac{\partial e_i}{\partial w_j} \right) \quad (3.32)$$

şeklinde ifade edilir. İkinci mertebeden türevleri ise Hessian matrisini vereceğinden

$$g = \nabla E(w) = E_w = 2J^T e \quad (3.33a)$$

$$H = E_{ww} = 2J^T J + 2 \frac{\partial J^T}{\partial w} e \quad (3.33b)$$

yazılabilir. (3.31) ifadesindeki hata fonksiyonu her iterasyonla en küçük değerine yaklaşacağından e_i hataları ihmal edilebilir küçük değerlere ulaşabilecektir. Bu durumda (3.33b) ifadesi sağ tarafının ihmal edilmesi ile Hessian matrisinin yaklaşık değerinin hesaplanabileceği aşağıdaki eşitliği verir:

$$H_y \approx 2J^T J \quad (3.34)$$

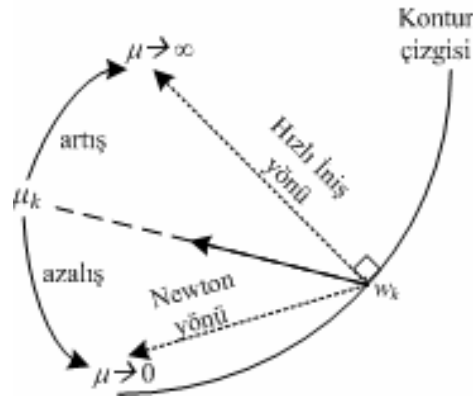
Burada birinci türevlerin olduğu Jakobiyen matrisini kullanarak rahatlıkla ikinci mertebeden türevlerin olduğu Hessian matrisini hesaplamak büyük kolaylık sağlayacaktır. Dolayısıyla Kuvazi-Newton metotları bu sayede N iterasyonda Hessian matrisi yeterli doğrulukta hesaplayabilir. Ayrıca yaklaşık değerin alınması Gauss-Newton metodunu hızlı yakınsamasının

önemli sebebidir.

Gauss-Newton metodu, (3.22) ifadesi ile yerine Newton-Raphson metodu güncellemesinde (3.33a) daki gradiyent vektörünün ve (3.34) deki yaklaşık Hessian matrisini yerine yazılması ile aşağıdaki güncellemeyi verir:

$$w_{sonra} = w_{şimdi} - H_{şimdi}^{-1} \cdot g_{şimdi} = w_{şimdi} - (2J^T J)^{-1} 2J^T e = w_{şimdi} - (J^T J)^{-1} J^T e \quad (3.35)$$

Bu ifade ayrıca genelleştirilmiş “en küçük kareler (LS: least-squares)” yöntemi olarak da bilinir. Bu yöntem, ataların (e_i) yeterince küçük olduğu ve $E(w)$ hata fonksiyonu doğrusala çok yakın olduğu durumlarda minimuma çok yaklaşacaktır. İterasyonlar sırasında, özellikle Jakobiyen matrisi hesaplarken gerekli rankın kaybedilmesi bu yöntemin ıraksama ile sonlanmasına sebep olacaktır. Bu durumda, bu yöntemin uygun modifikasyonla değiştirilmesi uygun olacaktır. Bu modifikasyon ile Levenberg-Marquardt yöntemi ortaya çıkar.



Şekil 3.19 Hızlı iniş ile Gauss-Newton iniş yönü arasında Levenberg-Marquardt iniş yönü.

Levenberg-Marquardt yönteminde, Gauss-Newton metodunda kullanılan yaklaşık Hessian matrisi yerine gerçek Hessian matrisinin kullanılması ve Jakobiyen matrisi hesaplarken gerekli rankın kaybedilmesinin regülerize edilmesi ile yakınsamanın hızlı olarak sağlanması vardır. Bu yöntemin ağırlıkları güncelleme ifadesi Levenberg (1944) ile Marquardt (1963) tarafından (3.35) ifadesine alternatif olarak sunulmuştur:

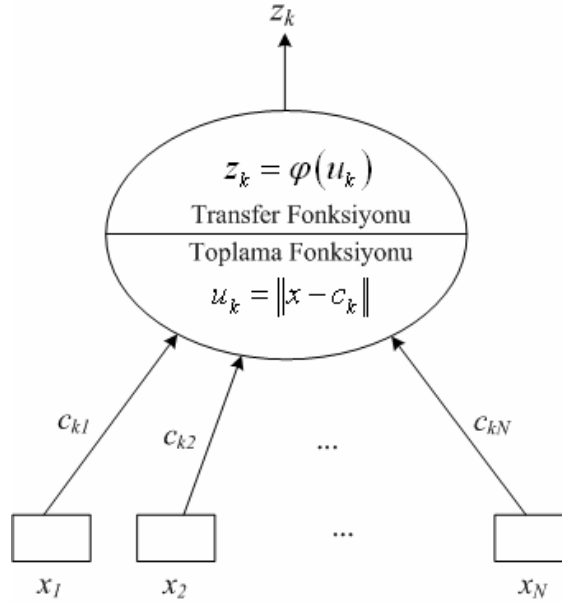
$$w_{sonra} = w_{şimdi} - (J^T J + \mu_{şimdi} I)^{-1} J^T e \quad (3.36)$$

Burada μ öğrenme oranı iken I da $N \times N$ birim matristir. μ öğrenme oranı sıfıra yaklaştıkça Levenberg-Marquardt, Gauss-Newton metodu gibi davranır. Öğrenme oranının eğitme işlemi sırasında her adımda, hata fonksiyonun azalma ya da artma durumuna göre orantısız değişti-

rilmesi bu yöntemin en önemli özelliklerinden biridir. Bu durum Şekil 3.19 da gösterilmiştir. Buna göre minimuma giden yön daha da netleştirilmektedir.

3.5.3 Radyal Tabanlı Fonksiyon Sinir Ağları

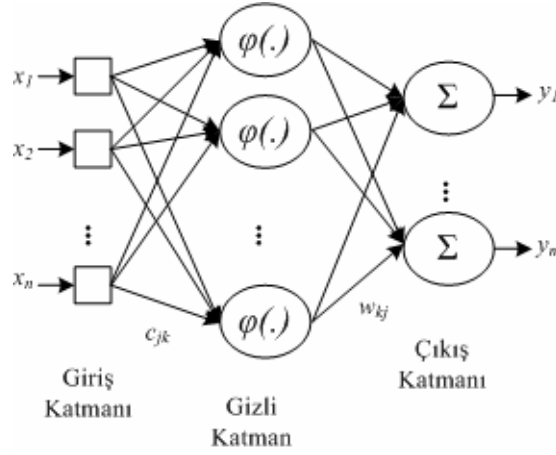
Radyal tabanlı fonksiyon sinir ağları (RTFSA), ÇKA ağlarına benzer bir şekilde haritalama işlemini yapar. Fakat yapısı ve birimlerinin işleyişi farklıdır. RTFSA giriş, gizli katman ve çıkış katmanı olmak üzere üç katmandan oluşur. Gizli katman ve çıkış katmanlarındaki nöronlar farklıdır. Gizli katmanda bulunan ve doğrusal olmayan radyal tabanlı aktivasyon fonksiyonlarını kullanan nöronlar lokal haritalama işlemini gerçekleştirir. Yani hiperküreler kullanarak özellik (patern) uzayını parçalara ayırır. Başka bir ifadeyle, fonksiyonlar özellik uzayında algılama bölgelerinin merkezine yerleştirilmiştir. Her özellik uzayı algılama bölgesi, bir radyal tabanlı fonksiyon içeren gizli katman nöronunu harekete geçirir. Burada, gizli katmandaki yapay sinir hücreleri girişlerin ağırlıklandırılmış şeklini kullanmamakta ve bunların çıkışları YSA girişleri ile temel fonksiyonun merkezi arasındaki uzaklığa göre belirlenmektedir. Şekil 3.20 'de gizli katman işlemci elemanı (nöron) yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.20 RTFSA gizli katman işlemci elemanı (Sağıroğlu 2003).

Radyal olarak simetrik olan gizli katman işlemci elemanı için üç bileşen vardır. Birincisi giriş uzayındaki bir merkez vektörüdür. Bu vektör, giriş ve gizli katmanlar arasındaki ağırlık vektörü olarak saklanır. İkincisi, bir giriş vektörünün merkezden ne kadar uzak olduğunu belirlemek için uzaklık ölçütüdür. Tipik olarak bu ölçüt standart öklit uzaklığı olarak alınır. Sonun-

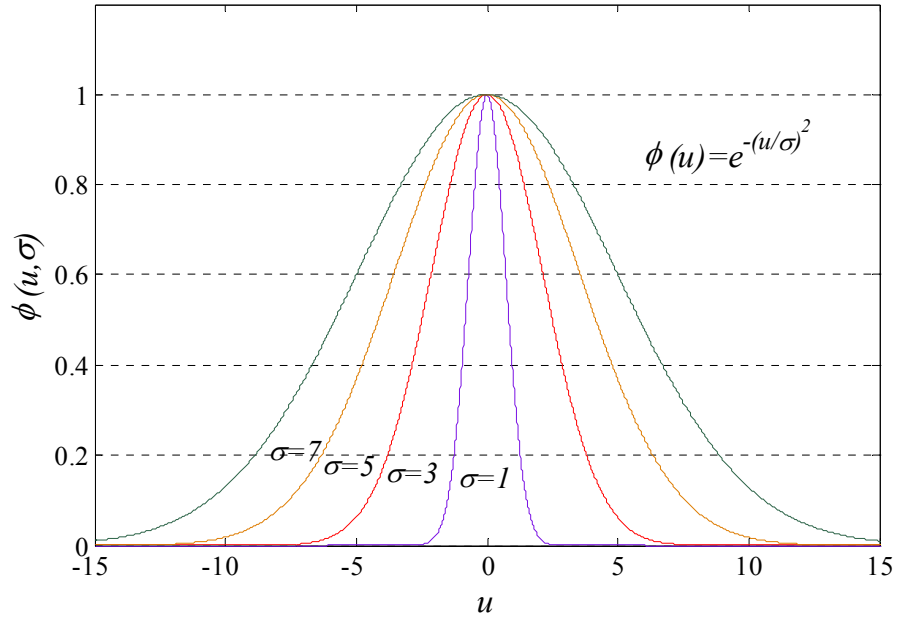
cusu ise, tek değişkenli olan ve uzaklık fonksiyon çıkışı giriş olarak alan işlemci elemanın çıkış değerini belirleyen bir aktivasyon fonksiyonu yapısıdır. Diğer bir ifade ile gizli katman işlemci eleman çıkışı, sadece merkezle giriş vektörü arasındaki uzaklığın bir fonksiyonudur ve çok değişkenli enterpolasyon yaklaşımlarında kullanılan YSA yapılarındandır. İlk katmandaki işlemci elemanlar girişlerin ağırlıklandırılmış şeklini kullanmaz. İlk katmandaki işlemci elemanların çıkışları YSA girişleri ile temel fonksiyonun merkezi arasındaki uzaklığa göre belirlenir. RTFSA yapılarının son katmanı lineerdir ve ilk katmanın çıkışlarından ağırlıklandırılmış toplam çıkışı üretir.



Şekil 3.21 RTFSA genel yapısı.

Giriş vektörünün algılama alanlarının birinin merkezine yakın olması durumunda gizli katman nöronu uyarılacaktır. Giriş vektörü iki adet algılama alanının merkezinin arasında ve ikisinin bölge genişliği σ , içinde bulunursa bu bölgelere denk düşen gizli katman nöronlarının ikisi de kısmen uyarılacaktır. Giriş vektörünün, algılama alanlarının uzağında bulunması durumunda hiçbir gizli katman nöronu uyarılmayacak ve RTFSA çıkışı, çıkış katmanındaki nöronların bias değerlerine eşit olacaktır. RTFSA'da lokal haritalama söz konusudur yani yalnızca algılama bölgelerinin yakınlığında bulunan giriş değerleri gizli katmanların uyarılmasını sağlayabilir. ÇKA'da ise tersine global haritalama söz konusudur ve tüm girişler çıkış değeri oluşturur.

Etkin RTFSA oluşturmada radyal temelli fonksiyonlar ve bunların genişlik parametrelerinin seçimi önemlidir. Genişlik, tüm algılama bölgelerini kapsamalı fakat bir fonksiyonla tüm giriş uzayını kapsamamalıdır. Bu da tek bir giriş vektörü için tüm gizli katman nöronlarının uyarılmaması anlamına gelir.



Şekil 3.22 Gauss formunda radyal tabanlı fonksiyon.

Mimarisi Şekil 3.21’de gösterilen RTFSA’da, M adet gizli katman nöronu ve N adet giriş verilerine (x_i) bağlı olarak,

$$u_k = \|X - c_k\| = \sqrt{\sum_{j=1}^N (X_j - c_{kj})^2}, k=1,2,...,M \quad (3.37a)$$

$$z_k = \varphi(\|X - c_{ik}\|, \sigma_{ik}) = e^{-\frac{u_k}{\sigma_{ik}^2}} \quad (3.37b)$$

$$y_k = \sum_{j=1}^M w_{kj} \cdot z_j, k=1,2,...,m \quad (3.37c)$$

denklemleriyle ağ çıkışı hesaplanır. $X=[x_1 \ x_2 \ \dots \ x_N]^T$ çok boyutlu giriş vektörünü, c giriş vektörü ile aynı boyutta olan merkez vektörünü, σ ise standart sapma değeridir. Gizli işlemci elemanlarının (patern birimleri) eğitilmesi için c_k merkez ağırlıkları ile σ_k genişliklerinin belirlenmesi gerekmektedir.

ÇKA için geliştiren evrensel yaklaşıklık teorisi gibi RTFSA için 1991 yılında Park and Sandberg evrensel yaklaşıklık teorisi geliştirmişlerdir. Teoriye göre, yeterli sayıda gizli katman nöronu olan bir RTFS ağı herhangi bir doğrusal olmayan fonksiyona yeterli doğrulukta yaklaşır (Park vd. 1991).

RTFSA için eğitim parametreleri c_{ik} , σ_{ik} ve w_{kj} vektörleridir. c_{ik} merkez ağırlık değerleri için başlangıç değerlerinin seçilmesi çok önemlidir ve sınıflandırma algoritmaları (eğitici-siz öğrenme) genellikle tercih edilir. Daha sonra gradyent tabanlı eğitim algoritmaları ile eğitim parametreleri güncellenir. Buna göre, e_i hedef değer ile RTFSA çıkışı arasındaki hata olmak üzere, eğitim parametrelerine bağlı olan minimize edilecek hata fonksiyonu aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$e_j = (d_j - y_j)$$

$$E = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m e_j^2 \quad (3.38)$$

Burada çıkış fonksiyonu $y=f(x)$ gizli katman aktivasyon fonksiyonu, merkez ağırlıkları vektörü, radyal tabanlı fonksiyon genişliklerinin (standart sapma) kovaryans matrisi ve giriş vektörü cinsinden

$$y = f(x) = \sum_{j=1}^M w_j \varphi(\|x - c_j\|) = \sum_{j=1}^M w_j \cdot e^{-(x-c_j)^T \Sigma_j^{-1} (x-c_j)} \quad (3.39)$$

elde edilir. Burada, kovaryans matrisi Σ_j , σ_j^2 varyans değerlerinin diyagonal matrisi olup kare ve simetrik özelliklerini taşıırken sadece birinci köşegeninde elemanlar vardır. Eğitim parametreleri aşağıdaki güncellenmektedir:

1. Çıkış katmanının doğrusal ağırlıkları aşağıdaki gibi güncellenebilir:

$$\frac{\partial E}{\partial w_j} = \sum_{k=1}^N e_k \varphi(\|x - c_j\|)$$

$$w_j^{sonra} = w_j^{şimdi} - \eta_1 \cdot \frac{\partial E}{\partial w_j^{şimdi}}, j = 1, 2, \dots, m \quad (3.40)$$

2. Gizli katmana ait merkezler ise aşağıdaki gibi güncellenebilir:

$$\frac{\partial E}{\partial c_j} = 2w_j \sum_{k=1}^N e_k \varphi'(\|x - c_j\|) \Sigma_j^{-1} (x - c_j)$$

$$c_j^{sonra} = c_j^{şimdi} - \eta_2 \cdot \frac{\partial E}{\partial c_j^{şimdi}}, j = 1, 2, \dots, m \quad (3.41)$$

3. Gizli katmana ait radyal tabanlı fonksiyon genişlikleri aşağıdaki gibi güncellenebilir:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial E}{\partial \Sigma_j^{-1}} &= -w_j \sum_{k=1}^N e_k \varphi'(\|x - c_j\|) (x - c_j) (x - c_j)^T \\
(\Sigma_j^{-1})^{sonra} &= (\Sigma_j^{-1})^{simdi} - \eta_3 \cdot \frac{\partial E}{\partial (\Sigma_j^{-1})^{simdi}}, j = 1, 2, \dots, m
\end{aligned} \tag{3.42}$$

4. DUYARLIK

Bir sistemde sonuç, genellikle birçok değişkenle belirlenir. Değişkenlerde oluşacak değişimin sonuca yansımaları duyarlık olarak adlandırılır. Sonuç büyüklüğü y , değişkenler de x_1, x_2 ve x_n ile gösterildiğinde, sonuç n değişkenli bir fonksiyon olacaktır. Bu fonksiyon

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (4.1)$$

biçiminde gösterilebilir. Bu verilen fonksiyonda değişkenlerden biri için üç değişik duyarlık tanımı yapmak mümkündür. Bu tanımlar, mutlak duyarlık, yarınormalize duyarlık ve normalize (bağıl) duyarlıktır.

4.1 Mutlak Duyarlık

Değişken olarak x_n ele alınırsa, bu değişken için mutlak duyarlık, x_n 'de oluşan mutlak değişimle sonuç büyüklüğü y 'de meydana gelen mutlak değişim arasındaki ilişkiye karşılık gelen $\Delta y / \Delta x_n$ olacaktır. Mutlak duyarlıktan hareketle y 'de oluşan mutlak değişim bulunabilir. Δy 'nin sonuca etkisi, y 'nin değerine bağlıdır. Mutlak duyarlık az kullanılan bir duyarlık türüdür.

4.2 Yarınormalize Duyarlık

Yarınormalize duyarlık iki biçimde tanımlanabilir. Bu tanımlar $\frac{\Delta y / y}{\Delta x_n}$ ve $\frac{\Delta y}{\Delta x_n / x_n}$ şeklindedir.

Yarınormalize duyarlık tanımlarından görüleceği gibi, mutlak ve bağıl değişimler birlikte düşünülmektedir. Yarınormalize duyarlık da mutlak duyarlık gibi çok kullanılan bir duyarlık çeşidi değildir.

4.3 Bağıl (Normalize) Duyarlık

Bağıl duyarlık, bağıl değişimler arasındaki ilişkiye karşılık düşer ve aşağıdaki tanımlanır.

$$S(y, x_n) = \frac{\Delta y / y}{\Delta x_n / x_n} = \frac{x_n}{y} \cdot \frac{\Delta y}{\Delta x_n} \quad (4.2)$$

Bağıl duyarlık, duyarlık tanımları içerisinde en çok kullanılan türdür. Bu duyarlıktan hareketle diğer duyarlık türlerini, sonuç büyüklüğünde oluşacak bağıl ve mutlak değişimler hesaplanabilir. (4.2) den hareketle

$$\frac{\Delta y}{y} = S(y, x_n) \frac{\Delta x_n}{x_n} \quad (4.3)$$

$$\Delta y = y S(y, x_n) \frac{\Delta x_n}{x_n} \quad (4.4)$$

ilişkileri elde edilir. (4.4) bağıntısı ile Δy hesaplanırken y 'nin ve x_n 'nin tipik değerlerinin bilinmesi gerekir.

Sonuç değişkeni z gibi bir değişkene ve z de x_n değişkenine bağlı ise y 'nin x_n 'e olan bağıl duyarlılığı hesaplanırken $S(y, z)$ ve $S(z, x_n)$ bağıl duyarlıklarından yararlanılır. Belirtilen duyarlıkların bilinmesi halinde y 'nin x_n 'e olan bağıl duyarlılığı,

$$S(y, x_n) = S(y, z) \cdot S(z, x_n) \quad (4.5)$$

olacaktır. y 'de oluşan bağıl değişim, değişkenlerde meydana gelen bağıl değişimler cinsinden

$$\frac{\Delta y}{y} = \sum_{i=1}^n S(y, x_i) \frac{\Delta x_i}{x_i} \quad (4.6)$$

bağıntısı ile hesaplanır.

Bağıl duyarlıktan hareketle tolerans analizi de yapılabilir. (4.6) bağıntısında $\Delta y/y$, y 'nin toleransdır; $\Delta x_i/x_i$ ise x_i değişkenine ilişkin toleranstır. Tolerans, değişkenin değerinin nominal değerden sapabileceği bağıl değişimini göstermektedir. Bu bağıl değişim pozitif olabildiği gibi negatif de olabilir. Bu nedenle sonuç değişkeni y 'nin toleransı hesaplanırken en kötü durumun göz önüne alınması gerekir. Buna göre y 'nin toleransının mutlak değeri,

$$\left| \frac{\Delta y}{y} \right| = \sum_{i=1}^n \left| S(y, x_i) \right| \left| \frac{\Delta x_i}{x_i} \right| \quad (4.7)$$

olur. (4.7) bağıntısında y nominal değer olduğuna, göre y 'nin alabileceği maksimum ve minimum değerler,

$$|\Delta y| = |y| \sum_{i=1}^n \left| S(y, x_i) \right| \left| \frac{\Delta x_i}{x_i} \right| \quad (4.8)$$

$$y_{\min} = y - |\Delta y|, y_{\max} = y + |\Delta y| \quad (4.9)$$

ilişkileri ile hesaplanır.

Bağıl duyarlılığı, y ve x_i 'nin logaritmik diferansiyelinden yararlanarak da hesaplamak mümkündür. Bu durumda bağıl duyarlık

$$S(y, x_i) = \frac{d \ln y}{d \ln x_i} \quad (4.10)$$

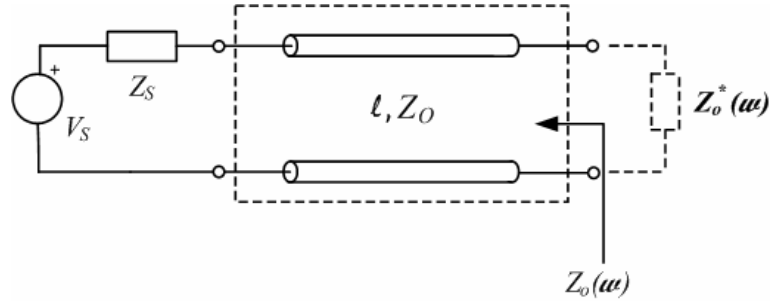
biçiminde tanımlanır. İlişkide görülen y ve x_i , genelde boyutu olan büyüklüklerdir. Boyutlu bir büyüklüğün logaritması tanımlanamaz. (4.10) bağıntısında y ve x_i değişkenlerinin birim değere bölündüğü varsayılacaktır. Örneğin y gerilim ise bağıntıda $y/1V$ kullanıldığı düşünülmelidir.

Devre tasarlanınca, duyarlık analizinin yapılması ile hangi elemanın sonuç üzerinde daha etkin olacağı belirlenebilmektedir. Ayrıca duyarlığı büyük olan elemanın toleransı küçük seçilerek sonucun daha kesin belirlenmesi sağlanabilir. Bu yolla, duyarlığı küçük olan değişkenlerin toleransının küçük tutulmasına gerek kalmamaktadır. Toleransı küçük elemanların maliyetinin yüksek olacağı düşünülürse, duyarlık analizi, devre tasarlandıktan sonra maliyetin düşmesine de neden olabilmektedir. Bu düşünce, duyarlık analizinin bir başka avantajını gösterir (Türköz, 1995).

5. YAPAY SİNİR AĞI İLE DAĞILMIŞ PARAMETRELİ DEVRE ANALİZ VE SENTEZİ

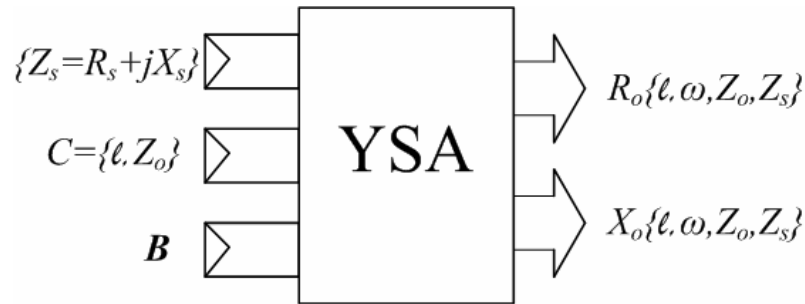
5.1 Dağılmış Parametrelî Devrenin Empedans Transformasyonu: Nöral Birim Eleman (NBE)

Öncelikle, yüksek frekanslı mikrodalga devreleri için özellikle belli bir frekansın üzerinde kullanılması kaçınılmaz olan iletim hatlarının YSA eşdeğeri veya modeli üzerinde durulacaktır. Pek çok farklı devrenin teşekkülünde kullanılan iletim hattını, örneğin bir kuvvetlendirici- de giriş, ara veya çıkış uydurma devreleri, çeyrek dalga transformatörü gibi, “birim eleman” olarak adlandırılabilir. Birim elemanın en büyük özelliği sonlandırma empedansına, elektriksel uzunluğuna ve çalışma frekans bandına bağlı empedans transformasyonudur. Şekil 5.1 de birim eleman genel yapısı ile sunulmaktadır.

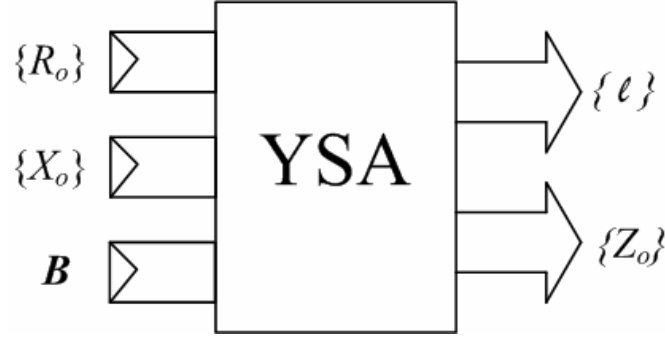


Şekil 5.1 Kaynak empedansı ile sonlandırılmış birim eleman.

Çalışmanın bu bölümünde, dağılmış parametrelî mikrodalga devrelerinin analiz ve sentezinde kullanılmak üzere birim elemanın YSA eşdeğer kara-kutu modelleri iki yönlü olarak tasarlanmıştır. Yani, bu problemi tanımlamak için iki kara-kutu modeli önerilmiştir: (i) Problemin ileri yöndeki tanımı için YSA analiz kara – kutu modeli (Şekil 5.2), (ii) Problemin ters yöndeki tanımı için YSA sentez kara – kutu modeli (Şekil 5.3) .



Şekil 5.2 Problemin ileri yöndeki tanımı: NBE analiz için kara-kutu modeli.



Şekil 5.3 Problemin ters yöndeki tanımı: NBE sentez için kara-kutu modeli.

5.1.1 Problemin İleri Yöndeki Tanımı: Bir İki-Kapılının Girişten Çıkışa Empedans Transformasyonu

Problemin ileri yöndeki çözümü için önerilen analiz için YSA kara – kutu modelinin giriş büyüklükleri aşağıdaki gibi verilebilir (Bakınız Şekil 5.2):

1. Giriş (çıkış) sonlandırma empedansı $Z_s(\omega) = R_s(\omega) + jX_s(\omega)$, eğitmede kullanılan model ağı uygulanırken reel ve sanal kısımlar ayrı iki reel fonksiyon olarak tanımlanmıştır.
2. C, devre parametresi, iletim hattının fiziksel uzunluğu ℓ ve karakteristik empedansı Z_0 olarak iki reel değişkenden oluşmaktadır.
3. B, çalışma bant genişliğidir; bu bant genişliği boyunca kapasitif ve endüktif davranış biçimi ayrı ayrı belirlenir. ($f_{min-end}$, $f_{mak-send}$, $f_{min-kap}$, $f_{maks-kap}$)

Buna karşın, çıkış empedans fonksiyonu Z_O reel ve imajiner kısımlardan oluşur ve analiz için YSA kara – kutu modelinde giriş değişkenlerinin fonksiyonu olarak çıkışında elde edilir:

1. $R_O(\beta\ell, Z_0, R_s, X_s)$ fonksiyonu giriş parametrelerine bağlı, tanımlı çalışma bant genişliğinde çıkış empedansının reel kısmıdır.
2. $X_O\{\beta\ell, Z_0, R_s, X_s\}$ fonksiyonu giriş parametrelerine bağlı, tanımlı çalışma bant genişliğinde çıkış empedansının sanal kısmıdır.

5.1.2 Problemin Ters Yöndeki Tanımı: Devre Parametrelerinin Sentezi

Problemin sentez kısmında YSA ile analizin ters prosesi kullanılmıştır. Bu bölümde sentez için YSA kara-kutu modelinin girişleri, analiz için YSA kara-kutu modelinin çıkış parametre-

leri R_o , X_o ve B çalışma bant genişliğidir. Burada kaynak empedansı değerinin değişmediği varsayıldığından (çünkü pratik uygulamalarda değerler belirlidir; örneğin 50Ω ve 75Ω gibi) çıkış parametresi olarak alınmamıştır. Böylece, modelin çıkış parametrelerini ise elde edildiğinde iletim hattının sentezi olarak kabul edilen fiziksel uzunluğu ℓ ve karakteristik empedansı Z_o devre parametreleri oluşturur (Bakınız Şekil 5.3).

5.1.3 NBE Analizi: Birim Elemanın Empedans Transformasyonu Özelliği

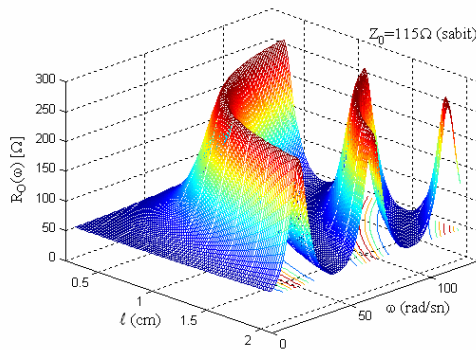
Elektriksel uzunluğu $\beta\ell$, karakteristik empedansı Z_o ve sonu Z_s karmaşık sonlandırma empedansı ile sonlandırılan birim elemanın çıkış empedansı, $\beta\ell$, Z_o ve Z_s 'in reel ve sanal kısımları cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$R_o(\beta\ell, Z_o, R_s, X_s) = Z_o \frac{R_s [Z_o(1 + \tan^2 \beta\ell) + X_s(1 - \tan \beta\ell)]}{(Z_o - X_s \tan \beta\ell)^2 + R_s^2 \tan^2 \beta\ell} \quad (5.1a)$$

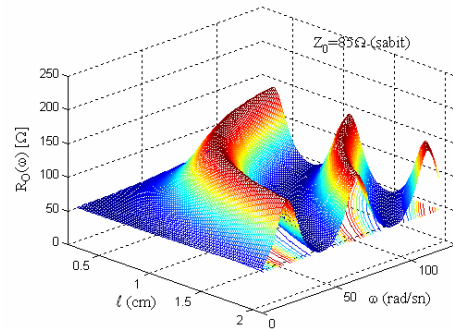
$$X_o(\beta\ell, Z_o, R_s, X_s) = Z_o \frac{(X_s + Z_o \tan \beta\ell)(Z_o - X_s \tan \beta\ell) - R_s^2 \tan \beta\ell}{(Z_o - X_s \tan \beta\ell)^2 + R_s^2 \tan^2 \beta\ell} \quad (5.1b)$$

Burada $\beta\ell = \frac{2\pi\ell}{\lambda} = \frac{2\pi\ell}{\left(\frac{v_f}{f}\right)} \bigg|_{v_f=c} = \frac{2\pi}{c}(f\ell)$ şeklinde düşünülürse $f\ell$ çarpımının (5.1b) ifadesini

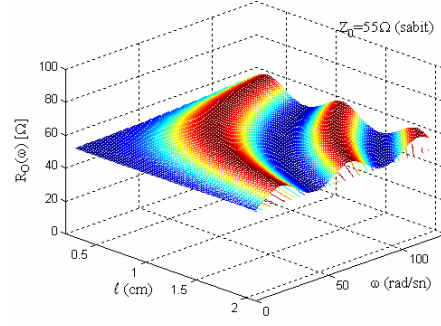
negatif değerlere çekebileceği yani kapasitif davranışa götürebileceği görülür. Dolayısıyla birim elemanın reaktif davranışı bu çarpımın değişkenleri olan frekans ve fiziksel uzunluk tarafından belirlenecektir. Şekil 5.4 ve 5.5' de $Z_s=50\Omega$ için karakteristik empedans sabit alınarak çıkış empedansının reel ve sanal kısımlarının açısal frekansa ve hattın uzunluğuna bağlı değişimi görülmektedir. Yüzey genliğini Z_o ile değişimine dikkat edilmelidir.



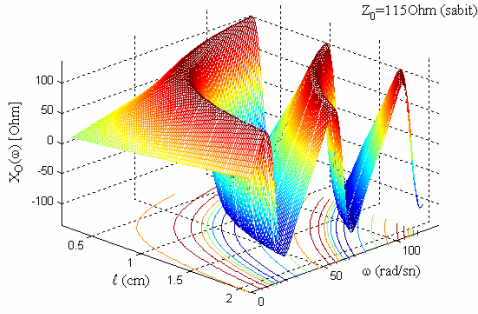
(a)



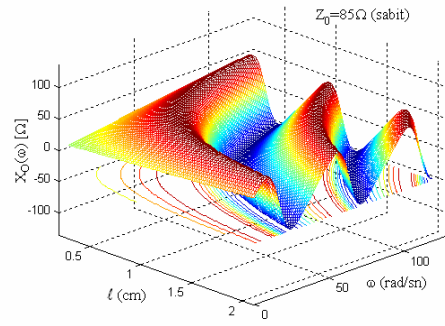
(b)



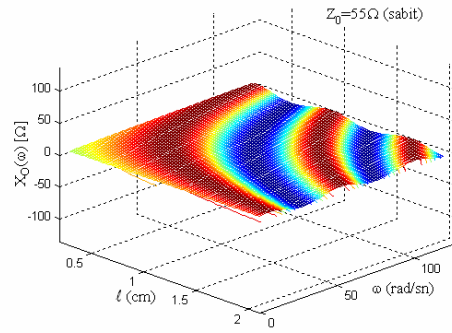
(c)

Şekil 5.4 $Z_S=50\Omega$ için $R_O(\omega, \ell, Z_0)$ değişimi.

(a)



(b)



(c)

Şekil 5.5 $Z_S=50\Omega$ için $X_O(\omega, \ell, Z_0)$ değişimi.

5.1.4 Birim Elemanın $f\ell$ Çarpımına Bağlı Reaktif Davranışı

Z-düzlemi (kartezyen düzlem) ile Γ -düzlemi (polar düzlem) arasındaki dönüşüm ilişkileri ve Smith abağının grafiksel anlamda empedans ve yansıma katsayısı dönüşümleri ikinci bölümde izah edilmişti. Buradan hareketle, empedans abağının üst yarım dairesinin endüktif, alt yarım dairesinin kapasitif davranış gösterdiği ve admitans abağında tam tersini olduğu söylenebilir. O halde empedans abağında üç durum vardır:

5.1.4.1 Sonlandırma Empedansı Karmaşık ve Endüktif Bölgede $\Leftrightarrow 0 < \varphi_S < \pi$

Aşağıdaki şartlar sağlandığında çıkış empedansının reaktif davranışı ya endüktif ya da kapasitif olabilecektir:

- $0 < \beta\ell < \frac{\varphi_S}{2} \Leftrightarrow 0 < f\ell < \frac{\varphi_S v_f}{4\pi} \Leftrightarrow \text{endüktif}$
- $\frac{\varphi_S}{2} < \beta\ell < \frac{(\varphi_S + \pi)}{2} \Leftrightarrow \frac{\varphi_S v_f}{4\pi} < f\ell < \frac{\varphi_S v_f}{2} + \frac{v_f}{4\pi} \Leftrightarrow \text{kapasitif}$

5.1.4.2 Sonlandırma Empedansı Karmaşık ve Kapasitif Bölgede $\Leftrightarrow \pi < \varphi_S < 2\pi$

Aşağıdaki şartlar sağlandığında çıkış empedansının reaktif davranışı ya endüktif ya da kapasitif olabilecektir:

- $0 < \beta\ell < \frac{\varphi_S}{2} - \frac{\pi}{2} \Leftrightarrow 0 < f\ell < \frac{\varphi_S v_f}{4\pi} - \frac{v_f}{4} \Leftrightarrow \text{kapasitif}$
- $\frac{\varphi_S}{2} - \frac{\pi}{2} < \beta\ell < \frac{\varphi_S}{2} \Leftrightarrow \frac{\varphi_S v_f}{4\pi} - \frac{v_f}{4} < f\ell < \frac{\varphi_S v_f}{4\pi} \Leftrightarrow \text{endüktif}$

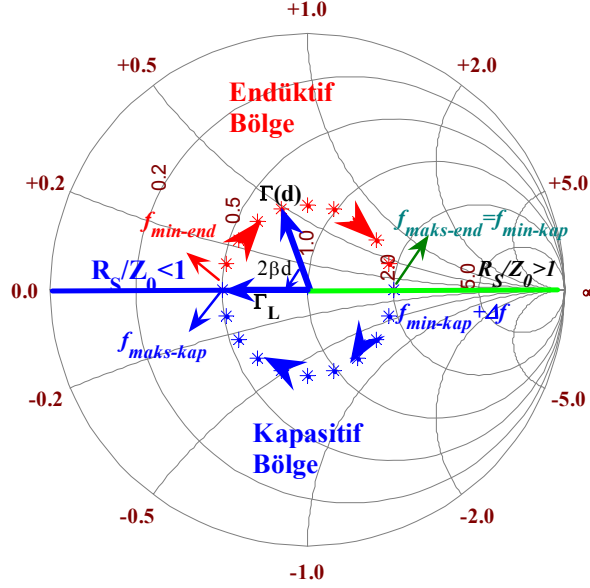
5.1.4.3 Sonlandırma Empedansı Rezistif $\Leftrightarrow \varphi_S = 0$ veya $\varphi_S = 2\pi$

Öncelikle $Z_S/Z_0 < 1$ koşulunda, kaynak empedansının sanal kısmının sıfır, dolayısıyla sırf reel kısımdan oluşması ve karakteristik empedanstan küçük olması durumunda,

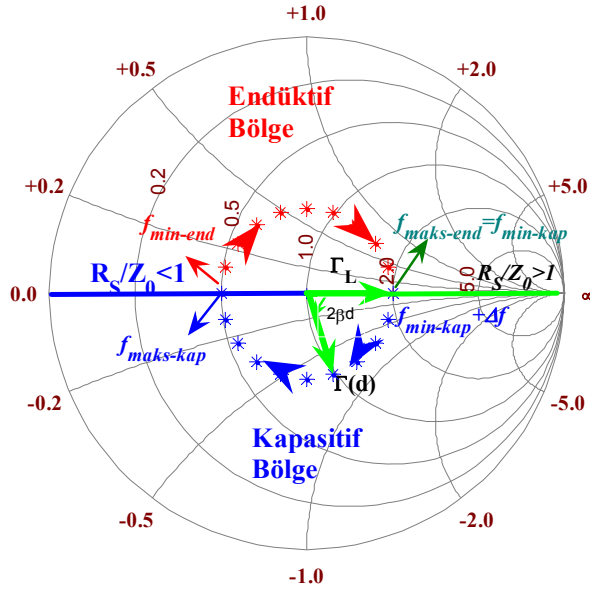
- $0 < \beta\ell < \frac{\pi}{2} \Leftrightarrow 0 < f\ell < \frac{v_f}{4} \Leftrightarrow \text{endüktif}$
- $\frac{\pi}{2} < \beta\ell < \pi \Leftrightarrow \frac{v_f}{4} < f\ell < \frac{v_f}{2} \Leftrightarrow \text{kapasitif}$

koşulları yazılabilir. Sonra, $Z_S/Z_0 > 1$ durumunda ise yukarıda ifade edilen koşulların dualitesi söz konusudur. Yukarıdaki koşullar kullanılarak f_{min} and f_{maks} frekansları ile endüktif ve

kapasitif davranışı sağlayacak ℓ fiziksel uzunluğu için limit değerler belirlenir. Şekil 5.6 ve 5.7 rezistif sonlandırma empedansının sebep olduğu endüktif veya kapasitif bölgelere ilişkin limit değerlerinin Smith abağı üzerinde gösterilimi yer almaktadır.



Şekil 5.6 $Z_s/Z_0 < 1$ durumunda endüktif ve kapasitif bölge sınırları.



Şekil 5.7 $Z_s/Z_0 > 1$ durumunda endüktif ve kapasitif bölge sınırları.

5.2 Rezistif Sonlandırılmalı Birim Elemanın Analiz ve Sentezi için YSA Modelinin Oluşturulması (Nöral Birim Eleman, NBE)

Bu çalışmada, yüksek dereceden doğrusal olmayan giriş-çıkış ilişkisi için fonksiyon yaklaştırmak amacı ile iki tip nöron ağı kullanılmıştır. Bunlar; (1) Çok Katmanlı Algılayıcı (ÇKA), (2) Radyal Tabanlı Fonksiyon Sinir Ağlarıdır (RTFSA). Cybenko ve Hornik, 1989 yılında, doğrusal olmayan, sürekli, çok boyutlu fonksiyonunu istenilen doğrulukta yaklaştıran üç katmanlı bir algılayıcı olduğunu kanıtlamıştır. Bu evrensel yaklaşıklık teorisi, RTFSA için Park ve Sandberg tarafından 1991 yılında kanıtlanmıştır. Bu iki nöron ağı hakkında detaylı bilgi 3. Bölümde yer almaktadır.

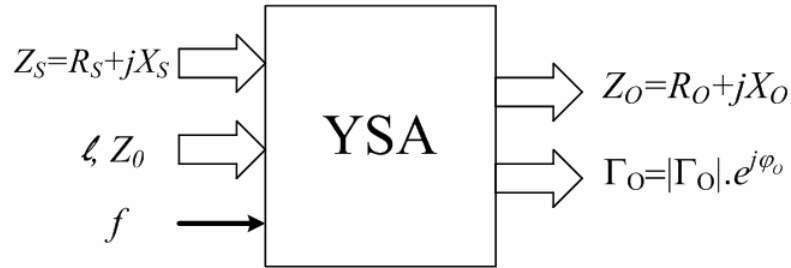
Çalışmanın analiz kısmında, ÇKA için dört katmanlı (2–2–20–2) ve RTFSA için üç katmanlı (2–220–2) ağ yapısı kullanılmıştır. ÇKA için birinci gizli katmanda ve çıkış katmanında sürekli doğrusal, ikinci gizli katmanda tanjant-hiperbolik fonksiyon aktivasyon fonksiyonu olarak tercih edilirken Gauss fonksiyonu da RTFSA için aktivasyon fonksiyonu olarak seçilmiştir. Eğitim ve test için kullanılacak veriler, hazırlanan bilgisayar programı tarafından elde edilmiştir. Burada giriş verisi boyutu 2x6400 olup 6400 farklı verinin %50'si eğitim için %50'si test için ayrılmıştır. Dolayısıyla sağlama verisi kullanılmamıştır. Giriş parametreleri pratik uygulamalar için, $Z_s=50\Omega$ sabit seçildiğinden YSA girişi olarak seçilmemiş, frekans ve uzunluk çarpımı tek giriş olarak alınmış olduğundan ikiye düşürülmüştür. Ayrıca belirlenen giriş sınır değerler şu şekildedir: $1\text{GHz}<f<20\text{GHz}$, $0.2\text{cm}<l<2\text{cm}$, $55\Omega<Z_o<125\Omega$. ÇKA'nın eğitime işlemleri sırasında çok fazla eğitime algoritması denenmiş en hızlı ve en düşük eğitime ve test hata performansına sahip Levenberg-Marquardt sonuçları uygulama sonuçları olarak sunulmuştur. RTFSA ağı eğitime performansı farklı yayılma (spread) katsayıları ve arttırılan gizli katmandaki nöron sayısı ile test edilerek en iyi değerler uygulama sonuçları olarak sunulmuştur.

Çalışmanın sentez kısmında, analiz için veri üretme yönteminden yararlanılmıştır. ÇKA sentez modeli için dört katmanlı (3–12–32–2) yapı tercih edilirken gizli katmanlar tanjant-hiperbolik fonksiyon ve çıkış katmanında sürekli doğrusal aktivasyon fonksiyonu kullanılınc net sonuçlar elde edilmiştir. Burada giriş verisi boyutu 3x2400 olup 2400 farklı verinin %50'si eğitim için %50'si test için ayrılmıştır. Ayrıca belirlenen sınır değerler şu şekildedir: $1\text{GHz}<f<10\text{GHz}$, $0.1\text{cm}<l<1.5\text{cm}$, $55\Omega<Z_o<125\Omega$. Burada analiz verilerine göre daralma olmaktadır çünkü analiz uygulama sonuçlarında Şekil 5.4 ve 5.5 deki R_o ve X_o yüzey grafiklerinden açıkça görülen periyodik tekrarlanan veriler için aynı bire-bir eşleme yapılamaz. Yine yukarıdaki aynı sebeplerden Levenberg-Marquardt algoritması uygulama sonuçları için

seçilmiştir. Bu çalışmadaki ileri beslemeli ÇKA'nın performans fonksiyonu, hataların karelerinin ortalaması (MSE) ile verilmiştir.

5.3 Karmaşık Sonlandırılmalı Birim Elemanın Analizi için YSA Modelinin Oluşturulması

Bu çalışmada, ileri beslemeli çok katmanlı algılayıcı (ÇKA) tipi, iki gizli katman, dört giriş ve iki çıkıştan oluşan yapay sinir ağı kullanılmıştır. Bu ağı, yük empedansının reel ve sanal kısımları, transmisyon hattının fiziksel uzunluğu ve karakteristik empedansı, çalışma frekansı giriş parametreleri olarak beslenirken giriş yansıma katsayısının genlik ve fazı çıkış değişkenleri olarak tanımlanmıştır. Her iki gizli katmanda da on sekiz nöron vardır ve hiperbolik tangent sigmoidal fonksiyon aktivasyon fonksiyonları olarak belirlenmiştir. Çıkış katmanındaki nöronlar ise doğrusal fonksiyonla aktive edilmişlerdir. Giriş değişkenlerindeki değer aralığı şöyledir: hattın fiziksel uzunluğu; [0.5cm, 15cm] aralığında doğrusal bölümlleme ile, yük empedansının reel kısmı; [15Ω, 400Ω] aralığında doğrusal bölümlleme ile, sonlandırma empedansının reel kısmı; [-400Ω, 400Ω] aralığında doğrusal bölümlleme ile, hattın karakteristik empedansı [50Ω, 100Ω] aralığında doğrusal bölümlleme ile elde edilirken hat malzemesinin fiziksel büyüklükleri ve frekans sabit değerler olarak seçilmiştir. Çalışmada toplam 6750 veri örneği kullanılmıştır. Çalışma verisi, %50 eğitime ve %50 test verisi olarak seçilmiştir.



Şekil 5.8 Karmaşık sonlandırılmalı NBE analiz için YSA eşdeğeri.

Yukarıda özellikleri tanımlanmış eğitime ve test verilerine ait farklı eğitime algoritmalarının, eğitime ve test performanslarına kaç adımda ulaştıkları verilmiş. Levenberg-Marquardt (LM) algoritması en küçük test hatası ve en hızlı eğitime için tercih edilirken gizli katman sayısı ve nöron sayılarının da optimum değerleri seçilmiştir. Bu çalışmadaki ileri beslemeli ÇKA'nın performans fonksiyonu, hataların karelerinin ortalaması (MSE) ile verilmiştir.

5.4 Yapay Sinir Ağı ile Smith Abağı Modeli (Nöral Smith Abağı, NSA)

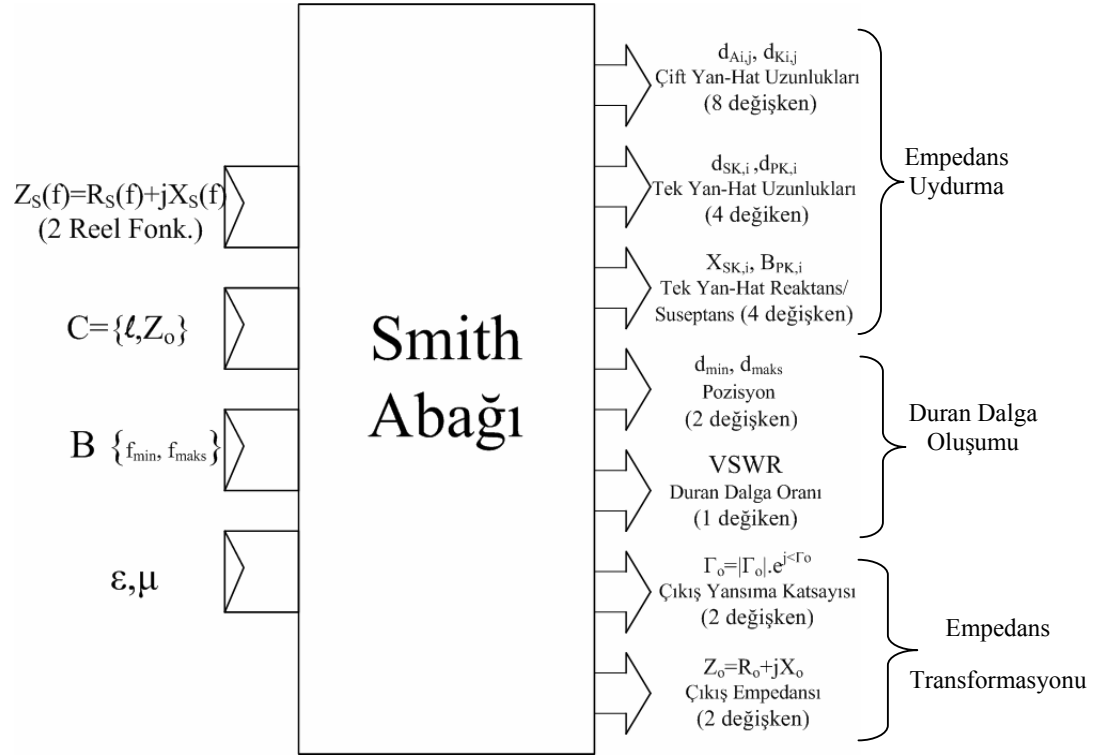
Bu çalışmanın amacı, analiz ve sentez aşaması zor olan mikrodalga devre tasarımına gelenek-

sel analitik çözümlere alternatif oluşturacak ve grafiksel çözümler sunan kullanımı manüel anlamda zor olan Smith abağının işlevini görecektir yapay sinir eşdeğer modeli oluşturmaktır. Bu aşamada programlama açısından dört aşama vardır. Birinci aşamada analitik ifadelerden ve Smith Abağından elde edilen YSA'nı eğitime ve test amaçlı giriş-çıkış veri uzayı oluşturulmuştur. Veri uzayının eğitime için verimli ve yeter miktarda olması için veri üretiminde veri madenciliği kurallarına uyulmuştur. Bu amaçla geliştirilen algoritma veri setinin optimizasyonunu sağlamaktadır. Veri uzayı %50 oranında eğitime ve test aşaması için ayrılmıştır. İkinci aşamada, veriler eğitim işlemine sokulmuştur. Üçüncü aşamada test aşamasıdır ve daha önce eğitime aşamasında kullanılmayan giriş veri değerlerinin ağ sonuçları irdelenmiştir. Eğer test sonuçları yeterli hata değerinden büyük ise veri verimliliğini artırıcı uygulamaların yanında farklı eğitime metotları ve ağ yapısını değiştirilerek test aşamasına tekrar dönülmüştür. Dördüncü ve son aşamada ise, test aşamasının tatmin eden sonuçlarından sonra elde edilen YSA eşdeğer modeli aşağıda maddelerde belirtilen beklentiler için hedef değerleri ile karşılaştırılma testine geçilmiştir:

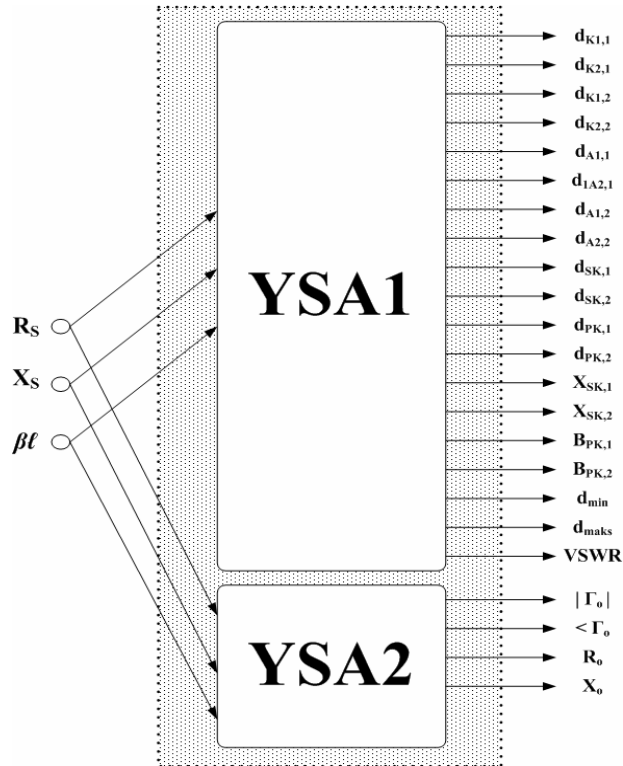
- i) Empedans transformasyonu
- ii) Belirlenen bir frekansta tek yan hat uydurma devresi sentezi (paralel ve seri yan hatların açık ve kısa devre kombinasyonları)
- iii) Belirlenen bir frekansta çift yan hat uydurma devresi sentezi (açık ya da kısa devre hat kombinasyonları)
- iv) Smith abağından elde edilen grafiksel verilerin elde edilmesi
- v) İletim hat analizi
- vi) Duyarlık analizi

Şekil 5.9 'da geliştirilen modüler YSA eşdeğer modeli görülmektedir. Bu model bir "nöral Smith abağı" görevi de görebilmektedir. Bu modelde iki adet YSA modülü aynı girişleri kullanarak toplam 23 adet çıkış değişkeninin veri uzayını üretmektedir. Şekil 5.10' da ise bu modelin değişken isimleri yazılarak genelleştirme yapılmıştır. Z_S kaynak empedansını, Z_0 hattın karakteristik empedansını, ℓ hattın uzunluğunu, B çalışma bandını, diğer giriş ise hattın fiziksel büyüklüklerini belirtmektedir. VSWR hattın sonundaki gerilim duran dalga oranını, Γ_0 hat sonu yansıma katsayısını ve Z_0 da hat sonundan görülen empedanstır.

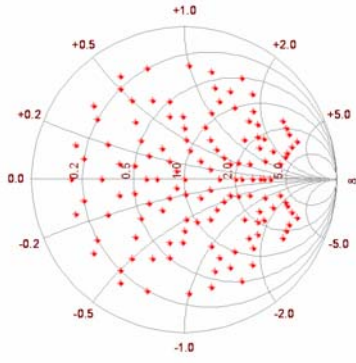
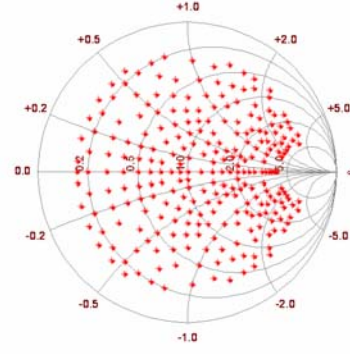
Aşağıda verilen girişleri aynı iki ağı eğitilmesi için Smith abağı üzerinden veri toplanması için Şekil 5.11' deki farklı iki sayıdaki veri noktasının etkisi Şekil 5.12' de görülmektedir.



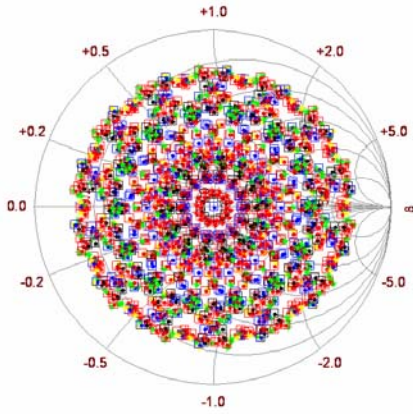
Şekil 5.9 Smith Abağı Kara-Kutu modeli.



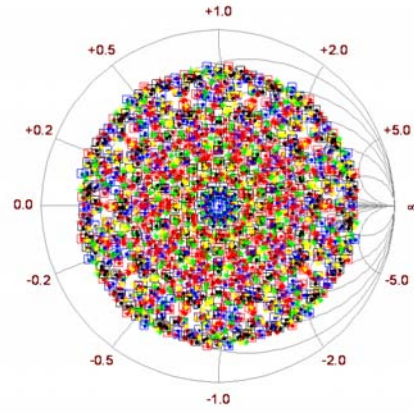
Şekil 5.10 Smith Abağı YSA Kara-Kutu modeli.

(a) 130 adet Γ_S noktası.(b) 260 adet Γ_S noktası.

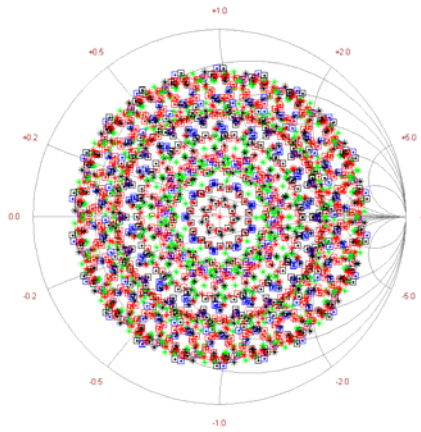
Şekil 5.11 Yansımaya katsayısı dairelerini başlangıç noktalarını abak üzerinde serimi.



(a) 130noktax15açı=1950 adet Z noktası.



(b) 260noktax11açı=2860 adet Z noktası.



(c) Değişen açı sayıları ile bulunan 2454 adet Z noktası verisi (algoritması aşağıda).

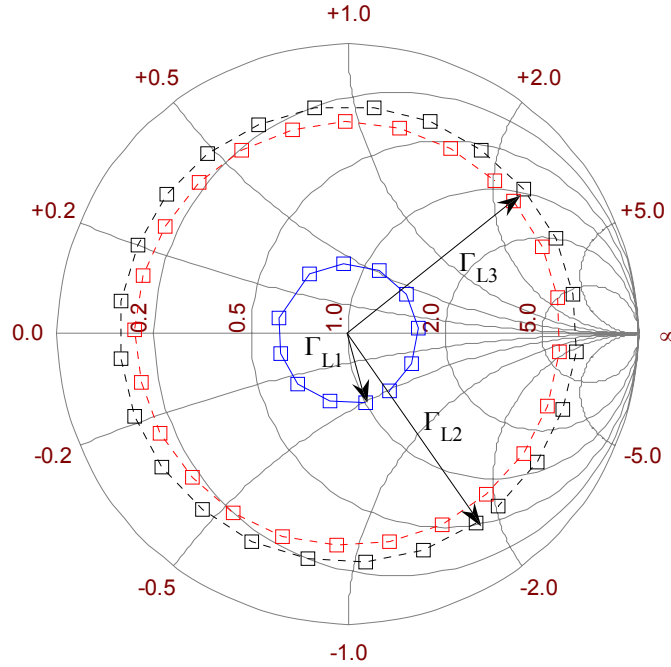
Şekil 5.12 Yansımaya katsayısı daireleri üzerindeki eğitim veri seti noktaları.

Smith abağı üzerinde sonsuz nokta uzayı olduğu bilinirken sonsuz veri içerdiği de yadsınamaz. Bu durumda NSA modelini sonsuza yakın değerle eğitime yerine uygun miktarda ve rasgele seçilen test veri noktalarına karşılık istenen çıkış doğruluğunun sağlanması için veri seçiminde minimizasyona gitmek yani en az ve eğitime için yeterli miktarda veri seti oluşturmak çalışmanın ilerlemesi açısından önemlidir. Aşağıda verilen algorithmada Smith abağı üzerinden seçilen yansıma katsayısı dairesi üzerinde kaç nokta alınacağı verilmiştir. Şekil 5.13’ da görüleceği üzere genliği küçük yansıma katsayısı dairelerinden büyük açılımları ile daha az veri noktası, genliği büyük yansıma katsayısı dairelerinden küçük açılımları ile daha az veri noktası seçilmiştir. Şekil 5.14’ de ise aşağıdaki açısal bölümlere görülmektedir.

```

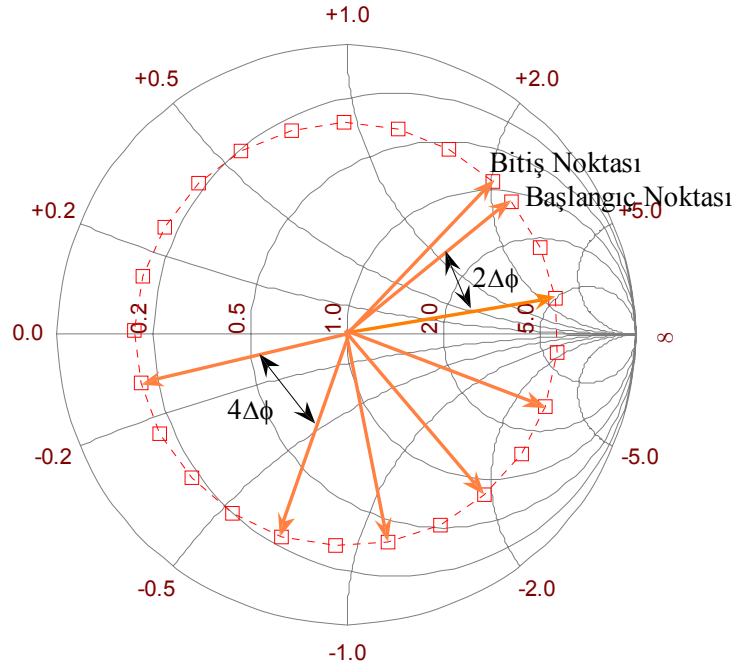
 $\Delta\phi=0.001$ ;
EĞER (  $|\Gamma_L| \leq 0,2$  VE  $|\Gamma_L| \geq 0,0$ )
    aç1_sayısı =10;
    aç1=linear_bölümle(0, $\pi-\Delta\phi$ , limit_aci_say);
DEĞİLSE EĞER ( $|\Gamma_L| \leq 0,4$  VE  $|\Gamma_L| > 0,2$ )
    aç1_sayısı=15;
    aç1=linear_bölümle(0, $\pi-\Delta\phi$ , limit_aci_say);
DEĞİLSE EĞER ( $|\Gamma_L| \leq 0,6$  &&  $|\Gamma_L| > 0,4$ )
    aç1_sayısı =19;
    aç1=linear_bölümle(0, $\pi-\Delta\phi$ , limit_aci_say);
DEĞİLSE
    aç1_sayısı =23;
    aç1=linear_bölümle(0, $\pi-\Delta\phi$ , limit_aci_say);

```



Şekil 5.13 Farklı yansıma katsayıları çemberleri üzerindeki veri noktaları.

Bu bölümde kullanılan ağ yapısı özellikleri ve eğitme sonuçları uygulamalar bölümünde detaylı olarak verilecektir.



Şekil 5.14 Yansıma katsayısı çemberinin açısal bölünmesi.

5.5 YSA Aktivasyon Fonksiyonları ile Duyarlık Analizi Testi

Duyarlık analizinde eşdeğer modeldeki herhangi bir çıkışın herhangi bir girişe ait duyarlığı analitik ifadesine ihtiyaç duyulmadan YSA eşdeğer model kullanılmıştır. YSA eşdeğer modelin girişlerine olan duyarlık o girişin değişim aralığı içerisinde Δx_i büyüklükte değiştirilerek diğer girişler sabit tutulduğunda, çıkışların her birindeki değişimler elde edilir ve buradan bağıl duyarlık giriş-çıkış nümerik değerler vektörü kullanılarak hesaplanır. Çalışmanın bu aşamasında duyarlık analizini doğruluğunu kanıtlamak için aşağıdaki örnek verilmiştir. Bu örnekte aktivasyon fonksiyonlarını toplamı olan ve türevi bilinen bir fonksiyon elde edilmiştir. Dolayısıyla YSA duyarlık analizinde kullanılacak bağıl duyarlık formüllerinin nümerik değerler ile çalışıp ne kadar başarılı olacağı irdelenmiştir. $f(x) = \frac{1}{1+e^{-x}}$ fonksiyonu sigmoid

fonksiyonu, $g(x) = \frac{2}{1+e^{-2x}} - 1$ fonksiyonu tanjant-hiperbolik fonksiyonu ve $h(x) = e^{-x^2}$ fonk-

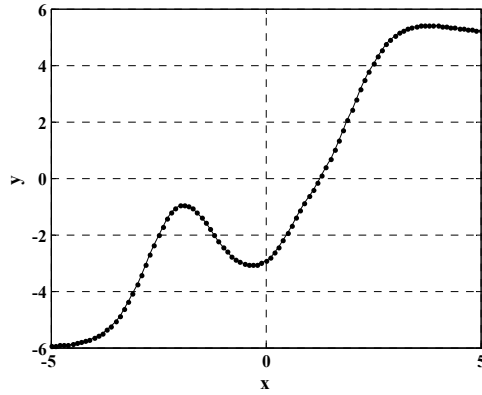
siyonu radyal tabanlı fonksiyonu ifade etsin. Test fonksiyonu ise

$$y = -2f(x-3) + f(x+1) + g(2x-1) + g(x+3) + 3h(x+2) + 4g(x-2) \quad (5.2)$$

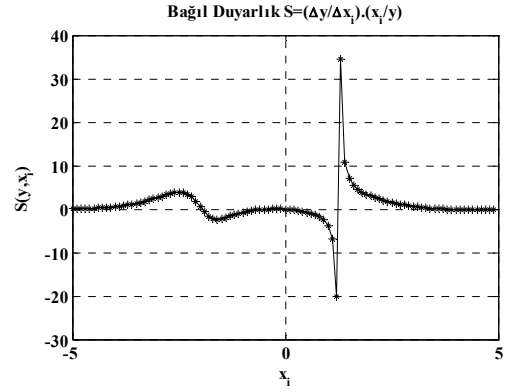
olsun. Bu durumda türevlenmiş test fonksiyonu

$$y' = -2f'(x-3) + f'(x+1) + 2g'(2x-1) + g'(x+3) + 3h'(x+2) + 4g'(x-2) \quad (5.3)$$

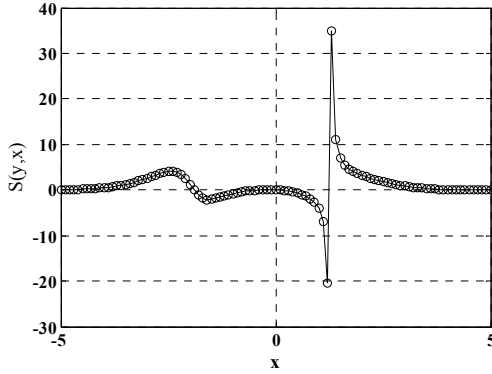
olarak elde edilebilir. Şekil 5.15'de, (a) da y fonksiyonunun $[-5, 5]$ aralığındaki grafiği, (b) de (5.3) nolu ifade kullanılarak türevden hesaplanan bağıl duyarlık, (c) de Δx değişimleri kullanılarak nümerik bağıl duyarlık ve (d) de (4.10) nolu ifadeyle verilen logaritmik diferansiyel kullanılarak bağıl duyarlık gösterilmiştir.



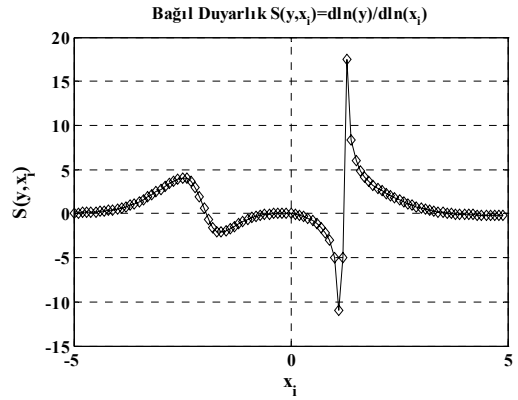
(a)



(c)



(b) (5.3) nolu ifade kullanılarak.



(d)

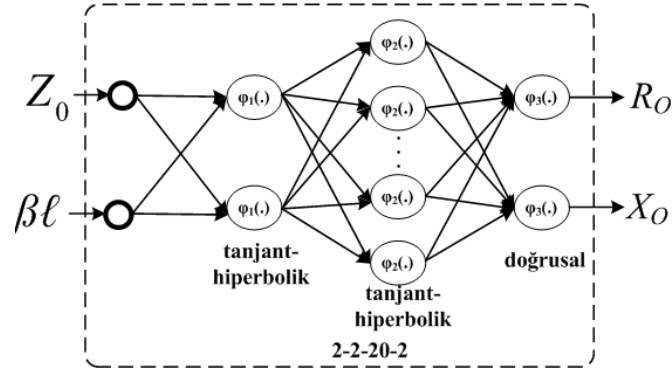
Şekil 5.15 Örnek y fonksiyonu için duyarlık analizi.

6. UYGULAMALAR

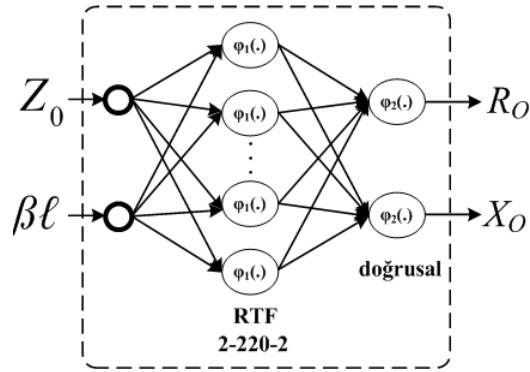
Bu bölümde 5. Bölümde tanımlanan problemlere ait sayısal uygulamalar yer almaktadır.

6.1 Rezistif Sonlandırılmalı NBE Analiz YSA Eşdeğer Modelinin (Kara-Kutu Modeli) Sonuçları

Bu bölümde Şekil 6.1 de ağ yapıları verilen hem ÇKA hem de RTFSA' na ait sonuçlar farklı giriş test değer kombinasyonları için Şekil 6.2-Şekil 6.18 de verilen grafiklerle gösterilmiştir.

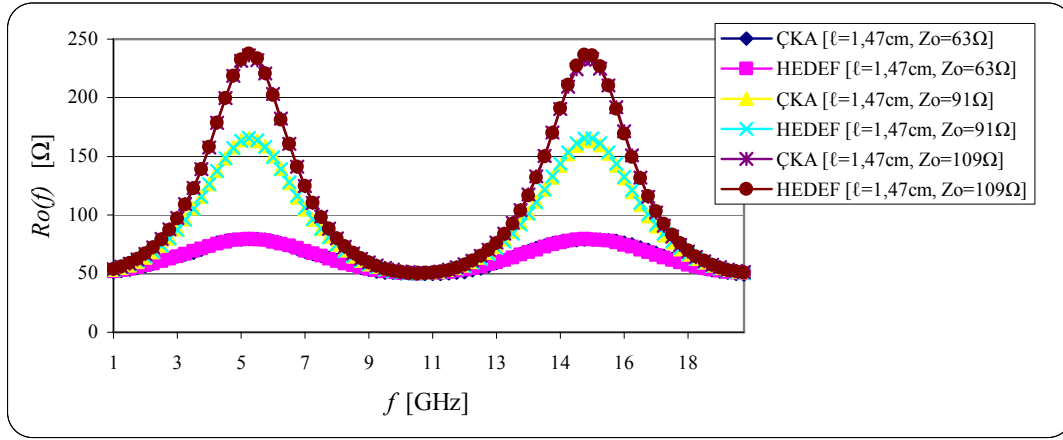


(a)

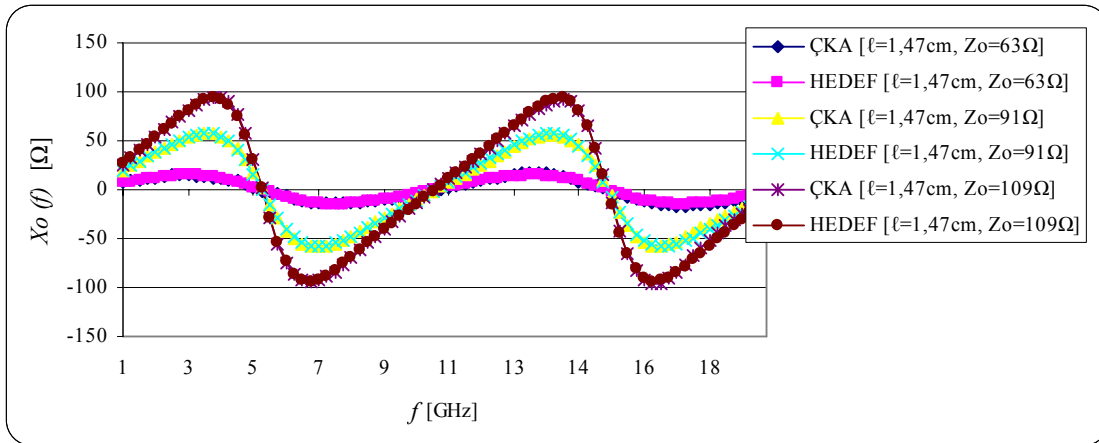


(b)

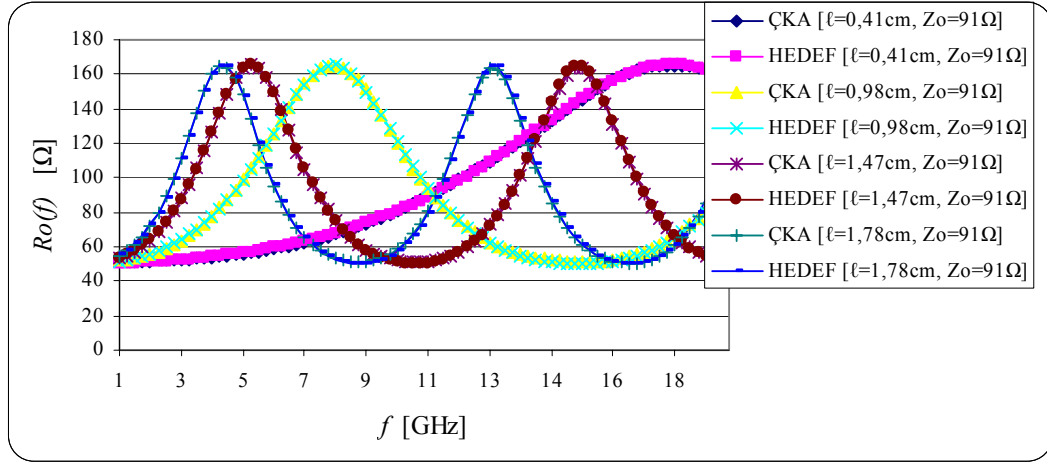
Şekil 6.1 NBE analiz için ÇKA ve RTFSA ağ yapıları.



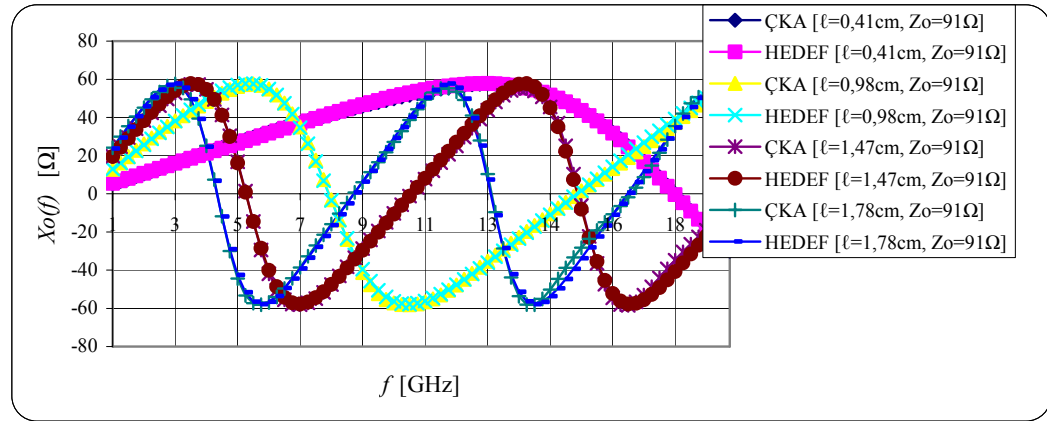
Şekil 6.2 Hat uzunluğunu sabit tutulduğu ve dört farklı karakteristik empedans değerine ait NBE çıkış empedansı reel kısmının ÇKA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



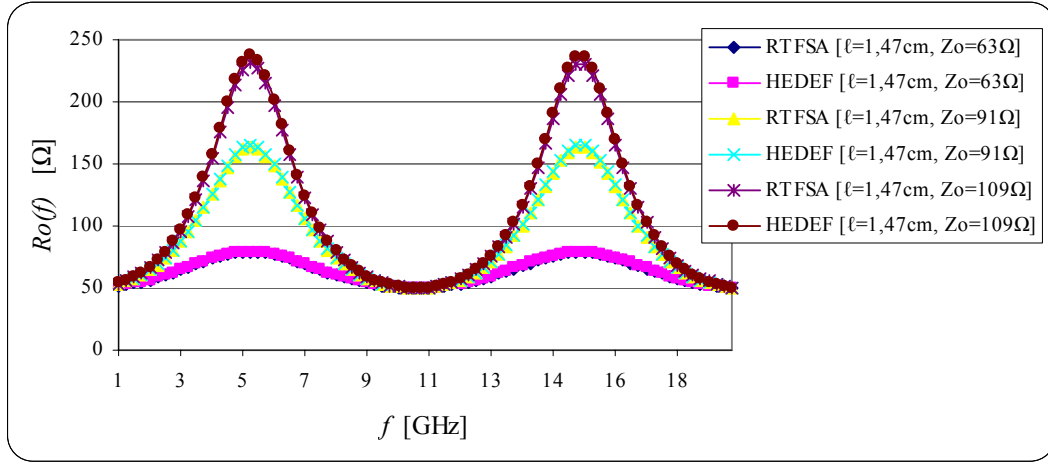
Şekil 6.3 Hat uzunluğunu sabit tutulduğu ve dört farklı karakteristik empedans değerine ait NBE çıkış empedansı sanal (imajiner) kısmının ÇKA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



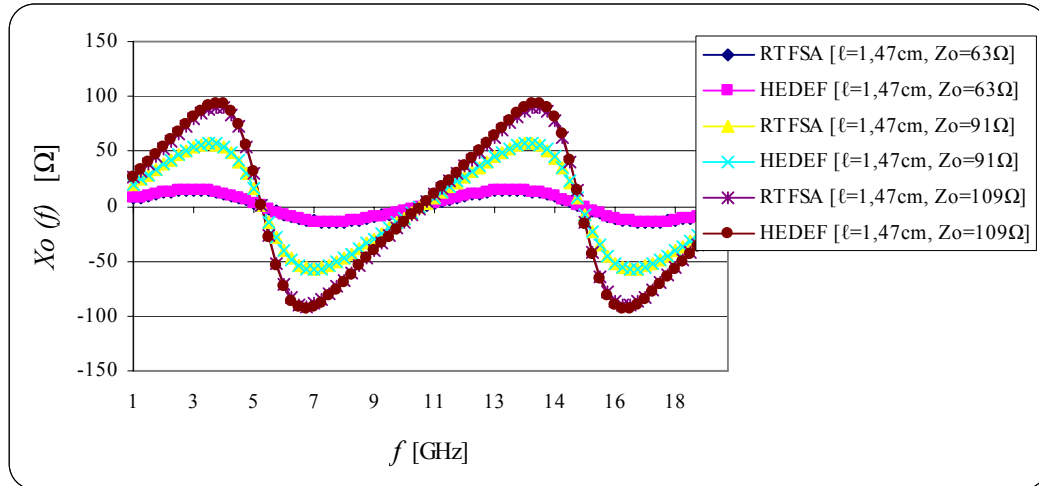
Şekil 6.4 Karakteristik empedans sabit tutulduğu ve dört farklı hat uzunluğu değerine ait NBE çıkış empedansı reel kısmının ÇKA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



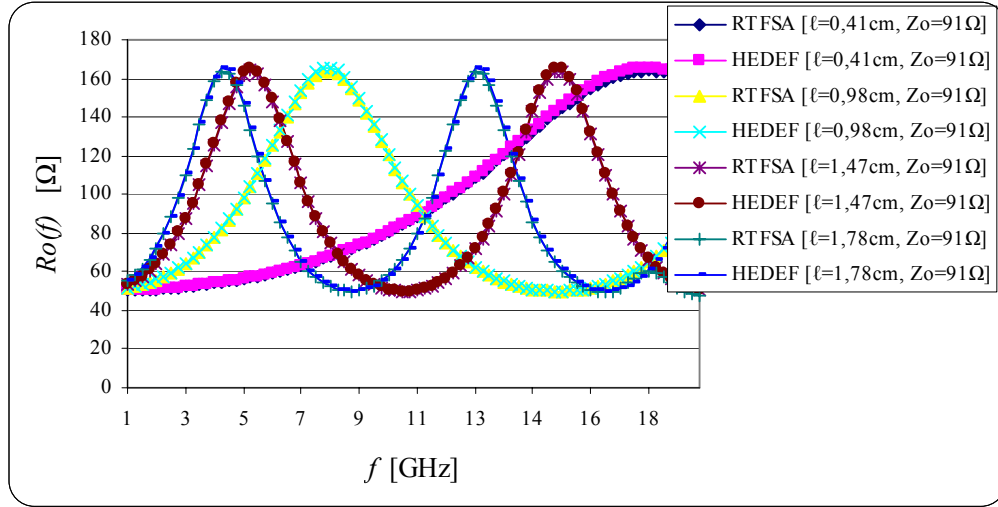
Şekil 6.5 Karakteristik empedansın sabit tutulduğu ve dört farklı hat uzunluğu değerine ait NBE çıkış empedansı sanal kısmının ÇKA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



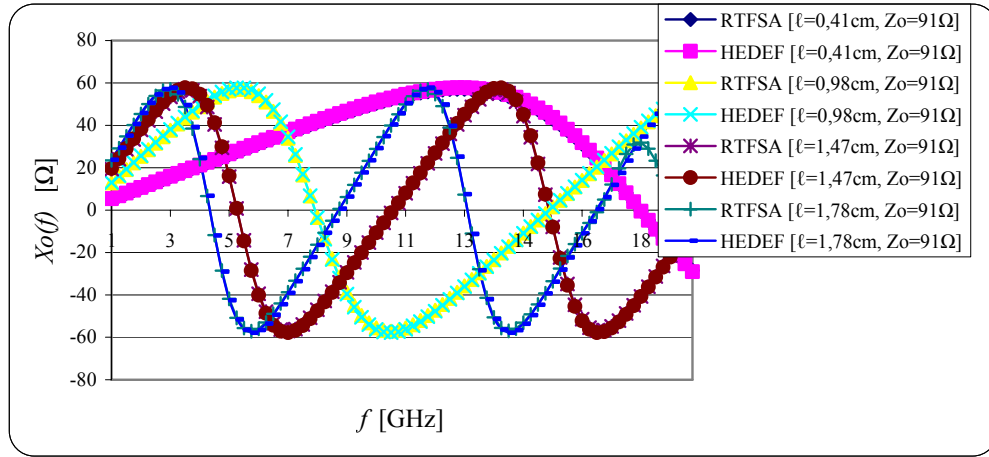
Şekil 6.6 Hat uzunluğunu sabit tutulduğu ve dört farklı karakteristik empedans değerine ait NBE çıkış empedansı reel kısmının RTFSA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



Şekil 6.7 Hat uzunluğunu sabit tutulduğu ve dört farklı karakteristik empedans değerine ait NBE çıkış empedansı sanal kısmının RTFSA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



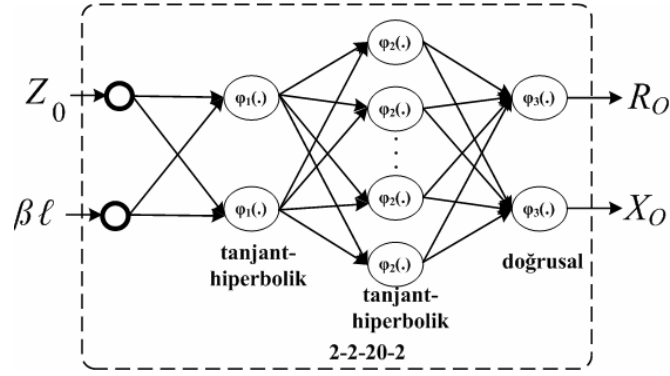
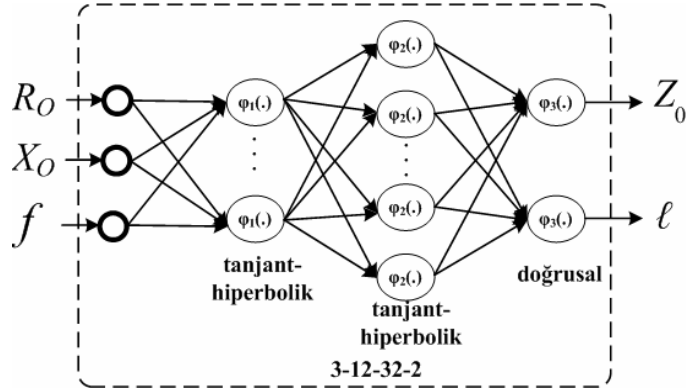
Şekil 6.8 Karakteristik empedans sabit tutulduğu ve dört farklı hat uzunluğu değerine ait NBE çıkış empedansı reel kısmının RTFSA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



Şekil 6.9 Karakteristik empedansın sabit tutulduğu ve dört farklı hat uzunluğu değerine ait NBE çıkış empedansı sanal kısmının RTFSA değerlerinin çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.

6.2 Rezistif Sonlandırılmalı NBE için Endüktif ve Kapasitif Davranması Durumunda Analiz ve Sentez YSA Eşdeğer Modelinin Sonuçları

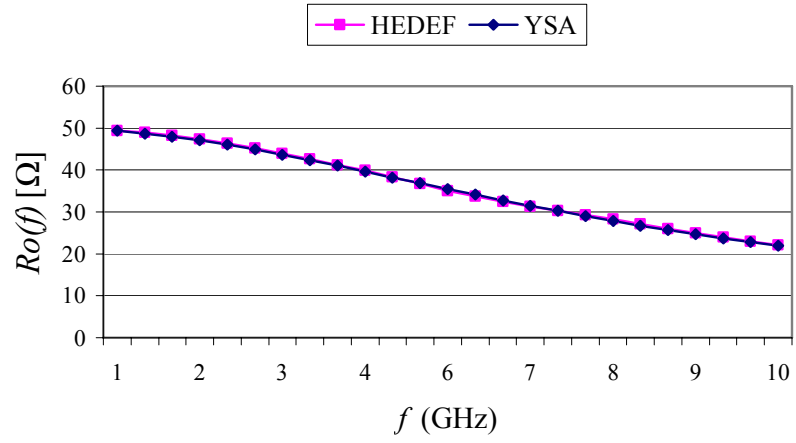
Şekil 6.10 da rezistif sonlandırılmalı NBE için endüktif veya kapasitif davranması durumunda analiz ve sentez için ÇKA ağ yapısı verilmiştir.

(a) Analiz ($Z_S=50\Omega$ sabit)(b) Sentez ($Z_S=50\Omega$ sabit)Şekil 6.10 Rezistif $Z_S=50\Omega$ sonlandırılmalı NBE'nin analiz ve sentez için ÇKA ağ yapısı.

6.2.1 Analiz

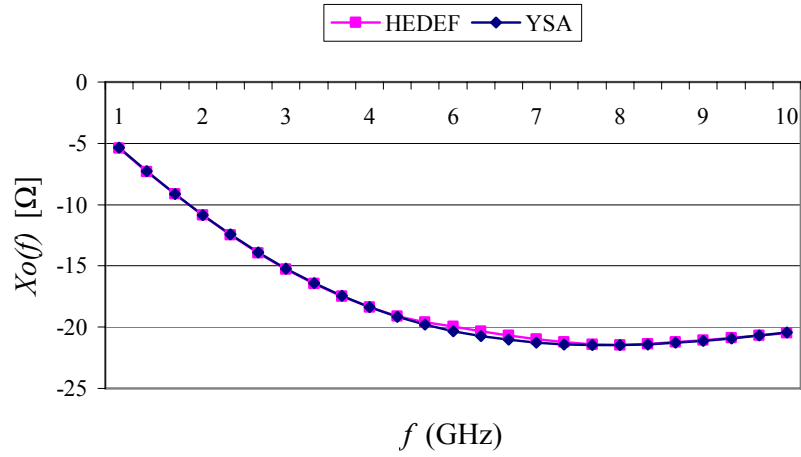
Bu bölümde, sonlandırma empedansı $Z_S=50\Omega$ olarak alınan ve şekiller üzerinde hat uzunluğu, karakteristik empedans değeri bulunan NBE analiz çıkışları olarak elde edilen çıkış empedansının hem endüktif davranış hem de kapasitif davranışlar için uygulama sonuçları verilmiştir. Ayrıca sonu kısa devre ($Z_S=0\Omega$) endüktif davranan NSE çıkış empedansının sanal kısmının sonuçları verilmiştir.

Kapasitif NBE; $\ell=0.228\text{cm}$, $Z_0=18.8\Omega$

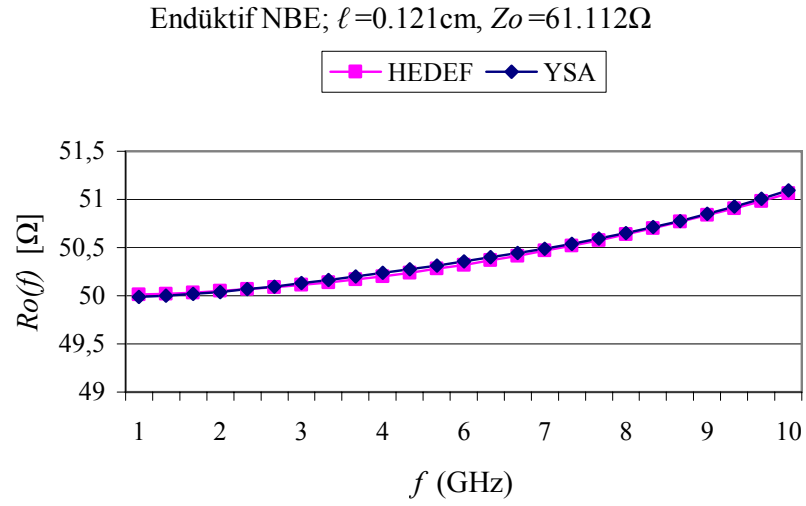


Şekil 6.11 Kapasitif davranan NBE çıkış empedansının reel kısmının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.

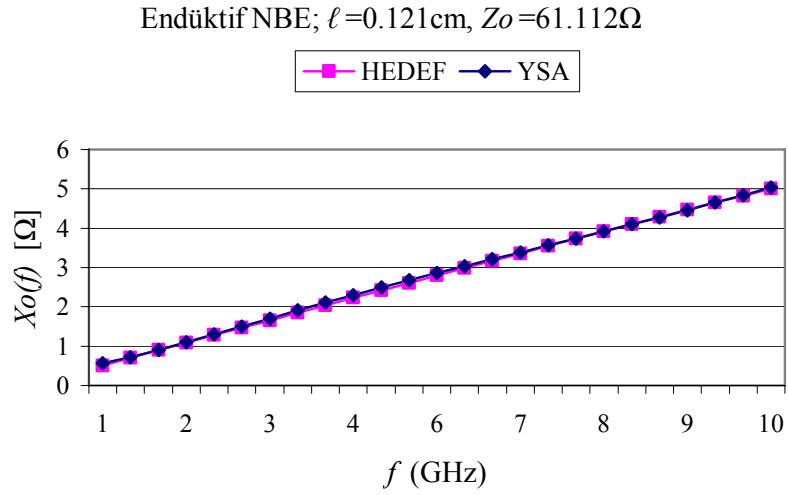
Kapasitif NBE; $\ell=0.228\text{cm}$, $Z_0=18.8\Omega$



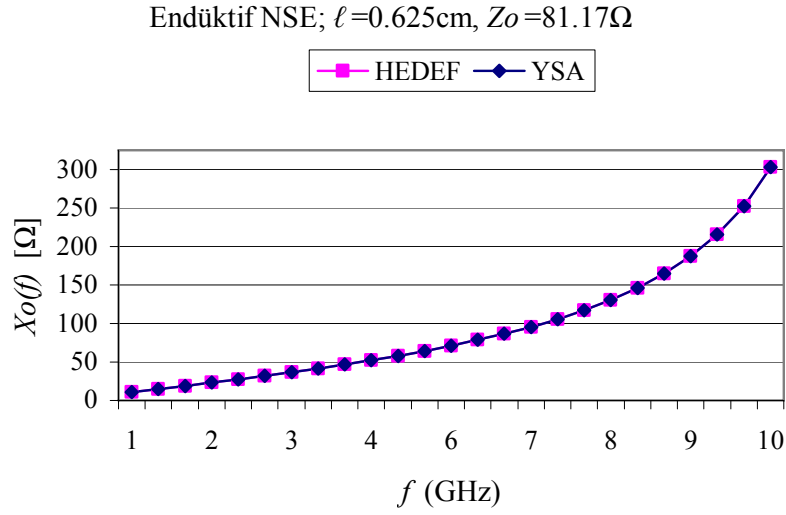
Şekil 6.12 Kapasitif davranan NBE çıkış empedansının sanal kısmının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



Şekil 6.13 Endüktif davranan NBE çıkış empedansının reel kısmının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



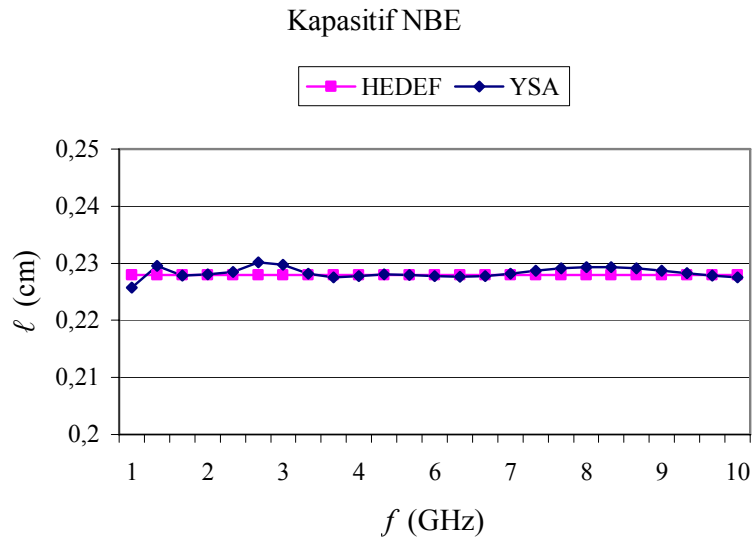
Şekil 6.14 Endüktif davranan NBE çıkış empedansının sanal kısmının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



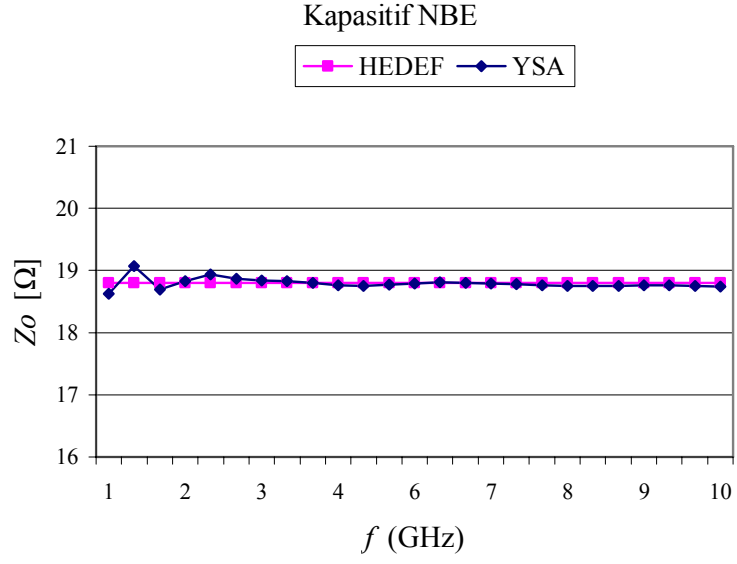
Şekil 6.15 Endüktif davranan NSE çıkış empedansının sanal kısmının (reel kısmı yok) çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.

6.2.2 Sentez

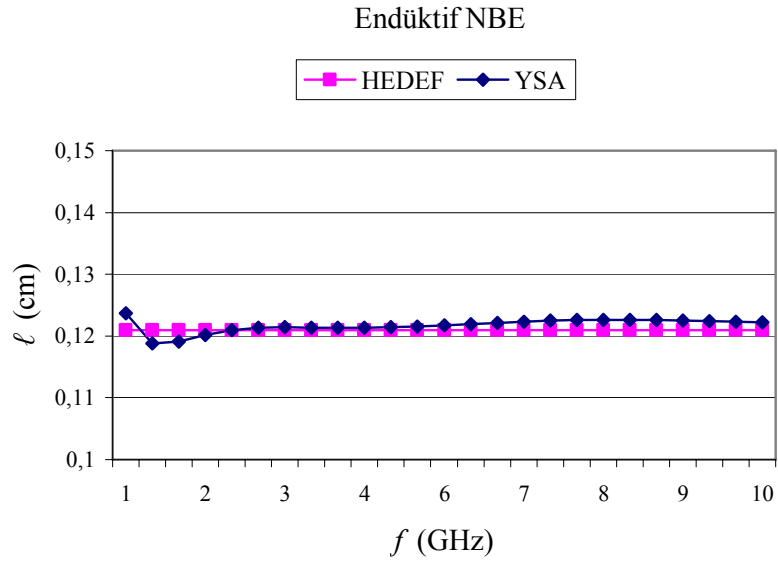
Bu bölümde, Şekil 6.16 ila 6.21’ de verilen çıkış empedansını sentezleyen NBE ve NSE ’nin fiziksel uzunluğu ve karakteristik empedansının sentezlenen değerler olarak çalışma bandı içerisinde frekansla değişimleri sunulmuştur.



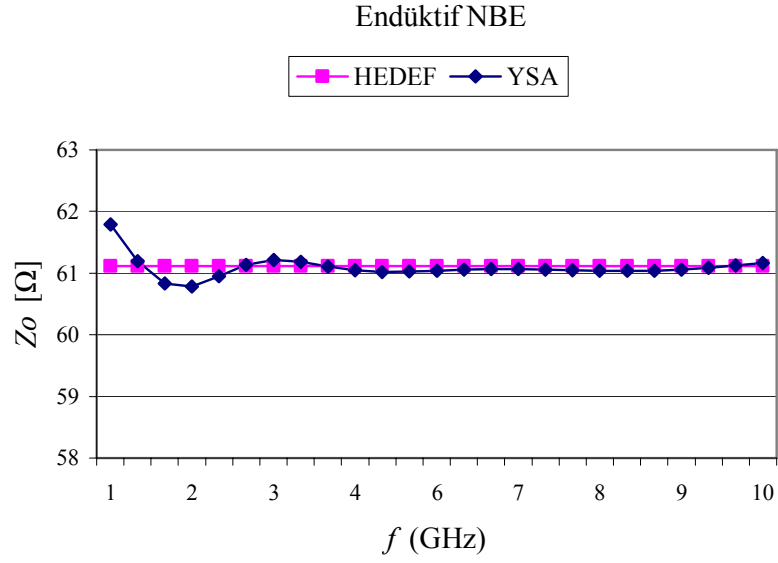
Şekil 6.16 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan kapasitif davranan NBE hat uzunluğunun çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



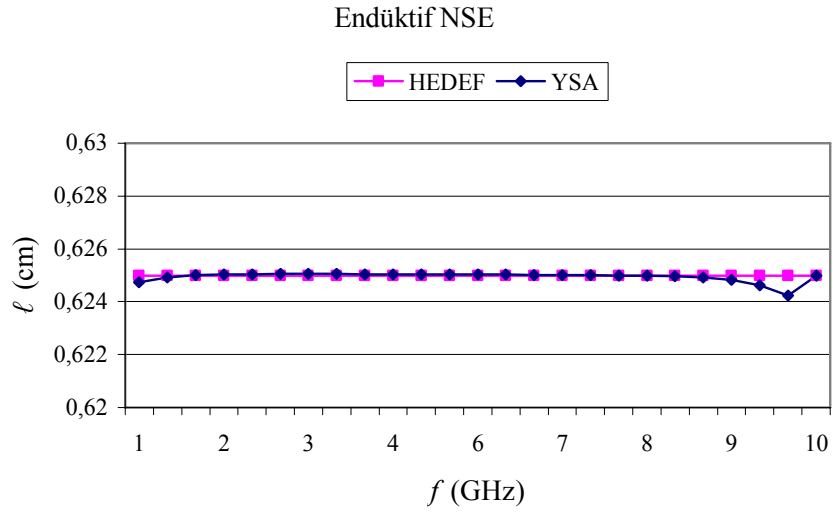
Şekil 6.17 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan kapasitif davranan NBE karakteristik empedansının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



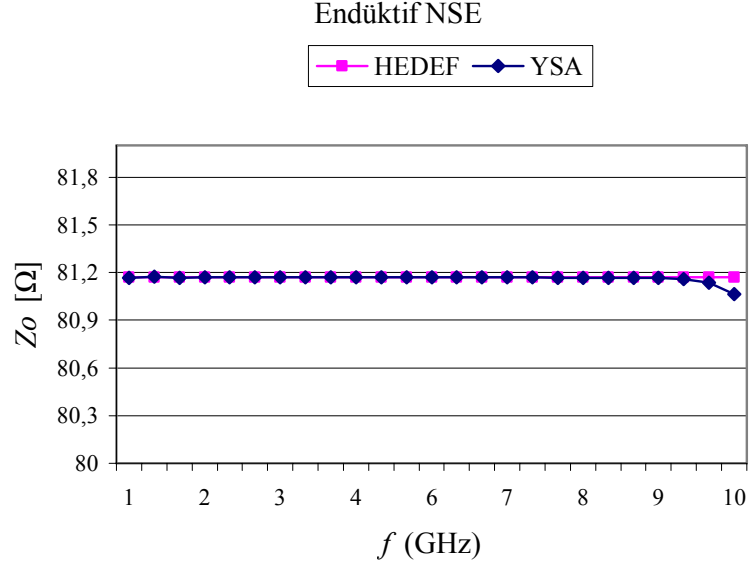
Şekil 6.18 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan endüktif davranan NBE hat uzunluğunun çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



Şekil 6.19 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan endüktif davranan NBE karakteristik empedansının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



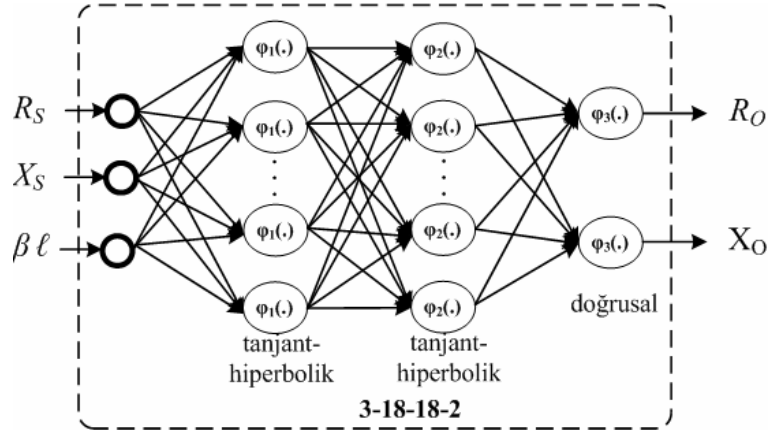
Şekil 6.20 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan endüktif davranan NSE hat uzunluğunun çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.



Şekil 6.21 Sentez için YSA kara-kutu modelinin çıkışı olan endüktif davranan NSE karakteristik empedansının çalışma bandı içerisinde frekansla değişimi.

6.3 Karmaşık Sonlandırılmalı NBE Analiz Sonuçları

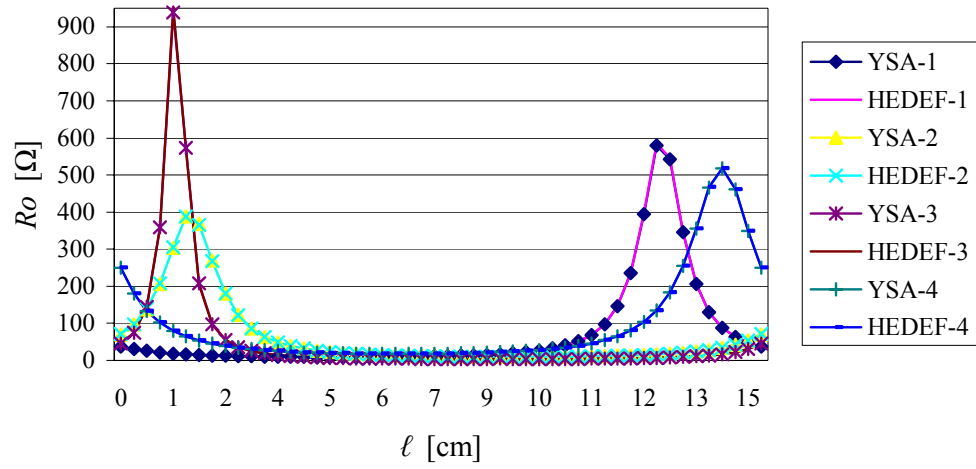
Bu bölümde verilen sonuçlarda, Çizelge 6.1 de verilen örnek giriş test değerleri için, YSA analiz modelin çıkış empedansının reel ve sanal kısımlarının, frekans-hat uzunluğu çarpımı özelliği kullanılarak sadece hat uzunluğuna göre değişimleri verilmiştir.



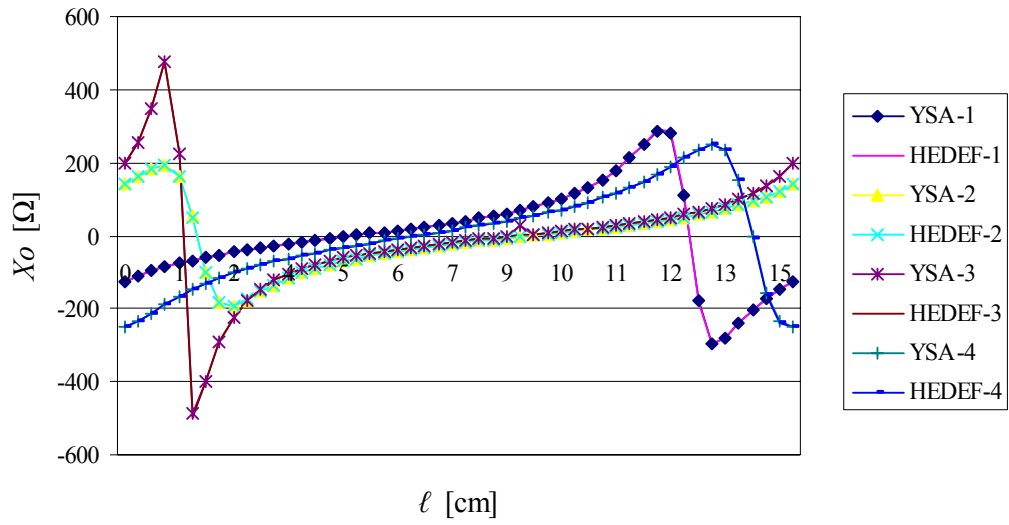
Şekil 6.22 Karmaşık sonlandırılmalı NBE için uygulamalarda kullanılan dört katmanlı ÇKA ağ yapısı.

Çizelge 6.1 Test için seçilen örnek değerler.

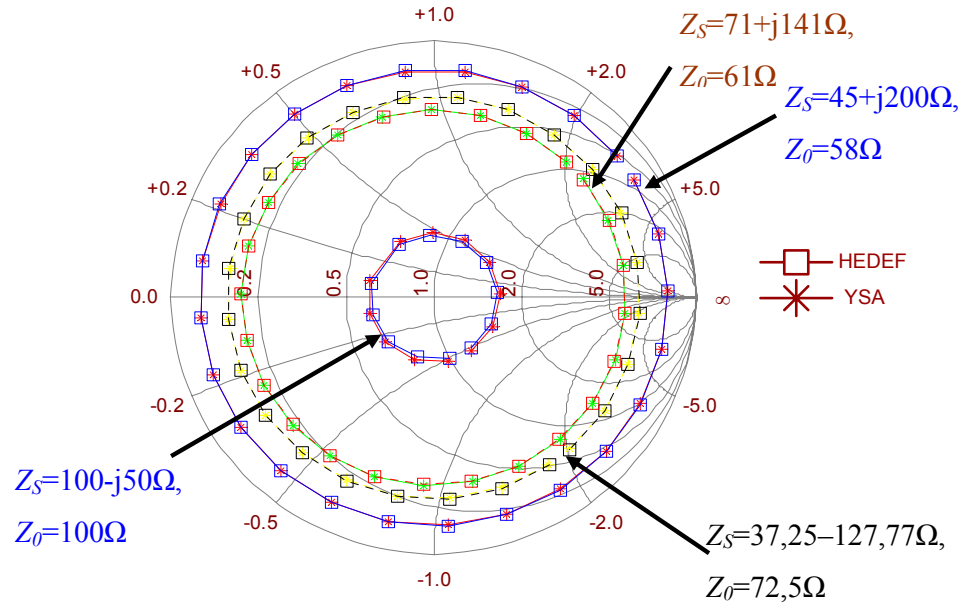
Örnek No	Sonlandırma Empedansı (Z_S)	Karakteristik Empedans (Z_0)	Frekans (GHz)
1	$37,25-j127,77\Omega$	$72,5\Omega$	1
2	$71 + j141\Omega$	61Ω	1
3	$45 + j200\Omega$	58Ω	1
4	$250 - j250\Omega$	95Ω	1



Şekil 6.23 Karmaşık sonlandırmalı YSA eşdeğer modeli çıkış empedansının hedef değerle hat uzunluğu değişimine göre karşılaştırılması.



Şekil 6.24 Karmaşık sonlandırılmalı YSA eşdeğer modeli çıkış empedansının hedef değerle hat uzunluğu değişimine göre karşılaştırılması.



Şekil 6.25 Karmaşık sonlandırılmalı YSA eşdeğer modeli çıkış yansıma katsayısının hedef değerle Smith abağı üzerinde karşılaştırılması.

Çizelge 6.2 Çizelge 6.1 de verilen örnek giriş değerlerine YSA'nın test hata değerleri ve ilişim (korelasyon) katsayıları.

ÖRNEK	Ortalama Hata [%]		Korelasyon Katsayısı	Maksimum Hata [%]		Korelasyon Katsayısı
	R_O	X_O		R_O	X_O	
1	0.759	0.311	0.999989	1.007	2.427	0.999987
2	0.374	0.817	0.999974	0.931	17.44	0.999977
3	1.093	0.239	0.999967	1.615	2.022	0.999981
4	0.093	0.426	0.999998	0.342	13.89	0.999999
Ortalama	0.579	0.448	0.999982	0.974	8.944	0.999986

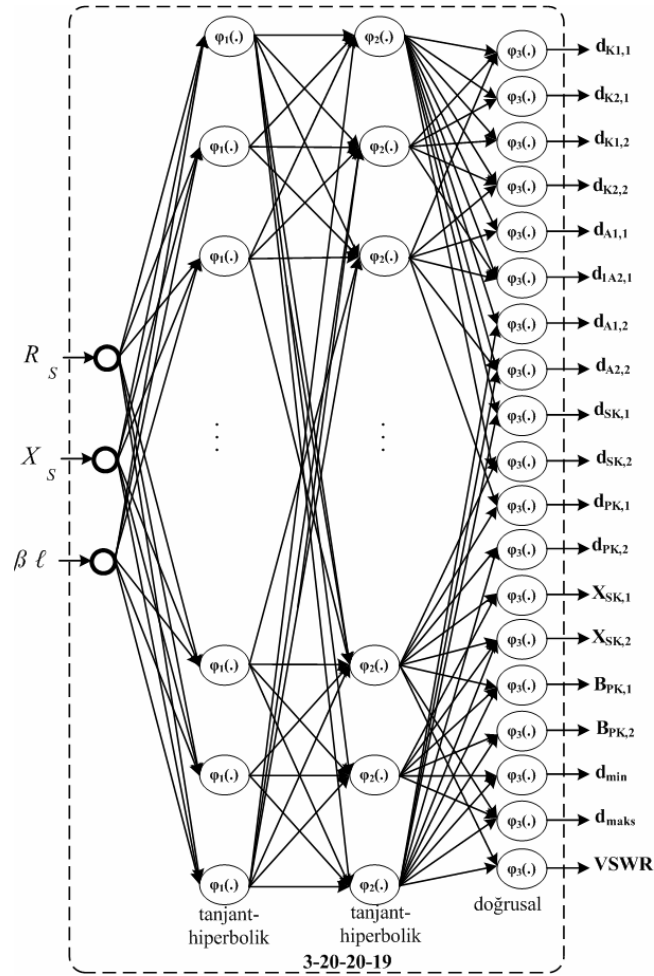
Çizelge 6.3 Karmaşık sonlandırılmalı NBE'nin analizi için YSA eşdeğer modelin eğitime ve test verileri için farklı eğitime algoritmalarına ait performans tablosu.

Eğitime Algoritması	Minimum Eğitime Hatası	Ortalama Test Hatası	Eğitime Adım Sayısı
Levenberg-Marquart GY	7,30E-04	8,65E-07	1706
Quasi-Newton GY	2,11E-02	8,45E-04	3000
Fletcher-Reeves	2,55E-01	1,96E-03	3000
Gradyent Azaltılmalı	8,93E-01	1,49E-02	3000
Esnek Geriye Yayılım (GY)	1,81E-01	5,21E-03	3000
Ölçekli Eşleştirmeli GY	7,94E-02	4,20E-03	3000

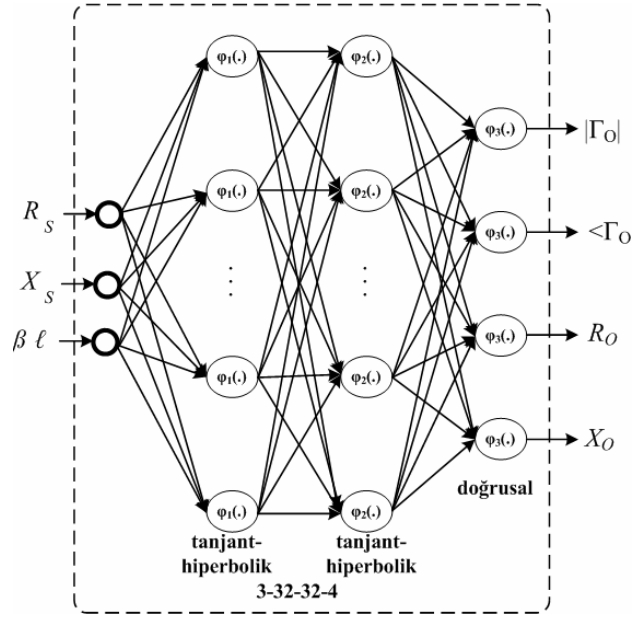
6.4 YSA Smith Abağı Modeli Kullanılarak Dağılmış Parametre Devre Analizi ve Uydurma Devreleri Sentezi Uygulama Sonuçları

Dağılmış parametre devre analizi ve uydurma devreleri sentezi uygulama için YSA Smith Abağı modelinin bütün çıkışlarına ait örnekler aşağıdaki şekillerde verilmiştir. Bu şekillerin

oluşması için uygulama giriş veri değerleri $Z_S=75-j40$, $Z_0=50\Omega$, $f=6\text{GHz}$, $0 \leq \ell \leq 2.5\text{cm}$ olarak seçilmiştir. Ağa uygulanacak eğitim veri seti $[-1,1]$ aralığında doğrusal normalizasyona tabii tutulmuştur. Bu çalışmada modüler ağı oluşturan iki dört katmanlı ÇKA kullanılmıştır. Bunlar Şekil 6.26 da verilmiştir. Çıkışları tek-yan ve çift-yan uydurma hat uzunlukları olan YSA 'nın iki gizli katmanında 20 adet nöron tanjant-hiperbolik fonksiyonla aktive edilirken, çıkışta ise sürekli doğrusal fonksiyon kullanılmıştır. Çıkışları yansıma katsayısı ve çıkış empedansı olan YSA 'nın iki gizli katmanında 32 adet nöron tanjant-hiperbolik fonksiyonla aktive edilirken, çıkışta ise sürekli doğrusal fonksiyon kullanılmıştır. Levenberg-Marquardt (LM) algoritması en küçük test hatası ve en hızlı eğitime için tercih edilirken gizli katman sayısı ve nöron sayılarının da optimum değerleri seçilmiştir. Bu çalışmadaki ileri beslemeli ÇKA 'nın performans fonksiyonu, hataların karelerinin ortalaması (MSE) ile verilmiştir.

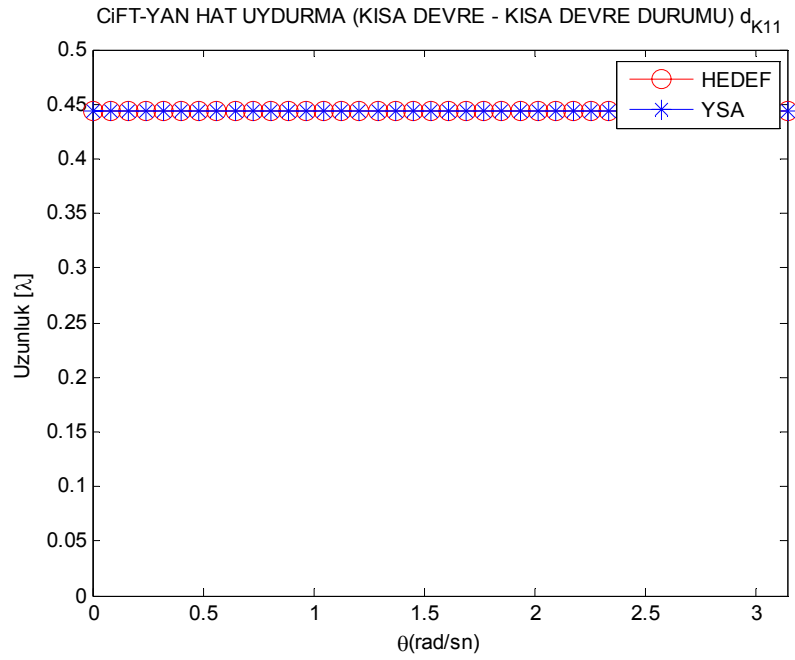


(a)

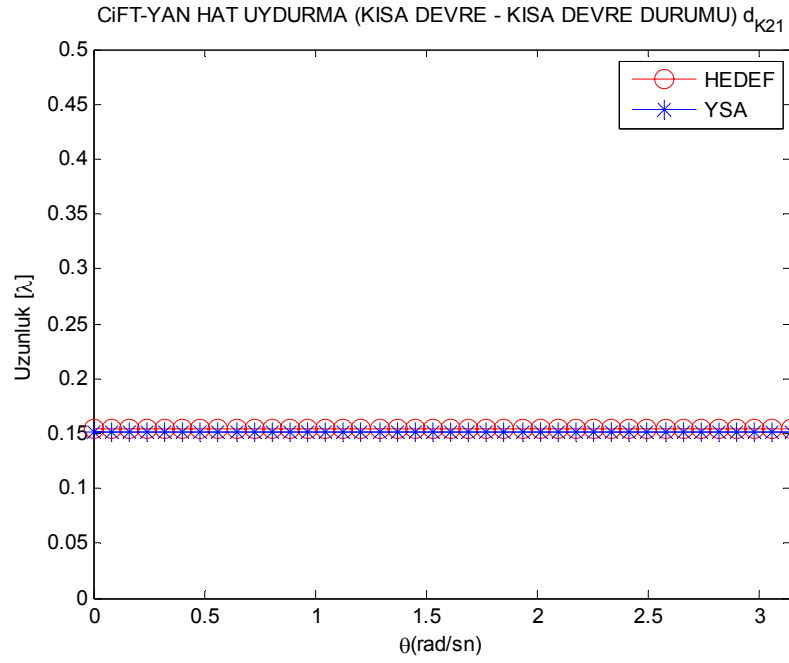


(b)

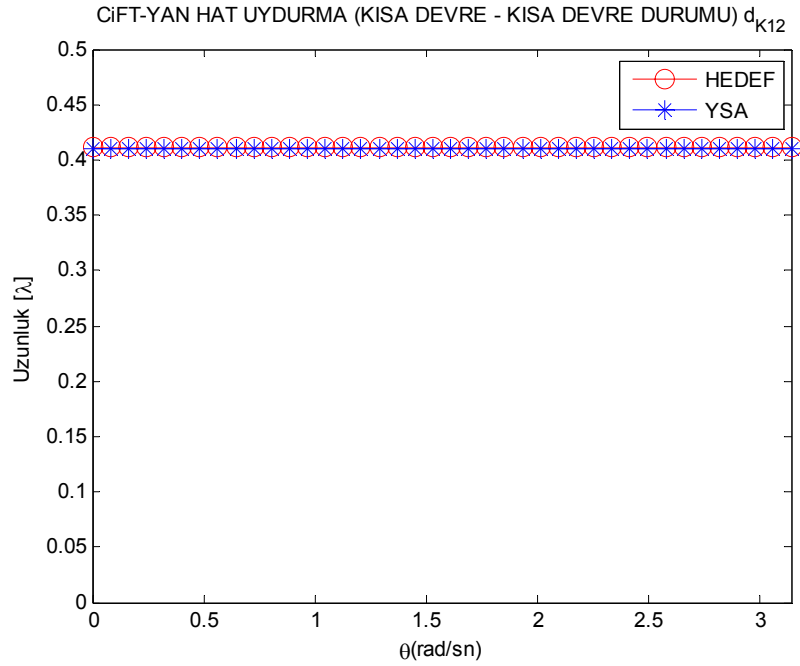
Şekil 6.26 YSA Smith abagı modülleri ÇKA ağ yapısı.



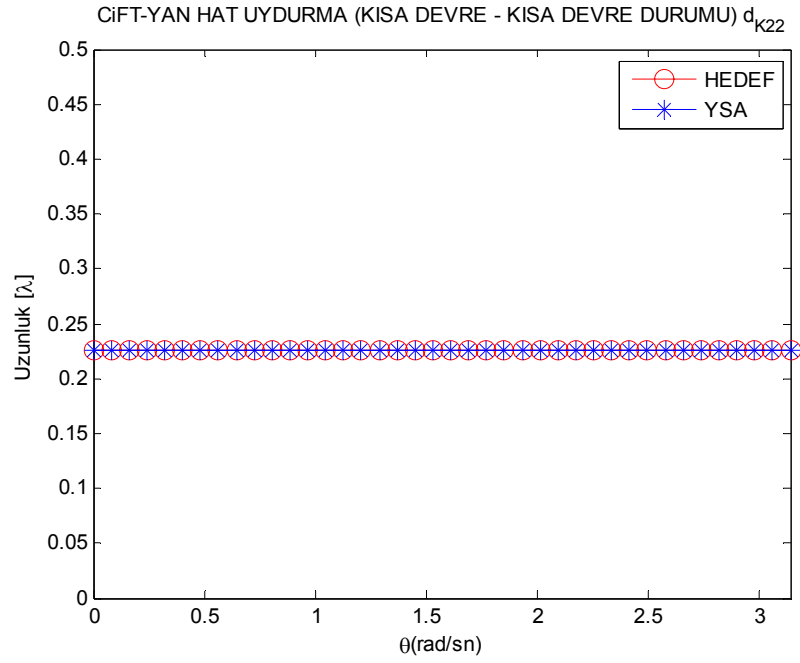
Şekil 6.27 Çift yan-hat uydurma (hat sonları kısa devre) birinci yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



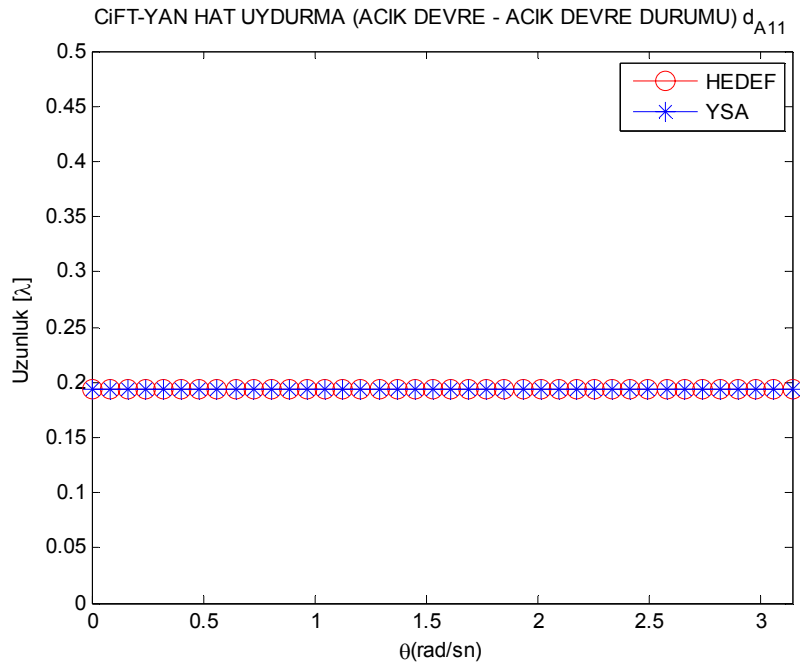
Şekil 6.28 Çift yan-hat uydurma (hat sonları kısa devre) ikinci yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



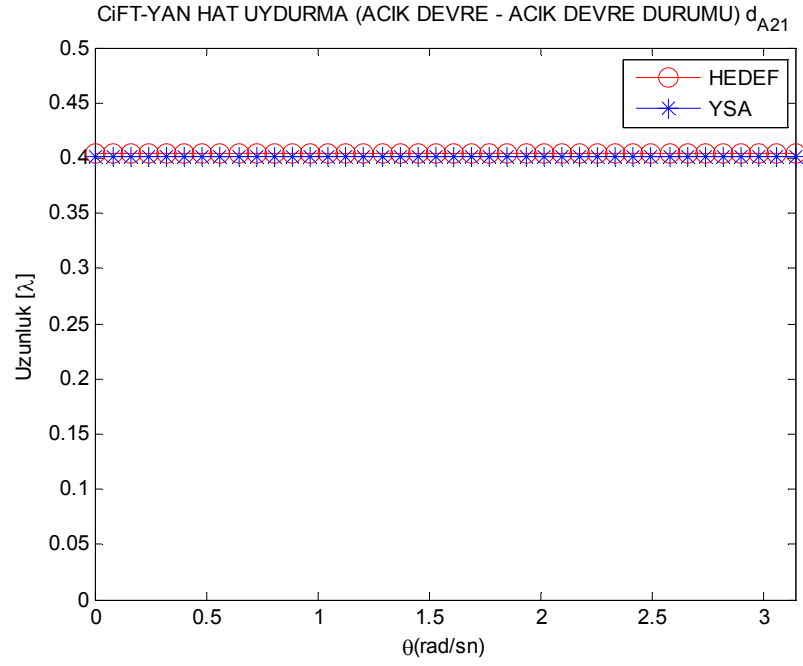
Şekil 6.29 Çift yan-hat uydurma (hat sonları kısa devre) birinci yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



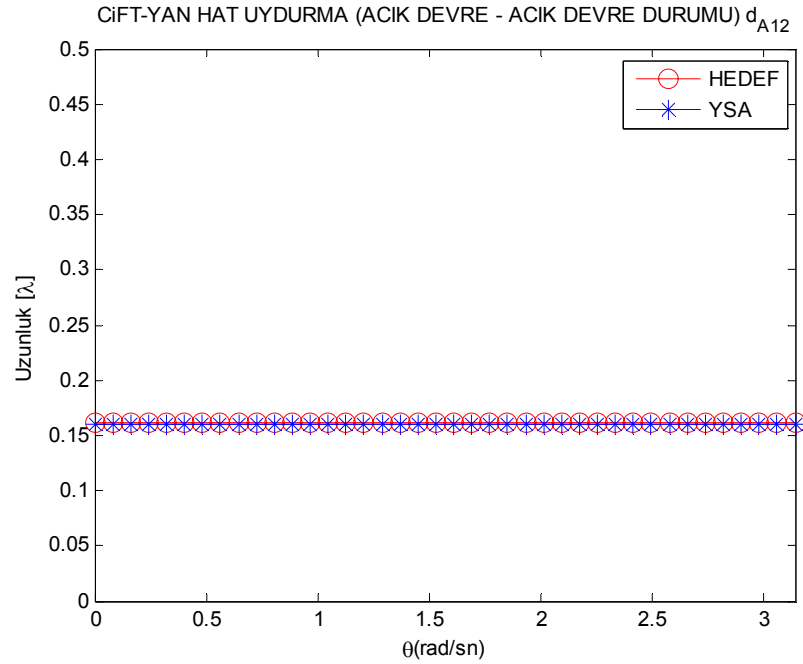
Şekil 6.30 Çift yan-hat uydurma (hat sonları kısa devre) ikinci yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



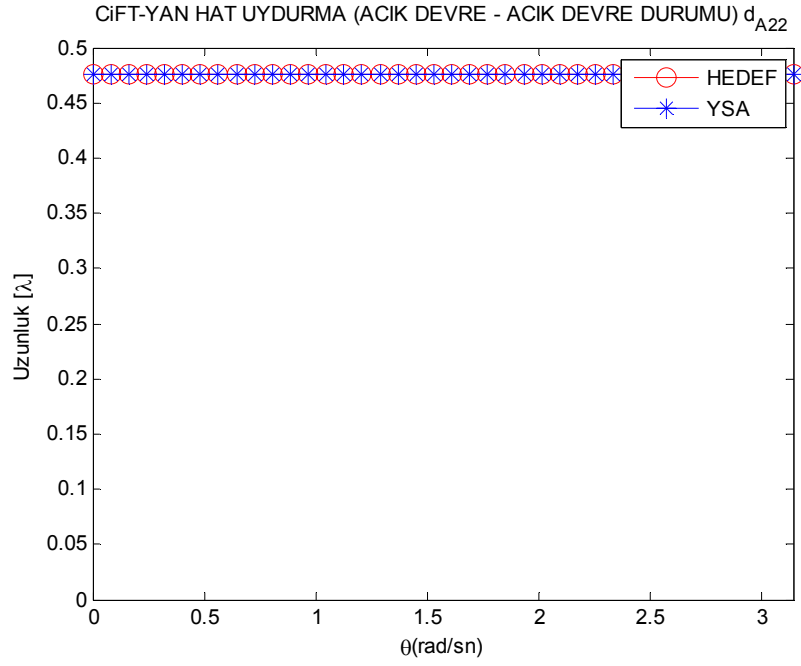
Şekil 6.31 Çift yan-hat uydurma (hat sonları açık devre) birinci yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



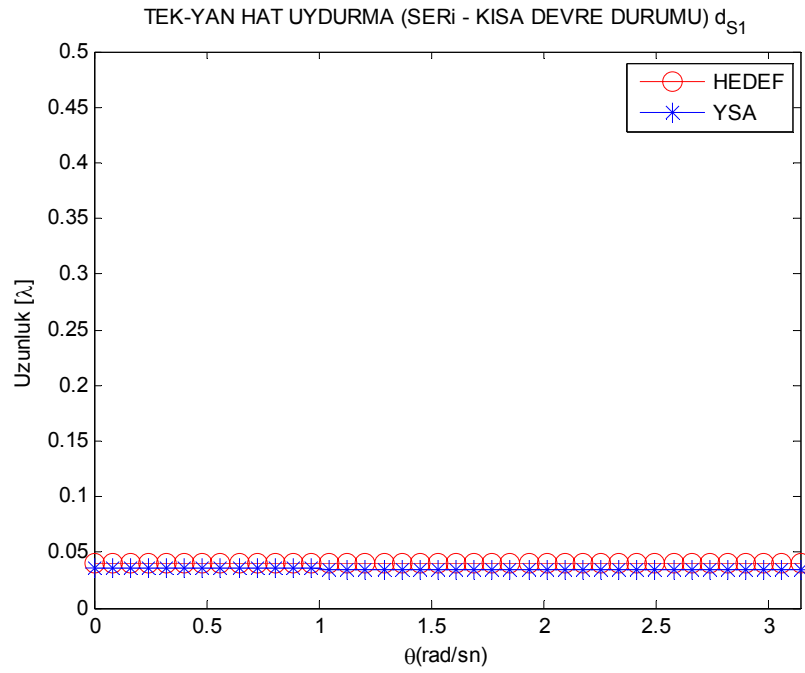
Şekil 6.32 Çift yan-hat uydurma (hat sonları açık devre) ikinci yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



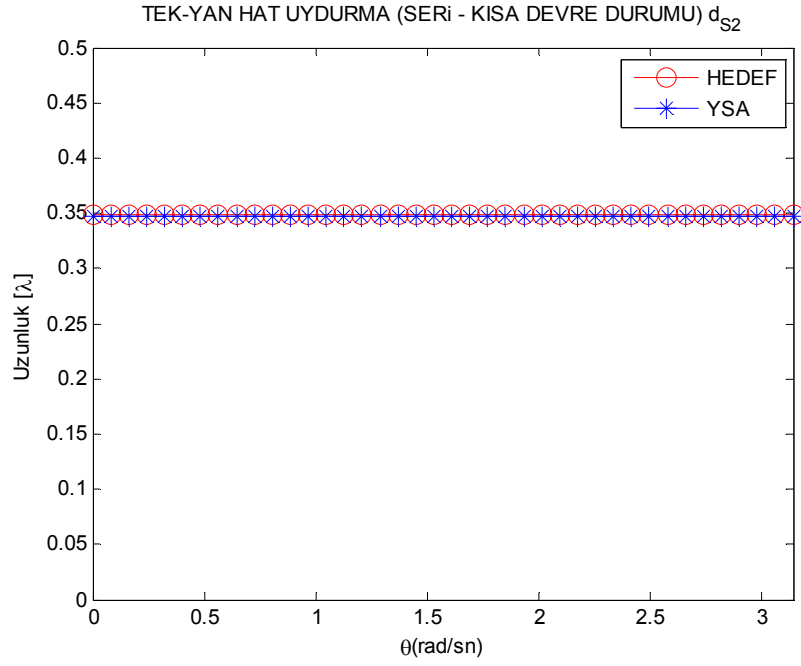
Şekil 6.33 Çift yan-hat uydurma (hat sonları açık devre) birinci yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



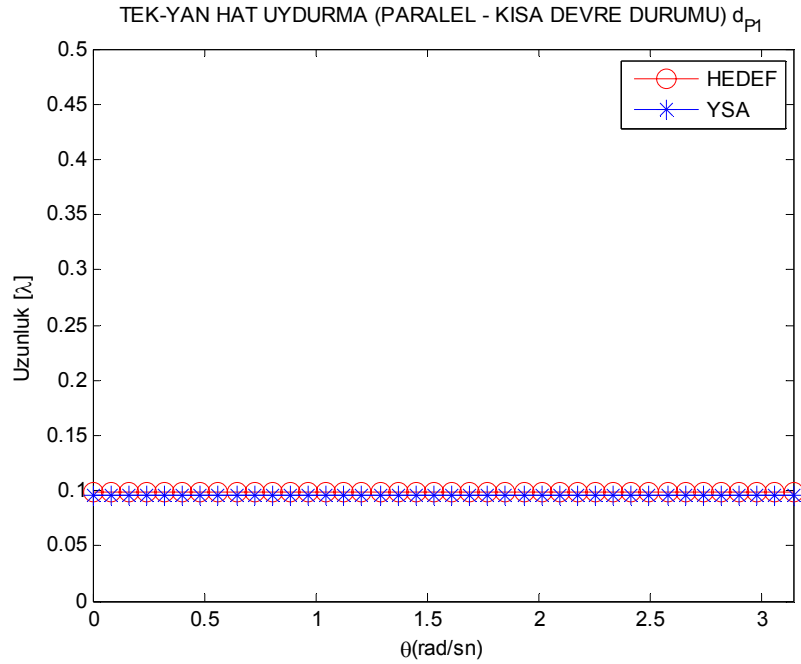
Şekil 6.34 Çift yan-hat uydurma (hat sonları açık devre) ikinci yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



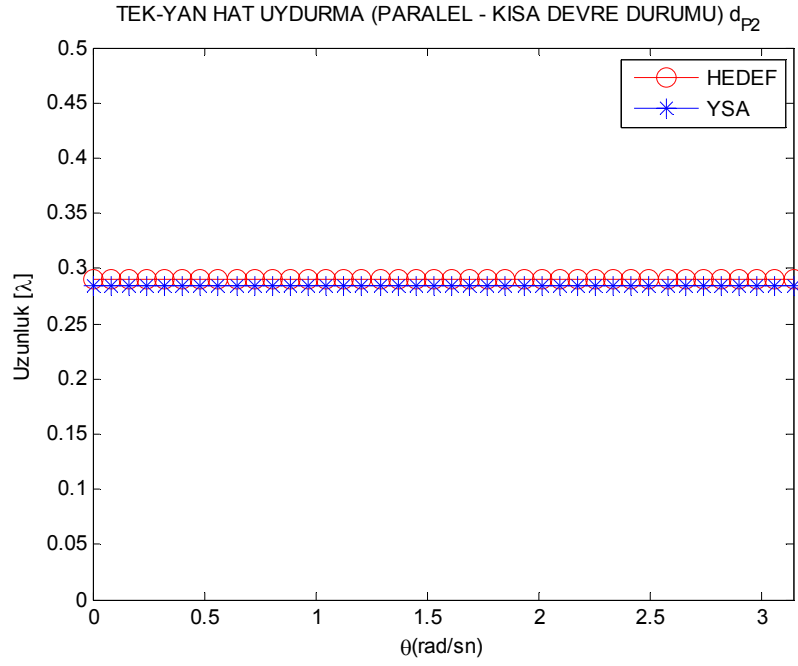
Şekil 6.35 Seri tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



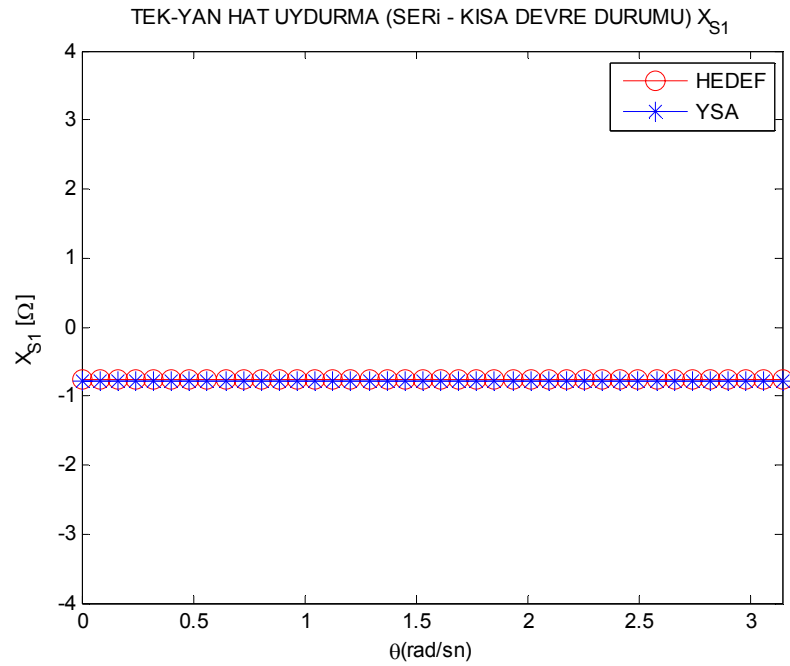
Şekil 6.36 Seri tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



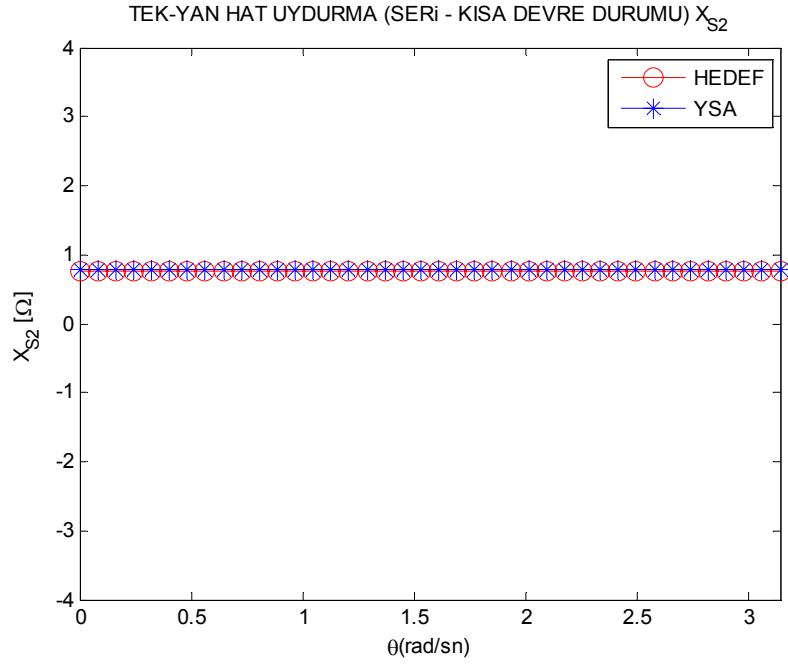
Şekil 6.37 Paralel tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat uzunluğu birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



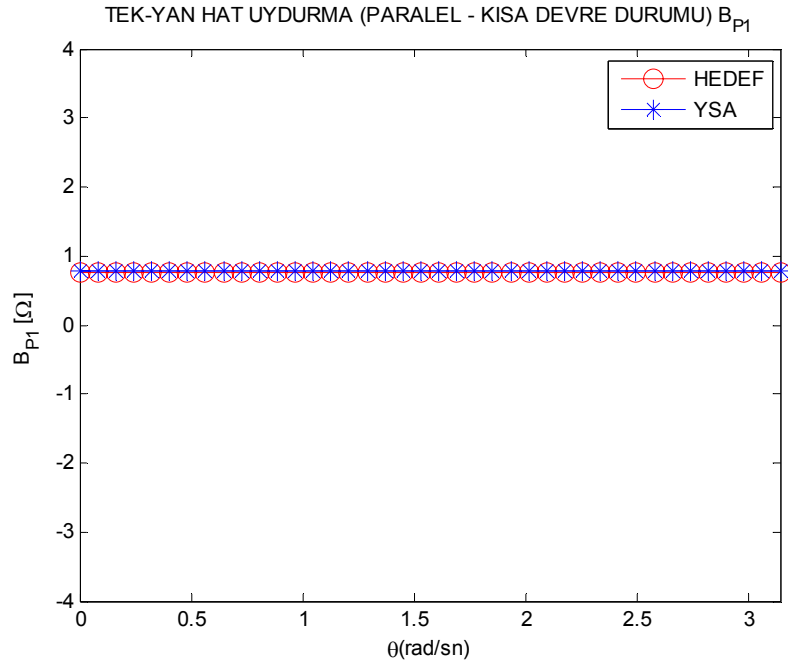
Şekil 6.38 Paralel tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat uzunluğu ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



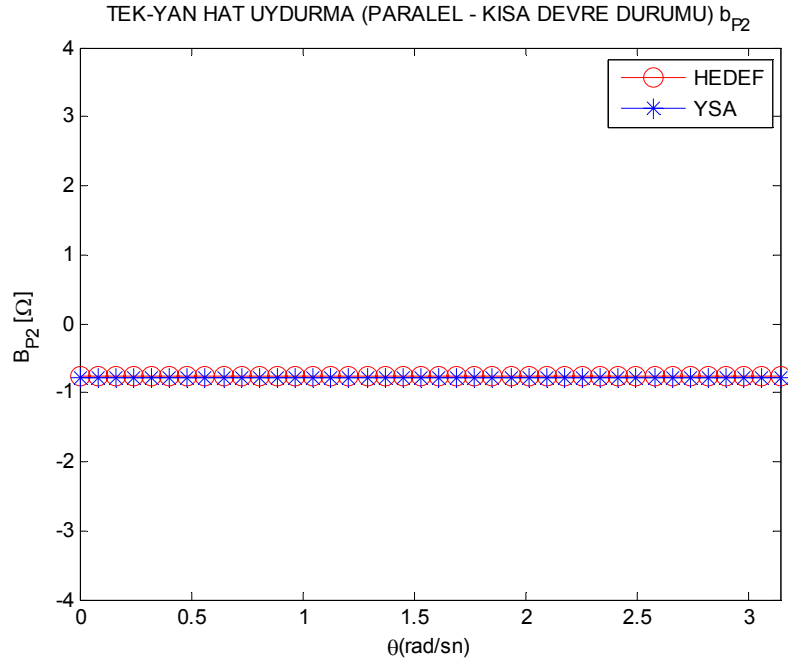
Şekil 6.39 Seri tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat reaktasının birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



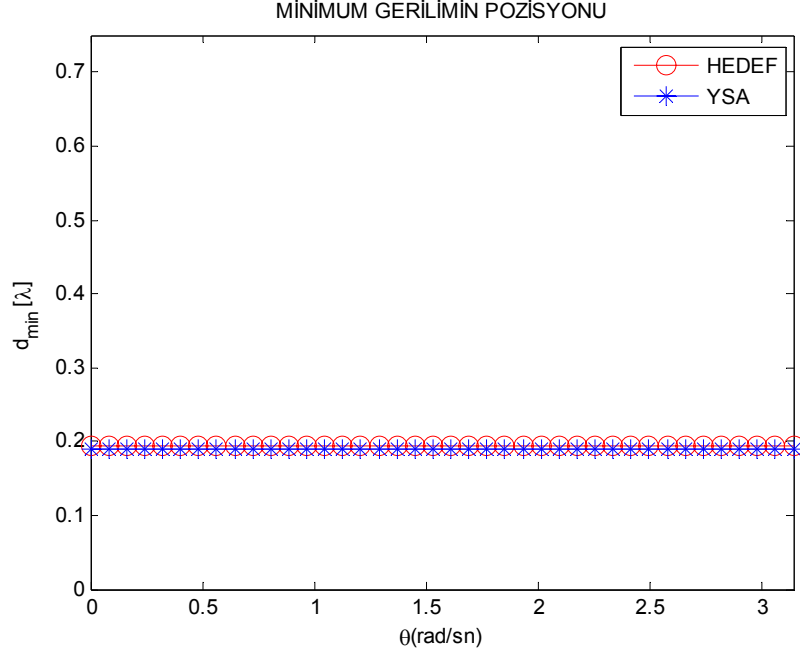
Şekil 6.40 Seri tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat reaktasının ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



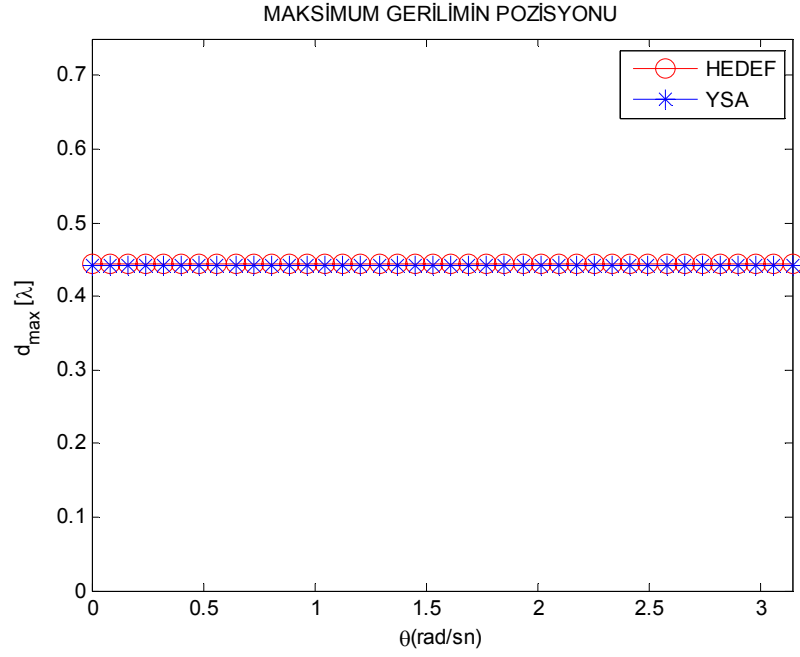
Şekil 6.41 Paralel tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat susptansının birinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



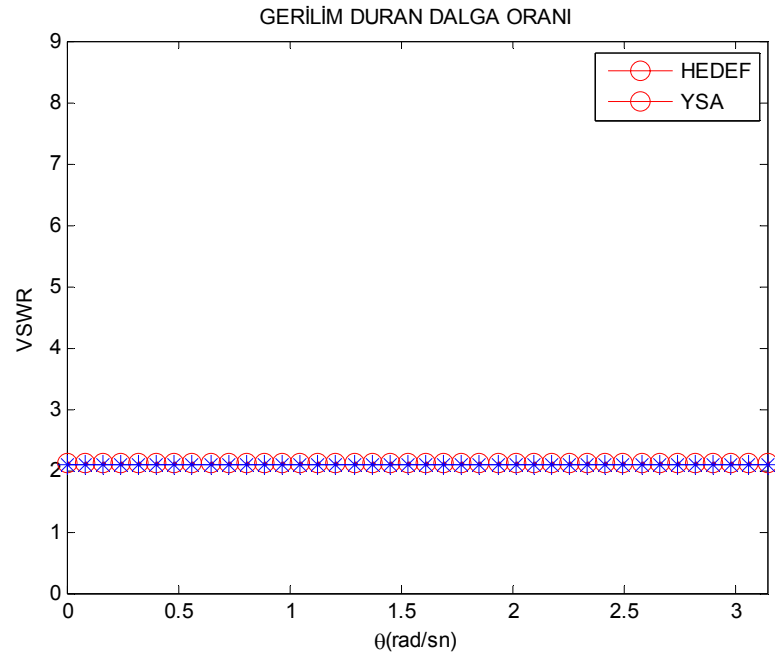
Şekil 6.42 Paralel tek yan-hat uydurma (hat sonu kısa devre) yan hat susptansının ikinci alternatif çözümünün açısal frekansla değişimi.



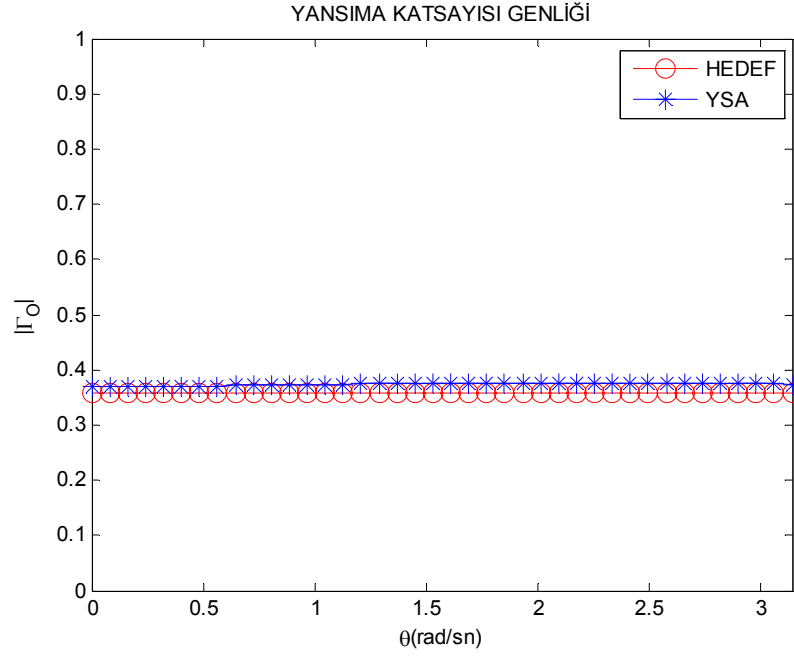
Şekil 6.43 Sonlandırma empedansından minimum gerilim genliğine ulaşılan pozisyonun açısal frekans ile değişimi.



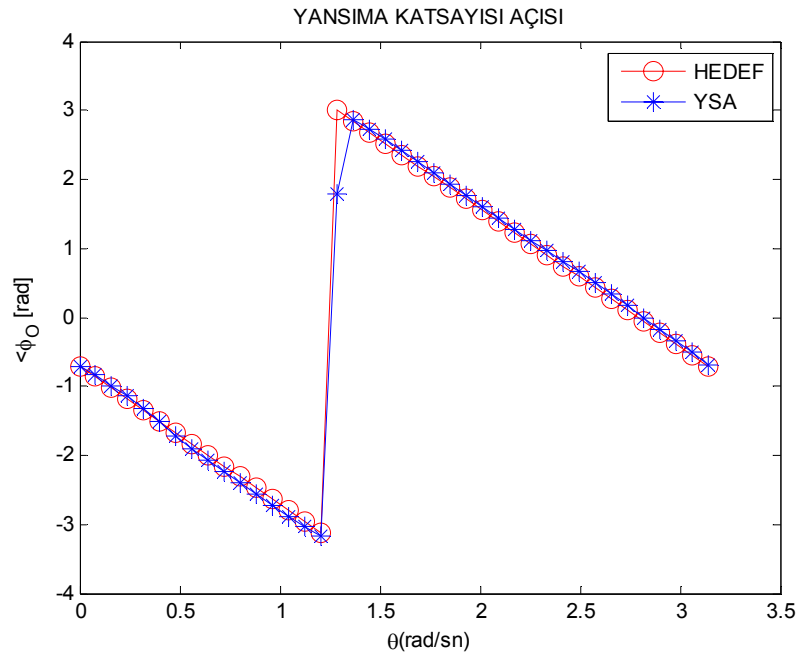
Şekil 6.44 Sonlandırma empedansından maksimum gerilim genliğine ulaşılan pozisyonun açısal frekans ile değişimi.



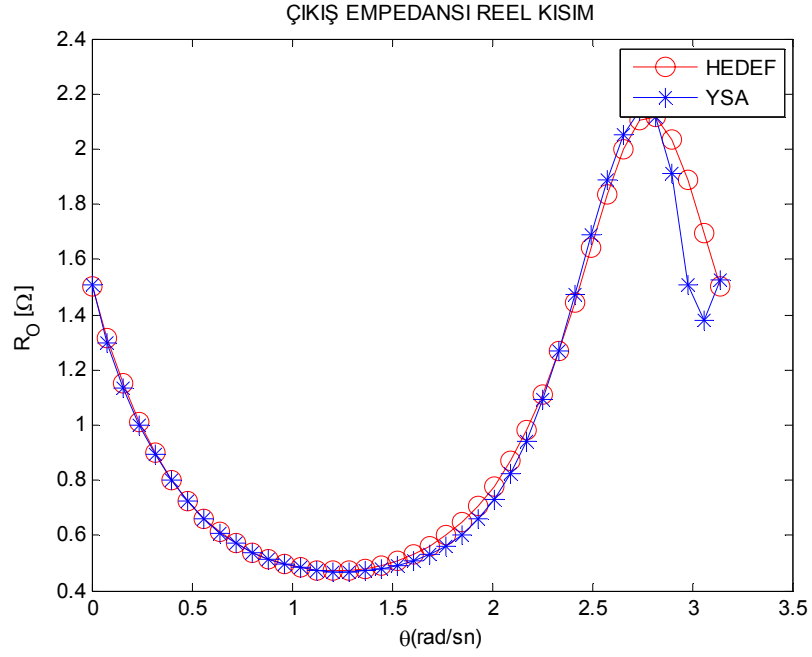
Şekil 6.45 Gerilim duran dalga oranının (VSWR) açısal frekans ile değişimi.



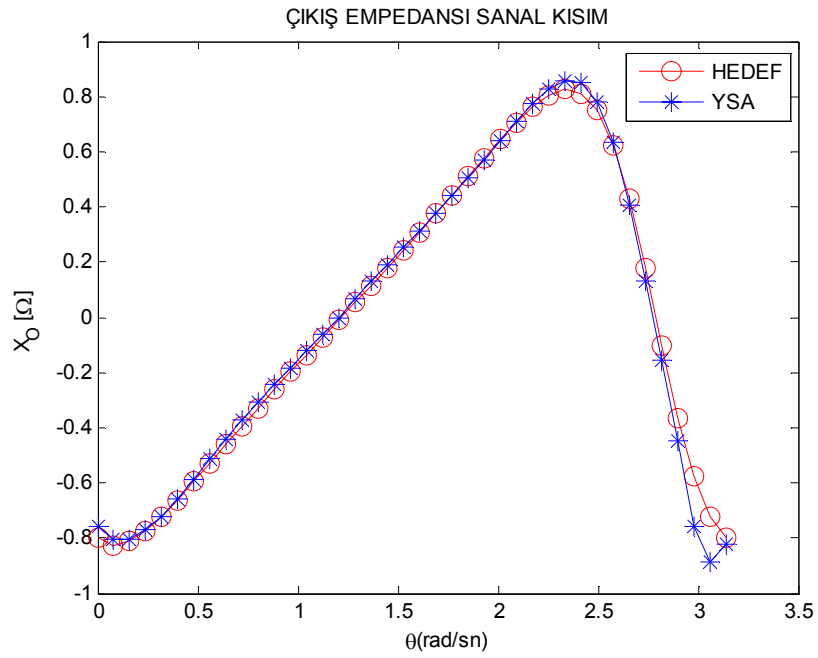
Şekil 6.46 Çıkış yansıma katsayısı genliğinin açısal frekans ile değişimi.



Şekil 6.47 Çıkış yansıma katsayısı açısının (radyan cinsinden) açısal frekans ile değişimi.



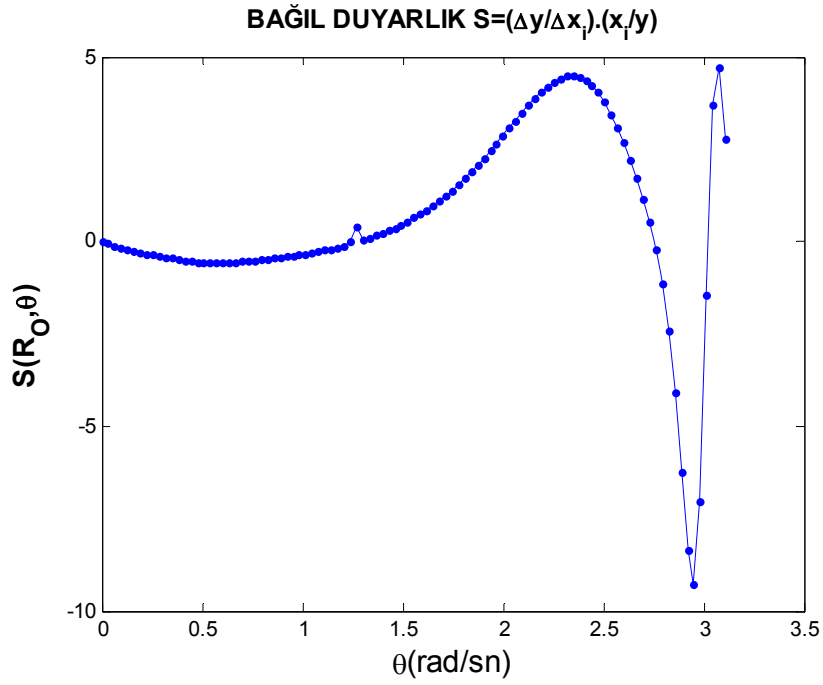
Şekil 6.48 Çıkış empedansının reel kısmının açısal frekans ile değişimi.



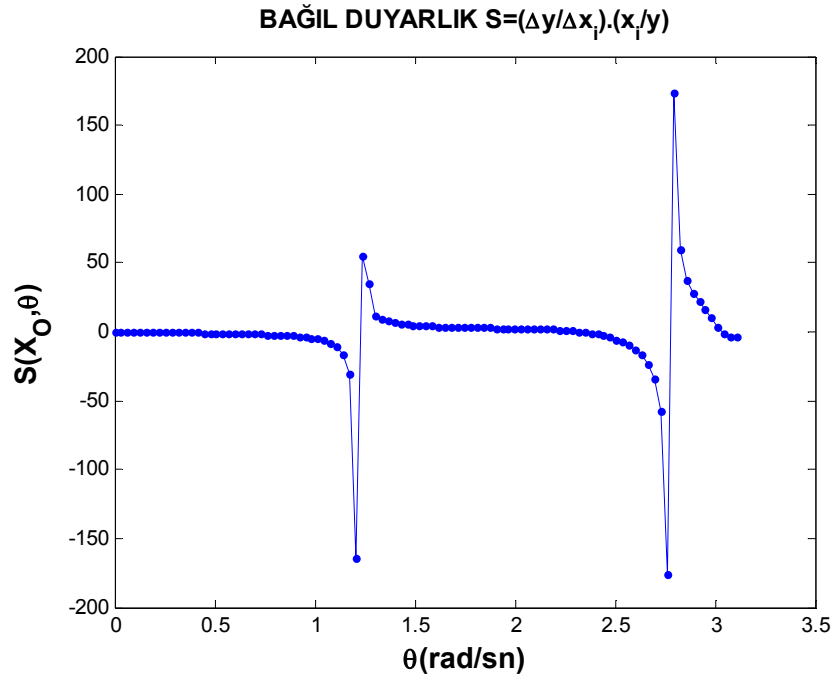
Şekil 6.49 Çıkış empedansının sanal kısmının açısal frekans ile değişimi.

6.5 YSA Smith Abağı Modülleri İçin Duyarlık Analizi

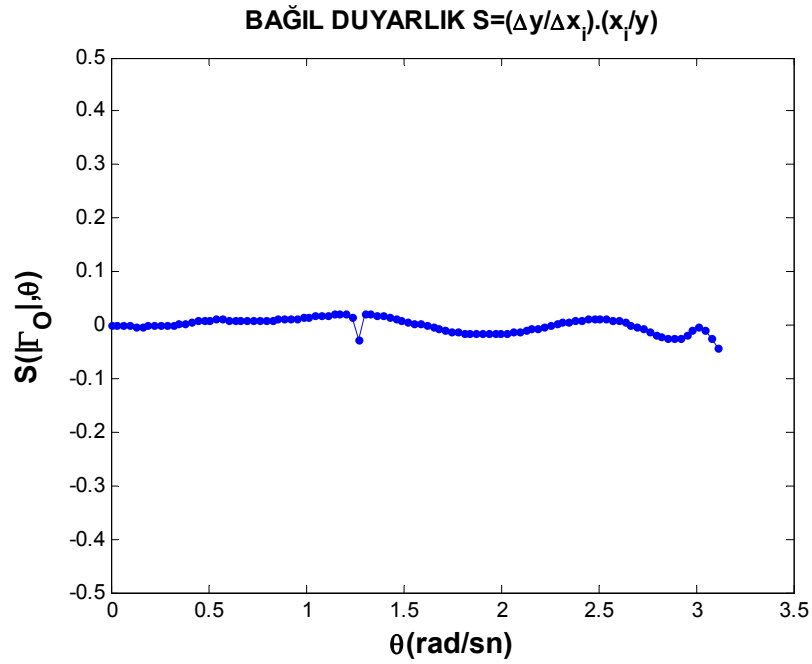
Bu bölümde son modüler ikinci YSA eşdeğer modele ait çıkış değişkenlerini en önemli girişe yani frekans-uzunluk çarpımına olan bağıl duyarlığına ait uygulama sonuçları verilmiştir. Yani, Γ_O hat sonu yansıma oranının genlik ve açısının ve Z_O çıkış empedansı reel ve sanal kısımlarının $\theta=\beta\ell$ açısal frekansa (elektriksel uzunluğa) olan bağıl duyarlık sonuçlarını göstermektedir.



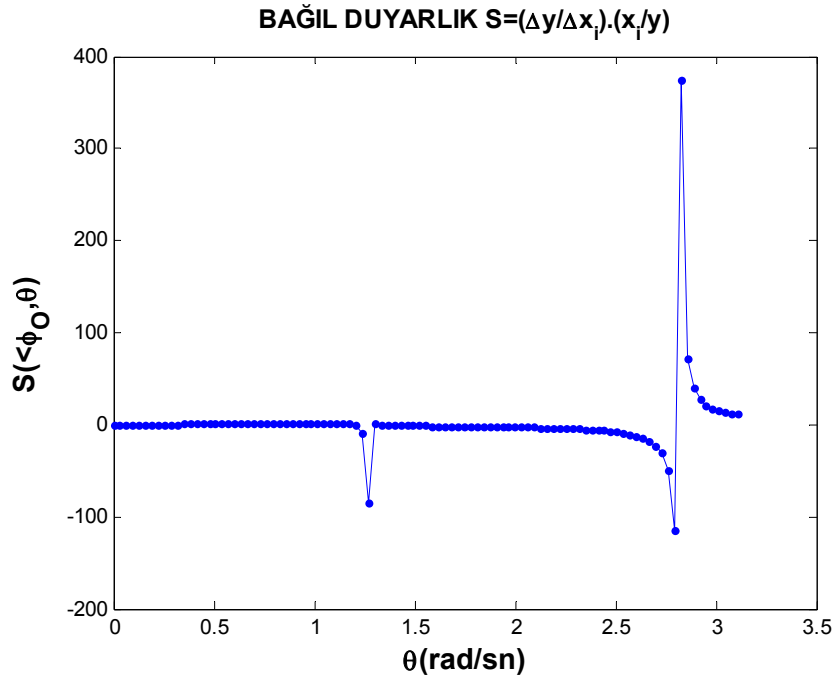
Şekil 6.50 Çıkış empedansının reel kısmının açısal frekansa bağıl duyarlığının açısal frekans ile değişimi.



Şekil 6.51 Çıkış empedansının sanal kısmının açısal frekansa bağlı duyarlığının açısal frekans ile değişimi.



Şekil 6.52 Çıkış yansıma katsayısının genliğinin açısal frekansa bağlı duyarlığının açısal frekans ile değişimi.



Şekil 6.53 Çıkış yansıma katsayısının açısının açısal frekansa bağlı duyarlığının açısal frekans ile değişimi.

7. SONUÇLAR

Daha 1950 'li yılların başında birinci nesil bilgisayarlarla yüksek frekanslı devrelerin analiz ve tasarımları için bilgisayar destekli mühendislik çalışmaları başlamıştır. Günümüzde de hızla gelişen teknolojiyle beraber yapılan her çalışmada daha hızlı, daha hassas ve kolay uygulanabilme özelliği bu alanda daha çok aranmaktadır. Bu tezde, çok karmaşık denklemsel çözümlere sahip iletim hatlarının analizi ve sentezi için alternatif, hızlı ve çok iyi yaklaşıma sahip yapay sinir ağları tekniklerini yöntem olarak kullanarak pratik uygulamaların hesaplamaları kolaylaştıran ön çalışma aşaması hedef olarak seçilmiştir. Bu aşamanın deneysel aşamadan önce çok doğru çözümlerle sonuçlanmış olması mikrodalga mühendisliği açısından çok önemlidir. Daha önce bu konuda yapılan tüm çalışmalar göz önünde bulundurulmuş ve çalışmaya temel teşkil etmiştir. Bu çalışmada kullanılan ve geliştirilen çalışmaların bir kısmı bildiri ve yayın olarak kaynakça bölümünde yer almaktadır. Diğer çalışmalar incelendiğinde bu çalışmanın diğerlerine göre çok gelişmiş, hızlı bilgisayar ortamlarına adapte edilmiş, program yazmanın kolay olduğu yazılım platformuna taşınmış ve daha yaygın kullanılabilirliğe sahip olduğu görülecektir.

Bu çalışmada öncelikle, ÇKA ve RTF sinir ağlarının evrensel yaklaştırma ve bire-bir haritalama özelliklerini kullanılarak, karmaşık ve yüksek mertebeden doğrusal olmayan çok boyutlu uzayda tanımlı mikrodalga devre analiz ve sentezinin birim elemanı olan iletim hattının analiz ve sentezini gerçekleştirme amaçlanmıştır. Uygulamalar bölümündeki 6.1, 6.2, 6.3 alt başlıkları altında sunulan grafiklerde hedef değerlere YSA'nın yeterli doğrulukta yakması amacın gerçekleştirildiğini göstermektedir. Özellikle bu problemin sentez aşamasında, ÇKA ağ yapısının RTFSA'ya üstünlük sağladığı ve eğitme algoritmalarının çeşitliliği daha çok tercih edilmesini sağlamıştır.

Smith abağı mikrodalga mühendisliğinin önemli bir konu haline gelmiştir. Yaklaşık son 10 yıldır, bilgisayar yazılım destekli Smith abakları grafiksel çözümün daha da güvenilir ve hızlı olmasını sağlamaktadır. Günümüzde çok fonksiyonlu hesap makineleri, güçlü ve hızlı bilgisayarlar, kolay kullanıcı arayüzlü paket programlar, yazılım destekli grafiksel çözümler olmasına karşılık Smith abağı sadece bir grafiksel metottan çok daha fazlasını sunabilmektedir. Mikrodalga devre tasarımında mevcut bilgisayar destekli tasarım programlarının ayrılmaz parçası olan bu abak, daha çok iletim hatları fenomeninin görsel izlenmesini sağlarken pedagojik sebeplerden dolayı da vazgeçilmezdir. Bundan dolayı, Smith abağındaki karmaşık mikrodalga devre analiz ve sentezi aşamasındaki seçilen aralıktaki, pratiğe uygun bütün çözüm değerlerini eksiksiz ve yüksek doğrulukta kullanıcıya bir çırpıda sunacak bir Smith abağı

YSA eşdeğer modeli önerilmiştir. “Nöral Smith Abağı” (NSA) diye tanımlanan bu modelin, uygulamalar bölümünde verilen istenen girişlere uygun ürettiği yirmi üç çıkış bilgisini bir öğrencinin elle yapması çok daha fazla vakit alıp doğruluğu da şüpheli olacaktır. Diğer Smith abağı yazılımları ile karşılaştırıldığında ise aynı anda çok çıkış verisinin olması en büyük avantajıdır. Geliştiren YSA Smith abağı modelinin giriş-çıkış uzayı parametrelerinin arttırılmasıyla daha da geliştirilebileceği aşikârdır. Yine bu bölümde ÇKA ağ yapısı RTFSA’ya üstünlük sağladığından ÇKA test sonuçları uygulamalar bölümüne konulmuştur.

YSA kullanarak duyarlık analizi araştırmalar tarandığında yer bulan ama bu çalışmadaki amaçla ilk defa kullanılan bir yöntemdir.

Bulunan tüm sonuçlar hedef değerlerle karşılaştırıldığında, analitik çözümleri aratmaması ve sonuçların bir çırpıda elde edilmesi tasarım aşamasındaki kişisel hataların da önüne geçecektir.

KAYNAKLAR

- Burrascano, P., Fiori, S., Mongiardo, M., (1999), "A Review of Artificial Neural Networks Applications in Microwave Computer-Aided Design", *Int J RF and Microwave CAE*, Vol. 9, pp. 158–174.
- Cengiz Y., Güneş, F., Çağlar, M.F., (2005), "Soft Computing Methods in Microwave Active Device Modeling", *ELEKTRİK; Turkish Journal of Electrical Engineering*, VOL.13, NO.1, TUBITAK.
- Collins, R.E. , (1992), *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hill, Chap. 3.
- Çağlar, M.F., Güneş, F., (2005), "Neural Networks as a Nonlinear Equation Set Solver in Analysis and Synthesis of a Microwave Circuits", *INISTA'2005, Istanbul*, pp. 103–107, June.
- Çağlar, M.F., Güneş, F., (2006), "Smith Abağının Bir Yapay Sinir Ağı Eşdeğeri Uygulaması", *IEEE 14. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (SIU-2006)*, Antalya.
- Çağlar, M.F., Güneş, F., (2006), "A Neural Smith Chart", *IEEE AP-S International Symposium& USNC/URSI National Radio Meeting& AMEREM Meeting*, 9-14 July, Albuquerque, New Mexico, USA.
- Çağlar, M.F., Güneş, F., (2006), "Neural Unit Element Application for in use Microwave Circuitry" ,*Springer LNCS Vol 4132* p. 992–1001.
- Çetişli B., (2005) "El Yazısı Karakter Tanıma: Dalgacık Moment Özniteliklerinin Yenilenen ANFIS ile Sınıflandırılması", *Osmangazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi*, Eskişehir.
- Devabhaktuni, V.K., Yagoub, M.C.E., Zhang, Q.J., (2001), "A Robust Algorithm for Automatic Development of Neural Network Models for Microwave Applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 10, pp. 2087–2089.
- Devabhaktuni, V.K., (2003), "Neural Networks for RF and Microwave Design: Toward Automatic Model generation", *Thesis of Ph. D., Ottawa-Carleton Institute for Electrical and Computer Engineering*.
- Efe M. Ö., Kaynak O., (2000) "Yapay Sinir Ağları ve Uygulamaları", *İstanbul: Boğaziçi Üniversitesi*.
- Goasguen, S. Ve El-Ghazaly, S.M., (2000), "A Practical Large-Signal Global Modelling Simulation of a Microwave Amplifier Using Artificial Neural Network", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 10, No. 7, July, pp. 273–275.
- Gupta M.S., (2006), "Echer's Art, Smith Chart, and Hyperbolic Geometry", *IEEE Microwave Magazine*, Vol. 7, No.5, pp.66-76, October.
- Güneş, F., Gürgen, F., Torpi, H., (1996), "Signal-Noise Neural Network Model For Active Microwave Device", *IEE Proc-Circuits Devices and Systems*; Vol., 143, pp. 1–8.
- Güneş, F., Gürgen, F., Torpi, H., (1998), "A Multidimensional Signal-Noise Neural Model for Microwave Transistor", *IEE Proc-Circuits Devices and Systems* ; vol., 145(2), pp.111-117.
- Güneş, F., Çetiner, B.A., (1998), "Smith Chart Formulation of Performance Characterization for a Microwave Transistor", *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, Vol. 145, No. 6.
- Güneş, F., Güneş, M., Fidan, M., (1994), "Performance Characterization of a Microwave

Transistor”, IEE Proc.-Circuits Devices Syst., Vol. 141, No. 5.

Harkouss, Y., Rousset, J., Chehade, H., et. al, (1999), “The Use of Artificial Neural Networks in Nonlinear Microwave Devices and Circuits Modeling: An Application to Telecommunication System Design”, Int J RF and Microwave CAE, Vol. 9, pp. 198–215.

Haykin, S., (1994), “Neural Networks:A comprehensive Foundation”, NY:IEEE Press, USA.

Hemminger, T.L., (2005) “Understanding Transmission Line Impedance Matching Using Neural Networks and PowerPoint”, ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference, October, 2005.

Jang J.-S. R., Sun C.-T. , Mizutani E., (1997) “Neuro-fuzzy and Soft Computing”, Prentice Hall, New Jersey.

Jargon, J.A., Gupta, K.C., DeGroot, D.C., (2002) “Application of Artificial Neural Networks to RF and Microwave Measurements”, Int J RF and Microwave CAE, Vol. 12, pp. 3–24.

Kecman V., (2001) “Learning and Soft Computing”, MIT Press.

Lu, M., Chan, W., Yeung, D., (2005), “Sensitivity Analysis on a Construction Operations Simulation Model Using Neural Network”, 4th International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou.

Markovic, V., Marinkovic, Z., Males, N., (2000), “Application of Neural Networks in Microwave FET Transistor Noise Modeling”, 5th Seminar on Neural Network Applications in Electrical Engineering, NEUREL-2000, Yugoslavia.

Mishra, R.K., Patnaik, A., (2003), “Designing Rectangular Patch Antenna Using the Neurospectral Method”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 51, No. 8.

Møller M. F. , (1990) “Learning by Conjugate Gradients”, In Proceedings of the Sixth International Meeting of Young Computer Scientist, LNCS 464, Springer Verlag, New York, pp. 184–195.

Møller M. F. , (1993) “A Scaled Conjugate Gradient Algorithm for Fast Supervised Learning”, Neural Networks, Vol. 6, pp. 525–533.

Park, J., Sandberg I., W., (1991) “Universal Approximation Using Radial Basis Function Networks”, Neural Computation, Vol. 3, pp. 246–257.

Pratap, R. J., Staiculescu, D., Pinel, S., Laskar, J., May, G.S., (2005), “Modeling and Sensitivity Analysis of Circuit Parameters for Flip-Chip Interconnects Using Neural Networks”, IEEE Transactions on Advanced Packaging, Vol. 28, No: 1.

Raida, Z., Lukes, Z., Otevrel, V., (2004), “Modeling Broadband Microwave Structures by Artificial Neural Networks”, Radioengineering, Vol. 13, No. 2.

Raida, Z., (2001), “Neural Networks in Antennas and Microwaves: A Practical Approach”, Radioengineering, Vol. 10, No. 4.

Rumelhart, D.E., Hinton G.E., Williams R.J., (1986) “Learning Internal Representations by Error Propagation”, in Parallel Distributed Processing, Vol. 1, MIT Press, pp. 318–362.

Smith P.H., (1939), “Transmission line calculator”, Electronics, vol.12, no.1, p. 39, January.

Smith P.H., (1941), "An improved transmission line calculator", Electronics, vol.17, no.1, pp. 130- 133, January.

Ton, L., Xu, J.J., Zhang, Q.J., et. al, (2004), "Electromagnetic Based Modeling of Embedded Passives Using Neural Networks", IPC International Conference on Embedded Passives, San Jose, CA.

Torpi, H., (1998), "Mikrodalga Transistörlerinin Yapay Sinir Ağı Eşdeğerlikleri" Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü.

Torpi, H., Güneş, F., Gürgen, F., (1995), "Neural Network Simulators For Active Microwave Devices", Fourth International Conference On Artificial Neural Networks, 26-28 June, Cambridge, England.

Türker, N., (2004), "Analysis and Synthesis of RF/Microwave Planar Transmission Lines with Artificial Neural Networks", M. Sc. thesis, submitted to Yıldız Technical University, Department of Electronics and Communication Engineering.

Türköz, M.S., (1995) "Elektronik Devreleri I", Sistem Yayıncılık, İstanbul.

Vai, M., Prasad S., and Wang, H., (1992), "A Smith Chart represented by a neural network and its applications", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, pp. 1565–1568.

Vai, M., Prasad S., (1993), "Automatic Impedance Matching with a Neural Network", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, No. 10, pp. 353–354.

Vai, M., Prasad S., (1995), "Microwave circuit analysis and design by a massively distributed computer network", IEEE Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No.5, pp. 1087–1094.

Vai, M.M., Wu, S., Li, B., Prasad, S., (1998), "Reverse Modeling of Microwave Circuits with Bidirectional Neural Network Models", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, No. 10.

Wang, F., Zhang, Q. J., (1997), "Knowledge-Based Neural Models for Microwave Design IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 45, No. 12.

Wang, F., Devabhaktuni, V.K., Zhang, Q.J., Xi, C., (1999), "Neural Networks Structures and Training Algorithms for RF and Microwave Applications", Int J RF and Microwave CAE, Vol. 9, pp. 216–240.

Zaabab, A.H., Zhang, Q.J. ve Nakhla, M., (1994), "Analysis and Optimization of Microwave Circuits and Devices Using Neural Network Models", MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 393–396.

Zhang, Q., Wang, J.F., ve Devabhaktuni, V., (1999), "Neural Network Structures for RF and Microwave applications," IEEE AP-S Antennas and Propagations International Symp., (Orlando, FL), pp. 2576–2579.

Zhang, Q.J. ve Gupta, K.C., (2000), "Neural Networks For RF and Microwave Design", Artech House Publishers.

Zhang, Q.J., Gupta, K.C., Devabhaktuni, V.K., (2003), "Artificial Neural Networks for RF and Microwave Design—From Theory to Practice", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 4.

Zurada, J.M., (1992), "Introduction to Artificial Neural Networks", West Publishing Company.

İNTERNET KAYNAKLARI

[1] [http:// backpropagation.netfirms.com](http://backpropagation.netfirms.com)

[2] [http:// www.amanogawa.com](http://www.amanogawa.com)

[3] [http:// yapay-zeka.org](http://yapay-zeka.org)

[4] [http:// ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)

EKLER

- Ek 1** Smith Aşağından Veri Toplayan ve Uygun Eğitim Veri Seti Üreten MATLAB® Programı (m-file)
- Ek 2** Tek-Yan Hat Uydurma Devresi Uzunluklarını Hesaplayan MATLAB® Programı (m-file)
- Ek 3** Çift-Yan Hat Uydurma Devresi Uzunluklarını Hesaplayan MATLAB® Programı (m-file)
- Ek 4** Veri Setini Tek Gizli Katmanlı ÇKA için Eğiten ve Sonuçları Dosyalayan MATLAB® Programı (m-file)
- Ek 5** Veri Setini İki Gizli Katmanlı ÇKA için Eğiten ve Sonuçları Dosyalayan MATLAB® Programı (m-file)
- Ek 6** Eğitilen ÇKA için Sonuçları Test Edip Görüntüleyen MATLAB® Programı (m-file)

**Ek 1 Smith Abağından Veri Toplayan ve Uygun Eğitim Veri Seti Üreten MATLAB®
Programı (m-file)**

```
function datapronue()

clear all;
fid = fopen('data.txt','wt+');

%*****VERİ NOKTALARININ ALINMASI *****
%data collecting
%veri1;
%veri2;
%veri3;
veri4;
%veri5;
%angle separation

Set_Z0(1);
sm = smith_chart;
ZL=zeros(1,1);
gammaL=zeros(1,1);
gammaIn=zeros(1,1);
Zout=zeros(1,1);
zin=zeros(1,1);
vswr=zeros(1,1);
delta_pi=0.001;

%for c=1:rs
for w=1:2:rs
% for d=1:xs
no=ceil(6*rand(1,1));
ZL=RL(1,w)+i*XL(1,w);
% ZL=RL(1,c)+i*XL(1,d);
gammaL=(ZL-1)/(ZL+1);
YL=1/ZL;
%*****UYDURMA DEVRELERİ DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI *****
[L1,D1]=stub11(ZL,1,'ss');
ZoutL1=(ZL+i.*tan(2.*pi.*L1(:,1)))/(1+i*ZL.*tan(2.*pi.*L1(:,1)));
[L2,D2]=stub11(ZL,1,'ps');
YoutL2=(YL+i.*tan(2.*pi.*L2(:,1)))/(1+i*YL.*tan(2.*pi.*L2(:,1)));

[D11,D12]=stub222(ZL,1,1/8,'ss') %for L=lamda/8
[D21,D22]=stub222(ZL,1,1/8,'oo') %for L=lamda/8

%*****dmin ve dmaks DEĞERLERİNİN HESAPLANMASI *****
if (angle(gammaL)<pi && angle(gammaL)>=0)

dmax=angle(gammaL)/(4*pi);
dmin=dmax + 0.25 ;
```



```

s_Point(zin,no);

% s_Point(Zout,ceil(6*rand(1,1)))
hold on;
end
end
% c=input('Press a key ....');
% if(ischar(c)==1) break;
% display('devam ediyor')
% end
%end
fclose(fid)

%*****ALT PROGRAM*****
%s_Point.m
% This function plots a point on the Smith Chart
% It is assume that global variable Z0 has
% already been set
%
% usage: s_Point(30+j*20)
%

function s_Point(Z,C)
global Zo;
%
%
if nargin==0, help z2g; return; end
if nargin==1, Zo=1; end

Gamma = ones(size(Z)); % Gamma=1 when Z=Inf

i = find(Z ~= Inf); % Gamma for Z not equal to Inf
Gamma(i) = (Z(i)-Zo)/(Z(i)+Zo);
hold on;
if C==1
    sett='-r*';
    plot(real(Gamma),imag(Gamma),sett,'LineWidth',1,'MarkerSize',10);
    %legend('synthesized')

end
hold on;

if C==2
    sett='-bs';
    plot(real(Gamma),imag(Gamma),sett,'LineWidth',1,'MarkerSize',10);
    %legend('target')
end
hold on;

if C==3

```

```

        sett='-g*';
        plot(real(Gamma),imag(Gamma),sett,'LineWidth',1,'MarkerSize',10);
        % legend('simulated')
    end
    hold on;

    if C==4
        sett=':rs';
        plot(real(Gamma),imag(Gamma),sett,'LineWidth',1,'MarkerSize',10);
        %legend('synthesized')
    end
    hold on;

    if C==5
        sett=':k*';
        plot(real(Gamma),imag(Gamma),sett,'LineWidth',1,'MarkerSize',10);
        % legend('target')

    end
    hold on;
    if C==6
        sett=':ks';
        plot(real(Gamma),imag(Gamma),sett,'LineWidth',1,'MarkerSize',10);
        %legend('simulated')

    end
    hold on;
    if C==7
        sett='-r*';
        plot(real(Gamma),imag(Gamma),sett,'LineWidth',3,'MarkerSize',4);
        %legend('simulated')

    end

    hold on

```

**Ek 2 Tek-Yan Hat Uydurma Devresi Uzunluklarını Hesaplayan MATLAB®
Programı (m-file)**

```
% stub11.m - single-stub matching
%
% -----/-----|
% main line Z0 /      ZL
% -----/---/---L---|
%           / d
%          /___/
%
% Usage: dl = stub1(zL,type)
%       dl = stub1(zL)    (equivalent to type='ps')
%
% zL = normalized load impedance, zL = ZL/Z0
% type = 'ps','po','ss','so' for parallel/short, parallel/open, series/short, series/open
%
% dl = [d,l] = 2x2 matrix, where each row is a solution
%
% d is length of stub (2x1 vector for two possible solutions)
% l is position of stub from load (2x1 vector for two possible solutions)
%
% notes: d,l are in wavelengths and are reduced mod lambda/2
%
% design method for case 'ps':
% (1-GL)/(1+GL) - j*cot(bd) = 1 gives the conditions
% cos(2bl-thL) = -abs(GL) and
% tan(bd) = -tan(2bl-thL)/2
%
% for a balanced shunt stub, the length of each leg is:
% d_bal = acot(cot(2*pi*d)/2) ('ps' case), d_bal = atan(tan(2*pi*d)/2) ('po' case)

function [L_last,D_last]=stub11(ZL,Zo,type)

if nargin==0, help stub11; return; end
if nargin==1, type='ps'; end

zL=ZL/Zo;
yL=1./zL;
GL = z2g(zL,Zo); % reflection coefficient at load
thL = angle(GL);
%fprintf('    l    d\n');
%fprintf(' -----');
switch type,
case 'ps'
    bl = thL/2 + [1;-1]*acos(-abs(GL))/2;
    bd = atan(-tan(2*bl-thL)/2);
    l = bl/2/pi;
    d = bd/2/pi;
```

```

    ld = mod([l,d], 0.5);
    YoutL1=(yL+i.*tan(2.*pi.*ld(:,1)))./(1+i*yL.*tan(2.*pi.*ld(:,1)));
case 'po'
    bl = thL/2 + [1;-1]*acos(-abs(GL))/2;
    bd = acot(tan(2*bl-thL)/2);
    l = bl/2/pi;
    d = bd/2/pi;
    ld = mod([l,d], 0.5);
    YoutL1=(yL+i.*tan(2.*pi.*ld(:,1)))./(1+i*yL.*tan(2.*pi.*ld(:,1)));
case 'ss'
    bl = thL/2 + [1;-1]*acos(abs(GL))/2;
    bd = acot(tan(2*bl-thL)/2);
    l = bl/2/pi;
    d = bd/2/pi;
    ld = mod([l,d], 0.5);
    ZoutL1=(zL+i.*tan(2.*pi.*ld(:,1)))./(1+i*zL.*tan(2.*pi.*ld(:,1)))
case 'so'
    bl = thL/2 + [1;-1]*acos(abs(GL))/2;
    bd = atan(-tan(2*bl-thL)/2);
    l = bl/2/pi;
    d = bd/2/pi;
    ld = mod([l,d], 0.5);
    ZoutL1=(zL+i.*tan(2.*pi.*ld(:,1)))./(1+i*zL.*tan(2.*pi.*ld(:,1)));
otherwise
    fprintf('\n unknown type\n\n');
    return
end

L_last = ld(:,1);
D_last = ld(:,2);

```

Ek 3 Çift-Yan Hat Uydurma Devresi Uzunluklarını Hesaplayan MATLAB® Programı (m-file)

```
% stub2.m - double-stub matching
%           A       B
% -----/-----/---|
% main line Z0 /      / ZL
% -----/---/---L---/---|
%           / d1    / d2
%           /___/    /___/
%
%
%
% Usage: d12 = stub2(zL,Zo,L,type)
%       d12 = stub2(zL,Zo,L)      (equivalent to type='ss')
%       d12 = stub2(zL,Zo)       (equivalent to L=1/8 and type='ss')
%
% zL = normalized load impedance, i.e.,  $zL = ZL/Z0$ 
% L = fixed separation of stubs in wavelengths, typically,  $L=1/8$ 
% type = 'ss','so','os','oo' for short/short, short/open, open/short, open/open
%
% d12 = [d1,d2] = 2x2 matrix, where each row is a solution,
%
% d1 is length of stub-2 located at distance l from load
% d2 is length of stub-1 located at load
%
% notes: d1,d2 are in wavelengths and are reduced mod  $\lambda/2$ 
%
% requires that  $gL \leq g_{max}$ , where
%  $yL = 1/zL = gL + j*bL$ ,
%  $g_{max} = 1 + \cot(kl)^2 = 1/\sin(kl)^2$ 
% if not, use STUB3

function [D1_last,D2_last] = stub222(ZL,Zo,L,type)

if nargin==0, help stub222; return; end
if nargin<=2, type='ss'; end
if nargin==1, L = 1/8; end

pv=29.9792458;
Yo = 1/Zo;
zL = ZL/Zo;
YL = 1/ZL;
yL = 1/zL;
gL = real(yL); bL = imag(yL); % normalized load admittance and susceptance

t = tan(2*pi*L);
```

```

gmax = Yo*(1 + t^2)/(t^2)
lmax = asin(1/sqrt(gL)) / (2*pi)

if gL > gmax,
    fprintf('\ngL = %.4f is not less than gmax = %.4f\n', gL, gmax);
    fprintf('stub separation must be less than lmax = %.4f(lambda)\n\n', lmax);
    D1_last = [-1;-1];
    D2_last = [-1;-1];
    return;
end

b = [1; -1]*sqrt(gL*(1+t^2)-gL^2*t^2);    % get two solutions

B1 = (b + gL)/(gL*t);
B2 = -bL + ((1 + b)/t);

%fprintf('    d1    d2\n');
%fprintf('    -----\n');

%checking
%fr=input('Frequency(in GHz)\n fr=');fprintf('\n')

%dd1=(pv*d12(:,1))/fr;
%dd2=(pv*d12(:,2))/fr;

%fprintf('    d1    d2 in cm\n');
%fprintf('    -----');

%dd12 = [dd1,dd2] ;

switch type,
    case 'ss'

        d1 = -atan(1./B1) / (2*pi) ;
        d2 = -atan(1./B2) / (2*pi) ;
        d12 = mod([d1,d2], 0.5)

        YB = yL - i*cot(2*pi*d12(:,2));
        Yout1 = (YB+i.*tan(2.*pi.*L))./(1+i*YB.*tan(2.*pi.*L));
        YA = Yout1 - i*cot(2*pi*d12(:,1))

    case 'so'

        d1 = -atan(1./B1) / (2*pi) ;
        d2 = atan(B2) / (2*pi) ;
        d12 = mod([d1,d2], 0.5)

        YB = yL + i*tan(2*pi*d12(:,2));
        Yout1 = (YB+i.*tan(2.*pi.*L))./(1+i*YB.*tan(2.*pi.*L));
        YA = Yout1 - i*cot(2*pi*d12(:,1))

```

```

case 'os'
    d1 = atan(B1) / (2*pi) ;
    d2 = -atan(1./B2) / (2*pi) ;
    d12 = mod([d1,d2], 0.5)

    YB = yL - i*cot(2*pi*d12(:,2));
    Yout1 = (YB+i.*tan(2.*pi.*L))./(1+i*YB.*tan(2.*pi.*L));
    YA = Yout1 + i*tan(2*pi*d12(:,1))

case 'oo'
    d1 = atan(B1) / (2*pi) ;
    d2 = atan(B2) / (2*pi) ;
    d12 = mod([d1,d2], 0.5)

    YB = yL + i*tan(2*pi*d12(:,2));
    Yout1 = (YB+i.*tan(2.*pi.*L))./(1+i*YB.*tan(2.*pi.*L));
    YA = Yout1 + i*tan(2*pi*d12(:,1))

otherwise
    fprintf('\n unknown type\n\n');
    return
end

D1_last = d12(:,1);
D2_last = d12(:,2);

```

**Ek 4 Veri Setini Tek Gizli Katmanlı ÇKA için Eğiten ve Sonuçları Dosyalayan
MATLAB® Programı (m-file)**

```
function mlpAnaliz1h();

clear all;
close all;
clc;
%*****LOADING DATA*****
load data2.txt;
[r,q]=size(data2); %[pn,minp,maxp,tn,mint,maxt] = premnmx(p,t);
inp=data2(1:2:r,1:3)';%input data
des=data2(1:2:r,17:18)';%desired data
%[pn,minp,maxp,tn,mint,maxt] = premnmx(inp,des);
test=data2(2:2:r,1:3)';%test data
testdes=data2(2:2:r,17:18)'; % test desired data
%[pnt,minpt,maxpt,tnt,mintt,maxtt] = premnmx(test,testdes);
%testall=data2(:,1:3)';
%testalldes=data2(:,4:11)';
[inp_no,x]=size(inp);
[outp_no,x]=size(des);
%*****File opening*****

fid = fopen('result1h5.txt','wt+');
fprintf(fid,'\n data2.txt ');
fprintf(fid,'input vaibales --> aci(1,t),real(ZL),imag(ZL) \n');
%fprintf(fid,'output variables --
>L1(1,:),L1(2,:),L2(1,:),L2(2,:),imag(ZoutL1(1,:)),imag(ZoutL1(2,:)),imag(YoutL2(1,:)),imag
(YoutL2(2,:)), \n');
fprintf(fid,'output variables -->abs(gamma),angle(gamma))\n ');
%fprintf(fid,'dmin,dmax,vswr,real(Zout),imag(Zout),abs(gamma),angle(gamma))\n ');
fprintf(fid,'\n NETWORK TYPE IS NEWFF ');
fprintf(fid,'\n TRAINING No of Epoches Min Training Error Av.Testing Error
Training Time Elapsed(s)\n');

%*****ANN PREFERENCES*****

[hiddlyr_neurno,hiddenlyr_actf,outlyr_actf,tr_method] = textread('analizag1h.txt','%d %s %s
%s',6);

% *****network
type*****
for q=1:6

netmlp = newff(minmax(inp),[hiddlyr_neurno(q) outp_no],{ hiddenlyr_actf{q}
outlyr_actf{q}},tr_method{q});
t=1;
% *****weightes
entering*****
```

```

%netmlp.IW{1,1}=zeros(inplyr_no,inp_no);
%netmlp.LW{2,1}=zeros(hiddlyr_neurno(j),inplyr_no);
%netmlp.LW{3,2}=zeros(outp_no,hiddlyr_neurno(j));
%netmlp.LW{4,3}=zeros(1,20)
%netmlp.b{1}=zeros(2,1);
%netmlp.b{2}=zeros(20,1);
%netmlp.b{3}=zeros(20,1);
%netmlp.b{4}=zeros(1,1);

% *****simulating network before
taining*****

y1 = sim(netmlp,inp);
E1=des-y1;

% *****training*****
netmlp.performFcn= 'mse';
%netmlp.initParam=0;
netmlp.trainParam.show = 5;
netmlp.trainParam.epochs = 2000;
if q==6
netmlp.trainParam.epochs = 1000;
end
netmlp.trainParam.goal = 1e-10;
netmlp.trainParam.lr = 0.75;
netmlp.trainParam.delt_inc = 10;
netmlp.trainParam.delt_dec = 0.1;
netmlp.trainParam.delta0 = 0.001;
netmlp.trainParam.deltamax = 50;
netmlp.trainParam.max_fail = 5;
netmlp.trainParam.mem_reduc = 1;
netmlp.trainParam.min_grad = 1e-30;
netmlp.trainParam.mu = 0.001;
netmlp.trainParam.mu_dec = 0.1;
netmlp.trainParam.mu_inc = 10;
netmlp.trainParam.mu_max = 1e20;
netmlp.trainParam.time = inf;

t0 = cputime;
%[netmlp,tr,Y,E]=train(netmlp,pn,tn);
[netmlp,tr,Y,E]=train(netmlp,inp,des);
timelap(t) = cputime-t0;

% *****outputs and
calculations*****

%y2n = sim(netmlp,pn);
y2 = sim(netmlp,inp);
%y2=postmnmx(y2n,mint,maxt);
E2 = des-y2;

```

```

%y3n = sim(netmlp,pnt);
y3 = sim(netmlp,test);
%y3=postmnmx(y3n,mintt,maxtt);
E3=abs(testdes-y3);
%y4=sim(netmlp,testall);
no_epoch(t)=max(tr.epoch);
tr_err(t)=min(tr.perf);
test_err(t)=mean(mean(E3,1));

% *****printing to file*****
fprintf(fid,'\n\n%d.TRAINING TYPE IS %s\n',q,tr_method{q} );
fprintf(fid,'%d.TRAINING HIDDEN LAYER NEURON NO IS
%d\n',q,hiddlyr_neurno(q));
fprintf(fid,'Network Structure : %d - %d - %d\n',inp_no,hiddlyr_neurno(q),outp_no);
fprintf(fid,' %d %d %e %e
%f\n',t,no_epoch(t),tr_err(t),abs(test_err(t)),timelap(t));

%[part] = textread('read.txt','%s',2);
%for q=1:5
%figure(q),
%[m,b,rr] = postreg(y2(q,:),des(q,:));
%title('TRAINING REGRESSION RESULT');
%legend(part(q,1),-1);

%end
%for z=1:5
% k=2+z;
% figure(z),
%[m,b,rr] = postreg(y3(z,:),testdes(z,:));
%title('TESTING REGRESSION RESULT');
%legend(part(z,1),-1);
%end

%[suty3,suty3]=size(y3);
%x=1:suty3;
%figure,plot(x,y3(1,1:suty3),'r+-',x,testdes(1,1:suty3),'bo-')
%legend('ANN-Re','Desired-Re');
%title('Test Data Comparing')
%figure,plot(x,y3(2,1:suty3),'r+-',x,testdes(2,1:suty3),'bo-')
%legend('ANN-Im','Desired-Im');
%title('Test Data Comparing')

%figure,plot(data4x(1501:1530,1),y4(1,1501:1530),'r+-',
'data4x(1501:1530,1),testalldes(1,1501:1530),'ko-');
%legend('ANN','Desired');xlabel('f(Hz)');ylabel('Rout (Ohm)');%Zo=data4x(01,2);
%text(3,60,['Zo=',num2str(Zo),'Ohm (sabit)'],'Color','red');

```

```
%figure,plot(data4x(1501:1530,1),y4(2,1501:1530),'r+-
',data4x(1501:1530,1),testalldes(2,1501:1530),'ko-');
%legend('ANN','Desired');xlabel('f(Hz)');ylabel('Xout (Ohm)');
%text(3,3,['Zo=',num2str(Zo),'Ohm (sabit)'],'Color','red');
```

```
metod=tr_method{q};
```

```
switch metod
    case 'trainbfg'
        save ana1hbfg5.mat;
    case 'traincgb'
        save ana1hcgb5.mat;
    case 'trainscg'
        save ana1hscg5.mat;
    case 'traincgf'
        save ana1hcgf5.mat;
    case 'traingdx'
        save ana1hgd5.mat;
    otherwise
        save ana1hlm5.mat;
end
```

```
for w=1:1000
end
close all;
end %end of q
```

```
fclose(fid)
```

**Ek 5 Veri Setini İki Gizli Katmanlı ÇKA için Eğiten ve Sonuçları Dosyalayan
MATLAB® Programı (m-file)**

```

function mlpAnaliz2h()
%this function is in the Training1 Folder
clear all;
close all;
clc;
%*****LOADING DATA*****
load data8.txt;
data=data8;
[r,q]=size(data); %[pn,minp,maxp,tn,mint,maxt] = premnmx(p,t);
% Normalization (linear)

mindata = min(data);
maxdata = max(data);
minsel = -1*ones(size(data)); maxsel = 1*ones(size(data)) ;
datanorm = minsel + ( ((data-ones(r,1)*mindata)./( ones(r,1)*(maxdata-mindata) ).*(maxsel-
minsel)));

%datadenorm = ones(r,1)*mindata + ((datanorm-minsel)./( maxsel-minsel
)).*(ones(r,1)*(maxdata-mindata));

% Normalization (logarithmic)
%mindata = min(data4);
%datanorm = log(data4-(ones(r,1)*mindata));

%datadenorm = ones(r,1)*mindata + exp(datanorm);

%
inp=datanorm(1:2:r,1:3)';%input data
des=datanorm(1:2:r,4:22)';%desired data
%[pn,minp,maxp,tn,mint,maxt] = premnmx(inp,des);
test=datanorm(2:2:r,1:3)';%test data
testdes=datanorm(2:2:r,4:22)'; % test desired data
%[pnt,minpt,maxpt,tnt,mintt,maxtt] = premnmx(test,testdes);
%testall=data4(:,1:4)';
%testalldes=data4(:,5:9)';

[inp_no,x]=size(inp);
[outp_no,x]=size(des);
%*****File opening*****

fid = fopen('result2h15.txt','wt+');
fprintf(fid,'\ndata8.txt \n');
fprintf(fid,'input vaibales --> aci(1,t),real(ZL),imag(ZL) \n');
fprintf(fid,'output variables --
>D11(1,:),D11(2,:),D12(1,:),D12(2,:),D21(1,:),D21(2,:),D22(1,:),D22(2,:),L1(1,:),L1(2,:),L2(
1,:),L2(2,:),imag(ZoutL1(1,:)),imag(ZoutL1(2,:)),imag(YoutL2(1,:)),imag(YoutL2(2,:)), \n');

```

```

fprintf(fid,'dmin,dmax,vswr\n ');
%fprintf(fid,'output variables -->abs(Zout),ang(Zout),abs(gamma),angle(gamma)\n ');
fprintf(fid,'\n NETWORK TYPE IS NEWFF ');
fprintf(fid,'\n TRAINING No of Epoches Min Training Error Av. Testing Error
Training Time Elapsed(Y M D H M Seconds)\n');

%*****ANN PREFERENCES*****

[inplyr_no hiddlyr_neurno,firstlyr_actf,hiddlyr_actf,outlyr_actf,tr_method] =
textread('analizag2h.txt','%d %d %s %s %s %s',2);

% *****network
type*****
for j=1:5
    fprintf(fid,'\n\n%d.TRAINING TYPE IS %s\n',j,tr_method{j});
    fprintf(fid,'%d.TRAINING HIDDEN LAYERS NEURON NOs are %d - %d activation
functions %s - %s\n',j,inplyr_no(j),hiddlyr_neurno(j),firstlyr_actf{j},hiddlyr_actf{j});
    fprintf(fid,'Network Structure :%d - %d - %d -
%d\n',inp_no,inplyr_no(j),hiddlyr_neurno(j),outp_no);
    metod=tr_method{j};
    tilk=1;tson=5;
    if strcmp('trainlm',metod)
        tilk=3;tson=5;
    end
    for t=tilk:tson
        netmlp = newff(minmax(inp),[inplyr_no(j) hiddlyr_neurno(j) outp_no],{ firstlyr_actf{j}
hiddlyr_actf{j} outlyr_actf{j}},tr_method{j});

        % *****weightes
entering*****
        %netmlp.IW{1,1}=zeros(inplyr_no,inp_no);
        %netmlp.LW{2,1}=zeros(hiddlyr_neurno(j),inplyr_no);
        %netmlp.LW{3,2}=zeros(outp_no,hiddlyr_neurno(j));
        %netmlp.LW{4,3}=zeros(1,20)
        %netmlp.b{1}=zeros(2,1);
        %netmlp.b{2}=zeros(20,1);
        %netmlp.b{3}=zeros(20,1);
        %netmlp.b{4}=zeros(1,1);

        % *****simulating network before
taining*****

        y1{t} = sim(netmlp,inp);
        %y1=postmnmx(y1n,mint,maxt);
        E1{t}=des-y1{t};

        % *****training*****
        %TRAINING PARAMETERS FOR THE MLP NETWORK
        netmlp.performFcn= 'mse';
        %netmlp.initParam=0;

```

```

netmlp.trainParam.show = 5;
netmlp.trainParam.epochs = 1000;
if j==6
netmlp.trainParam.epochs = 750;
end
netmlp.trainParam.goal = 1e-10;
netmlp.trainParam.lr = 0.75;
netmlp.trainParam.delt_inc = 10;
netmlp.trainParam.delt_dec = 0.1;
netmlp.trainParam.delta0 = 0.001;
netmlp.trainParam.deltamax = 50;
netmlp.trainParam.max_fail = 5;
netmlp.trainParam.mem_reduc = 2;
netmlp.trainParam.min_grad = 1e-30;
netmlp.trainParam.mu = 0.001;
netmlp.trainParam.mu_dec = 0.1;
netmlp.trainParam.mu_inc = 10;
netmlp.trainParam.mu_max = 1e20;
netmlp.trainParam.time = inf;

t0 = clock;
[netmlp,tr,Y,E]=train(netmlp,inp,des);
timelap{t} = clock-t0;
net{t}=netmlp;
tr_perf{t}=tr;

% *****outputs and
calculations*****
y2{t} = sim(netmlp,inp);
%y2=postmnmx(y2n,mint,maxt);
E2{t}=des-y2{t};
y3{t}=sim(netmlp,test);
%y3=postmnmx(y2n,mintt,maxtt);
E3{t}=abs(testdes-y3{t});
%y4=sim(netmlp,testall);
no_epoch(t)=max(tr.epoch);
tr_err(t)=min(tr.perf);
test_err(t)=mean(mean(E3{t},1));

% *****printing to fi-
le*****
fprintf(fid,' %d %d %e %e %d %d %d %d %d\n',t,no_epoch(t),tr_err(t),abs(test_err(t)),timelap{t});
% ---- store data ----

switch metod
case 'trainbfg'
save ana2hbf11.mat;
case 'traincgb'
save ana2hcg11.mat;
case 'trainscg'

```

```

        save ana2hscg11.mat;
    case 'traincgf'
        save ana2hcgf11.mat;
    case 'traingdx'
        save ana2hgdx11.mat;
    case 'trainbr'
        save ana2hbr11.mat;
    case 'trainbfgc'
        save ana2hbfgc11.mat;
    case 'trainoss'
        save ana2hoss11.mat;
    case 'trainrp'
        save ana2hrp11.mat;
    otherwise
        save ana2hlm11.mat;
end
    for w=1:3
        netmlp = initnw(netmlp,w);
    end
    close all;
    clear netmlp;
    clear tr;
end %end of t
end %end of j
fclose(fid)

```

Ek 6 Eğitilen ÇKA için Sonuçları Test Edip Görüntüleyen MATLAB® Programı (m-file)

test programidir. Analiz amaçlı eğitilmiş ağı sonuclarini hedefler ile %karsilastirir.

```
%function testprog();
clear all;
close all;
pv=29.9792458;
fprintf(' *****NÖRAL SMITH ABAĞI *****\n');

%*****GİRİŞ VEKTÖRÜ DEĞER GİRİ-
Şİ*****

f=input('Calisma Frekansini giriniz?[0.5<....GHz<10]) ');
length_exp=pv/(2*f);
fprintf('Uzunlugu Giriniz?[0<....cm<%2.1f] \n',length_exp);
l1=input('Alt uzunlugu Giriniz? ');
l2=input('Üst uzunlugu Giriniz? ');
Zog=input('Karakteristik Empedansı Giriniz?[50<....Ohm<100]) ');
fprintf('Zs empedans degerinini giri-
niz?[%4.0f<....<%4.0f]+i[%4.0f<....<%4.0f]\n',Zog*0.15,Zog*4,Zog*4,Zog*-4)
Rs=input('Zs empedans degerinini giriniz? (reel Kisim) ');
if Rs<0
    fprintf('Zs empedans degerinini giriniz? (reel Kisim) yanlıs girdiniz\n');
    Rs=input('Zs empedans degerinini giriniz? (reel Kisim) ');
end
Xs=input('Zs empedans degerinini giriniz? (imag Kisim) ');

Zs=(Rs+i*Xs)./Zog;
aralik=40;
if (l2<length_exp)
    leng=linspace(l1,length_exp,aralik);
else
    leng=linspace(l1,length_exp,aralik);
end

%*****YSA GİRİŞ DÜZENLEMESİ*****
w=2*pi*f;
aci=w.*leng/pv
RS=real(Zs)*ones(1,aralik);
XS=imag(Zs)*ones(1,aralik);
inputnet=[aci;RS;XS];

%*****HEDEF DEĞERLERİN HESABI*****

gammaS=(Zs-1)/(Zs+1);
Ys=1/Zs;
```

```

ZOUT=(Zs+i.*tan(aci))./(1+i*Zs.*tan(aci));
gamma=(ZOUT-1)./(ZOUT+1);
vswr=(1+abs(gamma))/(1-abs(gamma))
[L1,D1]=stub11(Zs,1,'ss')
ZoutL1=(Zs+i.*tan(2.*pi.*L1))./(1+i*Zs.*tan(2.*pi.*L1))
[L2,D2]=stub11(Zs,1,'ps')
YoutL2=(Ys+i.*tan(2.*pi.*L2))./(1+i*Ys.*tan(2.*pi.*L2))
[D11,D12]=stub222(Zs,1,1/8,'ss') %for L=lamda/8
[D21,D22]=stub222(Zs,1,1/8,'oo') %for L=lamda/8

if (angle(gammaS)<pi && angle(gammaS)>=0)
    dmax=angle(gammaS)/(4*pi);
    dmin=dmax + 0.25 ;
else if (angle(gammaS)==pi)
    dmin=0;
    dmax=0.25;
else
    dmin=((pi+angle(gammaS))/(4*pi)) ;
    dmax=dmin+0.25;
end
end

%*****YSA1 PARAMETRELERİNİN YÜKLENMESİ*****
load ana2hlm9_ann1.mat;
%*****GİRİŞ MATRİSİNİN NORMALİZASYONU*****

[ri,qi]=size(inputnet);
mindatai = mindata(:,1:3)';
maxdatai = maxdata(:,1:3)';
minseli = -1*ones(size(inputnet)); maxseli =1*ones(size(inputnet)) ;
norm_inputnet = minseli + ( ((inputnet - mindatai*ones(1,qi))./ ((maxdatai-
mindatai)*ones(1,qi)) ).*(maxseli-minseli));
%*****YSA1 ÇIKIŞININ ELDE EDİLMESİ*****%

out11=sim(netmlp,norm_inputnet);

%*****YSA1 ÇIKIŞININ DENORMALİZASYONU*****
[ro,qo]=size(out11);

mindatao = mindata(:,4:22)';
maxdatao = maxdata(:,4:22)';
minselo = -1*ones(size(out11)); maxselo =1*ones(size(out11)) ;
denorm_out = mindatao*ones(1,qo) + ((out11-minselo)./( maxselo-
minselo)).*((maxdatao-mindatao)*ones(1,qo));
out1=denorm_out;

%*****ÇIKIŞ DEĞERLERİN ÇİZDİRİLMESİ*****
%*****ÇİFT YAN-HAT UYDURMA UZUNLUKLARI*****
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*D11(1,:),'ro-',aci,out1(1,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);

```

```

xlabel('\theta(rad/sn);ylabel('Uzunluk [\lambda]);
title('CiFT-YAN HAT UYDURMA (KISA DEVRE - KISA DEVRE DURUMU)
d_{K11}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*D11(2,:),'ro-',aci,out1(2,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel('\theta(rad/sn);ylabel('Uzunluk [\lambda]);
title('CiFT-YAN HAT UYDURMA (KISA DEVRE - KISA DEVRE DURUMU)
d_{K21}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*D12(1,:),'ro-',aci,out1(3,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel('\theta(rad/sn);ylabel('Uzunluk [\lambda]);
title('CiFT-YAN HAT UYDURMA (KISA DEVRE - KISA DEVRE DURUMU)
d_{K12}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*D12(2,:),'ro-',aci,out1(4,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel('\theta(rad/sn);ylabel('Uzunluk [\lambda]);
title('CiFT-YAN HAT UYDURMA (KISA DEVRE - KISA DEVRE DURUMU)
d_{K22}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*D21(1,:),'ro-',aci,out1(5,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel('\theta(rad/sn);ylabel('Uzunluk [\lambda]);
title('CiFT-YAN HAT UYDURMA (ACIK DEVRE - ACIK DEVRE DURUMU)
d_{A11}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*D21(2,:),'ro-',aci,out1(6,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel('\theta(rad/sn);ylabel('Uzunluk [\lambda]);
title('CiFT-YAN HAT UYDURMA (ACIK DEVRE - ACIK DEVRE DURUMU)
d_{A21}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*D22(1,:),'ro-',aci,out1(7,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel('\theta(rad/sn);ylabel('Uzunluk [\lambda]);
title('CiFT-YAN HAT UYDURMA (ACIK DEVRE - ACIK DEVRE DURUMU)
d_{A12}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*D22(2,:),'ro-',aci,out1(8,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel('\theta(rad/sn);ylabel('Uzunluk [\lambda]);
title('CiFT-YAN HAT UYDURMA (ACIK DEVRE - ACIK DEVRE DURUMU)
d_{A22}')
legend('HEDEF','YSA')

%*****TEK YAN-HAT UYDURMA UZUNLUKLARI*****
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*L1(1,:),'ro-',aci,out1(9,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel('\theta(rad/sn);ylabel('Uzunluk [\lambda]);

```

```

title('TEK-YAN HAT UYDURMA (SERi - KISA DEVRE DURUMU) d_{S1}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*L1(2,:),'ro-',aci,out1(10,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel("\theta(rad/sn)");ylabel('Uzunluk [\lambda]');
title('TEK-YAN HAT UYDURMA (SERi - KISA DEVRE DURUMU) d_{S2}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*L2(1,:),'ro-',aci,out1(11,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel("\theta(rad/sn)");ylabel('Uzunluk [\lambda]');
title('TEK-YAN HAT UYDURMA (PARALEL - KISA DEVRE DURUMU)
d_{P1}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*L2(2,:),'ro-',aci,out1(12,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.5]);
xlabel("\theta(rad/sn)");ylabel('Uzunluk [\lambda]');
title('TEK-YAN HAT UYDURMA (PARALEL - KISA DEVRE DURUMU)
d_{P2}')
legend('HEDEF','YSA')
%*****TEK YAN-HAT UYDURMA REAKTANSLARI*****
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*imag(ZoutL1(1,:)),'ro-',aci,out1(13,:),'b*-',
'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) -4 4]);
xlabel("\theta(rad/sn)");ylabel('X_{S1} [\Omega]');
title('TEK-YAN HAT UYDURMA (SERi - KISA DEVRE DURUMU) X_{S1}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*imag(ZoutL1(2,:)),'ro-',aci,out1(14,:),'b*-',
'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) -4 4]);
xlabel("\theta(rad/sn)");ylabel('X_{S2} [\Omega]');
title('TEK-YAN HAT UYDURMA (SERi - KISA DEVRE DURUMU) X_{S2}')
legend('HEDEF','YSA')
%*****TEK YAN-HAT UYDURMA REAKTANSLARI*****
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*imag(YoutL2(1,:)),'ro-',aci,out1(15,:),'b*-',
'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) -4 4]);
xlabel("\theta(rad/sn)");ylabel('B_{P1} [\Omega]');
title('TEK-YAN HAT UYDURMA (PARALEL - KISA DEVRE DURUMU)
B_{P1}')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*imag(YoutL2(2,:)),'ro-',aci,out1(16,:),'b*-',
'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) -4 4]);
xlabel("\theta(rad/sn)");ylabel('B_{P2} [\Omega]');
title('TEK-YAN HAT UYDURMA (PARALEL - KISA DEVRE DURUMU)
b_{P2}')
legend('HEDEF','YSA')
%*****dmin, dmax ve VSWR*****
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*dmin,'ro-',aci,out1(17,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.75]);

```

```

xlabel('\theta(rad/sn));ylabel('d_{min} [\lambda]');title('YÜKTEN MİNİMUM GE-
RİLİMİN POZİSYONUN')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,ones(1,aralik)*dmax,'ro-',aci,out1(18,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 0.75]);
xlabel('\theta(rad/sn));ylabel('d_{max} [\lambda]');title('YÜKTEN MAKSİMUM
GERİLİMİN POZİSYONUN')
legend('HEDEF','YSA')
figure,plot(aci,vswr,'ro-',aci,out1(19,:),'b*-', 'markersize',10);
axis([min(aci) max(aci) 0 9]);
xlabel('\theta(rad/sn));ylabel('VSWR');title('GERİLİM DURAN DALGA ORANI')
legend('HEDEF','YSA')

%*****YSA2 PARAMETRELERİNİN YÜKLENMESİ*****

load ana2hlm15_ann2.mat;
%*****GİRİŞ MATRİSİNİN NORMALİZASYONU*****
[ri,qi]=size(inputnet);
mindatai = mindata(:,1:3)';
maxdatai = maxdata(:,1:3)';
minseli = -1*ones(size(inputnet)); maxseli =1*ones(size(inputnet)) ;
norm_inputnet = minseli + ( ((inputnet - mindatai*ones(1,qi))./( (maxdatai-
mindatai)*ones(1,qi) ).*(maxseli-minseli)));
%*****YSA2 ÇIKIŞININ ELDE EDİLMESİ*****%
out21=sim(netmlp,norm_inputnet)
%*****YSA2 ÇIKIŞININ DENORMALİZASYONU*****
[ro,qo]=size(out21);
mindatao = mindata(:,15:18)';
maxdatao = maxdata(:,15:18)';
minselo = -1*ones(size(out21)); maxselo =1*ones(size(out21)) ;
denorm_out = mindatao*ones(1,qo) + ((out21-minselo)./( maxselo-
minselo)).*((maxdatao-mindatao)*ones(1,qo));
out2=denorm_out;
%*****HEDEF DEĞERLERİN HESABI*****
gammaIn=gammaS.*exp(-2.*i.*aci);
ZOUT=(Zs+i.*tan(aci))./(1+i*Zs.*tan(aci));
gamma=(ZOUT-1)./(ZOUT+1);
% gamma_ann=out2(1,:).*exp(i.*out2(2,:));
%Zout_ann=(1+gamma_ann)./(1-gamma_ann)
%vswr=(1+abs(gamma))./(1-abs(gamma))
%***** YANSIMA KATSAYISI VE ÇIKIŞ EMPEDANSI ÇİZİLME-
Sİ*****
figure,plot(aci,abs(gamma),'ro-',aci,out2(3,:),'b*-', 'markersize',10);
xlabel('\theta(rad/sn));ylabel('\Gamma_{O}'); legend('HEDEF','YSA');
title('YANSIMA KATSAYISI GENLİĞİ')
axis([min(aci) max(aci) 0 1]);
figure,plot(aci,angle(gamma),'ro-',aci,out2(4,:),'b*-', 'markersize',10);
xlabel('\theta(rad/sn));ylabel('<\phi_{O} [rad]'); legend('HEDEF','YSA')
title('YANSIMA KATSAYISI AÇISI')
figure,plot(aci,real(ZOUT),'ro-',aci,out2(1,:),'b*-', 'markersize',10);
xlabel('\theta(rad/sn));ylabel('R_{O} [\Omega]'); legend('HEDEF','YSA');

```

```

title('ÇIKIŞ EMPEDANSI REEL KISIM')
figure,plot(aci,imag(ZOUT),'ro-',aci,out2(2,:), 'b*-', 'markersize',10);
xlabel('\theta(rad/sn)');ylabel('X_{O} [\Omega]'); legend('HEDEF','YSA');
title('ÇIKIŞ EMPEDANSI SANAL KISIM')

```

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	24.06.1973	
Doğum yeri	Yenipazar	
Ortaokul	1985–1989	Isparta Anadolu Lisesi
Lise	1989–1992	İzmir Özel Yamanlar Fen Lisesi
Lisans	1992–1996	İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	1996–1999	Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı
Doktora	2001–2007	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enst. Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı, Haberleşme Programı
Çalıştığı Kurum	1996–1999	Süleyman Demirel Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Araştırma Görevlisi
	1999-Devam ediyor	Süleyman Demirel Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü Öğretim Görevlisi