

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

**BİLGİSAYAR DESTEKLİ MİKRODALGA FİLTRE
TASARIMLARI İÇİN DÜZLEMSEL İLETİM HATLARININ
ELEKTRİKSEL PARAMETRELERİNİN BULANIK MANTIK
YARDIMIYLA HESAPLANMASI**

DOKTORA TEZİ

MEHMET URHAN

DENİZLİ, HAZİRAN - 2023

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



**BİLGİSAYAR DESTEKLİ MİKRODALGA FİLTRE
TASARIMLARI İÇİN DÜZLEMSEL İLETİM HATLARININ
ELEKTRİKSEL PARAMETRELERİNİN BULANIK MANTIK
YARDIMIYLA HESAPLANMASI**

DOKTORA TEZİ

MEHMET URHAN

DENİZLİ, HAZİRAN- 2023

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.

MEHMET URHAN

ÖZET

**BİLGİSAYAR DESTEKLİ MİKRODALGA FİLTRE TASARIMLARI
İÇİN DÜZLEMSEL İLETİM HATLARININ ELEKTRİKSEL
PARAMETRELERİNİN BULANIK MANTIK YARDIMIYLA
HESAPLANMASI
DOKTORA TEZİ
MEHMET URHAN
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)**

DENİZLİ, HAZİRAN - 2023

Haberleşme sistemlerinin hızla gelişmesine paralel olarak yüksek performanslı, düşük maliyetli minyatür devre tasarımı ve üretimine olan ihtiyaç da artmıştır. Bu nedenle istenilen özelliklere sahip farklı konfigürasyonlardaki düzlemsel iletim hatları arayışları hız kazanmıştır. Bu arayışlar doğrultusunda düzlemsel iletim hatlarının analizlerinin yüksek hız ve doğrulukla yapılması büyük önem arz etmektedir. Bu noktada mikrodalga araştırmacıları, bu analizleri gerçekleştirmek için uygun CAD (Bilgisayar Destekli Tasarım) programlarına başvururlar. Bu tez çalışmasında mikrodalga filtrelerin analizi, sentezi, modellemesi ve tasarım süreçlerinde araştırmacılar için çok önemli olan yüksek hız ve doğrulukta hesaplama ve modelleme ihtiyacını karşılamak için görsel bir CAD yazılım programı oluşturulmuştur. Programın bileşenleri olarak bağımlı/bağımsız olarak çalışabilen alt tasarım araçları geliştirilmiştir.

Düzlemsel iletim hatlarının teorik analizlerinde frekanstan bağımsız çözümler sunabilen kuasi-statik analiz ve frekans bağımlı tam dalga analiz yaklaşımları kullanılmaktadır. Bu tezde düzlemsel iletim hatlarının elektriksel parametrelerinin hesaplanmasında bir kuasi-statik analiz tekniği olan KDT (Konform Dönüşüm Tekniği) kullanılmıştır. KDT ile yapılan analizlerde düzlemsel dönüşüm işlemlerin zorluğu, denklem çözümlerinin karmaşıklığı gibi nedenlerden dolayı teorik çözümlerden bağımsız olarak alternatif yaklaşık çözümler sunabilen tekniklere ihtiyaç duyulmaktadır. Karmaşık uygulamalarda, bir sistemin giriş/çıkış parametre ilişkilerini en iyi şekilde temsil etmesi ve optimal modellemeye ulaşması beklenir. Bu amaçla, daha pratik bir çözüm için sistemi modellemek amacıyla bulanık sistemler kullanılır. Bulanık mantık sistem yaklaşımları, teorik yaklaşımlardan bağımsız alternatif bir çözüm sunabilir. Bu tez çalışması kapsamında mikrodalga problemlerinde kullanılan teorik çözümlere alternatif olabilecek ÇBK (Çıkarımsal Bulanık Kümeleme) tekniğine dayalı bir çözüm sunulmuştur.

ANAHTAR KELİMELELER: CAD Yazılımı, Düzlemsel İletim Hatları, Kuasi-Statik, Konform Dönüşüm, Bulanık Mantık, Çıkarımsal Bulanık Kümeleme

ABSTRACT

CALCULATION OF THE ELECTRICAL PARAMETERS OF PLANAR TRANSMISSION LINES FOR COMPUTER-AIDED MICROWAVE FILTER DESIGNS WITH THE AID OF FUZZY LOGIC

PHD THESIS

MEHMET URHAN

**PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
(SUPERVISOR:PROF. DR. CEYHUN KARPUZ)**

DENİZLİ, JUNE 2023

Parallel to the rapid development of communication systems, the need for high-performance, low-cost miniature circuit design and production has also increased. For this reason, the searches for planar transmission lines in different configurations with desired properties have gained momentum. In line with these searches, it is of great importance to analyze the planar transmission lines with high speed and accuracy. At this point, microwave researchers resort to appropriate CAD (Computer Aided Design) programs to perform these analyses. In this thesis, a visual CAD software program has been designed to meet the high speed and accuracy calculation and modeling needs, which are very important for researchers in the analysis, synthesis, modeling and design processes of microwave filters. As components of the program, sub-design tools that can work dependently/independently have been developed.

Quasi-static analysis and frequency-dependent full-wave analysis approaches, which offer frequency-independent solutions, are used in the theoretical analysis of planar transmission lines. In this thesis, CMT (Conformal Mapping Technique), a quasi-static analysis technique, is used to calculate the electrical parameters of planar transmission lines. Techniques that can offer alternative approximate solutions independent of theoretical solutions are needed for reasons such as the difficulty of planar transformation processes and the complexity of equation solutions in the analysis made with CMT. In complex applications, a system is expected to best represent the input/output parameter relationships and achieve optimal modeling. For this purpose, fuzzy systems are used to model the system for a more practical solution. Thus, fuzzy logic system approaches can offer an alternative solution independent of theoretical approaches. Within the scope of this thesis, a solution based on the SFC (Subtractive Fuzzy Clustering) technique, which can be an alternative to the theoretical solutions used in microwave problems, is presented.

KEYWORDS: CAD Software, Planar Transmission Lines, Quasi-Static, Conformal Mapping, Fuzzy Logic, Subtractive Fuzzy Clustering

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	iv
TABLO LİSTESİ	v
SEMBOL LİSTESİ	vi
KISALTMALAR LİSTESİ.....	vii
ÖNSÖZ.....	viii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Önemi	1
1.2 Tezin Hedefleri.....	3
1.3 Literatür Özeti	4
2. DÜZLEMSEL İLETİM HATLARI VE KUASI STATİK ANALİZ	17
2.1 Düzlemsel İletim Hatlarının Elektriksel Parametrelerinin Kuasi Statik Analiz Yaklaşımıyla Hesaplanması	20
2.1.1 Şerit Hat.	20
2.1.2 Mikroşerit Hat.....	24
2.1.3 Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu	28
2.1.4 Eş Düzlemsel Şerit.....	32
2.1.5 Yarık Hat.....	34
3. BULANIK MANTIK SİSTEM MODELLEME	37
3.1 Çıkarımsal Bulanık Kümeleme Tekniği ile Bulanık Sistem Modellemesi	39
3.2 Bulanık Sistem Modelleme Örnek Uygulama	41
4. MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI.....	47
4.1 Kuplajlı Rezonatör Filtreleri için Genel Kuplaj Matrisi Çıkarılışı.....	47
5. CADMFILT YAZILIMI.....	56
5.1 Yazılım Bileşenleri.....	56
5.2 Kullanıcı Arayüzü	57
5.3 Kuasi Statik Tasarım Aracı	59
5.3.1 Kuasi Statik Tasarım Aracı Menü ve İçerikleri.....	59
5.3.2 Tek Toprak Düzlemli Kuplajlı CPW (CCPWSGP) için Örnek Uygulama.....	62
5.4 Bulanık Mantık Tasarım Aracı.....	64
5.4.1 Bulanık Mantık Tasarım Aracında CCPWSGP’ni Bulanık Sistem Modellerini Oluşturmak İçin Örnek Uygulama.....	66
5.5 Filtre Sentezi Tasarım Aracı.....	71
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	73
7. KAYNAKLAR.....	74
8. ÖZGEÇMİŞ	84

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: Düzlemsel iletim hatları a) Geleneksel Yapılar b) İletken destekli Yapılar c) Kuplajlı Yapılar.....	19
Şekil 2.2: Şerit hat yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm	21
Şekil 2.3: Mikroşerit hat yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm....	24
Şekil 2.4: Geleneksel CPW yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm	28
Şekil 2.5: İletken destekli CPW yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm	29
Şekil 2.6: Eş düzlemsel şerit hat yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm	32
Şekil 2.7: Yarık hat yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm.....	35
Şekil 3.1: CCPWSGP yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm.....	41
Şekil 3.2: CCPWSGP için elektrik alan dağılımı a) Tek mod b) Çift mod.....	42
Şekil 3.3: CCPWSGP yapısı için genel model	43
Şekil 3.4: CCPWSGP yapısı için alt modeller	43
Şekil 4.1: Çevre akımları formülasyonu için n-kuplajlı rezonatörlerin eşdeğer devresi	48
Şekil 4.2: Çevre akımları formülasyonu için 2 portlu n kuplajlı rezonatör filtre devre gösterimi	49
Şekil 4.3: Düğüm gerilimleri formülasyonu için n-kuplajlı rezonatörlerin eşdeğer devresi	53
Şekil 4.4: Düğüm gerilimleri formülasyonu için 2 portlu n kuplajlı rezonatör filtre devre gösterimi	54
Şekil 5.1: Yazılım genel yapısı.....	57
Şekil 5.2: CADMFILT Başlangıç ekranı.....	58
Şekil 5.3: Alt tasarım araçları iş akış bağlantı şeması.	58
Şekil 5.4: Kuasi Statik alt tasarım aracı akış diagramı	60
Şekil 5.5: Kuasi Statik alt tasarım aracı ana form ekran görüntüsü.....	61
Şekil 5.6: CCPWSGP için arayüz ekranı.....	62
Şekil 5.7: CCPWSGP için grafik arayüz ekranı	63
Şekil 5.8: CCPWSGP için kayıt arayüz ekranı.....	63
Şekil 5.9: Bulanık Mantık alt tasarım aracı hesaplama modülü	64
Şekil 5.10: Bulanık Mantık alt tasarım aracı akış diagramı.....	65
Şekil 5.11: Bulanık Mantık tasarım aracı ana form ekran görüntüsü	67
Şekil 5.12: Veri Etiketleme arayüz ekran görüntüsü	67
Şekil 5.13: Veri Normalizasyon arayüz ekran görüntüsü.....	68
Şekil 5.14: Veri Seçimi arayüz ekran görüntüsü	68
Şekil 5.15: Küme Merkezleri arayüz ekran görüntüsü	69
Şekil 5.16: Katsayıların Hesaplanması arayüz ekran görüntüsü.	70
Şekil 5.17: Durulaştırma arayüz ekran görüntüsü.	70
Şekil 5.18: Grafik arayüz ekran görüntüsü	70
Şekil 5.19: Filtre Parametreleri arayüz ekran görüntüsü	71
Şekil 5.20: Hurwitz Faktörizasyonu arayüz ekran görüntüsü.....	72
Şekil 5.21: Kuplaj Matrisi arayüz ekran görüntüsü.	72
Şekil 5.22: Grafik arayüz ekran görüntüsü	72

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 3.1: Veri setlerinin özellikleri	45
Tablo 3.2: Optimal kriterler tarafından belirtilen RMSE hata değerleri ($r_\alpha=1.4$, $\eta = 1$, $\varepsilon_{up} = 0.5$ ve $\varepsilon_{down} = 0.1$).....	45
Tablo 3.3: a/b ve b/c'nin değişken parametreler ve b/h'nin ana parametre olduğu durumda hata değerleri.....	45
Tablo 3.4: a/b ve b/h'nin değişken parametreler ve b/c'nin ana parametre olduğu durumda hata değerleri.....	45
Tablo 3.5: a/b'nin değişken parametre ve b/h ve b/c'nin ana parametreler olduğu durumda hata değerleri.....	46

SEMBOL LİSTESİ

c	:	Işık hızı
f	:	Frekans
ϵ	:	Dielektrik sabiti
ϵ_0	:	Serbest uzay dielektrik sabiti
ϵ_r	:	Bağlı dielektrik sabiti
ϵ_{eff}	:	Efektif dielektrik sabiti
Z_0	:	Karakteristik empedans
C	:	Kapasitans
α	:	Zayıflama sabiti
L	:	İndüktans
R	:	Direnç
α_c	:	İletken zayıflama sabiti
α_d	:	Dielektrik zayıflama sabiti
λ	:	Dalga boyu
β	:	Faz sabiti
r_α	:	Komşuluk yarıçapı
η	:	Sıkıştırma katsayısı
ϵ_{up}	:	Küme merkezi belirleme üst sınır değeri
ϵ_{down}	:	Küme merkezi belirleme alt sınır değeri

KISALTMALAR LİSTESİ

CAD	: Bilgisayar Destekli Tasarım
CBCPW	: İletken Destekli Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu
CCPW	: Kuplajlı Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu
CCPWSGP	: Tek Toprak Düzlemli Kuplajlı Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu
CPS	: Eş Düzlemsel Şerit
CPW	: Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu
ÇBK	: Çıkarımsal Bulanık Kümeleme
DC	: Doğru Akım
EM	: Elektromanyetik
FBW	: Kısmi Bant Genişliği
FCM	: Bulanık C-Kümeleme
FIS	: Bulanık Çıkarım Sistemi
IC	: Entegre Devre
KDT	: Konform Dönüşüm Tekniği
MIC	: Mikrodalga Entegre Devre
ML	: Mikroşerit Hat
MMIC	: Tek Parça Mikrodalga Entegre Devre
RF	: Radyo Frekansı
SL	: Şerit Hat
TEM	: Enine Elektromanyetik
TSK	: Takagi-Sugeno-Kank

ÖNSÖZ

Özgür çalışma ortamı sağlayarak hem eşsiz deneyimleri hem de değerli bilgileri ile sürekli olarak desteklerini sunan değerli hocalarım sayın Prof. Dr. Ceyhun KARPUZ'a, Prof. Dr. Sezai TOKAT'a ve Dr. Öğr. Üyesi Ahmet ÖZEK'e teşekkürlerimi sunuyorum.

1. GİRİŞ

1.1 Tezin Önemi

Bilgisayar Destekli Tasarım (Computer Aided Design) araştırmacıların tasarım süreçlerinde bilgisayar teknolojisini kullanmaları olarak tanımlanır ve kullanıcılara büyük avantajlar sağlar. Tasarım ve üretim süreçlerinde bir kontrol mekanizması sağlayarak araştırmacıların yüksek doğrulukta yapmak istedikleri tasarımı kolayca elde etmelerine destek olur. CAD (Bilgisayar Destekli Tasarım), daha az tasarım denemesi ve ayarlaması sonucunda tasarım süresini ve çabasını azaltır. Ayrıca tasarım maliyetini düşürür. Pahalı malzemelerin kullanıldığı tasarım süreçlerinde tekrarlanan işler daha az olacağı için prototip model geliştirme maliyetlerini azaltır (Hong ve Lancaster 2001).

Mikrodalga mühendisliğindeki yaşanan hızlı gelişmeler, elektromanyetik ortamın bir devre haline dönüştürülmesi ve bunun sonucunda karmaşık fiziksel davranışın doğrusal çözüme uygun bir biçime getirilmesiyle mümkün olmuştur. RF ve mikrodalga devreler için bilgisayar destekli mühendisliğin tarihi, analitik tabanlı mikrodalga bileşenleri modellemek, kademeli olarak birleştirmek ve doğrusal mikrodalga devrelerinin frekans cevabını elde etmek için basit bilgisayar destekli tekniklerle başladı. Günümüzün karmaşık geometrileri ele alan bilgisayar odaklı mikrodalga uygulamaları ve büyük devreleri genel olarak modelleme ve optimize etme yeteneği ile gelişim hızlanmıştır. Bununla birlikte aktif cihazların ve pasif bileşenlerin doğru modellerinin aranması, bugün olduğu gibi gelecekte de önemli bir faaliyet olmaya devam edecektir. RF/mikrodalga devrelerinin ve sistemlerinin simülasyon edilmesinin üç önemli nedeni vardır.

- Birbirleriyle etkileşimli devre elemanlarından oluşan karmaşık bir sistemin fiziksel yapısını anlamak,
- Yeni kavramları test etmek,
- Tasarımları optimize etmek.

RF ve mikrodalga devrelerinin çalışma frekansı düşük frekanslardan yüksek frekanslara çıktıkça, dalga boyları devre boyutlarına göre büyür ve üç boyutlu elektromanyetik ortam daha da önemli hale gelir. Mikrodalga ve milimetre dalga devrelerinin güvenilir, yüksek verimli optimize edilmiş tasarımları elde edilecekse, elektromanyetik alanın doğrusal ve doğrusal olmayan devre elemanlarının birbiriyle ilişkili etkileri kendi içinde tutarlı bir şekilde modellenmelidir (Steer ve diğ. 2002).

2000 yılına kadar RF/mikrodalga devrelerin bilgisayar destekli tasarımında kullanıcı gereksinimleri ilk olarak Compact, Super-Compact ve Touchstone gibi CAD yazılımları ile sağlanıyordu. Daha sonra Elektromanyetik (EM) Simülasyon ve doğrusal olmayan devre modelleme gibi CAD teknikleri hızla geliştirildi. EM-Simülatörler, devreyi yapı taşlarına bölmek yerine, Maxwell denklemleri aracılığıyla çok boyutlu iletim hattı problemlerini gerçekleştirmek için geliştirilen tam dalga analizini kullanarak bütünü dikkate alabilir. Bu nedenle farklı özelliklere sahip çok çeşitli ticari CAD yazılımları ortaya çıkmıştır (Robertson ve diğ. 1996). Geçtiğimiz yıllarda, bilgisayar teknolojisindeki hızlı ilerlemelerin bir sonucu olarak, RF/mikrodalga devrelerinin tasarımı için tam dalga EM simülasyon tekniğini kullanan CAD yazılımlarında büyük gelişmeler oldu. Sonuç olarak, günümüzde geliştirilmiş özelliklere ve artan kapasiteye sahip yeni nesil mikrodalga CAD yazılımları yaygın olarak kullanılmaktadır. Bununla birlikte mikrodalga filtre tasarım sürecinin her bir aşamasının farklı işlem adımlarına sahip olması nedeniyle araştırmacılar tasarım süreçlerinde birbiriyle eş zamanlı olarak çalışabilen, farklı işlevlere sahip birden fazla CAD tasarım aracı kullanmak zorunda kalabilirler. Bu durum araştırmacının çalışmanın bütünlüğünden koparak gereksiz bir zaman kaybı yaşamasına sebep olabilir. Ayrıca, çalışma süreci zahmetli hale gelebilir.

Bu tez çalışması kapsamında RF/mikrodalga filtre devrelerinin analiz, sentez, modelleme vb. tasarım süreçlerinde araştırmacılara hızlı, doğru ve hassas sonuçlar sağlayabilecek, her biri yetkin ve verimli bir algoritmaya sahip alt tasarım araçlarından oluşan CADMFILT (Computer Aided Design Microwave Filter) adlı yeni bir CAD yazılım programı hazırlanmıştır. CADMFILT yazılımı ile birlikte araştırmacılar RF/mikrodalga devre tasarım süreçlerinin her bir aşamasında bir kontrol mekanizması sağlayarak tasarımlarını hızlı, doğru ve hassas bir şekilde gerçekleştirebilecektir. Bunun yanında gerektiğinde bağımlı/bağımsız olarak

çalışabilen alt tasarım araçları ile çalışma bütünlüğü kaybedilmeden kesintisiz akıcı bir şekilde kullanıcı analiz sonuçlarına ulaşabilecektir. Bu şekilde kullanıcı hem zamandan tasarruf edecek hem de pratik yollarla istediği analizleri gerçekleştirme imkanına sahip olacaktır.

1.2 Tezin Hedefleri

Bu tezde düzlemsel iletim hatları, mikrodalga rezonatörleri ve mikrodalga filtrelerin analizi, sentezi, bulanık mantık modellemesi, karşılaştırmaları ve düzlemsel iletim hatlarının elektriksel parametrelerinin hesaplanması için yeni bir CAD yazılımı hedeflenmiştir. Hazırlanan yazılım, aynı arayüz platformunda birçok işlem için alt program araçlarının pratik ve eş zamanlı kullanıma uygun olarak çok amaçlı bir görsel tasarım ürünüdür. Yazılımın her bir bileşeni basit, hızlı, doğru ve hassas olmayı sağlayan yetkin ve verimli bir algoritmaya sahiptir. Ayrıca rezonatör, filtre ve çoklayıcı gibi mikrodalga haberleşme alt sistemlerinin ana/alt bileşenlerinin bilgisayar destekli tasarımında kullanılmak üzere bu yazılım, farklı işlemleri gerçekleştirebilen çok sayıda alt araçtan oluşan bir program grubuna sahiptir. Bunlar düzlemsel iletim hatlarının elektriksel parametrelerinin bir Kuasi-Statik analiz tekniği olan Konform Dönüşüm (Conformal Mapping) tekniği ile hesabı, grafik gösterimi, filtre analizi/sentezi, veri merkezi oluşturarak tüm karmaşık sistem problemlerinde genel kullanıma uygun Çıkarımsal Bulanık Kümeleme (Subtractive Fuzzy Clustering) tekniği ile bulanık mantık modellemesi gibi işlemlerdir. CAD yazılımının pratik kullanımı ve basit uygulama özellikleri nedeniyle mikrodalga literatüründeki filtre ve diğer alt bileşen tasarım ve hesaplama araçlarına tek başına bir alternatif olması beklenmektedir. Gerekliğinde bağımlı ve bağımsız olarak çalışabilme özellikli alt tasarım araçları ile senkronizasyon sağlanarak kullanıcılara büyük kolaylık sağlaması hedeflenmiştir.

Ayrıca bu yazılım sadece mikrodalga temelli araştırmacılara hitap etmekle kalmayıp diğer disiplinlerdeki araştırmacılara da hitap etmesi tezin hedefleri arasında yer almıştır. Bu hedef doğrultusunda her alanda karşılaşılabilen analitik çözümü zor karmaşık sistem problemlerine yaklaşık çözüm sunabilmek amacıyla bulanık mantık sistem modelleme temelli genel kullanıma uygun bir alt tasarım aracı hazırlanmıştır.

1.3 Literatür Özeti

Bu tez çalışmasına kılavuz olması açısından 4 ana grup halinde literatür taraması verilmiştir.

CAD tasarım araçları, birçok mikrodalga mühendislik uygulamasında tasarımcılara büyük avantajlar sağlamaktadır. Bu araçlar, tasarım aşamalarında bir kontrol ve denetim mekanizması sağlayarak istenilen devre veya bileşenin yüksek doğrulukta elde edilmesini sağlar. CAD'ler tasarım süresini ve işlem maliyetlerini azaltırken aynı zamanda araştırmacılara daha az tekrarlı denemeler sunduğu için prototip model geliştirme sürecini hızlandırır.

Literatüre bakıldığında 2000 li yıllar öncesinde bilgisayar işlemcilerinin yavaş ve eleman kapasitelerinin yetersiz oluşu bunun yanında uygulanan tekniklerin pratik olmayışı gibi nedenlerle RF/mikrodalga devrelerin bilgisayar destekli tasarımında ilk başlarda Compact, Super-Compact ve Touchstone gibi CAD yazılımları kullanılıyordu. Sonrasında Elektromanyetik (EM) Simülasyon ve doğrusal olmayan devre modelleme gibi CAD tekniklerinin hızla gelişmesi ve bilgisayar teknolojisindeki hızlı ilerlemeler sonucunda geliştirilmiş teknik özelliklere sahip yeni nesil mikrodalga CAD yazılımları ortaya çıkmıştır. EM-Simülatörler, devreyi yapı taşlarına bölmek yerine, Maxwell denklemleri aracılığıyla çok boyutlu iletim hattı problemlerini gerçekleştirmek için geliştirilen tam dalga analizini kullanarak bütünü dikkate alabilir (Robertson ve diğ. 1996). Günümüzde araştırmacılar RF/mikrodalga devrelerinin tasarımı için tam dalga EM simülasyonları kullanan CAD yazılımlarını yoğun bir şekilde tercih etmektedir. Bilgisayar teknolojisindeki hızlı gelişmelerin devam edeceği hesaba katılacak olunursa bugün olduğu gibi gelecekte de CAD yazılımlarında hızlı gelişmelerin olacağı kuvvetle muhtemeldir.

Mikrodalga filtrelerin analiz, sentez, modelleme vb. tasarım süreçlerinde araştırmacılar tarafından kullanılan güncel CAD tasarım araçları incelendiğinde birbirlerine alternatif olabilecekleri görülmektedir. Araştırmacılar, tasarım sürecinin her bir aşamasında farklı işlevlere sahip tasarım araçlarına ihtiyaç duyduklarından, birden fazla CAD tasarım aracı kullanmak zorunda kalabilirler. Sonuç olarak, araştırmacılar çalışmanın bütünlüğünü kaybedebilir, gereksiz zaman kayıpları

yaşayabilir ve tasarım süreci külfetli hale gelebilir. Sonnet, FilterSolutions, Elsie ve Filpro gibi ticari mikrodalga tasarım yazılımları, devre tasarım bileşenleri ve özel tasarım modülleri dahil olmak üzere kapsamlı kitaplıklara sahiptir. Bu tür ek bileşen ve modüller, mikrodalga paket yazılımlarının hesaplama kapasitesini arttırır ve kullanıcıya daha esnek bir çalışma imkanı sunar.

Mikrodalga filtrelerin ve düzlemsel iletim hatlarının analizi ve tasarımı için bugüne kadar birçok yazılım aracı kullanılmıştır. Filtre ve iletim hattı yapısının tasarımında, hangi CAD yazılımının uygun olacağına karar vermek için uzman bilgisinin yanı sıra mühendislik deneyimine de ihtiyaç duyulmuştur. PathWave Design yazılımının piyasaya sürdüğü Advanced Design System (ADS), 3DS yazılımının piyasaya sürdüğü Computer Simulation Technology (CST) Studio Suite ve AWR yazılımının piyasaya sürdüğü Microwave Office gibi ticari mikrodalga tasarım yazılımları, birçok farklı biçimde RF ve mikrodalga filtreli iletim hatları oluşturmak için gerekli devre tasarım bileşenlerini içerir. Bunlar gibi tam kapasiteli mikrodalga CAD programları ayrıca özel tasarım modülleri içerir. Örneğin iFilter, toplu eleman ve dağıtılmış filtrelerin sentezi için geliştirilmiş ve Microwave Office tasarım yazılımına gömülü bir tasarım modülüdür. Bu modül, filtre tasarımı zahmetsiz hale getiren sezgisel bir arayüze sahiptir ve tasarım sırasında filtreleri diğer devrelere bağlarken performansı arttırır. Ayrıca, karakteristik empedanslar için geri bildirim sağlar ve filtrenin özelliklerinin belirli geometrik sınır değerlerinin üzerinde olup olmadığını kullanıcıya bildirir. Bu tür modüller, mikrodalga paket programlarının zenginliğini arttırarak kullanıcıya büyük kolaylık sağlar.

Yukarıdaki yazılım paketlerine ek olarak, RF ve mikrodalga mikroşerit ve şerit hattı uygulamalarının filtre devreleri için WaveCon Şirketi'nin sunduğu Parfil tasarım modülü kullanılmıştır. Aynı şirket, eliptik filtreler için kullanılan Elliptic yazılımını, iletim hatları ve birleşik iletim hatlarının analiz ve sentezi için kullanılan LineComp yazılımını ayrıca Parfil ve Elliptic modülleri ile kullanılabilen ProCAP adlı analiz yazılımını ticari olarak piyasaya sürmüştür. Filpro yazılımı birçok araştırmacı tarafından hazırlanmış bir RF ve mikrodalga filtre tasarım yazılımıdır. Bu yazılım ile devre dönüşümleri, filtre sentezi, toplu eleman ve dağıtılmış filtrelerin analizi gibi işlemler pratik bir şekilde yapılabilir. Kullanıcı bağımsız modüller üzerinden programdaki devre dönüştürme ve filtre sentezleme tekniklerini kullanarak

istediği filtre tasarımı gerçekleştirebilir. Elsie, toplanmış eleman filtrelerini işleyen ve filtreyi daha doğru hale getirmek için Monte Carlo analizinin kullanılmasını sağlayan bir filtre tasarım yazılımıdır. Ayrıca yazılım, verilerin başka bir analiz programında kullanılabilir şekilde kaydedilmesini sağlar. Entegre devre (IC) üreticilerinden birisi olan Linear Technology, kendi ürünlerine dayalı aktif filtreler oluşturmaya izin veren FilterCAD adlı ücretsiz bir filtre tasarım yazılımı yayınladı. Bu yazılım, Butterworth, Chebyshev ve Bessel gibi farklı yapılar da farklı yanıtlara sahip birçok filtre tasarlamayı mümkün kılmaktadır. Nuhertz Technologies şirketinin sunduğu FilterSolutions yazılımı, çeşitli filtre tasarımlarının analizini, sentezini ve simülasyonunu gerçekleştirebilir. Bu yazılım, çıkış verilerini Sonnet ve CST gibi diğer EM simülasyon araçlarında kullanılabilir bir formatta üretebilir. Başka bir ücretsiz yazılım olan AppCAD, filtre yanıtlarını analiz etmek için modüller içerir ve kullanışlı S-parametresi analiz prosedürleri sağlar. Bu program, kazanç, empedans uyumu, kararlılık, faz doğrusallığı ve izolasyon için aktif veya pasif bir filtre tasarımının S parametrelerini işleyebilir. Sonnet yazılımının sunduğu ücretsiz bir simülatör olan Sonnet Lite, özellikleri sınırlı olmasına rağmen 3D düzlemsel devreleri ve RF/mikrodalga filtrelerini analiz etmek için kullanılabilir. Bu simülatör, filtre analizinin yanı sıra yüksek frekanslı ara bağlantıların ve iletim hatlarının analizini de yapabilir.

Yukarıda bahsedilen CAD yazılım paketleri, ücretsiz olanların sınırlı özelliklere sahip olması ve ticari olanların ise yüksek maliyetli olması nedeniyle bazı dezavantajlara sahiptir. Bu nedenle bu tez çalışması kapsamında bahsedilen bu yazılım paketlerine alternatif olabilecek CADMFILT yazılımı geliştirilmiştir. Yazılım, aynı arayüz platformu veya ekranda çok amaçlı bir görsel program olarak bir çok işlem için alt program araçlarının pratik ve eş zamanlı kullanımına uygun olarak basit, hızlı, doğru ve hassas olmayı sağlayan yetkin ve verimli bir algoritmaya sahiptir. Yazılımın ana/alt bileşenleri bilgisayar destekli tasarımlarda rahatlıkla kullanılabilir. Bu bileşenler, kuasi statik hesaplama, grafiksel gösterim, veri seti üretme, filtre analizi/sentezleme ve çıkarımsal bulanık kümeleme kullanarak bulanık mantık modelleme gibi farklı işlemleri gerçekleştirmek için hazırlanmış alt tasarım araçlarıdır. CADMFILT yazılımının en önemli avantajı, araştırmacılara tek bir yazılım altında farklı işlemlere sahip alt tasarım araçlarıyla eş zamanlı çalışma ortamı sunuyor olmasıdır. Bu avantajı, kullanıcıların mikrodalga filtre analiz, sentez,

modelleme ve diğler tasarım işlemlerini gerçekleştirmelerine destek olmasının yanı sıra, çalışma bütünlüğünü koruyarak zamandan tasarruf etmelerini sağlar.

Mikrodalga filtre, geçiş bandındaki frekanslarda iletim, durdurma bandındaki frekanslarda zayıflatma sağlayarak frekans cevabını kontrol eden, RF/mikrodalga sistemlerinde değişik frekanslardaki sinyalleri seçme/reddetme veya ayrıştırma /birleştirme işlemleri için kullanılan iki kapılı temel bir elemandır. Sinyal filtreleme birçok haberleşme sistem tasarımlarının temelini oluşturmaktadır. Belirli frekans aralıklarında taşınan bilgilerin korunması ya da engellenmesi büyük önem arz etmektedir. Mikrodalga filtreler; hücresel haberleşme sistemleri, radar sistemleri, uydu sistemleri, uzay haberleşme sistemleri, RF alıcı/verici modül devreleri, mikrodalga devreleri, test ve ölçüm sistemleri gibi birçok uygulama alanında yaygın bir kullanım potansiyeline sahiptir. Küçük boyutlu olmaları, düşük maliyetli ve üretimlerinin kolay olması gibi avantajları nedeniyle, mikrodalga filtrelere olan ihtiyaç gün geçtikçe artmaktadır.

Frekans bölgesi 300 MHz ile 300 GHz arasında bulunan ya da dalga boyu $\lambda=c/f$, 1 mm ve 1 m arasında bir değer olan elektromanyetik dalgalara mikrodalga denir. Standart devre teorisine ait toplu devre elemanı yaklaşımı mikrodalga devre analizi için doğrudan kullanılamaz. Bunun nedeni mikrodalga frekansların yüksek frekans ve küçük dalga boylarına sahip olmasıdır. Bu sebeple standart devre teorisi Maxwell denklemlerini kullanan elektromanyetik alan teorisi için sadece bir yaklaşımdır ve elektromanyetik alan teorisi ile devre teorisi arasındaki bağlantıyı iletim hattı teorisi sağlar.

İkinci Dünya Savaşı öncesinde mikrodalga filtre teorisinin temelleri atılmaya başlanması sonucunda mikrodalga filtre devre teknolojisi gelişmeye başlamıştır (Brune 1931, Gewertz 1933, Darlington 1939, Fano ve Lawson 1946, Richard 1948). MIC'lerin ortaya çıkmasıyla beraber mikrodalga filtre devre teknolojisi hızlı bir gelişim sürecine girmiştir. Mikrodalga filtre devre teknolojisindeki bu hızlı gelişmeler farklı yapılarda düzlemsel iletim hatlarının kullanımına neden olmuştur. Günümüzde mikrodalga filtre tasarımlarında CPW, CPS ve mikroşerit hat sıklıkla kullanılmaktadır. Bu hatlar 300 MHz - 30 GHz arasındaki frekans aralığında mikrodalga devre tasarımları için önemli avantajlara sahiptir.

Mikrodalga devre teknolojisindeki en önemli gelişmeler İkinci Dünya Savaşı döneminde radar sistemlerinde karşılaşılan problemlere çözüm bulma çalışmaları sırasında yaşanmıştır. MIC (Microwave Integrated Circuit : Mikrodalga Entegre Devre), entegre devre teknolojisinin mikrodalga frekanslarına genişletilmesini temsil eder. MIC'ler 1950'li yıllarda ortaya çıkarak RF (Radio Frequency : Radyo Frekansı) ve mikrodalga teknolojilerinin gelişiminde önemli katkı sağlamıştır. Yüksek doğruluklu sonuçlar vermesi, mikrodalga devre boyutlarının küçülmesini sağlaması, kolay entegrasyon özelliği, maliyeti düşürmesi, ve yinelenebilirlik gibi birçok avantajlı özellikleri sayesinde MIC'ler günümüzde mikrodalga filtre tasarımında yoğun bir şekilde kullanılmaktadır.

Mikrodalga teknolojisindeki en önemli dönüm noktası, 1980'li yıllarda yüksek rezistiviteli silikon ve galyum-arsenik ve silisyum dioksit tabakalı düşük rezistiviteli yarı-iletken tabanların MIC'lerde kullanılmasıyla MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit : Tek Parça Mikrodalga Entegre Devre) teknolojisinin ortaya çıkması olmuştur. Özel bir MIC sınıfı olan MMIC son 60 yılda muazzam bir büyüme yaşadı. Bu devreler son derece küçülmüş, yüksek oranda entegre edilmiş, daha düşük maliyetli hale gelmiş ve radar, elektronik harp ve çeşitli ticari alanlarda kapsamlı uygulamalar bulmuştur. Artık çoğu modern radar ve haberleşme sistemlerinin bir parçasıdır ve mevcut eğilimler, bu teknolojinin günümüzde olduğu gibi yakın gelecekte de radar ve haberleşme sistemlerinde önemli bir rol oynamaya devam edeceğini göstermektedir. MMIC teknolojisi aşağıdaki hedefleri yerine getirir:

- Toplu işleme ile maliyet azaltma,
- Daha yüksek güvenilirlik ve iyileştirilmiş tekrar üretilebilirlik,
- Boyut ve ağırlık azaltma,
- Devre tasarımı esnekliği ve çok işlevli performans.

MIC'lerin bu hızlı ilerlemesi katı hal cihazları ve düzlemsel iletim hatlarındaki gelişmeler olmadan mümkün olmazdı. MIC'lerin temel bileşeni olan düzlemsel iletim hatları, iletim hatlarının alt tabakalarının yüzeylerine basılmış iletken şeritlerden oluşan iletim hatlarını ifade eder ve birçok mikrodalga mühendisi için önemli ve ilginç bir araştırma konusu olmuştur. Düzlemsel iletim hatları daha iyi ara bağlantılar ve performans sağlayarak IC (Integrated Circuit : Entegre Devre)

teknolojilerinin ilerlemesine yardımcı olmuştur. Bu hatlar sinyalleri iletme konusundaki en temel hedeflerini yerine getirmeye kalmayıp, aynı zamanda uygun bir şekilde birleştirilerek geniş bant hibrit bağlantıları gibi çeşitli RF ve mikrodalga bileşenleri oluşturmak için de kullanılabilir. Bunun yanında IC'lerin daha sağlam ve dayanıklı olmasını sağlamıştır (Nguyen, 2001).

Mikrodalga sistemlerinin gelişim sürecinde koaksiyel iletim hatları, dalga kılavuzları ve düzlemsel iletim hatları kullanılmıştır. 1940'lı yıllarda özellikle haberleşme sistemlerinde yaşanan sıkıntıları giderebilmek amacıyla yapılan çalışmalar sonucunda TEM (Transverse Electromagnetic : Enine Elektromanyetik) modu koaksiyel iletim hattı ve dalga kılavuzu yapıları değerlendirilmiştir. Mikrodalga frekansları için kullanışlı bir yapı olan dalgakılavuzları ile ilgili olarak yapılan ilk çalışmalar Bell Telefon laboratuvarında gerçekleştirilmiştir. Dalga kılavuzlarının yüksek maliyetli ve sınırlı band genişliğine sahip olması, koaksiyel iletim hatlarının ise mikrodalga devre ile olan entegrasyonunun zor olması gibi dezavantajları vardı. Bu dezavantajların giderilmesi için alternatif iletim hattı yapısı olarak düzlemsel iletim hatları tasarlanmaya başlanmıştır. Bu hatlar mikrodalga devre tasarımında düşük maliyet sağlamakla kalmayıp aynı zamanda devre elemanları ile entegrasyon kolaylığı da sağlar. Düzlemsel iletim hatlarının tarihsel sürecine bakıldığında ilk olarak 1951 yılında, geleneksel yapılardan birisi olan şerit hat tasarlanmıştır (Barret ve Barnes 1951). Bu hatlar, iki yüzeyi de iletkenle kaplı dielektrik tabanın ortasına bir iletken şeridin yerleştirilmesi ile gerçekleştirilmiştir. Şerit hat, bir koaksiyel iletim hattının baskılı devre versiyonudur. 1952 yılına gelindiğinde alternatif bir yapı olarak mikroşerit hat ileri sürülmüştür (Grieg ve Englemann, 1952). Bu hatlar, bir yüzünde iletken bir şerit, diğer yüzünde ise, tamamen iletken kaplama bulunan bir dielektrik tabandan oluşur. En yaygın biçimde kullanılan iletim hatlarından birisidir. Bunun nedenleri arasında geometrik yapısının uygunluğu, imalat ve devre entegrasyon kolaylığı sağlaması ve mukavemetinin yüksek olması gibi avantajları yer alır. İlerleyen süreçte alternatif bir yapı olarak CPW (Coplanar Waveguide: Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu) tasarlanmıştır (Wen 1969). Bu hatlar, bütün iletkenleri aynı düzlem üzerinde olan yani dielektrik tabanın sadece üst yüzeyinde olan iletim hatlarıdır. Tasarlandığı günden bu yana, devre elemanlarıyla olan kolay entegrasyonu, kompakt balanslı devrelerle olan uyumu, devre elemanlarının toprak bağlantısında mümkün olduğunca deliklerin azaltılması

gibi avantajları nedeniyle günümüzde de popüleritesini korumaktadır. Eş düzlemsel hatlardan olan CPS (Coplanar Strip Line: Eş Düzlemsel Şerit Hat) Wen tarafından 1969 yılında alternatif bir diğer yapı olarak tasarlanmıştır (Wen, 1969). Bu iletim hatlarında dielektrik tabanın sadece üst yüzeyinde birbirine paralel iki şerit konumlandırılmış durumdadır. Bu hatlar, RF ve MIC'ler özellikle de balanslı devreler için kullanışlıdır. Cohn tarafından 1969 yılında yapılan çalışmada diğer yapılara alternatif olabilmesi için yarık hat sunulmuştur (Cohn, 1969). Bu hatlar, sadece bir yüzeyi iletken kaplı olan ve bu yüzeyi dar bir yarık ihtiva eden bir dielektrik tabandan oluşur. Bu hatların yapısı RF ve MIC'ler için faydalı olarak nitelendirilebilir. Dengeli topoloji olmasının gerekli olduğu devrelerde dengeli olma özelliği avantaj sağlamaktadır.

Haberleşme sistemlerinin hızla gelişmesiyle birlikte yüksek performanslı, düşük maliyetli minyatür devre tasarımı ve üretimine olan ihtiyaç da artmıştır. Bu nedenle, mikrodalga araştırmacıları değişik konfigürasyonlarda düzlemsel iletim hattı arayışı içine girmişlerdir.

Mikrodalga devre tasarımında temel bileşen olan düzlemsel iletim hatlarının analizinde kullanılan iki yaklaşım vardır. Bunlar kuasi-statik analiz ve tam dalga analiz yaklaşımıdır. Tam dalga analiz yaklaşımı Maxwell denklemlerinin kullanıldığı, alanların zamanla değişimlerinin dikkate alındığı dinamik bir yaklaşımdır. Kuasi-statik analiz yaklaşımında ise tam dalga analizinden farklı olarak elektrik alanın zamanla değişimi dikkate alınmaz. Her iki analiz yaklaşımının hedefi düzlemsel iletim hatlarının en önemli elektriksel parametreleri olan karakteristik empedans, efektif dielektrik sabiti ve kuplaj katsayısı gibi parametre değerlerinin bulunmasını sağlamaktır.

Kuasi-statik analiz yaklaşımında Konform Dönüşüm Tekniği (Conformal Mapping Technique), Sonlu Sınır Eleman Metodu (Finite Boundary Element Method), Schwarz-Christoffel Konform Dönüşüm Tekniği (Schwarz-Christoffel Conformal Mapping Technique), Fourier Dönüşüm Alanındaki Değişebilir Metot (Variational Method in Fourier Transform Domain) ve Modifiye Konform Dönüşüm Metodu (Modified Conformal Mapping Method) gibi metotlar bulunmaktadır (Ghione ve diğ. 1987, Wu ve diğ. 1992, Ghione ve diğ. 1999, Tomar ve diğ. 2004, Kim 2004).

Tam dalga analizi yaklaşımında ise Spektral Alan Metodu (Spectral Domain Method), Spektral Alan Galerkin Metodu (Galerkin's Method in Spectral Domain), Tam Dalga İntegral Eşitlik Metodu (Full-Wave Integral Equation Method), Moment Metodu (Moment Method) ve Zaman Alanında Sonlu Farklar Metodu (Finite Difference Time Domain Method) gibi metotlar bulunmaktadır (Sharma ve Bhat 1983, Wong ve diğ. 1991, Lo ve Tzuang 1993, Syahkal 1994, Ponchak ve Tentzeris 2002).

Yüksek hızlı mikrodalga devreler, 100 GHz ve üzerindeki frekans bölgesinde başarılı bir şekilde çalışabilmektedir. Yüksek frekanslarda, sinyalin doğruluğunu koruyarak iletilmesi ve dağıtılması için düzlemsel iletim hatları RF ve mikrodalga entegre devrelerde (MIC'ler) sıklıkla kullanılmaktadır. MIC'lerin hızlı gelişimi ile düzlemsel iletim hatlarının önemi her geçen gün artmaktadır. Bunun nedeni, yüksek performansa, çok yönlülüğe ve daha iyi ara bağlantılara sahip entegre devrelere olan artan ihtiyaçtır (Nquyen 2001). Haberleşme sistemlerinin hızla gelişmesiyle birlikte yüksek performanslı, düşük maliyetli minyatür devre tasarımı ve üretimine olan ihtiyaç da artmıştır. Bu nedenle, mikrodalga araştırmacıları farklı tipte düzlemsel iletim hatları aramaya başlamışlardır. Son yıllarda, bu düzlemsel iletim hatları içerisinde, CPW ve CPS'lerden oluşan eş düzlemsel iletim hatlarının üretimlerinin elverişli olması ve entegre devrelerle olan uyumluluğu gibi nedenlerle MMIC'lerde kullanımı cazip hale gelmiştir (Jackson 1986, Muraguchi ve diğ. 1988, Majidi-Ahy ve diğ. 1990, Riazat ve diğ. 1990). Bununla birlikte eş düzlemsel iletim hatlarının elektriksel parametrelerinin hesaplanması için elde edilen hızlı ve basit analitik yaklaşımlar ve CAD tabanlı optimizasyon ve simülasyon tekniklerinin kullanılması MMIC'lere olan ilgiyi daha da arttırmıştır (Ghione 1999).

Literatüre bakıldığında değişik geometrik yapılarıdaki düzlem iletim hatlarının analizleri farklı yöntemlerle gerçekleştirilmektedir. Tam dalga analizi yaklaşımı genellikle karmaşık yapıdaki CPW'leri karakterize etmek için kullanılır. Bu analiz yaklaşımı, geniş bir frekans bandında dikkate değer bir doğruluk sağlar. Bunun yanı sıra, düzlemsel iletim hattı yapılarının analizi için kullanılan KDT (Konform Dönüşüm Tekniği), CAD yazılım paketleri için uygun olan kapalı form analitik ifadeler sunmaktadır. Literatürde mevcut çalışmaların sonuçlarına göre, tam-dalga analiz yaklaşımı ile elde edilen sonuçlarla kuasi-statik analiz yaklaşım ile elde edilen

sonuçlar karşılaştırıldığında 20 GHz'e kadar olan frekans bölgeleri için yüksek doğruluk sağlanmaktadır (Chang ve diğ. 1991, Bedair ve Wolf 1992, Cheng ve Everard 1993).

Wen'in yaptığı bir çalışmada ilk defa KDT ile CPW iletim hattının elektriksel parametreleri olan karakteritik empedans ve efektif dielektrik sabitinin hesaplanması gerçekleştirilmiştir (Wen, 1969). Davis tarafından yapılan bir çalışmada sonlu alt taban kalınlığına sahip CPW yapısının karakteritik empedans ve efektif dielektrik sabitinin hesaplanması yine KDT ile gerçekleştirilmiştir (Davis 1973). Houdart tarafından yapılan bir çalışmada ise Green fonksiyonlarını içeren bir yöntem kullanılarak karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabitinin hesaplanması bilgisayar programı yardımıyla gerçekleştirilmiştir (Houdart 1976). Başka bir çalışmada KDT geliştirilerek sonlu genişlikli ve sonlu taban kalınlıklı CPW için karakteristik empedans ve efektif dielektrik sabitinin hesaplanması yapılmıştır. (Veyres ve Hanna 1980).

İlerleyen süreçte de MMIC kullanılan uygulamalarda göstermiş olduğu iyi performans özellikleri nedeniyle bir çok mikrodalga araştırmacısı tarafından değişik yapılardaki CPW analizleri içeren çalışmalar sunulmaya devam edilmiştir (Hanna ve Thebault 1984^a, Chang ve diğ. 1991, Bedair and Wolff 1992, Kiang 1996, Su ve Wong 1997, Fang ve Wang 1999, Simons 2001). Kenar kuplajlı CPW'ler Hanna ve Thebault tarafından incelenmiştir (Hanna ve Thebault 1984^b).

İki yanlı kuplajlı iletim hatlarının geniş banda ve dar kuplajlama özelliklerine sahip olması gibi avantajları nedeniyle kullanım alanları yaygınlaşmıştır. Allen ve Estes tarafından dielektrik katman içerisindeki iki yanlı kuplajlı şerit hatlar incelenmiştir (Allen ve Estes 1972). İki yanlı mikroşerit hatlar arasına yerleştirilen yarık-kuplajlı yönlü kuplörler tanıtılarak analizleri gerçekleştirilmiştir (Tanaka ve diğ. 1989, Wong ve diğ. 1991). İki yanlı kuplajlı iletim hatlarının geniş banda ve dar kuplajlama özelliklerine sahip olması gibi avantajları nedeniyle kullanım alanları yaygınlaşmıştır. İki yanlı kuplajlı yapılarda CPW'nin kullanılması MMIC'ler için performans açısından büyük avantajlar sağlamıştır. Bunlar, yüksek doğruluk ve kolaylıkla RF lm değerlerine ulaşılması, aktif devre elemanları ile bağlantının kolaylaşması ve iyi bir yalıtımın sağlanması gibi avantajlardır. Diğer bir çalışmada iki yanlı kuplajlı CPW'lerin elektriksel parametreleri KDT kullanılarak

hesaplanmıştır (Bedair ve Wolff 1989). Sonraki yıllarda iki yanlı kuplajlı CPW yapısında değişiklik yapılarak bant geçiren filtre tasarlanmıştır (Nguyen 1992). Daha sonraki süreçte ise iki yanlı kuplajlı CPW'lerin dağılım özelliklerini belirleyen çalışmalar olmuştur (Nguyen 1993, Hong ve diğ. 1997, Wang ve Wu 1999, Wang ve diğ. 2000). Karpuz ve diğerleri tarafından yapılan bir çalışmada KDT kullanılarak iki yanlı kuplajlı V şeklindeki mikro ekranlı CPW'lerin elektriksel parametreleri elde edilmiştir (Karpuz ve diğ. 2000). Bu çalışmada elde edilen analitik formüllerin diğer iki yanlı kuplajlı CPW'lerin analizleri için de kullanılabileceği anlaşılmıştır.

Mühendislik uygulamalarında incelenen sistemin en önemli özelliklerinin belirlenmesi ve en yakın modellemenin yapılması istenir. Aynı amaçla bulanık mantık yöntemleri de kullanılmakta ve kolay çözülebilir bir model elde edilmeye çalışılmaktadır. Bu açıdan bulanık sistemler teorik yaklaşımlardan bağımsız bir çözüm algoritmasını temsil etmektedir. Bulanık Çıkarım Sistemi (Fuzzy Inference System), üyelik fonksiyonları, eğer-ise kuralları ve bulanık muhakeme üzerine kurulu hesaplama yöntemlerinin bir kombinasyonudur. FIS (Bulanık Çıkarım Sistemi), giriş ve çıkış verileri arasındaki karmaşık ilişkiyi ortaya çıkarmak için kullanılan çok etkili bir araçtır. Bulanık mantık sistem modelleme yaklaşımlarında en çok tercih edilen bulanık çıkarım sistemleri Mamdani ve Takagi-Sugeno-Kang bulanık çıkarım sistemleridir (Mamdani ve Assilian 1975, Takagi ve Sugeno 1985, Sugeno ve Kang 1988). Aralarındaki farkı söylemek gerekirse Mamdani bulanık çıkarım sistemi bulanık değerlerle çıkış verirken, Takagi-Sugeno-Kang bulanık çıkarım sistemi ise çıkış değerini bir fonksiyon şeklinde verir.

Literatüre bakıldığında Mamdani ve Assilian tarafından yapılan çalışmada buhar makinesinin denetlenmesini sağlayan gerçek bir bulanık sistem modelleme uygulaması gerçekleştirilmiştir (Mamdani ve Assilian 1975). Çalışmadan elde edilen sonuçlardan bulanık denetleyici ile yapılan kontrol kalitesinin, sabit denetleyici ile elde edilen en iyi kontrol kalitesinden her seferinde daha iyi olduğu görülmüştür. Bu çalışmadan elde edilen sonuçlar, endüstriyel sistemlerin kontrolünün bulanık sistemlerle gerçekleştirilmesi çalışmalarına olan ilginin artmasına neden olmuştur. Holmblad ve Östergaard tarafından yapılan bir çalışmada bir çimento fırınının bilgisayar tarafından kontrolü uygulaması yapılmıştır (Holmblad ve Östergaard 1993). Bu çalışmada bulanık mantık metodolojisi uygulanarak, manuel kontrolün

operasyonel deneyimi, otomatik kontrol stratejilerinin uygulanması için temel olabileceği düşünülmüştür. İlgili kontrol algoritmalarıyla bilgisayar programlamayı kolaylaştıran özel bir dil olan bulanık kontrol dili ana hatlarıyla belirtilmiştir. Bu çalışma sonucunda çimento fırınlarının gerçek işleyişinde bulanık kontrol yoluyla edinilen deneyime dayanarak, bulanık kontrolün çok değişkenli endüstriyel süreçlerde kontrol seviyesini artırmanın pratik ve etkili bir yolu olduğu sonucuna varılmıştır. Takagi ve Sugeno tarafından yapılan bir çalışmada sistem tanımlama algoritması gösterilmiştir ve endüstriyel süreçlere yönelik uygulamalar ele alınmıştır (Takagi ve Sugeno 1985). Dinamik ve dağıtılmış bir parametre sistemi olan çok katmanlı bir yakma fırınının modellenmesi incelenmiştir.

Verilerin kümelenmesi işlemi, birçok sınıflandırma ve sistem modelleme algoritmalarının temelini oluşturmaktadır. Kümelemenin amacı, büyük veri setlerinin sınıflandırmasını yaparak, sistemin karakteristiğini sade bir şekilde temsil etmektir.

Yager ve Filev tarafından yapılan çalışmada küme sayılarının ve küme merkezlerinin belirlenmesine yönelik sade ve ekili bir algoritma olan Mountain tekniğini sunmuşlardır (Yager ve Filev 1994). Bu teknik, veri kümesi içerisinde bir bağlantı zinciri kurularak bağlantı noktalarının belirlenmesini ve bu bağlantı noktalarının her bir veri noktasına olan uzaklıkları temsil eden potansiyel değerlerin bulunmasını sağlar. Ayrıca bir diğer kümeleme tekniği olan Bulanık C-Ortalamaları (Fuzzy C-Means) kümeleme algoritması ile ilgili değişik çalışmalar yapılmıştır (Yu 2005).

Bu tez kapsamında sistem modelleme çalışmalarında ise TSK (Takagi–Sugeno–Kang) tip-1 türünde bulanık çıkarım sistemi kullanan ÇBK (Çıkarımsal Bulanık Kümeleme) tekniği kullanılmıştır. Mountain tekniğinin geliştirilmiş hali olan bu teknikte küme merkezleri olarak bağlantı noktaları yerine veri noktaları konularak, bağlantı nokta sayısı, veri nokta sayısına eşitlenir. Bu tekniğin uygulanmasıyla, bağlantı noktalarına dayalı hesaplama yapılmasına ihtiyaç duyulmaz. Böylece teknik çok daha etkin hesaplama kapasitesine ulaşır. (Chiu 1994, Miraftab ve Mansour 2004). Sayısal veri kümelerinin kümelenmesinden elde edilen her bir küme merkezi, sistemin bir özelliğini temsil eder. Bu bağlamda, bulanık kurallara karşılık gelen küme merkezleri tarafından girdi değişkenlerine dayalı bir doğrusal denklem sistemi kurulur. Bu şekilde, çok sayıda veri, birkaç kuralla

tanımlanan doğrusal bir denklem sistemine dönüştürülür. ÇBK'nin kullanılmasıyla, hesaplama yoğunluğu önemli ölçüde azalır.

Bunun yanında mikrodalga filtre tasarımında kullanılan teorik çözüm yöntemlerine alternatif olabilecek bulanık mantık sistemlerinin geliştirilmesi çalışmaları literatürde yerini almaktadır. Literatüre bakıldığında bu konuyla ilgili Miraftab ve Mansour'un yaptığı çalışmalar ön plana çıkmaktadır (Miraftab ve Mansour 2002, Miraftab ve Mansour 2004, Miraftab ve Mansour 2006, Miraftab ve Mansour 2008). Yaptıkları çalışmalarda bulanık mantık sistemleriyle ilgili farklı teknikleri incelemiş ve çeşitli filtre yapıları için modeller çıkarmıştır. Çalışmalarındaki hedeflerinin mikrodalga filtre tasarımı için genel bir bulanık mantık algoritmasının çıkarılması olduğu anlaşılmıştır. Çalışmalarından birisinde bilgisayar destekli mikrodalga filtre tasarımı için bulanık mantık kurallarını kullanarak bir algoritma oluşturmuşlardır (Miraftab ve Mansour 2002). Bu çalışmalarında, kuplajlı rezonatörlerle gerçekleştirilmiş chebyshev ve eliptik filtrelerle ilgili uygulamalar yer almaktadır. Karpuz ve diğerleri tarafından yapılan çalışmalardan birisinde V şekilli iletken destekli CPW düzlemsel iletim hattının elektriksel parametrelerinin hesaplanması bulanık mantık modelleme yardımıyla yüksek doğrulukla gerçekleştirilmiştir (Karpuz ve diğ. 2021). Bir diğer çalışmada ise bu sefer tek toprak düzlemlili kuplajlı CPW düzlemsel iletim hattının elektriksel parametrelerinin hesaplanması bulanık mantık modelleme yardımıyla yüksek doğrulukla gerçekleştirilmiştir (Karpuz ve diğ. 2023). Bu çalışmalarda kurulan modellerden elde edilen sonuçlar literatürdeki sonuçlarla karşılaştırılarak modellerin başarısı test edilmiştir.

Mikrodalga filtre tasarımında uygulanan metotlar arasında kuplaj matris sentez tekniği, rasyonel fonksiyonlar, tek/çift mod empedans/admitans analizi, kuplajlı hatlar teorisi gibi metotlar bulunmaktadır (Cameron 1999, 2003, Hong ve diğ. 2001, Pozar 2005). Tek/çift mod empedans/admitans analizi metodunda, analiz işlemleri tasarlanan devrenin eşdeğer devre modeli üzerinde yapılır. Bu şekilde filtrenin tek/çift mod rezonans frekansları belirlenebilir. Bu metot daha çok rezonatör analizlerinin gerekli olduğu devre tasarımlarında kullanılır. Kuplajlı hatlar teorisi metodu tek/çift mod empedans/admitans analizi metodu ile benzerlik gösterse de rezonatörlerin birbirleriyle veya giriş/çıkış terminalleriyle olan kuplajının eşdeğer

devre modeli üzerinde kapasitör veya indüktör gibi bir devre elemanı ile temsil edilmesinin zor olduğu durumlarda uygulanabilir. Mikrodalga filtre devre teorisinde yoğun olarak üzerinde çalışılan bir yöntem olan kuplaj matris sentez tekniği, bir mikrodalga filtre devresinin teorik modelini temsil eden kuplaj matrisinin elde edilmesini sağlar. Bu teknikte devrenin kuplaj şeması çıkarılır, araya girme kaybı (ya da geriye dönüş kaybı) ve iletim sıfırları frekansları belirlenerek kuplaj matrisi elde edilir. Elde edilen kuplaj matrisi devre tasarım parametreleri ile ilgili bilgiler verir. Bu tez çalışması kapsamında kuplaj matris sentez tekniği detaylı olarak incelenmiştir. Bu tekniğe dayalı formülasyonları içeren işlem adımları yazılım algoritmasına dönüştürülerek hazırlanan CAD yazılımının Filtre Sentezi (Filter Synthesis) alt tasarım aracını oluşturmuştur. Mikrodalga filtrelerin teorik hesaplamaları için ilk olarak eşdeğer devre modelinin oluşturulması gerekir. Eşdeğer devre modeli belirlenen bir mikrodalga filtre topolojisinin teorik analizi çeşitli metodlarla yapılabilir. Bu metodlar arasında kuplaj matrisinin ortaya konulması, ABCD matrisinin belirlenmesi yoluyla saçılma parametrelerinin hesaplanması, tek/çift mod empedans analizi gösterilebilir. Bu tez çalışması kapsamında mikrodalga filtre tasarımında teorik çalışmalar kuplaj matris sentez tekniği ile iletim hattı teorisinden yola çıkılarak yapılacaktır. Kuplaj matrisinin sentezlenmesi üzerine yapılacak bir teorik analiz, bir mikrodalga filtreye uygulanacak en avantajlı yöntemdir. Çünkü; bir kuplaj matrisindeki elemanlar mikrodalga filtreye ait hemen hemen tüm özellikleri ortaya koyabilir. Kuplaj matrisinin hesaplanması için öncelikle mikrodalga filtrenin kuplaj diyagramının belirlenmesi gereklidir.

Bir mikrodalga filtreye ait frekans cevabını elde etmek için kuplaj matrisinden yararlanılabilir. Kuplaj matrisi, Cameron'un 2003'teki çalışmasında yaptığı gibi doğrudan sentezleme ve eşdeğer devre modeline ait admitans matrisinden faydalanılan benzetim yoluyla olmak üzere iki şekilde elde edilebilir (Cameron 2003). Literatürde kuplaj matrisi elde etme ile ilgili çalışmalar mevcuttur. Bunların içinde Atia ve Williams'ın 1971 ve 1972'deki çalışmaları, Levy'nin 1976'daki çalışması, Cameron ve Rhodes'in 1981'deki çalışması, Cameron'un 1999, 2003 ve 2011'deki çalışmaları, Cameron ve diğerlerinin 2002'deki çalışması önemli yer tutar (Atia ve Williams 1971, Atia ve Williams 1972, Levy 1976, Cameron ve Rhodes 1981, Cameron 1999, Cameron 2003, Cameron 2011, Cameron ve diğ. 2002).

2. DÜZLEMSEL İLETİM HATLARI VE KUASI STATİK ANALİZ

Mikrodalga devre tasarımında temel bileşen olan düzlemsel iletim hatlarının analizinde kullanılan iki yaklaşım vardır. Bunlar kuasi-statik analiz ve tam dalga analiz yaklaşımıdır. Tam dalga analiz yaklaşımı Maxwell denklemlerinin kullanıldığı, alanların zamanla değişimlerinin dikkate alındığı dinamik bir yaklaşımdır. Kuasi-statik analiz yaklaşımında ise tam dalga analizinden farklı olarak elektrik alanın zamanla değişimi dikkate alınmaz. Her iki analiz yaklaşımının hedefi düzlemsel iletim hatlarının en önemli elektriksel parametreleri olan karakteristik empedans, efektif dielektrik sabiti vb. parametre değerlerinin bulunmasını sağlamaktır.

Kuasi-statik analiz yaklaşımında Konform Dönüşüm Tekniği (Conformal Mapping Technique), Sonlu Sınır Eleman Metodu (Finite Boundary Element Method), Schwarz-Christoffel Konform Dönüşüm Tekniği (Schwarz-Christoffel Conformal Mapping Technique), Fourier Dönüşüm Alanındaki Değişebilir Metot (Variational Method in Fourier Transform Domain) ve Modifiye Konform Dönüşüm Metodu (Modified Conformal Mapping Method), gibi metotlar bulunmaktadır (Ghione ve diğ. 1987, Wu ve diğ. 1992, Ghione ve diğ. 1999, Tomar ve diğ. 2004, Kim 2004).

Tam dalga analizi yaklaşımında ise Spektral Alan Metodu (Spectral Domain Method), Spektral Alan Galerkin Metodu (Galerkin's Method in Spectral Domain), Tam Dalga İntegral Eşitlik Metodu (Full-Wave Integral Equation Method), Moment Metodu (Moment Method) ve Zaman Alanında Sonlu Farklar Metodu (Finite Difference Time Domain Method) gibi metotlar bulunmaktadır (Sharma ve Bhat 1983, Wong ve diğ. 1991, Lo ve Tzuang 1993, Syahkal 1994, Ponchak ve Tentzeris 2002).

Bir iletim hattının analizinde kuasi-statik ve tam-dalga analiz yaklaşımlarından birisi tercih edilir. Kuasi-statik yaklaşımı sadece, DC (Direct Current)'de geçerli olan TEM modu için iletim hattı parametrelerini oluşturur. Tam-dalga analiz yaklaşımı ise hem TEM modu hem de parametreleri frekansın fonksiyonları olan hibrit modlarının da iletim hattı parametrelerini verebilmektedir. Kuasi-statik yaklaşımı ile elde edilen iletim hattı parametreleri sadece DC'de geçerlidir. Elde edilen sonuçlar pratikte daha yüksek değerlerdeki frekanslarda da kullanılması mümkündür. Mikrodalga mühendislerinin çoğu, elde edilen sonuçları hangi frekans aralığında kullanabileceğini merak eder. Bunun net bir cevabı yoktur. Bazı mühendisler sıfırdan farklı frekanslarda kuasi-statik sonuçların kullanılmayacağı tezini ortaya atmaktadır. Birçok mühendis ise, 18 GHz frekans mertebesine kadar kuasi-statik sonuçların kullanılabilirliğini düşünmektedir. Gerçekte, W-bandı 75-110 GHz aralığında çalışan milimetre-dalga devrelerinin bir kısmının kuasi-statik analiz sonuçlarıyla başarıyla tasarlandığı görülmüştür. Buna rağmen yüksek mertebeli frekanslarda iletim hattı parametrelerini yüksek doğrulukta hesaplayabilmek için tam dalga analiz yaklaşımı tercih edilmelidir. Kuasi-statik ile tam dalga analiz sonuçları arasındaki temel fark, kuasi-statik sonuçların hesaplaması daha kolay fakat doğruluk seviyesinin az olmasıdır.

Tam dalga analizi yaklaşımlarında uygulanan metotların nümerik hesaplamaları karmaşık ve uzun işlem süreci gerektirmesinden dolayı, düzlemsel iletim hatlarının analizinde, genellikle analitik formüller içeren kuasi-statik analiz yaklaşımli metotlar tercih edilir. Bu tez çalışmasında düzlemsel iletim hatlarının elektriksel parametrelerinin hesaplanması için kuasi-statik analiz yaklaşımli metotlardan birisi olan KDT (Konform Dönüşüm Tekniği) kullanılmıştır. Bu tekniğin kullanılmasıyla her bir yapının kapalı form ifadeleri toparlanmıştır. Sonrasında yazılım çalışması kapsamında toparlanan bu formülasyonlar yazılım algoritması haline dönüştürülerek her bir düzlemsel iletim hattının analizini gerçekleştirebilen Kuasi Statik (Quasi Static) alt tasarım araçları tasarlanmıştır.

Bu tez çalışması kapsamında düzlemsel iletim hatları, Şekil 2.1'de gösterildiği gibi Geleneksel Yapılar (Conventional Structures), İletken Destekli Yapılar (Conductor Backed Structures) ve Kuplajlı Yapılar (Coupled Structures) olmak üzere 3 ana grup altında incelenmiştir.

Geleneksel Yapılar	
I	II
Şerit Hat	Mikroşerit Hat
Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu (CPW)	Eş Düzlemsel Şerit (CPS)
Asimetrik CPW	Asimetrik CPS
Sonlu Toprak Düzlemli CPW	Asimetrik Sonlu Toprak Düzlemli CPW

(a)

İletken Destekli Yapılar
III
İletken Destekli CPW
Dikdörtgen Şekilli İletken Destekli CPW
Yamuk Şekilli İletken Destekli CPW
V Şekilli İletken Destekli CPW

(b)

Kuplajlı Yapılar	
IV	V
Üst Kalkanlı İki Yanlı Kuplajlı İletken Destekli CPW	Çift İletken Kaplamalı Yarık Kuplajlı Mikroşerit Hat
İki Yanlı Kuplajlı Mikroşerit Hat	Kuplajlı Şerit Hat
Tek Toprak Düzlemli Kuplajlı CPW	Yarık Kuplajlı Dik Şerit
Kuplajlı V Şekilli İletken Destekli Paralel CPW	İki Yanlı Kuplajlı V Şekilli İletken Destekli CPW

(c)

Şekil 2.1: Düzlemsel iletim hatları a) Geleneksel Yapılar, b) İletken Destekli Yapılar, c) Kuplajlı Yapılar.

Bu düzlemsel iletim hatlarının elektriksel parametrelerini hesaplayabilmek için literatürde bir kuasi-statik analiz tekniği olarak bilinen KDT (Konform Dönüşüm Tekniği) seçilmiştir. Literatürdeki mevcut çalışmalar doğrultusunda her bir yapıya ait formülasyonlar toparlanarak yazılımın bir bileşeni olan Kuasi Statik alt tasarım aracının yazılım algoritması oluşturulmuştur. Bu alt tasarım aracı üzerinde her bir düzlemsel iletim hattı yapısının analizini gerçekleştirebilen özel tasarım araçları sunulmuştur. Elektriksel parametrelerin hesaplanması, sonuçların kaydedilerek veri dosyası haline getirilmesi ve grafiksel gösterim gibi işlemler yazılımın bu bölümünde yapılabilen işlemlerden bazılarıdır. Yazılımın bu bölümüyle ilgili ayrıntılı bilgilere yazılımın tanıtıldığı bölümde yer verilmektedir.

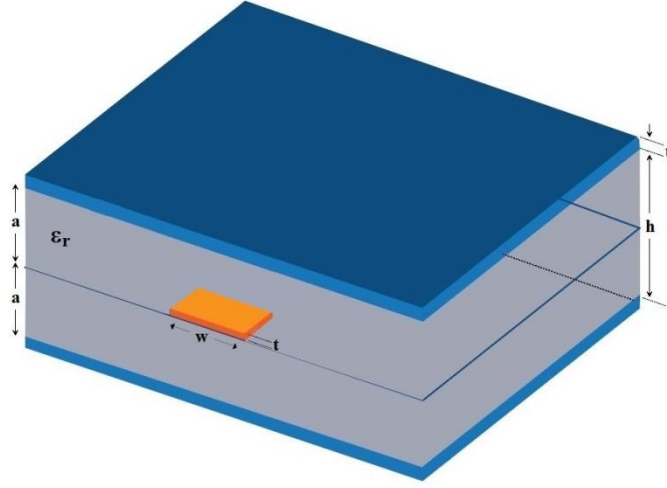
2.1 Düzlemsel İletim Hatlarının Elektriksel Parametrelerinin Kuasi Statik Analiz Yaklaşımıyla Hesaplanması

Aşağıda yaygın olarak kullanılan düzlemsel iletim hatlarından şerit hat, mikroşerit hat, eş düzlemsel dalga kılavuzu, eş düzlemsel şerit, ve yarık hat hakkında kısaca bilgilendirme yapıldıktan sonra her birinin, elektriksel parametrelerini hesaplamada kullanılan kapalı form ifadelerine yer verilecektir. Bu parametreler başka yöntemler kullanılarak doğru şekilde bulunabilir, ancak kapalı form ifadeleri, RF ve mikrodalga devrelerine yönelik hızlı bilgisayar destekli tasarım ve analizine olanak tanımaktadır. Düzlemsel iletim hatlarının efektif dielektrik sabiti ve karakteristik empedans için kapalı form ifadeleri, KDT (Konform Dönüşüm Tekniği) esasları uygulanarak çıkarılmıştır (Nquyen, 2000).

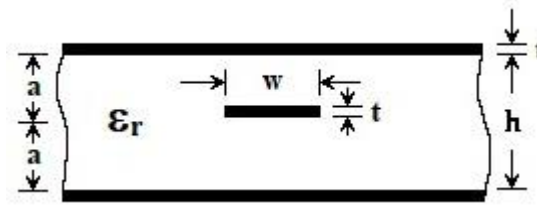
2.1.1 Şerit Hat

Geleneksel düzlemsel iletim hatlarından birisi olan şerit hat ilk olarak 1951 yılında tasarlanmıştır (Barret ve Barnes, 1951). Bu hat, Şekil 2.2'den görüleceği üzere iki yüzeyi de iletkenle kaplı dielektrik tabanın ortasına bir iletken şeridin yerleştirilmesi ile gerçekleştirilmiştir. Şerit hat, bir koaksiyel iletim hattının baskılı devre versiyonudur.

Süper iletkenlere sahip olduğu durumda yayılma dominant modu, saf TEM'dir. Düşük mikrodalga frekanslarında kullanıma daha uygundur. Bunun nedeni iki paralel toprak düzleme sahip olduğu için yüksek frekans mertebelerinde istenmeyen paralel-plaka modlarını uyarma olasılığını ihtiva etmesidir. Bir şerit hattın elektriksel parametrelerinin hesaplanmasında kullanılan kapalı form ifadeleri aşağıda verilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.2: Şerit hat yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm.

Sıfır kalınlıkta şerit hat için karakteristik empedans eşitlik (2.1) ile verilir.

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2.1)$$

$$k = \tanh\left(\frac{\pi W}{4a}\right) \quad (2.2)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.3)$$

Sonlu şerit kalınlığı için karakteristik empedans eşitlik (2.4) ile bulunabilir.

$$Z_0 = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \frac{2a-t}{W_e} \left[\frac{8}{\pi} \frac{2a-t}{W_e} + \sqrt{\left(\frac{8}{\pi} \frac{2a-t}{W_e}\right)^2 + 6.27} \right] \right\} \quad (2.4)$$

$$\frac{W_e}{2a-t} = \frac{W}{2a-t} + \frac{\Delta W}{2a-t} \quad (2.5)$$

$$\frac{\Delta W}{2a-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0.0796x}{W/2a+1.1x} \right)^m \right] \right\} \quad (2.6)$$

$$m = \frac{2}{1+2x/3(1-x)} \quad (2.7)$$

$$x = \frac{t}{2a} \quad (2.8)$$

Sıfır kalınlıklı şerit için şerit eni ifadesi eşitlik (2.1) - (2.3) arası eşitlikler kullanılarak aşağıdaki gibi çıkarılabilir.

$$\frac{W}{a} = \frac{4}{\pi} \tanh^{-1}(\sqrt{p}) \quad (2.9)$$

$$p = \begin{cases} \sqrt{1 - (e^{\pi q - 2} / e^{\pi q + 2})^4}, \Leftrightarrow q \geq 1 \\ [(e^{\pi/q} - 2) / (e^{\pi/q} + 2)]^2, \Leftrightarrow 0 \leq q \leq 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

$$q = \frac{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}}{30\pi} \quad (2.11)$$

Şerit kalınlığı dikkate alındığında şerit eni ifadesi için eşitlik (2.4) - (2.8) arası eşitlikler kullanılarak aşağıdaki eşitlikler çıkarılabilir.

$$\frac{W}{2a-t} = \frac{W_e}{2a-t} - \frac{\Delta W}{2a-t} \quad (2.12)$$

$$\frac{W_e}{2a-t} = \frac{8}{\pi A} \quad (2.13)$$

$$\frac{\Delta W}{2a-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0.0796x}{W_e/2a+1.1x} \right)^m \right] \right\} \quad (2.14)$$

$$A = \frac{2B}{C} \quad (2.15)$$

$$B = \exp\left(\frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}{30}\right) - 1 \quad (2.16)$$

$$C = \sqrt{4B + 6.27} \quad (2.17)$$

$$m = \frac{2}{1 + 2x/3(1-x)} \quad (2.18)$$

$$x = \frac{t}{2a} \quad (2.19)$$

İletkenlerin süper olmayışı ve dielektrik malzemeden dolayı iletim hattı kayıpları yaşanır. Zayıflama sabiti $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$ ile gösterilir. Burada α_c ve α_d sırasıyla iletken ve dielektrik zayıflama sabitini temsil etmektedir. İletken zayıflama sabiti α_c eşitlik (2.20) ile bulunabilir.

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{23.4 \times 10^{-3} R_s \epsilon_r Z_0 A}{30\pi(2a-t)}, \Leftrightarrow Z_0 < \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \\ \frac{1.4 R_s B}{2Z_0 a}, \Leftrightarrow Z_0 > \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \end{cases} \quad (dB/m) \quad (2.20)$$

$$A = 1 + \frac{2W}{2a-t} + \frac{1}{\pi} \frac{2a+t}{2a-t} \ln\left(\frac{4a-t}{t}\right) \quad (2.21)$$

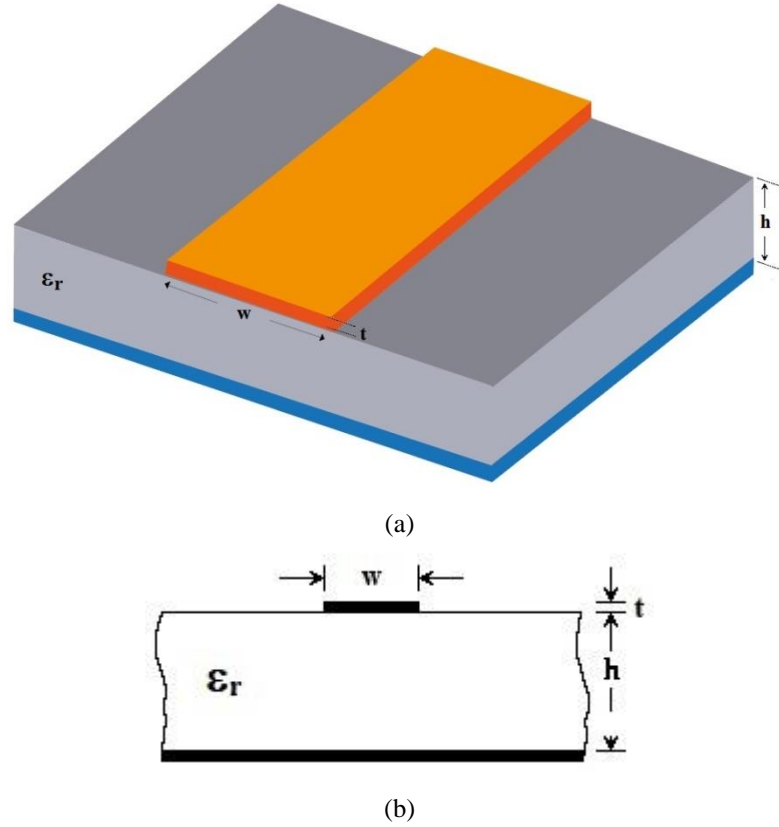
$$B = 1 + \frac{2a}{0.5W + 0.7t} \left(0.5 + \frac{0.414t}{W} + \frac{1}{2\pi} \ln \frac{4\pi W}{t}\right) \quad (2.22)$$

Dielektrik zayıflama sabiti eşitlik (2.23) ile bulunabilir.

$$\alpha_d = \frac{27.3 \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta}{\lambda_0} \quad (dB/m) \quad (2.23)$$

2.1.2 Mikroşerit Hat

Mikroşerit hat alternatif bir yapı olarak 1952 yılında ileri sürülmüştür (Grieg ve Englemann 1952). Bu hat Şekil 2.3’de gösterildiği gibi bir yüzünde iletken bir şerit, diğer yüzünde ise, tamamen iletken kaplama bulunan bir dielektrik tabandan oluşur. En yaygın biçimde kullanılan iletim hatlarından birisidir. Bunun nedenleri arasında geometrik yapısının uygunluğu, imalat ve devre entegrasyon kolaylığı sağlaması ve mukavemetinin yüksek olması gibi avantajları yer alır.



Şekil 2.3: Mikroşerit hat yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm

Şerit kalınlığı ($t=0$) olarak kabul edilen bir mikroşerit hattı için efektif dielektrik sabiti ϵ_{eff} ve karakteristik empedansı Z_0 için kapalı form ifadeleri (2.24) ve (2.25) eşitlikleri ile verilmiştir.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{r+1}}{2} + \frac{\epsilon_{r-1}}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W}\right)^{-B} \quad (2.24)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{h}{W} A + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W} \right)^2} \right] \quad (2.25)$$

$$A = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666h}{W} \right)^{0.7528} \right] \quad (2.26)$$

$$B = 0.564x \left\{ \begin{array}{l} 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{\left(\frac{W}{h} \right)^4 + \left(\frac{W}{52h} \right)^2}{\left(\frac{W}{h} \right)^4 + 0.432} \right) \\ + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{W}{18.1h} \right)^3 \right] \end{array} \right\} x \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (2.27)$$

Normalize şerit eni ifadesi (2.28) eşitliği ile verilir.

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8 \exp(C)}{\exp(2C) - 2}, \Leftrightarrow \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[D - 1 - \ln(2D - 1) + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \right) x \left(\ln(D - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right], \Leftrightarrow \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases} \quad (2.28)$$

$$C = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (2.29)$$

$$D = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.30)$$

Sonlu şerit kalınlıklı (t) bir mikroşerit hattı için, t kalınlığı şerit enini artırır. Bu nedenle daha doğru sonuçlar için t değeri hesaba katılarak (2.24) ve (2.25) eşitlikleri revize edilir ve (2.31) ve (2.32) eşitlikleri haline dönüştürülür.

$$\varepsilon_{eff}(t) = \left[\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W_e} \right)^{-B_t} \right] \frac{Z_0(t', \varepsilon_r = 1)}{Z_0(t, \varepsilon_r = 1)} \quad (2.31)$$

$$Z_0(t) = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(t)}} \ln \left[\frac{h}{W_e} A_t + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W_e} \right)^2} \right] \quad (2.32)$$

$$A_t = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666h}{W_e} \right)^{0.7528} \right] \quad (2.33)$$

$$B_t = 0.564x \left\{ \begin{array}{l} 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{(W_e/h)^4 + (W_e/52h)^2}{(W_e/h)^4 + 0.432} \right) \\ + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{W_e}{18.1h} \right)^3 \right] \end{array} \right\} x \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (2.34)$$

$$W_e = W + \Delta W \quad (2.35)$$

$$\Delta W = \frac{\Delta W'}{2} \left(1 + \frac{1}{\cosh(\sqrt{\varepsilon_r - 1})} \right) \quad (2.36)$$

$$\Delta W' = \frac{t}{\pi} \ln \left(1 + \frac{4 \exp(1)}{(t/h) \coth^2 \left(\sqrt{6.517 \frac{W}{h}} \right)} \right) \quad (2.37)$$

$$W' = W + \Delta W' \quad (2.38)$$

$Z_0(t, \varepsilon_r = 1)$ ve $Z_0(t', \varepsilon_r = 1)$, sırasıyla eşitlik (2.35) ve (2.38) kullanılarak bulunur.

Frekans bağımlı efektif dielektrik sabiti ve karakteristik empedans (2.39) ve (2.40) eşitlikleri ile bulunur.

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(0)}{1 + G(f/f_p)^2} \quad (2.39)$$

$$Z_0(f) = Z_0(0) \frac{\varepsilon_{eff}(f) - 1}{\varepsilon_{eff}(0) - 1} \sqrt{\frac{\varepsilon_{eff}(0)}{\varepsilon_{eff}(f)}} \quad (2.40)$$

$$f_p = \frac{Z_0(0)}{2\mu_0 h} \quad (2.41)$$

$$G = \frac{\pi^2}{12} \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_{eff}(0)} \sqrt{\frac{Z_0(0)}{60}} \quad (2.42)$$

Burada, $\varepsilon_{eff}(0)$ ve $Z_0(0)$, kuasi-statik efektif dielektrik sabiti ve karakteristik empedansdır. Serbest boşluğun manyetik geçirgenliği $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ olarak verilir. Mikroşerit hattaki zayıflama sabiti ($\alpha = \alpha_c + \alpha_d$) bileşenleri bulunmak istenirse;

$0 < W/h \leq 1/2\pi$ aralığında,

$$\alpha_c = \frac{8.68Rs}{2\pi Z_0 h} x \left[1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] x \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) + \frac{t}{W} \right] \right\} \quad (2.43)$$

$1/2\pi < W/h \leq 2$ aralığında,

$$\alpha_c = \frac{8.68Rs}{2\pi Z_0 h} x \left[1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] x \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{2h}{t} \right) + \frac{t}{h} \right] \right\} \quad (2.44)$$

$2 < W/h$ için,

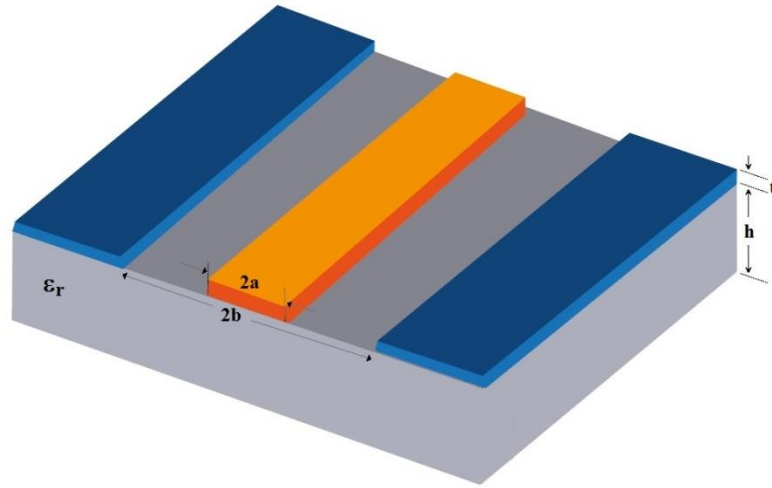
$$\alpha_c = \frac{8.68Rs}{Z_0 h} x \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{2h}{t} \right) - \frac{t}{h} \right] \right\} x \left(\frac{W_e}{h} + \frac{W_e/\pi h}{W_e/2h + 0.94} \right) x \left[\frac{W_e}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{W_e}{2h} + 0.94 \right) \right]^{-2} \quad (2.45)$$

σ iletkenlikli bir iletkenin yüzey direnci $R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\alpha}$, ile gösterilir. Sonlu şerit kalınlığı dikkate alınarak eşitlik (2.35)'den efektif şerit genişliği W_e bulunur. Dielektrik zayıflama sabiti α_d ise eşitlik (2.46)'dan bulunabilir.

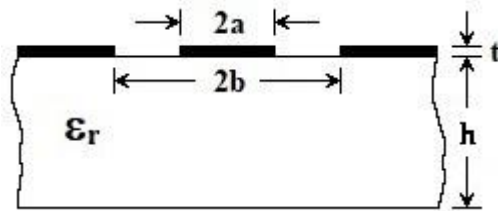
$$\alpha_d = \frac{27.3\epsilon_r(\epsilon_{eff} - 1)\tan\delta}{\sqrt{\epsilon_{eff}}(\epsilon_r - 1)\lambda_0} \quad (2.46)$$

2.1.3 Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu (CPW)

CPW (Coplanar Waveguide: Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu) 1969 yılında tasarlanmıştır (Wen, 1969). Bu hatlar bütün iletkenleri aynı düzlem üzerinde olan yani dielektrik tabanın sadece üst yüzeyinde olan iletim hatlarıdır. Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'de geleneksel ve iletken destekli CPW kesitleri görülmektedir. Tasarlandığı günden bu yana, devre elemanlarıyla kolay entegrasyon sağlaması, kompakt balanslı devrelerle olan uyumu, devre elemanlarının toprak bağlantısında mümkün olduğunca deliklerin azaltılması gibi avantajları nedeniyle günümüzde de popüleritesini korumaktadır.

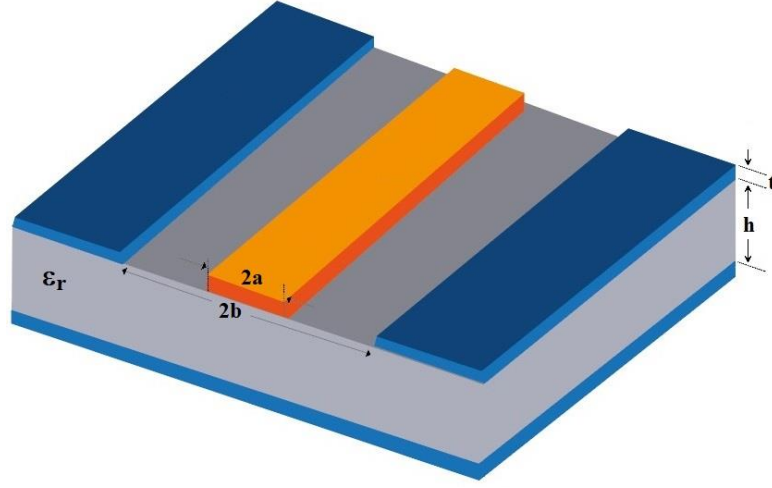


(a)

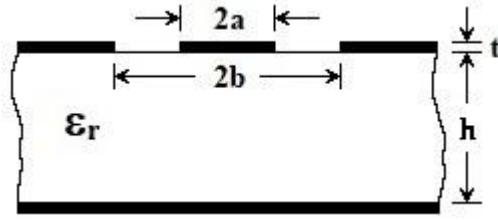


(b)

Şekil 2.4: Geleneksel CPW yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm.



(a)



(b)

Şekil 2.5: İletken destekli CPW yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm.

Şerit kalınlığı ($t=0$) alınarak geleneksel CPW için KDT yardımıyla efektif dielektrik sabiti ϵ_{eff} ve karakteristik empedans Z_0 için kapalı form eşitlikleri elde edilir.

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.47)$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \quad (2.48)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.49)$$

Eşitlik (2.50)'de verilen integral modülü $K(k)/(K(k'))$ oranı kullanılarak yaklaşık hesaplamayla ϵ_{eff} ve Z_0 için kapalı form ifadeleri sırasıyla (2.51) ve (2.52) eşitlikleri olarak elde edilir.

$$\frac{K(k)}{K(k')} = \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left(2\frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right)}, \Leftrightarrow 0 \leq k \leq 0.707 \\ \frac{1}{\pi} \ln\left(2\frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right), \Leftrightarrow 0.707 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (2.50)$$

Benzer şekilde iletken destekli CPW için de karakteristik parametrelerin kapalı form eşitliklerini çıkarmak mümkün olmaktadır.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1 + \varepsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')}} \quad (2.51)$$

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_1)}{K(k_1')}} \quad (2.52)$$

$$k = \frac{a}{b} \quad (2.53)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.54)$$

$$k_1 = \frac{\tanh(\pi a/2h)}{\tanh(\pi b/2h)} \quad (2.55)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.56)$$

Merkez şerit ve toprak düzlemleri kalınlığı da hesaba katılırsa, şerit genişlikleri artar, açıklıklar ise azalır. Bu durumda efektif dielektrik sabiti ε_{eff} ve karakteristik empedans Z_0 , (2.57) ve (2.58) eşitlikleri yardımıyla bulunur.

$$\varepsilon_{eff}(t) = \varepsilon_{eff} - \frac{0.7(\varepsilon_{eff} - 1) \frac{t}{b-a}}{\frac{K(k)}{K(k')} + 0.7 \frac{t}{b-a}} \quad (2.57)$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(t)}} \frac{K(k_e')}{K(k_e)} \quad (2.58)$$

Buradaki sabit olan değerler aşağıdaki eşitlikler kullanılarak elde edilir.

$$k_e = \frac{S_e}{S_e + 2W_e} \quad (2.59)$$

$$k_e' = \sqrt{1 - k_e^2} \quad (2.60)$$

$$S_e = 2a + \Delta \quad (2.61)$$

$$W_e = b - a - \Delta \quad (2.62)$$

$$\Delta = \frac{1.25t}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{8\pi a}{t} \right) \right] \quad (2.63)$$

Geleneksel CPW için iletken zayıflama sabiti α_c aşağıdaki eşitlik yardımıyla bulunur.

$$\alpha_c = \frac{4.88 \times 10^4}{\pi} R_s \varepsilon_{eff} Z_0 P \frac{b+a}{(b-a)^2} \cdot \left\{ \frac{\frac{1.25t}{\pi} \ln \left(\frac{8\pi a}{t} \right) + 1 + \frac{1.25t}{2\pi a}}{\left[2 + \frac{2a}{b-a} - \frac{1.25t}{\pi(b-a)} \left(1 + \ln \frac{8\pi a}{t} \right) \right]^2} \right\} \quad (2.64)$$

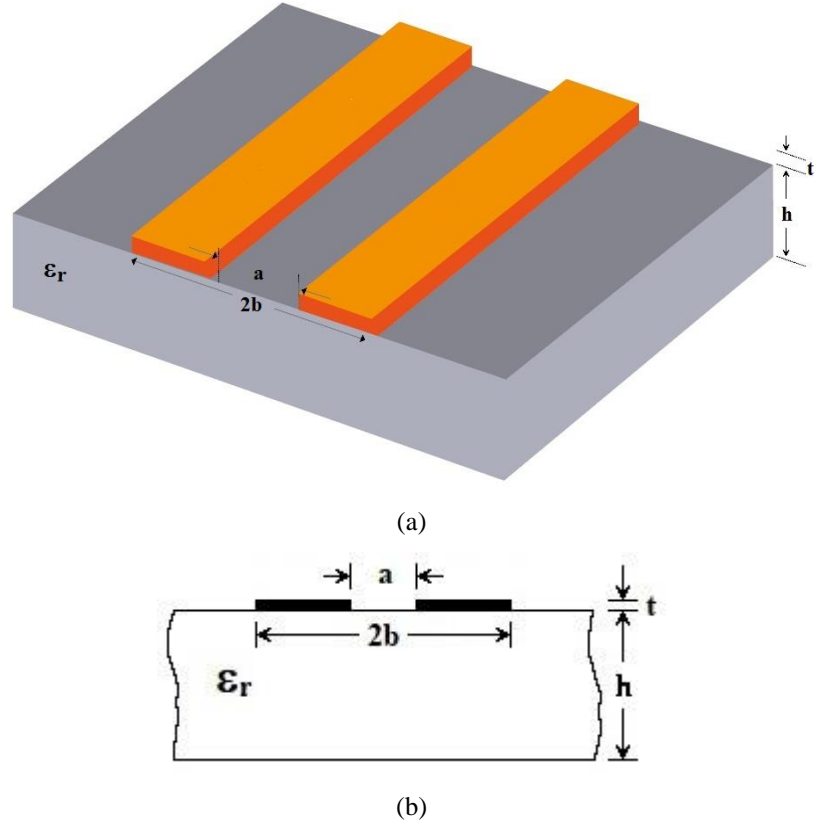
Buradaki P değeri eşitlik (2.65)'deki gibidir.

$$P = \begin{cases} \frac{k}{(1-k')(k')^{3/2}} \left[\frac{K(k)}{K(k')} \right]^2, & \Leftrightarrow 0 \leq k \leq 0.707 \\ \frac{1}{(1-k)\sqrt{k}}, & \Leftrightarrow 0.707 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (2.65)$$

Geleneksel CPW için dielektrik zayıflama sabiti α_d benzer şekilde mikroşerit hat için verilen eşitlik (2.46) yardımıyla bulunabilir.

2.1.4 Eş Düzlemsel Şerit (CPS)

Eş düzlemsel hatlardan bir diğeri olan CPS (Coplanar Strip Line: Eş Düzlemsel Şerit Hat) Wen tarafından 1969 yılında alternatif bir diğer yapı olarak tasarlanmıştır (Wen 1969). Şekil 2.6'da gösterilen kesit yapısına bakılacak olunursa dielektrik tabanın sadece üst yüzeyinde birbirine paralel iki şerit konumlandırılmış durumdadır. Bu hatlar RF ve MIC'ler özellikle de balanslı devreler için kullanışlıdır.



Şekil 2.6: Eş düzlemsel şerit yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm.

Şerit kalınlığı ($t=0$) kabul edilerek CPS için efektif dielektrik sabiti ε_{eff} ve karakteristik empedans Z_0 için kapalı form eşitlikleri aşağıda verilmiştir.

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \quad (2.66)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad (2.67)$$

Burada,

$$k = \frac{a}{b} \quad (2.68)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.69)$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \quad (2.70)$$

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (2.71)$$

şeklinde verilir.

Şerit kalınlığı hesaba katılacak olunursa efektif dielektrik sabiti ε_{eff} ve karakteristik empedans Z_0 aşağıdaki eşitliklerle bulunur.

$$\varepsilon_{eff}(t) = \varepsilon_{eff} - \frac{0.7(\varepsilon_{eff} - 1) \frac{t}{a}}{\frac{K(k')}{K(k)} + 0.7 \frac{t}{a}} \quad (2.72)$$

$$Z_0(t) = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(t)}} \frac{K(k_e)}{K(k_e')} \quad (2.73)$$

Buradaki sabit olan değerler aşağıdaki eşitlikler kullanılarak elde edilir.

$$S = b - a \quad (2.74)$$

$$k_e = \frac{S_e}{S_e + 2W_e} \quad (2.75)$$

$$k_e' = \sqrt{1 - k_e^2} \quad (2.76)$$

$$S_e = S - \Delta \quad (2.77)$$

$$W_e = W + \Delta \quad (2.78)$$

$$\Delta = \frac{1.25t}{\pi} \left[1 + \ln \left(4\pi \frac{b-a}{t} \right) \right] \quad (2.79)$$

CPS için iletken zayıflama sabiti α_c aşağıdaki eşitlik yardımıyla bulunur.

$$\alpha_c = \frac{4.88 \times 10^4}{\pi} R_s \varepsilon_{eff} Z_0 P \frac{b+a}{(b-a)^2} \cdot \left\{ \frac{\frac{1.25t}{\pi} \ln \left(\frac{8\pi a}{t} \right) + 1 + \frac{1.25t}{2\pi a}}{\left[2 + \frac{2a}{b-a} - \frac{1.25t}{\pi(b-a)} \left(1 + \ln \frac{8\pi a}{t} \right) \right]^2} \right\} \quad (2.80)$$

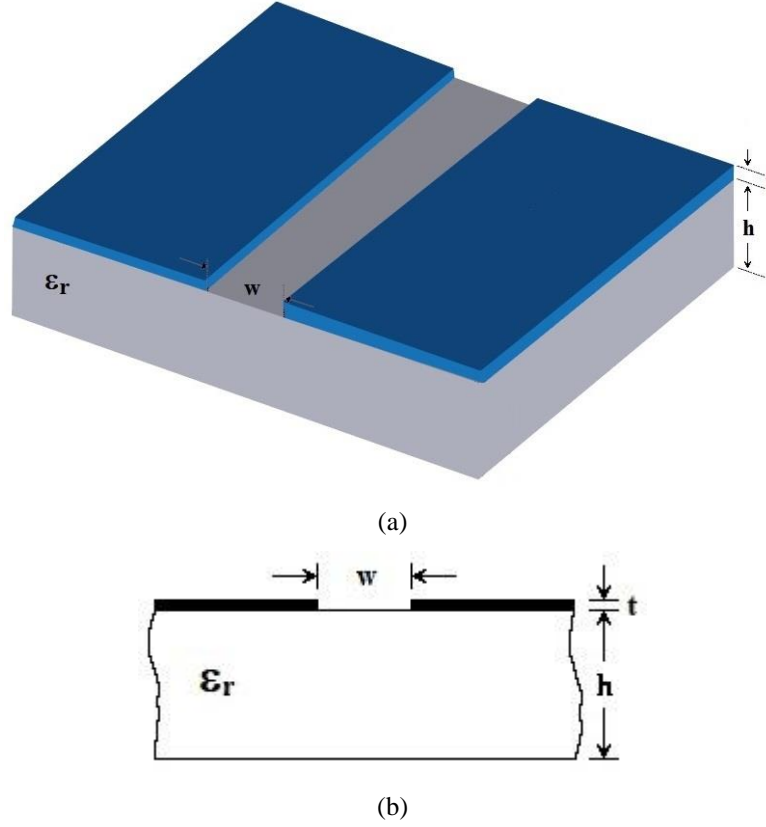
Buradaki P değeri CPW hat için verilen eşitlik (2.65) ile aynıdır.

Dielektrik zayıflama sabiti α_d benzer şekilde mikroşerit hat için verilen eşitlik (2.46) yardımıyla bulunabilir.

2.1.5 Yarık Hat

Yarık hat, Cohn tarafından 1969 yılında bir diğer alternatif yapı olarak sunulmuştur (Cohn 1969). Bu hatlar, Şekil 2.7'de gösterilen kesit yapısından görüleceği üzere sadece bir yüzeyi iletken kaplı olan ve bu yüzeyi dar bir yarık ihtiva eden bir dielektrik tabandan oluşur. Bu hat yapısı RF ve MIC'ler için faydalı olarak nitelendirilebilir. Dengeli topoloji olmasının gerekli olduğu devrelerde dengeli olma

özelliği avantaj sağlamaktadır. Yüksek performans gösterebilmesi için radyasyonu en düşük seviye çekilmesi gerekir. Bunun için dielektrik sabiti değeri yüksek olan bir malzeme türü seçilerek üretilmelidir.



Şekil 2.7: Yarık hat yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm.

Şerit kalınlığı ($t=0$) kabul edilerek CPS için efektif dielektrik sabiti ϵ_{eff} ve karakteristik empedans Z_0 için kapalı form eşitlikleri aşağıda verilmiştir. Voltaj ve güce dayalı, karakteristik empedans kapalı form ifadeleri, Z_0 , ve yüksek dielektrik sabit tabanlarındaki yarık hat için dalga uzunluğu λ_g , ($9.7 \leq \epsilon_{eff} \leq 20$) Cohn'un sayısal sonuçlarına uygun eğri yardımıyla elde edilerek aşağıdaki eşitlikler halinde verilir.

$0.02 < W/h \leq 0.2$ aralığında,

$$\frac{\lambda_g}{\lambda_0} = 0.923 - 0.195 \ln \epsilon_r + 0.2W/h - (0.126W/h + 0.02) \ln(h/\lambda_0 \times 10^2) \quad (2.81)$$

$$\begin{aligned}
Z_0 = & 72.62 - 15.283 \ln \varepsilon_r + 50 \frac{(W/h - 0.02)(W/h - 0.1)}{W/h} \\
& + \ln(W/h \times 10^2)(19.23 - 3.693 \ln \varepsilon_r) \\
& - [0.139 \ln \varepsilon_r - 0.11 + W/h(0.465 \ln \varepsilon_r + 1.44)] \\
& \times (11.4 - 2.636 \ln \varepsilon_r - h/\lambda_0 \times 10^2)^2
\end{aligned} \tag{2.82}$$

0.2 < W/h ≤ 1 aralığında,

$$\begin{aligned}
\frac{\lambda_g}{\lambda_0} = & 0.987 - 0.21 \ln \varepsilon_r + W/h(0.111 - 0.0022\varepsilon_r) \\
& - (0.053 + 0.041W/h - 0.0014\varepsilon_r) \ln(h/\lambda_0 \times 10^2)
\end{aligned} \tag{2.83}$$

Yukarıda verilen denklemler, sonsuz ince iletkenler olduğu kabul edilerek elde edilmiştir ve (2.84) eşitliğinde verilen aralıkta %2 ye kadar doğruluk gösterir.

$$9.7 \leq \varepsilon_r \leq 20 \tag{2.84}$$

$$0.01 \leq \frac{h}{\lambda_0} \leq \left(\frac{h}{\lambda_0} \right)_c \tag{2.85}$$

(2.85) eşitliğindeki $\left(\frac{h}{\lambda_0} \right)_c$, TE₁₀ modunun kesim değeridir ve (2.86) eşitliği

ile verilir.

$$\left(\frac{h}{\lambda_0} \right)_c = 0.25 \sqrt{\varepsilon_r - 1} \tag{2.86}$$

3. BULANIK MANTIK SİSTEM MODELLEME

Mühendislik uygulamalarında incelenen sistemin en önemli özelliklerinin belirlenmesi ve en yakın modellemenin yapılması istenir. Aynı amaçla bulanık mantık yöntemleri de kullanılmakta ve kolay çözülebilir bir model elde edilmeye çalışılmaktadır. Bu açıdan bulanık sistemler teorik yaklaşımlardan bağımsız bir çözüm algoritmasını temsil etmektedir. Bu bölümde bulanık mantık sistem modelleme yaklaşımı ile düzlemsel iletim hatlarının elektriksel parametrelerini hesaplamada kullanılan kuasi statik analiz yaklaşımının sayısal ve analitik kapalı form ifadelerinin çözümüne alternatif olarak teorik çözümlerden bağımsız alternatif bir yaklaşım geliştirilmiştir.

Bulanık Mantık (Fuzzy Logic), belirsiz ve karmaşık olan durumlarda sonuçları netleştirmek ve karşılaşılan sorulara mantıklı cevaplar verebilmek için kullanılan bir mantık yapısıdır. Klasik mantıkta normal durumlarda soruların cevapları kesin net ifadelerle “evet, doğru” ya da “hayır, yanlış” şeklinde verilebilir. Cevapları net olmayan, arada kalan ya da belirsiz olan karmaşık durumlarda bulanık mantık devreye girerek uygun cevaplar üretilmesini sağlar. Bulanık mantık ilk defa Zadeh tarafından yapılan çalışmalar sonucunda ortaya çıkmıştır (Zadeh 1965). Tanımladığı bulanık küme teorisi ile cevapları belirsiz olan durumlarda belirsizliğin matematiksel olarak ifade edilebileceğini göstermiştir. Klasik mantıkta bir eleman bir kümenin ya elemanıdır “1” ya da elemanı değildir “0” şeklinde net ifade edilir. Bulanık küme teorisinde ise kümenin her bir elemanı için “0” ile “1” arasında bir üyelik değeri atanır. Bulanık mantık, sayısal değerleri dilsel kurallara dönüştürerek sistemin tanımlanmasını sağlar. Böylece tanımlanmış sistem kullanılarak sistemin giriş değerlerine karşılık çıkış değerlerine ulaşılır.

Karmaşık mühendislik uygulamalarında, bir sistemin giriş/çıkış parametre ilişkilerini en iyi şekilde temsil etmesi ve optimal modellemeye ulaşması beklenir. Bu amaçla, daha pratik bir çözüm için sistemi modellemek amacıyla bulanık sistemler de kullanılabilir. Böylece bulanık mantık sistem yaklaşımları, teorik yaklaşımlardan bağımsız alternatif bir çözüm sunabilir. Bu nedenle çeşitli alanlarda

karşılaşılan karmaşık problemlerin çözümünde bulanık mantık uygulama çalışmalarına sıklıkla rastlanmaktadır.

Düzlemsel iletim hatlarının analizleri yapılırken kuasi-statik analiz yaklaşımı yöntemler veya tam dalga analiz yaklaşımı yöntemlerin kullanıldığından bahsedilmişti. Analiz sırasında teorik tabanlı bu yöntemler kullanılırken teorik hesaplamaların ve kapalı analitik form ifadelerinin zorluğu, uzun işlem süreçlerinin gerekmesi gibi yaşanan problemler nedeniyle teorik yaklaşımlardan bağımsız daha kolay çözümler sunabilen bulanık model ihtiyacını ortaya çıkarmıştır.

Bulanık mantık sistem modelleme yaklaşımlarında en çok tercih edilen bulanık çıkarım sistemleri Mamdani ve Takagi-Sugeno-Kang bulanık çıkarım sistemleridir (Mamdani ve Assilian 1975, Takagi ve Sugeno 1985, Sugeno ve Kang 1988). Aralarındaki farkı söylemek gerekirse Mamdani bulanık çıkarım sistemi bulanık değerlerle çıkış verirken, Takagi-Sugeno-Kang bulanık çıkarım sistemi ise çıkış değerini bir fonksiyon şeklinde verir. Tasarımcı kişi, modellemesi yapılacak sistemin giriş/çıkış parametreleri arasındaki ilişkileri tanımlar ve bu ilişkiler arasındaki kuralları oluşturur. Bulanık sistem kurallarının ve sınır değerlerinin uygun biçimde ifade edilmesi, model parametrelerinin en uygun değerlerde seçilmesi, en uygun üyelik fonksiyonunun belirlenmesi modellemenin başarısını artırır. Bu nedenle sistem modellemede tasarımcı kişinin uzmanlık bilgisi ve deneyimi önemlidir.

Bu tez çalışması kapsamında düzlemsel iletim hatlarının elektriksel parametrelerinin hesaplanmasında kullanılan KDT'nin sayısal ve analitik kapalı biçimli ifadelerine alternatif olarak yaklaşık çözümler sunabilen bulanık mantık tabanlı modeller oluşturulmuştur. Her bir modelin doğruluğu hata analizi ile test edilmiştir ve model sonuçlarının geçerliliği KDT'ne dayalı olarak hazırlanan CAD yazılımının Kuasi Statik alt tasarım aracından elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılarak gösterilmiştir. Bu modellerin oluşturulmasında Çıkarımsal Bulanık Kümeleme (Subtractive Fuzzy Clustering) tekniği kullanılmıştır. ÇBK (Çıkarımsal Bulanık Kümeleme), TSK (Takagi-Sugeno-Kang) tip-1 türünde bulanık çıkarım sistemi kullanan bir bulanık mantık modelleme tekniğidir. ÇBK, verilerin doğrudan bulanıklaştırılmasını sağlayan yöntemlerden birisidir. Kümeleme işlemi veriyi bir araya getirerek işlem hızını artırır ve sistemin daha genel bir yapıda ele alınmasını sağlar. ÇBK, veriler arasındaki mesafeleri kullanarak veri setini ifade etmek için en

uygun küme merkezlerini belirleyen bir prosedürdür. Ayrıca bu teknikle uygulanan işlem adımları yazılım algoritmasına dönüştürülerek geliştirilen CAD yazılımının Bulanık Mantık (Fuzzy Logic) alt tasarım aracı olarak tasarlanmıştır.

3.1 Çıkarımsal Bulanık Kümeleme Tekniği ile Bulanık Sistem Oluşturma

ÇBK, verilerin doğrudan bulanıklaştırılmasını sağlayan tekniklerden birisidir. Kümeleme işlemi veriyi bir araya getirerek işlem hızını artırır ve sistemin daha genel bir yapıda ele alınmasını sağlar. ÇBK, veriler arasındaki mesafeleri kullanarak veri setini ifade etmek için en uygun küme merkezlerini belirler. Küme merkezlerini belirlemek için öncelikle sistemin giriş ve çıkış parametre değerlerinden oluşan veri setini elde ediyoruz. ÇBK yöntemi, veri setinin her boyutunu normalize etme işlemleriyle başlar. N adet veri normalize edildikten sonra, veri setinin her bir veri noktası için potansiyel hesaplanır (Chiu 1994).

$$P_i = \sum_{j=1}^N e^{-\alpha D_{i,j}}, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (3.1)$$

$$D_{i,j} = \|x_i - x_j\|^2 \quad (3.2)$$

$$\alpha = \frac{4}{r_\alpha^2} \quad (3.3)$$

burada r_α komşuluk yarıçapını gösteren pozitif bir sabittir. P_1^* ile gösterilen veri noktası, en büyük potansiyel değere sahip olan ilk küme merkezi x_1^* olarak seçilir. Ardından, ilk küme merkezinin etkisi hariç diğer tüm veri noktalarının potansiyeli güncellenir.

$$P_i' = P_i - P_k^* e^{-\beta D_{i,k}^*}, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (3.4)$$

$$\beta = \frac{4}{r_\beta^2}, \quad (3.5)$$

burada r_β , verimli çıkarma aralığını belirlemek için kullanılan pozitif bir sabittir. Küme merkezlerinin birbirine yakın olmasını kontrol etmek ve önlemek için

başka bir pozitif sabit olan η ($=r\beta/r\alpha$) olarak belirlenebileceğine dikkat edilmelidir ve kısaca squash faktörü olarak adlandırılır (Demirli ve diğ. 2003).

Uzman sistemlerde EĞER O ZAMAN mantıksal ilişkileri bulanık kuralların temelini oluşturur. Bu kurallar mantıksal olarak giriş-çıkış ilişkisini oluşturarak sistemin kontrol edilmesini sağlar (Sugeno ve diğ. 1988). ÇBK tekniğinde Sugeno tipi Bulanık Çıkarım Sistemi (FIS) kullanılmaktadır. FIS, öncül ve sonuç kısımlarından oluşur. Bu nedenle, çok sayıda girdi ve çıktı aşağıdaki kural mekanizması tarafından ifade edilir (Takagi ve diğ. 1985).

$$\begin{aligned} &IF\ x_1\ is\ A_1^k\ \& x_2\ is\ A_2^k\ \& \dots\ \& x_j\ is\ A_j^k\ THEN \\ &y_1\ is\ B_1^k\ \& y_2\ is\ B_2^k\ \& \dots\ \& y_j\ is\ B_j^k \end{aligned} \quad (3.6)$$

burada k kural numarasıdır, x_j ile birlikte j . giriş değişkeni ve y_j , j . çıkış değişkenidir.

$$B_j^k = c_0 + c_1x_1^k + c_2x_2^k + \dots \quad (3.7)$$

burada B_j^k , birinci dereceden bir denklem olarak ifade edilebilen giriş değişkenlerinin doğrusal bir fonksiyonudur.

SFC ($x_{(1)*}, x_{(2)*}, \dots, x_{(k)*}$) uygulanarak yeterli sayıda küme merkezi elde edilir. Her küme merkezi, FIS'in k 'inci kuralına karşılık gelir. k 'inci kural için üyelik fonksiyonu şu şekilde belirlenir:

$$\mu_{A_i^k}(y) = e^{-\alpha \cdot D_{i,k}^*}, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (3.8)$$

Her bir kural çıktısının ağırlıklı ortalaması alınarak, FIS çıktıları şu şekilde elde edilir:

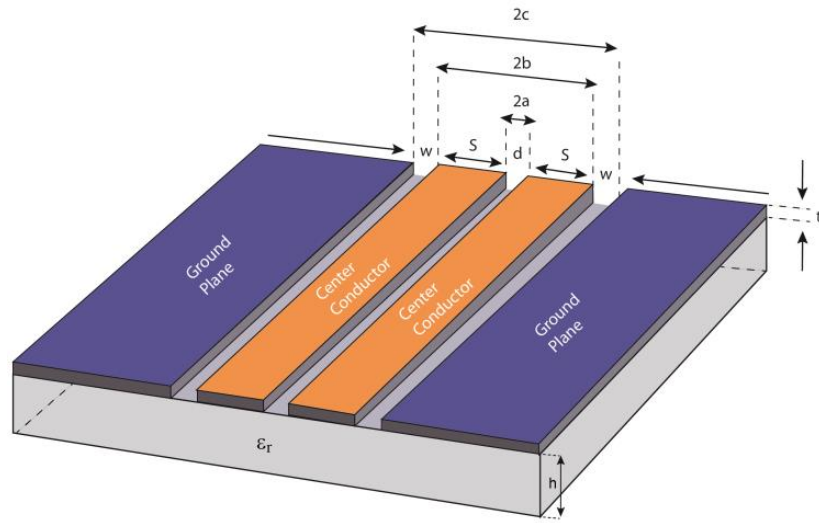
$$y_j = \frac{\sum_{i=1}^c \mu_i y_{ij}}{\sum_{i=1}^c \mu_i} \quad (3.9)$$

burada c kural sayısını, j veri çifti sayısını ve y_{ij} doğrusal denklemi belirtir. En küçük kareler algoritmasının ÇBK yöntemine uygulanmasıyla denklem sisteminin

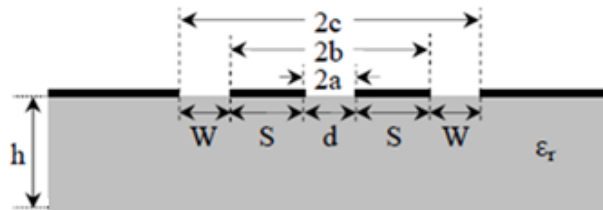
katsayıları elde edilir. Bu yöntemde komşuluk yarıçapı r_a ve squash faktörü η gibi parametreler FIS'in başarısını doğrudan etkiler. Parametre optimizasyonu yapıldıktan sonra ÇBK tekniğinin çalıştırılması tamamlanır. Bu tekniğin kullanılması sonucunda, giriş ve çıkış veri çiftleri arasındaki ilişki modeli basit ve hızlı bir şekilde tasarlanabilir. Bu teknik ayrıca karmaşık hesaplamalar için uygundur ve doğruluğu artırmak için kısıtlama parametreleri geliştirilebilir.

3.2 Bulanık Sistem Modelleme Örnek Uygulama

Bu bölümde Şekil 3.1 de gösterilen Tek Toprak Düzlemlili Kuplajlı Eş Düzlemsel Dalga Kılavuzu (CCPWSGP : Coupled Coplanar Waveguide with Single Ground Plane) yapısının bulanık mantık modellemesi gösterilecektir. Başlangıçta bu yapının elektriksel parametrelerinin teorik hesaplaması bir kuasi-statik analiz tekniği olan Konform Dönüşüm Tekniği (KDT) ile gerçekleştirilerek veri seti elde edilmiştir (Hanna ve Thebault 1984^b). Sonrasında modelleme işlemlerine geçilmiştir.



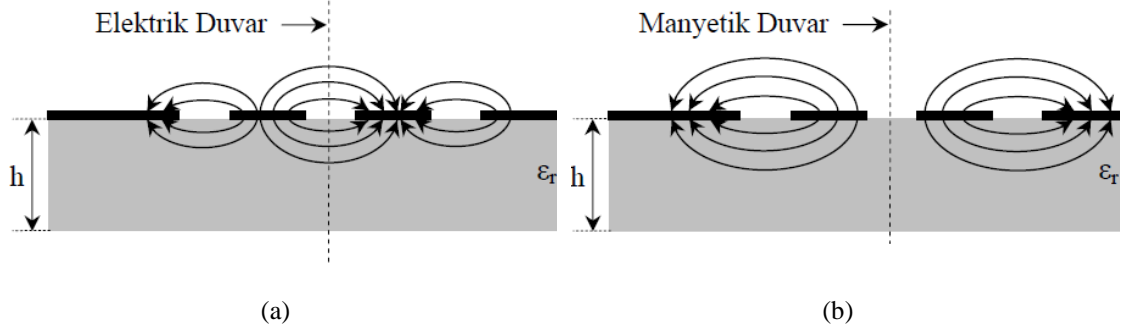
(a)



(b)

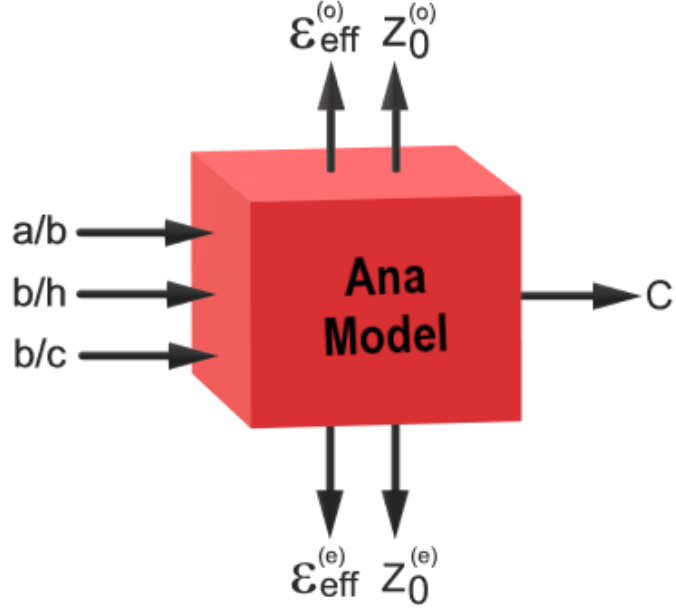
Şekil 3.1: CCPWSGP yapısı a) Üç boyutlu görünüm, b) Kesit görünüm

Kuplajlı iletim hatları tek/çift mod olmak üzere iki ana modu, desteklemektedir. İletkenlerin, tek mod için bir elektrik duvar ve çift mod için bir manyetik duvar ile izole edildiği kabul edilmektedir (Şekil 3.2). Ayrıca tek mod iletim ters işaretli, çift mod iletim ise aynı işaretli olarak kaynak beslemesinde gerçekleşmektedir.

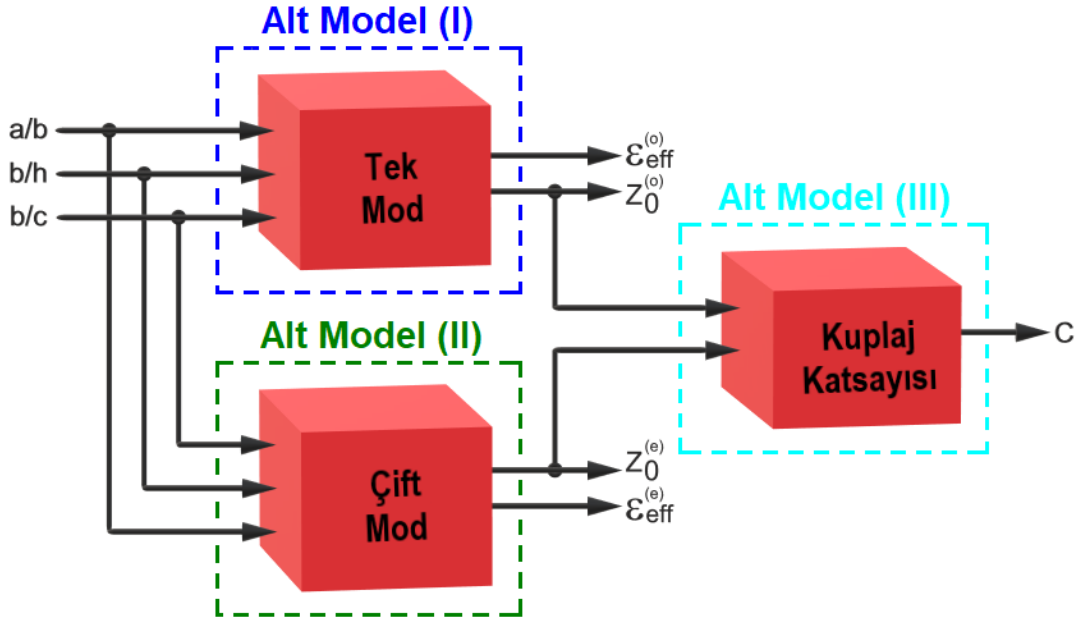


Şekil 3.2: CCPWSGP için elektrik alan dağılımı a) Tek mod b) Çift mod.

Şekil 3.1'den görüleceği üzere bu iletim hattında merkez iletkenler bağıl dielektrik sabiti ϵ_r ve kalınlığı h olan malzeme üzerine yerleştirilmiştir. Merkez iletkenlerin genişlikleri S ile temsil edilir; bu iletkenler arasındaki yarı genişliği $d=2a$ ile ifade edilir ve merkez iletkenler ile üst toprak düzlemleri arasındaki mesafeler W ile gösterilir. Giriş parametreleri olarak b/h , b/c ile a/b geometrik oranları ve çıkış parametreleri olarak efektif dielektrik sabiti ϵ_{eff} ile karakteristik empedans Z_o ayrıca her bir mod analiz sonuçlarından elde edilen empedans değerlerinden bulunacak olan kuplaj katsayısı C alınmıştır. CCPWSGP yapısının giriş ve çıkış parametrelerini de gösteren geleneksel ana model, Şekil 3.3'de gösterilmektedir. ÇBK kullanılarak, CCPWSGP'nin karakteristik parametrelerinin belirlenmesi için üç farklı bulanık mantık alt model geliştirildi. Bu alt modeller, Şekil 3.4'de gösterilmektedir ve iki aşamalı olarak ele alınmalıdır. Birinci aşama, tek mod ve çift mod analizden efektif dielektrik sabiti ϵ_{eff} ile karakteristik empedans Z_o parametrelerinin bulunması için sırasıyla Alt Model (I) ve Alt Model (II) olarak belirlenen iki ayrı bulanık modeli temsil ederken, ikinci aşama, kuplaj katsayısı C parametresinin bulunması için Alt Model (III) bulanık modelini temsil eder.



Şekil 3.3: CCPWSGP yapısı için genel model.



Şekil 3.4: CCPWSGP yapısı için alt modeller.

İlk iki alt model aynı tipte olup her biri 3 giriş ve 2 çıkış parametresine sahipken, üçüncü alt model 2 giriş ve 1 çıkış parametresine sahiptir. Geometrik oranlar a/b , b/h ve b/c , Alt Model (I) ve Alt Model (II)'nin giriş parametreleridir ve efektif dielektrik sabiti ϵ_{eff} ve karakteristik empedans Z_0 , bu modellerin çıkış parametrelerini oluşturmaktadır. Alt Model (III) ise, 2 giriş parametresi ve 1 çıkış parametresinden oluşan bir model olarak tasarlanmıştır. Bu modelin giriş

parametreleri olarak Alt Model (I) ve Alt Model (II)'nin hem tek mod hem de çift mod için karakteristik empedanslar, çıkış parametresi olarak da C kuplaj katsayısı alınmıştır. Önerilen bulanık modellerin kurulmasında kullanılan veri setleri, hazırlanan yazılımın alt tasarım araçlarından birisi olan Kuasi Statik (Quasi Static) arayüzü üzerinde oluşturulmuştur.

Giriş parametrelerinin dağılım sayısının bulanık model sistemlerinin başarısı üzerindeki etkisini görmek için farklı değişken dağılımlarına sahip 8 farklı veri seti oluşturulmuştur. Her bir veri seti tamamen farklı eğitim ve kontrol veri çiftlerine ayrıştırılarak bulanık modeller oluşturulmuştur. Bu veri setlerinin karakteristik özellikleri Tablo 3.1'de gösterilmiştir. Ayrıca bulanık modellerin kurulumunda kullanılan bu veri setlerinin dışında oluşturulan modellerin başarılı olup olmadığını test etmek için sistemin tanım aralığında geniş bir test veri seti oluşturulmuştur. Bu test veri setinden rastgele alınan minyatür veri seti ile oluşturulan bulanık modeller test edilmiştir.

Bu çalışmada giriş veri setleri $0.1 \leq a/b \leq 0.9$, $0.1 \leq b/h \leq 1$ ve $0.1 \leq b/c \leq 0.9$ aralığı ile sınırlandırılmıştır. Test verileri için yazılımdan rastgele 190026 veri çifti oluşturulmuştur. Bunlardan 1000 tanesi bulanık modelleri test etmek için kullanılmıştır. Kareköklerin ortalama hatası (RMSE), test veri çiftlerinin hatalarını değerlendirmek için kullanılır. Küme merkezi kısıtlama kriterleri ϵ_{up} ve ϵ_{down} ile birlikte r_a ve η parametreleri optimum bir sistem elde etmek için test edilmiştir. Alt Model (I) için giriş parametrelerinin dağılım sayısına bağlı olarak karakteristik çıkış parametreleri ϵ_{eff} ve Z_0 'ın hata değerlerinin değişimi Tablo 3.2'de gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre bulanık modellerde kullanılan veri setinin giriş parametrelerinin dağılım sayıları birbirine yakinken bir başka deyişle dengedeyken model başarısının yükseldiği, dengesiz dağılım durumunda ise düştüğü görülmüştür. Diğer bulanık modeller olan Alt Model (II) ve Alt Model (III) için de benzer sonuçlar elde edilmiştir. Giriş parametrelerinin dengesiz bir dağılıma sahip olduğu veri seti#1 için, a/b ve b/c oranları değişken parametreler ve b/h oranı ana parametre olduğu durumdaki sonuçlar Tablo 3.3'te gösterilmektedir. Benzer şekilde, a/b ve b/h oranları değişken parametreler ve b/c oranı ana parametre olduğu durumdaki sonuçlar Tablo 3.4'te gösterilmektedir.

Tablo 3.1 Veri setlerinin özellikleri

Veri Seti	Giriş Parametreleri Dağılımı			Veri Çifti Sayısı (KxLxM)	Veri Seti Dağılımı	
	a/b (K)	b/h (L)	b/c (M)		Eğitim	Kontrol
#1	201	4	5	4020	2500	1520
#2	67	8	9	4824	3000	1824
#3	51	8	9	3672	2400	1272
#4	36	19	9	6156	3800	2356
#5	33	16	9	4752	3000	1752
#6	33	8	17	4488	3000	1488
#7	21	16	17	5712	3700	2012
#8	11	9	9	891	700	191

Tablo 3.2 Optimal kriterler tarafından belirtilen RMSE hata değerleri ($r_a=1.4$, $\eta = 1$, $\epsilon_{up} = 0.5$ ve $\epsilon_{down} = 0.1$)

Veri Seti	Giriş Parametreleri Dağılımı			Rastgele Giriş Değişkeni Test Veri Sayısı	Kural Sayısı	Test Veri Seti RMSE Hata Kontrol	
	a/b	b/h	b/c			ϵ_{eff}^o için	Z_0^o için
#1	∈[0.1-0.9]	∈[0.1-1]	∈[0.1-0.9]	1000	77	Hesap Dışı	Hesap Dışı
#2					92	0.00377	0.15555
#3					92	0.00297	0.18410
#4					95	0.00260	0.09565
#5					93	0.00306	0.09034
#6					91	0.00298	0.20692
#7					99	0.00181	0.08372
#8					90	0.00331	0.09854

Tablo 3.3 a/b ve b/c'nin değişken parametre ve b/h'nin ana parametre olduğu durumda hata değerleri

Veri Seti	Rastgele Giriş Değişkeni Test Veri Sayısı		Giriş Parametresi	Kural Sayısı	Test Veri Seti RMSE Hata Kontrol		
	a/b∈[0.1-0.9]	b/c∈[0.1-0.9]			ϵ_{eff}^o için	Z_0^o için	
#1	1000	1000	b/h	77	0.25	0.694	Hesap Dışı
			0.50		1.080		
			0.75		0.806		
			1.00		0.684		

Tablo 3.4 a/b ve b/h'nin değişken parametre ve b/c'nin ana parametre olduğu durumda hata değerleri

Veri Seti	Rastgele Giriş Değişkeni Test Veri Sayısı		Giriş Parametresi	Kural Sayısı	Test Veri Seti RMSE Hata Kontrol		
	a/b∈[0.1-0.9]	b/h∈[0.1-1]			ϵ_{eff}^o için	Z_0^o için	
#1	1000	1000	b/c	77	0.1	0.896	Hesap Dışı
			0.3		1.635		
			0.5		0.940		
			0.7		1.960		
			0.9		3.670		

Son olarak Tablo 3.5, a/b oranının değişken parametre ve hem b/h hem de b/c oranlarının ana parametreler olduğu durumdaki sonuçları göstermektedir.

Tablo 3.5 a/b 'nin değişken parametre ve b/h ve b/c 'nin ana parametreler olduğu durumda hata değerleri

Veri Seti	Rastgele Giriş Değişkeni Test Veri Sayısı	Giriş Parametresi		Kural Sayısı	Test Veri Seti RMSE Hata Kontrol	
		$a/b \in [0.1-0.9]$	b/h		b/c	ε_{eff}^o için
#1		0.25	0.1	77	0.205	7.121
			0.3		0.229	6.250
			0.5		0.279	5.364
			0.7		0.289	7.303
			0.9		0.201	15.039
		0.5	0.1		0.174	7.428
			0.3		0.166	6.775
			0.5		0.189	5.440
			0.7		0.221	6.9703
			0.9		0.234	14.691
		0.75	0.1		0.171	7.938
			0.3		0.199	7.367
			0.5		0.208	5.855
			0.7		0.178	6.266
			0.9		0.351	13.934
		1	0.1		0.241	8.647
			0.3		0.294	8.055
			0.5		0.370	6.569
			0.7		0.373	5.604
			0.9		0.563	12.802

Geliştirilen modellerden elde edilen sonuçlar ile gerçek sonuçlar karşılaştırılarak modellerin başarısı test edilmiştir. Başarılı olmayı etkileyen faktörler irdelenmiştir.

4. MİKRODALGA FİLTRE TASARIMI

Tezin bu bölümünde teorik çalışmalar kapsamında mikrodalga filtre tasarımında kullanılan kuplaj matris sentez tekniği incelenmiştir. Tasarım aracı gerçekleştirme hedefi doğrultusunda formülasyonlar toparlanarak hazırlanan yazılımın diğer bileşeni olan Filtre Sentezi tasarım aracının yazılım algoritması haline dönüştürülmüştür.

4.1 Kuplajlı Rezonatör Filtreleri için Genel Kuplaj Matrisi Çıkarılışı

Mikrodalga filtrelerin teorik hesaplamaları için ilk olarak eşdeğer devre modelinin oluşturulması gerekir. Eşdeğer devre modeli belirlenen bir mikrodalga filtre topolojisinin teorik analizi çeşitli metodlarla yapılabilir. Bu metodlar arasında kuplaj matrisinin ortaya konulması, ABCD matrisinin belirlenmesi yoluyla saçılma parametrelerinin hesaplanması, tek/çift mod empedans analizi gösterilebilir. Bu tez çalışması kapsamında teorik çalışmalar kuplaj matris sentez tekniği ile iletim hattı teorisinden yola çıkılarak yapılacaktır. Kuplaj matrisinin sentezlenmesi üzerine yapılacak bir teorik analiz, bir mikrodalga filtreye uygulanacak en avantajlı yöntemdir. Çünkü; bir kuplaj matrisindeki elemanlar mikrodalga filtreye ait hemen hemen tüm özellikleri ortaya koyabilir. Kuplaj matrisinin hesaplanması için öncelikle mikrodalga filtrenin kuplaj diyagramının belirlenmesi gereklidir.

Bir mikrodalga filtreye ait frekans cevabını elde etmek için kuplaj matrisinden yararlanılabilir. Kuplaj matrisi, Cameron'un 2003'teki çalışmasında yaptığı gibi doğrudan sentezleme ve eşdeğer devre modeline ait admitans matrisinden faydalanılan benzetim yoluyla olmak üzere iki şekilde elde edilebilir (Cameron 2003). Literatürde kuplaj matrisi elde etme ile ilgili çalışmalar mevcuttur. Bunların içinde Atia ve Williams'ın 1971 ve 1972'deki çalışmaları, Levy'nin 1976'daki çalışması, Cameron ve Rhodes'in 1981'deki çalışması, Cameron'un 1999, 2003 ve 2011'deki çalışmaları önemli yer tutar (Atia ve Williams 1971^a, Atia ve Williams 1971^b, Levy 1976, Cameron ve Rhodes 1981, Cameron^a 1999, Cameron^b 2003, Cameron^c 2011). Bu çalışmalar alçak geçiren filtre prototipleri için geçerli

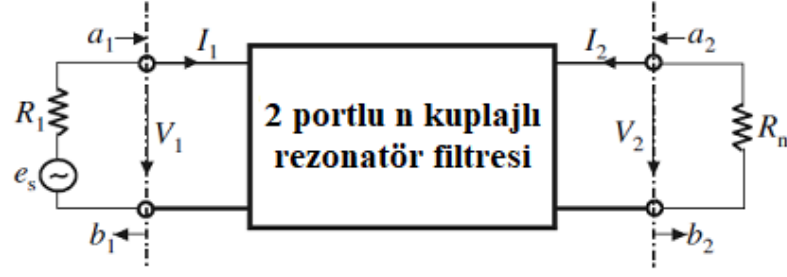
olup diğer filtre türleri için gerekli dönüşümler ayrıca yapılmalıdır. (Hong ve diğ. 2001).

Kuplajlı rezonatör devreleri, RF/mikrodalga filtrelerin, özellikle birçok uygulamada önemli bir rol oynayan dar bantlı bant geçiren filtrelerin tasarımı için önemlidir. Fiziksel yapısına rağmen her tür rezonatöre uygulanabilmesi açısından kuplajlı rezonatör filtreleri tasarlamak için genel bir teknik vardır. Bu tasarım tekniği, birbirine kuplajlı rezonatörlerin kuplaj katsayılarına ve giriş ve çıkış rezonatörlerinin dış kalite faktörlerine dayanmaktadır. Genel kuplaj matrisi, çok çeşitli kuplajlı-rezonatör filtre topolojilerini temsil etmek için önemlidir. Bu, kuplaj katsayıları ve dış kalite faktörleri açısından kuplajlı rezonatör filtre devrelerinin analizi ve sentezi için çok kullanışlı bir formüle neden olur. Kuplajlı rezonatör mikrodalga eşdeğer filtre devresine çevre akımları metodu veya düğüm gerilimleri metodu formülasyonları uygulanarak mikrodalga filtreyi temsil edecek olan genel kuplaj matrisine ulaşılır.

Şekil 4.1, n-kuplajlı rezonatörlerin eşdeğer bir devresidir, burada L , C , ve R sırasıyla endüktans, kapasitans ve direnci belirtmektedir; i çevre akımını; ve e_s voltaj kaynağını temsil eder. Kirchhoff'un iki devre yasasından biri olan ve bir devredeki herhangi bir kapalı çevrim etrafında gerilim düşümlerinin cebirsel toplamının sıfır olduğunu belirten gerilim yasası kullanılarak, Şekil 4.1 devresi için çevre akımları denklemleri (4.1) eşitliğindeki gibi yazılabilir. Burada $L_{ij} = L_{ji}$ rezonatörleri i ve j arasındaki karşılıklı endüktansı temsil eder ve tüm çevre akımlarının Şekil 4.2'de gösterildiği gibi aynı yönde olması beklenir, böylece karşılıklı endüktans nedeniyle gerilim düşümleri negatif işarete sahip olur.



Şekil 4.1: Çevre akımları formülasyonu için n-kuplajlı rezonatörlerin eşdeğer devresi.



Şekil 4.2: Çevre akımları formülasyonu için 2 portlu n kuplajlı rezonatör filtre devre gösterimi.

$$\begin{aligned}
 \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) i_1 - j\omega L_{12} i_2 \cdots - j\omega L_{1n} i_n &= e_s \\
 -j\omega L_{21} i_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) i_2 \cdots - j\omega L_{2n} i_n &= 0 \\
 &\vdots \\
 -j\omega L_{n1} i_1 - j\omega L_{n2} i_2 \cdots + \left(R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \right) i_n &= 0
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Bu denklem seti (4.2) eşitliğindeki gibi matris formunda temsil edilebilir.

$$\begin{bmatrix}
 R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \cdots & -j\omega L_{1n} \\
 -j\omega L_{21} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \cdots & -j\omega L_{2n} \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \cdots & R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n}
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 i_1 \\
 i_2 \\
 \vdots \\
 i_n
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 e_s \\
 0 \\
 \vdots \\
 0
 \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

Veya genel olarak matris çarpımı şeklinde (4.3) eşitliği şeklinde temsil edilebilir.

$$[Z] \cdot [i] = [e] \tag{4.3}$$

Burada, $[Z]$ bir $n \times n$ empedans matrisidir.

Kolaylık sağlamak için önce eş zamanlı olarak ayarlanmış bir mikrodalga filtre düşünülecek olunursa bu durumda, tüm rezonatörler aynı frekansta, yani filtrenin merkez frekansındadırlar ($\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$).

Burada, $L = L_1 = L_2 = \dots = L_n$ ve $C = C_1 = C_2 = \dots = C_n$ dir.

(4.3) eşitliğindeki empedans matrisi (4.4) eşitliği ile tanımlanabilir.

$$[\bar{Z}] = \omega_0 L \cdot FBW \cdot [Z] \quad (4.4)$$

Burada, $FBW = \Delta\omega/\omega_0$ filtrenin kısmi bant genişliğidir ve (4.5) eşitliği ile gösterilen $[\bar{Z}]$, eş zamanlı olarak ayarlanmış filtre durumunda (4.6) eşitliğindeki karmaşık alçak geçiren frekans değişkeni ile verilen normalize edilmiş empedans matrisidir.

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega L_{12}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & \dots & -j \frac{\omega L_{1n}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega L_{21}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & p & \dots & -j \frac{\omega L_{2n}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j \frac{\omega L_{n1}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega L_{n2}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & \dots & \frac{R_n}{\omega_0 L \cdot FBW} + p \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$p = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.6)$$

Dikkat edilmelidir ki

$$\frac{R_i}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad i = 1, n \quad (4.7)$$

Q_{e1} ve Q_{en} sırasıyla giriş ve çıkış rezonatörlerinin dış kalite faktörleridir. Kuplaj katsayısı eşitlik (4.8) ile verilir.

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad (4.8)$$

Dar bantlı bir yaklaşım için $\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1$ varsayılarak (4.5) eşitliği, (4.9) eşitliği halinde basitleştirilebilir.

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Burada q_{e1} ve q_{en} ölçeklendirilmiş dış kalite faktörleridir ve m_{ij} normalize kuplaj katsayısını gösterir.

$$q_{ei} = Q_{ei} \cdot FBW \quad i = 1, n \quad (4.10)$$

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW} \quad (4.11)$$

Şekil 4.1'deki rezonatörlerin eşdeğer devresinin açık devre gösterimi Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Bu devre üzerinde V_1 , V_2 ve I_1 , I_2 filtre portlarındaki voltaj ve akım değişkenleridir ve dalga değişkenleri a_1 , a_2 , b_1 ve b_2 ile gösterilir. Şekil 4.1 ve Şekil 4.2 de gösterilen devrelerin incelenmesiyle,

$I_1 = i_1$, $I_2 = -i_n$ ve $V_1 = e_s - i_1 R_1$ olduğu tespit edilebilir.

$$a_1 = \frac{e_s}{2\sqrt{R_1}} \quad b_1 = \frac{e_s - 2i_1 R_1}{2\sqrt{R_1}} \quad (4.12)$$

$$a_2 = 0 \quad b_2 = i_n \sqrt{R_n}$$

İletim ve yansımaya katsayısı (4.12) eşitliğindeki denklemler vasıtasıyla iletim ve yansımaya katsayısı eşitlik (4.13) deki gibi bulunur.

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2 \cdot \sqrt{R_1 R_n} \cdot i_n}{e_s} \quad (4.13)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = 1 - \frac{2R_1 i_1}{e_s}$$

(4.2) eşitliği kullanılarak (4.14) eşitliğindeki gibi i_1 ve i_n akımları bulunur.

$$i_1 = \frac{e_s}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (4.14)$$

$$i_n = \frac{e_s}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{n1}^{-1}$$

burada $[\bar{Z}]_{ij}^{-1}$, $[\bar{Z}]^{-1}$ 'in i . satır ve j . sütun elemanını belirtir. (4.14) eşitliği (4.13) eşitliğinde kullanılarak (4.15) eşitliği elde edilir.

$$S_{21} = \frac{2 \cdot \sqrt{R_1 R_n}}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{n1}^{-1} \quad (4.15)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{11}^{-1}$$

(4.7) ve (4.10) eşitliğinde daha önce tanımlanan dış kalite faktörleri (4.15) eşitliğinde kullanılırsa (4.16) eşitliği elde edilir.

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{en}}} [\bar{Z}]_{n1}^{-1} \quad (4.16)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1}$$

Şekil 4.1'deki kuplajlı-rezonatör devresinin eş zamansız olarak ayarlandığı ve her rezonatörün farklı olabilecek rezonans frekansı $\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}}$ ile verilmesi durumunda, eş zamansız olarak ayarlanmış filtrenin kuplaj katsayısı (4.17) eşitliği ile tanımlanır.

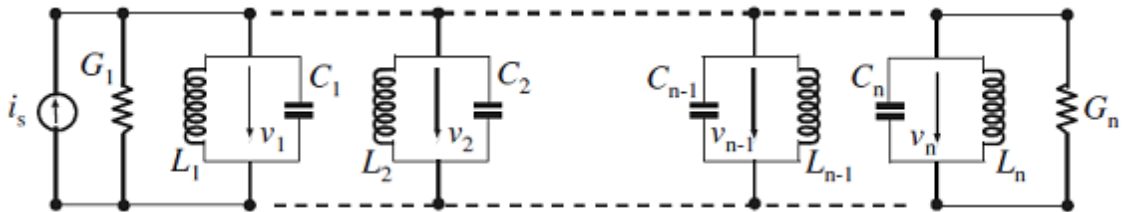
$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} \quad i \neq j \quad (4.17)$$

(4.9) eşitliği aşağıdaki gibi (4.18) eşitliği haline dönüştürülebilir.

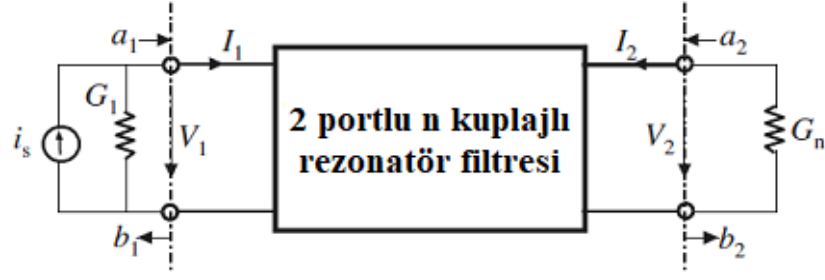
$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p - jm_{22} & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{nn} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Eş zamansız ayarlamayı hesaba katmak için fazladan girişler m_{ii} 'ye sahip olması haricinde normalize edilmiş empedans matrisi eşitlik (4.18), eşitlik (4.9) ile hemen hemen aynıdır.

Bununla birlikte, Şekil 4.3'de gösterilen n-kuplajlı rezonatör devresinde V_i düğüm gerilimini, G iletkenliği, i_s ise kaynak akımını gösterir. Bu devre için Kirchhoff'un iki devre yasasından biri olan ve bir devrede bir düğüme giren akımların cebirsel toplamının sıfır olduğunu söyleyen akım yasasına göre düğüm gerilimleri denklemleri çıkarılarak benzer şekilde işlemlerin devamında bu sefer (4.19) ve (4.20) eşitliklerinde gösterilen normalize edilmiş admitans fonksiyonu ve saçılma parametreleri fonksiyonlarına ulaşılır.



Şekil 4.3: Düğüm gerilimleri formülasyonu için n-kuplajlı rezonatörlerin eşdeğer devresi.



Şekil 4.4:Düğüm gerilimleri formülasyonu için 2 portlu n kuplajlı rezonatör filtre devre gösterimi.

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p - jm_{22} & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{nn} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1}q_{en}}} [\bar{Y}]_{n1}^{-1} \quad (4.20)$$

$$S_{11} = \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1} - 1$$

Bu formülasyonlarda, en dikkate değer olan nokta, normalize edilmiş empedans matrisi $[\bar{Z}]$ ile normalize edilmiş admitans matrisi $[\bar{Y}]$ 'nin aynı olmasıdır. Bu çok önemlidir çünkü kuplajların manyetik veya elektrik olup olmasına bakılmaksızın n-kuplajlı bir rezonatör filtresi için birleştirilmiş bir formülasyona sahip olabileceğimizi ima eder. Buna göre (4.16) ve (4.20) eşitliği (4.21) eşitliğindeki genel bir ifade haline getirilebilir.

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1}q_{en}}} [A]_{n1}^{-1} \quad (4.21)$$

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right)$$

$$[A] = [q] + p[U] - j[m] \quad (4.22)$$

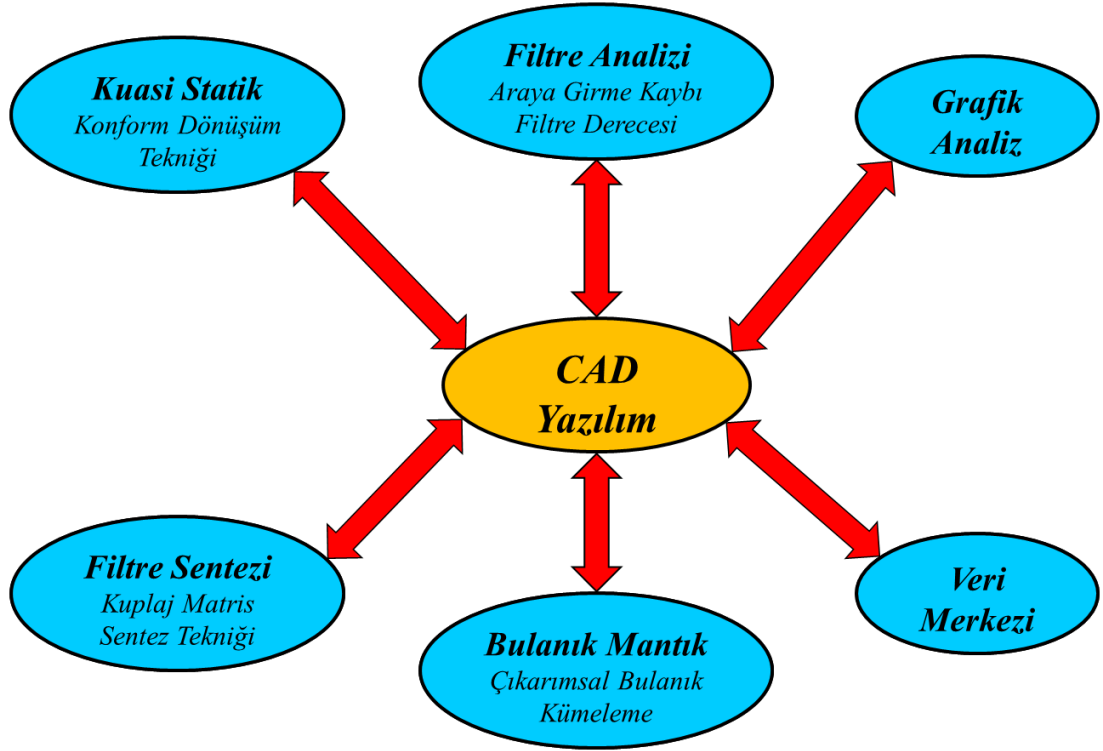
(4.22) eşitliğindeki $[U]$, nxn birim matristir, $[q]$, $q_{11} = 1/q_{e1}$ ve $q_{nn} = 1/q_{en}$ haricinde tüm girişleri sıfır olan bir nxn matristir. $[m]$ genel kuplaj matrisi olarak adlandırılan nxn köşegen bir matristir (yani, $m_{ij} = m_{ji}$) ve eş zamansız olarak ayarlanmış bir filtre için köşegen girişler m_{ii} sıfırdan farklı olmasına izin verilir. $S_{21}(p)$ ve $S_{11}(p)$ 'nin belirli bir filtreleme özelliği için kuplaj matrisi ve dış kalite faktörleri, geliştirilen sentez prosedürü kullanılarak elde edilebilir. Bununla birlikte, sentez prosedüründen çıkan $[m]$ kuplaj matrisinin elemanları, genel olarak, tümü sıfır olmayan değerlere sahip olacaktır. Sıfırdan farklı değerler, eş zamanlı olarak ayarlanmış filtre için kuplaj matrisinin köşegen elemanlarında oluşacaktır. Fakat her yerde sıfırdan farklı bir giriş, $[m]$ 'nin temsil ettiği devrede her rezonatör ile diğer her rezonatör arasında kuplajın mevcut olduğunu gösterir. Bu açıkça pratik olmadığından, uygulanması için daha uygun bir form elde edilinceye kadar genellikle benzer dönüşüm dizisini gerçekleştirmek gerekir.

5. CADMFILT YAZILIMI

5.1 Yazılım Bileşenleri

CADMFILT yazılımı orijinal olarak Microsoft Visual C# .Net platformu kullanılarak geliştirilmiştir. Yazılımın geniş kapsamı ve fonksiyonel süreçlerin zorluğundan dolayı arka planda modüler programlama tekniği kullanılmıştır. Bu kapsamda birbirini takip eden ve tamamlayan karmaşık işlem zincirlerini gerçekleştirmek için bağımsız fonksiyonel kütüphaneler oluşturulmuştur. Bu kütüphaneler sayesinde yazılımın arka planında zor ve karmaşık işlemler yüksek hız ve doğrulukla yapılabilmektedir. Ayrıca yazılımın araştırmacı tarafından tutarlı ve doğru kullanımını sağlamak için yönlendirici ve bilgilendirici mesajlardan oluşan bir kütüphane oluşturulmuştur. Kullanıcı gerektiğinde bu mesajlarla uyarılabilir ve bilgilendirilebilir.

Yazılım geliştirme aşamasında, öncelikle her bir tasarım aracının işlevsel özellikleri belirlenmiştir. Bu nedenle literatürde yer alan yöntemler ayrıntılı olarak incelenmiş ve gerekli formülasyonlar toparlanmıştır. İlgili fonksiyonel özellikler yazılıma dahil edilmiştir. Sonuç olarak, ana çerçeve altında bağımsız arayüzler olarak da çalışabilen, farklı işlevsel özelliklere sahip altı tasarım aracı oluşturulmuştur. Tasarım araçları arasındaki bağlantıları gösteren yazılımın genel yapısı ve çalışma akışı Şekil 5.1'de gösterilmiştir. Bu bağlantılar sayesinde kullanıcı, tasarım araçları arasında kolayca geçiş yapabilmekte ve problemin bütünlüğünden ödün vermeden karmaşık işlemleri gerçekleştirme olanağına sahip olmaktadır. Bu CAD yazılımı tüm bileşenlerini içerecek şekilde paketlenmiş ve çoğu Windows tabanlı kişisel bilgisayarda çalışabilecek konuma getirilmiştir. Ticari sürüm daha sonraki bir tarihte piyasaya sürülecektir.

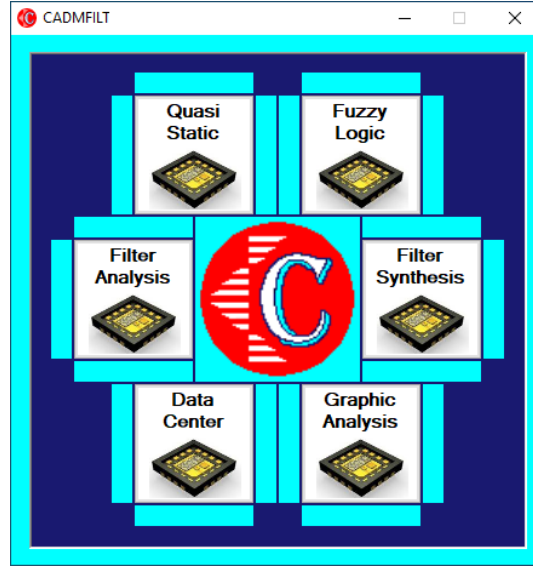


Şekil 5.1: Yazılım genel yapısı.

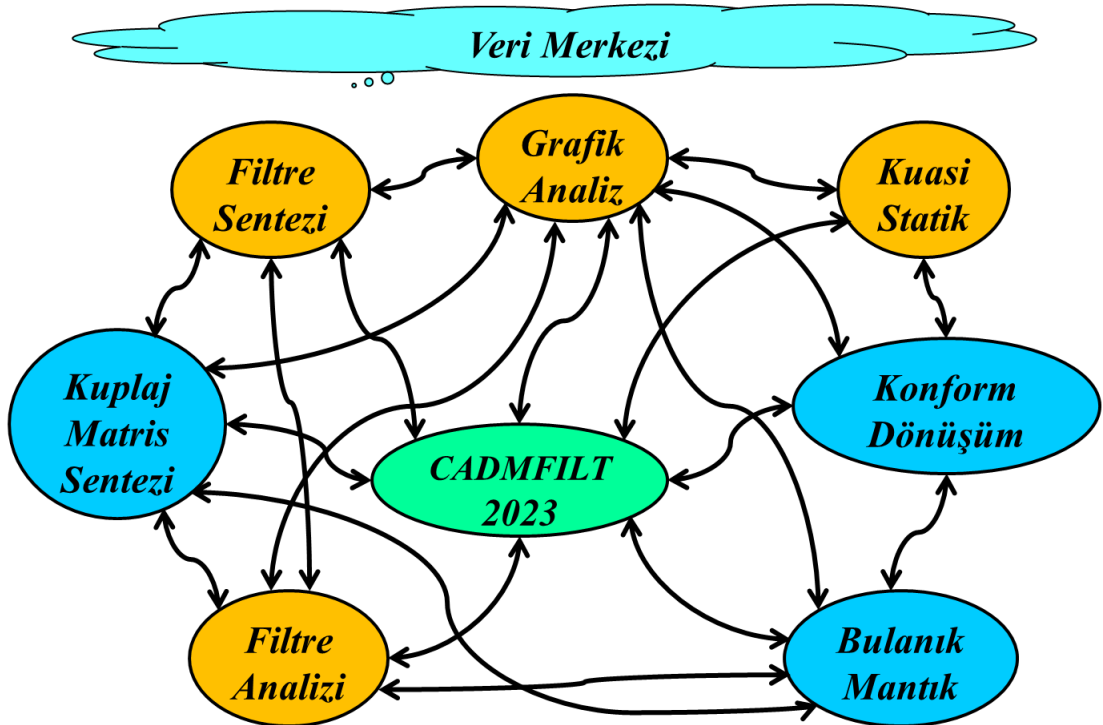
5.2 Kullanıcı Arayüzü

Yukarıda belirtildiği gibi, yazılım altı farklı tasarım aracı içerir. Bunlardan üçü mikrodalga filtre tasarım işlemleri, birisi bulanık mantık tabanlı modelleme işlemleri, birisi grafiksel analiz işlemleri ve son tasarım aracı ise veri oluşturma ve analiz işlemleri yapabilmektedir. Tasarım araçları ile işlemler gerçekleştirildikten sonra analiz sonuçları metin dosyası olarak kaydedilerek dışa aktarılabilir. Kaydedilen dosya, daha sonra kullanıcı tarafından yeniden içe aktarılacak uygun bir biçimdedir. Yazılım ayrıca, metin dosyası biçimindeki herhangi bir dosyanın verilerini yazılıma aktarma yeteneğine de sahiptir. Ek olarak, kullanıcı, sonuçları değerlendirmek için her tasarım aracına göre uyarlanmış özel bir formatta bir raporlama dosyası oluşturma olanağına sahiptir. Çalışmanın sonuçlarını grafik üzerinde karşılaştırmak için altı tasarım aracından her birine özel grafik arayüz formu oluşturulmuştur. Arayüz ekranında, kullanıcı istenen giriş parametrelerine göre çıkış parametrelerini grafiksel olarak görüntüleyebilir. Ayrıca grafiğin istenilen görüntü formatında dışa aktarılması da mümkündür.

Geliştirilen CADMFILT yazılımı ilk açılışta Şekil 5.2'deki başlangıç ekranı ile ekrana gelir. Bu ekranda kullanıcı çalışmak istediği alt tasarım aracını seçtikten sonra ilgili tasarım aracı platformuna yönlendirilir. Şekil 5.3'de tasarım araçlarının iş akış şeması gösterilmiştir.



Şekil 5.2: CADMFILT Başlangıç ekranı.



Şekil 5.3: Alt tasarım araçları iş akış bağlantı şeması.

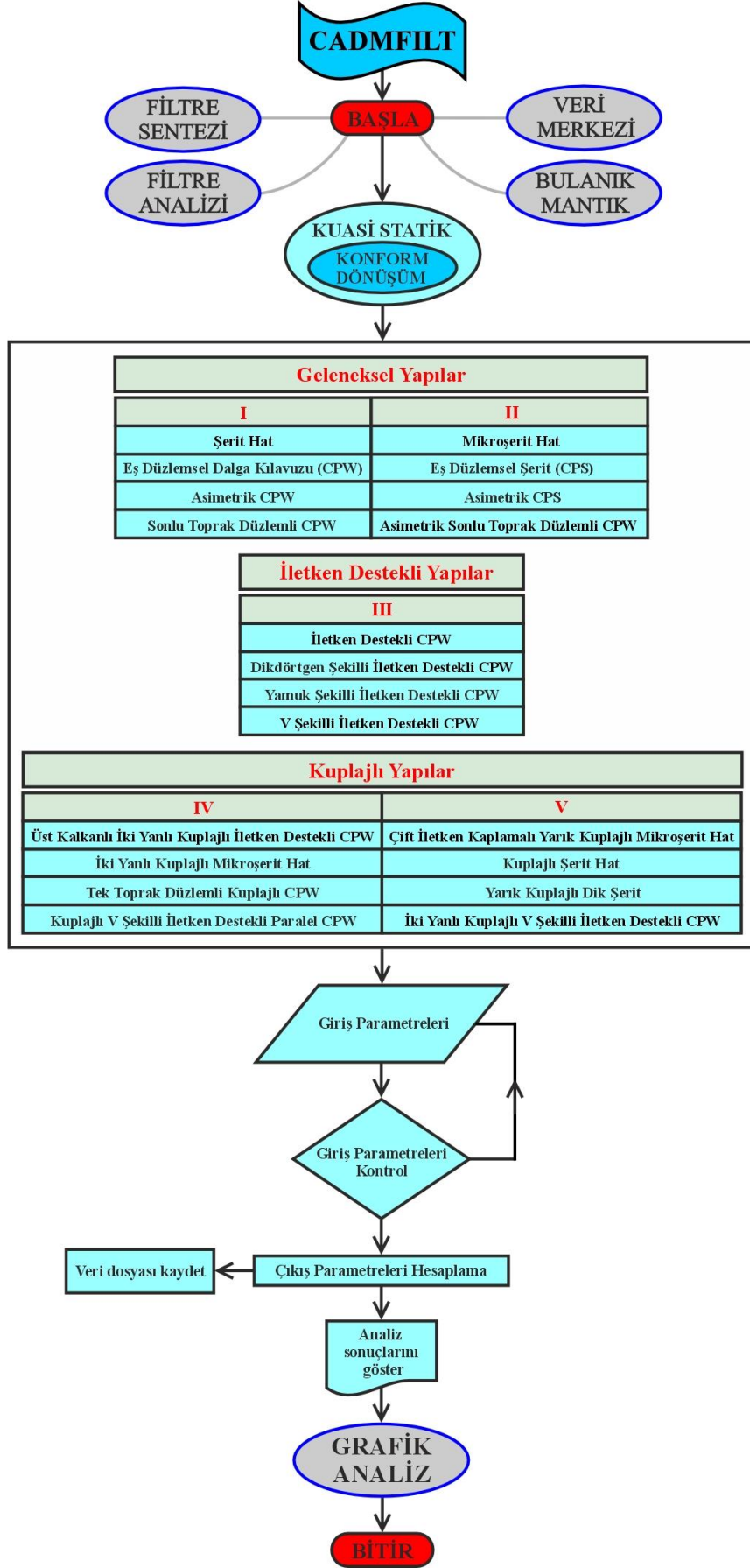
Yazılım çok kapsamlı olduğu için bu bölümde sadece Kuasi Statik, Bulanık Mantık ve Filtre Sentezi alt tasarım araçları tanıtılacaktır. Veri Merkezi alt tasarım aracı kullanıcının her türden veri üretimi, analizi, düzenleme, dosyalama gibi birçok analiz işleminin yapılabildiği bir tasarım aracı olarak tasarlanmıştır. Filtre Analizi alt tasarım aracı daha önceden belirli aşamaya getirilmiş ve bu çalışma kapsamında da kapasitesi ve özellikleri arttırılarak daha zengin bir tasarım aracı haline dönüştürülmüştür. Bu tasarım aracında, Araya Girme Kaybı tekniğiyle Butterworth, Chebyshev ve Eliptik filtre frekans cevapları için filtrenin protip eleman değerlerinin bulunarak gerçek eleman değerlerinin elde edilmesi, grafiksel gösterim, raporlama vb. birçok analiz işlemi yapılabilmektedir.

5.3 Kuasi Statik Tasarım Aracı

Düzlemsel iletim hatları, RF ve mikrodalga entegre devrelerde (MIC'ler) sıklıkla kullanılmıştır. MIC'lerin hızlı gelişimi ile düzlemsel iletim hatlarının önemi her geçen gün artmaktadır. Bunun nedeni, yüksek performans, çok yönlülüğe ve daha iyi ara bağlantılara sahip entegre devrelere olan artan ihtiyaçtır (Nguyen 2000). Haberleşme sistemlerinin hızla gelişmesiyle birlikte yüksek performanslı, düşük maliyetli minyatür devre tasarımı ve üretimine olan ihtiyaç da artmıştır. Bu nedenle, mikrodalga araştırmacıları farklı tipte düzlemsel iletim hatları aramaya başlamışlardır. Düzlemsel iletim hatlarının analizlerinin yüksek hız ve doğrulukla gerçekleştirilmesi büyük önem taşımaktadır. Bu bağlamda mikrodalga araştırmacıları bu analizleri yapabilmek için uygun CAD yazılımlarına başvururlar.

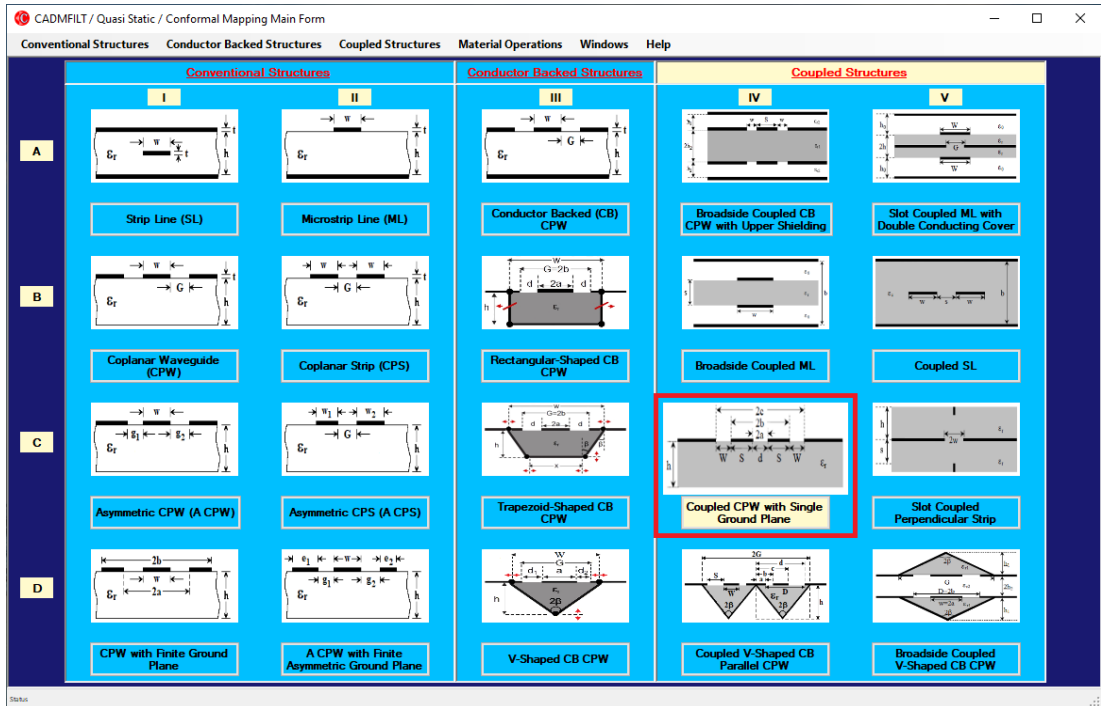
5.3.1 Kuasi Statik Alt Tasarım Aracı Menü ve İçerikleri

Kuasi Statik alt tasarım aracının hesaplama modülünün algoritmasında KDT uygulanmıştır. KDT'den elde edilen karmaşık formülasyonlar toplanarak her yapının yazılım algoritması çıkarılmıştır. Kuasi Statik alt tasarım aracının gelinen aşamasında kuasi statik analizi yüksek hız ve doğrulukla yapılabilen düzlemsel iletim hatları 3 gruba ayrılmıştır. ve her grup için ayrı bir arayüz modülü geliştirilmiştir. Kuasi Statik alt tasarım aracının genel akış şeması Şekil 5.4'te gösterilmektedir.



Şekil 5.4: Kuasi Statik alt tasarım aracı akış diagramı.

Şekil 5.2'deki CADMFILT başlangıç ekranında Kuasi Statik hesaplama aracı seçilerek kullanıcı, bazı düzlemsel iletim hattı yapılarının bulunduğu Şekil 5.5'deki arayüze yönlendirilir. Yazılımın tasarlanma sürecinde görsellik ön planda tutularak kullanıcının istediği arayüz formlarına en pratik şekilde ulaşabilmesi için gerekli menüler ve alternatif yollar düzenlenmiştir. Kuasi Statik hesaplama aracında kullanıcı, arayüzün üst kısmındaki menüleri kullanarak veya doğrudan ilgili yapıya tıklayarak analiz işlemlerini yapacağı arayüz formuna hızlı bir şekilde erişebilir. Malzeme İşlemleri üst menüsü Malzeme Ekle, Malzemeyi Güncelle ve Malzemeyi Sil komutlarını içerir. Kullanıcı bu komutları kullanarak yazılımın mevcut malzeme kataloğuna yeni bir dielektrik malzeme ekleyebilir, katalogdaki mevcut dielektrik malzeme bilgilerini güncelleyebilir veya bir dielektrik malzemeyi katalogdan silebilir. Buradaki temel amaç kullanıcıya gerektiğinde istenilen dielektrik malzeme ile çalışma imkanı sağlayarak dielektrik malzeme sınırlamasını önlemektir.

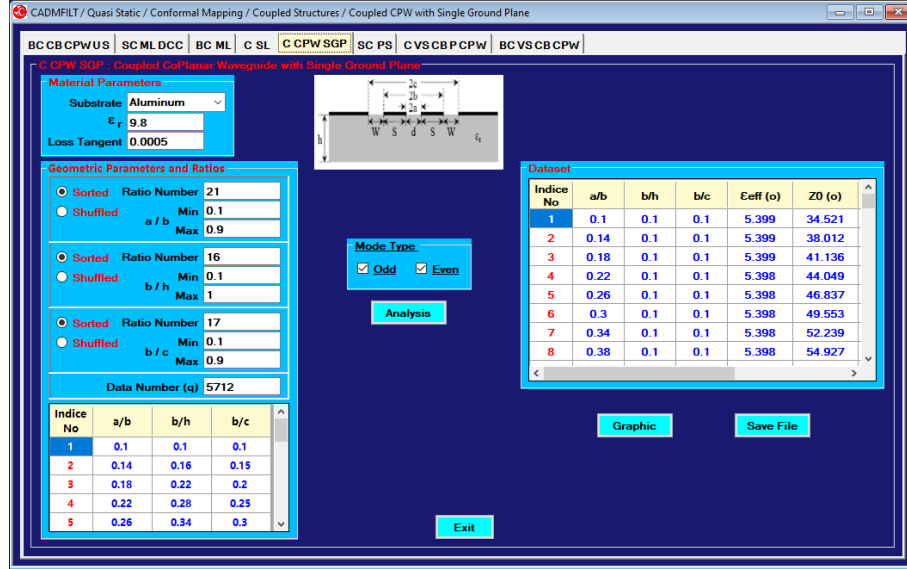


Şekil 5.5: Kuasi Statik alt tasarım aracı ana form ekran görüntüsü

5.3.2 Tek Toprak Düzlemlı Kuplajlı CPW (CCPWSGP) için Örnek Uygulama

Kuasi Statik tasarım aracı üzerinde kuasi statik analizın adımları gerçekleştirilmiş ve örnek bir uygulama olarak CCPWSGP düzlemsel iletim hattı yapısı için gösterilmiştir.

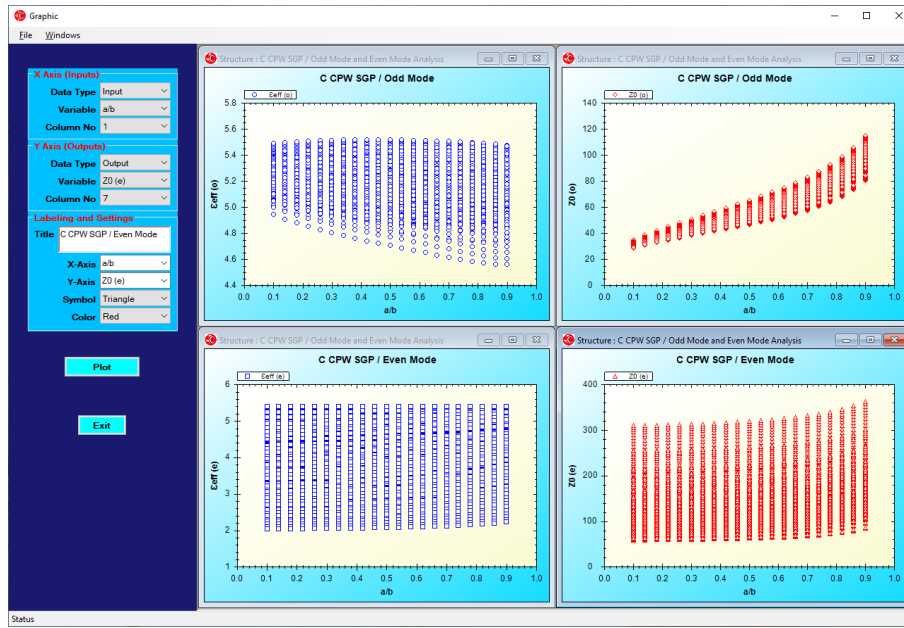
şekil 5.5'de gösterilen arayüz formunda CCPWSGP yapısı seçildiğinde, kullanıcı şekil 5.6'da gösterilen arayüze yönlendirilir. Kullanıcı, arayüz ekranında CCPWSGP yapısının tek ve çift mod analizini seçebilir. Daha sonra yapının giriş parametreleri girilir ve analiz butonuna basılarak girişlere karşılık gelen elektriksel parametreler elde edilir.



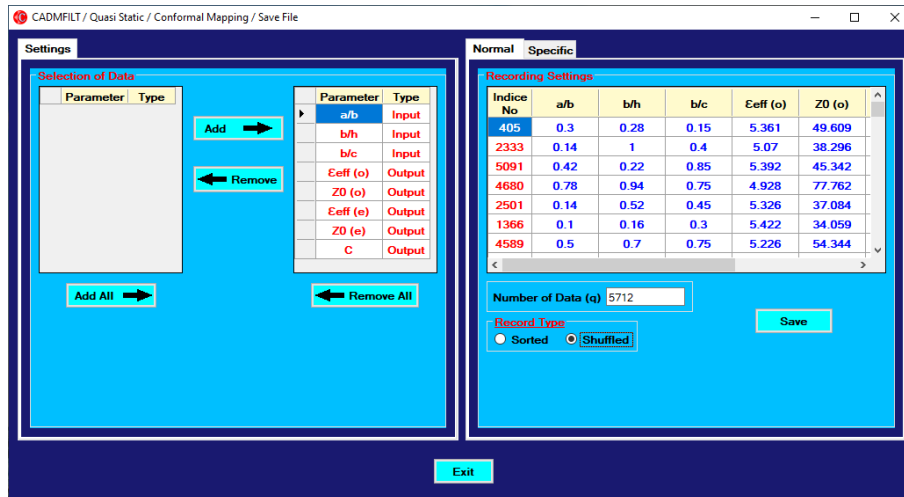
şekil 5.6: CCPWSGP için arayüz ekranı.

Kuasi statik analiz ile elde edilen sonuçlar grafikte de görülebilir. Bu durumda, şekil 5.7'de gösterilen kuasi statik tasarım aracının grafik arayüz formu kullanılmalıdır. Arayüz ekranında kullanıcı, kopyalayıp resim olarak kaydetme, çıktı alıp sonuçları grafik olarak gösterme, grafiği yakınlaştırma/uzaklaştırma gibi seçeneklere sahiptir.

Kullanıcı, yazılımın farklı araçlarından elde ettiği analiz sonuçlarını, Şekil 5.8'de gösterilen kaydetme arayüzü ekranı aracılığıyla farklı dosya formatlarında kaydedebilir. Oluşturulan bu veri dosyası, yazılımın diğer tasarım araçlarında değerlendirilebilir. Örneğin, kuasi statik analiz gerçekleştirildikten sonra kaydedilen veri dosyası, bulanık mantık tasarım aracında bulanık modelleme için içe aktarılabilir. Aktarılan dosyadaki veriler ile bulanık mantık işlemleri adım adım yürütülerek sistemin bulanık modellemesi yapılabilir.



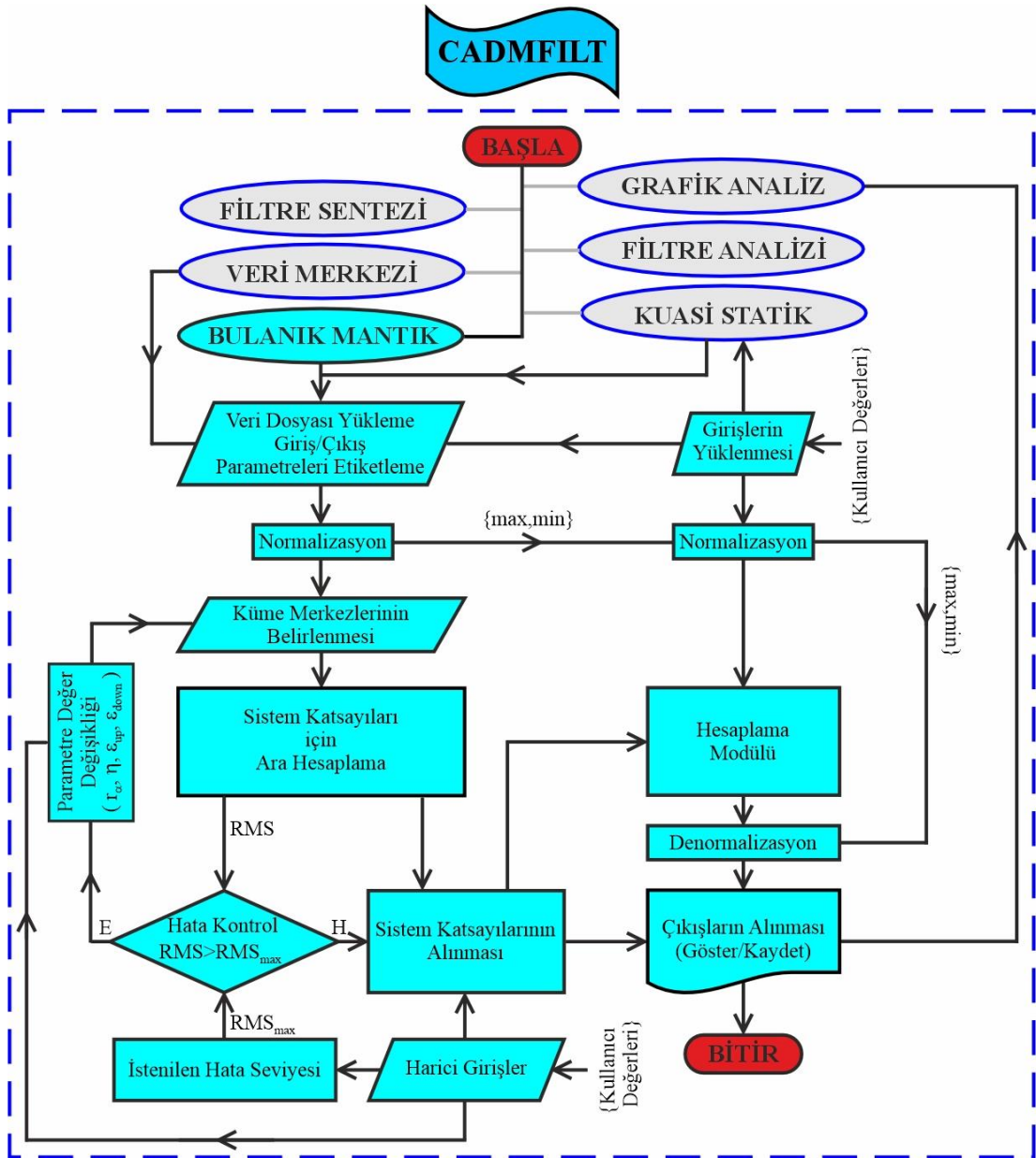
Şekil 5.7: CCPWSGP için grafik arayüz ekranı.



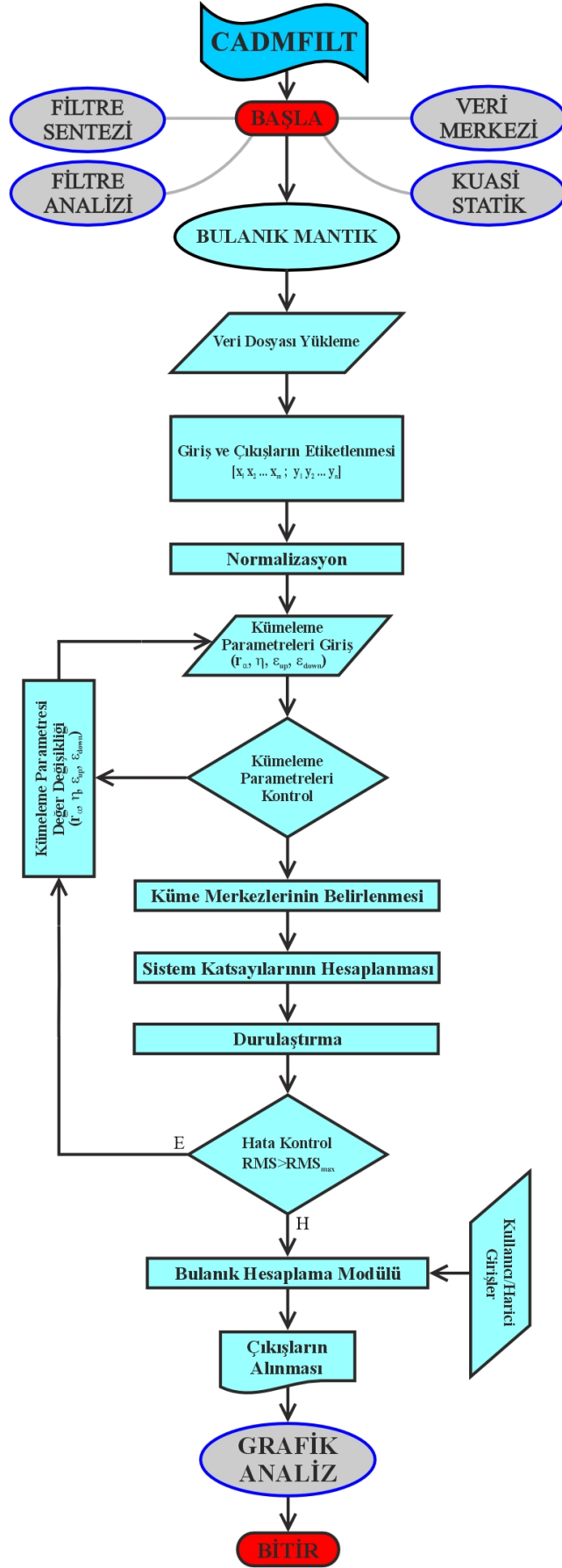
Şekil 5.8: CCPWSGP için kayıt arayüz ekranı.

5.4 Bulanık Mantık Tasarım Aracı

Bulanık Mantık alt tasarım aracının algoritmasında Çıkarımsal Bulanık Kümeleme (ÇBK) tekniğine dayalı bulanık mantık modelleme yaklaşımı kullanılmıştır. Hazırlanan alt tasarım aracının detaylı olarak çalışma mekanizmasını gösteren hesaplama modülü Şekil 5.9'da verilmiştir. Bu modülde tasarım aracının çalışma mekanizması adım adım görülmektedir. Şekil 5.10'da ise tasarım aracının genel akış diagramı verilmiştir.



Şekil 5.9: Bulanık Mantık alt tasarım aracı hesaplama modülü.



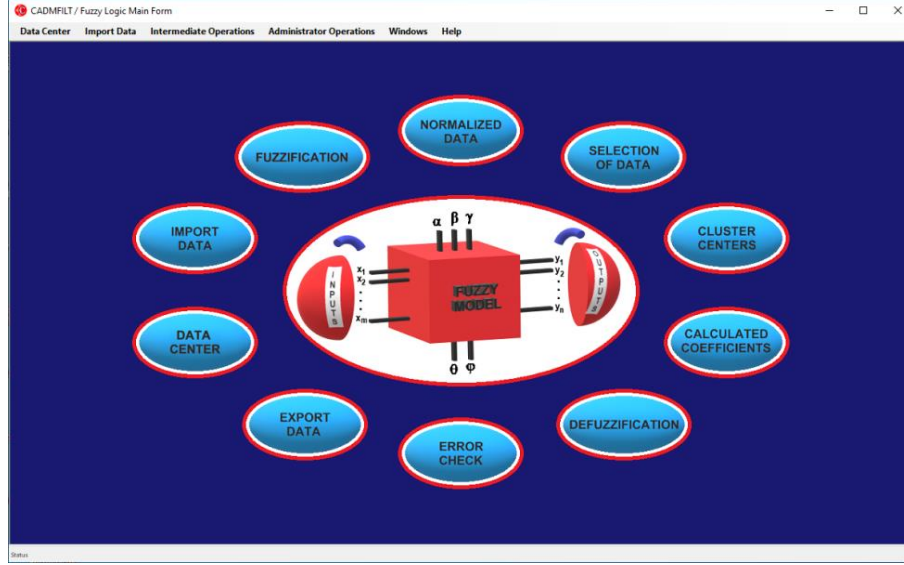
Şekil 5.10: Bulanık Mantık alt tasarım aracı genel akış diagramı.

Bu bölümde örnek olarak Bölüm 3'de CCPWSGP yapısının elektriksel parametrelerinin bulunması için kurulan modellerin Bulanık Mantık alt tasarım aracında oluşturulma aşamalarına yer verilmiştir.

5.4.1 Bulanık Mantık Alt Tasarım Aracında CCPWSGP'nin Bulanık Sistem Modellerini Oluşturmak için Örnek Uygulama

Bulanık model işlemlerini gerçekleştirmek için Şekil 5.2'deki CADMFILT ana ekranında Bulanık Mantık tasarım aracı seçilir ve kullanıcı Şekil 5.11'de gösterilen arayüze yönlendirilir. Bulanık Mantık tasarım aracı, her biri birbirini tamamlayan farklı işlevlere sahip bileşenleri eliptik bir döngüde entegre eden bulanık mantık modelleme ilkelerine dayalı olarak tasarlanmıştır. Eliptik döngüde ara işlemleri ve bilgi alışverişini tutarlı hale getirmek için bileşenler arası entegrasyon gerçekleştirilmiştir.

Bulanık mantık alt tasarım aracı, KDT çözüm ilkelerinden farklı olarak, düzlemsel iletim hatlarının elektriksel parametrelerinin hesaplanmasını bulanık modellemeye dayalı olarak gerçekleştirmek için geliştirilmiştir. Tasarım aracı kullanılarak, belirli giriş ve çıkış parametrelerinden oluşan bir veri setine sahip tüm sistemler için ÇBK yöntemine dayalı bir bulanık mantık modeli kurulabilir. Veri setinin işlenmesi ile ara işlemler sonucunda lineer denklem sisteminin katsayılarına ulaşılır ve sistemin bulanık modellemesi tamamlanır. Bu çalışmada incelenen CCPWSGP veri setlerinin Kuasi-Statik hesaplama aracında nasıl elde edildiği bir önceki bölümde gösterilmiştir. Bu bölümde kaydedilen veri setlerinin Bulanık Mantık tasarım aracında işlenerek bulanık modellemenin nasıl yapılacağı anlatılmaktadır.



Şekil 5.11: Bulanık Mantık tasarım aracı ana form ekran görüntüsü.

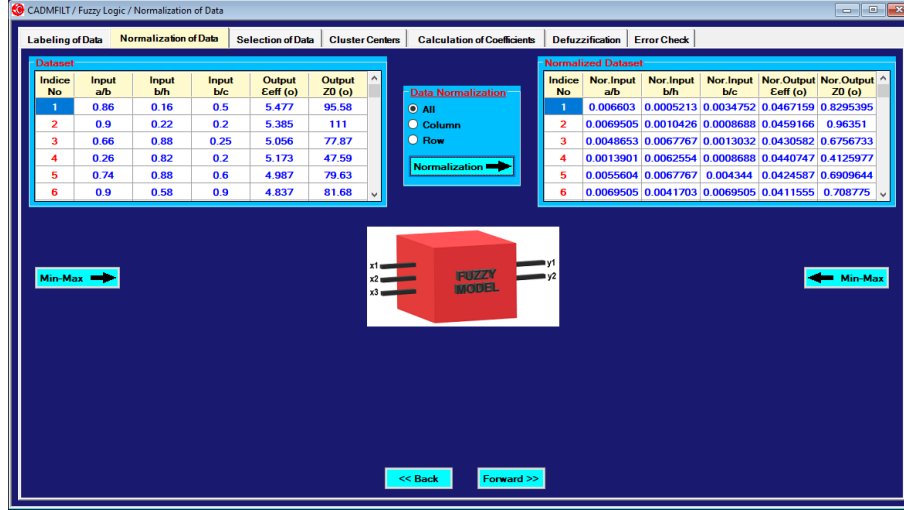
Örnek uygulama olarak bu çalışmada CCPWSGP yapısı için önerilen modellerden biri olan 3 girişli ve 2 çıkışlı Alt Model (I) için bulanık model uygulama aşamaları gösterilmiştir. İlk olarak, 5712 satır ve 5 sütundan oluşan veri seti#7, ana formdaki bulanık mantık tasarım aracına aktarılır. İç aktarma işleminin ardından kullanıcı, Veri Etiketleme arayüz formuna yönlendirilir (Şekil 5.12). Analize başlamadan önce bu arayüzde veri sütunları giriş veya çıkış parametreleri olarak tanımlanmalıdır. Şekil 5.12'de görülebileceği gibi, hem manuel hem de otomatik tanımlama seçenekleri sunulmaktadır.

Dataset	Index No	Input a/b	Input b/h	Input b/c	Output Eff (o)	Output ZO (o)
1	0.86	0.16	0.5	5.477	95.58	
2	0.9	0.22	0.2	5.385	111	
3	0.66	0.88	0.25	5.056	77.87	
4	0.26	0.82	0.2	5.173	47.59	
5	0.74	0.88	0.6	4.987	79.63	
6	0.9	0.58	0.9	4.837	81.68	

Labeled Data	Column No	Data Type	Notation
1	Input	a/b	
2	Input	b/h	
3	Input	b/c	
4	Output	Eff (o)	
5	Output	ZO (o)	

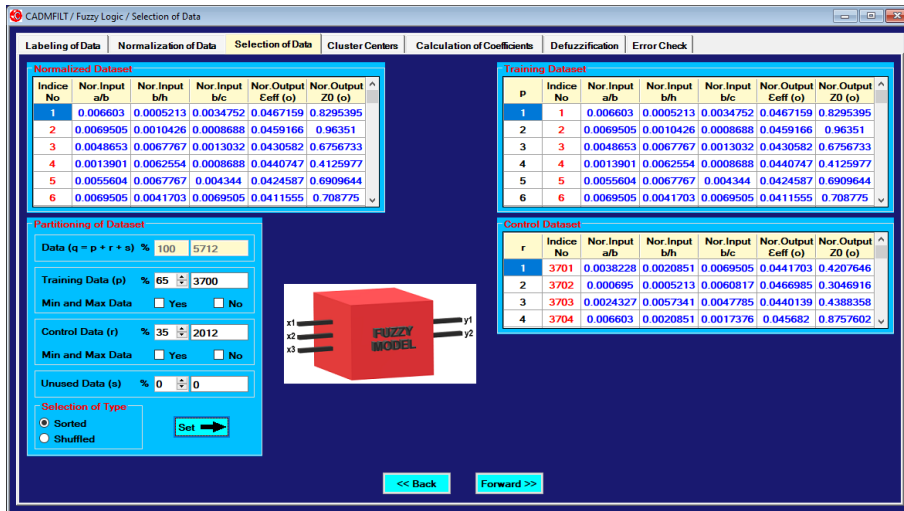
Şekil 5.12: Veri Etiketleme arayüz ekran görüntüsü.

Giriş ve çıkış verileri tanımlandıktan sonra, normalizasyon işlemlerini gerçekleştirmek için Şekil 5.13'de gösterilen Veri Normalizasyon arayüz formuna, geçilir.



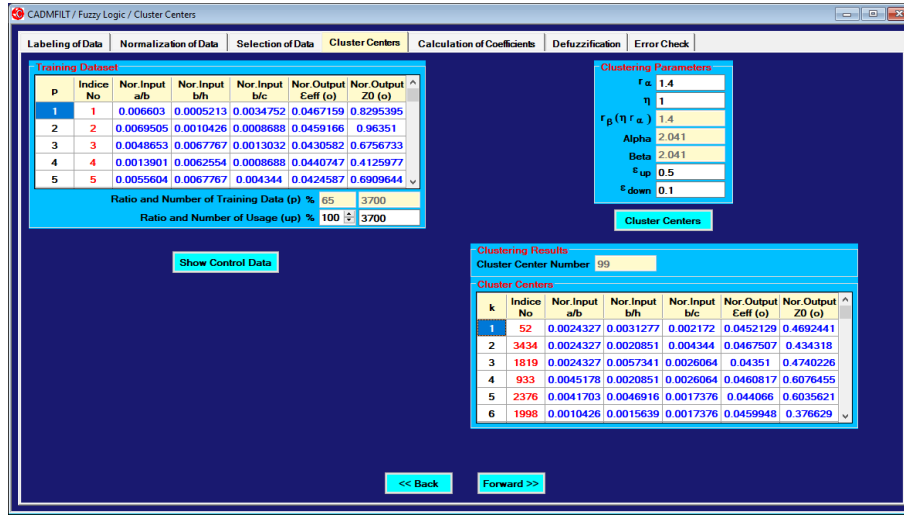
Şekil 5.13: Veri Normalizasyon arayüz ekran görüntüsü.

Veri Normalizasyon arayüzünde kullanıcıya veri, sütun ve satır normalizasyon işlem türü şeklinde üç farklı normalizasyon seçeneği sunulur. Böylece, kullanıcının mevcut veri setine göre en uygun normalizasyon türünü seçmesine imkan sağlanır. Bu aşamadan sonra Şekil 5.14'de gösterildiği gibi verilerin eğitim, kontrol ve kullanılmayan veri kümeleri olarak dağılımlarının yapılacağı Veri Seçimi arayüz formuna geçilir.



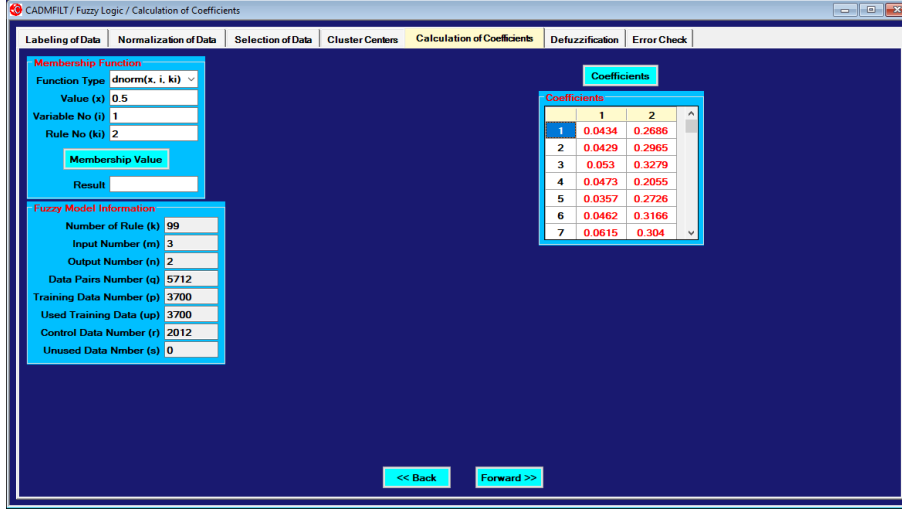
Şekil 5.14: Veri Seçimi arayüz ekran görüntüsü.

Bu arayüz ekranında veriler indekslemeye bağlı olarak sıralanabilir veya rastgele karıştırılabilir. Başka bir deyişle, tüm veriler sıralı ya da rastgele seçilebilir. Ayrıca kullanıcı, dağılımlarda maksimum ve minimum veri çiftlerinin olup olmayacağını belirleyebilir. Veri dağılımı gerçekleştirildikten sonra, Şekil 5.15'de gösterilen, kümeleme işlemlerinin yapılacağı Küme Merkezleri arayüz formuna geçiş yapılır.

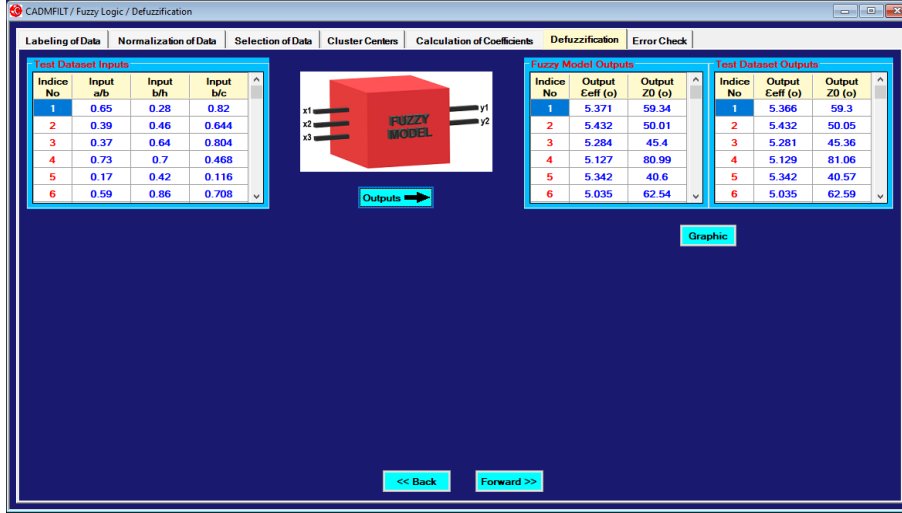


Şekil 5.15: Küme Merkezleri arayüz ekran görüntüsü.

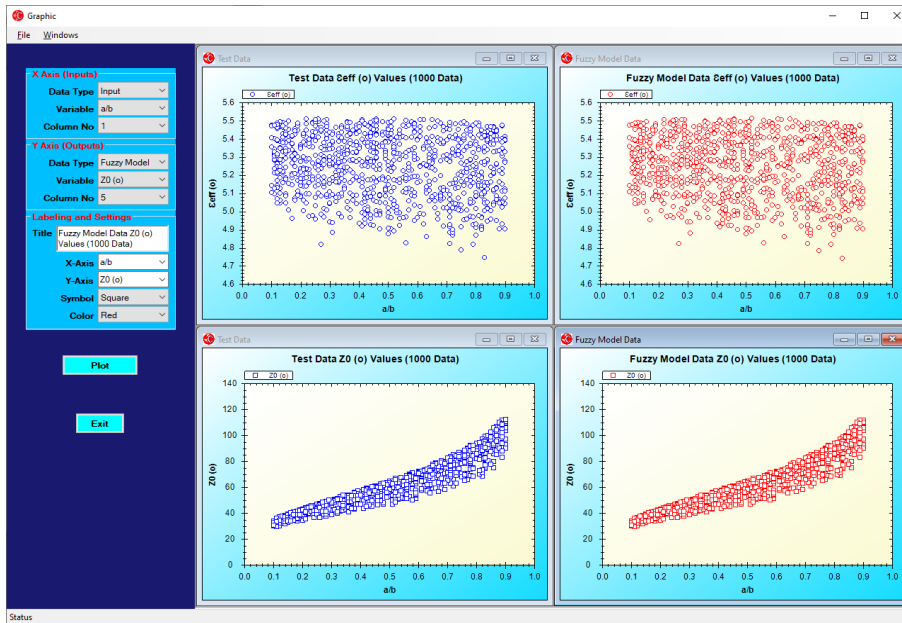
Küme Merkezleri arayüz ekranında kullanıcı, istenen parametreleri ve sınırlamaları girerek adım adım kümeleme analiz işlemlerini gerçekleştirir. Analiz işlemleri sonucunda veri çiftleri arasındaki uzaklıklar, potansiyeller ve son olarak küme merkezleri ve sistemi temsil edebilecek kural sayısı bulunabilir. Bu aşamadan sonra Şekil 5.16'da gösterildiği gibi denklem katsayılarının bulunabileceği Katsayıların Hesaplanması arayüz formuna geçilir. Bu aşamada uygun üyelik fonksiyonu seçimi yapılarak ara işlemler tamamlanır ve lineer denklem katsayıları bulunur. Ardından, Şekil 5.17'de gösterilen Durulaştırma arayüz formuna geçilir. Bu bölümde, her bir kural çıktısının ağırlıklı ortalaması alınarak durulaştırma işlemleri tamamlanır ve çıkışlara denormalizasyon işlemi uygulanmak suretiyle bulanık model çıkışları elde edilir. Bu aşamalara ek olarak, elde edilen sonuçları karşılaştırmak ve değerlendirmek için Şekil 5.18'de gösterilen bir grafik arayüz bölümü geliştirilmiştir. Kullanıcı, bu arayüzde geliştirilen bulanık mantık modelini değerlendirme olanağına sahiptir. Örneğin, bu formda gösterildiği gibi CCPWSGP test veri setinin gerçek çıkış değerleri ile tasarım sonucunda elde edilen bulanık modellerden alınan çıkış değerleri karşılaştırılarak model başarısı test edilir.



Şekil 5.16: Katsayıların Heaplanması arayüz ekran görüntüsü.



Şekil 5.17: Durulaştırma arayüz ekran görüntüsü.



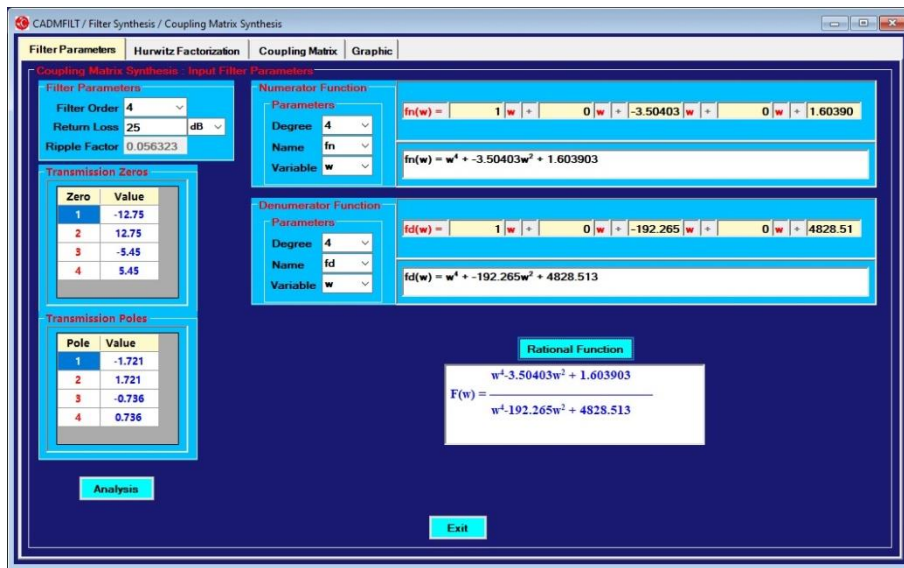
Şekil 5.18: Grafik arayüz ekran görüntüsü.

5.5 Filtre Sentezi Tasarım Aracı

Bu bölümde mikrodalga filtre tasarımına yönelik olarak tasarlanan ve yazılımın bir diğer bileşeni olan Filtre Sentezi alt tasarım aracı tanıtılacaktır. Bu tasarım aracı Kuplaj Matrisi Sentez tekniğine dayalı olarak geliştirilmiştir.

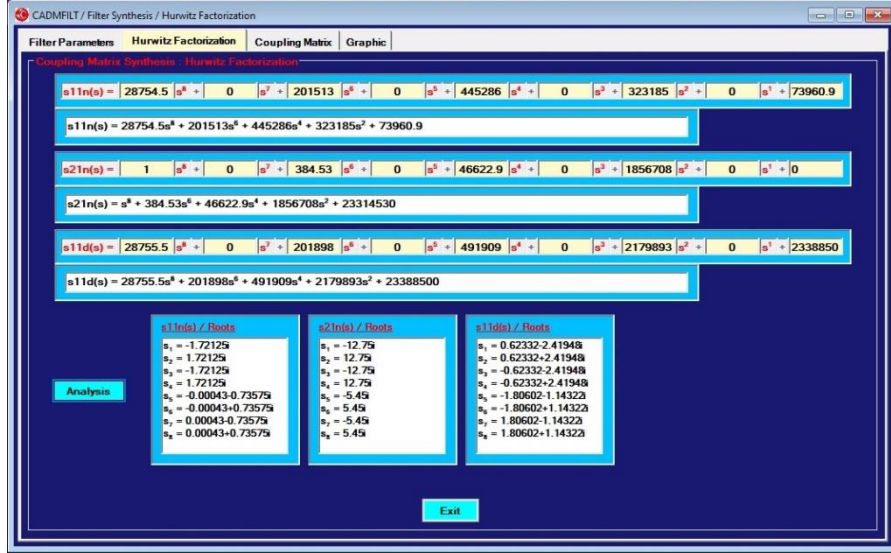
Bilindiği üzere bir kuplaj matrisindeki elemanlar mikrodalga filtreye ait hemen hemen tüm özellikleri ortaya koyabilir. Kuplaj matrisinin hesaplanması için öncelikle mikrodalga filtrenin kuplaj diyagramının belirlenmesi gereklidir.

Hazırlanan tasarım aracı ilk olarak CADMFILT başlangıç ekranından başlatılarak Şekil 5.19'da gösterilen arayüze yönlendirilir. Bu arayüz ekranında kullanıcı filtre derecesi, iletim sıfırları ve kutupları gibi tasarlanmak istenen filtrenin karakteristik parametrelerini girerek analiz işlemlerine başlar.

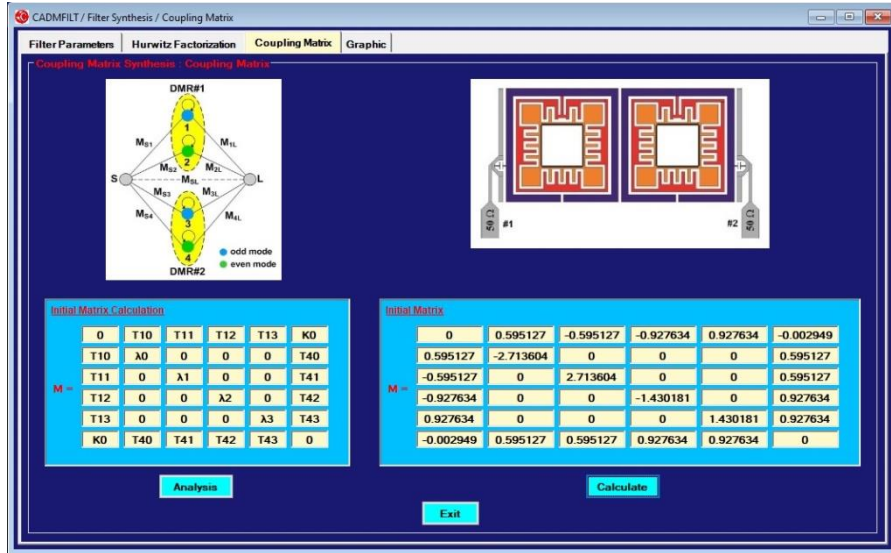


Şekil 5.19: Filtre Parametreleri arayüz ekran görüntüsü.

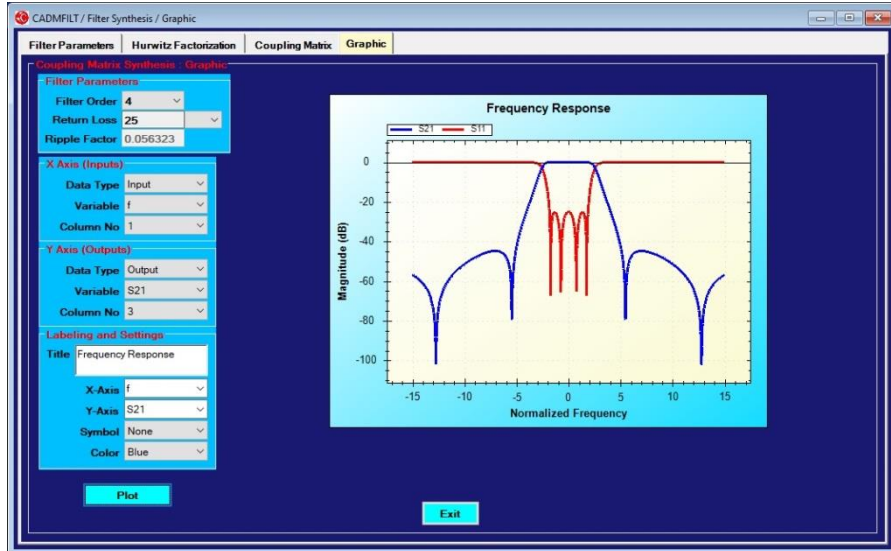
Sonrasında kullanıcı Hurwitz faktörizasyonu ve diğer ara işlemlerin arka planda yapılacağı Şekil 5.20'de gösterilen arayüz ekranına geçiş yapar. Bu arayüzdeki işlemlerin tamamlanmasıyla başlangıç kuplaj matrisinin hesaplanacağı Şekil 5.21'deki arayüz ekranına geçilir. Kullanıcı bu ekranda hesaplama butonu ile başlangıç kuplaj matrisi değerlerini elde eder. Ayrıca kullanıcı Şekil 5.22'deki grafik arayüzüne geçerek filtrenin normalize frekans cevaplarını grafik üzerinde analiz etme imkanına sahiptir.



Şekil 5.20: Hurwitz Faktörizasyonu arayüz ekran görüntüsü.



Şekil 5.21: Kuplaj Matrisi ekran görüntüsü.



Şekil 5.22: Grafik arayüz ekran görüntüsü.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

MMIC teknolojisi artık çoğu modern radar ve haberleşme sistemlerinin bir parçasıdır ve mevcut eğilimler, bu teknolojinin günümüzde olduğu gibi yakın gelecekte de radar ve haberleşme sistemlerinde önemli bir rol oynamaya devam edeceğini göstermektedir.

Haberleşme sistemlerinin öngörülemeyen gelişimine paralel olarak yüksek performanslı, düşük maliyetli minyatür devre tasarımı ve üretimine olan ihtiyaç da artmaktadır. Bu nedenle mikrodalga araştırmacıları, artan ihtiyaçlara yönelik olarak farklı yapılarda düzlemsel iletim hatları arayışlarına devam etmektedirler. Bu arayışlarında düzlemsel iletim hatlarının analizlerinin yüksek hız ve doğrulukla yapılması büyük önem arz etmektedir. Bu noktada mikrodalga araştırmacılarının, bu analizleri en hızlı ve doğru şekilde gerçekleştirebilmesi için CAD yazılımlarına olan ihtiyaç daha da artacaktır.

Bu tez çalışmasında düzlemsel iletim hatları, mikrodalga rezonatörleri ve mikrodalga filtrelerin analizi, sentezi, bulanık mantık modellemesi, karşılaştırmaları ve grafik gösterimlerinde gerekli olan karakteristik veya elektriksel parametrelerin hesaplanması gibi birçok işlemi yapabilen CAD yazılımı hazırlanmıştır. Hazırlanan yazılım, aynı arayüz platformunda çok amaçlı bir görsel yazılım olarak birçok işlem için alt program araçlarının pratik ve eşzamanlı kullanımına uygun olarak basit, hızlı, doğru ve hassas olmayı sağlayan yetkin ve verimli bir algoritmaya sahiptir. Ayrıca rezonatör, filtre ve çoklayıcı gibi mikrodalga haberleşme alt sistemlerinin ana veya alt bileşenlerinin bilgisayar destekli tasarımında kullanılmak üzere bu yazılım, farklı işlemleri gerçekleştiren çok sayıda alt araçtan oluşan bir program grubuna sahiptir. Bunlar elektriksel parametrelerin kuasi-statik hesabı, grafik gösterimi, filtre analizi/sentezi, veri merkezi oluşturarak tüm optimizasyon problemlerinde genel kullanıma uygun Çıkarımsal Bulanık Kümeleme (ÇBK) tekniği ile bulanık mantık modellemesi gibi işlemlerdir. CAD yazılımının pratik kullanımı ve basit uygulama özellikleri nedeniyle mikrodalga literatüründeki filtre ve diğer alt bileşen tasarım ve hesaplama araçlarına tek başına bir alternatif olması beklenmektedir.

7. KAYNAKLAR

Allen, J. L. and Estes, M. F., "Broadside-Coupled strips in a layered dielectric medium", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 20(10), 662-669, (1972).

AppCAD, manual available in <http://www.hp.woodshot.com>

Atia, A. E. and Williams, A. E., "New Types of Bandpass Filters for Satellite Transponders", COMSAT Tech., Rev., vol. 1, pp. 21-43, Fall (1971).

Atia, A. E. and Williams, A. E., "Narrow-Bandpass Waveguide Filters", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 20, no. 4, pp. 258-265, (1972).

Barrett, R. M. and Barnes, M. H., "Microwave printed circuits", Radio TV News, vol. 46, p.16 (1951).

Bedair, S. S. and Wolff, I., "Fast and accurate analytic formulas for calculating the parameters of a general broadside-coupled coplanar waveguide for (M)MIC applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 37(5), 843-850, (1989).

Bedair, S. S. and Wolff, I., "Fast, accurate and simple approximate analysis formulas for calculating the parameters of supported coplanar waveguides for (M)MIC's", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 40(1), 41-48, (1992).

Bhal, J. and Bhartia, P., "Characteristics of inhomogeneous broadside-coupled striplines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-28, 529-535, (1980).

Bhartia, P. and Pramanick, P., "CAD models for broadside-coupled striplines and millimeter-wave suspended substrate microstrip lines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 36(11), 1476-1481, (1988).

Brune, O., "Synthesis of a finite two-terminal network whose driving-point impedance is a prescribed function of frequency", *Journal of Math. and Physics*, 10, 191-235, (1931).

Cameron, R. J., "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 4, pp. 433-442, (1999).

Cameron, R. J., "Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 51, no. 1, (2003)

Cameron, R. J. and Rhodes, J. D., "Asymmetric Realizations for Dual-Mode Bandpass Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 29, no. 1, pp. 51-58, (1981).

Cameron, R. J., Harish, A. R. and Radcliffe C. J., "Synthesis of Advanced Microwave Filters Without Diagonal Cross-Couplings", *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, vol. 50, no. 12, (2002).

Cameron, R. J., "Advanced Filter Synthesis", *IEEE Microwave Magazine*, (2011).

Chang, C. N., Chang, W. C. and Chen, C. H., "Full-wave analysis of multilayer coplanar lines", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39(4), 747 -750, (1991).

Cheng, K. K. M. and Everard, J. K. A., "A new technique for the quasi-TEM analysis of conductor-backed coplanar waveguide structures", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, no. 9, pp. 1589-1592, (1993).

Chiu, S. L., "Fuzzy model identification based on cluster estimation", *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, 2(3), 267-278, (1994).

Chiu S. L., “Extracting fuzzy rules from data for function approximation and pattern classification”, (eds: Dubois D., Prade H. and Yager R.), *Fuzzy Set Methods in Information Engineering: A Guided Tour of Applications*, John Wiley, (9), (1997).

Cohn, S. B., “Shielded coupled-strip transmission line”, *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 3(5), 29-38, (1955).

Cohn, S.B., “Slot line on a dielectric substrate” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 17(10), 768–778, (1969).

Cohn S. B., “Characteristic Impedances of Broadside-Coupled Strip Transmission Lines”, *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 8(6), 633-637, (1960).

CST, *Workflow and Solver Overview*, Version 2010, CST Studio Suite, Jan 2010

Darlington, S., “Synthesis' of reactance four poles which produce prescribed insertion loss characteristics”, *Journal of Math. and Physics*, vol. 18, pp. 257-353, (1939).

Davis, M. E., Williams, E. W. and Celestini, A. C., "Finite-Boundary Corrections to the Coplanar Waveguide Analysis", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 21, no. 9, pp. 594-596, (1973)

Demirli K., Cheng S.X. and Muthukumaran P., “Subtractive clustering based on modelling of job sequencing with parametric search”, *Fuzzy Sets and Systems*, 137(2), 235–270, (2003).

Elsie, available in <http://www.tonnesoftware.com/elsie.html>

Fang, S. J. and Wang, B. S., “Analysis of asymmetric coplanar waveguide with conductor backing”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(2), 238–240, (1999).

Fano, R. M. and Lawson, A. W., “Microwave filters using quarter wave couplings”, *Proc. IRE*, vol. 35, pp. 1318-1323, (1947).

Filter Solutions, Nuhertz Technologies FilterSolutions document available in https://www.nuhertz.com/documents/nuhertz_overview_brochure_0616161.pdf

Filpro, Yildirim, N, and Karaaslan M., Filpro manual available in <http://users.metu.edu.tr/nyil/filpro.html>

Ghione, G. and Naldi, C. U., “Coplanar waveguides for MMIC applications: Effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes, and line-to-line coupling”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, MTT-35, 260-267, (1987).

Ghione, G., Goano, M. and Pirola, M., “Exact, conformal-mapping models for the high-frequency losses of coplanar waveguides with thick electrodes of rectangular or trapezoidal cross section”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 1999, 1311–1314, (1999).

Gillick, M., Robertson, I. D. and Joshi, J. S., “Design analysis of novel coupling structures for multilayer MMIC’s”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 41(2), 346-349, (1993).

Gillick M., Robertson I. D. and Joshi J. S., “Direct analytical solution for the electric field distribution at the conductor surfaces of coplanar waveguide”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 41(1), 129-135, (1993).

Gorur A., Karpuz C. and Duyar M., “Analysis of coupled coplanar waveguides with V-shaped conductor backing using conformal-mapping method”, IEE Proceedings - Microwaves Antennas and Propagation, 147(6), 509-513, (2000).

Grieg, D. D. and Engelmann H., “Microstrip - A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range”, (1952).

Gewertz, C. M., “Synthesis of a finite four-terminal network from its prescribed driving-point functions and transfer function”, Journal of Math. and Physics, 12, 1-257, (1933).

Hanna, V. F. and Thebault, D., "Theoretical and experimental investigation of asymmetric coplanar waveguides", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(12), 1649-1651, (1984).

Hanna, V. F. and Thebault, D., "Analyse des coupleurs directifs coplanaires", *Annales des Télécommunications*, 39(7/8), 299-306, (1984).

Holmblad, L. P. and Ostergaard J.-J., "Control of Cement Kiln by Fuzzy Logic", *Readings in Fuzzy Sets for Intelligent Systems*, 337-347, (1993).

Hong, J.-S., Lancaster, M. J., "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", John Wiley & Sons, Inc., (2001).

Hong, I. P., Lee, Y. K. and Park, H. K., Dispersion characteristics of a broadside-coupled coplanar waveguide, *Electronics Letters*, 33(11), 965-966, (1997).

Houdart, M., "Coplanar Lines : Application to Broadband Microwave Integrated Circuits", 6th European Microwave Conference, 49-53, (1976).

iFilter Filter Wizard, *AWR Design Environment User Guide*, Version 15.01, Cadence Design Systems, Jul 2020.

Jackson, R. W., "Considerations in the use of coplanar waveguide for millimeter-wave integrated circuits", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 34(12), 1450-1456, (1986).

FilterCAD, Karantzalis P. Free FilterCAD 3.0 software designs filters quickly and easily. *Analog Circuit Design*, Dec 2015.

Karpuz, C., Duyar, M. and Gorur, A., "Quasi-TEM analysis of broadside-coupled V-shaped microshield coplanar waveguides", *Microwave and Optical Technology Letters*, 26, 229-232, (2000).

Karpuz C., Inan O., Urhan M., "Practical fuzzy model approach for asymmetrical V-shaped microshield line by CADMFILT software", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 31(3), e22540, (2021).

Karpuz C., Urhan M. Gorur A. K. and Gorur A. “Fuzzy models for quasi-static calculations of single ground plane coupled CPW by CADMFILT software”, *Computer Applications in Engineering Education*, 31(4), 1078-1097, (2023).

Kiang, J. F., “Quasi-TEM analysis of coplanar waveguides with an inhomogeneous semiconductor substrate”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 44(9), 1586–1589, (1996).

Kim, W. J., et al., “Coplanar waveguide using ferroelectric thin oxide film: dielectric constant”, *Journal of Electroceramics*, 13, 245-249, (2004).

Kumar, R., “Design model for broadside coupled suspended substrate stripline for microwave and millimeter-wave applications”, *Microwave and Optical Technology Letters*, 42(4), 328-331, (2004).

Levy, R., “Filters with Single Transmission Zeros at Real and Imaginary Frequencies”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol., no. 4, pp. 172-181, (1976).

Lo, W.-T. and Tzuang, C.-K. C., “A new full-wave integral equation method for the analysis of coplanar strip circuit using the mixed-potentials eigenfunction expansion technique”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 1993*, 1539-1542, (1993).

Majidi-Ahy, R., et al., “5-100 GHz InP coplanar waveguide MMIC distributed amplifier”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38(12), 1986-1993, (1990).

Mamdani, E. H. and Assilian, S., “An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller”, *International Journal of Man-Machine Studies*, 7, 1-13, (1975).

Microwave Office, *AWR Microwave Office Getting Started Guide*, Version 15.01, Cadence Design Systems, Jul 2020.

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, 52(1), 450-456, (2004).

Miraftab V. and Mansour R. R., “Computer–Aided tuning of microwave filters using fuzzy logic”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 50(12), 2781–2788, (2002).

Miraftab V. and Mansour R. R., “EM-based microwave circuit design using fuzzy logic techniques”, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 153, No. 6, (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, Vol. 55, No. 5, (2008).

Muraguchi, M., Hirota, T., Minakawa, A., Ohwada, K. and Sugeta, T., “Uniplanar MMICs and their applications”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 12, pp. 1896-1901, (1988).

Nguyen, C., “Analysis Methods for RF, Microwave, and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structures”, John Wiley & Sons; 2000.

Nguyen, C., “Broadside-Coupled coplanar waveguides and their end-coupled band-pass filter applications”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 40(12), 2181-2189, (1992).

Nguyen, C., “Dispersion characteristics of the broadside-coupled coplanar waveguide”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 41(9), 1630-1633, (1993).

Ponchak, G. E. and Tentzeris, E. M., “Finite ground coplanar waveguide (fgc) low loss, low coupling 90-degree crossover junctions”, IEEE Transactions on Advanced Packaging, 25(3), 385-392, (2002).

Pozar, D. M., “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, Inc., (2005).

Riaziat, M., Majidi-Ahy, R. and Feng, I.-J., "Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 38(3), 245-251, (1990).

Richards, P. I., "Resistor-Transmission-Line Circuits", Proceedings of the IRE, vol. 36, no. 2, pp. 217-220, (1948)

Robertson, I. D., Karacaoglu, U. and Sanchez-Hernandez, D., "CAD techniques for microwave circuits", Electronics & Communication Engineering Journal; 8, 245-256, (1996).

Sharma, A. K. and Bhat, B., "Spectral domain analysis of interacting microstrip resonant structures", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 31(8), 681-685, (1983).

Simons, R. N., "Coplanar waveguide circuits, components and systems", New York: John Wiley and Sons, (2001).

Sonnet, User's Manual, Version 14, Sonnet Software, North Syracuse, NY, June 2011.

Su, H. C. and Wong, K. L., "Quasi-Static solutions of cylindrical coplanar waveguides", Microwave and Optical Technology Letters, 14(6), 347-351, (1997).

Steer, M. B., Bandler, J. W. and Snowden, C. M., "Computer-aided design of RF and microwave circuits and systems", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, pp. 996-1005, (2002).

Sugeno, M. and Kang G., "Structure identification of fuzzy model", Fuzzy Sets and Systems, 28(1), 15-33, (1988).

Syahkal, D. M., "Moment method of computing equivalent circuit of coplanar waveguide T-Junction", Second International Conference on Computation in Electromagnetics 1994, 355-358, (2002).

Takagi, T. and Sugeno, M., "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 15(1), 116-132, (1985).

Tanaka, T., Tsunoda, K. and Aikawa, M., "Slot-Coupled directional couplers on a both-sided substrate MIC and their applications", Electronics and Communications in Japan, 72(3), (1989).

Tomar, R., Antar, Y. M. M. and Bhartia, P., "Computer-Aided-Design (CAD) of suspended-substrate microstrips: An overview", International Journal RF Microwave CAE, 15(1), 44-55, (2005).

Veyres, C. and Hanna, V. F., "Extension of the application of conformal mapping techniques to coplanar lines with finite dimensions", International Journal of Electronics, 48(1), 47-56, (1980).

Wang, A. and Wu, Y., "The dispersion characteristic of broadside-coupled coplanar waveguide in wide frequency band", International Conference on Computational Electromagnetics and its Applications 1999, 363-366, (1999).

Wang, A., Dai, J. and Wu, Y., "The dispersion characteristics of asymmetric supported broadside-coupled coplanar waveguides", 2nd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology 2000, 619-622, (2000).

Wen, C. P., "Coplanar Waveguide: A surface transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 17(12), 1087-1090, (1969).

Wheeler, H. A., "Directional coupler", US patent 2 606 974, (1952).

Wong, M.-F., Hanna, V. F., Picon, O. and Baudrand H., "Analysis and design of slot-coupled directional couplers between double-sided substrate microstrip lines", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 29(12), 2123-2129, (1991).

Wu, K. L., Wu, C. and Litva, J., “Characterizing microwave planar circuits using the coupled finite-boundary element method”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 40(10), 1963-1966, (1992).

Yager, R. R. and Filev, D. P., “Approximate clustering via the mountain method”, IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 24(8), 1279-1284, (1994).

Yu, J., “General c-means clustering model”, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 27(8), 1197-1211, (2005).

Zadeh, L. A., “Fuzzy Sets”, Information and Control, 8(3), 338–353, (1965).