



**T.C.
İSTANBUL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



DOKTORA TEZİ

**GENİŞ BANDLI AYARLANABİLİR MİKRODALGA ANTEN
UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIMI**

Çağatay AYDIN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı

**DANIŞMAN
Prof. Dr. Sıddık YARMAN**

Mayıs, 2017

İSTANBUL

Bu çalışma 8.05.2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

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

Prof. Dr. İhan KOCAARSLAN
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. Ahmet AKSEN
Işık Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi

Doç. Dr. Fırat KAÇAR
İstanbul Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi



20.04.2016 tarihli resmi gazetede yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince; Bu Lisansüstü teze, İstanbul Üniversitesi'nin abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Fen Bilimleri Enstitüsü'nün belirlemiş olduğu ölçütlere uygun rapor alınmıştır.

Bu tez, İstanbul Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yürütücü Sekreterliğinin 38709 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu tezde, günümüzde kullanılan ve gelecekte kullanılacak olan kablosuz haberleşme sistemlerinin en büyük ihtiyaçlarından biri olan ayarlanabilir uyumlaştırma devreleri ve bu devreleri oluşturan ayarlanabilir devre elemanları incelenmiştir. Bu inceleme yapılırken, önerilen devre tasarım ve üretim teknikleri için en basit şekilde üretilebilme kriteri göz önünde bulundurulmuştur.

Her doktora tezi gibi bu tez de uzun ve yorucu araştırmalar sonucu meydana gelmiştir. Bu tezin bitirmek için gerekli olan bilgi, maddi ve manevi desteği veren ve bu nedenle teşekkür etmem gereken birçok kişi bulunmaktadır.

- Bu tezi yazabilmem için gerekli bilgi birikimini oluşturmamda yardımcı olan, araştırmanın nasıl yapılması gerektiğini, makale ve tezin nasıl yazılması gerektiğini bana öğreten ve bilgisini bizlerden esirgemeyen değerli danışman hocam Sn. Prof. Dr. Sıddık YARMAN'a teşekkürü borç bilirim.
- Gerek bu tezi yazarken, gerek başka bir çalışmada oluşan problemleri çözmek için yardımcı olan ve yine bildiklerini bizden esirgemeyen, sıkılmadan sorularımıza cevap veren Sn. Prof. Dr. Ahmet AKSEN'e teşekkürlerimi sunarım.
- Bu tez konusu ile ilgili fikri ilk ortaya atan ve tez çalışmalarının ilk aşamalarını birlikte yaptığımız, bazı temel bilgileri öğrenmemde yardımları olan Sn. Doç. Dr. Tayfun NESİMOĞLU'na teşekkürlerimi sunarım.
- Yüksek lisans tezimi yazarken de bana yardımcı olan ve gerek iş gerek akademik gerekse hayat tecrübelerini bize aktaran Sn. Dr. Cahit KARAKUŞ'a teşekkürlerimi sunarım.
- Bize ağabeylik yapan, bu tezi yazarken önerilerini ve fikirlerini eksik etmeyen, akademik, iş ve hayat tecrübelerini bize aktarmaktan çekinmeyen Sn. Yrd. Doç. Dr. Ramazan KÖPRÜ'ye teşekkürlerimi sunarım.
- Lisans, yüksek lisans ve doktora eğitimimizde birlikte olduğumuz, birçok proje, makale ve bu tezin içeriğini oluşturan ilk çalışmaları da birlikte yaptığımız değerli çalışma arkadaşım Sn. Dr. Doğu Çağdaş ATILLA'ya teşekkürlerimi sunarım.
- Hayatım boyunca desteklerini benden esirgemeyen ve her zaman yapabileceklerinin de fazlasını yapmaya çalışarak beni bugünlere getiren sevgili ailem; annem Gülgün AYDIN'a, babam Cengiz AYDIN'a ve kardeşim Atalay AYDIN'a bu tezi de yazarken bana destek oldukları için minnettarım.

- Sevgili eşim ve hayat arkadaşım olan Behiye Asena AYDIN'a her zor süreçte olduğu gibi bu tezin yazımında geçen zor süreçte de desteğini benden esirgemediği için, tez çalışmaları ve tez yazımında beni sürekli çalışmaya teşvik ettiği için minnettarım.
- Son olarak asıl motivasyon kaynağım olan ve çalışmamı en kısa sürede bitirmem için beni teşvik eden henüz dünyaya gözlerini açmamış ama yakında açacak olan sevgili kızıma teşekkürlerimi sunarım.

Nisan 2017

Çağatay AYDIN



İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	iv
İÇİNDEKİLER	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	viii
TABLO LİSTESİ	xi
SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ	xii
ÖZET.....	xiv
SUMMARY	xvi
1. GİRİŞ.....	1
2. GENEL KISIMLAR	6
2.1. ARAYA GİRME KAYBI YÖNTEMİ İLE MERDİVEN FİLTRE TASARIMI	8
2.1.1. Butterworth Alçak Geçiren Prototip Filtre.....	9
2.1.2. Chebyshev Alçak Geçiren Prototip Filtre	10
2.1.3. Empedans ve Frekans Dönüşümleri.....	11
2.1.3.1. Alçak Geçiren Dönüşüm.....	12
2.1.3.2. Yüksek Geçiren Dönüşüm.....	12
2.1.3.3. Bant Geçiren Dönüşüm	13
2.1.3.4. Bant Söndüren Dönüşüm.....	14
2.2. AYARLANABİLİR FİLTRELER VE UYUMLAŞTIRMA DEVRELERİ	15
2.2.1. İnce Filmlerli Ayarlanabilir Devreler.....	16
2.2.2. Varaktör Diyotlu Ayarlanabilir Devreler	16
2.2.3. MEMS'li Ayarlanabilir Devreler	19
3. MALZEME VE YÖNTEM	25
3.1. REEL FREKANS TEKNİKLERİ İLE GENİŞ BANT UYUMLAŞTIRMA.....	27
3.1.1. Parametrik Yaklaşım.....	31
3.1.2. Reel Frekans Doğrudan Hesaplama Yöntemi.....	34
3.2. REEL FREKANS TEKNİKLERİ'NE BANT GEÇİREN DÖNÜŞÜM UYGULANMASI.....	35

3.2.1. Bant Geçiren Dönüşümün Parametrik Yaklaşım'a Uygulanması.....	36
3.2.2. Bant Geçiren Dönüşümün Reel Frekans Doğrudan Hesaplama Yöntemi'ne Uygulanması.....	37
3.3. AYARLANABİLİR DEVRE ELEMANLARI	38
3.3.1. Ayarlanabilir Kapasitörler.....	38
3.3.1.1. Varaktör Diyotların Ayarlanabilir Kapasitör Olarak Kullanımı.....	39
3.3.1.2. Dijital Ayarlanabilir Kapasitörler	44
3.3.2. Ayarlanabilir Endüktörler	48
4. BULGULAR	51
4.1. PARASİTİK ETKİLERİ YOK EDEN GENİŞ BANTLI UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIMI	52
4.2. FREKANS GÖRE AYARLANABİLİR FİLTRE VE UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIMI	57
4.2.1. Frekansa Göre Ayarlanabilir Filtre Tasarımları.....	58
4.2.2. Frekansa Göre Ayarlanabilir Uyumlaştırma Devresi Tasarımı	68
5. TARTIŞMA VE SONUÇ	77
KAYNAKLAR	81
ÖZGEÇMİŞ.....	89

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1: Temel bilişsel döngü [6].....	4
Şekil 1.2: Çoklu standart kablosuz haberleşme sisteminden ayarlanabilir RF ön uca geçişi gösteren blok diyagramı [8].....	5
Şekil 2.1: RF/mikrodalga frekans spektrumu ve mikrodalga spektrumu içerisindeki bant isimleri [9].....	6
Şekil 2.2: Frekans cevabına göre filtre türleri: (a) Alçak geçiren, (b) Yüksek geçiren, (c) Bant geçiren, (d) Bant söndüren, (e) Tam geçiren.	7
Şekil 2.3: IL yöntemi ile filtre tasarım adımları [11].....	8
Şekil 2.4: Başlangıç elemanına ve toplam eleman sayısına göre olası devre topolojileri.....	9
Şekil 2.5: PN eklem diyot; (a) Termal denge, (b) İleri besleme, (c) Geri besleme.....	17
Şekil 2.6: MEMS anahtar; (a) üstten görünüşü ve yandan kesiti, (b) Eşdeğer devresi [53].....	20
Şekil 2.7: MEMS anahtarın üst plakanın hareketinin şematik gösterimi; (a) Anahtar yukarıda, (b) Anahtar aşağıda [54].	21
Şekil 2.8: Mengene türüne MEMS'ler; (a) Sabit-sabit giriş, (b) Sundurma [55].	21
Şekil 2.9: 4 bitlik ayarlanabilir kapasitör bankası; (a) Üretilen, (b) Eşdeğer devre, (c) 4 bitlik MEMS kapasitör bankasından oluşan 5 kutuplu ayarlanabilir filtre [53].....	23
Şekil 3.1: Geniş bant uyumlaştırma problemi: (a) Tek uyumlaştırma problemi, (b) Çift uyumlaştırma problemi.	27
Şekil 3.2: Karmaşık üreteçten karmaşık yüke güç transferi.	27
Şekil 3.3: Kayıpsız iki kapılı devrenin çıkışından görülen Thevenin eşdeğer devresi.	30
Şekil 3.4: Kayıpsız iki kapılı uyumlaştırma devresinin çıkış empedansı.	31

Şekil 3.5: Bazı varaktör diyotların SPICE eşdeğer devresi ve geri besleme değerine ve frekansın değişimine göre kapasitansının değişiminin incelemesi: (a) SMV1430, (b) SMV2019 ve, (c) SMV2021.....	40
Şekil 3.6: 12-50 Ω empedans dönüştürücü filtre.....	41
Şekil 3.7: Diyot bağlanarak elde edilen yeni devre: (a) Devrenin şematik gösterimi, (b) Diyotu beslemek için kurulan bias (kutuplama) devresi.....	42
Şekil 3.8: Diyotların lineerliğini iyileştirmek için kullanılan diyot topolojileri: (a) Paralel iki diyot, (b) AS-DFVS topolojisi, (c) AS/AP-DFVS topolojisi.....	43
Şekil 3.9: İdeal elemanlar ile elde edilen RD ve C1 kapasitörünün diyotlarla değiştirildiği tüm durumları gösteren TPG grafiği.	43
Şekil 3.10: DTC'nin içyapısı: (a) Blok diyagram, (b) Eşdeğer devre.....	45
Şekil 3.11: PE64904: (a) Şönt bağlantı için durumlara göre kapasitansının ölçümü (veri föyü), (b) Şönt bağlantı için durumlara göre Q değeri ölçümü (veri föyü), (c) Şönt bağlantı için durumlara göre kapasitansının bilgisayar benzetimi sonuçları, (d) Şönt bağlantı için durumlara göre Q değerinin bilgisayar benzetimi sonuçları, (e) Şönt bağlantı için durumlara göre rezistansının bilgisayar benzetimi sonuçları, (f) Seri bağlantı için durumlara göre kapasitansının bilgisayar benzetimi sonuçları, (g) Seri bağlantı için durumlara göre rezistansının bilgisayar benzetimi sonuçları.	46
Şekil 3.12: PE64906: (a) Şönt bağlantı için durumlara göre kapasitansının ölçümü (veri föyü), (b) Şönt bağlantı için durumlara göre Q değeri ölçümü (veri föyü), (c) Şönt bağlantı için durumlara göre kapasitansının bilgisayar benzetimi sonuçları, (d) Şönt bağlantı için durumlara göre Q değerinin bilgisayar benzetimi sonuçları, (e) Şönt bağlantı için durumlara göre rezistansının bilgisayar benzetimi sonuçları, (f) Seri bağlantı için durumlara göre kapasitansının bilgisayar benzetimi sonuçları, (g) Seri bağlantı için durumlara göre rezistansının bilgisayar benzetimi sonuçları.	48
Şekil 3.13: Seri bağlı ayarlanabilir endüktör.	49
Şekil 4.1: Transistörün çıkış katına tasarlanan geniş bantlı uyumlaştırma devresi.	52
Şekil 4.2: Yükün değişimi için tasarlanan uyumlaştırma devrelerinin geçirme bandı TPG karakteristiği.	53
Şekil 4.3: C1 ve C5 kapasitörleri yerine AS/AP-DFVS topolojisi ile bağlanan diyotların bütün durumlar için kazancının karşılaştırılması.	54
Şekil 4.4: Cp'nin değişimine göre uygulanan ters gerilim değerleri ile elde edilen kazanç.....	55
Şekil 4.5: Aynı gerilim değerleri uygulanması ile kazançlardaki değişim: (a) 0 pF – 3 pF, (b) 4 pF – 6 pF, (c) 7 pF – 10 pF.....	57

Şekil 4.6: Sentez algoritmasına uygun 4. derece bant geçiren filtre topolojisi.....	59
Şekil 4.7: (a) 2. derece AG Chebyshev prototip filtre, (b) 4. derece BG Chebyshev filtre.....	61
Şekil 4.8: 4. derece BG filtrenin TPG grafiği.....	62
Şekil 4.9: $t = 0.75, 1$ ve 1.25 için 4. derece BG Chebyshev filtrenin TPG grafiği....	63
Şekil 4.10: Sentez algoritmasına uygun 6. derece BG filtre topolojisi.....	63
Şekil 4.11: (a) 3. derece AG Chebyshev prototip filtre, (b) 6. derece BG Chebyshev filtre.....	66
Şekil 4.12: 6. derece BG filtrenin TPG grafiği.....	67
Şekil 4.13: $t = 0.75, 1$ ve 1.25 için 6. derece BG Chebyshev filtrenin TPG grafiği...	68
Şekil 4.14: Uyumlaştırma devresi tasarlanacak antenin geometrisi: (a) Üstten görünüş, (b) Yandan görünüş.....	69
Şekil 4.15: Üretilen antenin fotoğrafları: (a) Genel görünüş, (b) Üstten görünüş, (c) Yandan görünüş.	70
Şekil 4.16: Antenin yansımaya kaybı (Mavi: Bilgisayar benzetimi, Kırmızı: Ölçüm sonuçları).....	70
Şekil 4.17: Antenin ışınma örüntüsü (Siyah: 1.5 GHz, Kırmızı: 2.6 GHz ve Mavi: 4.5 GHz): (a) E düzlemi, (b) H düzlemi.	70
Şekil 4.18: Antenin uyumlaştırma devresi tasarlanmadan önceki kazancı.	71
Şekil 4.19: 8. derece BG uyumlaştırma devresinin TPG grafiği (Mavi: Uyumlaştırma devresi olan, Yeşil: Uyumlaştırma devresi olmayan)	72
Şekil 4.20: $t = 0.8, 0.9, 1.0, 1.1, 1.2$ için uyumlaştırma devresinin TPG değişimi (a) Genlik, (b) dB	73
Şekil 4.21: En son tasarlanan 8. derece BG uyumlaştırma devresinin TPG grafiği (Mavi: Uyumlaştırma devresi olan, Yeşil: Uyumlaştırma devresi olmayan).....	75
Şekil 4.22: $t = 0.8, 0.9, 1.0, 1.1, 1.2$ için yeni uyumlaştırma devresinin TPG değişimi (a) Genlik, (b) dB.....	76

TABLO LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 2-1: Frekans dönüşümleri ile elde edilen gerçek elemanlar:	15
Tablo 2-2: Farklı yapılardaki MEMS aygıtları [51]:.....	21
Tablo 2-3: Ayarlanabilir eleman teknolojilerinin karşılaştırılması:	24
Tablo 3-1: 12-50 Ω empedans dönüştürücü filtrenin eleman değerleri:.....	41
Tablo 4-1: Yükün değişimi için tasarlanan uyumlaştırma devrelerinin değerleri:.....	53
Tablo 4-2: Optimizasyon sonucu elde edilen sabit elemanların değerleri:	55
Tablo 4-3: Cp'nin değişimi ile diyotlara uygulanması gereken ters gerilim değerleri:	55
Tablo 4-4: Üç ayrı gruba ayrılan Cp değişimleri için uygulanması gereken ters gerilim değerleri:.....	56
Tablo 4-5: 4. derece BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayıları:	59
Tablo 4-6: AF'ne bağlı 4. derece BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayıları:	60
Tablo 4-7: 6. derece BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayıları	64
Tablo 4-8: AF'ne bağlı 4. derece BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayıları:	65
Tablo 4-9: Uyumlaştırma devresi tasarlanacak olan antenin boyutları (Birimler mm cinsindedir.):	69
Tablo 4-10: Denklem (4.9)'da verilen giriş empedansının pay ve payda polinomu katsayıları:	72
Tablo 4-11: Tasarlanan yeni uyumlaştırma devresinin giriş empedansının pay ve payda polinomu katsayıları:	74

SİMGE VE KISALTMA LİSTESİ

Simgeler Açıklama

Ω	: Ohm
Hz	: Hertz
rad	: Radyan
s	: Saniye

Kisaltmalar Açıklama

ADC	: Analog-Digital Converter (Analog-Dijital Dönüştürücü)
AF	: Ayarlama Faktörü
AG	: Alçak Geçiren
BG	: Bant Geçiren
BS	: Bant Söndüren
BST	: Barium-Strontium-Titanate
CMOS	: Complementary Metal Oxide Semiconductor (Bütünleyici Metal Oksit Yarıiletken)
DCS	: Digital Cellular System (Dijital Hücresel Sistem)
GPS	: Global Positioning System (Küresel Konum Bulma Sistemi)
GSM	: Global System for Mobile Communications (Mobil İletişim için Küresel Sistem)
FET	: Field Effect Transistor (Alan Etkili Transitör)
IL	: Insertion Loss (Araya Girme Kaybı)
LNA	: Low Noise Amplifier (Düşük Gürültülü Kuvvetlendirici)
LTE	: Long-Term Evolution (Uzun Vadeli Evrim) MEMS, İngilizce “Micro-Electro-Mechanical Systems” (Mikro-Elektro-Mekaniksel Sistemler)
MEMS	: Micro-Electro-Mechanical Systems (Mikro-Elektro-Mekaniksel Sistemler)
PA	: Power Amplifier (Güç Kuvvetlendirici)
PA	: Parametric Approach (Parametrik Yaklaşım)
PCS	: Personal Communications Service (Kişisel Haberleşme Servisi)
RF	: Radyo Frekans

RF-DCT	: Real Frequency Direct Computational Technique (Reel Frekans Doğrudan Hesaplama Yöntemi)
RFT	: Reel Frekans Teknikleri
UMTS	: Universal Mobile Telecommunications System (Evrensel Mobil İletişim Sistemi)
Wi-Fi	: Wireless Fidelity (Kablosuz Sadakat)
YG	: Yüksek Geçiren
YIG	: Yttrium-Iron-Garnett
YTR	: Yazılım Tanımı Radyo



ÖZET

DOKTORA TEZİ

GENİŞ BANDLI AYARLANABİLİR MİKRODALGA ANTEN UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIMI

Çağatay AYDIN

İstanbul Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. Sıddık YARMAN

Kablosuz haberleşme cihazlarının teknoloji ile gelişip sayılarının ve becerilerinin artması nedeniyle bazı sorunlar ortaya çıkmıştır. Kablosuz haberleşme cihaz çeşitlerinin artması ile frekans spektrumu yetersiz kalmaktadır ve becerilerinin artması ile de bir cihazın birden fazla frekans bandında kullanılabilir olması gerekmektedir. Bu sorunları ortadan kaldırmak için “Bilişsel Radyo” ve “Yazılım Tanımlı Radyo” fikirleri ortaya atılmıştır. Bu fikirlerin gerçekleştirilebilmesi için de ayarlanabilir filtreleme, uyumlaştırma devrelerine, kuvvetlendiricilere ve antenlere ihtiyaç duyulmaktadır.

Bu tez kapsamında ayarlanabilir filtreler ve uyumlaştırma devreleri ve bu devreler için kullanılması gereken ayarlanabilir devre elemanları incelenmiştir. Bunun yanı sıra uyumlaştırma devresi tasarımı için literatürdeki mevcut “Reel Frekans Teknikleri” için bant geçiren frekans karakteristiğini sağlayan daha basit bir çözüm önerilmiştir. Ayrıca literatürde ayarlanabilirlik çalışmaları sadece frekansın ötelenmesi ve bant genişliğini değiştirmek için mevcut olsa da uyumlaştırma devreleri söz konusu olduğu zaman yükün değişiminin de ayarlanabilirlik incelemelerine dâhil edilmesi gerekmektedir. Yükün değişimine göre ayarlanabilirliği için genel bir yaklaşımın elde edilmesi zor olsa da frekansı ötelenmesi için genel bir yaklaşım bulmak mümkündür. Bu tezde ayarlanabilir

filtre uyumlaştırma devreleri için elemanların değişimine bağlı olarak basit genelleştirilmiş bir yaklaşım önerilmektedir.

Mayıs 2017, 105 sayfa.

Anahtar kelimeler: Ayarlanabilir Filtreler, Ayarlanabilir Uyumlaştırma Devreleri, Reel Frekans Teknikleri, Parametrik Yaklaşım, Reel Frekans Doğrudan Hesaplama Yöntemi



SUMMARY

Ph.D. THESIS

DESIGN OF ULTRA WIDEBAND TUNABLE MICROWAVE ANTENNA MATCHING NETWORK

Çağatay AYDIN

İstanbul University

Institute of Graduate Studies in Science and Engineering

Department of Electrical and Electronic Engineering

Supervisor : Prof. Dr. Sıddık YARMAN

The development of wireless communication devices causes increasing the numbers of these devices and improving their skills which reveals different problems such that, the frequency spectrum is insufficient for too much types of wireless communication devices and with the improved skills, one device should be used in more than one frequency band. The ideas of "Cognitive Radio" and "Software Defined Radio" come up to remove these problems. Tunable filters, matching networks, amplifiers and antennas are needed to realize these ideas.

In this thesis, tunable filters and matching networks and also tunable circuit elements which should be used for these circuits are examined. In addition, a simpler solution is proposed for to design of matching networks with the "Real Frequency Techniques" to achieve bandpass frequency characteristic. The studies of tunability are only available in the literature for the frequency shifting and changing the bandwidth. Also the load perturbation effects should be included in the tunability studies when the matching networks are concerned. Although it is difficult to obtain a general approach for tunability according to the load perturbation, it is possible to obtain a general approach to frequency shifting. In this thesis, a simple generalized approach is proposed based on the change of elements to design tunable filters and matching networks.

May 2017, 105 pages.

Keywords: Tunable Filters, Tunable Matching Networks, Real Frequency Techniques, Parametric Approach, Real Frequency Direct Computational Technique



1. GİRİŞ

Teknolojinin son yıllardaki gelişimi ile mobil cihazların işlevselliği artmış ve bunun paralelinde bu cihazların kullanımı yaygınlaşmıştır. Bu duruma en basit örnek cep telefonu olarak gösterilebilir. Daha önceki yıllarda bazı tasarım denemeleri olmasına rağmen bildiğimiz anlamdaki ilk cep telefonları 1980'lerin başında üretilmiştir. Türkiye'de ise ilk cep telefonu görüşmesi 1994 yılında dönemin cumhurbaşkanı ve başbakanı tarafından yapılmıştır. Üretilen ilk cep telefonu modelleri büyüktü, ağırdı ve pili nedeniyle kullanım süresi kısaydı. 1 saatlik telefon görüşmesine olanak tanıyan modellerin ağırlıkları 500 gr civarındaydı. Teknolojinin gelişimi ile ilk önce telefonların boyutları küçülmüştür ve hafiflemeye başlamıştır. Daha sonraki yıllarda pil ömrü ve kullanım süresi artmıştır. Türkiye'de kurulan ilk GSM altyapısı 900 MHz'te faaliyet göstermekteydi. Üretilen ilk cep telefonlarının kullanım amacı sadece ses transferi iken sonraları mesaj gönderme, resimli mesaj gönderme, görüntülü görüşme gibi özellikler eklenmiştir. Bahsi geçen bu özelliklerin kullanılabilmesi için cep telefonlarının daha yüksek frekanslara ve daha geniş frekans bandına ihtiyaç duyulmuştur ve buna göre iyileştirmeler yapılmıştır. Günümüzde ise kablosuz internetin, yer bulucu sistemlerin ve çoklu ortamın cep telefonlarına eklenmesi ile kullandığımız küçük birer bilgisayar olup akıllı telefon adını almıştır ve kullanım oranı artmıştır. Günümüzde Türkiye'deki hanelerin %96.9'unda cep telefonu veya akıllı telefon bulunmaktadır [1]. Yukarıda sayılan servislerin her birinin etkin olarak kullanılabilmesi için akıllı telefonlar, içerisinde birçok kablosuz haberleşme devresini ve antenini içerisinde barındıran cihazlara dönüşmüştür. Bu kablosuz haberleşme sistemleri,

- Sesli görüşmeyi ve mesaj göndermeyi sağlayan GSM (700/800/900 MHz),
- GSM servislerine ek olarak düşük hızlarda da olsa internet erişimini mümkün kılan DCS 1800 MHz ve PCS 1900 MHz,
- Görüntülü görüşme ve yüksek hızlı internet erişimine olanak tanıyan UMTS diğer adıyla 3G (2100 MHz),

- 2016 yılı içerisinde Türkiye’de kullanmaya başladığımız ve çok yüksek hızlı internet erişimi yapabildiğimiz LTE (800/1900/2100/2600 MHz),
- Kablosuz internet erişimi için Wi-Fi (2.4 GHz ve 5.2 GHz),
- Kablosuz veri transferi için Bluetooth (2.5 GHz),
- Konum belirleme için GPS (1.5 GHz),
- Bazı telefonlarda bulunan FM radyo.

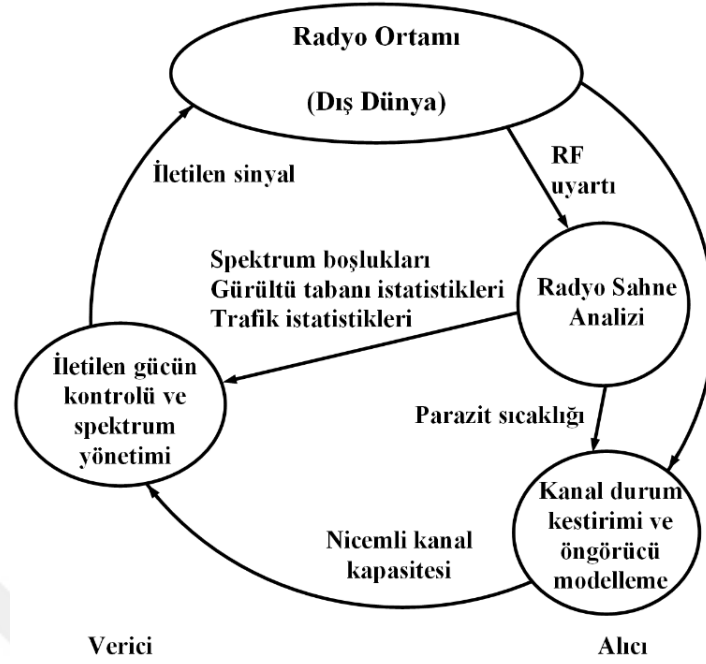
Şu an piyasada bulunan en basit akıllı telefon yukarıdaki kablosuz haberleşme sistemlerinden bir kaçını ya da hepsini içerisinde barındırmaktadır. İçerisinde barındırdığı her bir kablosuz haberleşme standardı için ayrı ayrı ADC (Analog-Dijital Dönüştürücü), anten, filtre, LNA (Düşük Gürültü Kuvvetlendiricisi), karıştırıcı vb. gibi devrelere ihtiyaç duymaktadır [2]. Bu da mobil sistemler için maliyet artışı, büyük boyut ve fazla güç tüketimi gibi sorunlar meydana getirmektedir [3]. Devre sayısının fazla olması ana kart üzerinde kaplayacağı alanın büyük olması dolayısıyla mobil cihazın boyutunun büyük olması anlamına gelmektedir. Her bir devre için güç ihtiyacı olacağı için sistemin toplam güç tüketimi doğrudan etkilenecektir. Maliyet için de şu örneği vermek doğru olacaktır; Avrupa’nın 3G’ye geçerken tüm donanım alt yapısını yenilemek ve gerekli lisansları almak için harcamış olduğu para yaklaşık olarak 200 Milyar \$’dır [4]. Bahsi geçen bu olumsuzluklar üretici, servis sağlayıcı ve devletler için söz konusudur. Öte yandan kullanıcı tarafı ele alınırsa, kullanıcının son teknoloji ile elde edilen avantajlardan faydalanabilmesi için (örneğin, GSM’den 3G’ye geçiş ya da 3G’den LTE’ye geçiş ile görüntülü konuşma ya da kazanılan bant genişliği ve hızlı internet erişimi) sürekli cihaz değiştirmesi gerekmektedir. Ayrıca telefonun tüm kablosuz haberleşme frekanslarını kapsayabilmesi için içerisinde çok fazla devre olacağından daha büyük telefon taşımak zorunda kalacaktır ve kısa pil ömrüne sahip olacaktır. Dolayısıyla taşınabilirlikten feragat etmek zorunda kalacaktır. Bu durumu akıllı telefon özelinden çıkardığımızda benzer sorunların günümüzde kullanılan diğer mobil cihazlarda da (tablet, dizüstü bilgisayar, taşınabilir yazarkasalar, mal dağıtımı yapan kişilerin kullandığı el terminalleri) olduğu görülmektedir.

Sivil ve ticari kullanımın yanı sıra mobil olmanın önemli olduğu diğer bir alan askeriyedir. Operasyon ve savaş durumunda birliklerin hareketinin kısıtlanmamasının yanı sıra iletişiminin kesilmemesi ve uzun süreli olması beklenir. Askerin kullandığı telsiz ve uydu haberleşme cihazlarının taşınabilir olması ordunun manevra kabiliyeti açısından

önemlidir. Bunun da ötesinde taraflar birbirine üstünlük kurmak adına karşı tarafın haberleşmesini engelleyecek saldırılarda bulunur. Bu saldırıların başında iletişimi kesmek ve iletişimin şifrelemesini çözmek gelmektedir. Benzer şekilde haberleşme için telsizi kullanan polis, itfaiye jandarma, sivil savunma gibi ekiplerin de operasyonlarının gölgeleme ya da parazit gibi etkiler nedeniyle aksamaması gerekmektedir.

Bütün bu sorunların çözümü için “Bilişsel Radyo” [5], [6] ve “Yazılım Tanımlı Radyo (YTR)” [7] kavramları ortaya atılmıştır. Bu kavramları açıklamak gerekirse,

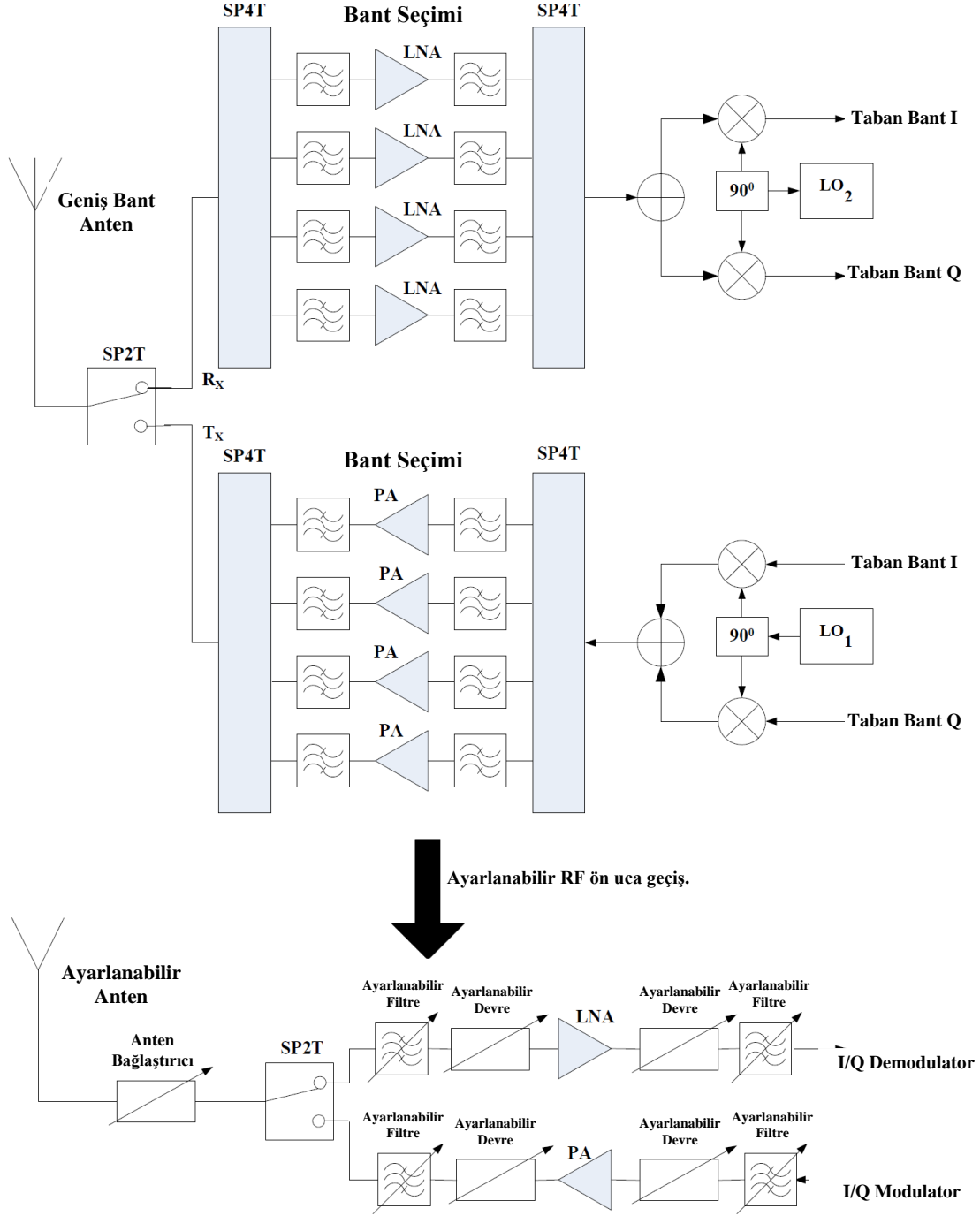
- *Bilişsel Radyo*, kablosuz haberleşme yapan bir cihazın, etrafındaki radyo ortamını dinlemesi ve onunla etkileşimde bulunması sonucu, uygun haberleşme parametrelerinin ayarlamalarını yaparak hem haberleşmenin en iyi şekilde yapılmasını hem de frekans spektrumun daha etkin kullanılmasını sağlayan akıllı sistemlerdir. Şekil 1.1’de grafik olarak gösterilen bu işlemi biraz daha açıklamak gerekirse, daha önceden belirlenmiş sabit bir frekansta haberleşmesi gereken kullanıcı, kendi frekansının dolu olması ya da farklı bir nedenden ötürü o frekansın kullanılamıyor olması durumunda bilişsel radyo sayesinde spektrumda daha az yoğun olan yani uygun bir frekansa geçerek (fakat o frekansın asıl kullanıcılarını rahatsız etmeyerek ve girişime neden olmayacak şekilde) haberleşmesini iyileştirebilecektir.
- *Yazılım Tanımlı Radyo*, ayarlanabilir devre elemanlarından, dolayısıyla ayarlanabilir devrelerden oluşan cihazın, yazılımında tanımlanan önemli haberleşme parametrelerini (merkez frekans, bant genişliği, seçicilik vb.) yazılım güncellemesi ile değiştirerek donanımını yeniden ayarlamasıdır. Şekil 1.2’de yukarıda anlatılan, birçok kablosuz haberleşme frekansını karşılık gelen sabit devreleri içerisinde barındıran, çoklu standart kablosuz haberleşme sisteminden YTR’ya uygun ayarlanabilir sisteme geçişi gösteren blok diyagram gösterilmiştir. YTR’nun öncelikli amacı tek bir cihaz ile mümkün olduğunca çok sayıda haberleşme standardını kapsamasıdır.



Şekil 1.1: Temel bilişsel döngü [6].

İlk YTR uygulaması ABD'nin "SpeakEasy" adını verdiği askeri programdır [4]. YTR'nun askeri bağlamda başarılı olacağı açıktır çünkü sadece şifrelemeyi değiştirmekle kalmayıp aynı zamanda modülasyonu, kanalı, bant genişliğini ve ses çözücü tipini de yeniden ayarlayabilir. Sivil ve ticari anlamda faydası düşünülürse, servis sağlayıcı tüm alt yapıyı değiştirmeden sadece yazılım güncellemesi ile donanımı değiştirerek yeni teknolojiyi hayata geçirebilecektir. Kullanıcı da yine yazılım güncellemesi ile cihazı yenilemeden yeni teknolojiye erişebilecektir.

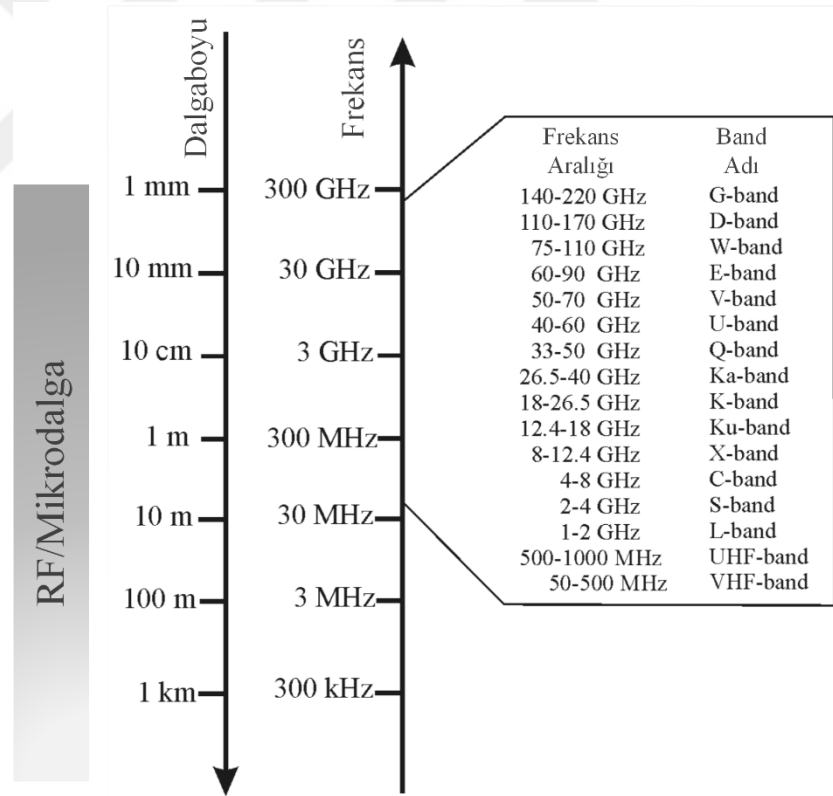
Yukarıda sayılan avantajları nedeniyle son yıllarda Bilişsel Radyo ve YTR üzerine yapılan çalışmalar artmıştır. Bu iki teknolojiyi destekleyen cihazların içinde mutlaka ayarlanabilir devre elemanları (endüktör ve kapasitör) ve devreler (anten, filtre, kuvvetlendiriciler vb) olması gerekmektedir. Yapılan çalışmalar da bu iki başlıkta yoğunlaşmıştır. Bu çalışmada ise öncelikli olarak, ayarlanabilir filtre tasarımları incelenecek, daha sonra elde edilen sonuçlar ile ayarlanabilir anten uyumlaştırma devresi tasarımı yapılacaktır. Ayarlanabilir devre için gerekli olan ayarlanabilir devre elemanlarının da incelemesi ayrıca yapılacaktır. Buna göre mevcut elemanların ve teknolojilerinin araştırması yapılarak, bunların avantajları ve dezavantajları irdelenecek ve bu çalışmada tasarlanacak olan ayarlanabilir filtre ve anten uyumlaştırma devresi için uygun olan devre elemanları belirlenecektir.



Şekil 1.2: Çoklu standart kablosuz haberleşme sisteminden ayarlanabilir RF ön uca geçişi gösteren blok diyagramı [8].

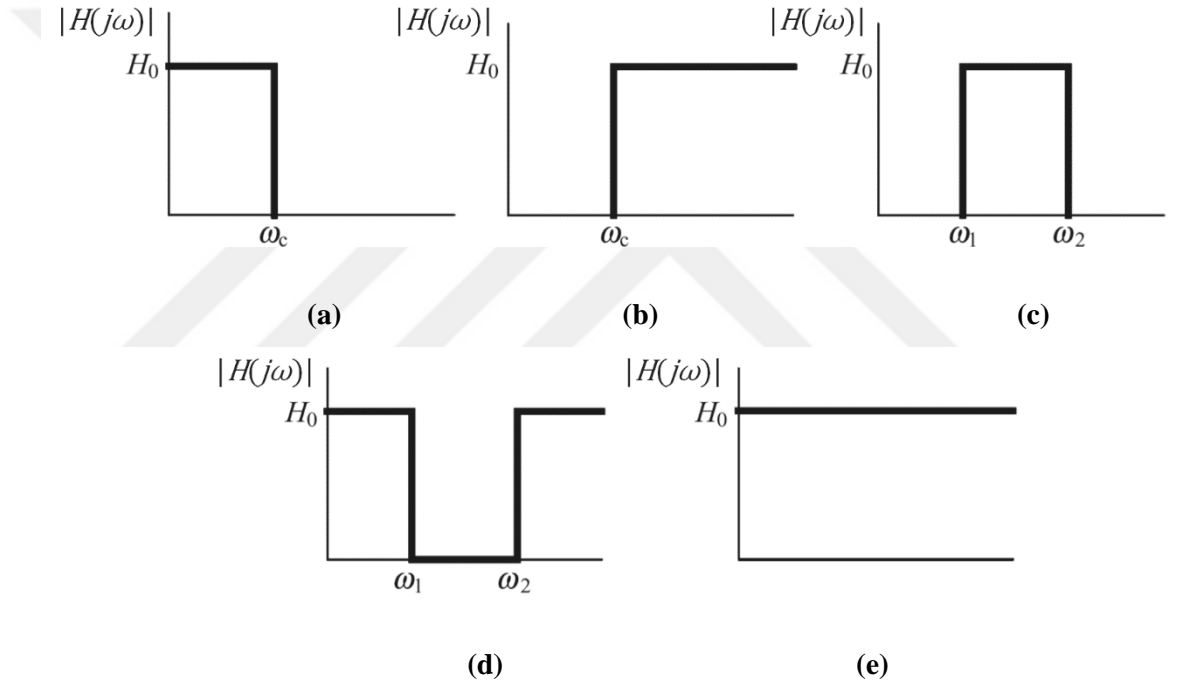
2. GENEL KISIMLAR

Frekans spektrumunun 300 MHz ve 300 GHz arasında kalan bölgedeki elektromanyetik dalgalar “Mikrodalga” olarak adlandırılmaktadır. Mikrodalgaların bulunduğu spektrumunun üst tarafında optik, mor ötesi ve X ışınları; alt tarafında ise “Radyo Frekans” (RF) spektrumu bulunmaktadır. Benzer tasarım yöntemleri ve üretim teknolojileri kullanıldığı için RF ve mikrodalga frekanslar genelde birlikte anılırlar. Şekil 2.1’de RF/mikrodalga frekans spektrumu ve boş uzay için bu frekanslara karşılık gelen dalga boyu büyüklükleri gösterilmiştir. RF/mikrodalga devrelerin haberleşme, radar, radyo astronomi, algılama, medikal cihazlar vb. gibi çok fazla uygulama alanı mevcuttur.



Şekil 2.1: RF/mikrodalga frekans spektrumu ve mikrodalga spektrumu içerisindeki bant isimleri [9].

Şekil 2.1’den de görülebileceği üzere, mikrodalga spektrumu kendi içerisinde de birçok alt frekans bandına ayrılmıştır. Bu alt frekans bantlarının her biri yine kendi içerisinde daha dar aralıklara bölünmüştür. Bu dar frekans aralıklarının birbirine karışmasını engelleyen devrelere filtre adı verilmektedir. Filtreler genellikle, iletilmesi istenen frekansları geçiren, istenmeyen frekansları ise geçirmeyen iki kapılı devrelerdir. Ancak bazı durumlarda iki ya da daha çok frekansı bir araya getirmek için de kullanılabilirler. Şekil 2.2’de gösterildiği gibi, filtreler frekans cevabına göre; alçak geçiren (AG), yüksek geçiren (YG), bant geçiren (BG), bant söndüren (BS) ve tam geçiren (TG) olmak üzere beşe ayrılmaktadırlar.



Şekil 2.2: Frekans cevabına göre filtre türleri: (a) Alçak geçiren, (b) Yüksek geçiren, (c) Bant geçiren, (d) Bant söndüren, (e) Tam geçiren.

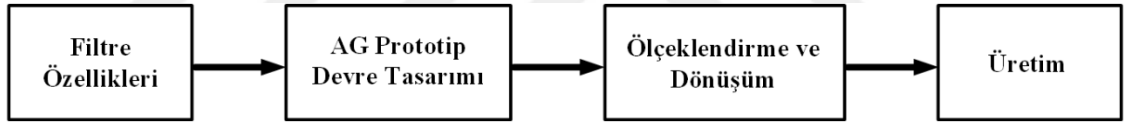
Filtre teorisinin ve uygulamalarının gelişimi 1930’lu yılların sonunda başlamış olup, bu çalışmalar çoğunlukla telefon ve radyo gibi alçak frekansa yönelik çalışmalardı. 1950’li yılların başında G: Matthaei, L. Young ve E. Jones yayımladıkları kitapla [10] bütün tasarım teorilerini ve yöntemlerini birleştirmişlerdir [11]. Bu kitapta [10], toplu ve dağılmış elemanlardan oluşan filtrelerin, uyumlaştırma devrelerinin ve eşleme yapılarının tasarımına yönelik daha detaylı teoriler bulunmaktadır. Bu çalışmada ise filtre yapıları incelenirken öncelikle günümüzde yaygın bir şekilde kullanılan “Insertion Loss” (IL – Araya Girme Kaybı) yöntemi kullanılacaktır [11].

2.1. ARAYA GİRME KAYBI YÖNTEMİ ile MERDİVEN FİLTRE TASARIMI

Kaynak ile yük arasına eklenen devrenin neden olduğu güç kaybına “Araya Girme Kaybı” (IL) adı verilmektedir. Birimi desibeldir. Filtrelerin geçirme bandındaki IL'nın 0'a yakın olması beklenmektedir.

$$IL = 10 \log \left(\frac{\text{Kaynağın kullanılabilir gücü}}{\text{Yüke aktarılan güç}} \right) \quad (2.1)$$

IL yönteminde [9]–[17] ilk önce normalize elemanlardan oluşan ve normalize köşe frekansına sahip AG prototip devre belirlenir. Daha sonra bu devre kullanılarak, frekans dönüşümleri ile istenilen frekans aralığında, gerçek eleman değerleri ile filtre tasarımı sonuçlanmış olur. Bu yöntem kullanılarak tasarlanan filtreler toplu elemanlardan (kapasitörler ve endüktörler) oluşmaktadır. Yüksek frekans uygulamaları için daha uygun olan iletim hatlarından oluşan dağılmış elemanlı tasarımları yapmak için Richards dönüşümü ve Kuroda özdeşlikleri kullanılabilir. Bu süreç Şekil 2.3'de gösterilmiştir.

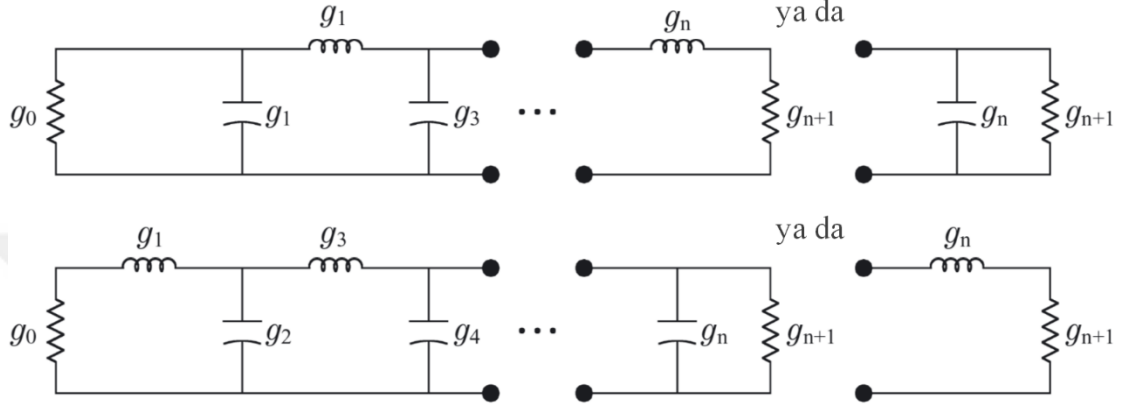


Şekil 2.3: IL yöntemi ile filtre tasarım adımları [11].

AG prototip filtreler merdiven yapıdadırlar. Yani bu filtrelerin transfer fonksiyonlarının sıfırları sol yarı düzlemedir. Bu şekilde sıfırları sol yarı düzlemde bulunan filtrelere minimum faz filtreleri adı verilmektedir. Filtrenin kayıpsızdır ve iki ucundan dirençle sonlandırılmıştır. Şekil 2.4'te görülebileceği üzere AG prototip merdiven tipi filtreler ilk devre elemanının seri endüktör ya da şönt kapasitör olmasına ve toplam eleman sayısının çift ya da tek olmasına bağlı olarak dört farklı topolojide olabilmektedir. AG prototip filtrelerin kaynak tarafındaki sonlandırma direncinin değeri olarak $g_0 = 1 \Omega$ 'dur ve normalize kesim frekansı $\Omega_c = 1 \text{ rad/s}$.

Filtre özellikleri kesim frekansı, bant genişliği, geçirme bandındaki dalgalılık, söndürme bandındaki zayıflama ve söndürme bandı frekansı gibi parametrelerden oluşmaktadır. Filtrenin eleman değerlerinin belirlenebilmesi için ilk başta filtre özelliklerinin ve frekans cevabı tipinin belirlenmesi gerekmektedir. Frekans cevabına göre başlıca filtre çeşitleri

Butterworth, Chebyshev ve eliptiktir. Eliptik filtreler sonlu iletim sıfırlarına neden olan rezonans devrelerinden meydana geldikleri için dolayısıyla daha karmaşık üretim aşamaları gerektirdiği için bu çalışmada daha çok merdiven yapıda Butterworth ve Chebyshev filtreler üzerinde durulmuştur. Diğer filtre türleri ile ilgili detaylı bilgiler literatürde bulunmaktadır [9]–[17].



Şekil 2.4: Başlangıç elemanına ve toplam eleman sayısına göre olası devre topolojileri.

2.1.1. Butterworth Alçak Geçiren Prototip Filtre

Butterworth yaklaşımında, filtrenin transfer fonksiyonu, geçirme ve söndürme bandında düz bir karakteristik göstermektedir. Butterworth filtrelerin transfer fonksiyonu, köşe frekansı $\Omega_c = 1 \text{ rad/s}$ 'de $IL = 3.01 \text{ dB}$ olacak şekilde,

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (2.2)$$

ile ifade edilir. Burada n , filtrenin derecesini ve aynı zamanda toplam eleman sayısını göstermektedir.

Filtrenin normalize eleman değerleri ise,

$$g_0 = g_{n+1} = 1.0$$

$$g_i = 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \Big|_{i=1,2,\dots,n} \quad (2.3)$$

ile hesaplanmaktadır. Farklı eleman sayısı için normalize eleman değerleri tabloları [9]–[17] ve literatürdeki birçok kaynakta bulunabilir.

Tasarlanması istenen filtrenin özelliklerine göre toplam eleman sayısı,

$$n \geq \frac{\log(10^{0.1L_{As}} - 1)}{2 \log \Omega_s} \quad (2.4)$$

kullanılarak tespit edilir. Bu denklemde Ω_s , minimum söndürme bandı frekansını ve L_{As} ise bu frekanstaki zayıflama değerini temsil etmektedir. $\Omega_s > \Omega_c$ olacak şekilde seçilmesi gerektiği unutulmamalıdır.

2.1.2. Chebyshev Alçak Geçiren Prototip Filtre

Chebyshev cevabında, geçirme bandında eş dalgınlık mevcutken söndürme bandı düz karakteristiğe sahiptir. Transfer fonksiyonu ise,

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2.5)$$

ile ifade edilir. Burada ε , dalgınlık sabiti adını almaktadır ve dB cinsinden geçirme bandı dalgınlığı L_{Ar} 'na bağlı olarak,

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (2.6)$$

ile hesaplanmaktadır.

Denklem (2.5)'teki $T_n(\Omega)$, n 'ye bağlı olan Chebyshev fonksiyonudur. Bu fonksiyon,

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \arccos \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{arccosh} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

eşitliği ile tanımlanır. Chebyshev fonksiyonuna göre tasarlanan filtrenin normalize eleman değerleri de aşağıda verilmiştir.

$$g_0 = 1.0$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (2.8)$$

$$g_i = \frac{1}{g_i - 1} \frac{4 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)} \Bigg|_{i=2,3,\dots,n} \quad (2.8)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & , n \text{ tek için} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & , n \text{ çift için} \end{cases} \quad (\text{devam})$$

Burada,

$$\beta = \ln \left[\coth \left(\frac{L_{Ar}}{17.37} \right) \right]$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right)$$

Denklem (2.8)'den görülebileceği üzere normalize eleman değerleri toplam eleman sayısına bağlı olduğu gibi L_{Ar} 'ya da bağlıdır. Farklı L_{Ar} değerine sahip, çeşitli eleman sayısı için eleman değerleri tabloları [9]–[17] ve literatürdeki farklı kaynaklardan bulunabilir.

Eliptik, Bessel, Gaussian vb. frekans cevabına sahip filtreler bu tezin kapsamında bulunmadığı için atlanmıştır ancak detaylı bilgiler literatürde bulunabilir.

2.1.3. Empedans ve Frekans Dönüşümleri

Normalize elemanlardan oluşan ve normalize köşe frekansına sahip AG prototip filtre tasarımı için ilk önce frekans cevabı belirlenir. Daha sonra verilen filtre parametrelerine göre toplam eleman sayısı ve toplam eleman sayısına göre de normalize eleman değerleri hesaplanır. Tasarlanan prototip filtrenin denormalize edilebilmesi yani gerçek eleman değerlerinden oluşan filtrenin elde edilebilmesi için empedans ve frekans ölçeklendirmesi yapılması gerekmektedir. Bunun için AG prototip filtreye AG-AG, AG-YG, AG-BG ve AG-BS gibi dönüşümler uygulanmalıdır.

Empedans ölçeklendirmesi, Şekil 2.4'te gösterilen AG prototip filtrenin ilk elemanı olan $g_0 = 1.0$ yerine, üretimde filtrenin kaynak empedans değeri Z_0 ile çalışmasını sağlayan ayarlamadır. Bu ölçeklendirme Denklem (2.9) verilmiştir.

$$\gamma_0 = \begin{cases} Z_0/g_0 & , g_0 \text{ direnç ise} \\ g_0/Y_0 & , g_0 \text{ iletkenlik ise} \end{cases} \quad (2.9)$$

Frekans dönüşümlerinin nasıl yapılması gerektiği ise aşağıda açıklanmıştır.

2.1.3.1. Alçak Geçiren Dönüşüm

Bu dönüşüm ile AG prototip filtre kullanılarak gerçek AG filtre tasarlanabilmektedir. Aşağıda gösterilen frekans dönüşümü kullanılmalıdır.

$$\Omega = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \omega \quad (2.10)$$

Denklem (2.10)'da Ω_c , normalize köşe frekansı ve $\Omega_c = 1$ olduğu unutulmamalıdır. ω_c ve ω ise sırasıyla gerçek köşe frekansı ve gerçek açısal frekans eksenidir. Gerçek eleman değerleri ise,

$$\begin{aligned} L &= \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \gamma_0 g & ; g, \text{ normalize endüktans değeridir.} \\ C &= \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g}{\gamma_0} & ; g, \text{ normalize kapasitans değeridir.} \end{aligned} \quad (2.11)$$

ile hesaplanır.

2.1.3.2. Yüksek Geçiren Dönüşüm

AG prototip filtreden YG filtre tasarlanabilmesini sağlayan bu dönüşüm yöntemi için gerekli olan frekans dönüşümü aşağıda verilmiştir.

$$\Omega = -\frac{\omega_c \Omega_c}{\omega} \quad (2.12)$$

Gerçek eleman değerleri ise Denklem (2.13)'te verilen dönüşümlerle hesaplanır.

$$C = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} \quad ; \quad g, \text{ normalize endüktans değeridir.} \quad (2.13)$$

$$L = \left(\frac{1}{\omega_c \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} \quad ; \quad g, \text{ normalize kapasitans değeridir.}$$

Yukarıdaki denklemden görülebileceği gibi YG dönüşümde AG dönüşümden farklı olarak seri endüktöre karşılık seri kapasitör; şönt kapasitöre karşılık şönt endüktör gelmektedir.

2.1.3.3. Bant Geçiren Dönüşüm

BG filtre, köşe frekansları ω_1 ve ω_2 olan bir bant aralığını geçiren; bu aralık dışındaki frekansları söndüren filtrelerdir. Burada ω_1 , alt kesim frekansını ve ω_2 ise üst kesim frekansını temsil etmektedir. AG prototip filtre kullanılarak BG filtre tasarımı yapabilmek için aşağıda verilen frekans ölçeklendirme formülünün kullanılması gerekmektedir.

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.14)$$

Burada,

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad : \quad \text{Oransal bant genişliği} \quad (2.15)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad : \quad \text{Merkez frekans}$$

Denklem (2.14)'te verilen frekans dönüşümü uygulanması ile seri koldaki endüktör seri LC rezonans devresi ile; şönt kolda bulunan kapasitör ise paralel LC rezonans devresi ile yer değiştirmektedir.

Seri LC rezonans devresinin elemanlarının gerçek değerleri,

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\omega_0} \right) \gamma_0 g$$

$$C_s = \left(\frac{FBW}{\omega_0\Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} = \frac{1}{\omega_0^2 L_s}$$

; g , normalize endüktans değeridir. (2.16)

Paralel LC rezonans devresinin elemanlarının gerçek değerleri ise,

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{FBW\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0}$$

$$L_p = \left(\frac{FBW}{\omega_0\Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} = \frac{1}{\omega_0^2 C_p}$$

; g , normalize kapasitans değeridir. (2.17)

2.1.3.4. Bant Söndüren Dönüşüm

BS filtreler, BG filtrelerin tam ters işlemini gerçekleştirmektedirler. Yani belirli frekans aralığında kalan sinyalleri söndürüp bu aralık dışındakileri geçirirler. AG prototip filtre kullanılarak BS filtre tasarımı için,

$$\Omega = \frac{\Omega_c FBW}{\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)}$$

(2.18)

dönüşümü kullanılmaktadır. Bu dönüşümdeki FBW ve ω_0 tanımları Denklem (2.15)'te verilmiştir. Denklem (2.18)'te verilen frekans dönüşümü ile seri koldaki endüktör paralel LC rezonans devresi ile; şönt kolda bulunan kapasitör ise seri LC rezonans devresi ile yer değiştirmektedir.

Paralel LC rezonans devresinin elemanlarının gerçek değerleri,

$$L_p = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \gamma_0 g$$

$$C_p = \left(\frac{1}{FBW\omega_0\Omega_c} \right) \frac{1}{\gamma_0 g} = \frac{1}{\omega_0^2 L_s}$$

; g , normalize endüktans değeridir. (2.19)

Seri LC rezonans devresinin elemanlarının gerçek değerleri ise,

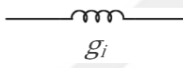
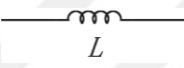
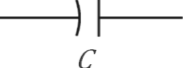

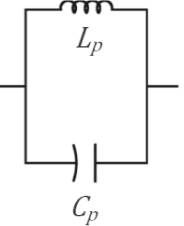
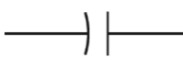
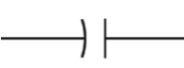
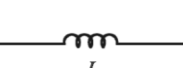
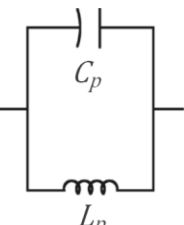
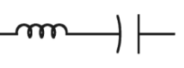
$$C_s = \left(\frac{\Omega_c FBW}{\omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0}$$

; g , normalize kapasitans değeridir. (2.20)

$$L_s = \left(\frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c} \right) \frac{\gamma_0}{g} = \frac{1}{\omega_0^2 C_p}$$

Yukarıda gösterilen dönüşümler ile normalize elemanlardan oluşan AG prototip devrelerden gerçek frekans ekseninde ve gerçek eleman değerlerine sahip AG, YG, BG ve BG filtre elde edilebileceği gösterilmiştir. Tablo 2-1'de ise normalize elemanlara karşılık her bir dönüşüm ile elde edilen gerçek elemanlar gösterilmiştir.

Tablo 2-1: Frekans dönüşümleri ile elde edilen gerçek elemanlar:

Normalize	Alçak Geçiren	Yüksek Geçiren	Bant Geçiren	Bant Söndüren
				
				

Sayıları hızla artan kablosuz haberleşme standartlarını ve cihazların hareket kabiliyetini karşılayabilmek adına filtrelerin de teknolojiye ayak uydurması, yüksek performanslı, daha küçük boyutlu, hafif ve düşük maliyetli olmalarının yanı sıra ayarlanabilirlik gibi yeni özellikleri de taşımaları gerekmektedir.

2.2. AYARLANABİLİR FİLTRELER ve UYUMLAŞTIRMA DEVRELERİ

Ayarlanabilir devre tasarımında son yıllarda elektriksel, mekanik ve manyetik olmak üzere birçok yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemler arasında mekanik teknikler yüksek

kalite faktörüne, daha iyi lineerliğe, az güç tüketimine ve düzgün IL karakteristiğine sahiptir. Ancak buna karşın büyük boyutlara sahip olması ve düşük hızlı ayarlanabilirlik gibi dezavantajları vardır [8]. Bu nedenle daha çok radar uygulamaları ile sınırlı kalmıştır. Öte yandan günümüzde kablosuz haberleşme sistemleri için ayarlanabilir devreler ince film, varaktör diyot ve MEMS anahtarlar ya da kapasitörler gibi yöntemler kullanılarak tasarlanmaktadır. Bu bölümde sayılan bu tasarım yöntemleri incelenecek olup; birbirlerine göre güç tüketimleri, lineerlikleri, boyutları ve ayarlama hızları karşılaştırılacaktır.

2.2.1. İnce Filmlerle Ayarlanabilir Devreler

En çok kullanılan ince film türü “Barium strontium titanate (BST – Baryum stronsiyum titanyum oksit)”tir. Bunlar bağımlı elektrik alan geçirgenliğine sahiplerdir. Bu da dielektrik sabitinin uygulanan elektrik alanının değişimi ile gerilimle ayarlanabilir kapasitör ya da varaktör görevi görmelerini sağlamaktadır [18]. BST’in güç tüketimi düşüktür, yüksek kalite faktörüne sahiptir ve birçok parçanın aynı anda üretimine (ince film direnç, spiral endüktör vb. gibi) olanak sağlamaktadır. Bunlara ek olarak boyutları küçüktür, dolayısıyla devre boyutlarının küçülmesini sağlamaktadır ve nanosaniye mertebesinde yüksek ayarlama hızına sahiptir [19]-[20]. BST büyük dielektrik sabiti değerlerine sahip olmaları nedeniyle fazla yük tutma kapasiteleri ile yüksek güç uygulamaları için uygunlardır [21]-[22]. Ancak lineerlikleri iyi değildir ve yüksek kaliteli ince film üretiminin zorluğu nedeniyle yüksek maliyete sahiplerdir [8].

2.2.2. Varaktör Diyotlu Ayarlanabilir Devreler

PN eklem diyotlarının hepsi fakirleştirilmiş bölgeye sahiplerdir ve bu bölgenin genişliği uygulanan gerilime bağlıdır. Eğer diyota ileri besleme uygulanırsa fakirleştirilmiş bölgenin genişliği azalır; ancak ters besleme uygulanırsa fakirleştirilmiş bölgenin genişliği artar. Diyota ters besleme uygulandığı takdirde akım geçmeyecek dolayısıyla ters direnç değeri sonsuz olacak ve bu durumda kapasitör olarak davranacaktır. Böylece ters besleme gerilimi arttırıldığı takdirde fakirleştirilmiş bölge genişliği ve buna bağlı olarak kapasitans değeri artacaktır [8]. Bu değişim Şekil 2.5’de gösterilmiştir. Ters besleme ile oluşan kapasitansın değeri ise,

frekanslarda düşük kalite faktörüne sahiplerdir ve güç tüketimleri yüksektir. Varaktörlerin lineerliklerini ve kalite faktörlerini arttırmak için birçok çalışma yapılmaktadır [26].

Literatürde sadece toplu elemanlardan oluşan varaktör diyotlu ayarlanabilir devreler [27] olsa da üretim tekniklerinin kolaylığı nedeniyle toplu ve dağılmış parametrelili elemanları içeren melez tasarımlar [28]-[29] ya da sadece eşlenmiş iletim hatlarında oluşan dağılmış parametrelili elemanları içeren tasarımlar [30]-[47] çoğunluktadır. Ayrıca literatür incelendiği takdirde yapılan çalışmaların genelde geçici yaklaşımlardan oluştuğu teorik yaklaşımların sayısının az olduğu görülmektedir [44].

Ayarlanabilir filtreler genelde iki ana başlık incelenmiştir. Bunlar, sadece merkez frekansın ayarlanabilir olduğu ancak bant genişliğinin ayrıca incelenmediği [30], [33], [43], [45], [48] ve hem merkez frekansın hem de bant genişliğinin ayarlanabildiği çalışmalardır [31], [36], [40], [46]. Bu tasarlanan filtreler varaktör diyotların kötü lineerliğinin etkilerinden kurtulmak ve kayıpların en aza inmesi için genelde 2, 3 ve 4 kutuplu olmak üzere düşük dereceli filtrelerdir [33], [35], [37]-[41], [47], [49], [50]. Bunun yanı sıra aynı anda iki frekans standardını sağlayabilecek çift bantlı ayarlanabilir tasarımlar da literatürde mevcuttur [31], [41], [42]. Kablosuz haberleşme bantlarının çoğunluğu dar ve keskin bantlara ayrılmışlardır. Bu nedenle tasarlanan filtrelerin ve uyumlaştırma devrelerinin genelde bu karakteristiği göstermelidir. Bu bağlamda tasarlanan filtreler sonlu iletim sınırlarına sahip olmalıdır. Bunun için toplu elemanlardan oluşan rezonatörlere [29], [49] ya da eşleme elemanlarından oluşan dağılmış elemanlı rezonatörlere [25], [34], [38], [40] ihtiyaç duyulmaktadır.

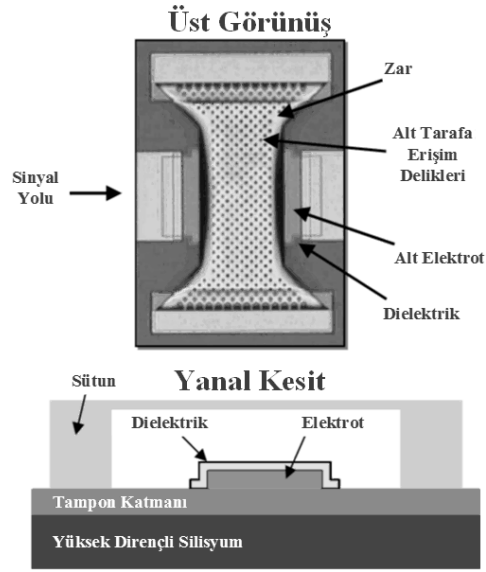
Filtreler daha önce de bahsedildiği gibi üreteç ve yük empedanslarının rezistif olduğu durumlarda sadece belirli frekansları geçirmek ve diğer frekansları söndürmek için tasarlanırlar. Bunun dışındaki durumlarda yani üreteç empedansının yük empedansına eşit olmadığı ya da karmaşık empedans değerine sahip olduğu durumlarda uyumlaştırma devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır. Dar bant için uyumlaştırma devre tasarımı basit olsa da geniş bantlı uygulamalar için daha gelişmiş yöntemler gerekmektedir. Bu nedenle ayarlanabilir uyumlaştırma devreleri tasarımı da ayarlanabilir filtre tasarımlarına göre daha zordur. Yine de literatürde az da olsa varaktörlü ayarlanabilir uyumlaştırma devresi çalışmaları mevcuttur [27], [28], [32].

2.2.3. MEMS’li Ayarlanabilir Devreler

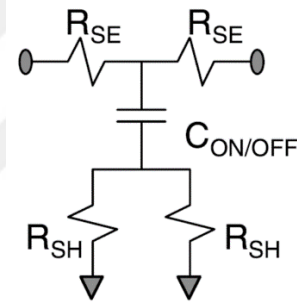
MEMS, İngilizce “Micro-Electro-Mechanical Systems” (Mikro-Elektro-Mekaniksel Sistemler) ifadesinin baş harflerinden oluşan kısaltmadır. Bu kısaltmanın açılımından da anlaşılacağı üzere MEMS’ler mikro ve daha küçük boyutlardaki elektriksel ve mekaniksel bileşenleri olan aygıtlardır.

MEMS’ler 1970’lerden beri basınç, sıcaklık, ivmeölçer vb. gibi algılayıcılarda kullanılmıştır. 1980’lerden itibaren ise MEMS anahtarlar alçak frekans uygulamaları için geliştirilmiş olup, ilk başlarda uzun bir süre laboratuvar çalışması olarak kalmışlardır. Bu anahtarlar daha çok mekanik hareketler ile iletim hatlarını açık devre ve kısa devre yapmak için kullanılmışlardır. 1990’larda ise günümüzde kullanmış olduğumuz MEMS anahtarların ve varaktörlerin temelleri atılmıştır [51]. MEMS elemanların boyutları 1 – 100 μm mertebesinde olup bu elemanlardan oluşan devrelerin boyutları ise 20 – 1000 μm mertebesinde [52].

MEMS’ler temel olarak paralel plakalı kapasitörlere benzese de bunlardan farklı olarak üst plaka elektrikli ve üst plaka ve dielektrik malzeme arasında çok az bir boşluk bulunmaktadır ki bu da üst plakanın esneyebileceği alanı oluşturmaktadır (Şekil 2.6). Üst plaka ince ve eğilebilir yapıda olduğu için zar adını almaktadır. Zarı eğilemek için alttaki plaka (elektrot) ile zar arasına gerilim uygulanarak bu iki plaka arasında elektrik alan oluşması sağlanır. Eğer bu elektrik alan yeterince kuvvetli ise zar aşağıya doğru bükülecektir ve MEMS’in kapasitansının değişmesine neden olacaktır (Şekil 2.7). Şekil 2.7’de MEMS anahtar örnek olarak gösterilmiştir ancak MEMS kapasitörler de benzer mantıkla çalışmaktadır.



(a)

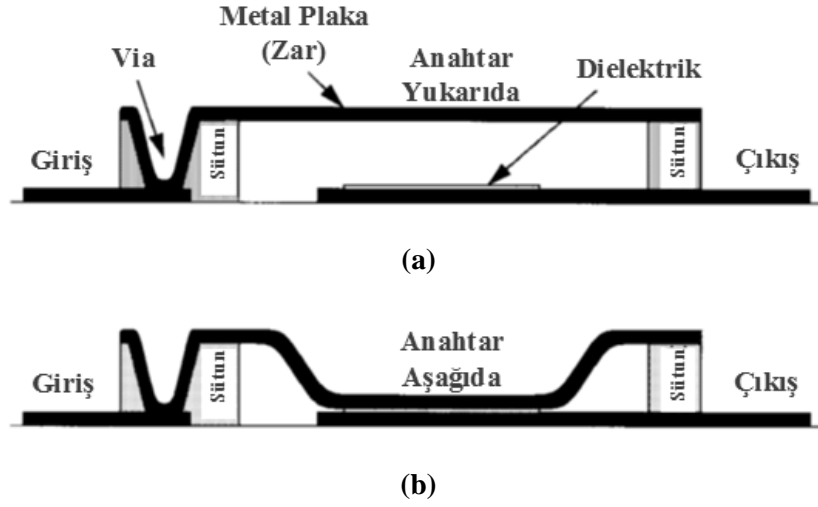


(b)

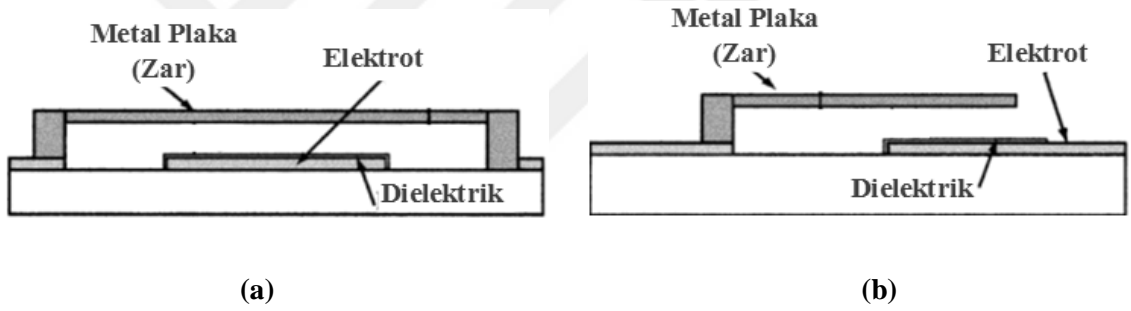
Şekil 2.6: MEMS anahtar; (a) üstten görünüşü ve yandan kesiti, (b) Eşdeğer devresi [53].

Günümüzde üretilen MEMS türlerinin kategorileri aşağıda verilmiştir [8],

- *Harekete geçirme yöntemine göre;* elektro-statik, elektro-termal, magneto-statik ve piezoelektrik,
- *Mengene yapısına göre;* sabit-sabit kiriş ve sundurma (Şekil 2.8),
- *Devre yapısına göre;* seri ve şönt
- *Zarın eğilme yönüne göre;* dikey ve yatay,
- *Temas yüzeyine göre;* metal-metal ve kapasitif.



Şekil 2.7: MEMS anahtarın üst plakanın hareketinin şematik gösterimi; (a) Anahtar yukarıda, (b) Anahtar aşağıda [54].



Şekil 2.8: Mengene türüne MEMS'ler; (a) Sabit-sabit kiriş, (b) Sundurma [55].

Yukarıda verilen MEMS türlerinin birbirleri ile karşılaştırılması Tablo 2-2'de verilmiştir.

Tablo 2-2: Farklı yapılarıdaki MEMS aygıtları [51]:

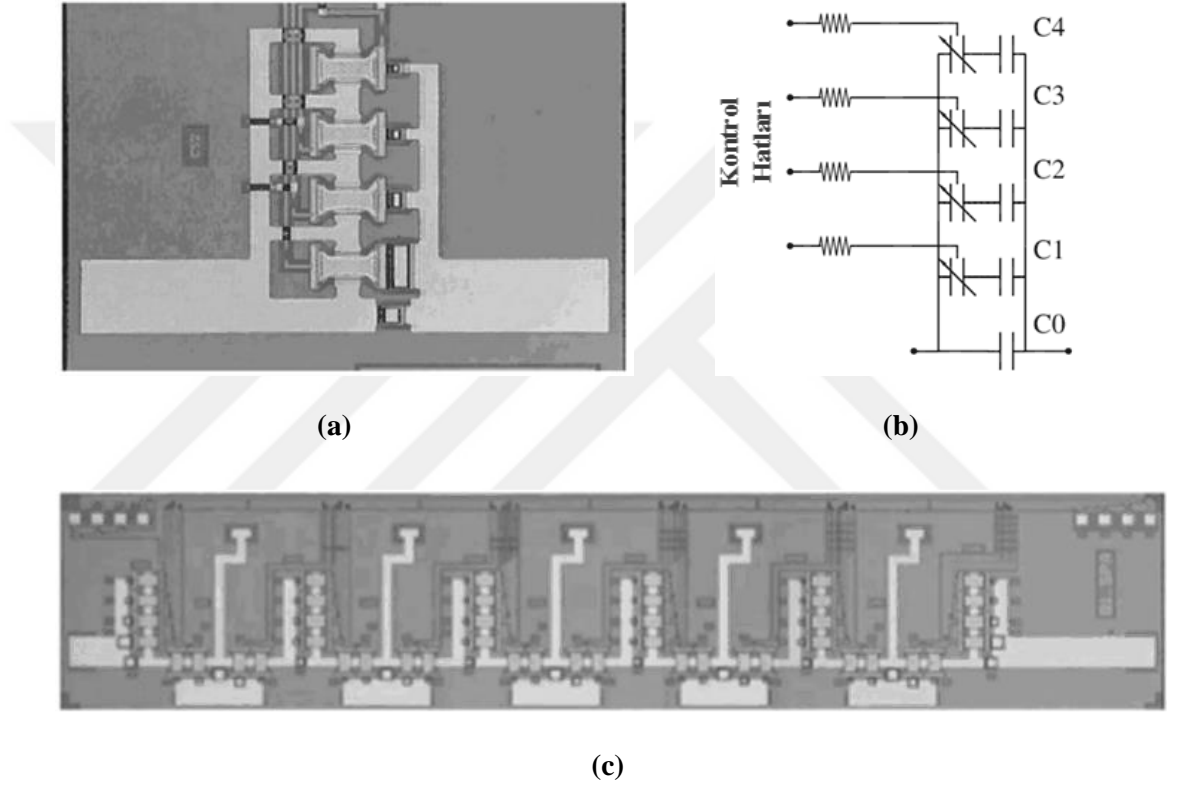
	Harekete geçirme yöntemi					
	Gerilim (V)	Akım (mA)	Güç (mW)	Boyut	Anahtarlama Süresi (μ s)	Temas Gücü (μ N)
Elektrostatik	20 – 80	0	0	Küçük	1 – 200	50 – 1000
Termal	3 – 5	5 – 100	0 – 200	Büyük	300 – 10^5	500 – 4000
Magnetostatik	3 – 5	20 – 150	0 – 100	Orta	300 – 1000	50 – 200
Piezoelektrik	3 – 20	0	0	Orta	50 – 500	50 – 200

Devre Yapısı	
Seri	<i>DC – 50 GHz</i> metal-metal temas ve düşük yukarı durum kapasitansı <i>10 – 50 GHz</i> kapasitif temas ve düşük yukarı durum kapasitansı
Şönt	<i>DC – 60 GHz</i> metal-metal temas ve toprağa düşük endüktans <i>10 – 200 GHz</i> kapasitif temas ve toprağa düşük endüktans
Zarın Eğilme Yönü	
Dikey	Küçük boyutlu aygıtlarda kullanılırlar.
Yatay	Büyük boyutlu aygıtlarda kullanılırlar.
Temas Türü (Sadece Anahtarlar için)	
Metal-Metal	<i>DC – 60 GHz</i>
Kapasitif	<i>6 – 120 GHz</i>

MEMS anahtarları ve varaktörleri öne çıkaran başlıca avantajları yüksek lineerliğe sahip olmaları, düşük akımla çalışabilmeleri nedeniyle düşük güç tüketimleri, küçük boyutlarda devreler tasarlamayı olanaklı hale getirmeleri ve mikrodalga devre üretim sürecine benzer üretim sürecine sahip oldukları için devre ile tümleştirilmiş MEMS üretimini kolaylaştırmalarıdır. Kablosuz haberleşme devreleri genelde $1 - 1000 \text{ mW}$ seviyesinde çalıştığı için iletilen sinyalin bozulmasının önüne geçmek ve kanallar arası girişimi engellemek için lineerlik çok önemlidir. Bunun yanı sıra yüksek kalite faktörüne de sahip olmaları [56]–[58] sayesinde yüksek dereceden ayarlanabilir filtre [53], [57], [59] tasarlanmasına olanak tanımaktadır.

MEMS’ler genelde yüksek frekans uygulamalarında kullanılırlar da [56], [58]–[61] alçak frekans uygulamalarında da [53], [57], [62], [63] kullanılmaktadır. MEMS’li ayarlanabilir devreler, varaktör diyotlu ayarlanabilir devrelerde olduğu gibi öncelikle merkez frekansı ayarlamaya çalışmaktadır ancak bant genişliğini sabit tutan [62] ya da bant genişliğini de ayarlayan [56] çalışmalar da literatürde mevcuttur. Daha önce de değinildiği üzere varaktör diyotlar sürekli ayarlanabilirliği elde etmek kolaydır çünkü varaktör diyotların kapasitansı gerilime bağlıdır. Tek bir varaktör diyotun geriliminin değişmesi bile devreyi ayarlamaya yardımcı olmaktadır. Buna karşın MEMS’lerde tek bir elemanla sürekli ayarlanabilirliği sağlamak zordur. Bununla ilgili çalışmalar [55],

[61], [64] olsa da yapılan araştırmalar daha çok kapasitör bankalarının kullanıldığı [53], [58], [60] ayarlanabilir devreler üzerine yoğunlaşmıştır. Kapasitör bankaları, 2 kapasitans seviyesine sahip (anahtar yukarıda ve aşağıda) MEMS anahtarlardan iki tanesinin veya daha çoğunun bir araya gelmesi ve böylece $2^{\text{Toplam MEMS anahtar sayısı}}$ kadar kapasitans değerinin elde edilmesine olanak tanır. Böylece sürekli olmasa da neredeyse sürekli ayarlanabilirlik elde edilmiş olur. Kapasite bankasından oluşan ayarlanabilir filtre örneği Şekil 2.9'da gösterilmiştir.



Şekil 2.9: 4 bitlik ayarlanabilir kapasitör bankası; (a) Üretilen, (b) Eşdeğer devre, (c) 4 bitlik MEMS kapasitör bankasından oluşan 5 kutuplu ayarlanabilir filtre [53].

Tablo 2-3'te yukarıda anlatılan ince filmin, varaktör diyotun ve MEMS'in yanı sıra başka ayarlanabilir elemanların (dijital kapasitör ve Yttrium-Iron-Garnet) karşılaştırılması verilmiştir [65].

Tablo 2-3: Ayarlanabilir eleman teknolojilerinin karşılaştırılması:

	İnce Film	Varaktör Diyot	MEMS	Dijital Kapasitör	YIG
Ayarlanabilirlik	İyi	İyi	Düşük	Yüksek	Yüksek
Kayıp	Orta	Orta	Çok İyi	Orta	Çok İyi
Kontrol Gerilimi	$< 5 - 30 V$	$< 10 V$	$< 60 V$	$< 30 V$	$< 28 V$
Ayarlama Hızı	Hızlı $< 30 ns$	Hızlı $1 - 5 ns$	Yavaş $> 5 \mu s$	Hızlı $< 12 ns$	Yavaş $> 1 ms$
Güç Tüketimi		Fazla	Çok Az	Çok Az	Çok Az
Boyut	Küçük	Küçük	Küçük	Küçük	Büyük
Entegrasyon	Kolay	Kolay	Kolay	Kolay	Zor

3. MALZEME VE YÖNTEM

Filtre tasarımında en çok kullanılan yöntem olan IL yöntemi bir önceki bölümde detaylıca anlatılmıştır. Bu yöntemde, ilk önce belirli bir frekans aralığı dolayısıyla bir bant genişliği tespit edilir; daha sonra frekans cevabının türü (Butterworth, Chebyshev vb. gibi) seçilerek ilk önce toplam eleman sayısı yani filtre derecesi, bundan sonra ise AG prototip devre ve bu devreyi oluşturan normalize eleman değerleri hesaplanır. En sonunda ise normalize eleman değerleri, istenen frekans aralığı için frekans ve empedans dönüşümleri ile denormalize edilerek gerçek eleman değerleri elde edilir. Toplu elemanlarla tasarım yapılabilmesinin yanı sıra dağılmış parametrelili elemanlarla da tasarım yapmanın da mümkün olduğu bu yöntemin kullanımı ve uygulaması pratiktir ancak unutulmamalıdır ki bu yöntem sadece filtre problemlerinde kullanılabilir ve topolojiye bağlıdır. Filtre probleminde üreteç ve yük empedansları rezistiftir.

Üreteç ve yük empedanslarından birinin ya da ikisinin karmaşık olduğu durumlarda IL yöntemi kullanılamamaktadır. Bu durumda ise problem filtre problemi olmaktan çıkıp uyumlaştırma problemine dönüşmektedir. Uyumlaştırma probleminde üreteçten yüke aktarılan gücün maksimize edilebilmesi için kayıpsız iki kapılı devreye ihtiyaç duyulmaktadır. Tasarlanan bu kayıpsız iki kapılı devre ve yükün girişinde görülen empedansın üreteç empedansının eşleniği olması gerekmektedir. Bu uyumlaştırma yöntemine eşlenik uyumlaştırma adı verilmektedir. Literatürde de [9]–[17] görülebileceği üzere bu uyumlaştırma devreleri ya tek frekans için ya da çok dar frekans bandı için tasarlanmaktadır. Günümüzde kullandığımız haberleşme sistemleri genellikle geniş bant uygulamaları içermektedir. Bu nedenle günümüz haberleşme standartlarını sağlayabilmek adına geniş bant uyumlaştırma devrelerine ihtiyaç vardır diyebiliriz.

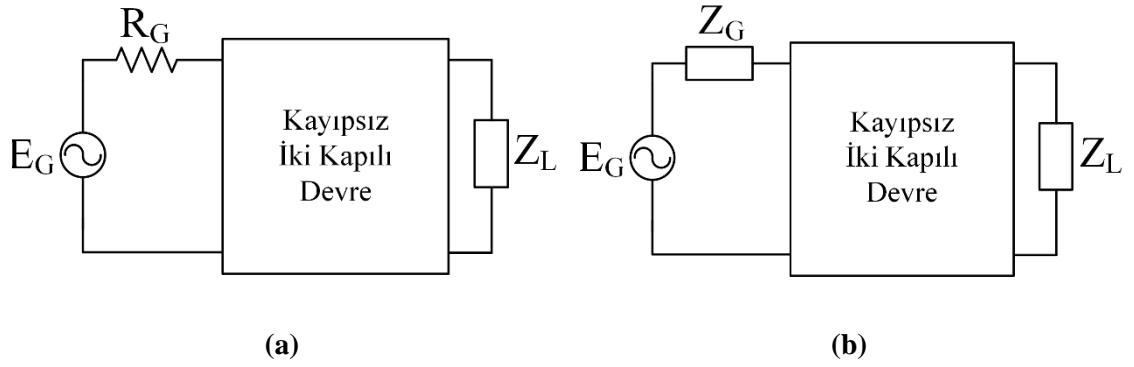
Geniş bant uyumlaştırma problemi ilk olarak kazanç-bant genişliği teorisinin geliştirilmesinden sonra ortaya atılmıştır. Kazanç-bant genişliği teorisi ilk önce paralel kapasitörden ve dirençten meydana gelen yük için üretilmiş olup [66] daha sonra herhangi bir keyfi yük için analitik olarak geliştirilmiştir [67], [68]. Ancak geniş bantlı karmaşık problemlerde analitik teori bazı zorluklar karşılaştığı için araştırmacılar

ilerleyen zamanlarda analitik teoriye alternatif, daha kullanışlı bir yöntem arayışına girmişlerdir. 1977 yılında bu soruna çözüm olarak H. J. Carlin 'Reel Frekans Teknikleri (RFT)'ni ortaya atmıştır [69]. RFT ile karmaşık geniş bantlı problemler bilgisayar destekli programlar yardımı ile sayısal olarak çözülebilmektedir. RFT'nin diğer bir avantajı ise tamamen devre topolojisinden bağımsız olmasıdır. Bu da çözümü elde etmeyi kolaylaştırmaktadır.

Şekil 3.1'de gösterilen geniş bant uyumlaştırma problemi literatürde beş başlık altında sınıflandırılmaktadır [70]. Bunlar,

- *Filtre ya da IL problemi*: Daha önce de anlatıldığı gibi, bu problemde üreteç ve yük empedansları rezistiftir ve kayıpsız iki kapılı devre bu rezistif sonlandırma empedansları arasında tasarlanır. Bu problemde öncelik belirli bir frekans aralığını geçirecek devreyi tasarlamaktır.
- *Tek uyumlaştırma problemi* (Şekil 3.1a): Bu problemde üreteç rezistiftir ancak yük karmaşık empedans değerine sahiptir.
- *Çift uyumlaştırma problemi* (Şekil 3.1b): Tek uyumlaştırma probleminin genişletilmiş şekli olan çift uyum probleminde üreteç ve yük empedansları karmaşık değere sahiptir.
- *Aktif uyumlaştırma problemi*: Bu problemde aktif aygıt (transistör vb. gibi) aynı anda hem karmaşık empedanslı üretece hem de karmaşık empedanslı yüke uyumlaştırılır.
- *Dengeleyici problemi*: Bu problem de filtre probleminde olduğu gibi amaç rezistif üreteç ve yük arasında belirli bir frekans aralığında maksimum güç aktarımını yapacak kayıpsız iki kapılı devreyi tasarlanmaktadır ancak filtre problemine ek olarak belirli bir frekans cevabı şeklini sağlaması gerekmektedir.

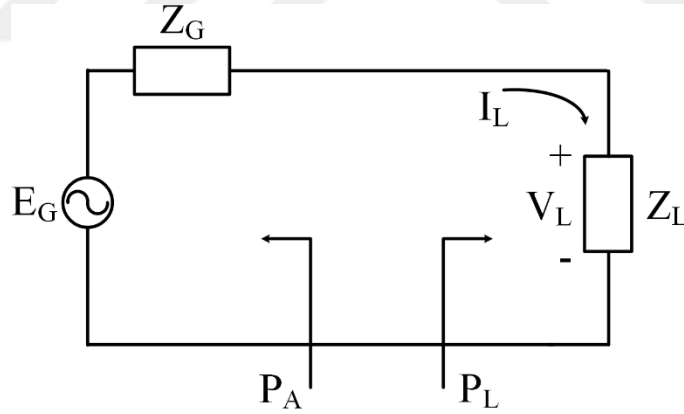
Bu tezin konusu ayarlanabilir anten uyumlaştırma devresi tasarımı olduğu için tek uyumlaştırma problemi üzerine durulmuştur. Diğer uyumlaştırma problemleri ile ilgili detaylı bilgi literatürde bulunabilmektedir [70]–[73].



Şekil 3.1: Geniş bant uyumlaştırma problemi: (a) Tek uyumlaştırma problemi, (b) Çift uyumlaştırma problemi.

3.1. REEL FREKANS TEKNİKLERİ ile GENİŞ BANT UYUMLAŞTIRMA

Geniş bant uyumlaştırma probleminde amaç üreteçten üretilen gücün maksimum olarak yüke aktarılmasına sağlamaktır. Bunun için kayıpsız iki kapılı güç aktarım devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu devreler, maksimum güç aktarım teorisine göre tasarlanmaları gerekmektedir.



Şekil 3.2: Karmaşık üreteçten karmaşık yüke güç transferi.

Şekil 3.2'de, iç empedansı $Z_G = R_G + jX_G(j\omega)$ ve frekansa bağlı olan $E_G(j\omega)$ gerilim kaynağı gösterilmiştir. Bu kaynağın, empedansı $Z_L = R_L + jX_L(j\omega)$ olan bir yükü sürdüğünü varsayarsak; yük üzerinden akan akım $I_L(j\omega)$ ve yük üzerine düşen gerilim $V_L(j\omega)$ ise bu yük üzerinde harcanan ortalama güç,

$$P_L = \text{Re}\{V_L I_L^*\} \quad (3.1)$$

ile hesaplanır. Burada I_L^* , $I_L(j\omega)$ 'nin karmaşık eşleniğidir. $V_L(j\omega)$ 'nin ve $I_L(j\omega)$ 'nin değerleri aşağıda verilmiştir.

$$I_L = \frac{E_G}{Z_G + Z_L} \quad (3.2)$$

$$V_L = I_L Z_L$$

Denklem (3.2)'de bulunan değerleri (3.1)'de yerine yazarsak yüke aktarılan gücü,

$$P_L = \operatorname{Re} \left\{ E_G \frac{Z_L}{Z_G + Z_L} \frac{E_G^*}{(Z_G + Z_L)^*} \right\} = |E_G|^2 \frac{R_L}{|Z_G + Z_L|^2}$$

ya da açık haliyle, (3.3)

$$P_L = |E_G|^2 \frac{R_L}{(R_G + R_L)^2 + (X_G + X_L)^2}$$

olarak buluruz.

Maksimum güç aktarım koşulu aşağıda verilmiştir.

$$\frac{\partial P_L}{\partial R_L} = 0 \quad \text{ve} \quad \frac{\partial P_L}{\partial X_L} = 0 \quad (3.4)$$

Bu koşulu Denklem (3.3)'te bulunan güce uygularsak,

$$\frac{\partial P_L}{\partial R_L} = |E_G|^2 \left(\frac{1}{(R_G + R_L)^2 + (X_G + X_L)^2} - \frac{2R_L(R_G + R_L)}{[(R_G + R_L)^2 + (X_G + X_L)^2]^2} \right) = 0 \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial P_L}{\partial X_L} = |E_G|^2 \frac{2X_L(X_G + X_L)}{[(R_G + R_L)^2 + (X_G + X_L)^2]^2} = 0$$

bulunur ve bu eşitlikleri sadeleştirirsek,

$$R_G^2 - R_L^2 + (X_G + X_L)^2 = 0 \quad (3.6)$$

$$(X_G + X_L) = 0$$

elde ederiz. Buradan da maksimum güç aktarımı için gerekli olan koşul,

$$R_G = R_L \quad \Rightarrow \quad Z_L = Z_G^* \quad (3.7)$$

$$X_L = -X_G$$

olarak bulunur. Bu koşul, karmaşık eşlenik empedans uyumlaştırma koşulu olarak bilinmektedir. Bu koşula göre, Z_G iç empedansına sahip bir E_G gerilim kaynağının, Z_L empedansına sahip yüke maksimum güç aktarımı yapabilmesi için Z_L 'nin Z_G 'nin karmaşık eşleniği olması gerekmektedir.

İç empedansı $Z_G = R_G + jX_G$ ($R_G \neq 0$) olan bağımsız E_G üreticiden elde edilecek maksimum güç “kullanılabilir güç” adını almaktadır ve P_A ile gösterilir. Aşağıdaki denklemde verilen kullanılabilir güç, $R_L = R_G$ ve $X_L = -X_G$ olduğu durumdaki yüke aktarılan güce (P_L) eşittir.

$$P_A = \frac{|E_G|^2}{4R_G} \quad (3.8)$$

Eğer Denklem (3.3)'te verilen yüke aktarılan güç P_L ile Denklem (3.8)'de verilen kullanılabilir güç P_A oranlandığı zaman,

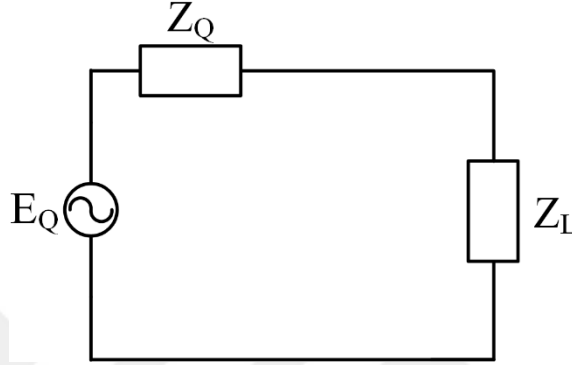
$$TPG \triangleq \frac{P_L}{P_A} = \frac{4R_G R_L}{(R_G + R_L)^2 + (X_G + X_L)^2} = \frac{4R_G R_L}{|Z_G + Z_L|^2} \quad (3.9)$$

elde edilir. Elde edilen bu oran TPG (Transducer Power Gain: Çeviri Güç Kazancı) adını almaktadır. Bu denklemde de görülebileceği üzere TPG, $0 \leq TPG \leq 1$ aralığında değer alabilmektedir.

Şekil 3.1b'de geniş bant uyumlaştırma probleminin en genel formu olan çift uyumlaştırma problemi gösterilmiştir. Bu problemin çözümünü daha basit bir şekilde bulabilmek için iki kapılı kayıpsız devrenin yük tarafındaki çıkışında üreteç yönüne

baktığımız durumda görülen empedansın Thevenin eşdeğer devresi ile ifade edilmiş olsun (Şekil 3.3). Bu devrenin üreticini E_Q ve empedansını $Z_Q = R_Q + jX_Q$ ile gösterirsek; bu durumdaki TPG aşağıdaki denklemde verilmiştir.

$$TPG = \frac{4R_Q R_L}{(R_Q + R_L)^2 + (X_Q + X_L)^2} \quad (3.10)$$



Şekil 3.3: Kayıpsız iki kapılı devrenin çıkışından görülen Thevenin eşdeğer devresi.

Geniş bant uyumlaştırma problemini çözerken artık Şekil 3.3'de gösterilen Z_Q empedansını sağlayan devreyi tasarlamak yeterli olacaktır. Bu kayıpsız iki kapılı devreyi tasarlarken amaç belirlenen bir frekans aralığında Denklem (3.9)'da verilen TPG'ni mümkün olan en büyük değeri elde etmektir.

Bu problemin çözümünü bulurken en uygun yöntemin RFT olduğu literatürde gösterilmiştir. Literatürde tanımlanan dört adet RFT bulunmaktadır. Bunlar,

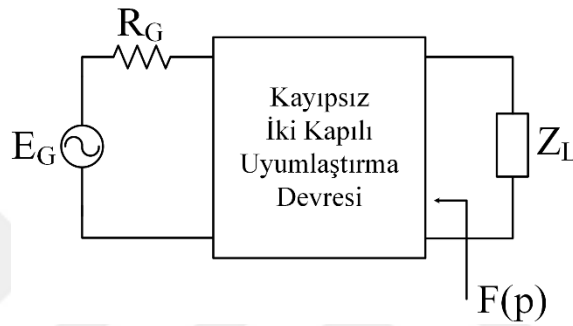
- Reel Frekans Çizgi Bölme Tekniği (Real Frequency Line Segment Technique – RF-LST) ,
- Reel Frekans Doğrudan Hesaplama Tekniği (Real Frequency Direct Computational Technique – RF-DCT),
- Parametrik Yaklaşım (Parametric Approach - PA) [74],
- Basitleştirilmiş Reel Frekans Tekniği (Simplified Real Frequency Technique - SRFT) [72], [75]

Bu yöntemlerle alakalı daha detaylı bilgiler [70]–[72]'de okunabilir. Toplu elemanlar ile devre tasarlanabilen RFT ile aynı zamanda dağılmış elemanlara sahip devreler [76] ve bu

iki tip elemanlara sahip karışık elemanlı devreler de [77], [78] tasarlanabilmektedir. Ancak bu tezde geniş bant tek uyumlaştırma probleminin çözümü için empedans tabanlı olan RF-DCT ve PA kullanılacaktır.

3.1.1. Parametrik Yaklaşım

İlk olarak A. Fettweiss tarafından önerilen [74] PA, tek uyumlaştırma problemini çözmek için geliştirilmiştir. Bu yöntemde amaç kayıpsız iki kapılı uyumlaştırma devresinin çıkışında $F(p)$ empedansının “Parametrik Gösterimi” elde etmektir (Şekil 3.4).



Şekil 3.4: Kayıpsız iki kapılı uyumlaştırma devresinin çıkış empedansı.

$F(p)$ empedansının pozitif reel fonksiyon olması gerekmektedir. Bu koşulu sağlayabilmek için minimum fonksiyonları kullanmak gerekmektedir. Minimum fonksiyonun bütün kutupları sol yarı düzlemde bulunmalıdır ve ilgili rezidüleri pozitif reel kısımlara sahip olmalıdır.

$$F(p) = F_0 + \sum_{j=1}^n \frac{k_j}{p - p_j} \quad (3.11)$$

Denklem (3.11)'de verilen $F(p)$ 'nin minimum fonksiyon olabilmesi için aşağıda verilen şartları sağlaması gerekmektedir.

- i. $p = p_j$ kutuplarının hepsi sol yarı düzlemde olmalıdır.
- ii. Reel sabit F_0 negatif olmamalıdır.
- iii. $F(p)$ 'nin çift kısmı negatif olmamalıdır.

Pozitif reel fonksiyonun bu formu “Bode Formu” [66] ya da “Parametrik Gösterim” adını almaktadır. Denklem (3.11)’den görülebileceği üzere, eğer çift fonksiyonlar $R(p^2)$ ya da $G(p^2)$ biliniyorsa, bu fonksiyonlara bağlı minimum reaktans fonksiyonu $Z(p) = R(p^2) + Tek(Z)$ ’nin ve $Y(p) = G(p^2) + Tek(Y)$ elde edilebilir.

Minimum immitans fonksiyonu frekansa bağlı olarak çift rasyonel sayı olarak ifade edilir.

$$R(\omega^2) = \frac{A(\omega^2)}{B_1(\omega^2 + p_1^2)(\omega^2 + p_2^2) \dots (\omega^2 + p_n^2)} = \frac{A(\omega^2)}{B(\omega^2)} \geq 0 \quad (3.12)$$

Bu denklemdeki $p_1, p_2, \dots, p_n, F(p)$ ’nin açık sol yarı düzlem kutuplarıdır. Açık sol yarı düzlem olduğu zaman kutuplar $j\omega$ ekseninde bulunamazlar.

$$\begin{aligned} A(\omega^2) &= A_1\omega^{2n} + A_2\omega^{2(n-1)} + \dots + A_n\omega^2 + A_{n+1} \geq 0 \\ A_1 &\geq 0 \text{ ve } A_{n+1} \geq 0 \\ B(\omega^2) &= B_1\omega^{2n} + B_2\omega^{2(n-1)} + \dots + B_n\omega^2 + B_{n+1} > 0 \\ B_1 &> 0 \text{ ve } B_{n+1} > 0 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Denklem (3.13)’te verilen $A(\omega^2)$ ve $B(\omega^2)$ polinomları çift polinomlardır. Burada $R(\omega^2)$ ’nin sonlu ve negatif olmayacağı açıkça görülmektedir.

Denklem (3.12)’deki $R(\omega^2)$ ifadesini p domeninde göstermek istendiği takdirde ω^2 yerine $-p^2$ yazılmalıdır. Böylece,

$$R(-p^2) = \frac{A(-p^2)}{(-1)^n B_1(p^2 + p_1^2)(p^2 + p_2^2) \dots (p^2 + p_n^2)} = \frac{A(-p^2)}{B(-p^2)} \quad (3.14)$$

elde edilir. Ayrıca,

$$R(-p^2) = \frac{1}{2}[F(p) + F(-p)] = F_0 + \sum_{i=1}^n \frac{k_i p}{p^2 - p_i^2}$$

Burada,

$$F_0 = \frac{A_1}{B_1} \geq 0$$

$$k_i = (-1)^n \frac{p^2 - p_i^2}{p} R(-p^2) \Big|_{p=p_i}$$

ya da,

$$k_i = (-1)^n \frac{A(p_i^2)}{p_i B_1 \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n (p_i^2 + p_j^2)} , i = 1, 2, \dots, n \quad (3.15)$$

Yukarıdaki denklemlerin hepsi açık form ya da diğer adıyla “Tüm-Kutup” için verilmiştir. Aşağıdaki denklemde ise en genel form olan “Tüm-Sıfır, Tüm-Kutup” verilmiştir.

$$R(-p^2) = \frac{A(-p^2)}{B(-p^2)} = \frac{(-1)^{ndc} p^{2ndc} \prod_{i=1}^{nz} (p^2 + W_i^2)^2}{(-1)^n B_1 \prod_{i=1}^n (p^2 + p_i^2)} \geq 0, \forall p = j\omega \quad (3.16)$$

Bu denklemde,

- ndc , DC’teki iletim sıfırlarının sayısı,
- nz , sonlu iletim sıfırlarının sayısı,
- W_i , sonlu iletim sıfırlarının bulunduğu frekans,
- n , minimum immitans fonksiyonu $F(p)$ ’nin sol yarı düzlemde bulunan bütün kutuplarının sayısı,
- $B_1 = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (-p_i)}$
- $p_i = -\alpha_i + j\beta_i$, $F(p)$ ’nin açık sol yarı düzlemde bulunan kökleridir.

Bilgisayar ile programlamaya uygun olan PA ile ilgili detaylı matematiksel işlemler ve örnekler [70]’te ve [77]’de bulunabilir.

3.1.2. Reel Frekans Doğrudan Hesaplama Yöntemi

İki kapılı uyumlaştırma devresinin çıkışında görülen pozitif reel fonksiyon olan $F(p)$ immitansını (Şekil 3.4) üretmek için kullanılan RFT'lerinden bir diğeri de RF-DCT'dir. PA'ta da anlatıldığı üzere eğer $R(-p^2)$ veya $G(-p^2)$ çift fonksiyonları biliniyorsa $F(p)$ hesaplanabilmektedir. Bunun için PA'da önce $R(-p^2)$ 'nin sol yarı düzlemdeki uygun kutupları tespit edilerek $F(p)$ hesaplanırken, RF-DCT'de $R(-p^2)$ 'nin payda polinomunun doğrudan hesaplanması ile $F(p)$ elde edilmektedir. Bunun için göz önünde bulundurulması gereken iki şart bulunmaktadır. Bu şartlardan ilki $R(-p^2)$ 'nin çift fonksiyon olmasıdır; ikincisi ise $R(-p^2) \geq 0$ olmasıdır.

$$\begin{aligned} R(-p^2) = R(\omega^2) &= \frac{A(\omega^2)}{B(\omega^2)} \\ &= \frac{A_1\omega^{2m} + A_2\omega^{2(m-1)} + \dots + A_m\omega^2 + A_{m+1}}{B_1\omega^{2n} + B_2\omega^{2(n-1)} + \dots + B_n\omega^2 + B_{n+1}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Denklem (3.17)'de genel formu verilen $R(-p^2)$ bütün ω için pozitif değerler almaktadır. Bu yüzden $n \geq m$ 'dir. Ayrıca $R(-p^2)$ 'nin pay polinomunun da DC'deki ve sonlu iletim sınırları bilindiği için aşağıdaki denklemde verilen forma dönüşmektedir.

$$R(\omega^2) = \frac{A(\omega^2)}{B(\omega^2)} = \frac{A_0\omega^{2ndc} \prod_{i=1}^{nz} (W_i^2 - \omega^2)^2}{B_1\omega^{2n} + B_2\omega^{2(n-1)} + \dots + B_n\omega^2 + 1} \quad (3.18)$$

Denklem (3.18)'e göre $R(\omega^2)$ 'nin çift olması sadece payda polinomu olan $B(\omega^2)$ 'nin çift olmasına bağlıdır. Bunu sağlamak için RF-DCT'de $B(\omega^2)$ polinomunun, herhangi bir keyfi polinomun çift kısmı olduğu varsayılmıştır. Şöyle ki,

$$c(\omega) = c_1\omega^n + c_2\omega^{(n-1)} + \dots + c_n\omega^2 + 1 \quad (3.19)$$

gibi keyfi bir polinomu göz önüne alalım. Bu polinomun çift kısmı,

$$\text{Çift}\{c(\omega)\} = \frac{1}{2} [c^2(\omega) + c^2(-\omega)] > 0 \quad (3.20)$$

ile hesaplanır. $c(\omega)$ polinomu ne olursa olsun Denklem (3.20) ile $c(\omega)$ 'nin çift kısmı elde edilmektedir. Buna göre,

$$B(\omega^2) = \text{Çift}\{c(\omega)\} = \frac{1}{2}[c^2(\omega) + c^2(-\omega)] \quad (3.21)$$

olursa $B(\omega^2)$ daima çift ve pozitif olacaktır, dolayısıyla $R(\omega^2)$ 'nin çift ve pozitif olması sağlanacaktır.

Bu şartlar altında $R(\omega^2)$ 'nin en genel formu aşağıdaki denklemde verilmiştir.

$$R(\omega^2) = \frac{A(\omega^2)}{B(\omega^2)} = \frac{A_0 \omega^{2ndc} \prod_{i=1}^{nz} (W_i^2 - \omega^2)^2}{\frac{1}{2}[c^2(\omega) + c^2(-\omega)]} \quad (3.22)$$

3.2. REEL FREKANS TEKNİKLERİ'NE BANT GEÇİREN DÖNÜŞÜM UYGULANMASI

Bir önceki bölümde geniş bantlı tek uyum problemini çözmek için RFT'nden empedans tabanlı iki adet yöntem, PA ve RF-DCT anlatılmıştır. Bu yöntemlerin amacı Şekil 3.3'de gösterilen Thevenin eşdeğer empedansı olan Z_Q 'yu pozitif reel fonksiyon olarak ifade etmeye çalışmak ve daha sonra Denklem (3.10)'da verilen TPG'i hesaplamaktır. En son olarak amaç hedef kazancı T_0 'ı yakalayacak (ya da çok yakın bir sonuç elde edilecek) Z_Q eşdeğer empedansını sağlayacak devreyi tasarlamaktır. Bunun için optimizasyona ihtiyaç duyulmaktadır.

PA'ta optimizasyon değişkenleri $R(\omega^2)$ 'nin kutupları olup, RFDCT'de ise optimizasyon değişkenleri $c(\omega)$ polinomunun katsayılarıdır. Buradan anlaşabileceği üzere kutupların sayısı ve polinomun derecesi tasarlanacak devrenin toplam eleman sayısını, dolayısıyla optimize edilmesi gereken değişkenlerin sayısını belirlemektedir. Tek uyum problemi doğası gereği kuadratik doğrusal olmayan bir optimizasyon problemidir ve optimize edilecek değişken sayısının artması problemin çözümünü de zorlaştırmaktadır.

Denklem (3.16)'da ve Denklem (3.22)'de sırasıyla PA'da ve RF-DCT'de hesaplanması gereken $R(\omega^2)$ 'nin en genel formları verilmiştir. Bu formlar DC'deki ve sonlu iletim sıfırlarını da içeren devrelerin tasarlanmasına olanak tanımaktadır. Ancak sonlu iletim sıfırlarını elde edebilmek adına tasarlanan devrelerin eşleme elemanlarına ihtiyaç duyulması ve bu elemanların tasarımının zor olması nedeniyle ve kablosuz haberleşme

sistemlerinde daha çok BG filtrelerin kullanıldığı düşünüldüğünde bazı durumlar için bu optimizasyon problemini daha sade bir şekilde çözmek mümkündür. Bu bölümde Denklem (2.14)'te verilen BG dönüşümü kullanılarak daha düşük dereceli dolayısıyla daha az değişken ile optimizasyon yaparak RFT ile devre tasarlama yöntemleri anlatılacaktır.

3.2.1. Bant Geçiren Dönüşümün Parametrik Yaklaşım'a Uygulanması

BG dönüşüm bilindiği üzere AG prototip filtrelere uygulanmaktadır. PA için en genel formu Denklem (3.16)'da verilen $R(-p^2)$ 'nin ilk önce AG formda yazılması gerekmektedir. Bunu elde edebilmek için DC'deki iletim sıfırlarının toplam sayısını $ndc = 0$ ve sonlu iletim sıfırlarının toplam sayısını $nz = 0$ olarak seçilmesi gerekmektedir. Böylece,

$$R(-p'^2) = \frac{A(-p'^2)}{B(-p'^2)} = \frac{1}{(-1)^n B_1 \prod_{i=1}^n (p'^2 + p_i^2)} \quad (3.23)$$

elde edilmektedir. Ayrıca unutulmamalıdır ki bu denklem ile AG filtre tasarımları da yapılabilmektedir. BG dönüşümün uygulanabilmesi için Denklem (3.23)'teki ifadenin p' domeninden ω' domenine taşınması gerekmektedir.

$$R(\omega'^2) = \frac{1}{B_1 \prod_{i=1}^n (\omega'^2 + p_i^2)} \quad (3.24)$$

Denklem (3.23)'te ve (3.24)'de gösterilen p' ve ω' değişkenlerinin dönüşümden önceki değişkenler olduğu unutulmamalıdır. Daha sonra Denklem (3.24)'te ω' görülen yerlere Denklem (2.14)'te verilen BG dönüşüm uygulanırsa,

$$\begin{aligned} R(\omega^2) &= \frac{1}{B_1 \prod_{i=1}^n \left(\left(\frac{(\omega^2 - \omega_0^2)}{(\alpha\omega)} \right)^2 + p_i^2 \right)} \\ &= \frac{1}{B_1 \prod_{i=1}^n [(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + (\alpha\omega)^2 p_i^2]} \frac{1}{(\alpha\omega)^2} \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{\frac{1}{(\alpha\omega)^{2n}} B_1 \prod_{i=1}^n (\omega^4 + \omega_0^4 - 2\omega^2\omega_0^2 + \alpha^2\omega^2 p_i^2)} \\
&= \frac{(\alpha\omega)^{2n}}{B_1 \prod_{i=1}^n (\omega^4 - \omega^2(2\omega_0^2 - \alpha^2 p_i^2) + \omega_0^4)}
\end{aligned}$$

Burada $\alpha = \omega_2 - \omega_1$ 'dir. Denklem (3.25)'i tekrar p domenine taşırsak,

$$R(-p^2) = \frac{(-1)^n (\alpha p)^{2n}}{B_1 \prod_{i=1}^n (p^4 + p^2(2\omega_0^2 - \alpha^2 p_i^2) + \omega_0^4)} \quad (3.26)$$

BG forma sahip $R(-p^2)$ 'nin en genel halini elde etmiş oluruz. Bu denklemin değişken sayısının Denklem (3.16)'deki değişken sayısının yarısı olduğu açıkça görülmektedir. Böylece optimizasyona daha az değişken gireceğinden bazı problemlerin çözümünün bulunmasında avantaj sağlayacaktır.

3.2.2. Bant Geçiren Dönüşümün Reel Frekans Doğrudan Hesaplama Yöntemi'ne Uygulanması

BG dönüşümü RF-DCT'ye uygulayabilmek için bir önceki bölümdekine benzer şekilde Denklem (3.22)'de en genel formu verilen $R(-p^2)$ 'nin DC'deki iletim sıfırlarının toplam sayısını $ndc = 0$ ve sonlu iletim sıfırlarının toplam sayısını $nz = 0$ olarak seçerek ilk önce AG formu elde edilmiştir.

$$R(\omega'^2) = \frac{A(\omega'^2)}{B(\omega'^2)} = \frac{A_0}{B_1 \omega'^{2n} + B_2 \omega'^{2(n-1)} + \dots + B_n \omega'^2 + 1} \quad (3.27)$$

Daha sonra ise Denklem (2.14)'te verilen BG dönüşüm yukarıdaki denklemdeki ω' değişkeni yerine yazılmıştır.

$$\begin{aligned}
&R(\omega^2) \\
&= \frac{A_0}{B_1 \left[\frac{(\omega^2 - \omega_0^2)^{2n}}{(\alpha\omega)^{2n}} \right] + B_2 \left[\frac{(\omega^2 - \omega_0^2)^{2(n-1)}}{(\alpha\omega)^{2(n-1)}} \right] + \dots + B_n \left[\frac{(\omega^2 - \omega_0^2)^2}{(\alpha\omega)^2} \right] + 1}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{A_0}{\frac{1}{(\alpha\omega)^{2n}} \{B_1(\omega^2 - \omega_0^2)^{2n} * (\alpha\omega)^0 + \dots + B_n(\omega^2 - \omega_0^2) * (\alpha\omega)^{2(n-1)} + (\alpha\omega)^{2n}\}} \\
&= \frac{A_0}{\frac{1}{(\alpha\omega)^{2n}} \{(\sum_{i=1}^n B_i(\omega^2 - \omega_0^2)^{2(n-i+1)} * (\alpha\omega)^{2(i-1)}) + (\alpha\omega)^{2n}\}} \\
&= \frac{A_0}{\frac{1}{(\alpha\omega)^{2n}} \{(\sum_{i=1}^n B_i(\omega^2 - \omega_0^2)^{2(n-i+1)} * [(\alpha\omega)^2]^{(i-1)}) + [(\alpha\omega)^2]^n\}}
\end{aligned}$$

Böylece RF-DCT'nin BG formu,

$$R(\omega^2) = \frac{A_0(\alpha\omega)^{2n}}{\{(\sum_{i=1}^n B_i(\omega^2 - \omega_0^2)^{2(n-i+1)} * [(\alpha\omega)^2]^{(i-1)}) + [(\alpha\omega)^2]^n\}} \quad (3.28)$$

olarak elde edilir. Bu dönüşümle ilgili daha detaylı hesaplamalar ve tek uyumlaştırma devresi tasarım örneği [71]'de ve [79]'da incelenebilir.

3.3. AYARLANABİLİR DEVRE ELEMANLARI

Ayarlanabilir devreleri tasarlayıp üretebilmek için ayarlanabilir devre elemanlarına ihtiyaç duyulmaktadır. RFT ile tasarlanan filtre ve uyumlaştırma devreleri genellikle merdiven tipi LC yapıda tasarlandığından bu başlık altında ayarlanabilir kapasitörler ve endüktörler incelenecektir.

3.3.1. Ayarlanabilir Kapasitörler

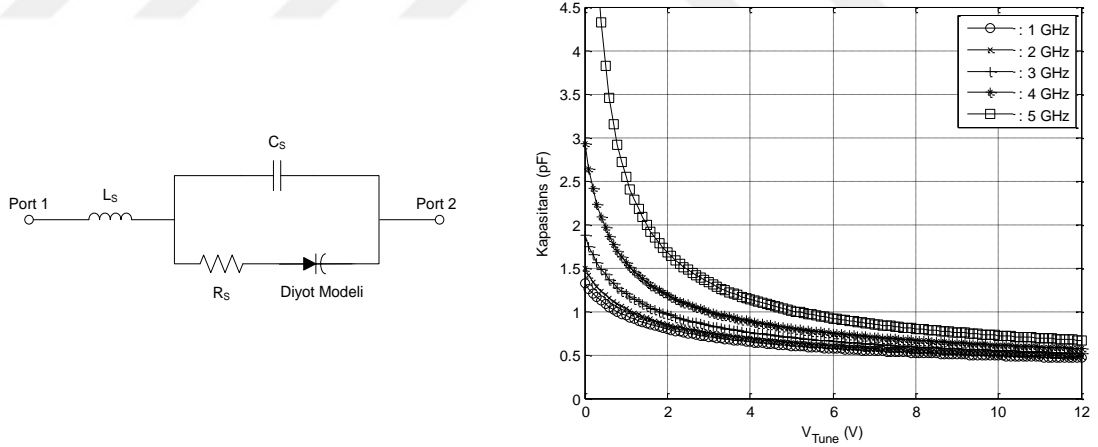
Bölüm 2.2'de literatürdeki bazı ayarlanabilir filtreler ve uyumlaştırma devreleri incelenmiştir. Bu tezde bahsi geçen araştırmalar dışındaki araştırmaların çoğunda açıkça görülmektedir ki ayarlanabilir devre tasarımlarında ayarlanabilir kapasitörler çoğunlukla tercih edilmiştir. Bunun başlıca nedeni kapasitörlerin üretiminin ve buna bağlı olarak da ayarlanabilir kapasitörlerin üretiminin ayarlanabilir endüktörlerin üretimine göre oldukça basit olmasıdır.

Bu tez kapsamında incelenen makalelerde ayarlanabilir kapasitör olarak ince film kapasitörler, varaktör diyotlar ve MEMS anahtarlar ve kapasitörler tercih edilmiştir. Bunların dışında da pin diyotlar, dijital kapasitörler gibi başka ayarlanabilir kapasitörleri içeren ayarlanabilir devre tasarımları mevcut olsa da en başta sayılan ayarlanabilir

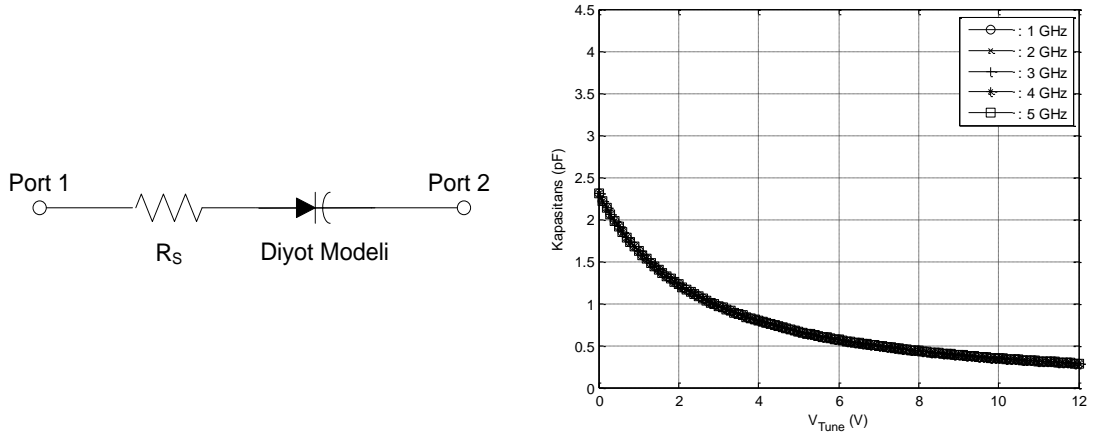
kapasitör çeşitlerinin detaylı literatür incelenmesi uygun görülmüştür. Ancak devre tasarlarken üretim teknolojisi göz önünde bulundurulması gereken önemli bir husus olduğu unutulmamalıdır. MEMS ve ince film içeren tasarımlar üretim teknolojisi ile doğrudan ilişkilidir. Yani bu elemanlar üretilirken aynı anda diğer devre elemanları ile devre üretimi de birlikte yapılmaktadır. Bilindiği üzere bu iki ayarlanabilir devre elemanının üretimi için de özel üretim tesisleri ve laboratuvarlar gerekmektedir. Bu nedenle bu tezde üretim teknikleri bakımından uygulaması daha basit olan PCB üzerine kolayca montajı yapılabilen iki ayarlanabilir kapasitör çeşidi daha ayrıntılı irdelenecektir. Bunlar varaktör diyotlar ve dijital ayarlanabilir kapasitörlerdir (Digitally Tunable Capacitors-DTC).

3.3.1.1. Varaktör Diyotların Ayarlanabilir Kapasitör Olarak Kullanımı

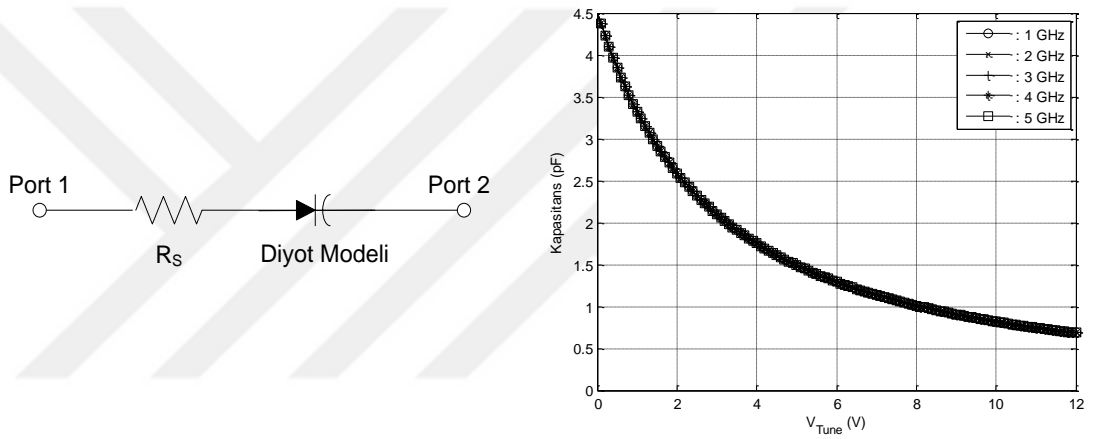
Varaktör diyotların gerileme bağlı olarak kapasitans değerlerinin nasıl değiştiği Bölüm 2.2.2’de anlatılmıştır. Skyworks firmasının [80], [81] üç adet varaktör diyotunun 1 – 5 GHz frekansları arasındaki ve 0 – 12 V geri besleme değerlerine kapasitansının değişimi aşağıdaki şekilde gösterilmiştir.



(a)



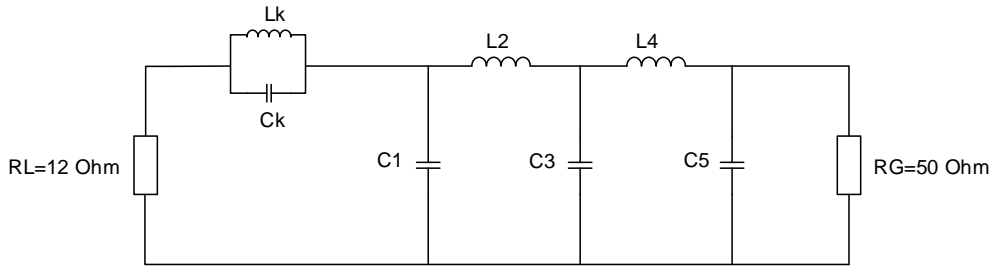
(b)



(c)

Şekil 3.5: Bazı varaktör diyotların SPICE eşdeğer devresi ve geri besleme değerine ve frekansın değişimine göre kapasitansının değişiminin incelemesi: (a) SMV1430, (b) SMV2019 ve, (c) SMV2021

Şekil 3.5'ten görülebileceği üzere varaktör diyotların kapasitansının değişimi geri besleme gerilime bağlı olduğu gibi frekansa bağlı olarak da değişmektedir. Bu nedenle varaktör diyotların lineerliği çok düşüktür ve kullandıkları devredeki kazancı olumsuz yönde etkilemektedir. Üretime geçmeden varaktör diyotların lineerliği artırılmalı ve ayrıca devrenin geri kalan elemanlarının değerleri de mutlaka optimizasyonla yeniden hesaplanmalıdır. Ayrıca, Şekil 3.5b ve c'de gösterilen SMV2019 ve SMV2021 varaktör diyotlarının SPICE eşdeğer devre modeli yetersiz verildiği için frekans etkisi doğru bir şekilde gözükmediği unutulmamalıdır.



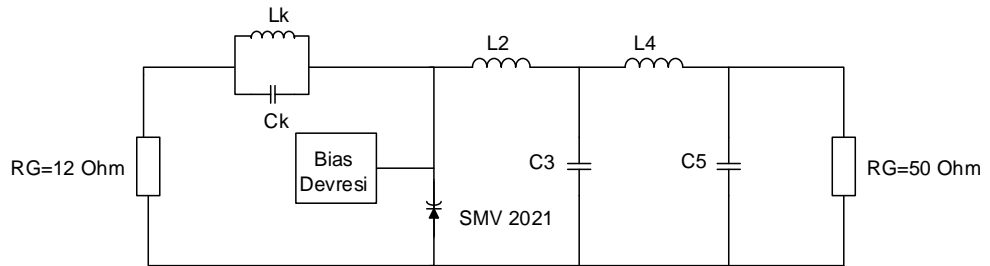
Şekil 3.6: 12 – 50 Ω empedans dönüştürücü filtre.

Varaktör diyotların lineerliğinin kötü olmasının devreyi olumsuz olarak ne kadar etkilediğini bir örnek üzerinden açıklamak uygun olacaktır. Bunun için tasarım detayları [82]'de anlatılan ve RF-DCT ile 0.8 – 5.2 GHz aralığında tasarlanan 12 – 50 Ω empedans dönüştürücü filtre kullanılacaktır (Şekil 3.6). Filtrenin bu durumu tezin ileriki bölümlerinde “Referans Durum” (RD) olarak adlandırılacaktır. Bu filtrenin eleman değerleri aşağıdaki tabloda verilmiştir. Tablodaki bütün kapasitörlerin birimi pF ve bütün endüktörlerin birimi nH 'dir.

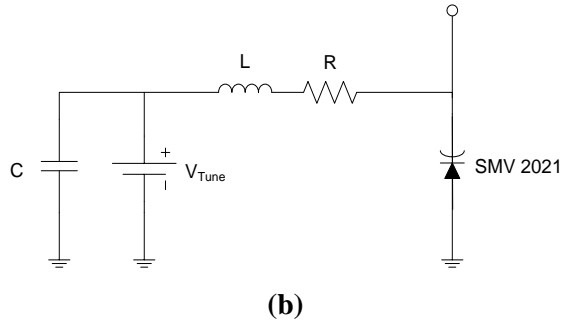
Tablo 3-1: 12 – 50 Ω empedans dönüştürücü filtrenin eleman değerleri:

Lk	Ck	C1	L2	C3	L4	C5
0.67	0.49	2.34	1.37	2.32	1.48	1.48

İlk aşamada olumsuz etkiyi tam anlamıyla gösterebilmek adına tek bir kapasitör varaktör diyotla değiştirilerek diğer elemanlar ideal değerlerinde sabit kalacaklardır. Bu işlem için C1 kapasitörünün kapasitans değerine yakın olan SMV2021 diyodu ile değiştirilecektir (Şekil 3.7).

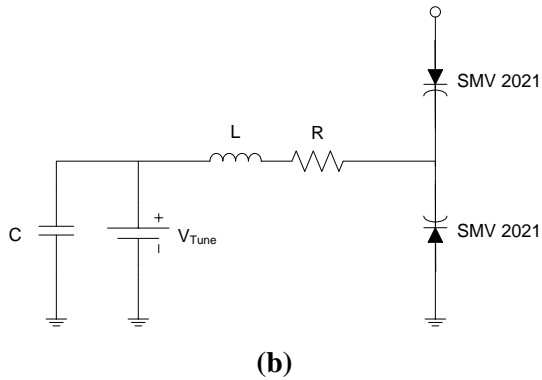
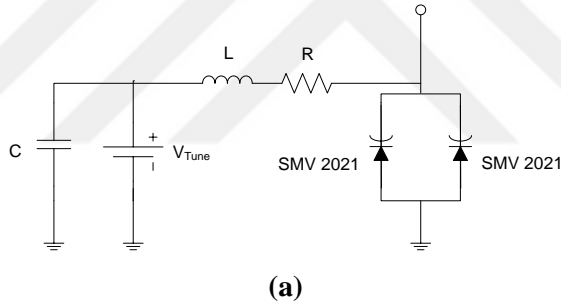


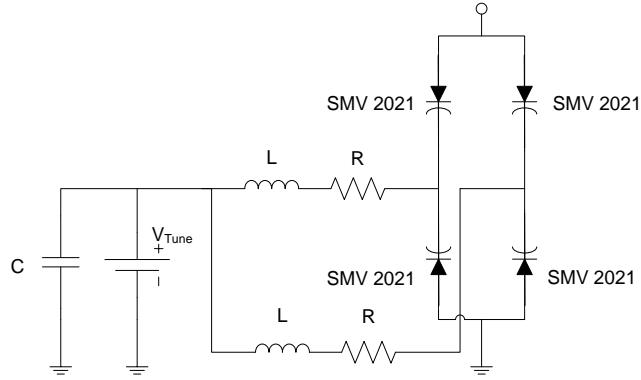
(a)



Şekil 3.7: Diyot bağlanarak elde edilen yeni devre: **(a)** Devrenin şematik gösterimi, **(b)** Diyotu beslemek için kurulan bias (kutuplama) devresi.

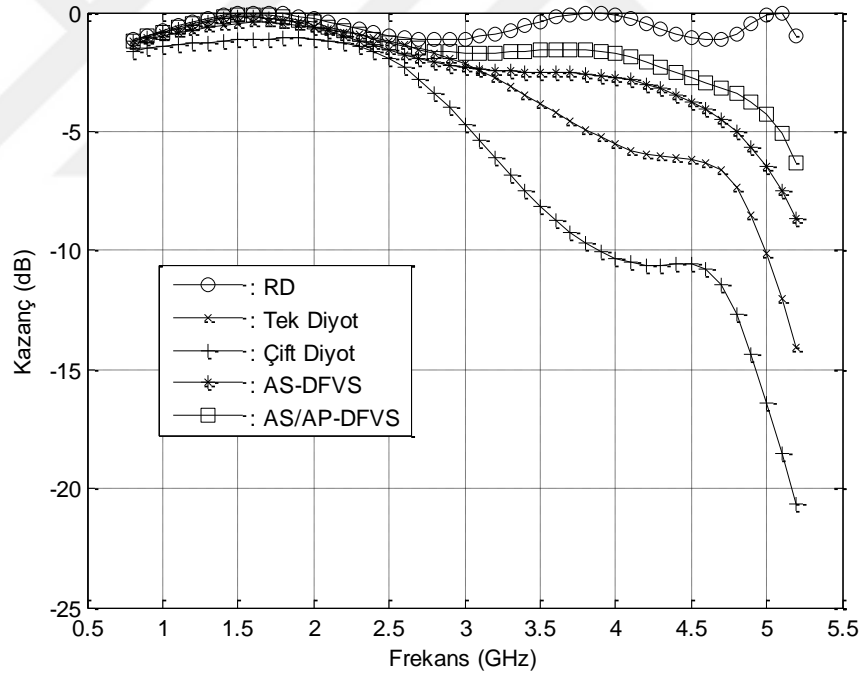
Varaktör diyotların lineerliğini iyileştirmek ve gürültüsünü azaltmak adına bazı topoloji türleri mevcuttur. Bunlar; paralel iki diyot, ters kutuplu seri bağlı iki diyot (Anti-Series Distortion Free Varactor Stack – AS-DFVS) ve ters kutuplu seri bağlı iki diyot yapısının aynısının paralel bağlanması (Anti-Series/Anti-Parallel Distortion Free Varactor Stack – AS/AP-DFVS) gibi topolojilerdir [83].





(c)

Şekil 3.8: Diyotların lineerliğini iyileştirmek için kullanılan diyot topolojileri: (a) Paralel iki diyot, (b) AS-DFVS topolojisi, (c) AS/AP-DFVS topolojisi.



Şekil 3.9: İdeal elemanlar ile elde edilen RD ve C1 kapasitörünün diyotlarla değiştirildiği tüm durumları gösteren TPG grafiği.

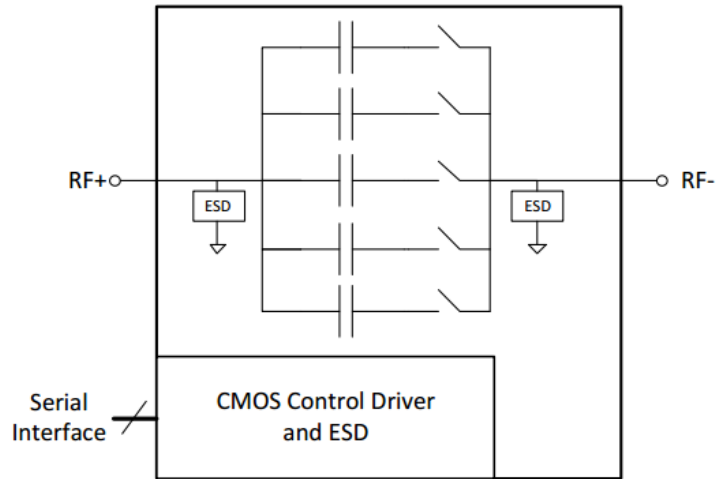
RD ve C1 kapasitörü yerine diyotların Şekil 3.7b'deki ve Şekil 3.8'deki bütün bağlanma durumları için geçime bandındaki TPG grafiği Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Bu grafikten tek bir diyot ve paralel iki diyotun empedans dönüştürücü filtreye bağlandığı zaman RD'daki TPG'yi ne kadar çok bozduğu açıkça görülmektedir. Bunun yanı sıra AS-DFVS

ve AS/AP-DFVS topolojilerinin de gürültüyü azaltmada ve lineerliği iyileştirmede ne kadar başarılı oldukları gösterilmiştir. Ayrıca, sadece C1 kapasitörünün değiştirildiği ve diğer devre elemanlarının değerinin RD'daki ideal değerlerinde olduğu unutulmamalıdır. Diyotların AS/AP-DFVS ile bağlı olduğu durumda diğer devre elemanları optimize edilerek geçirme bandındaki TPG ideal durumdaki değerine oldukça yaklaştırılabilir.

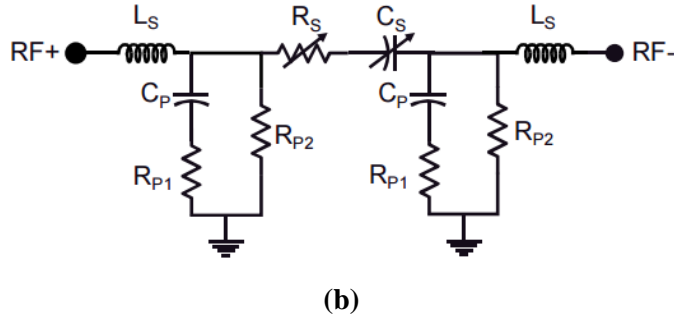
3.3.1.2. Dijital Ayarlanabilir Kapasitörler

Peregrine Semiconductor firmasına ait olan DTC'ler, dijital seri arayüzle kontrol edilen ayarlanabilir kapasitörlerdir [84]. Kapasitör bankası mantığı ile çalışan DTC'lerin içerisinde yüksek Q değerine sahip MIM kapasitörler bulunmaktadır. Bu kapasitörler arasında seri ara yüz kullanılarak CMOS FET'ler yardımıyla anahtarlama yapılarak değişik kapasitans değerleri elde edilir. DTC'nin çalışma mantığını özetleyen blok diyagram Şekil 3.10a'da gösterilmiştir. FET'in kullanımı sayesinde DTC'ler yüksek güçte çalıştırılabilirler. Ayrıca bu firmanın ürettiği DTC'ler için dijital kontrol ara yüzü yeterlidir; harici kutuplama için gerilim kaynağına ya da başka bir ara yüze ihtiyaç duymamaktadırlar.

DTC'nin değerinin Şekil 3.10a'dan da görülebileceği üzere anahtarların açılıp kapanmasıyla içerisindeki kapasitörlerin paralel kombinasyonları ile elde edilmektedir ve bütün anahtarların açık olduğu durumda ise en düşük kapasitans değerine sahiptir.



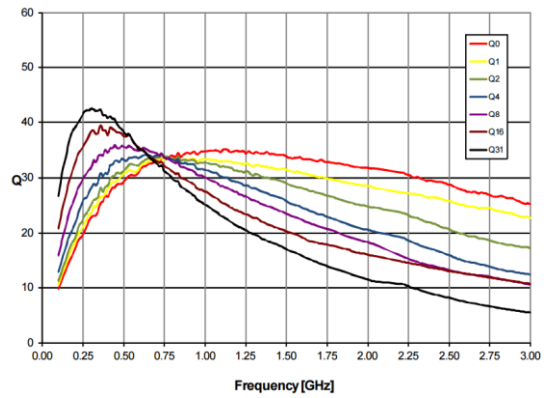
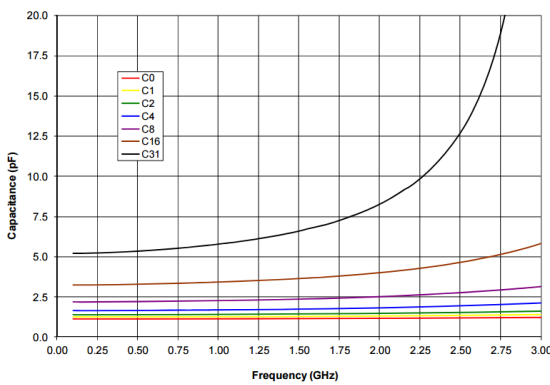
(a)

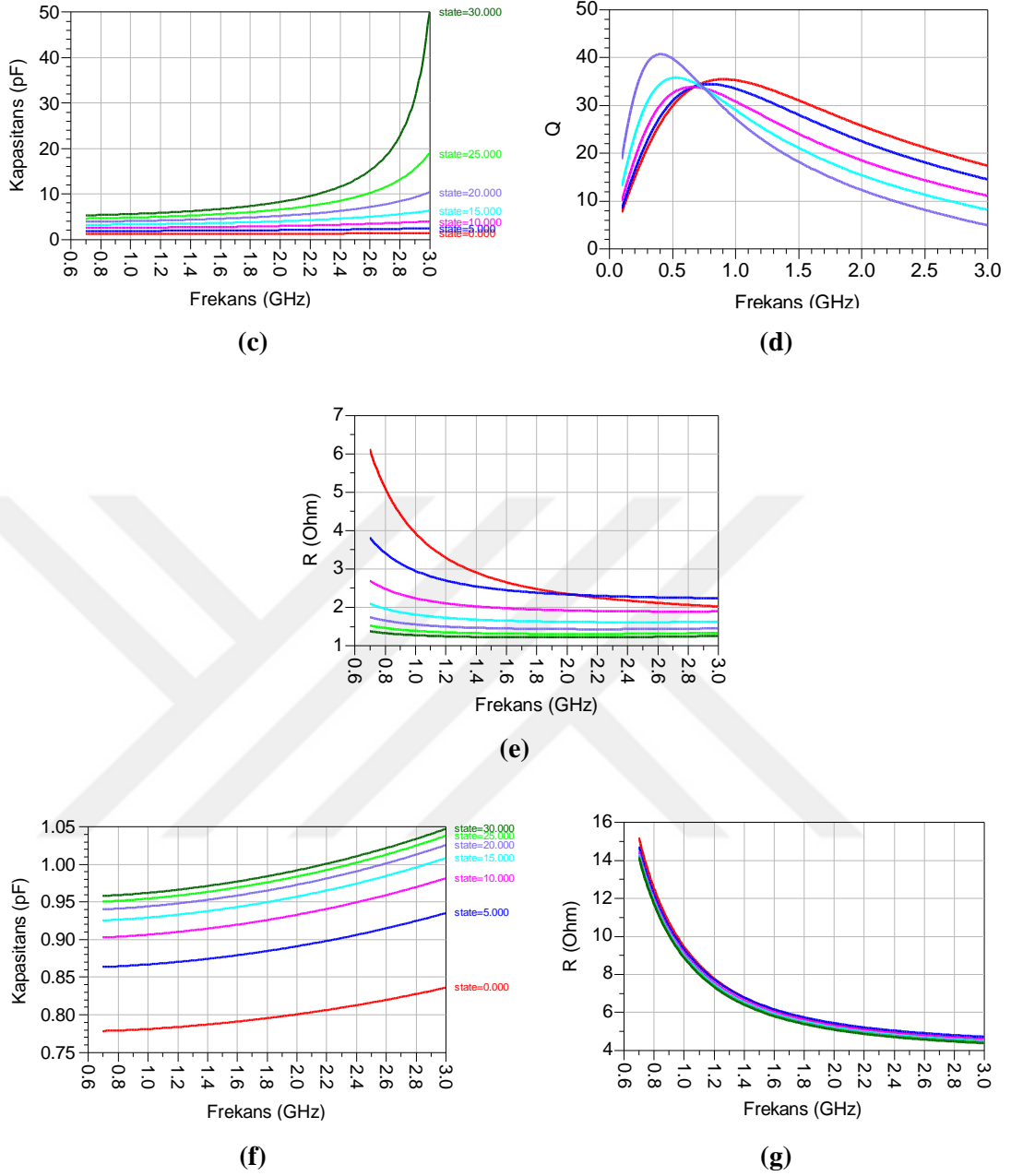


Şekil 3.10: DTC'nin içyapısı: (a) Blok diyagram, (b) Eşdeğer devre.

Şekil 3.10b'de ayarlanabilir kapasitansın ve buna ek olarak bütün parasitiklerin eklendiği tam eşdeğer model gösterilmiştir. Bu eşdeğer devre modeli DTC'nin seri ve şönt durum için uygundur. Eşdeğer devre temel olarak üç kısımdan oluşmaktadır. Bunlar, R_S ve C_S ile gösterilen ayarlanabilir çekirdek, L_S ile gösterilen paketlemeden kaynaklanan parasitik etki, C_P , R_{P1} ve R_{P2} ile gösterilen şönt parasitik devredir. Bu bölümde PE64904 ve PE64906 DTC modellerinin incelemesi yapılacaktır. İncelenen bu modeller ile ilgili detaylı bilgi [85]'de bulunabilir. Bu modellerin seçilmesinin nedeni firmanın geniş frekans bandında kapasitans değişim aralığı en fazla olan modeller olmasıdır. İncelemede veri föyünden alınan ölçüm sonuçları ile eşdeğer devrenin bilgisayar benzetimi yapılarak elde edilen sonuçlar karşılaştırılacaktır.

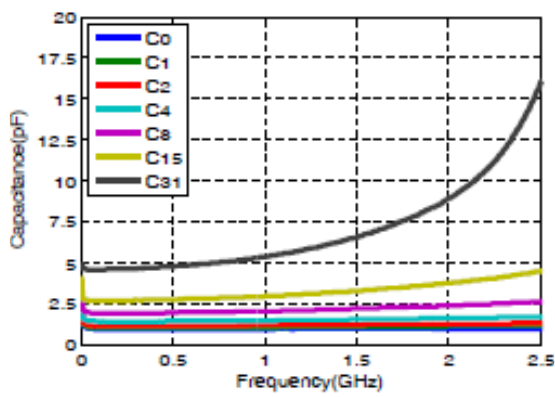
- *PE64904*



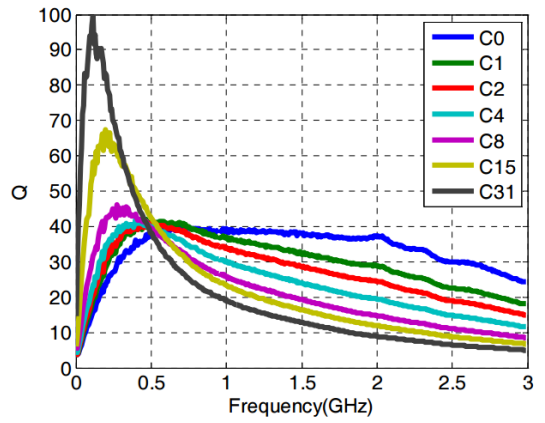


Şekil 3.11: PE64904: (a) Şönt bağlantı için durumlara göre kapasitansın ölçümü (veri föyü), (b) Şönt bağlantı için durumlara göre Q değeri ölçümü (veri föyü), (c) Şönt bağlantı için durumlara göre kapasitansın bilgisayar benzetimi sonuçları, (d) Şönt bağlantı için durumlara göre Q değerinin bilgisayar benzetimi sonuçları, (e) Şönt bağlantı için durumlara göre rezistansın bilgisayar benzetimi sonuçları, (f) Seri bağlantı için durumlara göre kapasitansın bilgisayar benzetimi sonuçları, (g) Seri bağlantı için durumlara göre rezistansın bilgisayar benzetimi sonuçları.

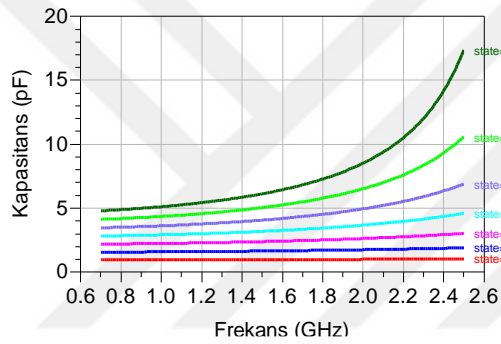
• PE64906



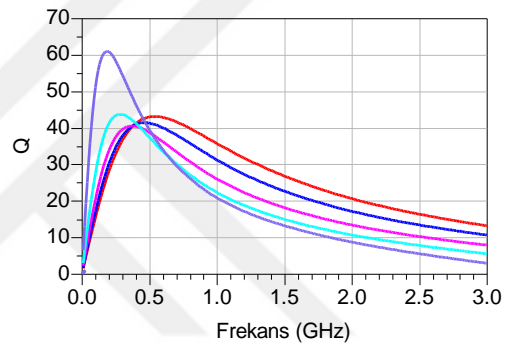
(a)



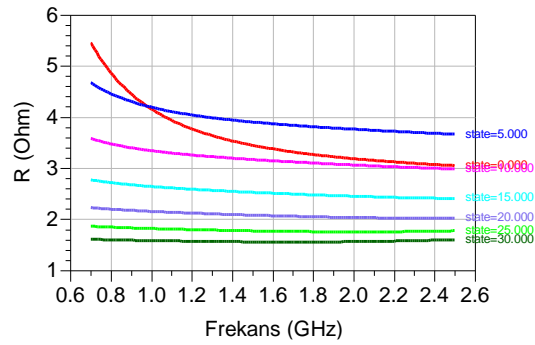
(b)



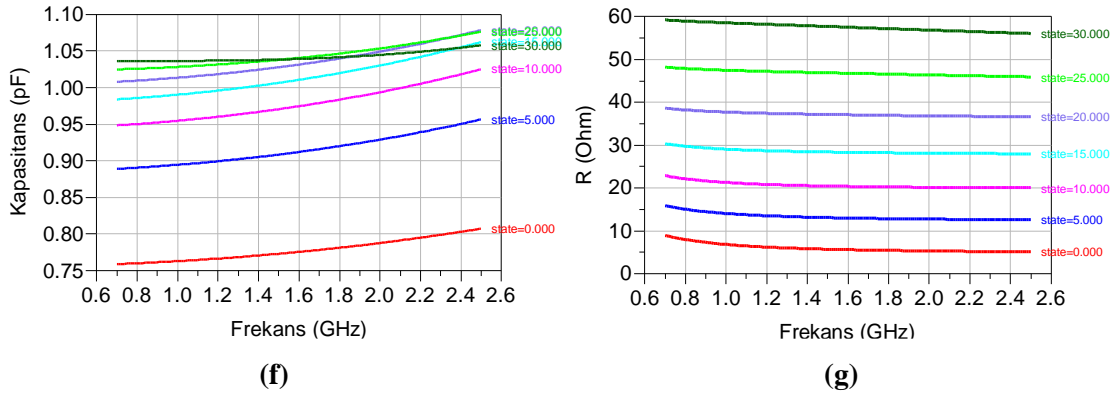
(c)



(d)



(e)

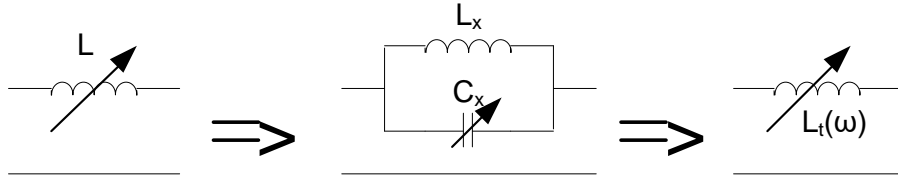


Şekil 3.12: PE64906: (a) Şönt bağlantı için durumlara göre kapasitansının ölçümü (veri föyü), (b) Şönt bağlantı için durumlara göre Q değeri ölçümü (veri föyü), (c) Şönt bağlantı için durumlara göre kapasitansının bilgisayar benzetimi sonuçları, (d) Şönt bağlantı için durumlara göre Q değerinin bilgisayar benzetimi sonuçları, (e) Şönt bağlantı için durumlara göre rezistansının bilgisayar benzetimi sonuçları, (f) Seri bağlantı için durumlara göre kapasitansının bilgisayar benzetimi sonuçları, (g) Seri bağlantı için durumlara göre rezistansının bilgisayar benzetimi sonuçları.

3.3.2. Ayarlanabilir Endüktörler

Literatür incelendiği takdirde ayarlanabilir kapasitör tasarımlarının çoğunlukta olduğu görülmektedir çünkü kapasitör tasarımı endüktör tasarımına göre daha kolaydır. Kapasitans denklemi göz önünde bulundurulduğu takdirde en basit anlamda zıt yüklerle yüklenmiş iki plaka arasında elektrik alan oluşumu dolayısıyla kapasitanstan bahsedebilirken endüktans meydana getirebilmek için bir sarım gerekmektedir ve bu sarımı oluşturmak bazı uygulamalarda çok sıkıntılı bir hal almaktadır. Bu nedenle bunun ayarlanabilir duruma getirilmesi de benzer şekilde zordur. Yine de literatür incelendiği takdirde aktif elemanlar kullanılarak bunu üretmenin mümkün olduğunu görülmektedir ancak genellikle düşük frekans uygulamaları için bu çalışmaların uygun olduğu görülmektedir.

Bu tezde devrenin üretim teknolojisi de göz önünde bulundurulduğu için daha basit tasarımlar üzerinde durulmak istenmektedir. Bu nedenle ayarlanabilir endüktörü de mümkün olduğunca basit ve kolaylıkla üretilebilir olması göz önünde bulundurulacaktır. Bu şartı karşılayabilmek adına [86], [87]'da önerilen ve ayarlanabilir kapasitörlere bağlı; kapasitörün ayarlanması ile endüktörün de ayarlanabildiği bir model bulunmaktadır (Şekil 3.13).



Şekil 3.13: Seri bağlı ayarlanabilir endüktör.

Şekil 3.13'te verilen bir endüktörün reaktansı,

$$X(\omega) = \omega L \quad (3.29)$$

ile verilir. Öte yandan paralel rezonans devresinin (C_x / L_x) admitansı,

$$Y_x(j\omega) = jB_x(\omega) = j \left[\omega C_x - \frac{1}{\omega L_x} \right] = j \left[\frac{\omega^2 L_x C_x - 1}{\omega L_x} \right] \quad (3.30)$$

şeklinde gösterilir. Burada elastans $B_x(\omega)$ ise,

$$B_x(\omega) = \frac{\omega^2 L_x C_x - 1}{\omega L_x} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2 - 1}{\omega L_x}$$

olarak yazılır. O halde, bu rezonans devresinin açısız rezonans frekansı ifadesi,

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L_x C_x} \quad (3.31)$$

Eğer Denklem (3.31)'de bulunan ifade Denklem (3.30)'da yerine yazılırsa,

$$Z_x(j\omega) = jX_x(\omega) = \frac{1}{Y_x(j\omega)} = -j \frac{1}{B_x} \quad (3.32)$$

$$X_x(\omega) = -\frac{1}{B_x} = \omega \frac{L_x}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2} = \omega L_t(\omega)$$

elde edilir. Denklem (3.32)'de ayarlanabilir endüktör L_t ,

$$L_t(\omega) = \frac{L_x}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2} \quad (3.33)$$

ile gösterilir. Denklem (3.33)'deki L_x endüktörü sabittir. Bununla birlikte, açısız rezonans frekansı ω_r , ayarlanabilir kapasitörün değeri değıştikçe değışir. Bu sebeple C_x değıştikçe ya da benzer şekilde açısız rezonans frekansı ω_r değıştikçe $L_t(\omega)$ 'nin etkin değeri değışmektedir.

Burada anlatılan yöntemi kullanarak ayarlanabilir L_t endüktörünü tasarladığımızı varsayalım. $\omega = \omega_0$ olduğu durumda $X(\omega_0) = X_x(\omega_0)$ olması gerekmektedir. Bu yüzden,

$$\omega_0 L = \omega_0 \frac{L_x}{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)^2} \quad (3.34)$$

olur. Buradan, verilen sabit bir endüktör L için açısız frekans ω_0 ve rezonans frekansı ω_r için L_x 'in hesaplanması istendiği takdirde,

$$L_x = \left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)^2\right] L > 0 \quad \text{Öyle ki } \omega_r > \omega_0 \quad (3.35)$$

olmaktadır. C_x ise, Denklem (3.31) kullanılarak $C_x = 1/\omega_r^2 L_x$ olarak elde edilmektedir.

4. BULGULAR

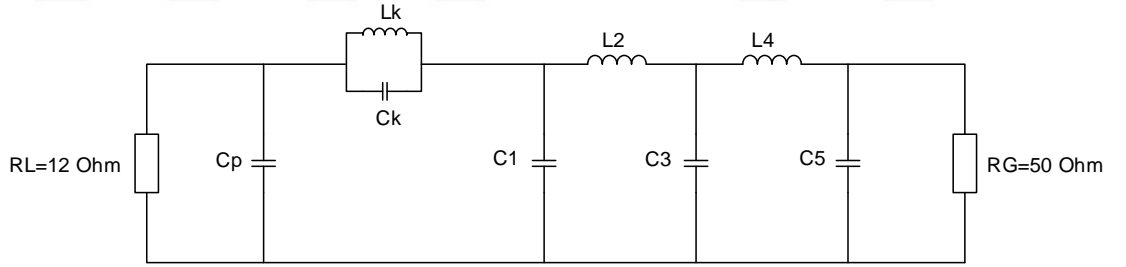
Bölüm 2.2’de ayarlanabilir devre elemanı türüne göre ayarlanabilir filtreler ve uyumlaştırma devreleri incelenmiştir. Literatürde görülmektedir ki ayarlanabilir devreler çoğunlukla merkez frekansın ötelenmesi ile elde edilmektedir. Ancak uyumlaştırma devreleri göz önünde bulundurulduğu takdirde yükün değişmesi de uyumlaştırma devresinin etkisini dolayısıyla da geçirme bandındaki TPG karakteristiğini de etkileyecektir. Burada yükün değişimini biraz daha açıklamak uygun olacaktır. Örneğin bir anten uyumlaştırma devresini ele alalım; bu devre antenin belirli bir durumu için tasarlanmıştır, yani ya antenin tek başına olduğu durum için ya da içerisinde bulunduğu cihazdaki durumu için ölçülen empedans ve yansıma değerlerine göre uyumlaştırma devresi tasarlanır. Ama bilindiği üzere taşınabilir antenler ya da bu antenlerin bulunduğu cihazlar genellikle bu ölçüm durumlarında bulunmazlar. Mesela cep telefonları konuşma sırasında ya da taşındığı sırada bazı parazitik etkilere maruz kalırlar. Bu nedenle empedans ve yansıma değerleri değişebileceğinden ilk durum için tasarlanan uyumlaştırma devreleri aynı performansta çalışmayabilirler. İkinci bir örnek olarak da transistör uyumlaştırma devreleri verilebilir. Bilindiği üzere transistörler uzun süre çalıştıklarında ısınmaktadırlar ve bu ısınma çalışmalarını da etkilemektedir. Yukarıda bahsedilen anten örneğinde olduğu gibi bu örnekte de transistörün ilk durumu için yani sıcaklık etkilerinin göz ardı edildiği durum için tasarlanan uyumlaştırma devresi, transistörün bir süre çalışıp sıcaklık etkilerinin kendini gösterdiği durumda aynı performansta çalışamayabilir.

Tezin bu bölümünde literatürde sıklıkla bahsedilen ve frekansın ayarlanabildiği uyumlaştırma devrelerinin tasarlanması için basit bir yaklaşım önerilmesinin yanı sıra, oluşan parazitik etkilerin yok edilmesini içeren bir uyumlaştırma devresi örneği de gösterilecektir. Bu tasarımları yaparken en önemli kısıt daha önce söylendiği gibi basit üretime uygunluğudur. Bu nedenle devrelerin ayarlanabilirliği kapasitörler ile sağlanacaktır. Bölüm 3.3.2’de önerilen ayarlanabilir endüktör yapısı Denklem (3.35) incelendiği takdirde dar bantlı tasarımlar ve seçilen rezonans frekansının etrafında düzgün

sonuç verdiği ancak geniş bantlı tasarımlar için iyi sonuç vermediği görülecektir. Bu yüzden bu tezde önerilen tasarımlarda bu ayarlanabilir endüktör yapısı kullanılmamıştır.

4.1. PARASİTİK ETKİLERİ YOK EDEN GENİŞ BANTLI UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIMI

Çıkış empedansı yaklaşık olarak 12Ω olan bir transistörün [88] çıkışına RF-DCT ile uyumlaştırma devresi tasarımı [89]'da anlatılmıştır. Burada gösterilen uyumlaştırma devresi $0.8 - 5.2 \text{ GHz}$ aralığında çalışmaktadır ve 5 adet AG geçiren eleman ve söndürme bandının kazancını düşürmek için 1 adet paralel LC rezonans devresi içermektedir. Bu durum "Referans Durum" olarak adlandırılacaktır. Yukarıda anlatılan, yükün parasitik etkiler ile değişimini irdeleyebilmek adına şönt C_p kapasitörünün bu transistörün çıkış katında olduğu ve kapasitansının $1 - 10 \text{ pF}$ arasında değiştiği varsayılacaktır. Bu yapı Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Her bir durum için yine RF-DCT ile hesaplanan uyumlaştırma devrelerinin eleman değerleri Tablo 4-1'de ve geçirme bandı için TPG karakteristiği ise Şekil 4.2'de gösterilmiştir.



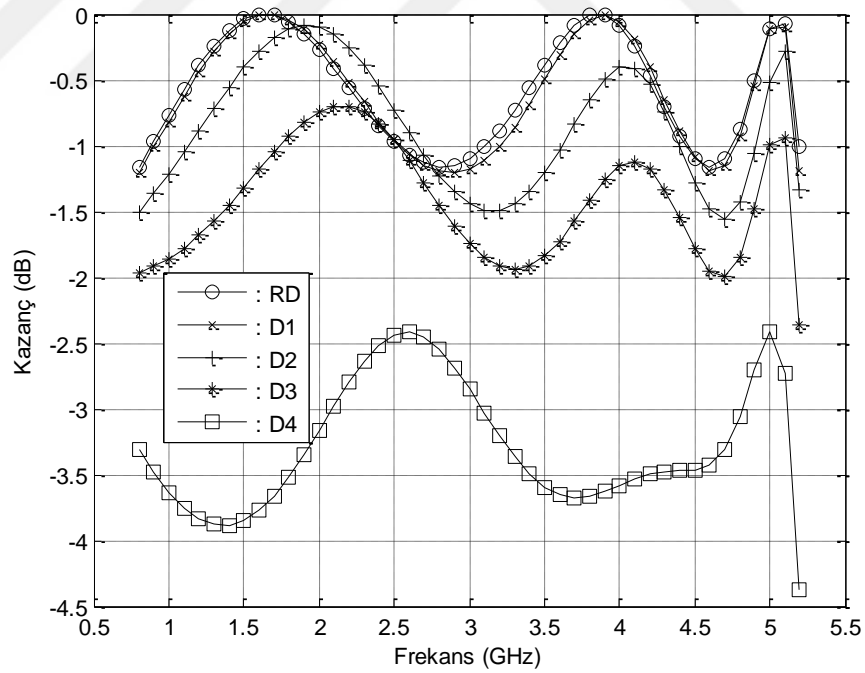
Şekil 4.1: Transistörün çıkış katına tasarlanan geniş bantlı uyumlaştırma devresi.

Şekil 4.1'de gösterilen devredeki paralel LC rezonans devresi 5.2 GHz üstündeki bir frekans değerine sabitlenmiş olup ayarlanabilir olması istenmemektedir. Bu nedenle bu elemanların değişimi göz ardı edilecektir. Bunun dışındaki elemanlar ise Tablo 4-1'de incelendiği takdirde yükün değişimi ile en çok değeri değişen elemanların C1 ve C5 olduğu görülmektedir. Bilindiği üzere devre üretimi göz önünde bulundurulduğu zaman ideal olmayan elemanlar işin içine girecektir ve bu nedenle TPG, ideal elemanlarla elde edilen TPG'den daha bozuk olarak elde edilecektir. Bu devrenin ayarlanabilirliği varaktör diyotlarla sağlanacağı için bu TPG'in çok daha fazla bozulması anlamına gelmektedir. Bu nedenle mümkün olduğunca az sayıda elemanın ayarlanabilir olması bu sorunun

önüne geçmiş olacaktır. Bu yüzden sadece C1 ve C5 kapasitörleri yerine varaktör diyot kullanılacaktır.

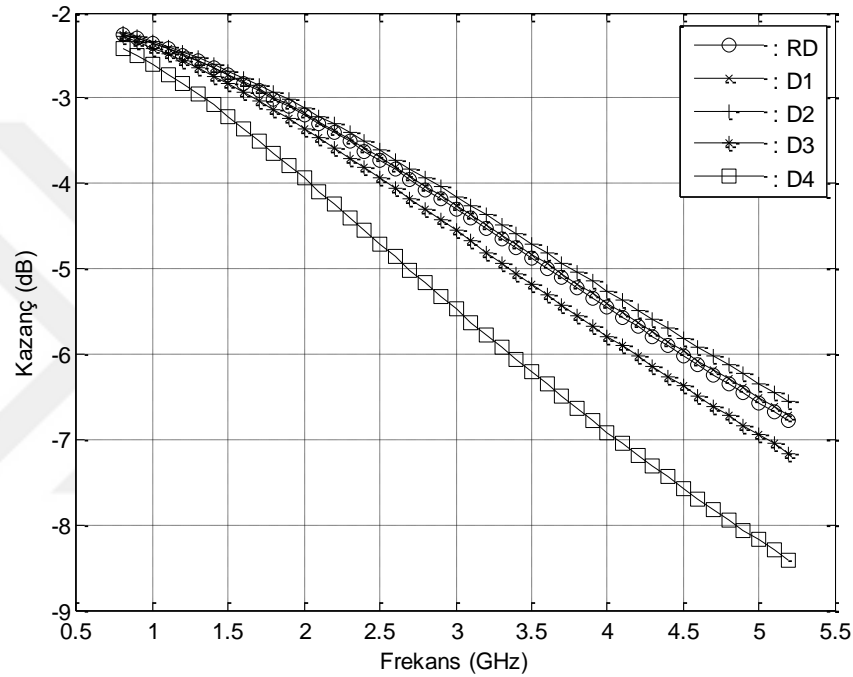
Tablo 4-1: Yükün değişimi için tasarlanan uyumlaştırma devrelerinin değerleri:

	Referans Durum (RD)	Durum-1 (D1)	Durum-2 (D2)	Durum-3 (D3)	Durum-4 (D4)
	$C_p = 0$ (Filtre Durumu)	$C_p = 1 \text{ pF}$	$C_p = 3 \text{ pF}$	$C_p = 5 \text{ pF}$	$C_p = 10 \text{ pF}$
Lk	0.666 nH	0.747 nH	0.713 nH	0.5682 nH	0.3476 nH
Ck	0.486 pF	0.434 pF	0.4456 pF	0.5705 pF	0.9325 pF
C1	2.34 pF	2.36 pF	2.47 pF	2.867 pF	4.2267 pF
L2	1.367 nH	1.369 nH	1.38 nH	1.372 nH	1.0711 nH
C3	2.32 pF	2.34 pF	2.27 pF	2.097 pF	2.3844 pF
L4	1.482 nH	1.482 nH	1.579 nH	1.744 nH	1.6483 nH
C5	1.48 pF	1.467 pF	1.245 pF	1.023 pF	0.9855 pF



Şekil 4.2: Yükün değişimi için tasarlanan uyumlaştırma devrelerinin geçirme bantı TPG karakteristiği.

Bölüm 3.3.1.1’de bazı varaktörlerin SPICE modelleri verilmiştir. Tablo 4-1’deki C1 ve C5 kapasitörlerinin değerlerinin değişimi incelendiğinde, bu kapasitörlerin yerine sırasıyla SMV2021 ve SMV2019 varaktör diyotların uygun olduğu görülmektedir. Ayrıca yine aynı bölümde varaktör diyotların lineerliğinin artırılmasında ve gürültülerinin azaltılmasında en etkili bağla yönteminin AS/AP-DFVS olduğu gösterilmiştir. Bu yüzden bu diyotlar devreye bu bağlama yöntemi ile bağlanacaktır. Bu durumda elde edilen TPG grafiği Şekil 4.3’te gösterilmiştir.



Şekil 4.3: C1 ve C5 kapasitörleri yerine AS/AP-DFVS topolojisi ile bağlanan diyotların bütün durumlar için kazancının karşılaştırılması.

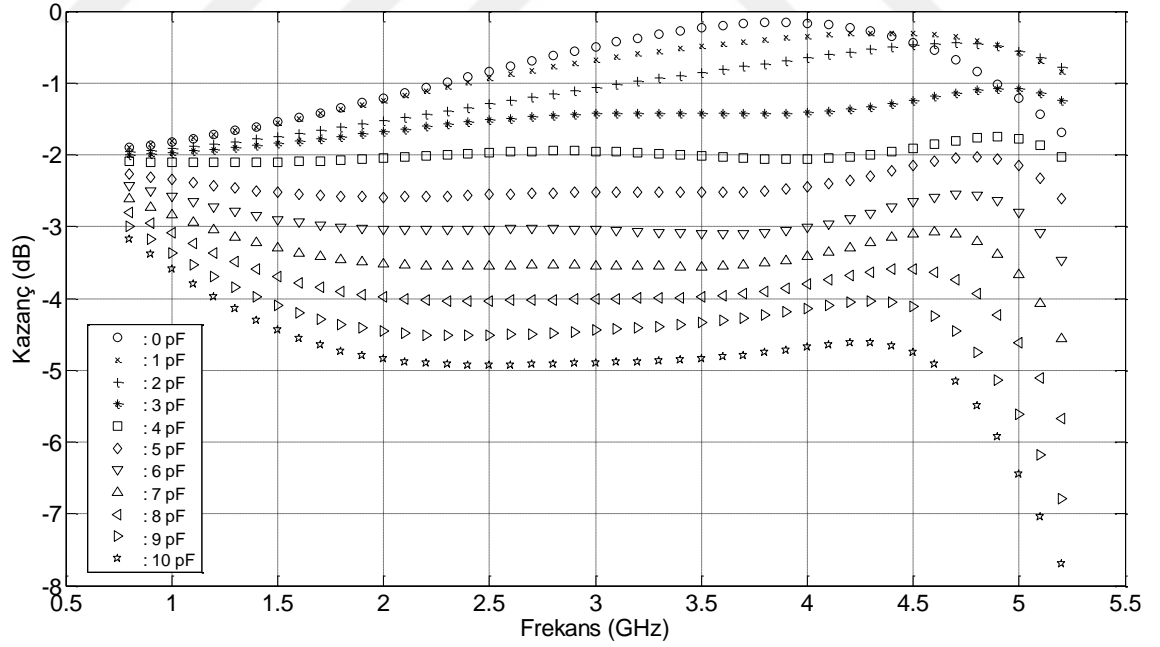
Üstteki grafikten görüleceği üzere geçirme bandındaki kazanç diyotların bağlanması ile oldukça bozulmuştur. Bu durumu çözebilmek adına en son elde edilen diyotlu uyumlaştırma devresini Lk, Ck, L2, C3 ve L4 elemanlarının değerlerinin Cp kapasitörününün değişimi ile her durumda sabit kalacak şekilde ve aynı zamanda C1 ve C5 kapasitörlerinin yerine AS/AP-DFVS topolojisi ile devreye eklenen diyotların besleme gerilimleri optimize edilecektir. Lk, Ck, L2, C3 ve L4 elemanlarının optimizasyonunda gerçek eleman değerlerine uygun olmaları göz önünde bulundurulmuştur. Optimizasyon sonucu bu sabit elemanların değerleri Tablo 4-2’de gösterilmiştir. Ayrıca bu elemanlara göre diyotlara uygulanması gereken ters gerilim değerleri Tablo 4-3’te ve bu değerlere göre elde edilen TPG grafiği Şekil 4.4’te verilmiştir.

Tablo 4-2: Optimizasyon sonucu elde edilen sabit elemanların değerleri:

Lk	Ck	L2	C3	L4
0.4 nH	0.1 pF	0.8 nH	1.5 pF	1.8 nH

Tablo 4-3: Cp'nin değişimi ile diyotlara uygulanması gereken ters gerilim değerleri:

Cp (pF)	Gerilim	
	Vt1 (V)	Vt2 (V)
0	11.43	10.02
1	7.9	7.27
2	8.24	8.86
3	11.7	5.81
4	10.93	5.77
5	5.09	5.71
6	3.56	5.25
7	2.95	5.29
8	2.59	5.38
9	2.3	5.57
10	2.29	5.47

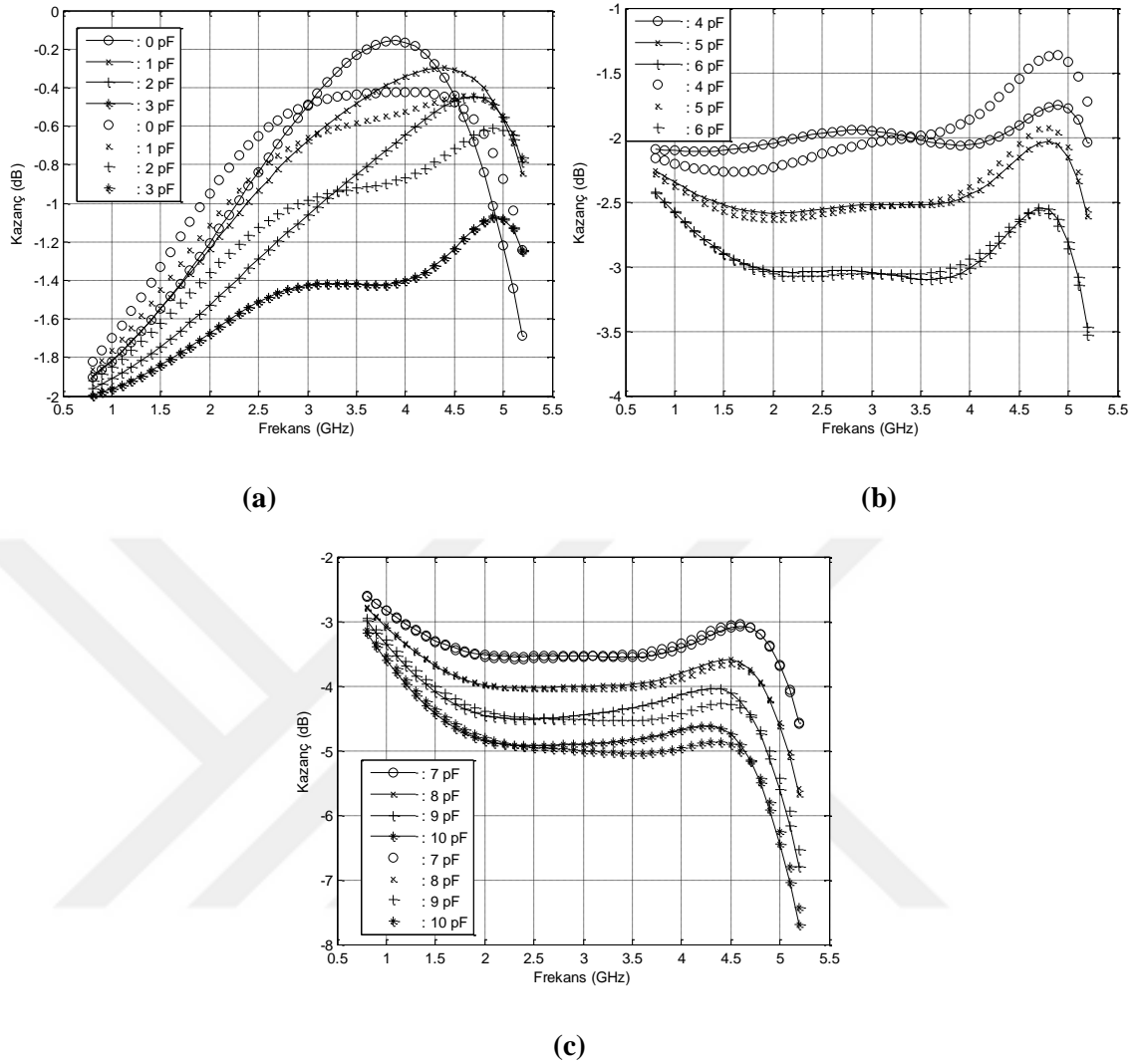
**Şekil 4.4:** Cp'nin değişimine göre uygulanan ters gerilim değerleri ile elde edilen kazanç.

Şekil 4.2’de ideal elemanlarla tasarlanan uyumlaştırma devrelerinin geçirme bandı TPG değişimlerinin C_p ’nin 0, 1 ve 3 pF olduğu durumlarda 0.5 dB etrafında, 5 pF için 1.5 dB etrafında ve 10 pF için 3.5 dB etrafında olduğu görülmektedir. Aynı değerler için Şekil 4.4’te verilen diyotların eklenmiş olduğu uyumlaştırma devreleri için incelenirse bu değişimin 0 ve 1 pF için 1 dB etrafında; 3 pF için 1.5 dB etrafında; 5 pF için 2.5 dB ve 10 pF için 5 dB etrafında değiştiği görülmektedir. Doğrusal ve ideal olmayan elemanlar ile çalışıldığı düşünülürse bu değişimin kabul edilebilir sınırlarda olduğu görülmektedir.

Tablo 4-3’te 11 farklı C_p değeri için ayrı ayrı VT1 ve VT2 gerilimleri uygulanmakta olduğu görülmektedir. Bu devrenin üretimi göz önünde bulundurulduğu zaman bu kadar fazla sayıda gerilim değişimi fazla olmaktadır çünkü tablodan görülebileceği üzere bazı gerilim değerleri birbirine yakın değerlere sahiplerdir. Bu değişim sayısını azaltmak için bazı C_p değişimlerinde aynı gerilim değerlerini uygulanması yeterlidir ancak kazançta fazla bir değişme olmaması gerektiği unutulmamalıdır. Bunun için kazançları birbirine yakın olan C_p değerleri 0 pF - 3 pF , 4 pF - 6 pF ve 7 pF - 10 pF olmak üzere üç ayrı grupta toplanması uygun olacaktır. Bu gruplara uygulanması gereken yeni gerilim değerleri Tablo 4-4’te ve bu gerilim değerlerine göre kazançlardaki değişimlerin grafiği Şekil 4.5’te verilmiştir. Bu grafikte çizgili olarak gösterilen değerler Şekil 4.4’te gösterilen her bir duruma göre farklı gerilimler uygulanması ile elde edilen kazanç grafikleri, diğerleri ise Tablo 4-4’te verilen gerilim gruplarına göre elde edilen kazanç grafikleridir. Şekil 4.5’te kazançlarda çok fazla değişim olmadan, aynı gruplarda bulunan devrelere aynı gerilimler uygulanabildiği görülmektedir.

Tablo 4-4: Üç ayrı gruba ayrılan C_p değişimleri için uygulanması gereken ters gerilim değerleri:

Cp (pF)	Gerilim	
	VT1 (V)	VT2 (V)
0		
1	11.7	5.8
2		
3		
4	4	5.6
5		
6		
7	3	5.5
8		
9		
10		



Şekil 4.5: Aynı gerilim değerleri uygulanması ile kazançlardaki değişim: (a) $0\text{ pF} - 3\text{ pF}$, (b) $4\text{ pF} - 6\text{ pF}$, (c) $7\text{ pF} - 10\text{ pF}$.

4.2. FREKANS GÖRE AYARLANABİLİR FİLTRE ve UYUMLAŞTIRMA DEVRESİ TASARIMI

Bölüm 2.2’de incelemesi yapılan ayarlanabilir devrelerin tasarımının temelde iki aşamadan oluştuğu görülmektedir. Bu aşamalardan ilki, belirli bir frekans karakteristiğini elde edecek devrenin tasarlanması ve ikincisi ise bu devrenin, genellikle kapasitörlerin ya da kapasitöre denk gelen devre elemanlarının ayarlanabilir devre elemanlarına dönüştürülmesi ile ayarlanabilir devre üretimidir. Ancak görülebileceği üzere bu ayarlanabilirlik genellikle teorik yaklaşımdan uzak, ayarlanabilir elemanların değişimine göre elde edilen frekans değişimi olarak gözlemlenmektedir.

Tezin bu bölümünde bir filtrenin ya da uyumlaştırma devresinin herhangi bir yeniden hesaplama olmaksızın basit bir yöntemle ayarlanabilir yapılabilmesi için basit bir yöntem önerilmektedir. Bu yöntemde amaç, daha önce bahsedildiği gibi devrenin kolay bir şekilde üretilebilmesi adına ayarlanabilirliğin sadece kapasitörler üzerinden sağlanmasını temel almaktadır. Bu değişimi gösterebilmek için, her bir kapasitör “Ayarlama Faktörü” (AF) adı verilen t katsayısı ile çarpılarak, kapasitörlerin değerinin yüzde olarak değişimi ile frekans değişiminin ne olacağı kestirilebilecektir. Bu analizi yapabilmek için öncelikle devrenin giriş empedansı AF de dâhil edilerek yazılacaktır. Bu hesaplamayı yapabilmek için ilk önce devre topolojisinin seçilmesi gerekmektedir. Kablosuz haberleşmede en çok kullanılan frekans karakteristiği BG karakteristiktir. Bu nedenle devre BG devre özelliklerini taşıyacaktır ve eşit sayıda AG devre elemanı (seri endüktör ve şönt kapasitör) ve YG devre elemanı (seri kapasitör ve şönt endüktör) içerecektir. Analizi kolaylaştırmak adına çift dereceli devreler göz önünde bulundurulacaktır. Öte yandan devre topolojisini belirlerken diğer bir kısıt da [90], [91]’de anlatılan devre sentezi ile uyumlu olması gerekmektedir. Bunun nedeni de RFT kullanılarak filtre ya da uyumlaştırma devresi tasarlandığı takdirde bu devrelerin giriş empedansının elde edilmesi dolayısıyla normalize eleman değerlerini hesaplayabilmek adına polinom bölmesine ihtiyaç duyulmaktadır. [90], [91]’de bilgisayar ile bu hesaplamaların yapılabilmesi için bilgisayar kaynaklı hataları azaltan sentez yöntemleri önerilmektedir. Bu yöntemde ilk başta YG daha sonra ise AG elemanların değerleri hesaplanmaktadır.

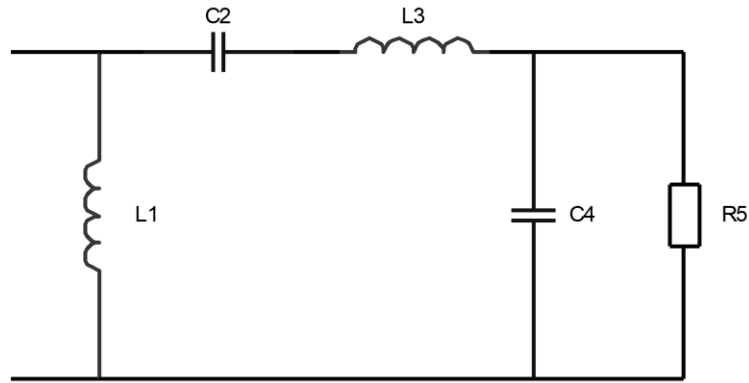
4.2.1. Frekansa Göre Ayarlanabilir Filtre Tasarımları

Üstte yazılan kısıtlara uyacak şekilde giriş empedansı hesaplanacak ilk devre 4. derece BG filtredir (Şekil 4.6). Bu devre 2 adet YG ve 2 adet AG elemandan oluşmaktadır. Bu 4. derece filtre olacağı için sonlandırma direnci olan R_5 direncinin değeri 1Ω olarak alınacaktır.

Şekil 4.6’da gösterilen 4. derece BG filtrenin giriş empedansı aşağıda verilmiştir.

$$Z_{in}(p) = \frac{a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5}{b_1 p^3 + b_2 p^2 + b_3 p + b_4} \quad (4.1)$$

Pay ve payda polinomlarının katsayıları Tablo 4-5’te gösterilmiştir.



Şekil 4.6: Sentez algoritmasına uygun 4. derece bant geçiren filtre topolojisi

Tablo 4-5: 4. derece BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayıları:

Pay Polinomu	Payda Polinomu
$a_1 = C_2 C_4 L_1 L_3$	$b_1 = C_2 C_4 (L_1 + L_3)$
$a_2 = C_2 L_1 L_3$	$b_2 = C_2 (L_1 + L_3)$
$a_3 = L_1 (C_2 + C_4)$	$b_3 = (C_2 + C_4) p$
$a_4 = L_1$	$b_4 = 1$
$a_5 = 0$	

Bu filtrenin kapasitörleri AF ile çarpılırsa bu kapasitörlerin yeni değerleri $C_2 = t C_2$ ve $C_4 = t C_4$ olacaktır. İlk başta hesaplamanın basit olması açısından iki ayrı kapasitöre karşılık gelen AF eşit seçilmiştir ancak daha sonra bunun teoriye uygun bir seçim olacağı gösterilecektir. AF'nün dâhil olduğu BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayıları Tablo 4-6'da verilmiştir.

Tablo 4-6'daki AF'ne bağlı pay ve payda polinomu katsayıları incelendiği zaman aşağıdaki gibi dizi dağılımına sahip olduğu görülmektedir. Bu dizi AF dizisi olarak adlandırılmaktadır.

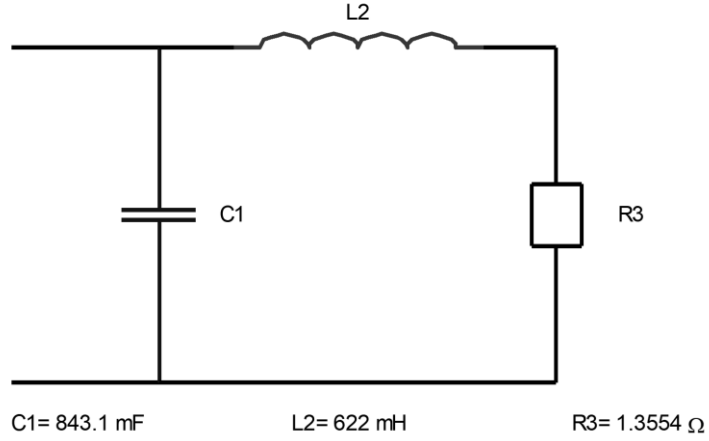
$$a_t = [t^2 \quad t \quad t \quad 1 \quad 1] \quad (4.2)$$

$$b_t = [t^2 \quad t \quad t \quad 1]$$

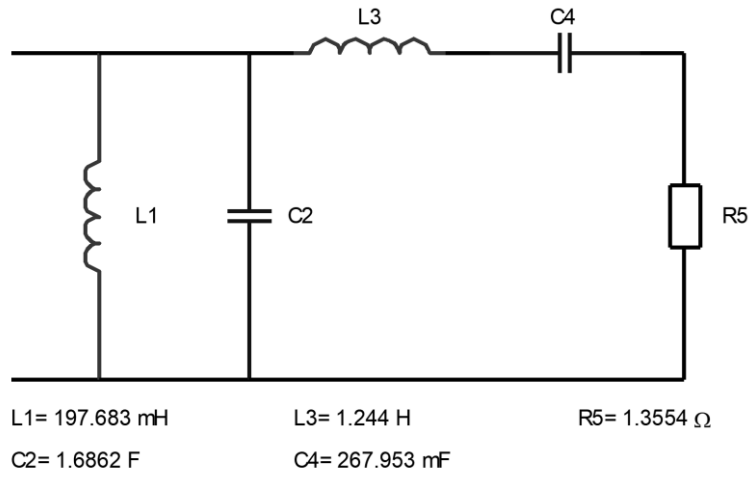
Tablo 4-6: AF'ne bağı 4. derece BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayıları:

Pay Polinomu		Payda Polinomu	
$a_{1t} = t^2 C_2 C_4 L_1 L_3$	$= t^2 a_1$	$b_{1t} = t^2 C_2 C_4 (L_1 + L_3)$	$= t^2 b_1$
$a_{2t} = t C_2 L_1 L_3$	$= t a_2$	$b_{2t} = t C_2 (L_1 + L_3)$	$= t b_2$
$a_{3t} = t L_1 (C_2 + C_4)$	$= t a_3$	$b_{3t} = t (C_2 + C_4) p$	$= t b_3$
$a_{4t} = L_1$	$= a_4$	$b_{4t} = 1$	$= b_4$
$a_{5t} = 0$	$= a_5$		

AF dizisinin 4. derece BG Chebyshev filtreye etkisini bir örnekle gösterilmek istenmektedir. Tasarlanacak bu filtrenin köşe frekansları $\omega_1 = 1.5$ ve $\omega_2 = 2$ olarak alınacaktır. Şekil 4.7'de 2. derece AG prototip filtrenin eleman değerleri (dalgalılık faktörü 0.1 dB için eleman değerleri seçilmiştir) ve bu filtre kullanılarak, belirtilen frekans aralığı için tasarlanmış BG filtrenin devre şemaları gösterilmiştir. AG prototip filtreden BG filtre tasarlayabilmek için Denklem (2.16)'daki ve (2.17)'deki dönüşüm formülleri kullanılmıştır.



(a)



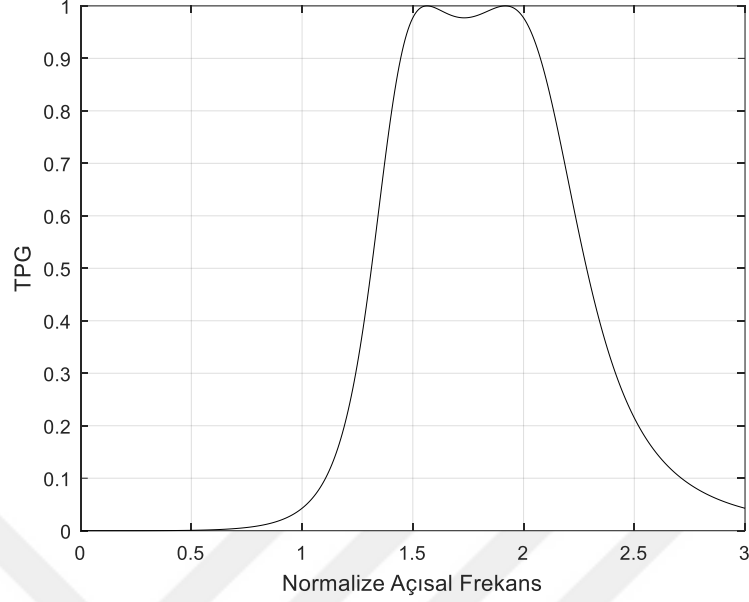
(b)

Şekil 4.7: (a) 2. derece AG Chebyshev prototip filtre, (b) 4. derece BG Chebyshev filtre

Şekil 4.7b'de gösterilen BG filtrenin giriş empedansı,

$$Z_{in}(p) = \frac{0.1111p^4 + 0.0659p^3 + 0.7196p^2 + 0.1977p + 1}{0.0659p^3 + 0.0391p^2 + 0.1977p} \quad (4.3)$$

olarak hesaplanmaktadır. Bu filtrenin TPG grafiği ise Şekil 4.8'de gösterilmiştir.

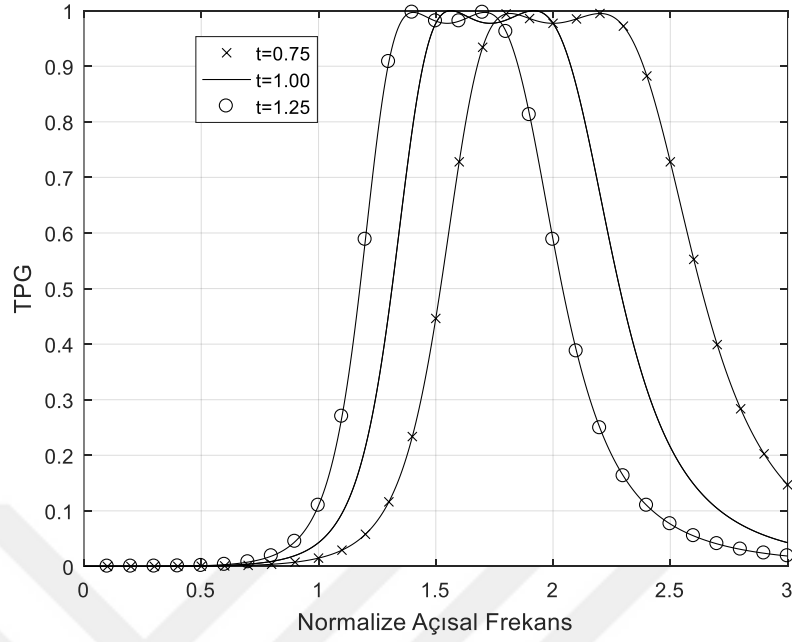


Şekil 4.8: 4. derece BG filtrenin TPG grafiği.

AF etkisini incelemek için Denklem (4.3)'te hesaplanan BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomları, Denklem (4.2)'de 4. derece BG filtre için hesaplanan AF dizileri ile eleman-eleman çarpılacaktır. Böylece elde edilen yeni AF'ne bağlı giriş empedansı aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

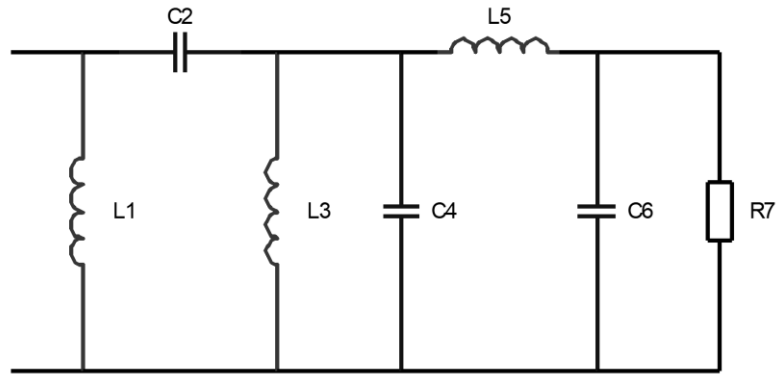
$$Z_{in}(p, t) = \frac{(0.1111 t^2)p^4 + (0.0659 t)p^3 + (0.7196 t)p^2 + 0.1977p + 1}{(0.0659 t^2)p^3 + (0.0391 t)p^2 + (0.1977 t)p} \quad (4.4)$$

AF'nün iki farklı $t = 0.75$ ve $t = 1.25$ değeri için TPG grafiği Şekil 4.9'da gösterilmiştir. Değerlerin böyle seçilmesinin nedeni C2 ve C4 kapasitörlerinin değerlerinin $\pm\%25$ değişimine karşılık gelmektedir. Gerçek ayarlanabilir elemanlar göz önüne alındığında bu değişimin tutarlı olduğu görülecektir. Ayrıca Şekil 4.6'daki ve Şekil 4.7b'deki BG filtrelerin dereceleri aynı olsa da topolojileri farklıdır ancak Şekil 4.6'daki devre için çıkarılan AF dizisinin Şekil 4.7b'deki filtre için de uygun olduğu ve iyi sonuç verdiği görülmektedir.



Şekil 4.9: $t = 0.75, 1$ ve 1.25 için 4. derece BG Chebyshev filtrenin TPG grafiği.

AF ve dizisini genelleştirebilmek adına 4. derece BG filtre için çıkarttığımız denklemlerin benzerlerinin 6. derece BG filtre için de çıkarılması uygun olacaktır. İncelenecek olacak filtrenin şematığı Şekil 4.10'da verilmiştir. Hesap kolaylığı adına sonlandırma direnci $R7$, yine 1Ω olarak alınacaktır. Bu filtrenin topoloji seçilirken de yine sentez algoritmasına uygun olması göz önünde bulundurulmuştur.



Şekil 4.10: Sentez algoritmasına uygun 6. derece BG filtre topolojisi

Şekil 4.10'da gösterilen 6. derece BG filtrenin giriş empedansı,

$$Z_{in}(p) = \frac{a_1p^5 + a_2p^4 + a_3p^3 + a_4p^2 + a_5p + a_6}{b_1p^6 + b_2p^5 + b_3p^4 + b_4p^3 + b_5p^2 + b_6p + b_7} \quad (4.5)$$

olarak hesaplanır. Giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayılarının eleman değerlerine bağlı değerleri Tablo 4-7'de verilmiştir.

Tablo 4-7: 6. derece BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayıları

Pay Polinomu	Payda Polinomu
$a_1 = L_1L_3L_5C_6(C_2 + C_4)$	$b_1 = C_2C_4C_6L_1L_3L_5$
$a_2 = L_1L_3L_5(C_2 + C_4)$	$b_2 = C_2C_4L_1L_3L_5$
$a_3 = L_1(C_2L_3 + C_4L_3 + C_6L_3 + C_6L_5)$	$b_3 = C_2C_4L_1L_3 + C_2C_6L_1L_3 + C_2C_6L_1L_5$ $+ C_2C_6L_3L_5 + C_4C_6L_3L_5$
$a_4 = L_1(L_3 + L_5)$	$b_4 = C_2L_1L_3 + C_2L_1L_5 + C_2L_3L_5 + C_4L_3L_5$
$a_5 = L_1$	$b_5 = C_2L_1 + C_2L_3 + C_4L_3 + C_6L_3 + C_6L_5$
$a_6 = 0$	$b_6 = L_3 + L_5$
	$b_7 = 1$

Yine Şekil 4.10'da gösterilen 6. derece BG filtrenin kapasitörleri AF'ne bağlı olarak $C_2 = tC_2$, $C_4 = tC_4$ ve $C_6 = tC_6$ olarak yazıldığı takdirde AF'ne bağlı giriş empedansının pay ve payda polinomları katsayılarının aldığı değerler Tablo 4-8'de verilmiştir. Bu tabloya göre elde edilen pay ve payda polinomları için AF dizisi,

$$a_t = [t^2 \quad t \quad t \quad 1 \quad 1 \quad 1] \quad (4.6)$$

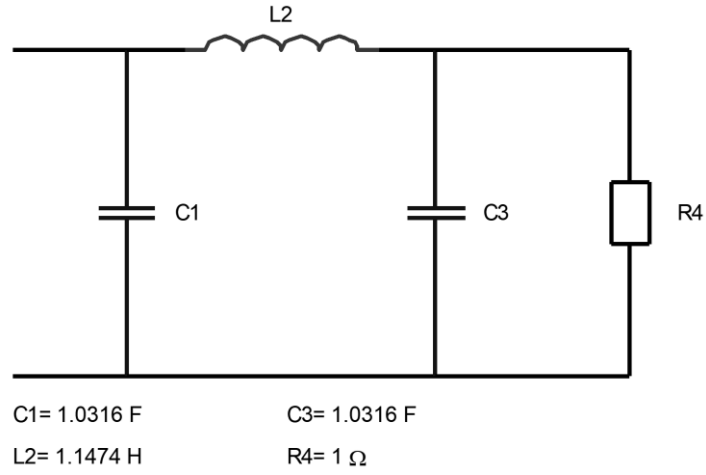
$$b_t = [t^3 \quad t^2 \quad t^2 \quad t \quad t \quad 1 \quad 1]$$

olarak elde edilir.

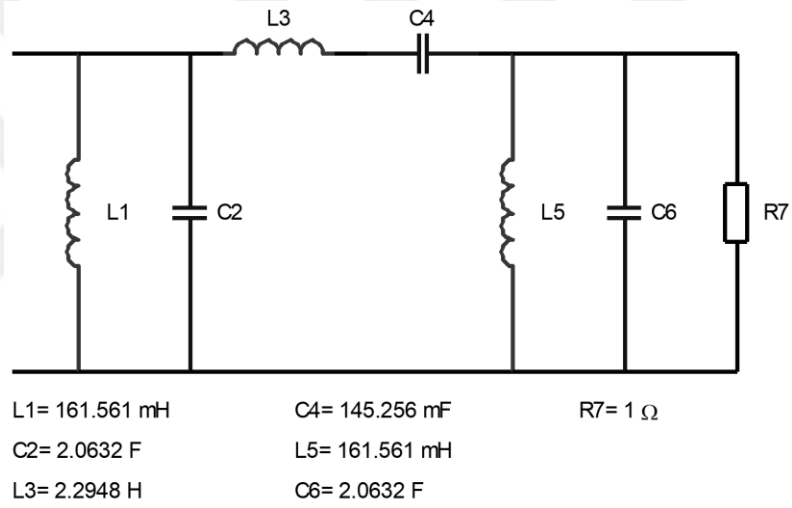
Tablo 4-8: AF'ne bağlı 4. derece BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomlarının katsayıları:

Pay Polinomu			Payda Polinomu		
a_{1t}	$= t^2 L_1 L_3 L_5 C_6 (C_2 + C_4)$	$= t^2 a_1$	b_{1t}	$= t^3 C_2 C_4 C_6 L_1 L_3 L_5$	$= t^3 b_1$
a_{2t}	$= t L_1 L_3 L_5 (C_2 + C_4)$	$= t a_2$	b_{2t}	$= t^2 C_2 C_4 L_1 L_3 L_5$	$= t^2 b_2$
a_{3t}	$= t L_1 (C_2 L_3 + C_4 L_3 + C_6 L_3 + C_6 L_5)$	$= t a_3$	b_{3t}	$= t^2 (C_2 C_4 L_1 L_3 + C_2 C_6 L_1 L_3 + C_2 C_6 L_1 L_5 + C_2 C_6 L_3 L_5 + C_4 C_6 L_3 L_5)$	$= t^2 b_3$
a_{4t}	$= L_1 (L_3 + L_5)$	$= a_4$	b_{4t}	$= t (C_2 L_1 L_3 + C_2 L_1 L_5 + C_2 L_3 L_5 + C_4 L_3 L_5)$	$= t b_4$
a_{5t}	$= L_1$	$= a_5$	b_{5t}	$= t (C_2 L_1 + C_2 L_3 + C_4 L_3 + C_6 L_3 + C_6 L_5)$	$= t b_5$
a_{6t}	$= 0$	$= a_6$	b_{6t}	$= L_3 + L_5$	$= b_6$
			b_{7t}	$= 1$	$= b_7$

AF 4. derece BG filtrenin kazancı üzerindeki etkisinin incelendiği örneği, benzer şekilde 6. dereceye uygularsak; yine, tasarlanacak filtrenin köşe frekansları $\omega_1 = 1.5$ ve $\omega_2 = 2$ olarak seçilecektir. Şekil 4.11'de 3. derece AG prototip filtrenin eleman değerleri (eleman değerleri dalgalılık faktörü 0.1 dB için hesaplanmıştır) ve bu filtre kullanılarak, belirtilen frekans aralığı için tasarlanmış 6. derece BG filtre şematığı verilmiştir. AG-BG dönüşümü için yine Denklem (2.16) ve (2.17) kullanılmıştır.



(a)



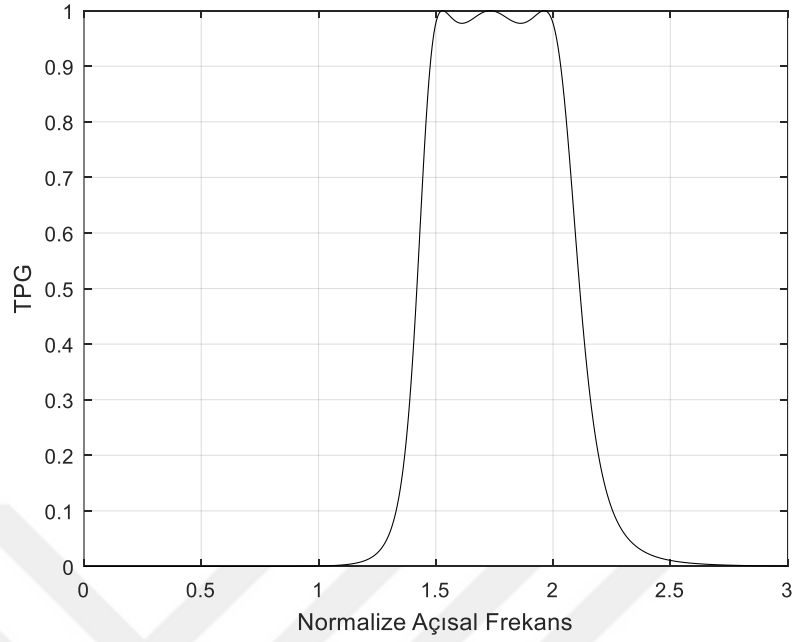
(b)

Şekil 4.11: (a) 3. derece AG Chebyshev prototip filtre, (b) 6. derece BG Chebyshev filtre

Şekil 4.11b’de gösterilen 6. derece BG Chebyshev filtrenin giriş empedansı,

$$Z_{in}(p) = \frac{0.018p^5 + 0.087p^4 + 0.1115p^3 + 0.0261p^2 + 0.1616p}{0.037p^6 + 0.018p^5 + 0.3490p^4 + 0.1115p^3 + 1.0469p^2 + 0.1616p + 1} \quad (4.7)$$

olarak hesaplanır. Bu filtrenin TPG grafiği ise Şekil 4.12’de verilmiştir.



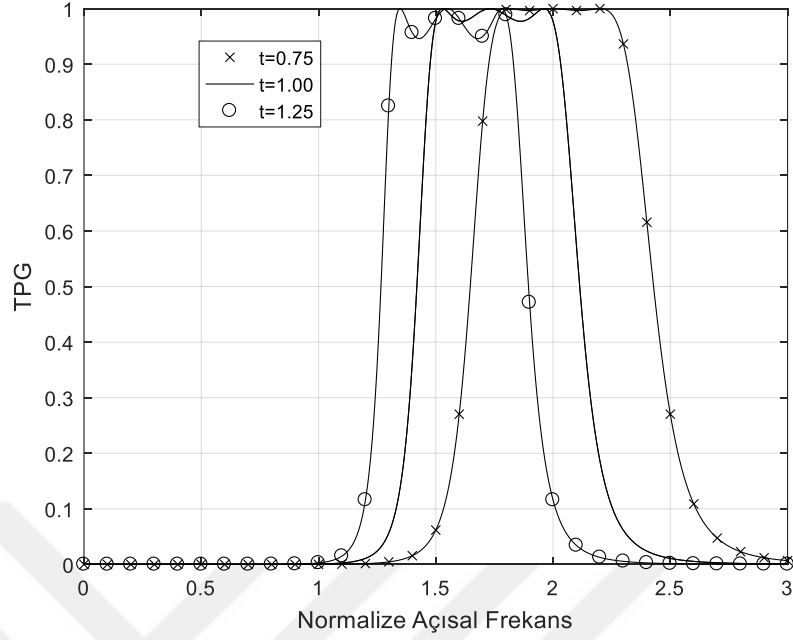
Şekil 4.12: 6. derece BG filtrenin TPG grafiği.

Denklem (4.6)'da elde edilen AF dizisi ile Denklem (4.7)'de 6. derece BG filtrenin giriş empedansının pay ve payda polinomları çarpılırsa AF'ne bağlı giriş empedansı,

$$Z_{in}(p, t) = \frac{(0.018 t^2)p^5 + (0.087 t)p^4 + (0.1115 t)p^3 + 0.0261p^2 + 0.1616p}{(0.037 t^3)p^6 + (0.018 t^2)p^5 + (0.3490 t^2)p^4 + (0.1115 t)p^3 + (1.0469 t)p^2 + 0.1616p + 1} \quad (4.8)$$

olarak elde edilir.

AF'nün yine iki farklı $t = 0.75$ ve $t = 1.25$ değeri için TPG grafiği Şekil 4.13'te gösterilmiştir. Kapasitörlerin değerlerinin $\pm\%25$ değişiminin incelendiği bu örnekte 4. derece BG filtre örneğinde olduğu gibi bu örnekte de başarılı bir şekilde gösterilmiştir.

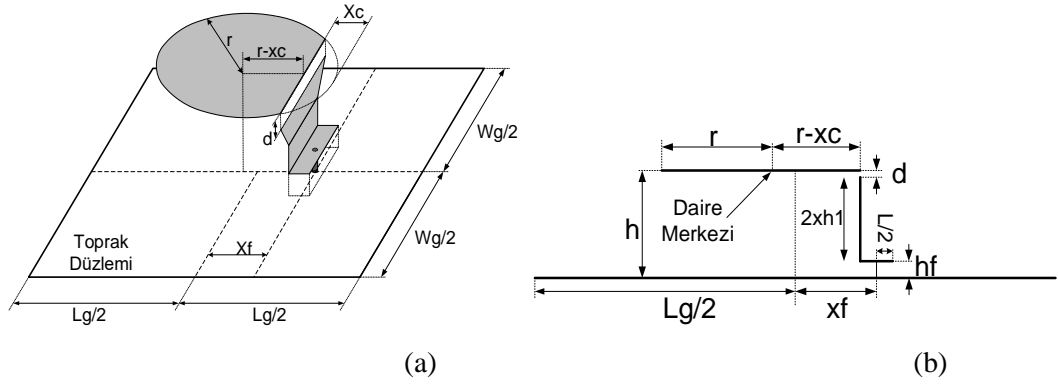


Şekil 4.13: $t = 0.75, 1$ ve 1.25 için 6. derece BG Chebyshev filtrenin TPG grafiği.

4.2.2. Frekansa Göre Ayarlanabilir Uyumlaştırma Devresi Tasarımı

Filtreler giriş ve çıkış terminalleri rezistif empedanslar ile sonlandırılan ve belirli bir frekans aralığını geçiren ve bu aralığın dışındaki frekansları söndüren devrelerdir. Girişteki ve çıkıştaki empedanslar rezistif olduğu için bu empedanslar frekansa bağımsızdır. Dolayısıyla filtrelerde ayarlanabilirliği göstermek kolaydır ancak uyumlaştırma devrelerinde, uyumlaştırılacak yükler karmaşık empedanslar oldukları için frekansa bağlıdır ve ayarlanabilirlik ifadesini elde etmek daha zordur. Bu tezde amaç ayarlanabilirliği basit bir şekilde ifade etmek olduğu için filtre ayarlanabilirliği incelemesinde olduğu gibi uyumlaştırma devresinin ayarlanabilirliği için de daha sade çözümler bulmak amaçlanmaktadır. Bu nedenle ilk önce filtre ayarlanabilirliği için elde edilen AF ve dizisi ifadeleri kullanılacaktır.

Uyumlaştırma devresi tasarımı için yük olarak [79], [92]'de verilen, $3.2 - 3.9 \text{ GHz}$ aralığında çalışan anten seçilmiştir. Boyutları Tablo 4-9'da verilen bu antenin geometrisi Şekil 4.14'te gösterilmiştir.



Şekil 4.14: Uyumlaştırma devresi tasarlanacak antenin geometrisi: **(a)** Üstten görünüş, **(b)** Yandan görünüş.

Tablo 4-9: Uyumlaştırma devresi tasarlanacak olan antenin boyutları (Birimler *mm* cinsindedir.):

W_g	L_g	h_f	W_1	L	h_1	x_c	x_f	r	d
160	160	5.5	24	10.5	13	7	25	34	0.7

Bilgisayarda tasarımı yapılan bu anten, İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde bulunan RF/Mikrodalga Devreler ve Antenler Ölçüm Laboratuvarı'nda üretilmiş olup (Şekil 4.15) yine bu laboratuvarda bulunan Rohde&Schwarz marka ZVB14 Vector Network Analyzer ile ölçülmüştür. Şekil 4.16'da antenin geri dönüş kaybının bilgisayar benzetimi ve ölçüm sonuçları gösterilmiş olup, iki sonucunda birbiri ile uyduğu gösterilmiştir. Yine bu antenin ışımaya örüntüsünün bilgisayar benzetimi Şekil 4.17'de verilmiştir.



(a)

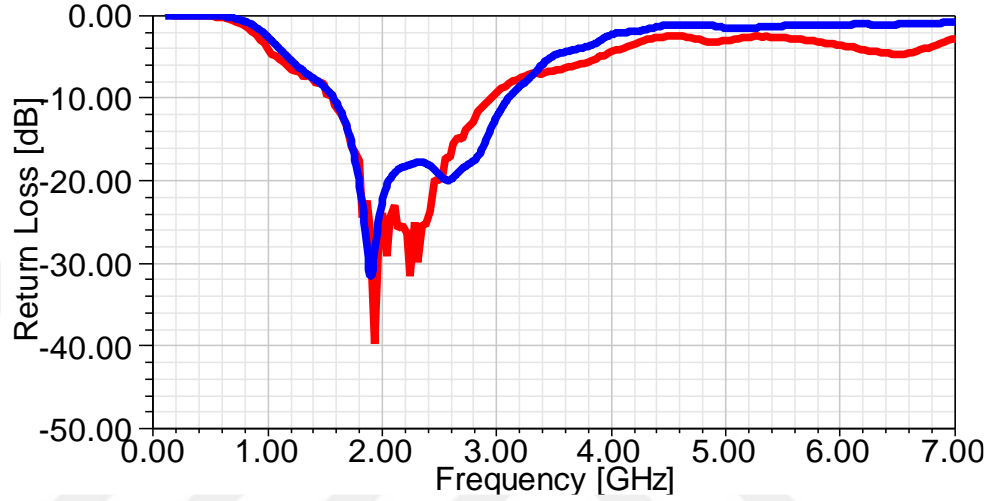


(b)

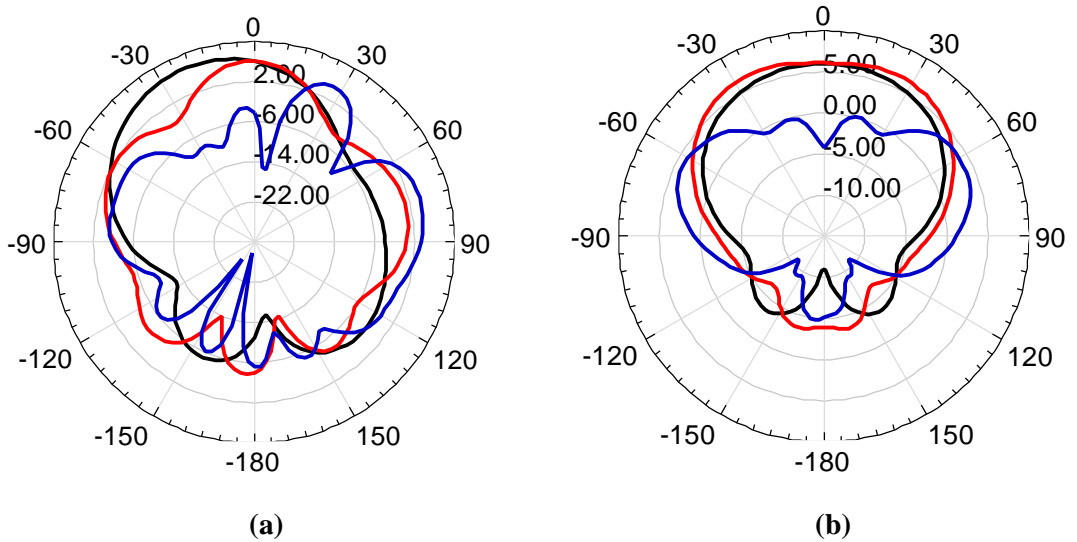


(c)

Şekil 4.15: Üretilen antenin fotoğrafları: (a) Genel görünüş, (b) Üstten görünüş, (c) Yandan görünüş.

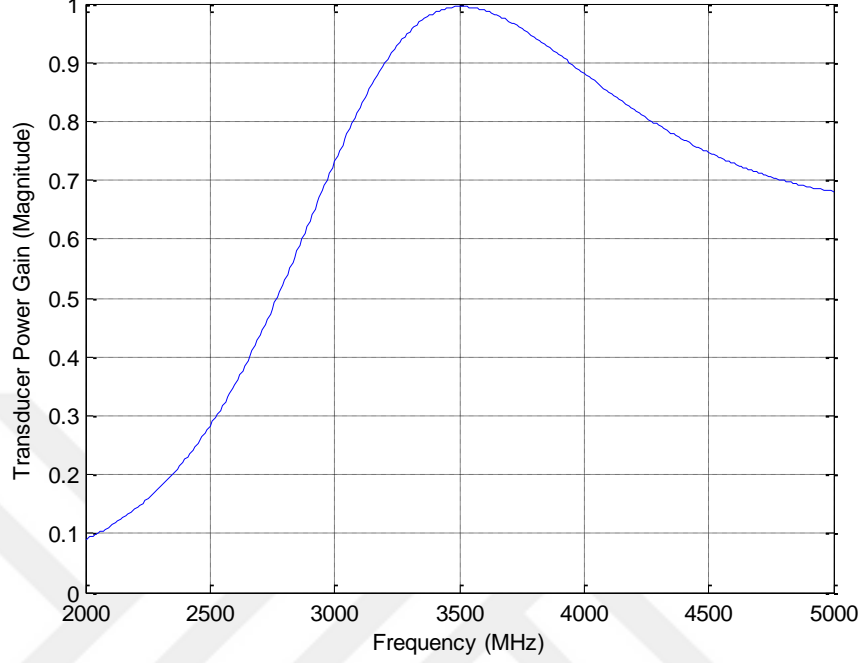


Şekil 4.16: Antenin yansımaya kaybı (Mavi: Bilgisayar benzetimi, Kırmızı: Ölçüm sonuçları).



Şekil 4.17: Antenin ışıma örüntüsü (Siyah: 1.5 GHz, Kırmızı: 2.6 GHz ve Mavi: 4.5 GHz): (a) E düzlemi, (b) H düzlemi.

Bu antene uyumlaştırma devresi tasarlanmadan önceki TPG grafiğini göstermek uygun olacağı için Şekil 4.18’de tasarlanan antenin TPG’i gösterilmiştir.



Şekil 4.18: Antenin uyumlaştırma devresi tasarlanmadan önceki kazancı.

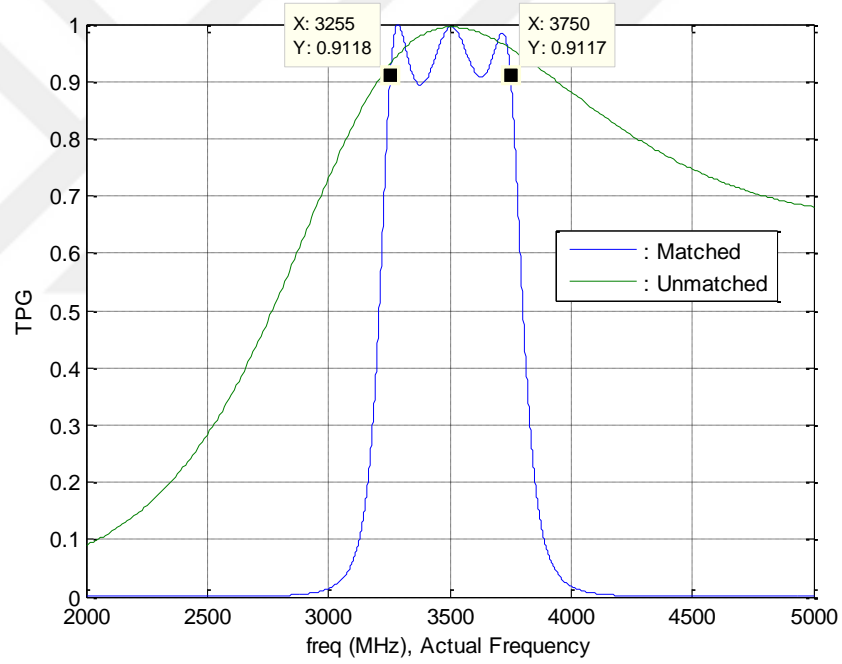
Filtrelerin ayarlanabilirliği 4. ve 6. derece BG filtreler ile anlatıldığı için ayarlanabilir uyumlaştırma devreleri için 8. derece BG yapı göz önünde bulundurulacaktır. 8. derecenin seçilmesinin nedeni yine AG elemanların sayısının YG elemanların sayısına eşit olmasını sağlamaktır. Uyumlaştırma devresinin merkez frekansı 3.5 GHz ve bant genişliği 600 MHz olarak seçilmiş olup, BG dönüşümün uygulandığı PA ile bu devrenin tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan uyumlaştırma devresinin giriş empedansı Denklem (4.9)’da ve bu giriş empedansın pay ve payda polinomu katsayıları ise Tablo 4-10’da verilmiştir.

$$Z_{in}(p) = \frac{a_1 p^7 + a_2 p^5 + a_3 p^5 + a_4 p^4 + a_5 p^3 + a_6 p^2 + a_7 p + a_8}{b_1 p^8 + b_2 p^7 + b_3 p^6 + b_4 p^5 + b_5 p^4 + b_6 p^3 + b_7 p^2 + b_8 p + b_9} \quad (4.9)$$

Tablo 4-10: Denklem (4.9)'da verilen giriş empedansının pay ve payda polinomu katsayıları:

Pay Polinomu								
a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	
0.1793	0.027	0.3145	0.0349	0.1366	0.0098	0.003	0	
Payda Polinomu								
b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	b_8	b_9
1	0.1504	2.6363	0.3272	2.294	0.2239	0.6605	0.0472	0.0015

Tasarlanan bu uyumlaştırma devresi ile elde edilen TPG ve uyumlaştırma devresi olmadan antenin TPG'sinin karşılaştırıldığı grafik Şekil 4.19'da gösterilmiştir.



Şekil 4.19: 8. derece BG uyumlaştırma devresinin TPG grafiği
(Mavi: Uyumlaştırma devresi olan, Yeşil: Uyumlaştırma devresi olmayan)

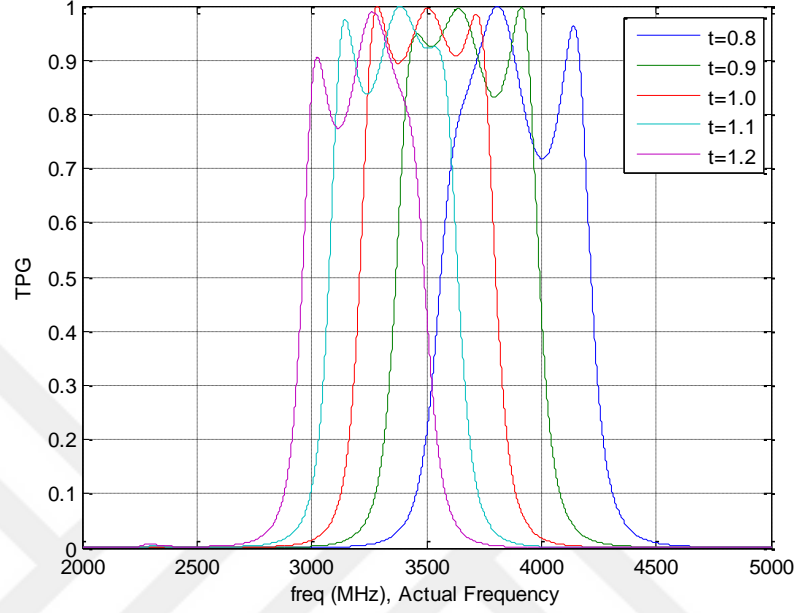
8. dereceden BG filtrenin AF dizisi,

$$a_t = [t^3 \quad t^3 \quad t^2 \quad t^2 \quad t \quad t \quad 1 \quad 1]$$

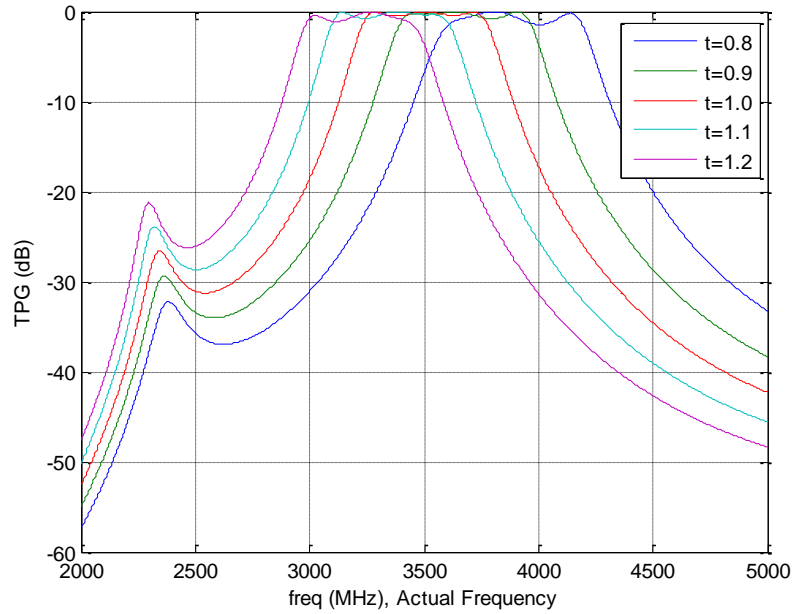
(4.10)

$$b_t = [t^4 \quad t^4 \quad t^3 \quad t^3 \quad t^2 \quad t^2 \quad t \quad t \quad 1]$$

olarak elde edilir ve diziler Denklem (4.9)'da verilen giriş empedansının pay ve payda polinomları ile çarpılırsa, $t = 0.8, 0.9, 1.0, 1.1, 1.2$ değerleri için uyumlaştırma devresinin TPG grafiği Şekil 4.20'de gösterilmiştir.



(a)



(b)

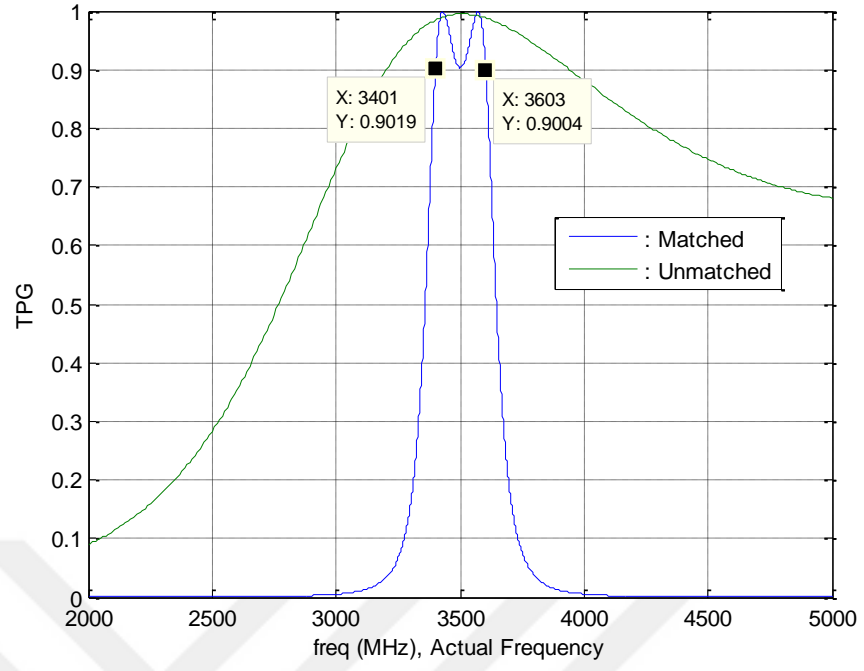
Şekil 4.20: $t = 0.8, 0.9, 1.0, 1.1, 1.2$ için uyumlaştırma devresinin TPG değişimi (a) Genlik, (b) dB

Şekil 4.20'den görülebileceği üzere AF etkisi ile uyumlaştırma devresinin TPG karakteristiği bozulmuştur. Yükün frekansı bağlı olması nedeni ile bu beklenen bir sonuçtur. Bu nedenle filtre için daha iyi sonuçlar elde ederken uyumlaştırma devresi için daha kötü sonuçlar elde edilmiştir. Ancak uyumlaştırma devresinin geniş bantlı olmasının da bu bozulmada etkisi olabileceği de unutulmamalıdır. Bunu gözlemleyebilmek adına yine 8. dereceden BG uyumlaştırma devresi tasarlanacak olup merkez frekansı değişmeyecek yani 3.5 GHz olarak sabit tutulacak, buna karşın bant genişliği 300 MHz olacaktır. Tasarlanan bu yeni uyumlaştırma devresinin giriş empedansının formu Denklem (4.9)'daki giriş empedansı ile aynı olup, yeni katsayılar Tablo 4-11'de verilmiştir.

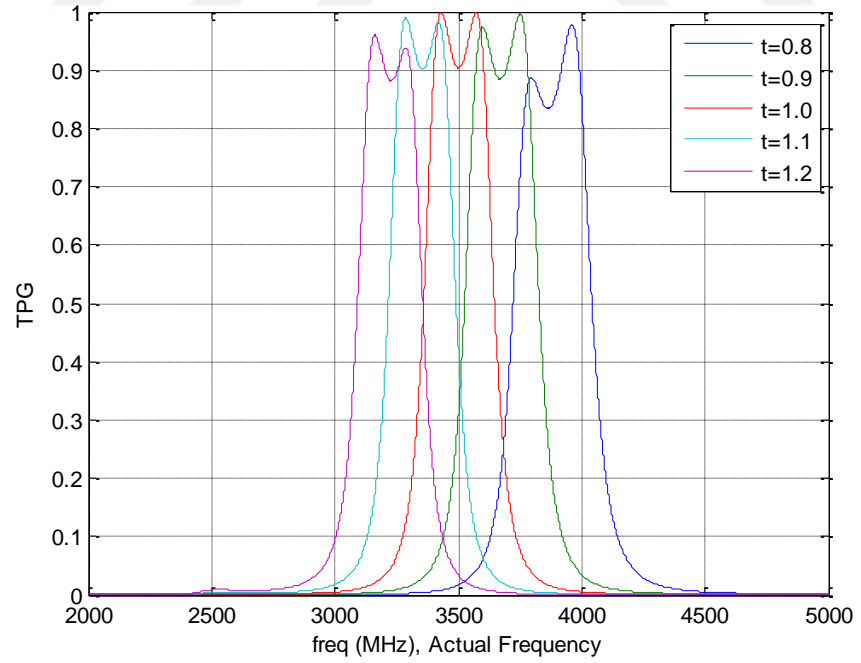
Tablo 4-11: Tasarlanan yeni uyumlaştırma devresinin giriş empedansının pay ve payda polinomu katsayıları:

Pay Polinomu								
a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	
0.0589	0.4046	0.6528	0.5824	0.5579	0.1692	0.0018	0	
Payda Polinomu								
b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	b_8	b_9
1	6.8644	12.0246	16.3847	19.9565	12.2058	8.9625	2.7083	0.0293

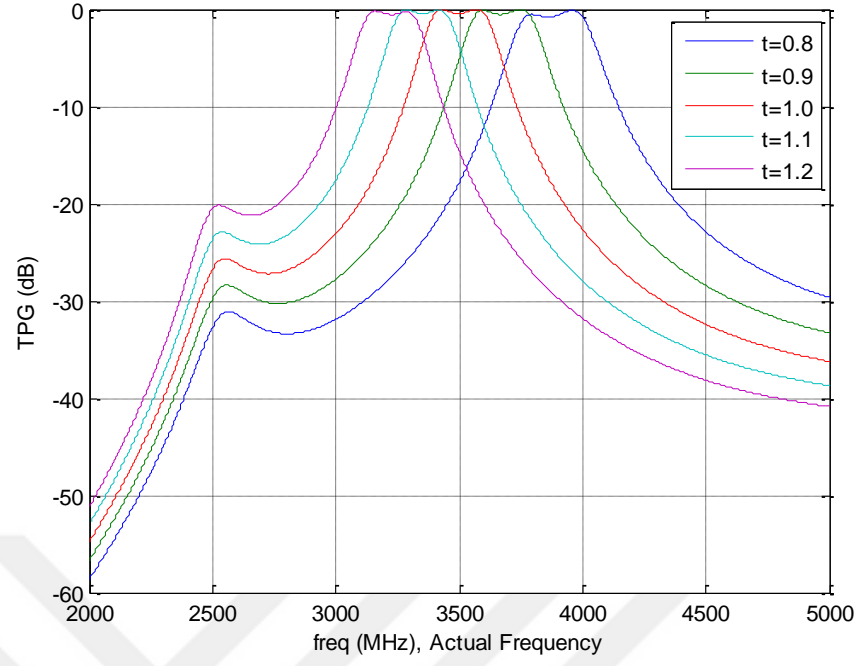
Bu yeni 300 MHz bant genişliğine sahip uyumlaştırma devresinin TPG grafiği Şekil 4.21'de gösterilmiştir. AF dizisi değişmeyeceği için bu uyumlaştırma devresinin giriş empedansının pay ve payda polinomları da Denklem (4.10)'da verilen AF dizileri ile çarpılacaktır. Buna göre uyumlaştırma devresinin TPG'nin AF'ne, dolayısıyla frekansa göre değişimi Şekil 4.22'de gösterilmiştir. Buradan görülebileceği üzere dar bant olarak tasarlanan yeni uyumlaştırma devresinin TPG karakteristiği, ilk tasarlanan geniş bantlı uyumlaştırma devresine göre daha az bozulmaktadır. Buradan da çıkarabileceğimiz sonuç ise AF kullanılarak filtreler ayarlanabilir yapılabildiği gibi uyumlaştırma devreleri de bu yöntemle ayarlanabilir hale getirilebilmektedir ancak buradaki tek kısıt dar bantlı uyumlaştırma devreleri olmaları gerektiğidir. Aksi takdirde geniş bantlı uyumlaştırma devreleri de AF ile ayarlanabilir yapılabilir ama TPG karakteristikleri çok fazla bozulduğu için üretime uygun değildir.



Şekil 4.21: En son tasarlanan 8. derece BG uyumlaştırma devresinin TPG grafiği (Mavi: Uyumlaştırma devresi olan, Yeşil: Uyumlaştırma devresi olmayan)



(a)



(b)

Şekil 4.22: $t = 0.8, 0.9, 1.0, 1.1, 1.2$ için yeni uyumlaştırma devresinin TPG değişimi (a) Genlik, (b) dB

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu tezde ayarlanabilir filtreler ve uyumlaştırma devreleri için tasarım ve üretim yöntemleri incelenmiştir. Bunun için ilk başta literatür taraması yapılarak ayarlanabilir devrelerin çeşitleri, tasarım yöntemleri ve hangi elemanların kullanıldığı öğrenilmiştir. Literatür taraması ile elde edilen sonuçları maddeler halinde açıklamak gerekirse;

- Literatürde çoğunlukla ayarlanabilir filtrelerin olduğu gözlemlenmiştir. Bunun nedeni filtre tasarım tekniklerinin literatürde detaylıca açıklanmış olması ve uyumlaştırma devrelerinin tasarımına göre daha basit olmasıdır. Uyumlaştırma devresi tasarım teknikleri de literatürde detaylıca açıklanmasına rağmen filtre tasarımına göre daha karmaşık ve fazla işlem gerektirdiği için az sayıda çalışma olduğu görülmektedir.
- Ayarlanabilir devre elemanı olarak genellikle kapasitörlerin kullanıldığı görülmüştür. Ayarlanabilir endüktör çalışmaları da olmasına rağmen üretimlerinin zor olması ya da yeterince yüksek frekansta çalışamamaları nedeniyle ayarlanabilir devrelerde tercih edilmemektedir.
- Ayarlanabilir kapasitör olarak dijital ayarlanabilir kapasitörler, varaktör diyotlar, pin diyotlar, ince filmler, MEMS anahtarlar ve kapasitörler kullanıldığı görülmüştür. İnce filmlerin ve MEMS kapasitörlerin ve anahtarların boyutlarının küçük olması, düşük güçte çalışmaları ve lineerliklerinin iyi olmasına karşın daha gelişmiş üretim teknolojilerine ihtiyaç olduğu gözlemlenmiştir. Buna karşın varaktör diyotlar kullanılarak tasarlanan devrelerin daha kolay üretilebilmesine, ayarlanabilirliklerinin sürekli olmasına rağmen yüksek güç gerektirmeleri, lineerliklerinin düşük ve gürültüsünün fazla olduğu görülmüştür. Dijital ayarlanabilir kapasitörler ise kontrol edilebilmek için dijital arayüze ihtiyaç duymaktadır.

- Literatürdeki ayarlanabilir devreler merkez frekansın ötelenmesi ve bant genişliğinin değiştirilmesi için tasarlanmış olduğu görülmüştür. Bunun için, devredeki kapasitörlerin veya kapasitörlere karşılık gelen elemanların ayarlanabilir kapasitörler ile değiştirilmesi ile devrenin ayarlanabilir hale getirildiği ve teorik bir yaklaşımla devrelerin tasarlanmadığı görülmüştür.

Literatür araştırması ile elde edilen bilgiler ışığında bu tezde ilk önce ayarlanabilir devre elemanın çeşidine karar verme çalışmaları yapılmıştır. Ayarlanabilir kapasitör olarak üretim de göz önünde bulundurulduğu takdirde en uygun elemanın varaktör diyotlar ve dijital ayarlanabilir kapasitörler olduğu görülmektedir. Dijital ayarlanabilir kapasitörlerin de üretim için uygun olmasına karşın ayarlama için dijital arayüze ihtiyaç duyulması nedeniyle varaktör diyotların bu tez için daha uygun olduğuna karar verilmiştir. Ancak varaktör diyotların lineerliğinin kötü olması ve gürültülerinin fazla olması devrenin kazancını bozmaktadır. Bu durum da bir örnek ile gösterilmiştir. Literatürdeki varaktör diyot lineerleştirme yöntemleri incelenerek farklı topolojilerin bu sorunu çözdüğü gözlemlenmiştir. Bu topolojiler de aynı örnek üzerinde incelenerek en uygun topolojinin AS/AP-DFVS topolojisi olduğu görülmüştür.

Literatürdeki ayarlanabilir endüktör tasarımlarının tez kapsamında tasarlanacak olan devrelere uygun olamaması nedeniyle alternatif ayarlanabilir endüktör tasarımı da yine bu tez kapsamında önerilmiştir ve incelenmiştir. Önerilen ayarlanabilir endüktördeki amaç yine basit bir yapıya sahip olması ve üretiminin kolay olmasıdır. Bu nedenle ayarlanabilir kapasitör kullanılarak endüktörün ayarlanabilir yapılması, bunun için de paralel LC rezonatör yapısının kullanılması düşünülmesine rağmen çıkarılan denklemler incelendiği takdirde geniş bantlı uygulamalar için önerilen bu yapının uygun olmadığı görülmüştür. Bu nedenle bu tez kapsamında tasarlanacak devrelerin sadece kapasitörler ile ayarlanabilir hale getirilmesine karar verilmiştir.

Bu tezde filtre ve uyumlaştırma devreleri tasarlamak için RFT'nden empedans tabanlı olan PA ve RF-DCT kullanılmıştır. RFT'de amaç kaynaktan çıkan gücü maksimum olarak yüke aktarmaktır ve bunu da "Maksimum Güç Teoremi"ne göre yapar. Bunun için de RFT ile devrenin minimum immitans fonksiyonu oluşturulur ve belirli bir kazancı sağlayan bu immitans fonksiyonunu optimizasyon ile elde etmek gerekmektedir. Tasarlanacak olan filtre ve uyumlaştırma devresinin derecesi bu optimizasyon problemini

de o kadar karmaşık hale getirmektedir. Bunun yanı sıra RFT ile oluşturulan BG yapı ile her zaman 50Ω sonlandırma elde edilememektedir. Bu iki sorunun çözümü olarak bu tezde iki ayrı RFT önerilmiştir. Bunlar PA'da ve RF-DCT'de BG dönüşüm kullanılarak BG frekans karakteristiği elde edilmesini sağlayan yöntemlerdir. Böylece hem optimizasyon değişkenlerinin sayısı yarıya inmektedir, dolayısıyla optimizasyon süresi azalmaktadır hem de BG tasarımlar için her zaman 50Ω sonlandırma elde edilmektedir. Bu avantajların yanı sıra değişkenlerin yarıya inmesi nedeniyle her problem için her zaman ideal sonuç elde edilemeyeceği de unutulmamalıdır.

Literatürde sadece frekansa göre ayarlanabilirlik incelenmesine rağmen uyumlaştırma devresi göz önünde bulundurulduğu zaman yükün değişimine göre de ayarlanabilirlik incelemesi yapılması gerekmektedir. Bunun nedeni de yükün belirli bir durumda hesaplanan ve ölçülen empedans değeri için tasarlanan uyumlaştırma devrelerinin empedansın değişmesi durumunda aynı performansta çalışmamasıdır. Bunun için bu tezde bahsedilen bu parazitik etkileri yok edecek ayarlanabilir uyumlaştırma devresi tasarımı yapılmıştır. Parazitik etkiyi gösterebilmek için örnek olarak bir yük alınmış daha sonra bu yüke C_p parazitik kapasitörü eklenerek değeri değiştirilmiştir ve değiştirilen her değer için ayrı ayrı uyumlaştırma devreleri tasarlanmıştır. Tasarlanan bu devreler arasında değeri en çok değişen kapasitörler belirlenmiş ve bu kapasitörler varaktör diyotlar ile değiştirilerek devrenin ayarlanabilir duruma getirilebilmesi sağlanmıştır. Değeri çok az değişen devre elemanları ise optimizasyon ile uygun değerler bulunarak sabit eleman olarak kullanılmıştır. Böylece parazitik etkiyi yok eden ayarlanabilir devre tasarım örneği gösterilmiştir.

Yine bu tez kapsamında devrelerin frekansa göre ayarlanabilirliği inceleyebilmek adına teorik bir yaklaşım önerilmiştir. Bu yöntemde sırayla 4., 6. ve 8. BG filtrelerin giriş empedansları hesaplanmıştır. Sadece kapasitörler üzerinden ayarlanabilirlik inceleneceği için her bir kapasitör değerinin yüzdesel olarak değişimini ifade eden AF ile çarpılmıştır ve daha sonra bu AF'ne göre giriş empedansları yeniden yazılarak giriş empedansının pay ve payda polinomlarının kat sayılarından AF dizileri elde edilmiştir. Elde edilen bu diziler ilk önce BG ve farklı topolojiye sahip filtrelerin giriş empedansının pay ve payda polinomları ile çarpılarak frekansa göre değişimi incelenmiştir, daha sonra yine farklı topolojideki anten uyumlaştırma devresinin giriş empedansının pay ve payda ile

çarpılarak uyumlaştırma devresinin ayarlanabilirliği incelenmiştir. Bu yöntemle tasarlanan ayarlanabilir filtrelerin ayarlanabilirliği iyi olmasına karşın ilk uyumlaştırma devresi örneğinde AF'ne bağlı olarak hesaplanan TPG karakteristiğinin fazlaca bozulduğu görülmüştür. Bu bozulmanın nedenlerinden biri yük empedansının karmaşık değere sahip olmasıdır. Diğer bir neden ise bant genişliğinin fazla olması olabileceği için dar bantlı ikinci bir uyumlaştırma devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan bu yeni uyumlaştırma devresi ilk uyumlaştırma devresi ile aynı derecede ve aynı topolojide olduğu için giriş empedansının formu da aynıdır. Yine 8. derece filtre için hesaplanan AF dizisi ile ikinci uyumlaştırma devresinin giriş empedansının pay ve payda polinomları çarpıldığı takdirde AF'ne bağlı empedans fonksiyonu dolayısıyla TPG elde edilmiştir. Elde edilen bu TPG'in bozulması kabul edilebilir ölçülerde olduğu için bu son örnekte dar bantlı uyumlaştırma devrelerinde de filtrelerde olduğu gibi AF'ne bağlı olarak kapasitörlerin değişimi ve frekansın değiştirilebileceği gösterilmiştir.

Parasitik etkileri yok eden ayarlanabilir uyumlaştırma devresi için geliştirilmiş bir yaklaşım bulunması her problemde ya da her şartta empedans değeri değişeceği için zor olsa da bu tez kapsamında frekansa bağlı olarak ayarlanabilir filtreler ve uyumlaştırma devreleri için AF kullanılarak geliştirilmiş bir yaklaşım olabileceği gösterilmiştir. AF kapasitörlerin değişimini de verdiği için kapasitörlerin değişimi ile frekansın ne kadar ötelenebileceği bilgisi yine bu yöntem kullanılarak hesaplanabilir. Ayrıca yine bu tezde gösterildiği gibi derecesi aynı olan filtre ve uyumlaştırma devrelerinde AF'ne bağlı ayarlanabilirlik, topolojiden bağımsız olarak elde edilebilir. AF dizisi hesaplanırken her bir kapasitör için AF değişiminin sabit olduğu varsayımında bulunulmuştur. Eğer BG dönüşüm denklemleri dikkatli incelenirse bu varsayımın yanlış olmadığı görülmektedir çünkü BG dönüşüm denklemleri merkez frekansa ve bant genişliğine bağlıdır. Eğer bant genişliği sabit tutulursa eleman değerlerinin değişiminin sadece merkez frekansa bağlı olduğu görülecektir. Merkez frekansın yüzdesel olarak ötelenmesi BG dönüşüm göz önünde bulundurulduğunda elemanların değerlerinin de aynı yüzde ile değiştiği görülmektedir. Bu da her bir kapasitör için aynı AF'nün kullanılması varsayımını doğrulamaktadır. Bu tez kapsamında incelenemese de daha sonra AF'nü sadece kapasitörler ile sınırlı tutmayıp, merkez frekans ve bant genişliği üzerinden göstererek daha genel bir yaklaşım elde etmek amaçlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1]. TÜİK, “Hanehalkı Bilişim Teknolojileri Kullanım Araştırması, Nisan 2016,” 2016. [Online]. Available: <http://www.tuik.gov.tr/PreHaberBultenleri.do?id=21779>. [Accessed: 01-Feb-2017].
- [2]. T. Nesimoglu, “A review of Software Defined Radio enabling technologies,” *2010 10th Mediterr. Microw. Symp.*, pp. 87–90, 2010.
- [3]. J. Fu, “Adaptive Impedance Matching Circuits Based on Ferroelectric and Semiconductor Varactors,” The University of Michigan, 2009.
- [4]. P. B. Kenington, *RF and baseband techniques for software defined radio*. Artech House, 2005.
- [5]. J. Mitola and G. Q. Maguire, “Cognitive radio: making software radios more personal,” *IEEE Pers. Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, 1999.
- [6]. S. Haykin, “Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 23, no. 2, pp. 201–220, 2005.
- [7]. J. Mitola, “Software radio architecture: a mathematical perspective,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, 1999.
- [8]. A. S. Hussaini, R. Abd-Alhameed, and J. Rodriguez, “Tunable RF filters: Survey and beyond,” *2011 18th IEEE Int. Conf. Electron. Circuits, Syst. ICECS 2011*, pp. 512–515, 2011.
- [9]. K. Cheng, *Microstrip Filter for RF/Microwave Applications*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [10]. G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Artech House, 1980.
- [11]. D. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [12]. N. Kinayman and M. I. Aksun, *Modern Microwave Circuits*. Artech House, 2013.
- [13]. P. B. Reinhold Ludwig, *RF Circuit Design: Theory and Applications*. Prentice Hall, 2000.
- [14]. W. A. Davis, *Radio Frequency Circuit Design*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [15]. P. Jarry and J. Beneat, *Advanced Design Techniques and Realizations of Microwave and RF Filters*. John Wiley & Sons, Inc., 2007.

- [16]. P. Russer, *Electromagnetics, Microwave Circuit and Antenna Design For Communication Engineering*, 2nd ed. Artech House, 2006.
- [17]. G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [18]. I. Llamas-garro and Z. Brito-brito, "Reconfigurable Microwave Filters," in *Microwave and Milimeter Wave Technologies from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications*, InTech, 2010, pp. 159–185.
- [19]. A. Tombak *et al.*, "Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium-strontium-titanate tunable capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2 I, pp. 462–467, 2003.
- [20]. A. Wiens *et al.*, "Tunable impedance matching networks on printed ceramics for output matching of RF-power transistors," *Eur. Microw. Week 2014 Connect. Futur. EuMW 2014 - Conf. Proceedings; EuMC 2014 44th Eur. Microw. Conf.*, pp. 496–499, 2014.
- [21]. J. Nath *et al.*, "An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium-Strontium-Titanate (BST) varactors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2707–2712, 2005.
- [22]. L. V. Chen, R. Forse, D. Chase, and R. A. York, "Integrated Thin-Film BST Capacitors," pp. 261–264, 2004.
- [23]. S. A. Sedra and C. K. Smith, *Microelectronic Circuits*, 6th ed. Oxford University Press, 2009.
- [24]. D. A. . Neamen, *Microelectronics : Circuit Analysis and Design*, 4th ed. McGraw-Hill, 2010.
- [25]. M. A. El-Tanani and G. M. Rebeiz, "A two-pole two-zero tunable filter with improved linearity," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 4, pp. 830–839, 2009.
- [26]. T. Nesimoglu, "A frequency tunable amplifier for DCS-1800, PCS-1900, DECT and UMTS," in *2010 10th Mediterranean Microwave Symposium, MMS 2010*, 2010.
- [27]. I. Dufek, "Concept of the tunable filter unit for agile mobile handsets," *LAPC 2012 - 2012 Loughbrgh. Antennas Propag. Conf.*, no. November, pp. 5–8, 2012.
- [28]. C. Hoarau, N. Corrao, J. D. Arnould, P. Ferrari, and P. Xavier, "Complete design and measurement methodology for a tunable RF impedance-matching network," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 11, pp. 2620–2627, 2008.
- [29]. X. Y. Zhang and Q. Xue, "High-Selectivity Tunable Bandpass Filters," vol. 58, no. 4, pp. 964–969, 2010.
- [30]. S. R. Chandler, I. C. Hunter, and J. G. Gardiner, "Active Varactor Tunable

- Bandpass Filter,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 3, no. 3, pp. 70–71, 1993.
- [31]. G. Chaudhary, Y. Jeong, and J. Lim, “Dual-Band Bandpass Filter With Independently Tunable Center Frequencies and Bandwidths,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 107–116, Jan. 2013.
- [32]. Y. Chen, R. Martens, R. Valkonen, and D. Manteuffel, “A varactor-based tunable matching network for a non-resonant mobile terminal antenna,” *8th Eur. Conf. Antennas Propagation, EuCAP 2014*, no. EuCAP, pp. 1877–1881, 2014.
- [33]. F. Lin, M. Rais-zadeh, and S. Member, “Filter With a Constant Bandwidth Using Switchable Varactor-Tuned Resonators,” pp. 1–12, 2016.
- [34]. J. Ni and J. Hong, “Compact continuously tunable microstrip low-pass filter,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 5, pp. 1793–1800, 2013.
- [35]. S. J. Park and G. M. Rebeiz, “Low-loss two-pole tunable filters with three different predefined bandwidth characteristics,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 5, pp. 1137–1148, 2008.
- [36]. A. L. C. Serrano, F. S. Corraera, T. P. Vuong, and P. Ferrari, “Synthesis methodology applied to a tunable patch filter with independent frequency and bandwidth control,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 3 PART 1, pp. 484–493, 2012.
- [37]. X. G. Wang, Y. H. Cho, and S. W. Yun, “A tunable combline bandpass filter loaded with series resonator,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 6 PART 1, pp. 1569–1576, 2012.
- [38]. T. Yang and G. M. Rebeiz, “Tunable 1.25-2.1-GHz 4-pole bandpass filter with intrinsic transmission zero tuning,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 5, pp. 1569–1578, 2015.
- [39]. A. R. Brown, S. Member, and G. M. Rebeiz, “A Varactor Tuned RF Filter,” *October*, pp. 1–4, 1999.
- [40]. Y. C. Chiou and G. M. Rebeiz, “A Tunable Three-Pole 1.5-2.2-GHz Bandpass Filter with Bandwidth and Transmission Zero Control,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 2872–2878, 2011.
- [41]. Y. Cho and G. M. Rebeiz, “Tunable 4-Pole Noncontiguous 0.7–2.1-GHz Bandpass Filters Based on Dual Zero-Value Couplings,” vol. 63, no. 5, pp. 1579–1586, 2015.
- [42]. X. Huang, L. Zhu, Q. Feng, Q. Xiang, and D. Jia, “Tunable bandpass filter with independently controllable dual passbands,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 9, pp. 3202–3208, 2013.
- [43]. Y. C. Li and Q. Xue, “Tunable balanced bandpass filter with constant bandwidth and high common-mode suppression,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 10 PART 1, pp. 2452–2460, 2011.

- [44]. J. Lee and K. Sarabandi, "An analytic design method for microstrip tunable filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 7, pp. 1699–1706, 2008.
- [45]. X. Luo, S. Sun, and R. B. Staszewski, "Tunable bandpass filter with two adjustable transmission poles and compensable coupling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 9, pp. 2003–2013, 2014.
- [46]. J. R. Mao, W. W. Choi, K. W. Tam, W. Q. Che, and Q. Xue, "Tunable bandpass filter design based on external quality factor tuning and multiple mode resonators for wideband applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 7, pp. 2574–2584, 2013.
- [47]. R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, G. M. Rebeiz, D. L. Cnrs, and A. Thomas, "Compact 2-Pole and 4-Pole 2.4-2.8 GHz Dual-Mode Tunable Filters," pp. 1480–1483, 2010.
- [48]. M. A. El-Tanani and G. M. Rebeiz, "Corrugated microstrip coupled lines for constant absolute bandwidth tunable filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 4, pp. 956–963, 2010.
- [49]. Q. Xiang, Q. Feng, X. Huang, and D. Jia, "Electrical Tunable Microstrip LC Bandpass," vol. 61, no. 3, pp. 1124–1130, 2013.
- [50]. Y. C. Chiou and G. M. Rebeiz, "Tunable 1.55-2.1 GHz 4-pole elliptic bandpass filter with bandwidth control and > 50 dB rejection for wireless systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 117–124, 2013.
- [51]. G. M. Rebeiz, *RF MEMS: Theory, Design and Technology*. 2003.
- [52]. J. H. Lau, C. Lee, C. S. Premachandran, and Y. Aibin, *Advanced MEMS Packaging*. McGraw-Hill, 2010.
- [53]. J. Brank, J. Yao, M. Eberly, A. Malczewski, K. Varian, and C. Goldsmith, "RF MEMS-based tunable filters," *Int. J. RF Microw. Comput. Eng.*, vol. 11, no. 5, pp. 276–284, 2001.
- [54]. C. T. C. Nguyen, L. P. B. Katehi, and G. M. Rebeiz, "Micromachined devices for wireless communications," *Proc. IEEE*, vol. 86, no. 8, pp. 1756–1767, 1998.
- [55]. L. Dussopt and G. M. Rebeiz, "Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors, and tunable filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 4 I, pp. 1247–1256, 2003.
- [56]. C. C. Cheng and G. M. Rebeiz, "High-Q 4-6-GHz suspended stripline RF MEMS tunable filter with bandwidth control," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 10 PART 1, pp. 2469–2476, 2011.
- [57]. S. Fouladi, F. Huang, W. D. Yan, and R. R. Mansour, "High-Q narrowband tunable combline bandpass filters using MEMS capacitor banks and piezomotors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 393–402, 2013.

- [58]. F. Huang, S. Fouladi, and R. R. Mansour, "High-Q tunable dielectric resonator filters using MEMS technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 12 PART 2, pp. 3401–3409, 2011.
- [59]. K. Entesari and G. M. Rebeiz, "A 12-18-GHz three-pole RF MEMS tunable filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2566–2571, 2005.
- [60]. S. J. Park, M. A. El-Tanani, I. Reines, and G. M. Rebeiz, "Low-loss 4-6-GHz tunable filter with 3-bit high-Q orthogonal bias RF-MEMS capacitance network," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 10, pp. 2348–2355, 2008.
- [61]. D. Y. Winter and R. R. Mansour, "Tunable dielectric resonator bandpass filter with embedded MEMS tuning elements," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 1, pp. 154–159, 2007.
- [62]. M. A. El-Tanani and G. M. Rebeiz, "High-performance 1.52.5-ghz rf-mems tunable filters for wireless applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 6, pp. 1629–1637, 2010.
- [63]. K. Entesari, K. Obeidat, A. R. Brown, and G. M. Rebeiz, "A 25-75-MHz RF MEMS tunable filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 11, pp. 2399–2405, 2007.
- [64]. V. Sekar and K. Entesari, "Pole-Perturbation Theory for Nonlinear Noise," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 9, pp. 2475–2489, 2010.
- [65]. J. Michel, M. Morales, L. Pham, and T. Natasha, "Tunable Filter Design for the RF Section of a Smartphone," 2014.
- [66]. H. W. Bode, *Network analysis and feedback amplifier design*. 1945.
- [67]. R. . Fano, "Theoretical Limitations on the Broad-Band Matching of Arbitrary Impedances," *IRE Trans. Circuit Theory*, vol. 8, no. 2, pp. 165–165, 1961.
- [68]. D. C. Youla, "A New Theory of Broad-band Matching," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 11, no. 1, pp. 30–50, 1962.
- [69]. H. Carlin, "A new approach to gain-bandwidth problems," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 24, no. 4, pp. 170–175, 1977.
- [70]. B. S. Yarman, *Design of Ultra Wideband Power Transfer Networks*. John Wiley & Sons, Ltd., 2010.
- [71]. A. Grebbenikov, N. Kumar, and B. S. Yarman, *Broadband Microwave Amplifiers*. CRC Press, 2016.
- [72]. B. S. Yarman, *Design of Ultra Wideband Antenna Matching Networks via Simplified Real Frequency Technique*. Springer, 2008.
- [73]. W.-K. Chen, *Theory and Design of Broadband Matching Networks*. Pergamon

Press, 1976.

- [74]. A. Fettweis, "Parametric representation of Brune functions," *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 7, no. 1, pp. 113–119, Jan. 1979.
- [75]. D. Ç. Atilla, "Yeni nesil cep telefonlarında kullanılacak antenler için empedans uyumlaştırma devreleri tasarımı," İstanbul Üniversitesi, 2011.
- [76]. B. S. Yarman, R. Kopru, N. Kumar, and C. Prakash, "High Precision Synthesis of a Richards Immittance Via Parametric Approach," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 61, no. 4, pp. 1055–1067, Apr. 2014.
- [77]. A. Aksen, "Design of Lossless Two-Ports with Mixed Lumped and Distributed Elements for Broadband Matching," Bochum Ruhr University, 1994.
- [78]. E. Gürsu Çimen, "Toplu ve Karışık Elemanlı Kayıpsız İki Kapılı Devrelerin Parametrik Tasarımı," İstanbul Üniversitesi, 2000.
- [79]. C. Aydın, D. Ç. Atilla, R. Köprü, S. Kılınc, C. Karakuş, and B. S. Yarman, "A design technique of 50 Ω terminated bandpass matching network and its implementation to a Y-shaped monopole antenna matching," *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol. 89, no. 3, 2016.
- [80]. S. Inc., "Abrupt Varactor Diodes - Plastic Surface Mount (SMT) Abrupt Varactor Diodes," 2017. [Online]. Available: [http://www.skyworksinc.com/Products/141/Plastic_Surface_Mount_\(SMT\)_Abrupt_Varactor_Diodes](http://www.skyworksinc.com/Products/141/Plastic_Surface_Mount_(SMT)_Abrupt_Varactor_Diodes). [Accessed: 09-Apr-2017].
- [81]. S. Inc., "Hyperabrupt Varactor Diodes - Plastic Surface Mount (SMT) Abrupt Varactor Diodes," 2017. [Online]. Available: [http://www.skyworksinc.com/Products/144/Plastic_Surface_Mount_\(SMT\)_Hyperabrupt_Varactor_Diodes](http://www.skyworksinc.com/Products/144/Plastic_Surface_Mount_(SMT)_Hyperabrupt_Varactor_Diodes). [Accessed: 09-Apr-2017].
- [82]. T. Nesimoglu, C. Aydın, D. C. Atilla, R. Köprü, and B. S. Yarman, "An eclectic approach to design tunable amplifiers," *Int. J. RF Microw. Comput. Eng.*, vol. 23, no. 4, 2013.
- [83]. K. Buisman *et al.*, "'Distortion-free' varactor diode topologies for RF adaptivity," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 2005, no. 4, pp. 157–160, 2005.
- [84]. P. Semiconductor, "DTC Theory of Operation."
- [85]. P. Semiconductor, "Digitally Tunable Capacitors (DTC)." [Online]. Available: <http://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc>. [Accessed: 09-Apr-2017].
- [86]. T. Nesimoglu, C. Aydın, D. C. Atilla, and B. S. Yarman, "A frequency tunable broadband amplifier utilizing tunable capacitors and inductors," in *Proceedings of 13th Conference on Microwave Techniques, COMITE 2013 - MAREW 2013: Microwave and Radio Electronics Week 2013*, 2013.

- [87]. D. C. Atilla, C. Aydin, R. Kopru, T. Nesimoglu, and B. S. Yarman, "A tunable inductance topology to realize frequency tunable matching networks and amplifiers," in *Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2013.
- [88]. K. Narendra, E. Limiti, C. Paoloni, J.-M. Collantes, R. Jansen, and S. Yarman, "Vectorially Combined Distributed Power Amplifiers for Software-Defined Radio Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 10, pp. 3189–3200, Oct. 2012.
- [89]. "Design of tunable matching networks over 800-5200 MHz using real frequency techniques," in *Applied Electromagnetics Conference (AEMC), 2011 IEEE*, 2011.
- [90]. A. Kilinc and B. S. Yarman, "High Precision LC Ladder Synthesis Part I: Lowpass Ladder Synthesis via Parametric Approach," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 60, no. 8, pp. 2074–2083, Aug. 2013.
- [91]. B. S. Yarman and A. Kilinc, "High Precision LC Ladder Synthesis Part II: Immittance Synthesis With Transmission Zeros at DC and Infinity," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 60, no. 10, pp. 2719–2729, Oct. 2013.
- [92]. C. Aydin, D. C. Atilla, C. Karakuş, R. Köprü, and S. Yarman, "Transformerless bandpass matching network design for Y-shaped monopole antenna," in *ELECO 2015 - 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, 2016.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler	
Adı Soyadı	Çağatay AYDIN
Doğum Yeri	Fatih/İSTANBUL
Doğum Tarihi	27.09.1987
Uyruğu	<input checked="" type="checkbox"/> T.C. <input type="checkbox"/> Diğer:
Telefon	0541 234 84 26
E-Posta Adresi	cagatay.aydin@hotmail.com
Web Adresi	



Eğitim Bilgileri	
Lisans	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi
Fakülte	Mühendislik Fakültesi
Bölümü	Fizik
Mezuniyet Yılı	2008

Yüksek Lisans	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi
Enstitü Adı	Fen Bilimleri Enstitüsü
Anabilim Dalı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı
Mezuniyet Tarihi	2011

Doktora	
Üniversite	İstanbul Üniversitesi
Enstitü Adı	Fen Bilimleri Enstitüsü
Anabilim Dalı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Programı	Elektrik-Elektronik Mühendisliği Programı
Mezuniyet Tarihi	2017

Makale ve Bildiriler	
Makaleler:	
[1]. C. Aydın, D. C. Atilla, R. Kopru, S. Kiliç, C. Karakuş, B. S. Yarman, “A design technique of 50 Ω terminated bandpass matching network and its implementation to a Y-shaped monopole antenna matching” Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2016	
[2]. R. Kopru, S. Kiliç, C. Aydın, D. C. Atilla, C. Karakuş, B. S. Yarman, “Ultra wideband matching network design for a V-shaped square planar monopole antenna”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2014	

- [3]. T. Nesimoglu, C. Aydin, D. C. Atilla, R. Kopru, B. S. Yarman, “*An eclectic approach to design tunable amplifiers*”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol.23, No.4, pp. 444-451, 2013

Bildiriler:

- [1]. R. Kopru, C. Aydin, D. C. Atilla, S. Kilinc, B. S. Yarman, “*Wideband bandpass filter design for X band horn antenna via numerical techniques*”, IEEE Mediterranean Microwave Symposium 2015 (MMS 15), November 30-December 2 2015, Lecce, Italy
- [2]. C. Aydin, D. C. Atilla, C. Karakus, R. Kopru, B. S. Yarman, “*Transformerless bandpass matching network design for Y-shaped monopole antenna*”, The 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO 2015), 26-28 November 2015, Bursa, Turkey
- [3]. D. C. Atilla, C. Aydin, T. Nesimoglu, R. Kopru, A. Aksen, B. S. Yarman, “*Design of tunable amplifier using digital capacitors*”, IEEE Mediterranean Microwave Symposium 2014 (MMS 14), December 2014, Marrakech, Morocco
- [4]. B. S. Yarman, A. Aksen, R. Kopru, C. Aydin, D. C. Atilla, “*A high precision cascade synthesis technique for real frequency matching involving Brune and Darlington Type-C sections*”, IEEE Mediterranean Microwave Symposium 2014 (MMS 14), December 2014, Marrakech, Morocco
- [5]. B. S. Yarman, A. Aksen, R. Kopru, C. Aydin, D. C. Atilla, “*Computer aided high precision Darlington synthesis for real frequency matching*”, IEEE Benjamin Franklin Symposium on Microwave and Antenna Sub-Systems, Radar, Telecommunications, and Biomedical Applications, September 27, 2014, Philadelphia, Pennsylvania, USA
- [6]. D. C. Atilla, C. Aydin, R. Kopru, T. Nesimoglu, B. S. Yarman, “*A tunable inductance topology to realize frequency tunable matching networks and amplifiers*”, IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 19 May 2013, Beijing, China, pp.77-80
- [7]. R. Kopru, C. Aydin, D. C. Atilla, C. Karakus, B. S. Yarman, “*Wideband matching network design for a V-shaped square monopole antenna using Real Frequency Technique*”, IEEE Mediterranean Microwave Symposium 2013 (MMS 13), 2-5 September 2013, Lebanon, pp.1-4
- [8]. C. Aydin, D. C. Atilla, O. Kizilbey, R. Kopru, T. Nesimoglu, B. S. Yarman, “*Design and investigation of 12–50 Ohm tunable microstrip impedance transforming filter*”, IEEE Mediterranean Microwave Symposium 2013 (MMS 13), 2-5 September 2013, Lebanon, pp.1-3

- [9]. T. Nesimoglu, C. Aydin, D. C. Atilla, B. S. Yarman, “A tunable inductance topology to realize frequency tunable matching networks and amplifiers”, IEEE Conference on Microwave Techniques (COMITE), 17-18 April 2013, Czechoslovakia, pp.65-68

