
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

SERAMİK MONOBLOK DİPLEXER TASARIMI

Baran YALÇIN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TEMMUZ 2025

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmasında;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmasında yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Baran YALÇIN
18/07/2025

SERAMİK MONOBLOK DİPLEXER TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

Baran YALÇIN

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Temmuz 2025

ÖZET

Radyo frekans (Radio Frequency – RF) ve mikrodalga sistemlerin gelişimiyle birlikte RF ve mikrodalga birim elemanlarının da boyut ve dayanıklılığı önem kazanmaktadır. Endüstrinin gerekli durumlarda küçük boyutlu ve yeterli güç dayanımına sahip mikrodalga filtre tasarımlarına gereksinimi de artmıştır. Sinyalin yayılma ortamının hava gibi dielektrik sabiti 1'e yakın bir yapıdan daha yüksek dielektrik sabiti olan bir yapıda olması, filtrenin fiziksel gerçekleştirme aşamasında gözle görülür bir avantaj sağlayarak daha küçük bir boyutta olmasına olanak sağlar. Bu tez çalışmasında tarak hat tipli filtre senteziyle oluşturulan monoblok yapılı tasarımda, dielektrik sabiti 9,4 olan Al_2O_3 seramik malzemenin yayılma ortamı olarak kullanılması ile C - bant diplexer tasarımı gerçekleştirilmiştir. Diplexer, 4675 MHz merkez frekanslı ve 550 MHz bant aralığı bulunan alçak kanal filtresi ve 5550 MHz merkez frekanslı ve 600 MHz bant aralığı bulunan yüksek kanal filtresinden oluşmaktadır. Diplexer yapısının elektromanyetik simülasyonu sonucu elde edilen araya girme kaybı S_{21} ve S_{31} değerleri, ilgili olan bant aralığında, 1 dB'nin altında elde edilmiştir. Aynı şekilde geriye dönüş kaybı S_{11}, S_{22} ve S_{33} değerleri ise 18 dB'nin altında elde edilmiştir. Diplexer yapısındaki filtrelerin bastırma değerleri 25 dB'nin altında elde edilmiştir. Diplexer yapısının fiziksel boyutu milimetre cinsinden 3,5x7x50'dir.

Bilim Kodu	:	93415
Anahtar Kelimeler	:	Mikrodalga filtreler, diplexer, iletim sıfırı, araya girme kaybı, geriye dönüş kaybı
Sayfa Adedi	:	69
Danışman	:	Prof. Dr. Nursel AKÇAM

DESIGN OF A CERAMIC MONOBLOCK DIPLEXER

(M. Sc. Thesis)

Baran YALÇIN

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

July 2025

ABSTRACT

With the development of Radio Frequency (RF) and microwave systems, the size and durability of RF and microwave unit elements have also gained importance. The need for small-sized and sufficient power-resistant microwave filter designs in the industry has also increased when necessary. The fact that the signal propagation medium is in a structure with a higher dielectric constant than a structure with a dielectric constant close to 1 such as air provides a noticeable advantage in the physical realization phase of the filter and allows it to be smaller in size. In this thesis the monoblock structured design created with the comb line type filter synthesis, the C band diplexer design was realized by using Al_2O_3 ceramic material with a dielectric constant of 9,4 as the propagation medium. The diplexer consists of a low channel filter with a center frequency of 4675 MHz and a band gap of 550 MHz and a high channel filter with a center frequency of 5550 MHz and a band gap of 600 MHz. The insertion loss S_{21} and S_{31} values obtained as a result of the Electro-Magnetic simulation of the filters were obtained below 1 dB in the relevant band gap. The rejection values of the filters in the diplexer structure were obtained below 25 dB. Similarly, the return loss S_{11}, S_{22} and S_{33} values were obtained below 18 dB. The total physical lengths of diplexer design are 3,5x7x50 in millimetres.

Science Code	:	93415
Key Words	:	Microwave filters, diplexer, transmission zero, insertion loss, return loss
Page Number	:	69
Supervisor	:	Prof. Dr. Nursel AKÇAM

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitim sürecimde bana hem ders sürecinde hem de tez sürecinde yardımcı olan herkese teşekkür etmek istiyorum. İlk olarak tez danışmanım Prof. Dr. Nursel AKÇAM'a bana duyduğu güveni ve verdiği özverisi için teşekkür ediyorum. Çalıştığım şirketim Asartech ailesine bana verdiği imkân ve bilgiler için teşekkür ederim. Pasif tasarım direktörü Dr. Bülent ALICIOĞLU'nun süreç boyunca verdiği bilgilerden ve desteğini eksik etmemesinden dolayı teşekkür ederim. Bu süreçte bana destek olan çalışma arkadaşlarım Damla Cansu ÖZKAN, Utku TOPUZ, Tahsin İŞERİ, Ömer BALLI'ya verdikleri destek ve tezime yoğunlaşmam için sağladıkları rahat çalışma ortamı için teşekkür ediyorum. Son olarak aileme teşekkür etmek istiyorum. Ailemin bana olan inancı ve desteği ile bu çalışmayı gerçekleştirdim.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ ix

ŞEKİLLERİN LİSTESİ x

SİMGELER VE KISALTMALAR xii

1. GİRİŞ 1

2. TARAK HAT FİLTRELER 7

2.1. Tarak Hat Yapısıyla İlgili Temel Kavramlar 8

2.2. Üç İletim Hattı Modeli ve Kapasitans Matrisi ile Bağlaşımlı Hat Çiftinin Karakterizasyonu 18

2.3. Bağlaşık Hat Çiftlerindeki Bağlaşım Mekanizmasının Dalga Tanımı 20

2.4. Genelleştirilmiş Norton Dönüşümleri 23

2.5. Tarak Tipi Bağlaşık Hat Çifti 26

2.6. Tarak Hat Filtre Devre Modeli 29

3. DİPLEXER VE DUPLEXER 33

4. DİPLEXER TASARIMI 37

4.1. İdeal Devre Tasarımı ve Optimizasyonu 37

4.1.1. Bant geçiren filtre-A 37

4.1.2. Bant geçiren filtre-B 43

4.1.3. İdeal diplexer devresi 49

4.2. Fiziksel Gerçekleştirme ve EM Simülasyon Süreci 52

4.2.1. Filtre-A ve filtre-B'nin rezonatör karakterizasyonu 52

Sayfa

4.2.2. Giriş portunun karakterizasyonu 54

4.2.3. Diplexer fiziksel gerçekleştirmesi 58

5. SONUÇ VE ÖNERİLER 63

KAYNAKLAR 65

ÖZGEÇMİŞ 69

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 4.1. Filtre-A parametreleri 38

Çizelge 4.2. Filtre-B parametreleri 44

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Tarak hat yapısı..... 7

Şekil 2.2. TEM modlu iletim hattının statik kapasitans..... 9

Şekil 2.3. “d” uzunluklu bir iletim hattının karakterizasyonu 13

Şekil 2.4. SC saplaması karakterizasyonu 15

Şekil 2.5. Farklı frekanslarda SC saplamalarında görülen duran dalga fonksiyonları.... 16

Şekil 2.6. (a) Bağlaşımlı hat çiftinin üç iletim hattı modeli ve kapasitans matrisi (b) bir sinyalin hat-1’den hat-2’ye doğru bağlaşımı..... 20

Şekil 2.7. Norton ve Pi-Tee-L dönüşümleri..... 25

Şekil 2.8. Bağlaşık hatlarda genelleştirilmiş Norton ve Pi-Tee-L dönüşümleri 26

Şekil 2.9. Tarak tipi bağlaşık hat çifti bütün saplama modelleri ve SC saplamalarının eşitlenmesi için yapılan Pi-Tee-L dönüşümü..... 27

Şekil 2.10. Tarak tipi bağlaşık hat çiftinde bağlaşım mekanizması..... 28

Şekil 2.11. N-paralel bağlaşık hat yapısı ve tarak hat filtre devre modeli 31

Şekil 3.1. TDD ve FDD frekans zaman grafikleri 33

Şekil 3.2. Duplexer yapısı..... 34

Şekil 3.3. Diplexer yapısı..... 35

Şekil 4.1. Diplexer Blok Diyagramı 37

Şekil 4.2. TZ’lerin simetrik şekilde oluşturulması..... 38

Şekil 4.3. Paralel koldaki SC saplamaların eşitlenmesi..... 39

Şekil 4.4. Paralel koldaki OC saplamaların kapasitans eşleniklerine dönüştürülmesi ... 40

Şekil 4.5. İnvertör kullanılarak paralel koldaki SC saplamaların eşitlenmesi 40

Şekil 4.6. İnvertörün tap noktalarına dönüştürülmesi..... 41

Şekil 4.7. Filtre-A’nın IL S_{21} ve RL S_{11} çıktısı..... 42

Şekil **Sayfa**

Şekil 4.8. (a) Filtre-A'nın optimize edilmiş devresi, (b) optimize edilmiş devrenin saçılma parametreleri grafiği. 43

Şekil 4.9. TZ'lerin simetrik şekilde oluşturulması 44

Şekil 4.10. Paralel koldaki SC saplamaların eşitlenmesi 45

Şekil 4.11. Paralel koldaki OC saplamaların kapasitans eşleniklerine dönüştürülmesi . 46

Şekil 4.12. İnvertör kullanılarak paralel koldaki SC saplamaların eşitlenmesi 46

Şekil 4.13. İnvertörün tap noktalarına dönüştürülmesi 47

Şekil 4.14. Filtre-B'nin IL S_{21} ve RL S_{11} çıktısı 47

Şekil 4.15. (a) Filtre-B'nin optimize edilmiş devresi, (b) optimize edilmiş devrenin saçılma parametreleri grafiği. 48

Şekil 4.16. (a) Tap noktalı ideal diplexer devre şeması, (b) optimize edilmiş diplexer devresinin saçılma parametreleri grafiği 50

Şekil 4.17. (a) Girişte tap noktasız ideal diplexer devre şeması, (b) optimize edilmiş diplexer devresinin saçılma parametreleri grafiği 51

Şekil 4.18. "Slabline" rezonatör 53

Şekil 4.19. (a) Düşük kanal filtresinin rezonatör ve yayılma ortamı, (b) düşük kanal filtresini çevreleyen iletken 53

Şekil 4.20. (a) Yüksek kanal filtresinin rezonatör ve yayılma ortamı, (b) yüksek kanal filtresini çevreleyen iletken 54

Şekil 4.21. Giriş portundan iki iletim hattına bağlanacak iletim hattı modeli 55

Şekil 4.22. Giriş portundan iki iletim hattına bağlanacak iletim hattı S_{11} çıktısı 56

Şekil 4.23. Giriş portunun diğer iki iletim hattı eklenmesi ile oluşan son hali 56

Şekil 4.24. (a) Giriş portunun son halinin ideal diplexer devre şemasına eklenmesi, (b) giriş portu ile optimize edilmiş diplexer devresinin saçılma parametreleri grafiği 57

Şekil 4.25. (a) Seramik monoblok diplexerin önden metal kapaksız görünümü, (b) kapak ile görünümü ve (c) arkadan görünümü 59

Şekil 4.26. Seramik monoblok diplexer yapısının EM simülasyonu saçılma parametresi çıktısı 61

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	**Açıklamalar**
mm	Milimetre
dB	Desibel
Hz	Hertz
MHz	Megahertz
GHz	Gigahertz
Ω	Ohm

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
BW	Bandwidth
C	Kapasitör
EM	Elektro-Manyetik
FDD	Frequency Domain Duplex
FTZ	Finite Transmission Zero
OC	Open Circuit
IL	Insertion Loss
MIT	Massachusetts Institute of Technology
L	İndüktör
PEC	Perfect Electric Conductor
RF	Radyo Frekans
RL	Return Loss
SC	Short Circuit
TDD	Time Domain Duplex
TEM	Transverse Electro-Magnetic
TZ	Transmission Zero

1. GİRİŞ

Mikrodalga filtreler günümüz haberleşme sistemlerinde kullanılan önemli elektronik bileşenlerden biridir. Kablosuz haberleşme sistemlerinin olmazsa olmaz elektronik bileşenlerinden olan mikrodalga filtreler, sivil, askeri ve uzay sektörlerinde yaygın bir şekilde kullanılırlar. Bu yapılar, istenilen frekans aralığında bulunan sinyalleri geçirirken istenmeyen frekans aralığında bulunan sinyallerin bastırılmasına yani engellenmesine yarayan mikrodalga elamanlardır.

Mikrodalga filtreler hakkında genel bir bakış açısına sahip olmak için öncelikle tarihsel gelişim sürecinden bahsedilebilir. 1885 ve 1887 yılları arasında Maxwell'in teorisindeki matematiksel karmaşıklıkları sadeleştirerek modern haline getiren Oliver Heaviside, yönlendirilmiş dalgalar ve iletim hatları için pratik uygulamalar (kayıpsız iletim hattı teorisi gibi) geliştirdi [1]. Lord Rayleigh (John William Strutt) enine elektrik ve manyetik dalgaların boşluklu dielektrik dalga kılavuzlarıyla yayılabileceğinin farkına vardı [2]. George Clark Southworth 1930'larda Rayleigh'in matematiksel fikirleri ile örtüşen bir şekilde radyo dalgalarının boşluklu bakır borularla iletilebileceğini keşfeden çalışmalar yapmıştır. Bu dalga kılavuzlarının; karakteristik empedansı, bastırması, yayılma hızı ve seçiciliği gibi temel parametreleri inceleyip, çeşitli formlarda hem boşluklu dielektrik borularla hem de yalıtkan tüplerle iletilebileceğini keşfetmiştir [3]. Bu gibi çalışmalar mikrodalga filtrelerin temelleri için ön adım olmuştur.

Mikrodalga filtrelerin temelleri 1920'lere ve 1930'lara uzanmaktadır. Erken dönem telefon ağlarının ve radyo sistemlerinin gelişim dönemleriyle paralel bir süreç geçirmiştir. Otto Zobel ve Wilhelm Cauer gibi öncü mühendislerin ve matematikçilerin çalışmaları ile mikrodalga filtre teknolojisi sistematik bir çerçeveye oturmuştur. Zobel, kendi zamanına kadar gelen gelişmeleri derlemiş, görüntü parametresi ve sabit-k filtre modellerini açıklamıştır. Araya girme kaybını (Insertion Loss – IL) azaltma ve kesme frekanslarındaki eğimi keskinleştirme gibi performans değerlerini arttırmak için tekrar eden özdeş bölümlerden oluşan tekdüze filtreleri ve farklı tip bölümlerin birleşimi ile oluşan bileşik filtreleri açıklamış ve arasındaki ayrımı vurgulamıştır. Çalışmasında görüntü parametresi kullanılarak eşleşen empedanslara bağlanıldığında filtre davranışı analiz edilerek pratik ve

ölçeklenebilen bir tasarım elde edilebildiği anlatılmış ve eşit dalgalanma ve sabit dirençli filtrelerde dahil olmak üzere temel filtre tasarım ilkeleri sunulmuştur [4].

İkinci dünya savaşının çıkması ise bilim ve teknoloji alanlarında ivmelenmeye yol açmıştır. Savaş sebebiyle radar ve mikrodalga haberleşme sistemlerindeki artan daha verimli sistemler geliştirme talebi ile mikrodalga filtre teknolojisi de hızlı bir şekilde gelişmiştir. Radar sistemlerinde sinyal bant genişliğini (Bandwidth – BW) kontrol etmek, istenmeyen sinyal parazitlerini ortadan kaldırmak ve sistem doğruluğunu sağlamak için gelişmiş filtreleme teknikleri uygulamak gerekiyordu. Sonuç olarak, hem L-C hazır paket elemanlı filtreler hem de dağıtılmış elemanlı filtreler, özellikle dalga kılavuzu ve kavite rezonatör filtreleri, bu dönemde geliştirildi. Yüksek kalite faktörlü bileşenler radar alıcı-vericilerinde kritik bir konuma geldi. Savaş sürecinde İngiliz ve Amerikan orduları Massachusetts Teknoloji Enstitüsü (Massachusetts Institute of Technology – MIT) Radyasyon Laboratuvarını kurarak çalışmaları hızlandırdı. Savaş sonrası ise S. B. Cohn, doğrudan bağlaşımlı rezonatör filtreleri için yüksek BW değerinde tutarlı sonuç veren analizler ve formüller sundu. “Chebyshev” ve “maximally flat” tipli bant çıktılarını da kapsayan çalışmada, hazır paket L-C sabit elemanlı, dalga kılavuzu ve iletim hattı filtrelerinin formül ve analiz sürecini açıklayarak daha yüksek BW olan tasarımların doğruluğunu arttırdı [5].

George L. Matthaei, Leo Young ve E. M. T. Jones tarafından hazırlanan kitapta, tasarımcıların faydalanabileceği pratik tasarım yöntemlerinden bahsedilmiştir. Bu çalışma, mikrodalga filtrelerin uygulama alanları, temel konsepti ve teorisi, bağlaşım parametreleri ve “network” sentezleme metotları ve tarak hat ve “interdigital” yapıların ve daha farklı tiplerin nasıl türetildiği, diğer mikrodalga birimlerinde empedans eşlenmesine yarayan farklı kullanım metotları, çoklu filtre yapıları gibi geniş bir perspektiften bakılmasına olanak sağlamıştır ve günümüzde de geçerliliğini korumaktadır [6].

Tasarım prensipleri gereği küçük boyutlu ve yüksek performanslı olduğu için tarak hat ve “interdigital” filtre yapıları mikrodalga sistemlerde yaygınca kullanılmaya başlandı. Orantılı hat uzunluklu tarak hat ve kapasitif yüklü “interdigital” filtreler konusunda yaptığı çalışmada Wenzel, hesaplanan bağlaşım katsayıları ve rezonatör değerleri aracılığıyla BW ve frekans tepkisi üzerinde hassas kontrol sağlayan sentez yöntemleri sundu. Yüzde 40 BW bulunan tarak hat filtrenin deneysel sonuçlarını, oluşturma ve üretim sürecini gösterdi [7]. Tarak hat ve “interdigital yapılarda giriş ve çıkış portlarındaki dönüşüm bağlaşımları yerine “tapped”

bağlantılı empedans eşleme yöntemlerini, ilk olarak Dishal'ın "interdigital" filtreler üzerinde, Cohn'un ise tarak hat filtreler üzerinde yaptıkları çalışmalar ortaya çıkarmıştır [8, 9]. Cristal ise bu çalışmalardan faydalanarak "tapped-line interdigital" filtre tasarım sürecini açıklayarak Dishal'ın yöntemi ile karşılaştırdı [10]. Bu çalışmaların öncülüğünde, Caspi ve Adelman'ın yaptığı çalışma ise Cristal'ın elde ettiği geriye dönüş kaybı (Return Loss – RL) değerlerinin üstüne koyarak daha iyi sonuçlar elde etmiştir. Tarak hat tasarımlarında yüzde 5 ve yüzde 15 BW oranı kullanarak, "interdigital" tasarımlarında ise yüzde 66 BW kullanarak iyi sonuçlar elde etmişlerdir. Çok büyük bir BW oranına rağmen 14.5 dB değerinde bir RL elde etmişlerdir [11]. Bahl ise kapasitif kompanzasyon tekniğiyle paralel bağlaşımlı mikroşerit tasarımıyla beraber kapasitif kompanzasyonun hem bant geçirme aralığında simetriyi sağladığını hem de merkez frekansın 2.5 katına kadar olan frekanslardaki "spurious" bantları engellediğini göstermiştir [12].

Wong yaptığı çalışmada mikroşerit "tapped line" filtreler için örnek tasarım prosedürü sunmuştur ve "hairpin-line" filtre tasarımında "tapped-line" yapısını göstermiştir. Deneysel sonuçlarda ise BW oranı yüzde 20'den fazla filtre sonuçlarını paylaşmıştır [13]. Ye ve Mansour, mikroşerit filtre geliştirmenin doğruluğunu ve verimliliğini artıran, tasarım sürecini kolaylaştıran ve fiziksel prototip ihtiyacını azaltan bilgisayar destekleri tasarım yöntemi sundular. Yöntemde bütün filtre yapılarını bölüm bölüm ayırarak teorik ve deneysel sonuçlarını göstermişlerdir [14]. 2000'li yılların başında, yeniden yapılandırılabilirlik ve seçicilik gibi isterler sebebiyle yeni çözümler gelişti. Çok katmanlı, ayarlanabilir yapılar, yüksek sıcaklığa dayanabilen süper iletkenler ve meta malzemeler ile yapılan tasarımlar ortaya çıktı [15-17].

Mikrodalga filtrelerdeki bu tarihsel süreç göz önüne alındığında küçük ve güce dayanıklı filtrelere ihtiyaç artmıştır. Seramik malzeme gibi malzemeler kullanılarak yapılan filtre teknolojileri bu ihtiyaçlara göre doğmuştur. Yayılma ortamı, dielektrik sabiti havadan yüksek bir malzeme seçildiğinde filtre boyutunda gözle görülür bir küçülme elde edilmektedir. Bu tarz filtreler farklı topolojiler kullanılarak elde edilebilir. Bu çalışmada kullanılan monoblok yapısı da rezonatörlerin tek bir yapıda sıralanarak filtre modeli elde edilmesiyle oluşmuştur ve bu yapının endüstride yeni olması sebebiyle birebir karşılığı olan çalışmaları bulmak zordur. Ancak, literatürde seramik ve monoblok yapılı filtre çalışmaları görülmektedir. Zhu ve diğerlerinin yaptığı çalışmada iki esneklik sağlayan iletim sıfırı bulunan, kompakt istiflenmiş bir yapılandırma ile beş kutuplu monoblok dielektrik rezonatör

bant geçiren filtresi sunmuşlardır. Bu iletim sıfırları sonlu frekanslarda bandın sağ ve solunda bulunabilen esnek yapılardır. Çalışmada, ayarlama ve fabrikasyon üretimi ile 5G kablosuz haberleşme sistemlerinde önemli bir yapı olabileceği ön görülmüştür. Tek bir yapı içinde elde edilmesi ile seramik monoblok filtre için faydalı bir örnektir [18]. Aynı şekilde, Lu ve diğerlerinin yaptıkları çalışma da seramik monoblok yapılı filtreler için iyi bir örnektir. Çalışmada 5G uygulamaları için sabit seçiciliğe sahip ayarlanabilen seramik monoblok yapısı elde edilmiştir. Kompakt boyut ve yüksek kalite faktörü performansı ile mekanik olarak ayarlanabilen seramik monoblok rezonatör kullanarak tutarlı bir filtre tepkisi sunmuştur [19]. Kyriazidis ve Tsitsos'un yaptığı çalışmada üçüncü dereceden seramik monoblok filtre tasarımı sunulmuştur. Dielektrik katsayısı 92 olan seramik yapı ve yapının içi oyularak oluşturulan silindirik rezonatörler ile simetrik olmayan farklı çaplı rezonatörlerden oluşan bant geçiren filtre yapısı elde edilmiştir. Dielektrik katsayının çok yüksek olması sebebiyle monoblok yapının çok küçük boyutta ve iyi saçılma parametresi çıktısı verdiği sunulmuştur. Ayrıca yapılan tasarımla tarak hat yapısına benzerliğiyle yapılan diplexer tasarımına da benzemektedir [20]. Du ve diğerlerinin yaptığı çalışmada seramik dielektrik ile doldurulmuş kavite filtre tasarımı sunulmuş ve çapraz bağlaşım metodu ile istenmeyen sinyallerin bant bastırması kapasitif bağlaşımlar arttırılmıştır. 2.6 GHz merkezli filtre 5G uygulamaları için uygun bir yapıdadır [21]. Monoblok yapılı filtrelere gösterilebilecek son örneklerden biri de Wang ve Wu'nun çalışmasıdır. Bu çalışmada enine manyetik mod monoblok dielektrik filtre, tek parça olan seramik elde edilmiştir. Filtrenin yüksek kalite faktörü ve termal dayanıklılığı vurgulanmıştır [22]. Seramik monoblok diplexer tasarımında bu çalışma örnekleriyle beraber üç boyutlu yapısı hakkında bir fikir elde edilebilir.

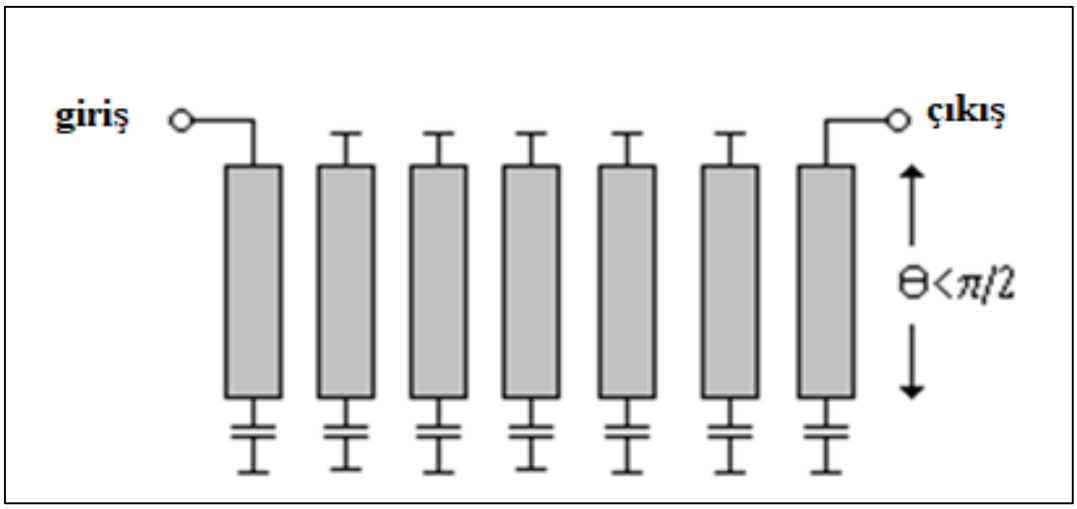
Çalışmanın amacı bu doğrultuda düşünüldüğünde sırasıyla 4675 MHz merkez frekanslı ve 550 MHz BW'ye sahip düşük kanal filtresi ve 5550 MHz merkez frekanslı ve 600 MHz BW'ye sahip yüksek kanal filtresinden oluşan C bandında (C Bant: 4 – 8 GHz) görev yapabilecek seramik yayılma ortamlı monoblok diplexer tasarımı elde etmektir. Bu tasarım ile hali hazırda aynı frekans bandındaki kavite filtrelere göre bariz bir boyut farkı sonucu hedeflenmektedir.

Çalışmanın ikinci bölümde önce tarak hat filtreler ile ilgili teorik altyapı açıklanmıştır. Üçüncü bölümde ise, diplexer yapısından bahsedilmiş ve haberleşme sistemlerinde duplex ne demektir açıklanmıştır. Dördüncü bölümde ise diplexer tasarımı anlatılarak, ilk olarak

ideal devre sentezi ve optimizasyon süreci açıklanmış ve ardından ise yapılan üç boyutlu filtre tasarımı ile EM simülasyonu ve optimizasyon süreci açıklanmıştır. Son ve beşinci bölümde ise, sonuç kısmı ile yapılan çalışmanın başarımları ve eksikleri değerlendirilmiş ve gelecekte neler yapılabileceği tartışılmıştır.

2. TARAK HAT FİLTRELER

Tarak hat filtreler bir ucu kısa devre edilip diğer ucu açık veya kapasitif reaktansla sonlandırılan N-paralel bağlaşımlı hatlardan oluşan yapılardır. Bu filtre yapısı doğrudan bağlaşımlı rezonatör filtreler ailesinde yer alır. Bu filtrelerdeki her hat (eğer varsa kapasitif reaktansla birlikte), paralel rezonatör gibi davranır. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi tarak hat filtreler birbirine paralel hatların bir ucunun kısa devre ve diğer ucunun kapasitif reaktanslarla sonlandırılmasıyla oluşur.



Şekil 2.1. Tarak hat yapısı [23].

Tarak hat yapısının N - paralel bağlaşımlı hat bölümleri, filtrelerin ana bölümleri olarak düzgünce çalışabilmeleri için özel bir işleme ihtiyaç duyar. Genel olarak N - paralel bağlaşımlı iletken bir sistem elektromanyetik simülasyon araçlarıyla analiz edilmelidir.

Sentezleme süreci ise filtre sentez araçlarına uyumlanabilecek devre modelinin geliştirilmesi ve ardından devre elemanlarının değerlerinden fiziksel boyutların bulunması, aşağıdaki basit varsayımları gerektirmektedir.

İlk varsayım sadece enine elektromanyetik (Transverse ElectroMagnetic – TEM) ve quasi-TEM modlu elektromanyetik dalgaların yayılma ortamında bulunduğudur. Bu varsayım, filtre sentezleme araçlarına kolayca adapte edilebilen saplama (stub) devre modellerini oluşturmak için orantılı uzunluklu dağıtılmış devre elemanları kavramlarının kullanılmasını sağlar.

Son varsayım ise, rezonatör hatlarının yalnızca bitişik rezonatörlerle bağlaşımlı olmasıdır. Yani, bitişik olmayan tüm bağlantılar ihmal edilmelidir. Bu varsayım rezonans edecek değerdeki kapasitörleri sırasıyla ekleyerek doğrudan bağlaşımlı rezonatör formuna dönüştürülebilen merdiven tipi devre modeline yol açar.

Genel olarak bu varsayımlar, "slabline", "stripline", "microstrip", "waveguide" gibi birçok farklı fiziksel realizasyon yapısına uygundur. Ayrıca çıktılardaki bitişik olmayan rezonatörler arasındaki bağlaşımdan veya başka TEM olmayan ve sönümlenen dalga modlarından ötürü oluşan bozulmalar devre teorisi düzeyinde veya EM analiz sürecinde ayarlama ve optimizasyon yoluyla büyük ölçüde düzeltilebilir.

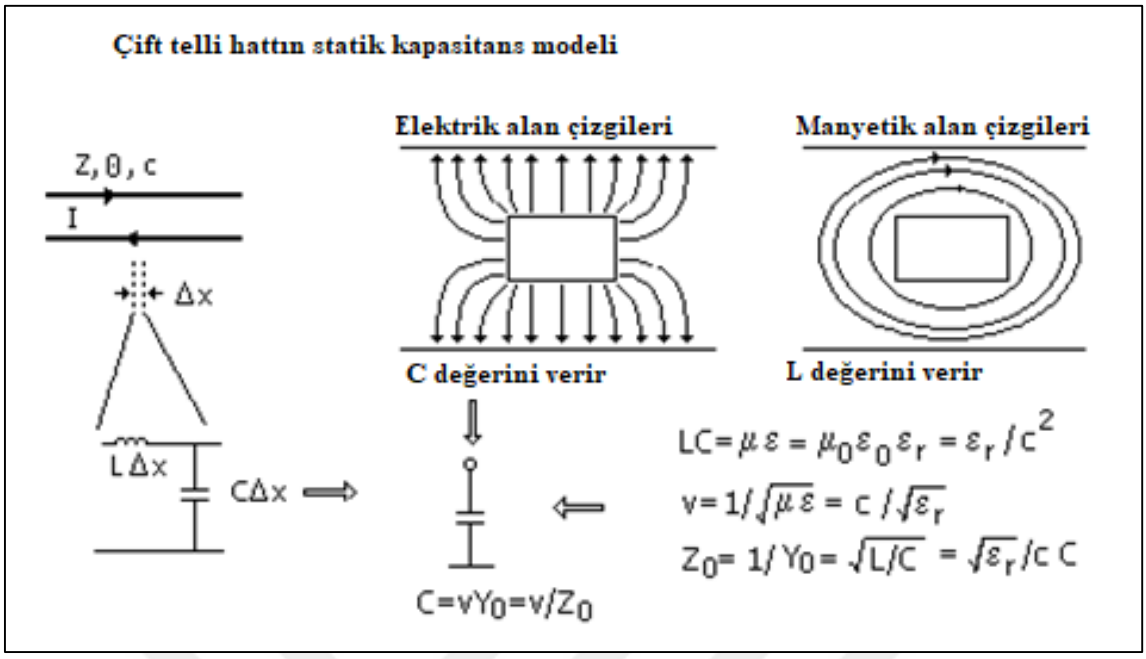
TEM mod dalga varsayımı sistemin statik kapasitans parametreleri açısından tek ve çoklu bağlaşımlı iletim hatlarının tanımlanmasını sağlar. Bu kavramlarla ilgili temel tanımlar tarak hat filtrelerin devre modellerinin türetilmesiyle birlikte aşağıdaki bölümlerde verilmiştir.

2.1. Tarak Hat Yapısıyla İlgili Temel Kavramlar

TEM modda çalışan kayıpsız bir iletim hattı (iki paralel iletkenli hat), karakteristik empedans Z (veya admitans $Y = 1/Z$) ve faz sabiti (yayılma sabiti) β ile açıklanır.

$$Z_0 = 1/Y_0 = \sqrt{L/C}\,, \qquad \beta = \varpi\sqrt{LC} \tag{2.1}$$

Eş. 2.1'de bulunan L ve C parametreleri Şekil 2.2'de gösterildiği gibi iletim hattının birim uzunluk başına seri endüktansı ve paralel kapasitansıdır.



Şekil 2.2. TEM modlu iletim hattının statik kapasitans modeli [23].

Şekil 2.2'de iletim hattı akım yönleri ters olan iki iletkenli hat olarak tanımlanmıştır. Sonsuz küçük uzunluk *Δx*'te iletim hattı seri endüktans *LΔx* ve paralel kapasitans *CΔx* olarak gösterilmiştir. "Slab" tipli iletim hattının da elektrik ve manyetik alanı şekilde gösterilmiştir. İletim hatlarının TEM modda çalışması için *L* ve *C* parametreleri yayılma ortamının elektromanyetik parametreleri μ (manyetik geçirgenlik sabiti) ve ε (elektrik geçirgenlik sabiti) ile ilişkilidir.

$$LC = \mu\varepsilon = \mu_0\mu_r\varepsilon_0\varepsilon_r = \mu_r\varepsilon_r/c^2 = 1/v^2 \tag{2.2}$$

Burada c ışık hızı, μ_r bağıl manyetik geçirgenlik, ε_r bağıl elektrik geçirgenlik (dielektrik sabiti) ve

$$v = 1/\mu\varepsilon = c/\sqrt{\mu_r\varepsilon_r} \tag{2.3}$$

ise dalganın faz hızıdır. Manyetik olmayan dielektrik yayılma ortamında $\mu_r = 1$ alınır ve

$$v = c/\sqrt{\varepsilon_r} \tag{2.4}$$

Eş. 2.4'e indirgenir dolayısıyla TEM modlu bir iletim hattı, dielektrik sabitiyle birlikte ancak

sadece birim uzunluktaki kapasitans bilgisiyle ya da birim uzunluktaki endüktans bilgisiyle karakterize edilebilir. Çoğu yapıda kapasitansın hesaplanması daha kolay olduğu için Eş. 2.4 karakteristik empedans ve faz sabiti için kullanılabilir. Karakteristik empedans Z_0,

$$Z_0 = 1/Y_0 = \sqrt{L/C} = 1/vC = \sqrt{\varepsilon_r}/cC \tag{2.5}$$

faz sabiti β,

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = \omega/v = \omega\sqrt{\varepsilon_r}/c = 2\pi f\sqrt{\varepsilon_r}/c \tag{2.6}$$

ve dalga boyu λ,

$$\lambda = v/f = c/f\sqrt{\varepsilon_r} = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r} \tag{2.7}$$

biçiminde ifade edilir. Burada λ_0 serbest uzaydaki dalga boyunu göstermektedir. Faz sabit dalga boyu ile tekrar

$$\beta = 2\pi f\sqrt{\varepsilon_r}/c = 2\pi/\lambda = 2\pi\sqrt{\varepsilon_r}/\lambda_0 \tag{2.8}$$

biçiminde yazılabilir. Kapasitans parametresi elektrostatik alan tanımı ile hesaplanır.

$$Q = CV \tag{2.9}$$

Burada, Q birim uzunluktaki toplam yükü, V ise sonsuz uzunluktaki iletkende hareket eden gerilim dalgasını göstermektedir. Bu kapasitans genel olarak iletim hattının statik kapasitansı olarak tanımlanır, çünkü dalgaların elektrik alan doğruları, statik elektrik alan sistemlerindekilerle aynıdır.

Şekil 2.3.a'da gösterilen fiziksel uzunluğu *"d"* olan bir iletim hattının karakterizasyonu aşağıdaki gibidir.

Fiziksel uzunluğu *"d"* olan iletim hattının elektrik uzunluğu θ,

$$\theta = \beta d = 2\pi d/\lambda = \omega d/v = \omega d\sqrt{\varepsilon_r}/c = 2\pi f d\sqrt{\varepsilon_r}/c \quad (2.10)$$

olarak tanımlanır. Burada λ, ε_r dielektrik sabitli yayılma ortamında f frekansındaki dalga boyunu göstermektedir.

Fiziksel uzunluk *d*'nin çeyrek dalga boyuna eşit olduğu frekans, çeyrek dalga frekansı f_q ile tanımlanır. Eş. 2.10'da $d = \lambda/4$ değeri kullanıldığında elektrik uzunluğu *π/2*'ye eşit olur.

$$\theta(f_q) = 2\pi d/\lambda = \pi/2 \quad (2.11)$$

veya f_q aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\theta(f_q) = 2\pi f_q d\sqrt{\varepsilon_r}/c = \pi/2 \quad (2.12)$$

$$f_q = c/4d\sqrt{\varepsilon_r} \quad (2.13)$$

Yayılma ortamının manyetik olmayan dielektrik ortam olması göz önüne alınmalıdır. Herhangi bir *f* frekansında elektrik uzunluk formülü aşağıdaki gibi yazılabilir.

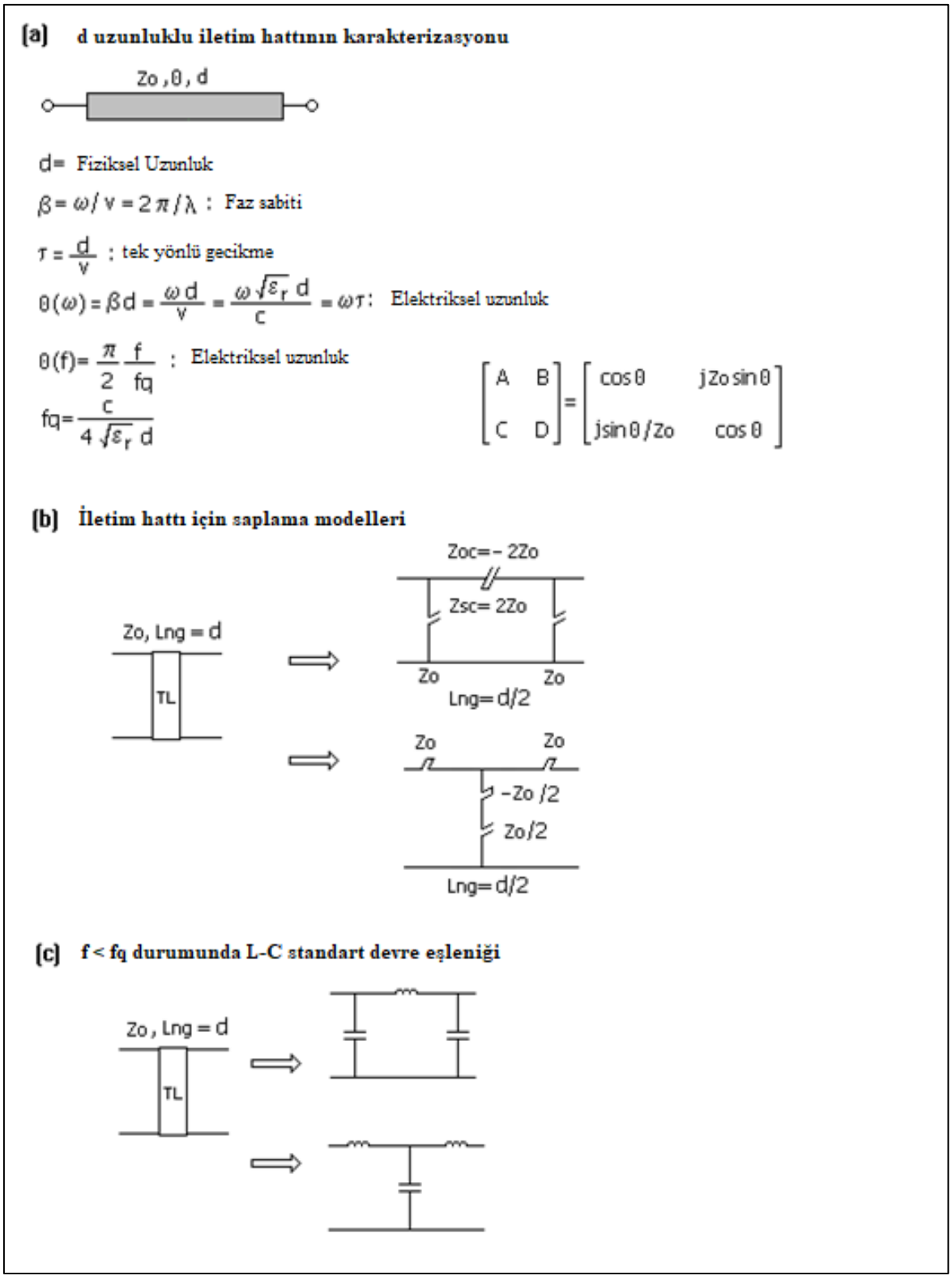
$$\theta(f_q) = (\pi/2)(f/f_q) \quad (2.14)$$

Bir iletim hattı 2 portlu olduğu zaman *ABCD* parametreleri ile tanımlanabilir. Parametre değerleri

$$A = D = cos\theta,\ B = jZ_0 sin\theta,\ C = jY_0 sin\theta \quad (2.15)$$

biçimindedir. İletim hattının bütün saplama Pi ve Tee modelleri Şekil 2.3.b'de gösterilmiştir. Pi modeli kombinasyonu iletim hattının yarı uzunluğunda olan, seri kolda paralel kombinasyonlu pozitif kısa devre (Short Circuit – SC) saplaması ve negatif açık devre (Open Circuit – OC) saplaması ve onları çevreleyen 2 adet paralel SC saplamaları ile oluşur. Tee modeli ise iletim hattının yarı uzunluğunda olan, paralel kolda seri kombinasyonlu negatif SC saplaması ve pozitif OC saplaması ve onları çevreleyen seri SC saplamalardan oluşur. Paralel ve seri kombinasyonlu SC ve OC saplamaların negatif empedanslı olanları $S = \Sigma +$

$j\Omega$ alanında reel (Σ) ekseninde sonlu iletim sıfırı (Finite Transmission Zero - FTZ) oluşturmaktadırlar. Şekil 2.3.c'de ise bir iletim hattının bütün hazır paket benzerleri gösterilmektedir.



Şekil 2.3. “d” uzunluklu bir iletim hattının karakterizasyonu [23].

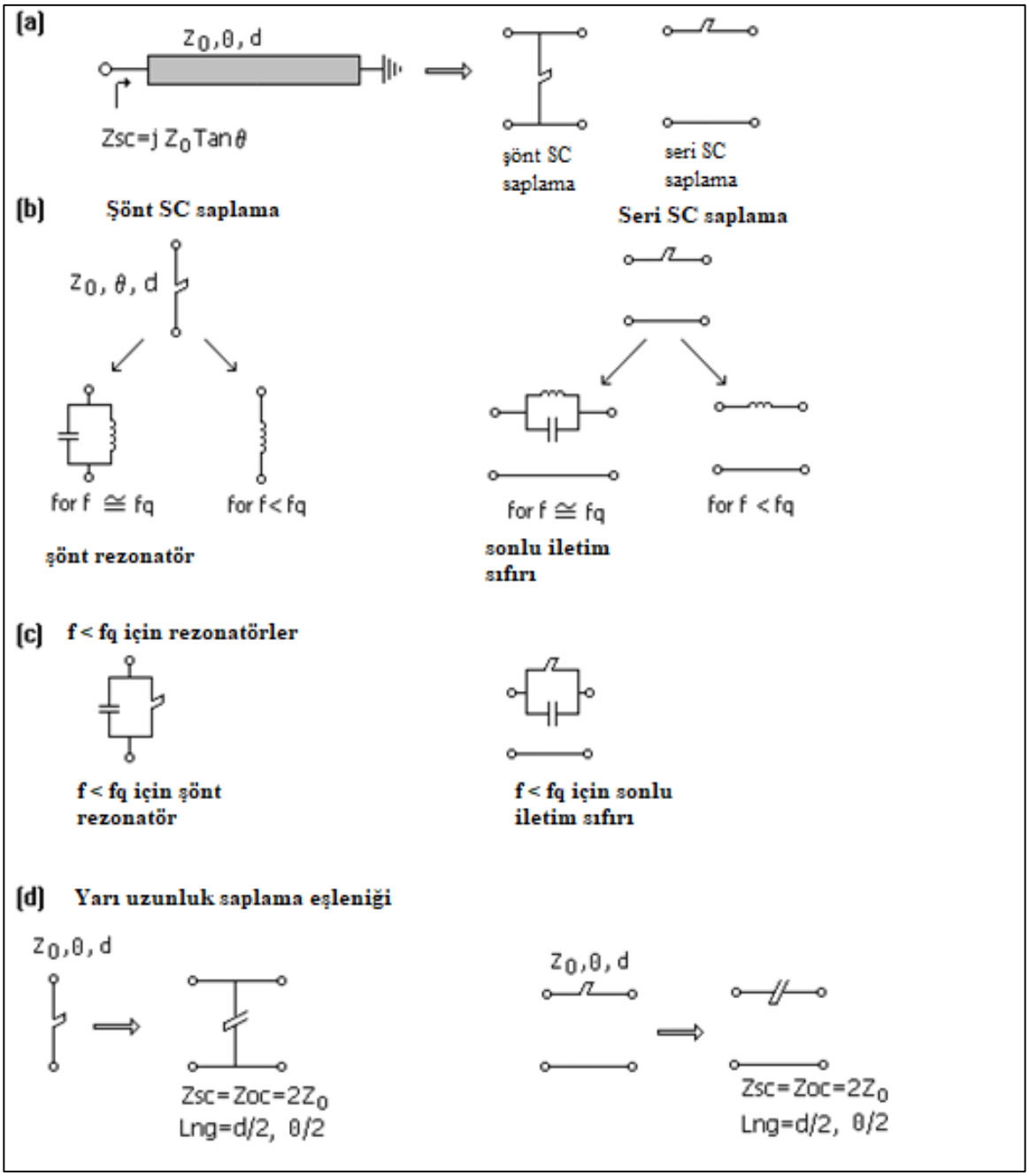
Şekil 2.4.a’da görüldüğü gibi d uzunluklu bir iletim hattının bir ucu kısa devre yapıldığında SC saplaması elde edilir. Bu yapı giriş empedansına göre karakterize edilir.

$$Z_{sc}(f) = jZ_0 tan\theta(f) = jZ_0 tan\left(\pi f / 2f_q\right) \quad (2.16)$$

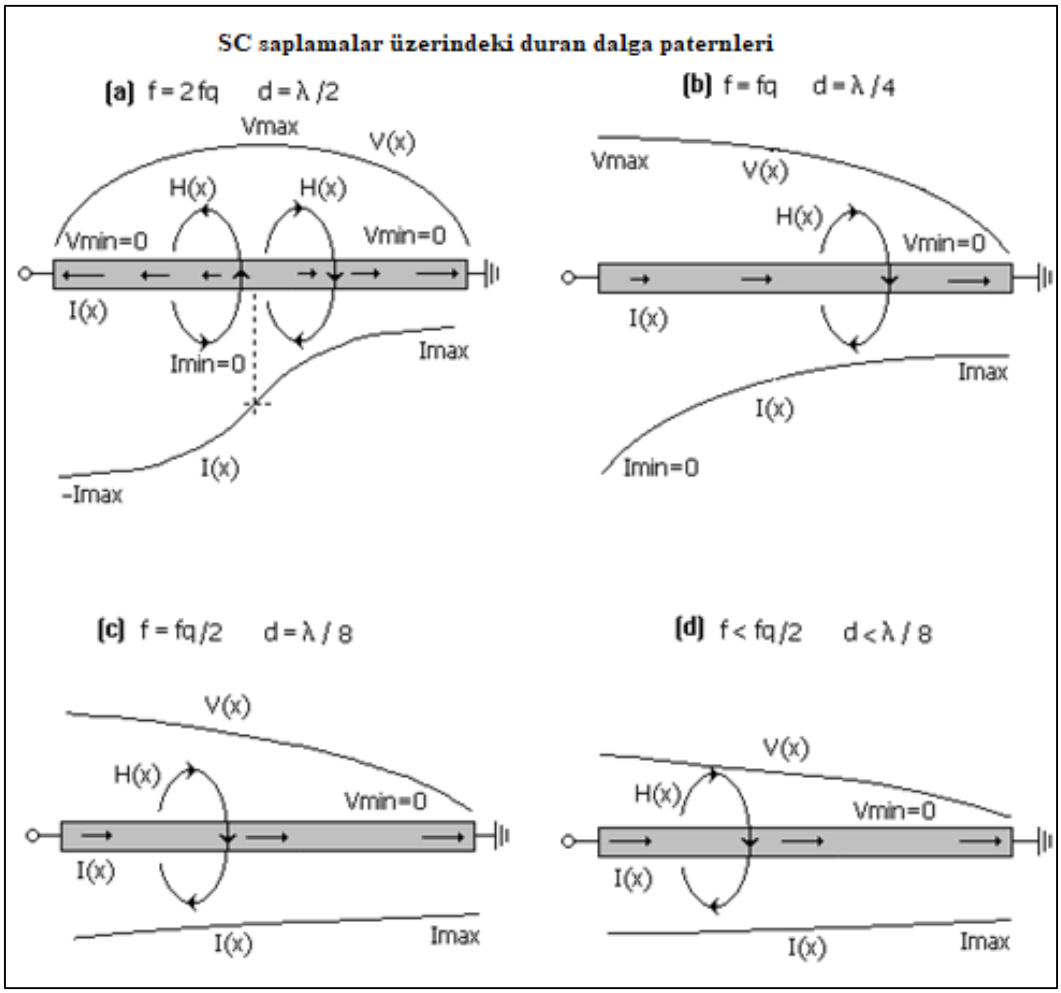
Şekil 2.4.b'de görüldüğü gibi çeyrek dalga frekansı f_q'da, $\theta = \pi/2$ olduğu için $tan(\theta) = \infty$ değerindedir. Dolayısıyla, SC bir saplama paralel LC rezonatör gibi davranır. Böylece, seri kolda bulunan SC saplama ise $f_z = f_q$'da FTZ oluşturur. Eğer SC bir saplama paralel kolda ise bu yapı paralel bağlantılı paralel rezonatör gibi davranır ve bant geçirme merkez frekansı $f_0 = f_q$'da olan bağlaşımlı rezonatör filtrelerinde rezonatör elemanı olarak kullanılabilir.

Şekil 2.4.c'de operasyonel frekansı f_q'dan düşük yapılarda ise SC saplaması endüktif reaktans görevi görmektedir. Rezonans olması için paralelinde kapasitif reaktans olması gerekir. Bu nedenle $f_0 < f_q$ olduğu durumlarda, paralel koldaki SC saplamaya paralel kapasitif reaktans eklendiğinde bu yapı birlikte rezonatör elemanı görevi görür. Aynı şekilde, seri koldaki SC saplamaya paralel kapasitif reaktans eklendiğinde bu yapı $f_z < f_q$'da FTZ oluşturur.

Şekil 2.4.d'de paralel SC ve OC saplamalarının empedansları iki katına çıkartılarak, uzunlukları yarıya indirilerek oluşturulan manipülasyon tekniği gösterilmektedir. Uzunluğu *"d"* olan SC saplama bu teknik kullanılarak dönüşümler sağlayabilir.



Şekil 2.4. SC saplaması karakterizasyonu [23].



Şekil 2.5. Farklı frekanslarda SC saplamalarında görülen duran dalga fonksiyonları [23].

Şekil 2.5, bir SC saplamasının açık ucundan uyarılmasıyla oluşan duran dalgaların gerilim (elektrik alan) ve akım (manyetik alan) izlenimlerini göstermektedir. Bütün durumlarda, iletim hattının kısa devre ucundaki elektrik alan (gerilim) sıfırken manyetik alan (akım) maksimumdur.

Şekil 2.5.a'da $f = 2f_q$ frekansında d uzunluğu dalga boyunun yarısı olan durum görselleştirilmiştir. Bu frekansta, hat üzerinde, bir adet tam duran dalga döngüsü gözlenmektedir. Elektrik alan (gerilim) büyüklüğü hattın kısa devre ucunda sıfırdan başlarken maksimumuna çeyrek dalga boyunda yani hattın ortasında gelmektedir. Diğer kaynak ucuna doğruda tekrardan sıfır olmaktadır.

Manyetik alan (akım) ise tam tersi bir karakter göstermektedir. Manyetik alan hattın kısa devre ucunda maksimumken hattın ortasında minimum ve hattın kaynak ucunda ise ters

yönde maksimum değerine ulaşmaktadır. Manyetik alan hattın ortasında yön değiştirmektedir. Maksimum elektrik alanın pozisyonu dielektrik bozulmalar için, maksimum manyetik alanın pozisyonu ise yüksek güçlü uygulamalarda aşırı ısınma durumları için önemlidir.

Şekil 2.5.b'de ise $f = f_q$ frekansında d uzunluğu çeyrek dalga boyuna denk gelmektedir. Bu frekansta, maksimum elektrik alan ve minimum manyetik alan kaynak ucunda görülmektedir. Çoğu filtre tasarımlarında çeyrek dalga boyu saplamaları kullanılır, dolayısıyla bu durumun analizi önemlidir. Maksimum elektrik alanın (gerilimin) kaynak ucunda görülmesi, yüksek güçlü uygulamalarda, konektör seçiminin önemini arttırır. Bu frekansta, kaynaktaki giriş empedansı sonsuzdur ve saplama paralel rezonatör gibi davranır. Manyetik alanın yönü aynıdır ve akım kısa devre ucunda maksimumdur.

Şekil 2.5.c ve Şekil 2.5.d'de $f < f_q$ olduğu durumlar gözlenmiştir. Elektrik uzunluk çeyrek dalga boyundan az olduğu için ilk maksimum elektrik alan ve minimum manyetik alan hat üzerinde oluşmamaktadır. Saplamanın elektrik uzunluğu kısa olduğu için elektrik alan ve manyetik alan büyüklüklerinde küçük değişiklikler olmaktadır. Bu durumda, hattın her bölümünde elektrik alan zayıf kalırken manyetik alan güçlü kalır. Bu özellik çeyrek dalga boyundan kısa olan bitişik paralel bağlaşımlı hatlar arasında manyetik yani endüktif bağlaşım elde etmek için kullanılır.

Filtre sentezleme sürecinde genellikle sadece saplamaların ve iletim hatlarının uzunlukları ve empedans değerleri elde edilir. Ancak, fiziki gerçekleştirme süreci için hattın genişlik ve kalınlık ve zemin düzlemlerine olan mesafeler gibi boyutlara ihtiyaç duyulur.

Eğer yayılma ortamı homojen ise dielektrik sabiti ε_r, dalga boyu λ, faz hızı ve çeyrek dalga frekansı f_q parametreleri de bilinir. Bu nedenle sadece, genişlik, kalınlık ve zemin düzlem mesafeleri bulunması gerekir. Bu amaçla öncelikle yukarıdaki açıklamalar kullanılarak Z_0 karakteristik empedansına göre birim uzunluk başına düşen kapasitans (C) değeri bulunur ve bu kapasitansı uygulayabilmek için gerekli fiziksel boyutlar analitik formüller, grafikler, çizelgeler kullanılarak hesaplanabilir veya elektromanyetik simülasyon araçları ile elde edilebilir.

Homojen olmayan yayılma ortamında ise ε_r ortamın farklı bölümlerinde farklı değerlerde olduğu için efektif elektrik geçirgenlik $\varepsilon_{r,eff}$ değerleri faz hızı, dalga boyu, çeyrek dalga boyu frekansı ve kapasitans formülasyonlarında kullanılmalıdır. Genellikle efektif elektrik geçirgenlik frekansa bağlı bir fonksiyondur (dispersif ortam, ayırgan ortam). Bu tarz uygulamalarda efektif elektrik geçirgenlik bilinmez olur. Pratik hatlar çeşitli türlerde süreksizlikleri içerir dolayısıyla karakteristik empedansı ve kapasitansı bulmak için simülasyon araçları kullanılarak yinelemeli denemeler yapılması gerekir [24, 25, 26].

2.2. Üç İletim Hattı Modeli ve Kapasitans Matrisi ile Bağlaşımlı Hat Çiftinin Karakterizasyonu

Şekil 2.6.a'da üçüncü iletken hattı oluşturan toprak düzleminin üzerinde yer alan iletim hattı çifti gösterilmektedir. Bu tarz hatlar üçlü iletken hatlar olarak da tanımlanır. Şekilde sol tarafta gösterilen noktalar sırasıyla 1a ve 2a, sağ tarafta gösterilen noktalar sırasıyla 1b ve 2b kapı (port) olarak gösterilmiştir. Açık devre, kısa devre, saplama ya da hazır paket elemanlarla bu kapılar sonlandırılarak tek kapılı, iki kapılı ve üç kapılı devre elemanları elde edilebilir. Bu tarz bağlaşımlı hatlar aşağıda anlatıldığı gibi farklı yollarla karakterize edilebilir.

Sonsuz küçüklükteki Δx uzunluğunda, üç iletim hattı modeli, $C_{10}\Delta x$-$L_{10}\Delta x$, $C_{20}\Delta x$-$L_{20}\Delta x$ ve $C_{12}\Delta x$-$L_{12}\Delta x$ notasyonlarıyla beraber hazır paket devre elemanlarına benzetilebilir. Buradaki $C_{10}\Delta x$ ve $C_{20}\Delta x$ sırasıyla, hat-1'den toprağa ve hat-2'den toprağa olan kapasitanslardır. $C_{12}\Delta x$ ise hat-1 ve hat-2 arasındaki kapasitanstır. Aynı şekilde $L_{10}\Delta x$ ve $L_{20}\Delta x$ hat-1 ve hat-2'nin kendi endüktansıyken, $L_{12}\Delta x$ bu hatlar arasında oluşan ortak endüktanstır.

Sadece TEM modun olduğu varsayımı bu yapıyı şekilde görüldüğü gibi üç iki telli iletim hattı sistemi olarak analiz etmeye yarar. Bu iki telli hatlar sırasıyla; hat-1 ve toprak arasında L_{10}-C_{10} parametreleri ile hat-1-0, hat-2 ve toprak arasında L_{20}-C_{20} parametreleri ile hat-2-0, hat-1 ve hat-2 arasında L_{12}-C_{12} parametreleri ile hat-1-2 notasyonlarıyla gösterilmektedir.

$$L_{10}C_{10} = L_{20}C_{20} = L_{12}C_{12} = \mu\varepsilon = \mu_0\mu_r\varepsilon_0\varepsilon_r = \mu_r\varepsilon_r/c^2 = 1/v^2 \qquad (2.17)$$

Eş. 2.17 üç iki telli hatta da geçerlidir. Bu nedenle, üç hatta kendi karakteristik empedansıyla aşağıdaki gibi karakterize edilebilir.

$$Z_{10} = 1/Y_{10} = \sqrt{L_{10}/C_{10}} = 1/vC_{10} = \sqrt{\varepsilon_r}/cC_{10} \quad (2.18)$$

$$Z_{20} = 1/Y_{20} = \sqrt{L_{20}/C_{20}} = 1/vC_{20} = \sqrt{\varepsilon_r}/cC_{20} \quad (2.19)$$

$$Z_{12} = 1/Y_{12} = \sqrt{L_{12}/C_{12}} = 1/vC_{12} = \sqrt{\varepsilon_r}/cC_{12} \quad (2.20)$$

Buradan dört kapılı 3 iletim hattı statik birim uzunluk kapasitansları C_{10}, C_{20} ve C_{12} ile aşağıdaki gibi karakterize edilebilir.

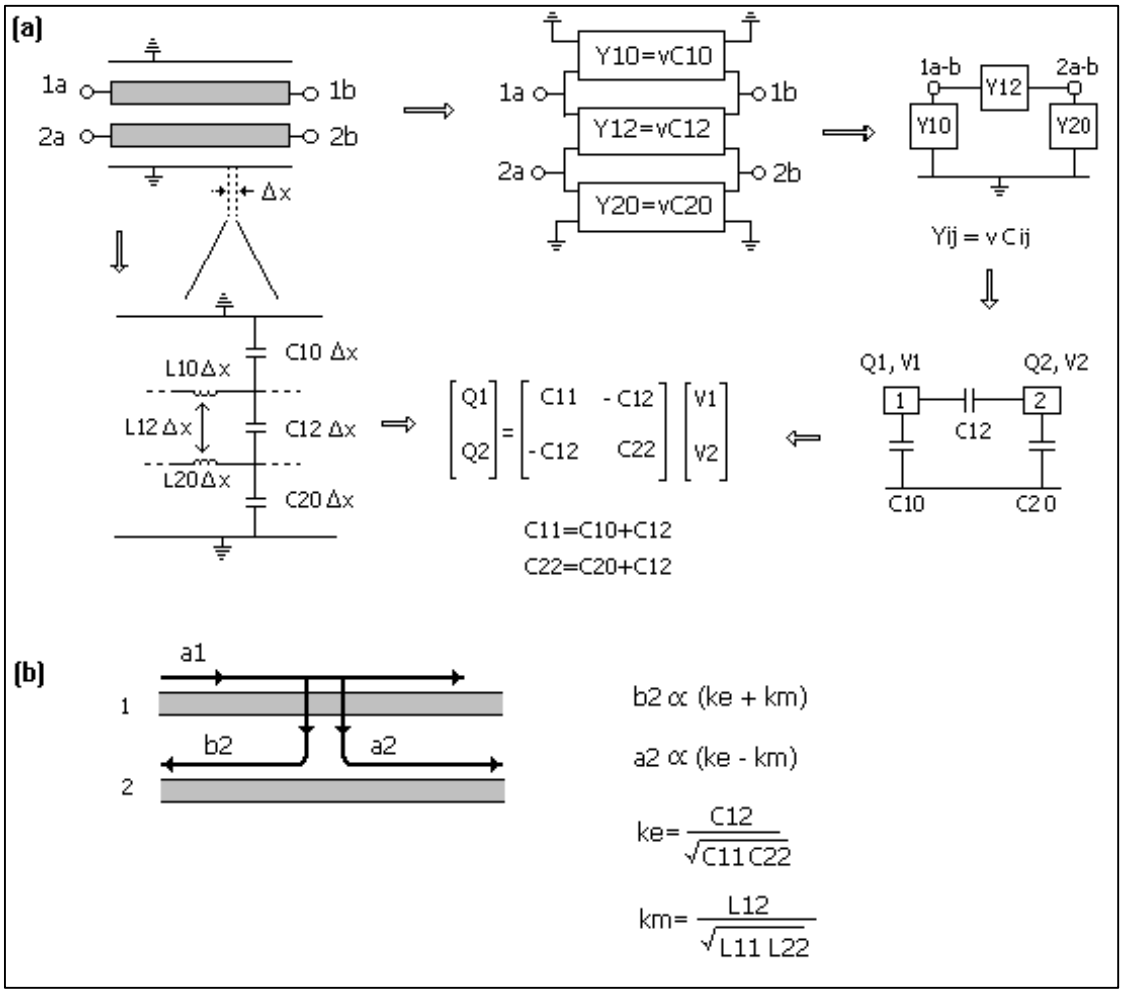
$$Q_1 = C_{10}V_1 + C_{12}(V_1 - V_2) = C_{11}V_1 - C_{12}V_2 \quad (2.21)$$

$$Q_2 = C_{12}(V_2 - V_1) + C_{20}V_2 = C_{22}V_2 - C_{12}V_1 \quad (2.22)$$

$$C_{11} = C_{10} + C_{12} \quad (2.23)$$

$$C_{22} = C_{20} + C_{12} \quad (2.24)$$

Burada Q_1 ve Q_2 iki hattın üstündeki birim uzunluk yükleridir. V_1 ve V_2 gerilimleri ise hatlar ve toprak düzlemi arasındaki gerilimlerdir. Hat-2 topraklandığında ($V_2 = 0$), C_{11} parametresi, hat-1'in birim uzunluktaki toplam kapasitansıdır. Aynı şekilde hat-1 topraklandığında ($V_1 = 0$), C_{22} parametresi hat-2'nin birim uzunluktaki toplam kapasitansıdır. Bu kapasitans değerleri elektromanyetik simülasyonlar, analitik formülasyonlar, grafik ve çizelgelerle fiziksel boyutlarla ilişkilendirilebilir [27, 28]. Böylece bağlaşık hat çiftleri çeşitli devre formlarında üç iki telli hat sistemleri kullanılarak karakterize edilebilirler. Bu yapılar tarak hat yapılarının modellenmesinde de kullanılır.



Şekil 2.6. (a) Bağlaşımlı hat çiftinin üç iletim hattı modeli ve kapasitans matrisi (b) bir sinyalin hat-1'den hat-2'ye doğru bağlaşımı [23].

2.3. Bağlaşık Hat Çiftlerindeki Bağlaşım Mekanizmasının Dalga Tanımı

Şekil 2.6.a'da görülen kapasitans matris tanımında, iki hat arasındaki bağlaşım $Y_{12} = vC_{12}$ iletim hattı ile simüle edilir. Birim uzunluk parametreleri C_{12} ve L_{12} ile düşünüldüğünde iki tel arası bağlaşım bu elemanlarla sağlanır. Bağlaşım mekanizmasını daha iyi giriş yapabilmek için gerilim (elektrik alan) ve akım (manyetik alan) bilgileri içeren basit dalga diferansiyel denklemlerini gözlemlemek gerekir.

Şekil 2.6.b'de görülen iki bağlaşık hattın gerilim ve akım parametreleri sırasıyla V_1, V_2 ve I_1, I_2'dir. Bu parametrelere ilişkin dalga denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$\frac{\partial V_1}{\partial x} = -j\omega(L_{11}I_1 + L_{12}I_2) \tag{2.25}$$

$$\frac{\partial I_1}{\partial x} = -j\omega(C_{11}V_1 + C_{12}V_2) \quad (2.26)$$

$$\frac{\partial V_2}{\partial x} = -j\omega(L_{12}I_1 + L_{22}I_2) \quad (2.27)$$

$$\frac{\partial I_2}{\partial x} = -j\omega(C_{12}V_1 + C_{22}V_2) \quad (2.28)$$

Eş. 2.25, Eş. 2.26, Eş. 2.27 ve Eş. 2.28 analiz edildiğinde hat-1'in gerilimi ve akımı, hat-2'nin gerilimi ve akımı ile C_{12} ve L_{12} parametreleri oranında ilişkili olduğu görülmektedir. Aynı analiz hat-2 içinde geçerlidir. Bu iki hattın nominal karakteristik empedansları aşağıdaki gibidir.

$$Z_{11} = \sqrt{L_{11}/C_{11}} \quad (2.29)$$

$$Z_{22} = \sqrt{L_{22}/C_{22}} \quad (2.30)$$

Bu karakteristik empedanslar üç iletim hattı modelindekinden farklıdır. Bu tanımlarda Z_{11} için hat-2, Z_{22} için hat-1 topraklanmıştır. İleri ve geri saçılan dalgaları sırasıyla a_1 ve a_2 ve b_1 ve b_2 olarak tanımladığımızda bu parametreler aşağıdaki eşitliklerle gösterilebilir.

$$a_1 = V_1/\sqrt{Z_{11}} + I_1\sqrt{Z_{11}} \quad (2.31)$$

$$b_1 = V_1/\sqrt{Z_{11}} - I_1\sqrt{Z_{11}} \quad (2.32)$$

$$a_2 = V_2/\sqrt{Z_{22}} + I_2\sqrt{Z_{22}} \quad (2.33)$$

$$b_2 = V_2/\sqrt{Z_{22}} - I_2\sqrt{Z_{22}} \quad (2.34)$$

Bunlara göre Eş. 2.25, Eş 2.26, Eş. 2.27 ve Eş. 2.28 aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{da_1}{dx} = j\beta_1 a_1 + j\frac{\sqrt{\beta_1\beta_2}}{2}[(k_e - k_m)a_2 + (k_e + k_m)b_2\,] \quad (2.35)$$

$$\frac{db_1}{dx} = j\beta_1 b_1 + j\frac{\sqrt{\beta_1\beta_2}}{2}[(k_e - k_m)a_2 - (k_e + k_m)b_2\,] \tag{2.36}$$

$$\frac{da_2}{dx} = j\beta_1 a_2 + j\frac{\sqrt{\beta_1\beta_2}}{2}[(k_e - k_m)a_1 + (k_e + k_m)b_1\,] \tag{2.37}$$

$$\frac{db_2}{dx} = j\beta_1 b_2 + j\frac{\sqrt{\beta_1\beta_2}}{2}[(k_e - k_m)a_1 - (k_e + k_m)b_1\,] \tag{2.38}$$

Buradaki faz sabitleri β_1 ve β_2;

$$\beta_1 = \omega\sqrt{L_{11}C_{11}} \quad \text{ve} \quad \beta_2 = \omega\sqrt{L_{22}C_{22}} \tag{2.39}$$

ile tanımlanır. Buradaki k_e ve k_m parametreleri sırasıyla, birim uzunluktaki, elektrik (kapasitif) ve manyetik (endüktif) bağlaşım katsayılarını tanımlamaktadır ve

$$k_e = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11}C_{22}}} \quad \text{ve} \quad k_m = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} \tag{2.40}$$

eşitlikleri ile verilir. Örnek verilecek olursa hat-1 üzerinde ileriye doğru hareket eden dalga a_1, hat-2 üzerindeki hem ileriye hareket eden a_2, hem de geriye hareket eden b_2 dalgalarıyla ilişkilidir. Aynı şekilde hat-2 üzerinde ileriye doğru hareket eden dalga a_2, hat-1 üzerindeki hem ileriye hareket eden a_1, hem de geriye hareket eden b_1 dalgalarıyla ilişkilidir. Bu durumlar C_{12} ve L_{12} değerlerinin sağladığı bağlaşımlar sebebiyle oluşmaktadır.

Eş yönlü dalgaların bağlaşım katsayıları toplamının $k_e - k_m$ olduğu görülmektedir. Bu nedenle eş yönlü elektrik ve manyetik bağlaşımlar birbirini sıfırlarlar. Dolayısıyla eş yönlü dalgalar arasında zayıf bir bağlaşım oluşur. Zıt yönlü dalgaların bağlaşım katsayıları toplamının $k_e + k_m$ olduğu görülmektedir. Bu nedenle, elektrik ve manyetik bağlaşımlar birbirine eklenirler. Dolayısıyla zıt yönlü dalgalar arasında güçlü bir bağlaşım oluşur.

Elektrik ve manyetik bağlaşımları ayarlayarak $k_e - k_m = 0$ yapılabilir ve böylece eş yönlü dalgalar sıfırlanır. Bu durumlarda bağlaşım zıt yönlü dalgalar ile oluşur ve bağlaşım katsayılarının değeri 2 katına çıkar.

Filtre uygulamalarında hat uzunlukları ve mesafeleri bazı kısıtlamalara maruz kalabilir. Bu

yüzden, eş yönlü ve zıt yönlü dalgaları analiz etmek biraz karmaşık olacaktır. Paralel bağlaşık hatlarda, bir dalga bir hattın üzerinde bir yönde uyarıldığında, bu dalga diğer hatta zıt yönlü dalgalar yaratır. Oluşan zıt yönlü dalgalar eş yönlü dalgalardan çok daha güçlü olur.

Bağlaşım bölgesinin uzunluğu bağlaşık enerjiyi etkileyen bir faktördür. Manyetik alanın yönü ve elektrik alanın polarizasyonu bağlaşım uzunluğu boyunca değişebilir. Dolayısıyla bir bölgedeki enerji bağlaşımı diğer bölgedeki enerji bağlaşımını sıfırlayabilir.

Bir hatta hem ileriye hem geriye hareket eden dalgalar varsa, hat üstündeki duran dalga paterni (örüntüsü) güçlü ve zayıf alanlarla periyodik bir şekilde görülecektir. Bağlaşım bölgesi güçlü manyetik alan bölgesiyle çakıştığında bağlaşım çoğunlukla manyetik alan (endüktif) üzerinden olur. Aynı şekilde, güçlü bir elektrik alan bölgesinde elektrik alan (kapasitif) bağlaşımı daha etkili olur. Buradaki önemli sorun, elektrik ve manyetik alan bağlaşımlarının ileriye ve geriye hareket eden dalgaların göreceli faz farkına göre birbirini sıfırlayıcı mı yoksa birbirine eklenen bir formda olmasıdır.

İleriye ve geriye hareket eden dalgaların göreceli gücü giriş ve çıkış kapılarının sonlandırılması ile belirlendiği için iletim hatlarının arasındaki enerji alışverişi de bu kapılardaki sonlandırmaların bir fonksiyonudur. Duran dalgaların maksimum ve minimum konumları, sonlandırmaların göreceli büyüklükleri ve fazları ile belirlenir. Bu yüzden sonlandırmaların endüktif, kapasitif ve dirençli bölümleri de bağlaşımlı enerji miktarın üzerinde etkili olacaktır. Örnek verilecek olursa, SC veya OC ile sonlandırılmış hatlarda, duran dalgalar ileriye ve geriye giden dalgalar için eşit büyüklükte olacaktır. Dolayısıyla, SC veya OC saplamalarla oluşturulan bağlaşımlı bir hatta hem zıt yönlü hem de aynı yönlü bileşenler net bir bağlaşıma sahip olacak ve zıt yönlü bağlaşım daha baskın olur. Bağlaşımın doğası, bağlaşım bölgesinin maksimum manyetik alana (endüktif bağlaşım) veya maksimum elektrik alana (kapasitif bağlaşım) veya ikisine birden denk gelip gelmediğine bağlıdır.

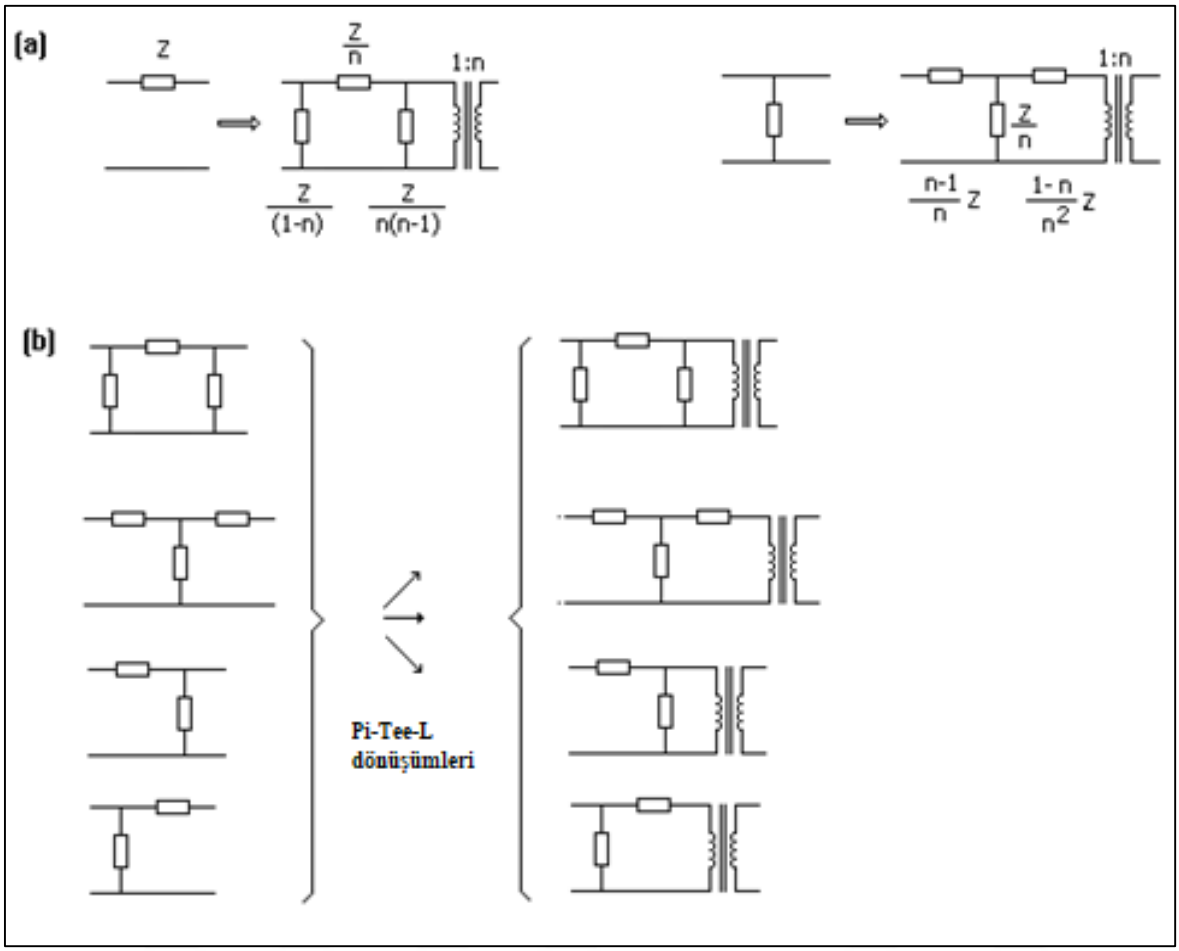
2.4. Genelleştirilmiş Norton Dönüşümleri

Norton dönüşümleri eş değer devreler üretmek için son derece kullanışlı araçlardır. Standart hazır paket devre elemanları için geliştirilmesine rağmen dağıtılmış devre elemanları için de aynı şekilde kullanılabilmektedirler. Şekil 2.7.a'da Norton dönüşümleri hazır paket

elemanlar için gösterilmiştir. Eğer dönüşümler seri bir elemana yapılırsa, seri elemanın yerine aynı tarz elemanlar ve bir transformatör ile Pi-kesiti oluşturulur. Transformatörün sarım oranına göre paralel eleman negatif değerli olur. Aynı şekilde, dönüşümler paralel bir elemana yapılırsa bu eleman yerine aynı tarz elemanlar ve bir transformatör ile Tee-kesiti oluşturulur. Bu sefer ise seri elemanlardan biri negatif değerlidir. Norton dönüşümleri yapıldığında negatif değerli eleman komşu pozitif değerli elemanı elimine etmek için kullanılabilir ve transformatör ise bazı devre elemanlarının değerlerinin ölçeklendirilmesi için kullanılabilir.

Şekil 2.7.b'de ise Norton dönüşümleri L-kesitlerine (Filpro'da LRight ve LLeft), Pi-kesitlerine ve Tee-kesitlerine dönüşümleri aynı türde devre elemanlarıyla gösterilmiştir. Bu kesitler Norton dönüşümleriyle bir veya birden fazla elemana uygulanarak ve uygun sarım oranları ile farklı formlara çevrilebilirler. Filpro uygulamasında bu çoklu Norton dönüşümleri Pi-Tee-L dönüşümleri olarak adlandırılır.

Norton dönüşümleri dağıtılmış elemanlı devreler için de genelleştirilebilir. Bunun için bağlaşık hat çiftinin sonsuz küçük Δx uzunluğundaki hazır paket devre modeli incelenmelidir. Önceki bölümlerde bahsedilen $L_{10}\Delta x$-$C_{10}\Delta x$ ve $L_{20}\Delta x$-$C_{20}\Delta x$ elemanları Pi-kesitinin paralel koluna eşken, $L_{12}\Delta x$-$C_{12}\Delta x$ Pi-kesitinin seri kolunun eşleniğidir. Bu durum bir iletim hattı bölümü ve seri veya paralel SC ve OC saplamalar için de uygulanabilir. Bu yüzden Pi-Tee-L dönüşümleri bağlaşık hat çiftindeki Pi-kesiti gibi yapılardan LRight, LLeft, Pi veya Tee kesitleri oluşturabilir. Bu durum hatların her noktasında geçerli olduğu için dönüşümlerle farkı eşlenik bağlaşık hat devreleri elde edilebilir. Kapılar hariç her kesitte oluşacak bir transformatör etkisizdir.

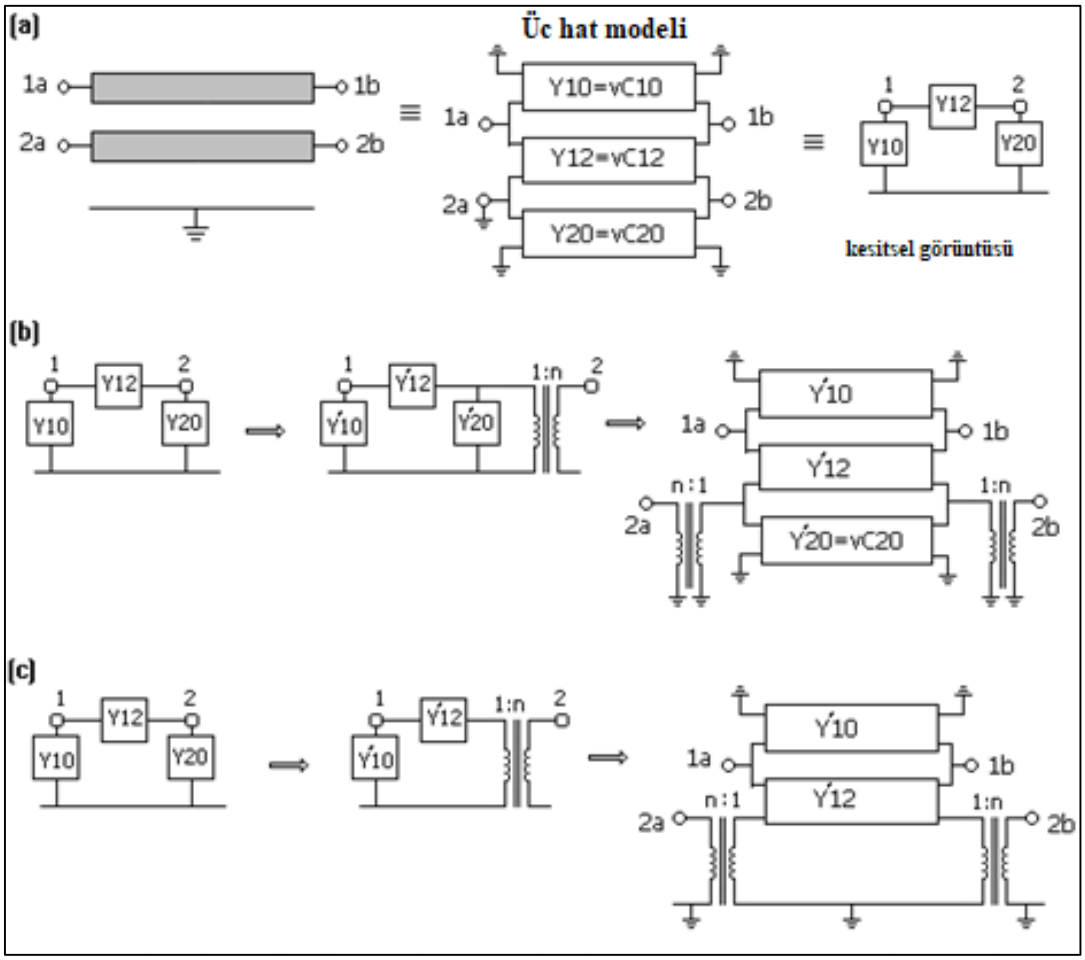


Şekil 2.7. Norton ve Pi-Tee-L dönüşümleri [23].

Şekil 2.8'de ise bu durum 2 paralel bağlaşık hat ve 4 kapdan oluşan devre modeli ile gösterilmektedir. Şekil 2.8.a'da paralel bağlaşık hat çiftinin üç hat modeli gösterilmektedir.

Şekil 2.8.b'de ise devrenin kesitsel şekli gösterilmektedir. Bu şekil, 3 iletim hattından oluşan bir Pi-kesitidir. Pi-to-Pi dönüşümü yapılan bu şekilde dönüşümle hatların Y_{10} ve Y_{20} admitansları ayarlanabilir ve bu dönüşümle beraber yine kapı-2a ve kapı-2b'de transformatör oluşur.

Şekil 2.8.c'de ise Pi-to-LRight dönüşümü gösterilmiştir. Bu dönüşümde iletim hattı sayısı 2'ye düşmektedir. Bu dönüşümler ile çeşitli eşlenik devre formları elde edilerek bir kapılı, iki kapılı ve üç kapılı devre modelleri üretilebilir ve bazı kapılar farklı şekilde sonlandırıldığında OC, SC, saplama ve daha farklı elemanlar türetilebilir.

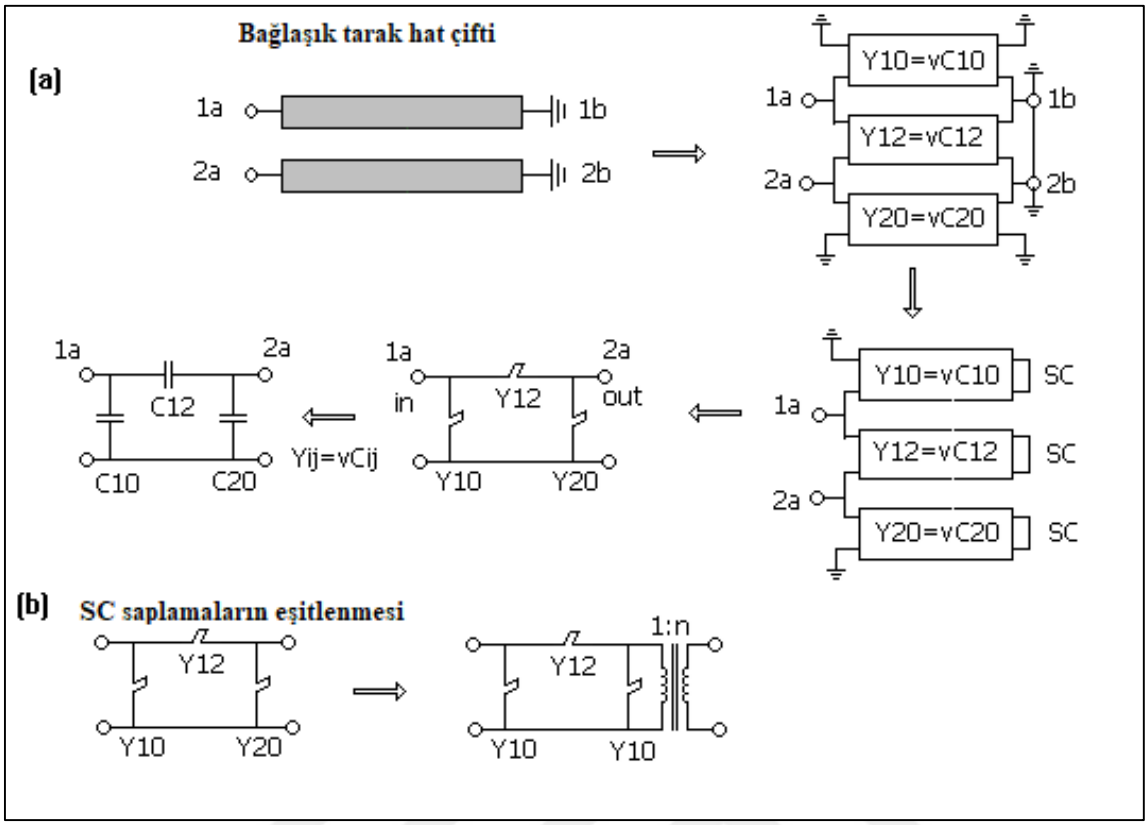


Şekil 2.8. Bağlaşık hatlarda genelleştirilmiş Norton ve Pi-Tee-L dönüşümleri [23].

2.5. Tarak Tipi Bağlaşık Hat Çifti

Şekil 2.9.a'da tarak tipi bağlaşık hat çifti gösterilmektedir. Bu yapıda paralel bağlaşık hat çiftinin bir tarafındaki uçları topraklanarak sırasıyla 1a noktasından toprağa kadar olan hat-1-0 ve 2a noktasından toprağa kadar olan hat-2-0 birer paralel SC saplaması olmuştur. Üç hat modelinde anlatıldığı gibi oluşan hat-1-2 ise 1a ve 2a noktaları arasında seri kolda oluşan SC saplamasıdır.

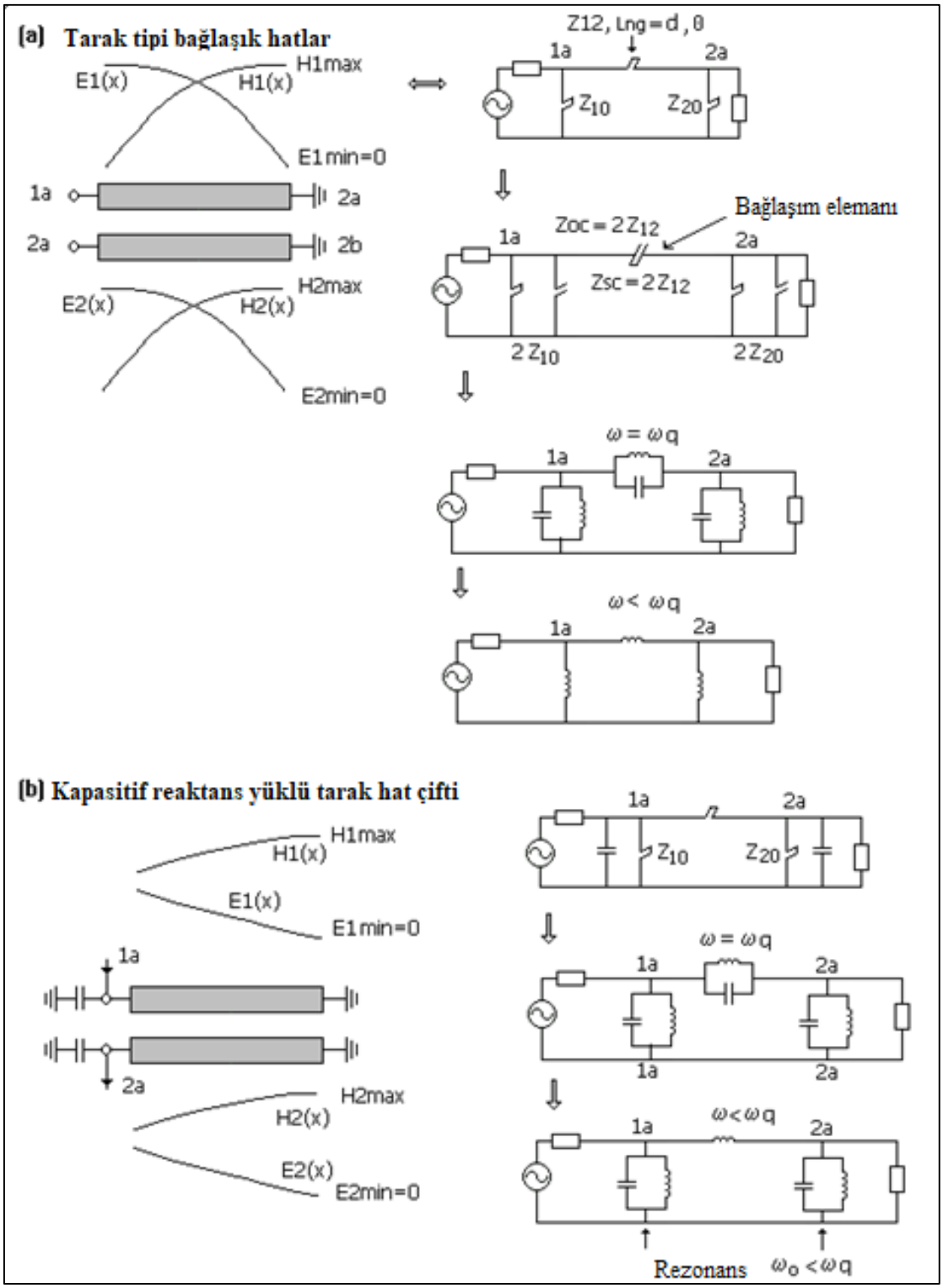
$Y_{ij} = vC_{ij}$ ilişkisi ve statik kapasitans matris parametreleri, yapının admitanslarının fiziksel boyutlarının gerçekleştirilmesi için kullanılabilir. Bu yapıların eş boyutlu rezonatörlerden oluşması önemli bir detaydır, bu yüzden paralel SC saplamalarının aynı değere sahip olması gerekir. Bu işlemler kapasitans matris dönüşümleri ile yapılır [29]. Filpro'da ise bu işlemlerin Pi-Tee-L dönüşümleri ile yapılır. Şekil 2.9.b'de de iki admitansın değerlerinin Pi-Tee-L dönüşümleri ile birbirine eşlendiği gösterilmektedir.



Şekil 2.9. Tarak tipi bağlaşık hat çifti bütün saplama modelleri ve SC saplamalarının eşitlenmesi için yapılan Pi-Tee-L dönüşümü [23].

Şekil 2.10'da bağlaşım mekanizmasının farklı açılardan izlenimi ele alınmıştır. Şekil 2.10.a'da hat çiftinin bir tarafı topraklanırken 1a ve 2a noktaları kapı olarak tanımlanmıştır. Paralel ve seri SC saplamaları yarım uzunluktaki eşleniklerine, paralel yarım uzunluklu ve iki kat empedans değerli OC ve SC saplamalara, çevrilebilirler. Paralel pozitif SC ve OC saplamalar, $s = j\omega$ ekseninde ve $\omega = \omega_q$'da FTZ oluştururlar. Bu frekansta, OC ve SC saplamaların pozitif ve negatif suseptans birbirlerini sıfırlayarak sıfır bağlaşım suseptansına dolayısıyla, iki rezonatörün bağlaşımının zayıflamasına neden olur. Paralel elemanlar ω_q'da rezonans olur.

Paralel rezonatörler açık devre olsa bile kapı-1a'dan kapı-2a'ya sinyal iletirken seri koldaki paralel rezonatör bu sinyal akışını durdurur. Bu yüzden geçirme bandını oluşturmak için başka bir mekanizmanın kullanılması gereklidir. Geçirme bandı paralel koldaki elemanların rezonans frekansını düşürerek oluşturulmalıdır. Bu işlem Şekil 2.10.b'de görüldüğü gibi paralel SC saplamalara paralel kapasitif reaktanslar ekleyerek yapılmaktadır.



Şekil 2.10. Tarak tipi bağlaşık hat çiftinde bağlaşım mekanizması [23].

Bağlaşım mekanizması alan teorisi perspektifinden incelendiğinde ilk olarak f_q'ya yakın frekanslarda hatlar çeyrek dalga boyu uzunluğundadır. Dolayısıyla elektrik ve manyetik duran dalgalar hat boyunca maksimum büyüklük değişimine sahiptir.

SC ucunda elektrik alan sıfırken manyetik alan maksimum, diğer ucunda ise elektrik alan maksimum iken manyetik alan minimumdur. Manyetik alan bağlaşım reaktansının endüktif kısmını sağlarken elektrik alan kapasitif kısmını sağlar. Saplama devre modelinde görüldüğü gibi tarak hat yapılarda elektrik ve manyetik bağlaşık sinyaller birbirini sıfırlarlar.

Frekansın f_q olduğu durumda bağlaşımların birbirini sıfırlaması gerçekleşir ve hatlar arasındaki güç transferi durur.

Frekansın $f < f_q$ olduğu durumlarda dalga boyu çeyrek dalga boyundan fazla olduğu için elektrik alanın duran dalga büyüklüğü küçük kalırken manyetik alanın duran dalga boyu büyük kalır, çünkü SC sonuna kadar olan elektrik uzunluğu küçüktür. Bu yüzden endüktif bağlaşım kapasitif bağlaşımdan daha fazla olur.

Frekansın $f < f_q$ olduğu durumlarda bağlaşım reaktansı endüktiftir. Bu frekanslarda paralel elemanlar aynı zamanda endüktif reaktanslardır. Bu yüzden dağıtılmış devre modelinin altındaki devre modelleri seri ve paralel indüktörlerle gösterilmiştir.

Devrenin bir geçirme bandına sahip olması için bu paralel indüktörlerin paraleline kapasitif reaktans ekleyerek paralel *LC* rezonatörleri oluşturulmalıdır. Şekil 2.10.b'de görülen devre kesiti seri indüktörle bağlaşımlı paralel paralel rezonatör filtre kesitini oluşturmaktadır.

2.6. Tarak Hat Filtre Devre Modeli

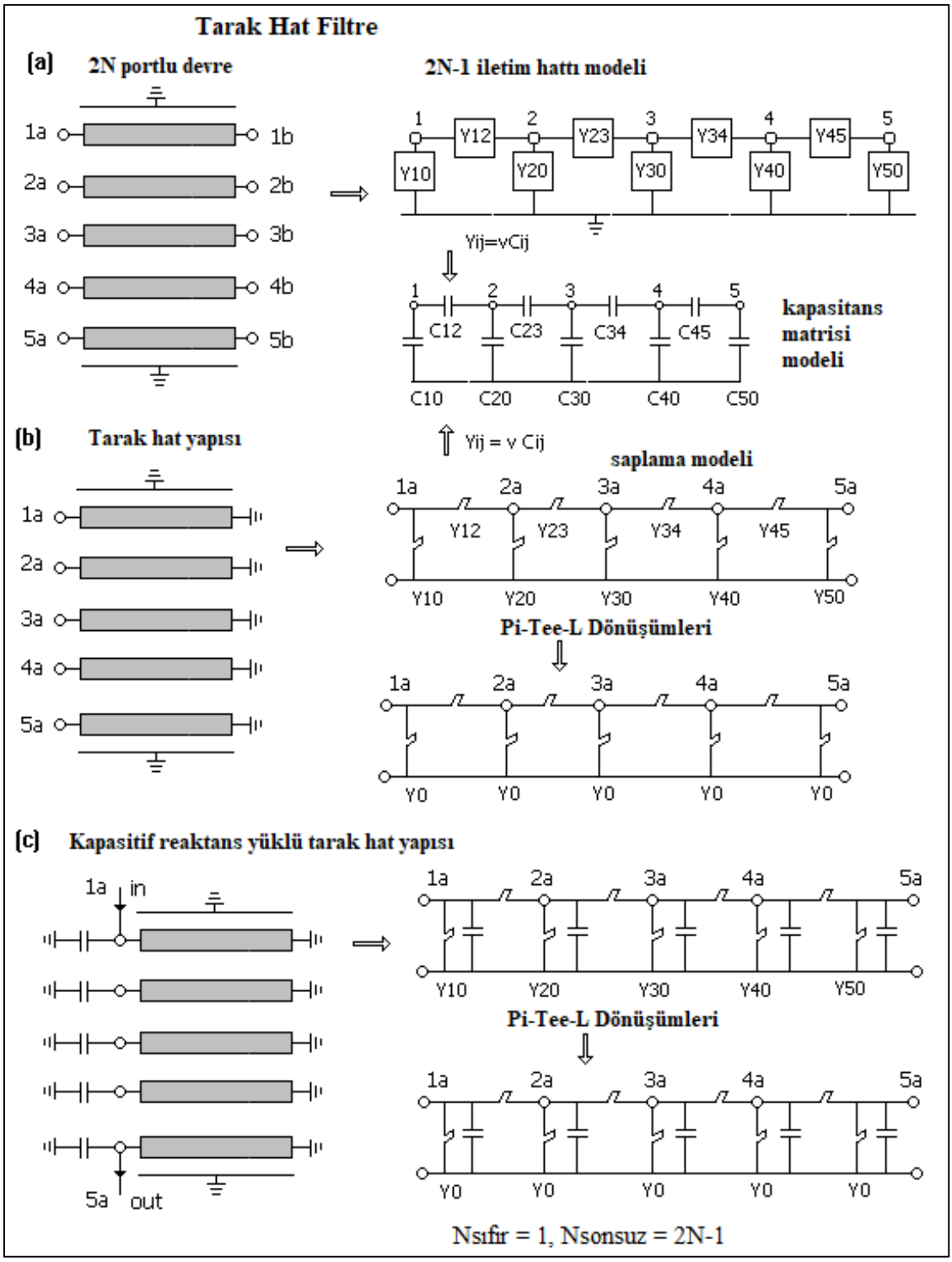
Şekil 2.9 ve Şekil 2.10'da tarak tipi bağlaşımlı hat çifti için geliştirilen devre modeli N adet bağlaşımlı hat için genelleştirilebilir. Bu genelleştirme *N = 5* basamaklı örnek ile Şekil 2.11'de yapılmıştır. Şekil 2.11.a'da N bağlaşımlı hat devre modeli sol kapı noktaları "a", sağ kapı noktaları "b" olacak şekilde *2N-1* kapılı devre olarak gösterilmiştir. Devre *2N-1* adet eşit uzunluklu iki telli iletim hattı modeli ile oluşturulmuştur. Hattan toprağa çift telli hatlar *Yk0* ve *k = 1, 2…* ile karakterize edilirken sıralı çubuklar ile oluşturulan çift telli hatlar ise hattan hata *Yk,k+1* ve *k = 1, 2…* ile karakterize edilmiştir. Bu karakteristik admitanslar birim uzunluktaki kapasitans değerleri ile ilişkilendirilmektedir.

$$Yk0 = vCk0 \text{ ve } Yk, k+1 = vCk, k+1 \tag{2.41}$$

Şekil 2.11.b'de sağ taraftaki kapı noktalarının topraklanarak kısa devre yapılmasıyla iki kapılı devre modeli elde edilmektedir. Bu durumla birlikte tarak hat yapısı oluşmaktadır. Devre modeli paralel kolda sıralanmış değişken SC saplama admitansları *Yk0*'dan ve seri kolda sıralanmış SC saplama admitansları *Yk,k+1*'den oluşmaktadır. *2N-1* kapı devre modelindeki kapasitans matrisi parametreleri yine aynı şekilde geçerliliğini korumaktadır ve aşağıdaki referans noktaları önemlidir.

Norton dönüşümleri olan Pi-Tee-L kesit dönüşümleri yapılarak paralel koldaki SC saplamaların empedans değerleri eşitlenebilir.

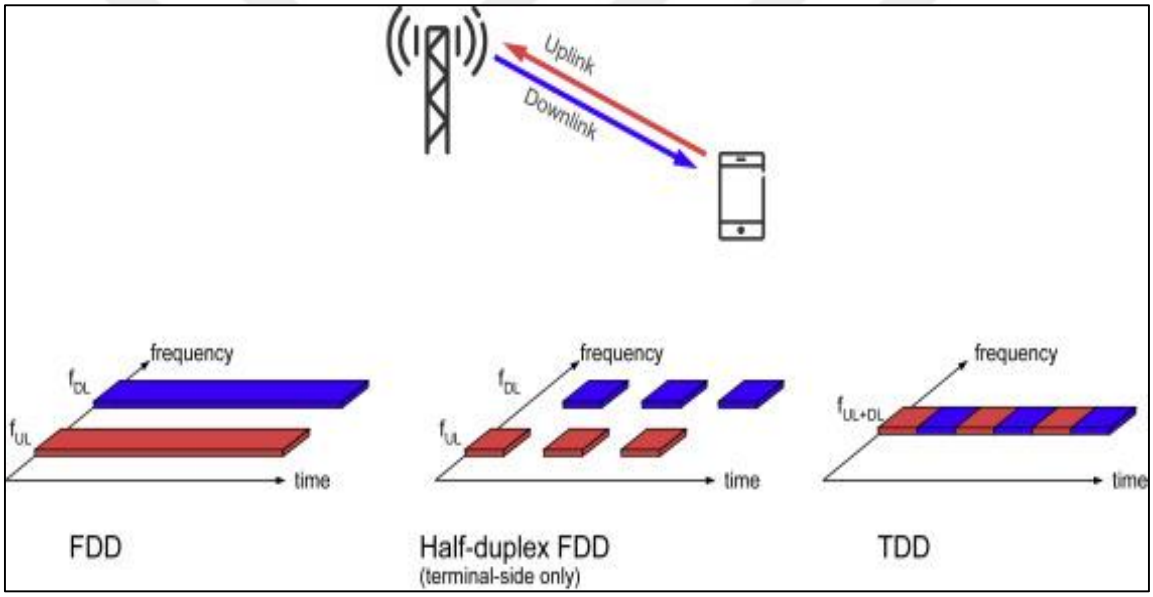
Şekil 2.11.c'de sol taraftaki port noktalarında kapasitif reaktans yüklü devre modeli görülmektedir. Yine aynı kesit dönüşümleri yapılarak paralel koldaki SC saplama empedansları eşitlenebilir. Bu devrede bir adet paralel kolda SC saplaması $f = 0$ frekansında iletim sıfırı (Transmission Zero – TZ) ve *N-1* adet seri kolda SC saplaması ise frekansın sonsuza gittiği durumdaki TZ'yi sağlamaktadır. Bu yüzden *N* dereceden rezonatörlü tarak hat filtresinde 1 adet TZ $f = 0$ frekansında, *2N-1* adet TZ ise frekansın sonsuza gittiği durumda elde edilir ve bu iletim sıfırlarının toplamı *2N*'dir. Bu tarz filtrelerde frekans sonsuza giderken ki TZ ve sıfırdaki TZ sayılarının farkı sebebiyle genlik çıktılarında asimetrik bir çıktıya sahip olur.



Şekil 2.11. N-paralel bağlaşık hat yapısı ve tarak hat filtre devre modeli [23].

3. DİPLEXER VE DUPLEXER

Diplexer yapısının anlaşılması için duplex teriminin ne anlama geldiğinin anlaşılması gerekir. Duplex terimi, telekomünikasyon (haberleşme) sistemlerinde, iki adet sinyalin iletimine olanak sağlayan faaliyetleri ifade etmek için kullanılır. Radyo yayıncılığı, bu yapının aksine tek yönlü iletime izin vermektedir. Duplex yapısı karşılıklı veri transferi gerektiren yapılarda, sesli iletişim gibi, kullanılır. Yarı duplex yapılarda, iki taraf arasındaki iletişim sıralı şekildedir ve biri veri iletirken diğeri veriyi alır ve iletim tersi bir şekilde devam eder. Tam duplex yapılarda ise veri iletimi iki taraftanda aynı zamanda yapılabilir. Diplexer denilen yapı ise, tam duplex haberleşmeye olanak sağlar.

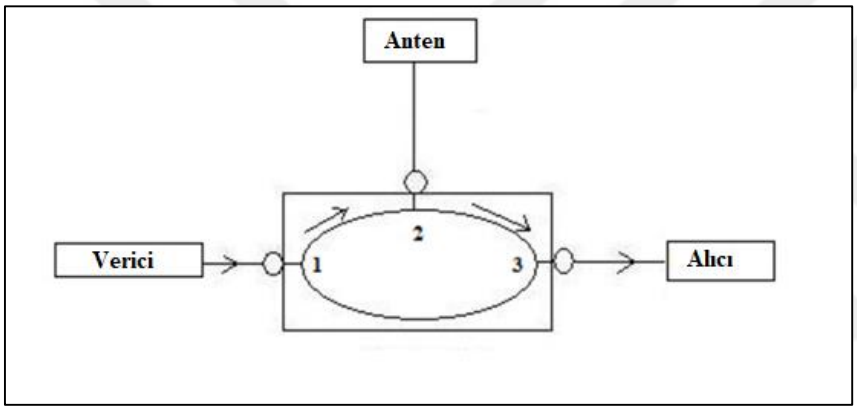


Şekil 3.1. TDD ve FDD frekans zaman grafikleri [30].

Duplex yapılar ikiye ayrılır. Birincisi frekans alanında duplex (Frequency Domain Duplex – FDD), sinyallerin bir frekans bandında iletilmesini ve başka bir frekans bandında alınmasını sağlayan tam duplex yapılardır. Alınan ve iletilen sinyaller frekans spektrumunda frekans seçici filtreler yardımıyla ayrılarak ilgili kanallara yönlendirilir. FDD yaklaşımının zorluğu ise iletilen ve alınan sinyaller için oluşturulan frekans bantlarının bölünmesi durumudur. Bir bandın “uplink” yani yeryüzündeki sistemden uyduya iletimine, diğer bandın ise “downlink” yani uydudan yeryüzündeki sisteme iletimine ve iki frekans bandı arası korumaya yarayan frekans bantlarına ayrılması gerekir.

İkincisi ise zaman alanında duplex (Time Domain Duplex – TDD), iletilen ve alınan sinyallerin çok hızlı anahtarlama yaparak transferine olanak sağlayan yapılardır. TDD teorik olarak yarı duplex bir yapı olarak çalışsa da iletim ve alım kanalları arasındaki anahtarlamanın çok hızlı ve sıralı iletişimin iki taraf arasında fark edilemeyecek boyutta olmasıyla tam duplex yapıyı taklit eder. TDD, FDD'deki gibi bant bölünmesinden kaçınılmasını sağlar ve yine de iki tarafın iletişiminin birbirine girmesini önlemek için kanal kapasitesini kullanır.

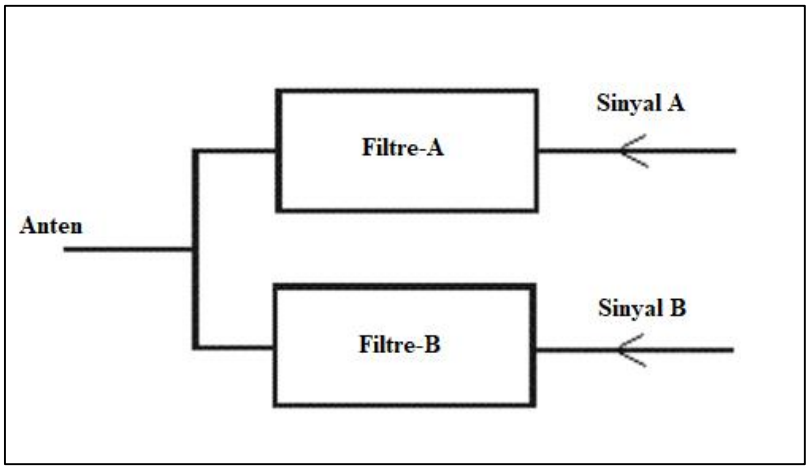
Sinyal iletim ve organizasyonunda FDD sistemleri için diplexer yapıları kullanılır. TDD sistemleri için ise duplexer ya da sirkülatör yapıları kullanılır.



Şekil 3.2. Duplexer yapısı [31].

Şekil 3.2'de görüldüğü gibi antenden iletilen ve alınan sinyallerin farklı sinyal kanallarına ayrılması için kullanılan üç kapılı yapıya duplexer denilir. Duplexer yapısı, sinyallerin yolunu sinyal yönlerine göre ayırır. Bu yapı antenin iki yönlü haberleşmesine olanak sağlar. Bu iki yönlü haberleşme ile antenden alınan ve antene iletilen sinyallerin aynı frekansta yönlendirilmesini sağlar. Şekilde de görüldüğü gibi antenden alınan iki sinyali iki farklı yola ayıran duplexer yapısında, iletilen ve alınan sinyaller arasında izolasyonu sağlamak için manyetik sirkülatörler veya anahtarlamalı sistemler kullanılır.

Diplexer yapısı, bir alıcı ve verici kısmı ile anten arasındaki iki sinyal yolunun kullanılmasına izin veren üç kapılı bir RF birimidir. Diplexerlardaki alıcı verici sinyal yolları kanal olarak adlandırılır. Bu yapı, aynı antenden iki farkı sinyalin alınmasını veya iletilmesini sağlar. Kanalları ayırmak için filtre birimleri yardımıyla frekans bantlarına ayırır.

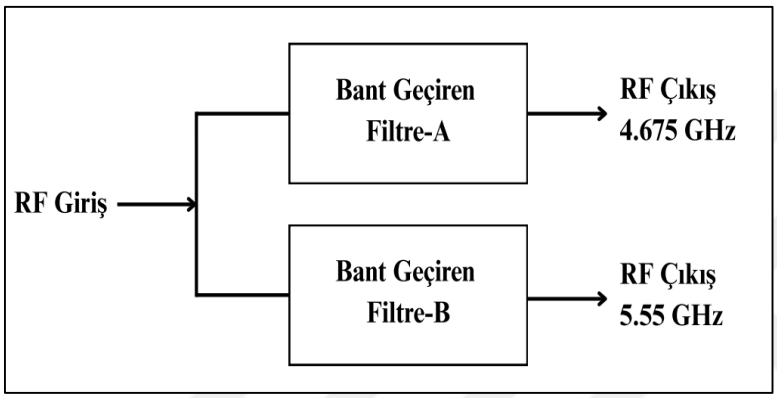


Şekil 3.3. Diplexer yapısı [31].

Şekil 3.3'te görüldüğü gibi diplexer yapısı iki farklı devrenin ortak giriş bağlantısı yapılması ile oluşur. Bu yapıda iki adet filtre, farklı frekans bantlarını filtrelemesiyle anten ve alıcı-verici kanalları arasındaki iletimi kolaylaştırır. A sinyali filtre-A'dan geçerken B sinyali filtre-B'den geçerek aynı antenle çalışmaktadır. Diplexer yapısının iyi çalışması için frekans bantlarının birbirini etkilememesi gerekir. Bu bantların yakın olması saçılma parametreleri çıktılarında sıkıntılara neden olur [31, 32].

4. DİPLEXER TASARIMI

Şekil 4.1'de görüldüğü gibi diplexeri oluşturan filtreler sırasıyla filtre-A ve filtre-B ile isimlendirilmiştir ve hangi merkez frekansa çalıştığı gösterilmiştir. Diplexer C-bant mikrodalga bandına göre tasarlanmıştır. Diplexerin fiziksel tasarımında filtrelerin sinyal yayılma ortamı Al_2O_3 seramik malzeme olarak seçilmiştir. Bu seramik malzemenin dielektrik sabiti 9,4'tür. Ancak filtre sentezleme sürecinde dielektrik sabiti 1 olarak alınıp optimizasyon sürecinde 9,4'e çevrilmiştir.



Şekil 4.1. Diplexer blok diyagramı.

Bu bölümde diplexer yapısında bulunan filtrelerin ilk olarak sırasıyla ideal devre tasarımları ve devrelerin optimizasyon süreçleri anlatılmaktadır. Ardından iki filtrenin ideal devre tasarımları birleştirilerek diplexer modeli oluşturulmuştur. Sonrasında ise filtrelerin fiziksel realizasyon ve EM analizi süreci anlatılmıştır.

4.1. İdeal Devre Tasarımı ve Optimizasyonu

Bu bölümde sırasıyla iki filtrenin ideal devre tasarımı ve optimizasyonu süreci ele alınacaktır.

4.1.1. Bant geçiren filtre-A

Filtre-A diplexerin düşük frekanslı kanalını oluşturmaktadır. Bu filtrenin merkez frekansı 4675 MHz olup BW 550 MHz'dir. Fiziksel realizasyon ve EM analizi süreciyle birlikte istenilen değerler RL için 18 dB ve bant dışı bastırmalar için DC'den 4000 MHz'ye 25 dB,

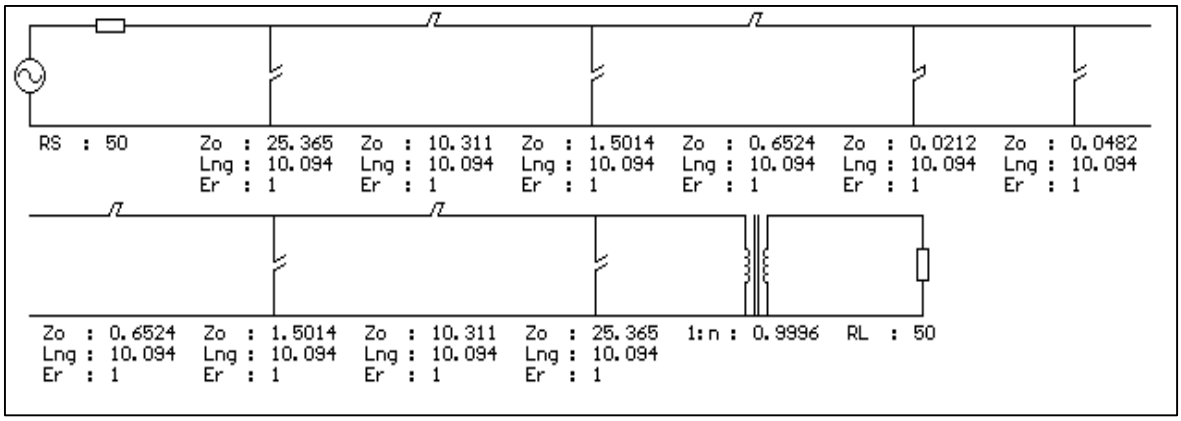
5250 MHz'den 8000 MHz'ye 25 dB'dir. Çizelge 4.1'de Filtre-A ile ilgili parametreler ve değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.1. Filtre-A parametreleri.

Parametre	Değer
Merkez Frekansı	4675 MHz
Bant Aralığı (BW)	550 MHz
Geriye Dönüş Kaybı (RL)	18 dB
Bastırma	25 dB @ DC – 4000 MHz
	25 dB @5250 MHz -8000 MHz

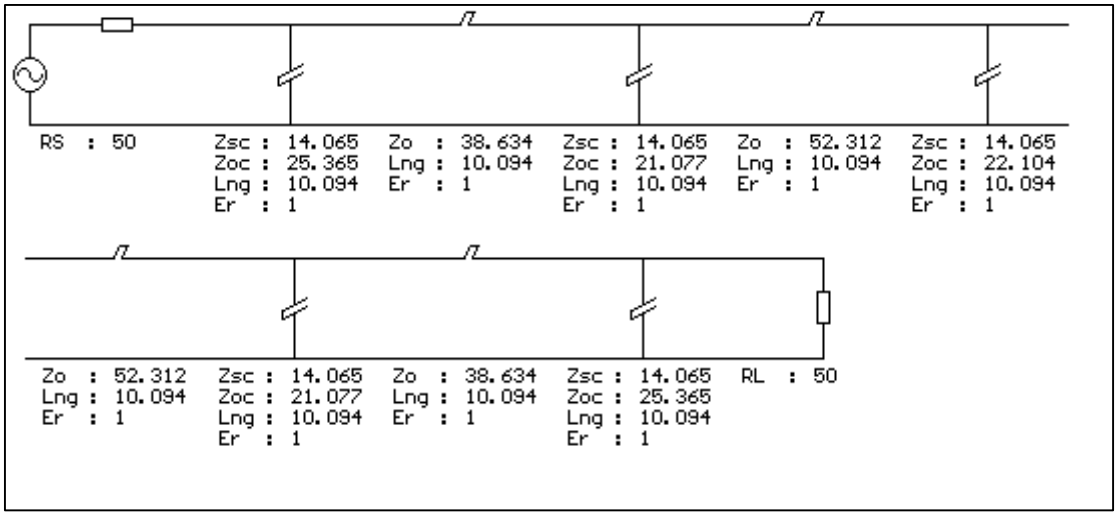
Bu değerleri elde etmek için 5. dereceden ve tarak hat tipli ideal devre modeli oluşturulmuştur. Bu devre modeli için daha önce teorik anlatımda belirtildiği gibi iletim sıfırları kullanılmalıdır. Bu iletim sıfırları *n* rezonatörlü bir tarak hat yapısında 1 adet sıfırda yani DC'de TZ ve 2N-1 adet sonsuzda TZ kullanılmalıdır. Filtre-A 5 rezonatörlü bir yapı olacağı için 1 adet sıfır TZ ve 9 adet sonsuz TZ kullanılmalıdır. Sentezleme sürecinde bu iletim sıfırları kullanılarak OC ve SC saplamalar oluşturulmuştur.

Aşağıdaki süreçte sırasıyla tarak hat bant geçiren filtre-A'nın sentezleme süreci gösterilmektedir. Filtre sentezleme sürecinde dielektrik sabiti 1 alınmış olup optimizasyon sürecinde seramik malzemenin dielektriğine göre konfigürasyonlar yapılmıştır. İlk olarak tarak hat filtre sentezi için eş dalgalanma değeri 0,01dB, bant köşeleri 4400 MHz ve 4950 MHz, çeyrek dalga frekansı 7425 MHz olarak seçilmiştir. Çeyrek dalga frekansının seçilmesiyle beraber elektriksel uzunluk derecesi 60º'dir.



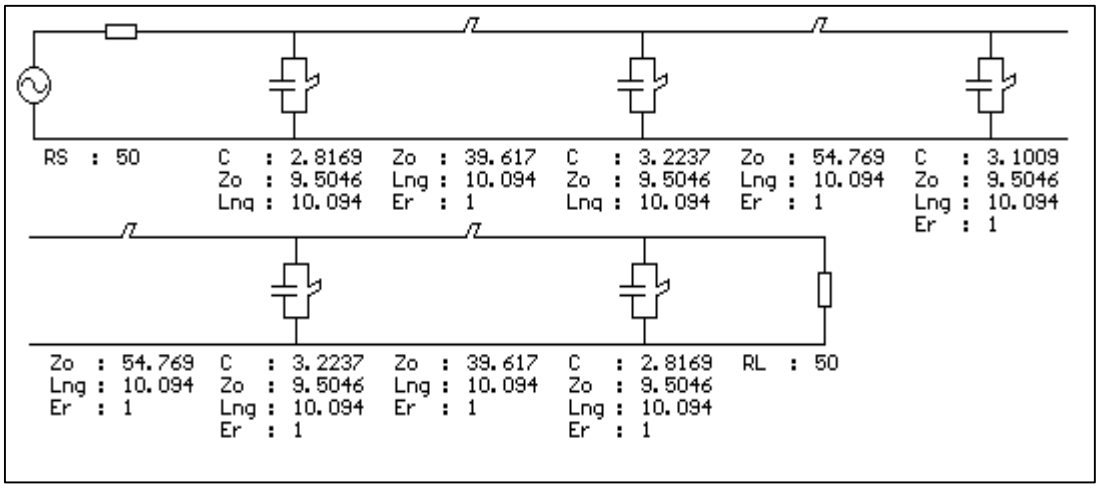
Şekil 4.2. TZ'lerin simetrik şekilde oluşturulması.

Şekil 4.2'de 5. dereceden bir filtre sentezlenmesi için seçilen 1 adet sıfır TZ ve 9 adet sonsuz TZ simetrik ortadan bakıldığında simetrik bir yapı oluşturabilmek için sıfır TZ ortada olacak şekilde oluşturulmuştur. Bu yapı oluşturulurken sırasıyla 4 adet sonsuz TZ paralel kolda OC ve seri kolda SC saplamalar olarak eklenmiştir. Ardından sıfır TZ paralel SC olarak eklenmiş ve geriye kalan 5 adet sonsuz TZ paralel kolda OC ve seri kolda SC saplamalar olarak eklenmiştir. Filtre sıralı Pi - kesiti yapılarıyla elde edilmiş ve girişte ve çıkışta 50 Ω empedansa eşlendiği için bir transformatör oluşmuştur. Bu yapıdaki simetriye dikkat edilirse girişteki ilk paralel saplama son paralel saplamaya eşittir, böylece en ortadaki sıfır TZ ile oluşturulan paralel SC saplamasının sağ ve sol tarafı birbirine simetriktir.



Şekil 4.3. Paralel koldaki SC saplamaların eşitlenmesi.

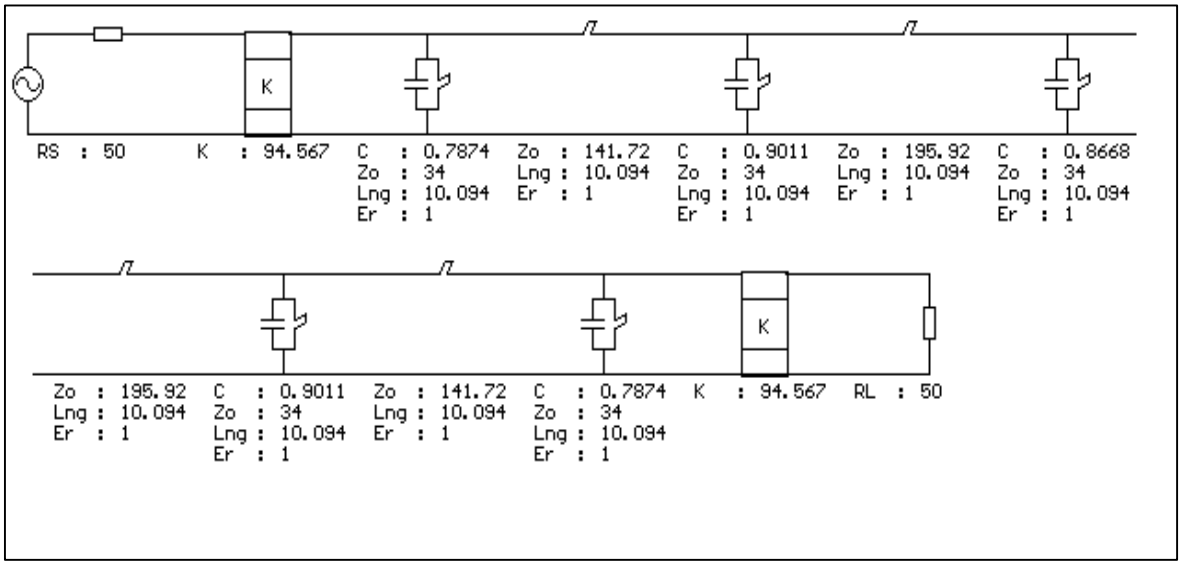
Şekil 4.3'te paralel kollardaki SC saplamalar eşitlenerek paralel kolda paralel OC ve SC saplamaları elde edilmiştir. Bütün paralel SC saplamalar eşit değerli ve paralellerindeki OC saplamalar ise simetrik olarak eşittir. Aynı şekilde seri koldaki SC saplamalar da ortaya göre simetrik olarak eşittir. SC saplamaların $f < f_q$ olduğu durumlarda endüktif reaktansın eşleniği olduğu düşünüldüğünde paralellerindeki OC saplamaların rezonatör yapısını tamamlayıcı kapasitif reaktanslar olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 4.4. Paralel koldaki OC saplamaların kapasitans eşleniklerine dönüştürülmesi.

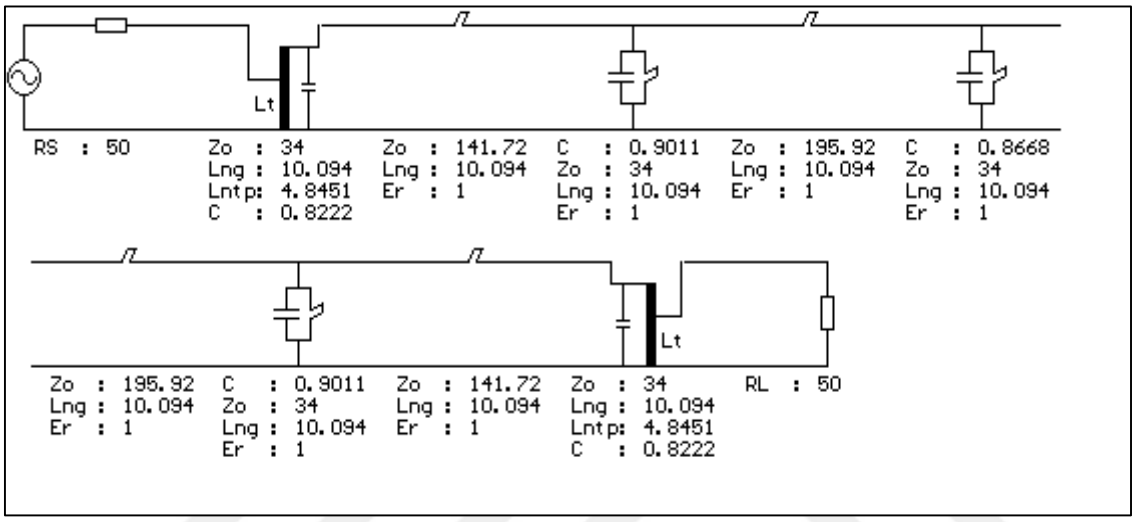
Şekil 4.4'te ise OC saplamaların kapasitif reaktans olduğu bilindiği için direk hazır paket kapasitörlerle gösterilebilmektedirler. Bu nedenle OC saplamaların kapasitör eşleniklerine dönüştürülme aşaması gerçekleştirilmiştir. Ortadan sağ ve sol devreye bakıldığında simetrinin korunduğu gözlemlenmektedir.

Şekil 4.5'te ise SC saplamalar istenilen empedansa invertör ile ölçeklendirilmektedir. Empedans 34 Ω olarak seçilip ona göre ölçeklendirilmiştir. Empedans eşitlenmesindeki amaç bütün rezonatörlerin aynı karakteristik empedansa sahip olması ile birbirine eş rezonatör boyutları elde etmek içindir.



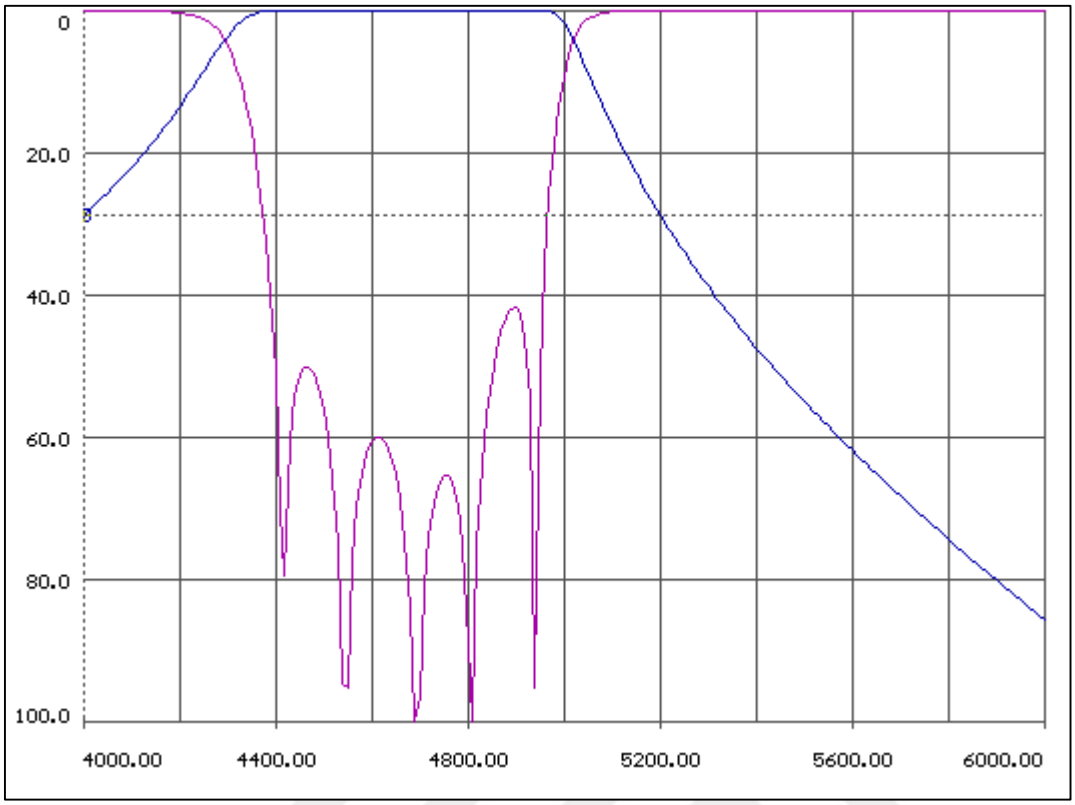
Şekil 4.5. İnvertör kullanılarak paralel koldaki SC saplamaların eşitlenmesi.

Son olarak Şekil 4.6'da invertörleri tap noktasına dönüştürerek ilk ve son rezonatörün üzerinde birer tap noktası elde edilmiştir. Bu tap noktaları rezonatör uzunluğuna oranla belli bir noktaya RF konnektörlerin lehimlenmesi için gereklidir. Ancak monoblok tasarım yapılacağı için bu tap noktalarını rezonatörün en üst noktasına konumlandıracağımız için fiziksel 3D tasarımda başka optimizasyonlar yapmak gerekebilir. Bu kısımla beraber düşük kanal filtresi filtre-A'nın sentezleme süreci tamamlanmıştır.



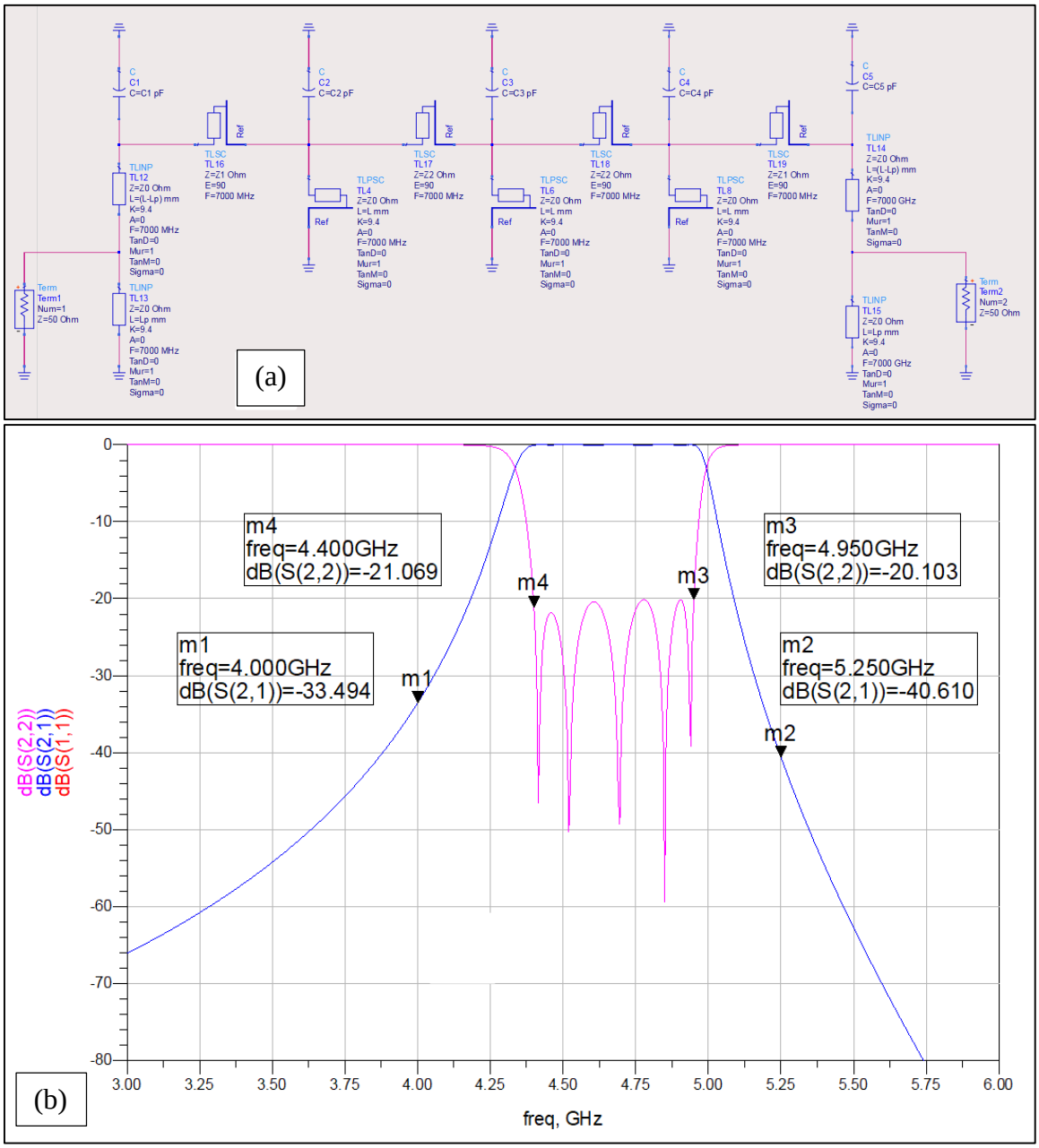
Şekil 4.6. İnvertörün tap noktalarına dönüştürülmesi.

Şekil 4.7'de IL yani S_{21} ve RL S_{11} çıktıları gösterilmektedir. İdeal devre analizinde 4000 MHz'de 28 dB ve 5250 MHz'de 34 dB bastırma elde edilmiştir. S_{11} değeri ise 20 dB'nin altındadır. Bastırma değerlerini arttırabilmek için optimizasyon gerekmektedir.



Şekil 4.7. Filtre-A'nın IL S_{21} ve RL S_{11} çıktısı.

Şekil 4.8.a'da ideal devre optimize edilerek daha iyi bastırma sonuçları elde edilmiştir. Şekil 4.8.b'deki grafikte IL ve RL değerleri verilmiştir. Görüldüğü üzere 4400 MHz ve 4950 MHz arasında RL değeri 20 dB'nin altındayken 4000 MHz'te 33 dB'nin altında bastırma ve 5250 MHz'te 40 dB'nin altında bastırma elde edilmiştir.



Şekil 4.8. (a) Filtre-A'nın optimize edilmiş devresi, (b) optimize edilmiş devrenin saçılma parametreleri grafiği.

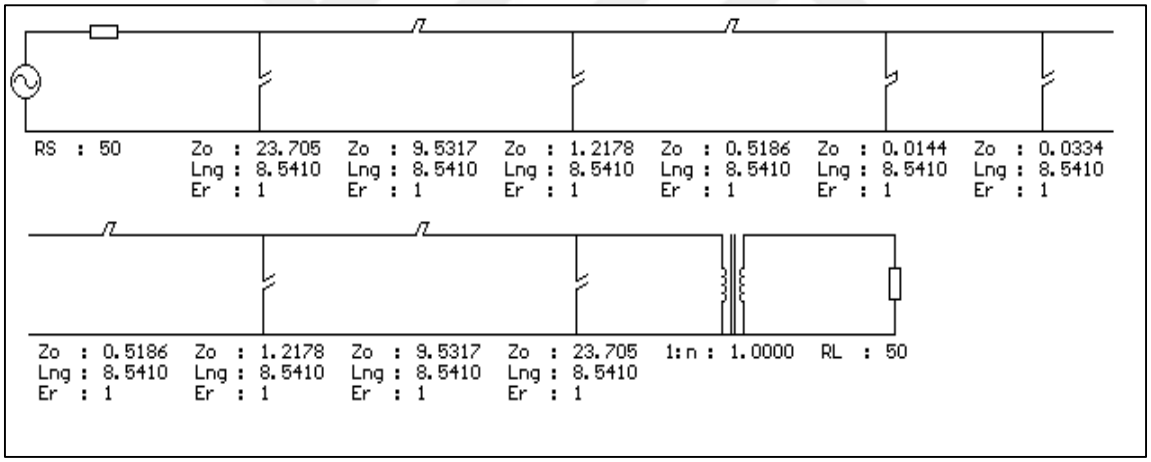
4.1.2. Bant geçiren filtre-B

Filtre-B diplexerin yüksek frekanslı kanalını oluşturmaktadır. Bu filtrenin merkez frekansı 5550 MHz olup BW 600 MHz'dir. Fiziksel realizasyon ve EM analizi süreciyle birlikte istenilen değerler RL için 18 dB ve bant dışı bastırmalar için 4950 MHz ve altı frekanslarda 25 dB, 6150 MHz ve üzeri frekanslarda 25 dB'dir. Çizelge 4.2'de Filtre-B ile ilgili parametreler ve değerleri verilmiştir.

Çizelge 4.2. Filtre-B parametreleri.

Parametre	Değer
Merkez Frekansı	5550 MHz
Bant Aralığı (BW)	600 MHz
Geriye Dönüş Kaybı (RL)	18 dB
Bastırma	25 dB @ 4950 MHz
	25 dB @6150 MHz -8000 MHz

Filtre-A'da olduğu gibi filtre-B'de de iletim sıfırları 1 adet sıfır TZ ve 9 adet sonsuz TZ ile 5. dereceden tarak hat tipi bant geçiren filtre sentezlenmiştir. Aynı şekilde dielektrik sabiti 1 alınıp optimizasyon sürecinde seramik malzemenin dielektrik sabiti kullanılmıştır.

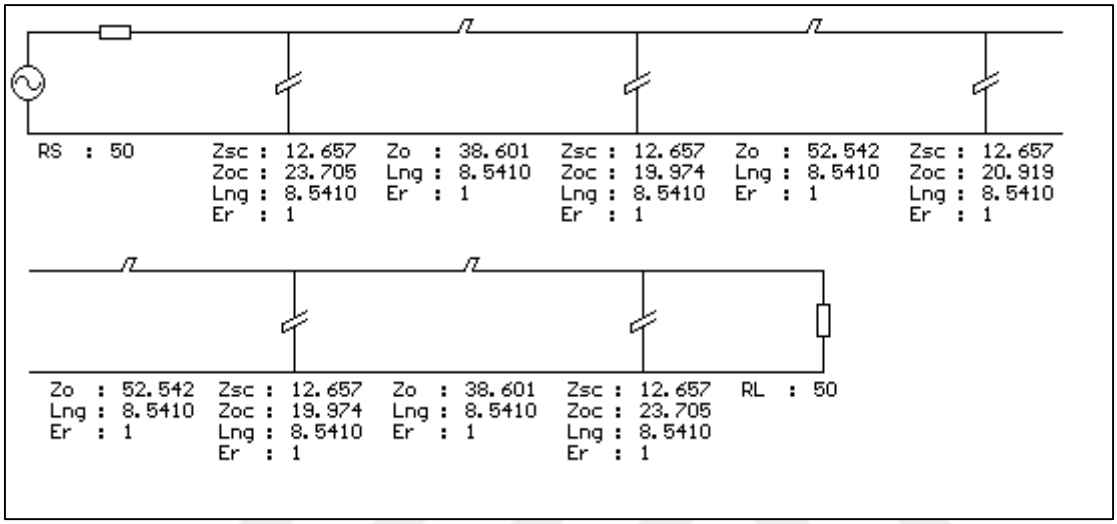


Şekil 4.9. TZ'lerin simetrik şekilde oluşturulması.

5. dereceden olan yüksek kanal filtre-B'nin sentezlenmesi için seçilen 1 adet sıfır TZ ve 9 adet sonsuz TZ simetrik ortadan bakıldığında simetrik bir yapı oluşturabilmek için sıfır TZ ortada olacak şekilde oluşturulmuştur. İlk olarak tarak hat filtre sentezi için eş dalgalanma değeri 0,01dB, bant köşeleri 5250 MHz ve 5850 MHz, çeyrek dalga frekansı 8775 MHz olarak seçilmiştir. Çeyrek dalga frekansının seçilmesiyle beraber elektriksel uzunluk derecesi 60º'dir.

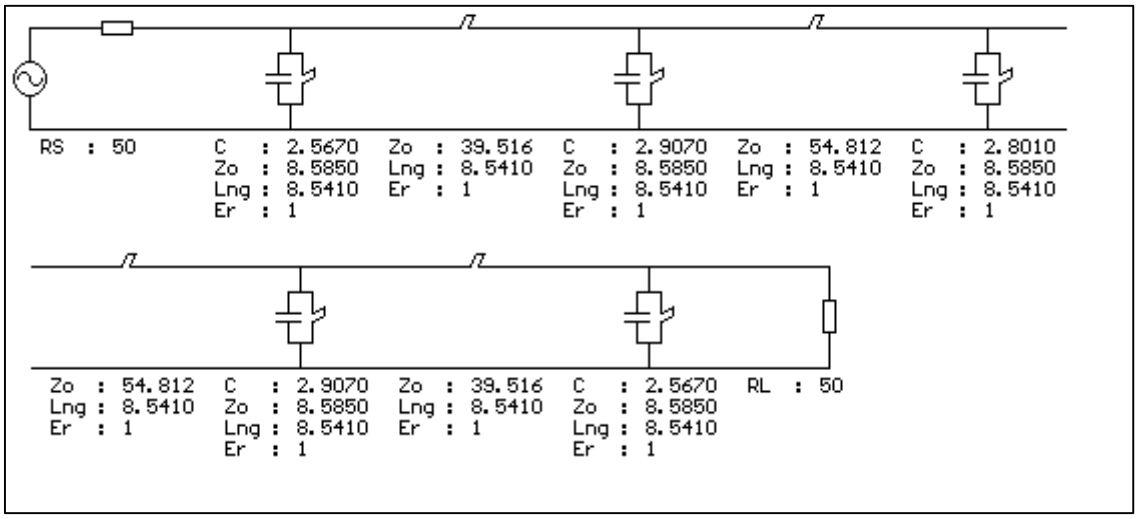
Şekil 4.9'daki yapı oluşturulurken sırasıyla 4 adet sonsuz TZ paralel kolda OC ve seri kolda SC saplamalar olarak eklenmiştir. Ardından sıfır TZ paralel SC olarak eklenmiş ve geriye

kalan 5 adet sonsuz TZ paralel kolda OC ve seri kolda SC saplamalar olarak eklenmiştir. Filtre sıralı Pi-kesiti yapılarıyla elde edilmiş ve girişte ve çıkışta 50 Ω empedansa eşlendiği için bir transformatör oluşmuştur. Bu yapıdaki simetriye dikkat edilirse girişteki ilk paralel saplama son paralel saplamaya eşittir, böylece en ortadaki sıfır TZ ile oluşturulan paralel SC saplamasının sağ ve sol tarafı birbirine simetriktir.



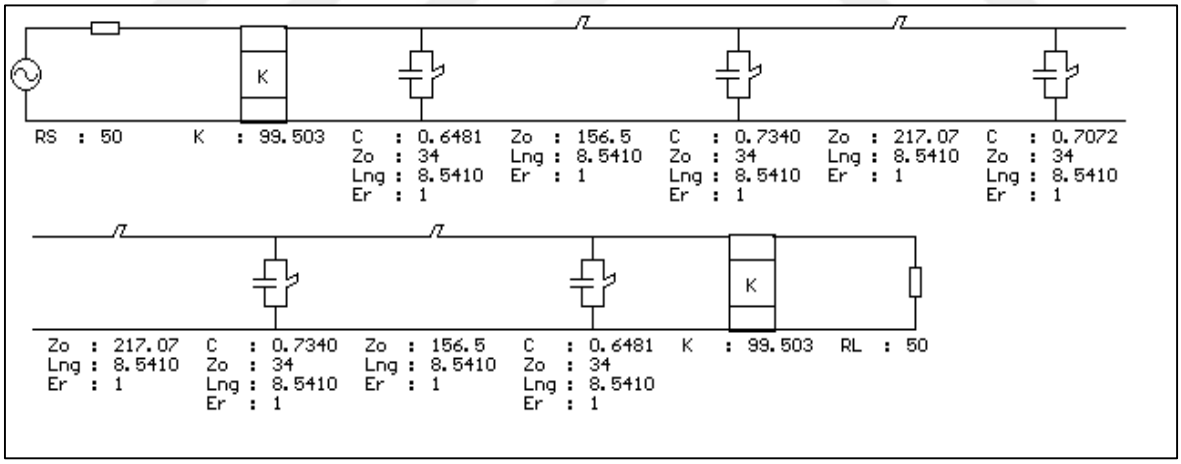
Şekil 4.10. Paralel koldaki SC saplamaların eşitlenmesi.

Şekil 4.10'da paralel kollardaki SC saplamalar eşitlenerek paralel kolda paralel OC ve SC saplamaları elde edilmiştir. Bütün paralel SC saplamalar eşit değerli ve paralellerindeki OC saplamalar ise simetrik olarak eşittir. Aynı şekilde seri koldaki SC saplamalar da ortaya göre simetrik olarak eşittir. SC saplamaların $f < f_q$ olduğu durumlarda endüktif reaktansın eşleniği olduğu düşünüldüğünde paralellerindeki OC saplamaların rezonatör yapısını tamamlayıcı kapasitif reaktanslar olduğu anlaşılmaktadır.



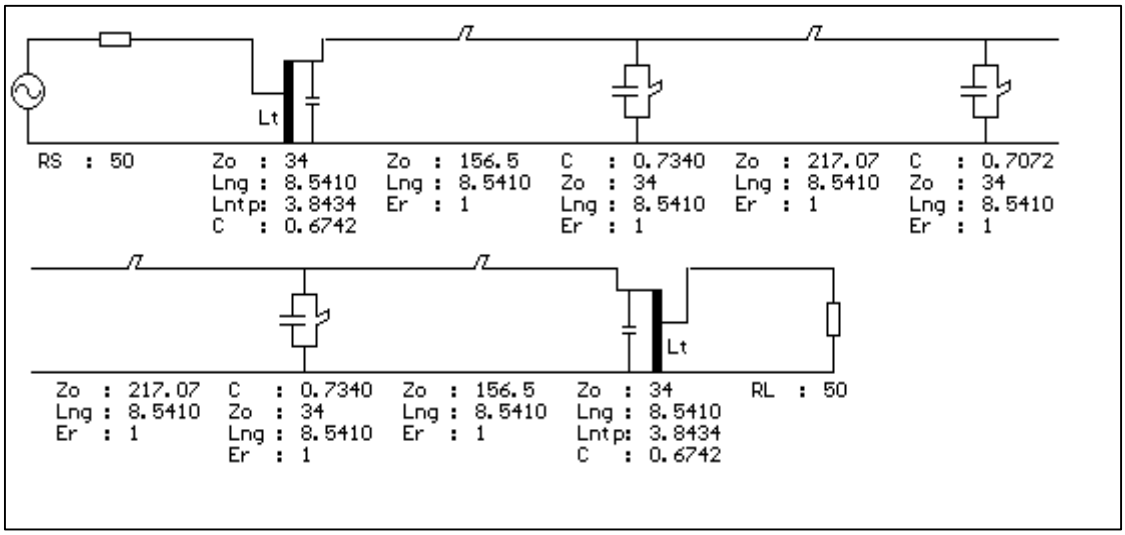
Şekil 4.11. Paralel koldaki OC saplamaların kapasitans eşleniklerine dönüştürülmesi.

Şekil 4.11'de ise OC saplamaların kapasitif reaktans olduğu bilindiği için direk hazır paket kapasitörlerle gösterilebilmektedirler. Bu nedenle OC saplamaların kapasitör eşleniklerine dönüştürülme aşaması gerçekleştirilmiştir. Ortadan sağ ve sol devreye bakıldığında simetrinin korunduğu gözlemlenmektedir.



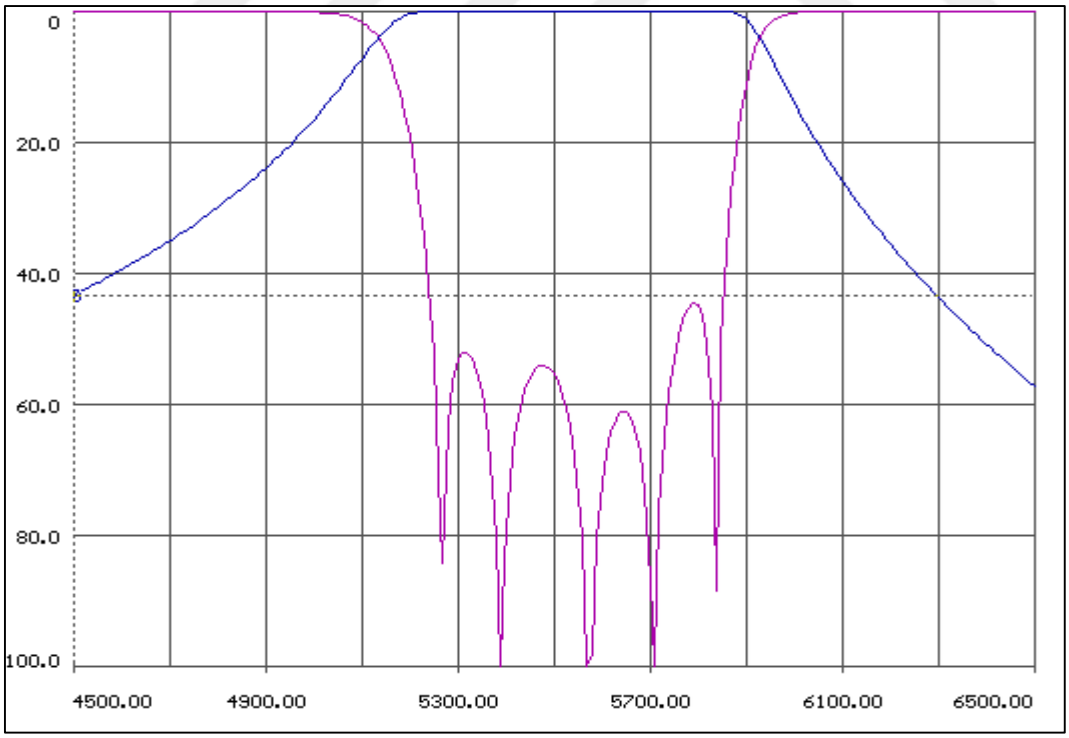
Şekil 4.12. İnvertör kullanılarak paralel koldaki SC saplamaların eşitlenmesi.

Şekil 4.12'de ise SC saplamalar istenilen empedansa invertör ile ölçeklendirilmektedir. Empedans 34 Ω olarak seçilip ona göre ölçeklendirilmiştir. Empedans eşitlenmesindeki amaç yine aynı şekilde bütün rezonatörlerin aynı karakteristik empedansa sahip olması ile birbirine eş rezonatör boyutları elde etmek içindir.



Şekil 4.13. İnvertörün tap noktalarına dönüştürülmesi.

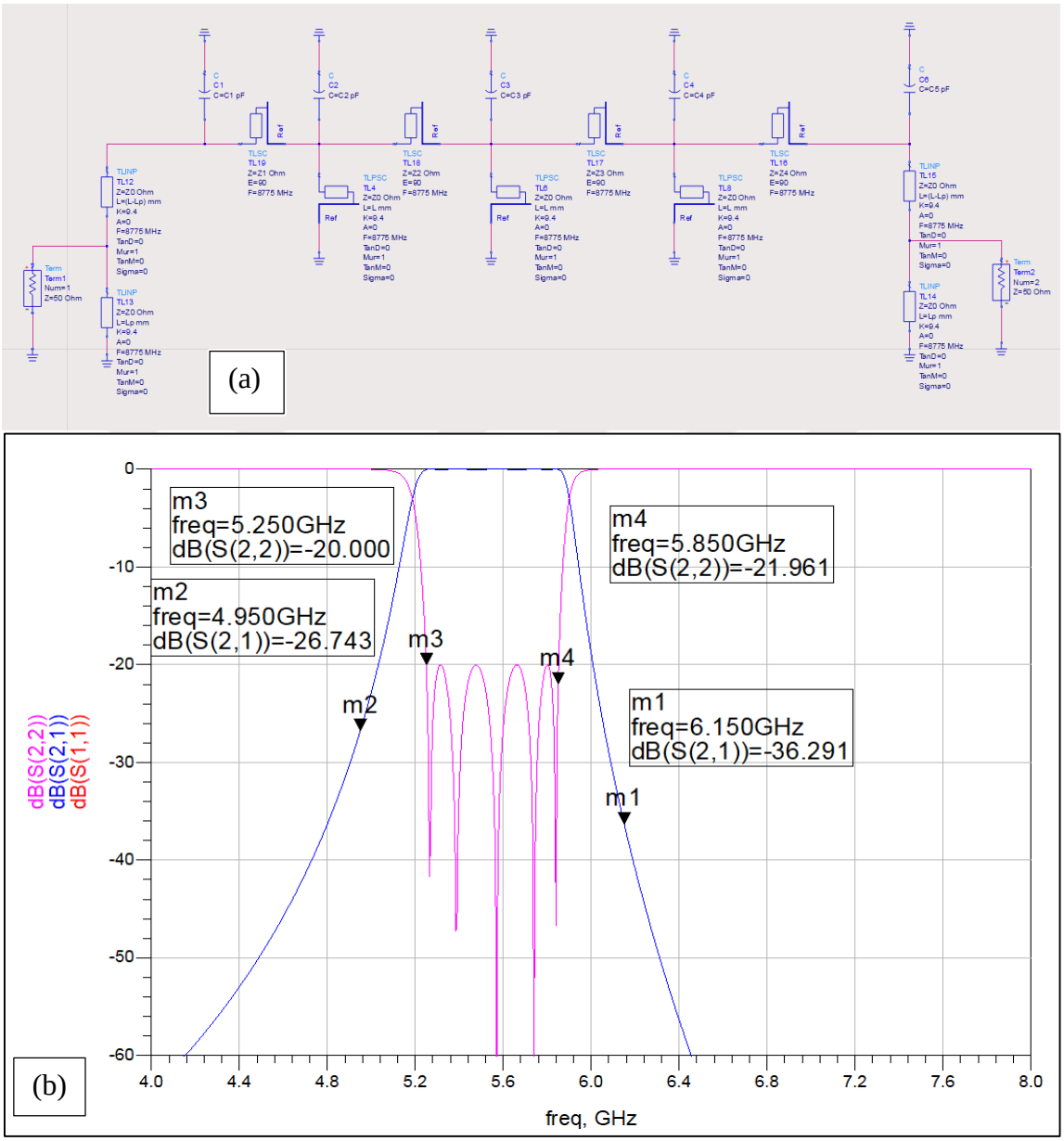
Son olarak Şekil 4.13'te de invertörleri tap noktasına dönüştürerek ilk ve son rezonatörün üzerinde birer tap noktası elde edilmiştir. Tap noktalarının elde edilmesiyle birlikte eş değerli SC saplamalardan oluşan tarak hat filtrenin sentezleme süreci tamamlanmıştır.



Şekil 4.14. Filtre-B'nin IL S_{21} ve RL S_{11} çıktısı.

Şekil 4.14'te S_{21} ve S_{11} çıktıları gösterilmektedir. İdeal devre analizinde 4950 MHz'de 20 dB ve 6150 MHz'de 30 dB bastırma elde edilmiştir. 5250 MHz ve 5850 MHz arasında

bulunan 600 MHz BW'de ise S_{11} değeri 20 dB'nin altındadır. 4950 MHz'teki bastırmayı 25 dB'nin altına çekmek için optimizasyon gereklidir.



Şekil 4.15. (a) Filtre-B'nin optimize edilmiş devresi, (b) optimize edilmiş devrenin saçılma parametreleri grafiği.

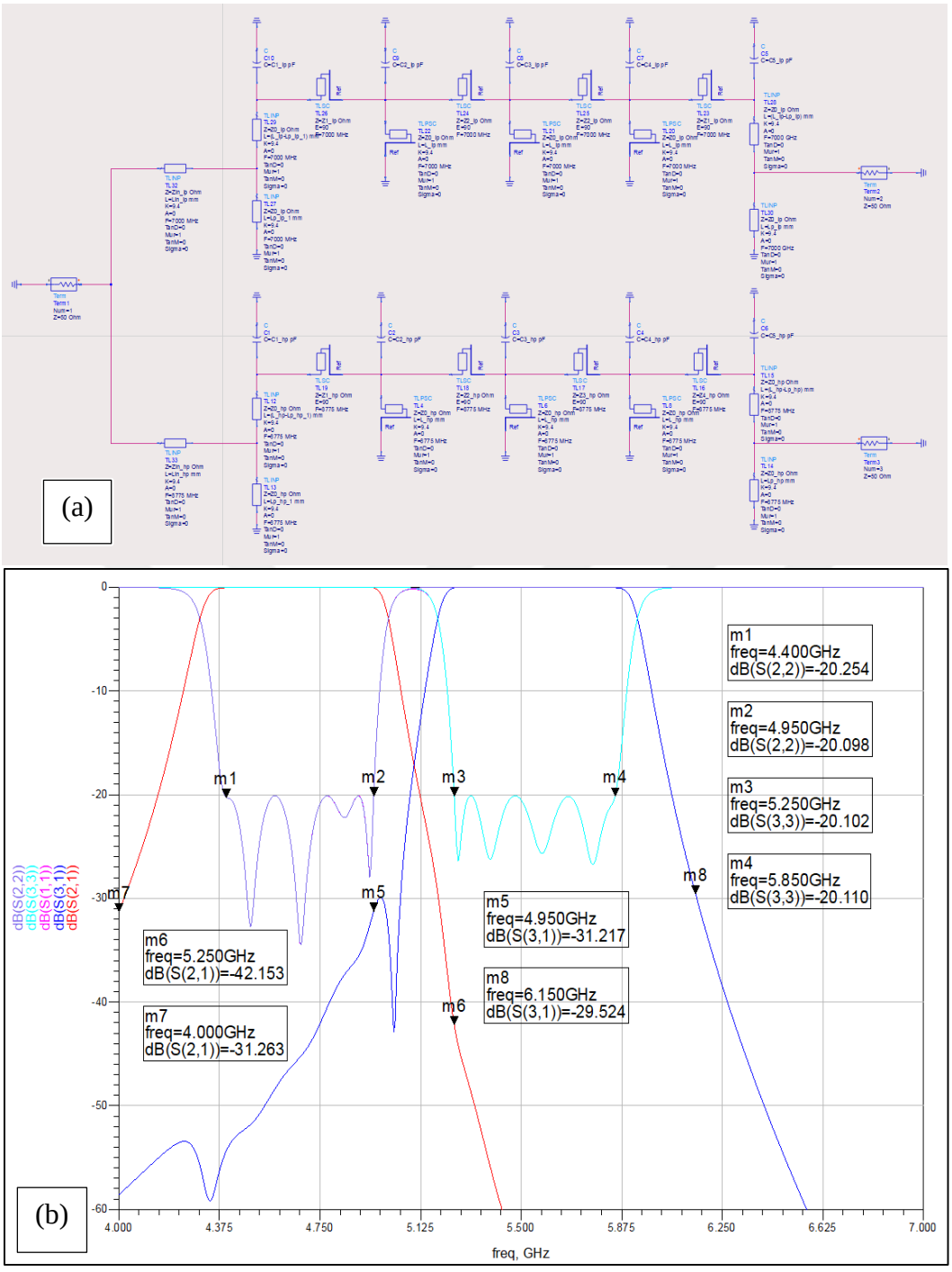
Şekil 4.15.a'da ideal devre optimize edilerek daha iyi bastırma sonuçları elde edilmiştir. Şekil 4.15.b'deki grafikte IL ve RL değerleri verilmiştir. Görüldüğü üzere 5250 MHz ve 5850 MHz arasında RL değeri 20 dB'nin altındayken 4950 MHz'te 26 dB'nin altında bastırma ve 6150 MHz'te 36 dB'nin altında bastırma elde edilmiştir.

4.1.3. İdeal diplexer devresi

İki filtrenin de sentezleme sürecinin bitmesiyle birlikte diplexer formu oluşturulabilir. Diplexer yapısı aynı giriş kanalına bağlı iki filtrenin ayrı iki çıkış kanalına sahip olmasıyla elde edilir. Bunun için 3 kanalında 50 Ω empedans değerine eşlenmiş olması gerekir. Giriş kanalı iki filtre içinde aynı olduğu için iki filtrenin saçılma parametrelerinin birbirini etkilememesi gerekir. Bu yüzden, giriş kanalından sonra iki filtrenin birbirine parazit etkisi yapmaması için ayrı ayrı iletim hatlarıyla eşlenmesi gerekmektedir. İdeal diplexer devresi sürecinde de bu yöntemle filtrelerin diplexer formunda operasyonel olması sağlanmıştır.

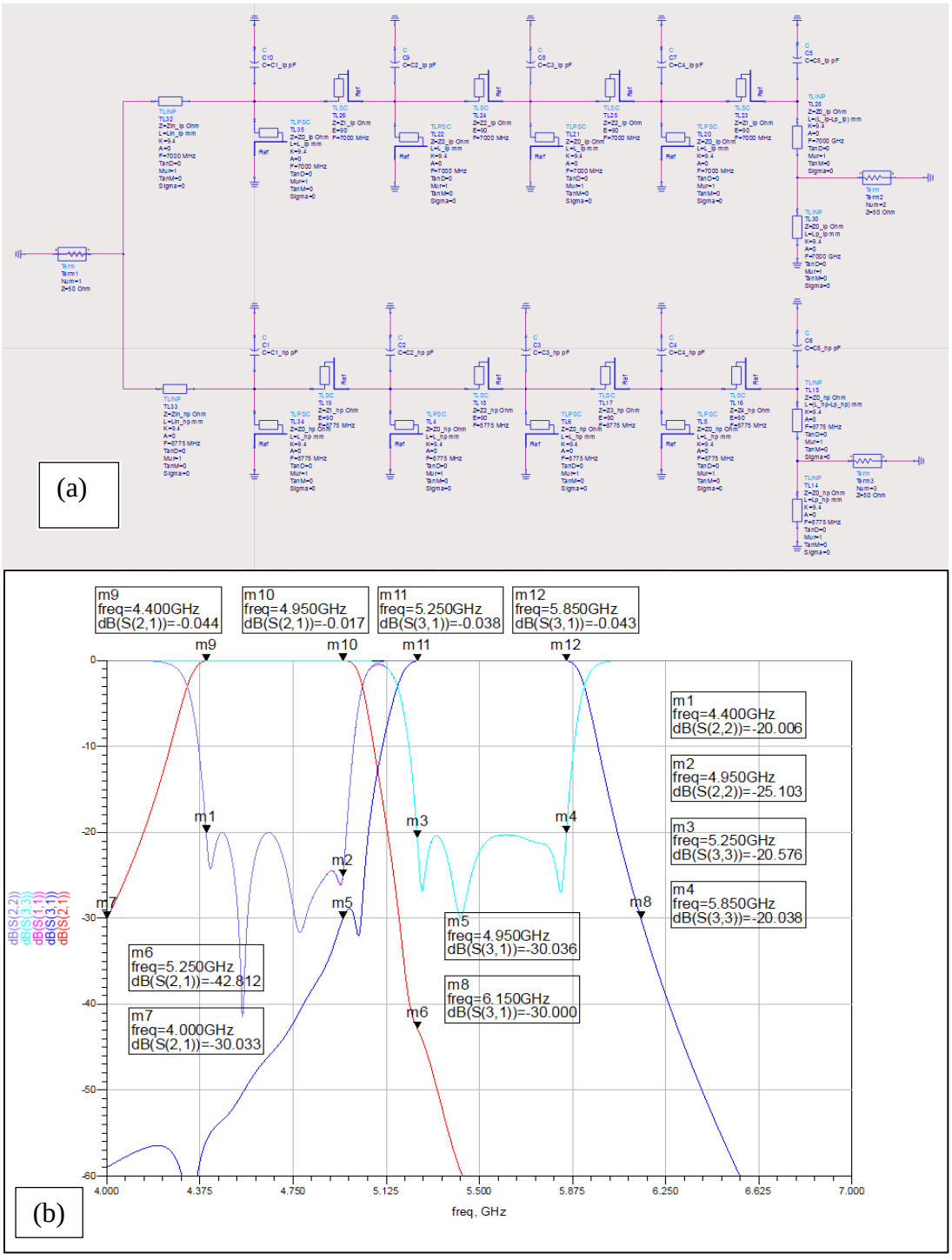
Şekil 4.16.a'da giriş kanalında her iki filtrenin giriş kısmına iletim hattı eklenip eşlenmesiyle oluşmuş ideal diplexer devre şeması görülmektedir. İletim hatlarının empedansı ve uzunluğu fiziksel kısıtlamalar gözetmeksizin elde edilmiştir. Düşük kanal filtresi filtre-A'nın giriş kısmındaki iletim hattı 44 ohm karakteristik empedansa ve 3,5 mm uzunluğa sahiptir. Aynı şekilde, yüksek kanal filtresi filtre-B'nin giriş kısmındaki iletim hattı ise 77 ohm karakteristik empedansa ve 3,3 mm uzunluğa sahiptir. Bu iletim hatlarının kalınlığı yapılan tasarımın fiziksel sınırlandırılmalarına göre EM simülasyon programıyla analiz edilmiştir.

Şekil 4.16.b'de ise diplexer devresinin saçılma parametreleri grafiği gösterilmektedir. İkinci çıkış kanalı alçak frekans bandındaki filtreyi, üçüncü çıkış kanalı ise yüksek frekans bandındaki filtreyi göstermektedir. S_{11}, S_{22} ve S_{33} değerleri 20 dB'nin altındadır. Alçak kanalda 4000 MHz'de 31 dB'nin ve 5250 MHz'de 42 dB'nin altında bastırma değerleri elde edilmiştir. Yüksek kanalda ise 4950 MHz'de 31 dB'nin ve 6150 MHz'de ise 29 dB'nin altında bastırma değerleri elde edilmiştir. Filtrelerin kesişim noktasındaki bastırma değerleri önceki filtre sentez sürecinde elde edilen değerlerden daha yüksek bastırma sağlamaktadır.



Şekil 4.16. (a) Tap noktalı ideal diplexer devre şeması, (b) optimize edilmiş diplexer devresinin saçılma parametreleri grafiği.

Tasarım sürecinde seramik monoblok yapıda portlarda kapasitif etki ile tap noktaları simüle edilmeye çalışılmıştır, fakat tap noktaları ile istenilen değerlere ulaşılamamıştır. Dolayısıyla tasarım değişikliği yapılara birinci giriş kapısının tap noktalarının rezonatör uzunluklarının en üst noktalarında bağlanması ile fiziksel tasarım sürecinde daha kolay ilerlemiştir.



Şekil 4.17. (a) Girişte tap noktasız ideal diplexer devre şeması, (b) optimize edilmiş diplexer devresinin saçılma parametreleri grafiği.

Şekil 4.17.a'da tap noktası rezonatörün en üst noktasına alınarak tap noktasız bir yapı elde edilerek optimizasyon gerçekleştirilmiştir. Tap noktasının olmaması yapılacak olan fiziksel filtre tasarımında daha makul bir yapı elde edilebileceğini göstermektedir. Düşük kanal filtresi filtre-A'nın karakteristik empedansı 97 ohm ve uzunluğu 5,1 mm elde edilmiştir. Aynı şekilde yüksek kanal filtresi filtre-B'nin karakteristik empedansı 93 ohm ve uzunluğu

3,7 mm olarak elde edilmiştir. İdeal optimizasyon sürecinde fiziksel sınırlamalar olmadığı için bu değerler elde edilmiştir ve fiziksel tasarım sürecinde tekrardan kompanse edilmelidir.

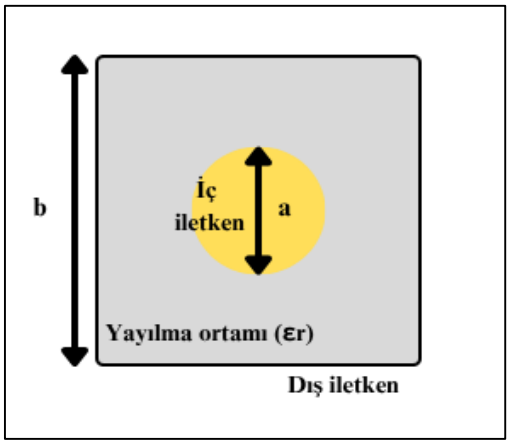
Şekil 4.17.b'de ise tap noktasız diplexer yapısının elde edilen saçılma parametreleri gösterilmektedir. Birinci giriş kanalı yine filtrelerin ortak giriş kapısını, ikinci çıkış kanalı düşük kanal filtresi filtre-A'nın çıkışını ve üçüncü çıkış kanalı ise yüksek kanal filtresi filtre-B'nin çıkışını göstermektedir. S_{11}, S_{22} ve S_{33} değerleri 20 dB'nin altında elde edilmiştir. Alçak kanal filtresinde 4000 MHz'de 30 dB bastırma ve 5250 MHz'de ise 42 dB bastırma elde edilmiştir. Yüksek kanal filtresinde ise 4950 MHz'de 30 dB bastırma ve 6150 MHz'de 30 dB bastırma elde edilmiştir. Yine tap noktalı diplexer yapısında olduğu gibi tap noktasız diplexer yapısında da filtrelerin kesişim noktalarında, filtrelerin tek hallerinden daha yüksek bastırma sonuçları elde edilmiştir.

4.2. Fiziksel Gerçekleştirme ve EM Simülasyon Süreci

Bu bölümde diplexer yapısının fiziksel gerçekleştirme ve EM analizi süreci ele alınmıştır. Sırasıyla filtre-A ve filtre-B'nin rezonatör karakterizasyonları tamamlanıp, kalite faktörleri elde edilecek, ardından filtrelerin yapıdaki ortak giriş kapıları ideal durumdaki empedans eşlemesi göz önüne alınarak tekrar gözden geçirilecek ve son olarak kapasitif kompanzasyon aşaması ile filtrenin son hali ele alınacaktır.

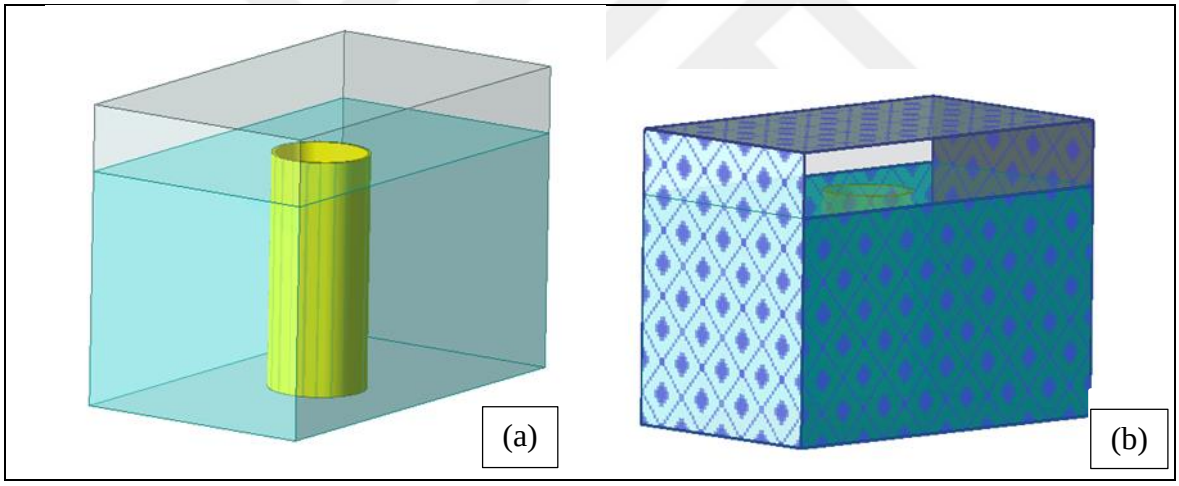
4.2.1. Filtre-A ve filtre-B'nin rezonatör karakterizasyonu

Şekil 4.18'de rezonatörün dairesel iç iletkeni ve dış yayılma ortamı kare formda gösterilmektedir. İç iletkenin dairesel dış yayılma kabuğunun kare olduğu yapılara "slabline" denmektedir. Fiziksel gerçekleştirme sürecinde "slabline" yani iç iletken dairesel dış yayılma kabuğu kare form ile tasarlanmıştır. Rezonatörün çapı (a) 1,6 mm seramik dielektriğin kalınlığı (b) 7 mm seçilmiştir. İdeal devre modelinde 34 Ω rezonatör empedansı elde edildiği düşünüldüğünde *b/a* oranı seramik rezonatörün dielektrik katsayısı hesaba katıldığında tutarlıdır ve 34 Ω değerine yakın bir empedans değeri elde edilmektedir. Düşük kanaldaki filtrenin rezonatör boyu 3,5 mm ve yüksek kanaldaki filtrenin boyu 2,8 mm'dir. Bu durum düşünüldüğünde ilk giriş portundaki empedans eşlenmesi ideal devre sentezinde önemli olduğu gibi fiziksel gerçekleştirme sürecinde de tekrar gözden geçirilmelidir.



Şekil 4.18. “Slabline” rezonatör

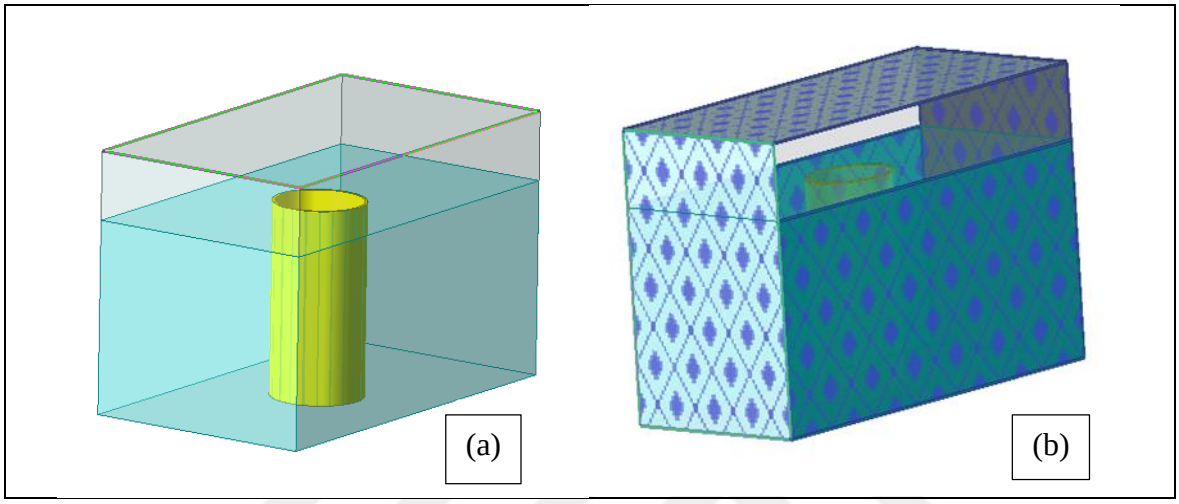
Diplexer filtrelerinin “slabline” yapısıyla yapılacağı göz önüne alındığında filtrenin istenilen frekanslarda belirlenen rezonatör boyutları ile kalite faktörü değerleri ölçülebilir.



Şekil 4.19. (a) Düşük kanal filtresinin rezonatör ve yayılma ortamı, (b) düşük kanal filtresini çevreleyen iletken.

Şekil 4.19.a’da düşük kanal filtresinin bir rezonatörünün yayılma ortamı ile çizimi gösterilmiştir. Yayılma ortamı olan seramik malzeme rezonatör ile aynı uzunluktadır ve 3,5 mm’dir. Rezonatör uzunluğunun 1mm yukarısına iletken metal konulacağı için rezonatör ve seramiğin üstünde 1mm uzunluğunda vakum bulunmaktadır. Vakum ile havanın dielektrik sabiti çok çok yakın olduğu için ikisi de kullanılabilir. Şekil 4.19.b’de de bu yapıyı çevreleyen iletken malzeme görülmektedir. Arasında vakum olan rezonatörün çevresine gümüş yamalar yapılarak iletken malzeme ile arasında paralel levha kapasitansı yaratmak amaçlanmaktadır. Bu yapı simüle edildiğinde 6,72 GHz’de kalite faktörü 2192,6 olarak elde

edilmiştir. Düşünüldüğünde tarak hat filtreler $f < f_q$ durumu olduğunda SC saplama ile kapasitansın paralel L-C rezonatör modeli olarak görülmesine yol açar. Dolayısıyla 7000 MHz çeyrek dalga frekansı bulunan düşük kanal filtresinin frekansının kapasitif reaktans ile kompanse edilerek sola kaydırılması gerekmektedir. Şu an ki durumda kapasitif reaktans olmadan kalite faktörü ölçülmüştür.



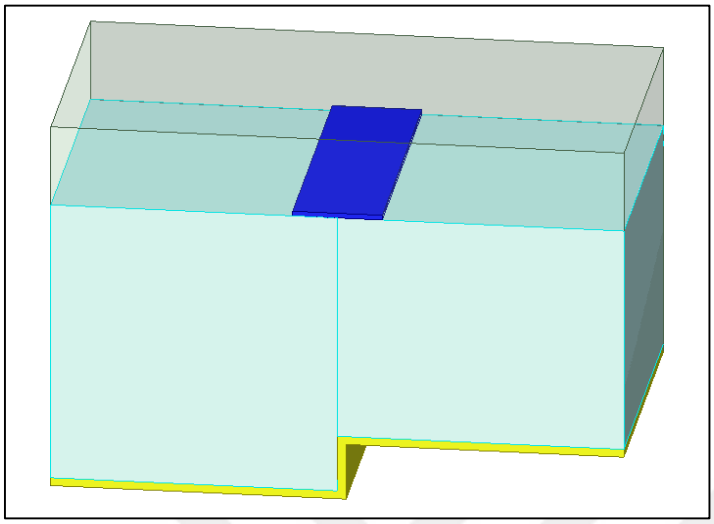
Şekil 4.20. (a) Yüksek kanal filtresinin rezonatör ve yayılma ortamı, (b) yüksek kanal filtresini çevreleyen iletken.

Şekil 4.20.a'da yüksek kanal filtresinin yayılma ortamı ve vakum ile çizimi gösterilmiştir. Seramik malzemeden oluşan yayılma ortamı ve rezonatörün uzunlukları eşit ve 2,8 mm'dir. Düşük kanal filtresinde olduğu gibi yüksek kanal filtresinde de rezonatör uzunluğunun 1 mm yukarısına iletken metal konulacağı için seramiğin üzerinde 1 mm vakum bulunmaktadır. Şekil 4.20.b'de yapıyı çevreleyen iletken malzeme görülmektedir. Bu yapı simüle edildiğinde 8,32 GHz'de kalite faktörü 2418 olarak elde edilmiştir. Bu sonuç kapasitif reaktans eklenmeden elde edilmiştir ve kapasitif yamaların eklenmesi ile frekans sola kaydırılacaktır.

4.2.2. Giriş portunun karakterizasyonu

Giriş portunun karakterizasyonu ideal devre aşamasında iki adet iletim hattının ilgili filtre giriş kanallarına eşlenmesiyle gerçekleştirilmişti. Ancak, fiziksel tasarımda kullanılacak boyut kısıtlamaları, özellikle bu iletim hatlarının uzunluklarında ve kalınlıklarında değişiklik olmasına sebebiyet verebilmektedir. İlk önce giriş kapısının iki iletim hattına bağlı kısmı filtrelerin bant aralıklarında iyi bir S_{11} değeri elde etmelidir. Bu sebeple giriş kapısının S_{11}

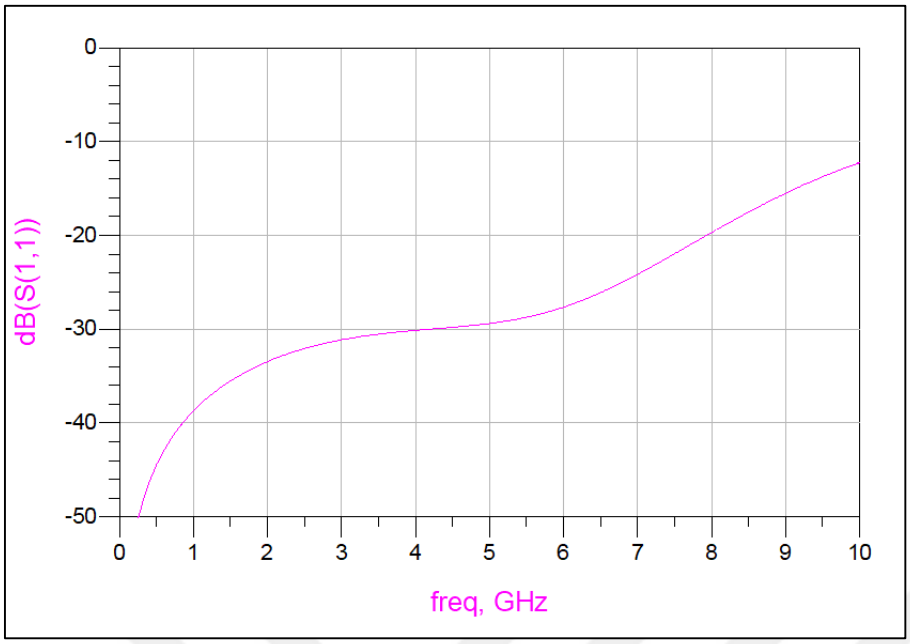
değeri, 4 GHz ve 6 GHz aralığında, -20 dB'nin altında olmalıdır. Bunun simülasyonu yapılarak giriş portunun iki iletim hattına bağlanacak kısmı elde edilmiştir.



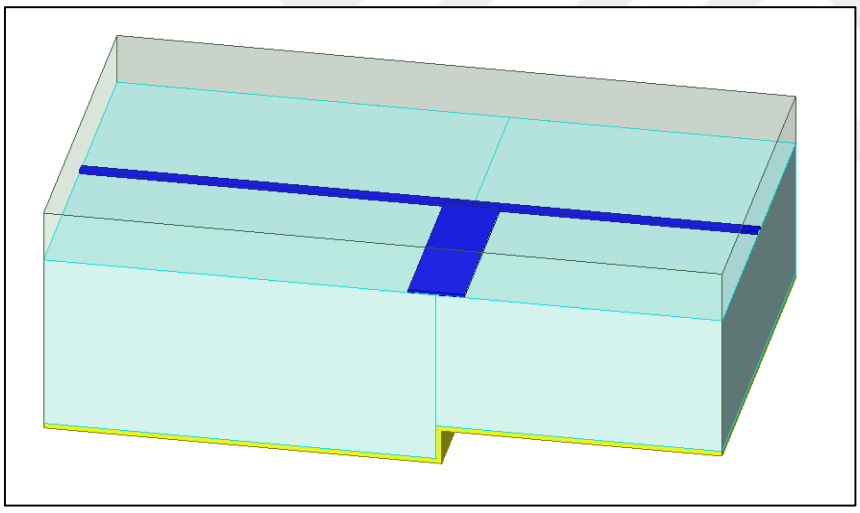
Şekil 4.21. Giriş kapısından iki iletim hattına bağlanacak iletim hattı modeli.

Şekil 4.21'de giriş kapısından kanalların eşlendiği iki iletim hattına bağlanan iletim hattı modeli EM simülasyonu ile analiz edilmiştir ve sol taraftaki uzun seramik yapı düşük frekanslı kanalın tarafını, kısa olan seramik yapı ise yüksek frekanslı kanalın tarafını göstermektedir. Bu iki kanal arasındaki uzunluk farkı sebebiyle, iletim hattının kalınlığının EM analizi yapılarak S_{11} değeri ile elde edilmesi gerekmektedir.

Şekil 4.22'de optimizasyon süreçleriyle birlikte giriş kapısındaki bu iletim hattının 4 GHz ve 6 GHz arasında -25 dB'den daha iyi S_{11} değerlerine sahip olduğu görülmektedir. Bu sonuçla beraber bu iletim hattının kalınlığı 1 mm elde edilmiştir. Bu değerlerle birlikte giriş kapısının empedans eşlenme sürecinin ilk adımı tamamlanmıştır.



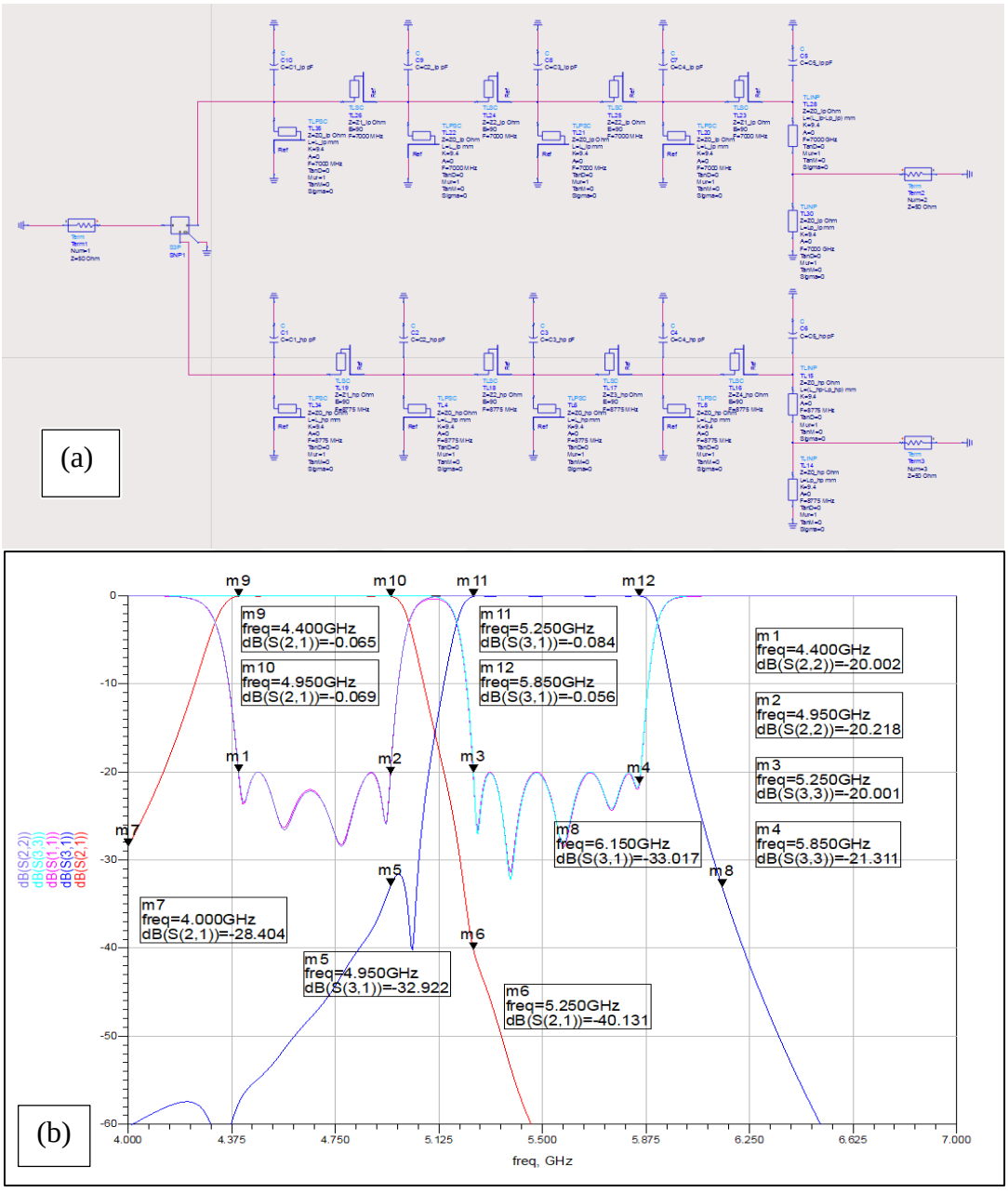
Şekil 4.22. Giriş kapısından iki iletim hattına bağlanacak iletim hattı S_{11} çıktısı.



Şekil 4.23. Giriş kapısının diğer iki iletim hattı eklenmesi ile oluşan son hali.

Şekil 4.23'te ise giriş kapısının iki iletim hattına bağlanması ile model tamamlanmıştır. Kapı-1'in karakterizasyonunda iki çeşit yöntem ileri sürülmüştü ve bu yöntemlerden de tap noktasının rezonatörlerin en ucunda olması kararlaştırılmıştı. Bu yöntemde, ideal devre modelinin düşük frekans kanalının iletim hattı empedansı 97 Ω ve uzunluğu 5,1 mm elde edilmişti. Aynı şekilde yüksek frekans kanalın ideal devre modelinde iletim hattının empedansı 93 Ω ve uzunluğu 3,7 mm elde edilmişti. Bu iki iletim hattı da empedansa göre kalınlıkları çok düşük değer olduğu için 83 Ω değerine karşılık gelen 0,2 mm kalınlık kullanılarak düşük frekans kanalı için 7 mm uzunlukta, yüksek frekans kanalı için 5,1 mm

uzunlukta elde edilmiştir. İdeal devre modelinde elde edilen değerler giriş kapısının son modeli ideal iletim hatları ile oluşturulan modelle karşılaştırıldığında değişiklik gösterebilmektedir. Tezin ilerleyen kısmında (optimizasyon süreci anlatımında) bu duruma açıklık getirilecektir.



Şekil 4.24. (a) Giriş portunun son halinin ideal diplexer devre şemasına eklenmesi, (b) giriş portu ile optimize edilmiş diplexer devresinin saçılma parametreleri grafiği.

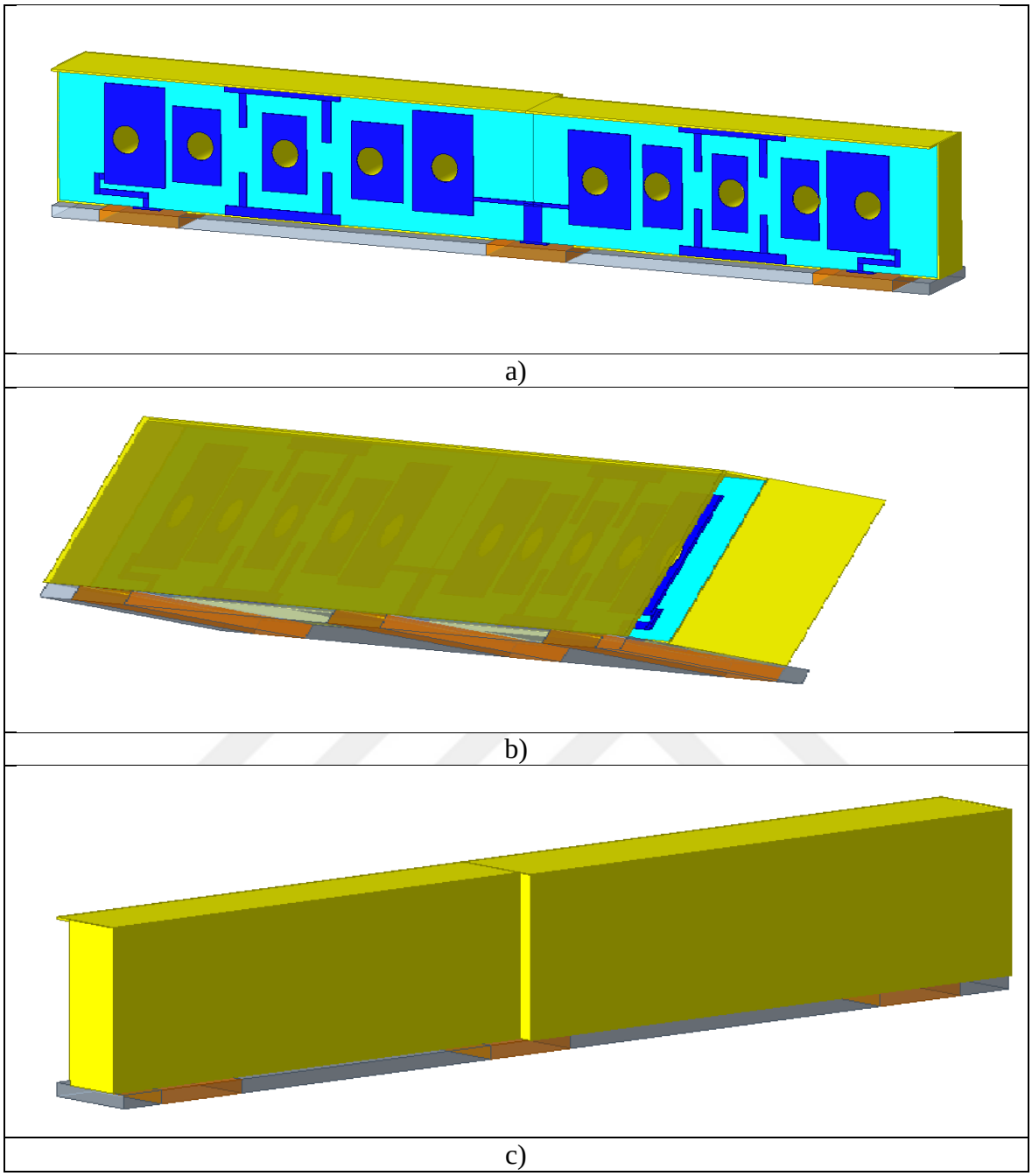
Şekil 4.24.a'da giriş kapısının son halinin ideal devre modeline entegre edilmesi gösterilmektedir. İdeal durumdaki iletim hatları kaldırılıp Şekil 4.22'deki giriş kapısı modelinin verisi kullanılarak yine aynı saçılma parametreleri değerleri elde edilmeye

çalışılmıştır. Şekil 4.24.b'de görüldüğü üzere Şekil 4.22'deki model optimize edilerek S_{11}, S_{22} ve S_{33} değerleri 20 dB'nin altında elde edilmiştir. Düşük ve yüksek kanaldaki bastırma değerleri, bant içindeki kaybın az da olsa artması sebebiyle ideal durumdakinden daha iyi sonuçlar vermiştir.

4.2.3. Diplexer fiziksel gerçekleştirmesi

Giriş kapısının ideal duruma entegre edilerek optimize edilmesiyle birlikte diplexerin fiziksel gerçekleştirme sürecine geçiş yapılabilir. EM simülasyon sürecinde giriş kapısının endüktif etkisine göre ideal durumdaki değerleri değişebilir. Dolayısı ile bir önceki ideal diplexer saçılma parametreleri referans alınmasına rağmen iletim hatlarının uzunluklarında değişiklikler olabilmektedir.

Diplexer yapısı kapasitif yüklü tarak hat filtrelerden oluştuğu için seramik yapıların üstünde kapasitif reaktanslar bulunmaktadır. Bu kapasitif reaktanslar karesel şerit yapılar ile rezonatörlerin üzerine konumlandırılmıştır. Tarak hat yapının teorisinden çağrışım yapmak gerekirse diplexer yapısında bulunan filtrelerin çeyrek dalga frekansları filtre merkez frekanslarının 1,5 katına yakındır. Bu durum elektriksel uzunlukları 60º istememiz sebebiyle elde edilmiştir. Merkez frekansın $f < f_q$ olduğu durumlarda paralel SC saplamaların rezonatör görevi görebilmesi için kapasitif reaktanslara ihtiyacı vardır. Bu nedenle silindirik yapıda oluşturulan rezonatörlerin üstlerine gümüş malzemesinden oluşan karesel şerit yapılar eklenmiştir. Kapasitif etki arttıkça rezonatörün TZ'si sola kaymaktadır. Ayrıca dielektrik katsayısı 9,4 olan Al_2O_3 malzemesinin yayılma ortamı olarak kullanılması sebebiyle boyutlar daha küçük olduğu için karesel şerit yapıların kapasitif ayarlaması zor olmaktadır. 5. dereceden olan iki filtrenin de ilk iki rezonatörleri ve son iki rezonatörleri arasında yapı küçük ve yakın olduğu için bir FTZ bulunmaktadır ve bu FTZ karesel şerit yapıların birbirine uzaklığına göre ayarlanmıştır.



Şekil 4.25. (a) Seramik monoblok diplexerin önden metal kapaksız görünümü, (b) kapak ile görünümü ve (c) arkadan görünümü.

Genel olarak standart kavite filtre tasarım süreçlerinde optimizasyon süreci daha kolay iken seramik yayılma ortamı ile yapılan filtre daha küçük boyutlu olacağı için daha uzun optimizasyon sürecine ihtiyaç duyulmaktadır. Bunun nedeni küçük boyutlu olması sebebi ile rezonatörlerin ve şerit yapılı kapasitif reaktansların birbirine çok yakın olması ve birbirini bozacak bağlaşımlar oluşturmalarıdır.

Şekil 4.25'te seramik monoblok diplexerin önden metal kapaklı ve kapaksız görünümü ve arkadan görünümü görülmektedir. Şekil 4.24.a'daki kapaksız görünümde diplexer yapısında bulunan filtrelerin içyapısı net bir şekilde görülmektedir. Sarı ve mavi renkteki yapılar gümüş malzeme ile tanımlanmıştır. Turkuaz renkteki malzeme dielektrik katsayısı 9,4 olan Al_2O_3 malzemesi ile tanımlanmıştır. Diplexer yapısının altındaki turuncu renkteki yapı ise dielektrik katsayısı 3,55 olan Rogers RO4003 malzemesi ile tanımlanmıştır. Rogers malzeme ile aynı hizada olan gri renkli yapı ise mükemmel elektrik iletken (Perfect Electric Conductor – PEC) ile tanımlanmıştır. Rogers ve PEC malzeme diplexer yapısının baskılı devre kartında 50 Ω empedansa eşlenmesini modellemek için eklenmiştir.

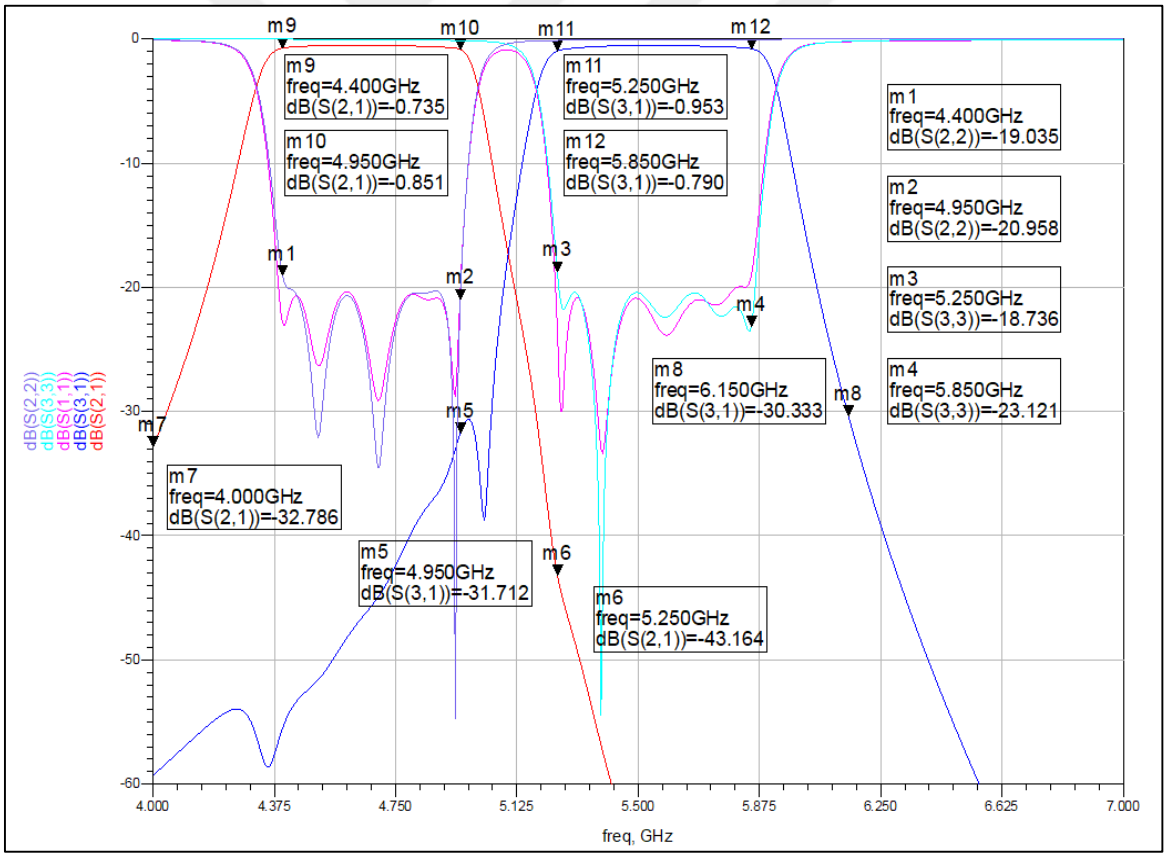
Şekil 4.25.a'daki diplexer yapısının önden görünümüne bakıldığında, düşük kanal filtresi sol tarafta, yüksek kanal filtresi ise sağ taraftadır. Dolayısıyla, giriş kapısı yani 1. kapı ortada, düşük kanal filtresi çıkış kapısı yani 2. kapı sol tarafta ve yüksek kanal filtresi çıkış kapısı yani 3. kapı sağ taraftadır. Monoblok yapısı olması sebebiyle tek bir blok halinde bulunan turkuaz rengindeki seramik malzemenin içi, iki filtre içinde, 1,6 mm çaplı silindir halinde oyularak ve oyukların içi 0,05 mm'lik gümüş kaplama ile kaplanarak rezonatör yapıları oluşturulmuştur. Tarak hat yapısı sebebiyle rezonatörlerin kapasitans reaktanslar ile istenilen frekansta rezonans olması için mavi renkli karesel şerit yapılar ile ayarlanması gerekmektedir. Burada görülen karesel şerit yapılarda ayarlanarak istenilen bastırma, IL ve RL değerleri elde edilmiştir. EM analizi sürecinde giriş kapısında tap noktası belirlenmesinin tasarım açısından zor olduğu anlaşıldığında rezonatörün en üst kısmından ortadaki iki iletim hattının eklenmesi sağlanmıştır. İdeal durumdaki uzunlukları fiziksel tasarımda çok fazla endüktans oluşturdukları için kısaltılıp düşük kanal filtresi iletim hattı uzunluğu 3,4 mm ve yüksek kanal filtresi iletim hattı uzunluğu 2 mm olmuştur. Kalınlıklar yine 0,2 mm'dir. Girişteki 1 mm kalınlıklı ve 50 Ω empedanslı iletim hattı aynı şekilde düşük ve yüksek kanalda endüktansın gerektiğinden fazla olması sebebi ile kısaltılmıştır. Giriş kapısı ayarlandıktan sonra sırasıyla rezonatörlerin kapasitif reaktansları ayarlanmış ve her iki kanalın filtresinde de 2. ile 3. ve 3. ile 4. rezonatörler arasındaki kapasitif ve endüktif etkiyi dengelemek için pencere denilen çubuklar eklenmiştir. En son rezonatörlerden çıkış kapılarına bağlanan iletim hatları da ideal durumdaki çıkış kapılarındaki etkiye göre kısaltılarak endüktif etkisi ayarlanmıştır.

Şekil 4.25.b'de ise diplexer yapısının önden görünümü kapaklı haliyle gösterilmiştir. Bu kapakta PEC malzeme ile tanımlanmış olup filtrenin ön kısmına uzaklığı 1 mm'dir. Bu

uzaklık azaltılıp kısaltılarak mavi renkli karesel şerit yapılar ile arasında aynı paralel plaka mantığı gibi kapasitif reaktans oluşturmaktadır.

Şekil 4.25.c'de ise diplexer yapısının arkadan görünümü gösterilmiştir. Görüldüğü üzere filtrenin önden görünümü hariç her tarafı sarı renkli yapı ile kaplıdır. Bu yapıya gümüş malzeme tanımlanmıştır ve kaplama kalınlığı 0,1mm'dir.

İki kanaldaki filtreler de optimize edildikten sonra saçılma parametresi grafiği oluşturulup sonuç elde edilmiştir. Bu süreçlerin sonlandırılması ile seramik monoblok filtresinin tasarım süreci tamamlanmıştır ve boyut olarak mm cinsinden 3,5x7x50 değerleri elde edilmiştir. Anlaşılacağı üzere dielektrik sabiti 9,4 olan seramik Al_2O_3 malzemesi kullanılarak aynı frekansta çalışan diğer kavite filtre denklerine göre daha kompakt bir yapı elde edilmiştir.



Şekil 4.26. Seramik monoblok diplexer yapısının EM simülasyonu saçılma parametresi çıktısı.

Şekil 4.26'da seramik monoblok diplexer yapısının EM simülasyonu sonucu saçılma parametresi gösterilmektedir. Düşük kanal filtresi ve yüksek kanal filtresinin bastırma

değerleri istenilen 25 dB'nin altındadır. S_{11}, S_{22} ve S_{33} değerleri 18 dB'nin altındadır. S_{21} ve S_{31} değerleri 1 dB'nin altındadır.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında tarak hat tipli bant geçiren filtre yapısı kullanılarak RF ve mikrodalga sistemlerde ve modüllerde kullanılabilecek küçük boyutlu ve yüksek performanslı seramik monoblok diplexer tasarımı yapılmıştır. Tarak hat yapısının çeyrek dalga frekansını kullanması ve yayılma ortamı olan seramik malzemenin dielektrik sabitinin 9,4 olması sebebiyle daha kompakt bir yapı elde edilerek endüstrinin kompakt filtre tasarımlarına olan ihtiyacı vurgulanmıştır.

İkinci bölümde tarak hat filtrelerin ne olduğu ve neden ihtiyaç olduğundan bahsedilmiştir. Tarak hat filtrelerin ile alakalı temel kavramlar incelenmiş ve belirli frekans durumlarında tarak hat yapısının nasıl davrandığı anlatılmıştır. Bu belirli frekans durumlarına göre duran dalga fonksiyonları incelenmiştir. Kapasitans matrisi ve üç iletim hattı modeli açıklanarak bağlaşımlı hat çiftlerinin karakterizasyonu anlatılmıştır. Elektromanyetik dalga tanımına göre bağlaşımlı hat çiftlerinin mekanizması açıklanmıştır. Genelleştirilmiş Norton dönüşümleri açıklanarak filtrenin ideal devre sentezinde pasif birimlerin nasıl birbirine dönüştürülebileceği açıklanmıştır. Tarak tipli bağlaşık hat çifti üç iletim hattı modeli kullanılarak açıklanarak kapasitif reaktans yüklü tarak tipi bağlaşık modeli incelenmiştir. Bu bölümde son olarak tarak hat devre modeli beşinci dereceden filtre örneği verilerek gerekli dönüşümler ve işlemler açıklanıp tarak hat devre modelinin nasıl oluşturulabileceği açıklanmıştır.

Üçüncü bölümde ise diplexer ve duplexer yapılarından bahsedilmiştir. Duplex metotları TDD ve FDD açıklanmış ve diplexer ve duplexer yapılarının hangi prensiplere göre çalıştığı açıklanmıştır.

Dördüncü bölümde çalışmanın amacı olan C - bant diplexer tasarımı ile ilgili merkez frekansı, BW, IL ve RL parametrelerinin değerleri belirtilmiştir. İdeal devre tasarımı ve optimizasyonu kısmında ilk olarak düşük frekans kanalındaki filtre-A parametre ve değerleri ile istenilen değerlere göre sentezlenme süreci açıklanmıştır. Sentez ve optimizasyon süreci sıralı bir şekilde anlatılmıştır. Aynı şekilde yüksek frekans kanalındaki filtre-B parametre ve değerleri ile istenilen değerlere göre sentezleme süreci açıklamış ve sentez ve optimizasyon süreci sıralı bir şekilde anlatılmıştır. Filtrelerin sentezleme sürecinden sonra ideal devrelerin diplexer formuna dönüştürülerek giriş portunun ideal durumda eşlenmesi

gerçekleştirilmiştir. Ardından EM analiz için gerekli olan fiziksel gerçekleştirme sınırlamaları ile elde edilen ideal giriş kapısı devresinin yerine fiziksel gerçekleştirilmiş giriş kapısının verileri entegre edilerek ideal diplexer devresinin çıktısı aynı şekilde elde edilmiştir. Bu aşamadan sonra diplexer yapısının fiziksel gerçekleştirilmesi yapılıp ideal devreye göre faz ayarlamaları yapılmıştır. Filtre-A ve filtre-B fiziksel gerçekleştirme aşamasında sırasıyla rezonatörler arası uzaklık ve kapasitif reaktans ayarlaması yapılarak oturtulmuştur ve ideal devreye yakın saçılma parametresi sonuçları elde edilmiştir.

Diplexer yapısında ideal devre analizinde düşük frekans kanalında bant içinde 20 dB RL değeri, 4000 MHz'de 30 dB ve 5250 MHz'de 42,8 dB bastırma değerleri elde edilmiştir. Aynı şekilde yüksek frekans kanalında bant içinde 20 dB RL değeri, 4950 MHz'de 30 dB ve 6150 MHz'de 30 dB bastırma değeri elde edilmiştir. EM simülasyon sürecinde ise düşük frekans kanalında bant içinde IL değeri maksimum 0,85 dB ve RL değeri ise minimum 19 dB elde edilmiştir. 4000 MHz'de 32,7 dB ve 5250 MHz'de 43,2 dB bastırma değerleri elde edilmiştir. Aynı şekilde yüksek frekans kanalında bant içinde IL değeri maksimum 0,95 dB ve RL değeri ise minimum 18,7 elde edilmiştir. 4950 MHz'de 31,7 dB ve 6150 MHz'de 30,3 dB bastırma değerleri elde edilmiştir.

Bu sonuçlar göz önüne alındığında küçük boyutlu ve yüksek performanslı diplexer tasarımı ile ilgili endüstrideki kompakt ve performanslı filtre ihtiyacına uygun bir tasarım yapılmıştır. RF ve mikrodalga sistemlerinde ve modüllerinde kompakt ve güce dayanıklı yapılara ihtiyacın olduğu durumlarda bu tarz filtre yapılarına yönelinebilir. Ancak bu filtrelerin üretilip ayarlanması gerekmektedir, çünkü küçük yapıları sebebiyle istenilen saçılma parametreleri tepkisini görmek için seramik yapıda kazıma yapmak gerekebilmektedir.

KAYNAKLAR

1. Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering.* (4th Edition). Roma: Wiley, 4-6.

2. Rayleigh, L. (1897). On the Passage of Electric Waves through Tubes, or the Vibrations of Dielectric Cylinders. *Journal Article*, 276–282.

3. Southworth, G. C. (1936). Hyper-frequency wave guides — General considerations and experimental results. *Bell System Technical Journal.* 15(2), 284-309.

4. Zobel, O. J. (1923). Theory and design of uniform and composite electric wave-filters. *Bell System Technical Journal*, 2(1), 1–46.

5. Cohn, S. (1957). Direct-coupled-resonator filters. *IEEE Xplore*, 45(2). 187–196.

6. Matthaei, G. L., Jones, E. M. T., Young, L. (2014). *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. 2014 44th European Microwave Conference. Rome, Italy.

7. Wenzel, R. J. (1971). Synthesis of Combline and capacitively loaded interdigital bandpass filters of arbitrary bandwidth. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 19(8). 678–686.

8. Dishal, M. (1965). A simple design procedure for small percentage bandwidth round-rod interdigital filters (correspondence). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 13(5). 696–698.

9. Cohn, S. B. (1974). Generalized design of band-pass and other filters by computer optimization. *S-MTT International Microwave Symposium Digest*. 272–274.

10. Cristal, E. G. (1975). Tapped-line coupled transmission lines with applications to interdigital and Combline filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 23(12). 1007–1012.

11. Caspi, S., Adelman, J. (1988). Design of combline and interdigital filters with tapped-line input. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 36(4). 759–763.*

12. Bahl, I. J. (1989). Capacitively compensated high performance parallel coupled microstrip filters. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. 679–682.

13. Wong, J. S. (1979). Microstrip tapped-line filter design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 27(1). 44–50.

14. Shen Ye, Mansour, R. R. (1997). An innovative CAD technique for microstrip filter design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 45(5). 780–786.

15. Subramanyam, G., Van Keuls, F., Miranda, F. A. (1998). A novel K-band tunable microstrip bandpass filter using a thin film HTS/ferroelectric/dielectric multilayer configuration. *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest.* 2, 1011–1014.

16. Moeckly, B. H., Peng, L. S.-J., Fischer, G. M. (2003). Tunable HTS microwave filters using strontium titanate thin films. *IEEE Transactions on Appiled Superconductivity*. 13(2), 712–715.

17. Remillard, S. K., Cordone, S. (2006). A review of HTS thick-Film Microwave Filter Technology. *Journal of Superconductivity and Novel Magnetism.* 19(7–8), 523–530.

18. Zhu, B., Lu, D., Ji, X., Yu, M. (2023). A novel stacked ceramic-monoblock filter with highly flexible transmission zero pair. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*. 33(4), 383–386.

19. Lu, D., Zhu, B., Ji, X., Zeng, Y., Chen, X., Yu, M. (2023). Tunable 5.8–6.2 GHz six-pole ceramic-monoblock filters with constant selectivity. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 71(5), 2150–2158.

20. Kyriazidis, P., Tsitsos, S. (2007). *Design of a Umts Monoblock Filter Using an Equivalent Circuit Approach.* Conference: Automated RF and Microwave Measurement (ARMMS) ConferenceAt: Corby, U.K.

21. Du, Z., Pan, J., Ji, X., Yang, D., Liu, X. (2020). *Ceramic dielectric-filled cavity filter*. 2020 IEEE 5th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC). 888–891.

22. Wang, X., Wu, K.-L. (2014). A TM_{01} mode monoblock dielectric filter. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 62(2), 275–281.

23. İnternet: *FILPRO*. URL: https://users.metu.edu.tr/nyil/filpro.html. Son Erisim Tarihi: 01.03.2025.

24. Levy, R. (1990). Simplified analysis of inhomogeneous dielectric block combline filters. *IEEE MTT-S Digest*. 135-138.

25. Gupta, K. C., Garg, R., Chadha, R. (1981). *Computer-Aided Design of Microwave Circuits.* (1 Ed.). Hannover: Artech House. 636.

26. Ness, J. (1998). A Unified Approach to the Design, Measurement and Tuning of Coupled Resonator Filters. *IEEE MTT.* 46(4), 343–351.

27. Ernst, C., Rosloniec, V. (2001). Comments on relationship between group delay and stored energy in microwave filters. *IEEE Trans. MTT*. 49(9), 258–261.

28. Wang Y., Gu, K., Shu, Y. (1988). Synthesis Equations for Shielded Suspended Substrate Microstrip Line and Broadside Coupled Stripline. *IEEE MTTS Digest.* 331–334.

29. Wenzel, R. J. (1966). Theoretical and practical applications of Capacitance matrix transformations to TEM Network Design. *IEEE Trans. MTT.* 14(12), 635–647.

30. Dahlman, E., Parkvall, S., Sköld, J. (2016). *4G LTE-Advanced Pro and The Road to 5G* (Third Edition). Cambridge: Academic Press, 616.

31. İnternet: Diplexers Duplexers. URL:. https://resources.pcb.cadence.com/blog/2023-diplexers-vs-duplexers, Son Erişim Tarihi: 09.12.2024.

32. İnternet: Duplex, Duplexer, Diplexer?. URL: https://blog.knowlescapacitors.com/blog/duplex-duplexer-diplexer, Son Erişim Tarihi: 21.12.2024.



Gazili olmak ayrıcalıktır