

İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DOKTORA TEZİ

**TOPLU VE KARIŞIK ELEMANLI KAYIPSIZ İKİ
KAPILI DEVRELERİN PARAMETRİK TASARIMI**

97924

Ebru Gürsu ÇİMEN

Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışmanlar: Prof. Dr. Gökhan UZGÖREN

Prof. Dr. Sıddık YARMAN

Şubat, 2000

İSTANBUL

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANLARI MERKEZİ

YÜKSEKÖĞRETİM KURULU DÖKÜMANTASYON MERKEZİ
TEZ VERİ FORMU

Tez No:

Konu kodu:

Univ. kodu:

* Bu bölüm merkezimiz tarafından doldurulacaktır.

Tezin yazarının

Soyadı: ÇİMEN

Adı: Ebru Gürsu

Tezin Türkçe adı:

Toplu ve Karışık Elemanlı Kayıpsız İki Kapılı Devrelerin Parametrik Tasarımı

Tezin yabancı dildeki adı:

Design of Lossless Two Ports with Lumped and Mixed Elements Using Parametric Method

Tezin yapıldığı

Üniversite: İstanbul Üniversitesi

Enstitü: Fen Bilimleri Enstitüsü

Yılı: 2000

Diğer kuruluşlar:

Tezin Türü: 1-Yüksek Lisans

Dili: Türkçe

√2-Doktora

Sayfa sayısı: 97

3-Tıpta Uzm.

Referans sayısı: 68

4-Sanatta Yeterlilik

Tez Danışmanlarının

Ünvanı: Prof. Dr.

Adı: Gökhan

Soyadı: UZGÖREN

Ünvanı: Prof. Dr.

Adı: B. Sıddık

Soyadı: YARMAN

Türkçe anahtar kelimeler:

İngilizce anahtar kelimeler:

1- arabağlantılar

1- interconnects

2- iki kapılı devreler

2- two port networks

3- karma elemanlı devreler

3- mixed element networks

4- simetrik iki kapılılar

4- symmetrical two ports

5- saçılma parametreleri

5- scattering parameters

Tarih: 5.5.2000

İmza:

TOPLU VE KARIŞIK ELEMANLI KAYIPSIZ İKİ KAPILI DEVRELERİN PARAMETRİK TASARIMI

Bu tezde, gerek uyumlaştırma devreleri, filtre ve yükselteç tasarımları gibi mikrodalga uygulamalarında, gerekse mikrodalga entegre devrelerindeki (MICs) arabağlantı yapılarında kullanılabilecek olan, kayıpsız karma elemanlı simetrik iki kapılı devre modelleri incelenmiştir.

Yüksek frekanslarda çalışan haberleşme sistemlerinde kullanılan uyumlaştırma devreleri, filtre ve mikrodalga yükselteçleri, fiziksel gerçekteleme problemi nedeniyle, tek değişkenli olarak tasarlanamazlar. Karma elemanlı devre modellerine ihtiyaç duyulur. Fakat, karma elemanlı devrelerde, her devre modeli için analitik fonksiyonlar ve sentez tanımlı değildir. Bu nedenle, pratikte anlamlı olan sınırlı devre yapıları ele alınarak, analitik veya yarı analitik yöntemlerle tanımlanmışlardır. Bu çalışmada ise, karma elemanlı simetrik kayıpsız iki kapılı devreler, saçılma parametreleri yaklaşımıyla yarı analitik olarak tanımlanıp, mikrodalga uygulamaları incelenmiştir. Öte yandan, aynı monolitik devre yapısı üzerinde üretilmek zorunda olan analog ve dijital devreler arasındaki bağlantı yapıları da hızları itibariyle dağılmış ve toplu elemanlardan oluşan kayıpsız simetrik iki kapılı devreler olarak modellenenebilir.

Bu çalışmada incelenen karma elemanlı simetrik devre yapıları, arabağlantı modelleri, mikrodalga yükselteç, filtre ve uyumlaştırma devreleri uygulamalarında, Spice gibi simülasyon paket programları için de kullanışlı yapılardır.

DESIGN OF LOSSLESS TWO PORTS WITH LUMPED AND MIXED ELEMENTS USING PARAMETRIC METHOD

In this thesis, symmetrical lossless two ports with mixed lumped and distributed elements, which can be implemented in both microwave applications- such as matching networks, filters, and amplifier networks - and interconnects at microwave integrated circuits (MICs) are examined.

It is not possible to design matching networks, filters and microwave amplifiers, - which are used in communication systems at high frequencies as one variable networks. For this reason mixed lumped and distributed element networks structures are required. However, analytic network functions and synthesis for each circuit structure are not defined. Consequently, analytic or semi-analytic methods are described on practically meaningful restricted circuit topologies. In this study, after having described symmetrical lossless two ports with mixed elements analytically with a scattering parameters approach, we have examined the microwave applications. On the other hand, interconnects between analog and digital circuits, which have to be produced on the same monolithic circuits, can be designed- due to their speed as symmetrical lossless two port networks with lumped and distributed elements.

The symmetrical mixed element networks, which are investigated in this thesis, are efficient at simulation tools such as Spice, in interconnects, microwave amplifiers, filters and matching networks applications.

İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Bu çalışma 7/4/2000 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektronik Anabilim Dalı Doktora programında Doktora Tezi olarak kabul edilmiştir.

İMZA

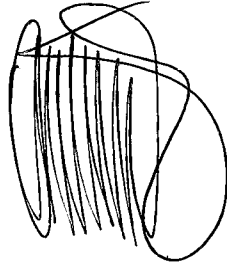
Prof. Dr. Gökhan UZGÖREN
Danışman

İMZA

Prof. Dr. Mahmut ÜN

İMZA

Prof. Dr. Ali Nur GÖNÜLEREN



ÖNSÖZ

Son yıllarda, haberleşme sistemlerinin minyatürleşmesi, yüksek hız ve yüksek frekanslarda çalışma istemi, analog ve digital devrelerin aynı monolitik mikrodalga entegre devre (MMIC) yapısı üzerinde üretilmesini zorunlu kılmıştır. Aynı entegre üzerinde hem analog hem de dijital devreler söz konusu olunca, fiziksel olarak gerçekleştirilebilir olmasının yanı sıra, bunlar arasındaki bağlantıların da modellenmesi gerekir. Bu çalışmada ise, MMIC tasarımlarındaki arabağlantı yapılarının modellenmesinde ve mikrodalga uygulamalarında fiziksel yönden anlamlı yapılar olan kayıpsız karma elemanlı simetrik devre modelleri incelenecektir.

Bu çalışmada, beni destekleyen, yönlendiren ve kaynak sağlayan hocam Sayın Prof. Dr. B. Sıddık YARMAN'a ve Prof. Dr. Gökhan UZGÖREN'e, teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca teorik çalışmaların değerlendirilmesinde yardımlarını esirgemeyen Sayın Doç. Dr. Ahmet AKSEN ve Doç. Dr. Ahmet SERTBAŞ'a, manevi desteğini hiçbir zaman benden esirgemeyen eşim Ömer ÇİMEN'e, sevgili anne ve babama bu çalışmada beni destekledikleri için teşekkürü borç bilirim.

Şubat 2000

Ebru GÜRSU ÇİMEN

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER	II
ŞEKİL LİSTESİ	IV
TABLO LİSTESİ	VI
ÖZET	VII
SUMMARY	VIII
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYIPSIZ İKİ KAPILILARIN TEMEL ÖZELLİKLERİ.....	4
2.1. Kayıpsız İki Kapılı Devrelerin Saçılma Parametreleri	4
2.1.1. Saçılma Transfer Matrisi.....	10
2.1.2. Saçılma Matrisinin Kanonik Gösterimi (Belevitch Formu).....	11
2.2. Orantılı Uzunluklu Hatlardan (Commensurate lines) Oluşan Dağılmış Parametrelili Devreler.....	13
3. TOPLU VE DAĞILMIŞ PARAMETRELİ ELEMANLARDAN OLUŞAN KAYIPSIZ İKİ KAPILI DEVRELER	17
3.1. Karma Elemanlı Kayıpsız İki Kapılı Devrelerde Saçılma Parametreleri	18
3.1.1. İki Değişkenli Kanonik Polinomların Matrisel Gösterimi	20
3.2. Karma Elemanlı Kayıpsız İki Kapılı Devrelerde Saçılma Transfer Matrisi	21
3.2.1. Ardışıl Basit Devre Yapılarının Transfer Fonksiyonları.....	24
3.3. Karma Elemanlı Simetrik Devrelerin Saçılma Parametreleri	26
3.4. Karma Elemanlı Simetrik İki Kapılı Devrelerin Saçılma Transfer Matrisi	28
4. TOPLU VE DAĞILMIŞ PARAMETRELİ ELEMANLARDAN OLUŞAN SİMETRİK İKİ KAPILI DEVRELERİN TASARIMI	30
4.1. Karma Elemanlı Simetrik Yapılarda Katsayı Matrisi.....	32
4.2. Eleman Değerleri Yaklaşımıyla Kanonik Polinomların Tanımlanması	34
4.2.1. Bağımsız Değişkenlerin Seçimi.....	37
4.3. Karma Elemanlı Simetrik Yapılar İçin Açık İfadeler.....	40
5. UYGULAMALAR	56
5.1. Reel Frekans Tekniğinin İki Değişkenli Formda İncelenmesi.....	56
5.1.1. Mikrodalga Yükselteç Tasarımı.....	59

5.2. MMIC'lerdeki Arabağlantıların Karma Elemanlı Simetrik Yapılarla Modellenmesi	62
5.3. Örnekler	62
5.3.1. İkili Uyumlaştırma Problemi	63
5.3.2. Tek Katlı Mikrodalga Yükselteç Tasarımı	69
5.3.3. ... Ardışıl Birim Elemanlarla Modellenen Arabağlantı Devresinin Tasarımı	71
6. TARTIŞMA VE SONUÇ	74
7. KAYNAKLAR	76
8. EKLER	83
EK-1 :3. Derece Denklemin Köklerinin Bulunması	83
EK-2: 4. Derece Denklemin Köklerinin Bulunması	85
EK-3:İki Değişkenli 5. Derece Simetrik Devre ile Uyumlaştırma Probleminin Çözümüne ait MATLAB Programı	86
EK-4:Tek Katlı Yükselteç Devresinin İki Değişkenli Simetrik Devreler ile Tasarımına ait MATLAB Programı	90
9.ÖZGEÇMİŞ	97

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1.1 İki kapılıda gelen ve yansıyan dalgaların gösterimi.....	4
Şekil 2.1.2 Çift yönlü sonlandırılmış iki kapılı.....	6
Şekil 2.1.3 Pozitif reel empedans fonksiyonunun Darlington gösterimi.....	10
Şekil 2.1.4 Ardışıl bağlı iki kapılılardan oluşan devrede parametrelerin tanıtımı.....	11
Şekil 2.2.1 (a) Birim eleman (UE).....	13
(b) Birim elemanın (UE) sembolik gösterimi	
Şekil 2.2.2 Frekans düzleminde Richards dönüşümü.....	14
Şekil 3.2.1 Ardışıl bağlı toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan devre yapısı.....	21
Şekil 3.2.2 Arka arkaya bağlanmış toplu ve dağılmış elemanlı iki kapılı.....	22
Şekil 4.1.1 (a) Simetrik karma elemanlı iki kapılı devre.....	33
(b) Toplu elemanlı prototipi	
(c) Dağılmış elemanlı (UE) prototipi	
Şekil 4.2.1 Altbölümlere ayrılmış bir simetrik iki kapılı devre.....	35
Şekil 4.2.2 üçüncü derece simetrik devre modeli.....	35
Şekil 4.2.3 5.derece simetrik Π devresi.....	38
Şekil 4.3.1 3. derece simetrik devreler ($n_p=2, n_k=1$).....	41
Şekil 4.3.2 3.derece simetrik devreler.....	43
Şekil 4.3.3 5.derece simetrik devre (UE1-C-UE2-C-UE1).....	45
Şekil 4.3.4 5.derece simetrik devre (UE1-L-UE2-L-UE1).....	46
Şekil 4.3.5 5.derece simetrik devre (C1-UE-C2-UE-C1).....	47
Şekil 4.3.6 5.derece simetrik devre (L1-UE-L2-UE-L1).....	48
Şekil 4.3.7 5.derece simetrik devre (L-C-UE-C-L).....	49
Şekil 4.5.8 7.derece simetrik devre (C1-UE1-C2-UE2-C2-UE1-C1).....	50
Şekil 4.5.9 9.derece simetrik devre (UE1-C1-UE2-C2-UE3-C2-UE2-C1-UE1).....	52
Şekil 5.1.1. İkili uyumlaştırma devresi.....	57
Şekil 5.1.2 a) Giriş dengelenmiş tek katlı yükselteç devresi.....	59
b) Giriş ve çıkışı dengelenmiş tek katlı yükselteç devresi	
Şekil 5.1.3 (k) katlı yükselteç devresi.....	61
Şekil 5.3.1 a)İki uyumlaştırma problemi.....	64
b)Uyumlaştırma devresi için seçilen simetrik model	
Şekil 5.3.2. a) Uyumlaştırma devresi.....	65

Şekil 5.3.2. b)Tüm devrenin kazanç karakteristiği.....	66
Şekil 5.3.3 Uyumlaştırma problemi için seçilen simetrik π devresi.....	66
Şekil 5.3.4 5. derece simetrik π devresi ile tasarlanan iki kapılı devrenin kazancı.....	68
Şekil 5.3.5 5. Derece simetrik devrelerle tasarlanan yükselteç devresi	70
Şekil 5.3.6 Yükseltecin kazanç grafiği.....	71
Şekil 5.3.7 (a) MMIC üzerinde arabağlantının görünüşü.....	71
(b) Ardışıl bağlı UE'lerden oluşturulan model	
Şekil 5.3.8 a) Arabağlantı olarak tasarlanan simetrik devre.....	72
b) Giriş yansıma katsayısının genlik ve fazı	
Şekil 5.3.9 Ardışıl bağlı transmisyon hatları şeklinde modellenmiş arabağlantı yapısı..	73
Şekil 5.3.10 Giriş yansıma katsayısının genlik ve fazı.....	73

TABLO LİSTESİ

Tablo 5.3.1 Değişik yöntemlerle çözülen uyumlaştırma probleminin karşılaştırılması..	69
Tablo 5.3.2 HFET 2001'in Saçılma Parametreleri.....	69



ÖZET

TOPLU VE KARIŞIK ELEMANLI KAYIPSIZ İKİ KAPILI DEVRELERİN PARAMETRİK TASARIMI

Bu tezde, gerek uyumlaştırma devreleri, filtre ve yükselteç tasarımları gibi mikrodalga uygulamalarında, gerekse mikrodalga entegre devrelerindeki (MICs) arabağlantı yapılarında kullanılabilecek olan, kayıpsız karma elemanlı simetrik iki kapılı devre modelleri incelenmiştir.

Yüksek frekanslarda çalışan haberleşme sistemlerinde kullanılan uyumlaştırma devreleri, filtre ve mikrodalga yükselteçleri, fiziksel gerçekleştirme problemi nedeniyle, tek değişkenli olarak tasarlanamazlar. Karma elemanlı devre modellerine ihtiyaç duyulur. Fakat, karma elemanlı devrelerde, her devre modeli için analitik fonksiyonlar ve sentez tanımlı değildir. Bu nedenle, pratikte anlamlı olan sınırlı devre yapıları ele alınarak, analitik veya yarı analitik yöntemlerle tanımlanmışlardır. Bu çalışmada ise, karma elemanlı simetrik kayıpsız iki kapılı devreler, saçılma parametreleri yaklaşımıyla yarı analitik olarak tanımlanıp, mikrodalga uygulamaları incelenmiştir. Öte yandan, aynı monolitik devre yapısı üzerinde üretilmek zorunda olan analog ve dijital devreler arasındaki bağlantı yapıları da hızları itibarıyla dağılmış ve toplu elemanlardan oluşan kayıpsız simetrik iki kapılı devreler olarak modellenabilir.

Bu çalışmada incelenen karma elemanlı simetrik devre yapıları, arabağlantı modelleri, mikrodalga yükselteç, filtre ve uyumlaştırma devreleri uygulamalarında, Spice gibi simülasyon paket programları için de kullanışlı yapılardır.

SUMMARY

DESIGN OF LOSSLESS TWO PORTS WITH LUMPED AND MIXED ELEMENTS USING PARAMETRIC METHOD

In this thesis, symmetrical lossless two ports with mixed lumped and distributed elements, which can be implemented in both microwave applications-such as matching networks, filters, and amplifier networks - and interconnects at microwave integrated circuits (MICs) are examined.

It is not possible to design matching networks, filters and microwave amplifiers, - which are used in communication systems at high frequencies as one variable networks. For this reason mixed lumped and distributed element networks structures are required. However, analytic network functions and synthesis for each circuit structure are not defined. Consequently, analytic or semi-analytic methods are described on practically meaningful restricted circuit topologies. In this study, after having described symmetrical lossless two ports with mixed elements analytically with a scattering parameters approach, we have examined the microwave applications. On the other hand, interconnects between analog and digital circuits, which have to be produced on the same monolithic circuits, can be designed- due to their speed as symmetrical lossless two port networks with lumped and distributed elements.

The symmetrical mixed element networks, which are investigated in this thesis, are efficient at simulation tools such as Spice, in interconnects, microwave amplifiers, filters and matching networks applications.

1. GİRİŞ

İçine girdiğimiz milenyumda, artık iyice küçülmüş olan, yüksek hızlı ve yüksek frekanslı haberleşme sistemleri, uygun devre tasarım tekniklerini ve uygun CAD araçlarının geliştirilmesini gerekli kılmaktadır. CAD tekniklerinin doğru olarak tasarımda kullanılabilmesi de, uygun devre modellerinin geliştirilmesi ihtiyacını doğurmaktadır.

Yüksek hızlarda çalışan haberleşme devrelerinde, analog ve dijital devreler, aynı monolitik entegre devre yapısı üzerinde üretilmek zorundadır. Bu ise, tasarımcıları ciddi problemlerle yüzyüze bırakır. Analog ve dijital devreleri aynı entegre üzerinde üretmenin en zor yanı, fiziksel gerçekleştirme ve analog devrelerle dijital devreler ve dijital devrelerle dijital devreler arasındaki arabağlantı yapılarının, üretim açısından modellenmesidir. Monolitik mikrodalga entegre devrelerinde, analog devreleri genelde toplu devre elemanları ile modellemek tercih edilir. Fakat toplu devre elemanlarının fiziksel boyutundan dolayı bu mümkün değildir. Ayrıca süreksizlik ve parazitik etkiler de oluşturulan modelde yer almalıdır. Bu ise tasarımı daha da güçleştirir. Devre tasarımcıları sözü edilen problemi, toplu elemanlarla birlikte transmisyon hatlarını da modelleyerek, fiziksel boyutu, süreksizlik ve parazitik etkileri de yapının içine gömerek çözme yoluna gitmişlerdir. Bu amaçla birçok araştırmacı analitik, yarı-analitik ve nümerik tekniklerinin geliştirilmesi için literatüre değerli katkılar yapmışlardır. Burada, karma elemanlı (toplu ve dağılmış) devre tasarımının kısa bir tarihi gelişim sürecine bakmakta fayda bulunabilir.

Karma elemanlı devre tasarımı ya tek değişkenli yada çok değişkenli devre fonksiyonlarının çözümü olarak karşımıza çıkabilmektedir. Dağılmış parametrelili elemanlar λ Richards değişkeni, toplu parametrelili elemanlar p kompleks frekans değişkeni cinsinden tanımlandığında, λ ve p değişkenleri arasındaki hiperbolik ilişki ($\lambda = \tanh(p\tau)$, τ : iletim hattının gecikmesi) kullanılırsa tek değişkenli, λ ve p

değişkenleri bağımsız kabul edilirse iki değişkenli devre tasarım problemi ile karşılaşılacaktır.

Bu tezde, iki değişkenli karma elemanlı devre tasarım yaklaşımı kullanıldığı için, bu yaklaşım üzerinde durmak istiyoruz. İki değişkenli devre tasarımı, özellikle OZAKI ve KASAMI'nin [1] çok değişkenli pozitif reel fonksiyonlar üzerine çalışması ile önem kazandı. Bir diğer önemli katkı, ANSELL tarafından gerçekleştirildi [2]. Ansell toplu elemanlı reaktans ve eşit uzunluklu iletim hatlarını içeren sonlu devrelerin giriş empedans fonksiyonunun aslında, iki değişkenli bir reaktans fonksiyonu olduğunu göstermiştir.

KOGA, tek değişkenli fonksiyonların belirli bir sınıfı ile çok değişkenli fonksiyonlar arasındaki ilişkinin varlığını inceledi ve çok değişkenli rasyonel fonksiyonların gerçekleştirilebilirliği ile tek değişkenli rasyonel olmayan fonksiyonların gerçekleştirilebilirliği arasındaki ilişkiyi gösterdi [3].

Tek değişkenli empedanslardaki gibi, çok değişkenli empedans fonksiyonlarının ardışıl sentezi için de DARLINGTON teorisinin [4] geçerli olduğu sanıldı. İki değişkenli her pozitif reel empedans fonksiyonun $(Z(p, \lambda))$ LC reaktansı ve birim elemanların (UE) ardışıl bağlanması ile gerçekleştirilebileceği kabul edildi. RHODES ve MARSTON bunun yanlışlığını gösterdi [5]. Daha sonra YOULA, RHODES ve MARSTON toplu parametrelili alt devrenin yansıma katsayıları için açık (explicit) ifadeleri ve fiziksel gerçekleştirilebilirlik şartını tanımladı [6,7,8]

Bütün bu çalışmalardan, pozitif reellik şartının iki değişkenli yapılarda, tek değişkenli yapılarda olduğu gibi yeter şart olmadığı, topolojik yapıya ait birtakım ilave bilgilerin de gerektiği sonucuna varıldı.

Çok değişkenli kayıpsız iki kapılı devrelerin saçılma parametreleri yardımıyla tanımlanmasına dayanan yaklaşım ilk defa FETTWEIS tarafından ortaya konuldu [9]. Fettweis 'Saçılma Hurwitz Polinomu' adını verdiği özel bir tip Hurwitz polinomu tanıtarak saçılma matrisinin kanonik gösterimini çok değişkenli olarak tanımladı [10-14]. YARMAN, AKSEN ve SERTBAŞ ise iki değişkenli (karma elemanlı) merdiven

tipi devre yapılarını 5. dereceye kadar açık ifadelerle tanımlayak, fiziksel gerçeklemede sorunlar yaratan mikrodalga uyumlaştırma devreleri ve yükselteç tasarımlarına uyarladılar [15-23].

Bu tezde, pratikte çok kullanılan, cep telefonu, çok hızlı bilgisayarlar, telsiz telefon gibi birçok mikrodalga sisteminde hızları nedeniyle arabağlantı modeli olarak, dağılmış ve toplu elemanlardan oluşan simetrik iki kapılı devrelerin tasarımı incelenmiştir. Karma elemanlı simetrik iki kapılı devrelerin sınırlandırılmış bir alt kümesi içinde yer alabilecek çeşitli devre topolojileri analiz edilerek, devreyi tanımlayan saçılma parametrelerinin eleman değerleri cinsinden elde edilmesine dayanan yarı-analitik bir yaklaşım ortaya konulmuştur.

Tezin ikinci bölümde tek değişkenli; sadece toplu veya dağılmış elemanlardan oluşan iki kapılı devrelerde saçılma fonksiyonları, f , h , g kanonik polinomları cinsinden saçılma matrisi, saçılma transfer matrisi tanımları verilip, fiziksel gerçekleştirilebilirlik için saçılma matrisinin sahip olması gereken özellikler dolayısıyla kanonik polinomlar arasındaki ilişkiler özetlendi.

Üçüncü bölümde, toplu ve dağılmış elemanları arka arkaya bağlayarak oluşturulan iki değişkenli ardışıl iki kapılıları belirleyen kanonik polinomların, katsayı matrislerine ait genel formları tanımlanarak iki değişkenli ardışıl devrelerde saçılma transfer matrisinin özellikleri incelendi.

Dördüncü bölümde, simetrinin getirdiği avantajlarla 5. derecenin üzerindeki karma elemanlı simetrik devre yapıları için de açık ifadeler üretildi.

Beşinci bölümde ise, bir önceki bölümde incelenen devre yapıları ile mikrodalga uygulamaları (uyumlaştırma ve yükselteç tasarımı problemleri) ve arabağlantı devrelerinin tasarımı örnekler üzerinde incelenmiştir.

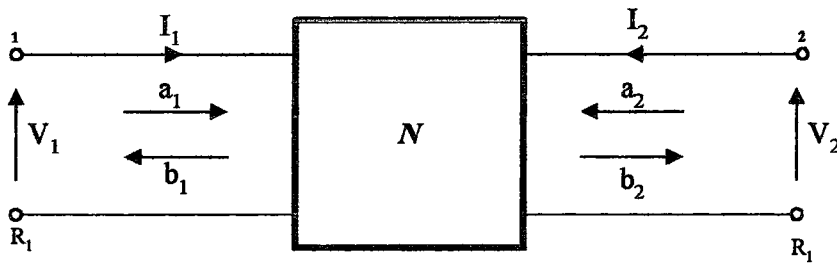
2. KAYIPSIZ İKİ KAPILILARIN TEMEL ÖZELLİKLERİ

Bu bölümde, yapılan çalışma ile ilgili temel devre teorileri incelenmiştir. İki kapılıların saçılma gösterimiyle ilgili temel tanımlar ve özellikler gözden geçirilerek, devre fonksiyonlarının bazı temel özellikleri, kayıpsız toplu ve dağılmış parametrelili devrelerle birleştirilerek özetlenmiştir.

2.1. Kayıpsız İki Kapılı Devrelerin Saçılma Parametreleri

Kayıpsız iki kapılı devreler empedans matrisi, admitans matrisi, zincir matrisi (ABCD matrisi) veya saçılma matrisileri gibi çeşitli karakteristik matrislerle tanımlanırlar. Empedans ve admitans matrisi iki kapılıları karakterize etmek için kullanışlı olsalar da, bu matrisler sıfır veya sonsuz yükle sonlandırılmış olarak tanımlandıklarından, her devre için varlıkları garanti edilemez. Saçılma matrisi ise, sonlu bir yükle sonlandırılmış kapılar için tanımlanırlar ve her devre için varlıkları gösterilebilir [24-26].

Saçılma parametreleri, iki kapılı devrelerin giriş ve çıkışındaki gelen ve yansıyan dalgalar arasındaki ilişkiyi belirleyen parametrelerdir.



Şekil 2.1.1 İki kapılıda gelen ve yansıyan dalgaların gösterimi

Şekil 2.1.1'de; N , kayıpsız iki kapılı devreyi, R_i ise i kapısına ait pozitif reel normalizasyon sayısını gösterir. a_i ve b_i değişkenleri, i kapısına gelen ve yansıyan dalga büyüklükleri olup bu kapıdaki akım ve gerilim cinsinden şu şekilde tanımlanırlar:

$$a_i = \frac{1}{2} \left(\frac{V_i}{\sqrt{R_i}} + I_i \sqrt{R_i} \right), \quad b_i = \frac{1}{2} \left(\frac{V_i}{\sqrt{R_i}} - I_i \sqrt{R_i} \right). \quad (2.1.1)$$

a_i , i kapısı için normalize edilmiş gelen dalga, b_i normalize edilmiş yansıyan dalga, $\frac{V_i}{\sqrt{R_i}}$ ve $I_i \sqrt{R_i}$ ise sırasıyla normalize edilmiş gerilim ve akım değişkenleridir [24]. N

iki kapılısında saçılma matrisi S olmak üzere, normalize gelen dalga ile normalize yansıyan dalga arasındaki ilişki

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad b = S a \quad (2.1.2)$$

şeklindedir. S matrisinin elemanları S_{ij} , saçılma parametreleri olarak adlandırılırlar. (2.1.1) ile tanımlanan a_i ve b_i büyüklükleri incelenirse $|a_i|^2$ ve $|b_i|^2$, nin normalize güç ifadeleri olduğu görülür.

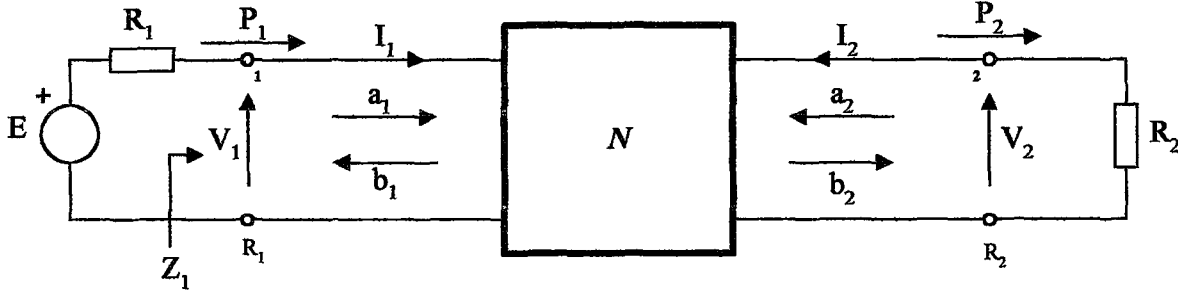
(2.1.2)'den kolayca aşağıdaki ifadeleri bulabiliriz.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}, \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.1.3a)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}, \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.1.3b)$$

Burada $a_i = 0$, i kapısının, R_i normalizasyon sayısına eşdeğer bir direnç ile sonlandırılmış olması demektir. S_{11} ve S_{22} , sırayla, iki kapılının giriş ve çıkış yansıma katsayıları, S_{21} ve S_{12} ise kapılar arasında ileri ve geri yöndeki iletim katsayıları olarak

adlandırılırlar. Şekil 2.1.2’de gösterildiği gibi, birinci kapının giriş empedansı Z_1 olup, ikinci kapı R_2 yük empedansı ile sonlandırılmış olsun.



Şekil 2.1.2 Çift yönlü sonlandırılmış iki kapılı

Şekil 2.1.2’de, birinci kapıdan görülen Z_1 empedansı, ikinci kapının normalizasyon sayısına eşit bir empedans ile sonlandırıldığında görülen giriş empedansı olup, birinci kapıda $V_1=Z_1 I_1$ şeklinde bir akım gerilim ilişkisi vardır ($a_2=0$). Bu durumda S_{11} parametresi için (2.1.4)’teki ifade elde edilir:

$$S_{11} = \frac{Z_1 - R_1}{Z_1 + R_1} \quad (2.1.4)$$

Bu ifade iki kapılılarda giriş yansıma katsayısı ile giriş empedansı arasındaki temel bağıntıdır. Benzer şekilde S_{21} iletim katsayısı için de

$$S_{21} = 2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \frac{V_2}{E} \quad (2.1.5)$$

bağıntısını türetebiliriz. S_{21} ’in genliğinin karesi, iki kapılı devredeki güçlerin oranı olup, transfer güç kazancı (transducer power gain) adını alır.

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{4} \frac{|V_2|^2 / R_2}{|E|^2 / R_1} = \frac{P_2}{P_A} \quad (2.1.6)$$

Burada P_2 ikinci kapının çıkış gücü, P_{A_1} ise birinci kapıya gelen gücü göstermektedir. Benzer ifadeler, S_{22} çıkış yansıma katsayısı ve S_{12} ters yöndeki transmisyon katsayısı için de aynı yaklaşımlarla çıkartılabilir.

İki kapılılarda kayıpsızlık ve güç ilişkileri, saçılma parametrelerine göre incelenirse, Şekil 2.1.2' den de görülebileceği gibi $|a_1|^2$, iki kapılı devrede birinci kapının gücünü gösterir. Birinci kapı için bu ifadeyi yazarsak,

$$|a_1|^2 = \frac{|E|^2}{4R_1} = P_{A_1} \quad (2.1.7)$$

şeklinde E kaynağından iki kapılına girişine uygulanan gücü buluruz. Aynı kapı için $|b_1|^2$ ise, birinci kapıdan yansıyan güç ifadesidir.

Birinci kapıdan iki kapılıya giren reel net güç,

$$P_1 = \text{Re} (V_1 I_1^*) \quad (2.1.8)$$

olarak tanımlanır. Buradaki üst yıldız işareti kompleks eşleniği gösterir. (2.1.1)'de verilen tanımları kullanarak,

$$P_1 = \text{Re} \{ (a_1 + b_1)(a_1^* - b_1^*) \} = |a_1|^2 - |b_1|^2 \quad (2.1.9)$$

olduğunu görebiliriz. Yani birinci kapıdan iki kapılıya giren reel net güç, gelen ve kapıdan yansıyan güçlerin farkına eşittir. Aynı tanımlamalar ikinci kapı için de geçerlidir. Genel bir ifadeyle iki kapılıda harcanan toplam güç ifadesi P_d , gelen ve yansıyan güçlerin farkı şeklinde aşağıdaki gibi tanımlanır [24]:

$$P_d = \sum_{i=1}^2 a_i a_i^* - \sum_{i=1}^2 b_i b_i^* \quad (2.1.10)$$

(2.1.2)' deki tanımları (2.1.10)'da yerine koyarsak,

$$P_d = a^{*T} [I - S^{*T} S] a \quad (2.1.11)$$

güç farkı ifadesini saçılma parametreleri cinsinden belirlemiş oluruz. Burada I birim matris, *T ise kompleks eşleniğin devriği (transpoze) anlamına gelir. Pasif iki kapılılar için harcanan güç P_d , $\text{Re}\{p\} \geq 0$ için daima pozitifdir ($p = \sigma + j\omega$ kompleks frekans değişkenidir.). Öyleyse $\text{Re}\{p\} \geq 0$ şartı için, $[I - S^{*T} S]$ matrisi pozitif tanımlıdır. Bu da bizi, S matrisinin sınırlı reel bir matris olduğu sonucuna ulaştırır [24]. Bilindiği gibi, iki kapılı kayıpsız olduğundan, $\text{Re}\{p\} = 0$ için iki kapılıda harcanan güç sıfır olur.

$$S^{*T} S = I \quad \text{Re}\{p\} = 0 \quad (2.1.12)$$

Bu nedenle kayıpsız iki kapılının saçılma matrisi imajiner eksen üzerinde birimsel (unitary) dir. Ayrıca bu özellik analitik süreklilik özelliğinden dolayı bütün p düzlemi boyunca da geçerlidir [24]. Yani bütün p değerleri için,

$$S^{*T} S = I \quad (2.1.13)$$

dır. Burada alt yıldız işareti $S^* = S^*(-p^*)$ yi ifade eder. Bu durumda direnç ile sonlandırılmış kayıpsız iki kapılı için saçılma matrisi “birimsel” (paraunitary) olarak adlandırılır.

“Birimsellik” özelliği saçılma matrisi elemanları arasında, aşağıdaki şekilde ifade edilen temel ikişkiyi kurar.

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* = 1 \quad (2.1.14a)$$

$$S_{22}S_{22}^* + S_{12}S_{12}^* = 1 \quad (2.1.14b)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0 \quad (2.1.14c)$$

$$S_{22}S_{21}^* + S_{12}S_{11}^* = 0 \quad 2.1.14d)$$

Bu eşitliklerden görülebileceği gibi,

$$S_{11}S_{11}^* = S_{22}S_{22}^*, \quad S_{12}S_{12}^* = S_{21}S_{21}^* \quad (2.1.15)$$

dir. Bu ifadeler, yansıma ve iletim katsayılarının genliklerinin “birim sınırlı” olduklarını gösterir, yani $p = j\omega$ için $|S_{ij}| \leq 1$ olur.

Özet olarak, kayıpsız bir iki kapılının saçılma matrisi aşağıdaki temel özellikleri gösterir:

1. Bütün p değerleri için S matrisinin elemanları reel ve rasyoneldir.
2. $\text{Re}\{p\} \geq 0$ iken S analitiktir.
3. Her p için $S^{*T} S$ birimseldir ($S^{*T} S = I$).
4. Eğer S matrisi simetrik ise ($S_{12} = S_{21}$) kayıpsız iki kapılı karşılıklıdır (reciprocal).

Direnç ile sonlandırılmış bir iki kapılının, giriş yansıma katsayısı ile empedansı arasındaki temel ilişki ve özellikler ise şu şekilde özetlenebilir:

- Eğer

1. p 'nin reel değerleri için $S_1(p)$ reel ise,
 2. $\text{Re}\{p\} > 0$ iken $S_1(p)$ analitik ise,
 3. $\forall \omega$ için $|S_1(j\omega)| \leq 1$ ise
- $S_1(p)$ sınırlı reeldir denir.

- Direnç ile sonlandırılmış bir iki kapılıda giriş empedansı,

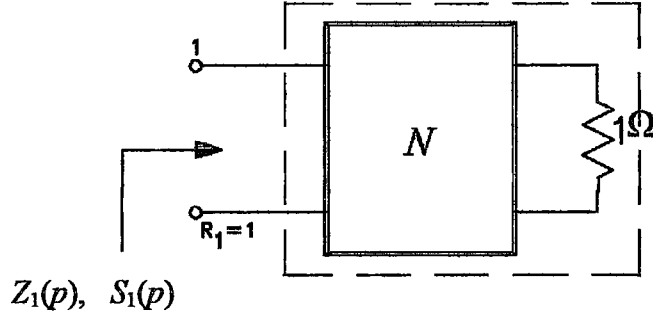
$$Z_1(p) = \frac{1 + S_1(p)}{1 - S_1(p)} \quad (2.1.16)$$

ile verilip,

1. Bütün p değerleri için $Z_1(p)$ reel
2. $\text{Re}\{p\} > 0$ için $\text{Re} Z_1(p) > 0$ ise,

$Z_1(p)$ pozitif reel bir fonksiyondur denir.

- Pozitif reel rasyonel bir empedans fonksiyonu (veya sınırlı reel yansıma fonksiyonu) Şekil 2.1.3' teki gibi pozitif dirençle sonlandırılmış kayıpsız bir iki kapılı olarak gerçekleştirilebilir [4,24].



Şekil 2.1.3 Pozitif reel empedans fonksiyonunun Darlington gösterimi

2.1.1. Saçılma Transfer Matrisi

Ardarda bağlanmış (cascaded) diki kapılılardan oluşan iki kapılı bir devreyi transfer matrisi ile tanımlamak, saçılma matrisi ile tanımlamaktan daha elverişlidir. (2.1.2)'deki saçılma ifadelerindeki a_i ve b_i kapı değişkenlerini birinci kapı ile ikinci kapı arasındaki ilişkileri verecek şekilde yeniden düzenlersek T saçılma matrisini aşağıdaki gibi elde ederiz:

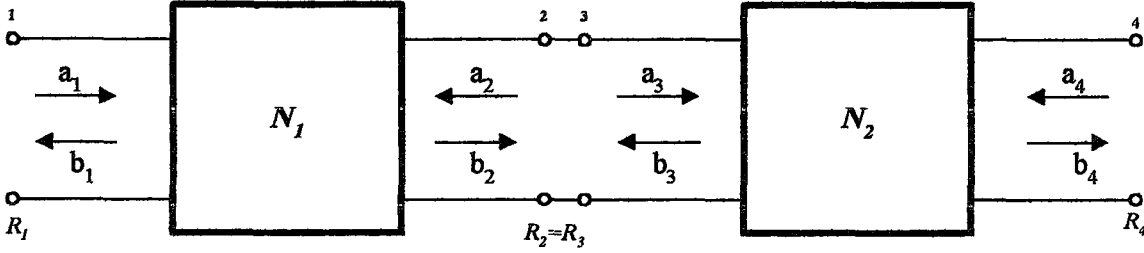
$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad T = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \quad (2.1.17)$$

Transfer matrisinin T_{ij} eleman değerleri ile saçılma parametreleri arasındaki ilişki, aşağıda tanımlandığı şekildedir:

$$T_{11} = -\frac{\det S}{S_{21}} \quad T_{21} = -\frac{S_{22}}{S_{21}} \quad T_{12} = \frac{S_{11}}{S_{21}} \quad T_{22} = \frac{1}{S_{21}} \quad (2.1.18)$$

Burada $\det S$ saçılma matrisinin determinantını gösterir.

Kayıpsız iki kapılı devrelerde, saçılma transfer matrisinin elemanları rasyonel fonksiyonlar olup eğer iki kapılı devre karşılıklı ise, yani $S_{12}=S_{21}$ ise $\det T=1$ 'dir.



Şekil 2.1.4 Ardışıl bağlı iki kapılılardan oluşan devrede parametrelerin tanıtımı

Şekil 2.1.4'de ardışıl bağlı bir devredeki parametreler tanımlanmıştır. Her kapıda aynı normalizasyon yapılacak olunursa ($R_2=R_3$), birinci kapının çıkışı ile ikinci kapının girişi çakıştığından ($a_2=b_3$, $b_2=a_3$), ardışıl devrenin transfer matrisi, her bir iki kapılı devrenin transfer matrislerinin çarpımına eşit olacaktır ($T=T_1T_2$). Böylece ardışıl bağlı iki kapılılardan oluşan devrenin saçılma parametreleri de kolayca bulunabilir.

2.1.2. Saçılma Matrisinin Kanonik Gösterimi (Belevitch Formu)

Saçılma matrisinin üç kanonik polinom cinsinden gösterimi Belevitch tarafından yapılmıştır [24]. Kayıpsız bir iki kapılı için saçılma matrisinin kanonik formda gösterimi şu şekildedir:

$$S = \frac{1}{g} \begin{pmatrix} h & \sigma f_* \\ f & -\sigma h_* \end{pmatrix} \quad (2.1.19)$$

Burada f_* reel fonksiyonun eşleniğini göstermektedir ($f_* = f(-p)$). f , h ve g kanonik polinomları aşağıdaki özelliklere sahiptir:

- $f = f(p)$, $h = h(p)$ ve $g = g(p)$ polinomları, p kompleks frekansına bağlı reel polinomlardır.

- g polinomu kesin Hurwitz bir polinomdur.
- f moniktir. Yani en yüksek dereceli teriminin katsayısı birdir.
- f, h, g polinomları arasında,

$$gg^* = hh^* + ff^* \quad (2.1.20)$$

şeklinde bir ilişki vardır. Bu ilişki (2.1.14) te verilen birimsellik özelliğine karşı gelmekte olup, “kayıpsızlık koşulu “ olarak adlandırılır [24].

İki kapılı karşılıklı ise, f tek veya çift bir polinomudur. Bu durumda f çift ise $\sigma = +1$, eğer f tek ise $\sigma = -1$ değerini alır. Kayıpsız karşılıklı bir iki kapılı devrede ($S_{12}=S_{21}$),

$$\sigma = f^*/f = \pm 1 \quad (2.1.21)$$

olup (2.1.20)’deki kayıpsızlık koşulu,

$$gg^* = hh^* + \sigma f^2 \quad (2.1.22)$$

şeklinde yazılabilir [2]. (2.1.20)’den $p = j\omega$ için,

$$|h| \leq |g| \quad |f| \leq |g| \quad (2.1.23)$$

elde edilir. Buradan aşağıdaki derece eşitsizliklerine geçilebilir.

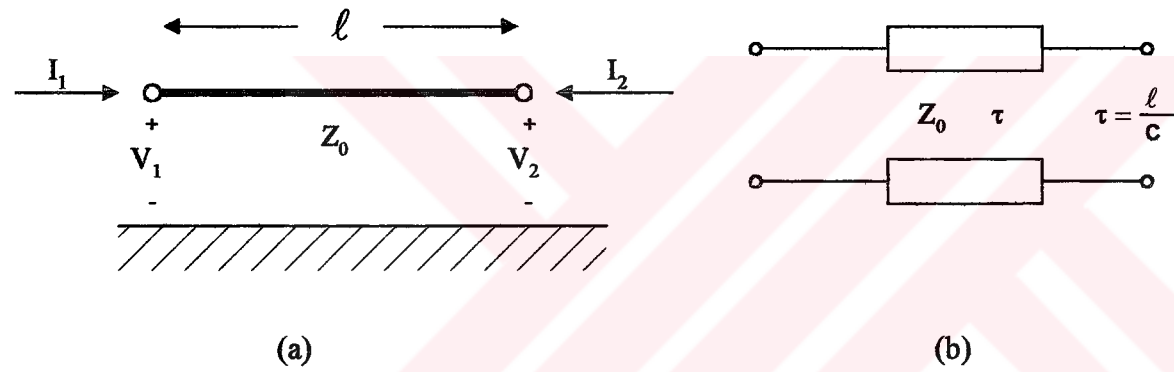
$$\deg \{h\} \leq \deg \{g\} , \quad \deg \{f\} \leq \deg \{g\} , \quad (2.1.24)$$

“deg” ile polinomun derecesi gösterilmektedir. ($\deg\{g\} - \deg\{f\}$) farkı, sonsuzdaki transmisyon sıfırlarının sayısını göstermekte ve g polinomunun derecesi, kayıpsız iki kapılının derecesini belirlemektedir.

2.2. Orantılı Uzunluklu Hatlardan (Commensurate lines) Oluşan Dağılmış Parametrelili Devreler

Mikrodalga frekanslarında, klasik toplu devre elemanlarını gerçekleştirme (realization) problemi nedeniyle transmisyon hatlarından oluşan dağılmış parametrelili devrelere ihtiyaç duyulmaktadır. Öte yandan, transmisyon hatları ile dağılmış parametrelili devre tasarımı literatürde yerleşmiş bir konudur.

Dağılmış parametrelili devre sentezinde yaklaşımlar, standart uzunluktaki transmisyon hatlarından oluşan yapılarla yapılır. Standart uzunluklu transmisyon hattına birim eleman (unit element, UE) denir [27].



Şekil 2.2.1 (a) Birim eleman (UE)

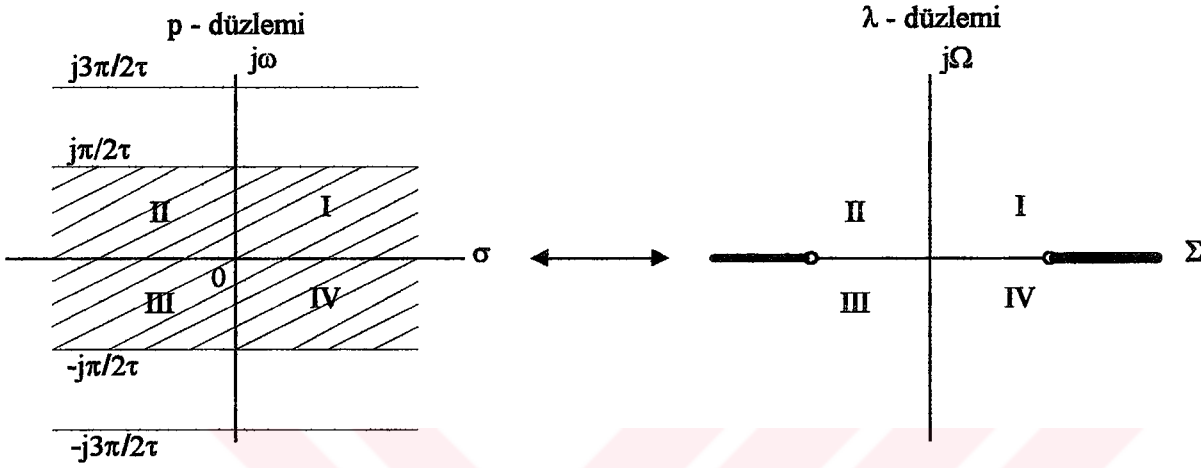
(b) Birim elemanın (UE) sembolik gösterimi

Richards, çoğu mikrodalga filtreleri ve uyumlaştırma devrelerini, ideal birim elemanlar (UEs) şeklinde orantılı uzunluklu sonlu transmisyon hatlarıyla modellemiştir [28]. Orantılı uzunluklu hatlarda (commensurate lines), devredeki tüm hatların uzunlukları birim elemanın (UE) uzunluğu L 'nin katları şeklindedir. Richards,

$$\lambda = \tanh p\tau \quad (2.2.1)$$

dönüşümü kullanarak eşit uzunluklu transmisyon hatlarından oluşan (commensurate lines) dağılmış parametreli devrelerin, toplu elemanlı devrelere uygulanan analiz ve sentez yöntemleri ile incelenebileceğini göstermiştir [28,29]. Burada τ , eşit uzunluklu

transmisyon hattının tek yönlü gecikmesi, p , $p=\sigma + j\omega$ şeklindeki kompleks frekans değişkeni ve λ , ($\lambda = \Sigma + j\Omega$) Richards değişkenini göstermektedir. $\lambda = \tanh p\tau$ şeklinde p düzleminde λ düzlemine olan dönüşüm birebir değildir, fakat periyodiktir. Bu dönüşümün bazı özellikleri Şekil 2.2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.2.2 Frekans düzleminde Richards dönüşümü

Şekil 2.2.2’den de görüldüğü gibi $p = \sigma \pm j\pi / (2\tau)$ ile sınırlanmış olan p düzlemi, tüm dönüşüm bilgilerini taşır. p düzleminin sağ ve sol yarı bölgeleri, reel ve imajiner eksenler, λ düzleminde aynı yerlere karşı düşmektedir. $\lambda = j\Omega = j \tan \omega\tau$ şeklini alır ve periyodu

$$-\frac{k\pi}{2\tau} \leq w \leq \frac{k\pi}{2\tau} \quad -\infty \leq \Omega \leq \infty \quad (k=1,2,3,\dots) \quad (2.2.2)$$

şeklindedir. Sonuç olarak eşit uzunluklu transmisyon hatlarından oluşan dağılmış parametrelili devrenin frekans cevabı, w reel frekansına göre periyodiktir. Toplu iki kapılı devrelerin sentezinde uygulanan devre teorileri, orantılı uzunluklu transmisyon hatlı devrelere de (commensurate transmission line networks) aynen uygulanabilir.

Buna göre λ düzleminde, orantılı uzunluklu iletim hatlarından oluşan kayıpsız bir iki kapılı devrenin $S(\lambda)$ saçılma matrisi şu özellikleri göstermek zorundadır [28]:

1. λ reel değerleri için $S(\lambda)$ reel olmalıdır.
2. $\text{Re } \{\lambda\} > 0$ iken $S(\lambda)$ analitiktir.
($\lambda = \pm 1$ 'deki 2. dereceden dallanma noktaları hariç)
3. $\text{Re } \{\lambda\} > 0$ iken $I - S^{*T}(\lambda)S(\lambda)$ pozitifdir. (ya da $\text{Re } \lambda > 0$ ise)
4. Eğer iki kapılı karşılıklı ise $S(\lambda)$ simetriktir. Yani $S_{12}(\lambda) = S_{21}(\lambda)'$ dir.
5. $\text{Re } \{\lambda\} = 0$ iken $S(\lambda)$ birimseldir (unitary). Böylece $S^{*T}(j\Omega)S(j\Omega) = I$ veya $S^T(-\lambda)S(\lambda) = I$ olur. Birimsellik özelliğinden toplu elemanlı devredeki ifadeye benzer şekilde aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* = 1 \quad (2.2.3.a)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0 \quad (2.2.3.b)$$

$$S_{22}S_{21}^* + S_{12}S_{11}^* = 0 \quad (2.2.3.c)$$

$$S_{22}S_{22}^* + S_{12}S_{12}^* = 1 \quad (2.2.3.d)$$

Burada * alt indisi λ 'nın $-\lambda$ ile yer değiştireceği anlamına gelir. Direnç ile sonlandırılmış kayıpsız bir iki kapılıda giriş empedansı

$$Z(\lambda) = \frac{1 + S_{11}(\lambda)}{1 - S_{11}(\lambda)} \quad (2.2.4)$$

olup pozitif reel olduğu garanti edilebilir.

Bölüm 2.1.'de anlatıldığı gibi, kayıpsız bir iki kapılının saçılma matrisi sınırlı reel paraunitary olup özellikleri Bölüm 2.1.2.'de özetlenen f , h ve g kanonik polinomları olarak yazılabilirler. Richards dönüşümünün özelliğine göre, λ düzlemindeki devrelerin S matrisi için de yukarıda tekrarladığımız özellikler aynen geçerlidir. Özellikle, S_{11} ve S_{22} yansıma katsayıları λ düzleminde rasyonel fonksiyonlar olup, sağ yarı düzlemde (RHP) holomorftir¹. Diğer yandan iki kapılıda birim elemanlar ardışıl bağlandığında, pay polinomunda $(1-\lambda^2)^{1/2}$ şeklinde terimler çıkması olasığundan, S_{21} ve S_{12} iletim katsayıları rasyonel olmak zorunda değildir. Ardarda bağlı transmisyon hatlarından oluşan devrelerde, iletim sıfırlarını belirleyen $f(\lambda)$ polinomu aşağıdaki şekildedir:

¹ h ve g polinomları λ düzleminde reel polinomlardır ve g kesin Hurwitz'dir

$$f(\lambda) = f_0(\lambda)(1-\lambda^2)^{u/2} \quad (2.2.5)$$

Burada $f_0(\lambda)$ polinomu reel bir polinomdur. u tamsayısı ise iki kapılının girişi ile çıkışı arasındaki birim eleman sayısını belirler.



3. TOPLU VE DAĞILMIŞ PARAMETRELİ ELEMANLARDAN OLUŞAN KAYIPSIZ İKİ KAPILI DEVRELER

Bu bölümde önce, karma elemanlı olarak tanımladığımız, toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan, iki değişkenli devrelerin temel özellikleri incelenip, iki değişkenli saçılma ve transfer fonksiyonları tanımlanacak, ardından çalışmanın ana konusu olan karma elemanlı simetrik iki kapılı devrelerin tasarımı saçılma parametreleri yaklaşımıyla incelenecektir.

Geniş bantlı uyumlaştırma devrelerinin tasarımı problemi, hibrit veya monolitik mikrodalga entegre devre (MIC) tasarımı teknolojilerinde, uydu haberleşmesi ve geniş bantlı haberleşme sistemlerinde olan hızlı gelişmeler nedeniyle sürekli canlı bir problem olarak kalmıştır. Kazanç-band genişliği teorisi ile başlayıp, sürekli gelişen geniş bantlı uyumlaştırma devreleri tasarımı, 1977'de Carlin'in geliştirdiği "*Reel Frekans Tekniği*"nin uygulanması sonucu her türlü yük için çözülebilir bir problem haline gelmiştir. Nitekim, yalnızca toplu veya dağılmış elemanlardan oluşan uyumlaştırma devrelerinin tasarımı konusu artık literatüre yerleşmiş bir konudur [30-41].

Pratikte, özellikle de mikrodalga entegre devrelerinin (MIC) tasarımında gerçekte ideal toplu ve dağılmış elemanlar olmadığından ciddi problemlerle karşılaşılır. Bir MIC yapının komple tasarımı için bütün fiziksel etkilerin de ayrı ayrı modellenmesi gerekir. Bu durumda karma, yani toplu ve dağılmış elemanlarla devre tasarımı kaçınılmaz bir zorunluluktur. Karma elemanlı yapılar, fiziksel gerçeklemeye uygunluk açısından son derece elverişli devre topolojileridir. Ancak, yalnız toplu veya yalnız dağılmış elemanlarla uyumlaştırma devre tasarımlarındaki gibi genel bir teori, karma elemanlı yapılar için mevcut değildir. Klasik toplu elemanlı devre teorisindeki bazı kavramlar, karma elemanlı iki kapılı devre teorisinin sınırlı bir alt kümesine uyarlanmış olup, henüz her devre yapısı için geliştirilememiştir. Sınırlı karma elemanlı iki kapılı devre yapılarının, fiziksel gerçekleştirilebilirliği için iki değişkenli devre fonksiyonları ve

bazı sentez yöntemleri Youla, Rhodes, Marston [6,7,8], Scanlan, Baher, [42] ve Rieder, Weinberg [43] tarafından geliştirilmiştir.

Gerçekte toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan iki kapılı devrelerin tanımlanması problemi, p ve λ kompleks frekans değişkenleri arasındaki hiperbolik ilişki nedeniyle tek değişkenli olarak tanımlanabilir. Ancak tek değişkenli yaklaşımın kompleksliği bu yoldan gitmeyi son derece sınırlamıştır. Bu nedenle, p ve λ ayrı ayrı bağımsız değişkenler olarak kabul edilebilir. Geniş bantlı uyumlaştırma problemini çözmeye yönelik, toplu ve dağılmış (birim) elemanlarla oluşturulan alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant söndüren sınırlı topolojik karma elemanlı devre yapıları için, Yarman, Aksen ve Sertbaş tarafından, iki değişkenli saçılma polinomları katsayılarının açık çözümlerinin (explicit) elde edilmesine dayanan önemli katkılar yapılmıştır [15-23].

Sınırlı karma elemanlı devrelere ait topolojik özelliklerin elde edilmesi, iki değişkenli yaklaşımda karşımıza çıkan doğrusal olmayan denklemlerin çözümünde gerekli ilave kısıtlamaları sağladığı için son derece önemlidir. Bu nedenle iki değişkenli devre yapılarının çözümü, belirli yapılar seçilerek yapılmıştır. Bu çalışmada ise, simetrik devre yapıları seçilerek iki değişkenli uyumlaştırma probleminin sınırları ve uygulama alanları bir derece daha genişletilecektir.

3.1. Karma Elemanlı Kayıpsız İki Kapılı Devrelerde Saçılma Parametreleri

Basit toplu elemanlı ve orantılı uzunluklu dağılmış elemanlı yapıların ard arda bağlanması ile oluşturulan ve “ardışıl karma elemanlı iki kapılı” olarak adlandırılan kayıpsız iki kapılılar, kompleks frekans değişkenleri p ve λ 'nın fonksiyonu olan iki değişkenli saçılma parametreleri ile tanımlanabilirler. Ardışıl karma elemanlı iki kapılı yapıda saçılma matrisini $S=S(p,\lambda)$, saçılma transfer matrisini de $T=T(p,\lambda)$ ile gösterelim. $S(p,\lambda)$ ve $T(p,\lambda)$ matrisleri, iki değişkenli olarak tanımlanan kanonik polinomlar $f = f(p, \lambda)$, $h = h(p, \lambda)$, $g = g(p, \lambda)$, cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilebilir[9]:

$$S = \frac{1}{g} \begin{pmatrix} h & \sigma f_* \\ f & -\sigma h_* \end{pmatrix}, \quad T = \frac{1}{f} \begin{pmatrix} \sigma g_* & h \\ \sigma h_* & g \end{pmatrix} \quad (3.1.1)$$

burada, * indisi, iki değişkenli fonksiyonun $g_* = g(-p, -\lambda)$ olarak tanımlanan parakonjugesini göstermektedir.

Gerçeklenebilir karma elemanlı devre yapıları için kanonik polinomların sağlanması gereken özellikler aşağıda verilmiştir:

- f, h ve g, p ve λ kompleks frekans değişkenine bağlı reel polinomlardır.
- $g(p, \lambda)$ 'saçılma Hurwitz' polinomudur [9,10,13]. Yani;
 1. $\text{Re}\{p, \lambda\} > 0$ için $g(p, \lambda) \neq 0$,
 2. $g(p, \lambda)$, parakonjugesi olan $g(-p, -\lambda)$ ile ortak bir çarpanı yoktur.
- $f(p, \lambda)$ monic bir polinomdur. Yani en yüksek dereceli katsayısı 1'dir. σ ise modüler olmayan bir sabittir ($|\sigma| = 1$).
- f, h ve g polinomları (3.1.2)'de verilen kayıpsızlık denklemi uyarınca birbirleri ile ilişkilidir.

$$g g_* = h h_* + f f_* \quad (3.1.2)$$

- Eğer ardışıl karma elemanlı iki kapılı devrede birim eleman (UE) varsa f polinomu,

$$f(p, \lambda) = f_0(p, \lambda) (1 - \lambda^2)^{u/2} \quad (3.1.3)$$

ile tanımlanır. Burada u , yapıdaki birim eleman sayısını göstermektedir.

3.1.1. İki Değişkenli Kanonik Polinomların Matrisel Gösterimi

Bölüm 3.1'deki koşulları sağlayan herhangi bir saçılma matrisinin, fiziksel olarak gerçekleştirilebilir kayıpsız bir iki kapılıya karşı geleceği [44,45]'de gösterilmiştir. Ancak ardışıl bağlı, karma elemanlı kayıpsız bir iki kapılının gerçekleştirilebilirliğini garanti etmek için saçılma matrisi, dolayısıyla kanonik polinomların bazı ilave şartları da sağlaması gereklidir. Bu ilave şartları incelemek için kanonik polinomlar aşağıdaki gibi matrisel formda tanımlanabilir.

İki değişkenli $g(p, \lambda)$, $h(p, \lambda)$ polinomları katsayı formunda aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$g(p, \lambda) = \sum_{i=0}^{n_p} \sum_{j=0}^{n_\lambda} g_{ij} p^i \lambda^j, \quad h(p, \lambda) = \sum_{i=0}^{n_p} \sum_{j=0}^{n_\lambda} h_{ij} p^i \lambda^j \quad (3.1.4)$$

burada, n_p ve n_λ sırasıyla p ve λ değişkenlerine göre, $g(p, \lambda)$ 'nın kısmi dereceleridir. (3.1.4)'teki katsayılar formu, tek değişkenli olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$g(p, \lambda) = \sum_{i=1}^{n_p} g_i(\lambda) p^i = \sum_{i=1}^{n_\lambda} g_i(p) \lambda^i, \quad h(p, \lambda) = \sum_{i=1}^{n_p} h_i(\lambda) p^i = \sum_{i=1}^{n_\lambda} h_i(p) \lambda^i \quad (3.1.5)$$

Bu iki değişkenli polinomları bir başka gösterim şekli olan matrisel formda ise aşağıdaki şekilde gösterebiliriz:

$$g(p, \lambda) = p^T \Lambda_G \lambda = \lambda^T \Lambda_G^T p, \quad h(p, \lambda) = p^T \Lambda_H \lambda = \lambda^T \Lambda_H^T p, \quad (3.1.6)$$

Burada,

$$p^T = [1 \ p \ p^2 \ \dots \ p^n], \quad \lambda^T = [1 \ \lambda \ \lambda^2 \ \dots \ \lambda^n] \quad (3.1.7)$$

Λ_G ve Λ_H , katsayılar matrisi olarak adlandırılıp, $[(n_p+1) \times (n_\lambda+1)]$ (gösterime göre $[(n_\lambda+1) \times (n_p+1)]$) boyutlu matrislerdir. İki değişkenli polinomların katsayı matrislerini aşağıdaki şekilde tanımlayabiliriz:

$$\Lambda_G = \begin{bmatrix} g_{00} & g_{01} & \cdots & g_{0n_\lambda} \\ g_{10} & g_{11} & \cdots & g_{1n_\lambda} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n_p 0} & g_{n_p 1} & \cdots & g_{n_p n_\lambda} \end{bmatrix}, \quad \Lambda_H = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & \cdots & h_{0n_\lambda} \\ h_{10} & h_{11} & \cdots & h_{1n_\lambda} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_p 0} & h_{n_p 1} & \cdots & h_{n_p n_\lambda} \end{bmatrix} \quad (3.1.8)$$

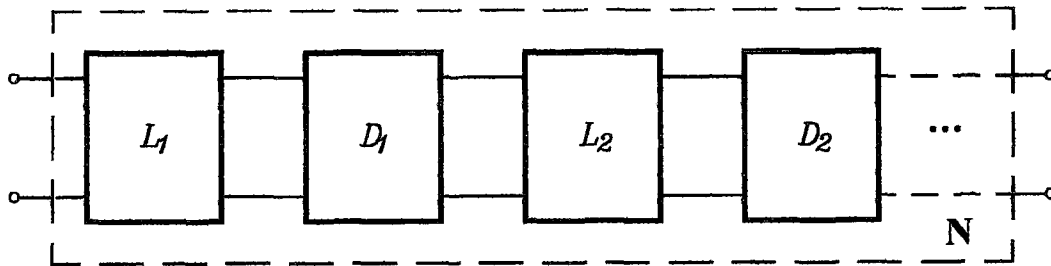
n_p ve n_λ kısmi dereceleri ile tanımlanan iki değişkenli $g(p, \lambda)$ polinomunun toplam derecesi

$$n = \text{Max}_{g_{ij} \neq 0} \{i+j\} \quad i=0,1,\dots,n_p, \quad j=0,1,\dots,n_\lambda \quad (3.1.9)$$

ile tanımlıdır.

3.2. Karma Elemanlı Kayıpsız İki Kapılı Devrelerde Saçılma Transfer Matrisi

Toplu ve dağılmış elemanların arka arkaya (cascaded) bağlanmış olduğu kayıpsız iki kapılı devrelerin analizinde saçılma transfer matrisini kullanmak daha avantajlıdır. Kayıpsız bir iki kapılı devreyi oluşturan herbir devre elemanını ayrı ayrı iki kapılılar şeklinde düşünecek olursak, devrenin tamamının saçılma transfer matrisi, herbir iki kapılının saçılma transfer matrislerinin arka arkaya çarpımına eşittir ($T=T_1.T_2.T_3.\dots$).



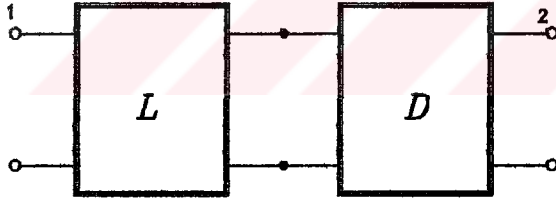
Şekil 3.2.1 Ardışıl bağlı toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan devre yapısı

Şekil 3.2.1’de gösterildiği gibi, toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan, iki değişkenli kayıpsız bir N iki kapılı devresinde saçılma transfer matrisi $T=T(p,\lambda)$, kanonik polinomlar cinsinden aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$T(p,\lambda) = \frac{1}{f(p,\lambda)} \begin{bmatrix} \sigma g(-p,-\lambda) & h(p,\lambda) \\ \sigma h(-p,-\lambda) & g(p,\lambda) \end{bmatrix} \quad (3.2.1)$$

Arka arkaya bağlanan, biri toplu elemanlı diğeri dağılmış elemanlı olan iki iki-kapılı devreyi inceleyelim (Şekil 3.2.2). Dağılmış elemanlı iki kapılı devre birim elemanların zincir şeklinde bağlanmasından oluşsun. Toplu elemanlı iki kapılı yapının ise karşılıklı özelliğini sağladığını kabul edelim. L ve D ile göstereceğimiz toplu ve dağılmış elemanlı yapıların transfer matrisleri aşağıdaki formda tanımlanırlar:

$$T_L = \frac{1}{f_L} \begin{pmatrix} \sigma_L g_{L^*} & h_L \\ \sigma_L h_{L^*} & g_L \end{pmatrix} \quad T_D = \frac{1}{f_D} \begin{pmatrix} g_{D^*} & h_D \\ h_{D^*} & g_D \end{pmatrix} \quad (3.2.2)$$



Şekil 3.2.2 Arka arkaya bağlanmış toplu ve dağılmış elemanlı iki kapılı

Burada * indisi fonksiyonun parakonjugesini gösterir. İfadelerdeki $\{f_L, h_L, g_L\}$ ve $\{f_D, h_D, g_D\}$ sırasıyla, toplu ve dağılmış elemanlı devreleri tanımlayan, p ve λ kompleks frekans değişkenlerine bağlı reel polinomlardır. Aralarında kayıpsızlık koşulu olarak bilinen ve aşağıdaki şekilde ifade edilen bir ilişki vardır:

$$\begin{aligned} g_L g_{L^*} &= h_L h_{L^*} + f_L f_{L^*} \\ g_D g_{D^*} &= h_D h_{D^*} + f_D f_{D^*} \end{aligned} \quad (3.2.3)$$

burada g_L ve g_D kesin Hurwitz polinomlardır.

Dağılmış elemanlı D iki kapılısının birim elemanlardan (UEs) oluştuğunu kabul ettiğimizden f_D polinomu $f_D = (1 - \lambda^2)^{n_L/2}$ olarak tanımlanır. n_L , D iki kapılısındaki birim eleman sayısıdır. Bu durumda g_D polinomunun, dolayısıyla h_D polinomunun dereceleri n_L 'ya eşittir.

Karşılıklı toplu elemanlı iki kapılı için f_L, p 'nin tek veya çift bir polinomudur. Bu durumda $\sigma_L = f_L^*/f_L = (-1)^q$ olup, L alçak geçiren bir yapı olursa 1'dir. (q , iki kapılının dc'deki iletim sıfırlarının sayısıdır.)

Şekil 3.2.1'deki ardışıl iki kapılının saçılma transfer matrisi T , her bir yapının transfer matrislerinin çarpımına eşit olup ($T = T_L T_D$) aşağıdaki formdadır:

$$T = \frac{1}{f} \begin{pmatrix} \sigma g_* & h \\ \sigma h_* & g \end{pmatrix}$$

Burada

$$\begin{aligned} f &= f_L f_D = f_L (1 - \lambda^2)^{n_L/2} & \sigma &= \sigma_L = \pm 1 \\ g &= g_L g_D + \sigma_L h_L^* h_D \\ h &= h_L g_D + \sigma_L g_L^* h_D \end{aligned} \quad (3.2.4)$$

burada * indisi parakonjuge olup iki değişkenli bir fonksiyonda $g_* = g(-p, -\lambda)$ şeklindedir. İki değişkenli yapıların saçılma parametrelerinin tanımından da hatırlanacağı gibi karma elemanlı iki değişkenli N devresinde g , saçılma Hurwitz bir polinom olmak zorundadır [49].

Şekil 3.2.1'deki gibi ardışıl bağlı karma elemanlı kayıpsız bir iki kapılı devrenin saçılma transfer matrisi ise ard arda her birinin transfer matrislerini çarparak bulunabileceği gibi, (3.2.4)'ifadesindeki polinom eşitliklerinin ardışıl ifadesinden de

bulunabilir. k tane basit iki kapılı yapının ardışıl bağlanması ile oluşturulan ardışıl iki kapılı devre için (3.2.4)'deki ifadelerin genelleştirilmiş formunu (3.2.5)'deki gibi türetebiliriz.

$$\begin{aligned} f^{(k)} &= f^{(k-1)} f_k \\ g^{(k)} &= g^{(k-1)} g_k + \sigma^{(k-1)} h_*^{(k-1)} h_k \\ h^{(k)} &= h^{(k-1)} g_k + \sigma^{(k-1)} g_*^{(k-1)} h_k \end{aligned} \quad (3.2.5)$$

Burada $(k-1)$ üst indisi bir önceki ardışıl bağlı yapıyı, (k) alt indisi ise son yapıyı gösterir. $\{f^{(k)}, g^{(k)}, h^{(k)}\}$ polinomları, p ve λ kompleks değişkenlerinde reel polinomlar olup (3.2.3)'deki ilişkiyi sağlarlar. Ancak $g^{(k)}$ polinomu, ardışıl yapılar arasında olabilecek muhtemel ortak çarpanlardan dolayı saçılma Hurwitz olmayabilir.

3.2.1. Ardışıl Basit Devre Yapılarının Transfer Fonksiyonları

Dağılmış parametrelili iki kapılı devrenin (D_i) yalnız bir birim elemandan, toplu elemanlı devrenin de (L_i) alçak geçiren devre yapılarından oluştuğu (seri L veya paralel C) iki kapılı karma elemanlı devreyi ele alalım (Şekil 3.2.3). Ardışıl hesaplama algoritmasına uyarlanabilecek formda, her bir yapının saçılma transfer matrisleri aşağıdaki şekilde tanımlanırlar.

- **Alçak Geçiren Basit Toplu Elemanlı Yapılar:** Birinci dereceden alçak geçiren toplu elemanlı yapıların polinom formu:

$$\begin{aligned} f &= 1, & g &= 1 + g_1 p, & h &= h_1 p \\ g_1 &> 0 & h_1 &= \mu g_1 & \mu &= \pm 1 \end{aligned} \quad (3.2.6)$$

Burada seri endüktans için $\mu = +1$ olup $h_1 = g_1 = L/2$ 'dir. $\mu = -1$ ise, paralel kapasitansı tanımlayıp $h_1 = g_1 = -C/2$ 'dir. Saçılma transfer matrisleri ise $\{f, h, g\}$ polinomlarının (3.2.1)'de yerine konması ile aşağıdaki şekilde elde edilirler.

Seri Enduktans:

$$\mu=+1$$

$$f=1$$

$$g=1+(L/2) p$$

$$h=(L/2) p$$

$$T_L = \begin{bmatrix} 1 - \frac{L}{2}p & \frac{L}{2}p \\ -\frac{L}{2}p & 1 + \frac{L}{2}p \end{bmatrix}$$

Paralel Kapasitans:

$$\mu=-1$$

$$f=1$$

$$g=1 - (C/2) p$$

$$h= - (C/2) p$$

$$T_C = \begin{bmatrix} 1 - \frac{C}{2}p & -\frac{C}{2}p \\ \frac{C}{2}p & 1 + \frac{C}{2}p \end{bmatrix}$$

- **Birim Eleman (UE) :** Birim elemanı tanımlayan polinomlar aşağıdaki şekilde ifade edilirler:

$$\begin{aligned} f &= (1 - \lambda^2)^{1/2} & g &= 1 + g_1 \lambda & h &= h_1 \lambda & (3.2.7) \\ g_1^2 &= 1 + h_1^2 & g_1 &> |h_1| \end{aligned}$$

Birim elemanın karakteristik empedansı,

$$Z_0 = g_1 + h_1 = 1/(g_1 - h_1) > 0$$

dır. Veya,

$$h_1 = \frac{Z_0^2 - 1}{2Z_0} \quad g_1 = \frac{Z_0^2 + 1}{2Z_0} \quad (3.2.8)$$

Buradan h ve g polinomları ile saçılma transfer matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned}
g &= 1 + \frac{Z_0^2 + 1}{2Z_0} \lambda \\
h &= 1 + \frac{Z_0^2 - 1}{2Z_0} \lambda
\end{aligned}
\quad T_{UE} = \frac{1}{\sqrt{1 - \lambda^2}} \begin{bmatrix} -\frac{(Z_0^2 + 1)\lambda + 2Z_0}{2Z_0} & \frac{(Z_0^2 - 1)\lambda}{2Z_0} \\ -\frac{(Z_0^2 - 1)\lambda}{2Z_0} & \frac{(Z_0^2 + 1)\lambda + 2Z_0}{2Z_0} \end{bmatrix}$$

Bu tanımlanmalara göre herhangi bir sırada k. dereceden ardışıl bağlanmış iki değişkenli iki kapılı bir devre için kanonik polinomlar aşağıdaki ardışıl ifadelerle türetilir.

$$f^{(k)}(p, \lambda) = (1 - \lambda^2)^{n_k/2}$$

$$g^{(k)}(p, \lambda) = \sum_{i=0}^{n_p} g_i^{(k)}(\lambda) p^i \quad (3.2.9)$$

$$h^{(k)}(p, \lambda) = \sum_{i=0}^{n_p} h_i^{(k)}(\lambda) p^i$$

3.3. Karma Elemanlı Simetrik Devrelerin Saçılma Parametreleri

Alçak geçiren elemanlarla (seri L veya paralel C), birim elemanın değişik sıralarda (toplu eleman-dağılmış eleman-toplu eleman-... sıralaması zorunlu değildir) arka arkaya bağlanması ile oluşturulan iki değişkenli simetrik iki kapılı devrelerde, p ve λ kompleks frekans değişkenleri cinsinden $S=S(p, \lambda)$ saçılma matrisinin $f=f(p, \lambda)$, $h=h(p, \lambda)$, $g=g(p, \lambda)$ iki değişkenli kanonik polinomları ile gösterimi aşağıdaki şekildedir:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$$

Burada;

$$S_{11} = \frac{h(p, \lambda)}{g(p, \lambda)} \quad S_{12} = \sigma \frac{f(-p, -\lambda)}{g(p, \lambda)} \quad (3.3.1a)$$

$$S_{21} = \frac{f(p, \lambda)}{g(p, \lambda)} \quad S_{22} = -\sigma \frac{h(-p, -\lambda)}{g(p, \lambda)} \quad (3.3.1b)$$

Simetrik devrelerde $S_{11}(p, \lambda) = S_{22}(p, \lambda)$ olduğundan $h(-p, -\lambda) = -\sigma h(p, \lambda)$ olup, $h(p, \lambda)$ tek veya çift bir polinomdur. $h(p, \lambda)$ 'nın tek veya çift polinom olması $\sigma = \frac{f(-p, -\lambda)}{f(p, \lambda)}$ sabitinin alacağı değere bağlıdır.

$$\sigma = \begin{cases} +1 & \text{ise } h(p, \lambda) \text{ tek} \\ -1 & \text{ise } h(p, \lambda) \text{ çift} \end{cases} \quad (3.3.2)$$

Bu çalışmada alçak geçiren toplu devre elemanları ile oluşturulan karma elemanlı simetrik devreler inceleneceğinden $\sigma = +1$ ve $h(p, \lambda)$ polinomu tek bir polinomdur.

Tanım 3.3.1: Toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan iki değişkenli simetrik iki kapılı devrelerde $h(p, \lambda)$ polinomu, $h(-p, -\lambda) = -h(p, \lambda)$ şeklinde tek bir polinom olup, katsayılar cinsinden

$$h(p, \lambda) = \sum_{i=0}^{n_p} \sum_{j=0}^{n_\lambda} h_{ij} p^i \lambda^j \quad (3.3.3)$$

şeklinde ifade edilir. Burada h_{ij} katsayıları için genel kural

$$h_{ij} = \begin{cases} h_{ij} & (i+j) \text{ tek ise} \\ 0 & (i+j) \text{ çift ise} \end{cases} \quad (3.3.4)$$

şeklinde olup birinci sütunda katsayı yozlaşması olur.

Burada n_p ve n_λ , p ve λ değişkenlerine göre devrenin kısmi dereceleri olup, sırasıyla devredeki toplu ve dağılmış eleman sayısını gösterir.

(3.1.8)'de verilen Λ_H katsayı matrisini Tanım 3.3.1'e göre yeniden düzenlersek (3.3.5)'deki şekilde ifade ederiz.

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & h_{01} & 0 & \dots & h_{0n_h} \\ h_{10} & 0 & h_{12} & \dots & h_{1n_h} \\ 0 & h_{21} & 0 & \dots & h_{2n_h} \\ h_{30} & 0 & h_{32} & \dots & h_{3n_h} \\ 0 & h_{41} & 0 & \dots & h_{4n_h} \\ 0 & 0 & h_{52} & \dots & h_{5n_h} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_p 0} & h_{n_p 1} & h_{n_p 2} & \dots & h_{n_p n_h} \end{bmatrix} \quad (3.3.5)$$

3.4. Karma Elemanlı Simetrik İki Kapılı Devrelerin Saçılma Transfer Matrisi

Toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan iki değişkenli iki kapılı devrede saçılma transfer matrisi bölüm 3.2'den hatırlanacağı gibi

$$T = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\det S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix}$$

şeklinde saçılma parametreleri cinsinden tanımlanıp f , h , g iki değişkenli kanonik polinomları cinsinden

$$T(p, \lambda) = \frac{1}{f(p, \lambda)} \begin{bmatrix} \sigma_L g(-p, -\lambda) & h(p, \lambda) \\ \sigma_L h(-p, -\lambda) & g(p, \lambda) \end{bmatrix}$$

matrisel formu ile verilmektedir. Burada $\sigma = \sigma_L = \frac{f_L^*}{f_L} = \mp 1$ 'dir. Bu çalışmada

incelenen iki kapılılar, alçak geçiren elemanlardan oluşan simetrik devreler olduğundan $\sigma = +1$ ve $S_{11}(p, \lambda) = S_{22}(p, \lambda)$ olacağından saçılma transfer matrisi aşağıdaki forma gelir:

$$T(p, \lambda) = \frac{1}{f(p, \lambda)} \begin{bmatrix} g(-p, -\lambda) & h(p, \lambda) \\ -h(p, \lambda) & g(p, \lambda) \end{bmatrix} \quad (3.4.1)$$

Tanım 3.4.1: Eğer karma elemanlı iki kapılı devre simetrik ise ($S_{11}(p, \lambda) = S_{22}(p, \lambda)$) saçılma transfer matrisinde $T_{21}(p, \lambda) = -T_{12}(p, \lambda)$ 'dir.

Özetleyecek olursak bu bölümde, olarak, toplu ve dağılmış elemanları arka arkaya bağlayarak oluşturulan iki değişkenli ardışıl iki kapılıları tanımlayan kanonik polinomlar ve kanonik polinomların matrisel gösterimine ait katsayı matrislerinin genel formları tanımlanarak iki değişkenli ardışıl devrelerde saçılma transfer matrisinin özellikleri incelendi. Temel devre elemanlarının saçılma transfer matrisleri verildi.

4. TOPLU VE DAĞILMIŞ PARAMETRELİ ELEMANLARDAN OLUŞAN SİMETRİK İKİ KAPILI DEVRELERİN TASARIMI

Bu bölümde, çalışmanın ana konusu olan karma elemanlı simetrik iki kapılı devrelerin tasarımı, YARMAN'ın geliştirdiği saçılma parametreleri yaklaşımı [30-33,35,37-41] ile incelenecektir. Buraya kadar ikinci bölümde tek değişkenli; sadece toplu veya dağılmış elemanlardan oluşan iki kapılı devrelerde saçılma fonksiyonları, f , h , g kanonik polinomları cinsinden saçılma matrisi, saçılma transfer matrisi tanımları verilip, fiziksel gerçekleştirilebilirlik için saçılma matrisinin sahip olması gereken özellikler dolayısıyla kanonik polinomlar arasındaki ilişkiler özetlendi. Üçüncü bölümde, toplu ve dağılmış elemanları arka arkaya bağlayarak oluşturulan iki değişkenli ardışıl iki kapılıları belirleyen kanonik polinomların, katsayı matrislerine ait genel formlar tanımlanarak iki değişkenli ardışıl devrelerde saçılma transfer matrisinin özellikleri incelendi. Ardından karma elemanlı simetrik iki kapılı devrelerdeki temel tanımlar verilerek gerekli altyapı tamamlanmış oldu.

Son yıllarda, mikrodalga entegre devre (MIC) teknolojisinin önem kazanması, karma elemanlı yapılarla devre tasarımına olan ilgiyi daha da arttırmıştır. Ancak toplu (veya dağılmış) elemanlarla devre tasarımındaki gibi tam bir tasarım teorisi karma elemanlı devreler için hala geliştirilememiştir. Bununla beraber klasik devre teorisinin bazı kavramları geliştirilerek karma elemanlı iki kapılı devrelere uyarlanmıştır. Fakat her türlü devre yapısı ile yaklaşım ve sentez problemleri tamamen çözülebilmemiş değildir.

Karma elemanlı devre tasarımında yapılan ilk çalışmalar, özel fakat pratikte anlamlı devre yapıları olan ardışıl bağlı toplu elemanlardan oluşan kayıpsız iki kapılılarla transmisyon hatlarından (UEs) meydana gelen yapılar üzerinde olmuştur. $\lambda = \tanh p\tau$ şeklindeki RICHARDS dönüşümü ile rasyonel olmayan devre fonksiyonları, rasyonel fonksiyonlara dönüştürülmüştür. Ancak p ile λ arasındaki ilişkinin hiperbolik oluşunun getirdiği karmaşıklık nedeniyle, p ve λ kompleks frekans değişkenleri iki ayrı değişken

kabul edilerek bütün devre fonksiyonları iki değişkenli rasyonel fonksiyonlar olarak yazılmıştır. Çok değişkenli empedans fonksiyonunun pozitif reelliği incelenmiş fakat pozitif reel olma koşulunun gerek şart olmasına rağmen yeter şart olmadığı görülmüştür[1].

Uzun bir süre, çok değişkenli empedans fonksiyonlarının ardışıl sentezinde DARLINGTON teorisinin geçerli olduğu sanılarak, her pozitif reel değişkenli $Z(p, \lambda)$ empedans fonksiyonunun LC reaktansı ve birim elemanın ardışıl bağlanması ile gerçekleştirilebileceği kabul edildi. Fakat, RHODES ve MARSTON bu kanının yanlışlığını, toplu elemanlı ardışıl iki kapılıların birim elemanlarla ayrılması şeklindeki devre yapıları üzerinde gösterdi [5]. Daha sonra YOULA, RHODES ve MARSTON toplu elemanlı ardışıl bağlı alt yapıların yansıma katsayıları için açık ifadeleri (explicit) ve gerçekleştirilebilirlik şartını tanımladı [6].

Bütün bu çalışmalar gösterdi ki pozitif reellik iki değişkenli yapılarda tek değişkenli yapılar gibi gerek ve yeter şart değildir. İki değişkenli yapılarda pozitif reel koşuluna ilave olarak devrenin topolojisine ait koşulların bilinmesi de gerekmektedir. Bu nedenle iki değişkenli devre yapılarının çözümü belirli yapılar seçilerek yapılmıştır. Bilgisayar destekli tasarımlarla karma elemanlı iki kapılı devrelerden oluşan yaklaşım problemlerine çözümler aranmıştır.

Uyumlaştırma problemini çözmeye yönelik toplu ve dağılmış elemanlarla oluşturulan alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve band söndüren yapılar için 5. dereceye kadar, iki değişkenli polinomları katsayı formunda tanımlayarak reel frekans tekniğine uyarlanabilen yaklaşımlar AKSEN YARMAN ve SERTBAŞ [15-23] tarafından geliştirilmiştir.

Bu çalışmada ise, özellikle mikrodalga entegre devre tasarımında kullanılan arabağlaşım (interconnectivity) modelleri için oldukça iyi sonuçlar veren karma elemanlı simetrik devrelerin tasarımı incelenecektir. Simetrinin getirdiği avantajlarla 5. derecenin üzerindeki devre yapıları içinde açık ifadeler aranacaktır.

4.1. Karma Elemanlı Simetrik Yapılarda Katsayı Matrisi

Simetrik bir iki kapılı devreyi tanımlayan $h(p, \lambda)$ ve $g(p, \lambda)$ iki değişkenli kanonik polinomları katsayılar formunda aşağıdaki ifadede görüldüğü gibi yazılabilir:

$$h(p, \lambda) = \sum_{i=0}^{n_p} \sum_{j=0}^{n_\lambda} h_{ij} p^i \lambda^j \quad g(p, \lambda) = \sum_{i=0}^{n_p} \sum_{j=0}^{n_\lambda} g_{ij} p^i \lambda^j \quad (4.1.1)$$

Burada n_p ve n_λ $g(p, \lambda)$ 'nın p ve λ değişkenlerine göre kısmi dereceleri olup sırasıyla karma elemanlı devredeki toplu ve dağılmış eleman sayısına eşittir. Bu iki değişkenli polinomları matrisel formda

$$h(p, \lambda) = p^T \Lambda_H \lambda = \lambda^T \Lambda_H^T p, \quad g(p, \lambda) = p^T \Lambda_G \lambda = \lambda^T \Lambda_G^T p, \quad (4.1.2)$$

şeklinde ifade edebiliriz. Bu gösterimdeki Λ_H ve Λ_G katsayılar matrisi adını alıp aşağıdaki şekilde tanımlanırlar [18]:

$$\Lambda_G = \begin{bmatrix} g_{00} & g_{01} & \cdots & g_{0n_\lambda} \\ g_{10} & g_{11} & \cdots & g_{1n_\lambda} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n_p 0} & g_{n_p 1} & \cdots & g_{n_p n_\lambda} \end{bmatrix}, \quad \Lambda_H = \begin{bmatrix} h_{00} & h_{01} & \cdots & h_{0n_\lambda} \\ h_{10} & h_{11} & \cdots & h_{1n_\lambda} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_p 0} & h_{n_p 1} & \cdots & h_{n_p n_\lambda} \end{bmatrix} \quad (4.1.3)$$

Bölüm 3.3 Tanım3.3.1'de verilen simetrik devrelerin tanımını uyarınca Λ_H katsayı matrisi (4.1.4) ifadesinde görüldüğü şekilde yazılır:

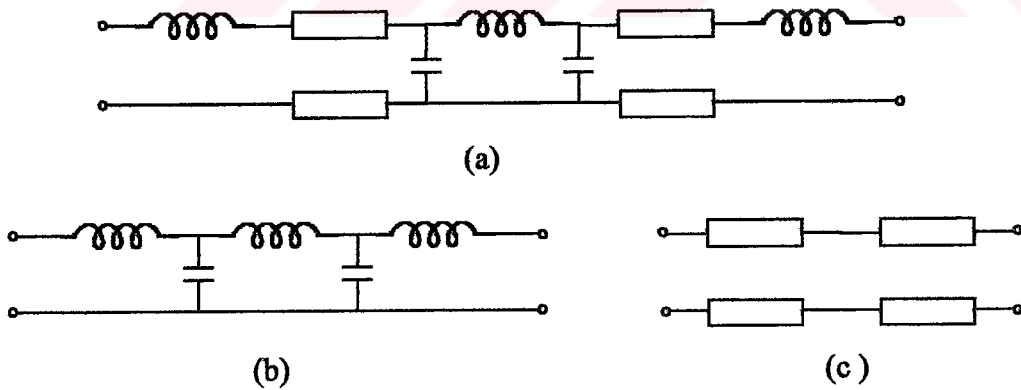
$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & h_{01} & 0 & \cdots & h_{0n_\lambda} \\ h_{10} & 0 & h_{12} & \cdots & h_{1n_\lambda} \\ 0 & h_{21} & 0 & \cdots & h_{2n_\lambda} \\ h_{30} & 0 & h_{32} & \cdots & h_{3n_\lambda} \\ 0 & h_{41} & 0 & \cdots & h_{4n_\lambda} \\ 0 & 0 & h_{52} & \cdots & h_{5n_\lambda} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_p 0} & h_{n_p 1} & h_{n_p 2} & \cdots & h_{n_p n_\lambda} \end{bmatrix} \quad (4.1.4)$$

Katsayılar matrisi üzerindeki incelememizi biraz daha derinleştirelim.

Özellik 4.1.1: $\lambda=0$ için simetrik iki kapılı devreyi tanımlayan kanonik polinomlar tek değişkenli (p değişkenine bağlı) polinomlara dönüşürler. Bu durumda katsayı matrisinin birinci sütunu iki kapılı devrenin toplu elemanlardan oluşan kısmını tanımlar. Ancak devre simetrik yapıda olduğundan katsayılar yozlaşmaya uğrar. Endüktans, kapasitans ve birim elemandan oluşan simetrik devrelerde h_{30} ' dan sonra gelen, sadece kapasite-birim eleman veya endüktans-birim elemandan oluşan devrelerde ile h_{10} 'dan sonraki katsayılar sıfır olacaktır (4.1.4).

Özellik 4.1.2 : $p=0$ için simetrik iki kapılı devreyi tanımlayan f , h ve g polinomları tek değişkenli polinomlara dönüşürler. Bu durumda katsayı matrisinin birinci satırı iki kapılı devrenin sadece birim elemanlardan oluşan kısmını tanımlar [18].

4.1 ve 4.2 özellikleri bize devre elemanlarının hangi sırada bağlandıkları (Biz bunu “bağlantı bilgisi” olarak adlandıracakız) bilinmek koşuluyla Λ_H ve Λ_G katsayılar matrislerinin 1. satır ve 1. sütunundan iki kapılı devrenin tam olarak belirlenebileceği sonucunu gösterir.



Şekil 4.1.1 (a) Simetrik karma elemanlı iki kapılı devre

(b) Toplu elemanlı prototipi

(c) Dağılmış elemanlı (UE) prototipi

Özellik 4.1 ve 4.2 Şekil 4.1.1'de özetlenmiştir. Şekil 4.1.1b'de $\lambda=0$ konularak elde edilen, alçak geçiren toplu elemanlardan oluşan yapı, Şekil 4.1.1c'de ise $p=0$ konduğunda birim elemanlardan oluşan devre yapısı görülmektedir.

Şekil 4.1.1'deki gibi herhangi bir simetrik iki kapılı devreyi tanımlayan saçılma matrisi $S(p, \lambda)$ olsun.

- $\lambda=0$ için $S(p, \lambda)|_{\lambda=0} = S(p)$
- $p=0$ için $S(p, \lambda)|_{p=0} = S(\lambda)$

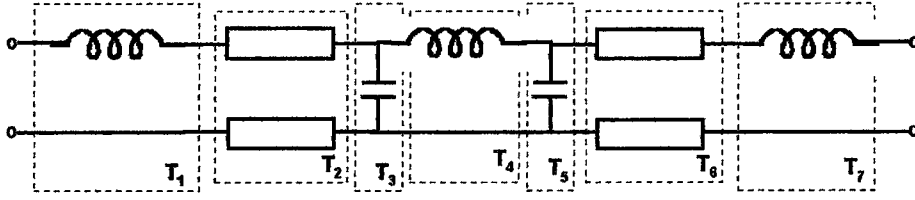
yazabiliriz. Burada $S(p)$, karma elemanlı simetrik devrenin sadece toplu elemanlardan oluşan kısmının saçılma matrisini, $S(\lambda)$ ise birim elemanlardan oluşan kısmının saçılma matrisini gösterir. Buradan bağlantı bilgisi bilinmek koşuluyla Λ_H matrisinin 1. satır ve 1. sütunundan karma elemanlı simetrik devrenin $S(p, \lambda)$ saçılma matrisinin tamamını elde edebileceğimiz sonucuna ulaşırız ($f(p, \lambda)$ önceden seçilmelidir) [15-18].

Bu genel tanım ve özelliklerden sonra eleman değerleri yaklaşımıyla katsayı matrislerinin oluşturulmasını inceleyelim.

4.2. Eleman Değerleri Yaklaşımıyla Kanonik Polinomların Tanımlanması

Toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan karma elemanlı simetrik bir iki kapılı devrenin Λ_H katsayı matrisini, eleman değerleri cinsinden açık formda (explicit) elde eder ve buradan eleman değerlerini belirleyebilirsek iki kapılı devreyi tanımlayan kanonik polinomlar $f(p, \lambda)$ önceden bilinmek koşuluyla tamamen elde edilebilir.

Şekil 4.1.1'deki gibi karma elemanlı simetrik bir iki kapılı devreyi, her bir devre elemanı bir iki kapılıya gelecek şekilde alt bölümlere ayıralım (Şekil 4.2.1). Her alt bölümün saçılma transfer fonksiyonları elemanter formda bölüm 3.2.1'de

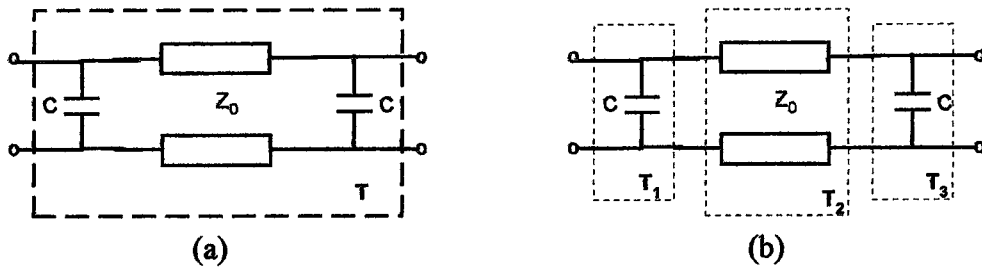


Şekil 4.2.1 Altbölümlere ayrılmış bir simetrik iki kapılı devre

tanımlanmıştı. Buradan devrenin tamamına ait saçılma transfer matrisi elemanter formda $T=T_1T_2T_3\dots T_{(np+n\lambda)}$ çarpımından elde edilebilir. Böylece karma elemanlı simetrik iki kapılı devreyi tanımlayan iki değişkenli kanonik polinomlar elde edilir. $h(p,\lambda)=p^T\Lambda_H\lambda$ formunda ifade edilen $h(p,\lambda)$ polinomundan katsayı matrisi Λ_H , devredeki eleman değerleri cinsinden düzenlenip, bağımsız katsayılar seçilerek eleman değerleri çözülür. Sonuç olarak Λ_H ve Λ_G katsayı matrisleri eleman değerleri cinsinden elde edilir.

Yukarıda ifade etmeye çalıştığımız eleman değerleri cinsinden kanonik polinomların tanımlanmasını basit bir örnek yapı üzerinde inceleyelim.

Şekil 4.2.2a'da gösterilen 3. derece ($n_p=2$, $n_\lambda=1$) karma elemanlı simetrik iki kapılı devreyi önce alt bölümlere ayırılım (Şekil 4.2.2b)



Şekil 4.2.2 üçüncü derece simetrik devre modeli

Alt bölümlerin saçılma transfer matrisleri eleman değerleri cinsinden aşağıdaki şekilde tanımlanırlar:

$$T_1 = T_3 = \begin{bmatrix} 1 - \frac{C}{2}p & -\frac{C}{2}p \\ \frac{C}{2}p & 1 + \frac{C}{2}p \end{bmatrix} \quad T_2 = \frac{1}{\sqrt{1-\lambda^2}} \begin{bmatrix} \frac{-(Z_0^2 + 1)\lambda + 2Z_0}{2Z_0} & \frac{(Z_0^2 - 1)\lambda}{2Z_0} \\ -\frac{(Z_0^2 - 1)\lambda}{2Z_0} & \frac{(Z_0^2 + 1)\lambda + 2Z_0}{2Z_0} \end{bmatrix} \quad (4.2.1)$$

Karma elemanlı simetrik iki kapılı devrenin saçılma transfer matrisi $T=T_1T_2T_3$ çarpımından elemanter elde edilir. Bu devrede $f(p,\lambda)=(1-\lambda^2)^{1/2}$ olup $h(p,\lambda)$ ve $g(p,\lambda)$ polinomu, saçılma transfer matrisinin tanımından aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} h(p,\lambda) &= h_0(\lambda) + h_1(\lambda)p + h_2(\lambda)p^2 \\ &= \left(\frac{1}{2}Z_0\lambda - \frac{1}{2}\frac{\lambda}{Z_0} \right) + (-C)p + \left(-\frac{1}{2}C^2Z_0\lambda \right)p^2 \end{aligned} \quad (4.2.2)$$

$$\begin{aligned} g(p,\lambda) &= g_0(\lambda) + g_1(\lambda)p + g_2(\lambda)p^2 \\ &= \left(\frac{1}{2}Z_0\lambda + \frac{1}{2}\frac{\lambda}{Z_0} + 1 \right) + (C + CZ_0)p + \left(\frac{1}{2}C^2Z_0\lambda \right)p^2 \end{aligned} \quad (4.2.3)$$

Katsayı matrisleri ise devredeki eleman değerleri cinsinden şu şekilde yazılabilir:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Z_0}{2} - \frac{1}{2Z_0} \\ -C & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}Z_0C^2 \end{bmatrix} \quad \Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & \frac{Z_0}{2} - \frac{1}{2Z_0} \\ C & CZ_0 \\ 0 & \frac{1}{2}Z_0C^2 \end{bmatrix} \quad (4.2.4)$$

Burada $(i+j)=\text{çift}$ sayıya karşılık gelen h_{ij} terimlerinin 0 olduğu görülmektedir. $(i=0,1,\dots,n_p, j=0,1,\dots,n_\lambda)$ Bu örnek yapı için bilinmeyen eleman sayısı 2'dir. (C ve Z_0) Λ_H katsayı matrisinden bu eleman değerlerini en basit çözebileceğimiz iki katsayıyı bağımsız değişken olarak seçer ve eleman değerleri her zaman pozitif olacağından sağlamaları gereken koşulları belirleriz. Seçtiğimiz 3. derece yapı için bağımsız değişkenler ve eleman değerleri aşağıda verilmiştir:

Bağımsız seçilen değişkenler:

$$h_{10} = -C \quad h_{10} < 0$$

$$h_{21} = -\frac{1}{2} Z_0 C^2 \quad h_{21} < 0$$

Eleman değerleri:

$$C = -h_{10}$$

$$Z_0 = -2 \frac{h_{21}}{h_{10}^2}$$

Λ_H ve Λ_G katsayılar matrislerinin diğer terimleri ise bağımsız seçilen katsayılar cinsinden aşağıda özetlenmiştir:

$$h_{01} = -\frac{h_{21}}{h_{10}^2} + \frac{1}{4} \frac{h_{10}^2}{h_{21}}$$

$$h_{00} = h_{11} = h_{20} = 0$$

$$g_{01} = -\frac{h_{21}}{h_{10}^2} - \frac{1}{4} \frac{h_{10}^2}{h_{21}}$$

$$g_{10} = -h_{10}$$

$$g_{11} = 2 \frac{h_{21}}{h_{10}}$$

$$g_{21} = -h_{21}$$

$$g_{00} = 1$$

$$g_{20} = 0$$

4.2.1. Bağımsız Değişkenlerin Seçimi

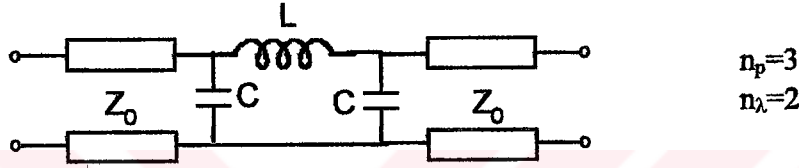
Eleman değerleri yaklaşımıyla kanonik polinomların tanımlanmasında, önemli bir konu olan bağımsız değişkenlerin seçimi için zorlayıcı bir kural bulunmamaktadır. Bağımsız değişkenler katsayı matrisinin 1. satır ve 1. sütunundan seçilebileceği gibi, bağlantı bilgisini taşıyan katsayılar arasından da seçilebilir. Seçilecek bağımsız değişken sayısı, devredeki birbirinden farklı değerdeki eleman sayısına eşittir. Örneğin simetri eksenli birim eleman olan 5.derece karma elemanlı bir yapıda (UE1-C-UE2-C-UE1) farklı değerli eleman sayısı 3 olduğu için Λ_H katsayı matrisinden 3 tane katsayı bağımsız değişken olarak seçilir.

Bağımsız değişkenleri seçerken dikkat edilecek önemli noktalar şunlardır:

- Eleman değeri basit ilişkilerden çözülebiliyor olmalı

- Eğer basit ilişkilerden eleman değeri elde edilemiyorsa, ikinci ve üçüncü derece denklem çözümü gerektiren ilişkilere geçilmeli.
- Bağımsız değişkenler seçildikten sonra, her değişken için eleman değerini pozitif yapacak koşullar belirlenmeli.
- Bazı bağımsız değişkenler üzerinde hiçbir işaret koşulu olmayabilir. Mümkün olduğunca işaret koşulu belirli olan katsayılar seçilmelidir.

Bağımsız değişkenlerin seçiminin önemini 5. derece simetrik Π devresi olarak adlandırdığımız yapıda iki farklı değişken seti üzerinde inceleyelim.



Şekil 4.2.3 5.derece simetrik Π devresi

Şekil 4.2.3'deki 5. derece simetrik Π devresinde 3 farklı eleman değeri olduğundan (Z_0 , L ve C) seçilecek bağımsız değişken sayısı 3'tür. Devrenin Λ_H katsayı matrisi (4.2.5)'de verilmiştir.

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & Z_0 - \frac{1}{Z_0} & 0 \\ -C + \frac{1}{2}L & 0 & CZ_0^2 - \frac{1}{2} \frac{L}{Z_0^2} \\ 0 & -\frac{LC}{Z_0} + LCZ_0 & 0 \\ -\frac{1}{2}LC^2 & 0 & \frac{1}{2}LC^2Z_0^2 \end{bmatrix} \quad (4.2.5)$$

Birinci yaklaşımda bağımsız değişken olarak seçilen katsayılar $\{h_{10}, h_{30}, h_{32}\}$ olsun.

$$h_{30} = -\frac{1}{2}LC^2 \quad h_{30} < 0 \quad (4.2.6)$$

$$h_{32} = \frac{1}{2}LC^2Z_0^2 \quad h_{32} > 0 \quad (4.2.7)$$

$$h_{10} = \frac{1}{2}L - C \quad \text{herhangi bir işaret koşulu yok} \quad (4.2.8)$$

$$\frac{h_{32}}{h_{30}} = -Z_0^2 \quad \text{oranından} \quad Z_0 = \sqrt{-\frac{h_{32}}{h_{30}}} \quad \text{olarak bulunur. (4.2.8)'den}$$

$L=2(h_{10}+C)$ 'dir. Bunu (4.2.6)'da yerine koyarsak $h_{30}=-C^3 - h_{10}C^2$ olup, düzenlersek

$$C^3 + h_{10}C^2 + h_{30} = 0$$

Bu 3.derece denklemin köklerinden C 'yi veren kökler bulunur. Bulunan bu köklerden pozitif reel olan kökler seçilerek L değerinde yerine konur ve pozitif L değerini veren kök seçilir. L değeri ise

$$L=2(h_{10}+C)$$

ifadesinden hesaplanır. Eğer birden fazla kök, L 'yi pozitif yapıyorsa, burada simetrik devrenin kullanılma amacına göre, L değeri seçilir. Eğer bir uyumlaştırma devresinde kullanılıyorsa kazancın kontrol edilmesi gibi.

Bağımsız değişken olarak seçilen ikinci katsayı seti ise $\{h_{01}, h_{21}, h_{30}\}$ olsun.

$$h_{01} = Z_0 - \frac{1}{Z_0} \quad (4.2.9)$$

$$h_{21} = -\frac{LC}{Z_0} + LCZ_0 \quad (4.2.10)$$

$$h_{30} = -\frac{1}{2}LC^2 \quad h_{30} < 0 \quad (4.2.11)$$

(4.2.9)'dan $Z_0^2 - h_{01}Z_0 - 1 = 0$ 2.derece denkleminin çözümünden Z_0 değeri belirlenir. Z_0 :

$$Z_0 = \frac{h_{01}}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{h_{01}^2 + 4}$$

(4.2.10) ifadesinden

$$h_{21} = LC \underbrace{\left(Z_0 - \frac{1}{Z_0} \right)}_{h_{01}} = LC h_{01}$$

olup (LC) çarpımı için $LC = \frac{h_{21}}{h_{01}}$ oranı yazılabilir. Bu oranı (4.2.11)'de yerine

koyarsak: $h_{30} = -\frac{1}{2} \frac{h_{21}}{h_{01}} C$ olup eleman değerleri aşağıdaki şekilde çözülür:

$$C = -2 \frac{h_{30} h_{01}}{h_{21}}$$

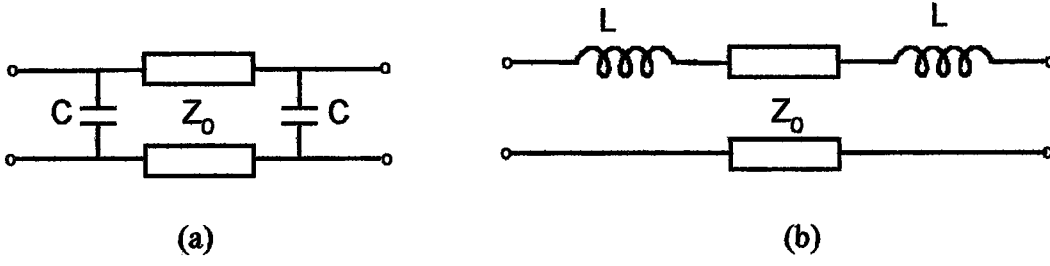
$$L = -\frac{h_{21}^2}{2 h_{01}^2 h_{30}}$$

Bu iki bağımsız değişken seti için çözüm adımlarını karşılaştıracak olursak, ikinci seçimin daha basit ve programlamaya daha yatkın olduğunu görürüz.

4.3.Karma Elemanlı Simetrik Yapılar İçin Açık İfadeler

Bu bölümde, alçak geçiren toplu devre elemanları ve birim elemandan oluşan karma elemanlı simetrik iki kapılı devreleri tanımlayan polinomların eleman değerleri cinsinden açık ifadeleri toplu olarak verilecektir. Basit simetrik devre yapılarından başlayarak karmaşıklık derecesi artırılmıştır. Burada incelenen devre yapılarını arttırmak mümkündür. Katsayı matrislerini oluşturmada MATLAB'de yazılan ardışıl algoritma kullanılmış olup 9. Dereceye kadar devreleri incelemiş olmamızın nedeni, MATLAB'de yazdığımız algoritmanın performansı ile sınırlı kalmış olmamızdandır. 11. ve daha ileri dereceler daha iyi algoritmalar hazırlanarak incelenmeli ve çözümler araştırılmalıdır.

3. Derece Simetrik Devreler:



Şekil 4.3.1 3. derece simetrik devreler ($n_p=2$, $n_\lambda=1$)

Şekil 4.3.1a'daki simetrik iki kapılı devre için, geliştirilen Matlab algoritmasından üretilen katsayı matrisleri, bağımsız değişkenler ve eleman değerleri aşağıda özetlenmiştir.

Katsayı matrisleri:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Z_0}{2} - \frac{1}{2Z_0} \\ -C & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}Z_0C^2 \end{bmatrix} \quad \Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & \frac{Z_0}{2} + \frac{1}{2Z_0} \\ C & CZ_0 \\ 0 & \frac{1}{2}Z_0C^2 \end{bmatrix}$$

Λ_H katsayı matrisinden seçilen bağımsız değişkenler:

$$\begin{aligned} h_{10} &= -C & h_{10} < 0 \\ h_{21} &= -\frac{1}{2}Z_0C^2 & h_{21} < 0 \end{aligned}$$

Seçilen bağımsız değişkenler arasındaki ilişkilerden, eleman değerleri ise aşağıdaki şekilde tanımlanırlar:

$$C = -h_{10} \quad Z_0 = -2 \frac{h_{21}}{h_{10}^2}$$

Bağımsız değişkenler cinsinden Λ_H ve Λ_G matrislerinin diğer h_{ij} ve g_{ij} katsayıları ise şu şekilde bulunurlar:

$$h_{01} = -\frac{h_{21}}{h_{10}^2} + \frac{1}{4} \frac{h_{10}^2}{h_{21}}$$

$$h_{00} = h_{11} = h_{20} = 0$$

$$g_{01} = -\frac{h_{21}}{h_{10}^2} - \frac{1}{4} \frac{h_{10}^2}{h_{21}}$$

$$g_{10} = -h_{10}$$

$$g_{11} = 2 \frac{h_{21}}{h_{10}}$$

$$g_{21} = -h_{21}$$

$$g_{00} = 1 \quad g_{20} = 0$$

Şekil 4.3.1b'deki simetrik iki kapılı devre için katsayı matrisleri, bağımsız değişkenler ve eleman değerleri:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Z_0}{2} - \frac{1}{2Z_0} \\ L & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \frac{L^2}{Z_0} \end{bmatrix} \quad \Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & \frac{Z_0}{2} + \frac{1}{2Z_0} \\ L & \frac{L}{Z_0} \\ 0 & \frac{1}{2} \frac{L^2}{Z_0} \end{bmatrix}$$

Bağımsız seçilen değişkenler;

$$h_{10} = L \quad h_{10} > 0$$

$$h_{21} = \frac{1}{2} \frac{L^2}{Z_0} \quad h_{21} > 0$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

$$L = h_{10} \quad Z_0 = \frac{h_{10}^2}{2h_{21}}$$

Bağımsız değişkenler cinsinden Λ_H ve Λ_G matrislerinin diğer h_{ij} ve g_{ij} katsayıları ise şu şekilde bulunurlar:

$$h_{01} = -\frac{h_{21}}{h_{10}^2} + \frac{1}{4} \frac{h_{10}^2}{h_{21}}$$

$$h_{00} = h_{11} = h_{20} = 0$$

$$g_{01} = \frac{h_{21}}{h_{10}^2} + \frac{1}{4} \frac{h_{10}^2}{h_{21}}$$

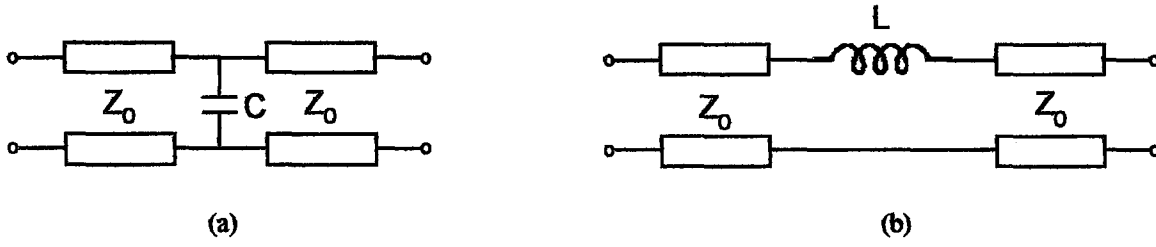
$$g_{10} = h_{10}$$

$$g_{11} = 2 \frac{h_{21}}{h_{10}}$$

$$g_{21} = h_{21}$$

$$g_{00} = 1$$

$$g_{20} = 0$$



Şekil 4.3.2 3.derece simetrik devreler
($n_p=1$, $n_\lambda=2$)

Şekil 4.3.2a'daki simetrik iki kapılı devre için katsayı matrisleri, bağımsız değişkenler ve eleman değerleri aşağıda özetlenmiştir:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & Z_0 - \frac{1}{Z_0} & 0 \\ -\frac{1}{2}C & 0 & \frac{1}{2}CZ_0^2 \end{bmatrix} \quad \Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & Z_0 + \frac{1}{Z_0} & 1 \\ \frac{1}{2}C & Z_0 C & \frac{1}{2}CZ_0^2 \end{bmatrix}$$

Bağımsız seçilen değişkenler;

$$h_{10} = -\frac{1}{2}C \quad h_{10} < 0$$

$$h_{12} = \frac{1}{2}CZ_0^2 \quad h_{12} > 0$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

$$C = -2h_{10} \quad Z_0 = \sqrt{-\frac{h_{12}}{h_{10}}}$$

Bağımsız değişkenler cinsinden Λ_H ve Λ_G matrislerinin diğer h_{ij} ve g_{ij} katsayıları

$$h_{01} = \sqrt{-\frac{h_{12}}{h_{10}}} - \sqrt{-\frac{h_{10}}{h_{12}}}$$

$$h_{00} = h_{02} = h_{11} = 0$$

$$g_{01} = \sqrt{-\frac{h_{12}}{h_{10}}} + \sqrt{-\frac{h_{10}}{h_{12}}}$$

$$g_{10} = -h_{10}$$

$$g_{11} = 2\sqrt{-h_{12}h_{10}}$$

$$g_{12} = h_{12}$$

$$g_{00} = 1 \quad g_{02} = 1$$

Şekil 4.3.2b'deki simetrik iki kapılı devre için katsayı matrisleri, bağımsız değişkenler ve eleman değerleri:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & Z_0 - \frac{1}{Z_0} & 0 \\ \frac{1}{2}L & 0 & -\frac{1}{2} \frac{L}{Z_0^2} \end{bmatrix} \quad \Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & Z_0 + \frac{1}{Z_0} & 1 \\ \frac{1}{2}L & \frac{L}{Z_0} & \frac{1}{2} \frac{L}{Z_0^2} \end{bmatrix}$$

Bağımsız seçilen değişkenler;

$$\begin{aligned} h_{10} &= \frac{1}{2}L & h_{10} > 0 \\ h_{12} &= -\frac{1}{2} \frac{L}{Z_0^2} & h_{12} < 0 \end{aligned}$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

$$L = 2h_{10} \quad Z_0 = \sqrt{-\frac{h_{10}}{h_{12}}}$$

Bağımsız değişkenler cinsinden Λ_H ve Λ_G matrislerinin diğer h_{ij} ve g_{ij} katsayıları ise şu şekilde bulunurlar:

$$h_{01} = \sqrt{-\frac{h_{10}}{h_{12}}} - \sqrt{-\frac{h_{12}}{h_{10}}} \quad g_{01} = \sqrt{-\frac{h_{10}}{h_{12}}} + \sqrt{-\frac{h_{12}}{h_{10}}}$$

$$h_{00} = h_{02} = h_{11} = 0$$

$$g_{10} = h_{10}$$

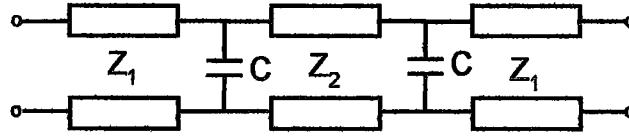
$$g_{11} = 2\sqrt{-h_{12}h_{10}}$$

$$g_{12} = -h_{12}$$

$$g_{00} = 1$$

$$g_{02} = 1$$

5. Derece Simetrik Devreler:



Şekil 4.3.3 5.derece simetrik devre (UE1-C-UE2-C-UE1)

$$(n_p=2, n_k=3)$$

Katsayı matrisleri:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & Z_1 - \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{2}Z_2 - \frac{1}{2Z_2} & 0 & \frac{1}{2} \frac{Z_1^2}{Z_2} - \frac{1}{2} \frac{Z_2}{Z_1^2} \\ -C & 0 & Z_1^2 C + Z_1 Z_2 C - \frac{Z_2}{Z_1} C & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2} Z_2 C^2 & 0 & \frac{1}{2} Z_1^2 Z_2 C^2 \end{bmatrix}$$

$$\Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{2}Z_2 + \frac{1}{2Z_2} & \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_2}{Z_1} + 1 & \frac{1}{2} \frac{Z_1^2}{Z_2} + \frac{1}{2} \frac{Z_2}{Z_1^2} \\ C & 2CZ_1 + CZ_2 & Z_1^2 C + Z_1 Z_2 C + \frac{Z_2}{Z_1} C & Z_2 C \\ 0 & \frac{1}{2} Z_2 C^2 & Z_1 Z_2 C^2 & \frac{1}{2} Z_1^2 Z_2 C^2 \end{bmatrix}$$

Bağımsız seçilen değişkenler;

$$h_{10} = -C \quad h_{10} < 0$$

$$h_{21} = -\frac{1}{2} Z_2 C^2 \quad h_{21} < 0$$

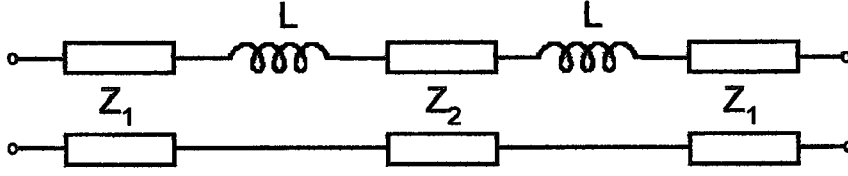
$$h_{23} = \frac{1}{2} Z_1^2 Z_2 C^2 \quad h_{23} > 0$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

$$C = -h_{10}$$

$$Z_1 = \sqrt{-\frac{h_{23}}{h_{21}}} \quad Z_2 = -2 \frac{h_{21}}{h_{10}^2}$$

Katsayı matrisi bağımsız değişkenler cinsinden, yukarıda 3. derece için tanımlandığı şekilde hesaplanır



Şekil 4.3.4 5.derece simetrik devre (UE1-L-UE2-L-UE1)

$$(n_p=2, n_\lambda=3)$$

Katsayı matrisleri:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & Z_1 - \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{2}Z_2 - \frac{1}{2Z_2} & 0 & \frac{1}{2} \frac{Z_1^2}{Z_2} - \frac{1}{2} \frac{Z_2}{Z_1^2} \\ L & 0 & L \frac{Z_1}{Z_2} - \frac{L}{Z_1^2} - \frac{L}{Z_1 Z_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} \frac{L^2}{Z_2} & 0 & -\frac{1}{2} \frac{L^2}{Z_1^2 Z_2} \end{bmatrix}$$

$$\Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & Z_1 + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{2}Z_2 + \frac{1}{2Z_2} & \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} + 1 & \frac{1}{2} \frac{Z_1^2}{Z_2} + \frac{1}{2} \frac{Z_2}{Z_1^2} \\ L & 2 \frac{L}{Z_1} + \frac{L}{Z_2} & L \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{L}{Z_1^2} + \frac{L}{Z_1 Z_2} & \frac{L}{Z_2} \\ 0 & \frac{1}{2} \frac{L^2}{Z_2} & \frac{L^2}{Z_1 Z_2} & \frac{1}{2} \frac{L^2}{Z_1^2 Z_2} \end{bmatrix}$$

Bağımsız seçilen değişkenler;

$$h_{10} = L \quad h_{10} > 0$$

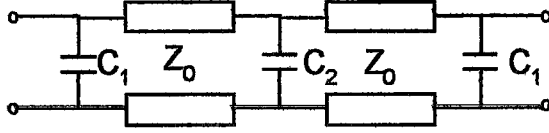
$$h_{21} = -\frac{1}{2} \frac{L^2}{Z_2} \quad h_{21} > 0$$

$$h_{23} = -\frac{L^2}{2Z_1^2 Z_2} \quad h_{23} < 0$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

$$L = h_{10} \quad Z_1 = \sqrt{-\frac{h_{21}}{h_{23}}} \quad Z_2 = \frac{h_{10}^2}{2h_{21}}$$

Bağımsız değişkenler cinsinden Λ_H ve Λ_G matrislerinin diğer h_{ij} ve g_{ij} katsayıları ise şu şekilde bulunurlar:



Şekil 4.3.5 5.derece simetrik devre (C1-UE-C2-UE-C1)

$$(n_p=3, n_k=2)$$

Katsayı matrisleri:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{Z_0} + Z_0 & 0 \\ -C_1 - \frac{1}{2}C_2 & 0 & -C_1 + \frac{1}{2}C_2 Z_0^2 \\ 0 & -C_1^2 Z_0 - C_1 C_2 Z_0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2}C_1^2 C_2 Z_0^2 \end{bmatrix}$$

$$\Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{Z_0} + Z_0 & 1 \\ C_1 + \frac{1}{2}C_2 & C_2 Z_0 + 2C_1 Z_0 & C_1 + \frac{1}{2}C_2 Z_0^2 \\ 0 & C_1^2 Z_0 + C_1 C_2 Z_0 & C_1 C_2 Z_0^2 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2}C_1^2 C_2 Z_0^2 \end{bmatrix}$$

Bağımsız seçilen değişkenler;

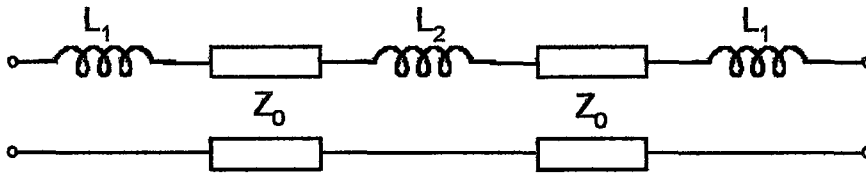
$$h_{01} = -\frac{1}{Z_0} + Z_0$$

$$h_{10} = -C_1 - \frac{1}{2}C_2 \quad h_{10} < 0$$

$$h_{12} = -C_1 + \frac{1}{2}C_2 Z_0^2$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

$$Z_0 = \frac{1}{2}h_{01} + \frac{1}{2}\sqrt{h_{01}^2 + 4} \quad C_1 = \frac{h_{10} - h_{12}}{1 + Z_0^2} - h_{10} \quad C_2 = \frac{-2(h_{10} - h_{12})}{1 + Z_0^2}$$



Şekil 4.3.6 5.derece simetrik devre (L1-UE-L2-UE-L1)

$$(n_p=3, n_\lambda=2)$$

Katsayı matrisleri:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{Z_0} + Z_0 & 0 \\ \frac{1}{2}L_2 + L_1 & 0 & L_1 - \frac{1}{2}\frac{L_2}{Z_0^2} \\ 0 & \frac{L_1^2}{Z_0} + \frac{L_1L_2}{Z_0} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2}\frac{L_1^2L_2}{Z_0} \end{bmatrix} \quad \Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{Z_0} + Z_0 & 1 \\ \frac{1}{2}L_2 + L_1 & \frac{L_2}{Z_0} + 2\frac{L_1}{Z_0} & L_1 + \frac{1}{2}\frac{L_2}{Z_0^2} \\ 0 & \frac{L_1^2}{Z_0} + \frac{L_1L_2}{Z_0} & \frac{L_1L_2}{Z_0^2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{2}\frac{L_1^2L_2}{Z_0} \end{bmatrix}$$

Bağımsız seçilen değişkenler;

$$h_{01} = -\frac{1}{Z_0} + Z_0$$

$$h_{10} = \frac{1}{2}L_2 + L_1 \quad h_{10} > 0$$

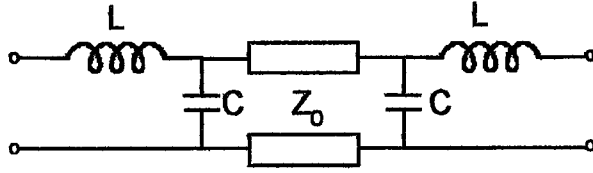
$$h_{12} = L_1 - \frac{L_2}{2Z_0^2}$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

$$Z_0 = \frac{1}{2}h_{01} + \frac{1}{2}\sqrt{h_{01}^2 + 4}$$

$$L_1 = h_{10} - \frac{h_{10} - h_{12}}{1 + \frac{1}{Z_0^2}}$$

$$L_2 = \frac{2(h_{10} - h_{12})}{1 + \frac{1}{Z_0^2}}$$



Şekil 4.3.7 5.derece simetrik devre (L-C-UE-C-L)

$$(n_p=4, n_\lambda=1)$$

Katsayı matrisleri:

$$= \begin{bmatrix} 0 & \frac{Z_0}{2} - \frac{1}{2Z_0} \\ -C+L & 0 \\ 0 & -\frac{1}{2}C^2Z_0 + \frac{1}{2}\frac{L^2}{Z_0} + LCZ_0 \\ L^2C & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}L^2C^2Z_0 \end{bmatrix} \Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & \frac{Z_0}{2} + \frac{1}{2Z_0} \\ C+L & \frac{L}{Z_0} + CZ_0 \\ 2LC & \frac{1}{2}C^2Z_0 + \frac{L^2}{2Z_0} + LCZ_0 \\ L^2C & LC^2Z_0 \\ 0 & \frac{1}{2}L^2C^2Z_0 \end{bmatrix}$$

Bağımsız seçilen değişkenler;

$$\begin{aligned} h_{01} &= \frac{Z_0}{2} + \frac{1}{2Z_0} \\ h_{30} &= L^2C & h_{30} > 0 \\ h_{41} &= \frac{1}{2}L^2C^2Z_0 & h_{41} > 0 \end{aligned}$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

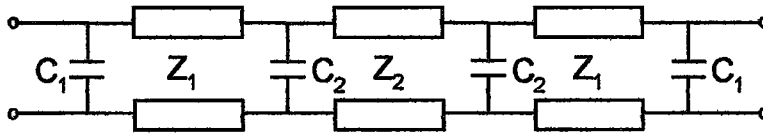
$$\begin{aligned} Z_0 &= h_{01} + \sqrt{h_{01}^2 + 1} \\ C &= \frac{2h_{41}}{h_{30}Z_0} & L &= h_{30} \sqrt{\frac{Z_0}{2h_{41}}} \end{aligned}$$

7.Derece Simetrik Devreler:

Aksen ve Sertbaş'ın yaptığı çalışmalarda karma elemanlı devreleri tanımlayan iki değişkenli kanonik polinomlar katsayı formunda tanımlanarak alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band söndüren yapılar için 5. dereceye kadar açık ifadeler elde

edilmiştir. Bu çalışmada ise simetrisinin getirdiği avantajlarla 7 ve 9. Derece devreler için de çözümler türetilmiştir.

Şekil 4.5.8'deki Z_2 birim elemanına göre simetrik olan 7.derece devre için bağımsız seçilen değerler, ve bağımsız parametreler cinsinde eleman değerleri aşağıda özetlenmiştir.:



Şekil 4.5.8 7.derece simetrik devre (C1-UE1-C2-UE2-C2-UE1-C1)

$$(n_p=4, n_k=3)$$

Katsayı matrisleri:

0	$Z_1 + \frac{1}{2}Z_2 - \frac{1}{Z_1} - \frac{1}{2Z_2}$	0	$\frac{1}{2} \frac{Z_1^2}{Z_2} - \frac{1}{2} \frac{Z_2}{Z_1^2}$
$-C_1 - C_2$	0	$-C_2 \frac{Z_2}{Z_1} + C_2 Z_1 Z_2 + C_2 Z_1^2$ $-C_1 \frac{Z_1}{Z_2} - C_1 - C_1 \frac{Z_2}{Z_1}$	0
0	$-2C_1 C_2 Z_1 - C_1 C_2 Z_2$ $-\frac{1}{2} C_2^2 Z_2 - C_1^2 Z_1 - \frac{1}{2} C_1^2 Z_2$	0	$-C_1 C_2 Z_2 + \frac{1}{2} C_2^2 Z_1 Z_2$ $-\frac{1}{2} C_1^2 \frac{Z_1^2}{Z_2}$
0	0	$-C_1^2 C_2 Z_1 Z_2 - C_1 C_2^2 Z_1 Z_2$ $-C_1^2 C_2 Z_1^2$	0
0	0	0	$-\frac{1}{2} C_1^2 C_2^2 Z_1^2 Z_2$

1	$Z_1 + \frac{1}{2}Z_2 + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{2Z_2}$	$1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_1}{Z_2}$	$\frac{1}{2} \frac{Z_1^2}{Z_2} + \frac{1}{2} \frac{Z_2}{Z_1^2}$
$C_1 + C_2$	$2C_1Z_1 + C_1Z_2 + C_2Z_2 + 2C_2Z_1$	$C_2 \frac{Z_2}{Z_1} + C_2Z_1Z_2 + C_2Z_1^2 + C_1 \frac{Z_1}{Z_2} + C_1 + C_1 \frac{Z_2}{Z_1}$	$C_2Z_2 + C_1 \frac{Z_1^2}{Z_2}$
0	$2C_1C_2Z_1 + C_1C_2Z_2 + \frac{1}{2}C_2^2Z_2 + C_1^2Z_1 + \frac{1}{2}C_1^2Z_2$	$2C_1C_2Z_1Z_2 + C_2^2Z_1Z_2 + 2C_1C_2Z_1^2$	$C_1C_2Z_2 + \frac{1}{2}C_2^2Z_1^2Z_2 + \frac{1}{2}C_1^2 \frac{Z_1^2}{Z_2}$
0	0	$C_1^2C_2Z_1Z_2 + C_1C_2^2Z_1Z_2 + C_1^2C_2Z_1^2$	$C_1C_2^2Z_1^2Z_2$
0	0	0	$\frac{1}{2}C_1^2C_2^2Z_1^2Z_2$

Bağımsız seçilen değişkenler;

$$h_{01} = Z_1 + \frac{1}{2}Z_2 - \frac{1}{Z_1} - \frac{1}{2Z_2}$$

$$h_{10} = -C_1 - C_2 \quad h_{10} < 0$$

$$h_{03} = \frac{1}{2} \frac{Z_1^2}{Z_2} - \frac{1}{2} \frac{Z_2}{Z_1^2}$$

$$h_{43} = -\frac{1}{2}C_1^2C_2^2Z_1^2Z_2 \quad h_{43} < 0$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

$$Z_1; \quad Z_1^4 + 2kZ_1^2 - 2kh_{01}Z_1^2 - 2kZ_1 - k^2 = 0 \quad 4. \text{ Derece denkleminin (Ek 1)'de}$$

verilen explicit çözümünden bulunur. Bulunan köklerden pozitif reel ($Z_1 > 0$) şartını sağlayan kök Z_1 olarak seçilir. Pozitif reel olma şartını sağlayan birden fazla kök olduğu takdirde hangi kökün seçileceğine, uygulamanın cinsine ve amaca göre karar verilir.

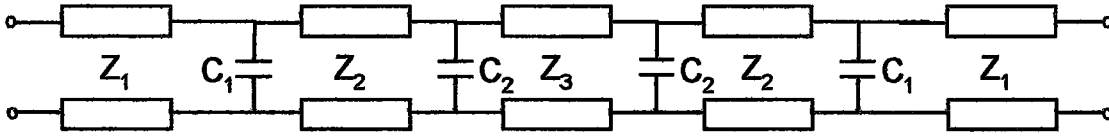
$$Z_1 \text{ ile } Z_2 \text{ arasındaki ilişki } Z_2 = \frac{Z_1^2}{k} \text{ şeklinde olup,}$$

$$C_2; \quad C_2^4 + 2h_{10}C_2^3 + h_{10}^2C_2^2 + \frac{2kh_{43}}{Z_1^4} = 0 \quad 4. \text{ Derece denkleminin (Ek 1)'de verilen}$$

explicit çözümünden bulunur. C_1 ise $C_1 = -h_{10} - C_2$ 'dir.

$$k \text{ sabiti bağımsız seçilen katsayılar cinsinden } k = h_{03} + \sqrt{h_{03}^2 + 1}$$

9.Derece Simetrik Devreler:



Şekil 4.5.9 9.derece simetrik devre (UE1-C1-UE2-C2-UE3-C2-UE2-C1-UE1)

$$(n_p=4, n_k=5)$$

Bağımsız seçilen değişkenler;

$$h_{01} = Z_1 + Z_2 + \frac{1}{2}Z_3 - \frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2} - \frac{1}{2Z_3}$$

$$h_{05} = \frac{1}{2} \frac{Z_1^2 Z_3}{Z_2^2} - \frac{1}{2} \frac{Z_2^2}{Z_1^2 Z_3}$$

$$h_{10} = -C_1 - C_2 \quad h_{10} < 0$$

$$h_{43} = -\frac{1}{2} C_1^2 C_2^2 Z_1^2 Z_2^2 \quad h_{43} < 0$$

$$h_{45} = \frac{1}{2} C_1^2 C_2^2 Z_1^2 Z_2^2 Z_3 \quad h_{45} > 0$$

Bağımsız seçilen değişkenler cinsinden eleman değerleri;

$$Z_1 = \sqrt{-\frac{h_{45}}{h_{43}}}$$

Z_2 ; $Z_2^4 + (2mZ_1^2)Z_2^3 - (2bmZ_1^2)Z_2^2 - (2mZ_1^2)Z_2 - m^2Z_1^4 = 0$ 4. Derece denkleminin (Ek 1)'de verilen explicit çözümünden bulunur. Bulunan köklerden pozitif reel ($Z_2 > 0$) şartını sağlayan kök Z_2 olarak seçilir.

$$Z_2 \text{ cinsinden } Z_3 \quad Z_3 = \frac{Z_2^2}{mZ_1}$$

$$C_2; \quad C_2^4 + 2h_{10}C_2^3 + h_{10}^2C_2^2 + \frac{2mZ_1h_{43}}{Z_2^4} = 0 \quad 4. \text{ Derece denkleminin (Ek 1)'de}$$

verilen explicit çözümünden bulunur.

$$C_2 \text{ cinsinden } C_1 \quad C_1 = -h_{10} - C_2$$

m ve b sabiti bağımsız seçilen katsayılar cinsinden $m = h_{05} + \sqrt{h_{05}^2 + 1}$ ve

$$b = h_{01} - Z_1 + \frac{1}{Z_1}$$

$\Lambda_H =$

0	$Z_1 + Z_2 + \frac{1}{2}Z_3 - \frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2} - \frac{1}{2Z_3}$	0	$-\frac{Z_2}{Z_1Z_3} - \frac{Z_3}{2Z_1^2} - \frac{Z_3}{2Z_1} + \frac{Z_2^2}{2Z_3} - \frac{1}{Z_1}$ $+\frac{Z_1Z_2}{Z_3} + \frac{Z_1^2}{Z_2} - \frac{Z_2}{Z_1^2} + \frac{Z_1Z_2}{2Z_3}$ $-\frac{Z_3}{Z_1Z_2} + Z_1$	0	0	$\frac{1}{2}\frac{Z_1^2Z_2}{Z_2^2} - \frac{1}{2}\frac{Z_2^2}{Z_1^2Z_3}$
$-C_1 - C_2$	0	$-\frac{Z_2}{Z_1} + 2C_2Z_1Z_2 + 2C_1Z_1Z_2 + C_1Z_1^2 + C_2Z_2^2$ $+C_2\frac{Z_1}{Z_2} + C_1\frac{Z_2}{Z_3} - 2C_1\frac{Z_2}{Z_1} - C_1 - C_1\frac{Z_3}{Z_1}$ $-C_2\frac{Z_3}{Z_2} - C_2\frac{Z_3}{Z_1} + C_2Z_2Z_3 - 2C_2\frac{Z_2}{Z_1} + C_2Z_2^2$	0	$C_1\frac{Z_1^2Z_2}{Z_2} + C_1\frac{Z_1Z_2^2}{Z_3} + C_1Z_1^2 + C_2\frac{Z_1^2Z_2}{Z_2}$ $+C_2Z_1Z_2 - C_1\frac{Z_2^2}{Z_1Z_3} + C_1\frac{Z_2^2Z_2}{Z_3} - C_2\frac{Z_2Z_2}{Z_1^2}$ $-C_2\frac{Z_2}{Z_1} - C_2\frac{Z_2^2}{Z_1^2}$	0	0
0	$-C_1C_2Z_3 - 2C_1C_2Z_2 - \frac{1}{2}C_1^2Z_3$ $-\frac{1}{2}C_2^2Z_3 - C_1^2Z_2$	0	$-C_1C_2Z_3 + C_1C_2Z_1^2Z_3 + 2C_1C_2Z_1Z_2Z_3 + \frac{1}{2}C_2^2Z_2^2Z_3$ $+2C_1C_2Z_1Z_2^2 - 2C_1C_2\frac{Z_2Z_3}{Z_1} + 2C_1C_2Z_1^2Z_2 + \frac{1}{2}C_1^2Z_1^2Z_3$ $+C_1^2Z_1Z_2Z_3 + C_1^2Z_1^2Z_3 + \frac{1}{2}C_2^2Z_1^2Z_3 - C_2^2\frac{Z_2Z_3}{Z_1}$ $-2C_1C_2\frac{Z_2^2}{Z_1} - \frac{1}{2}C_1^2\frac{Z_2^2}{Z_3}$	0	0	$C_1C_2Z_1^2Z_3 + C_1^2\frac{Z_1^2Z_2}{Z_3}$ $-C_2^2\frac{Z_2^2Z_3}{Z_1^2}$
0	0	$-C_1^2C_2Z_1Z_2 - C_1C_2^2Z_1Z_3$ $-C_1^2C_2Z_1^2$	0	$C_1C_2^2Z_1^2Z_3 + C_1^2C_2Z_1^2Z_2 - C_1C_2^2\frac{Z_1^2Z_3}{Z_1}$ $C_1^2C_2Z_1^2Z_2 + C_1C_2^2Z_1^2Z_3$	0	0
0	0	0	$-\frac{1}{2}C_1^2C_2^2Z_2Z_3$	0	$\frac{1}{2}C_1^2C_2^2Z_1^2Z_2Z_3$	

$\Lambda_6 =$

1	$Z_1 + Z_2 + \frac{1}{2}Z_3 + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{2Z_3}$	$\frac{Z_3}{Z_1} + \frac{Z_3}{Z_2} + \frac{Z_3}{Z_3} + 2 + \frac{Z_1}{Z_3} + \frac{2Z_2}{Z_1} + \frac{2Z_3}{Z_2}$	$\frac{Z_3}{Z_1Z_2} + \frac{Z_3}{2Z_1^2} + \frac{Z_3}{2Z_2^2} + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}$	$1 + \frac{Z_3}{Z_2} + \frac{Z_1Z_3}{Z_2^2} + \frac{Z_3}{Z_3} + \frac{Z_3}{Z_1Z_3}$	$\frac{1}{2} \frac{Z_1^2Z_3}{Z_2^2} + \frac{1}{2} \frac{Z_2^2}{Z_1^2Z_3}$
$C_1 + C_2$	$C_1Z_1 + 2C_2Z_1 + 2C_1Z_1 + C_2Z_3 + 2C_2Z_2 + 2C_1Z_3$	$C_1 \frac{Z_2}{Z_3} + 2C_2Z_1Z_2 + 2C_1Z_1Z_2 + C_1Z_1^2 + C_2Z_1^2 + C_1Z_1Z_3 + C_1Z_1Z_3 + C_1 \frac{Z_3}{Z_2} + 2C_1 \frac{Z_2}{Z_1} + C_1 \frac{Z_3}{Z_1} + C_2 \frac{Z_3}{Z_2} + C_2 \frac{Z_3}{Z_1} + 2C_2 \frac{Z_2}{Z_1} + C_2Z_1^2$	$2C_1Z_2 + 2C_2Z_2 + 2C_1Z_1Z_3 + 2C_1 \frac{Z_2Z_3}{Z_3} + 2C_2Z_3 + 2C_1 \frac{Z_2Z_3}{Z_1} + 2C_2 \frac{Z_2Z_3}{Z_2} + C_1 \frac{Z_2^2}{Z_3}$	$C_1 \frac{Z_1^2Z_3}{Z_2} + C_1 \frac{Z_2Z_3}{Z_3} + C_1Z_1^2 + C_1Z_1^2 + C_1 \frac{Z_2Z_3}{Z_3} + C_2 \frac{Z_2Z_3}{Z_1} + C_2 \frac{Z_2^2}{Z_1} + C_2 \frac{Z_2^2}{Z_1}$	$C_1 \frac{Z_2^2}{Z_3} + C_2 \frac{Z_2^2}{Z_3}$
0	$C_1C_2Z_3 + 2C_1C_2Z_2 + \frac{1}{2}C_1^2Z_3 + \frac{1}{2}C_2^2Z_3 + C_1^2Z_2$	$2C_1^2Z_1Z_2 + C_1^2Z_1Z_3 + 4C_1C_2Z_1Z_2 + 2C_1C_2Z_1Z_3 + C_2^2Z_1Z_3 + C_2^2Z_2Z_3 + 2C_1C_2Z_1Z_3 + 2C_1C_2Z_2^2$	$+ C_1C_2Z_3 + C_1C_2Z_1^2Z_3 + 2C_1C_2Z_1Z_2Z_3 + \frac{1}{2}C_2^2Z_2Z_3 + 2C_1C_2Z_1Z_2^2 + 2C_1C_2Z_1Z_3 + \frac{1}{2}C_1^2Z_1Z_3 + C_1^2Z_1Z_2 + \frac{1}{2}C_2^2Z_2Z_3 + C_2^2Z_2Z_3 + C_2^2Z_2Z_3 + 2C_1C_2Z_1Z_3 + 2C_1C_2Z_2^2$	$C_2^2Z_1Z_2 + 2C_1C_2Z_1Z_2 + 2C_1C_2Z_2^2 + C_1^2 \frac{Z_2^2Z_3}{Z_3} + C_2^2 \frac{Z_2^2Z_3}{Z_1} + C_2^2 \frac{Z_2^2Z_3}{Z_1}$	$C_1C_2Z_1^2Z_3 + C_2^2 \frac{Z_2^2Z_3}{2Z_3} + C_2^2 \frac{Z_2^2Z_3}{2Z_1^2}$
0	0	$C_1^2C_2Z_1Z_2 + C_1C_2^2Z_1Z_3 + C_1^2C_2Z_2^2$	$2C_1C_2^2Z_1Z_2Z_3 + C_1C_2^2Z_2^2Z_3 + 2C_1^2C_2Z_1Z_2 + 2C_1^2C_2Z_1Z_3 + 2C_1^2C_2Z_1Z_2Z_3$	$C_1C_2^2Z_1^2Z_2 + C_2^2C_2Z_1^2Z_3 + C_1C_2^2 \frac{Z_2^2Z_3}{Z_1} + C_2^2C_2Z_1^2Z_3 + C_1C_2^2Z_1^2Z_3$	$C_1C_2^2Z_1^2Z_3$
0	0	0	$\frac{1}{2}C_1^2C_2^2Z_2Z_3$	$C_1^2C_2^2Z_1^2Z_2Z_3$	$\frac{1}{2}C_1^2C_2^2Z_1^2Z_2Z_3$

Burada özetlenen karma elemanlı simetrik devre yapıları pratikte en çok kullanılan devre yapıları oldukları için seçilmişlerdir. Aynı yaklaşımla örnek devre yapılarını geliştirmek mümkündür.



5. UYGULAMALAR

Bu bölümde, karma elemanlı kayıpsız simetrik iki kapılı devrelerin pratikteki uygulamaları incelenecektir. Karma elemanlı simetrik devrelerin uygulamalarını, mikrodalga yükselteç, filtre ve uyumlaştırma devresi tasarımı gibi mikrodalga uygulamaları ve MMIC tasarımlarında arabağlantı yapılarının modellenmesi şeklinde iki ana grupta toplayabiliriz.

5.1. Reel Frekans Tekniğinin İki Değişkenli Formda İncelenmesi

Yüksek frekanslarda, istenen frekans bandında, empedansı reel veya kompleks olan bir kaynaktan, kompleks bir yüke maksimum güç aktarımı problemi olarak bilinen uyumlaştırma probleminin tek değişkenli uyumlaştırma devreleri ile çözümü literatürde yerleşmiş bir konudur [30-33,37-40]. Öte yandan iki değişkenli; toplu ve dağılmış elemanlı karma devre yapıları ile uyumlaştırma probleminin çözümü, tek değişkenli kazanç ifadelerinde, iki değişkenli kompleks frekans değişkenini tanımlayarak kolayca türetilir.

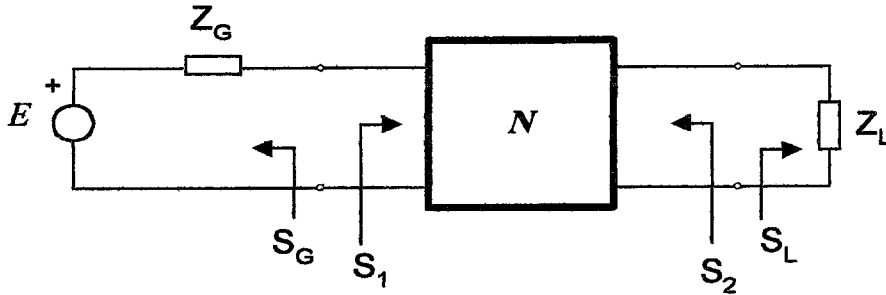
Uyumlaştırma devrelerinin tasarımında, reel frekans tekniğinin iki değişkenli olarak ifade edilebilmesi için, uyumlaştırma devresini bağımsız seçilen parametreler cinsinden tek bir şekilde ifade etmek gerekir. Bu durumda problem klasik bir nümerik optimizasyon problemine dönüşür. İki değişkenli uyumlaştırma problemini doğrudan eleman değerlerine bağlı olarak, nümerik optimizasyon problemi olarak çözmek de mümkündür. Ancak sistemin kazanç ifadesi, eleman değerleri cinsinden doğrusal olmayan (nonlinear) yapıda olduğundan optimizasyon başlangıç değerlerine çok bağlıdır.

İki değişkenli ardışıl (cascade) devrelerden oluşan uyumlaştırma devrelerinin tasarımına yönelik, sınırlı topolojik yapılar için yarı analitik yaklaşımlar geliştirilmiştir [15-22]. Beşinci dereceye kadar alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band

söndüren birim elemanlı yapılar için açık ifadeler (explicit) elde edilmiştir. Bu çalışmada ise, bir başka topolojik yapı olan simetrik devrelerle, devrenin eleman değerleri bağımsız seçilen parametreler cinsinden ifade edilerek, dokuzuncu dereceye kadar açık ifadeler türetilmiştir.

İki değişkenli uyumlaştırma devrelerinin tasarımı, devrenin iki değişkenli saçılma parametrelerinin tanımlanması esasına dayanır. Ardışıl karma elemanlı iki kapılı devreler için reel frekans tekniği, iki değişkenli saçılma parametrelerinin tek değişkenli kazanç ifadesinde uygun şekilde yerine konmasıyla türetilir [18,21].

Bu bölümdeki uygulamalarda iki değişkenli simetrik devreler ile uyumlaştırma probleminin çözümü yapılmıştır. İki değişkenli simetrik devreler için saçılma fonksiyonlarının tanımlanması bir önceki bölümde detaylı olarak incelendiğinden, bu bölümde tekrar edilmeyecektir. $h(p, \lambda)$ polinomunun Λ_H katsayı matrisinden bağımsız değişken olarak seçilen h_{ij} katsayıları üzerinde, eleman değerlerini pozitif yapacak koşullar belirlendikten sonra herhangi bir koşullu doğrusal olmayan optimizasyon algoritması (nonlinear constrained optimization) ile iki değişkenli kazanç ifadesi için tanımlanan amaç fonksiyonu (objective function) minimize edilerek, iki değişkenli simetrik devrenin eleman değerleri elde edilir.



Şekil 5.1.1. İkili uyumlaştırma devresi

Şekil 5.1.1'deki ikili uyumlaştırma devresinde iki değişkenli kazanç ifadesi aşağıdaki şekilde tanımlanır;

$$T(w, \Omega) = T_G \frac{|S_{21}|^2 |L_{21}|^2}{|1 - S_{11} S_G|^2 |1 - \hat{S}_2 S_L|^2}, \quad (5.1.1)$$

Burada; $T_G = 1 - |S_G|^2$, $|L_{21}|^2 = 1 - |S_L|^2$ ve $\hat{S}_2 = S_{22} + \frac{S_{21}^2 S_G}{1 - S_{11} S_G}$ tek değişkenli

ifadelerin aynısı olup, $S_{ij} = S_{ij}(jw, j\Omega)$ ($\Omega = \tan w\tau$) saçılma parametreleri toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan karma devrenin saçılma parametreleridir. S_G ve S_L Şekil 5.1.1'den anlaşılabilir gibi kaynak ve yüke ait yansıma fonksiyonlarıdır.

$$S_G = \frac{Z_G - 1}{Z_G + 1}, \quad S_L = \frac{Z_L - 1}{Z_L + 1}. \quad (5.1.2)$$

(5.1.2)'de verilen kazanç fonksiyonu, saçılma parametrelerinin kanonik polinomlar cinsinden ifade edilmesiyle iki değişkenli formda

$$T(w, \Omega) = \frac{(1 - |S_G|^2)(1 - |S_L|^2) |f(jw, j\Omega)|^2}{|g(jw, j\Omega) - h(jw, j\Omega) S_G + S_L (h(-jw, -j\Omega) - S_G g(jw, j\Omega))|^2} \quad (5.1.3)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $h(p, \lambda)$ ve $g(p, \lambda)$ polinomları, bağımsız seçilen parametrelerle tanımlanan katsayı matrisleri ile matrisel formda tanımlanır. Devrenin fiziksel olarak gerçekleştirilmesi için bağımsız parametreler üzerindeki kısıtlamaların tanımlandığı, doğrusal olmayan algoritmalarından biri ile devrenin eleman değerleri belirlenir. Seçilen T_0 düzgün kazanç seviyesinde, kazanç fonksiyonunun optimizasyonunda minimize edilecek amaç fonksiyonu

$$\delta = \sum_{k=1}^{N_w} [T(w_k, \{h_{i,j}\}_{t \times 1}) - T_0]^2 \quad \begin{array}{l} i = 1, \dots, n_p \\ j = 1, \dots, n_\lambda \\ t = \text{simetrik devrenin derecesi} \end{array} \quad (5.1.4)$$

ile verilir. Burada

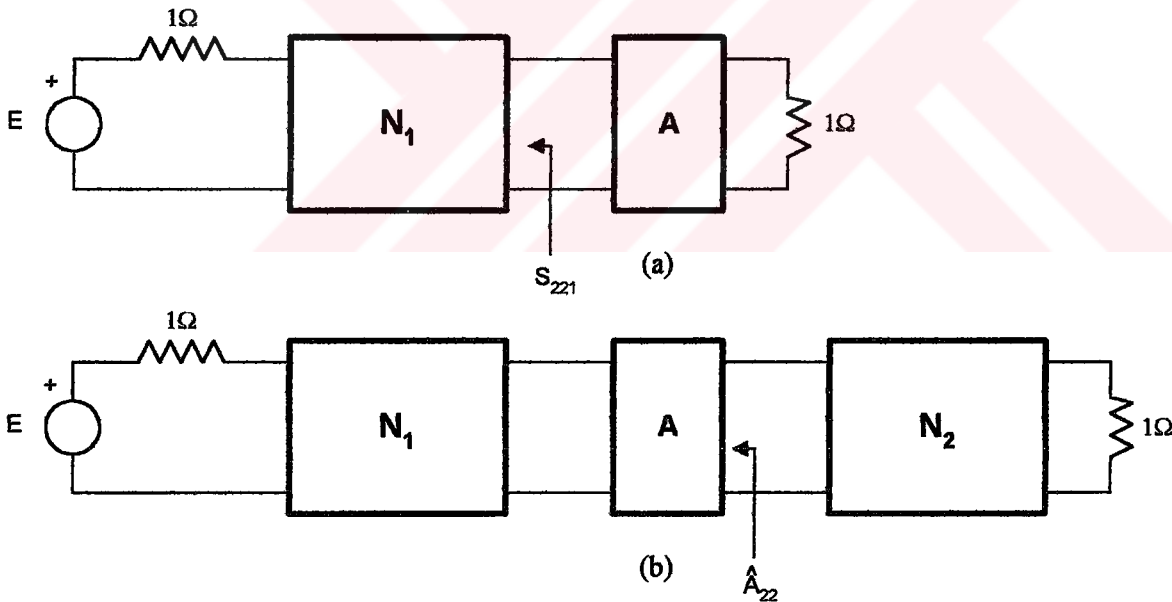
$\{h_{i,j}\}_{t \times 1} = \Lambda_H$ matrisi içinden bağımsız olarak seçilen t tane katsayıyı

N_w : Band içerisindeki örnek frekans sayısını gösterir.

5.1.1. Mikrodalga Yükselteç Tasarımı

Mikrodalga yükselteç tasarımı, yüksek frekanslarda çalışan aktif elemanın girişinden yüke maksimum güç aktaracak şekilde, giriş ve çıkışında uyumlaştırma probleminin çözümü olarak özetlenebilir. Daha açık bir ifade ile, yükselteç katları arasında maksimum güç akışını sağlayacak şekilde ard arda tekli veya ikili uyumlaştırma problemi çözerek uyumlaştırma devrelerinin tasarımıdır [25,37,38,40].

Ardışıl bağlı kayıpsız iki kapılıların tasarımında saçılma yaklaşımı en uygun yaklaşım olduğundan, çok katlı yükselteç tasarımında da çevirim güç kazancı saçılma parametrelili yaklaşımla tanımlanabilir [37,38,39].



Şekil 5.1.2 a) Girişi dengelenmiş tek katlı yükselteç devresi

b) Giriş ve çıkışı dengelenmiş tek katlı yükselteç devresi

Şekil 5.1.2b'deki gibi tek katlı bir yükseltecin tasarımını düşünelim. Burada A iki kapılı aktif elemanı, N_1 ve N_2 'de aktif elemanın önündeki ve arkasındaki

uyumlaştırma devrelerini gösterebilirsin. Pratikte aktif elemanlar bir dizi ölçüm parametresi ile tanımlanırlar. Bunlardan biri olan saçılma parametreleri ile bir önceki bölümde (5.1.1.'de) verilen reel frekans tekniğini uygulayarak, aktif elemanı modellemekten giriş ve çıkış dengeleyicileri iki değişkenli olarak tasarlanır.

Aktif eleman A'nın birim normalize saçılma parametrelerini A_{ij} , kayıpsız N_1 ve N_2 iki kapılılarının saçılma parametrelerini de S_{ij1} ve S_{ij2} ile tanımladığımızı kabul edersek Şekil 5.1.2b'deki gibi ardışıl bağlı bir yapının çevirim güç kazancı şu şekilde ifade edilir:

$$T(w, \Omega) = T_G \frac{|A_{21}|^2 |S_{21_2}|^2}{|1 - S_{22_1} A_{11}|^2 |1 - \hat{A}_{22} S_{11_2}|^2} \quad (5.1.5)$$

Burada

$$T_G = |S_{21_1}|^2 = 1 - |S_{11_1}|^2 \quad (5.1.6)$$

$$|S_{21_2}|^2 = 1 - |S_{11_2}|^2 \quad (5.1.7)$$

$\hat{A}_{22}$ ise aktif elemanın çıkışından sola doğru bakıldığında görülen yansıma katsayısı olup aşağıdaki şekilde yazılır:

$$\hat{A}_{22} = A_{22} + \frac{A_{21} A_{12} S_{22_1}}{1 - S_{22_1} A_{11}} \quad (5.1.8)$$

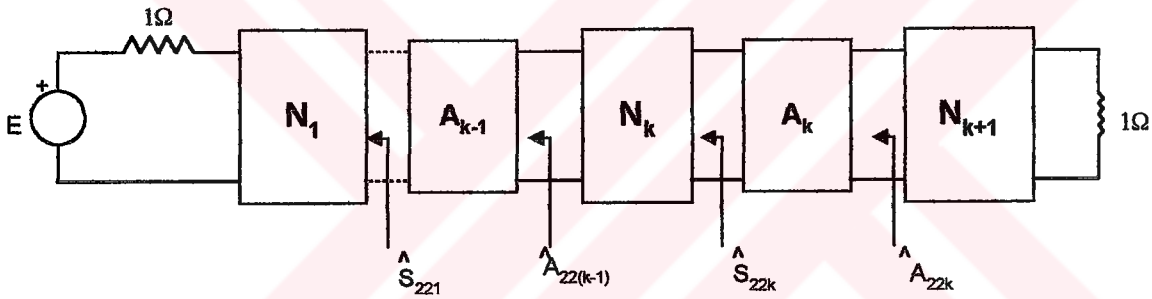
Bu tanımlara göre (5.1.5)'i yeniden yazarsak çevirim güç kazancı (5.1.9) ile verilir.

$$T(w, \Omega) = T_1(w, \Omega) \frac{|S_{21_2}|^2}{|1 - \hat{A}_{22} S_{11_2}|^2} \quad (5.1.9)$$

$T_1(w, \Omega)$ ise

$$T_1(w, \Omega) = T_G(w, \Omega) \frac{|A_{21}|^2}{|1 - S_{22_1} A_{11}|^2} \quad (5.1.10)$$

Buradan $T_1(w, \Omega)$ 'nın Şekil 5.1.2a'daki aktif elemanın 1Ω ile sonlandırıldığı durumdaki sistemin çevirim güç kazancı olduğu kolayca görülebilir. Aktif elemanı bir dizi saçılma parametresi ile tanımlanmış yük olarak kabul edersek ön dengeleyici N_1 'in tasarımı tekli uyumlaştırma probleminin çözümünden ibarettir. (5.1.9) ifadesine $(T(w, \Omega))$ bakacak olursak, $T_1(w, \Omega)$ 'yı ağırlık fonksiyonu gibi düşünebiliriz. Bu durumda kompleks bir kaynak ile (aktif elemanın çıkışı) dirençsel bir yük arasında yine bir ikili uyumlaştırma problemi çözülür (Şekil 5.1.2b).



Şekil 5.1.3 (k) katlı yükselteç devresi

Şekil 5.1.3'deki gibi çok katlı yükselteç tasarımında kazanç ifadesi ise, tek katlı yükselteç tasarımı için tanımlanan kazanç ifadesi, ardışıl forma dönüştürülerek genel bir formda yazılabilir.

$$T_k(w, \Omega) = T_{k-1}(w, \Omega) \frac{|A_{21_k}|^2 |S_{21_{k+1}}|^2}{|1 - \hat{S}_{22_k} A_{11_k}|^2 |1 - \hat{A}_{22_k} S_{11_{k+1}}|^2} \quad (5.1.11)$$

Burada T_{k-1} , $(k-1)$. katın normalize 1Ω direnci ile sonlandırılmış durumdaki kazancıdır.

5.2. MMIC'lerdeki Arabağlantıların Karma Elemanlı Simetrik Yapılarla Modellenmesi

Aynı monolitik entegre devre yapısı üzerinde üretilmek zorunda olan analog devrelerle, dijital devreler arasındaki bağlantı yapılarının, üretim açısından modellenmesi gerekir. Arabağlantı devreleri yapıları itibariyle çoğu zaman simetriktir. Ayrıca fiziksel özellikleri itibariyle ele alındığında hattın τ birim zaman gecikmesi hattın fiziksel uzunluğu, çok inceldiği yerlerin endüktans, bağlantı yerlerinin süreksizlik kapasitesi, kalın olduğu yerlerin de doğrudan kapasite olarak ele alınmaları mümkündür. Dolayısıyla pratikte kullanılan (cep telefonu, telsiz telefon, bilgisayar gibi) birçok mikrodalga sisteminde, hızları nedeniyle arabağlantılar, toplu ve dağılmış devre elemanlarından oluşan simetrik iki kapılı devreler olarak modellenebilir. Literatürde 20, 50, 60 hatta sonsuz sayıda toplu devre elemanı içeren simetrik modeller mevcuttur. Ancak devre elemanlarının sayısının artması fiziksel üretime yönelik yapılan modellerle fevkalade nümerik hatalara neden olabilir. Bu nedenle karma elemanlı simetrik devre yapıları olarak önerdiğimiz arabağlantı yapıları pratikte anlamlı modellerdir.

5.3. Örnekler

Bu bölümdeki ilk iki örnekte, iki değişkenli simetrik devrelerle uyumlaştırma devreleri tasarımı incelenecektir. Uyumlaştırma devreleri tasarımının en karakteristik uygulamaları olan ikili uyumlaştırma problemi ve yükselteç tasarımı, toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan simetrik devrelerle çözülmüştür. Örnekler literatürde sadece toplu elemanlar kullanılarak değişik yaklaşımlarla çözülen örnekler arasından seçilmiştir. İlk örnek; topolojileri önceden bilinen kaynak ve yük devrelerini uyumlaştırma yani ikili uyumlaştırma problemidir. İkinci örnek ise aktif eleman olarak saçılma parametrelerine ait ölçüm değerleri ile tanımlı HFET 2001'in kullanıldığı tek katlı yükselteç tasarımıdır [18,21,39,41,].

Optimizasyonda, simetrik devrenin eleman değerlerini pozitif yapacak katsayı koşulları altında hata fonksiyonunu minimize etmek için koşullu optimizasyon algoritması tercih edilmiştir. Bunun için MATLAB yazılımındaki ardışıl karesel programlama tekniğine (Sequential Quadratic Programming-SQP) dayanan doğrusal olmayan koşullu optimizasyon algoritması kullanılmıştır. Ardışıl karesel programlama tekniği (SQP) koşullu doğrusal olmayan problemlerin çözümünde en popüler ve başarılı olanıdır. Doğrusal koşullar altında karesel amaç fonksiyonunun çözümü, sonuca en yakın doğruyu bulma temeline dayanır. Bir anlamda Newton metodunun genelleştirilmiş halidir. Ardışıl karesel programlama tekniğini

$$g(x) \leq 0$$

koşulu sağlanacak şekilde

$$\min_x f(x)$$

probleminin çözümü olarak özetleyebiliriz [46,47]. Örneklerin çözümünde bağımsız olarak seçilen parametrelerin başlangıç değerlerinde ad-hoc seçimi (+1 veya -1) kullanılmıştır.

5.3.1. İkili Uyumlaştırma Problemi

Bu örnekte, Şekil 5.3.1'deki devrede görülen kaynak ve yük devreleri $0 \leq w \leq 1$ normalize frekans bandında istenen düzgün kazanç seviyesini sağlayacak şekilde uyumlaştırılmıştır.

Seçilen simetrik yapıyı ($n_p=3$, $n_\lambda=2$) tanımlayan iki değişkenli saçılma polinomları aşağıdaki şekildedir:

$$h(p, \lambda) = p^T \Lambda_h \lambda, \quad g(p, \lambda) = p^T \Lambda_g \lambda, \quad f(p, \lambda) = (1 - \lambda^2). \quad (5.3.1)$$

$n_p=3$, $n_\lambda=2$ olan bu devrede simetri tanımına göre katsayı matrislerinin genel formu

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & h_{01} & 0 \\ h_{10} & 0 & h_{12} \\ 0 & h_{21} & 0 \\ 0 & 0 & h_{32} \end{bmatrix}, \quad \Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & g_{01} & 1 \\ g_{10} & g_{11} & g_{12} \\ g_{20} & g_{21} & g_{22} \\ g_{30} & g_{31} & g_{32} \end{bmatrix} \quad (5.3.2)$$

şeklinde olup p ve λ vektörleri aşağıda tanımlanmıştır

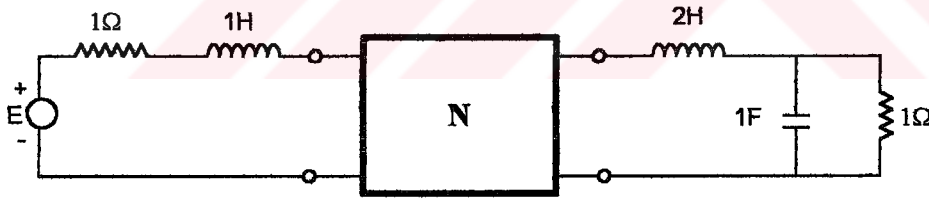
$$p^T = (1 \quad p \quad p^2 \quad p^3) \quad \lambda^T = (1 \quad \lambda \quad \lambda^2). \quad (5.3.3)$$

Λ_H katsayı matrisinden bağımsız değişken olarak $\{h_{10}, h_{21}, h_{23}\}$ katsayıları seçilmiştir. Devrede kullanılan eleman değerleri ile katsayılar arasında, aşağıda tanımlanan ilişkiler mevcuttur:

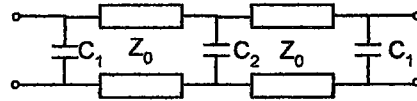
$$h_{10} = -C \quad h_{10} < 0 \quad (5.3.4a)$$

$$h_{21} = -\frac{1}{2} Z_2 C^2 \quad h_{21} < 0 \quad (5.3.4b)$$

$$h_{23} = \frac{1}{2} Z_1^2 Z_2 C^2 \quad h_{23} > 0 \quad (5.3.4c)$$



(a)



(b)

Şekil 5.3.1 a) İki uyumlaştırma problemi

b) Uyumlaştırma devresi için seçilen simetrik model

Bu devre yapısı için bağımsız seçilen parametrelere göre ($\{h_{10}, h_{21}, h_{23}\}$) yapılan koşullu optimizasyon sonucunda elde edilen saçılma polinomları aşağıdaki şekildedir;

$$h(p, \lambda) = p^T \begin{bmatrix} 0 & 2.5451 & 0 \\ -1.3297 & 0 & -0.9141 \\ 0 & -5.1059 & 0 \\ 0 & 0 & -0.6132 \end{bmatrix} \lambda,$$

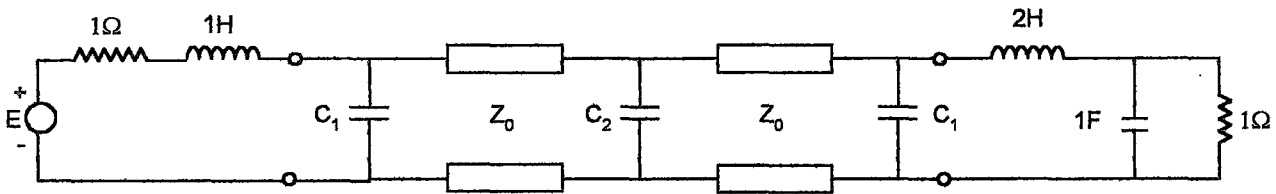
$$g(p, \lambda) = p^T \begin{bmatrix} 1 & 3.2369 & 1 \\ 1.3297 & 7.6883 & 1.6565 \\ 0 & 5.1059 & 0.9542 \\ 0 & 0 & 0.6132 \end{bmatrix} \lambda$$

Bağımsız seçilen katsayılar cinsinden devredeki eleman değerleri (5.3.5a) ve (5.3.5b) deki bağıntılarla tanımlanıp optimizasyon sonucunda elde edilen değerler yerine konduğunda tasarımı yapılan uyumlaştırma devresindeki kapasite ve birim elemanın değerleri bulunur.

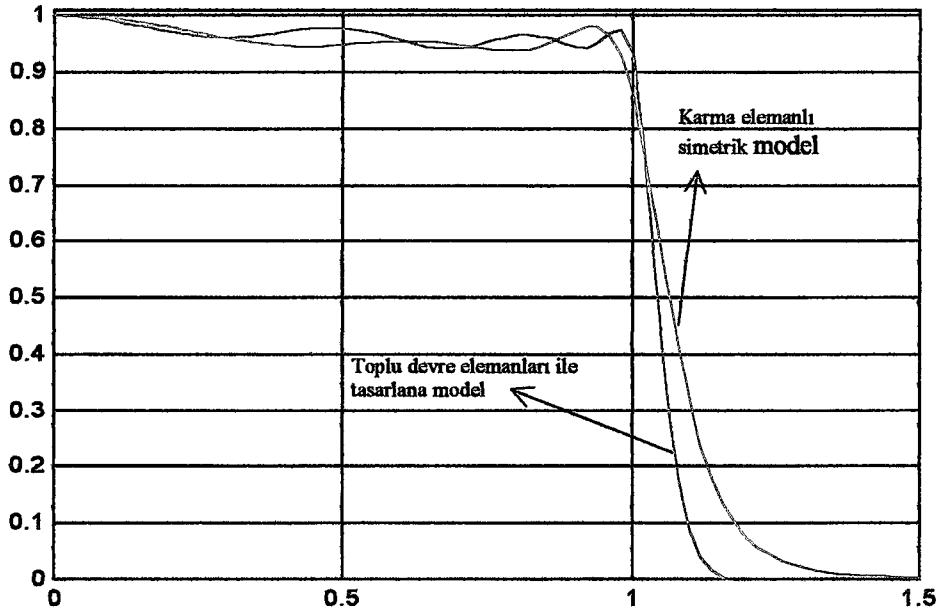
$$C = -h_{10} \quad (5.3.5a)$$

$$Z_1 = \sqrt{-\frac{h_{23}}{h_{21}}} \quad Z_2 = -2 \frac{h_{21}}{h_{10}^2} \quad (5.3.5b)$$

Uyumlaştırma devresi ve tümdevrenin kazancına ait grafikler Şekil 5.3.2a-b'de gösterilmiştir.

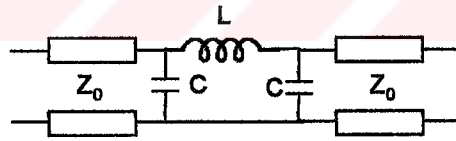


Şekil 5.3.2. a) Uyumlaştırma devresi ($Z_0=2.8910$, $C_1=1.2852$, $C_2=0.0888$)



Şekil 5.3.2. b)Tüm devrenin kazanç karakteristiği

Şekil 5.3.1'deki kaynak ve yük devreleri için, ikili uyumlaştırma problemini, bu sefer gene pratik uygulamalarda anlamlı bir yapı olan, 5.derece simetrik π devresi için çözelim. Seçilen 5. derece simetrik π devresi Şekil 5.3.3'de görülmektedir



Şekil 5.3.3 Uyumlaştırma problemi için seçilen simetrik π devresi

5.derece simetrik π devresini tanımlayan kanonik polinomlar katsayı matrisleri cinsinden aşağıdaki şekilde tanımlanırlar:

$$h(p, \lambda) = p^T \Lambda_h \lambda, \quad g(p, \lambda) = p^T \Lambda_g \lambda, \quad (5.3.5)$$

$f(p, \lambda)$ polinomu ise $n_\lambda=2$ olduğundan

$$f(p, \lambda) = (1 - \lambda^2) \quad (5.3.6)$$

şeklindedir. Λ_H ve Λ_G katsayı matrisleri $n_p=3$, $n_\lambda=2$ olduğun 5.3.2’de tanımlanan matrislerle aynı formdadır. Ancak burada katsayı yozlaşması olmadığı unutulmamalıdır. Λ_H matrisinden bağımsız değişken olarak seçilen katsayılar $\{h_{01}, h_{21}, h_{30}\}$ olup, devrede kullanılan eleman değerleri ile katsayılar arasında aşağıda tanımlanan ilişkiler mevcuttur:

$$h_{01} = Z_0 - \frac{1}{Z_0} \quad (5.3.7a)$$

$$h_{21} = -\frac{LC}{Z_0} + LCZ_0 \quad (5.3.7b)$$

$$h_{30} = -\frac{1}{2}LC^2 \quad h_{30} < 0 \quad (5.3.7c)$$

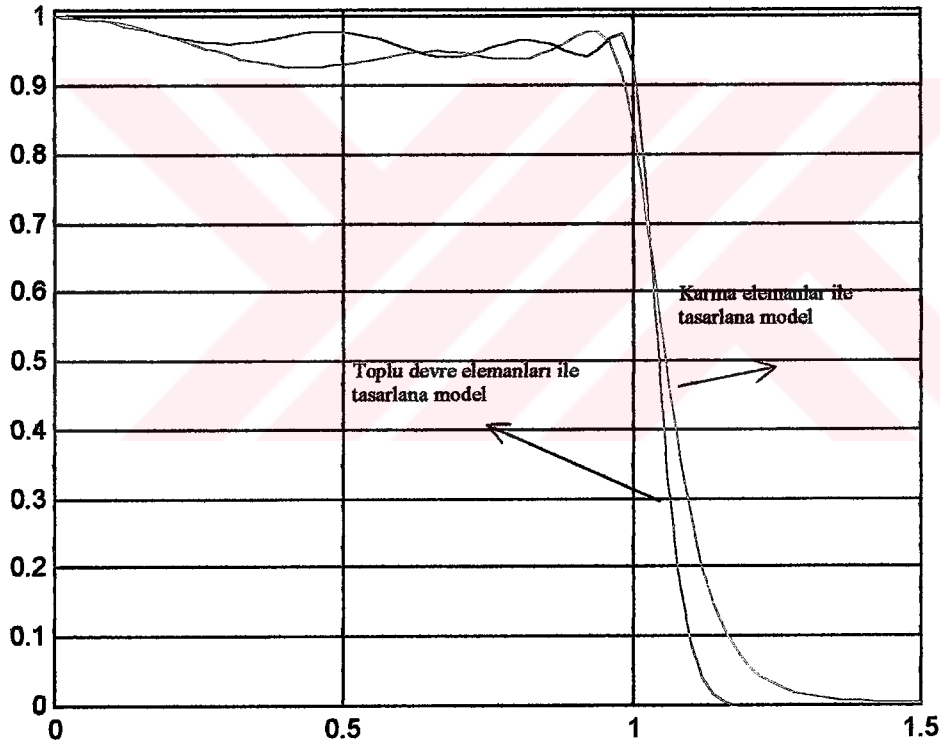
h ve g polinomları yukarıda tanımlanan ilişkilere göre bağımsız değişkenler cinsinden tanımlanıp (5.1.3)’de verilen kazanç ifadesinde yerine konur ve doğrusal olmayan koşullu bir optimizasyon algoritması uygulanarak düzgün kazanç seviyesini sağlayan eleman değerleri hesaplanır. Bu örnek için optimizasyon sonucunda elde edilen katsayı matrisleri aşağıda verilmiştir:

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & -2.7141 & 0 \\ 0.879 & 0 & -10.1631 \\ 0 & -1.3218 & 0 \\ -0.0539 & 0 & 0.0058 \end{bmatrix},$$

$$\Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & 3.3714 & 1 \\ 1.3216 & 6.8414 & 10.2109 \\ 0.4870 & 1.6419 & 0.4870 \\ 0.0539 & 0.0354 & 0.0058 \end{bmatrix}$$

Devredeki eleman değerleri ise (5.3.7a-b-c) bağıntılarının çözümünden bulunur. Buna göre uyumlaştırma devresinin kazancı Şekil 5.3.4’de çizilmiştir. Devredeki eleman değerleri ise; $Z_0=0.3287$, $C=0.2213$, $L=2.2006$ ’dır.

Bu uyumlaştırma problemi literatürde analitik ve reel frekans teknikleri ile pekçok araştırmacı tarafından çözülmüş bir problemdir [18,21,39,41]. Burada ise, toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan simetrik iki kapılı devre yapısı ile çözülmüştür. Yüksek frekanslarda toplu devre elemanlarını fiziksel nedenlerden dolayı gerçeklemek oldukça güçtür. Oysa bu örnekte seçilen, transmisyon hattı-kapasite-transmisyon hattı şeklindeki iki değişkenli simetrik bir devrede, kapasiteleri yapı içerisine gömmek çok kolaydır. Çünkü kapasiteler yapının süreksizlik noktalarına karşı gelmektedir. Ayrıca kapasiteler devredeki dağılmış parametrelili elemanların getireceği periyodik etkiyi de bastırmaktadır.



Şekil 5.5.4 5. derece simetrik π devresi ile tasarlanan iki kapılı devrenin kazancı

Fiziksel gerçekleştirme açısından son derece elverişli yapılar olan simetrik devre ile uyumlaştırma probleminin çözümünü diğer analitik ve reel frekans teknikleri yapılan çözümler ile karşılaştıracak olursak, simetrik devre çözümü chebyshev ve parametrik reel frekans tekniğine oldukça yakındır. Hat-kapasite hat şeklindeki simetrik model toplu devrelerle yapılan çözümlere daha yakın sonuç vermiştir. İki değişkenli simetrik

devre ile uyumlaştırma probleminin çözümünün, analitik ve yarı analitik çözümler arasındaki yeri Tablo 5.3.1’de özetlenmiştir.

Tablo 5.3.1 Değişik yöntemlerle çözülen uyumlaştırma probleminin karşılaştırılması

Yöntem	$\Delta = \frac{G_{max}}{G_{min}} - 1$	Toplu eleman sayısı	Dağılmış parametrelili eleman sayısı
CHEB	0.181	3	0
PRFT	0.061	3	0
SFE	0.056	3	2
LPLU	0.072	2	2
Simetrik	0.1336	3	2
Simetrik π	0.1616	3	2

5.3.2. Tek Katlı Mikrodalga Yükselteç Tasarımı

Bu ikinci örnekte ise 6 ile 16 GHz arasında çalışması istenen, 50 ohm ile sonlandırılmış tek katlı yükselteç aktif eleman olarak HFET 2001 kullanılarak tasarlanmıştır. FET’in saçılma parametrelerine ait genlik ve faz değerleri Tablo 5.3.2’de verilmiştir. Kuvvetlendirici tasarımı ön dengeleyici ve arka dengeleyicinin tasarımı olmak üzere iki adımdan oluşur. Ön ve arka dengeleyicinin tasarımında $n_p=2$ ve $n_k=3$ (5. derece simetrik devre) olarak seçilmiştir.

Tablo 5.3.2 HFET 2001’in Saçılma Parametreleri

Frekans GHz	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
	m	p	m	p	m	p	m	p
6	0.88	-65	2.00	125	0.05	60	0.71	-22
8	0.83	-85	1.81	109	0.06	53	0.68	-30
10	0.79	-101	1.64	95	0.06	51	0.66	-37
12	0.76	-113	1.48	84	0.06	52	0.66	-43
14	0.73	-126	1.39	73	0.06	54	0.64	-48
16	0.71	-141	1.32	61	0.07	55	0.63	-56

Simetrik yapıyı tanımlayan saçılma polinomları eşitlik (5.3.1) ve (5.3.2)'de verilmiştir. Ön ve son dengeleyicinin tasarımında, optimizasyon sonucu elde edilen katsayı matrisleri, aşağıdaki gibi elde edilir:

Ön dengeleyici;

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & 1.4167 & 0 & 1.1175 \\ -0.8278 & 0 & 3.8578 & 0 \\ 0 & -0.4160 & 0 & 1.3216 \end{bmatrix},$$

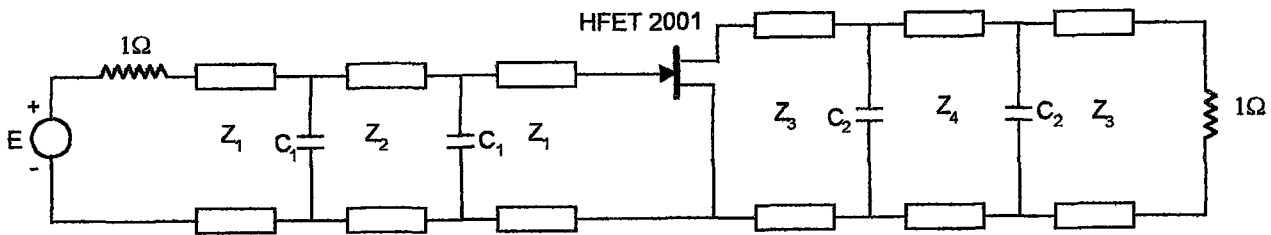
$$\Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & 3.3624 & 3.1493 & 1.4996 \\ 0.8278 & 3.9561 & 4.9853 & 1.0050 \\ 0 & 0.4160 & 1.4829 & 1.3216 \end{bmatrix}$$

Son dengeleyici;

$$\Lambda_H = \begin{bmatrix} 0 & 0.3861 & 0 & -0.5002 \\ -0.2143 & 0 & 0.1852 & 0 \\ 0 & -0.0352 & 0 & 0.0333 \end{bmatrix},$$

$$\Lambda_G = \begin{bmatrix} 1 & 3.0934 & 3.2099 & 1.1181 \\ 0.2143 & 0.7455 & 0.8601 & 0.3285 \\ 0 & 0.0352 & 0.0685 & 0.0333 \end{bmatrix}$$

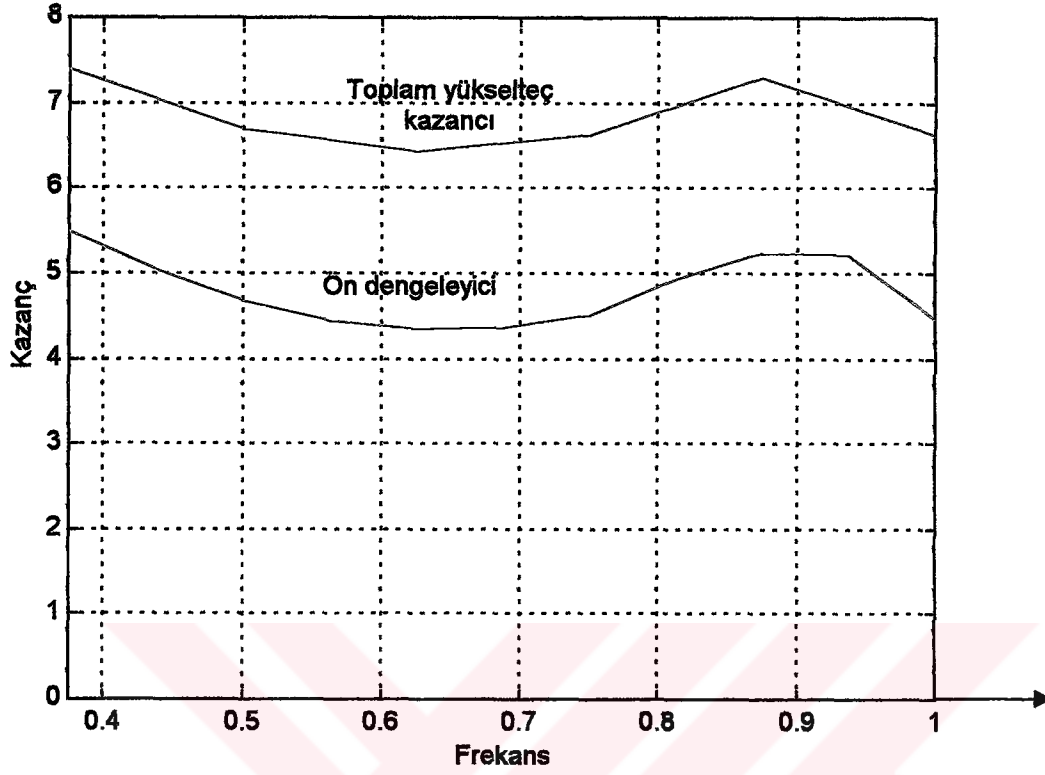
Tasarlanan tek katlı yükseltece ait sonuç devresi ve kazanç eğrisi Şekil 5.3.5 ve Şekil 5.3.6'da çizilmiştir.



Şekil 5.3.5 5. Derece simetrik devrelerle tasarlanan yükselteç devresi

$$C_1=0.8278, Z_1=1.7825, Z_2=1.2140$$

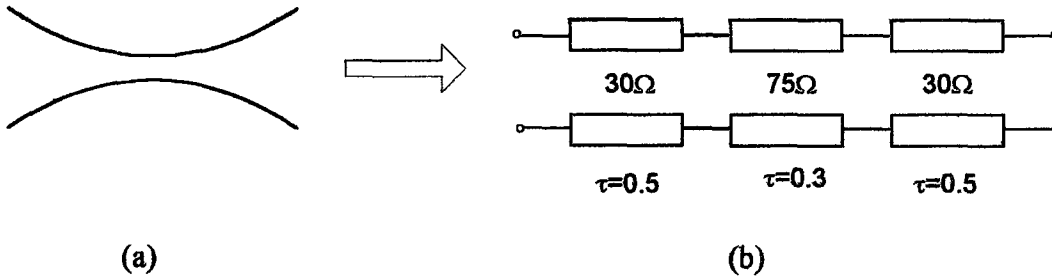
$$C_2=0.2143, Z_3=0.9733, Z_4=1.5329$$



Şekil 5.3.6 Yükseltecin kazanç grafiği

5.3.3. Ardışıl Birim Elemanlarla Modellenen Arabağlantı Devresinin Tasarımı

Şekil 5.3.7a'daki gibi bir arabağlantı için, transmisyon hatlarından oluşan yapı Şekil 5.3.7b'de verilmiştir. Bu arabağlantıyı, karma elemanlı kayıpsız iki kapılı simetrik devre olarak modelleyelim.



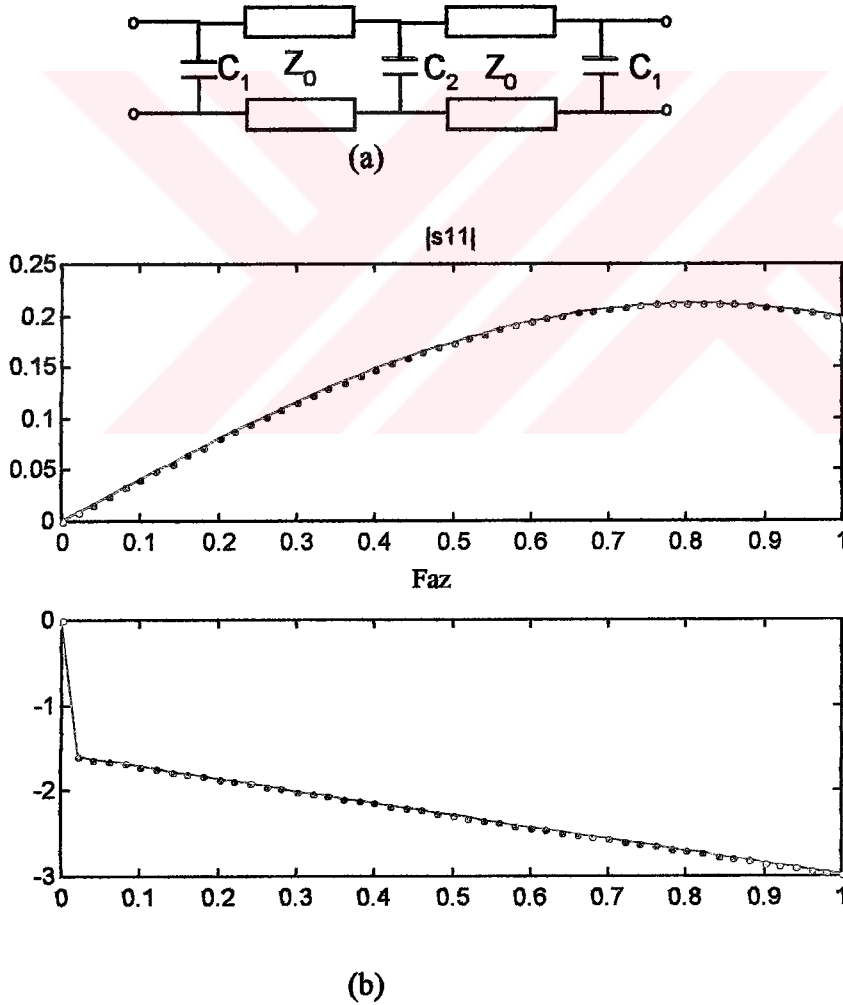
Şekil 5.3.7 (a) MMIC üzerinde arabağlantının görünüşü

(b) Ardışıl bağılı UE'lerden oluşturulan model

Bölüm 4.3’de tanımlanan simetrik devre yapılarından, 5.derece üç farklı devre elemanından oluşan Şekil 4.3.5’deki devreyi topolojik yapı olarak seçelim.

İlk önce modelleneyecek olan arabağlantı yapısına ait, transmisyon hatlarından oluşan devrenin sonuna 1Ω yük direnci bağlayarak, eşit aralıklı normalize frekans değerleri için veriler üretilir. Daha sonra simetrik devrenin giriş yansıma fonksiyonu, $h(p,\lambda)$ ve $g(p,\lambda)$ polinomları cinsinden tanımlanarak, verilere uygun bir yapı elde edebilmek için, bağımsız seçilen parametreler cinsinden optimizasyon uygulanır.

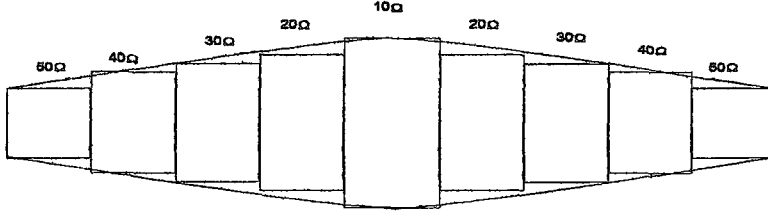
Şekil 5.3.7’deki arabağlantı yapısı için tasarlanan karma elemanlı simetrik devre modeli ve modelin giriş yansıma katsayısı Şekil 5.3.8’de çizdirilmiştir.



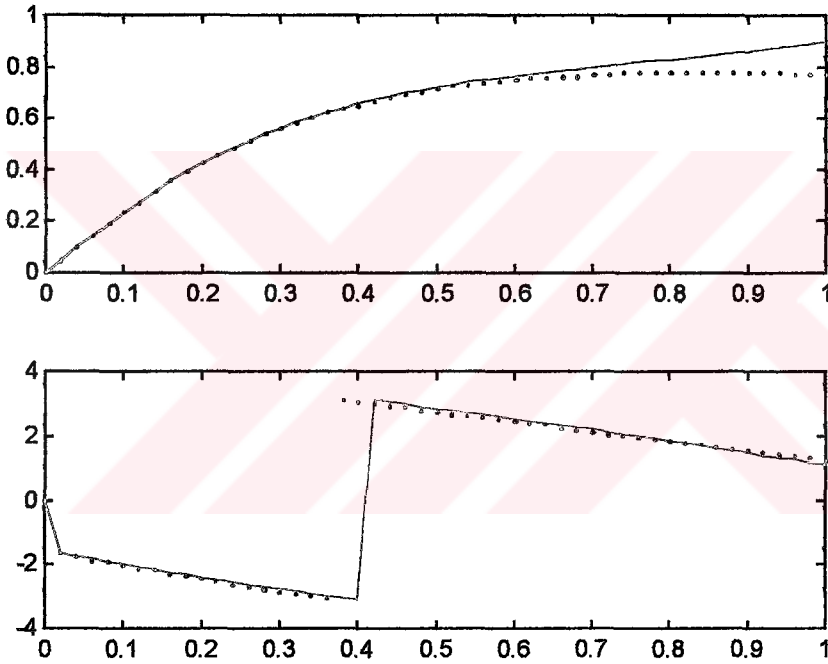
Şekil 5.3.8 a) Arabağlantı olarak tasarlanan simetrik devre ($C_1=0.3739$, $C_2=0.5104$, $Z_0=1.30899$ $\tau=0.4$)

b) Giriş yansıma katsayısının genlik ve fazı

Aynı simetrik modeli Şekil 5.3.9'daki ardışıl bağlı transmisyon hatlarından oluşan 9. derece bir yapı olarak modellenmiş arabağlantı yapısına uygularsak, karma elemanlı simetrik devre yapısı ve giriş yansıma katsayısı Şekil 5.3.10'daki gibidir.



Şekil 5.3.9 Ardışıl bağlı transmisyon hatları şeklinde modellenmiş arabağlantı yapısı



Şekil 5.3.10 Giriş yansıma katsayısının genlik ve fazı

6. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu tezde, mikrodalga yükselteç, filtre ve güç aktarımı problemlerindeki uyumlaştırma devrelerinin tasarımı gibi mikrodalga uygulamaları ve mikrodalga entegre devrelerinde, arabağlantı yapısı olarak tasarlanabilen, karma elemanlı kayıpsız iki kapılı devre modelleri incelendi.

Günümüz artık hız çağıdır. Araştırmacılar, cep telefonlarından haberleşme sistemlerine, bilgisayarlara kadar herşeyde “daha hızlı olur mu?”, “nasıl olur?” sorularına yanıt verecek şekilde tasarımlarına yön verir olmuşlardır. MMIC’ler de bu gidişin bir sonucu olarak, büyük önem kazanmıştır.

Son yıllarda mikrodalga entegre devre teknolojisindeki hızlı gelişmeler, karma elemanlı devre yapılarına olan ilgiyi daha da arttırmıştır. Ancak karma elemanlı devrelerde, her devre yapısı için, yaklaşım ve sentez problemi çözülebilmüş değildir. Pratikte uygulama alanları oldukça geniş olan karma elemanlı simetrik devre yapıları bu çalışmanın ana konusu olup, daha önce tanımlanmış olan alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren, band söndüren ardışıl karma elemanlı yapılara, bir yenisi daha eklenerek, iki değişkenli dünyadaki sınırlar biraz daha genişletilmiştir.

Karma elemanlı kayıpsız iki kapılı simetrik devreleri tanımlarken, iki değişkenli kanonik polinomlar matrisli formda ele alınmışlardır. Katsayı matrisleri, bağımsız seçtiğimiz parametrelere bağlı olarak türetilen eleman değerleri cinsinden düzenlenerek, doğrusal olmayan koşullu bir optimizasyon algoritması ile, tanımlanan amaç fonksiyonu minimize edilir. Buradan bağımsız parametreler cinsinden, doğrudan devrenin eleman değerleri bulunur.

Bağımsız parametrelerin seçiminde hiçbir koşul yoktur. Bağlantı bilgisini taşıyan katsayılar da bağımsız değişken olarak seçilebilir. Yeterki seçilen katsayılar ile devrenin eleman değerleri pozitif olarak tanımlanabilsin.

Bu çalışmada 9. dereceye kadar olan (9.derece dahil) karma elemanlı simetrik devre yapıları için katsayı matrisleri çözülebilmektedir. Katsayı matrislerini oluşturabilmek için MATLAB'de geliştirilen sembolik destekli bir algoritma kullanılmıştır. Ancak bu algoritma ile, sembolik destekli olmasının olumsuz bir sonucu olarak 9.derecenin üzerine çıkılamamıştır. Daha aktif bir algoritma yazılarak 11. ve üzeri dereceler için çözümler araştırılmalıdır. Ancak bu çözümler tek olmayabilir, bu nedenle doğrusal olmayan denklem takımları çözmek gerekebilir. Simetrik devre yapıları üzerinde yaptığımız incelemeler sonucunda, iki kapılı devreyi tanımlayan kanonik polinomlardan h polinomunun tek bir polinom olması gerektiği ve katsayı matrisinde dejenerasyon olduğu sonucuna ulaştık.

Uygulamalar bölümünde incelediğimiz örneklerden, toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan simetrik devrelerin uyumlaştırma devresi, filtre, mikrodalga yükselteç tasarımlarında dengeleyici devresi gibi mikrodalga uygulamalarında kullanılabileceğini başarıyla gördük

Bu tezde, karma elemanlı simetrik devrelerin bir başka uygulamada da kullanımını inceledik. Aynı monolitik entegre devre yapısı üzerinde üretilmek zorunda olunan analog devrelerle dijital devreler arasındaki arabağlantı (interconnect) yapılarının, hızları nedeniyle simetrik devreler olarak modellenebileceğini örneklerle gösterdik. Arabağlantılar için literatürde 20,50,60 hatta sonsuz sayıda toplu eleman içeren modeller mevcuttur. Ancak devre elemanının sayısının artması, fiziksel üretime yönelik yapılan modellerde çok fazla nümerik hatalara neden olur. Bu yüzden, simetrik devre yapıları ile önermiş olduğumuz karma elemanlı arabağlantı modellerinin, pratikte uygulama bulacağı inancındayız.

Bundan sonraki çalışmalarda, prototip devre konfigürasyonları zenginleştirilmeli ve karma elemanlı simetrik devrelerin, simülasyon paketlerindeki uygulamaları incelenmelidir.

7. KAYNAKLAR

- [1] OZAKI, H. and KASAMI, T., (1960): *Positive real functions of several variables and their applications to variable networks*, IEEE Trans. Circuit Theory, vol. 7, pp. 251-260, 1960.
- [2] ANSELL, H. G., (1964): *On certain two-variable generalization of circuit theory with application two networks of transmission lines and lumped reactances*, IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-11, pp. 214-223, June 1964.
- [3] KOGA, T., (1971): *Synthesis of a resistively terminated cascade of uniform lossless transmissions lines and lumped passive lossless two ports*, IEEE Trans. Circuit Theory, vol.18, 444-455, July 1971.
- [4] DARLINGTON, S., (1939): *Synthesis of reactance 4 poles*, J. Math. Phys., vol.18, pp.257-353, 1939
- [5] RHODES J. D. and MARSTON P. C., (1971): *Cascade synthesis of transmission lines and lossless lumped networks*, Electron. Lett., vol. 7, pp. 621-622, Oct. 1971.
- [6] YOULA, D. C., RHODES J. D. and MARSTON P. C., (1972): *Driving point synthesis of resistor terminated cascaded composed of lumped lossless two-ports and commensurate TEM lines*, IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-19, pp. 648-664, Nov. 1972.
- [7] RHODES J. D., MARSTON P. C. and YOULA, D. C., (1973): *Explicit solution to the synthesis of two variable transmission line networks*, IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-20, pp. 504-511, Sept..1973.
- [8] YOULA, D. C., RHODES J. D. and MARSTON P. C., (1973): *Recent developments in the synthesis of a class of lumped-distributed filters*, Int. J. Circuit Theory Appl., vol.1, pp. 59-70, Jan. 1973.

- [9] FETTWEIS, A., (1982): *On the scattering matrix and the scattering transfer matrix of multi-dimensional lossless two-ports*, Archiv Electr. Übertragung, vol. 36, pp.374-381, Sept. 1982.
- [10] FETTWEIS, A., (1984): *Some properties of scattering Hurwitz polynomials*, Archiv Electr. Übertragung, vol. 38, pp.171-176, March. 1984.
- [11] BASU, S. and FETTWEIS, A., (1984): *Test for two dimensional scattering Hurwitz polynomials*, Circuits Systems and Signal Proc., vol.3, pp. 225-242, Feb. 1984.
- [12] BASU, S. and FETTWEIS, A., (1985): *On the factorization of scattering transfer matrices of multidimensional lossless two-ports*, IEEE Trans. Circuit and Systems, vol. 32, pp.925-934, Sept. 1985.
- [13] FETTWEIS, A., (1986): *A new approach to Hurwitz polynomials in several variables*, Circuits Systems and Signal Proc., vol.5, pp. 405-417, April 1986.
- [14] FETTWEIS, A. and BASU, S., (1987): *New results on stable multidimensional polynomials*, Part 1: Continuous case, IEEE Trans. Circuit and Systems, vol. 34, pp.1221-1232, Oct. 1987.
- [15] YARMAN, B. S., AKSEN, A. and FETTWEIS, A., (1991): *An integrated design tool to construct lossless two-ports with mixed, lumped and distributed elements for matching problems*, Int. Symp. on Recent Advances in Microwave Tech., vol.2, pp-570-573, Aug. 1991.
- [16] YARMAN, B. S. and AKSEN, A., (1992): *An integrated design tool to construct lossless two-ports with mixed, lumped and distributed element*, IEEE Trans. Circuit and Systems, vol. 39, pp.713-723, Sept. 1992.
- [17] AKSEN, A. and YARMAN, B. S., (1993): *Construction of low-pass ladder networks with mixed, lumped and distributed element*, European Conf. on Circuit Theory and Design, vol. 39, pp.1389-1393, Sept. 1993.
- [18] AKSEN, A., (1994): *Design of lossless two ports with mixed, lumped and distributed elements for Broadband Matching*, PhD. dissertation, Lehrstuhl fuer Nachrichtentechnik, Ruhr-Universitaet Bochum.

- [19] AKSEN, A., YARMAN, B., S. (1994): *A semi-analytical procedure to describe lossless two-ports with mixed lumped and distributed elements*, ISCAS'94, vol 5-6, pp. 205-208, May 1994.
- [20] AKSEN, A. YARMAN, B., S., (1998): *Cascade synthesis of two-variable lossless two-port networks of mixed lumped elements and transmission lines: A semi-analytic procedure*, NDS-98, *The First International Workshop on Multidimensional Systems*, Poland, July 12-14, 1998.
- [21] SERTBAŞ, A., (1997): *Genelleştirilmiş iki kapılı iki değişkenli kayıpsız merdiven devrelerin tanımlanması*, Doktora tezi, İstanbul Üniversitesi.
- [22] SERTBAŞ, A., YARMAN B., S. and AKSEN, A., (1998): *Explicit two-variable description of a class of band-pass lossless two-ports with mixed, lumped elements and transmission lines*, NDS-98, *The First International Workshop on Multidimensional Systems*, Poland, July 12-14, 1998.
- [23] SERTBAS, A., AKSEN, A. and YARMAN, B.S., (1999): *Construction of analog RF circuit with lumped and distributed components for high speed / high frequency mobile communication MMICs*, ECCTD'99, vol. II, pp.1123-1126, August 1999
- [24] BELEVITCH, V., (1968): *Classical Network Theory*, Holden Day, San Fransisco.
- [25] YARMAN, B. S., (1999): *Broadband Networks*, pp.589-605, Wiley Encyclopedia of electrical and electronics engineering, vol 2, John Wiley & Sons, Inc., Canada.
- [26] CARLIN, H., J. and CIVALLERI, P., P., (1998): *Wideband Circuit Design*, CRC Press LLC, Boca Raton:
- [27] BAHER, H. (1984): *Synthesis of Electrical Networks*, John Wiley & Sons
- [28] CARLIN, H. J., (1971): *Distributed circuit design with transmission line elements*, Proc. IEEE, vol.3, pp. 1059-1081, July 1971.
- [29] RICHARDS, P. I. (1948): *Richards - Transmission - Line Circuits*, Proc. IRE, vol 3, pp. 217 - 220 Feb.

- [30] YARMAN, B. S., (1982): *Broadband matching a complex generator to a complex load*, PhD Thesis, Cornell University, 1982.
- [31] YARMAN, B. S., (1985): Modern approaches to *broadband matching problems*, Proc. IEE, vol. 132, pp. 87-92, April 1985.
- [32] CARLIN, H. J. and YARMAN, B. S., (1983): *The double matching problem: Analytic and real frequency solutions*, IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 30, pp. 15-28, Jan. 1983.
- [33] YARMAN, B. S., (1982): Real frequency *broadband matching using linear programming*, RCA Review, vol. 43, pp. 626-654, dec. 1982.
- [34] PANDEL, J. and FETWEIS, A., (1985): *Numerical solution to broadband matching based on parametric representations*, Archiv Electr. Übertragung, vol. 41, pp. 202-209, 1985.
- [35] YARMAN, B. S. and FETTWEIS, A., (1990) : *Computer-aided double matching via parametric representation of Brune functions*, IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 37, pp. 212-222, Febr. 1990.
- [36] PANDEL, J. and FETTWEIS, A., (1985): *Broadband matching using parametric representations*, IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, vol. 41, pp. 143-149.
- [37] YARMAN, B., S. and CARLIN, H., J., (1982): *A simplified real frequency technique applied to broadband multi-stage microwave amplifiers*, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 30, pp. 2216-2222, Dec. 1982.
- [38] YARMAN, B., S. and SHARMA, A. K., (1984): *Extension of the simplified real frequency technique and a dynamic design procedure for designing microwave amplifiers*, IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, vol. 3, pp. 1227-1230, 1984.
- [39] YARMAN, B.S., (1982): *A simplified real frequency techniques for broadband matching complex generator to complex loads*, RCA Review, vol. 43, pp. 529-541, Sept. 1982.
- [40] YARMAN, B., D., (1983): *A dynamic CAD technique for designing broad-band microwave amplifiers*, RCA Review 44(4).

- [41] AKSEN, A., ÇİMEN, E. G., YARMAN, B., S., (1998): *Saçılma parametrelerinin parametrik tanımı ile bilgisayar destekli geniş bandlı empedans uyumlaştırma*, Çukurova Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği 10. Yıl Kutlamaları Sempozyumu Şubat
- [42] SCANLAN, S., O. and BAHER, H., (1979): *Driving point synthesis of a resistor terminated cascade composed of lumped lossless 2-ports and commensurate stubs*, IEEE Trans, Circuits and Systems, vol. 26, pp. 947-955, Nov.
- [43] RIEDERER, L., A. and WEINBERG, L., (1980): *Synthesis of lumped- distributed networks: lossless cascades*, IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 27, pp. 943-956, Oct. 1980.
- [44] BASU, S. and FETWEIS, A., (1988): *On synthesizable multidimensional lossless two ports*, IEEE Trans Circuits and Systems, vol.35, pp. 1478-1486, Dec. 1988.
- [45] KUMMERT, A., (1989): *Synthesis of two dimensional lossless m-ports with prescribed scattering matrices*, Multidimensional System and Signal Proc., vol.8, pp.97-119, 1989.
- [46] NASH, S., G. and SOFER, A., (1996): *Linear and nonlinear programming*, McGraw-Hill, United States of America.
- [47] User's Guide, (1997): *MATLAB Optimization Toolbox Version 5*
- [48] MARTENS, L., (1999): *Circuit modelling of high-density electronic packaging*, ECCTD, vol. II, pp.551-554, August 1999.
- [49] SCHUTT-AINE, J., (1999): *Advanced techniques for the modelling and simulation of Interconnects*, ECCTD, vol. II, pp.429-432, August 1999.
- [50] BLABANIAN N, BICKART T.E.,(1969): *Electrical Network Theory*, Jhon Wiley& Sons Inc.
- [51] MATTHAEI, L.Y.G.L. and JONES, E.M.T., (1964): *Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures*, Mc. Graw Hill, New York, 1964.

- [52] WEINBERG, L., (1962): *Network Analysis and Synthesis*, Mc. Graw Hill, New York.
- [53] HELSZAJN, J., (1994): *Microwave planar passive circuits and filters*, John Wiley & Sons, Inc., England.
- [54] ABRIE, P.L.D., (1985): *The design of impedance - matching networks for radio - frequency*, Artech House Inc., Great Britain.
- [55] YARMAN, B.S and CARLIN, H.J., (1982): *A simplified Real frequency Technique Applied to Broadband Multistage Microwave Amplifiers*, IEEE Trans. on Microwave theory and tech, vol. 30, pp. 15-28, Jan. 1983.
- [56] CHEN, W.K., (1977) : *Explicit formulas for the synthesis of optimum broadband impedance matching networks*, IEEE Trans. Circuit and Systems, vol.24, pp. 157-169, April 1977.
- [57] LAWSON C.L. and HANSON R.J., (1974): *Solving least-squares problems*, Prentice-Hall, New York, 1974.
- [58] MEDLEY MAX. W., (1993): *Microwave and RF Circuits : Analysis, Synthesis and Design*, Artech House Inc., Boston.
- [59] RHODES, J.D., (1972): *Solution to the approximation problem for a class of two variable ladder networks*, Proc. IEE, pp.537-540, May 1972.
- [60] SERCU, S., (1997): *High-frequency circuit modeling of large pin count packages*, IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech, vol. 45, no:10, pp. 1897-1904, OCT., 1997
- [61] KUTUK, H., GÖKNAR, İ.C. AND KANG, S., (1999) : *Interconnect simulation in a fast timing simulator ILLIADS-I*, IEEE Trans. Circuit and Systems, Fundamental theory and tech. vol.46, no:1, pp. 178-189, Jan.
- [62] MCSHANE, e., TRIVERDI, M., XU, Y., KHANDELWAL, P.,MULAY, A and SHENAI, K., (1998): *One-chip wonders*, IEEE Circuit & Devices, The Optoelectronics Magazine, vol. 14, no:5, pp. 35-42, Sept

- [63] BEYER, W., H., (1969): *Standard Mathematical Tables*, CRC Press, Ohio
- [64] FETTWEIS, A., (1972): *Cascade synthesis of lossless two-ports by transfer matrix factorization*, pp. 43-103, *Network Theory*, Gordon and Breach, New York
- [65] CHEN, W., K., (1999): *Network Parameters*, pp.196-204, *Wiley Encyclopedia of electrical and electronics engineering*, vol 1, John Wiley & Sons, Inc., Canada.
- [66] FETWEIS, A, (1970): *Factorization of transfer matrices of lossless two ports*, *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 17, pp. 86-94, Feb. 1970.
- [67] BOSE, N.K., (1982): *Applied Multidimensional Systems Theory*, Von Nostrand Reinhold, N.Y.
- [68] HATLEY, W.T., (1967): *Computer analysis of wide-band impedance matching networks*, Tech. Report no. 6657-2, Stanford University, Stanford Electronic Laboratories, Stanford, CA.

8. EKLER

EK-1: 3. Derece Denklemin Köklerinin Bulunması

3.derece bir denklem

$$y^3 + py^2 + qy + r = 0 \quad (\text{Ek-1.1})$$

şeklinde tanımlansın. Bu denklemde y değişkeninin yerine $\left(x - \frac{p}{3}\right)$ koyarsak;

$$x^3 + ax + b = 0 \quad (\text{Ek-1.2})$$

formuna indirgenir. Burada a ve b katsayıları

$$a = \frac{1}{3}(3q - p^2) \quad (\text{Ek-1.3a})$$

$$b = \frac{1}{27}(2p^3 + 9pq + 27r) \quad (\text{Ek-1.3b})$$

şeklindedir. a ve b katsayılarına bağlı olarak A ve B

$$A = \sqrt[3]{-\frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27}}} \quad (\text{Ek-1.4a})$$

$$B = \sqrt[3]{-\frac{b}{2} - \sqrt{\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27}}} \quad (\text{Ek-1.4b})$$

Buradan x kökleri ise aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$x = A + B, \quad -\frac{A+B}{2} + \frac{A-B}{2}\sqrt{-3}, \quad -\frac{A+B}{2} + \frac{A-B}{2}\sqrt{-3} \quad (\text{Ek-1.5})$$

Eğer p, q, r reel sayı ise:

- $\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27} > 0$ bir reel iki kompleks konjuge kök vardır
- $\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27} = 0$ ise en az ikisi birbirine eşit üç tane reel kök vardır
- $\frac{b^2}{4} + \frac{a^3}{27} < 0$ birbirinden farklı üç reel kök vardır.

3. derece denklemin kökleri ise $y = x - \frac{p}{3}$ dönüşümünde yerine x değerleri yerine konarak bulunur.

EK-2: 4. Derece Denklemin Köklerinin Bulunması

$$x^4 + ax^3 + bx^2 + cx + d = 0 \quad (\text{Ek-2.1})$$

4. derece denkleminin köklerini bularım. Önce 4. derece denklem

$$y^3 - by^2 + (ac - 4dy) - a^2d + 4bd - c^2 = 0 \quad (\text{Ek-2.2})$$

şeklindeki 3. derece denkleme indirgenir. Bu denklemin herhangi bir y kökü için

$$R = \sqrt{\frac{a^2}{4} - b + y} \quad (\text{Ek-2.3})$$

incelenir.

Eğer $R \neq 0$ ise

$$D = \sqrt{\frac{3a^2}{4} - R^2 - 2b + \frac{4ab - 8c - a^3}{4R}} \quad \text{ve} \quad E = \sqrt{\frac{3a^2}{4} - R^2 - 2b - \frac{4ab - 8c - a^3}{4R}} \quad (\text{Ek-2.4})$$

$R = 0$ ise;

$$D = \sqrt{\frac{3a^2}{4} - 2b + 2\sqrt{y^2 - 4d}} \quad \text{ve} \quad E = \sqrt{\frac{3a^2}{4} - 2b - 2\sqrt{y^2 - 4d}} \quad (\text{Ek-2.5})$$

Buradan 4. derece denklemin kökleri aşağıdaki şekilde bulunur:

$$x = -\frac{a}{4} + \frac{R}{2} \pm \frac{D}{2} \quad (\text{Ek-2.6})$$

$$x = -\frac{a}{4} + \frac{R}{2} \pm \frac{E}{2} \quad (\text{Ek-2.7})$$

EK-3: İki Değişkenli 5. Derece Simetrik Devre ile Uyumlaştırma Probleminin Çözümüne ait MATLAB Programı

```

clear
TO=0.42;
w=0.0:0.02:1.5;
p=1j*w;

Zg=1+p;           %kaynak devresinin empedansi
ZL=2*p+(1./(p+1)); %yük devresinin empedansi

Sg=(Zg-1)./(Zg+1); %Kaynak ait yansma katsayısı
SL=(ZL-1)./(ZL+1); %Yüke ait yansma katsayısı

% Toplu devre elemanları ile tasarlanan 5. derece prototip
uyumlaştırma devresine ait kazanç fonksiyonunun oluşturulması ve
kazanç eğrisinin çizimi

hkat=[-7.6654 0.1864 -5.6392 -0.0695 -0.0028 0.0];
gkat=[7.6654 10.7224 13.1362 9.7376 4.4132 1.0];

h=polyval(hkat,p); he=polyval(hkat,-p);
g=polyval(gkat,p); ge=polyval(gkat,-p);

s11=h./g;          s12=1./g;
s21=1./g;          s22=-he./g;
S1=s11+((s12.^2.*SL)./(1-s22.*SL));
T_pro=((1-abs(Sg).^2).*(1-abs(S1).^2))./(abs(1-Sg.*S1).^2);
plot(w,T_pro,'b-'),axis([0 1.5 0.0 1.02]),grid,hold on

% İki değişkenli simetrik devre ile uyumlaştırma probleminin çözümü
'dmatch' adlı alt programda yapılmıştır.

[Z0,c1,c2]=dmatch(TO,w);

%-----
function [Z0,c1,c2]=dmatch(TO,w)

np=3;           %Toplu eleman sayısı
nl=2;           %Dağılmış parametrelili eleman sayısı

%bağımsız seçilen değişkenler için başlangıç değerleri
% hbas5=[h01 h10 h12 TO]
hbas5=[1 -1 1 TO];

% Optimizasyon
%-----
OPTIONS(14)=500;
katsayi=constr('Thata5',hbas5,OPTIONS,[],[],[],np,nl);
h01=katsayi(1,1)
h10=katsayi(1,2)
h12=katsayi(1,3)
TOopt=katsayi(1,4)

```

```
% Optimizisyon ile bulunan katsayılardan oluşan kazanç fonksiyonun
cizimi için ön hazırlık 'Thata5cizim' adlı alt programda yapılmıştır.
[T,Z0,c1,c2]=Thata5cizim(w,katsayi,np,nl,TOopt)
plot(w,T,'c-'),axis([0 1.5 0.0 1.01])
```

```
%-----
function [tophata,g]=Thata5(hb,np,nl)
h01=hb(1);
h10=hb(2);
h12=hb(3);
TO=hb(4);

% Bağımsız seçilen katsayılar cinsinden devredeki eleman değerleri
Z0=(1/2)*h01+(1/2)*((h01^2+4)^(1/2));
c1=((h10-h12)/(1+Z0^2))-h10;
c2=-2*(h10-h12)/(1+Z0^2);

% Bağımsız değişkenler cinsinden hij katsayıları
h21=-c1^2*Z0-c1*c2*Z0;
h32=-(1/2)*(c1^2)*c2*(Z0^2);
h00=0; h02=0; h11=0; h20=0; h22=0; h23=0; h30=0; h31=0;

H=[h00 h01 h02;h10 h11 h12;h20 h21 h22;h30 h31 h32]; % ΛH matrisi

syms P p L
P=p.^((1:1)*(0:np));
Lam=L.^((1:1)*(0:nl));
H_p_lam=P*H*Lam;

% Bağımsız değişkenler cinsinden gij katsayıları
g01=(1/Z0)+Z0;
g10=-h10;
g11=c2*Z0+2*c1*Z0;
g12=c1+0.5*c2*(Z0^2);
g21=c1^2*Z0+c1*c2*Z0;
g22=c1*c2*Z0^2;
g32=(0.5)*(c1^2)*c2*(Z0^2);
g00=1; g02=1; g20=0; g30=0; g31=0;

G=[g00 g01 g02; g10 g11 g12; g20 g21 g22; g30 g31 g32]; % ΛG matrisi
G_p_lam=P*G*Lam;

w=0.0001:0.02:1.01;
p=1j*w; L=tanh(p*TO);

Zg=1+p; %kaynak empedansi
ZL=2*p+(1/(p+1)); %yük empedansi
Sg=(Zg-1)/(Zg+1);
SL=(ZL-1)/(ZL+1);

% f(p,λ) fonksiyonunun tanımı
f=[-1 0 1];
Fpl=polyval(f,L);

Hpl=subs(H_p_lam);
Gpl=subs(G_p_lam);
```

```

s11=Hpl./Gpl;          s12=Fpl./Gpl;
s21=Fpl./Gpl;          s22=s11;

S1=s11+((s12.^2.*SL)./(1-s22.*SL));
Tx=((1-abs(Sg).^2).*(1-abs(S1).^2))./(abs(1-Sg.*S1).^2);

hata=abs(0.98-Tx);
wait1=ones(30,1);
wait2=ones(21,1)*4;
wait=[wait1; wait2];
hata=hata*wait;
tophata=sum(hata.^2);

% Koşulların tanımlanması
g(1)=h10;
g(2)=h10-h12;
g(3)=h10-(h10-h12)/(1+Z0^2);
g(4)=-TO+0.40;

%-----
function [T,Z0,c1,c2]=Thata5cizim(w,bas,np,nl,TO)
h01=bas(1);
h10=bas(2);
h12=bas(3);

% Eleman değerleri
Z0=(1/2)*h01+(1/2)*(h01^2+4)^(1/2);
c1=(h10-h12)/(1+Z0^2)-h10;
c2=-2*(h10-h12)/(1+Z0^2);
% Bağımsız değişkenler cinsinden hij eleman değerleri
h21=-c1^2*Z0-c1*c2*Z0;
h32=-(1/2)*(c1^2)*c2*(Z0^2);
h00=0; h02=0; h11=0; h20=0; h22=0; h23=0; h30=0; h31=0;

H=[h00 h01 h02;h10 h11 h12;h20 h21 h22;h30 h31 h32]; %AH matrisi

syms P p L
P=p.^((1:1)'*(0:np));
Lam=L.^((1:1)*(0:nl)');
H_p_lam=P*H*Lam;

% Bağımsız değişkenler cinsinden gij eleman değerleri
g01=(1/Z0)+Z0;
g10=-h10;
g11=c2*Z0+2*c1*Z0;
g12=c1+0.5*c2*(Z0^2);
g21=c1^2*Z0+c1*c2*Z0;
g22=c1*c2*Z0^2;
g32=(0.5)*(c1^2)*c2*(Z0^2);
g00=1; g02=1; g20=0; g30=0; g31=0;

G=[g00 g01 g02; g10 g11 g12; g20 g21 g22; g30 g31 g32]; %AH matrisi
G_p_lam=P*G*Lam;

p=1j*w; L=tanh(p*TO);
Zg=1+p; %kaynak empedansi
ZL=2*p+(1/(p+1)); %yük empedansi

```

```

Sg=(Zg-1)./(Zg+1);
SL=(ZL-1)./(ZL+1);

% f(p,λ) fonksiyonunun tanımı
f=[-1 0 1];
Fp1=polyval(f,L);

Hp1=subs(H_p_lam);
Gp1=subs(G_p_lam);

s11=Hp1./Gp1;          s12=Fp1./Gp1;
s21=Fp1./Gp1;          s22=s11;

S1=s11+((s12.^2.*SL)./(1-s22.*SL));
T=((1-abs(Sg).^2).*(1-abs(S1).^2))./(abs(1-Sg.*S1).^2);

```



EK-4: Tek Katlı Yükselteç Devresinin İki Değişkenli Simetrik Devreler ile Tasarımına ait MATLAB Programı

```
% Simetrik devreler ile tek katlı FET amplifier tasarimi
% (50 ohm ile sonlandirilmis tek katlı FET amplifier)

clear
% Problemin ve baslanagıc değerlerinin tanımlanması
%-----

w=[6 8 10 12 14 16]./16;

% FET'in sacılma parametrelerinin tanımı[1.sutun genlik 2.sutun
faz(derece)]
f11p=[0.88 -65; 0.83 -85; 0.79 -101; 0.76 -113; 0.73 -126; 0.71 -141];
f21p=[2 125; 1.81 109; 1.64 95; 1.48 84; 1.39 73; 1.32 61];
f12p=[0.05 60; 0.06 53; 0.06 51; 0.06 52; 0.06 54; 0.07 55];
f22p=[0.71 -22; 0.68 -30; 0.66 -37; 0.66 -43; 0.64 -48; 0.63 -56];

% FET'e ait sacılma parametrelerinin karmasık sayı haline
donusturulmesi (1. sutun reel kısım 2. sutun imajiner kısım)

f11fazrd=(pi/180).*f11p(:,2);
f21fazrd=(pi/180).*f21p(:,2);
f12fazrd=(pi/180).*f12p(:,2);
f22fazrd=(pi/180).*f22p(:,2);

f11=[f11p(:,1).*cos(f11fazrd)+1.0j.* f11p(:,1).*sin(f11fazrd)];
f21=[f21p(:,1).*cos(f21fazrd)+1.0j.* f21p(:,1).*sin(f21fazrd)];
f12=[f12p(:,1).*cos(f12fazrd)+1.0j.* f12p(:,1).*sin(f12fazrd)];
f22=[f22p(:,1).*cos(f22fazrd)+1.0j.* f22p(:,1).*sin(f22fazrd)];

% Ön katin tasarımı on.m adlı altprogramda yapılmıştır.
%-----
[katsayi_on]=on;

% TPG çizimi için ön hazırlık
%-----
[Tx,c_on,Z1on,Z2on]=Tampciz1(katsayi_on,w,f11,f21,f12,f22);
c_on, Z1on, Z2on,
T11=10*log10(Tx);
plot(w,T11,'r-'),axis([0.375 1 0 8]),grid,hold on,gtext('Ön kat')

% Son katin tasarımı sonkat.m adlı funtion da yapılmıştır.
%-----
[Ta,c_on,Z1on,Z2on]=Tampciz1(katsayi_on,w,f11,f21,f12,f22,np,nl);
T1b=10*log10(Ta);

katsayi_son=sonkat(katsayi_on,T1b,w)
pays1=carpi(f21,f12);
s221optx=s221opt(katsayi_on,w);
pays=carpi(pays1,s221optx);
paydas1=carpi(s221optx,f11);
paydas=1-paydas1;
f22sapka=(real(f22)-1j*imag(f22))'+(pays./paydas);
```

```
[Ty,c_son,Z1son,Z2son]=Tampciz2(katsayi_son,w,f22sapka,T1b,np,nl);
c_son, Z1son, Z2son
T2=10*log10(Ty);
plot(w,T2,'b-'),xlabel('frequency'),ylabel('gain'),gtext('back-end')
```

```
%-----
```

```
function [katsayi_on]=on
```

```
% Optimizasyon bolumu(tpg_amp ile hata fonk tanimlanir)
```

```
bas_amp1=[-1 -1 1]; % bas_amp1=[h10 h21 h23]
```

```
OPTIONS(14)=250;
```

```
katsayi_on=constr('Tamp1',bas_amp1,OPTIONS,[],[],[],np,nl,w)
```

```
%-----
```

```
function [tothata,g]=Tamp1(bas1,np,nl,w)
```

```
h10=bas1(1);
```

```
h21=bas1(2);
```

```
h23=bas1(3);
```

```
TO=0.52;
```

```
% Eleman değerleri
```

```
c=-h10;
```

```
Z1=sqrt(-h23/h21);
```

```
Z2=-2*h21/h10^2;
```

```
% Bağımsız değişkenler cinsinden  $h_{ij}$  katsayılarının değerleri
```

```
h01=Z1-(1/Z1)+0.5*Z2-1/(2*Z2);
```

```
h03=(h23*h10^2)/(4*h21^2)-h21^2/(h23*h10^2);
```

```
h12=Z1^2*c+Z1*Z2*c-(Z2/Z1)*c;
```

```
h00=0; h02=0; h11=0; h13=0; h20=0; h22=0;
```

```
H=[h00 h01 h02 h03;h10 h11 h12 h13;h20 h21 h22 h23]; % $\Lambda_H$  matrisi
```

```
syms P p L
```

```
P=p.^((1:1)'*(0:np));
```

```
Lam=L.^((1:1)'*(0:nl));
```

```
H_p_lam=P*H*Lam;
```

```
% Bağımsız değişkenler cinsinden  $g_{ij}$  katsayılarının değerleri
```

```
g01=Z1+(1/Z1)+0.5*Z2+1/(2*Z2);
```

```
g02=(Z1/Z2)+(Z2/Z1)+1;
```

```
g03=(h23*h10^2)/(4*h21^2)+h21^2/(h23*h10^2);
```

```
g10=-h10;
```

```
g11=2*c*Z1+c*Z2;
```

```
g12=Z1^2*c+Z1*Z2*c+(Z2/Z1)*c;
```

```
g13=2*h21/h10;
```

```
g21=-h21;
```

```
g22=Z1*Z2*c^2;
```

```
g23=h23;
```

```
g00=1; g20=0;
```

```
G=[g00 g01 g02 g03; g10 g11 g12 g13; g20 g21 g22 g23]; % $\Lambda_G$  matrisi
```

```
G_p_lam=P*G*Lam;
```

```
p=1j*w; L=1j*tan(w*TO);
```

```

% f(p,λ) fonksiyonunun tanımlanması
Fp1=(1-L.^2).^(3/2);
Hp1=subs(H_p_lam);
Gp1=subs(G_p_lam);

s111=Hp1./Gp1;
s211=Fp1./Gp1;          s221=s111;

% FET'in sacilma parametrelerinin tanimi[1.sutun genlik 2.sutun
faz(derece)]
f11p=[0.88 -65; 0.83 -85; 0.79 -101; 0.76 -113; 0.73 -126; 0.71 -141];
f21p=[2 125; 1.81 109; 1.64 95; 1.48 84; 1.39 73; 1.32 61];
f12p=[0.05 60; 0.06 53; 0.06 51; 0.06 52; 0.06 54; 0.07 55];
f22p=[0.71 -22; 0.68 -30; 0.66 -37; 0.66 -43; 0.64 -48; 0.63 -56];

% FET'e ait sacilma parametrelerinin karmaşık sayı haline
donusturulmesi
% (1. sutun reel kısım 2. sutun imajiner kısım)

f11fazrd=(pi/180).*f11p(:,2);
f21fazrd=(pi/180).*f21p(:,2);
f12fazrd=(pi/180).*f12p(:,2);
f22fazrd=(pi/180).*f22p(:,2);

f11=[f11p(:,1).*cos(f11fazrd)+1.0j.* f11p(:,1).*sin(f11fazrd)];
f21=[f21p(:,1).*cos(f21fazrd)+1.0j.* f21p(:,1).*sin(f21fazrd)];
f12=[f12p(:,1).*cos(f12fazrd)+1.0j.* f12p(:,1).*sin(f12fazrd)];
f22=[f22p(:,1).*cos(f22fazrd)+1.0j.* f22p(:,1).*sin(f22fazrd)];

Tg=1-abs(s111).^2;
pay=abs(f21).^2;
payda=abs(1-conj(s221)).*f11).^2;
T1=Tg.*(pay./payda);

T01=5.2;
hata=10*log10(T1)-T01;
tothata=sum(hata.^2);

g(1)=h10+0.1;
g(2)=h21+0.1;
g(3)=-h23+0.1;

%-----

function [T1,c,Z1,Z2]=Tamp1(bas1,w,f11,f21,f12,f22,np,nl)

h10=bas1(1);
h21=bas1(2);
h23=bas1(3);
T0=0.52;

% Eleman değerleri
c=-h10;
Z1=sqrt(-h23/h21);
Z2=-2*h21/h10^2;

```

```

% Bağımsız değişkenler cinsinden  $h_{ij}$  katsayılarının değerleri
h01=Z1-(1/Z1)+0.5*Z2-1/(2*Z2);
h03=(h23*h10^2)/(4*h21^2)-h21^2/(h23*h10^2);
h12=Z1^2*c+Z1*Z2*c-(Z2/Z1)*c;
h00=0; h02=0; h11=0; h13=0; h20=0; h22=0;
H=[h00 h01 h02 h03;h10 h11 h12 h13;h20 h21 h22 h23]; % $\Lambda_H$  matrisi

syms P p L
P=p.^((1:1)'*(0:np));
Lam=L.^((1:1)*(0:nl)');
H_p_lam=P*H*Lam; % h(p, $\lambda$ )

% Bağımsız değişkenler cinsinden  $g_{ij}$  katsayılarının değerleri
g01=Z1+(1/Z1)+0.5*Z2+1/(2*Z2);
g02=(Z1/Z2)+(Z2/Z1)+1;
g03=(h23*h10^2)/(4*h21^2)+h21^2/(h23*h10^2);
g10=-h10;
g11=2*c*Z1+c*Z2;
g12=Z1^2*c+Z1*Z2*c+(Z2/Z1)*c;
g13=2*h21/h10;
g21=-h21;
g22=Z1*Z2*c^2;
g23=h23;
g00=1; g20=0;

G=[g00 g01 g02 g03; g10 g11 g12 g13; g20 g21 g22 g23]; %% $\Lambda_G$  matrisi
G_p_lam=P*G*Lam; % g(p, $\lambda$ )

p=1j*w; L=tanh(p*TO);

% f(p, $\lambda$ ) fonksiyonunun tanımlanması
Fpl=(1-L.^2).^(3/2);
Hpl=subs(H_p_lam);
Gpl=subs(G_p_lam);

s111=Hpl./Gpl;
s211=Fpl./Gpl; s221=s111;

Tg=1-abs(s111).^2;
pay=abs(f21c).^2;
payda=abs(1-conj(s221)'.*f11c).^2;
T1=Tg'.*(pay./payda);

%-----
%Tek katli yükseltecin son katinin tasarimina ait alt program

function [katsayi_son]=sonkat(katsayi_on,T1b,w)

% FET'in sacilma parametrelerinin tanimi[1.sutun genlik 2.sutun
faz(derece)]
f11p=[0.88 -65; 0.83 -85; 0.79 -101; 0.76 -113; 0.73 -126; 0.71 -141];
f21p=[2 125; 1.81 109; 1.64 95; 1.48 84; 1.39 73; 1.32 61];
f12p=[0.05 60; 0.06 53; 0.06 51; 0.06 52; 0.06 54; 0.07 55];
f22p=[0.71 -22; 0.68 -30; 0.66 -37; 0.66 -43; 0.64 -48; 0.63 -56];

```

```
% FET'e ait sacilma parametrelerinin karmaşık sayı haline
donusturulmesi
```

```
f11fazrd=(pi/180).*f11p(:,2);
f21fazrd=(pi/180).*f21p(:,2);
f12fazrd=(pi/180).*f12p(:,2);
f22fazrd=(pi/180).*f22p(:,2);
```

```
f11=[f11p(:,1).*cos(f11fazrd)+1.0j.* f11p(:,1).*sin(f11fazrd)];
f21=[f21p(:,1).*cos(f21fazrd)+1.0j.* f21p(:,1).*sin(f21fazrd)];
f12=[f12p(:,1).*cos(f12fazrd)+1.0j.* f12p(:,1).*sin(f12fazrd)];
f22=[f22p(:,1).*cos(f22fazrd)+1.0j.* f22p(:,1).*sin(f22fazrd)];
```

```
pays1=carpi(f21,f12);
s22loptx=s22lopt(katsayi_on,w);
pays=carpi(pays1,s22loptx);
paydas1=carpi(s22loptx,f11);
paydas=1-paydas1;
f22sapka=(real(f22)-1j*imag(f22))'+(pays./paydas);
```

```
T02=6.8;
```

```
% Optimizasyon bolumu(Tamp2 ile hata fonk tanimlanir)
```

```
%-----
bas_amp2=[-1 -1 1];
OPTIONS(14)=350;
katsayi_son=constr('Tamp2',bas_amp2,OPTIONS,[],[],[],f22sapka,T1b,T02,
np,nl)
```

```
%-----
function [tothata2,g2]=Tamp2(bas1,f22sapka,T1b,T02,np,nl)
```

```
h10=bas1(1);
h21=bas1(2);
h23=bas1(3);
TO=0.52;
```

```
% Eleman değerleri
```

```
c=-h10;
Z1=sqrt(-h23/h21);
Z2=-2*h21/h10^2;
```

```
% Bağımsız değişkenler cinsinden  $h_{ij}$  katsayılarının değerleri
```

```
h01=Z1-(1/Z1)+0.5*Z2-1/(2*Z2);
h03=(h23*h10^2)/(4*h21^2)-h21^2/(h23*h10^2);
h12=Z1^2*c+Z1*Z2*c-(Z2/Z1)*c;
h00=0; h02=0; h11=0; h13=0; h20=0; h22=0;
H=[h00 h01 h02 h03;h10 h11 h12 h13;h20 h21 h22 h23]; % $\Lambda_H$  matrisi
```

```
syms P p L
```

```
P=p.^((1:1)*(0:np));
Lam=L.^((1:1)*(0:nl));
H_p_lam=P*H*Lam;
```

```
% Bağımsız değişkenler cinsinden  $g_{ij}$  katsayılarının değerleri
```

```
g01=Z1+(1/Z1)+0.5*Z2+1/(2*Z2);
g02=(Z1/Z2)+(Z2/Z1)+1;
g03=(h23*h10^2)/(4*h21^2)+h21^2/(h23*h10^2);
```

```

g10=-h10;
g11=2*c*Z1+c*Z2;
g12=Z1^2*c+Z1*Z2*c+(Z2/Z1)*c;
g13=2*h21/h10;
g21=-h21;
g22=Z1*Z2*c^2;
g23=h23;
g00=1;    g20=0;

G=[g00 g01 g02 g03; g10 g11 g12 g13; g20 g21 g22 g23];    %ΛG matrisi
G_p_lam=P*G*Lam;

w=[6 8 10 12 14 16]./16;
p=1j*w;    L=1j*tan(w*TO);

% f(p,λ) fonksiyonunun tanımı
Fp1=(1-L.^2).^(3/2);
Hp1=subs(H_p_lam);
Gp1=subs(G_p_lam);

s112=Hp1./Gp1;
s212=Fp1./Gp1;

T2=(T1b').*abs(s212).^2./(abs(1-f22sapka.*s112).^2);
hata2=10*log10(T2)-T02;
tothata2=sum(hata2.^2);

g2(1)=h10;
g2(2)=h21;
g2(3)=-h23;

%-----
function [T2,c,Z1,Z2]=Tampciz2(bas1,wc,f22sapka,T1b,np,nl)

h10=bas1(1);
h21=bas1(2);
h23=bas1(3);
TO=0.52;

% Eleman değerleri
c=-h10;
Z1=sqrt(-h23/h21);
Z2=-2*h21/h10^2;

% Bağımsız değişkenler cinsinden hij katsayılarının değerleri
h01=Z1-(1/Z1)+0.5*Z2-1/(2*Z2);
h03=(h23*h10^2)/(4*h21^2)-h21^2/(h23*h10^2);
h12=Z1^2*c+Z1*Z2*c-(Z2/Z1)*c;
h00=0; h02=0; h11=0; h13=0; h20=0; h22=0;
H=[h00 h01 h02 h03;h10 h11 h12 h13;h20 h21 h22 h23]    %ΛH matrisi

syms P p L
P=p.^((1:1)*(0:np));
Lam=L.^((1:1)*(0:nl));
H_p_lam=P*H*Lam;

```

```

% Bağımsız değişkenler cinsinden  $g_{ij}$  katsayılarının değerleri
g01=Z1+(1/Z1)+0.5*Z2+1/(2*Z2);
g02=(Z1/Z2)+(Z2/Z1)+1;
g03=(h23*h10^2)/(4*h21^2)+h21^2/(h23*h10^2);
g10=-h10;
g11=2*c*Z1+c*Z2;
g12=Z1^2*c+Z1*Z2*c+(Z2/Z1)*c;
g13=2*h21/h10;
g21=-h21;
g22=Z1*Z2*c^2;
g23=h23;
g00=1;    g20=0;

G=[g00 g01 g02 g03; g10 g11 g12 g13; g20 g21 g22 g23]    % $\Lambda_c$  matrisi
G_p_lam=P*G*Lam;

p=lj*w;    L=tanh(p*TO);

% f(p, $\lambda$ ) fonksiyonunun tanımı
Fp1=(1-L.^2).^(3/2);
Hp1=subs(H_p_lam);
Gp1=subs(G_p_lam);

s112=Hp1./Gp1;
s212=Fp1./Gp1;

T2=T1b'.*abs(s212).^2./(abs(1-f22sapka.*s112).^2);

```

9. ÖZGEÇMİŞ

1970'de Ankara'da doğan Ebru Gürsu Çimen, orta öğrenimini Isparta Merkez Ortaokulu, lise öğrenimini de Isparta Lisesi'nde tamamlayarak 1987 yılında Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde üniversite öğrenimine başlamıştır. 1992 yılında Elektronik dalından mezun olduktan sonra aynı yıl İstanbul Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında yüksek lisans eğitime girmiştir. 1995 yılında yüksek lisans eğitimini tamamlamış ardından aynı üniversitede doktora eğitime başlamıştır. 1994-1997 yılları arasında İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümde, 1997 yılından itibaren de Işık Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.