



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**YENİ NESİL CEP TELEFONLARINDA KULLANILACAK
ANTENLER İÇİN EMPEDANS UYUMLAŞTIRMA
DEVRELERİ TASARIMI**

Doğu Çağdaş ATİLLA
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik-Elektronik Programı

Danışman
Prof.Dr. Bekir Sıddık B. YARMAN

Temmuz, 2011

İSTANBUL



**İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**YENİ NESİL CEP TELEFONLARINDA KULLANILACAK
ANTENLER İÇİN EMPEDANS UYUMLAŞTIRMA
DEVRELERİ TASARIMI**

Doğu Çağdaş ATİLLA
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik-Elektronik Programı

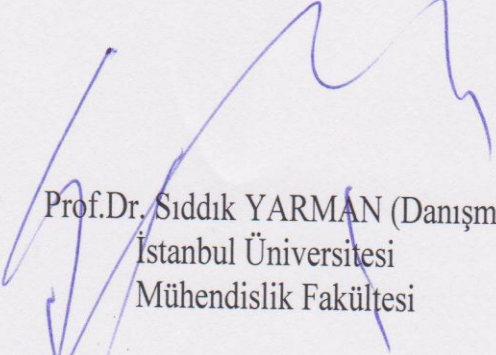
Danışman
Prof.Dr. Bekir Sıddık B. YARMAN

Temmuz, 2011


İSTANBUL

Bu çalışma 4/7/2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik-Elektronik programında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

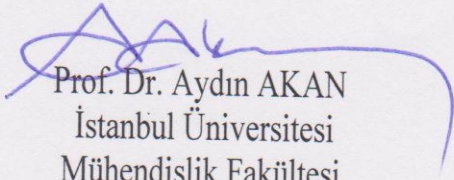
Tez Jürisi



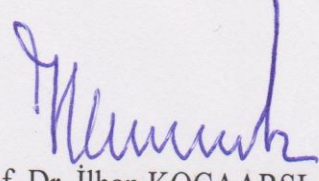
Prof. Dr. Siddık YARMAN (Danışman)
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



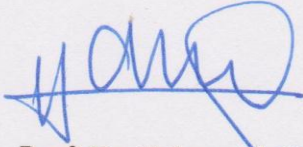
Prof. Dr. Ayten KUNTMAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. Aydın AKAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN
İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi

ÖNSÖZ

Bu çalışmamda bana yol göstericiliğın en büyüğünü sunan ve bilgi hazinesinden eşsiz faydalar sağlayan Prof. Dr. Sıddık YARMAN Hocam'a en büyük teşekkürü etmeyi bir borç bilirim. Deneyimlerini bana aktaran Yrd. Doç. Dr. Tayfun NESİMOĞLU Hocam'a da şükranlarımı sunarım.

Araştırmalarım boyunca her türlü sıkıntımı paylaştığım çalışma arkadaşlarım Emrah BAL ve Kaşif Koray GÜMÜŞ'ü en içten dileklerle selamlarken son olarak da hayatımın her anında yanımda olan, desteğini hiç esirgemeyen, maddi manevi katkıyı kayıtsız şartsız bana sunan tüm aileme, annem Resime ATİLLA'ya ve hayat arkadaşım Yeliz NURCAN'a teşekkür ederim.

Temmuz, 2011

Doğru Çağdaş ATİLLA

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	I
İÇİNDEKİLER	II
ŞEKİL LİSTESİ.....	IV
TABLO LİSTESİ	V
SEMBOL LİSTESİ.....	VI
ÖZET.....	VIII
SUMMARY	IX
1. GİRİŞ.....	1
2. GENEL KISIMLAR	3
2.1 KAYIPSIZ İKİ KAPILI DEVRELERİN TEMEL ÖZELLİKLERİ.....	3
2.2. SAÇILMA PARAMETRELERİ	4
2.2.1 SAÇILMA PARAMETRELERİ İÇİN BAZI ÖNEMLİ TANIMLAR....	8
2.2.1.1 Yansıma Katsayısı (<i>Reflectance</i>).....	8
2.2.1.2 Normalize Empedans	9
2.2.1.3 Normalize Gerilim Ve Akım	10
2.2.2 GİRİŞ YANSIMA KATSAYISININ ÖZELLİKLERİ.....	11
2.2.2.1 Pozitif Gerçel Fonksiyon.....	11
2.2.2.2 Hurwitz Polinomlarının Çıkartması.....	11
2.2.2.3 Hurwitz Polinomlarının Toplaması.....	12
2.2.2.4 Kayıpsız Tek Kapılılar	12
2.2.2.5 Giriş Yansıma Katsayısının Sınırlı Gerçelliği.....	14
2.2.2.6 Darlington Teoremi	16
2.3 İKİ KAPILILAR İÇİN SAÇILMA PARAMETRELERİNİN OLUŞTURULMASI	17

2.4 DÖNÜŞTÜRÜCÜ GÜÇ KAZANCI.....	19
2.5 İKİ KAPILI DEVRELERİN SAÇILMA PARAMETRELERİNİN ÖZELLİKLERİ.....	20
2.5.1 UYGUN POLİNOMLAR İÇİN OLASI SIFIRLAR.....	27
2.5.2 TRANSMİSYON SIFIRLARI.....	30
2.5.3 ALÇAK GEÇİREN(LOWPASS) YAPILARI.....	30
2.5.4 BAND GEÇİREN(BANDPASS) YAPILARI.....	31
2.5.5 KAYIPSIZ MERDİVEN DEVRELERİ.....	31
3. MALZEME VE YÖNTEM.....	33
3.1 EMPEDANS DÖNÜŞTÜRME DEVRESİ TASARIMI.....	33
3.2. MİNİMUM REAKTANS FONKSİYONU İÇİN PARAMETRİK YAKLAŞIM.....	34
3.3. GERÇEL FREKANS DOĞRUDAN HESAPLAMA ALGORİTMASI.....	35
3.4. RF-DCT İLE UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIM ALGORİTMASI.....	38
3.4. YÜK PERTÜRBASYONU.....	46
4.BULGULAR.....	48
4.1. UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ İÇİN AYARLANABİLME STRATEJİSİ.....	54
4.2 AYARLANABİLİRLİK UYGULAMASI.....	56
5. TARTIŞMA VE SONUÇ.....	60
KAYNAKLAR.....	62
ÖZGEÇMİŞ.....	64

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 : İki kapılı devre tanımı	4
Şekil 2.2 : Tek kapılı devre için gelen ve yansıyan dalgalar	8
Şekil 2.3 : $z(p)$ 'nin Darlington Sentezi	16
Şekil 2.4 : İki kapılı devre	17
Şekil 2.5 : Çıkış yansıma katsayısının türetilmesi	18
Şekil 2.6 : İki kapılı birleştirilmiş(lumped) elemanların şematik gösterimi	21
Şekil 2.7 : Kayıpsız iki kapılılar için saçılma parametreleri.....	21
Şekil 2.8 : $f(p)$ polinomunun sıfırları.....	30
Şekil 2.9 : L-C alçak geçiren merdiven devresi.....	31
Şekil 2.10: $f(p) = p^k$ topolojisi ile bir band geçiren merdiven devresi.....	31
Şekil 2.11: Kayıpsız merdiven devrelerinin gösterimi	32
Şekil 3.1 : Haberleşme sisteminde alıcı baz istasyonunun güç aktarım bölümü.....	33
Şekil 3.2 : Empedans dönüştürücü filtre tanımı.....	34
Şekil 3.2 : Uyumlaşma probleminin 'Real Frequency' tanımı	43
Şekil 3.3 : Empedans dönüştürücü filter için TPG	46
Şekil 3.4 : Parazitik kapasitans C_p ve 5 elemanlı empedans dönüştürücü filtre.....	47
Şekil 4.1 : C_1 'in C_p 'ye göre değişimi	50
Şekil 4.2 : L_2 'nin C_p 'ye göre değişimi	51
Şekil 4.4 : L_4 'ün C_p 'ye göre değişimi	52
Şekil 4.7 : Kazanç değişimi (C_p 'ye bağlı olarak; $G=f(C_p)$).....	53
Şekil 4.8 : c_1 'in c_p 'ye bağlı değişimi.....	55
Şekil 4.9 : c_5 'in c_p 'ye bağlı değişimi.....	56
Şekil 4.10: Ayarlanmış devrenin ADS benzetimi sonucu elde edilen kazancı.....	59

TABLO LİSTESİ

Tablo 1: Parazitik kapasitör C_p 'nin değişimi ile eleman değerlerinin değişimi	49
Tablo 2: Ref. Durum, Durum-1 Değerlerinin Bağlı Değişimi ile Yapılan Tasarım	50
Tablo 3: Bağlı Değişimlerin Hesaplanması	50
Tablo 4: C_1 'in ve C_5 'in C_p değişimi.....	54
Tablo 5: $C_p=0$ durumu eleman değerleri	57
Tablo 6: Devre ayarlandıktan sonra C_1 ve C_5	59

SEMBOL LİSTESİ

p	: Kompleks Frekans Değişkeni
σ	: P'nin Gerçel Kısmı
ω	: P'nin Sanal Kısmı
a_1	: Birinci Kapıya Gelen Dalga
v_1	: Birinci Kapıdaki Gerilim
R_0	: Normalize Direnç
i_1	: Birinci Kapıdaki Akım
S	: Saçılma Parametreleri
E_g	: Giriş Uyarımı
f	: Frekans
P_A	: Toplam Güç
Z_{in}	: Giriş Empedansı
z_{in}	: Normalize Giriş Empedansı
b_1	: Birinci Kapıdan Yansıyan Dalga
S_{in}	: Giriş Saçılma Parametresi
P_A	: Gelen Dalganın Gücü
P_R	: Yansıyan Dalganın Gücü
T	: Güç Aktarım Oranı
r_{in}	: Normalize Giriş Empedansının Gerçel Kısmı
x_{in}	: Normalize Giriş Empedansının Sanal Kısmı
y_{in}	: Giriş Admitansı
Z_L	: Yük Empedansı
Z_G	: Generatör Empedansı
μ	: Ünimodüler Sabit
L	: Endüktans
C	: Kapasitans
Z_B	: Pozitif Gerçel Giriş Empedansı
Z_M	: Minimum Empedans Fonksiyonu

Z_F	: Foster Fonksiyonu
k_i	: Rezüdü Fonksiyonu
C_p	: Parazitik Kapasitans
L_k	: Tank Devresi Endüktansı
C_k	: Tank Devresi Kapasitansı
R_d	: Referans Durum
f_0	: Normalize Frekans
TPG	: Dönüştürücü Güç Kazancı

ÖZET

YENİ NESİL CEP TELEFONLARINDA KULLANILACAK ANTENLER İÇİN EMPEDANS UYUMLAŞTIRMA DEVRELERİ TASARIMI

Yapılan bu çalışmada günümüz haberleşme sistemlerinde önemli yer arzedan empedans uyumlaştırma devrelerinin tasarımı ve bilgisayar benzetimi incelenmiştir. Özellikle tüketici ihtiyaçlarının arttığı ve bir çok farklı kablosuz haberleşme sisteminin bir arada bulunduğu yeni nesil mobil aygıtlarda birleştirilen platformların birarada kullanılması için güç aktarımı ve empedans uyumlaştırma devrelerinin ayarlanabilirliği ihtiyacını doğurmuştur. Buradan hareketle tezde ‘Real Frequency Technique’ kullanılarak geliştirilen bilgisayar algoritmalarıyla öncelikle yüksek kazançlı geniş bantlı uyumlaştırma devreleri tasarlanmış ve bilgisayar benzetimi yapılmıştır. Daha sonra bilgisayar benzetimlerinden de faydalanılarak bu devrelerin performansı çeşitli optimizasyonlarla iyileştirilmiştir. Son olarak gelecek projeksiyonu olarak devrelerin ayarlanabilirliğine bakılmış ve istenilen frekanlarda ayarlanabilirlik stratejisi geliştirilerek bu stratejinin gerçekleştirilebilirliği tartışılarak tez sonlandırılmıştır.

SUMMARY

DESIGN OF IMPEDANCE MATCHING NETWORKS FOR ANTENNAS OF NEW GENERATION MOBILE PHONES

In this labor, we inspect design and simulation of the impedance matching networks which have significant role in today's communication systems. Increasing demands of consumers and several different wireless communication systems are leading to development of new generation mobile devices to generate new unified platforms for mobile systems. Due to these needs, tunability of power transfer networks will have important role in future. Therefore, firstly we design wideband impedance matching networks algorithms via 'Real Frequency Technique' with high efficiency and simulate on computer. After design of networks the performance of topologies are enhanced with optimization tools. Finally as a future projection, we developed a tunability strategy, discussed implementability of this strategy and lastly terminated this thesis.

1. GİRİŞ

Ayarlanabilir yükselteçler (Tunable power amplifiers) ya da genel anlamda yükselteç tasarımlarının karakteristiklerine kısa bir bakış atarsak, bu aygıtların 1-2 Watt'lık çıkış gücüne ve yaklaşık olarak 4-5 V'luk bir gerilim beslemesine ihtiyaç duyduklarını görürüz. Ayrıca yükselteç tasarımlarında dikkat çekilecek diğer unsurlar da çıkış empedanslarının hangi aralıkta olduğu ve uyumlaşma empedansı olan 50 ohm'da uyumlaştırılabilip uyumlaştırılmadığının gözlenmesidir. Yukarda bahsettiğimiz koşulları göz önünde bulundurursak haberleşme sistemindeki en önemli görevlerden birinin yükselteç tasarımında olduğunu ve tasarımı yaparken bu gibi parametreleri dikkatle göz önünde bulundurarak tasarımların buna göre şekillendirilmesine özen gösterilmelidir. Yükselteç tasarımı yaparken, uyumlaştırma devreleri (matching networks) önemli bir yer arz eder. Uyumlaştırma devrelerinin tasarımı, haberleşme sistemlerinde ön uç (front-end) parçalarının arasındaki uyumlaşmayı (matching) ideal düzeye getirerek istenilen sınırlar dahilinde istenilen güç aktarımını (power transfer) sağlamakla yükümlüdür. Anten ve yükselteç arasındaki uyumlaşma, güç kaybını en aza indirgeyeceği gibi çalışma frekansından sapmaları da azaltarak iletişim sisteminin ön en fazla verimi almamızı sağlar.

Çalışmanın bu kısmında, geniş frekans bandında çalışan ayarlanabilir uyumlaştırma devreleri tasarlamak için pratik devre konfigürasyonları üzerinde çalışılmıştır. Arzu edilen çalışma frekansı bandı 800MHz ile 5200 MHz arasında kalan banttir. Örnek yapılar üzerinde çalışılacağı durumlarda empedans dönüştürme filtrelerini kullanarak işe başlamak akılcıl bir yöntem olacaktır.

Güncel uygulamaların büyük bir bölümünde, haberleşme şirketleri, çalışmalarında mobil iletişim sistemleri için GSM, UMTS, Wİ-Fi ve Wi-Max bantlarını da kapsayan yükselteçler üzerinde yoğunlaşmaktadır. Diğer bir deyişle, kullanışlı, işe yarayan frekans bandı 800 MHz ile 5200 MHz arasında bulunmakta ve çalışmalar bu yönde devam etmektedir.

Cep telefonu şebekelerinde kullanılan baz istasyonu tasarımında verici yükselteçlerin çıkış gücü 10 watt ile 20 Watt arasında değişmektedir. LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) cihazları gibi silikon teknolojisiyle üretilen çoğu yükselteç tasarımlarında çıkış empedansı 12 ohm civarındadır ve bu değer de düşük bir değerdir. Bu bağlamda tasarlanacak sistemin gerektirdiği durum 12 ohmluk bir değer 50 ohma çevrilmesidir. Diğer yandan da 12 ohmluk çıkış empedansı parazitik etkilerin yol açacağı bozulmalar gösterecektir. Bu da uyumlaşmış yükseltecin kazancında bozulmalara yol açar.

Bu sebepten hareketle, bu çalışmada, 800-5200 Mhz'te çeşitli filtre prototipleri ile empedans değişimi esnasında meydana gelebilecek sıkıntıları ve sorunları araştıracağız. Uyumlaştırmama devresi ve filtre tasarımında 'Real Frequency Direct Computational Technique'[1] kullanılmıştır. Frekans bandının üst köşesindeki üçüncü dereceli harmonikleri bastırmak, tasarlanacak devreden elde edilecek sonuçları istediğimiz düzeye yaklaştıracaktır.

Bu şekilde bir prototip belirleyerek giriş empedansının parazitik etkilerini ortadan kaldırmak adına empedansı ayarlanabilir uyumlaştırma devresi topolojisinin empedans değiştirebilme yeteneği ve kıvraklığı üzerinde çalışılacaktır.

2. GENEL KISIMLAR

2.1 KAYIPSIZ İKİ KAPILI DEVRELERİN TEMEL ÖZELLİKLERİ

Mühendislik uygulamalarının doğası gereği sistem performansları modellenerek elde edilmek istenen en iyi sonuca uygun optimizasyon algoritmaları geliştirilmektedir. Bu açıdan bakmak gerekirse haberleşme sistemlerinde kullanılan güç aktarım sistemlerinin mümkün mertebe az kayıplı bir şekilde tasarlanabilmesi için kullanılan yükselteçlerin, uyumlaşma devrelerinin istenilen güç aktarımına ulaşabilmesi için sistem üzerinde optimizasyon yapmak gerekmektedir.

Bu bağlamda iki kapılı devrelerin parametreleri, klasik devre teorisinden de bilineceği üzere empedans, admitans ve saçılma matrisleriyle tanımlanırlar[2]. Ancak bu noktada ortaya bazı istenmeyen durumlar çıkmaktadır. Empedans ve admitans matrislerinin sıfır veya sonsuz yükü sonlandırılmış olarak tanımlanması her devre için çalışacakları adına bir garanti vermemektedir. Bu noktadan hareketle saçılma matrislerinin, sonlu bir yükü sonlandırılmış kapılar için tanımlanmış olması ve hemen her devre için uygun olarak kullanılabilmesi sebebiyle saçılma parametreleri kullanılmaktadır[3]. Saçılma parametreleri en genel bakışla, devre üzerindeki kapılara gelen ve yansıyan dalgaları temsil eder ve kullanım açısından en pratik parametrelerdir. Tasarım ve yazılım süreçleri açısından bakıldığında da saçılma parametrelerini kullanmak nümerik kararlılık ve hata optimizasyonu konularında elde edilecek sonuçlarla ilgili faydalar sağlamaktadır.

Çalışmanın bu kısmında saçılma parametrelerinin genel tanımı, doğrusal aktif ve pasif iki kapılılar için anlatılacaktır. İstenildiği takdirde bu anlatımlar n-kapılı devreler için de uyarlanabilir ve kapsamı genişletilebilir. Ardından, saçılma parametreleri için bazı önemli özellikler karmaşık değişken $p = \sigma + j\omega$ cinsinden özetlenecektir[4]. İlerleyen kısımlarda da bu parametreler üzerine inşaa edilen tekniklerle tasarlanan devrelerden elde edilecek sonuçlar irdelenecektir[5].

2.2. SAÇILMA PARAMETRELERİ

Doğrusal özellik gösteren iki kapılılar gelen ve giden dalga olarak adlandırılan büyüklükler cinsinden tanımlanabilirler. Tam manasıyla söylemek gerekirse bu büyüklükleri kapılardaki gerilim ve akım cinsinden de ifade edebiliriz.

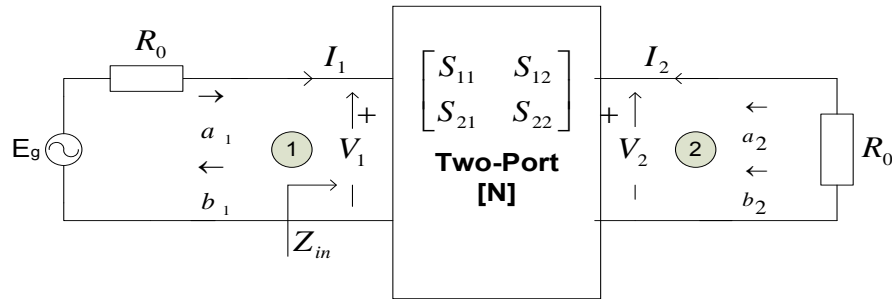
$$a_1(t) = \frac{1}{2} \left[\frac{v_1(t)}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0} i_1(t) \right] \quad (2.1a)$$

$$a_1(t) = \frac{1}{2\sqrt{R_0}} [v_1(t) + R_0 i_1(t)] \quad (2.1b)$$

$$a_2(t) = \frac{1}{2} \left[\frac{v_2(t)}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0} i_2(t) \right] \quad (2.1c)$$

$$a_2(t) = \frac{1}{2\sqrt{R_0}} [v_2(t) + R_0 i_2(t)] \quad (2.1d)$$

Şekil 2.1’de gelen dalgalar birinci ve ikinci kapılar için t’nin bir fonksiyonu olarak ifade edilmiştir.



Şekil 2.1 İki kapılı devre tanımı

Burada gösterilmek istenen $v_1(t)$ ve $v_2(t)$ kapılardaki gerilimi $i_1(t)$ ve $i_2(t)$ ise akımı temsil eder. R_0 , dalga büyüklüklerini tanımlamada elzem teşkil eden normalizasyon direncini ifade eder. Kapıları sonlandırmada da kullanmak faydalı olmaktadır. Bu sebepten kapı normalizasyon sayısı olarak da adlandırılır.

Yukarıda verilen tanımlamalar Laplace ve Fourier Dönüşümleri ışığında yapılmıştır. Bu dönüşümler gibi doğrusal dönüşümleri göz önünde bulundurmak ileride matematik hesapları ve yazılım algoritmaları geliştirirken çok yararlı olacaktır. Bu bağlamda $a_1(t)$ ve $a_2(t)$ 'nin Laplace Dönüşümüne $a_1(p)$ ve $a_2(p)$ diyelim. Öyleyse;

$$a_j(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} a_j(t)e^{-pt}dt; j = 1,2 \quad (2.2)$$

şeklinde yazılır. Burada $p = \sigma + j\omega$ diye ifade edilir. Bu geleneksel olarak bilinen Laplace Alanındaki karmaşık(kompleks) frekanstır. Zaman ve Laplace Alanı dönüşüm çiftleri $a_j(t) \leftrightarrow a_j(p)$, $v_j(t) \leftrightarrow V_j(p)$ ve $i_j(t) \leftrightarrow i_j(p)$ şeklinde ifade edilirse

$$a_1(p) = \frac{1}{2} \left[\frac{V_1(p)}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0}I_1(p) \right] \quad (2.3a)$$

$$a_2(p) = \frac{1}{2} \left[\frac{V_2(p)}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0}I_2(p) \right] \quad (2.3b)$$

haline dönüşür. Birinci kapıdaki gelen dalga büyüklüğü, uyarım cinsinden ifade edilmek istendiğinde ve Laplace Dönüşümü yazıldığında

$$e_g(t) = v_1(t) + R_0i_1(t) \quad (2.4a)$$

$$E_g(p) = V_1(p) + R_0I_1(p) \quad (2.4b)$$

şeklinde gösterilir. Burada birinci kapıya gelen dalga ifadesi zaman alanında ve p alanında;

$$a_1(t) = \frac{e_g(t)}{2\sqrt{R_0}} \quad (2.5a)$$

$$a_1(p) = \frac{E_g(p)}{2\sqrt{R_0}} \quad (2.5b)$$

haline dönüşür. Günümüzde birçok uygulamada sistemin gerçek frekans cevabı $p = j\omega$ seçilerek belirlenir. Bu durumda karmaşık kapı büyüklükleri $a_j(j\omega)$, $V_j(j\omega)$ ve $I_j(j\omega)$ network analyzer denilen cihazlarla ölçülür. Burada f gerçek frekans ve birimi Hertz $\omega = 2\pi f$ de gerçek açısal frekans ve birimi radyan/saniye'dir. Kapasite, endüktör, direnç, ideal transformatör gibi pasif karşılıklı(reciprocal) iki kapılı devreler için gerilim

ve akım büyüklükleri, p karmaşık değişkeninin polinom ifadesinin rasyonel biçiminde gösterilebilir. Açık bir biçimde söylemek gerekirse pasif sistemler için bu fonksiyonlar tüm sınırlı uyarımlar için sınırlandırılmalıdır. Benzer şekilde yansıyan dalga ifadesi zaman ve p bölgesi çifti olarak aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$b_1(t) = \frac{1}{2} \left[\frac{v_1(t)}{\sqrt{R_0}} - \sqrt{R_0} i_1(t) \right] \quad (2.6a)$$

$$b_2(t) = \frac{1}{2} \left[\frac{v_2(t)}{\sqrt{R_0}} - \sqrt{R_0} i_2(t) \right] \quad (2.6b)$$

$$b_1(p) = \frac{1}{2} \left[\frac{v_1(p)}{\sqrt{R_0}} - \sqrt{R_0} i_1(p) \right] \quad (2.7a)$$

$$b_2(p) = \frac{1}{2} \left[\frac{v_2(p)}{\sqrt{R_0}} - \sqrt{R_0} i_2(p) \right] \quad (2.7b)$$

Bu noktada, uyarımın gerçel kısmı $e_g(t) = E_m e^{j\omega t}$ (ya da $e_g(t) = E_m \cos(\omega t)$)'nin maksimum güç teoremine göre sürme noktası empedansını (driving point impedance) $Z_{in}(j\omega) = R_0$ olarak gördüğünde maksimum güç aktarımını yaptığını belirtmek yararlı olacaktır. Öyleyse $T = 1/f$ saniye boyunca ortalama maksimum güç ifadesi;

$$P_A = \text{real} \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T v_1(t) i_1^*(t) dt \right\} \quad (2.8)$$

Burada

$$v_1(t) = \frac{e_g(t)}{2} \quad (2.9a)$$

$$i_1(t) = \frac{e_g(t)}{2R_0} \quad (2.9b)$$

ve "*" kompleks bir büyüklüğün kompleks eşleniğini gösterir. Öyleyse,

$$P_A = \frac{E_m^2}{4R_0} \quad (2.10)$$

halini alır. Diğer yandan gelen dalganın genliğinin karesi

$$a_1(t)a_1^*(t) = |a_1|^2 = \frac{E_m^2}{4R_0} \quad (2.11)$$

olarak gösterilir. Bu ifade aynı zamanda giriş uyarımından iletilebilecek maksimum gücün de ölçülmesine yarar. Bu sebeple $P_A = |a_1|^2$ için jeneratörden alınan güç denilebilir.

Gelen dalga tanımını $p = j\omega$ cinsinden de yapılabilir. Bu yaklaşımla, uyarımın gelen ya da mevcut gücünün genliğinin karesi, basit bir ifadeyle $P_A = |a_1(j\omega)|^2$ şeklinde gösterilir. Yukarıda anlatılanların tümünden hareketle herhangi bir doğrusal iki kapılı için Laplace alanında ($p = \sigma + j\omega$) yansıyan dalgalar $b_1(p)$ ve $b_2(p)$, gelen dalgalar $a_1(p)$ ve $a_2(p)$ cinsinden ifade edilebilir ve matris şeklinde gösterimi aşağıdaki şekilde olur.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.12)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

$$\begin{bmatrix} b_1(p) \\ b_2(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(p) & S_{12}(p) \\ S_{21}(p) & S_{22}(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(p) \\ a_2(p) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

burada $S_{ij}(p)$; $i, j = 1,2$ olmak üzere saçılma parametreleri olarak adlandırılırlar.

Böylelikle $S(p)$ matrisi

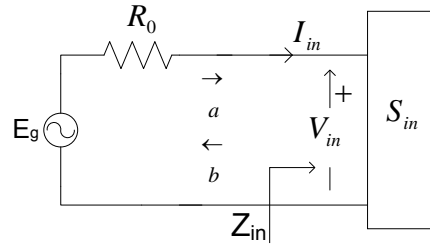
$$S(p) = \begin{bmatrix} S_{11}(p) & S_{12}(p) \\ S_{21}(p) & S_{22}(p) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

olmak üzere $S(p)$ matrisi de saçılma matrisi olarak adlandırılır. Ayrıntılı bir şekilde matris elemanlarını incelemek gerekirse R_0 terminasyonu altında birinci kapıdan ikinci kapıya ve ikinci kapıdan birinci kapıya, sırasıyla $S_{11}(p)$ ve $S_{22}(p)$ giriş ve çıkış yansıma katsayıları (reflectance), $S_{21}(p)$ ile $S_{12}(p)$ ise ileri yönde ve geri yönde iletim saçılma

parametreleridir (transfer scattering parameters). S parametreleri, önceden seçilmiş sabit bir normalizasyon sayısı şartı altında herhangi uyarım için her iki kapıda ve keyfi kapı sonlandırma durumunda değişmez kalır. Bundan dolayı gerçel normalize ya da R_0 ' a göre normalize edilmiş ve tüm frekans aralığında ölçülen ya da türetilen saçılma parametreleri net bir ifadeyle doğrusal davranışlı iki kapılıları tanımlar. Buradan da anlaşılacağı üzere saçılma parametrelerinin uygun ve düzgün bir biçimde seçilmesi elzemdir ve yapılacak tasarımda önemli rol oynar.

2.2.1 SAÇILMA PARAMETRELERİ İÇİN BAZI ÖNEMLİ TANIMLAR

2.2.1.1 Yansıma Katsayısı (Reflectance)



Şekil 2.2 Tek kapılı devre için gelen ve yansıyan dalgalar

Tek kapılı bir devre için gelen ve yansıyan dalgaları, tek kapılının giriş voltajı ve giriş akımı cinsinden ifade edebiliriz. Laplace Alanı 'p' de gelen dalga ifadesi a(p);

$$a(p) = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{in}(p)}{\sqrt{R_0}} + \sqrt{R_0} I_{in}(p) \right] = \frac{1}{2\sqrt{R_0}} [V_{in}(p) + R_0 I_{in}] \quad (2.15)$$

şeklinde ifade edilir. Benzer şekilde yansıyan dalga da

$$b(p) = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{in}(p)}{\sqrt{R_0}} - \sqrt{R_0} I_{in}(p) \right] = \frac{1}{2\sqrt{R_0}} [V_{in}(p) - R_0 I_{in}] = \frac{V_G(p)}{2\sqrt{R_0}} \quad (2.16)$$

olur. Buradan da tek kapılı devrenin giriş reflektansı yani giriş yansıma katsayısı $S_{in}(p)$;

$$S_{in}(p) \triangleq \frac{b(p)}{a(p)} \quad (2.17)$$

$$S_{in}(p) = \frac{V_{in} - R_0 I_{in}}{V_{in} + R_0 I_{in}} = \frac{Z_{in}(p) - R_0}{Z_{in}(p) + R_0} \quad (2.18)$$

gibi ifade edilir. Giriş empedansının da bu noktada ifadesi yazılırsa

$$Z_{in}(p) = \frac{V_{in}(p)}{I_{in}(p)} \quad (2.19)$$

olur.

2.2.1.2 Normalize Empedans

Normalize empedans, gerçel empedansın belirli bir normalizasyon sabitiyle normalleştirilmiş haline denir. Bu katsayı, iki kapılı devrelerde terminasyon direnci tarafından belirlenir.

$$z_{in} = \frac{Z_{in}}{R_0} \quad (2.20)$$

Normalize edilmiş empedansı ifade ettikten sonra s parametreleri de yeniden düzenlenerek şu şekilde gelir;

$$S_{in}(p) = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} \quad (2.21)$$

Tek kapılılar için güç ifadesi yazmak gerekirse, yukarıda da belirtildiği gibi jeneratörden gelen dalga $P_A = |a(j\omega)|^2$ ile gösterilir. Benzer şekilde tek kapılıdan yansıyan gücü tanımlamak istersek $P_R = |b(j\omega)|^2$ olur. Bu durumda bir tek kapılıya iletilen net gücün verilen bir açısız frekansta ω , aşağıdakileri sağlaması gerekir.

$$P_{in} = P_A - P_R$$

ya da

$$P_{in} = P_A \left[1 - \frac{P_R}{P_A} \right] = |a|^2 \left[1 - \left| \frac{b}{a} \right|^2 \right] \quad (2.22)$$

veya

$$P_{in} = |a|^2 [1 - |S_{in}(j\omega)|^2]$$

Buradan hareketle yine güç aktarım devrelerinde tasarım ve hesaplama süreçleri için önemli yer teşkil eden Güç Aktarım Oranı(Power Transfer Ratio) gösterilirse;

$$T = \frac{P_{in}}{P_A} = 1 - |S_{in}(j\omega)|^2 \quad (2.23)$$

halini alır.

(2.23) denklemini normalize giriş empedansı $z_{in}(j\omega) = r_{in}(\omega) + jx_{in}(\omega)$ cinsinden ifade edersek

$$T = 1 - \left| \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} \right|^2 \quad (2.24)$$

$$T = 1 - \frac{(r_{in} - 1)^2 + x_{in}^2}{(r_{in} + 1)^2 + x_{in}^2}$$

$$T = \frac{4r_{in}}{(r_{in} + 1)^2 + x_{in}^2}$$

şeklinde olur. (2.24)'te verilen denklemlerin doğru olması için tek kapılıya gelen gücün $P_{ac} = \text{real}\{V_{in}I_{in}^*\} = P_{in}$ şeklinde ifade edilmesi gerekir ya da diğer bir ifadeyle yansıyan güç $P_R = |b(j\omega)|^2$ ifadesinin $P_{in} = P_A - P_R$ 'yi sağlaması gerekir. Aşağıda gösterileceği gibi bunu kanıtlamak mümkün kılınmıştır.

2.2.1.3 Normalize Gerilim Ve Akım

Normalize gerilim ve akım aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$v_{in} = \frac{V_{in}}{\sqrt{R_0}} \quad (2.25)$$

$$i_{in} = \frac{I_{in}}{\sqrt{R_0}}$$

Bu denklemleri $j\omega$ değişkeni biçiminde yazarsak;

$$v_{in}(j\omega) = a(j\omega) + b(j\omega) \quad (2.26)$$

$$i_{in}(j\omega) = a(j\omega) - b(j\omega)$$

Buradan hareketle, tek kapılıya gelen gerçek gücün ifadesi; $P_{ac} = \text{real}\{(a + b)(a + b)^*\} = \text{real}\{aa^* - bb^* - ab^* + a^*b\}$ şeklinde de gösterilir. Burada $a^*b - ab^*$ 'ın sanal olduğuna dikkat edilmelidir. Giriş gücü $P_{in} = P_{ac} = |a|^2 - |b|^2$ olarak gösterilir. Bu yüzden yansıyan gücü $P_R = |b|^2$ şeklinde göstermek uygun olacaktır.

2.2.2 GİRİŞ YANSIMA KATSAYISININ ÖZELLİKLERİ

2.2.2.1 Pozitif Gerçel Fonksiyon

Bir tek kapılı devre endüktör, kapasitör, direnç, transformatör gibi toplu elemanlardan oluşmuşsa giriş empedansını $z_{in}(p)$ pozitif gerçel şekilde gösterebiliriz ve $p = \sigma + j\omega$ türünden rasyonel biçimde ifade edilebilir [6].

$$z_{in}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2.27)$$

Burada $N(p)$ numarator ve $D(p)$ denominatör polinomları Hurwitz Polinomudur. Giriş admitansını da p alanında gösterirsek;

$$y_{in}(p) = \frac{1}{z_{in}(p)} \quad (2.28)$$

pozitif gerçel fonksiyon olduğunu görmüş oluruz. Buna karşı düşen giriş yansımaya katsayısı (reflectance) $S_{in} = \frac{z_{in}-1}{z_{in}+1}$ da p alanında gerçel rasyoneldir.

$$h(p) = N(p) - D(p) = h_1p^n + h_2p^{n-1} + \dots + h_np + h_{n+1}$$

$$g(p) = N(p) + D(p) = g_1p^n + g_2p^{n-1} + \dots + g_np + g_{n+1}$$

olmak üzere (2.29)

$$S_{in}(p) = \frac{h(p)}{g(p)}$$

(2.29) eşitliğinde n , $h(p)$ ve $g(p)$ polinomlarının derecesini gösterir ve devredeki endüktör, kapasitör gibi reaktif elemanların toplam sayısını verir.

2.2.2.2 Hurwitz Polinomlarının Çıkartması

Hurwitz Polinomlarında çıkartma işlemi sonucunda gerçel katsayılı keyfi polinomlar elde edilir. Bundan dolayı $h(p)$ polinomu gerçel katsayılı adi bir polinomdur.

2.2.2.3 Hurwitz Polinomlarının Toplaması

İki Hurwitz Polinomunun toplanması mutlak bir Hurwitz Polinomu sonucu doğurur ve bu polinomun bütün kökleri kapalı sol yarım düzlemde bulunur(closed LHP). Denominator polinomu $g(p)$ 'nin mutlak Hurwitz Polinomu olması sonucu giriş yansıma katsayısı $S_{in}(p)$ hem $j\omega$ ekseninde hem de açık sağ yarım düzlemde(open RHP) düzenli olmuş olur. Diğer bir ifadeyle giriş yansıma katsayısı RHP'de olduğu gibi bütün frekans bandında sınırlı olur[7].

Bu konudaki bir başka önemli husus da $j\omega$ ekseninde pozitif gerçel fonksiyonların her zaman negatif olmayan(non-negative) gerçel kısımları sağlamasıdır. Bu yüzden denilebilir ki; eğer $z_{in}(j\omega) = r_{in}(\omega) + jx_{in}(\omega)$ bir pozitif gerçel fonksiyonsa $r_{in}(\omega)$ bütün frekans ekseninde negatif değildir ve giriş reflektansının genliğinin karesini 1 ile sınırlandırır.

$$|S_{in}(j\omega)|^2 = \left| \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} \right|^2 = \frac{(r_{in} - 1)^2 + x_{in}^2}{(r_{in} + 1)^2 + x_{in}^2}$$

$$|S_{in}(j\omega)|^2 = \left| \frac{h(j\omega)}{g(j\omega)} \right|^2 \leq 1 \quad (2.30)$$

$$|h(j\omega)| \leq |g(j\omega)|$$

Burada $p = j\omega$ yerine $p = \sigma + j\omega$ yazıldığında, tüm $p = \sigma \geq 0$ için $S_{in}(p) = \frac{h(p)}{g(p)} \leq 1$ eşitsizliği sağlanır.

2.2.2.4 Kayıpsız Tek Kapılılar

Eğer tek kapılı devrede, yansıma yoksa ($P_R = |b(j\omega)|^2 = 0$) tek kapıda harcanan güç ifadesi;

$$T = \frac{P_{in}}{P_A} = 1 - |S_{in}|^2 = 1 \quad (2.31)$$

ya da diğer bir ifadeyle $S_{in} = 0$ 'dır. Bu durumda $z_{in} = 1$ ya da gerçel giriş empedansı Z_{in} normalizasyon rezistansı R_0 'a eşit olmalı. Bunun anlamı, tek kapılı devrede tam uyumlaşma(perfect match) olduğudur ve yapılan tüm hesapların mükemmel yakın olduğunu gösterir.

Diğer yandan ,eğer tek kapılı devre tamamen reaktifse ($r_{in}=0$) bu durumda $|S_{in}|^2 = 1$ sağlanır. Bu halde tek kapılıya jeneratörden gelen tüm güç geri yansır. Açık bir şekilde görülüyor ki gücün tamamı jeneratörün içindeki empedansta harcanmıştır. Pratikte bu durum uyarım kaynağının yanmasına sebebiyet verebilir. Böyle sonuçlara karşı önceden gerekli hesaplar ve ölçümler yapılmalı, istenmeyen durumların önüne geçilmelidir. Pasif bir tek kapılı devre için, kapıya gelen gerçek gücün negatif olmaması gerekir. Öyleyse $P_{ac} = |a|^2 - |b|^2 \geq 0$ yazılabilir. Eğer tek kapılı devre kayıpsızsa

$$z_{in}(j\omega) = jx_{in}(\omega) \quad (2.32)$$

şeklinde gösterilebilir ve bunun anlamı bu devrede hiç güç harcanmıyor demektir. Bu durumda $P_{ac}=0$ olur ve bu denklem de tutarlıdır. Bu konu biraz detaylandırılırsa ve analitik yaklaşımlar yapılırsa tüm $p = \sigma \geq 0$ için

$$a(p)a(-p) - b(p)b(-p) \geq 0 \quad (2.33)$$

ifadesi yazılır. $b(-p)$ yerine $S_{in}a(p)$ yazılırsa yine tüm $p = \sigma \geq 0$ için

$$a(p)[1 - S_{in}(p)S_{in}(-p)]a(-p) \geq 0 \quad (2.34)$$

ya da

$$1 - S_{in}(p)S_{in}(-p) \geq 0$$

şekline dönüşür. Şu halde, kayıpsız tek kapılılar için

$$S_{in}(p)S_{in}(-p) = 1 \quad (2.35)$$

eşitliği

ya da daha genel bir ifadeyle pasif tek kapılı devreler için

$$S_{in}(p)S_{in}(-p) \leq 1 \quad (2.36)$$

eşitsizliği tüm $p = \sigma \geq 0$ için sağlanmış olur.

Bütün bu yukarıda yazılan özelliklerinden ötürü rasyonel şekilde

$$S_{in}(p) = \frac{h(p)}{g(p)} \quad (2.37)$$

Sınırlı Gerçel (Bounded Real) fonksiyon olarak adlandırılır.

2.2.2.5 Giriş Yansıma Katsayısının Sınırlı Gerçelliği

(2.30'a) bakıldığı zaman genliğin karesi olan ω fonksiyonları negatif olmayan $H(\omega^2)$ ve $G(\omega^2)$ çift polinomlarını bize tanımlar. Öyle ki ;

$$\begin{aligned} H(\omega^2) &= h(j\omega)h(j\omega) = H_1\omega^{2n} + H_2\omega^{2(n-1)} + \dots + H_n\omega^2 + H_{n+1} \\ G(\omega^2) &= g(j\omega)g(j\omega) = G_1\omega^{2n} + G_2\omega^{2(n-1)} + \dots + G_n\omega^2 + G_{n+1} \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$H(\omega^2) \leq G(\omega^2)$$

ifadeleri türetilebilir. Buradan bakıldığında negatif olmayan çift polinom rahatlıkla çıkartılabilir. Öyleyse;

$$F(\omega^2) = f(j\omega)f(j\omega) = F_1\omega^{2n} + F_2\omega^{2(n-1)} + \dots + F_n\omega^2 + F_{n+1} \quad (2.39)$$

yazılabilir. Bu ifadeyi aşağıdaki gibi bir eşitliğe dönüştürebiliriz.

$$G(\omega^2) = H(\omega^2) + F(\omega^2) \quad (2.40)$$

Açık bir şekilde görülmektedir ki Güç Aktarım Oranı(Power Transfer Ratio) $T(\omega^2)$, tüm frekans eksenini ω 'da çift, negatif olmayan, sınırlı ve gerçel bir fonksiyon tanımlar.

$$T = 1 - |S_{in}|^2 = 1 - \frac{H(\omega^2)}{G(\omega^2)} \quad (2.41a)$$

$$T = \frac{G(\omega^2) - H(\omega^2)}{G(\omega^2)} \quad (2.41b)$$

$$T(\omega^2) = \frac{F(\omega^2)}{G(\omega^2)} \leq 1 \quad (2.41c)$$

Burada $F(\omega^2)$, $T(\omega^2)$ polinomunun numaratör polinomu olarak görülebilir. $F(\omega^2)$ 'nin sıfırlarının güç aktarım oranının sıfırları olduğu açıkça görülmelidir. Eğer bir kapılı devre toplu elemanlar ve transformatörlerden oluşmuşsa $T(\omega^2)$ polinomunu devreyi tanımladığımız fonksiyonlar cinsinden ifade edilebilir. Bu işlemi adım adım aşağıdaki şekilde gösterebiliriz.

İlk adımda; normalize giriş empedansı pozitif gerçel fonksiyon olarak üretilir

$$N(p) = a_1 p^{na} + a_2 p^{na-1} + \dots + a_{na} + a_{na+1} \quad (2.42a)$$

$$D(p) = b_1 p^{nb} + b_2 p^{nb-1} + \dots + b_{nb} + b_{nb+1} \quad (2.42b)$$

burada

$$0 \leq |na - nb| \leq 1 \quad (2.43a)$$

ve

$$z_{in}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (2.43b)$$

olduğunu söylemek gereklidir.

İkinci adımda; giriş yansıma katsayısı

$$S_{in}(p) = \frac{h(p)}{g(p)} \quad (2.44)$$

şeklinde türetilir ve

$$h(p) = N(p) - D(p) \quad (2.45a)$$

$$g(p) = N(p) + D(p) \quad (2.45b)$$

haline dönüşür. Bu adımda $h(p)$ ve $g(p)$ nin tüm katsayıları $N(p)$ $D(p)$ cinsinden hesaplanmıştır. Polinomların derecesi 'n' $\max(na, nb)$ olarak belirlenmiştir.

Üçüncü adımda ise; çift fonksiyonlar $H(p^2) = h(p)h(-p)$ ve $G(p^2) = g(p)g(-p)$ türetilir.

Dördüncü adıma gelindiğinde; $F(p^2)$, $F(p^2) = G(p^2) - H(p^2)$ olarak üretilir.

Son olarak beşinci adımda; p^2 yerine $-\omega^2$ yazarak $T(\omega^2)$ üretilir.

2.2.2.6 Darlington Teoremi

Sydney Darlington tarafından doktora tezi olarak sunulan bu teoremde herhangi bir pozitif gerçel emitans fonksiyonu iki kapılı kayıpsız bir devrenin direnç terminasyonu olarak gerçekleştirilebilir. Bu özellik Darlington Teoremi olarak bilinir ve Klasik Devre Teorisi için mühim bir yere sahiptir. Tek kapılı devrelerin yansıma katsayısı için verilen bu özellik kayıpsız iki kapılıların tüm saçılma parametreleri için kullanılabilir. Darlington Teoremi bir uygulamayla daha kolay anlaşılır hale getirilmiştir.

Darlington Teoremi'nin uygulaması;

$z(p) = \frac{2p^2+8p+1}{p+4}$ empedansının pozitif gerçel bir empedans fonksiyonunu gösteriniz.

Çözüm:

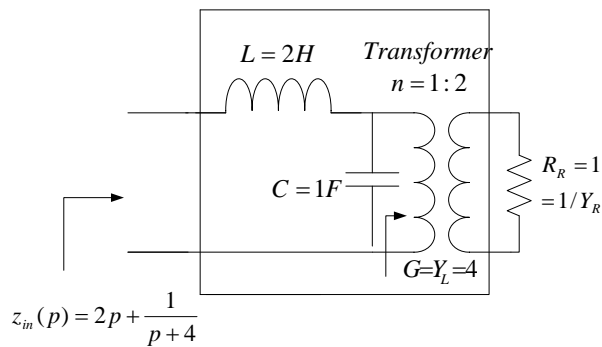
$z(p)$ 'nin pozitif gerçel bir fonksiyon olması için, $p = \sigma$ ise $z(\sigma)$ gerçel olmalı ve $\sigma \geq 0$ iken $z(\sigma)$ negatif olmamalı. Nitekim, tüm $\sigma \geq 0$ için;

$$z(\sigma) = \frac{2\sigma^2+8\sigma+1}{\sigma+1} \geq 0 \text{ olur}$$

Bu adımda $z(p)$ 'nin çift kısmına bakalım

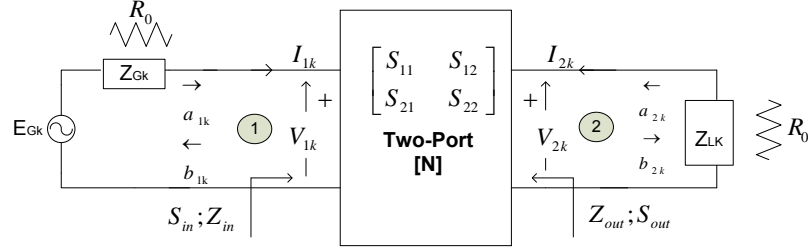
$r(p^2) = \frac{1}{2}[z(p) + z(-p)] = \frac{4}{-p^2+16}$ burada görülüyor ki $r(p^2)$ 'de sonlu sıfırlar bulunmaz ve bu fonksiyonun sıfırları sonsuz ve 2. derecedendir. Sonsuzdaki sıfırlar kesirli kısmın açılımından elde edilebilir. Öyleyse;

$z(p) = 2p + \frac{1}{p+4}$ sonucuna ulaşılır. Bunun anlamı $L=2$ Henry'lik bir endüktans ve $C=1$ Farad'lık paralel kapasitör ve en sonda da 4 siemenslik bir kondüktanstır. Son olarak, rezistif terminasyon, transformator vasıtasıyla 1 ohm' a getirilebilir [8].



Şekil 2.3 $z(p)$ 'nin Darlington Sentezi

2.3 İKİ KAPILILAR İÇİN SAÇILMA PARAMETRELERİNİN OLUŞTURULMASI



Şekil 2.4 İki kapılı devre

Yukarıdaki şekle bakıldığında $S_{ij}(p)$; $i, j = 1, 2$ olmak üzere, doğrusal iki kapılı bir devrenin saçılma parametreleri görülebilir. Burada E_{Gk} , Z_{Gk} kompleks iç empedansına sahip keyfi bir uyarım, Z_{Lk} devreyi sonlandıran herhangi bir kompleks empedans, Z_{in} de giriş empedansıdır (driving point input impedance). Saçılma parametrelerinin herhangi bir terminasyon altında değişmez kaldığını düşünürsek, kapıdan yansıyan dalgalar $b_{1k}(p)$ ve $b_{2k}(p)$ 'nin daima kapıya gelen dalgalar $a_{1k}(p)$ ve $a_{2k}(p)$ ile doğrusal bir şekilde ilişkili olduğu belirtilmelidir.

$$b_{1k}(p) = S_{11}(p)a_{1k}(p) + S_{12}(p)a_{2k}(p) \quad (2.46)$$

$$b_{2k}(p) = S_{21}(p)a_{1k}(p) + S_{22}(p)a_{2k}(p)$$

Açık bir şekilde görülmektedir ki, keyfi terminasyonlar Z_{Gk} ve Z_{Lk} altında kapıdaki gerilim ve akımları ya da birbirleriyle bağımlı gelen ve giden dalga sayılarını, R_0 kapı normalizasyon numarası için hesaplayabiliriz. Daha sonra giriş ve çıkış yansıma katsayısı sırasıyla,

$$S_{in} = \frac{b_{1k}}{a_{1k}} = \frac{Z_{in} - R_0}{Z_{in} + R_0} \quad (2.47)$$

$$S_{out} = \frac{b_{2k}}{a_{2k}} = \frac{Z_{out} - R_0}{Z_{out} + R_0}$$

bulunur.

$Z_{Lk} = R_0$ seçilerek

$$V_{2k} = -Z_{Lk}I_{2k} = -R_0I_{Lk}$$

ya da (2.48)

$$a_{2k} = \frac{1}{2\sqrt{R_0}} [V_{2k} + R_0I_{2k}] = 0$$

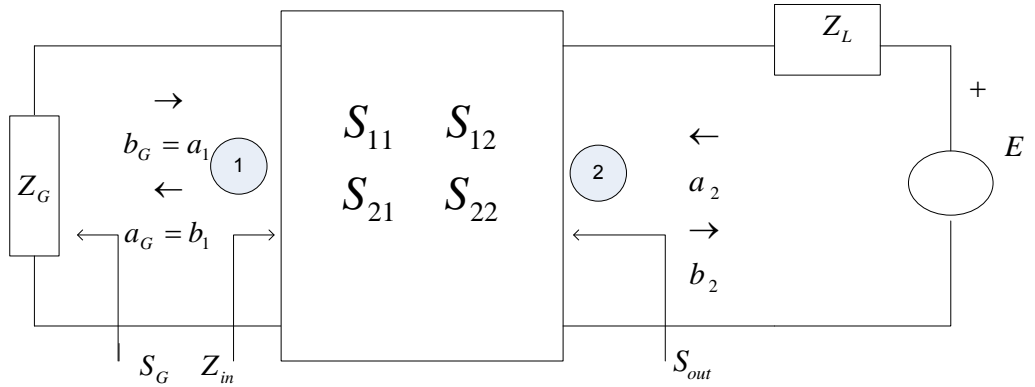
bulunur.

Bu durumda b_{1k}/a_{1k} S_{11} 'i ölçmektedir. S_{21} 'i ölçmek için ise b_{2k}/a_{1k} oranı kullanılır. Benzer şekilde birinci kapı R_0 terminasyonu ile sonlandırıldığında $a_{1k} = 0$ ve ikinci kapı keyfi bir uyarımla uyarıldığında $S_{22} = b_{2k}/a_{2k}$, $S_{12} = b_{1k}/a_{2k}$ şeklinde ölçülür. Tüm bu hesaplamaları özetlersek;

$$a_{2k} = 0 \text{ olduğunda } S_{11} = \frac{b_{1k}}{a_{1k}} \quad S_{21} = \frac{b_{2k}}{a_{1k}} \text{ ve } Z_{Lk} = R_0 \quad (2.49)$$

$$a_{1k} = 0 \text{ olduğunda } S_{22} = \frac{b_{2k}}{a_{2k}} \quad S_{12} = \frac{b_{1k}}{a_{2k}} \text{ ve } Z_{Gk} = R_0$$

Saçılma parametreleri ölçüldüğünde, giriş ve çıkış yansımaya katsayısı bu parametreler cinsinden kolaylıkla gösterilebilir. Şekil 2.5'te keyfi bir Z_g empedansı ile sonlandırılan kapı 1 görülmektedir.



Şekil 2.5 Çıkış yansımaya katsayısının türetilmesi

(2.49)'dan hareketle

$$S_{out} = \frac{b_2}{a_2} = S_{21} \left(\frac{a_1}{a_2} \right) + S_{22} \quad (2.50a)$$

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12} \left(\frac{a_1}{a_1} \right) \quad (2.50b)$$

şeklinde yazılır. Z_G giriş terminasyonu pasif bir tek kapılı olarak düşünülürse, bu kapıya gelen dalga a_G ve yansıyan dalga b_G olarak adlandırılır. Tanım olarak, yansıma katsayısı (reflectance) $S_G = b_G/a_G$ haline gelir ve empedans cinsinden ifadesi $S_G = Z_G - R_0 / Z_G + R_0$ halini alır. Şekil 2.5'te görüldüğü üzere $a_G = b_1$ ve $b_G = a_1$ olarak yazıldığında;

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{1}{S_G} \quad (2.51)$$

eşitliğine ulaşılır. Bu denklemi kullanarak;

$$\frac{1}{S_G} = S_{11} + S_{12} \left(\frac{a_2}{a_1} \right) \quad (2.52)$$

$$\frac{a_1}{a_2} = \frac{S_{12} S_G}{1 - S_{11} S_G} \quad (2.53)$$

denklemlerine ulaşılmış olur. Elde edilen bu değerler S_{out} için yazılırsa

$$S_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21}}{1 - S_{11} S_G} S_G \quad (2.54)$$

ve benzer şekilde,

$$S_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21}}{1 - S_{22} S_L} S_L \quad (2.55)$$

yazılır. Böylelikle, giriş ve çıkış yansıma katsayıları yazılmış oldu. Bir sonraki adımda, devrenin en önemli parametrelerinden olan kazanç parametresini incelenecektir.

2.4 DÖNÜŞTÜRÜCÜ GÜÇ KAZANCI

Bu noktada aşağıda verilen dalga sayılarının genliklerinin oranı, problemin çözümünde yardımcı olacaktır.

$a_2 = 0$ durumunda,

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \left| \frac{b_2(j\omega)}{a_1(j\omega)} \right|^2 \quad (2.56)$$

yazılır. Tanım olarak,

$$b_2 = \frac{1}{2\sqrt{R_0}} = [V_2 - R_0 I_2] \quad (2.57)$$

yazılabilir. R_0 terminasyonu karşısındaki gerilim $V_L = -R_0 I_2$ 'dir. Daha sonra $|b_2|^2 = |V_L|^2/R_0$ şeklinde yazılarak 2. kapıdaki R_0 terminasyonuna ulaşan P_L gücü gösterilir. Daha önceki başlıklarda bahsettiğimiz üzere $|a_1|^2$ 'nin alınan güç olduğu biliniyor. Bu yüzden $|S_{21}|^2$ 'nin 1.kapıdan 2. kapiya geçen güç oranını(forward power transfer ratio) verdiği bulunabilir. Her iki kapıdaki R_0 terminasyonları altında elde edilecek güç aktarım oranı ifadesi[9]

$$(TPG)_F = \frac{P_L}{P_A} = |S_{21}|^2 \quad (2.58)$$

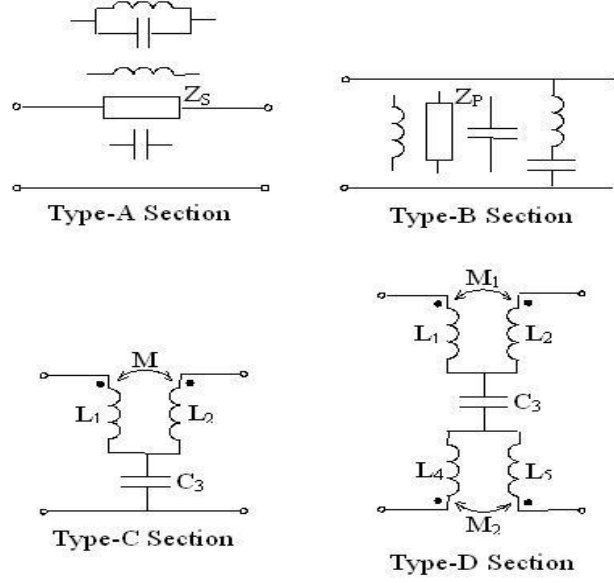
şeklinde yazılır. Buradaki F indisi güç aktarımının ileri yönde(1.kapıdan 2.kapiya) olduğunu ifade eder. Benzer şekilde geri yöndeki güç aktarımı $a_1 = 0$ durumunda;

$$(TPG)_B = \left| \frac{b_1}{a_2} \right|^2 = |S_{12}|^2 \quad (2.59)$$

şeklinde ifade edilir.

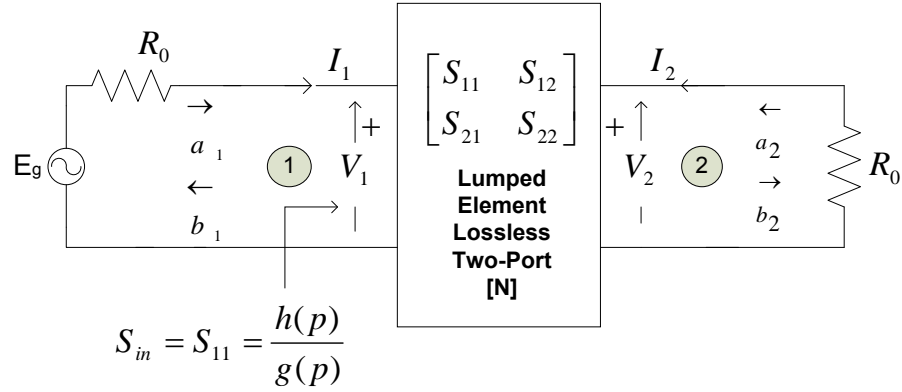
2.5 İKİ KAPILI DEVRELERİN SAÇILMA PARAMETRELERİNİN ÖZELLİKLERİ

Birleştirilmiş(lumped) elemanlarla oluşturulan, endüktör, kapasitör, çiftli bobin ve transformatörlerden oluşan kayıpsız iki kapılı devreler Şekil 2.6'da görüldüğü gibi kaskat(cascaded) şekilde tasarlanabilir ve devre oluşturulabilir.



Şekil 2.6 İki kapılı birleştirilmiş(lumped) elemanların şematik gösterimi

$S_{i,j}(p)$; $i, j = 1, 2$ kayıpsız iki kapılı birleştirilmiş elemanlardan oluşan iki kapılı devrenin saçılma parametrelerini ifade etmektedir. R_0 , giriş ve çıkış kapılarındaki normalizasyon direnci olmak üzere iki kapılı devre kayıpsızsa bunun üzerinde güç harcaması olmaz. Diğer bir ifadeyle, kapılara gelen güç sıfır olmalıdır. Bu durumu matematiksel gösterimle ifade etmeye çalışalım.



Şekil 2.7 Kayıpsız iki kapılılar için saçılma parametreleri

Şekil 2.7'ye bakıldığında $P_1 = |a_1|^2 - |b_1|^2$ ifadesinin 1.kapıya gelen net güç olduğu gözlenir. Benzer şekilde $P_2 = |a_2|^2 - |b_2|^2$ ifadesinin de 2. kapıya gelen net güç olduğu yazılabilir. Buradan hareketle $[N]$ devresine gelen toplam güç,

$$P_T = P_1 + P_2 = [a_1^* \quad a_2^*] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} - [b_1^* \quad b_2^*] \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

sıfır olmalıdır. Tanım olarak hatırlamak gerekirse,

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \mathbf{S} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \mathbf{S}\mathbf{a} \quad (2.61)$$

yazılır. Böylelikle (2.60) ifadesi

$$\mathbf{P}_T = \mathbf{a}^\dagger [\mathbf{I} - \mathbf{S}^\dagger \mathbf{S}] \mathbf{a} \quad (2.62)$$

şeklini alır. İki kapılı devre kayıpsız olduğundan \mathbf{P}_T sıfır olur. Böylelikle,

$$\mathbf{I} - \mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} = \mathbf{0}$$

ya da (2.63)

$$\mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} = \mathbf{I}$$

$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ve üst indis †, transpoze matrisin sanal eşleniğini ifade eder. I, birim matris anlamına gelir. Birim matris simetrik olduğundan $\mathbf{S}^\dagger \mathbf{S}$ matrisi de simetrik olmalıdır. Bu özellik şu şekilde gösterilir.

$$\mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} = \mathbf{S}\mathbf{S}^\dagger = \mathbf{I} \quad (2.64)$$

Simetrik özelliğini kullanarak bu ifadeden dört farklı yeni ifade türetilbilir ancak sıfıra eşit olan ifadelerden biri gereksizdir. Kalan üç ifadeyi yazarsak,

$$\begin{aligned} S_{11}(p)S_{11}(-p) + S_{12}(p)S_{12}(-p) &= 1 \\ S_{22}(p)S_{22}(-p) + S_{21}(p)S_{21}(-p) &= 1 \\ S_{11}(-p)S_{21}(p) + S_{12}(-p)S_{22}(p) &= 0 \end{aligned} \quad (2.65)$$

ya da düzenlenmiş şekilde,

$$\begin{aligned} S_{11}(p)S_{11}(-p) &= 1 - S_{12}(p)S_{12}(-p) \\ S_{22}(p)S_{22}(-p) &= 1 - S_{21}(p)S_{21}(-p) \end{aligned} \quad (2.66)$$

$$S_{22}(p) = -\frac{S_{21}(p)}{S_{12}(-p)} S_{11}(-p)$$

Benzer şekilde, ifadenin simetrik özelliğinden $S^T S = I$ yazılırsa

$$S_{11}(p)S_{11}(-p) = 1 - S_{21}(p)S_{21}(-p)$$

$$S_{22}(p)S_{22}(-p) = 1 - S_{12}(p)S_{12}(-p) \quad (2.67)$$

$$S_{22}(p) = -\frac{S_{12}(p)}{S_{21}(-p)} S_{11}(-p)$$

Bu ifadede p yerine $p = j\omega$ ifadesini yazarsak şu sonuçla karşılaşır:

$$|S_{11}(j\omega)| = |S_{22}(j\omega)|$$

ve (2.68)

$$\left| \frac{S_{12}(j\omega)}{S_{21}(-j\omega)} \right| = \left| \frac{S_{21}(j\omega)}{S_{12}(-j\omega)} \right|$$

Birleştirilmiş(lumped) elemanlı iki kapılı devrelerde, her iki kapı da R_0 terminasyonu ile sonlandırılmışsa ve $S_{out}(p) = S_{22}(p)$ olduğunca yansımaya katsayısı $S_{11}(p)$ ve $S_{22}(p)$, tek kapılı yansımaya katsayısı olarak düşünülebilir[10]. Bu sebepten bu fonksiyonlar Sınırlı Gerçel(Bounded Real-BR) rasyonel fonksiyonlar olmalıdır. Diğer bir ifadeyle kapalı RHP'de düzenli olmalıdırlar[11];

$S_{11}(p) = \frac{h(p)}{g(p)}$ denklemini daha önce belirtilmişti. Bu ifadeyi (2.66)'da yerine koyarsak[12]

$$S_{12}(p)S_{12}(-p) = 1 - \frac{h(p)}{g(p)} \frac{h(-p)}{g(-p)} \quad (2.69)$$

ya da[13]

$$S_{12}(p)S_{12}(-p) = \frac{g(p)g(-p) - h(p)h(-p)}{g(p)g(-p)} = \frac{F(p^2)}{G(p^2)}$$

şeklinde gösterilebilir. (2.69) ifadesinden

$$S_{12}(p) = \frac{f_{12}(p)}{g(p)} \quad (2.70)$$

ifadesi türetilmek istenirse $f_{12}(p)$ fonksiyonu için uygun kökler seçilmelidir. Öyleyse,

$$F(p^2) = g(p)g(-p)h(p)h(-p) \quad (2.71)$$

yazılır ancak açıkça görülüyor ki çözümü tek değildir. Aynı şekilde,

$$S_{21}(p) = \frac{f_{21}(p)}{g(p)} \quad (2.72)$$

türetilbilir. $f_{21}(p)$ fonksiyonu $F(p^2)$ fonksiyonunun çarpanlarına ayrılmasıyla elde edilir. Bu durumda;

$$S_{22}(p) = -\frac{f_{12}(p) h(-p)}{f_{21}(p) g(p)} \quad (2.73)$$

ve benzer şekilde

$$S_{11}(p) = -\frac{f_{21}(p) h(-p)}{f_{12}(-p) g(p)} \quad (2.74)$$

Öyleyse, kayıpsız iki kapılılar için aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$\frac{f_{12}(p)}{f_{21}(-p)} = \frac{f_{21}(p)}{f_{12}(-p)} \quad (2.75)$$

Yukarıdaki denklemde verilen rasyonel ifade açık sağ yarım düzlemin(RHP) dışında olmalıdır. Bu ifadede bazı varsayımlar ve kabuller sonucu istenilen fonksiyonlar türetilbilir.

$$\eta_a = \frac{f_{12}(p)}{f_{21}(-p)} \quad (2.76)$$

$$\eta_b = \frac{f_{21}(p)}{f_{12}(-p)}$$

Bu rasyonel ifadeler $j\omega$ ekseninde birim genliğe sahip olmalıdır, $|S_{11}(j\omega)| = |S_{22}(j\omega)|$. Bundan dolayı $f_{12}(p) = \mu f_{21}(-p)$ ifadesi kolaylıkla yazılabilir. Burada μ , ünimodüler sabittir ($\mu = \mp 1$). Eğer kayıpsız iki kapılı devre karşılıklı(reciprocal) ise

$$S_{12}(p) = S_{21}(p)$$

ya da (2.77)

$$f_{12}(p) = f_{21}(p)$$

şeklinde yazılabilir. Bu durumda $f(p)$ tam polinom olamaz daha ziyade çift ya da tek polinom olabilir. Eğer bu gerçekleşmezse iki kapılı devre karşılıklı olamaz. Eğer ki $f(p)$ çift yani $f(p) = f(-p)$ ise , $f_{21}(p) = \mu f_{21}(p) = \mu f_{12}(-p) \triangleq \mu f(-p) = \mu f(p)$ şeklini alır. (1.5.18)' de verilen resiprokluk koşulu $\mu = +1$ durumunda sağlanmışır. Bu sebeple, resiprok devreler için eğer $f(p)$ çift fonksiyonsa, ünimodüler sabit $\mu = +1$ olmalıdır. Diğer yandan $f(p)$ tek fonksiyonsa, resiprokluk koşulu negatif bir ünimodüler sabit gerektirir. Öyle ki;

$$f_{12}(p) = f(p) \triangleq -f(-p) \tag{2.78}$$

yazılabilir. Eşitlik (2.77)'den

$$f_{21}(p) = \mu f_{12}(-p) \triangleq \mu f(-p) = -\mu f(p) \tag{2.79}$$

denklemine ulaşılır. Burada $\mu = -1$ olarak yazılmalıdır. Buradan, kayıpsız iki kapılı resiprok devrenin saçılma matrisi aşağıdaki gibi olur;

$$S = \frac{1}{g} \begin{bmatrix} h & f \\ \mu f_* & -\frac{f}{\mu f_*} h_* \end{bmatrix} = \frac{1}{g} \begin{bmatrix} h & f \\ f & -\mu h_* \end{bmatrix} \tag{2.80}$$

“*” burada bir fonksiyonun $x(p) = x(-p)$ gibi sanal eşleniğini(para conjugate) göstermektedir. Özet olarak, resiprokal kayıpsız bir iki kapılı devre için $f(p)$ hem çift hem de tek fonksiyondur ve ünimodüler işaret μ şu şekilde verilir[14]:

$$\mu = \frac{f(p)}{f(-p)} = \begin{cases} +1, f(p) \text{ çift} \\ -1, f(p) \text{ tek} \end{cases} \tag{2.81}$$

Birleştirilmiş elemanlı, resiprok, kayıpsız iki kapılı devre için eğer Sınırlı Gerçel(Bounded Real) giriş yansıma katsayısı

$$S_{11}(p) = \frac{h(p)}{g(p)} \quad (2.82)$$

n. mertebeden $h(p)$ ve $g(p)$ gerçel polinomları ise diğer saçılma parametreleri

$$S_{12}(p) = S_{21}(p) = \frac{f(p)}{g(p)} \quad (2.83a)$$

$$S_{22}(p) = -\frac{f(p) h(p)}{f(-p) g(p)} \quad (2.83b)$$

gösteriyor ki $f(p)$ hem tek hem de çift polinomdur ve

$$F(p^2) = g(p)g(-p) - h(p)h(-p) \quad (2.84)$$

sağlanmış olur. Yukarıda gösterilen şekillerde saçılma parametrelerinin kompleks değişken $p = \sigma + j\omega$ altında Sınırlı Gerçel olduğu (2.84)'te görülüyor, $f(p)$ polinomu üretilirken hesaplama yapılırken ve tek, çift fonksiyonu seçerken dikkat edilmelidir. Sürme noktası giriş empedansından $Z_{in}(p)$ başlayarak tüm saçılma matrisi yazılmak istediğinde giriş yansıma katsayısı

$$S_{11}(p) = \frac{h(p)}{g(p)} = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} \quad (2.85)$$

şeklinde yazılır. Daha sonra çarpanlarına ayrılarak

$$F(p^2) = f(p)f(-p) = g(p)g(-p) - h(p)h(-p) \quad (2.86)$$

haline dönüşür. $f(p)$, $F(p^2)$ ' nin seçilen köklerinden üretilir ve

$$S_{21}(p) = \frac{f(p)}{g(p)} \quad (2.87)$$

saçılma parametresi de polinom olarak ifade edilir. Son olarak da

$$S_{22}(p) = -\frac{f(p)}{f(-p)} \frac{h(-p)}{g(p)} = -\mu \frac{h(-p)}{g(p)} \quad (2.88)$$

yazılır. Ancak bu polinomlar bu şekilde yazılırken yukarıda da bahsedildiği gibi uygun kökler seçildiğinde dikkatli olunmalıdır. Bu şekilde ifade edilen saçılma parametreleri Belevitch kanonik formu olarak bilinir[15].

Darlington Teoremi'nde gösterildiği gibi $Z_{in}(p) = \frac{N(p)}{D(p)}$ şeklinde belirtilen herhangi bir pozitif giriş empedansı ya da buna karşı düşen giriş yansıma katsayısı $S_{in}(p) = S_{11}(p) = \frac{Z_{in}-1}{Z_{in}+1} = \frac{h(p)}{g(p)}$ resiprok bir kayıpsız iki kapılı olarak birim terminasyon altında gerçekleştirilebilir. Bu durumda, Darlington Teoremi'nin ispatı çalışıyor denir, $h(p)$ ve $g(p)$ polinomları belirlendiğinde tüm saçılma parametreleri kolaylıkla bulunabilir. Bunun için $F(p^2) = f(p)f(-p) = g(p)g(-p) - h(p)h(-p)$ çift polinomunun çarpanlara ayrılması gerekir. Daha sonra $f(p)$, $F(p^2)$ 'nin seçilen kökleri üzerine inşaa edilir. Burada dikkat edilecek husus, çarpanlara ayırma işlemi $f(p)$ için tek ve çift kökleri sağlamazsa $S_{21}(p) = \frac{f(p)}{g(p)}$ yi birim birim arttırarak büyütebiliriz. Bu işlemde birim eleman, $\frac{\gamma_r+p}{\gamma_r+p}$ şeklindedir ve γ_r pozitif ve gerçeldir. Öyle ki ;

$$S_{21}(p) = \frac{\hat{f}(p)}{\hat{g}(p)} = \frac{f(p)(\gamma_r + p)}{g(p)(\gamma_r + p)} \quad (2.89)$$

$\hat{f}(p)$ 'nin tek ve çift kısımlarını sağlar. Aynı büyütme yöntemi $S_{11}(p)$ ve $S_{22}(p)$ için de uygulanabilir ve sonucunda (2.90)'deki ortak denominatör polinomu elde edilir.

$$\hat{g}(p) = g(p)(\gamma_r + p) \quad (2.90)$$

2.5.1 UYGUN POLİNOMLAR İÇİN OLASI SIFIRLAR

Genel olarak, uygun bir $f(p)$ polinomu için aşağıda verilen durumlar sıralanabilir.

Durum1:

Eğer ki $f(p)$ polinomu, $f(p) = (\alpha - p)\hat{f}(p)$ gibi $\alpha > 0$ ile ifade edilen gerçel bir pozitif sifira sahipse $f(p)$ polinomundaki $(\alpha - p)$ terimi $f(-p)$ 'deki $(\alpha + p)$ faktörü olarak davranış gösterir ve

$$\hat{g}(p) = (\alpha + p)\hat{f}(-p)g(p) \quad (2.91)$$

denklemini verir. Bu denklem $\hat{g}(p)$ 'nin Hurwitz Saçılma özelliğini sağlar. Bu yüzden, $f(p)$ 'nin gerçel sağ yarım düzlem(RHP) sıfırları uygun sıfırlar olarak adlandırılabilir. Bu durumda,

$$\eta(p) = \frac{\alpha - p}{\alpha + p} \frac{\hat{f}(p)}{\hat{f}(-p)} \quad (2.92)$$

yazılabilir. Açık bir şekilde görülüyor ki $\frac{\hat{f}(p)}{\hat{f}(-p)}$ terimi, kapalı sağ yarım düzlemde $S_{22}(p)$ 'yi düzenli ya da diğer bir ifadeyle sınırlı gerçel yapabilmek için sağ yarım düzlemde sınırlı gerçel olarak kabul edilmiştir. Bu durumu gerçekleştirebilmek için Durum3' te gösterilen gerekli sadeleştirilmeler yapılmıştır.

Durum2:

Eğer $f(p)$ polinomu, kapalı RHP'de $p = \alpha + j\beta$ ($\alpha > 0$) gibi karmaşık sıfırlar içeriyorsa $S_{21}(p)$ 'yi gerçel yapmak için eşleniğiyle birlikte yazılmalıdır. Bu durumda $f(p)$ aşağıdaki şekle ulaşır.

$$f(p) = [(\alpha + j\beta) - p][(\alpha - j\beta) - p]\hat{f}(p) \quad (2.93)$$

Burada gerekli sadeleştirmeler yapıldığında,

$$\eta(p) = \frac{(\alpha - p)^2 + \beta^2}{(\alpha + p)^2 + \beta^2} \frac{\hat{f}(p)}{\hat{f}(-p)} \quad (2.94)$$

olur. Bu yüzden, $f(p)$ 'yi gerçel ve uygun polinom haline getirmek için kompleks, kapalı RHP sıfırı eşlenik çiftiyle eşleştirilmiş olmalıdır.

Durum3:

$f(p)$ 'nin, $p_{z1} = \delta < 0$ gibi saf, gerçel, kapalı LHP sıfırı olduğunu düşünelim. Bu sıfır, $f(-p)$ polinomunda kapalı RHP sıfırına sebebiyet verdiği için düzenli olmayan $\eta(p)$ ortaya çıkar ve bu yüzden uygun olduğu düşünülmez. Bununla birlikte eğer $p_{z1} = \delta$ kapalı RHP' de kendisinin simetriği $p_{z2} = -\delta$ eşleşmişse sadeleştirmeler sonucu elde edilecek

$$\left[\frac{\delta - p}{\delta + p} \right] \left[\frac{-\delta - p}{-\delta + p} \right] = 1 \quad (2.95)$$

sonucuna ulaşılır ve $\eta(p)$ (2.95)'i içermektedir. Bu yüzden denilebilir ki; uygun bir $f(p)$, eğer simetriğiyle çiftlenmişse $\eta(p)$ 'yi düzenli yapabilmek için saf gerçel, kapalı LHP sıfırı içerebilir.

Durum4:

Farzedelim ki $f(p)$, $p_{z1} = \delta + j\beta$ ($\delta < 0$) kompleks kapalı LHP sıfırı içersin. Bu sıfır $\eta(p)$ 'de sadeleştirmeyi sağlayan simetriğiyle çiftlenmeden uygun bir sıfır değildir. Ayrıca $f(p)$ polinomunun gerçelliğinden emin olmak için kompleks LHP sıfırları, eşlenik çiftleri ile çiftlenmiş olmalıdır. Bu durum dörtlü simetri ortaya çıkarır bu sebeple, uygun $f(p)$ için kompleks LHP sıfırları dörtlü simetriye sahip olmalıdır. Öyleyse;

$$f(p) = [(\delta - p)^2 + \beta^2][(\delta + p)^2 + \beta^2]\hat{f}(p) \quad (2.96)$$

şeklinde $f(p)$ yazılabilir. Burada $\delta < 0$ ve $\hat{f}(p)$ düzenli, tüm geçiren(all pass) fonksiyon $\frac{\hat{f}(p)}{\hat{f}(-p)}$ tanımlar.

Durum5:

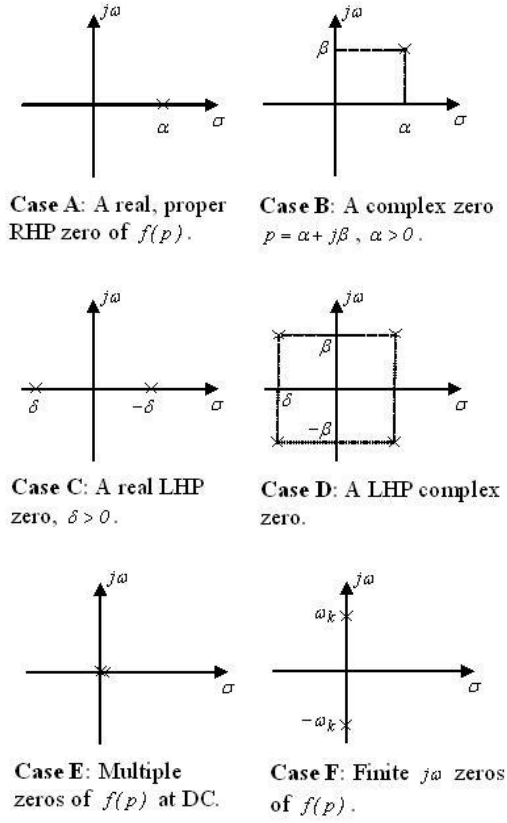
$f(p) = p^k \hat{f}(p)$ ' deki p^k tarafından belirlenen $f(p)$ polinomunun çoklu DC sıfırları $\eta(p)$ 'de sadeleştiğinden dolayı her zaman uygun olur.

Durum6:

$f(p)$ ' nin sonlu, sıfır olmayan $j\omega$ sıfırları sanal eşlenikleri ile eşleştiği sürece uygun sıfırlar olmuş olur. Bu durumda $f(p)$,

$$f(p) = (p^2 + \omega_k^2)\hat{f}(p) \quad (2.97)$$

şeklinde ifade edilir. Burada ω_k , $f(p)$ ' nin sıfır olmayan ancak sonlu $j\omega$ sıfırlarını gösterir. $f(p)$ ' nin yukarıda verilen tüm sıfırları aşağıdaki şekilde özetlenmiştir.

Şekil 2.8 $f(p)$ polinomunun sıfırları

2.5.2 TRANSMİSYON SIFIRLARI

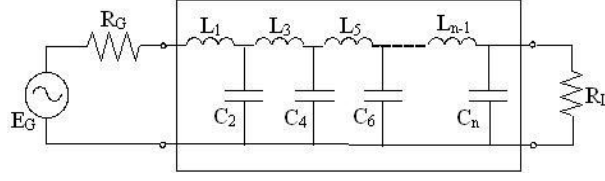
$f(p)$ polinomunun sıfırları, $S_{21}(p)$ 'nin sonlu sıfırlarıyla çakışır. Üstelik bu sıfırlar dönüştürücü güç kazancı (transducer power gain $TPG = |S_{21}(j\omega)|^2$) sıfırlarıyla da $j\omega$ gerçel frekans ekseninde çakışmaktadır.

Açık bir şekilde, işaret(signal) iletimi TPG' nin sıfırlarında durmaktadır. Bu yüzden, $S_{21}(p)S_{21}(-p)$ 'nin sıfırları iki kapılı devrenin Geçiş Sıfırları (Transmission Zeros) olarak adlandırılır. Bu sıfırlar p 'nin sonlu ya da sonsuz değerlerinden başlar.

İki kapılı devre yapısı ya da devre topolojisi transmisyon sıfırlarını empoze eder. Bu sebepten, aşağıda bazı pratik devre topolojileri özellik olarak gösterilmiştir.

2.5.3 ALÇAK GEÇİREN (LOWPASS) YAPILARI

$f(p)$ polinomunun en basit uygun şekli sıfır içermez. Bu durumda, $f(p)$ bir sabittir ve $f(p) = 1$ gibi birim polinomla normalize edilebilir. Bu şekil, bir alçak geçiren (lowpass) L-C devresine karşı düşer.

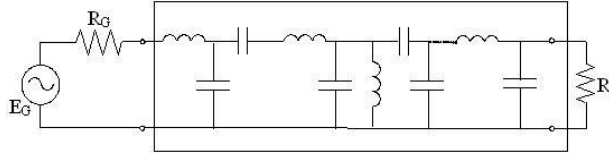


Şekil 2.9 L-C alçak geçiren merdiven devresi

Bu durumda, sistemin transmisyon sıfırları sonsuzda $2n$ mertebesindedir. 'n' denominator polinomu $g(p) = g_1 p^n + g_2 p^{n-1} + \dots + g_n p + g_{n+1}$ ' nin mertebesidir ve aynı zamanda kayıpsız iki kapılı devrenin toplam reaktif eleman sayısını belirtir.

2.5.4 BAND GEÇİREN(BANDPASS) YAPILARI

$f(p)$ 'nin daha karmaşık şekli olan $f(p) = p^k$ sadece DC'de çoklu sıfırlara sahiptir. Bu form band geçiren bir yapıya karşılık gelir.

Şekil 2.10 $f(p) = p^k$ topolojisi ile bir band geçiren merdiven devresi

Bu durumda k tamsayısı, DC'de $2k$ mertebesindeki transmisyon sıfırları ile toplam seri kapasitör sayısını ve şönt endüktör sayısını verir. Bunun dışında $(n-k)$ farkı sonsuzda $2(n-k)$ mertebesinde transmisyon sıfırlarını veren toplam seri endüktör ve şönt kapasitör sayısını gösterir.

2.5.5 KAYIPSIZ MERDİVEN DEVRELERİ

Eğer birleştirilmiş elemanlı resiprokal kayıpsız iki kapılı devrede çiftleşmiş bobin(coupled coil) yoksa bu durum, kayıpsız merdiven(lossless ladder) denilen özel bir devre topolojisi ortaya koyar. Şekil 2.11 de Z_i , seri kol empedansını ve Y_i ise şönt kol empedansını temsil eder. Kayıpsız merdiven devresi için uygun bir $f(p)$ ' nin $p = \sigma + j\omega$ şeklindeki hem çift hem de tek polinom kısımlarının $j\omega$ ekseninde olması $\eta(p) = f(p)/f(-p) = \mu = \mp 1$ sonucunu sağlar. Bu sonuca, aşağıda verilen denklemdeki gerçel ve karmaşık sıfırları silerek de ulaşabiliriz. Öyleyse kayıpsız bir merdiven devresi için,

$$f(p) = p^k \prod_{r=1}^{n_k} (p^2 + \omega_r^2) \quad (2.98)$$

yazılabilir. Bu eşitlikte $f(p)$, p bölgesinde, k tamsayısına bağlı ve DC'deki çoklu sıfırlarla birleşmiş hem çift hem de tek polinomdur. Ayrıca $f(p)$ 'nin tüm sıfırları Z_i ve Y_i 'nin kutupları olarak görülebilir[16].

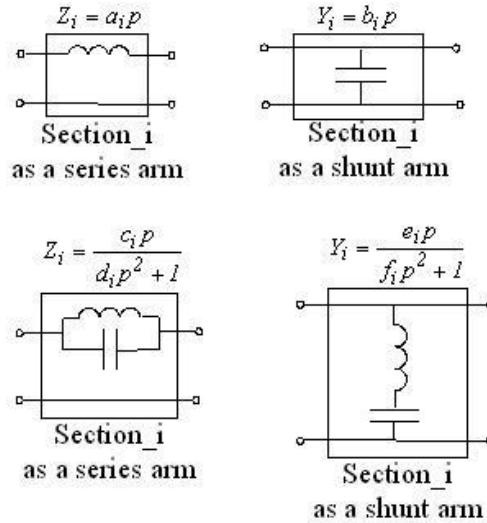
Kayıpsız merdiven devresinin giriş empedansı $Z_{in}(p)$ olsun. Burada bölmenin devamlı suretle açılımından;

$$Z_{in}(p) = Z_1 + \frac{1}{Y_2 + \frac{1}{Z_3 + \frac{1}{Y_4 + \frac{1}{\dots + \dots + \frac{1}{R}}}}} \quad (2.99)$$

R , kayıpsız iki kapılı devrenin terminasyon direncidir ve birim rezistansla sonlandırılmış transformerla değiştirilebilir. Öyleyse;

$$\{Z_i, Y_i\} = \left\{ \begin{array}{l} a_i p \\ \frac{1}{b_i p} \\ \frac{c_i p}{d_i p^2 + 1} \end{array} \right\} \quad (2.100)$$

şeklini alır.

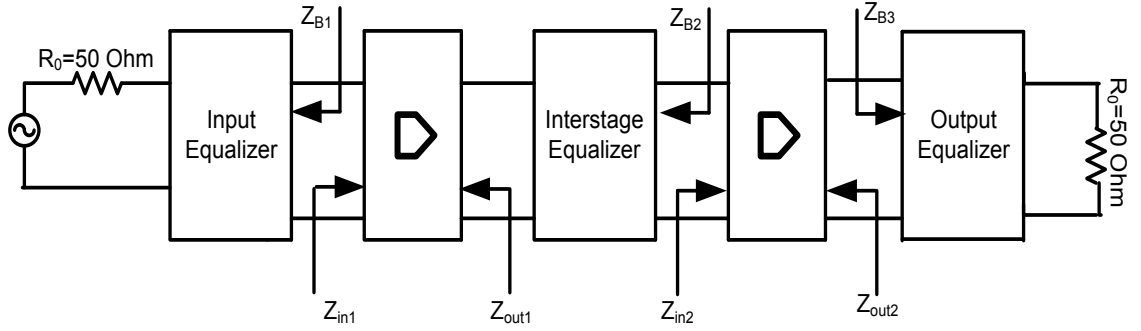


Şekil 2.11 Kayıpsız merdiven devrelerinin gösterimi

3. MALZEME VE YÖNTEM

3.1 EMPEDANS DÖNÜŞTÜRME DEVRESİ TASARIMI

Şekil 3.1’de örnek bir TBS (Transmitter Based Station)’in çıkış bölümü gösterilmiştir.



Şekil 3.1 Haberleşme sisteminde alıcı baz istasyonunun güç aktarım bölümü

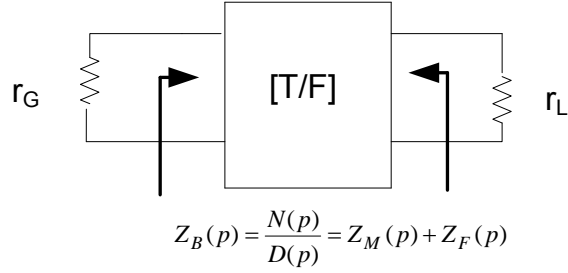
Burada çıkış gücü bölümü iki tane güç tranzistörü içerir ve bu iki tranzistör giriş, ara kısım ve çıkış eşitleyicileri(equalizers) ile uyumlaştırılmıştır. Günümüz teknolojisi ile kolaylıkla üretilebilecek bir ön-örnek devre topolojisi ile bu tasarımları gerçekleştirmek bu noktada önem arz etmektedir.

Cep telefonlarındaki frekans bandında (800 MHz-5200 MHz) çalışan uyumlaştırma devrelerinde kullanılan tranzistörlerin çıkış empedansı (Z_{out}) değerleri 10-12 ohm civarlarında değişim göstermektedir. Bu sebepten ötürü bu frekans bandındaki empedans değişiminde yaşayabileceğimiz sıkıntıyı 12 ohm ile 50 ohm değerleri arasında düşünmeliyiz. Bu sıkıntının çözümü için bizim çalışmamızda kullanabileceğimiz en doğru yöntemin ‘Real Frequency Technique via Parametric Approach’ olduğu düşüncesinden hareketle filtre ve uyumlaştırma devresi tasarımımızı gerçekleştirmeye çalışacağız.[17]

3.2. MİNİMUM REAKTANS FONKSİYONU İÇİN PARAMETRİK YAKLAŞIM

Şekil 3.2’de görüleceği üzere ‘Real Frequency Technique via Parametric Approach’ yöntemi, empedans dönüştürücü ve uyumlaştırma devresini pozitif gerçel giriş empedansı $Z_B(p)$ cinsinden ifade etmiştir.

$Z_B(p)$ genellikle, minimum fonksiyonun bir toplamı $Z_M(p)$ ve bir Foster Fonksiyonu $Z_F(p)$ ile tanımlanır.



Şekil 3.2 Empedans dönüştürücü filtre tanımı

$Z_M(p)$ sol yarı düzlemdeki kutupları cinsinden ifade edilmiştir ve aşağıdaki gibidir.

$$Z_M(p) = \frac{a_2 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \dots + a_{n-1} p + a_{n+1}}{b_1 p^n + b_2 p^{n-1} + \dots + b_n p + b_{n+1}} = R_\infty + \sum_{i=1}^{N_p} \frac{k_i}{p - p_i} \quad (3.1)$$

Çift kısmı ise şu şekildedir,

$$R_M(-p^2) = \frac{1}{2} [Z_M(p) + Z_M(-p)] \quad (3.2)$$

veya

$$R_M(-p^2) = \frac{1}{2} \left\{ 2R_\infty + \sum_{i=1}^n \left[\frac{k_i}{p-p_i} + \frac{k_i}{-p-p_i} \right] \right\} \quad (3.3)$$

ya da

$$R_M(-p^2) = R_\infty + \sum_{i=1}^n \frac{k_i p_i}{(p^2 - p_i^2)} \quad (3.4)$$

Buradan hareketle rezidüler kolaylıkla hesaplanabilir;

$$k_i = (p^2 - p_i^2) \left. \frac{R_M(-p^2)}{p_i} \right|_{p=p_i} \quad (3.5)$$

ve

$$R_\infty = \lim_{p \rightarrow \infty} R_M(-p^2) \quad (3.6)$$

Bu yaklaşımla ω^2 yerine $-p^2$ koyarak $R_M(-p^2)$ yazılabilir. Tüm rezidüler aşikar matematiksel manipülasyonlarla hesaplanarak devreyi sentezlemek amacıyla $Z_M(p)$ rasyonel formunda yazılmıştır. Şimdi yukarıda bahsettiğimiz hesaplamaları bir tasarım algoritması altında kısım kısım özetleyelim. Bu konuda dikkatli okuyucular bu algoritmaları kolaylıkla MatLab gibi programlama platformlarında gerçekleyebilirler.

3.3. GERÇEL FREKANS DOĞRUDAN HESAPLAMA ALGORİTMASI

Temelde RF-DCT algoritması, spesifik bir r_L 'de sonlandırılmış [D/F] (Dönüştürücü/Filtre)'nin giriş empedansı $Z_B(p)$ 'yi yaklaşık bir ideal yükselteç kazancı elde etmek için oluşturur.

Bu algortmada $Z_B(p)$ minimum reaktans fonksiyonu:

$$Z_M(j\omega) = R_M(\omega) + jX_M(\omega) \quad (3.7)$$

ve Foster fonksiyonunun

$$Z_F(j\omega) = jX_F(\omega) \quad (3.8)$$

toplama olarak

$$Z_B(j\omega) = R_M(\omega) + jX_M(\omega) + jX_F(\omega) \quad (3.9)$$

şeklinde ifade edilir.

Eğer uzak uç (far end) direnci r_L kontrol altına alınmak istenirse $R_M(\omega)$,

$$R_M(\omega^2) = \frac{\Gamma_L}{P_n(\omega^2)} \geq 0 \quad (3.10)$$

şeklinde seçilir. Bu ifadede $P_n(\omega^2)$ polinomu,

$$C(\omega) = C_1\omega^n + C_2\omega^{n-1} + \dots + C_n\omega + 1 \quad (3.11)$$

yardımcı polinomu cinsinden ifade edilerek

$$P_n(\omega^2) = \frac{1}{2} [C^2(\omega) + C^2(-\omega)] \quad (3.12)$$

haline dönüştürülmüştür.

Öncelikle C_i ; $i = 1, 2, \dots, n$ katsayılarıyla başlatılan $P_n(\omega^2)$ polinomu daha sonra şu şekle dönüşür;

$$P_n(\omega^2) = B_1\omega^{2n} + B_2\omega^{2(n-1)} + \dots + B_n\omega^2 + 1 \quad (3.13)$$

Burada ω^2 yerine $-p^2$ yazıldığında $P_n(-p^2)$ polinomunun p_i değerleri hesaplanmış olur. Bu noktada, $P_n(-p^2)$ 'nin sol yarı düzlem sıfırlarının (Left Half Plane Zeroes) $Z_M(p)$ 'nin kutupları olduğunu belirtmek gerekir. Sol yarı düzlem kutuplarını p_i kullanarak rezidüler;

$$k_i = (p^2 - p_i^2) \left. \frac{R_M(-p^2)}{P_i} \right|_{p=p_i} \quad (3.14)$$

hesaplanır. Bu noktada seçilecek $R_M(\omega)$ ile sonsuzda rezidü;

$$R_\infty = \lim_{p \rightarrow \infty} R_M(-p^2) = 0 \quad (3.15)$$

' a yakınsar.

Öncelikle, rezidü ve kutup çiftleri $\{k_i, p_i; i = 1, 2, \dots, n\}$ üretilir daha sonra basit, kolay anlaşılır cebirsel manipülasyonlarla

$$Z_M(p) = \frac{a_1 p^{n-1} + a_2 p^{n-2} + \dots + a_{n-2} p + a_n}{b_1 p^n + b_2 p^{n-1} + \dots + b_n p + b_{n+1}} \quad (3.16)$$

fonksiyonunun rasyonel formu elde edilir. Burada $p = j\omega$ yazarak

$$Z_M(j\omega) = R_M(\omega) + jX_M(\omega) \quad (3.17)$$

bulunur. k_0 başlangıç olmak üzere basit Foster fonksiyonu

$$X_F = -\frac{k_0}{\omega} \quad (3.18)$$

yazılır.

Buradan da güç aktarıcı devrenin kazancı

$$T(\omega) = \frac{4R_M r_L}{(R_M + r_L)^2 + (X_M + X_F)^2} \quad (3.19)$$

elde edilir.

Son olarak da hata fonksiyonu

$$\varepsilon(\omega) = T(\omega) - T_0 \quad (3.20)$$

yazılır.

Passband'ın içinde $T_0 = 1$ olarak alınır bandın dışında ise $T_0 = 0$ 'dır. Burada $\varepsilon(\omega)$ 'nin basit bir ifadesini

$$\varepsilon(\omega) = (R_M - r_L)^2 + (X_M + X_F)^2 \geq 0; \quad \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2 \quad (3.21)$$

olarak yazabiliriz. Sonuç olarak hata fonksiyonu, bize istenilen $Z_M(p)$ ve $Z_F(p)$ empedanslarını verecek şekilde bir non-lineer optimizasyon algoritması ile minimize edilir. Tüm bu işlemlerin sonunda kayıpsız bir LC devresi r_L 'de sonlandırılmıştır. Karşılıklıktan ötürü (reciprocity) , her iki uçta da güç aktarım devresinin kazancı değişmez kaldığından [Transducer/Filter] ön uçtan veya arka uçtan başlayacak şekilde tanımlanabilir. Bu noktada seçim nümerik kararlılığa bağlı olarak değişebilir. Eğer nümerik bir kararlılık sağlanmak istenirse bilgisayarda normalize frekanslarda ve

normalize empedanslarda çalışılması şiddetle tavsiye edilir. Frekansı, passbandının üst köşesine göre normalize etmek uygun bir tutum olacaktır. Herhangi bir durumda normalize açışal passband frekansları 1'den az olmalıdır. Empedans normalizasyonu söz konusu olduğunda tasarımın son ucunda uygun tercih yapılırsa, empedans normalizasyonu [T/F] 'nin uzak ucunda (far-end) $r_L = 1 \Omega$ şeklinde sonlandırılarak elde edilmiş olur.

Burada R_M ,

$$R_M(\omega^2) = \frac{1}{P_n(\omega^2)} \quad (3.22)$$

şeklinde seçilir. Günümüzde birçok pratik uygulamada empedans normalizasyon değeri $R_0 = 50$ ohm olarak seçilir. Aşağıda [T/F] 'nin tasarım adımları gösterilmiştir burada MatLab' dan faydalanılarak tasarımların algoritması oluşturulmuştur.

3.4. RF-DCT İLE UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIM ALGORİTMASI

Ana Program (Main Program) [4] için başlangıç koşulları:

Şekil 3.2'ye bakıldığında frekans normalizasyon sayısı f_0 '1, $f_2/f_0 \leq 1$ olarak seçebiliriz

Empedans normalizasyon sayısı R_0 '1 [T/F] 'nin ön ucu ve arka ucu tanımlandıktan sonra seçebiliriz. Bu şekilde normalize arka uç sonlandırılması (termination);

$$r_L = \frac{R_j}{R_0} = 1, \quad (3.23)$$

$j = 1$ ya da $j = 2$

şeklinde olur. Buradan;

$$r_G = \frac{R_j}{R_0}; \quad (3.24)$$

$j = 2$ ya da $j = 1$ olur.

Girişler:

Giriş: r_G 'nin normalize değeri

(örn: $r_G = \frac{R_i}{R_0}$; $i = 1$ ya da 2).

[T/F]' nin kapı tanımlamaları bu şekilde yapılmalıdır. Normalizasyondan sonra $r_L = 1$ ve $r_G < 1$ elde edilir.

Giriş: Başlangıç polinomu katsayıları

$$C_{i0} ; 1, 2, \dots, n; \quad P_n(\omega^2) = \frac{1}{2} [C^2(\omega) + C^2(-\omega)] \quad (3.25)$$

Bu katsayılar optimizasyonun bilinmeyen değerleridir $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ ve n tamsayısı [T/F]'deki eleman sayısını gösterir.

Giriş: x_{n+1} öyle ki rezidü için başlangıç değeri $k_0 = x_{n+1}^2 > 0$ 'dır.

Burada,

$$X_F(\omega) = -\frac{x_{n+1}^2}{\omega} = -\frac{1}{C_{n+1}\omega} \quad (3.26)$$

olur ya da

$$C_{n+1} = \frac{1}{x_{n+1}^2} \quad (3.27)$$

her zaman pozitif olduğu farzedilmiştir.

Giriş: Normalize alt ve üst passband açısıl frekansları ω_1 ve ω_2 'dir.

Giriş: T_0 , empedans dönüştürücüsünün düz kazanç seviyesidir (flat gain level).

Burada şu belirtilmelidir ki ; passband içinde T_0 ' ın ideal değeri 1' dir ancak nümerik sebeplerden ve 'n' tamsayısının seçiminden kaynaklanan bazı durumlardan ötürü $T_0 \cong 0.99$ ya da biraz daha aşağıda bir değerde seçilebilir. Bu tercih passbandde kazançtaki dalgalanmaları (ripple faktörü) azaltacaktır.

Hesaplama:

Bölüm1: C_i 'in başlanıç katsayılarını kullanarak 'Minimum Reaktans Fonksiyonu'

$Z_M(p)$ için rasyonel formun elde edilmesi[18]

1. Adım:

$$B_1\omega^{2n} + B_2\omega^{2(n-1)} + \dots + B_n\omega^2 + 1 = \frac{1}{2} [C^2(\omega) + C^2(-\omega)] \quad (3.28)$$

gibi C_i ; $i = 1, 2, \dots, n$
başlangıç katsayılarından

$$P_n(\omega^2) = B_1\omega^{2n} + B_2\omega^{2(n-1)} + \dots + B_n\omega^2 + 1 \quad (3.29)$$

'in $\{B_i; i = 1, 2, \dots, n\}$
katsayılarının hesaplanması.

2. Adım:

$$P_n(-p^2) = (-1)^n B_n p^{2n} + (-1)^{n-1} p^{2(n-1)} + \dots + (-1) B_1 p + 1 \quad (3.30)$$

için p_i köklerinin bulunması.

3. Adım:

$P_n(-p^2)$ için sol taraflı köklerin seçilmesi ve rezidülerin hesaplanması:

$$R_M(-p^2) = \frac{1}{(-1)^n B_n p^{2n} + (-1)^{n-1} p^{2(n-1)} + \dots + (-1) B_1 p + 1} \quad (3.31)$$

için

$$k_i = (p^2 - p_i^2) \left. \frac{R_M(-p^2)}{p_i} \right|_{p=p_i} \quad (3.32)$$

4. Adım:

$$Z_M(p) = \sum_{i=1}^{N_p} \frac{k_i}{p - p_i} \quad (3.33)$$

kullanarak

$$Z_M(p) = \frac{a(p)}{b(p)} \quad (3.34)$$

rasyonel formunun elde edilmesi.

Rezidülerin (k_i) hesaplanması ile cebirsel manipulyasyonlar kullanılarak, polinomlar $a(p)$ ve $b(p)$ aşağıdaki gibi elde edilir:

$$a(p) = a_1 p^n + a_2 p^{n-1} + a_3 p^{n-2} + \dots + a_n p + a_{n+1} \quad (3.35)$$

$$b(p) = b_1 p^n + b_2 p^{n-1} + \dots + b_n p + b_{n+1} \quad (3.36)$$

$$a_{n+1} = b_{n+1} \quad (3.37)$$

Bunun için normalize terminasyon $r_L = Z_M(0) = 1$ 'dir.

Bölüm II: Dönüştürücü/Filtre için TPG'nin hesaplanması

5. Adım:

Başlangıç değerlerini kullanarak ve

$$p = j\omega \quad (3.38)$$

olarak kabul ederek

$$Z_M(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{b(j\omega)} = R_M(\omega) + jX_M(\omega) \quad (3.39)$$

ve

$$Z_F(\omega) = jX_F = -j \frac{X_{n+1}^2}{\omega} \quad (3.40)$$

elde edilir.

6. Adım:

TPG'nin hesaplanması:

$$T(\omega) = \frac{4R_M r_G}{(R_M + r_G)^2 + (X_M + X_F)^2} \quad (3.41)$$

Bölüm III: Hata fonksiyonunun hesaplanması ve bilinmeyen katsayıların C_i ve $x_{(n+1)}$

belirlenmesi

7. Adım:

Hata fonksiyonu

$$\varepsilon(\omega) = T(\omega) - T_0 \quad (3.42)$$

kullanarak en küçük değerin hesaplanması. Burada $\varepsilon(\omega)$ başlangıç katsayıları $\{C_1, C_2, \dots, C_n, x_{n+1}\}$ 'nin terimleri ile ifade edilir.

Yukarıdaki bütün bölümler MatLab fonksiyonları olarak MatLab üzerinde geliştirilmişlerdir.

Bölüm I, MatLab fonksiyonu olarak 'Parametric.m' ile çağrılır ve verilen polinom katsayıları $\{C_i; i = 1, 2, \dots, n\}$ 'den[4]

$$Z_M(p) = \frac{a(p)}{b(p)} \quad (3.43)$$

olarak minimum reaktans fonksiyonu $Z_M(p)$ için rasyonel analitik form elde edilir.

Buradan, $a(p)$ ve $b(p)$ polinom katsayıları hesaplanır:

$$a = [a_1 \ a_2 \ a_3 \ \dots \ a_n \ a_{n+1}] \quad (3.44a)$$

$$b = [b_1 \ b_2 \ b_3 \ \dots \ b_n \ b_{n+1}] \quad (3.44b)$$

$$a_1 = 0; \ a_{n+1} = b_{n+1} \quad (3.44c)$$

Bölüm II için 'Gain.m' MatLab fonksiyonu oluşturulmuştur[4]. Bu fonksiyon belirtilen $Z_M(j\omega)$, $r_L = 1$ ve r_G

için dönüştürücü/filtre TPG'sini hesaplar.

Son olarak, Bölüm 3 için 'error.m' MatLab fonksiyonu oluşturulmuştur. Ana programın altında 'error.m' fonksiyonu ile 'lsqnonlin.m' fonksiyonunu birlikte kullanarak bilinmeyen katsayıları[4]

$$\{x_1, x_2, \dots, x_n\} = \{C_1, C_2, \dots, C_n\} \quad (3.45)$$

ve x_{n+1}

belirleriz. Bu şekilde

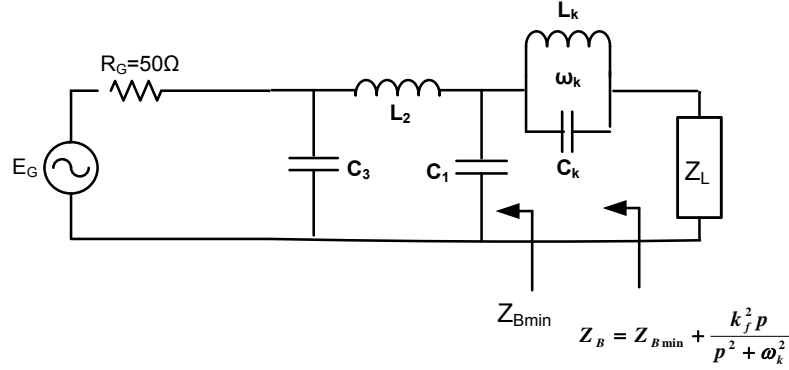
$$Z_B(p) = Z_M(p) + Z_F(p) \quad (3.46)$$

elde edilir. 'lsqnonlin.m' Matlab fonksiyonu Levenberg-Marquat tekniğini kullanarak lineer olmayan küçük kareler optimizasyonu yapar. Son olarak, uzun bölme işlemi yaparak devre sentezlemek için geliştirilmiş MatLab fonksiyonu 'Synthesis.m' ile $Z_B(p)$ elde edilir ve polinom katsayılarının optimizasyon ile hesaplanmış değerleri,

‘frekans-kazanç’ performansı, kayıpsız dönüştürücü/filtre’nin normalize ve anlık eleman değerleri ve dönüştürücü/filtre devre diyagramı bastırılır[4].

Bir sonraki bölümde, yukarıda hesaplanan bölümlerin uygulama sonuçları sunulmuştur. Şimdi, üçüncü harmonikleri bastırmak için seri tuzak devresi olan üç elemanlı CLC prototip devresini göz önüne alalım.

Şekil 3.2’de, basit uyumlaştırma devresi için tanım gösterilmiştir.



Şekil 3.2 Uyumlaştırma probleminin ‘Real Frequency’ tanımı

Uyumlaştırma devresi, ‘Real Frequency Direct Computational Technique’ kullanılarak ‘Single Foster Section (FS) Extraction’ ile tasarlanmıştır.

Tasarım sürecinde, eşitleyicinin (equalizier) sürücü emittansı (driving point immittance) en küçük reaktans fonksiyonundan

$$[Z_{Bmin} (Kflag=1)]$$

faidalanılarak hesaplanılmıştır. Bu yüzden, çıkarılan Foster Bölümü (Extracted Foster Section) paralel rezonans devresidir ve Z_{Bmin} ile seri bağlıdır.

Foster Bölümü aşağıda gösterilmiştir;

$$Z_F(p) = \frac{k_f^2 p}{p^2 + \omega_k^2} = \frac{\left[\frac{1}{C_k} \right]}{p^2 + \frac{1}{L_k C_k}} \quad (3.47)$$

Paralel rezonans devresinin açık eleman değerleri $k_f^2 > 0$ ve rezonans frekansı ω_k olduğunda çalışır.

$$C_k = \frac{1}{k_f^2} \quad (3.48)$$

$$L_k = \frac{k_f^2}{\omega_k^2} \quad (3.49)$$

Rezonans frekansı $f_k = 3 \times 5200 = 15600$ MHz olarak seçilir. Bunun sebebi frekans bandındaki üçüncü harmonikleri bastırabilmektir.

Elde edilen bulgular aşağıda özetlenmiştir:

$$Z_B(p) = Z_{Bmin}(p) + \frac{k_f^2 p}{p^2 + \omega_k^2} = \frac{a(p)}{b(p)} + \frac{k_f^2 p}{p^2 + \omega_k^2} \quad (3.50)$$

Normalize minimum reaktans empedansı şöyledir;

$$Z_{Bmin}(p) = \frac{a(p)}{b(p)} \quad (3.51)$$

Gerçel frekans ekseninde $j\omega$,

$$Z_{Bmin}(j\omega) = R_B(\omega) + jX_B(\omega); \quad (3.52)$$

$$X_B(\omega) = \text{Hilbert Transform } \{R_B(\omega)\} \quad (3.53)$$

$$R_B(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{2}[c^2(\omega) + c^2(-\omega)]} \quad (3.54)$$

$$c(\omega) = c_1\omega^n + c_2\omega^{n-1} + \dots + c_n\omega + 1; \quad n = 3 \quad (3.55)$$

Buradan

$$k_f = 2.2807; c = [8.4573 \quad 0.3829 \quad - 5.6433 \quad 1]; \quad (3.56a)$$

$$a = [0 \quad 0.2755 \quad 0.1051 \quad 0.1182]; \quad (3.56b)$$

$$b = [1.0000 \quad 0.3816 \quad 0.7390 \quad 0.1182] \quad (3.56c)$$

Normalizasyon sayıları kullanılarak hesaplanan paralel rezonans devresinin normalize ve anlık eleman değerleri;

$$f_0 = 5200 \text{ MHz}; R_0 = 50 \text{ ohm} \quad (3.57)$$

$$C_k = \frac{1}{k_f^2} = 0.1922 \quad (3.58a)$$

$$C_{Ak} = \frac{C_k}{2\pi f_0 R_0} \quad (3.58b)$$

$$C_{Ak} = 1.1768e - 013 = 0.11768 \text{ pF} \quad (3.58c)$$

$$L_k = \frac{1}{(3\omega_0)^2 C_k} = \frac{1}{9C_k}; \quad (3.59a)$$

$$L_k = 0.5780; \quad (3.59b)$$

$$L_{Ak} = \frac{R_0}{2\pi f_0 R_0} \quad (3.59c)$$

$$L_{Ak} = 7.9603e - 009 \cong 8 \text{ nH} \quad (3.59d)$$

CLC merdiven devresinin anlık eleman değerleri;

$$C_{A1} = 2.2219e - 012 \cong 2.22 \text{ pF}; \quad (3.60a)$$

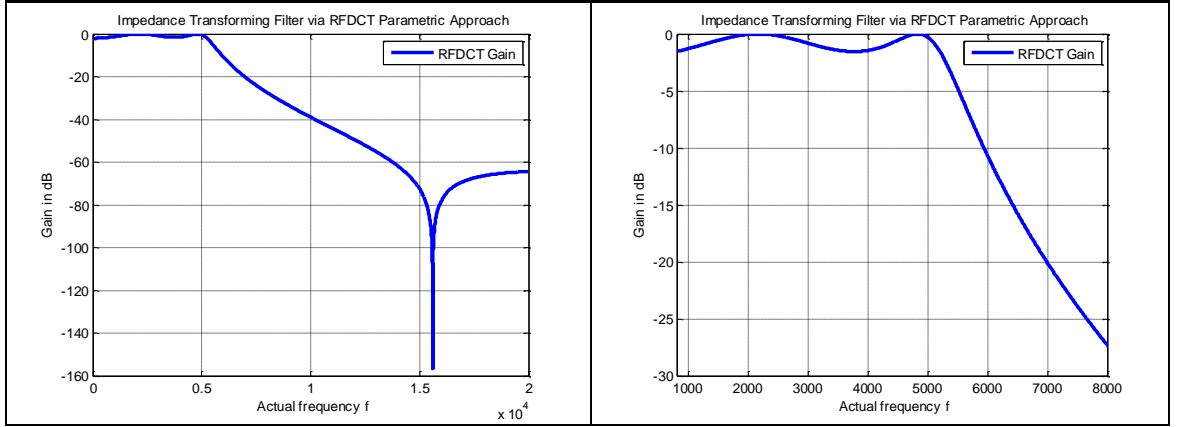
$$C_{A3} = 1.6042e - 012 \cong 1.6 \text{ pF} \quad (3.60b)$$

$$L_{A2} = 1.3606e - 009 \cong 1.36 \text{ nH} \quad (3.60c)$$

Empedans dönüştürücü filtrenin kazanç performansı Şekil 4'te gösterilmiştir.

Bu şekilde gösterilen geçiş bandındaki (800 MHz-5200 MHz) kazanç;

$$T_{\text{Ortalama}} = -0.7722 \text{ dB} \pm 0.7722 \text{ dB} \quad (3.61)$$



Şekil 3.3 Empedans dönüştürücü filter için TPG

3.4. YÜK PERTÜRBASYONU

Bir önceki bölümde, örnek prototip olarak sonlandırma empedansları

$$Z_G(j\omega) = 50 + j0 \quad (3.62)$$

ve

$$Z_L(j\omega) = 12 + j0 \quad (3.63)$$

olan empedans dönüştürücü filtre için üretilmiştir.

Bu bölümde, empedans dönüştürücü filtrenin üst performansını beş eleman kullanarak iyileştirmeye çalışacağız. Yeni tasarımda, devreye seri olarak yerleştirilen tank devresinin rezonans frekansı

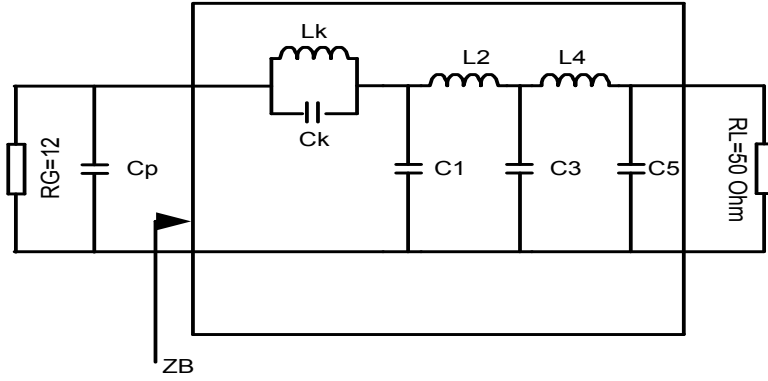
$$f_r = 1.7 * 5200 \text{ MHz} = 8840 \text{ MHz} \quad (3.64)$$

'e ötelenmiştir. Böylece kazancı

$$T_{\text{Ortalama}} = -0.58 \pm 0.58 \text{ dB} \quad (3.65)$$

olarak iyileştirerek ve yumuşatarak gücü çalışma frekansı için bant geçiren bölgede toplamış oluruz.

Elde edilen yeni devre Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3.4 Parazitik kapasitans C_p ve 5 elemanlı empedans dönüştürücü filtre

Şimdi yük empedansını, parazitik kapasitans ekleyerek perturbe edeceğiz. $C_p = 1 \text{ pF}$ olarak seçiyoruz.

Bu durum için hesaplanan TPG:

$$T_{\text{Ortalama}} = -0.602 \text{ dB} \pm 0.602 \text{ dB} \quad (3.66)$$

Bunun dışında, parazitik kapasitans C_p 'yi adım adım arttırarak 10 pF 'a kadar çıkabilir ve bütün elemanlarının değerlerinin değişmesi ile devrenin performansının nasıl etkilendiğini gözlemleyebiliriz.

4. BULGULAR

Tasarlanan ön-örnek(prototip) devrenin kazanç performansı incelenmiştir. Daha sonra bu devrenin gelecek projeksiyonu olarak ayarlanabilirliğine bakılacaktır. Ayarlanabilme günümüzde ve gelecekte mobil haberleşme sistemleri için önemli hale gelmiştir. Bu sebeple çalışmanın bu kısmında edinilen bulguların ayarlanabilme stratejileri geliştirilmiştir. Uyumlaştırma devresinin ayarlanabilme kısmı varaktör diyotlarla ya da MEMS(Microelectromechanical systems) anahtarlarla gerçekleştirmek istenecektir. Bu çalışmalar sonucunda elde edilen sonuçlar tablolar halinde gösterilmiştir. Tablo 1’de seçilen bir topolojide C_p ’nin değişimi ile kazanç performansının ve eleman değerlerinin özetlenmiştir[19].

Tablo 1’de $C_p = 0$ durumu referans durum olarak kabul edilmiştir.

$C_p = 1$ pF durumu ‘Durum-1’ (D1), $C_p = 3$ pF durumu ‘Durum-2’ (D2), $C_p = 5$ pF durumu ‘Durum-3’ (D3), $C_p = 10$ pF durumu ‘Durum-4’ (D4).

Bütün durumlar için optimizasyon sonuçları Tablo 1’de gösterilmiştir.

Referans durum, orjinal prototip topolojisi olarak kabul edildi ve eleman değerlerindeki bağıl değişiklikler referans duruma göre elde edildi:

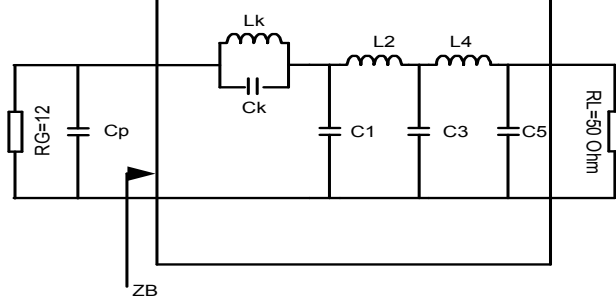
$$\Delta X_j = \frac{x_{ji} - x_{0i}}{x_{0i}} \quad (4.1)$$

Örnek olarak, orjinal devre prototipi ($C_p=0$ durumu), Durum-1 ($C_p=1$ pF) ve eleman değerlerinin bağıl değişimi aşağıda verilmiştir:

Tablo 1’i kullanarak Tablo 2 ve Şekil 3.4’te görülen eleman değerlerindeki bağıl değişimi elde edebiliriz.

Tablo 1 Parazitik kapasitör Cp'nin değişimi ile eleman değerlerinin değişimi

Referans (RD)	Durum (D1)	Durum-1 (D2)	Durum-2 (D3)	Durum-3 (D4)	Durum-4 (D5)	
Cp=0 (Filtre Durumu)	Cp=1e-12	Cp=3e-12	Cp=5.0e-12	Cp=10e-12		
Kazanç (dB)	Kazanç (dB)	Kazanç (dB)	Kazanç (dB)	Kazanç (dB)	Kazanç (dB)	
-0.58±0.58	-0.602±0.602	-0.7918±0.712	-1.356±0.617	-2.89± 0.8459		
Eleman Değerleri (x)						
Lk	6.66e-10	7.47e-10	7.13e-10	5.6819e-010	3.4762e-010	
Ck	4.86e-13	4.34e-13	4.456e-13	5.7048e-13	9.3247e-013	
C1	2.34e-12	2.36e-12	2.47e-12	2.867e-012	4.2267e-012	
L2	1.367e-9	1.369e-09	1.38e-09	1.372e-009	1.0711e-009	
C3	2.32e-12	2.34e-12	2.27e-12	2.097e-012	2.3844e-012	
L4	1.482e-9	1.482e-09	1.579e-09	1.744e-09	1.6483e-009	
C5	1.48e-12	1.467e-12	1.245e-12	1.023e-012	9.8545e-013	
Optimizasyon Sonuçları						
Durumlar	Bilinmeyen vektör [c]				kf	Wk
RD (Cp =0pF)	[28.3658 6.7721 -34.9191 -8.5650 9.4671]				1.1221	1.7
D1 (Cp=1 pF)	[30.6532 6.8449 -37.4224 -8.7106 9.8617]				1.1879	1.7
D2 (Cp=3 pF)	[28.5450 6.8311 -34.7095 -8.8946 9.5020]				1.1604	1.7
D3 (Cp=5 pF)	[27.4192 7.7750 -33.0603 -9.9903 9.4223]				1.0258	1.7
D4 (Cp=10 pF)	[32.6428 8.7631 -40.2114 -11.6255 12.0136]				0.8102	1.7



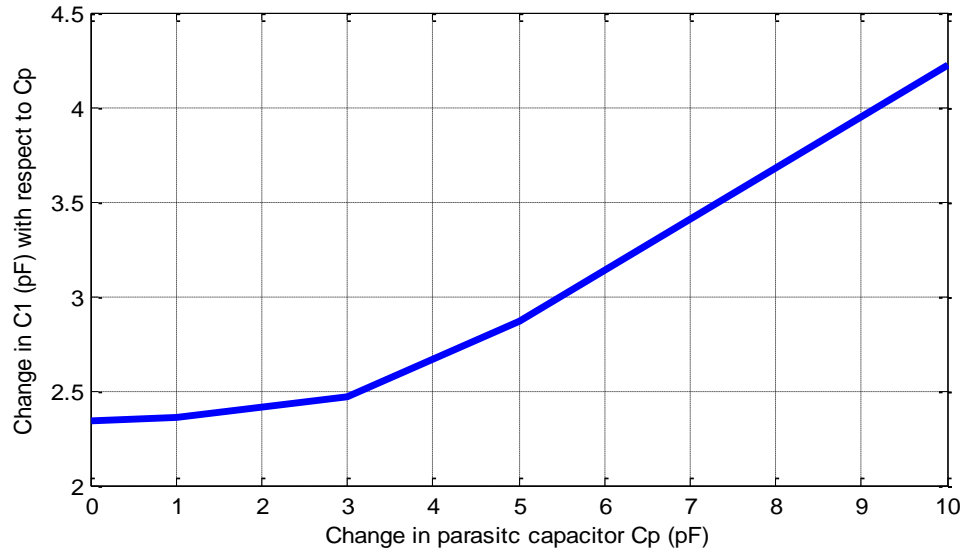
800 MHz - 5200 MHz Arasında Çalışan Parazitik Kapasitör Cp'nin Etkisini Azaltan Ayarlanabilir Uyumlaştırma Devresi Tasarımı

Tablo 2 Ref. Durum, Durum-1 Değerlerinin Bağlı Değişimi ile Yapılan Tasarım

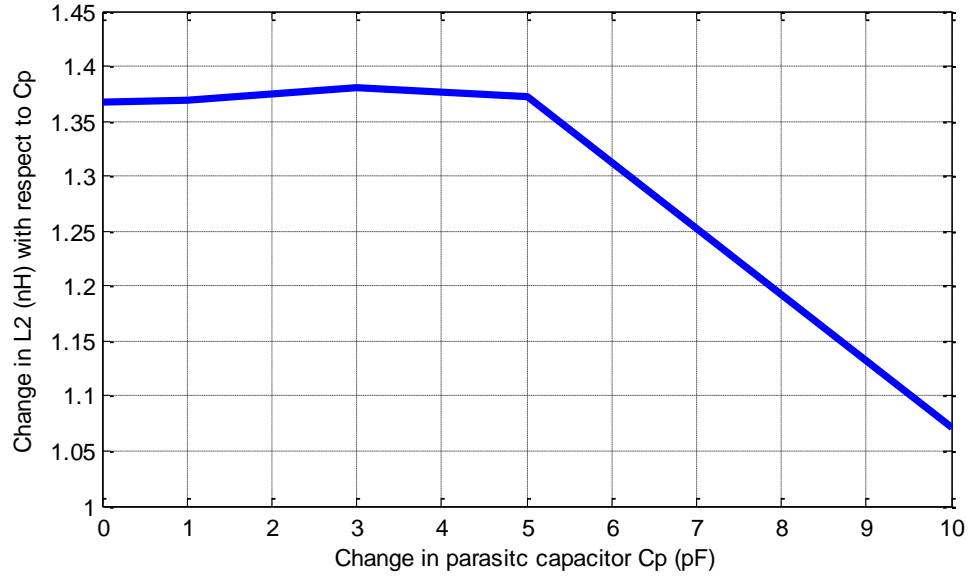
Cp = 0	Referas	L_{0k}	C_{0k}	C_{01}	L_{02}	C_{03}	L_{04}	C_{05}
	Durum	6.66e-10	4.86e-13	2.34e-12	1.367e-9	2.32e-12	1.482e-9	1.48e-12
Cp=1pF	Durum1	L_{k1}	C_{k1}	C_{11}	L_{12}	C_{13}	L_{14}	C_{15}
		7.47e-10	4.34e-13	2.36e-12	1.367e-09	2.34e-12	1.482e-09	1.467e-12
Durum1	ΔX_1	ΔL_{k1}	ΔL_{k1}	ΔC_{11}	ΔL_{12}	ΔC_{13}	ΔL_{14}	ΔC_{15}
	$\frac{x_{1i} - x_{0i}}{x_{0i}}$	$\frac{L_{k11} - L_{k01}}{L_{k01}}$	$\frac{L_{k11} - L_{k01}}{L_{k01}}$	$\frac{C_{11} - C_{01}}{C_{01}}$	$\frac{L_{12} - L_{02}}{L_{02}}$	$\frac{C_{13} - C_{13}}{C_{13}}$	$\frac{L_{14} - L_{04}}{L_{04}}$	$\frac{C_{15} - C_{15}}{C_{05}}$
	12.1622	-7.8078	0.8547	0.1463	0.8621	0.1350	-0.8784	

Tablo 3 Bağlı Değişimlerin Hesaplanması

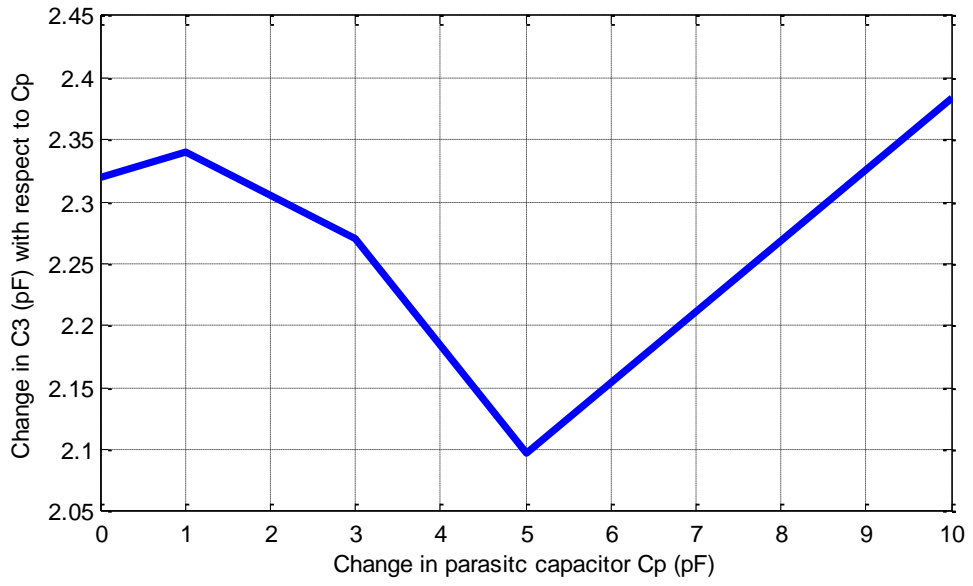
Durumlar	ΔL_{k1}	ΔL_{k1}	ΔC_{11}	ΔL_{12}	ΔC_{13}	ΔL_{14}	ΔC_{15}
RefDurum	0	0	0	0	0	0	0
D1	12.1622	-7.8078	0.8547	0.1463	0.8621	0.1350	-0.8784
D2	7.0571	-6.0661	5.5556	0.9510	-2.1552	0.8772	-15.8784
D3	-14.6862	12.6847	22.5214	0.3658	-9.6121	0.3374	-30.8784
D4	-47.8048	67.0375	80.6282	-21.6459	2.7759	-19.9663	-33.4155



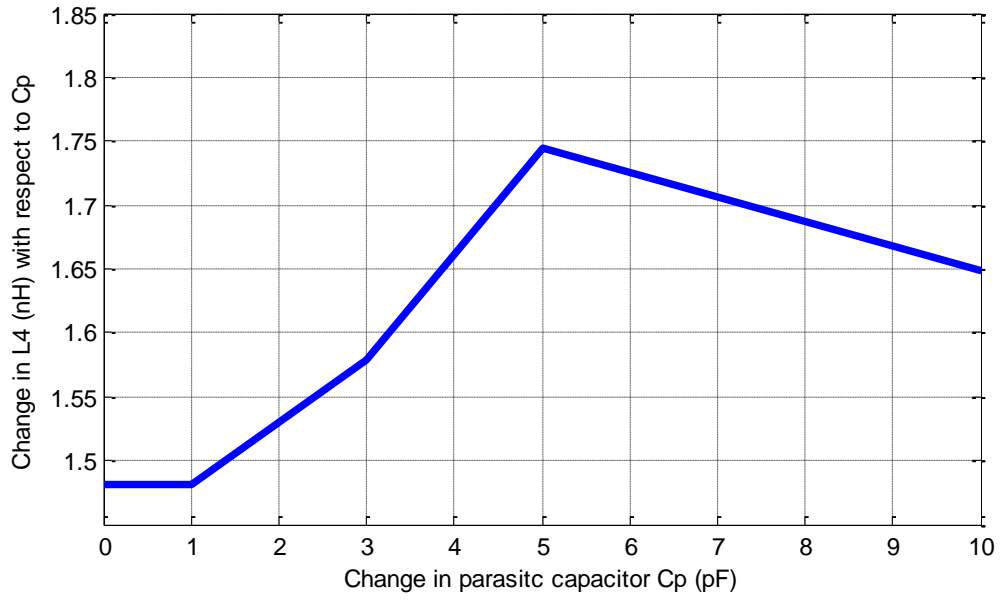
Şekil 4.1 C1'in Cp'ye göre değişimi



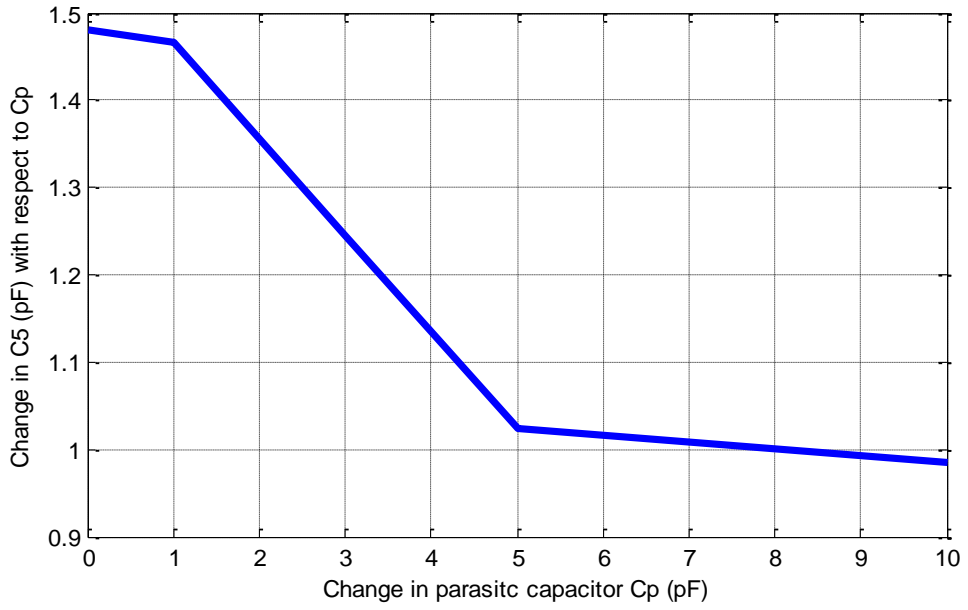
Şekil 4.2 L_2 'nin C_p 'ye göre değişimi



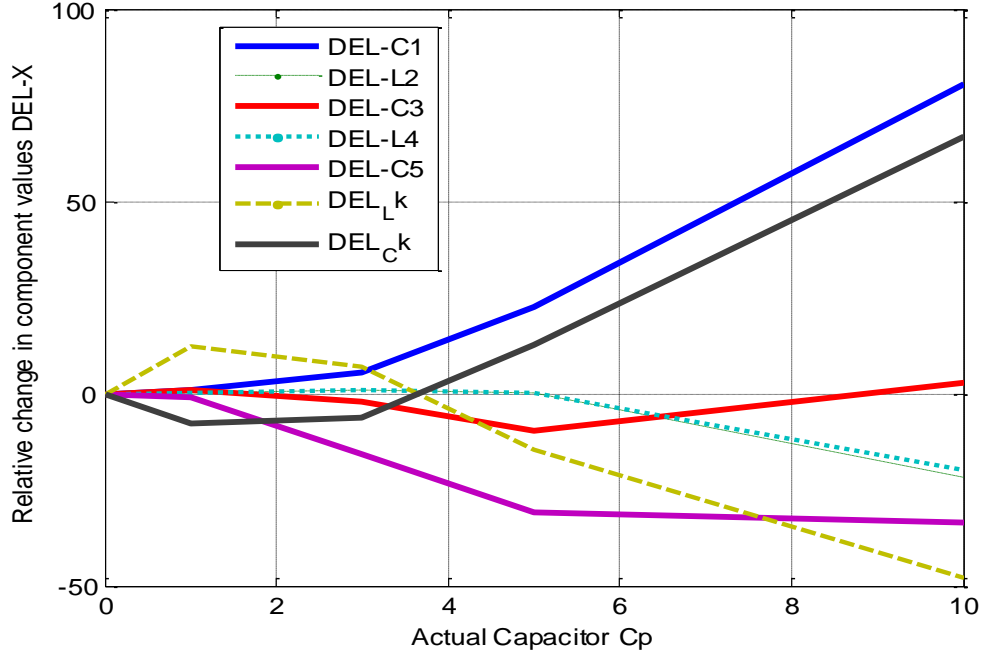
Şekil 4.3 C_3 'ün C_p 'ye göre değişimi



Şekil 4.4 L_4 'ün C_p 'ye göre değişimi



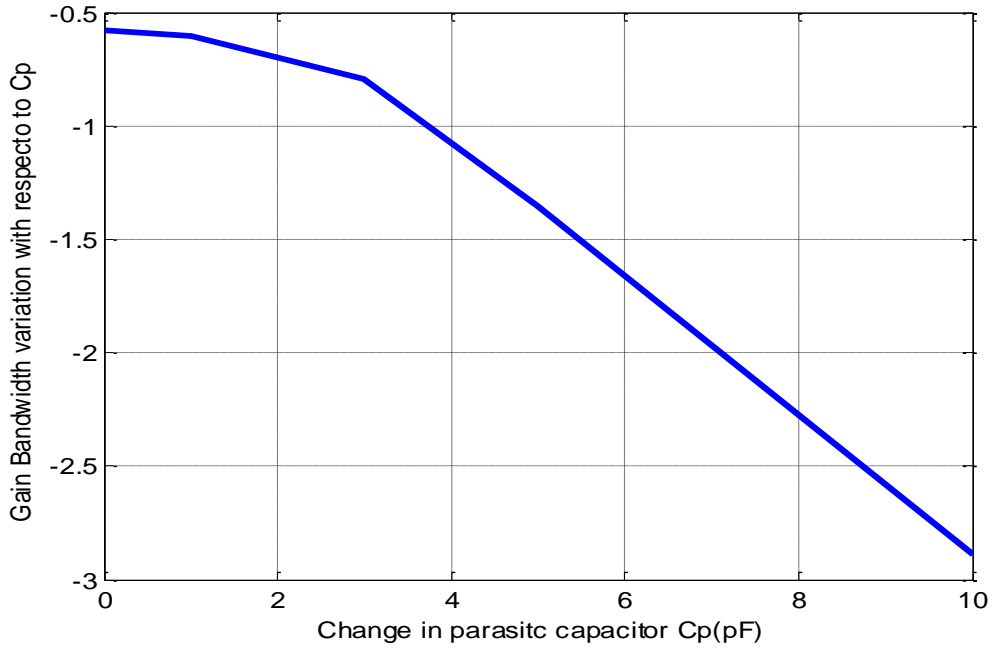
Şekil 4.5 C_5 'in C_p 'ye göre değişimi



Şekil 4.6 Eleman değerlerinin değişimi

Genel olarak, değişimler parasitik kapasitör C_p 'nin bir fonksiyonu olarak kabul edilebilir. Bu durumu şöyle ifade edebiliriz:

$$\Delta X_j = f(C_p) \quad (4.2)$$



Şekil 4.7 Kazanç değişimi (C_p 'ye bağlı olarak; $G=f(C_p)$)

4.1. UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ İÇİN AYARLANABİLME STRATEJİSİ

Şekil 4.6'yı yakından incelersek, ilk (C1) ve son (C5) kapasitörler C_p 'nin değişimine daha hassaslardır. Öte yandan, L2, C3 ve L4 değerlerinin bağlı değişimleri C1 ve C5 değerlerin göre daha azdır. Ayrıca L2 ile C3'ün çarpımı ve C3 ile L4'ün çarpımı neredeyse sabittir. Bu yüzden fiziksel gerçekleştirme sırasında göz önünde tutulması gereken husus C1 ve C5 değerlerinin MEMS teknolojisi ya da gerilim kontrollü kapasitörler gibi tekniklerle ayarlanabilmesidir.

Şimdi C1'in ve C5'in değişimlerini inceleyeceğiz.

Özellikle, C1'in ve C5'in C_p ile değişimi normalize edilmiş olarak Tablo 4'te verilmiştir ve sırasıyla Şekil 4.7'de ve Şekil 4.8'de gösterilmiştir.

Eleman normalizasyonu için

$$R_0 = 50 \text{ Ohm} \quad (4.3a)$$

$$f_0 = 5200 \text{ MHz} \quad (4.3b)$$

kullanılmıştır.

Bu şekilde elde edilen normalize değerler:

$$c_p = \omega_0 R_0 C_{p\text{-Anlık}} = (2\pi f_0) R_0 C_{p\text{-Anlık}} \quad (4.4a)$$

$$c_1 = \omega_0 R_0 C_{1\text{-Anlık}} = (2\pi f_0) R_0 C_{1\text{-Anlık}} \quad (4.4b)$$

$$c_5 = \omega_0 R_0 C_{5\text{-Anlık}} = (2\pi f_0) R_0 C_{5\text{-Anlık}} \quad (4.4c)$$

şeklindedir.

Tablo 4 C1'in ve C5'in C_p değişimi

C_p (pF)	0	1	3	5	10
C_p (Normalize)	0	1.6336	4.9009	8.1681	16.3363
C1 (Normalize)	3.8227	3.8554	4.0351	4.6836	6.9049
C5 (Normalize)	2.4178	2.3965	2.0339	1.6712	1.6099

Daha önce elde ettiğimiz C1 ve C5 için polinom modeli oluşturabiliriz.

C1 için model oluşturmak için MatLab içerisindeki 'polyfit' fonksiyonu kullanabiliriz.

Bu durumda:

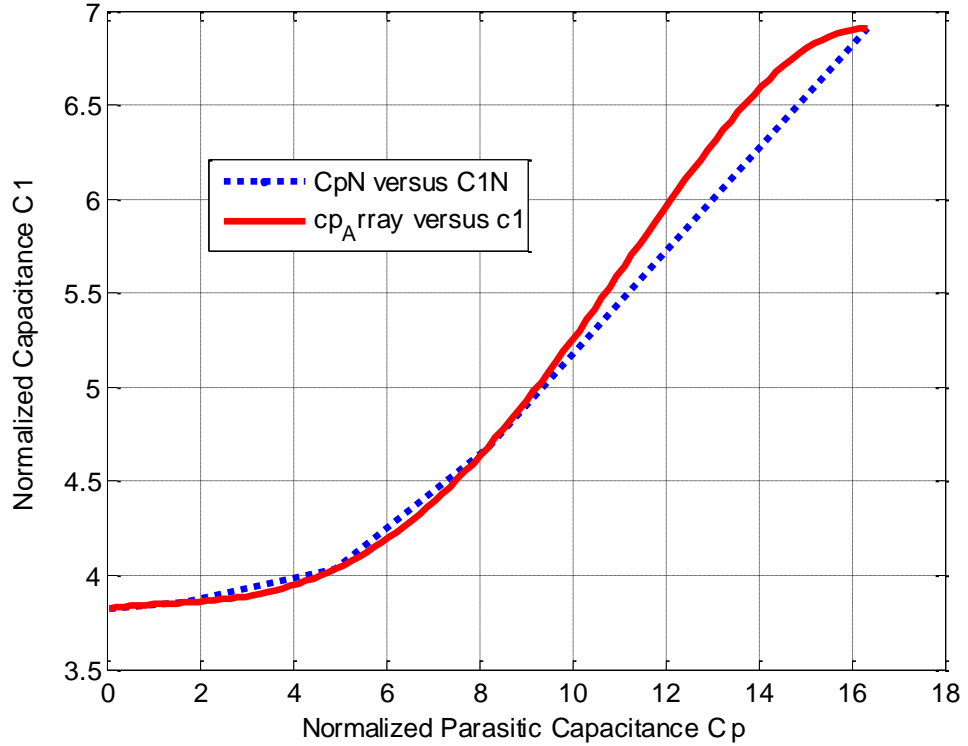
$$c1 = \text{polyfit}(CpN, C1N, 4) \quad (4.5)$$

$c_1(c_p)$ şeklinde ifade edebileceğimiz $C1$ 'in normalize değerini elde etmiş olduk. Cp 'nin normalize değeri c_p 'yi kullanarak $c_1(c_p)$ 'yi şu şekilde yazabiliriz:

$$c_1 = a_{11}c_p^4 + a_{21}c_p^3 + a_{31}c_p^2 + a_{41}c_p + a_{51} \quad (4.6a)$$

$$c_1 = [-1.7575e - 004]c_p^4 + [0.0044]c_p^3 + [-0.0155]c_p^2 + [0.0344]c_p + [3.8227] \quad (4.6b)$$

Şekil 4.8'de $c_1 = f(c_p)$ gösterilmiştir.



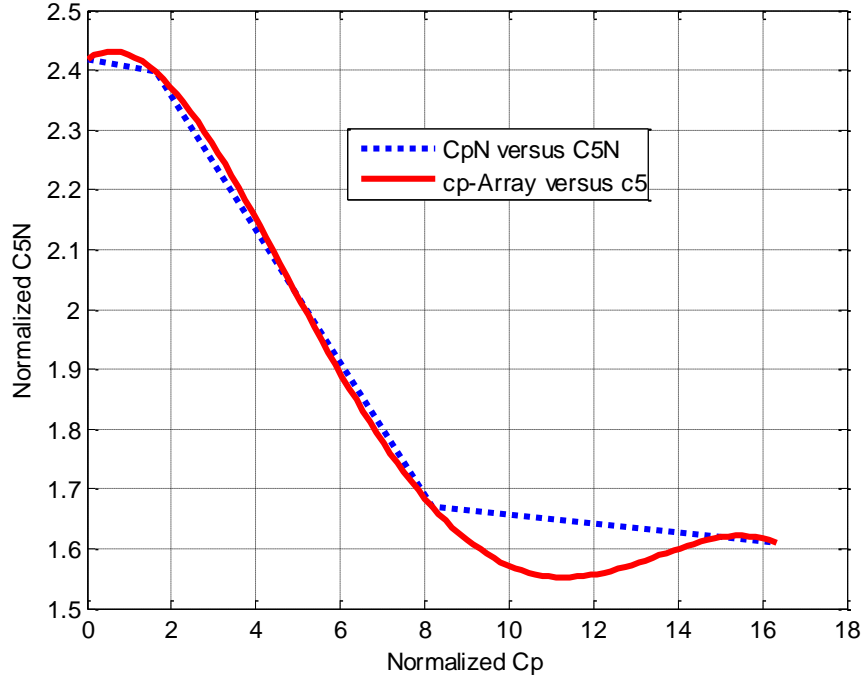
Şekil 4.8 c_1 'in c_p 'ye bağlı değişimi

Benzer şekilde $C5$ 'i de normalize kapasitör olarak modelleyebiliriz:

$$c_5 = \text{polyfit}(CpN, C5N, n) \quad (4.7)$$

$$c_5 = a_{15}c_p^4 + a_{25}c_p^3 + a_{35}c_p^2 + a_{45}c_p + a_{55} \quad (4.8a)$$

$$c_5 = [-1.1218e - 004]c_p^4 + [0.0041]c_p^3 + [-0.0429]c_p^2 + [0.0466]c_p + [2.4178] \quad (4.8b)$$



Şekil 4.9 c_5 'in c_p 'ye bağlı değişimi

Şimdi elde ettiğimiz c_1 ve c_5 kapasitörlerinin değerlerini ayarlayabileceğimiz bir uygulama üzerinde çalışacağız.

4.2 AYARLANABİLİRLİK UYGULAMASI

Bu bölümde, ayarlanabilme formüllerinin kullanımını tatbik edeceğiz.

Orjinal prototip uyumlaştırma devresi ($C_p=0$ durumu) eleman değerleri:

Tablo 5 Cp=0 durumu eleman değerleri

Lk	6.66e-10
Ck	4.86e-13
C1	2.34e-12
L2	1.367e-9
C3	2.32e-12
L4	1.482e-9
C5	1.48e-12

$C_p = 3.75$ pF olan özel bir uygulama olduğunu varsayalım.

Ayarlama stratejsi olarak L_k , C_k , L_2 , C_3 , L_4 değerlerini sabit tutup C_1 ve C_5 değerlerini geliştirdiğimiz matematik modele uygun olarak değiştireceğiz.

Çözüm:

Bu sorunu adım adım çözersek:

1. Adım: C_p 'nin normalize değerini belirleyeceğiz:

$$c_p = \omega_0 R_0 C_{p-Anlık} = (2\pi f_0) R_0 C_{p-Anlık} \quad (4.9a)$$

$$C_p = 3.7500e - 012 \quad (4.9b)$$

$$R_0 = 50; f_0 = 5200e6; c_p = 2 * \pi * f_0 * R_0 * C_p; \quad (4.9c)$$

$$c_p = 6.1261 \quad (4.9d)$$

2. Adım: Bu devre için geliştirdiğimiz modeli kullanarak önce normalize edilmiş c_1 'i, daha sonra c_1 'i kullanarak da anlık değerini hesaplayacağız. Eşitlik (4.6) ve 'polyval' MatLab fonksiyonunu kullanarak;

$$a1 = [-0.0002 \quad 0.0044 \quad -0.0155 \quad 0.0344 \quad 3.8227] \quad (4.10a)$$

$$c1 = polyval(a1, c_p) \quad (4.10b)$$

$$c1 = polyval(a1, 6.1261) \quad (4.10c)$$

$$c_1 = 4.2150 \quad (4.10d)$$

$C_{1-Anlık}$ 'in anlık değeri;

$$C_{1-Anlık} = \frac{c_1}{\omega_0 R_0} = \frac{c_1}{(2\pi f_0) R_0} \quad (4.11a)$$

$$C_{1_Anlık} = 2.5802e - 012 \quad (4.11b)$$

Prototip devredeki C_1 'in değeri:

$$C_{1(RD)} = 2.34e - 12 \quad (4.12a)$$

$$\begin{aligned} \Delta C_1 &= C_{1-Anlık} - C_{1(RD)} = 2.5802e - 012 - 2.34e - 12 \\ &= 2.4020e - 013 \end{aligned} \quad (4.12b)$$

Bu durumda, referans değere küçük kapasitör eklenmelidir.

3. Adım: 2. Adımı c_5 için tekrarlayacağız:

$$c_5 = a_{15}c_p^4 + a_{25}c_p^3 + a_{35}c_p^2 + a_{45}c_p + a_{55} \quad (4.13a)$$

$$\begin{aligned} c_5 &= [-1.1218e - 004]c_p^4 + [0.0041]c_p^3 + [-0.0429]c_p^2 \\ &\quad + [0.0466]c_p + [2.4178] \end{aligned} \quad (4.13b)$$

$$a_5 = [-0.0001 \quad 0.0041 \quad -0.0429 \quad 0.0466 \quad 2.4178] \quad (4.13c)$$

$$c5 = \text{polyval}(a5, cp) \quad (4.14a)$$

$$c5 = \text{polyval}(a5, 6.1261) \quad (4.14b)$$

$$c_5 = 1.8781 \quad (4.14c)$$

$$C_{5-Anlık} = \frac{c_5}{\omega_0 R_0} = \frac{c_5}{(2\pi f_0) R_0} \quad (4.15a)$$

$$C_{5_Anlık} = 1.1496e - 012 \quad (4.15b)$$

Prototip devredeki C_5 'in değeri:

$$C_{5(RD)} = 1.48e - 12 \quad (4.16)$$

Ayarlama işlemini gerçekleştirmek için bu değeri azaltmalıyız

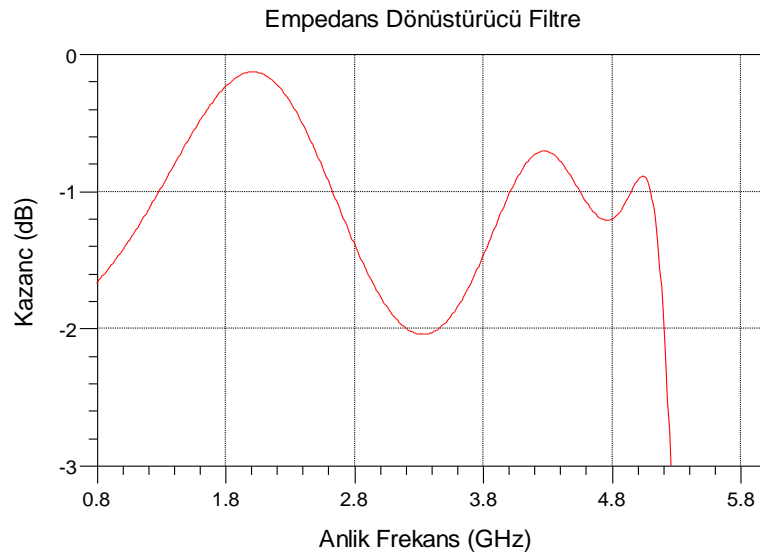
$$\begin{aligned} \Delta C_5 &= C_{5(RS)} - C_{5-Anlık} = 1.48e - 12 - 1.1496e - 012 \\ &= 3.3040e - 01 \end{aligned} \quad (4.17)$$

4. Adım: ayarlanmış uyumlaştırma devresi için kazanç çizdirilir.

Devreyi ayarladıktan sonra aşağıdaki değerler elde edilmiştir:

Tablo 6 Devre ayarlandıktan sonra C1 ve C5

RL=0	Cp=0	RL=50	Cp=3.75e-12
Lk	6.66e-10	6.66e-10	
Ck	4.86e-13	4.86e-13	
C1	2.34e-12	2.5802e - 012	
L2	1.367e-9	1.367e-9	
C3	2.32e-12	2.32e-12	
L4	1.482e-9	1.482e-9	
C5	1.48e-12	1.1496e - 012	



Şekil 4.10 Ayarlanmış devrenin ADS benzetimi sonucu elde edilen kazancı

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Çalışmada 800 MHz-5200 MHz arasında çalışan mikrodalga güç yükselteci için ayarlama stratejisi göz önüne alınmıştır. Prototip uyumlaştırma devresinde, çalışma bandının üst frekanslarında bulunan ikinci ve/veya üçüncü harmoniklerin bastırılması ya da uyumlaştırma devresinin kesme frekansından sonra keskin bir düşüş yapması istenmiştir. Bu da durma bandında uygun iletim sıfırı koyarak gerçekleştirilmiştir.

$$f_k = m \times f_{c2}$$

frekansında bulunan tek iletim sıfırı iyi bir kazanç performansı verir. Bu durum için, f_{c2} , geçiş bandının üst frekansı ve gerçel çarpan olan

$$m, 1.5 \leq m \leq 4$$

arasında değişir.

Uyumlaştırma devresi tasarımında RF-DCT bize çok iyi sonuçlar vermektedir.

Bir çok pratik uygulamada güç transistörlerinin çıkış empedansı

$$Z_{out}(j\omega) = R_{out}(\omega) + jX_{out}(\omega)$$

çok düşük olduğu gözlenmiştir. R_{out} , 4-12 Ohm arasında değişmektedir. Sanal kısmı

$$X_{out}(\omega)$$

ise

$$R_L = 12 \text{ Ohm}$$

direncine paralel olan C_p parasitik kapasitansı tarafından meydana getirilir. Parasitik kapasitans 0 pF ve 10 pF arasında kabul edilmiştir. Bizim ele aldığımız tek uyumlaştırma devresi problemi, $R//C_p$ şeklinde modellenmiş kompleks terminasyon ile $R = 12 \text{ Ohm}$ ve 50 Ohm standart direnci arasındadır.

Gerçek anlamda söylemek gerekirse, kayıpsız iki kapılı

$$R_G = 50 \text{ Ohm ve } R_L = 12 \text{ Ohm}$$

(ya da tam tersi $R_G = 12 \text{ Ohm}$ ve $R_L = 50 \text{ Ohm}$)

ile sonlandırılmış dönüştürücü/filtre oluşturmak için geniş band uyumlaştırma problemi tanımlayabiliriz. Bu durum için, dönüştürücü/filtre, empedans dönüştürücü filtre olarak adlandırılır.

Prototip uyumlaştırma devresi parasitik kapasitör değişimi ile ayarlanabilir.

Prototip dönüştürücü/filtre uyumlaştırma devresi, beş elemanlı seri LC alçak geçiren merdiven yapı ve paralel rezonans devresi ile oluşturulmuştur. Rezonans frekansı

$$f_k = 1.7 \times 5200 = 8840 \text{ MHz}$$

olarak seçilmiştir.

Bu prototip uyumlaştırma devresi elemanları, rezonans devre için (Lk, Ck) ve alçak geçiren merdiven yapısı için C1-L2-C3-L4-C5 olarak gösterilmiştir.

Ele alınan ayarlama stratejisi doğrultusunda ilk olarak parasitik kapasitans değişimi ile uyumlaştırma devresinin elemanlarının değerlerinin değişimi incelenmiştir. İlk ve son kapasitörler, C1'in ve C5'in, Cp'nin değişimine daha duyarlı olduğu bulunmuştur.

Bu aşamada, C1'in ve C5'in, Cp'ye olan bağımlılıkları bir polinoma benzetilerek ifade edilmiştir:

$$c_1 = a_{11}c_p^4 + a_{21}c_p^3 + a_{31}c_p^2 + a_{41}c_p + a_{51}$$

$$c_5 = a_{15}c_p^4 + a_{25}c_p^3 + a_{35}c_p^2 + a_{45}c_p + a_{55}$$

Böylece, Cp'nin her hangi bir değeri için C1'in ve C5'in değerleri yukarıda verilen model çerçevesinde hesaplanabilecektir.

Bu şekilde, uyumlaştırma devresinin sabit elemanları (Lk,Ck) ve (L2,C3,L4) ile oluşturulan modelle elde edilen C1'in ve C5'in yeni değerleri ile ayarlama stratejisi oluşturabiliriz.

Sonuç olarak, yeni devrenin kazanç performansı hesaplanarak ya da ölçülerek raporlanır.

KAYNAKLAR

1. YARMAN, B., S., CARLIN, H., J., 1982, *A Simplified" Real Frequency" Technique Applied to Broad-Band Multistage Microwave Amplifiers*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30, No.12.
2. GÜRSU, E., 1994, *Kayıpsız İki Kapılı Devrelere İlişkin Ölçüm Datasının Dağılımı Parametrelerle Modellenmesi*, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
3. AKSEN, A., YARMAN, B., S., 1993, *Construction Of Low-Pass Ladder Networks With Lumped and Distributed Elements*, European Conf. on Circuit Theory and Design, Vol. 1, pp. 1389-1393.
4. YARMAN, B., S., 2010, *Design Of Ultra Wideband Power Transfer Networks*, Wiley, Singapur, 978-0-470-31989-5.
5. YOULA, D., C., 1964, *A New Theory of Broadband Matching*, IEEE Trans. Circuit Theory 11, 30-50
6. YARMAN, B., S., 1985, *Modern Approaches to Broadband Matching Problems*, Proc. IEE 132, 87-92
7. YARMAN, B., S., AKŞEN, A., 1992, *An Integrated Design Tool to Construct Lossless Matching Networks with Mixed Lumped and Distributed Elements*, IEEE Trans. CAS 39(9), 713-723.
8. DARLINGTON, S., 1939, *Synthesis of Reactance 4 Poles*, MIT J. Mathematics and Physics 18, 257-353.
9. CARLIN H. J., 1977, *A New Approach to Gain-Bandwidth Problems*, IEEE Trans., CAS 23, 170-175.
10. YARMAN, B., S., 1982, *Broadband Matching a Complex Generator to a Complex Load*, Doktora Tezi, Cornell Üniversitesi.
11. YARMAN B., S., 1982 *A Simlified Real Frequency Technique for Broadband Matching a Complex Generator to a Complex Load*, RCA Review 43, 529-541.
12. YOULA, D., C., Saito, M., 1966 *Interpolation with Positive Real Functions*, Report no PIBMRI-1353-66, Microwave Research Inst., Polytechnic Institute of Brooklyn.

13. CARLIN, H., J., YARMAN, B., S., 1983 *The Double Matching Problem: Analytic and Real Frequency Solutions*, IEEE Trans. CAS 30(1), 15-28.
14. CARLIN, H., J., CİVALLERİ, P., P., 1997, *A comprehensive discussion on the subject can be found in Wideband Circuit Design*, CRC Press, pp. 231-235.
15. BELEVITCH, V., 1968, *Classical Network Theory*, S Fransisco, Holden-Day, p.277
16. ŞENGÜL, M., AKSEN, A., YARMAN, B., S., 2005, *Karışık Toplu ve Dağılık Devre Elemanları İçeren Merdiven Devrelerin Sentezi*, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi ve Fuarı.
17. YARMAN, B., S., 2008, *Design of Ultra Wideband Antenna Matching Networks via Simplified Real Frequency Technique*, Springer, New York, America, 978-1-4020-8417-1
18. YOULA, D., C., YARMAN, B., S., CARLIN, H., J., 1984, *Double Broadband Matching and Problem of Reciprocal Reactance 2n-port Cascade Decomposition*, Int. J Circuit Theory and App. 12, 269-281.
19. NESİMOĞLU, T., 2010, *Design and Analysis of Frequency-Tunable Amplifiers using Varactor Diode Topologies*, Circuits Systems and Signal Processing, Volume 30, Number 4, 705-720, DOI: 10.1007/s00034-011-9309-6

ÖZGEÇMİŞ

Doğu Çağdaş ATİLLA 12 Haziran 1986'da İstanbul Bakırköy'de doğdu. Lise öğrenimini Fatih Pertevniyal Lisesi'nde tamamladıktan sonra Lisans öğrenimi için 2004 yılında İstanbul Üniversitesi Fen Fakültesi Fizik Bölümü'ne başladı ve uzmanlık alanı olarak Katı Hal Fiziği Anabilim Dalı'nı seçti. Lisans öğrenimini 2008 yılında tamamlarken Elektromanyetik Teori, Katı Hal Fiziği ve Elektronik Devreler konularında uzmanlaştı. Lisans derecesin aldıktan sonra aynı yıl İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği'nde Lisansüstü eğitimine başlayarak burada Prof. Dr. B. Sıddık YARMAN'ın danışmanlığı ve yönlendirmesiyle RF-Mikrodalga alanında çalışmalar yapmıştır. Yüksek Lisans eğitimi esnasında İETT için yapılmış olan 'Metrobüs araçlarının kılavuz sisteminin maliyetlendirilmesi' ve 'Metrobüs araçları için olası, ek hidrolik tahrik tahrik sistemi ve maliyetlendirilmesi' projelerinde görev almıştır. Halen İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği'nde Prof. Dr. Sıddık YARMAN'ın Lisans düzeyinde verdiği Elektromanyetik Alan Teorisi ve Elektromanyetik Dalga Teorisi derslerinin asistanlığını yürütmektedir. Ayrıca şu anda 'Frekansı Ayarlanabilir ve Yüksek Verimliliğe Sahip Yükselteç Tasarımı, Karakterizasyonu ve Üretimi' adlı TÜBİTAK projesinde çalışmaktadır.