

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

**MİKRODALGA FİLTRELERİN OPTİMİZASYONU İÇİN  
BULANIK MANTIK MODELLERİ VE GENİŞ BANTLI YAN  
HATLI FİLTRE UYGULAMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**RAMAZAN SARAÇ**

**DENİZLİ, ARALIK - 2021**

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



**MİKRODALGA FİLTRELERİN OPTİMİZASYONU İÇİN  
BULANIK MANTIK MODELLERİ VE GENİŞ BANTLI YAN  
HATLI FİLTRE UYGULAMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**RAMAZAN SARAÇ**

**DENİZLİ, ARALIK - 2021**

**Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.**

**RAMAZAN SARAÇ**

## ÖZET

**MİKRODALGA FİLTRELERİN OPTİMİZASYONU İÇİN BULANIK  
MANTIK MODELLERİ VE GENİŞ BANTLI YAN HATLI FİLTRE  
UYGULAMASI  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
RAMAZAN SARAÇ  
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
(TEZ DANIŞMANI: DR. ÖĞR. ÜYESİ AHMET ÖZEK)**

**DENİZLİ, ARALIK - 2021**

Bu tez çalışmasında, mikrodalga haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere açık devre sonlandırılmalı  $\lambda/4$  rezonatörler kullanılarak yan hatlı geniş-bant mikroşerit filtreler tasarlanmıştır. Filtre geometrisinin fiziksel boyutları birer değişken/parametre olarak kullanılarak frekans cevabı iyileştirilmek suretiyle filtre optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Bu amaç doğrultusunda teorik bulanık modeller geliştirilmiş, nihai yapıların simülasyonlarından elde edilen sonuçlarla optimizasyon sonuçları karşılaştırılarak uygulanan çıkarımsal bulanık mantık modellerinin geçerliliği gösterilmiştir. Simülasyon çalışmaları bir tam-dalga ElektroManyetik (EM) benzetim programı olan SONNET ile gerçekleştirilmiştir. Benzetimden elde edilen veriler ile oluşturulan bulanık mantık modelleri NeuroSolutions ve tez çalışanlarının da dahil olduğu MAG (Mikrodalga Araştırma Grubu) tarafından geliştirilen "CADMFILT paket programlarında ayrı ayrı çalıştırılarak elde edilen bulanık model sonuçları karşılaştırılmış ve modellerin doğruluğu ispatlanmıştır. Ayrıca bu tez çalışması kapsamında ele alınan optimizasyon işlemlerinin yanı sıra kısa devre sonlandırılmalı  $\lambda/4$  rezonatörler kullanılarak yan hatlı geniş-bant mikroşerit filtreler tasarımı ve sentez amacıyla da arzu edilen filtre frekans cevabını elde etmek üzere gerekli geometrik parametrelerin belirlenmesi çalışmalarına da bir zemin hazırlanmış ve gelecek planlaması dahilinde ön çalışmalar yapılmıştır.

**ANAHTAR KELİMELELER:** Bulanık Mantık, Geniş-Bant, Mikrodalga Filtre, Mikroşerit Hatlar, Optimizasyon

## ABSTRACT

### FUZZY LOGIC MODELS FOR THE OPTIMIZATION OF MICROWAVE FILTERS AND WIDE BAND STUBED FILTER APPLICATION

MSC THESIS

RAMAZAN SARAÇ

PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE  
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING  
(SUPERVISOR: DR. ÖĞR. ÜYESİ AHMET ÖZEK )

DENİZLİ, DECEMBER 2021

In this thesis, open circuit terminated wide band microstrip filters with stubs using  $\lambda/4$  resonators are designed for use in microwave communication systems. Filter optimization was carried out by improving the frequency response by using the physical dimensions of the filter geometry as a variable/parameter. For this purpose, theoretical fuzzy models were developed and the validity of the applied inferential fuzzy logic models was demonstrated by comparing the results obtained from the simulations of the final structures with the optimization results. Simulation studies were carried out with **SONNET**, a full-wave **ElectroMagnetic (EM)** simulation program. The fuzzy logic models created with the data obtained from the simulation were run separately in the **NeuroSolutions** and **CADMFILT** package program developed by **MAG (Microwave Research Group)**, including the thesis staff, and the fuzzy model results obtained were compared and the accuracy of the models was proven. In addition to the optimization processes discussed in this thesis, a basis has been prepared for the design of wide band microstrip filters with stubs using  $\lambda/4$  resonators with short circuit termination, and for the determination of the necessary geometric parameters for synthesis purposes in order to obtain the desired filter frequency response and preliminary studies were carried out within the scope of the planning.

**KEYWORDS:** Fuzzy Logic, Wide-band, Microwave Filter, Microstrip Lines, Optimization

# İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT .....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
TABLO LİSTESİ.....	vi
SEMBOL LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ .....	viii
ÖNSÖZ.....	ix
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
1.1    Literatür Taraması .....	5
1.1    Tezin Amacı .....	18
<b>2. İLETİM HATLARI VE MİKRODALGA DEVRE ANALİZİ.....</b>	<b>19</b>
2.1    Temel İletim Hattı Modeli .....	20
2.2    Kayıpsız Sonlandırmalı İletim Hatları .....	21
2.3    Mikrodalga Devre Parametreleri .....	23
2.3.1    İki-Girişli Devreler İçin Saçılma Parametreleri .....	23
2.3.1    [Z] ve [Y] Matrisleri.....	26
2.3.2    ABCD Parametreleri .....	29
<b>3. OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ VE İLETİM HATLARININ MODELLENMESİ.....</b>	<b>35</b>
3.1    Bulanık Mantık İle İlgili Genel Kavramlar .....	37
3.2    Bulanık Modelleme.....	46
<b>4. KUPLAJLI REZONATÖRLER İLE YAN HATLI FİLTRE TASARIMI.....</b>	<b>50</b>
4.1    Kuroda Özdeşlikleri ve İnvörtörler .....	50
4.2    Kuplajlı Rezonatör Kullanan Filtreler .....	52
<b>5. YAN HATLI FİLTRELERİN OPTİMİZASYONU .....</b>	<b>57</b>
5.1    Yan Hatlı Filtre Tasarımı .....	57
5.2    Filtre Optimizasyonu İçin Bulanık Mantık Modelleme .....	60
5.2.1    SFC'ye Dayalı Bulanık Model Tanımlama .....	61
5.2.2    Filtre Optimizasyonu İçin Önerilen Bulanık Modeller .....	63
5.2.3    Önerilen Bulanık Modeller İçin Sonuçlar.....	64
<b>6. SONUÇ VE ÖNERİLER .....</b>	<b>66</b>
<b>7. KAYNAKLAR .....</b>	<b>67</b>
<b>8. EKLER .....</b>	<b>69</b>
<b>9. ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>73</b>

## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

Şekil 1.1: Korumalı mikroşerit iletim hattının kesiti. (Hinojosa ve Doménech-Asensi 2007).....	8
Şekil 1.2: Hafif bir şekilde ayarsızlaşmış filtre için FL kullanılarak çıkarılan ve deneysel olarak elde edilen performans arasındaki karşılaştırma (Miraftab ve Mansour 2002).....	11
Şekil 1.3: Yüksek oranda ayarsızlaşmış filtre için FL kullanılarak ve deneysel olarak elde edilen performans arasındaki karşılaştırma (a) $S_{21}$ . (b) $S_{11}$ . (Miraftab ve Mansour 2002).....	11
Şekil 1.4: Sekiz kutuplu filtrenin deneysel ve çıkarılmış performansı ile hafifçe ayarsızlaşmış filtre için dokuz girişli FL kullanılarak karşılaştırılması. (a) $S_{21}$ . (b) $S_{11}$ (Miraftab ve Mansour 2002) .....	12
Şekil 1.5: $BW = \% 0,6$ için sentezden ve bulanık mantık sisteminden elde edilen performanslar arasındaki karşılaştırma (Miraftab ve Mansour 2003) .....	15
Şekil 1.6: İlk ayarsız yanıt karşılık ideal cevap: a) $S_{11}$ b) $S_{21}$ (Miraftab ve Mansour 2005).....	17
Şekil 1.7: FLS ayar algoritması kullanıldıktan sonraki nihai cevap ile ideal cevap.a) büyüklük ( $S_{11}$ ). b) faz ( $S_{11}$ ). c) büyüklük ( $S_{21}$ ). d) faz ( $S_{21}$ ) (Miraftab ve Mansour 2005) .....	17
Şekil 2.1: Kısa boy $\Delta z$ bir iletim hattı için toplu-eleman eşdeğer devresi.....	21
Şekil 2.2: $Z_L$ keyfi yük yük empedansı ile sonlanmış kayıpsız iletim hattı modeli .....	22
Şekil 2.3: Kısa ve açık devrelerde sonlandırılmış bir iletim hattı. a) Kısa devre hattı (b) Açık devre hat.....	23
Şekil 2.4: Uçlarında normalleştirilmiş edilmiş ileri ve geri dalgalı iki-uçlu bir devre .....	24
Şekil 2.5: Kaynak ve yük empedansları bağlanmış iki-uçlu bir devre .....	25
Şekil 2.6: İki uç bağlantı noktası için eşdeğer $T$ -Devresi. (a) Kol empedansları kullanılarak. (b) $Z$ -Matrisi empedans parametreleri kullanarak. ....	28
Şekil 2.7: İki uç bağlantı noktası için eşdeğer $\pi$ -Devre. (a) Kol empedansları kullanılarak. (b) $Y$ -Matrisi empedans parametreleri kullanarak. ....	28
Şekil 2.8: Sonlandırılmalı devrenin iki uç bağlantı noktası için giriş parametrelerinin tanımlanması (a) Giriş empedansı. (b) Giriş admitansı. ....	28
Şekil 2.9: ABCD matrisi ile tanımlanan iki-uçlu devre.....	30
Şekil 2.10: $n$ adet iki-uçlu devrenin genel çağlayan bağlantısı .....	30
Şekil 2.11: Yük ile sonlandırılmış iki-uçlu bir devre.....	31
Şekil 2.12: ABCD matrisi ile tanımlanan iki devre elemanı. (a) Seri devre elemanı. (b) Paralel devre elemanı. ....	31
Şekil 3.1: Üyelik fonksiyonları a) Üçgen. b) Yamuk. c) Normal dağılım. d) Çan şekilli. ....	39
Şekil 3.2: Bulanık model sistemi genel gösterimi. ....	40
Şekil 3.3: Mamdani tip bulanık modeli çıkarım mekanizması.....	43

Şekil 3.4: Sugeno tip bulanık modeli çıkarım mekanizması.....	44
Şekil 3.5: ANFIS mimarisi.....	46
Şekil 3.6: Bilinmeyen sistemi temsil eden “Kara kutu” modeli.....	47
Şekil 4.1: Tablo 4.1’deki Kuroda özdeşliğini gösteren eşdeğer devreler.....	51
Şekil 4.2: Empedans ve admitans invertörler. (a) Empedans ve admitans invertörlerin işleyişi. (b) Çeyrek dalga dönüştürücü olarak gerçekleştirme. (c) İletim hatları ve reaktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirme. (d) Kapasitör devreleri kullanılarak gerçekleştirme.....	52
Şekil 4.3: Paralel iletim hatlı rezonatörler (merkez frekansında $\theta = \pi/2$ ’dir) kullanan band durduran ve band geçiren filtreler. (a) Band durduran filtre. (b) Band geçiren filtre.....	53
Şekil 4.4: Şekil 4.3’deki band geçiren filtre için eşdeğer devre. (a) Açık devre saplamaların $\pi/2$ ’ye yakın $\theta$ için eşdeğer devresi. (b) Rezonatörler ve admitans invertörler kullanan eşdeğer filtre devresi. (c) Eşdeğer toplu elemanlı band durduran filtre.....	54
Şekil 5.1: Bulanık mantık ile optimize edilecek filtrenin ilk tasarım düzeni....	57
Şekil 5.2: Bulanık mantık ile optimize edilecek filtrenin 3-boyutlu geometrisi.....	58
Şekil 5.3: Bulanık mantık ile optimize edilecek filtrenin bazı karakteristikleri ( $f_{RL1}$ , $f_{RL2}$ , $f_{RL3}$ , $f_{RL4}$ , $f_{z1}$ , $f_{z2}$ , $f_0$ , $f_{3dB1}$ , $f_{3dB2}$ ).....	59
Şekil 5.4: Optimizasyon için önerilen bulanık model genel yapısı.....	60
Şekil 5.5: Optimizasyon için önerilen SFC’ye dayalı bulanık modellerin yapısı.....	64



## TABLO LİSTESİ

### Sayfa

Tablo 1.1: Korumalı mikroşerit hattı için ilgi bölgesi (Hinojosa ve Doménech-Asensi 2007) .....	9
Tablo 1.2: FM ile ilgili olarak CM ve SM-MANFIS üzerindeki bağıl hatalar (Hinojosa ve Doménech-Asensi 2007).....	9
Tablo 1.3: Filtre sentezi kullanılarak çıkarılan fiziksel boyutlar (Miraftab ve Mansour 2003) .....	14
Tablo 1.4: Optimize edilmiş bulanık mantık sistemi kullanılarak elde edilen fiziksel boyutlar (Miraftab ve Mansour 2003).....	14
Tablo 2.1: Bazı faydalı iki uçlu devre elemanları ve $ABCD$ matrisleri .....	32
Tablo 2.2: Bazı faydalı yanhat-yük iletim hatları ve bunların $ABCD$ matrisleri .....	33
Tablo 2.3: Keyfi sonlandırılmış empedanslı iki uçlu devre parametreleri arasındaki dönüşüm.....	34
Tablo 4.1: Dört Kuroda özdeşliği ( $n^2 = 1 + Z_2/Z_1$ ) .....	50
Tablo 5.1: Uyarlamalı simülasyonlar için boyut parametreleri değişim aralıkları .....	59

## SEMBOL LİSTESİ

$\lambda$	:	Dalga boyu
$f$	:	Frekans
$\epsilon_{reff}$	:	Etkin geçirgenlik
$Z_0$	:	Karakteristik empedans
$Z_L$	:	Yük empedansı
$h$	:	Taban malzemesi yüksekliği
$w$	:	Hat genişliği
$S_{11}$	:	Geri dönüş kaybı (yansımaya katsayısı)
$S_{21}$	:	Araya girme kaybı (iletim katsayısı)
$BW$	:	Band genişliği
$\sigma$	:	Gauss fonksiyonu standart sapması
$G$	:	İletkenlik
$\alpha$	:	Zayıflama sabiti
$\beta$	:	Faz sabiti
$\gamma$	:	Yayıma sabiti
$\Gamma_V$	:	Gerilim yansımaya katsayısı
$\Gamma_I$	:	Akım yansımaya katsayısı
$Z_{in}$	:	Giriş empedansı
$S$	:	Saçılma matrisi
$P_{avail}$	:	Üretilmiş mevcut güç
$L_A$	:	Araya girme kaybı (dB cinsinden)
$Z$	:	Empedans matrisi
$Y$	:	Admitans matrisi
$Y_{in}$	:	Giriş admitansı
$\omega_c$	:	Kesim frekansı
$\omega_0$	:	Merkez frekans
$\theta$	:	Elektriksel uzunluk
$L$	:	Endüktans
$C$	:	Kapasite
$\Delta$	:	Oransal band genişliği
$w_1$	:	Kenardaki yan hatta ait genişlik (mm)
$w_2$	:	Ortadaki yan hatta ait genişlik (mm)
$l$	:	Ana hattın yarısını temsil eden hat uzunluğu (mm)
$l_s$	:	Yan hatlara ait uzunluk (mm)
$f_0$	:	Orta band frekansı

## KISALTMA LİSTESİ

<b>ANFIS</b>	:	Uyarlamalı ağ tabanlı bulanık çıkarım sistemi (Adaptive Neural Fuzzy Inference System)
<b>BDT</b>	:	Bilgisayar Destekli Tasarım
<b>BP</b>	:	Geriye Yayılım (Backpropagation)
<b>CM</b>	:	Kaba model (Coarse Model)
<b>CPU</b>	:	Merkezi İşlem birimi (Central Processing Unit)
<b>CPW</b>	:	Eş düzlemsel dalga kılavuzu (Coplanar Wave Guide)
<b>EM</b>	:	ElektroManyetik
<b>FL</b>	:	Bulanık mantık (Fuzzy Logic)
<b>FIS</b>	:	Bulanık çıkarım sistemi (Fuzzy Inference System)
<b>FLS</b>	:	Bulanık mantık sistemi (Fuzzy Logic System)
<b>FM</b>	:	İnce model (Fine Model)
<b>GD</b>	:	En Dik İniş (Gradient Descent)
<b>IC</b>	:	Tümleşik devre (Integrated Circuit)
<b>KF</b>	:	Kalman filtresi (Kalman Filter)
<b>LM</b>	:	Levenberg Marquardt
<b>LSE</b>	:	En Küçük Kareler Tahmini (Least Squares Estimation )
<b>MANFIS</b>	:	Çoklu Uyarlanabilir Sinirsel Bulanık Çıkarım Sistemi (Multi Adaptive Neural Fuzzy Inference System)
<b>MSL</b>	:	Mikroşerit hat (Microstrip Line)
<b>PUL</b>	:	Birim başına uzunluk (Per Unit Length)
<b>RF</b>	:	Radyo Frekans
<b>RMSE</b>	:	Ortalama karekök hatası (Root Mean Square Error)
<b>SDA</b>	:	Spektral alan yaklaşımı (Spectral Domain Approach)
<b>SL</b>	:	Yarık hat (Slot Line)
<b>SM</b>	:	Uzay Haritalama (Space Mapping)
<b>UGB</b>	:	Ultra-Geniş-Bant
<b>VNA</b>	:	Vektör Ağ Analizörü (Vector Network Analyser)
<b>YSA</b>	:	Yapay Sinir Ağı
<b>µGA</b>	:	Mikro Genetik Algoritma

## ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının her aşamasında bana yardımcı olan, yol gösteren ve destek olan tez danışmanı hocam Sayın Dr. Öğr. Üyesi Ahmet ÖZEK'e teşekkürlerimi sunarım.

Her konuda desteklerini esirgemeyen kıymetli hocam Sayın Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ'a teşekkürü bir borç bilirim.

Yüksek lisans öğrenimim dâhil olmak üzere hayatımın her döneminde bana sağladıkları maddi ve manevi her türlü olanaklardan dolayı babam, annem, kardeşlerim, eşim ve çocuklarıma şükranlarımı sunarım.

## 1. GİRİŞ

Elektromanyetik spektrum için talebin artması zengin özelliklere sahip ve daha hızlı çıktıları olan kablosuz uygulamaların ortaya çıkmasıyla sonuçlanmıştır. Bu yüzden mevcut spektrumdan daha iyi yararlanmak için dinamik yeniden yapılandırılabilir veya çok fonksiyonlu sistemlerin geliştirilmesi gerekmiştir. Kablosuz cihazlarının kullanıcıya sundukları hizmetlerin daha iyi ayarlanması için diğer çeşitli cihazlar ile birtakım bandlar üzerinde haberleşmesi beklenmektedir. Geniş bant teknolojisini ticarileştirme yarışı dünya çapında dramatik bir artış görmüştür. Mikroşerit teknolojisi ile elde edilecek nihai filtrelerin kompakt yapısı, düşük üretim maliyeti ve aktif devre elemanları ile kolayca türleştirilebilmeleri gibi avantajları nedeniyle tasarımları yürütmek için mikroşerit teknolojisi kullanılması önemlidir.

Radyo Frekans (RF) ve Mikrodalga uygulamalarının çalıştığı belirli bir frekans Aralığı (300 MHz – 300 GHz) vardır. Bu frekans aralıklarında ise her özel uygulamanın çalışabildiği dar veya geniş bandlar bulunmaktadır. Uydu ve Mobil Modern kablosuz haberleşme uygulamalarının ilerlemesi nedeniyle sınırlı frekans spektrumu ilave edilen sistemleri barındırmak zorundadır ve bu yüzden giderek sıkışık hale gelmektedir. Dolayısıyla RF sinyali atanan spektrum aralıkları ile sınırlı olmalıdır. Bu yüzden, elektronik destekli alıcı/verici sistemlerinde kullanılan filtre yapılarının ayarlanabilir devre özelliklerine sahip olması gereklidir. Bu da, yüksek seçicilik özelliğine sahip ayarlanabilir filtrelerin gelişmesine yol açmıştır. Sinyalleri kısıtlamak için önemli bir bileşen olarak, yüksek performans, düşük maliyet, kompakt boyut ve hafiflik gibi sıkı gereksinimleri olan filtrelere ihtiyaç vardır. Teknolojik gelişimle beraber kullanım alanına bağlı olarak yüksek kaliteli RF filtrelerin minyatür boyutlarda tasarımı çok ayrı bir araştırma konusudur. Genellikle, filtreler frekans bölgesinde arzu edilen sinyalleri geçiren ve diğer frekansların istenmeyen sinyallerini zayıflatan bir frekans band sınırlama işlemi gerçekleştirir.

Mikrodalga kavramı, 300 MHz ve 300 GHz frekans aralığında değişen alternatif akım sinyalleri anlamına gelir ve bu aralıktaki dalga boyu,  $\lambda = c / f$  denkleminde hareketle 1mm ve 1m arasında değişir. Mikrodalga devre problemlerini çözerken, yüksek frekans ve küçük dalga boyuna sahip oldukları için standart devre teorisi doğrudan kullanılamaz. Bir başka deyişle, mikrodalga frekanslarında devre teorisine ait toplu devre elemanı yaklaşımları geçerli değildir. Öyle ki, fiziksel boyutlarına bağlı olarak mikrodalga devre elemanları gerilim ve akımın fazının önemli derecede değişimine imkân verirler. Bu nedenle, geleneksel devre teorisi, elektromanyetik alan teorisi için bir yaklaşım veya özel bir çözümleme sahasıdır. Alan analizi ile devre teorisi arasındaki köprü görevini iletim hattı teorisi (Transmission Line Theory) sağlar. İletim hattı teorisi ile devre teorisi arasındaki en önemli fark ise elektriksel boyuttur. Çünkü devre analizi öngörüsüne göre, bir devrenin fiziksel boyutu elektriksel uzunluk olarak dalga boyundan küçükken, iletim hatları boyut olarak dalga boyunun bir veya birkaç katı oranında olabilir (Pozar, 2014). Mikrodalga devre elemanları arasında filtrelerin önemi her geçen gün biraz daha artmaktadır. RF/mikrodalga uygulamalarında, farklı frekansları birleştirmek veya ayırmak amacıyla kullanılan mikrodalga filtrelere oldukça ihtiyaç duyulmaktadır. RF/mikrodalga filtreler, toplu veya dağılmış devre elemanları kullanılarak tasarlanabilir. Bilindiği gibi, toplu devre elemanları alçak frekans devrelerindeki bütün empedans elemanlarını, dağılmış devre elemanları ise yüksek frekanslardaki empedans elemanlarını tasvir etmektedir. Dağılmış devre elemanları iletkenlerin her noktasına dağılmış durumda buldukları için, her yerde aynı etkiyi gösterirler.

Dağılmış devre elemanları ile tasarlanabilen filtrelere örnek olarak, çeşitli iletim yapıları, koaksiyel hatlar, dalga kılavuzları ve mikroşerit iletim hatları kullanılarak tasarlanmış filtreler gösterilebilir. Bunlardan mikroşerit devre elemanları, hafiflik, küçük boyut ve az maliyetli olması açısından mikrodalga filtre tasarımında önemli bir yere sahiptir. Yavaş dalga filtreler, açık halka veya basamak empedans rezonatörlü filtreler, çok katmanlı filtreler mikroşerit devre elemanlarıyla üretilen filtrelere örnek gösterilebilir. Ayrıca, mikrodalga filtre tasarımında rezonatörün yapılandırılması da minyatürizasyon açısından oldukça önemlidir. Literatürde, filtre minyatürizasyonunu sağlamak için kullanılan çeşitli yöntemler mevcuttur. Kare halka rezonatör, yan hat, kıvrımlı rezonatör kullanımı gibi yöntemler minyatürizasyon için çoğunlukla

kullanılan yöntemlerdir.

Bunların yanında, rezonatörde bir pertürbasyon etkisi yaratılarak oluşturulan çift modlu mikroşerit band geçiren filtreler yüksek kalite faktörü, keskin geçme bandına sahip olmaları nedeniyle literatürde önemli bir yere sahiptir. Mikrodalga filtreleri teorik olarak analiz ederken, iletim hattı teorisi ve devre teorisi yoğunlukla kullanılmaktadır. Literatürdeki çalışmalarda, bir mikrodalga filtrenin frekans cevabını elde ederken rasyonel fonksiyonlar, kuplaj matrisi sentezi, çift-tek mod empedans analizi gibi çeşitli teorik analiz yöntemleri kullanılmıştır. Rasyonel fonksiyona göre analiz yaparken, filtrenin frekans cevabının eliptik, lineer veya Chebyshev karakteristiklerinden arzu edilen seçilir ve buna göre gereken rasyonel fonksiyon yardımıyla frekans cevabı teorik olarak ortaya koyulabilir. Kuplaj matrisi çıkarılırken, devrenin kuplaj şeması çıkarılır, araya girme kaybı (veya geri dönüş kaybı) ve iletim sıfırları frekansları belirlenerek kuplaj matrisi çıkarılır. Çift-tek mod empedans analizi yapılırken, filtrenin eşdeğer devre modeli belirlenir ve sonra uygulanan girişe göre tek ve çift mod empedans formülleri verilen giriş empedans ve admittans formülleri yardımıyla bulunarak elde edilen çift-tek mod empedans formüllerinden filtreye ait frekans cevabı elde edilir. Eşdeğer devre modeli belirlenirken, mikrodalga frekanslarında küçük parçaların indüktif, iki iletim hattı arasındaki boşluğun ise kapasitif özellikli olması gibi bazı teorilerden faydalanılır.

Daha genel olarak, filtreler toplu elemanlar (indüktör, kapasitör ve direnç) veya dağıtılmış elemanlar (mikroşerit, dalga kılavuzu veya diğer herhangi bir iletim hattı ortamı) gibi dalgaboyu gereksinimine uyan iki farklı tipteki elemanlar ile gerçekleştirilebilir. Toplu elemanları yeterli doğrulukta özellikle mikrodalga frekanslarında gerçekleştirmek bunların doğal parazit etkileri nedeniyle son derece zordur. Düzlemsel dağıtılmış filtreler bir tümleşik devrede (IC) tümleştirilebilir fakat dağıtılmış filtrenin boyutu doğrudan doğruya filtrenin işletim dalga boyu ile orantılıdır, bu yaklaşım işletim frekanslarının filtrelerin tümleşik bir devre içinde yerleşimini uygun kıldığı durumlardaki sınırlı türdeki filtrelere uygulanabilir. Bir de, dağıtılmış bir rezonatörün yüksüz kalite faktörü doğrudan doğruya fiziksel boyutuyla orantılıdır. Bu nedenle, dağıtılmış IC filtreler tüm sistem performansını etkileyen ciddi kayıplara uğrarlar. Yukarıdaki nedenden dolayı, mikro şerit gibi düzlemsel şerit hat

teknolojisi dağıtılmış filtreler için son derece popüler hale gelmiştir. Dalga kılavuzu bileşenleri düzlemsel iletim hattına göre daha yüksek güç işleyebilmesine ve düşük kayıplı olmalarına rağmen, toplu boyutu ve ağır kütlesi nedeniyle hareketlilik gerektiren haberleşme sistemlerinde ilk seçenek değildir. Üstelik dalga kılavuzu bileşenlerinin üretim süreçleri şerit iletim hatları bileşenlerinin üretim süreçlerinden daha pahalıdır.

Çoğu mikrodalga filtreler dağıtılmış bileşenlerle inşa edilmesine ve geleneksel elektromanyetik teorisine göre karakterize olmasına rağmen, önerilen teori kullanılarak filtre yapılarının pratikteki analizi çok karmaşıktır. Teorinin elektromanyetik dalgaların yayılımının matematiksel olarak formülasyonu olması nedeniyle sıkıcı bir görevlerdir ve bu analiz elektrik ve manyetik alanların birbiriyle olan ilişkisi yanı sıra iki alan arasındaki zamana bağımlı etkiler ile ilgilidir. Sonuç olarak, toplu elemanlar istenilen filtrelerin davranışlarının modellenmesi ve sergilenmesi için seçilebilir.

Son yıllarda, modern kablosuz haberleşme sistemlerindeki gelişmeler çoklu frekans bandı ve çok fonksiyonlu işlem için baskı uygulamaktadır. Bu eğilim, yeniden yapılandırılabilir ve ayarlanabilir filtrelerin farklı türlerinin geliştirilmesine yol açmıştır. Ancak, elde edilebilir bant sayısı, band genişliği veya merkez frekansı ayarlama oranı, geçiş bandı değişimlerine göre seçicilik ve sabit filtreler ile ilgili konuların yanı sıra doğrusallık gibi kısıtlamalar nedeniyle yeniden yapılandırılabilir veya çok bandlı filtreler hala yoğun araştırma konusudur. Tipik bir filtre bankası her biri bir band için yönlendirilen bir dizi sabit filtrelerden oluşur ve çok bandlı sistemlere örnek teşkil eder. Bu tipteki bir sistem yerleşimi sadece büyük bir yer kaplamakla kalmaz, aynı zamanda, yüksek kayıplı çoklu anahtarlar gerektirir. Bu dezavantajların üstesinden gelmek için, uygulamaların özelliklerine göre ayarlanabilen veya tekrar yapılandırılabilen yeniden yapılandırılabilir veya ayarlanabilir filtreler alternatif bir çözüm olarak ortaya çıkmaktadır. Bu türdeki filtreler çoklu kablosuz fonksiyonları ortak donanım kullanarak desteklemek ve böylece tüm sistem karmaşıklığını azaltmak ve performans ve işlevselliğini potansiyel olarak arttırmaya yönelik olacaktır.

Yukarda bahsi geçen bütün filtre tasarım ve optimizasyon uygulamaları göz



önüne alındığında, adaptif yöntemler kullanarak filtre karakteristiklerini iyileştirmeye yönelik çalışmalar araştırılmaya muhtaç görünmektedir. Bu tez çalışması ile filtre optimizasyon çalışmalarında adaptif yöntemlerin kullanılmasının yaygınlaştırılması ve filtre tasarımlarında geometrik parametrelerin optimizasyonu konusunda çıkarımsal kümeleme bulanık mantık modelleme yaklaşımının literatüre kazandırılmasıyla bu alanda bir ilkin gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir.

## 1.1 Literatür Taraması

Üretim ve malzeme toleranslarının bir sonucu olarak, filtre ayarı, üretim sonrası önemli bir süreçtir. Geleneksel olarak filtreler, yetenekli teknoloji uzmanları tarafından mekanik olarak el ile ayarlanmıştır. Ayarlama süreci, özellikle sıkı gereksinimlere sahip yüksek mertebeden dar band filtreler için yalnızca zaman alıcı değil, aynı zamanda pahalıdır. Kablosuz baz istasyonları ve uydu uygulamaları için kullanılan hemen hemen tüm filtrelerin post prodüksiyon ayar işlemine tabi tutulması gerektiği bir gerçektir. Örneğin, tipik uydu uygulamalarında, 4 GHz'de çalışan kanal filtreleri, 300 kHz'lik bir tasarım marjı, yani  $< \%0.01$  ile çok sıkı band içi ve band dışı gereksinimlere sahiptir. Böyle bir tasarım marjına, sıcaklık nedeniyle filtre frekansındaki kaymayı karşılamak için ihtiyaç duyulur ve üretim toleranslarından dolayı tasarım kusurları için neredeyse sıfır marj kalır. Kablosuz baz istasyonu filtrelerinin spesifikasyonları, uydu uygulamalarınınkiler kadar katıdır (Cameron ve diğ. 2018).

Ayarlama işleminin karmaşıklığı, kullanılan teknolojiye ve filtre konfigürasyonuna bağlıdır. Örneğin, dar bantlı dielektrik rezonatör filtreleri ve dar bantlı düzlemsel filtreler için ayarlama bir zorunluluktur, çünkü dielektrik rezonatörün dielektrik sabiti veya düzlemsel yapıların alt tabakası partiden partiye değişebilir.  $\epsilon_r = 38$  olan dielektrik rezonatörler için, 4 GHz'de dielektrik sabitinde  $\pm 0,5$ 'lik bir sapma, 25 MHz'e yakın bir frekans kaymasına dönüşür. Bazı uygulamalarda, merkez frekansındaki böyle bir kayma, filtre band genişliğinin kendisini aşar. Filtre topolojileri ve filtre işlevleri de ayarlama sürecinin karmaşıklığına katkıda bulunabilir. Çift modlu eliptik filtreler ve kendi kendini eşitleyen filtrelerin ayarlanması genellikle

Chebyshev yanıtına sahip tek modlu filtreler göre çok daha zordur (Cameron ve diğ. 2018).

Tipik olarak, ayarlama, gerçek zamanlı yinelemeli bir optimizasyon işlemi olarak gerçekleştirilir. Ayarlama için filtreler, teknoloji uzmanının filtre rezonatörlerinin ve rezonatörler arası kuplajlarının rezonans frekansını değıştirmesine izin vermek için ayar vidaları veya diğere ayar elemanları biçimleriyle yapılır. Teknoloji uzmanı, vektör ağı analizöründe (VNA) filtre performansını izler ve filtre, spesifikasyon gereksinimlerini karşılayana kadar ayar vidalarını yinelemeli olarak ayarlar. Birçok teknoloji uzmanı için ayar süreci bir bilimden çok bir sanat olmuştur. Bu nedenle, karmaşık filtre ve çoklayıcı yapılarının mekanik olarak el ile ayarlanması genellikle deneyimli teknoloji uzmanları tarafından yapılır (Cameron ve diğ. 2018).

Ayar, genel filtre üretim maliyetinde önemli bir faktördür. Ayrıca, ayarlamanın proje programları üzerinde önemli bir etkisi vardır. Ayarlama sürecinde teknololara rehberlik edebilecek bilgisayar destekli ayar tekniklerinin mevcudiyeti, ayar süresini azaltmada önemli bir faktör olabilir. Robotların kullanımı, üretim maliyetlerini ve çizelgelemeyi daha da azaltabilen insan operatörleri kullanma ihtiyacını ortadan kaldırma potansiyeline sahiptir (Cameron ve diğ. 2018).

Bilgisayar destekli ayar kavramı yıllardır bilinmesine rağmen, 1990'ların ortalarında kablosuz baz istasyonu filtrelerinin düşük maliyetli ve kısa vadeli teslimat gereksinimleri, bilgisayar destekli filtre ayarlama teknolojisindeki ilerlemelere ve yeniliklere katkıda bulunmuştur. Bu arada, farklı teknikler kullanarak mikrodalga dolgu maddelerinin bilgisayar destekli ayarlanması hakkında birkaç çalışma yapılmıştır. Bu teknikler beş kategoriye ayrılabilir:

- 1) Birleştirilmiş rezonatör filtrelerinin sıralı ayarı
- 2) Devre modeli parametre çıkarımına dayalı bilgisayar destekli ayarlama
- 3) Girdi yansıma katsayısının kutuplarını ve sıfırlarını kullanarak bilgisayar destekli ayarlama
- 4) Zaman alan (Time-Domain) ayarı

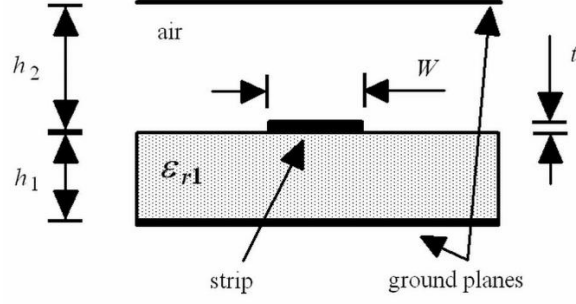
##### 5) Bulanık mantık (FL) ayarı.

Tez çalışması kapsamında, yukarıda bahsedilen tekniklerden bulanık mantık teknikleri ile filtre tasarım, modelleme, ayarlama, optimizasyon gibi konularda yapılmış çalışmalar araştırılarak aşağıda özet olarak verilmiştir.

Hinojosa ve Doménech-Asensi (2007) tarafından yapılan çalışmada, mikrodalga devrelerinin doğru şekilde bilgisayar-destekli-tasarımının (BDT) yapılması için bulanık mantık uygulayan bir yaklaşım sunulmaktadır. Önerilen yöntem, mikrodalga cihazlarının modellenmesi için SM (Space-Mapping) (uzay-haritalama) teknolojisini ve çoklu uyarlanabilir nöro-bulanık çıkarım sistemlerini (MANFIS) birleştirir. MANFIS, SM yaklaşımından elde edilen doğrusal olmayan vektör çok boyutlu haritalama fonksiyonunu tahmin etmek için eğitilmiştir. Mikro-genetik algoritma ile optimizasyon, tekil sistemler için doğrusal olmayan vektör çok boyutlu haritalama fonksiyonunu bulmak için kullanılır. Bu yaklaşım, ilgilenilen bir bölge içindeki korumalı bir mikroşerit hattına uygulanır. Önerilen yöntemle hesaplanan ( $\epsilon_{reff}(f)$ ,  $Z_c(f)$ ) parametre değerleri elektromanyetik simülasyonlardan elde edilenlerle uyum içindedir.

Önerilen yöntem, SM teknolojisinden elde edilen haritalama fonksiyonlarını modellemek için MANFIS kullanır. SM, parametre eşleme yoluyla daha az doğru ve hızlı bir model (kaba model) kullanarak doğru ve pahalı bir doğrusal olmayan modelin (ince model) optimizasyonu için bir çerçeve tanımlar. Haritalama fonksiyonu bulunduğu, haritalanmış parametrelere sahip kaba model (CM: Coarse Model), mikrodalga cihazını, ince modelin (FM: Fine Model) sağladığıyla hemen hemen aynı doğruluk derecesinde hızlı bir şekilde modellemek için kullanılabilir.

Çalışmada sunulan yöntem, uzay haritalama teknolojisini kullanarak cihaz modellemeye odaklanmamıştır. Hibrit modelleme tekniğinin uygulamasını göstermek için, örnek olarak korumalı bir mikroşerit hattı kullanılmıştır. Açıklanan hibrit modelleme yönteminin geçerliliğini göstermek için örnek olarak Şekil 1.1'deki ekranlı bir mikroşerit hattı kullanılmıştır.



**Şekil 1.1:** Korumalı mikroşerit iletim hattının kesiti. (Hinojosa ve Doménech-Asensi 2007).

Tablo 1.1'de gösterilen ilgili bölge içindeki CM ve FM verileri (2400), sırasıyla sunulan analitik ilişkilerden ve spektral alan yaklaşımı (SDA: Spectral Domain Approach)'ndan sağlanmıştır. Bazı parametreler sabitlenmiştir:  $t = 0 \mu\text{m}$  ve  $h = 254 \mu\text{m}$ . dâhil edilen frekansla birlikte toplam giriş parametresi sayısı 4'e eşittir.

CM ve FM'nin çıktıları, etkin geçirgenlik ( $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ ) ve karakteristik empedanstır ( $Z_c(f)$ ). Modelleme tekniği tekil bir sistem sunar. Bu nedenle, doğrusal olmayan çok boyutlu vektör haritalama fonksiyonunu bulmak için optimizasyon yöntemi olarak bir mikrogenetik algoritma ( $\mu\text{GA}$ : Micro Genetic Algorithm) uygulanmıştır.  $\mu\text{GA}$  tarafından kullanılan parametreler birey başına kromozom sayısı için 30, popülasyon büyüklüğü için 5, maksimum nesil sayısı için 100 ve önceden tanımlanmış hata değeri için  $10^{-4}$ 'dür. Çaprazlama ve mutasyon olasılık değerleri sırasıyla 0,5 ve 0,02 olarak sabitlenmiştir. Öte yandan, ilgilenilen bölgenin tamamını (Tablo 1.1) araştıran verilerin yarısı (1200) MANFIS eğitimi için ve diğer yarısı (1200) test için kullanılmıştır. Modelleme tekniğini eğitmek için 3 döngü gerekmiştir.

İstenen çıktılar ( $\epsilon_{\text{reff}}(f)$ ,  $Z_c(f)$ ) için kaba model (CM) ve uzay haritalı nöro-bulanık model (SM-MAMFIS) üzerindeki ortalama ve maksimum bağıl hatalar, beklenenlere göre (FM test verileri, eğitim için kullanılanlardan farklıdır) Tablo 1.2'de gösterilmiştir. Beklendiği gibi, CM büyük hatalar sunmaktadır. Bunlar, yarı statik modeli elde etmek için gerçekleştirilen varsayımlardan ve korumalı mikroşerit hattı için geçerli olmayan dağılım ifadesinden kaynaklanmaktadır. Öte yandan, SM-MANFIS modeli, SDA ile EM simülasyonlarından elde edilenlerle mükemmel bir uyum göstererek, CM'nin sonuçlarını önemli ölçüde iyileştirmektedir. Pentium4 tabanlı bilgisayarda tek bir yapı ve bir frekans noktası için merkezi işlem birimi (CPU)

zamanı, SM-MANFIS modeli için 100 milisaniyeden daha düşükken, SDA'dan EM simülasyonu için 15 saniyeden fazla sürer.

Sonuç olarak bu çalışma, korumalı bir mikroşerit hattını doğru bir şekilde modellemek için çoklu uyarlanabilir nöro-bulanık çıkarım sistemlerinin (MANFIS) ve uzay-haritalama (SM) teknolojisinin kullanıldığı bir yaklaşım sunmaktadır. Çıkarılan uzay haritalı nöro-bulanık model, kaba bir modeli (CM) haritalanmış parametrelerden eğitilmiş MANFIS ile birleştirir. Bu model, parametreleri tam dalga EM simülasyonlarından elde edilenler kadar doğru olarak hesaplama yeteneğine sahiptir.

Diğer tam dalga EM teknikleri ile ilgili olarak hesaplama süresi ihmal edilebilir. Bu nedenle, bu hesaplama hızı, haritalanmış parametrelerden eğitilmiş MANFIS ile CM etkileşimli BDT uygulamaları için uygun hale getirir.

Örnek sadece iletim hattı elektrik parametreleri modellemesini gösterse de, yöntem diğer mikrodalga cihazlarına da uygulanabilir.

**Tablo 1.1:** Korumalı mikroşerit hattı için ilgi bölgesi (Hinojosa ve Doménech-Asensi 2007).

Parametreler	Minimum Değer	Maksimum Değer	Adım
$h_2/h_1$	1	3	1
$W/h_1$	0.8	3	0.1 ve 1
$\epsilon_{r1}$	12	15	1
$f$	1 GHz	40 GHz	1 GHz

**Tablo 1.2:** FM ile ilgili olarak CM ve SM-MANFIS üzerindeki bağıl hatalar (Hinojosa ve Doménech-Asensi 2007).

Model	$\epsilon_{reff}$ (%bağıl hata)		$Z_c$ (%bağıl hata)	
	Ortalama	Maksimum	Ortalama	Maksimum
CM	9.81	46.5	14.45	39.56
SM-MANFIS	0.033	0.31	0.045	0.60

Miraftab ve Mansour (2002) tarafından yapılan çalışmada mikrodalga filtrelerinin ayarlanması için bulanık mantığa dayalı bir algoritma sunmaktadır. Yaklaşım iki filtre göz önünde bulundurularak gösterilmiştir: Dört kutuplu bir Chebyshev filtre ve sekiz kutuplu bir eliptik filtre. Daha sonra her filtre iki örnek gerçekleştirmek için ayarlanmaktadır: Biri hafifçe ayarlanmış ve diğeri yüksek oranda ayarlanmıştır. Her iki durumda da, yaklaşımın, bozulmaya neden olan filtre

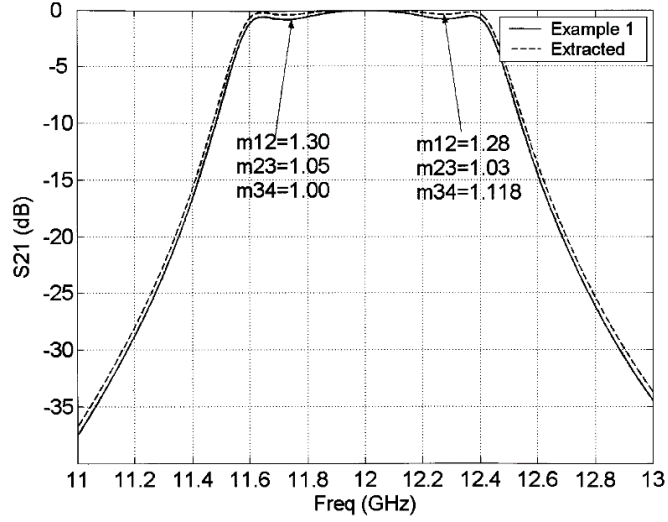
elemanlarının tanımlanmasında çok etkili olduğu kanıtlanmıştır. Bulanık kurallar örneklenmiş verilerden çıkarılmıştır. Yaklaşım, dört-kutuplu Chebyshev ve sekiz-kutuplu eliptik filtreleri, iki farklı hafif ve yüksek ayarlı durum için ayarlamak için başarıyla uygulanmıştır. Her iki durumda da, bozulmaya neden olan kuplaj katsayılarını belirlemek için çok az sayıda ölçülen frekans noktası gerekmiştir.

Filtre performansı, bir kuplaj matrisi  $M$  ile tanımlanmıştır. Çalışmada önerilen bulanık mantık yaklaşımını göstermek için, öncelikle dört kutuplu bir band geçişli Chebyshev filtresinin ayarı düşünülmüştür. Kuplaj matrisi ( $M$ -matrisi),  $M_{12}$ ,  $M_{23}$  ve  $M_{34}$  hariç tüm elemanların sıfır olduğu simetrik bir  $4 \times 4$  matrisidir.

İdeal kuplaj matrisi elde edilerek bu durumda ayarsızlaşmaya neden olan unsurlar tanımlanmıştır. Üyelik fonksiyonlarını veya bulanık kümeleri tayin ederken, 4-5 giriş bulanık kümesi, beş çıkış bulanık kümesi ve üçgen hafıza fonksiyonları kullanmışlardır. Dört kutuplu filtre örneği için, her giriş için, girişin ölçülen değerine ortalanmış üçüncü bulanık küme ile birlikte beş bulanık küme seçilmiştir. Çıkış üyelik fonksiyonları, veri çiftlerinin üretildiği birleştirme elemanı değerlerinde merkezleri olan simetrik üçgen fonksiyonlardır.

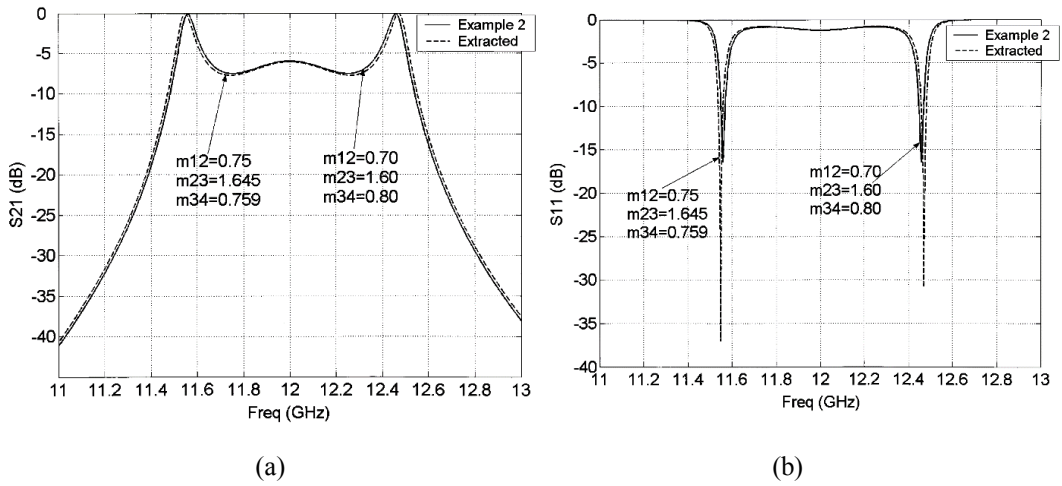
Sekiz kutuplu filtre örneği için, bitişik bulanık kümelerin iki merkezinin ortasında girişin ölçülen değeri olan her giriş için dört bulanık küme seçilmiştir.

Hafifçe ayarsızlaşmış dört kutuplu Chebyshev filtrenin ayarlanması ile ilgili olarak şu sonuçlar elde edilmiştir: Girdiler ve çıktılar için tüm üyelik fonksiyonlarını tanımlayarak, oluşturulan verilerden kuralları ayıklayarak ve durulaştırma formülünü kullanarak, bir miktar ayarsızlaşmış filtrenin birleştirme matrisi elde edilmiştir. FL yaklaşımı 70 kural ve sadece dokuz frekans örnekleme noktası gerektirmiş, yani çıkarma işlemini gerçekleştirmek için dokuz girdi gerekmiştir. Çıkarılan kuplaj matrisi, deneysel filtre tepkisine oldukça yakın bir yanıt sağlar. Bu örnekte, girişler geçiş bandı içinde yedi frekans ve geçiş bandının dışında diğer ikisi olmak üzere farklı frekanslarda  $S_{21}$ 'in büyüklüğü olarak seçilmiştir. Şekil 1.2,  $S_{21}$  ve  $S_{11}$ 'in her ikisi için FL ile çıkarılan performans ile deneysel performans arasındaki bir karşılaştırmayı göstermektedir.



**Şekil 1.2:** Hafif bir şekilde ayarsızlaşmış filtre için FL kullanılarak çıkarılan ve deneysel olarak elde edilen performans arasındaki karşılaştırma (Miraftab ve Mansour 2002).

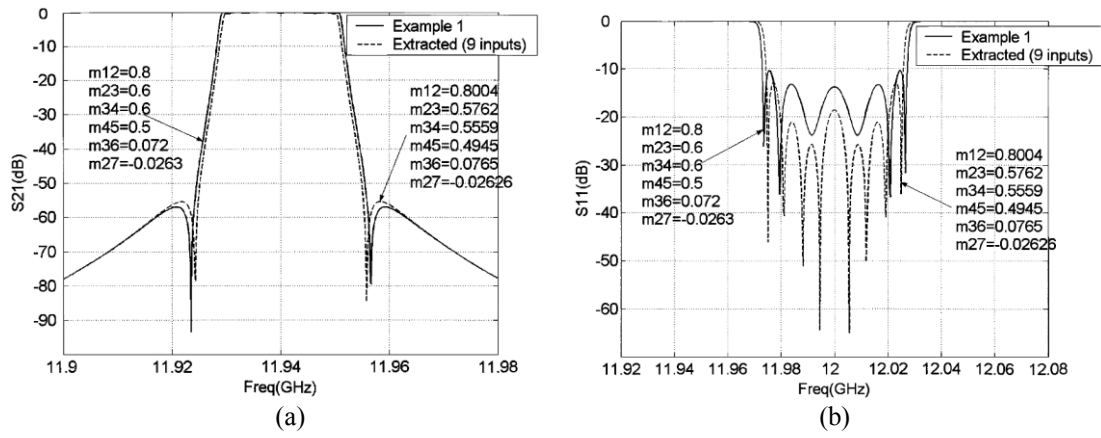
Yüksek oranda ayarsızlaşmış dört kutuplu Chebyshev filtrenin ayarlanması ile ilgili olarak şu sonuçlar elde edilmiştir: Sadece dokuz frekans noktası ve 70 kural kullanılmıştır. Şekil 1.3,  $S_{21}$  ve  $S_{11}$ 'in her ikisi için FL ile çıkarılan performans ile deneysel performans arasındaki bir karşılaştırmayı göstermektedir. İki filtre karakteristiği arasında çok iyi bir eşleşme elde edilmiştir.



**Şekil 1.3:** Yüksek oranda ayarsızlaşmış filtre için FL kullanılarak ve deneysel olarak elde edilen performans arasındaki karşılaştırma (a)  $S_{21}$ . (b)  $S_{11}$ . (Miraftab ve Mansour 2002).

Hafifçe ayarsızlaşmış sekiz-kutuplu eliptik filtrenin ayarlanması ile ilgili olarak şu sonuçlar elde edilmiştir: Şekil 1.4'de, kuplaj matrisi kullanılarak hesaplanan çıkarılmış performansı göstermektedir. Çıkarılan birleştirme matrisi, Şekil 1.4(a)'da

gösterildiği gibi,  $S_{21}$ 'nin deneysel cevap yanıtına yakın bir yanıt verir, fakat Şekil 1.4 (b)'de gösterildiği gibi  $S_{11}$ 'in deneysel yanıtına çok yakın bir cevap vermez.



**Şekil 1.4:** Sekiz kutuplu filtrenin deneysel ve çıkarılmış performansı ile hafifçe ayarsızlaşmış filtre için dokuz girişli FL kullanılarak karşılaştırılması. (a)  $S_{21}$ . (b)  $S_{11}$  (Miraftab ve Mansour 2002).

Miraftab ve Mansour (2003) tarafından yapılan diğer bir çalışmada mikrodalga devre tasarımı için bulanık mantık teknikleri üzerine kurulu bir yaklaşım sunmaktadır. Bulanık Mantık Sistemi (FLS) bir EM simülatöründen oluşturulan veri çiftleri kullanılarak oluşturulmuştur. Konsepti göstermek için 3 kutuplu bir mikroşerit filtre kullanılmıştır. FLS, gerekli filtre yanıtı için filtre fiziksel boyutlarını doğrudan sentezlemek için bir tasarım aracı olarak kullanılmıştır. Önerilen yaklaşımın geçerliliğini göstermek için farklı band genişliğine sahip üç filtre için teorik sonuçlar sunulmuştur. Bulanık mantık sistemi Sugeno tipi kurallara ve sistemin performansını verimli bir şekilde yalnızca birkaç kuralla modelleyebilen çıkarılabilir kümelemeye dayanır. Veri çiftleri EM simülasyonuna dayanmaktadır. Üyelik fonksiyonlarının standart sapmaları, minimum hatayla optimal FLS'yi bulmak için ayarlanır. Optimize edilmiş FLS kullanımı ile elde edilen tasarım boyutları tasarım gereksinimlerini karşılarken düzenli bir filtre sentezi, tasarım hedefinden nispeten uzak olan bir yanıt verir. Veri çiftleri HP-ADS kullanılarak üretilmiş ve daha sonra kural sayısını en aza indirmek için çıkarıcı kümeleme tekniği kullanılarak gruplanmıştır. Sugeno bulanık mantık tekniklerinin kullanılması ile bulanık üyelik fonksiyonları, ilk veri çiftleri kümesi ve bir dizi kontrol veri çiftleri kullanılarak optimize edilmiştir.

Bulanık mantık modeli, farklı band genişliklerine ve geri dönüş kaybı özelliklerine sahip filtrelerin boyutlarını sadece aynı merkez frekansıyla sentezlemek için inşa edilmiştir. 3 kutuplu bir Chebyshev mikroşerit filtre tasarımı düşünülmüştür.



Filtre yapısının tasarımında 4 temel boyut parametresi tanımlanmıştır. Bu parametreler:  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $l_1$  ve  $l_2$ .

İlk önce 4 boyut değeri değiştirilerek, örneklenen frekanslardaki saçılma değerleri de değiştirilmiştir. Bulanık mantık sisteminin çıktıları, filtrenin sıralı bağlantılarını temsil eden rezonatör uzunlukları  $l_1$ ,  $l_2$  ve boşluk mesafeleri  $d_1$ ,  $d_2$  dâhil olmak üzere tasarım boyutları olarak ayarlanmıştır. Bu bilginin kullanımıyla, bulanık mantık sistemini oluşturmak için girdi-çıkıtı veri çiftlerinin kayıtlarından yararlanılmıştır. Veri çiftleri, HP-ADS kullanılarak elde edilmiştir. Tasarım problemi için, 2 GHz merkez frekansına sahip filtreler tasarlanması düşünülmüştür. Ayrıca band genişliği için % 0.6-1.2 arasındaki değişimleri de göz önünde bulundurulmuştur. Bu problem için istenen geri dönüş kaybı 15 dB'dir. Burada amaç, farklı band genişlikleri için filtrenin fiziksel boyutlarını elde edebilmek için bulanık bir mantık sistemi oluşturmaktır.

Bulanık mantık sisteminin kurulumu çalışmasında, Sugeno bulanık çıkarım sistemine dayanan bir yöntem kullanılmıştır. Sugeno tipi kurallarını kullanan modellerin karmaşık davranışı yalnızca birkaç kuralla doğru şekilde gösterebildikleri gösterilmiştir, bu nedenle sistemin karmaşıklığı çarpıcı biçimde azalmaktadır. Kuralların sonucu artık bulanık kümeler değil, matematiksel işlevlerdir. Giriş bulanık kümeleri Gauss üyeliğine sahiptir.

Bulanık kuralları belirlemek için, çıkarıcı kümeleme tekniklerine dayanan bir prosedür izlenmiştir. Bu prosedürü kullanarak, üyelik fonksiyon merkezlerinin standart sapmasını bilme varsayımıyla üyelik fonksiyon merkezleriyle birlikte kuralları elde edilir. En basit durum için standart sapmaların, eğitim verileri normalleştirildikten sonra eşit olduğu kabul edilir. Bu varsayım istenen bulanık mantık sistemini sağlamazsa, bu parametreler ayrı ayrı ayarlanabilir. Asgari hata veren en uygun standart sapma seçilmiştir. Ortaya konulan modeli kullanarak FLS tasarlanmıştır. Bu amaçla, biri bulanık mantık sistemi kurmak için diğeri sistem fonksiyonunun geçerliliğini kontrol etmek için veri çiftleri iki farklı bölüme ayrılmıştır. Bunlardan ilki gövde eğitim veri parçaları, diğeri de kontrol veri parçaları olarak adlandırılır. Farklı standart sapmalar için eğitim veri çiftlerini kullanarak, bir bulanık mantık sistemi kümesi elde edilmiştir. Standart sapmalar için en uygun değeri bulmak için, farklı standart sapmaların eğitim ve kontrol hataları arasında bir

karşılaştırma yaparak kontrol veri çiftlerinden faydalanılmaktadır. Bilinmeyen 4 boyut olduğundan 4 çıkışlı bulanık bir sistem kurulmuştur. Sisteme giriş olarak  $S_{21}$ 'in 15 adet frekans örneği kullanılmıştır. Verileri üretmek için önce son tasarımın alabileceği boyut değerleri aralığı belirlenmiştir. Daha sonra, bir girdi-çıkış verisi seti için düzgün dağılmış rastgele sayılar kullanılmıştır. Daha sonra bir HP-ADS kullanarak örneklenmiş saçılma parametreleri elde edilmiştir. Optimum bulanık sistemi bulmak için veri çiftleri eğitim ve kontrol çiftlerine ayrılmıştır. Kök kare hatası, veri hatasını kontrol etmek ve eğitmek için bir ölçü olarak kullanılmıştır. Bu problem için bulanık sistemi oluştururken 800 deneme veri çifti üretilmiştir. Standart sapmayı ( $\sigma$ ) değiştirerek ve 200 veri çiftinden oluşan bir kontrol veri seti için hata kontrol edilmiştir.

FLS'nin 3 kutuplu Chebyshev mikroşerit filtresinin tasarımındaki performansını göstermek için 3 farklı filtre tasarlamayı önermişlerdir. Aynı filtreleri tasarlamak için düzenli filtre sentez prosedürünü de kullanmışlardır. Tablo 1.3, filtre sentezi kullanılarak çıkarılan fiziksel boyutları gösterirken, Tablo 1.4 farklı band genişlikleri için optimize edilmiş bulanık sistemimizi kullanarak çıkarılan fiziksel boyutları göstermektedir.

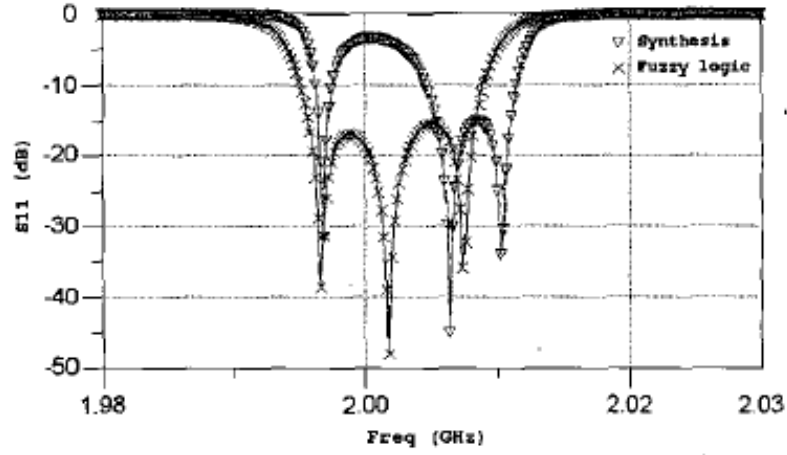
**Tablo 1.3:** Filtre sentezi kullanılarak çıkarılan fiziksel boyutlar (Miraftab ve Mansour 2003).

<i>Band Genişliği</i>	$d_1$ (mm)	$d_2$ (mm)	$l_1$ (mm)	$l_2$ (mm)
%0.6	0.65859	2.19056	17.6153	17.7520
%0.8	0.525523	1.92048	17.5498	17.7492
%1.13	0.478957	1.79602	17.5210	17.7464

**Tablo 1.4:** Optimize edilmiş bulanık mantık sistemi kullanılarak elde edilen fiziksel boyutlar Miraftab ve Mansour 2003).

<i>Band Genişliği</i>	$d_1$ (mm)	$d_2$ (mm)	$l_1$ (mm)	$l_2$ (mm)
%0.6	0.510000	2.17100	17.6100	17.7600
%0.8	0.445100	2.00000	17.5801	17.7600
%1.13	0.329900	1.80000	17.5199	17.7600

Şekil 1.5, sentezlenen fiziksel boyutlara karşılık gelen saçılma parametreleri ile bulanık mantık yaklaşımı kullanılarak çıkarılan saçılma parametreleri arasındaki bir karşılaştırmayı göstermektedir.



**Şekil 1.5:**  $BW = \% 0,6$  için sentezden ve bulanık mantık sisteminden elde edilen performanslar arasındaki karşılaştırma (Miraftab ve Mansour 2003).

Sonuçlardan da anlaşılacağı gibi, sentez kullanılarak elde edilen cevap istenen yanıtta uzaktır, bulanık mantık sentezi yöntemi ise tasarım gereksinimlerine çok yakın olan fiziksel boyutları verir.

Miraftab ve Mansour (2005) tarafından yapılan başka bir çalışmada, bulanık mantığın mikrodalga filtrenin ayarında insan deneyimini yakalamak için kullanılması açıklanmaktadır. Bu yaklaşımda kullanılan Bulanık mantık sistemleri, insan uzman kararlarına dayanmaktadır. Çalışma, mikrodalga devrelerinin ayarlanması için insan uzman bilgisinin kullanımını ilk kez başarılı bir şekilde göstermiştir. Yaklaşım, insan uzman zekâsını bir bulanık mantık denetleyicisi biçiminde yakalar. Yaklaşımın uygulanabilirliği, 4 kutuplu bir Chebyshev mikrodalga filtresinin ayarlanması dikkate alınarak kanıtlanmıştır. Elde edilen sonuçlar önerilen yöntemin geçerliliğini doğrulamaktadır. Çalışmada kullanılan FL Kontrolörleri, Sugeno tipi bulanık mantık sistemleri ile ilişkili bulanık kümeleme tekniğine dayanmaktadır. Üyelik fonksiyonları değişken standart sapmalara sahip Gauss tipindedir.

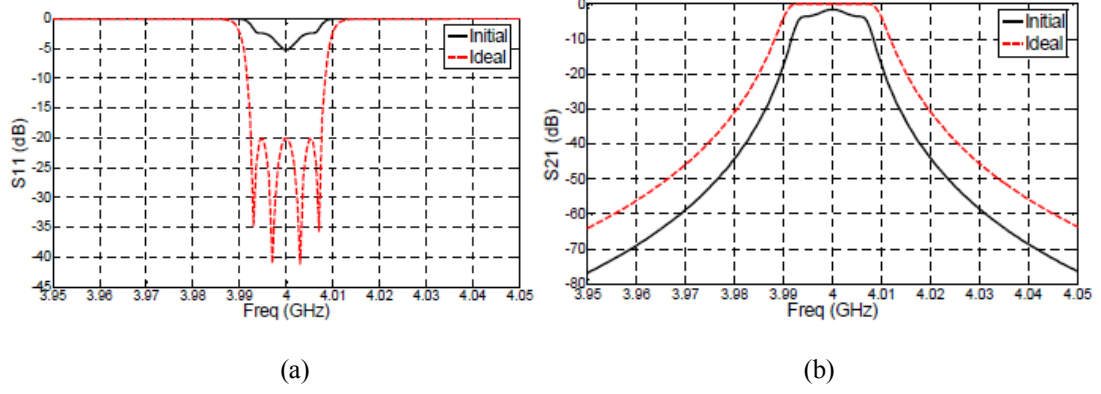
Bağlantı elemanlarının filtre tepkisi ile ilgili olduğu filtre kuplaj matrisi modeli ele alınacak olursa, bu kuplaj matris modeli tarafından oluşturulan benzetilmiş sonuçları kullanarak bir insan uzmanı tarafından ayarlama işlemi yapılır. Uzman deneysel cevabı gözlemliyormuşçasına kendi tecrübesini uygular. Arayüzdeki ayarlanabilir bağlantı elemanları ayar vidalarının konumlarını temsil eder. Bu bir kullanıcı arayüz programı tarafından uygulanmıştır.

Genellikle, insan uzmanı her adımda bir birleştirme elemanı ayarlar. Bu arada, bir bilgisayar programı, filtrenin frekans cevabının gerekli örneklerini ve değiştirilmiş bağlantı elemanındaki değişiklik miktarını kaydeder. Buradaki uzman için giriş verileri, farklı frekans noktalarındaki frekans tepkisinin yanı sıra ideal yanıtla karşılaştırmanın yanı sıra, çıkış verileri bağlantı elemanının değişmesi veya eşdeğer olarak seçilen vidanın konumundaki değişmesidir. Kaydedilen giriş / çıkış verileri, kurallar ve dolayısıyla bulanık bir mantık sistemi oluşturmak için veri çiftleri olarak işlev görür. FLS, önceden ayarlanmış devre yanıtını ayarlamak için insan uzmanı yerine kullanılabilir. Bulanık kontrolör bir uzmanın (teknoloji uzmanının) yerine geçer. Genel olarak bir insan uzmanı, gerçek çıkışı sistemin istenen çıkışı ile karşılaştırır ve aradaki farka göre devrenin giriş parametrelerini değiştirmeye karar verir. Bulanık kontrolör ayrıca, gerçek çıkışı sistemin istenen çıkışı ile karşılaştırır ve buna göre devrenin giriş parametrelerini değiştirir.

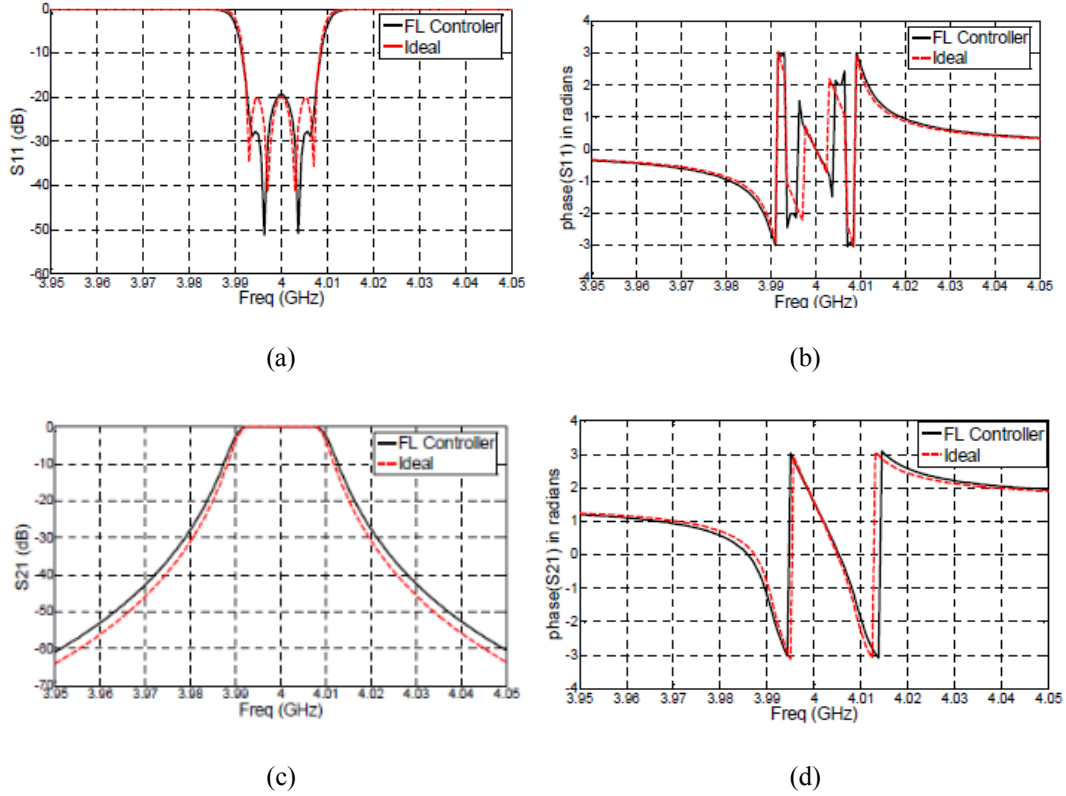
Yöntemi uygulamak için, uzmandan filtreyi farklı senaryolar için ayarlaması istenmelidir, yani farklı filtre yanıtları için; uzman ayarlama işlemini başlatır. Program, filtrenin ayarlanması için uzmanın ayar vidaları üzerindeki hareketlerini takip eder. Bir senaryodaki her adımda, bir girdi / çıktı verileri seti kaydedilir. Girişler, farklı frekans noktalarındaki Gerçek Tepki ve İstenilen Tepki (İdeal Tepki) arasındaki farklardır. Bu çalışmada asıl yanıt, filtrenin geri dönüş kaybıdır. Çıkışlar, her adımda bağlantı elemanlarındaki (veya ayar vidalarındaki) değişiklik miktarıdır.

Ayarlama işlemi belirli bir senaryo için bittiğinde, karşılık gelen bulanık mantık sistemini oluşturmak için karşılık gelen giriş / çıkış veri çiftleri toplanır. Ardından uzmana farklı bir senaryo verilir ve bir sonraki FLS'yi oluşturmak için aynı prosedür tekrarlanır. Konseptin uygulanabilirliğini göstermek için 4 kutuplu Chebyshev filtresinin ayarlanması düşünülmüştür.

Şekil 1.6, ideal cevap (istenen) ve ilk yeniden ayarlanmış cevap arasındaki bir karşılaştırmayı göstermektedir. FL programı, filtreyi her biri 7 tekrarlamalı 4 döngüde ayarlamayı başarmıştır. Şekil 1.7, önerilen FLS yöntemiyle elde edilen yanıt ile ideal tasarım yanıtı arasındaki bir karşılaştırmayı göstermektedir. Ayarlamadan sonraki cevap, büyüklük ve faz için tasarım gereksinimlerini mükemmel şekilde karşılar.



Şekil 1.6: İlk ayarsız yanıtı karşılık ideal cevap: a)  $S_{11}$  b)  $S_{21}$  (Miraftab ve Mansour 2005).



Şekil 1.7: FLS ayar algoritması kullanıldıktan sonraki nihai cevap ile ideal cevap. a) büyüklük ( $S_{11}$ ). b) faz ( $S_{11}$ ). c) büyüklük ( $S_{21}$ ). d) faz ( $S_{21}$ ) (Miraftab ve Mansour 2005).

Karpuz ve diğ. (2020) tarafından yapılan çalışmada, asimetrik V-şekilli mikro kalkan hattı için çıkarmalı bulanık kümelemeye dayalı pratik bulanık modeller sunulmuştur. Ayrıca önerilen bulanık modelleri çalıştırmak için bir paket program tanıtılmıştır. Her modelin elektriksel parametrelerini hesaplamak için her bulanık modelde lineer bir denklem sistemi oluşturulmuştur. Son olarak, her bir denklem sisteminin katsayıları, küme çıkarma ile elde edilen bulanık kurallar vasıtasıyla bulunmuştur. Her modelin doğruluğu hata analizi ile teyit edilmiş ve model sonuçlarının geçerliliği yarı statik yaklaşımın sonuçları ile karşılaştırılarak

kanıtlanmıştır. Son olarak teorik çözümleri ve bulanık modellemeyi içeren nesne yönelimli bir paket program sunulmuştur. Bu bilgisayar destekli tasarım programı, iletim hatlarının ve mikrodalga filtrelerin analizi, sentezi ve modellenmesi için kullanılabilir. Araştırmacılar için tasarım süreçlerini yüksek hız ve doğrulukla hesaplamak için geliştirilmiştir. Sunulan paket programın ilgili alanda ticari programlara alternatif olması beklenmektedir.

Literatürde bulanık mantığa tekniklerine dayalı yapılan diğer çalışmalarda ise, Cengiz Y ve Güneş F (2004) tarafından bir mikrodalga transistör bulanık mantık ile modellenmiş, Karlık B ve arkadaşları (2002) tarafından yapılan çalışmada, Aktif mikrodalga devre elemanlarının karakterizasyonu için bulanık mantığa dayalı bir ağ yapısı önerilmiş, Koziel S ve Bandler J. W. (2007) tarafından yapılan çalışmada, mikrodalga devre modellemede bulanık mantık sistemlerini kullanarak uzay-haritalama (SM) yaklaşımı ele alınmış, Miraftab V ve Mansour R. R (2004) tarafından yapılan çalışmada, daha önce 2002 yılında yapmış oldukları çalışmanın bir farklı versiyonu şeklinde ele almışlardır. Yine Miraftab V ve Mansour R. R (2006) tarafından yapılan başka bir çalışmada bulanık kontrolcülerini dilsel değişkenler şeklinde kullanıp insan deneyiminden yararlanarak filtrelerin otomatik olarak ayarlanması sağlanmıştır.

## **1.1 Tezin Amacı**

Tezin amacı; açık devre veya kısa devre sonlandırmalı  $\lambda/4$  rezonatörlerin yan hat olarak kullanılmasıyla elde edilen yan hatlı geniş-bant band geçiren veya band durduran filtrelerin tasarlanmasında filtre geometrisinde fiziksel boyutların birer parametre olarak kullanılmasıyla filtre optimizasyonunun gerçekleştirilmesi veya tam tersi bir durum olarak filtre frekans cevabının geometrik parametrelere bağlı iyileştirilmesi, bu amaca yönelik olarak da teorik modellerin geliştirilmesi, nihai yapıların simülasyonlarından elde edilecek sonuçlarla optimizasyon sonuçlarının karşılaştırılarak uygulanan çıkarımsal bulanık mantık modellerinin geçerliliğinin gösterilmesidir.

## 2. İLETİM HATLARI VE MİKRODALGA DEVRE ANALİZİ

"Geniş-bant", mikrodalga mühendisliğinde frekansların geniş işletim aralığında olması olarak ifade edilir ve ilgili teknik başlangıçta geliştirilmiş ve son birkaç on yıl içinde askeri haberleşme için uygulanmıştır. Çeşitli geniş-bant veya Ultra- Geniş-Bant (UGB) tekniklerin sivil uygulamalar için araştırılmasında çok fazla ilgi uyandırır. Dar band iletişim ile karşılaştırıldığında, geniş-bant veya UGB haberleşmesi düşük veri oranı, radar ve görüntüleme sistemleri gibi uygulamaların yanı sıra yüksek veri nakli veya kısa mesafe kablosuz bağlantılar sağlayan eşsiz özelliğini ortaya koyan iki ya da çok geniş bir işletim band aralığına sahiptir (Zhu ve diğ. 2012).

Son yıllardaki RF ve mikrodalga cihazları üzerinde önemli araştırmalar sonucunda ticari geniş-bant sistemlerin geliştirilmesi mümkün olmuştur. Bu esnada, artan yüksek hızlı ve yüksek veri oranlı haberleşme ihtiyaçları nedeniyle hem akademik hem de endüstriyel açıdan geniş-bant teknolojisi üzerinde yoğun araştırma ve geliştirme faaliyetleri çok dikkat kazanmaktadır. Önemli bir bileşen olan mikrodalga band geçiren filtre, sınırlanmış geniş-bant kalıplarını düzenleme ve tüm sistemin frekans işlevselliğine egemen olma gibi vazgeçilmez bir rol oynamaktadır (Zhu ve diğ. 2012).

Geniş-bant teknolojisi mevcut radyo sistemler ile bir arada yeni hizmetlere çok az ya da hiç girişim olmaksızın izin vererek RF spektrum sıkıntısına umut verici bir çözüm sunar. Nispeten düşük enerjili son derece kısa sinyaller gönderir ve geniş bir frekans aralığını kaplar. Frekans zamanla ters ilişkili olduğundan, kısa süreli geniş-bant darbeleri enerjisini geniş bir frekans aralığında çok düşük güç spektral yoğunluğu ile yayar. Sonuç olarak, geniş-bant sinyalinin mevcut radyo hizmetleri ile bir arada olmasını sağlar ve girişimler oluşmaz. Frekans spektrumunun paylaşılmasının yanı sıra, geniş-bant sinyalleri ekstra avantajlara sahiptir. Bunlar;

- Geniş kanal kapasitesi, kısa mesafe ve yüksek veri hızlı kablosuz uygulamalar için geniş-bant sistemini mükemmel bir aday yapar.
- Genellikle ortam gürültüsü altında olan düşük güç yoğunluğu iletim güvenliğini sağlar.

- Kısa süreli darbe çok yol-etkisine duyarlılığı azaltır.
- Taşıyıcısı olmayan geniş-bant iletimi alıcı-verici mimarisini basitleştirir ve böylece tasarım döngüsü ve uygulamasında maliyeti düşürür (Zhu ve diğ. 2012).

Mikrodalga geniş-bant filtreler, normal olarak, örneğin, Mikroşerit hat (MSL), eş düzlemsel dalga kılavuzu (CPW), Yarık hat (SL) gibi çeşitli iletim hatları kullanılarak oluşturulmaktadır. İletim hattı modelinin iletim hattı filtrelerinin analiz ve sentezinde ilk ve en basitleştirilmiş bir seçenek olduğu yaygın olarak kabul edilmiştir. Dağıtılmış ve/veya toplu elemanlar kullanılarak, devre sentezinden polinom tabanlı transfer fonksiyonu tam olarak ya da yaklaşık olarak ifade edilebilir. Ancak, tasarım pratiğinde, hem devre ve hem EM-tabanlı optimizasyon prosedürleri yürütülürken frekans dağılımı, kayıplar, süreksizlikler ve diğer parazit etkileri dikkate alınmalıdır. Ağ sentezi yanı sıra, bir hat rezonatörünün rezonans davranışının karakterize edilmesinde de iletim hattı teorisi gereklidir, ve karmaşık bir alan analizini basit bir devre teorisine aktarır. En yaygın filtre tipi yapıları genelleştirilmiş iki kapılı ağ olarak sınıflandırılabilir. Eğer giriş ve çıkış parametreleri biliniyorsa, empedans, admitans, saçılım veya  $ABCD$  matris parametreleri kullanılarak gerçekleştirilen ağ analizi ile filtrenin iletim sıfırları ve kutupları teorik olarak tespit edilebilir. Bu nedenle, filtreler dâhil olmak üzere çeşitli pasif mikrodalga bileşenlerin analizi ve karakterize edilmesinde iletim hattı kavramı ve ilgili ağ parametreleri vazgeçilmezdir. Bu nedenle tezin bu bölümünde, temel iletim hattı teorisi, iki kapılı mikrodalga ağ ve mikrodalga filtre tasarımında faydalı olan temel bilgiler verilmiştir.

## 2.1 Temel İletim Hattı Modeli

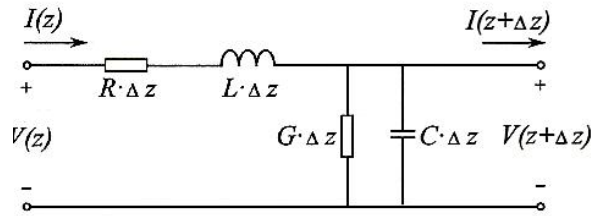
Çok daha küçük elektriksel boyutlu devre teorisinin aksine, iletim hattı teorisi, hattın uzunluğunun bir dalga boyunun karşılaştırılabilir bir bölümü ya da birden çok bölümü olabileceğini varsayar. İletim hattının özel bir durumu, iletim hattı boyunca dalga yayılımının, hat uzunluğu boyunca değişken gerilim ve akımlar ile temsil edilebilmesidir. Böylelikle, eğer elektriksel uzunluk dalga boyu ile karşılaştırıldığında yeterince küçük ise, basit fakat güçlü devre teorisi analiz için kullanılabilir. İki telli bir hattın iletim hattı modelinin birim başına uzunluğu (PUL) için, Şekil 2.1'de



gösterildiği gibi hattın  $\Delta z$  uzunluğunda kısa bir artışı bir toplu eleman eşdeğer devresi olarak modellenebilir. PUL seri direnci  $R$  ve PUL paralel iletkenliği  $G$ , sırasıyla iletkenlerin sonlu iletkenliği nedeniyle birincil görev kaybını ve dielektrik yüzeylerin sıfır kayıp tanjantını temsil eder. PUL seri endüktansı  $L$  ve paralel kapasitans  $C$  sırasıyla iletkenlerin endüktansını ve iki iletken arasındaki kapasitansı temsil eder. Kirchhoff kanunlarını uygulayarak Şekil 2.1'de  $V(z)$  gerilim ve  $I(z)$  akım arasındaki ilişki şöyle elde edilir:

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (2.1a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (2.1b)$$



Şekil 2.1: Kısa boy  $\Delta z$  bir iletim hattı için toplu-eleman eşdeğer devresi.

Ardından, karakteristik empedans  $Z_0$  şöyle tanımlanabilir:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.2)$$

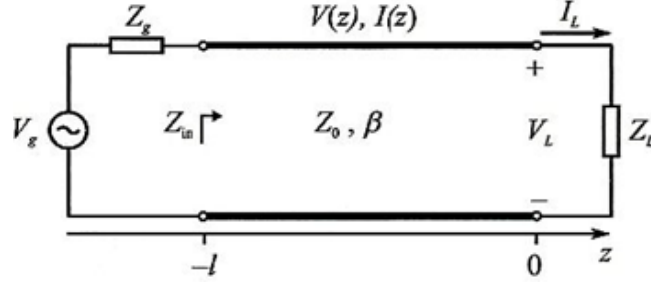
Bir iletim hattının diğer iki parametresi, kılavuzlu-dalga boyu ve faz hızı da iki parametre  $L$  ve  $C$ 'nin bir fonksiyonu olarak şöyle verilir:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

## 2.2 Kayıpsız Sonlandırılmalı İletim Hatları

Serbest haldeki dalganın temel özelliği, iletim hattındaki bir ileri yönlü dalganın eşleşmeyen bir sonlandırma ile geri yansiyarak bir geri dalga ile sonuçlanmasıdır.



Şekil 2.2:  $Z_L$  keyfi yük yük empedansı ile sonlanmış kayıpsız iletim hattı modeli.

Şekil 2.2’de,  $l$  uzunluğundaki kayıpsız iletim hattının rastgele bir  $Z_L$  yük empedansı ile sonlandırılması görülmektedir.

$z = 0$ ’da yük empedansı  $Z_L$  terminal gerilimi ve akımının birbirine oranı olarak şöyle açıklanabilir:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (2.5)$$

$z = 0$  ‘da geri dalga geriliminin ileri dalga gerilimine oranı,  $\Gamma_V$ , gerilim yansımaya katsayısı olarak tanımlanır, buna karşılık  $z = 0$  ‘da geri dalga akımının ileri dalga akımına oranı,  $\Gamma_I$ , akım yansımaya katsayısı olarak aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\Gamma_V = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.6a)$$

$$\Gamma_I = \frac{I_0^-}{I_0^+} = \frac{Y_L - Y_0}{Y_L + Y_0} \quad (2.6b)$$

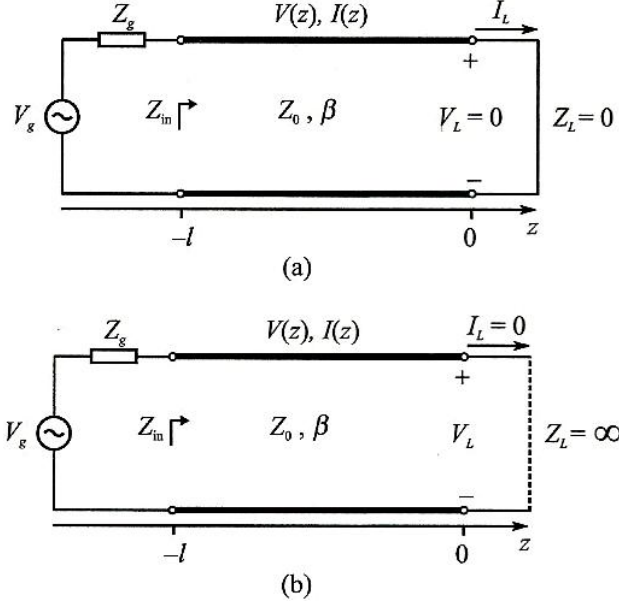
Burada  $Y_L = 1/Z_L$  ve  $Y_0 = 1/Z_0$  olur. (2.6) eşitliğinden, yükte akım yansımaya katsayısı negatif gerilim yansımaya katsayısına eşittir. Bu iki tanımlamadan kaynaklanan karışıklığı önlemek için,  $\Gamma_V$  sembolü yerine  $\Gamma$  sembolü kullanılabilir. Hat kaynağı konumundaki toplam gerilim ve akımı, yani,  $z = -l$ , şöyle elde edilir:

$$V(-l) = V_0^+ e^{-j\beta l} + V_0^- e^{j\beta l} = V_0^+ (e^{-j\beta l} + \Gamma e^{j\beta l}) \quad (2.7a)$$

$$I(-l) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta l} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta l} = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta l} - \Gamma e^{j\beta l}) \quad (2.7b)$$

Burada  $\Gamma$ ,  $z = 0$  da voltaj yansımaya katsayısıdır. (2.7) eşitliğinden,  $z = -l$  ‘de yük doğru seyir giriş empedansı şöyle elde edilir:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (2.8)$$



**Şekil 2.3:** Kısa ve açık devrelerde sonlandırılmış bir iletim hattı. a) Kısa devre hattı (b) Açık devre hat.

Analiz yaparken sık sık ortaya çıkan iki özel durum kısa devre ile sonlandırma ve açık devre ile sonlandırma durumu Şekil 2.3'de göstermektedir. Şekil 2.3a'da kısa devre yapılmış hat için, yük empedansı  $Z_L = 0$  olur ve giriş empedansı şöyle verilir:

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l \quad (2.9)$$

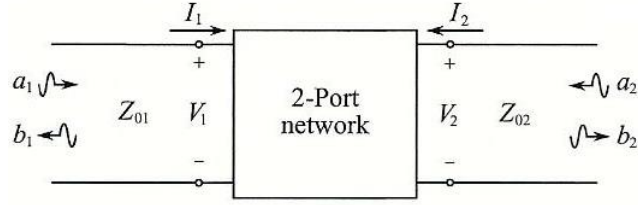
Sonsuz bir  $Z_L$  yük empedanslı Şekil 2.3b'deki açık-devre hat için giriş empedansı şöyle çıkarılabilir:

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (2.10)$$

## 2.3 Mikrodalga Devre Parametreleri

### 2.3.1 İki-Girişli Devreler İçin Saçılma Parametreleri

Şekil 2.4'de iki girişli devre her uçtaki gerçek karakteristik empedansları ( $Z_{01}$  ve  $Z_{02}$ ) ile görülmektedir.



**Şekil 2.4:** Uçlarında normalleştirilmiş edilmiş ileri ve geri dalgalı iki-uçlu bir devre.

Her uçtaki geri yansıyan dalgalar, ileri yönlü dalgaların tepkisi olarak şöyle ifade edilir:

$$b_1 = a_1 S_{11} + a_2 S_{12} \quad (2.11a)$$

$$b_2 = a_1 S_{21} + a_2 S_{22} \quad (2.11b)$$

Matris notasyonunda bu denklem kümesi şöyle temsil edilir:

$$[b] = [S][a] \quad (2.12)$$

Burada,  $a$  ve  $b$  normalleştirilmiş ileri yönlü ve geri yansıyan dalganın 1 X 2'lik matrisleridir.

$$[a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_1^+}{\sqrt{Z_{01}}} \\ \frac{V_2^+}{\sqrt{Z_{02}}} \end{bmatrix} \quad (2.13a)$$

$$[b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_1^-}{\sqrt{Z_{01}}} \\ \frac{V_2^-}{\sqrt{Z_{02}}} \end{bmatrix} \quad (2.13b)$$

Saçılma matrisi (2 X 2):

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Ardından, saçılma parametreleri  $S_{ij}$  ( $i, j = 1, 2$ ), şöyle verilir:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (2.15)$$

$n$  inci ( $n = 1, 2$ ) voltaj ve akım dalgası şöyle elde edilir:

$$V_n^+ = \frac{1}{2} (V_n + Z_{0n} I_n) \quad (2.16a)$$

$$V_n^- = \frac{1}{2} (V_n - Z_{0n} I_n) \quad (2.16b)$$

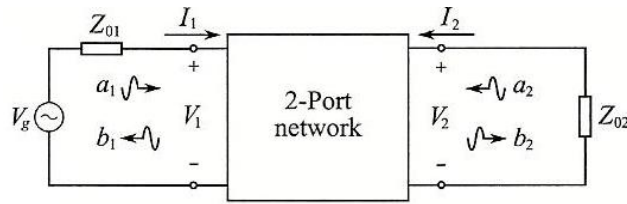
Böylece, normalleştirilmiş ileri ve geri dalgalar şöyledir:

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{0n}}} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n} I_n} \right) \quad (2.17a)$$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{0n}}} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n} I_n} \right) \quad (2.17b)$$

Eğer Şekil 2.4'deki iki-uçlu devre 1 ucunda  $Z_{01}$  iç empedanslı bir  $V_g$  üreteç ile ve 2 ucunda  $Z_{02}$  yük empedansı ile sonlandırılırsa, 1 ucundaki toplam gerilim, Şekil 2.5'de görüldüğü üzere şöyle açıklanabilir:

$$V_1 = V_g - Z_{01} I_1 \quad (2.18)$$



Şekil 2.5: Kaynak ve yük empedansları bağlanmış iki-uçlu bir devre.

2.17 ve 2.18 denklemlerinden;

$$a_1 = \frac{V_g}{2\sqrt{Z_{01}}} \quad (2.19)$$

ve birinci uçta üretilmiş mevcut güç

$$P_{\text{Avail}} = \frac{1}{2} a_1 a_1^* = \frac{|V_g|^2}{8Z_{01}} \quad (2.20)$$

2 ucunda eşleşme koşulu altında,  $a_2 = 0$  çıkarılır. (2.17a,b) denkleminde,

$$0 = \frac{1}{2} \left( \frac{V_2}{\sqrt{Z_{02}}} + \sqrt{Z_{02} I_2} \right) \quad (2.21a)$$

$$b_2 = \frac{1}{2} \left( \frac{V_2}{\sqrt{Z_{02}}} - \sqrt{Z_{02} I_2} \right) \quad (2.21b)$$

veya

$$b_2 = \frac{V_2}{\sqrt{Z_{02}}} \quad (2.22)$$

Böylece, ikinci uçta yüke dağıtılan güç

$$P_L = \frac{1}{2} b_2 b_2^* = \frac{|V_2|^2}{2Z_{02}} \quad (2.23)$$

Şekil 2.5'in iki-uçlu devre güç transfer fonksiyonu:

$$\frac{P_{Avail}}{P_L} = \frac{\frac{1}{2}a_1a_1^*}{\frac{1}{2}b_2b_2^*} = \frac{Z_{02}}{4Z_{01}} \left| \frac{V_g}{V_2} \right|^2 \quad (2.24)$$

Böylece saçılma parametreleri:

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = 2 \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \left( \frac{V_2}{V_g} \right) \quad (2.25)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\frac{V_1}{\sqrt{Z_{01}}} - \sqrt{Z_{01}}I_1}{\frac{V_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \sqrt{Z_{01}}I_1} = \frac{Z_{in} - Z_{01}}{Z_{in} + Z_{01}} \quad (2.26)$$

$S_{21}$  iki-uçlu bir devre için iletim katsayısı veya voltaj kazancı,  $S_{11}$  ise yansıma katsayısıdır. İletim katsayısı ve güç transfer fonksiyonu arasındaki ilişki ise:

$$\frac{P_{Avail}}{P_L} = \frac{1}{|S_{21}|^2} \quad (2.27)$$

Filtre tasarımında 2.25 ve 2.26 denklemleri genellikle desibel (dB) birim türünden ifade edilir ve araya girme kaybı ( $L_A$ ) şöyle tanımlanır:

$$L_A = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{Avail}}{P_L} \right) \text{ (dB)} = -20 \log_{10} |S_{21}| \text{ (dB)} \quad (2.28)$$

Değişen özelliklere sahip pasif devre için şu denklem kümesi oluşur:

$$S_{12} = S_{21} \text{ (Devre karşılıklı ise)} \quad (2.29a)$$

$$S_{11} = S_{22} \text{ (Devre simetrik ise)} \quad (2.29b)$$

$$\begin{cases} |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \end{cases} \text{ (Devre pasif ve kayıpsız ise)} \quad (2.29c)$$

### 2.3.1 [Z] ve [Y] Matrisleri

Şekil 2.5'de, her uçtaki voltajlar ve akımlar arasındaki ilişki bir empedans ağı üzerinden şöyle tanımlanır:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.30a)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.30b)$$

Burada dört empedans parametresi empedans matrisi ya da Z-matrisi olarak bilinen bir matris içinde ifade edilebilir

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

benzer biçimde,  $[Z]$  için her bir giriş,  $n$  ucunda mükemmel bir açık-devreyi işaret eden  $I_n = 0$  ( $n = 1, 2$ ) ayarlanarak aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \\ Z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} & Z_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Böylece,  $[Z]$ 'nin dört giriş empedansı açık-devre empedanslar ve  $[Z]$ 'nin kendisi de açık-devre empedans matrisi olarak ifade edilir. Empedans özelliği nedeniyle,  $[Z]$  genel olarak ağ bağlantı serilerinin hesaplanmasında kullanılır. Paralel ağ bağlantısı için ise, kısa-devre admitans matrisi  $[Y]$  veya  $Y$ -matrisi olarak bilinen ters  $[Z]$  matrisi kullanılır.

$$[Y] = [Z]^{-1} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

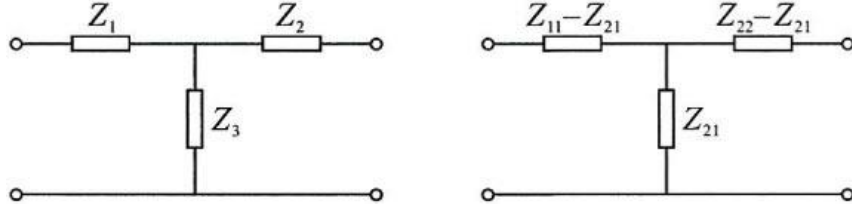
Kısa-devre admitans parametreleri  $n$  nolu uçtaki kısa-devre tanımına sahip olarak şöyle elde edilebilir:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{12} &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \\ Y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} & Y_{22} &= \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \end{aligned} \quad (2.34)$$

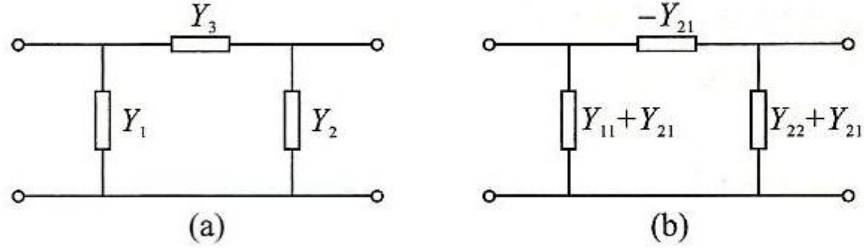
Karşılıklı devre için,  $Z_{12} = Z_{21}$  ve  $Y_{12} = Y_{21}$  geçerlidir. Eğer devre ayrıca simetrik değilse,  $Z_{11} = Z_{22}$  ve  $Y_{11} = Y_{22}$  çıkarılır. Kayıpsız devre için, açık-devre empedans ve kısa-devre admitans parametrelerinin her ikisi de tamamen sanaldır.  $Z$ - ve  $Y$ -matrisleri arasındaki dönüşüm şöyle genişletilebilir:

$$[Y] = [Z]^{-1} = \frac{1}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}} \begin{bmatrix} Z_{22} & -Z_{21} \\ -Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Ayrıca, şekil 2.6 ve Şekil 2.7'de görülen eşdeğer  $T$  ve  $\pi$  ağları, herhangi bir iki-uçlu devreyi karakterize etmek için  $Z$ - ve  $Y$ -matrisi girişlerinin terimleri cinsinden elde edilebilir. Şekil 2.8a'da gösterilen iki-uçlu  $T$  devresi için iki seri empedans ( $Z_1$  ve  $Z_2$ ) ve bir paralel empedans ( $Z_3$ ) bulunur.



**Şekil 2.6:** İki uç bağlantı noktası için eşdeğer  $T$ -Devresi. (a) Kol empedansları kullanılarak. (b)  $Z$ -Matrisi empedans parametreleri kullanarak.



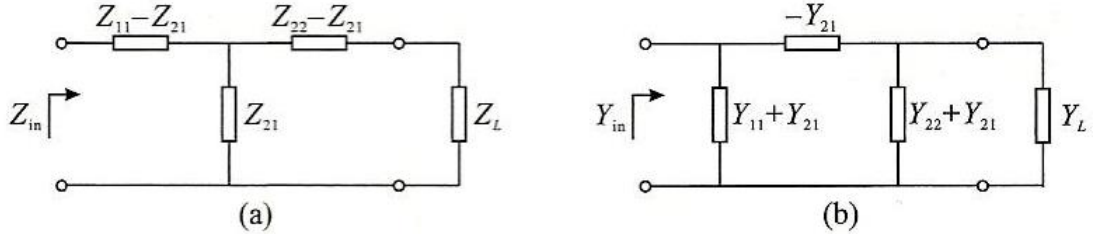
**Şekil 2.7:** İki uç bağlantı noktası için eşdeğer  $\pi$ -Devre. (a) Kol empedansları kullanılarak. (b)  $Y$ -Matrisi empedans parametreleri kullanarak.

Bütün bu üç empedans parametreleri bir  $Z$ -matrisinin üç açık-devre empedanslarının bir fonksiyonu olarak basitçe şöyle açıklanabilir:

$$Z_1 = Z_{11} - Z_{21} \quad (2.36a)$$

$$Z_2 = Z_{22} - Z_{21} \quad (2.36b)$$

$$Z_3 = Z_{21} \quad (2.36c)$$



**Şekil 2.8:** Sonlandırılmalı devrenin iki uç bağlantı noktası için giriş parametrelerinin tanımlanması (a) Giriş empedansı. (b) Giriş admitansı.

Şekil 2.7a'da tasvir edilen  $\pi$ -devresi iki paralel admitans ( $Y_1$  ve  $Y_2$ ) ve bir seri admitans ( $Y_3$ ) içerir. Bu üç admitans kısa-devre admitansları terimleri cinsinden şöyle ifade edilebilir:

$$Y_1 = Y_{11} + Y_{21} \quad (2.37a)$$

$$Y_2 = Y_{22} + Y_{21} \quad (2.37b)$$

$$Y_3 = -Y_{21} \quad (2.37c)$$



İki-uç birleşim eşdeğer devreleri, bunların açık-devre empedansları ve kısa-devre admitansları terimleri cinsinden böylece elde edilir ve bunlar sırasıyla Şekil 2.8a ve Şekil 2.8b’de gösterilmektedir. İki-uç birleşimi giriş empedansı ( $Z_{in}$ ) ve admitansı ( $Y_{in}$ ) sonra iki uçtan birisi bir yük ile sonlandırılarak tanımlanabilir. Uç gerilim ve akımları arasındaki ilişki şöyle elde edilir:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.38a)$$

$$-I_2Z_L = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (2.38b)$$

$I_2$ 'yi iptal ederek  $Z_{in}$  şöyle verilir:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_L + Z_{22}} \quad (2.39)$$

Benzer biçimde, devrenin giriş admitansı şöyle açıklanabilir:

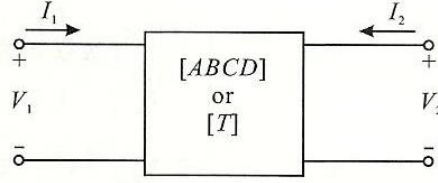
$$Y_{in} = \frac{I_1}{V_1} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_L + Y_{22}} \quad (2.40)$$

### 2.3.2 ABCD Parametreleri

Mikrodalga devreler genellikle  $S$ -,  $Z$ -, ve  $Y$ -matrisler ile karakterize edilir. İki kapılı devre bağlantısı için,  $Z$ - ve  $Y$ - matrisler kolaylıkla seri ve paralel birleşimler için de kullanılabilir. Uygulamada birçok filtre ve diğer bileşenler aslında basamaklı iki-kapılı devrelerin dizileri ile temsil edilir. Bu nedenle, bir devreyi bir iletim matrisi ( $T$ -matrisi) veya  $ABCD$ -Matrisi ile tanımlamak gereklidir. Böylece, genel devre bloğunun bir  $ABCD$  matrisi, basamaklı iki-kapılı devrelerin çeşitli  $ABCD$  matrislerinin matris çarpımı ile elde edilebilir. Bir filtre bloğu için, güç transfer fonksiyonu veya iletim katsayısı  $ABCD$  matrisinin zincir özelliğine dayalı olarak daha sonra elde edilebilir.

Şekil 2.9'daki iki-kapılı devrede 1 ucundaki gerilim ve akım arasındaki ilişki ( $V_1$  ve  $I_1$ ) ve 2 ucundaki gerilim ve akım arasındaki ilişki ( $V_2$  ve  $I_2$ )  $ABCD$  matrisi üzerinden şöyle tanımlanabilir:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$



Şekil 2.9: ABCD matrisi ile tanımlanan iki-uçlu devre.

Burada  $ABCD$ -matrisinin her girişi  $Z$ -matrisi veya  $Y$ -matrisi terimleri cinsinden elde edilebilir. İki devrenin basamaklı bağlantısını doğrudan karakterize etmek için, 2 ucundaki akım akışı yönü tersine çevrilmelidir. Bu durumda:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.42a)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.42b)$$

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (2.42c)$$

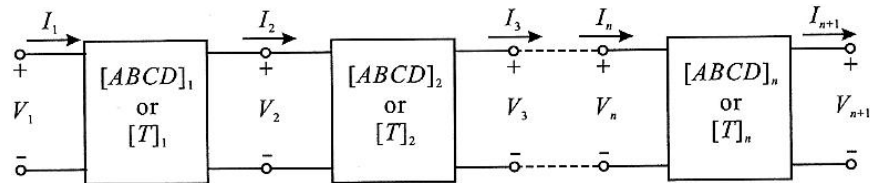
Şekil 2.10'daki genel bir basamaklı devre üzerinden genelleştirme yaparak ve denklemleri yerine koyarak:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdots \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

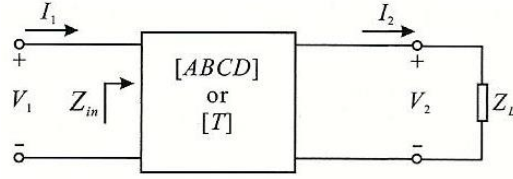
Böylece, 1 ucundaki (sol terminal) gerilim ve akım,  $V_1$  ve  $I_1$ ,  $n+1$  ucundaki (sağ terminal)  $V_{n+1}$  ve  $I_{n+1}$  voltaj ve akımlarının bir fonksiyonu olarak doğrudan türetilir. İki özel özellik olarak, simetrik bir devre için ve karşılıklı bir devre için  $ABCD$  matrisinde  $A = D$  olup;

$$AD - BC = 1 \quad (2.44)$$

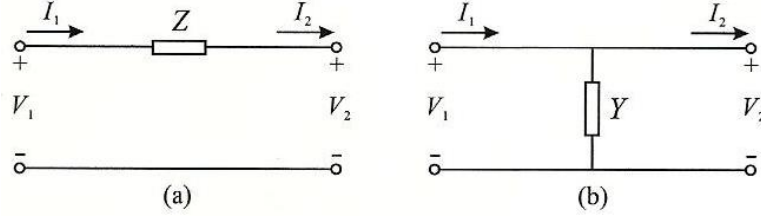
elde edilir.



Şekil 2.10:  $n$  adet iki-uçlu devrenin genel çağlayan bağlantısı.



Şekil 2.11: Yük ile sonlandırılmış iki-uçlu bir devre.



Şekil 2.12:  $ABCD$  matrisi ile tanımlanan iki devre elemanı. (a) Seri devre elemanı. (b) Paralel devre elemanı.

Kayıpsız bir devre için  $A$  ve  $D$  tamamıyla gerçek  $B$  ve  $C$  tamamen sanaldır. Eğer Şekil 2.11'deki iki-uçlu devre ikinci ucunda  $Z_L$  yük empedansı ile sonlandırılırsa, birinci uçtaki giriş empedansı şu şekilde elde edilebilir:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{\frac{AV_2 + B}{I_2}}{\frac{CV_2 + D}{I_2}} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (2.45)$$

Şekil 2.6 ve 2.7'deki eşdeğer  $T$  ve  $\pi$  devrelerinin her ikisi de seri ve paralel elemanlara sahiptir, bu nedenle tüm basamaklı devreler bu elemanların  $ABCD$  matrislerinin çarpımlarından elde edilen tüm  $ABCD$  matrisi ile ifade edilebilir. Kirchhoff'un gerilim ve akım kanunlarına göre, Şekil 2.12'deki seri ve paralel devre elemanlarının uç gerilimleri ve akımları şöyle elde edilir:

$$\left. \begin{array}{l} V_1 - V_2 = I_2 Z \\ I_1 = I_2 \end{array} \right\} \text{(seri devre elemanı için)} \quad (2.46a)$$

$$\left. \begin{array}{l} I_1 - I_2 = V_2 Y \\ V_1 = V_2 \end{array} \right\} \text{(paralel devre elemanı için)} \quad (2.46b)$$

(2.46a,b) eşitliğini matris ifadesi içinde düzenleyerek:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.47a)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.47b)$$

Böylece, Şekil 2.6a'daki genel  $T$  devresinin  $ABCD$  matrisleri şöyle ifade edilebilir:

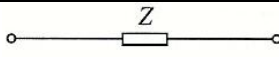
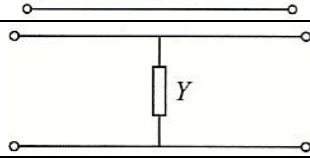
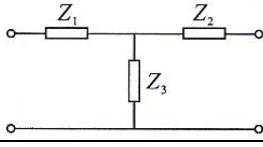
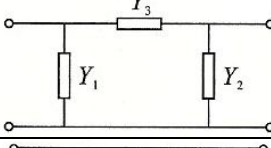
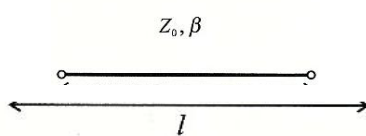
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & Z_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Şekil 2.7a'daki  $\pi$  devresi için

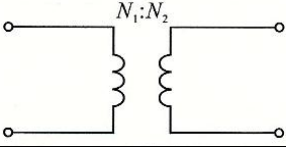
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1/Y_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_2 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_2}{Y_3} & \frac{1}{Y_3} \\ Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} & 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Böylece tüm iki-uçlu temel devre elemanları için  $ABCD$  matrisleri türetilmiştir. Tablo 2.1'de yukarıda türetilmiş tüm iki-uçlu devre elemanları ve bunların  $ABCD$  matrislerini listelemektedir. Bir filtrenin kısmen temel iletim hattı ile seri veya paralel bağlantılı açık veya kapalı yan hatlar içermesi olağan bir durumdur. Geniş-bant filtrelerin doğrudan sentez tasarımında sonraki adım, yan hatlı devre ile başlar. Yani, yan hatlı iletim hatlarının  $ABCD$  matrislerinin seri ve paralel devre elemanları tanımı esasına göre türetilmesi gerekir ve bunlar Tablo.2.2'de verilmiştir.

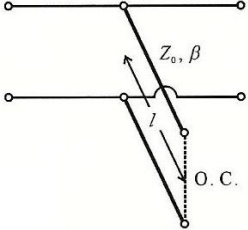
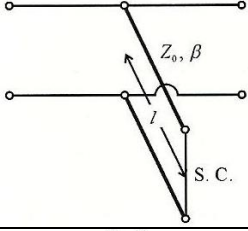
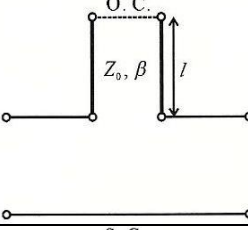
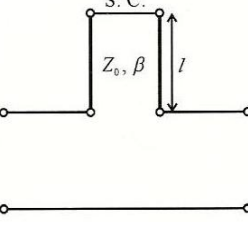
**Tablo 2.1:** Bazı faydalı iki uçlu devre elemanları ve  $ABCD$  matrisleri.

Adı	Devre	$ABCD$ Matrisi
Seri Devre Elemanı		$\begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Paralel Devre Elemanı		$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$
$T$ Devre		$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_3} & Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3} \\ \frac{1}{Z_3} & 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \end{bmatrix}$
$\pi$ Devre		$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_2}{Y_3} & \frac{1}{Y_3} \\ Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} & 1 + \frac{Y_1}{Y_3} \end{bmatrix}$
Hat Bölümü		$\begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ j \frac{\sin \beta l}{Z_0} & \cos \beta l \end{bmatrix}$

**Tablo 2.1:** Bazı faydalı iki uçlu devre elemanları ve  $ABCD$  matrisleri (devamı).

İdeal transformatör		$\begin{bmatrix} \frac{N_1}{N_2} & 0 \\ 0 & \frac{N_2}{N_1} \end{bmatrix}$
---------------------	--	--

**Tablo 2.2:** Bazı faydalı yanhat-yük iletim hatları ve bunların  $ABCD$  matrisleri.

Adı	Devre	$ABCD$ Matrisi
Paralel Açık Devre Yanhat		$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \beta l}{Z_0} & 1 \end{bmatrix}$
Paralel Kısa Devre Yanhat		$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j \cot \beta l}{Z_0} & 1 \end{bmatrix}$
Seri Açık Devre Yanhat		$\begin{bmatrix} 1 & -jZ_0 \cot \beta l \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
Seri Kısa Devre Yanhat		$\begin{bmatrix} 1 & jZ_0 \tan \beta l \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

Benzer biçimde,  $Y$ -parametrelerinden  $S$ -parametrelerine dönüşüm elde edilebilir.  $S$ -parametreleri ve diğer devre parametreleri olan  $Y$ -,  $Z$ -,  $ABCD$ -matrisi arasındaki ilişki veya dönüşüm için detaylı liste Tablo 2.3'de verilmiştir.

**Tablo 2.3:** Keyfi sonlandırılmış empedanslı iki uçlu devre parametreleri arasındaki dönüşüm.

$S$		$Z$	$Y$	$ABCD$
$S_{11}$	$S_{11}$	$\frac{(Z_{11} - Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{(Y_{11} - Y_{01})(Y_{22} + Y_{02}) - Y_{12}Y_{21}}{(Y_{11} + Y_{01})(Y_{22} + Y_{02}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{AZ_{02} + B - CZ_{01}Z_{02} - DZ_{01}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}$
$S_{12}$	$S_{12}$	$\frac{2Z_{12}\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{2Y_{12}\sqrt{Y_{01}Y_{02}}}{(Y_{11} + Y_{01})(Y_{22} + Y_{02}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2(AD - BC)\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}$
$S_{21}$	$S_{21}$	$\frac{2Z_{21}\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{2Y_{21}\sqrt{Y_{01}Y_{02}}}{(Y_{11} + Y_{01})(Y_{22} + Y_{02}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{2\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}$
$S_{22}$	$S_{22}$	$\frac{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} - Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11} + Z_{01})(Z_{22} + Z_{02}) - Z_{12}Z_{21}}$	$\frac{(Y_{11} + Y_{01})(Y_{22} - Y_{02}) - Y_{12}Y_{21}}{(Y_{11} + Y_{01})(Y_{22} + Y_{02}) - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{-AZ_{02} + B - CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}{AZ_{02} + B + CZ_{01}Z_{02} + DZ_{01}}$
$Z_{11}$	$\frac{[(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}]Z_{01}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$Z_{11}$	$\frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{A}{C}$
$Z_{12}$	$\frac{2S_{12}\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$Z_{12}$	$\frac{-Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{AD - BC}{C}$
$Z_{21}$	$\frac{2S_{21}\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$Z_{21}$	$\frac{-Y_{21}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{1}{C}$
$Z_{22}$	$\frac{[(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}]Z_{02}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$Z_{22}$	$\frac{Y_{11}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}}$	$\frac{D}{C}$
$Y_{11}$	$\frac{[(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}]Y_{01}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$	$Y_{11}$	$\frac{D}{B}$
$Y_{12}$	$\frac{-2S_{12}\sqrt{Y_{01}Y_{02}}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{12}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$	$Y_{12}$	$\frac{BC - AD}{B}$
$Y_{21}$	$\frac{-2S_{21}\sqrt{Y_{01}Y_{02}}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$	$Y_{21}$	$\frac{-1}{B}$
$Y_{22}$	$\frac{[(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}]Y_{02}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}$	$Y_{22}$	$\frac{A}{B}$
$A$	$\frac{[(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}]\sqrt{Z_{01}}}{2S_{12}\sqrt{Z_{02}}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	$A$
$B$	$\frac{[(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}]\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{2S_{12}}$	$\frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	$B$
$C$	$\frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{12}\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{11}Y_{22} + Y_{12}Y_{21}}{Y_{21}}$	$C$
$D$	$\frac{[(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}]\sqrt{Z_{02}}}{2S_{12}\sqrt{Z_{01}}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$D$

### 3. OPTİMİZASYON TEKNİKLERİ VE İLETİM HATLARININ MODELLENMESİ

Teorik olarak, bir mikrodalga filtrenin fiziksel boyutları, EM tabanlı teknikler kullanılarak neredeyse keyfi bir doğrulukla mükemmelleştirilebilir. Uygulamada, EM tabanlı araçların kullanımı çok zaman alıcıdır ve daha yüksek dereceli filtreler ve çoğullama ağları için engelleyici olabilir. Ayrıca, mükemmel bir EM tabanlı tasarım, teorik sonuçlarla tam olarak eşleşen ölçülmüş sonuçlar sağlayamaz. Bunun nedeni, mikrodalga filtreleri oluşturmak için kullanılan malzemelerin özelliklerindeki üretim toleransları ve farklılıklardır. Bu sorunlar, kablosuz ve uydu iletişim sistemlerindeki uygulamalar için çok katı performans gereksinimleri ile daha da kötüleşmektedir. Bu nedenlerle, pratik mikrodalga filtrelerinin büyük çoğunluğu, istenen yanıtı elde etmek için ayar gerektirir. Bu kapsamda, mikrodalga filtrelerinin ayarlanması için bilgisayar destekli teknikler bulunmaktadır (Cameron ve diğ. 2018).

İyi bir EM tabanlı tasarımla başlayarak, tüm tasarım gereksinimlerini karşılayan ölçülü bir yanıt elde etmek için ayar çağrılabilir. Ayarlama genellikle deneyimli teknoloji uzmanları tarafından gerçekleştirilir ve filtre üretiminde bir anahtar darboğaz olarak kabul edilir. Son zamanlarda, ayarlama sürecinin bilimsel tarafını güçlendirmek amacıyla birkaç bilgisayar destekli ayar tekniği ortaya çıkmıştır (Cameron ve diğ. 2018).

Mikrodalga filtrelerinin bilgisayar destekli ayarlanması için beş farklı teknik bulunmaktadır.

- 1) Birleştirilmiş rezonatör filtrelerinin sıralı ayarı
- 2) Devre modeli parametre çıkarımına dayalı bilgisayar destekli ayarlama
- 3) Girdi yansıma katsayısının kutup ve sıfırlarını kullanarak bilgisayar destekli ayarlama
- 4) Zaman alan (Time-Domain) ayarı
- 5) Bulanık mantık (FL) ayarı.

Bunlar, sıralı olarak ayarlanmış rezonatörlere dayalı filtre ayarlama prosedürlerini, devre modeli çıkarma parametrelerini, filtre fonksiyonunun sıfır-kutup

konfigürasyonunu, filtrelerin zaman alan tepkisini ve bulanık mantık (FL) sistemlerini içerir. Sıralı ve zaman alanı ayarlama teknikleri, teknolojilere rezonatörleri ve bağlantı elemanlarını birer birer ayarlama konusunda rehberlik etmede faydalıdır. Bu tür teknikler Chebyshev filtrelerinin ayarlanmasında başarıyla uygulanmıştır. Devre modeli parametre çıkarma ayarlama tekniğinin çeşitli varyasyonları vardır. Bu teknik, büyük sıralı eliptik fonksiyon filtrelerinin yanı sıra çiftleştiriciler ve çoklayıcıları ayarlamak için başarıyla kullanılmıştır. FL tekniği, ayarlama sürecinin hem bilim hem de sanat kısımlarını ele almak için önemlidir. Teknik, Chebyshev filtrelerini kabaca ayarlamak için başarıyla kullanılmıştır.

Bu kısımda, mikrodalga filtrelerin EM tabanlı tasarımı için kullanılan teknikler araştırılarak aşağıda verilmiştir.

Mikrodalga filtrelerin EM tabanlı tasarımı için birkaç teknik bulunmaktadır. En doğrudan yaklaşım, doğru bir EM simülasyon aracını bir optimizasyon yazılım paketiyle birleştirmek ve ardından istenen performansı elde etmek için filtrenin fiziksel boyutlarını optimize etmektir. Bu, ayarlamamanın bir teknoloji uzmanı yerine optimizasyon paketi tarafından yapıldığı etkin bir ayarlama sürecidir. Optimizasyon sürecinin yakınsaması için iyi bir başlangıç tasarımı gereklidir. Bu tür ilk tasarımlar, başlangıçta geleneksel filtre tasarım teknikleri kullanılarak elde edilebilir. Filtre bilgisinin optimizasyon prosedürü ile birleştirilmesi de şiddetle tavsiye edilir. Başka bir deyişle, mikrodalga yapısının kuplajlarının ve rezonans frekanslarının nispi hassasiyetleri değerlendirilmeli ve optimizasyon prosedürünün sınırlandırılmasında bu bilgilerden yararlanılmalıdır. Çok sayıda değişkene sahip karmaşık filtreler ve çoğullama ağları için, uygulanabilir bir çözüme ulaşmak için böyle bir yaklaşımın gerekli olduğu kabul edilir (Cameron ve diğ. 2018).

Herhangi bir basitleştirici varsayım olmaksızın doğrudan optimizasyon yaklaşımı, hesaplama açısından çok yoğun olabilir. Yaklaşım, büyük mertebeden filtreler veya üç boyutlu filtre yapıları ile uğraşırken pratik olmaz. Örneğin, günümüzün bilgisayar iş istasyonu hızları göz önüne alındığında, bu yaklaşımı kullanan sekiz kutuplu bir dielektrik rezonatör filtresinin tasarımı haftalar alabilir. Bu kaba kuvvet tekniğinin hesaplama süresini azaltmak için çeşitli yöntemler sunulmaktadır. Bir yarı EM simülatörünün, hızlı frekans taramalı EM simülatörlerinin veya EM tabanlı interpolasyonlu EM simülatörlerinin ve gerçek EM simülatörünün



yerini alacak polinomların kullanımını içerir. Bu yaklaşımların kullanımı, optimizasyon CPU süresini azaltmaya yardımcı olsa da, tasarımın doğruluğunu kesinlikle etkiler (Cameron ve diğ. 2018).

Ayrıca mikrodalga filtrelerin fiziksel boyutlarını optimize etmek için iki gelişmiş EM tabanlı teknik daha bulunmaktadır. Bunlar: SM (Space Mapping) (Uzay-Haritalama) tekniği ve CCM (Calibrated Coarse Model) (kalibre edilmiş kaba model) tekniği. SM tekniği kendi içinde ayrıca agresif bir haritalama tekniği de (ASM) içermektedir. Bu teknikler, detaylı uygulama prosedürlerine sahiptir. Doğrudan optimizasyon işlemi, optimizasyon sürecini tamamlamak için yüzlerce EM simülasyonu gerektirebilirken, ASM veya CCM tekniklerini kullanırken yalnızca birkaç EM simülasyonu gereklidir. Literatürde SM tekniğinin çeşitli varyasyonları bildirilmiştir. Bu teknik, mikrodalga filtrelerin doğru EM tabanlı tasarımı için en kullanışlı yaklaşım olarak ortaya çıkmaktadır. (Cameron ve diğ. 2018).

### **3.1 Bulanık Mantık İle İlgili Genel Kavramlar**

Bulanık mantık (Fuzzy Logic) kavramı, California Berkeley Üniversitesi öğretim üyesi Prof. Lotfi A. Zadeh tarafından 1965 yılında yayınlanan makale ile ilk kez ortaya atılmıştır. Uzunca bir süre kontrol sistemleri alanında yapılan çalışmalarda istenilen özelliklerde kontrol sistemi tasarlanabilirken, doğrusal olmayan denklemlerin ortaya çıkması, kullanılan yöntemlerin karmaşıklaşması ve çözümün zorlaşması sonucunda bulanık mantığa yönelinmiştir. Ortaya çıktığından itibaren önemi sürekli artmış ve günümüze kadar gelmiştir. Günümüzde özellikle yapay zekâ uygulamalarında yön verici bir unsur olarak yer almaktadır. Temeli 1 ve 0 gibi kesinliğe dayanan Aristoteles mantığına bir alternatif olarak oluşturulmuştur. Belirsizlikleri anlatmak ve belirsizliklerle çalışmak üzere kurulan katı bir matematik düzen şeklinde ifade edilebilir. İnsanın yaşadığı ortamda belirsizlikler vardır. Bu nedenle belirsizliklerle çalışarak insanın sonuca varma yeteneği anlaşılabilir.

Geleneksel mantıkta bir kümenin elemanları hakkındaki tanımlayıcı yargı nettir ve bir eleman ya kümenin elemanıdır ya da elemanı değildir. Bu tür kümelere keskin kümeler (crisp sets) adı verilir. Hâlbuki bulanık mantıkta üye olanlar ve üye olmayanlar şeklinde kesin bir sınıflandırma bulunmaz. Örneğin orta yaş grubu

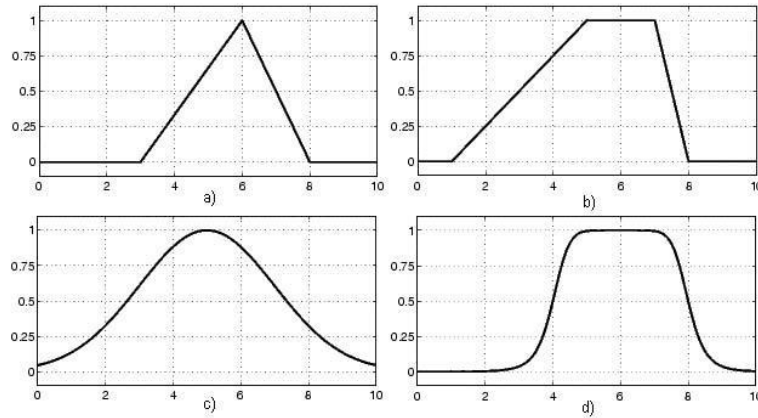
insanları ele alınacak olursa, 30 yaş orta yaş grubunda kabul edilirse, klasik küme teorisine göre 30 yaş altında olanlar genç, 30-50 yaş arasında olanlar orta yaşlı ve 50 yaş üzeri olanlar yaşlı grubunda tanımlansın. Klasik küme teorisine göre 29,5 yaşında olan bir insan genç, 30,5 yaşında olan orta yaşlı olarak sınıflandırılır. Oysaki bu örneklerden 29,5 yaşında olan orta yaş, 30,5 yaşında olan ise genç yaş kümelerinde de tanımlanabilir. Bu yaklaşımdan yola çıkılırsa, bulanık kümeler için küme elemanlarına  $[0,1]$  aralığında değerler atanarak küme elemanları bu üyelik fonksiyonları ile tanımlanır. Küme elemanların sahip olduğu değerlere üyelik derecesi denir ve bu değerlere göre her hangi bir küme elemanının bulanık kümenin özelliklerini ne derecede taşıdığı belirlenir. Bulanık kümede 0 ile 1 arasında üyelik derecesinin değer alması ile sözel (linguistic) bilgiler, problemlerin çözümünde sayısal verilerle birlikte kullanılabilir. Bulanık mantığın diğer yöntemlere göre en önemli farkı, bulanık modellere sözel ifadelerin katılmasıdır.

Gerçek hayat problemlerini modelleme sürecince belirsiz durumlar oluşmakta ve oluşturulan modele entegrasyonunun ortaya çıktığı görülmektedir.

Verilerin tam olması gerekliliğinden dolayı karmaşık sistemleri klasik matematiksel yöntemlerle modellemek ve denetlemek zordur. Bulanık mantık bu zorunlulukları aşmayı ve nicelik yerine daha niteliksel bir tanımlama yapma olanağı sağlar. Biri için 36,5 yaşında demek yerine sadece orta yaşlı diyerek birçok uygulama için yeterli bir veri elde etmiş oluruz. Bu sayede bilgi küçümsemeyecek derecede indirgenerek matematiksel bir tanımlama yerine daha kolay anlaşılır niteliksel bir tanımlama yapılabilir. Bulanık mantıkta önemli kavramlardan biri de dilsel değişkendir. Dilsel değişken, "yaşlı" veya "genç" gibi sözcükler veya ifadelerle tanımlanabilen değişkendir. Bir dilsel değişkene bulanık kümeler ile ifade edilen değerler verilir. Örneğin oda sıcaklığı "soğuk", "sıcak" ve "çok sıcak" gibi kelimelerle dilsel değişken olarak tanımlanabilir. Her bir dilsel değişken modellenirken ayrı ayrı bulanık kümeler kullanılır.

Bulanık mantık yaklaşımı çok farklı alanlarda uygulanabilir, en büyük faydası "insana has deneyim ile öğrenme" olayının kolay bir biçimde modellenenilmesi ve belirsiz durumları ifade eden kavramların matematiksel olarak formüllerle ifade edilebilmesine olanak sağlamasıdır.

Bulanık modeller oluşturmak için farklı biçimlerdeki üyelik fonksiyonları tercih edilebilir. En yaygın kullanılan üyelik fonksiyonlarından bazılarını, normal dağılım (gaussian), üçgen (triangular), yamuk (trapezoidal), ve çan şekilli (bell-shaped) fonksiyonlar olarak sıralayabiliriz. Şekil 3.1’de bu üyelik fonksiyonları gösterilmiştir. Üçgen ve yamuk eğrileri bir vektörün fonksiyonlarıdır, üçgen 3, yamuk 4 sayısal parametreye bağlıdır. Simetrik gaussian fonksiyonu 2, çan şekilli üyelik fonksiyonu 3 parametreye bağlıdır.



**Şekil 3.1:** Üyelik fonksiyonları a) Üçgen. b) Yamuk. c) Normal dağılım. d) Çan şekilli.

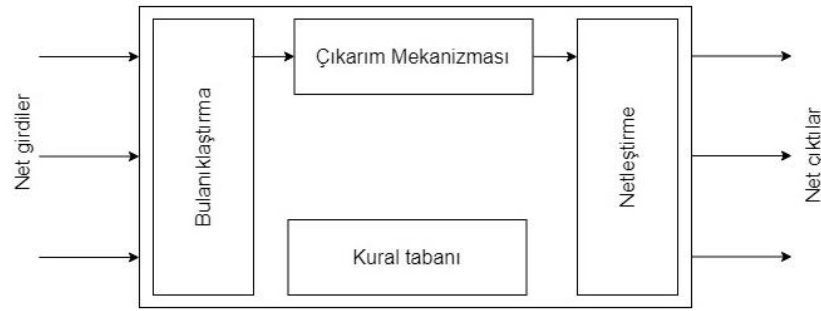
Bulanık sistemler, elde bulunan veriler içinden seçilmiş olan girdi değişkenleri ile çıktı değişkenlerini elde edebilmek için bulanık küme ile ilgili ilkeleri kullanırlar. Bulanık sistemlerin diğer sistemlere göre en büyük avantajı, sözel verilerin ve insan deneyimlerinin bulanık modele eklenmesi ile çözüme ulaşılmasıdır. Yani modele ait değişkenler bulanık alt kümeler ile temsil edilir ve klasik küme işlemleri genelleştirilerek elde edilen bulanık küme işlemleri ile sonuca ulaşılır.

Bulanık sistemler (bulanık model) kural tabanlı veya bilgi tabanlı sistemlerdir. Bulanık bir sistem, bulanık IF-THEN (Eğer-İse) kurallarından oluşan bir bilgi tabanıdır. Bulanık IF-THEN kuralı, bazı kelimelerin sürekli üyelik fonksiyonları ile karakterize edildiği bir IF-THEN ifadesidir. Yani bulanık bir kural, öncül ve soncul olmak üzere iki kısımdan oluşur. Öncül kısım sonuca neden olan giriş değişkenlerini ve bunlar arasındaki mantıksal ilişkileri, soncul kısım ise, giriş değişkenleri sonucunda oluşan sonuç değişkenlerini içerir. Genel olarak bulanık kurallar aşağıdaki yapıdadır:

Kural 1: **Eğer**  $x = A_1$  ve  $y = B_1$  **İse**  $z = C_1$

Kural 2: **Eğer**  $x = A_2$  ve  $y = B_2$  **İse**  $z = C_2$

Burada öncül kısımdaki girdi değişkenlerinin tanımladığı koşullar  $x$  ve  $y$  ile soncul kısımdaki çıktı değişkenlerinin tanımladığı sonuçlar  $z$  ile temsil edilir. Şekil 3.2'de bulanık mantık sistemi genel yapısı görülmektedir. Buradan anlaşılacağı üzere sistem, bulanıklaştırma, çıkarım mekanizması, kural tabanı ve netleştirme birimi olmak üzere 4 birimden oluşur.



Şekil 3.2: Bulanık model sistemi genel gösterimi.

Bulanık model sistemin bileşenleri şöyle tanımlanabilir:

1) *Net Girişler*: Çözülecek problemde etkilenen girdi değişkenleri ve bunlarla ilgili tüm bilgileri içerir. Bilgilerin sayısal veya sözel olması nedeniyle bunlara genel veri tabanı da denir.

2) *Bulanıklaştırma*: Sayısal olan girdi değerlerini sözel içerikli bulanık kümelerdeki üyelik derecelerine atayan bir işlemi ve bu işlemi gerçekleştiren bir işlemci birimini temsil eder.

3) *Kural Tabanı*: Veri tabanındaki giriş değişkenleri ile çıkış değişkenleri arasındaki ilişkiyi kuran mantıksal **Eğer-İse (IF-THEN)** şeklindeki kuralların bütünüdür. Bu kurallar yazılırken, sadece girdiler ile çıktılar arasında olası tüm ara (bulanık küme) bağlantıların düşünülmesi gerekir. Böylece, her bir kural mantıksal olarak girdi uzayının bir parçasını çıktı uzayına bağlar ve bu bağlantıların tümü kural tabanını oluşturur.

4) *Çıkarım Mekanizması*: Bulanık kural tabanında bulunan giriş ve çıkışlara ait bulanık kümeler arasında oluşturulmuş olan parça ilişkilerin tamamını bir araya toplayan ve sistemin bir çıkış üretmesi için kullanılan işlemleri barındıran bölümdür. Bu mekanizma, her bir kurala ait çıkarımı toplayarak tüm sistemin girdilere bağlı olarak nasıl bir çıkış üreteceğini belirler.

5) *Netleştirme*: Bulanık işlemlerin sonucunda oluşturulmuş bulanık çıkarım sonuçlarını kesin sayısal çıkış değerlerine dönüştüren birimdir.

6) *Net çıkışlar*: Bulanık çıkarım mekanizması aracılığıyla bilgilerin ve bulanık kural tabanlarının etkileşiminden oluşturulmuş olan çıktı değerlerinin belirtildiği birimdir.

Bulanık mantık modelinin çalışması ve sonuç üretmesi şu şekildedir. Önce, bulanıklaştırma katmanındaki mevcut verilerden seçilen giriş değişkenlerinin üyelik dereceleri belirlenir. Daha sonra, giriş ve çıkış değişkenlerini mantıksal olarak birbirine bağlayan kurallar Bulanık kural tabanında oluşturulduktan sonra, bulanık çıkarım mekanizmasında bu kuralların hepsi bir araya toplanarak girişlerin üyelik derecelerine göre bir çıkışı üretilir. En son olarak da, Netleştirme katmanda, bulanık çıkarım sonuçları sayısal net çıkış değerlerine dönüştürülür.

Bulanık mantık ile modelleme aşağıdaki nedenlerden dolayı tercih edilir:

- Kolay anlaşılır.
- Teorisi basittir.
- Esnektir.
- Doğal yaklaşım sunar, karmaşık değildir.
- Eksik veya yetersiz verilerle işlemler yapmaya izin verir.
- Doğrusal olmayan fonksiyonları modelleyebilir. Uyarlamalı-ağ-tabanlı-bulanık-çıkartım-sistemi (ANFIS) gibi tek çıkışa izin veren veya Çoklu Uyarlanabilir Sinirsel Bulanık Çıkarım Sistemi (MANFIS) gibi çok çıkışa izin veren tekniklerin kullanımıyla herhangi bir girdi-çıkırtı veri kümesi eşleştirilip bulanık modeller oluşturmak mümkündür.
- Teknolog yani uzman bilgisinden ve görüşlerinden faydalanılabilir.

- İnsanların günlük hayatında kullandığı dili kullanır ve bu da bulanık mantığın en önemli avantajıdır.

Mamdani ve Takagi–Sugeno en yaygın kullanılan bulanık mantık çıkarım sistemleridir.

İnsan davranışına daha uygun olması nedeniyle Mamdani bulanık modeli kolaylıkla oluşturulur. Çok yaygın kullanılmaktadır ve bu yüzden diğer bulanık mantık modellerinin esasını teşkil eder. Buhar motorunun kontrol edilmesi amacıyla insan deneyiminden elde edilen sözlü kontrol kuralları yardımıyla ilk kez kullanılmıştır. Mamdani modelinde girdi ve çıktı değişkenleri üyelik fonksiyonları ile temsil edilir. Bu model beş aşamadan oluşturulur:

- *Bulanıklaştırma*: Öncül kısımda yer alan bütün bulanık ifadelerin kullanılması ile girdi değişkenleri için [0 1] aralığında yer alan üyelik derecelerinin tespit edilmesi
- Bulanık mantıksal işlemleri kullanarak her bir kural için kural ağırlığının belirlenmesi
- VE, VEYA gibi bulanık küme teorisinde yer alan işlemcilerinin uygulanması
- Sonuçların toplanması aşaması: Her bir kurala ait çıkışı temsil eden bulanıklaşmış kümelerin birleştirilmesi
- Durulaştırma: Tek bir sayı haline gelmiş toplam bulanık küme sonuçlarının durulaştırılması

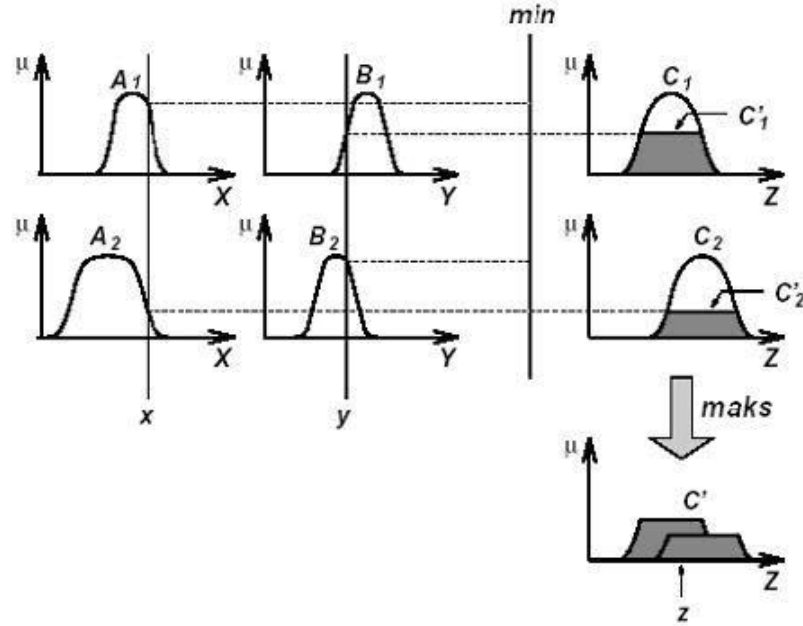
$x$  girişi ve  $y$  çıkışı temsil etmek üzere Şekil 3.3’de iki değişkenli ve iki kurallı bir Mamdani tip bulanık model görülmektedir. Şekilde bulanık küme fonksiyonları  $C_i$ ’lerden çıkış değeri  $z$ ’nin hesaplanması görülmektedir. Hesaplama kullanılan iki adet kural aşağıdaki gibidir.

Kural 1: **Eğer (IF)**  $x = A_1$  ve  $y = B_1$  **İse (THEN)**  $z = C_1$

Kural 2: **Eğer (IF)**  $x = A_2$  ve  $y = B_2$  **İse (THEN)**  $z = C_2$

Bulanıklaştırılmış giriş verileri önceden belirlenmiş olan kurallara tabi tutulur. Kuralların uygulanmasında “VE” koşulu için giriş üyelik değerlerinden en küçük olanı

“VEYA” koşulu için en büyük olanı alınıp çıkış üyelik fonksiyonunda bu alınan değer altında kalan alan hesaplanır. Her kurala ait olan çıkış üyelik fonksiyon bölgelerinin bulunmasından sonra bu alanlar çeşitli durulaştırma yöntemleri kullanarak net çıkış bilgisi elde etmek için kullanılır.



Şekil 3.3: Mamdani tip bulanık modeli çıkarım mekanizması.

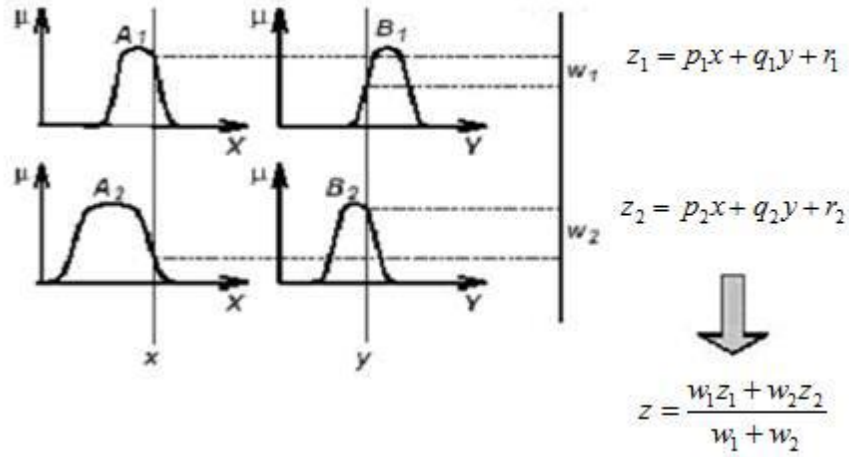
Takagi-Sugeno (TSK) bulanık modeli, Takagi, Sugeno ve Kang tarafından ortaya konulmuştur ve 1985 yılından beri kullanılmaktadır. Mamdani tip modelinin uyarlanması ile oluşturulmuştur. Bu modellemede çıktı üyelik fonksiyonları doğrusal fonksiyonlar veya sabit değerler olabilir. Çıktı üyelik fonksiyonları sabit bir değer alırsa sıfırıncı dereceden, 1. dereceden doğru denklemi biçiminde olursa birinci dereceden Sugeno bulanık model şeklinde isimlendirilir. Modelin bulanık kural yapısı aşağıdaki gibidir:

**Eğer (IF)  $x = A$  ve  $y = B$  İse (THEN)  $z = f(x,y) = px + qy + r(c)$**

Burada  $A$  ve  $B$ , giriş değişkenlerine ait bulanık kümeler olup,  $f(x,y)$ 'ye bağlı olarak net çıkış üreten bir fonksiyondur.  $z$  çıkış değeri, genellikle  $x$  ve  $y$  giriş değişkenlerine bağlı olan bir polinom biçimindedir.

Birinci dereceden Sugeno tipindeki modelin bulanık çıkarım mekanizması Şekil 3.4'de görülmektedir. Bu mekanizmada hem giriş katsayılarının hem de kural ağırlıklarının uzman kişi tarafından belirlenmesi oldukça zordur, bu yüzden bu sayılar

bir optimizasyon algoritması ile bulunmalıdır. Her bir kurala ait net bir çıkış vardır, bu nedenle sonuca ait net çıkış değeri *ağırlıklı ortalama* ile oluşturulur. Bu basit ve fonksiyonel olan yaklaşım ile Mamdani tip modeldeki netleştirme işlemi için harcanan hesaplama yükü ve zaman kaybı giderilmiş olur. Böylece sistem modelleme ve kontrolcü tasarımı için oldukça elverişli bir çıkarım mekanizmasıdır.



Şekil 3.4: Sugeno tip bulanık modeli çıkarım mekanizması.

Komşu üyelik fonksiyonlarının şartları ile yeterli örtüşme olduğu durumda Sıfırıncı dereceden Sugeno tip model, giriş değişkenlerine bağlı olacak biçimde düzgün bir fonksiyon olur. Mamdani tip modelin üyelik fonksiyonları arasındaki örtüşmelerin, ara değerlendirmelerin düzgünlüğü üstünde belirleyici bir etkisi yoktur.

Giriş değişkenlerinin bulanıklaştırılması ve uygulanan bulanık mantıksal işlemler yönünden Mamdani ve Sugeno modelleri birbirine benzer. Parametrelerinin optimize edilme kolaylığı ile Sugeno modeli Mamdani modelden daha avantajlıdır. İki model arasındaki temel fark, Mamdani modelinde çıkış değişkenlerinin tanımlanması gereğidir. Sugeno modelde çıkış değerleri doğrusal fonksiyon veya sabit değerdir, Mamdani modelinde ise üyelik fonksiyonları ile çıkış değerleri ifade edilir. Bu nedenle Sugeno model daha karmaşıktır ancak gösterim yönünden daha uygundur, uyarlanabilir tekniklerle birlikte kullanılabilir.

ANFIS ise, Sugeno bulanık modelin sinirsel öğrenme yeteneği kazandırılarak ağ yapısı biçiminde temsil edildiği halidir. Hem yapay sinir ağları hem de bulanık mantık birlikte kullanılır. Sinir ağı ve bulanık model kombinasyonundan bulanık sinir



ağı oluşur. ANFIS, öğrenme ve uyarlama işlemlerinin kolaylaştırılması amacıyla uyarlamalı sistemlerden yararlanan Sugeno tip bulanık modeldir. Bulanık mantık, ANFIS yaklaşımı ile daha sistematik olmakta ve insan deneyimine olan ihtiyaç veya bağımlılık oldukça azalmaktadır. Temel olarak ANFIS, eşdeğer bulanık sisteminin parametrelerini, giriş ve çıkış veri kümelerini kullanarak öğrenme algoritması aracılığıyla optimize eder. Parametre optimizasyon işleminde, gerçekleşen çıkış ile hedeflenen çıkış arasındaki hata değerinin minimum olması hedeflenir.

ANFIS yapısı, giriş çıkış bilgi çiftleri ve bulanık çıkarım sistemi Eğer-İse (IF-THEN) kurallarından oluşur ancak sistemi eğitmek ve kontrol etmek amacıyla yapay sinir ağı (YSA) öğrenme algoritmaları kullanılır.

$x$  ve  $y$  giriş olarak,  $z$  çıkış olarak ifade edilirse, ANFIS temel kural yapısı şu şekilde verilir:

**Eğer (IF)**  $x \in A_i$  ve  $y \in B_i$  **İse (THEN)**  $z_i = p_i x + q_i y + r_i$

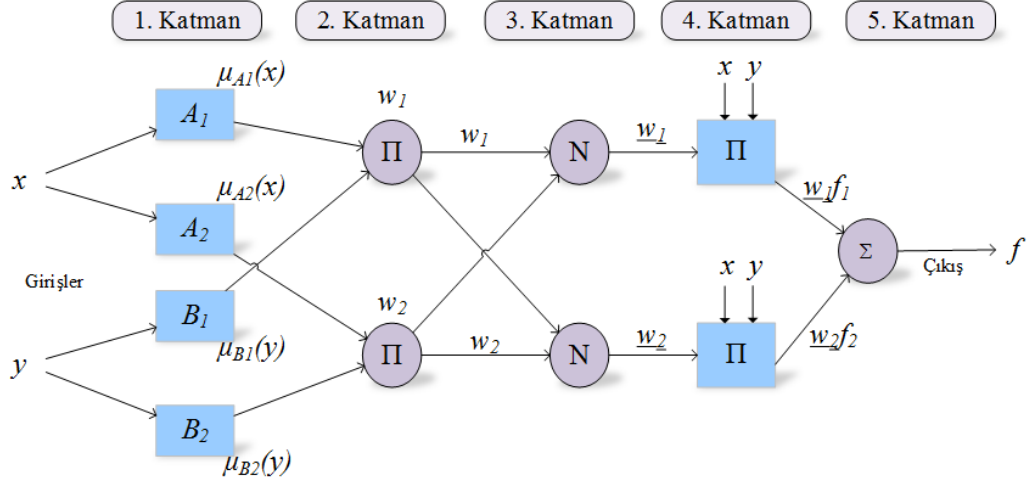
Burada  $A_i$  ve  $B_i$  birer küme etiketidir ve bu kümeler, öncül kısımda bulunan bulanık  $x$  ve  $y$  değişken uzayını alt uzaylara ayıran kümelerdir.  $p_i$ ,  $q_i$  ve  $r_i$  ise, tasarımda kullanılan ve eğitme işleminde belirlenen parametrelerdir.  $z_i$  ise giriş değişkenlerinin bir fonksiyonu olup o kurala ait çıkış değerini temsil eder. Tüm kurallar için çıkış değeri olan  $z_i$ 'lerin ağırlıklı ortalamasının alınması ile herhangi bir  $x$  ve  $y$  girdi çiftinin sonuç çıkış değeri hesaplanır.

Aşağıda iki bulanık kural verilmiştir ve bu kurallara bağlı olarak, birinci dereceden Sugeno bulanık modeline ait ANFIS mimarisi de Şekil 3.5'de görülmektedir. ANFIS mimarisi katmanlı bir yapıdadır ve 1. katman, giriş verilerine üyelik fonksiyonlarının uygulanması ile bulanıklaştırma işleminin yapıldığı katmandır. 2. katman, kuralların bulanık mantık çıkarım sistemine göre oluşturulduğu katmandır. 3. katman, önceki yani kural katmanından gelmiş olan her bir düğüm için ağırlıklı ortalama ile normalizasyon işleminin uygulandığı katmandır. 4. katman, bulanık sonuçların sayısal değerlere dönüştürüldüğü katmandır. 5. katman ise, tüm düğümlerin çıkış değerlerinin toplanması ile sistemin tek çıkış değeri ürettiği katmandır.

**Eğer (IF)  $x = A_1$  ve  $y = B_1$  İse (THEN)  $z = f_1 = (p_1x + q_1y + r_1$**

**Eğer (IF)  $x = A_2$  ve  $y = B_2$  İse (THEN)  $z = f_2 = (p_2x + q_2y + r_2)$**

$p_i, q_i$  ve  $r_i$ , her bir kural için denklem sabitlerini temsil etmektedir.



Şekil 3.5: ANFIS mimarisi.

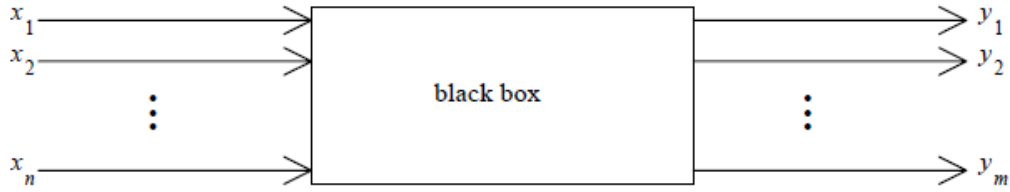
Katmanlı ANFIS mimarisi, ileri beslemeli bir yapay sinir ağı yapısındadır. Bu mimarideki öğrenme algoritmasının asli görevi, ANFIS çıktısı ile öğrenme verilerini benzetebilmek amacıyla bütün uyarlanabilir parametrelerin ayarlanmasıdır. Eğitim için kullanılacak veri kümesi sinir ağına tanıtıldıktan sonra herhangi bir eğitim algoritması kullanarak ağ eğitme işlemi gerçekleşir. Temel amaç modelin çıktısı ile öğrenme verileri arasındaki hata fonksiyonun en küçük olacağı koşulların belirlenmesidir.

### 3.2 Bulanık Modelleme

Matematikselleştirme, genel anlamda, bir fiziksel sistemin (bir tesis, bir süreç vb.) matematiksel terimlerle tanımlanması, sistemin girdi-çıkış davranışlarının karakterize edilmesi anlamına gelir. Sistemin yapısı, doğrusal olmaması, belirsizliği, rastgele olması karmaşıklığı gibi nedenlerle çoğu fiziksel sistemin doğru ve kesin bir matematiksel formül veya denklemle modellenmesi son derece zordur. Bu nedenle, yakınsak modelleme genellikle gerçek dünya uygulamaları için gerekli ve pratiktir.

Aralık matematiği ve bulanık mantık birlikte kullanılarak, kesin matematiksel formüller veya denklemlerle tanımlanamayacak kadar belirsiz veya karmaşık olan birçok fiziksel sistem için yaklaşık modellemeye umut verici bir alternatif sağlayabilir. Buna bulanık sistem modellemesi denir.

Bilinmeyen (“kara kutu”) bir sistem bir  $x_1, \dots, x_n$  girdi kümesi ve ölçülebilen (veya gözlemlenebilen) bir  $y_1, \dots, y_m$  çıktı kümesine sahiptir ve sisteme ait veriler elde mevcuttur. Şekil 3.6’da böyle bir sistemi temsil eden genel yapı görölmektedir.



Şekil 3.6: Bilinmeyen sistemi temsil eden “Kara kutu” modeli.

Statik, dinamik veya mantıksal olarak matematiksel tanımlama şöyle olabilir.

**Statik tanımlama:**

$$\begin{cases} y_1 = f_1(x_1, \dots, x_n), \\ \vdots \\ y_m = f_m(x_1, \dots, x_n); \end{cases} \quad (3.1)$$

**Dinamik tanımlama:**

$$\begin{cases} y_1 = g_1(x_1, \dots, x_n, \dot{x}_1, \dots, \dot{x}_n), \\ \vdots \\ y_m = g_m(x_1, \dots, x_n, \dot{x}_1, \dots, \dot{x}_n); \end{cases} \quad (3.2)$$

**Mantıksal tanımlama:**

$$\text{EĞER (giriş } x_1) \text{ VE ... VE (giriş } x_n) \text{ İSE (çıkış } y_1) \text{ VE ... VE (çıkış } y_m) \quad (3.3)$$

Burada verilen tanımlamalardan (3.3) denklemleri ile ifade edilen mantıksal tanımlama biçimi, bulanık sistem modellemesidir.

Şekil 3.6’da verilen kara kutu sistem aşağıdaki bulanık kural tabanı ile tanımlanabilir:

(1) EĞER  $(x_1 = X_{11})$  VE ... VE  $(x_n = X_{1n})$  İSE  $(y = Y_1)$

(2) EĞER  $(x_1 = X_{21})$  VE ... VE  $(x_n = X_{2n})$  İSE  $(y = Y_2)$

⋮

(N) EĞER  $(x_1 = X_{N1})$  VE ... VE  $(x_n = X_{Nn})$  İSE  $(y = Y_N)$

Tartışmanın basitleştirilmesi açısından  $N = 1$  için yalnızca bir bulanık EĞER-İSE kuralı şöyle verilir:

EĞER  $(x_1 = X_1)$  VE ... VE  $(x_n = X_n)$  İSE  $(y = Y)$

$a_0, a_1, \dots, a_n$  bazı sabit değerler olmak üzere kural şu hale dönüşür:

$R^1$ : EĞER  $(x_1 = X_1)$  VE ... VE  $(x_n = X_n)$  İSE  $(y = a_0 + a_1x_1 + \dots + a_nx_n)$

Belirli bir girdi seti mevcut olduğunda:

$x_1 = x_1^0 \in X_1, \dots, x_n = x_n^0 \in X_n$ , ve  $\mu_{X_1}(x_1^0), \dots, \mu_{X_n}(x_n^0)$  olur ve  $y$  çıkış değeri şöyle olur:

$$y^0 = a_0 + a_1x_1^0 + \dots + a_nx_n^0 \quad (3.4)$$

genel kural tarafından verilen üyelik değeri ise:

$$\mu_Y(y^0) = \mu_{y^0=a_0+\dots+a_nx_n^0} \{ \mu_{X_1}(x_1^0) \wedge \dots \wedge \mu_{X_n}(x_n^0) \} \quad (3.5)$$

Birden fazla ( $N > 1$ ) EĞER-İSE bulanık kuralının olması durumunda:

$R^i$ : EĞER  $(x_1 = X_{i1})$  VE ... VE  $(x_n = X_{in})$  İSE  $(y_i = a_{i0} + a_{i1}x_1 + \dots + a_{in}x_n)$   $i = 1, \dots, N$

aynı girişler  $(x_1 = x_1^0 \in X_1, \dots, x_n = x_n^0 \in X_n)$  tüm farklı kurallara uygulandığında, şu çıkışlar elde edilir:

$$\begin{aligned} y_1^0 &= a_{10} + a_{11}x_1^0 + \dots + a_{1n}x_n^0 \\ y_2^0 &= a_{20} + a_{21}x_1^0 + \dots + a_{2n}x_n^0 \\ &\vdots \\ y_N^0 &= a_{N0} + a_{N1}x_1^0 + \dots + a_{Nn}x_n^0 \end{aligned} \quad (3.6)$$

ve bu çıkışlara karşılık gelen üyelik değerleri şöyle verilir:

$$\mu_Y(y_i^0) = y_i^0 = a_{i0} + \dots + a_{in}x_n^0 \{ \mu_{X_1}(x_1^0) \wedge \dots \wedge \mu_{X_n}(x_n^0) \}, i = 1, \dots, N \quad (3.7)$$

Tipik bir modelleme yaklaşımında, nihai tek çıktı,  $y$ , genellikle aşağıdaki ağırlıklı ortalama formülü ile elde edilir:

$$y = \frac{\sum_{i=1}^N \mu_Y(y_i^0) \times y_i^0}{\sum_{i=1}^N \mu_Y(y_i^0)} \quad (3.8)$$

Böylece (3.6), (3.7) ve (3.8) formüllerinden,  $R^i$ ,  $i = 1, \dots, N$  bulanık EĞER-İSE kurallarına sahip bir bulanık sistemin modellenmesi için girdi-çıkı algoritması oluşur. Bulanık modellemede parametreler tanımlanırken, bilinmeyen bir sistem için girdi-çıkı ilişkisi şu şekilde verilir:

$$y_i = a_{i0} + a_{i1}x_1 + \dots + a_{in}x_n, x_i \in X_i, i=1, \dots, N$$

Sistem parametreleri ise şu şekilde tanımlanır.

Verilen  $y_1, \dots, y_N$  verileri için tüm katsayılar ( $a_{ij}, i = 1, \dots, N; j = 1, \dots, N$ ) bulunur.

Mevcut giriş-çıkı verilerini kullanarak aşağıdaki maddelerde istenler bulunarak sistem modellenir:

- (i)  $x_1, \dots, x_n$ : giriş değişkenleri
- (ii)  $X_1, \dots, X_n$ : giriş değişken aralıkları
- (iii)  $\mu_{x1}, \dots, \mu_{xn}$ : giriş değişkenlerinin üyelik fonksiyonları
- (iv)  $R^i$ : ilişkiler (imalar):

$$y_i = a_{i0} + a_{i1}x_1 + \dots + a_{in}x_n, x_i \in X_i, i=1, \dots, N$$

- (v)  $a_{i0}, \dots, a_{in}$  ( $i = 1, \dots, N$ ) parametreleri

Ortak yöntem, en küçük kareler yöntemidir.

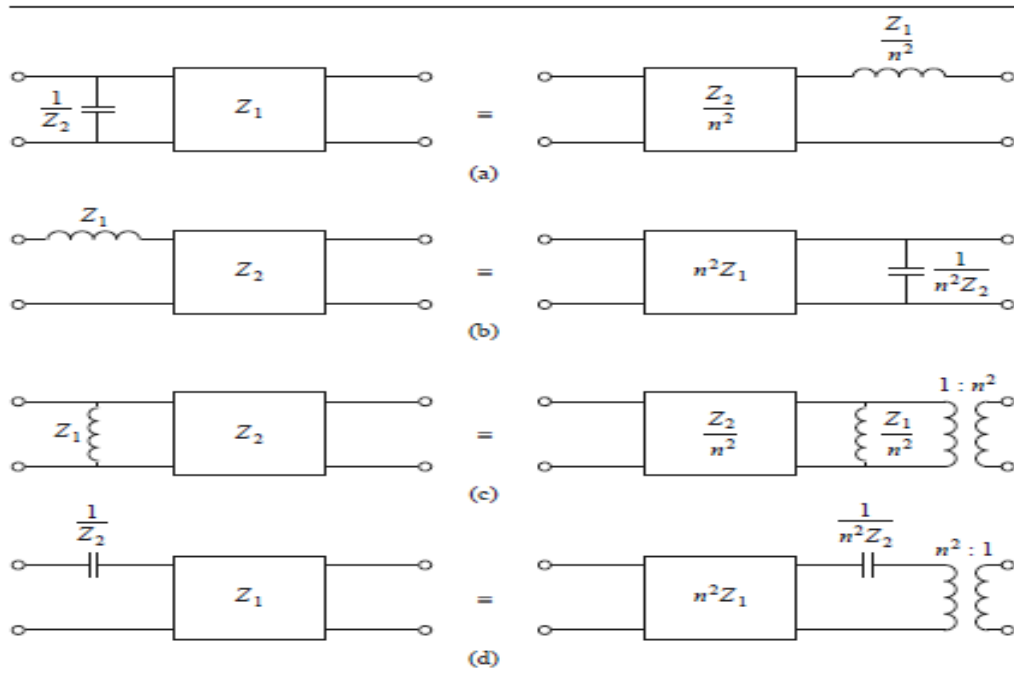
## 4. KUPLAJLI REZONATÖRLER İLE YAN HATLI FİLTRE TASARIMI

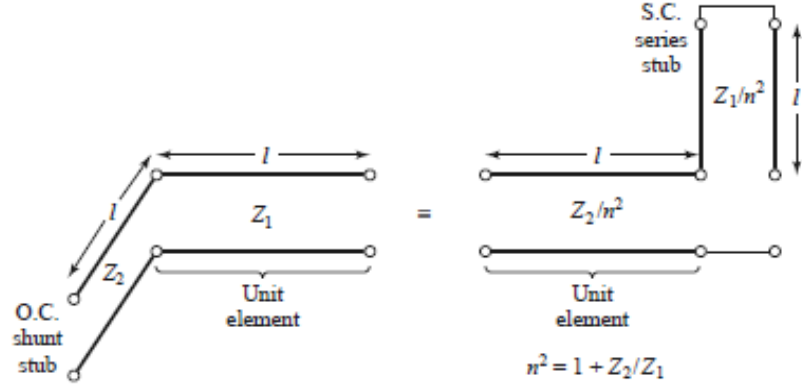
Toplu elemanlı devre tasarımı düşük frekanslar için uygundur ancak daha yüksek RF ve mikrodalga frekanslarında iki problem ortaya çıkar. Birincisi, toplu eleman indikatör ve kapasitörlerin genellikle sadece sınırlı değer aralıklarında var olması ve ikincisi ise mikrodalga frekanslarında gerçekleştirilmelerinin zor olabilmesidir. Açık devre veya kısa devre iletim hattı saplamaları (yanhat) gibi dağıtılmış elemanlar, çoğu zaman ideal toplu elemanlara bir yaklaştırma olarak kullanılmaktadır. Bunun yanında, mikrodalga frekanslarında filtre elemanları arasındaki mesafe ihmal edilemez. Kuroda özdeşlikleri yardımıyla iletim hattı kısımları kullanılarak filtre elemanları fiziksel olarak birbirinden ayrılabilir.

### 4.1 Kuroda Özdeşlikleri ve İnvirtörler

Kuroda özdeşlikleri Tablo 4.1’de verilmiştir. Burada her kutu belirtilen öz empedans ve uzunlukta ( $\omega_c$ 'de  $\lambda/8$ ) bir birim elemanı veya iletim hattını temsil eder. İndüktör ve kapasitörler sırasıyla, kısa devre ve açık devre yan hatları temsil eder.

**Tablo 4.1:** Dört Kuroda özdeşliği ( $n^2 = 1 + Z_2/Z_1$ ).

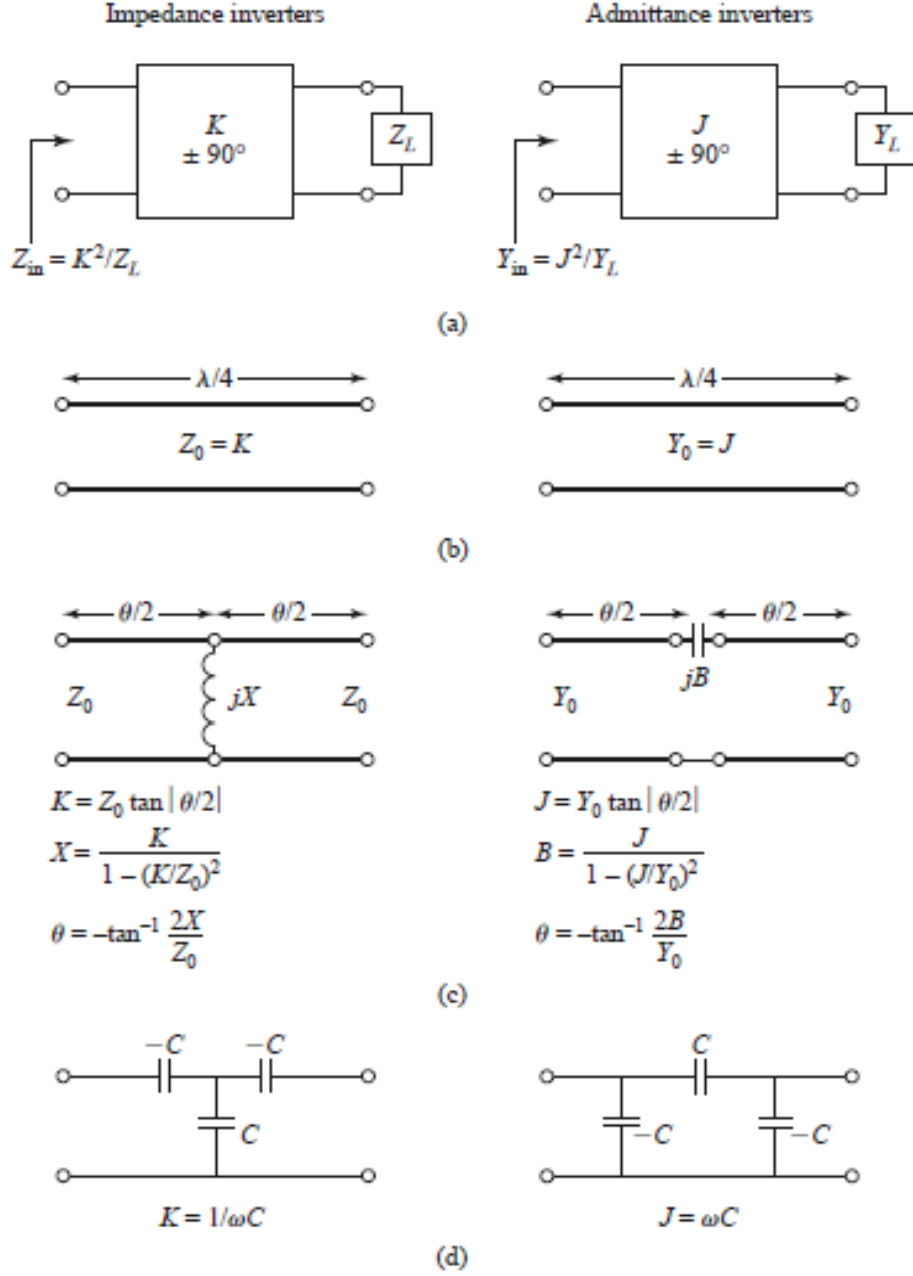




Şekil 4.1: Tablo 4.1'deki Kuroda özdeşliğini gösteren eşdeğer devreler.

Kuroda özdeşliklerini gösteren eşdeğer devreler ise, Şekil 4.1'de verilmiştir. Özel bir tip iletim hattı kullanan filtre gerçekleştirirken sadece seri veya sadece paralel elemanları kullanmak genelde istenen bir durumdur. Kuroda özdeşlikleri bu biçimde değişimler için kullanılabilir fakat bir başka olasılıkta empedans ( $K$ ) veya admitans ( $J$ ) invertörler kullanılmaktadır. Bu invertörler özellikle dar bantlı (<10%) band geçiren veya band durduran filtreler için kullanışlıdır.

Empedans ve admitans invertörlerin kavramsal olarak çalışma prensibi Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Bu invertörler temel olarak yük empedansı veya admitansının tersini oluşturdukları için seri bağlı elemanları paralel bağlı elemanlara veya tersi dönüşüm için kullanılabilir. En basit şekliyle empedans veya admitans invertör uygun öz empedanslı bir çeyrek dalga dönüştürücü kullanılarak Şekil 4.2b'de gösterildiği gibi oluşturulabilir. Bu gerçekleştirme, bir invertörün  $ABCD$  matrisinin, belli bir uzunluktaki iletim hattı için tezin 2. Bölümünde bahsi geçen tabloda verilen  $ABCD$  parametrelerinden bulunmasına da olanak verir. Diğer birçok tip devre empedans veya admitans invertör olarak da kullanılabilir. Bunun bir örneği, Şekil 4.2c'de gösterilmiştir. Bu biçimdeki invertörler, bu tez çalışması kapsamında ele alınan kuplajlı rezonatör filtrelerinin modellenmesinde oldukça elverişlidir. İletim hatlarının  $\theta/2$  uzunluklarının bu çeşit bir invertör için negatif olması gerekmektedir. Ancak bu hatlar, her iki tarafta bağlanan iletim hatları tarafından soğurulabilirse bu bir problem oluşturmaz.



**Şekil 4.2:** Empedans ve admitans invertörler. (a) Empedans ve admitans invertörlerin işleyişi. (b) Çeyrek dalga dönüştürücü olarak gerçekleştirme. (c) İletim hatları ve reaktif elemanlar kullanılarak gerçekleştirme. (d) Kapasitör devreleri kullanılarak gerçekleştirme.

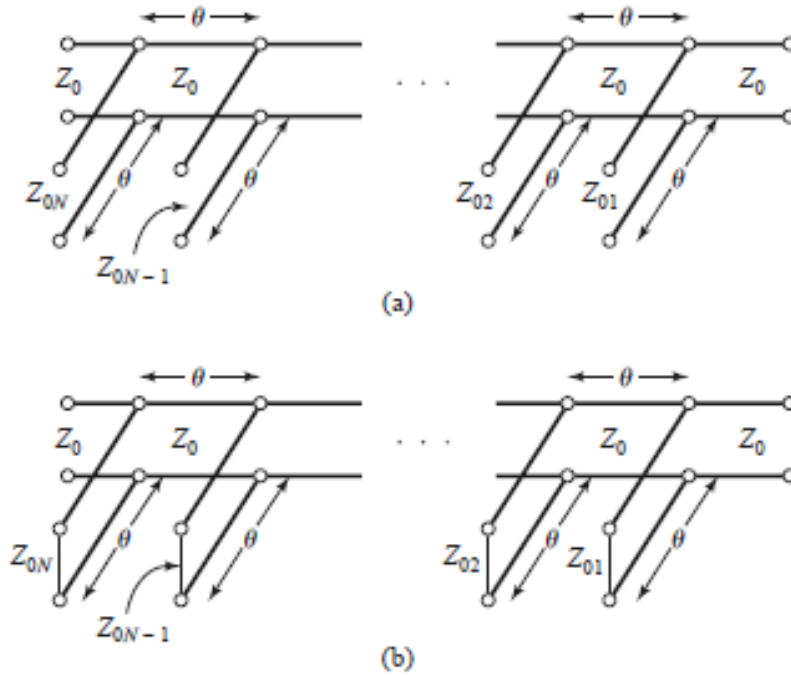
## 4.2 Kuplajlı Rezonatör Kullanan Filtreler

Band durduran ve band geçiren filtreler paralel veya seri rezonans devreleri gibi davranan elemanlara ihtiyaç duyar. Çeyrek dalga açık devre veya kısa devre iletim hattı saplamaları, seri veya paralel rezonant devreler gibi görünürler. Böylece band geçiren veya band durduran filtreleri gerçekleştirmek için bu saplamalar Şekil 4.3'de

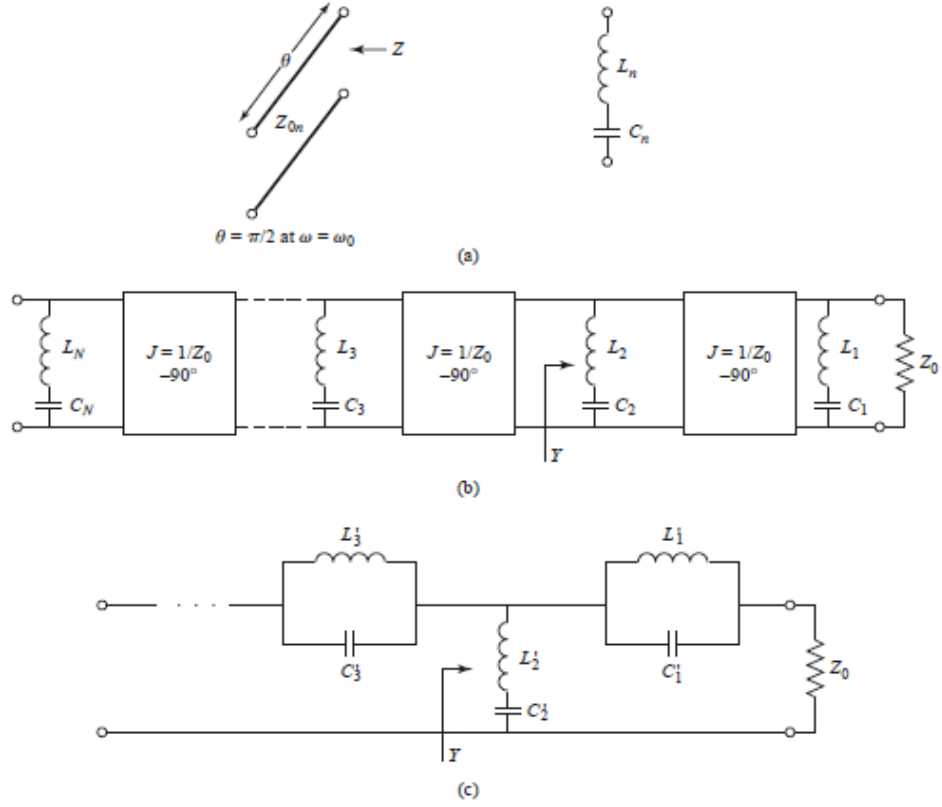


görüldüğü gibi iletim hattı boyunca paralel olarak kullanılabilir. Saplamalar arasındaki çeyrek dalga boylu hat kısımları, admitans invertörler olarak davranır ve etkin olarak paralel rezonatörleri seri rezonatörlere çevirir. Merkez frekansı  $\omega_0$ 'da saplamalar ve iletim hattı kısımları  $\lambda/4$  uzunluğundadır. Saplamalı filtrenin iç empedansı  $Z_0$ 'dır. Bu, saplamalı filtreyi daha kompakt hale getirmekte ve daha kolay tasarlanabilmesine imkân sağlamaktadır. Bununla beraber, saplama rezonatörler kullanan filtreler uygulamada gerçekleştirilmesi zor olan öz empedanslar gerektirmektedir.

Şekil 4.4a'da görüldüğü gibi  $N$  tane açık devre saplama kullanan bir band durduran filtre ele alınır, gerekli saplama öz empedansları  $Z_{0n}$  için alçak geçiren bir prototipin eleman değerleri cinsinden tasarım denklemleri, eşdeğer devre kullanımı yoluyla çıkarılır. Kısa devre saplamalar kullanan band geçiren tipin analizi de aynı süreci izler. Şekil 4.4a'da belirtildiği gibi bir açık devre saplama,  $90^\circ$ 'ye yakınken seri bir  $LC$  rezonatör ile yaklaştırılabilir.



**Şekil 4.3:** Paralel iletim hatlı rezonatörler (merkez frekansında  $\theta = \pi/2$ 'dir) kullanan band durduran ve band geçiren filtreler. (a) Band durduran filtre. (b) Band geçiren filtre.



**Şekil 4.4:** Şekil 4.3'deki band geçiren filtre için eşdeğer devre. (a) Açık devre saplamaların  $\pi/2$ 'ye yakın  $\theta$  için eşdeğer devresi. (b) Rezonatörler ve admitans invertörler kullanan eşdeğer filtre devresi. (c) Eşdeğer toplu elemanlı band durdurucu filtre.

Öz empedansı  $Z_{0n}$  olan açık devre iletim hattının giriş empedansı

$$Z = -jZ_{0n} \cot \theta \quad (4.1)$$

olur, burada  $\omega = \omega_0$  için  $\theta = \pi/2$ 'dir.  $\Delta\omega \ll \omega_0$  olmak üzere  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$  alınırsa,  $\theta = (\pi/2) (1 + \Delta\omega/\omega_0)$  olur ve giriş empedansı, merkez frekansı  $\omega_0$  yakınındaki frekanslar için

$$Z = jZ_{0n} \tan \frac{\pi \Delta\omega}{2\omega_0} \cong \frac{jZ_{0n}\pi (\omega - \omega_0)}{2\omega_0} \quad (4.2)$$

olarak yaklaşılabılır. Bir seri LC devresinin empedansı,  $L_n C_n = 1/\omega_0^2$  olmak üzere

$$Z = j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} = j \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \cong 2j \sqrt{\frac{L_n}{C_n}} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \cong 2jL_n (\omega - \omega_0) \quad (4.3)$$

ile verilir. Bu iki denklemden saplamasının öz empedansı rezonatör parametreleri cinsinden

$$Z_{0n} = \frac{4\omega_0 L_n}{\pi} \quad (4.4)$$

olarak verilir. Böylece saplamalar arasındaki çeyrek dalga hat kısımları ideal admitans invertörler olarak düşünülürse Şekil 4.3a'nın band durduran filtresi Şekil 4.4b'nin eşdeğer devresiyle temsil edilebilir. Daha sonra bu eşdeğer devrenin devre elemanları Şekil 4.4c'nin toplu elemanlı band durduran filtre prototipinin elemanlarıyla ilişkilendirilebilir. Şekil 4.4b'yi kullanarak,  $L_2C_2$  rezonatörüne bakıldığında görünen  $Y$  admitansı

$$\begin{aligned} Y &= \frac{1}{j\omega L_2 + (1/j\omega C_2)} + \frac{1}{Z_0^2} \left( \frac{1}{j\omega L_1 + (1/j\omega C_1)} + \frac{1}{Z_0} \right)^{-1} \\ &= \frac{1}{j\sqrt{L_2/C_2} \left[ \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right) - \left( \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]} + \frac{1}{z_0} \left\{ \frac{1}{j\sqrt{L_1/C_1} \left[ \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right) - \left( \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]} + \frac{1}{z_0} \right\} \end{aligned} \quad (4.5)$$

bulunur. Şekil 4.4c'deki devrede karşılık gelen noktadaki admitans ise

$$\begin{aligned} Y &= \frac{1}{j\omega L'_2 + (1/j\omega C'_2)} + \left( \frac{1}{j\omega C'_1 + \frac{1}{j\omega L'_1}} + Z_0 \right)^{-1} \\ &= \frac{1}{j\sqrt{L'_2/C'_2} \left[ \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right) - \left( \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]} \left\{ \frac{1}{j\sqrt{C'_1/L'_1} \left[ \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right) - \left( \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]} + Z_0 \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (4.6)$$

bulunur. Bu iki sonuç

$$\frac{1}{Z_0^2} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{C'_1}{L'_1}} \quad (4.7a)$$

$$\sqrt{\frac{L_2}{C_2}} = \sqrt{\frac{L'_2}{C'_2}} \quad (4.7b)$$

koşulları sağlanırsa eşdeğer olacaktır.  $L_n C_n = L'_n C'_n = 1/\omega_0^2$  olduğundan, bu sonuçlar  $L_n$  için çözülebilir ve

$$L_1 = \frac{Z_0^2}{\omega_0^2 L'_1} \quad (4.8a)$$

$$L_2 = L'_2 \quad (4.8b)$$

elde edilir. Burdan, saplama öz empedansları

$$Z_{01} = \frac{4Z_0^2}{\pi\omega_0 L'_1} = \frac{4Z_0}{\pi g_1 \Delta} \quad (4.9a)$$

$$Z_{02} = \frac{4\omega_0 L'_2}{\pi} = \frac{4Z_0}{\pi g_2 \Delta} \quad (4.9b)$$

olarak verilir. Burada  $\Delta = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0$  filtrenin oransal band genişliğidir. Band durduran filtrenin öz empedansları için genel sonuç

$$Z_{0n} = \frac{4Z_0}{\pi g_n \Delta} \quad (4.10)$$

olur. Kısa devre saplama rezonatörler kullanan band geçiren filtre için karşılık gelen sonuç

$$Z_{0n} = \frac{\pi Z_0 \Delta}{4g_n} \quad (4.11)$$

bulunur. Bu sonuçlar sadece  $Z_0$  giriş ve çıkış empedanslarına sahip filtreler için uygulanabilir ve dolayısıyla  $N$  değerli eşit dalgacıklı tasarımlar için kullanılamaz.

## 5. YAN HATLI FİLTRELERİN OPTİMİZASYONU

### 5.1 Yan Hatlı Filtre Tasarımı

Filtre tasarımlarında SONNET tam-dalga EM simülasyon aracı kullanılmıştır. Tasarım aşamasında, açık devre ve kısa devre sonlandırmalı  $\lambda/4$  rezonatörleri yan hat olarak kullanan yan hatlı geniş-bant band geçiren ve band durduran filtre seçilmiştir. Filtre geometrisinde fiziksel boyutlar birer parametre olarak belirlenmiş ve bu boyut parametrelerinin değişimlerine bağlı olarak filtre tepkilerinin çeşitli varyasyonları simülasyonlardan elde edilmiştir. Belirlenen bu boyut parametreleri şöyledir:

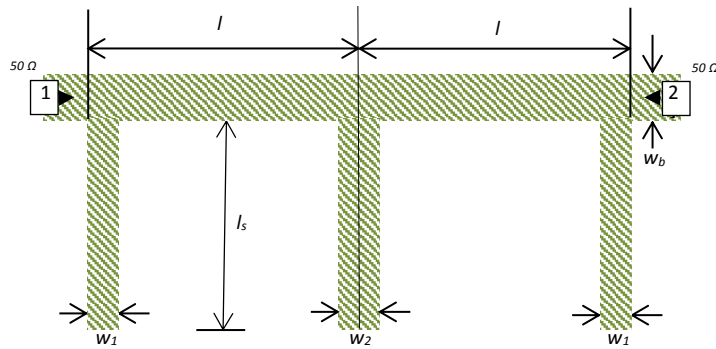
$w_1$  : Kenardaki yan hatta ait genişlik (mm)

$w_2$  : Ortadaki yan hatta ait genişlik (mm)

$l$  : Ana hattın yarısını temsil eden hat uzunluğu (mm)

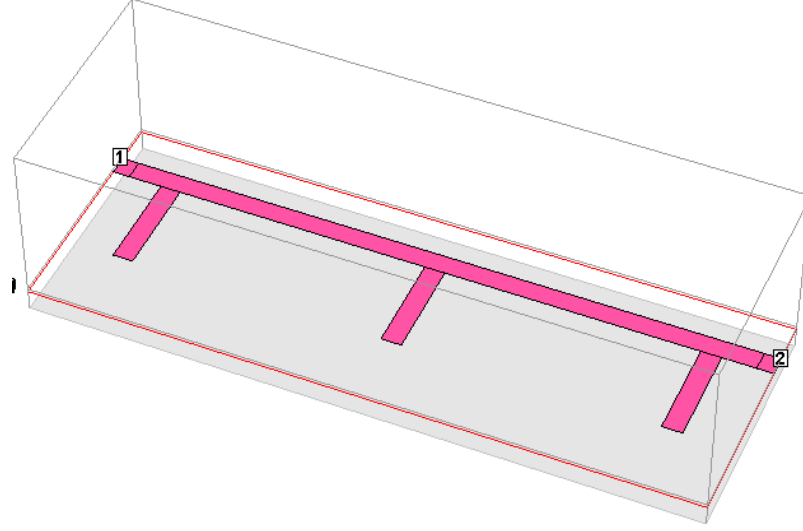
$l_s$  : Yan hatlara ait uzunluk (mm)

Elde edilen bu filtre tepkilerine ait olan veri setleri, daha sonra bulanık mantık ile optimize edilecek filtre karakteristikleri için girdi teşkil edecek şekilde kaydedilmiştir.  $\lambda/4$  yan hat rezonatörlü tasarlanan filtrenin yerleşim düzeni Şekil 5.1’de, üç boyutlu yerleşim düzeni ise Şekil 5.2’de verilmiştir.



Şekil 5.1: Bulanık mantık ile optimize edilecek filtrenin ilk tasarım düzeni.

Şekil 5.1’deki filtre yerleşimi incelendiğinde, filtre ortadan simetrik iki ana hat ve simetri uçlarında yine aynı uzunlukta ve genişlikte iki yan hatta sahip, orta yan hattı ise diğer yan hatlarla eşit uzunlukta ve ortasından simetrik olarak genişliği iki yana doğru ayarlanabilen özellikte band durduran bir filtredir.



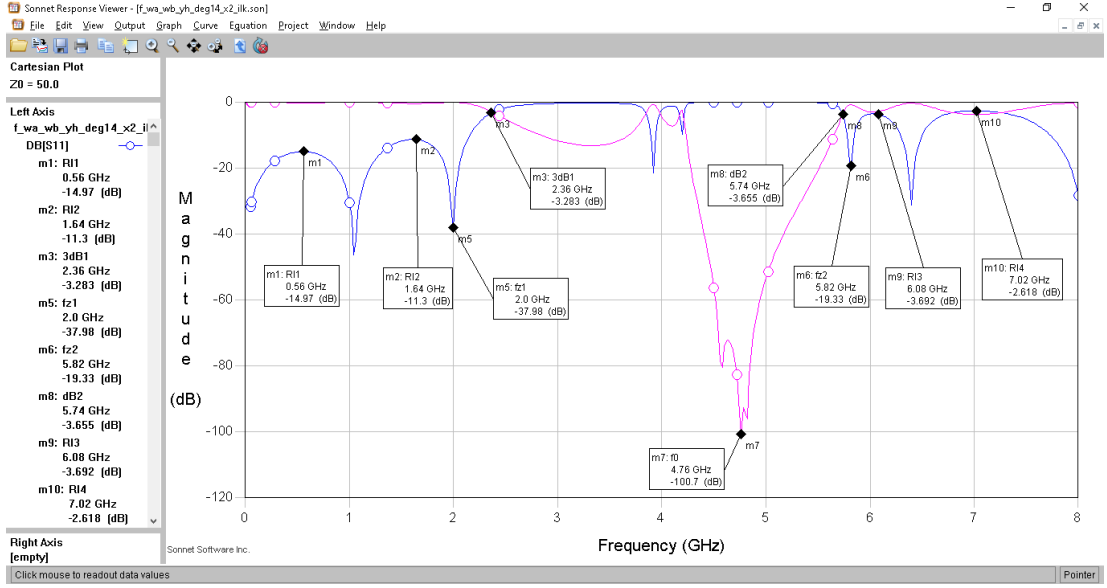
Şekil 5.2: Bulanık mantık ile optimize edilecek filtrenin 3-boyutlu geometrisi.

Şekil 5.1'deki ilk tasarlanan geometriye sahip filtrenin SONNET simülasyonları ile saçılma karakteristikleri elde edilmiş ve simülasyon performansını ifade eden bazı filtre karakteristikleri ( $f_{RL1}$ ,  $f_{RL2}$ ,  $f_{RL3}$ ,  $f_{RL4}$ ,  $f_{z1}$ ,  $f_{z2}$ ,  $f_0$ ,  $f_{3dB1}$ ,  $f_{3dB2}$ ) Şekil 5.3'de verilmiştir.

Bu karakteristikler aşağıda verilmiştir.

- $f_{RL1}$  (GHz) : Filtrenin birinci yansıma kayıp noktası.
- $f_{RL2}$  (GHz) : Filtrenin ikinci yansıma kayıp noktası.
- $f_{RL3}$  (GHz) : Filtrenin üçüncü yansıma kayıp noktası.
- $f_{RL4}$  (GHz) : Filtrenin dördüncü yansıma kayıp noktası.
- $f_{z1}$  (GHz) : Filtrenin birinci iletim sıfırı noktası.
- $f_{z2}$  (GHz) : Filtrenin ikinci iletim sıfırı noktası.
- $f_0$  (GHz) : Filtrenin merkez frekansı.
- $f_{3dB1}$  (GHz) : Filtrenin birinci 3dB noktasının frekansı.
- $f_{3dB2}$  (GHz) : Filtrenin ikinci 3dB noktasının frekansı.

Belirlenmiş olan bu karakteristikler, bulanık mantık modeline girdi teşkil ederek optimize edilecek karakteristiklerdir.



**Şekil 5.3:** Bulanık mantık ile optimize edilecek filtrenin bazı karakteristikleri ( $f_{RL1}$ ,  $f_{RL2}$ ,  $f_{RL3}$ ,  $f_{RL4}$ ,  $f_{z1}$ ,  $f_{z2}$ ,  $f_0$ ,  $f_{3dB1}$ ,  $f_{3dB2}$ ).

Tablo 5.1’de parametrik hale getirilmiş filtre boyutlarına ait değişim aralıkları ve bu değişimlere bağlı olarak toplam boyut kombinasyonları verilmiştir.

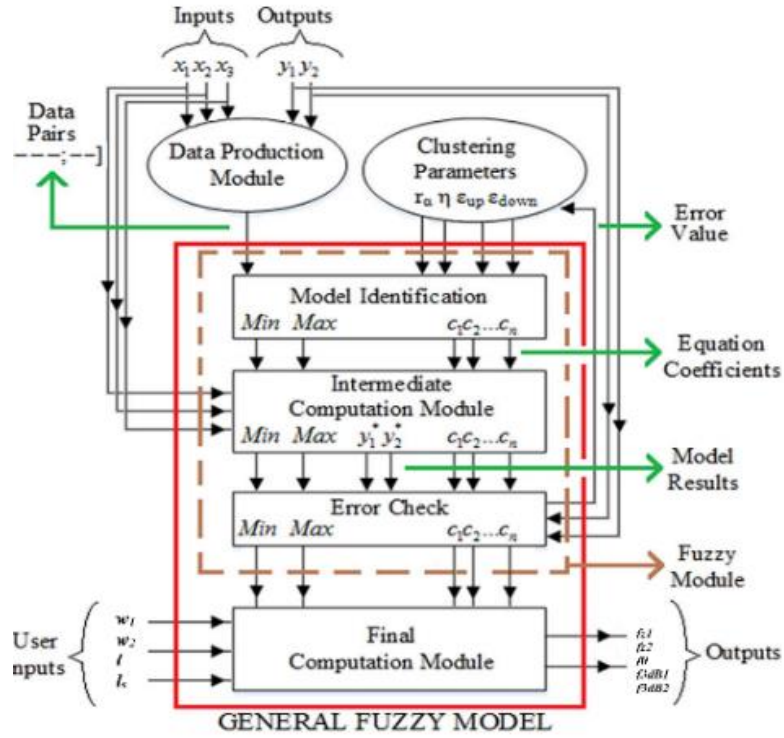
**Tablo 5.1:** Uyarlamalı simülasyonlar için boyut parametreleri değişim aralıkları.

Boyut Parametreleri	İlk değer (mm)	Son değer (mm)	Artış (mm)	Kombinasyon Sayısı
$w_1$	0.6	1.8	0.2	7
$w_2$	0.2	0.6	0.2	3
$l$	5	15	0.5	21
$l_s$	6	8	0.5	5
<b>Toplam Boyut Kombinasyonu Sayısı</b>				<b>2205</b>

Boyut kombinasyonlarına bağlı olarak SONNET ile 2205 adet uyarlamalı simülasyon gerçekleştirilerek simülasyon sonuçları kaydedilmiş ve her kombinasyona ait filtre tepkisi için yukarıda tanımlanan filtre karakteristikleri, bu simülasyon cevaplarından tek tek okunarak kayıt altına alınmış ve daha sonra optimizasyon aşamasında kullanılmak üzere bulanık mantık modelinin eğitimi ve kontrolü için iki tip veri seti haline getirilmiştir.

## 5.2 Filtre Optimizasyonu İçin Bulanık Mantık Modelleme

Tez kapsamında filtre optimizasyonu için önerilen bulanık model genel yapısı Şekil 5.4'de görülmektedir. Modelde birden fazla giriş ve birden fazla çıkış olacaktır. Modelimizde, filtre boyut parametreleri ( $w_1, w_2, l, l_s$ ) giriş değişkenleri, EM simülasyonlarından elde edilerek eğitim ve kontrol amaçlı iki veri seti haline getirilmiş olan filtre saçılma karakteristikleri ( $f_{RL1}, f_{RL2}, f_{RL3}, f_{RL4}, f_{z1}, f_{z2}, f_0, f_{3dB1}, f_{3dB2}$ ) ise çıkış değişkenleridir. Önerilen model ile teorik olarak 4 girişe karşılık 9 çıkış değeri elde edilebilir. Modelin doğruluğunu göstermek üzere, tez çalışması kapsamında 4 girişe karşılık tek çıkışlı, iki çıkışlı ve beş çıkışlı toplam 4 adet bulanık model tasarlanmıştır. Yani filtre saçılma karakteristiklerinden en az bir tanesinin veya tamamına yakınının optimizasyonu hedeflenmiştir. Modelin doğruluğu ispatlandıktan sonra çıkış sayısının beşten daha fazla olduğu bulanık modeller çeşitlendirilebilir.



Şekil 5.4: Optimizasyon için önerilen bulanık model genel yapısı.

Önerilen model yapısının uygunluğunun test edilmesi için modellemede ve analizde NeuroSolutions ve CADMFILT paket programları kullanılmıştır. Modellerin sonuçları karşılaştırılarak hem iki programın performansı hem de önerilen bulanık modelin uygunluğu gösterilmiştir.



NeuroSolutions programı ile önerilen modelin analizinde, programın kendi içinde “black box” (kara kutu) şeklinde gömülü olarak bulunan ve karmaşık fonksiyonlara hızlı ve doğru bir şekilde yaklaşmak için uyarlanabilir bulanık girdileri modüller bir sinir ağıyla bütünleştiren CANFIS (Co-Active Neuro-Fuzzy Inference System) modeli kullanılmıştır. Bu amaçla, daha önce EM simülasyonlardan elde edilen filtre saçılma karakteristikleri ( $f_{RL1}$ ,  $f_{RL2}$ ,  $f_{RL3}$ ,  $f_{RL4}$ ,  $f_{z1}$ ,  $f_{z2}$ ,  $f_0$ ,  $f_{3dB1}$ ,  $f_{3dB2}$ ) simülasyon grafiklerinden tek tek okunarak 500 adet veri seti elde edilmiştir. Bu verilerden 400 tanesi bulanık modeli eğitmek, 100 tanesi de modelin doğrulanması için ayrı veri setleri haline getirilmiştir. Daha sonra bu veriler CANFIS modelinde eğitilerek ve filtre frekans cevabını inceleyebilmek için çıkış parametreleri tanımlayarak bulanık model gerçekleştirilmiştir. Tekrarlı eğitim sayılarına (epoch) ve bunlara bağlı olarak model performansını ifade eden hata türleri (MSE:Mean Squared Error-Ortalama Kare Hatası, MAE:Mean Absolute Error-Ortalama Mutlak Hata) için elde edilen değerler karşılaştırılmıştır. Hassasiyetin artırılması ile eğitim süresi ve sayısı artmaktadır. NeuroSolutions ile tasarlanan bulanık modellerin eğitimi ve testinde elde edilen hata analiz sonuçları EK A’da verilmiştir. Hata sonuçları ayrıca CADMFILT ile tasarlanan bulanık modellerin eğitimi ve testinde elde edilen hata analiz sonuçları ile karşılaştırılarak EK B’de verilmiştir. Simülasyon çıktılarına karşılık NeuroSolutions tarafından üretilen model sonuçları karşılaştırması ise, EK C’de verilmiştir.

CADMFILT programı ile önerilen modelin analizinde, Çıkarıcı Bulanık Kümeleme (SFC) tabanlı bulanık modelleme kullanılmıştır. Veri setleri sınıflandırılarak, küme merkezleri tanımlanarak ve bu merkezlere bulanık kurallar atanarak SFC tabanlı modelleme uygulanmıştır.

### **5.2.1 SFC’ye Dayalı Bulanık Model Tanımlama**

SFC’ye dayalı bulanık model tanımlama sürecinde, simülasyonlardan elde edilerek eğitim ve kontrol veri setleri haline getirilmiş olan filtre saçılma karakteristikleri kümeleme (clustering) işlemi ile tahmin edilmiştir. Bu yaklaşım ile büyük veri kümeleri içerisindeki benzerlikler bulunarak benzer olanlar gruplandırılmıştır. Benzer veri gruplarının belirlenmesi sayesinde problemin

çözümüne yönelik model oluşturulmuştur. SFC, bu benzer grupları otomatik olarak tanımlayarak bulanık kural ataması yapan bir yöntemdir. SFC kullanımını sayesinde, filtre saçılım karakteristiklerinin davranışları basit ve anlaşılır hale gelmiştir. SFC, veri grupları arasındaki mesafeyi göz önünde bulundurarak veri kümesini temsil eden en uygun küme merkezlerini belirlemektedir. SFC'yi uygulamadan önce, CADMFILT paket programı kullanarak küme merkezlerini tanımlamak için öncelikle filtre saçılma karakteristiklerinden elde edilen veriler ile giriş ve çıkış veri çiftleri düzenlenmiştir. Daha sonra, veri kümesinin her bir boyutu normalize edilerek SFC algoritması başlatılmaktadır. SFC, her veri noktasını potansiyel bir küme merkezi olarak değerlendirir ve her birinin potansiyeli aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$P_i = \sum_{j=1}^N e^{\left(-\frac{4}{r_a^2} \|x_i - x_j\|^2\right)}, i = 1, \dots, N \quad (5.1)$$

Burada  $r_a$  komşu yarıçapı gösteren pozitif bir sabittir. Daha sonra en büyük komşuluk miktarına sahip veri noktası birinci küme merkezi olarak seçilir. İlk küme merkezi  $x_{(1)*}$  olarak  $P_{(1)*}$  ile gösterilen en yüksek potansiyel değere sahip veri noktası olarak atanır. Bundan sonra, her veri noktasının potansiyel formülü birinci küme merkezinin etkisini dışarıda bırakmak için yeniden düzenlenir. :

$$P'_i = P_i - P_{(k)*} e^{\left(-\frac{4}{r_a^2} \|x_i - x_{(k)*}\|^2\right)}, i = 1, \dots, N \quad (5.2)$$

Burada  $\eta$ , elde edilen küme merkezlerinin birbirine yakın olmasını engelleyen bir ezme (squash) faktörüdür. Bu prosedür, ilgili kriterlere göre yeterli sayıda küme merkezi elde edilene kadar devam eder.

Model tanımlanırken, bulanık sistemlerde öncül ve sonuç kısımlar birbirine lineer fonksiyonları içeren bulanık kurallarla bağlanır. Giriş ve çıkış verileri, EĞER-İSE ifadelerine dayanan bu bulanık kurallar aracılığıyla mantıksal olarak ilişkilendirilir. SFC yönteminde TSK tip-1 Bulanık Çıkarım Sistemi (FIS) kullanılmakta ve kümeleme uygulaması ile verilerin doğrudan bulanıklaştırılması sağlanmaktadır. Sonuç olarak, giriş ve çıkış verileri aşağıdaki kural mekanizmasıyla belirtilmiştir:

$$\begin{aligned} &IF (EĞER) x_1 is A_1^k \& x_2 is A_2^k \& \dots \& x_j is A_j^k THEN (İSE), \\ &y_1 is B_1^k \& y_2 is B_2^k \& \dots \& y_j is B_j^k \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$B_j^K = c_0 + c_1 x_1^k + c_2 x_2^k + \dots, \quad (5.4)$$

burada  $x_j$ ,  $j$ nci giriş değişkenidir ve  $y_j$ ,  $j$ nci çıkış değişkenidir ve kural numarası  $k$  ile birlikte FIS'yi tanımlar. Burada  $B_j^K$ , girdi değişkenleri tarafından ifade edilen birinci mertebeden doğrusal bir denklemdir.

SFC kullanımıyla belirli sayıda küme merkezi ( $x_{(1)*}$ ,  $x_{(2)*}$ , ...,  $x_{(k)*}$ ) elde edilir. Her küme merkezi, FIS'in  $k$ 'inci kuralını temsil eder.  $k$ 'inci kuralı için,  $A_j^K$  girdi bulanık kümesi için kullanılan Gauss üyelik fonksiyonu şöyledir:

$$\mu_{A_j^K(x)} = e^{\left(-\frac{4}{r_a^2} \|x_i - x_{(k)*}\|^2\right)} \quad (5.5)$$

Tıpkı merkez durulaştırmasında olduğu gibi, FIS çıktıları, her bir kural çıktısının ağırlıklı ortalaması kullanılarak hesaplanır:

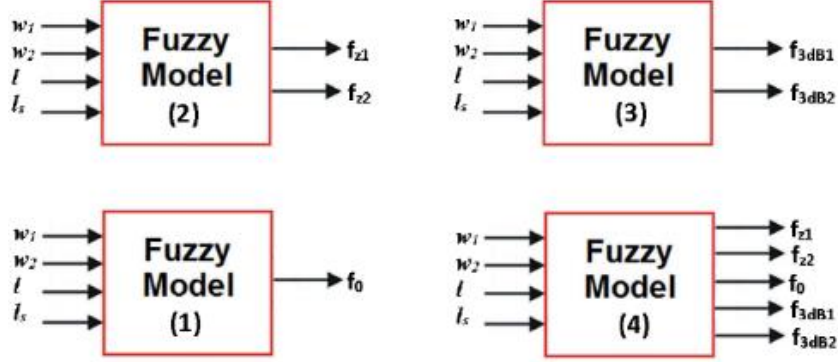
$$y_j = \frac{\sum_{i=1}^c \mu_i y_{ij}}{\sum_{i=1}^c \mu_i} \quad (5.6)$$

burada  $c$  kural sayısı,  $j$  veri çifti sayısı ve  $z_{ij}$  lineer denklemi temsil eder. Son olarak, en küçük kareler algoritması SFC yöntemine uygulanarak denklem sisteminin katsayıları bulunur. Bu yöntemde komşuluk yarıçapı  $r_a$  ve ezilme faktörü  $\eta$  istenilen sayıda kural ile oluşturulacak bulanık sistem üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Ayrıca, yeni küme merkezi belirleme parametreleri  $\epsilon_{up}$  ve  $\epsilon_{down}$ , kural sayısını ve hata değerini önemli ölçüde etkiler. En uygun parametre değerleri belirlenerek ve lineer denklem sisteminin katsayıları bulunarak SFC algoritmasının uygulaması tamamlanmıştır. En küçük kareler yöntemi kullanılarak, problemi karakterize eden denklem sisteminin katsayıları elde edilir. Mevcut yöntem, modelleme için hızlı ve etkili bir çözüm sunmaktadır. En küçük kareler yöntemiyle SFC algoritmasının kullanılması, yüksek doğrulukta bulanık modellerin üretilmesini sağlar.

### 5.2.2 Filtre Optimizasyonu İçin Önerilen Bulanık Modeller

Önerilen bulanık modellerin doğruluğunu göstermek ve filtre karakteristik parametrelerini bulmak üzere kurulan bulanık modeller Şekil 5.5'de görülmektedir.

Bu model dört girişe karşılık, bir, iki ve beş çıkış elde etmek üzere tasarlanmıştır. Boyut parametrelerinin değişimleri ( $w_1$ ,  $w_2$ ,  $l$ ,  $l_s$ ) bulanık modellere giriş değişkenleri olarak, modelleme sonucunda elde edilen optimize edilmiş filtre karakteristikleri olan  $f_{z1}$ ,  $f_{z2}$ ,  $f_0$ ,  $f_{3dB1}$ ,  $f_{3dB2}$  noktalarına ait frekans değerleri ise çıkış değişkenleri olarak belirlenmiştir.



Şekil 5.5: Optimizasyon için önerilen SFC'ye dayalı bulanık modellerin yapısı.

NeuroSolutions ve CADMFILT paket programları ile analiz sonucunda bulanık modeller oluşturmak veya bu modellerin geçerliliğini doğrulamak amacıyla daha önce oluşturulmuş olan 400 adet eğitim ve 100 adet kontrol veri çiftleri kullanılmıştır. Kurulan bulanık modeller için eğitim ve kontrol veri çiftleri birbirinden tamamen farklıdır.

### 5.2.3 Önerilen Bulanık Modeller İçin Sonuçlar

CADMFILT programında eğitim ve kontrol veri çiftlerinin hatalarının ölçümü için ortalama kare hatası (MSE) ve Ortalama Mutlak Hata (MAE) kullanılmıştır.  $r_a$  ve  $\eta$  parametrelerinin değerleri, küme merkezi belirleme kriterleri  $\varepsilon_{up}$  ve  $\varepsilon_{down}$  ile birlikte optimal bir sistem elde etmek için test edilmiştir. Diğer parametreler sabit tutularak her bir girdi kriterinin değişmesine bağlı olarak model çıktılarının hata değerleri ve kural sayısı elde edilmiştir. Filtrenin bulanık modeli için,  $f_{z1}$ ,  $f_{z2}$ ,  $f_0$ ,  $f_{3dB1}$ ,  $f_{3dB2}$  karakteristik çıkış parametrelerinin hata değerlerinin değişimi ile SFC'den  $r_a$ ,  $\eta$ ,  $\varepsilon_{up}$  ve  $\varepsilon_{down}$  giriş kriterlerine bağlı olarak oluşturulan kural sayısı elde edilmiştir.

$f_{z1}$ ,  $f_{z2}$ ,  $f_0$ ,  $f_{3dB1}$  ve  $f_{3dB2}$  için eğitim ve kontrol veri çiftlerinin hataları çoğunlukla her bir giriş parametresi için birlikte değişir. Kural sayısının fazla olduğu çözümün

doğruluğu daha fazla olduğundan, model için çözümler tercih edilmesi gerekir. Modelleme aşamasında, kural sayısının eğitim veri çifti sayısına oranının optimum seviyede olması hedeflenmiştir. Bu oran tasarlanan modellerde %1 ile %2 arasındadır.

Hem eğitim hem de kontrol verileri için filtre bulanık modellerinin sonuçları, CADMFILT sonuçları ile karşılaştırılmıştır. SFC tabanlı modellerin eğitim verileri ve kontrol verileri ile elde edilen sonuçları, CADMFILT analizinden elde edilen sonuçlarla çok iyi bir uyum içindedir. CADMFILT analizinden elde edilen sonuçlar, NeuroSolutions analizinden elde edilen sonuçlarla birlikte EK B’de karşılaştırmalı olarak verilmiştir. CADMFILT ile tasarlanan bulanık modellerin eğitimi ve testinde elde edilen hata analiz sonuçları, NeuroSolutions hata analiz sonuçları ile karşılaştırılarak EK B’de verilmiştir.

## 6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, mikrodalga frekanslarında çalışan haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere açık devre veya kısa devre sonlandırılmalı  $\lambda/4$  yan hat rezonatörlü geniş-bant mikroşerit filtreler tasarlanmıştır. Filtre geometrisinde fiziksel boyutlar birer parametre olarak kullanılarak hem filtre optimizasyonunun gerçekleştirilmesi hem de bunun tam tersi bir durum olarak filtre frekans cevabının geometrik parametrelere bağlı olarak iyileştirilmesi hedeflenmiştir. Bu amaç doğrultusunda teorik bulanık modeller geliştirilmiş, nihai yapıların simülasyonlarından elde edilen sonuçlarla optimizasyon sonuçları karşılaştırılarak uygulanan çıkarımsal bulanık mantık modellerinin geçerliliği gösterilmiştir. Benzetim çalışmaları bir tam-dalga Elektromanyetik (EM) benzetim programı olan SONNET ile gerçekleştirilmiştir. Benzetimden elde edilen veriler, oluşturulan bulanık mantık modellerinin eğitilmesi ve kontrol edilmesi amacıyla iki grupta toplanmıştır. Filtre boyut parametrelerinin ( $w_1, w_2, l, l_s$ ) değişim aralıklarına bağlı olarak SONNET ile yapılan toplam 2205 adet simülasyondan elde edilen saçılma parametre değerleri kayıt altına alınmış, her bir kombinasyona ait filtre frekans cevapları ( $f_{RL1}, f_{RL2}, f_{RL3}, f_{RL4}, f_{z1}, f_{z2}, f_0, f_{3dB1}, f_{3dB2}$ ) simülasyon sonuç grafiklerinden tek tek okunarak bulanık modele girdi teşkil edecek 400 adet eğitim veri seti ve 100 adet kontrol veri seti olmak üzere toplam 500 adet veri seti elde edilmiştir.

Tasarlanan bulanık modeller dört adet girişe karşılık bir, iki ve beş çıkış değişkeninden oluşmaktadır. Modellerin çalıştırılması ve analizinde NeuroSolutions ve CADMFILT programları ayrı ayrı denenmiştir. Her iki programda 400 adet eğitim verisi ile bulanık modeller eğitilerek elde edilen filtre frekans cevapları ile EM simülasyonlardan elde edilen cevaplar arasında hata oranlarının karşılaştırılması sonucunda önerilen bulanık mantık modellerinin oldukça iyi sonuç verdiği tespit edilmiştir. Ayrıca, bu tez çalışmasından elde edilen bulanık modellerin hazır paket programlar haline getirilmesi durumunda, mikrodalga devrelerde optimizasyon süreçlerinde sorun olarak karşımıza çıkan zaman kaybı, aşırı iş yükü ve kaynak kullanımı gibi unsurların ortadan kalkacağı ön görülmektedir.

## 7. KAYNAKLAR

Cameron, R. J. Kudsia, C. M. Mansour, R. R., *Microwave filters for communication systems: Fundamentals, Design and Applications*, USA: John Wiley & Sons, (2018).

Cengiz, Y. ve Güneş, F., “Bir Mikrodalga Transistorunun ‘Bulanık Mantık Sistemi’ ile Modellenmesi”, URSI-Türkiye Bilimsel Kongresi, (2004)

Hinojosa, J. and Doménech-Asensi, G., “Multiple Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems for Accurate Microwave CAD Applications”, “18th European Conference on Circuit Theory and Design”, (2007)

Karlık, B., Torpi, H. and Alcı, M., “A Fuzzy-Neural Approach For The Characterisation Of The Active Microwave Devices”, “12th Int. Crimean Conference “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2002)., Scvastopol. Crimea, Ukraine, (2002)

Karpuz, C., İnan, O., and Urhan, M., “Practical fuzzy model approach for asymmetrical V-shaped microshield line by CADMFILT software”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, WILEY, (2020)

Kozziel, S. and Bandler, J. W., “A Space-Mapping Approach to Microwave Device Modeling Exploiting Fuzzy Systems”, *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, VOL. 55 (12), 15-25, (2007).

Miraftab, V. and Mansour, R. R., “Computer-Aided Tuning of Microwave Filters Using Fuzzy Logic”, *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, VOL. 50, NO. 12, (2002)

Miraftab, V. and Mansour, R. R., “EM-Based Design Tools For Microwave Circuits Using Fuzzy Logic Techniques”, *IEEE MTT-S Digest*, (2003)

Miraftab, V. and Mansour, R. R., “*A Robust Fuzzy-Logic Technique for Computer Aided Diagnosis of Microwave Filters*”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 1, (2004)

Miraftab, V. and Mansour, R. R., “*Tuning Of Microwave Filters By Extracting Human Experience Using Fuzzy Logic*”, 0-7803-8846-1/05/\$20.00 (C) *IEEE*, (2005)

Miraftab, V. and Mansour, R. R., “*Automated Microwave Filter Tuning By Extracting Human Experience In Terms Of Linguistic Rules Using Fuzzy Controllers*”, *IEEE*, (2006)

Miraftab, V. and Mansour, R. R., “*Fully Automated RF/Microwave Filter Tuning by Extracting Human Experience Using Fuzzy Controllers*”, *IEEE Transactions On Circuits And Systems—I: Regular Papers*, VOL. 55, NO. 5, (2008)

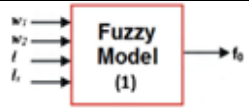
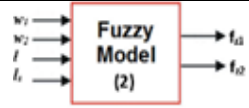

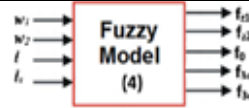
Pozar, D. M., *Mikrodalga Mühendisliği*, (Çev: A. Köksal, M. Bulut, I. Sayın, H. Aşkar, S. Özdemir, A. Ünal), Palme Yayıncılık, 437-443, (2014).

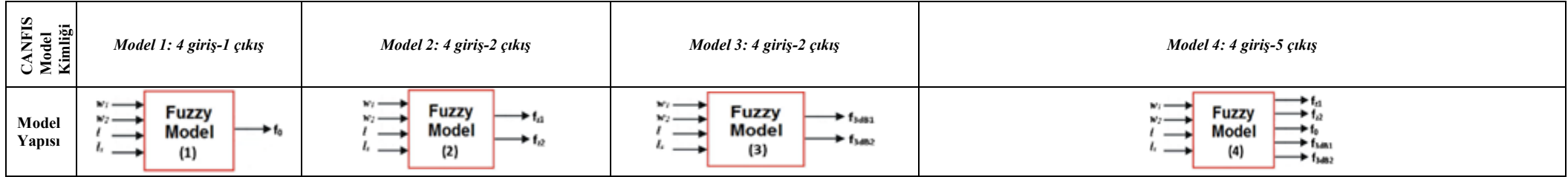
Zhu, L. Sun, S. Li, R., *Microwave Bandpass Filters for Wideband Communications*, John Wiley & Sons, (2012).



## 8. EKLER

### EK A: Modellerin NeuroSolutions Eğitim Hatası ve Test Hatası Analiz Sonuçları

CANFIS Model Kimliği	Model 1: 4 giriş-1 çıkış	Model 2: 4 giriş-2 çıkış	Model 3: 4 giriş-2 çıkış	Model 4: 4 giriş-5 çıkış								
Model Yapısı												
<b>Eğitim Hatası Analiz Sonuçları</b>												
	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>
	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	500	500	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	500	500	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	500	500	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	500	500
	Minimum MSE	0,00128	0,00141	Minimum MSE	0,01473	0,01474	Minimum MSE	0,01161	0,01162	Minimum MSE	0,01306	0,01293
	Nihai MSE	0,00128	0,00141	Nihai MSE	0,01473	0,01474	Nihai MSE	0,01161	0,01162	Nihai MSE	0,01306	0,01293
	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>
	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	1000	1000	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	1000	1000	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	1000	995	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	1000	1000
	Minimum MSE	0,00085	0,00121	Minimum MSE	0,00992	0,01197	Minimum MSE	0,00929	0,01035	Minimum MSE	0,00768	0,00914
	Nihai MSE	0,00085	0,00121	Nihai MSE	0,00992	0,01197	Nihai MSE	0,00929	0,01036	Nihai MSE	0,00768	0,00914
	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>	<i>En İyi Model</i>	<i>Eğitim Verisi</i>	<i>Kontrol Verisi</i>
	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	1500	1500	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	1494	1492	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	1500	1500	<i>Tekrarlı Eğitim Sayısı</i> Epoch #	1500	1500
	Minimum MSE	0,00075	0,00096	Minimum MSE	0,00660	0,00941	Minimum MSE	0,00736	0,00829	Minimum MSE	0,00489	0,00680
	Nihai MSE	0,00075	0,00096	Nihai MSE	0,00661	0,00942	Nihai MSE	0,00736	0,00829	Nihai MSE	0,00489	0,00680



**Test Hatası Analiz Sonuçları**

Tkrarlı Eğitim Sayısı Epoch	<i>f0(GHz)</i>		<i>fz1(GHz)</i>		<i>fz2(GHz)</i>		<i>f3dB1(GHz)</i>		<i>f3dB2(GHz)</i>		<i>f0(GHz)</i>		<i>fz1(GHz)</i>		<i>fz2(GHz)</i>									
	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi								
<b>Epoch 500</b>	MSE	0,00164	0,00180	MSE	0,00439	0,00442	0,14001	0,14033	MSE	0,00153	0,00142	0,08212	0,08250	MSE	0,00217	0,00251	0,09028	0,08892	0,00390	0,00524	0,00480	0,00642	0,17514	0,16487
	MAE	0,03255	0,03260	MAE	0,05062	0,04863	0,27625	0,25768	MAE	0,03002	0,03028	0,21629	0,20891	MAE	0,03570	0,03758	0,23564	0,22021	0,04972	0,05968	0,05194	0,05720	0,32515	0,29562
<b>Epoch 1000</b>	MSE	0,00109	0,00155	MSE	0,00738	0,00693	0,08566	0,10752	MSE	0,00520	0,00635	0,05976	0,06554	MSE	0,00527	0,00603	0,04732	0,05749	0,00254	0,00353	0,00596	0,00729	0,09524	0,11010
	MAE	0,02474	0,03023	MAE	0,06551	0,06497	0,20405	0,22149	MAE	0,05001	0,05362	0,18191	0,17636	MAE	0,05793	0,06037	0,15185	0,15042	0,04147	0,04925	0,06029	0,06437	0,21068	0,20455
<b>Epoch 1500</b>	MSE	0,00096	0,00123	MSE	0,00235	0,00237	0,06218	0,09052	MSE	0,00156	0,00162	0,05106	0,05790	MSE	0,00204	0,00253	0,03101	0,04419	0,00203	0,00297	0,00281	0,00391	0,06259	0,08586
	MAE	0,02222	0,02711	MAE	0,03474	0,0390	0,15744	0,18032	MAE	0,02938	0,02970	0,16996	0,17056	MAE	0,03350	0,03569	0,10655	0,12205	0,03573	0,04355	0,03959	0,04466	0,14792	0,16914

## EK B: Modellerin NeuroSolutions ve CADMFILT Hata Analizi Sonuçlarının Karşılaştırması

Program	Tekrarlı Eğitim Sayısı (Epoch)	Hata Türü	Fuzzy Model (1)		Fuzzy Model (2)				Fuzzy Model (3)				Fuzzy Model (4)									
			$f_0$		$f_{z1}$		$f_{z2}$		$f_{3dB1}$		$f_{3dB2}$		$f_{3dB1}$		$f_{3dB2}$		$f_0$		$f_{z1}$		$f_{z2}$	
			Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi	Eğitim Verisi	Kontrol Verisi
NeuroSolutions	500	MSE	0,00164	0,00180	0,00439	0,00442	0,14001	0,14033	0,00153	0,00142	0,08212	0,08250	0,00217	0,00251	0,09028	0,08892	0,00390	0,00524	0,00480	0,00642	0,17514	0,16487
		MAE	0,03255	0,03260	0,05062	0,04863	0,27625	0,25768	0,03002	0,03028	0,21629	0,20891	0,03570	0,03758	0,23564	0,22021	0,04972	0,05968	0,05194	0,05720	0,32515	0,29562
	1000	MSE	0,00109	0,00155	0,00738	0,00693	0,08566	0,10752	0,00520	0,00635	0,05976	0,06554	0,00527	0,00603	0,04732	0,05749	0,00254	0,00353	0,00596	0,00729	0,09524	0,11010
		MAE	0,02474	0,03023	0,06551	0,06497	0,20405	0,22149	0,05001	0,05362	0,18191	0,17636	0,05793	0,06037	0,15185	0,15042	0,04147	0,04925	0,06029	0,06437	0,21068	0,20455
	1500	MSE	0,00096	0,00123	0,00235	0,00237	0,06218	0,09052	0,00156	0,00162	0,05106	0,05790	0,00204	0,00253	0,03101	0,04419	0,00203	0,00297	0,00281	0,00391	0,06259	0,08586
		MAE	0,02222	0,02711	0,03474	0,0390	0,15744	0,18032	0,02938	0,02970	0,16996	0,17056	0,03350	0,03569	0,10655	0,12205	0,03573	0,04355	0,03959	0,04466	0,14792	0,16914
CADMFILT	-	MSE	0,00038	0,00091	0,00006	0,046	0,00021	0,097	0,00015	0,017	0,00026	0,04	0,00018	0,00002	0,03	0,00003	0,015	0,00513	0,00037	0,254	0,00035	0,124
		MAE	0,00311	0,00512	0,00234	0,023	0,00406	0,033	0,00249	0,013	0,00387	0,02	0,00217	0,00152	0,019	0,00157	0,014	0,00960	0,00535	0,046	0,00473	0,035

## EK C: NeuroSolutions ve CADMFILT Model Sonuçları ile Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırması

**Not:** Örnek sonuçlar aşağıda verilmiştir. Kullanılan data lar istenildiği takdirde [ramazan.sarac@usak.edu.tr](mailto:ramazan.sarac@usak.edu.tr) adresinden temin edilebilir.

Program	Veri Türü	Tekrarlı Eğitim sayısı (Epoch)	Çıktılar																							
			Girişler				Simülasyon		Fuzzy Model (1)		Simülasyon		Fuzzy Model (2)		Simülasyon		Fuzzy Model (3)		Simülasyon		Fuzzy Model (4)					
			$w_1$ (mm)	$w_2$ (mm)	$l$ (mm)	$l_s$ (mm)	$f_0$ (GHz)	$f_0$ (GHz)	$f_{z1}$ (GHz)	$f_{z2}$ (GHz)	$f_{z1}$ (GHz)	$f_{z2}$ (GHz)	$f_{sim1}$ (GHz)	$f_{sim2}$ (GHz)	$f_{sim1}$ (GHz)	$f_{sim2}$ (GHz)	$f_{sim1}$ (GHz)	$f_{sim2}$ (GHz)	$f_{sim1}$ (GHz)	$f_{sim2}$ (GHz)	$f_{sim1}$ (GHz)	$f_{sim2}$ (GHz)				
CADMFILT	Eğitim		0,6	0,2	5	6,5	4,28	4,279	3,72	5,54	3,723	5,472	3,79	5,31	3,797	5,303	3,79	5,31	4,28	3,72	5,54	3,791	5,324	4,282	3,723	5,558
NeuroSolutions	Eğitim	500	0,6	0,2	5	6,5	4,28	4,26113	3,72	5,54	3,48579	5,159055384	3,79	5,31	3,755351975	5,155956933	3,79	5,31	4,28	3,72	5,54	3,697914953	5,160916576	4,316437195	3,516892417	5,210230911
NeuroSolutions	Eğitim	1000	0,6	0,2	5	6,5	4,28	4,25066	3,72	5,54	3,601362072	5,343077954	3,79	5,31	3,562052595	5,044071475	3,79	5,31	4,28	3,72	5,54	3,657902025	5,107204322	4,256552918	3,530374501	5,239227744
NeuroSolutions	Eğitim	1500	0,6	0,2	5	6,5	4,28	4,25345	3,72	5,54	3,645944349	5,308182701	3,79	5,31	3,716789211	5,080753751	3,79	5,31	4,28	3,72	5,54	3,710452245	5,171009454	4,286639342	3,568000771	5,312116644
CADMFILT	Kontrol		0,6	0,2	5,5	6	4,62	4,602	3,84	5,68	3,815	5,655	3,95	5,53	3,951	5,499	3,95	5,53	4,62	3,84	5,68	3,969	5,369	4,645	3,858	5,505
NeuroSolutions	Kontrol	500	0,6	0,2	5,5	6	4,62	4,55229	3,84	5,68	3,558730425	5,371921591	3,95	5,53	3,928205615	5,390298775	3,95	5,53	4,62	3,84	5,68	3,784026716	5,345455665	4,543245685	3,536203103	5,387024627
NeuroSolutions	Kontrol	1000	0,6	0,2	5,5	6	4,62	4,539694332	3,84	5,68	3,628863908	5,487606225	3,95	5,53	3,684140851	5,284850669	3,95	5,53	4,62	3,84	5,68	3,717511253	5,340615982	4,532798674	3,55330375	5,428599986
NeuroSolutions	Kontrol	1500	0,6	0,2	5,5	6	4,62	4,602573137	3,84	5,68	3,752913354	5,392414488	3,95	5,53	3,824521661	5,335162188	3,95	5,53	4,62	3,84	5,68	3,776496113	5,385259185	4,568928424	3,590029881	5,480259567
CADMFILT	Eğitim		0,6	0,2	5	7	4	3,987	3,5	5,3	3,502	5,292	3,58	5,04	3,572	5,049	3,58	5,04	4	3,5	5,3	3,575	5,026	3,999	3,509	5,261
NeuroSolutions	Eğitim	500	0,6	0,2	5	7	4	3,963169452	3,5	5,3	3,381363102	4,95722676	3,58	5,04	3,525352415	4,940038254	3,58	5,04	4	3,5	5,3	3,562029951	4,983398605	4,09841471	3,446608343	5,054379983
NeuroSolutions	Eğitim	1000	0,6	0,2	5	7	4	3,980773652	3,5	5,3	3,493335412	5,183477866	3,58	5,04	3,436714314	4,809320575	3,58	5,04	4	3,5	5,3	3,542173748	4,896254419	3,991561678	3,440075719	5,076582853
NeuroSolutions	Eğitim	1500	0,6	0,2	5	7	4	3,934969848	3,5	5,3	3,538528713	5,181562329	3,58	5,04	3,557882715	4,848549189	3,58	5,04	4	3,5	5,3	3,590741535	4,976313922	4,012543012	3,480148937	5,163854078
CADMFILT	Kontrol		0,6	0,2	6	6	4,62	4,612	3,74	5,56	3,717	5,567	3,88	5,46	3,879	5,410	3,88	5,46	4,62	3,74	5,56	3,888	5,348	4,634	3,742	5,445
NeuroSolutions	Kontrol	500	0,6	0,2	6	6	4,62	4,567701506	3,74	5,56	3,505245983	5,36774638	3,88	5,46	3,873456504	5,37340918	3,88	5,46	4,62	3,74	5,56	3,729901932	5,338251678	4,54464642	3,483626194	5,394932615
NeuroSolutions	Kontrol	1000	0,6	0,2	6	6	4,62	4,551694567	3,74	5,56	3,541531534	5,466353943	3,88	5,46	3,675545774	5,28482682	3,88	5,46	4,62	3,74	5,56	3,662733945	5,355262421	4,542696879	3,486468619	5,447097817