

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TABAN İLETKENİ KUSURLU MİKROŞERİT YAPILARLA  
FİLTRE TASARIMLARI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Agâh Oktay ERTAY**

**Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Telekomünikasyon Mühendisliği Programı**

**OCAK 2014**



**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TABAN İLETKENİ KUSURLU MİKROŞERİT YAPILARLA  
FİLTRE TASARIMLARI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Agâh Oktay ERTAY  
(504101341)**

**Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Telekomünikasyon Mühendisliği Programı**

**Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK**

**OCAK 2014**



İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504101341 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Agâh Oktay ERTAY**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**TABAN İLETKENİ KUSURLU MİKROŞERİT YAPILARLA FİLTRE TASARIMLARI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

**Tez Danışmanı :**     **Yrd. Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK**                     .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Jüri Üyeleri :**        **Doç. Dr. Cevdet IŞIK**                                     .....  
İstanbul Teknik Üniversitesi

**Doç. Dr. Korkut YEĞİN**                                     .....  
Yeditepe Üniversitesi

**Teslim Tarihi**        :   **10 Aralık 2013**  
**Savunma Tarihi**     :   **23 Ocak 2014**



*Bu çalışmayı dedem Halil ERTAY'a ve küçük abim Tamer ERTAY'a ithaf ediyorum. Sizi hep hatırlayacağım.*





## ÖNSÖZ

Mikroşerit filtre tasarımı konusu, günümüz teknolojileri ve gelişen uygulamaları düşünüldüğünde oldukça önemli bir araştırma ve geliştirme alanını oluşturmaktadır. Dolayısıyla hem bu konuda yapılmış olan çalışmaların bilinmesi hem de gelecek çalışmalara katkı sağlaması açısından bu tez çalışmasının yapılma gereği duyulmuştur.

Bu çalışmada, bilgi ve deneyimlerini paylaşma noktasında yardımlarını esirgemeyen, kritik noktalardaki önemli müdahaleleri ile ufkumu açan değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK'e, birlikte yapmış olduğumuz bilimsel çalışmalardaki katkıları ile hem tezin bitmesine yardımcı olan hem de akademik tecrübe kazanmamı sağlayan Yük. Müh. Mehmet ABBAK'a, tezin her aşamasında her zaman yanımda olan, moral ve motivasyonumu artıran aileme ve arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Bu yüksek lisans çalışması Öğretim Üyesi Yetiştirme Programı (ÖYP) kapsamında maddi olarak desteklenmiştir. Bu desteğin sağlanmasında emeği geçen herkese teşekkür ederim.

Aralık 2013

Agâh Oktay ERTAY  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisi



## İÇİNDEKİLER

### Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER.....	ix
KISALTMALAR.....	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xix
SUMMARY.....	xxi
<b>1. GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
1.1 Literatür Araştırması .....	3
1.2 Çalışmanın Amacı .....	5
<b>2. KLASİK FİLTRE TASARIMI.....</b>	<b>7</b>
2.1 Görüntü Parametreleri Yöntemi İle Filtre Tasarımı .....	7
2.2 Araya Girme Kaybı Yöntemi İle Filtre Tasarımı .....	8
2.2.1 Butterworth prototipli filtreler .....	10
2.2.2 Chebyshev prototipli filtreler .....	14
2.2.3 Eliptik prototipli filtreler.....	17
2.2.4 Empedans ve frekans ölçekleme işlemleri.....	23
2.2.5 Tasarım örnekleri .....	24
<b>3. MİKROŞERİT İLETİM HATLARI.....</b>	<b>31</b>
3.1 Mikroşerit Hat .....	31
3.1.1 Ampirik mikroşerit hat formülleri.....	32
<b>4. MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI .....</b>	<b>35</b>
4.1 Eklemeli Filtre Sentezi .....	35
4.1.1 Richards' dönüşümü .....	35
4.1.2 Kuroda özdeşlikleri .....	37
4.2 Adım Empedansı Yöntemi ile Filtre Tasarımı .....	38
4.2.1 Yüksek ve düşük empedanslı kısa hat parçaları.....	39
4.3 3. dereceden Chebyshev alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımı .....	40
<b>5. TABAN İLETKENİ KUSURLU YAPILAR.....</b>	<b>45</b>
5.1 Tanım ve Temel DGS Yapıları .....	47
5.1.1 Halter biçimli DGS.....	50
5.1.2 U ve V biçimli DGS .....	52
5.1.3 Dairesel halka biçimli DGS .....	52
5.2 Periyodik DGS .....	52
5.3 Mikroşerit Filtre Tasarımlarında Taban İletkeni Kusurlu Yapıların Kullanılması.....	52
<b>6. TABAN İLETKENİ KUSURLU MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMLARI     VE TASARIM SONUÇLARI .....</b>	<b>55</b>
6.1 Tasarım 1 .....	55
6.2 Tasarım 2 .....	63

6.3 Tasarım 3 .....	70
<b>7. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME .....</b>	<b>77</b>
7.1 Gelecek Çalışmalar .....	79
<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>81</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>	<b>85</b>

## KISALTMALAR

<b>DGSs</b>	: Defected Ground Structures
<b>EBGs</b>	: Electromagnetic Bandgap Structures
<b>IL</b>	: Insertion Loss
<b>HBD-DGS</b>	: Halter Biçimli Daire DGS
<b>HBE-DGS</b>	: Halter Biçimli Eliptik -DGS
<b>HBK-DGS</b>	: Halter Biçimli Kare -DGS
<b>HBKK-DGS</b>	: Halter Biçimli Kesirsel Kare -DGS
<b>MT-DGS</b>	: Menderes Tipinde -DGS
<b>PB-DGS</b>	: Pervane Biçimli -DGS
<b>PBGs</b>	: Photonic Bandgap Structures



## ÇİZELGE LİSTESİ

### Sayfa

<b>Çizelge 2.1</b> : Butterworth prototipine ilişkin normalize eleman değerleri ( $n=1, 2, 3 \dots 15$ ).....	13
<b>Çizelge 2.2</b> : Chebyshev prototipine ilişkin normalize eleman değerleri ( $n=1, 2, 3 \dots 15$ ) ve $L_{At}=0.1$ dB.....	18
<b>Çizelge 2.3</b> : Chebyshev prototipine ilişkin normalize eleman değerleri ( $n=1, 2, 3 \dots 15$ ) ve $L_{At}=3$ dB.....	19
<b>Çizelge 2.4</b> : Eliptik Fonksiyonlu filtreye ilişkin normalize eleman değerleri.....	22
<b>Çizelge 4.1</b> : Adım empedanslı alçak geçiren filtreye ait mikroşerit hatların tasarım parametreleri.....	41
<b>Çizelge 6.1</b> : Chebyshev prototipinde kullanılan normalize eleman değerleri ( $n=5, Z_0=50\Omega$ ).....	56
<b>Çizelge 6.2</b> : İletim hatları empedans değerleri ve hat genişlikleri.....	59
<b>Çizelge 6.3</b> : Eliptik fonksiyonlu alçak geçiren filtre prototipi normalize eleman değerleri $g_0=g_7=1, \Omega_C=1$ .....	64
<b>Çizelge 6.4</b> : Arzu edilen tasarımın L-C eleman değerleri.....	64
<b>Çizelge 6.5</b> : Eliptik fonksiyonlu alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımında kullanılan mikroşerit tasarım parametreleri.....	65
<b>Çizelge 6.6</b> : Tasarlanan filtrelerin kesim ve rezonans frekansları ile keskinlik faktörlerinin karşılaştırılması.....	69
<b>Çizelge 6.7</b> : Farklı DGS modellerinin kesim, rezonans frekansları ile keskinlik faktörü değerleri.....	72
<b>Çizelge 7.1</b> : Yapılan tasarımların karşılaştırmalı sonuçları.....	79





## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

Şekil 1.1 : RF-Mikrodalga frekans spektrumu.....	1
Şekil 1.2 : Dört temel filtre karakteristiği.....	2
Şekil 1.3 : Band geçiren filtre karakteristiği.....	4
Şekil 2.1 : Görüntü parametreleri belirtilen iki kapılı bir devre.....	7
Şekil 2.2 : Görüntü parametreleri gösterilen kaskat bağlı iki kapılı bir devre.....	8
Şekil 2.3 : Butterworth prototipi için araya girme kaybı – normalize frekans değişimi.....	10
Şekil 2.4 : Normalize elemanlar ile oluşturulmuş alçak geçiren filtre prototiplerine ilişkin iki tür devre a) Paralel bir eleman ile başlayan prototip. b) Seri bir eleman ile başlayan prototip.....	11
Şekil 2.5 : Butterworth prototipindeki filtrelerin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri ( $w_1'$ : normalize kesim frekansı ).....	12
Şekil 2.6 : Chebyshev polinomunun normalize frekansa göre değişimi.....	14
Şekil 2.7 : Chebyshev prototipinde araya girme kaybı-normalize frekans değişimi.....	15
Şekil 2.8 : Chebyshev prototipindeki filtrelerin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri ( $w_1'$ : normalize kesim frekansı ve $L_{Ar}=0.1$ dB).....	16
Şekil 2.9 : Chebyshev prototipindeki filtrelerin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri ( $w_1'$ : normalize kesim frekansı ve $L_{Ar}=3$ dB).....	17
Şekil 2.10 : Eliptik fonksiyonlu alçak geçiren cevabı.....	17
Şekil 2.11 : Eliptik fonksiyonun değişimi.....	20
Şekil 2.12 : Eliptik fonksiyonlu filtreler için alçak geçiren filtre prototipleri a) seri paralel-rezonans dalları b) paralel seri-rezonans dalları.....	21
Şekil 2.13 : 4 Temel filtre topolojisi a) alçak geçiren filtre b) yüksek geçiren filtre c) band geçiren filtre d) band söndüren filtre.....	23
Şekil 2.14 : Chebyshev prototipinde normalize eleman değerlerini bulan kod bölümü.....	25
Şekil 2.15 : Empedans ve frekans ölçeklemesine ilişkin kod bölümü.....	26
Şekil 2.16 : SONNET programındaki Netlist görünümü.....	26
Şekil 2.17 : Amaçlanan filtrenin AWR Microwave Office'deki devre topolojisi.....	27
Şekil 2.18 : AWR ve SONNET ile elde edilen S parametrelerinin değişimi.....	27
Şekil 2.19 : AWR ve SONNET ile elde edilen grup gecikmesi değişimi.....	27
Şekil 2.20 : Frekans eşleştirme, empedans ve frekans ölçekleme işlemlerinde kullanılan MATLAB kod bölümü.....	28
Şekil 2.21 : SONNET programındaki Netlist görünümü.....	29
Şekil 2.22 : Amaçlanan filtrenin AWR Microwave Office'deki devre topolojisi.....	29
Şekil 2.23 : AWR ve SONNET ile elde edilen S parametrelerinin değişimi.....	30
Şekil 2.24 : AWR ve SONNET ile elde edilen grup gecikmesi değişimi.....	30
Şekil 3.1 : Temel mikroşerit hat a) Geometri b) Elektrik ve Manyetik alan çizgileri.....	31
Şekil 3.2 : Yarı-TEM mikroşerit hattın eşdeğer geometrisi a) orijinal geometri b) eşdeğer geometri.....	33

Şekil 3.3 : Mikroşerit hat parametrelerini veren kod bölümü .....	34
Şekil 4.1 : Richards' Dönüşümü a) İndüktör için kısa devre iletim hattı dönüşümü b) Kondansatör için açık devre iletim hattı modeli .....	36
Şekil 4.2 : Kuroda özdeşlikleri .....	37
Şekil 4.3 : Şekil 4.2 a'da belirtilen özdeşliğin eşdeğer devreleri.....	38
Şekil 4.4 : Adım empedansı ile mikroşerit filtre tasarımı a) Filtrenin mikroşerit hali b) Filtrenin devre topolojisi .....	38
Şekil 4.5 : Yüksek empedanslı kısa-hat elemanı .....	39
Şekil 4.6 : Düşük empedanslı kısa-hat elemanı .....	39
Şekil 4.7 : SONNET programında tasarımın 2D ve 3D görünümü .....	42
Şekil 4.8 : HFSS programında tasarımın 3D görünümü .....	42
Şekil 4.9 : 3. dereceden chebyshev alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımına ait s-parametrelerinin değişimi .....	43
Şekil 5.1 : Düzgün ve taban iletkeni kusurlu mikroşerit hat görüntüleri a)üstten görünüm b) alttan görünüm .....	46
Şekil 5.2 : Düzgün ve taban iletkeni kusurlu mikroşerit hatların $S_{11}$ değişimleri.....	47
Şekil 5.3 : Düzgün ve taban iletkeni kusurlu mikroşerit hatların $S_{21}$ değişimleri .....	47
Şekil 5.4 : Farklı DGS geometrileri a)Kare biçimli halter DGS b) sarmal biçimli halter DGS c) H-biçimli halter DGS d) U-biçimli DGS e) ok biçimli halter DGS f) eşmerkezli halka biçimli DGS g) ayrık halka rezonatörlü DGS h) menderes tipinde DGS i) çapraz biçimli DGS i) dairesel biçimli halter DGS j) U yarıklar ile bağlı kare biçimli DGS k) açık döngülü halter DGS l) kesirsel kare DGS m) Halter biçimli yarım çember DGS n)V-biçimli halter DGS .....	48
Şekil 5.5 : Bazı temel DGS geometrileri ve sınıflandırılması .....	49
Şekil 5.6 : Kare biçimli halter DGS .....	50
Şekil 5.7 : Sarmal biçimli halter DGS.....	51
Şekil 5.8 : H biçimli halter DGS.....	51
Şekil 5.9 : [11]'deki çalışmanın geometrisi ve eşdeğer devre modeli .....	53
Şekil 5.10 : Kare kusurların farklı uzunluk değerleri için oluşan frekans karakteristikleri .....	53
Şekil 5.11 : Kare kusurlar arasındaki kusur yolu genişliğinin değişiminde oluşan frekans karakteristikleri .....	54
Şekil 6.1 : Normalize alçak geçiren filtre devre topolojisi.....	56
Şekil 6.2 : Richards dönüşümü ile elde edilen devre .....	56
Şekil 6.3 : Birim eleman eklenmiş yeni devre yapısı.....	57
Şekil 6.4 : Birinci ve ikinci Kuroda özdeşliklerinin uygulanması sonucu elde edilen devre .....	57
Şekil 6.5 : Son aşamada devreye 2. ve 1. Kuroda özdeşliklerinin uygulanması .....	58
Şekil 6.6 : Son aşamada elde edilen normalize devre yapısı.....	58
Şekil 6.7 : a)Tasarlanan mikroşerit filtre b) Frekans karakteristiği .....	59
Şekil 6.8 : HFSS'te tasarlanan mikroşerit filtrenin görünümü.....	60
Şekil 6.9 : Mikroşerit filtrede $S_{11}$ değişimi.....	60
Şekil 6.10 : a)Periyodik kusur açılmış mikroşerit filtre b)Yeni amaç fonksiyonu ile tasarlanmış mikroşerit filtre .....	61
Şekil 6.11 : Taban iletkeni kusurlu mikroşerit filtrenin karşılaştırmalı filtre karakteristiği .....	61
Şekil 6.12 : Taban iletkenindeki kusurlu yapının sadece bir kenarının değişiminde oluşan frekans karakteristikleri .....	62
Şekil 6.13 : Kusur sayısı değiştirilmiş yapıların frekans karakteristiği .....	62

<b>Şekil 6.14</b> : Yeni amaç fonksiyonlu filtre ile amaçlanan filtrenin frekans karakteristikleri.....	63
<b>Şekil 6.15</b> : Eliptik fonksiyonlu, toplu elemanlı alçak geçiren filtre.....	65
<b>Şekil 6.16</b> : Tasarlanan eliptik fonksiyonlu mikroşerit filtre.....	65
<b>Şekil 6.17</b> : Eliptik fonksiyonlu mikroşerit filtrenin frekans karakteristiğinin değişimi.....	66
<b>Şekil 6.18</b> : Tasarlanan mikroşerit filtreye HBK-DGS'in uygulanması.....	66
<b>Şekil 6.19</b> : Tasarlanan mikroşerit filtreye HBKK-DGS'in uygulanması.....	67
<b>Şekil 6.20</b> : DGS yokken, HBK-DGS varken ve HBKK-DGS varken oluşan frekans karakteristikleri.....	67
<b>Şekil 6.21</b> : a) Mevcut mikroşerit filtreye MT-DGS'in uygulanması b) MT-DGS'in parametreleri.....	68
<b>Şekil 6.22</b> : MT-DGS'in farklı kusur sayıları için çıkan frekans karakteristikleri (uzunluk: 9mm, son uzunluk: 5mm, kusur genişliği: 0.8mm, ilk uzunluk: 5mm, kusur sayısı: 4).....	68
<b>Şekil 6.23</b> : MT-DGS'in farklı kusur aralıkları için çıkan frekans karakteristikleri (uzunluk: 9mm, son uzunluk: 5mm, kusur genişliği: 0.8mm, ilk uzunluk: 5mm, kusur aralığı: 0.5mm).....	69
<b>Şekil 6.24</b> : PB-DGS Modeli ( $l=7.25\text{mm}$ , $b=2.87\text{ mm}$ , $k=0.4\text{mm}$ ).....	70
<b>Şekil 6.25</b> : Farklı DGS modelleri.....	71
<b>Şekil 6.26</b> : Farklı DGS modellerine ilişkin frekans karakteristikleri.....	71
<b>Şekil 6.27</b> : PB-DGS modelindeki farklı $b$ değerleri için çıkan frekans karakteristikleri.....	72
<b>Şekil 6.28</b> : Tasarlanan filtrenin üstten görünümü ( $W= 1.19\text{ mm}$ , $L_1= 4.6\text{ mm}$ , $L_2=4\text{ mm}$ , $L_3=3.2\text{ mm}$ , $W_1=2.74\text{mm}$ , $W_2=7.1\text{ mm}$ , $W_3=7.6\text{ mm}$ ). .....	73
<b>Şekil 6.29</b> : Farklı tasarım adımlarında çıkan frekans karakteristikleri.....	73
<b>Şekil 6.30</b> : Tasarlanan mikroşerit filtrenin AWR devre modeli.....	74
<b>Şekil 6.31</b> : Tasarlanan mikroşerit filtrenin $ S_{21} $ genlik değişimi.....	75
<b>Şekil 6.32</b> : Tasarlanan mikroşerit filtrenin $ S_{21} $ faz değişimi.....	75



## TABAN İLETKENİ KUSURLU MİKROŞERİT YAPILARLA FİLTRE TASARIMLARI

### ÖZET

Günümüzde frekans spektrumunun verimli şekilde kullanılması, birçok uygulama için hayati bir öneme sahiptir. Frekans spektrumunda, ilgili uygulamalarda kullanılacak frekans aralıkları kimi zaman geniş bir band aralığına sahip olmakla birlikte oldukça dar bir band aralığına da karşılık düşmektedir. Band aralığı dar da olsa genişte olsa bu band aralıklarını elde etmek için uygun filtre tasarımları gerçekleştirmek gereklidir. Özellikle, tasarlanacak filtrelerin keskinlik faktörü, grup gecikmesi, dalgalanma seviyesi, geniş durdurma bandı gibi argümanlarına dikkat edilmesi gerekebilmektedir. Örneğin frekans spektrumunun verimli kullanılması için, tasarlanacak filtrelerin geçiş bölgesinde oldukça keskin bir inişe yani çok iyi bir keskinlik faktörü değerine sahip olması gerekir. Eğer geçirme bandında herhangi bir dalgalanma istenmiyorsa tasarımlarda seçilen prosedürler bu amaç fonksiyonlarına uygun olmalıdır. Zira bazı uygulamalarda bu durum oldukça önem arz etmektedir. İstenmeyen frekanslarda yaşanacak interferans etkilerinin minimuma indirilmesi için ilgili frekanslarda geniş durdurma bandına sahip filtreler tasarlanması istenebilmektedir.

İstenilen amaç fonksiyonlarını elde edecek mikroşerit filtre tasarımları yapmak için çeşitli tasarım metodları mevcuttur. Bu metodlardan biri araya girme kaybı ile filtre tasarımıdır. Devre teorisi temelli bir yaklaşım sonucu pasif elemanlar ile elde edilen bu yöntemde uygulamaların gerektirdiği filtre argümanlarını karşılayan filtre prototipleri mevcuttur. Dolayısıyla çeşitli özelliklere sahip mikroşerit filtreler tasarlamak mümkün olabilmektedir. Bununla beraber mikroşerit yapılardan oluşan bir devrenin taban iletkenine kusur açarak filtre tasarlamak ise son 10 yılda önemli bir araştırma konusu olmuştur. Sadece düzgün bir mikroşerit hattın oluşan bir mikroşerit devrede taban iletkenine kusur açmanın akım dağılımını değiştirdiğini gören araştırmacılar, bu yapılarla yeni yöntemlere dayanan mikroşerit filtre tasarımları yapmanın önünü açmışlardır. Sadece mikroşerit filtre tasarımı değil, güc bölücü, yönlü kuplör ve mikroşerit antenler gibi birçok uygulamada da taban iletkeni kusurlu yapıların kullanılması sonucu tasarımlarda birçok iyileştirmeler ve geliştirmeler yapılmıştır.

Bu tez çalışması yedi bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde genel bir giriş yapıldıktan sonra ana konu olan taban iletkeni kusurlu yapılar hakkında bir literatür araştırması verilmiştir ve çalışmanın amacı belirtilmiştir.

İkinci bölümde, literatürde geniş bir şekilde yer bulan klasik filtre metodlarından araya girme kaybı ile filtre tasarımı konusu incelenmiştir ve toplu elemanlardan oluşan bazı filtre tasarımları verilmiştir.

Üçüncü bölümde, mikroşerit filtre tasarım adımlarında oldukça kullanışlı bir tasarım adımı olan mikroşerit hatların tasarımı konusu irdelenmiştir ve temel bir örnek ile bu bölüm sonlanmıştır.

Dördüncü bölümde, toplu elemanlar ile elde edilen filtrenin mikroşerit devreye nasıl dönüştürülebileceğini gösteren Richards dönüşümü ve Adım empedansı gibi dönüşüm metodları anlatılmıştır ve temel bir örnek ile bu bölüm bitirilmiştir.

Beşinci bölümde, taban iletkeni kusurlu yapıların günümüze kadarki gelişimi ve çeşitli taban iletkeni kusurlu tasarım modelleri anlatılmıştır. Bu bölümün sonunda halter biçimli temel bir taban iletkeni kusurlu yapının devre modeli ifade edilerek bu model ile taban iletkeni kusurlu mikroşerit filtre tasarımının devre modelinin çıkartılabileceği anlatılmıştır.

Altıncı bölümde üç adet taban iletkeni kusurlu alçak geçiren mikroşerit tasarımı yapılmıştır. Tüm tasarımlar HFSS ve SONNET gibi tam dalga elektromanyetik simülasyon programları kullanılarak modellenmiş, devre simülasyonu ve temel hesaplamalar için ise, AWR, FILPRO ve MATLAB yazılım ortamları kullanılmıştır. İlk tasarımda Chebyshev prototipinde dalgalanma seviyesi 0.5 dB, kesim frekansı 2 GHz olan bir mikroşerit filtre tasarlanmıştır. Tasarlanan bu filtreye halter biçimli kare kusurlar çeşitli sayıda ve sırada açılarak bu kusurların filtre karakteristiğine etkileri incelenmiştir. Yapılan simülasyonlar sonucunda taban iletkenine kusur açmanın mikroşerit filtre boyutunu azaltacağı belirlenmiştir. İkinci tasarımda ise eliptik fonksiyonlu bir mikroşerit alçak geçiren filtre tasarımı yapılmıştır. Yapılan bu tasarımın taban iletkenine halter biçimli kare, kesirsel kare ve menderes tipinde kusurlar açılarak bu yapıların filtre karakteristiğine etkileri incelenmiştir. Yapılan simülasyonlar sonucunda taban iletkenine uygun kusur modelleri açılınca keskinlik faktörü değerinin oldukça iyi bir duruma gelebileceği görülmüştür. Son tasarımda ise, oldukça küçük boyutlara sahip taban iletkeni kusurlu bir alçak geçiren filtre tasarımı yapılmıştır. Bununla beraber bu tasarımda 3.4 GHz'den 10.8 GHz'e kadar oldukça geniş bir durdurma bandı mevcuttur. Bu durdurma bandını elde etmek için mikroşerit hatlardan oluşan bölümde uygun prosedürler kullanılarak bazı değişiklikler yapılmıştır. Yapılan bu son tasarımla altıncı bölüm noktalanmış olup yedinci bölümde genel bir değerlendirme ve gelecek çalışmalar ile bu tez çalışması sonlanmıştır.

Son durumda her üç tasarım için filtre argümanları açısından karşılaştırma yapılmıştır. Bu karşılaştırmada Tasarım 1 için tabanına 9 adet kare geometrili halter DGS'nin yarattığı frekans karakteristiği ele alınmıştır. Tasarım 2 için en iyi keskinlik faktörüne sahip tasarım seçilmiştir. Band söndürme kabiliyetinin önemli olduğu uygulamalarda Tasarım 2'nin daha uygun bir seçim olabileceği fakat bu durumda durdurma band genişliğinden taviz verileceği görülmektedir. Eğer durdurma band genişliğinin oldukça geniş olması gereken bir uygulama var ise Tasarım 3'ün iyi bir seçim olabileceği vurgulanmaktadır. Band genişliği, durdurma band genişliği, dalgalanma seviyesi ve devre boyutu parametreleri açısından en iyi tasarımın Tasarım 3 olduğu anlaşılmaktadır. Tasarım 3'te yer alan keskinlik faktörü değerinin ise uygun iyileştirme adımları ile yükseltilebileceğini söylemek mümkündür.

Bu tez çalışması gelecekte mikroşerit filtre tasarımına ilgi duyacak genç tasarımcılar için bir başvuru kaynağı olabileceğinden ek önem arz eden bir çalışmadır.

## **FILTER DESIGNS WITH MICROSTRIP DEFECTED GROUND STRUCTURES**

### **SUMMARY**

Frequency spectrum involves many applications such as communication, radar, navigation, remote sensing with their specific frequency intervals. A good filter design corresponding related frequency spectrum is a requirement to have related devices work for these applications with desired frequency intervals.

Nowadays, efficient usage of frequency spectrum is a vital important point for some applications. Sometimes, frequency intervals has a broadband interval for related applications, besides this intervals also corresponds to a quite narrow intervals. Whether band interval is broad or not, proper filter designs should be implemented. Especially, filter arguments such as sharpness factor, group delay, equal-ripple level, broad stopband characteristic should be paid attention in design process. For instance, designed filters have a sharper transition, that is, a very good sharpness factor value to use frequency spectrum efficiency. If any equal-ripple doesn't desire in passband, procedures selected in design should be appropriate to these design objectives. Because this case is quite important in some applications. Filters with broad stopband characteristics in related frequencies should be designed for minimizing interference effects at undesired frequencies.

Some design methods is available in literature to design microstrip filters for desired design objectives. One of this methods is filter design by insertion loss. Filter prototype corresponds to required filter arguments of applications is available in this method which is acquired through passive elements approaching with circuit theory. So, design of microstrip filters with various properties can be possible. In addition, filter design with defected in ground plane for a circuit which is composed some microstrip lines is an important research topic in last decade. Researchers who determined different current distribution when etching ground plane in a microstrip circuit with only a straight microstrip line pave the way for designing microstrip filters based on new methods. Improvements and enhancements are performed with the use of defected ground structures not only in microstrip filter design but also in many applications such as power divider, direction coupler and microstrip antennas .

For example, circuit size can be minimized with the use of defected ground structures in power divider design. On the other hand, these structures are used in providing control of harmonics in active microstrip antennas, impedance matching at the feed line applications,controlling and improvement of radiation properties in patch antennas, suppressing of radiated cross polarization of microstrip arrays. But defected ground structures are mostly available in microwave filters design. Various applications with defected ground structures appears in literature with a lot of properties such as small size, sharper stopband ability and multi band frequency characteristics and filter types. Filters with sharper transition region especially in

some applications is desired and in this case, designs with quite good sharpness factor value should be implemented.

This thesis work composes seven chapters. In Chapter 1, after doing a general introduction about microwave technology, a literature research about defected ground structures which is the main topic of this thesis and the aim of this study is depicted.

In Chapter 2, topic of filter design by insertion loss method which is one of classical filter methods and a wide range in open literature is examined and some filter designs consisted lumped elements are given.

In Chapter 3, the topic of microstrip line design which is a quite useful design step in microstrip filter design processes is examined and this section is finished a fundamental example.

In Chapter 4, Transformation methods such as Richards and Stepped Impedance which is shown how to convert a filter obtained lumped elements to microstrip circuit is presented and this section is ended a basic example.

In Chapter 5, progress of defected ground structures until today and some defected ground structure models are expressed. At the end of this section, circuit model of a dumbbell shaped basic defected ground structure is elucidated and it can be expressed that circuit models of microstrip filters with defected ground structures can be extracted with this model.

In Chapter 6, three microstrip low pass filter design with defected ground structure is performed. All designs are modelled via full wave electromagnetic simulation programs such as SONNET and HFSS. AWR, FILPRO and MATLAB software environments are used for circuit simulations and basic calculations.

In Design 1 a microstrip filter with 0.5dB equal-ripple level and 2GHz cut-off frequency is designed. Dumbbell shaped square defects are etched on ground plane with different number and sequence and effects of these defects to filter characteristics are examined. It is determined that etching ground plane makes the microstrip filter size smaller with the result of attained simulations.

In Design 2 an elliptic function lowpass microstrip filter design is acquired. Dumbbell shaped defects such as square, fractal square and meander line defected ground structure model is opened on the ground plane and effects of these processes are analyzed. It is seen that when ground plane is etched with appropriate defect models, sharpness factor value can become better through the result of simulations. Additionally it can be said that elliptic function microstrip filter design is a quite difficult prototype method to design. Because this prototype filter has some good properties nearly ideal design case. However, lots of design parameters should be paid attention to have better microstrip filter design such as coupling and unwanted susceptance/reactance effects between distributed elements, microstrip discontinuities between microstrip lines.

In last design quite compact lowpass microstrip filter with defected ground structure design is presented. On the other hand, a quite broad stopband from 3.4GHz to 10.8GHz is available in this design. To obtain broad stopband, some modifications are performed on microstrip lines via suitable design procedures.

Chapter 6 is pointed with these designs and a general consideration and this thesis is finished with future works section.



In literature, one clearly says that it is possible to design a microstrip filter with lumped elements via circuit theory. But it is needed to provide design objectives exactly. One of the most important topics to design microstrip filters exactly is to obtain new different design procedures without using circuit theory. Hence, future studies can include with finding lengths of defects' geometry and microstrip lines corresponding to design objectives via new design approaches. Nevertheless, it can be investigated and designed new defected ground structure models. A new design algorithm can be generated with the use of new defected ground structure models thereby acquiring different defected ground structure model corresponding to different bandstop and bandpass properties.

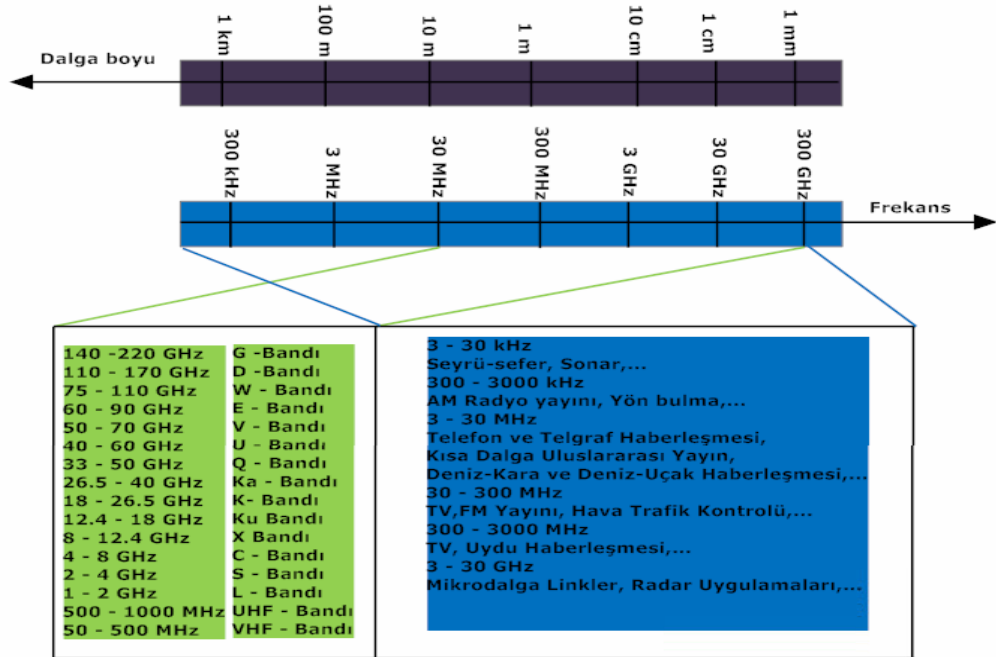
Finally, a comparison is performed in terms of filter arguments such as sharpness factor, bandwidth, stopband with and ripple level in passband. A frequency characteristic of cascaded defected ground structures with nine square dumbbell are used in Design 1. A frequency characteristic with the best sharpness factor is chosen in Design 2. Design 2 is more suitable choice if ability of stopband is needed but in this case it can be seen that value of stopband bandwidth is decreased. It is emphasized that Design 3 is a good option if stopband bandwidth application is required. It is understood that Design 3 is the best design in the way of bandwidth, stopband bandwidth, ripple level and circuit size. It is possible to say that sharpness factor value can be increased with improvement steps in Design 3.

This thesis study is an additional importance work because it can be a reference source for young designers who will be interested in microstrip filter design.



## 1. GİRİŞ

Mikrodalga terimi, 300 MHz den 300 GHz'e kadar uzanan frekans aralığını kapsayan ve serbest uzayda dalga boyu olarak 1m ile 1mm arasında değişen elektromanyetik dalgalar olarak tanımlanabilmektedir. Mikrodalga frekans bölgesinin altında radyo-frekans (RF) spektrumu bulunmaktadır. RF ile mikrodalga frekans bölgeleri arasındaki özel frekans bölgelerinde çalışan çeşitli uygulamalar mevcuttur. Bu sebeple; haberleşme, radar, seyrüsefer, radyo astronomi, uzaktan algılama, tıbbi cihazlar ve daha birçoğunu içeren RF-Mikrodalga uygulamaları, en geniş anlamda 300 kHz den 300 GHz'e kadar uzanan bir frekans spektrumunda kullanılmaktadır. Şekil 1.1'de RF/Mikrodalga uygulamalarının çalıştığı frekans bölgeleri bulunmaktadır.

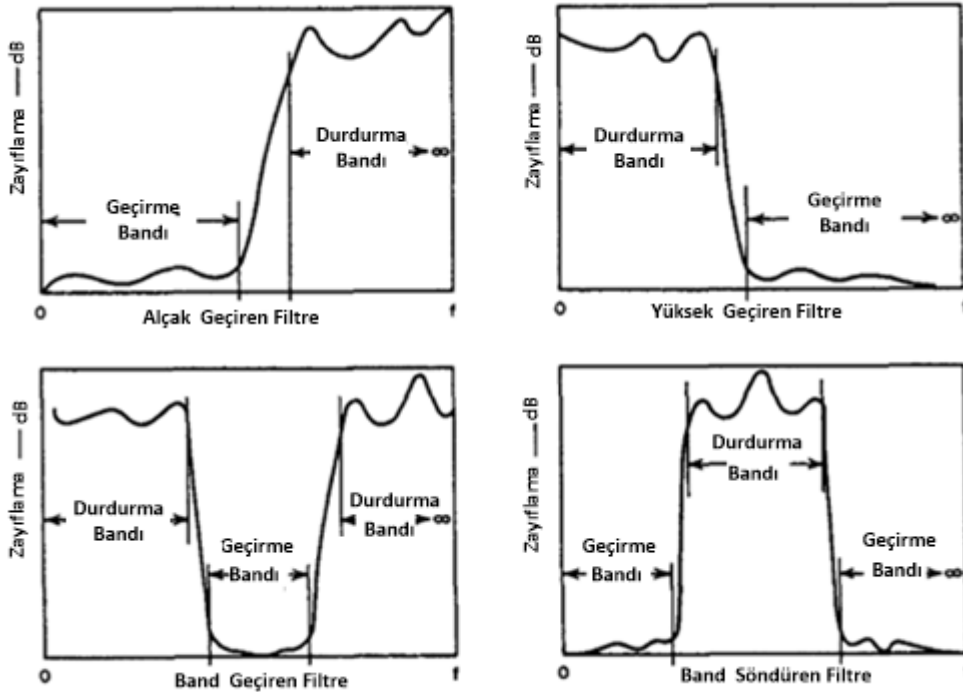


Şekil 1.1 : RF-Mikrodalga frekans spektrumu

Filtreler RF ve mikrodalga uygulamalarında kritik öneme sahip elemanlardır. Elektromanyetik spektrum sınırlı bir aralığa ve kısıtlı bir paylaşıma sahip olduğu için, filtreler özel olarak belirlenmiş frekanslardaki RF/mikrodalga sinyallerinin

seçilmesi ya da sınırlı tutulması için kullanılmaktadır. Farklı frekansların ayrılmasında veya birleştirilmesinde kullanılabilirler.

Tasarım amacına uygun olarak alçak-geçiren, band-geçiren, yüksek geçiren ve band-söndüren olmak üzere 4 temel filtre tipi vardır. Şekil 1.2'de [1] dört temel filtre karakteristiği görülmektedir. Tasarımın türüne göre filtreler toplu elemanlı ya da dağılmış parametrelili elemanlardan tasarlanabilmektedir ve bu yapılar koaksiyel hat, dalga kılavuzu, yarıklı hat yada mikroşerit hat gibi çeşitli iletim hattı yapıları ile gerçekleştirilebilir [2].



Şekil 1.2 : Dört temel filtre karakteristiği

Mikroşerit filtrelere alıcı verici devreleri, GSM, kablosuz haberleşme, uydu haberleşmesi gibi birçok uygulamalarda ihtiyaç duyulmaktadır [2, 3]. RF/mikrodalga uygulamalarında kullanılması için filtrelerin istenilen amaç fonksiyonlarını karşılayacak şekilde tasarlanması önemli bir konudur. Zira bu uygulamalarda, uygun frekans karakteristikleri ve oldukça küçük devre boyutu vb. gibi farklı amaçlar istenebilmektedir. Dolayısıyla mikroşerit filtre tasarımında, tasarımın amaç fonksiyonlarının belirlenmesi, hem filtrenin gerçekleştirilmesi hem de uygun ve özel tasarım adımlarının takip edilebilmesi açısından tasarımın önemli bir basamak noktasını oluşturmaktadır [4, 5].

## 1.1 Literatür Araştırması

İdeal durumda filtre karakteristikleri, geçirme bandında sıfır zayıflama ve durdurma bandında sonsuz zayıflama olacak şekilde bir teoriye sahiptir. Pratik durumda hiç bir zaman ideal filtre yapısı elde edilememektedir. Fakat modellenen tasarımlarla ve tasarımlarda yapılan optimizasyonlarla ideal duruma mümkün olduğunca yaklaşılmak istenmektedir.

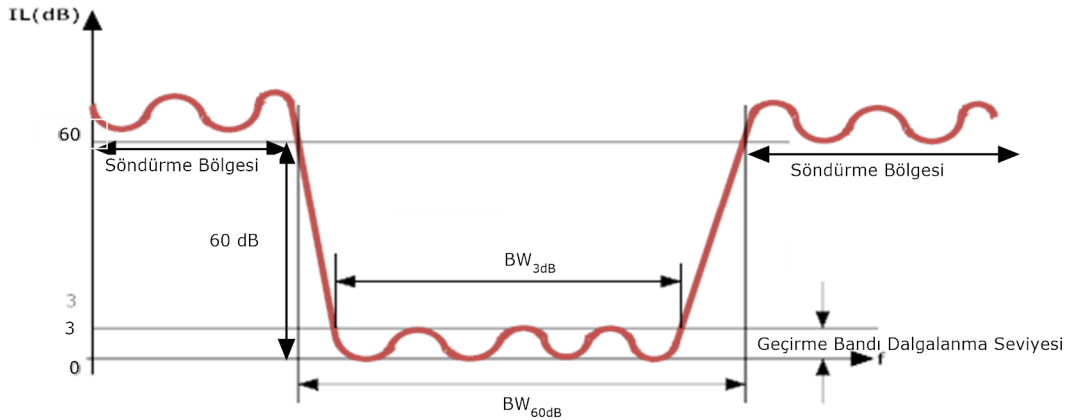
Öncelikle filtre tasarımı yapabilmek için önemli bazı parametrelerin bilinmesi gereklidir. Tasarımda etkili olan bu parametrelerden bazıları, araya girme kaybı (Insertion Loss: IL), dalgalanma seviyesi, band genişliği, band söndürme kabiliyeti ve (Q) iyilik faktörüdür. Araya girme kaybı gücün genlik yanıtının 0 dB çizgisinin ne kadar altına düştüğünün ölçüsünü ifade eder. Sinyalin geçirme bandındaki düzlüğü; geçirme bandında dB veya Neper cinsinden maksimum ile minimum genlik yanıtı arasındaki fark ya da dalgalanmanın tanımı ile ilişkilidir. Band geçiren filtrede, 3dB zayıflama noktalarındaki geçirme bandının üst kesim frekansı ile alt kesim frekansı arasında kaydedilen frekans "Band Genişliği" olarak ifade edilir. Band söndürme kabiliyeti filtrenin istenmeyen frekansları ne derece engellediği ile ilgili bir parametredir ve bu zayıflama değeri pratik tasarımlarda 60 dB seviyesindedir. Ayrıca band söndürme kabiliyetini keskinlik faktörü ile de açıklamak mümkündür. Keskinlik faktörü bir tasarımda geçirme ve durdurma bandı arasındaki bölgede yer alan kesim ve rezonans frekansları arasındaki oranı ifade etmektedir. Bu oran 1'e ne kadar yakın ise filtrenin o kadar keskin bir inişe sahip olduğu söylenebilmektedir. Bu durumda ideal duruma yakın bir tasarım parametresi elde edilebilmektedir. İfade edilen bu parametreler Şekil 1.3'de belirtilmiştir. İyilik faktörü rezonans frekansında ortalama depolanan enerjinin her periyotta kaybolan enerjiye oranı olarak ifade edilmektedir.

Son yıllarda düzlemsel iletim hatları ile tasarlanan filtreler üzerinde birçok araştırmalar yapılmaktadır. Bu araştırmalarda mikroşerit yapıların sahip olduğu model ve geometri iki önemli parametre olmuştur. Mikroşerit yapılardan oluşan bir filtre tasarımı için tasarımın önemli argümanlarından biri, mikroşerit hatlardan oluşan tasarımın üst kısmı yani filtre karakteristiği gösterebilecek bir mikroşerit hat devresidir. Bunun yanında taban iletkeni de tasarımda önemli bir parametre olarak araştırılmaktadır. Düzgün mikroşerit hattan oluşan bir yapının taban iletkenine çeşitli geometrilerdeki kusurların açılması sonucunda yapının akım dağılımı, frekans

karakteristiği gibi özelliklerinin değiştiği görülmüştür. Ortaya çıkan bu durum, taban iletkeni kusurlu yapıların (Defected Ground Structures DGSs) daha geniş ölçüde araştırılmasına olanak sunmuştur. Bu yapılar kullanılarak arzu edilen tasarımlar daha düzgün, küçük boyutta ve maliyeti azaltılarak gerçekleştirilebilmektedir.

Taban iletkeni kusurlu yapıların esas çıkış noktası fotonik yapılardır (Photonic Band Gap Structures PBGs). Fotonik yapılar ile ilgili çalışmalar ilk olarak 1987 yılında gerçekleştirilmiştir. Bu yapıların uygulama frekansları optik frekanslardır. Fotonik yapıların elektromanyetik uygulamalarda kullanılmasıyla bu yapılar elektromanyetik band geçiren/durduran yapılar (Electromagnetic bandgap structures EBGs) olarak isimlendirilmiştir [6].

1998 ve 1999 yıllarında fotonik yapılar taban iletkeni kusurlu bir yapı olarak anten uygulamalarında [7, 8] kullanılmıştır. 2000 yılında DGS terimi halter biçimli bir EBG modeli tasarlanarak literatüre girmiştir [9]. Bu konuda çalışmalar hız kazanmış olup sırasıyla 2000 yılında yönlü kuplörlerde [10] 2001 yılında alçak geçiren filtre tasarımında [11], 2002 yılında devre boyutlarının azaltılmasında [12] kullanılmıştır.



**Şekil 1.3 : Band geçiren filtre karakteristiği**

Güç bölücüleri, mikroşerit antenler ve mikrodalga filtreleri gibi birçok uygulama DGS'li yapılara dayanmaktadır. Örneğin güç bölücülerinde taban iletkenine kusur açılması ile düşük frekanslarda devre boyutu küçültülebilmektedir [13]. Ayrıca bu yapılar daha küçük tasarımların gerekli olduğu diğer uygulamalarda [14, 15] aktif mikroşerit antenlerde harmonik kontrolün sağlanmasında [7] besleme hatlarında empedans uyumlamanın sağlanmasında [16] yama antenlerin ışıma özelliklerinin kontrolü ve iyileştirilmesinde [17] ve mikroşerit dizilerden ışıyan çapraz polarizasyonun bastırılmasında kullanılabilmektedir [18]. DGS uygulamaları, mikrodalga filtre tasarımlarında kendine daha çok yer bulmuştur [11]. Küçük boyut

[19, 20], keskin band durdurma kabiliyeti [21], geniş durdurma bandı [22], çoklu band karakteristiği [23] gibi birçok özelliğe ve filtre tiplerine sahip uygulamalar taban iletkeni kusurlu yapılar ile literatürde yer almaktadır. Özellikle bazı uygulamalarda daha keskin geçiş bölgesine sahip filtreler istenebilmektedir ve bu durumda keskinlik faktörü oldukça iyi tasarımlar gerçekleştirmek gerekmektedir [24, 25].

## 1.2 Çalışmanın Amacı

Bu çalışmada filtre tasarımında önemli olan argümanlar ışığında, taban iletkeni kusurlu, alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımları yapılmıştır. İlk iki tasarımda klasik bir mikroşerit alçak geçiren filtre adım adım tasarlanıp frekans karakteristiği çıkarılmıştır ve daha sonra taban iletkenine, çeşitli geometrilerde ve sayılarda kusurlar açılarak yarattığı etkiler analiz edilmiştir. Bu tasarımlarda filtre performansını önemli ölçüde değiştiren daha küçük devre boyutu, keskinlik faktörü gibi argümanlar ele alınmıştır. Üçüncü tasarımda ise diğer iki tasarıma göre oldukça küçük boyutta bir filtre tasarlanmıştır. Filtrenin geniş bir durdurma bandına sahip olması için yapının üst bölümünde uygun değişiklikler yapılmış ve adım adım frekans karakteristiğine etkileri incelenmiştir. Tasarımlarda üç boyutlu simülasyonlar için HFSS [26] ve SONNET [27] tam dalga elektromanyetik simülasyon programları, devre simülasyonları ve hesaplamalar için ise AWR [28], FILPRO [29] ve MATLAB [30] yazılım ortamları kullanılmıştır.

Bu tez çalışmasının ikinci kısmında klasik filtre tasarım teorisi üzerinde durulmuştur. Görüntü parametreleri yöntemi ile filtre tasarımı ve araya girme kaybı yöntemi ile filtre tasarımı incelenmiştir. Bu çalışmada özellikle araya girme kaybı yöntemi kullanılacağı için bu yöntemin detayları ikinci kısımda ayrıntılı olarak anlatılmıştır. İkinci bölümün son kısmında ise tasarım örnekleri verilmiş olup bu tasarımlar AWR, SONNET ve MATLAB yazılım ortamları kullanılarak analiz edilmiştir. Tasarım örneklerinin her adımında MATLAB ortamında yazılan program parçalarından faydalanılmıştır.

Tasarımlarda ilgili empedansa karşılık gelecek hat genişliklerinin bulunmasında kullanılacak olan mikroşerit hat formüllerini içeren mikroşerit hatlar bölümü tezin üçüncü kısmını oluşturmaktadır.

Tezin dördüncü bölümünde mikroşerit filtre tasarımı yer almaktadır. Toplu elemanlı devrelerden iletim hattına geçerek mikroşerit filtre tasarımı için gerekli olan Richards dönüşümü ve Kuroda özdeşlikleri incelenmiş olup Adım Empedansı yöntemi ile filtre tasarımı konusu ele alınmıştır. Bu bölümün sonunda ise bu uygulamaları içeren çeşitli tasarımlar yapılmıştır. Tasarımlarda HFSS ve SONNET elektromanyetik simülasyon programları ile MATLAB yazılımı kullanılmıştır.

Beşinci bölümde çalışmanın ana konusunu oluşturan taban iletkeni kusurlu yapılarla ilişkin genel bir değerlendirme bölümü bulunmaktadır.

Tezin altıncı bölümünü taban iletkeni kusurlu mikroşerit filtre tasarımları oluşturmaktadır. Bu bölümde çalışmanın amacını oluşturan tasarımlar yer almaktadır ve yedinci bölümde sonuçlar ile değerlendirme yapılarak çalışma sonlanmıştır.

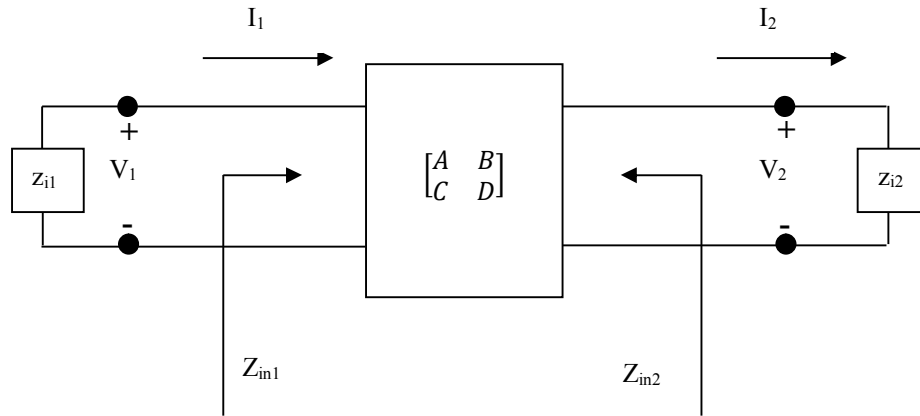


## 2. KLASİK FİLTRE TASARIMI

Bu bölüm klasik filtre tasarım yöntemlerini içermektedir. İlk olarak basit filtreler için oldukça kullanışlı bir yöntem olan görüntü parametreleri yöntemi ile filtre tasarımı yer almaktadır. Son olarak ise literatürde daha yaygın bir şekilde kullanılan araya girme kaybı yöntemi ile filtre tasarımı geniş bir şekilde incelenmiştir. Bu yöntemde yer alan her prototip için gerekli fonksiyonlar MATLAB programıyla kodlanmıştır ve klasik filtre tasarım yöntemleri sonucu elde edilen filtre örnekleri çeşitli kaynaklardan derlenmiş olup hem yazılmış olan MATLAB kodları ile hem de AWR Microwave Office Filter Wizard ve SONNET NETLIST modülleri kullanılarak ilgili tasarımı içeren sonuçlar elde edilmiştir.

### 2.1 Görüntü Parametreleri Yöntemi İle Filtre Tasarımı

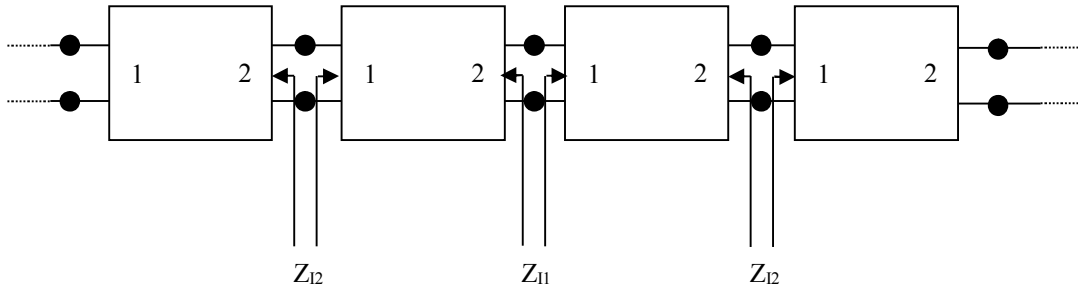
Görüntü parametreleri yöntemi ile filtre tasarımı; basit iki kapılı devrelerin kaskat bağlanması ile oluşan yeni devrenin band durdurma ve geçirme karakteristiklerinin incelenmesi [3] olarak ifade edilebilmektedir. Şekil 2.1’de iki kapılı bir devre ve görüntü parametreleri görülmektedir.



**Şekil 2.1** : Görüntü parametreleri belirtilen iki kapılı bir devre

Kaskat bağlı iki kapılı kayıpsız devreler bir transmisyon hattı gibi davranır. Şekil 2.2’de kaskat bağlı bir devre ve görüntü parametreleri görülmektedir. Simetrik olmayan devrelerde  $\overline{Z}_B = \pm \overline{Z} + \zeta$  olarak iki empedans değeri ve her bölümde  $e^{\pm \gamma d}$  olarak bir iletim faktörü vardır. Bu formun periyodik yapılarıdaki durumunda band

durdurma ve band geçirme karakteristikleri ortaya çıkar ve bu da bir band geçiren filtre oluşturmaktadır. Yansımaları engellemek için uygun yük ile sonlandırma yapıldığında empedans değeri  $\overline{Z_B}$  ve uygunsuz sonlandırma olduğunda ise  $\zeta \neq 0$  olmaktadır. Genellikle filtreler resistif yük sonlandırmaları ile çalıştırılmalıdır ve  $\zeta = 0$  olmadığı sürece (simetrik devreler kullanılması ya da giriş ve çıkışta uygun düzenlemeler yapılması dışında) giriş ve çıkıştaki sonlandırmaların uyumlu hale getirilmesi mümkün olamayabilir. Bu sebeple görüntü parametreleri ile filtre tasarımı yöntemi periyodik yapılardan farklı bazı hususlar içermektedir. Bu yöntem sayesinde sonlu periyodik yapılar ile pratik filtreler arasında geçiş sağlanabilmektedir [31].



**Şekil 2.2 :** Görüntü parametreleri gösterilen kaskat bağlı iki kapılı bir devre

Bu yöntem basit olmakla beraber rastgele frekans cevapları tasarımda kullanılamaz. Bu durum araya girme kaybı ile filtre tasarımından ayrılan bir yönünü belirtmektedir. Bu yöntem basit filtre yapıları için oldukça kullanışlıdır.

## 2.2 Araya Girme Kaybı Yöntemi İle Filtre Tasarımı

Araya girme kaybı; gücün genlik yanıtının 0 dB çizgisinin ne kadar altına düştüğünün ölçüsünü ifade eder. Matematiksel terimlerle (2.1)'deki gibi ifade edilir.

$$IL = 10 \log \frac{P_{in}}{P_L} = -10 \log(1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (2.1)$$

(2.1)'de  $P_L$  yüke aktarılan gücü,  $P_{in}$  kaynaktan giren gücü,  $|\Gamma_{in}|$  ise filtrenin girişinden görülen yansıma katsayısının modülünü ifade eder. (2.1)'de  $|\Gamma_{in}|^2$  frekansın fonksiyonu olan bir çift fonksiyondur. Dolayısıyla  $|\Gamma_{in}|^2$ ,  $\omega^2$ 'li bir polinom olarak ifade edilebilmektedir. Bu durumda (2.2) yazılabilmektedir.

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)} \quad (2.2)$$

(2.2)'de M ve N  $\omega^2$ 'li polinomları ifade etmektedir. (2.1)'de yer alan  $P_{in}/P_L$  (2.2)'deki ifadede yerine yazılırsa (2.3) elde edilmiş olur.

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)} \quad (2.3)$$

Filtre için fiziksel gerçeklemenin yapılabilmesi için filtrenin güç kayıp oranı (2.3)'teki formda olmalıdır. Bu noktada güç kayıp oranının yansıma katsayısının genliği ile sınırlandırılabilir bir büyüklük olduğu ortaya çıkmaktadır.

İdeal durumda mükemmel bir filtrenin geçirme bandında sıfır güç kaybı olması istenir. Bir başka deyişle, araya girme kaybının sıfır olduğu anlamına gelir. Gerçekte ise belli bir miktar güç kaybının olacağı düşünülmelidir. Söndürme bandında ise sonsuz zayıflama ve geçirme bandında sinyal bozulmasını önlemek için lineer faz yanıtı olması mükemmel bir filtreden beklenen diğer durumlardır. Fakat pratikte bu türde filtreler mevcut değildir. Ancak mükemmel filtrelerin sağladığı bu özelliklere yakın sonuçlar sunabilen tasarımlar önemli bir kazanım oluşturmaktadır.

Görüntü parametreleri yöntemi bazı uygulamalar için kullanılabilir filtre yapıları oluşturabilir fakat tasarımı geliştirebilecek metodik bir yol sunmamaktadır. Araya girme kaybı metodu ise geçirme ve durdurma bandında genlik ve faz karakteristiklerinin yüksek derecede kontrolünü sağlamaktadır. Dolayısıyla arzu edilen yanıtların alınmasında sistematik bir çözüm sunmaktadır. Uygulamaların gerektirdiği karakteristikleri sağlamak için tasarımda çeşitli birçok parametrenin uygun şekilde seçilmesi gerekmektedir. Bu yöntemde çeşitli filtre prototipleri kullanılmaktadır. Örneğin tasarımda minimum araya girme kaybı daha önemli ise Butterworth (Maximally Flat) tipinde bir filtre prototipi kullanılmalıdır. Filtrede geçirme bandı ile söndürme bandı arasında keskin geçişlerin olması isteniyorsa Chebyshev tipinde bir filtre prototipi kullanılabilir. Tasarımda zayıflama oranından taviz verilmesi gerekiyorsa lineer faz filtre tasarımı kullanılarak daha iyi bir faz yanıtı elde edilebilmektedir. Her türlü durumda araya girme kaybı metodu, filtre performansının iyileştirilmesi konusunda bir çözüm sunmaktadır.

Araya girme kaybı ile filtre tasarımında birçok filtre prototipi mevcuttur: İlk prototip, genlik cevabının mümkün olduğunca düz olması istenen tasarımlarda kullanılabilen Butterworth prototipi, ikincisi ise söndürme bandında dik inişlerin istendiği geçirme bandının ise düz olmasının gerekli olmadığı durumlarda kullanılan Chebyshev prototipidir. Chebyshev cevabında geçirme bandı dalgalanmasına izin verilir. Butterworth cevabına oranla söndürme bandındaki başlangıç inişleri daha keskindir.

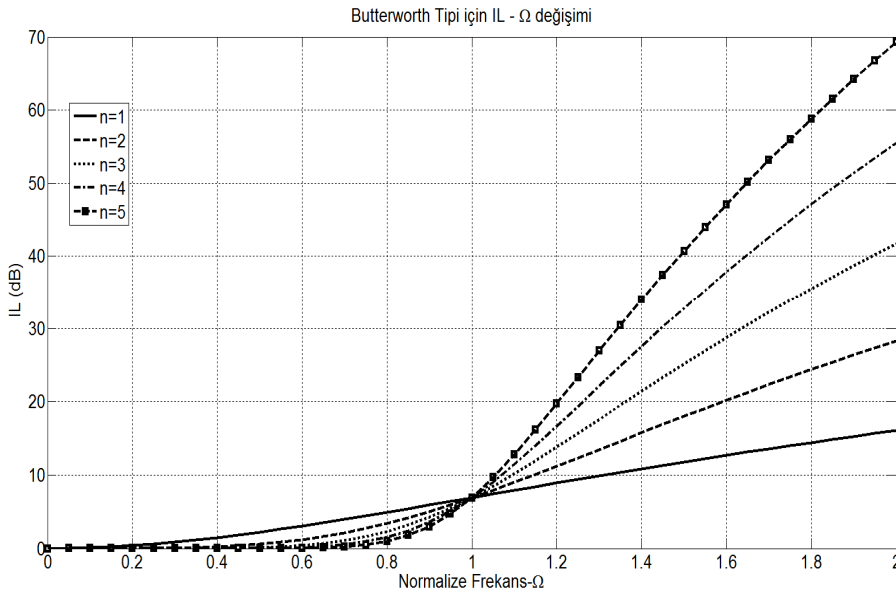
Her iki filtre de başlangıçta normalize alçak geçiren filtre konfigürasyonunda analiz edilir sonra ilgilenilen filtre türüne frekans ve empedans ölçeklemesi yapılarak geçilir [32].

## 2.2.1 Butterworth prototipli filtreler

Butterworth filtreleri zayıflama profilinde dalgalanma olmadığı için maksimum düzlükte filtre olarak da bilinirler. Araya girme kaybı (IL) (2.4)'teki gibi ifade edilir:

$$IL = -10 \log(1 - |\Gamma_{in}|^2) = 10 \log(LF) = 10 \log(1 + a^2 \Omega^{2n}) \quad (2.4)$$

(2.4)'de LF Kayıp Faktörüdür. LF, istenilen zayıflama eğrisinin oluşturulmasında önemli bir role sahiptir. (2.4)'de  $\Omega$  normalize frekansı gösterir ve n filtrenin derecesidir. (2.4)'de genellikle  $a = 1$  seçilir bu durumda  $\Omega = 1$  olur  $IL = 10 \log(2)$  değerini alır bu ise 3-dB kesim frekansını ifade eder [3]. Şekil 2.3'te farklı derecelere ilişkin IL- $\Omega$  değişimi verilmiştir.

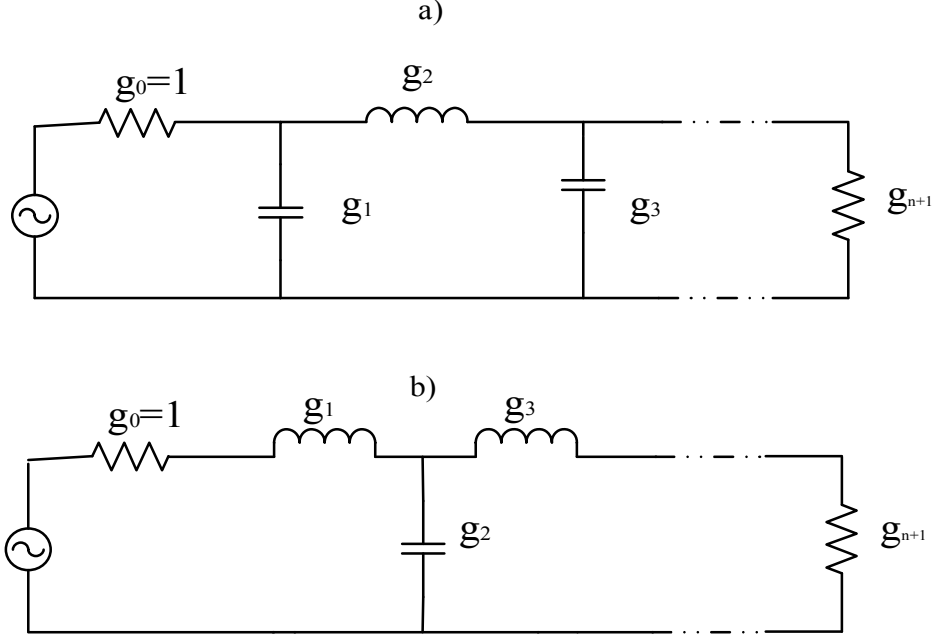


**Şekil 2.3 :** Butterworth prototipi için araya girme kaybı – normalize frekans değişimi  
Butterworth alçak geçiren filtre prototipinin uygun derecesini elde etmek için minimum durdurma bandı zayıflaması  $L_{As}$  değerinin dB olarak  $\Omega_s > 1$  için  $\Omega = \Omega_s$ 'te verilmesi gerekir. Bu durumda Butterworth cevabı için filtre derecesi matematiksel olarak (2.5)'teki gibi ifade edilir.

$$n = \frac{\log(10^{0.1L_{As}-1})}{2 \log(\Omega_s)} \quad (2.5)$$

(2.5)'te  $\Omega_s$  butterworth durdurma bandının başladığı frekanstır. Örneğin,  $L_{As} = 40$  dB and  $\Omega_s = 2$  olarak talep edilmiş ise  $n \geq 6.644$  yani filtre derecesi  $n = 7$  seçilmelidir ki arzu edilen butterworth cevabı elde edilsin [2].

Şekil 2.4'te görülen bu iki devre de aynı karakteristiğe sahip olup alçak geçiren filtre prototiplerinin elde edilmesinde kullanılmaktadır. Filtrenin derecesi elemanların sayısını ifade etmektedir.



**Şekil 2.4 :** Normalize elemanlar ile oluşturulmuş alçak geçiren filtre prototiplerine ilişkin iki tür devre a) Paralel bir eleman ile başlayan prototip. b) Seri bir eleman ile başlayan prototip

Eleman değerleri kaynağın empedansına göre normalize edilmiş değerlerdir. Ayrıca frekansa göre de normalizasyon söz konusudur. Bu parametreler (2.6)'da ifade edilmektedir[13]:

$$g_o = \begin{cases} \text{Kaynak Direnci Şekil 2.4 (a)} \\ \text{Kaynak iletkenliği Şekil 2.4 (b)} \end{cases}$$

$$g_1 \text{ to } g_n = \begin{cases} \text{Seri indüktörler için Endüktans} \\ \text{Paralel kondansatörler için Kapasitans} \end{cases} \quad (2.6)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} \text{Eğer } g_n \text{ paralel kondansatör ise yük direnci} \\ \text{Eğer } g_n \text{ seri indüktör ise yük iletkenliği} \end{cases}$$

Normalize eleman değerlerini elde etmek için (2.7)'de yer alan matematiksel ifadeler kullanılmaktadır. (2.7) kullanılarak  $n=1$ 'den  $n=15$  e kadar olmak üzere tüm derecelere ilişkin normalize eleman değerleri bulunabilmektedir ve bu değerler yazılmış olan MATLAB kodu ile elde edilmiş olup Çizelge 2.1'de gösterilmiştir.

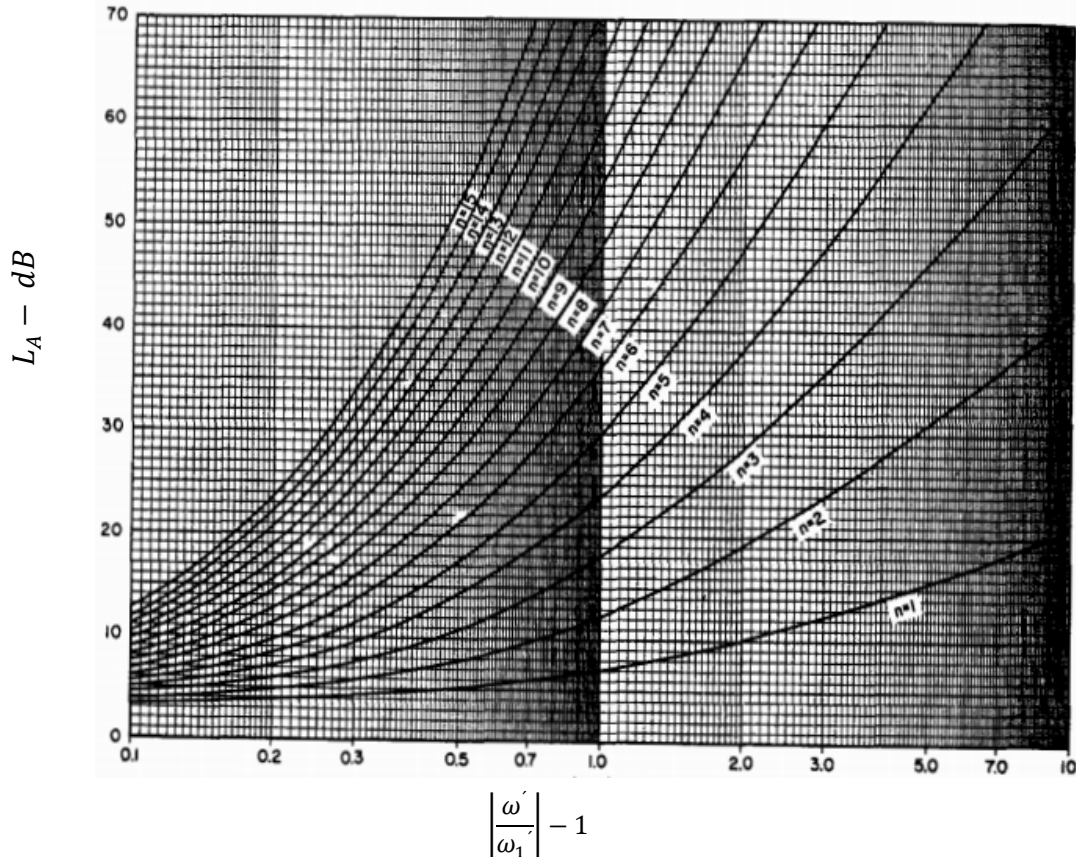
$$g_0 = 1$$

$$g_k = 2 \sin \left[ \frac{(2^{k-1})\pi}{2^n} \right], \quad k = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.7)$$

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

Şekil 2.5'te [1] Butterworth prototipi kullanılırken farklı dereceler için dikkate alınan zayıflama-normalize frekans eğrileri görülmektedir. Şekil 2.5'te normalize frekans

çok çok büyük olduğunda kayıp faktörü  $\Omega^{2n}$  ile artar. Faz yanıtı hakkında bir şey söylenmemektedir.



**Şekil 2.5** : Butterworth prototipindeki filtrelerin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri ( $\omega_1'$ : normalize kesim frekansı)

### 2.2.1.1 Lineer faz Butterworth filtreler

Birçok telsiz haberleşme uygulamalarında lineer faz davranışı genlik geçişi ya da hızlı zayıflamadan daha kritik öneme sahip olabilmektedir. Ne yazık ki lineer faz ve hızlı genlik değişimi birbirine zıt gerekliliklerdir. Eğer lineer faz arzu ediliyor ise fonksiyonun davranışının (2.8)'deki gibi olması istenir :

$$\phi(\Omega) = A_1\Omega(1 + A_2\Omega^{2n}) \quad (2.8)$$

(2.8)'de  $A_1$  ve  $A_2$  keyfi sabitlerdir. Buna bağlı grup gecikmesi  $t_g$  ise (2.9)'daki gibi bulunabilmektedir.

$$t_g = \frac{d\phi(\Omega)}{d\Omega} = A_1[1 + A_2(2n + 1)\Omega^{2n}] \quad (2.9)$$

Dik filtre geçişi ve lineer faz genel anlamda birbirinden gerekli durumlardır. Çünkü bazı uygulamalarda keskinlik faktörünün azaltılması hedeflenebilmektedir [33]. Dolayısıyla ilgili uygulamaların gerektirdiği argümanları karşılayacak tasarımlar yapılmaktadır.

**Çizelge 2.1** : Butterworth prototipine ilişkin normalize eleman değerleri (n=1, 2, 3...15).

n değerleri	g <sub>1</sub>	g <sub>2</sub>	g <sub>3</sub>	g <sub>4</sub>	g <sub>5</sub>	g <sub>6</sub>	g <sub>7</sub>	g <sub>8</sub>	g <sub>9</sub>	g <sub>10</sub>	g <sub>11</sub>	g <sub>12</sub>	g <sub>13</sub>	g <sub>14</sub>	g <sub>15</sub>	g <sub>16</sub>
1	2	1														
2	1.41421	1.4142	1													
3	1	2	1	1												
4	0.7653	1.8477	1.8477	0.7653	1											
5	0.6180	1.6180	2	1.6180	0.6180	1										
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1									
7	0.4450	1.2469	1.8019	2	1.8019	1.2469	0.4450	1								
8	0.3901	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3901	1							
9	0.3472	1	1.5320	1.8793	2	1.8793	1.5320	1	0.3472	1						
10	0.3128	0.9079	1.4142	1.7820	1.9753	1.9753	1.7820	1.4142	0.9079	0.3128	1					
11	0.2846	0.8308	1.3097	1.6825	1.9189	2	1.9189	1.6825	1.3097	0.8308	0.2846	1				
12	0.2610	0.7653	1.2175	1.5867	1.8477	1.9828	1.9828	1.8477	1.5867	1.2175	0.7653	0.2610	1			
13	0.2410	0.7092	1.1361	1.4970	1.7709	1.9418	2	1.9418	1.7709	1.4970	1.1361	0.7092	0.2410	1		
14	0.2239	0.6605	1.0640	1.4142	1.6934	1.8877	1.9874	1.9874	1.8877	1.6934	1.4142	1.0640	0.6605	0.2239	1	
15	0.2090	0.6180	1	1.3382	1.6180	1.8270	1.9562	2	1.9562	1.8270	1.6180	1.3382	1	0.6180	0.2090	1

## 2.2.2 Chebyshev prototipli filtreler

Eşit dalgalanmaya sahip bu prototipteki filtreler (2.10)'daki formda ifade edilen Chebyshev polinomları olarak bilinen fonksiyonel davranışa sahip bir araya girme kaybına dayanır [33].

Chebyshev yanıtına sahip filtre tasarlandığında Butterworth yanıtındaki geçirme bandında sağlanan düz geçiş meydana gelmez. Geçirme bandında dalgalanma meydana gelir [34].

$$IL = 10 \log(LF) = 10 \log(1 + a^2 T_n^2(\Omega)) \quad (2.10)$$

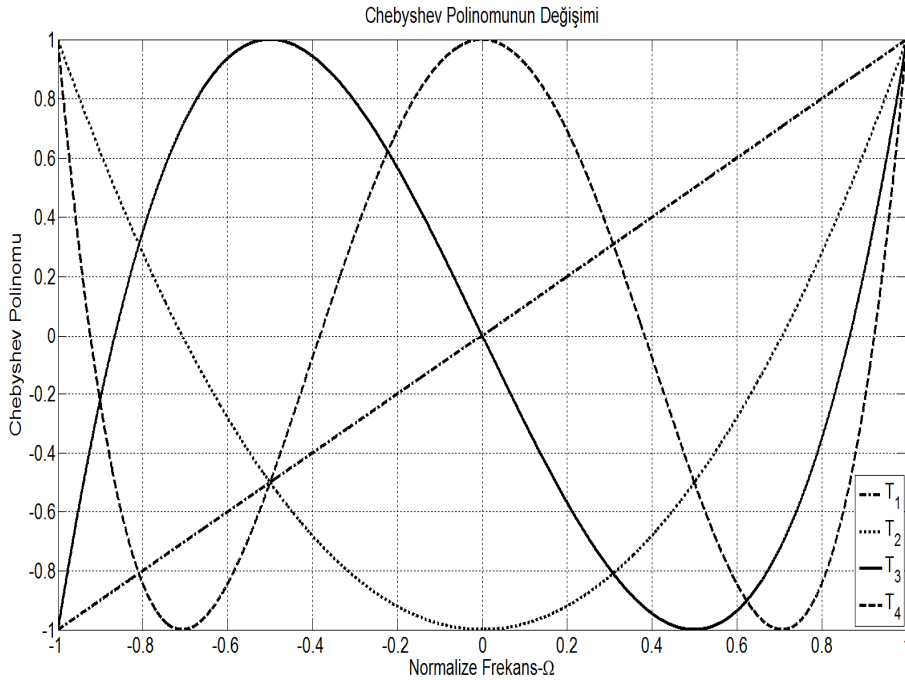
(2.9)'daki  $T_n(\Omega)$  Chebyshev polinomlarıdır ve (2.11)'deki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned} T_n(\Omega) &= \cos(n[\cos^{-1}(\Omega)]), |\Omega| \leq 1 \text{ için} \\ T_n(\Omega) &= \cosh(n[\cosh^{-1}(\Omega)]), |\Omega| \geq 1 \text{ için} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Chebyshev polinomlarının davranışlarını anlayabilmek için normalize frekans  $\Omega$  değerlerinin -1 ile 1 arasında olması gerekir. (2.12)'de ilk 5 terim için Chebyshev polinom ifadeleri verilmiştir:

$$T_0 = 1, T_1 = \Omega, T_2 = -1 + 2\Omega^2, T_3 = -3\Omega + 4\Omega^3, T_4 = 1 - 8\Omega^2 + 8\Omega^4 \quad (2.12)$$

İlk iki terimin davranışı sabit ve lineer bir fonksiyon olup son üç terim ise sırasıyla kuadratik, kübik ve 4. Dereceden fonksiyonları içerir. Bu durum Şekil 2.6'da görülmektedir.

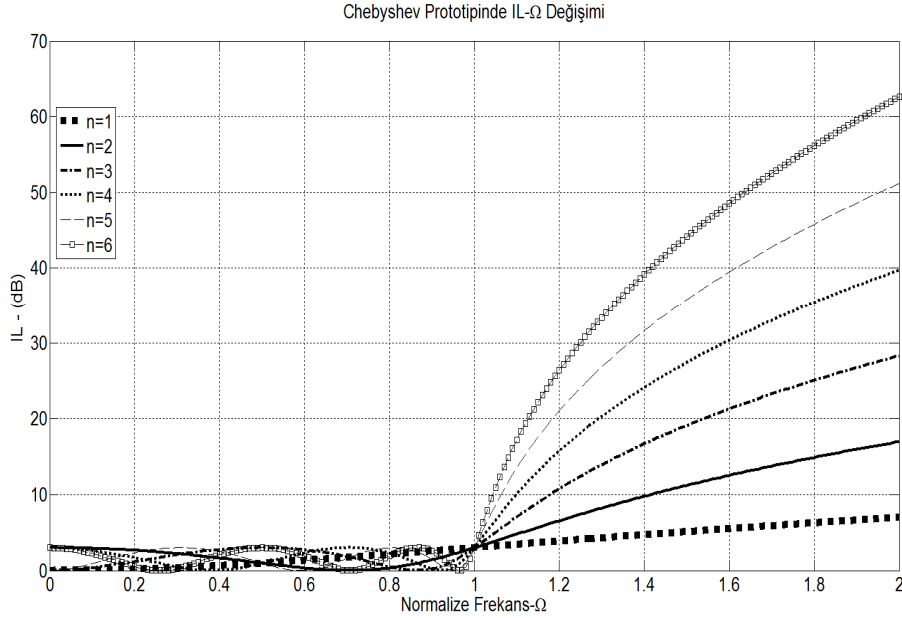


Şekil 2.6 : Chebyshev polinomunun normalize frekansa göre değişimi



Şekil 2.6'da görüldüğü gibi tüm polinomlar +1 ile -1 arasında gidip gelmektedir ve eşit dalgalanma söz konusudur.

(2.11) ve (2.12)'den hareketle  $a=1$  ve  $\Omega=1$  durumunda araya girme kaybı ifadesi 3 dB çıkmaktadır. Bu durum geçirme bandında düzgün dağılımı ifade eden 3-dB seviyesini göstermektedir (Şekil 2.7).



**Şekil 2.7** : Chebyshev prototipinde araya girme kaybı-normalize frekans değişimi  
Durdurma bandındaki eşit dalgalanmanın başladığı normalize frekansta ( $\Omega=\Omega_s$  için)  $L_{Ar}$  [dB] gerekli geçirme bandı dalgalanma seviyesi ve  $L_{As}$  [dB] durdurma bandındaki minimum zayıflama değeri biliniyorsa Chebyshev prototipi için gerekli minimum eleman sayısı (2.13) ile bulunabilmektedir.

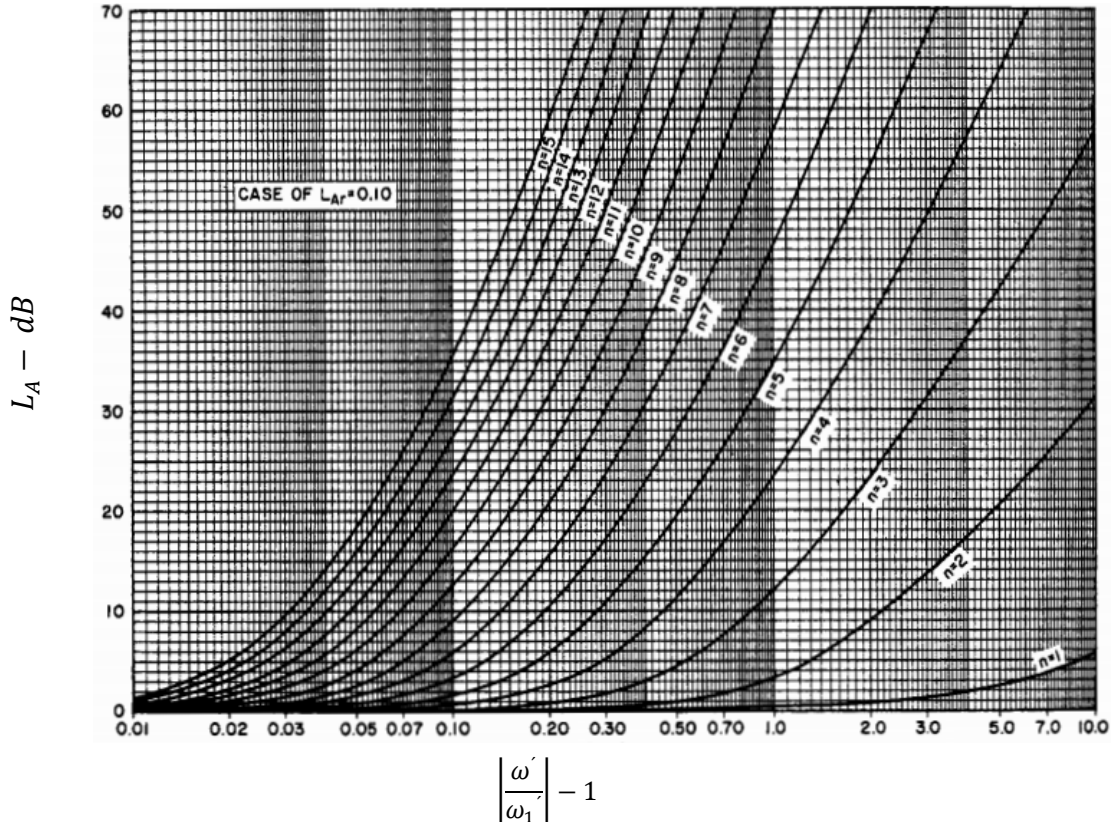
$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}-1}}{10^{0.1L_{Ar}-1}}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (2.13)$$

(2.13)'e göre Butterworth prototipinde kullanılmış olan örnek düşünülürse  $\Omega_s=2$ 'de  $L_{As} \geq 40$  dB ve  $L_{Ar} = 0.1$  dB için Chebyshev yanıtı  $n \geq 5.45$  çıkmaktadır. Bu durumda minimum eleman sayısı 6 olarak bulunmuş olur [2].

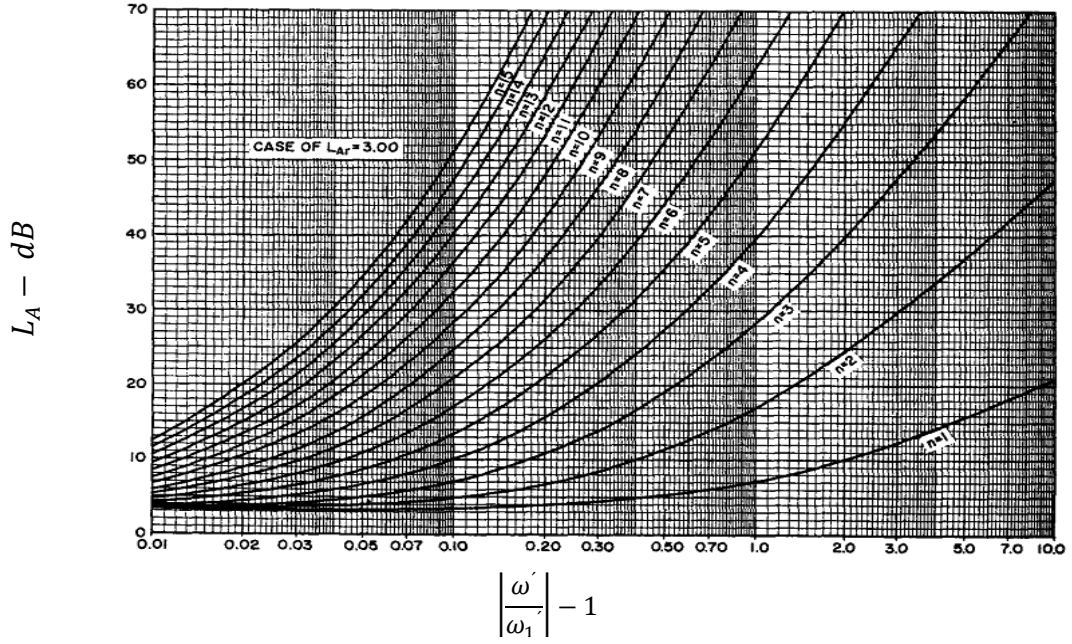
Şekil 2.4'de yer alan devreler ile (2.14)'te yer alan ifadeler kullanılarak  $g_0$ 'dan  $g_{n+1}$  'e kadarki Chebyshev prototipine ilişkin normalize eleman değerleri bulunabilmektedir.  $n=1$  'den  $n=15$ 'e kadar olmak üzere tüm derecelere ilişkin normalize eleman değerleri (2.14) kullanılarak MATLAB ortamında yazılan kodlar ile  $L_{Ar}=0.1$  dB ve  $L_{Ar}=3$  dB için bulunmuştur ve Çizelge 2.2 ile Çizelge 2.3'de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
g_0 &= 1 \\
g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\
g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} * \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad i = 2, 3, \dots \\
g_{n+1} &= \begin{cases} 1.0 & n \text{ tek ise;} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & n \text{ çift ise;} \end{cases} \\
\beta &= \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \\
\gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Farklı dalgalanma seviyeleri için elde edilen normalize eleman değerlerine [1]'den ulaşılabilir. Şekil 2.8'de ve Şekil 2.9'da Chebyshev prototipindeki filtreler için  $L_{Ar}=0.1\text{dB}$  ve  $L_{Ar}=3\text{ dB}$  seviyelerindeki  $n=1$ 'den 15'e kadar elde edilen zayıflama karakteristikleri [2]'de olduğu gibi verilmektedir. Farklı dalgalanma seviyeleri için elde edilen zayıflama karakteristiklerine [1]'den ulaşılabilir.



**Şekil 2.8** : Chebyshev prototipindeki filtrelerin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri ( $\omega_1'$ : normalize kesim frekansı ve  $L_{Ar}=0.1\text{ dB}$ )

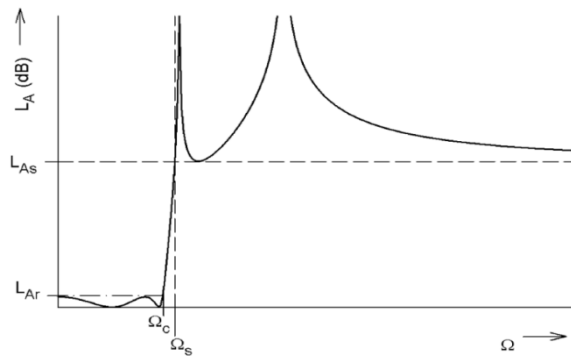


**Şekil 2.9 :** Chebyshev prototipindeki filtrelerin farklı derecelerdeki zayıflama karakteristikleri ( $\omega_1'$ : normalize kesim frekansı ve  $L_{Ar}=3$  dB)

Chebyshev tipi filtrenin zayıflama profili daha dik bir geçişe sahiptir. Eğer geçirme bandından söndürme bandına keskin bir geçiş isteniyorsa Chebyshev filtre tasarımı daha uygun bir seçim olmaktadır [33].

### 2.2.3 Eliptik prototipli filtreler

Şekil 2.10'da [2]'den alınan eliptik fonksiyonlu alçak geçiren filtre prototipine ilişkin frekans cevabı görülmektedir. Şekil 2.10'da görüldüğü gibi eliptik filtrenin frekans cevabında geçirme bandında da durdurma bandında da eşit dalgalanmalar söz konudur. Burada  $\Omega_s$  durdurma bandının başladığı dalgalanma seviyesini,  $\Omega_c$  normalize kesim frekansını,  $L_{As}$  ise durdurma bandındaki minimum geriye dönüş kaybını ifade etmektedir.



**Şekil 2.10 :** Eliptik fonksiyonlu alçak geçiren cevabı

**Çizelge 2.2 :** Chebyshev prototipine ilişkin normalize eleman değerleri ( $n=1, 2, 3 \dots 15$ ) ve  $L_{Ar}=0.1$  dB.

n değerleri	g <sub>1</sub>	g <sub>2</sub>	g <sub>3</sub>	g <sub>4</sub>	g <sub>5</sub>	g <sub>6</sub>	g <sub>7</sub>	g <sub>8</sub>	g <sub>9</sub>	g <sub>10</sub>	g <sub>11</sub>	g <sub>12</sub>	g <sub>13</sub>	g <sub>14</sub>	g <sub>15</sub>	g <sub>16</sub>
1	0.3053	1.0000														
2	0.8431	0.6220	1.3554													
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0000												
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554											
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0000										
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554									
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0000								
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554							
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0000						
10	1.2000	1.4482	2.1445	1.6266	2.2254	1.6419	2.2046	1.5822	1.9629	0.8853	1.3554					
11	1.2031	1.4523	2.1515	1.6332	2.2378	1.6559	2.2378	1.6332	2.1515	1.4523	1.2031	1.0000				
12	1.2055	1.4554	2.1566	1.6379	2.2462	1.6646	2.2562	1.6572	2.2200	1.5911	1.9726	0.8894	1.3554			
13	1.2074	1.4578	2.1605	1.6414	2.2521	1.6704	2.2675	1.6704	2.2521	1.6414	2.1605	1.4578	1.2074	1.0000		
14	1.2089	1.4596	2.1636	1.6441	2.2564	1.6745	2.2751	1.6785	2.2696	1.6648	2.2283	1.5963	1.9784	0.8919	1.3554	
15	1.2101	1.4612	2.1660	1.6461	2.2598	1.6776	2.2804	1.6839	2.2804	1.6776	2.2598	1.6461	2.1660	1.4612	1.2101	1.0000

**Çizelge 2.3 :** Chebyshev prototipine ilişkin normalize eleman değerleri (n=1, 2, 3...15) ve  $L_{Ar}=3$  dB

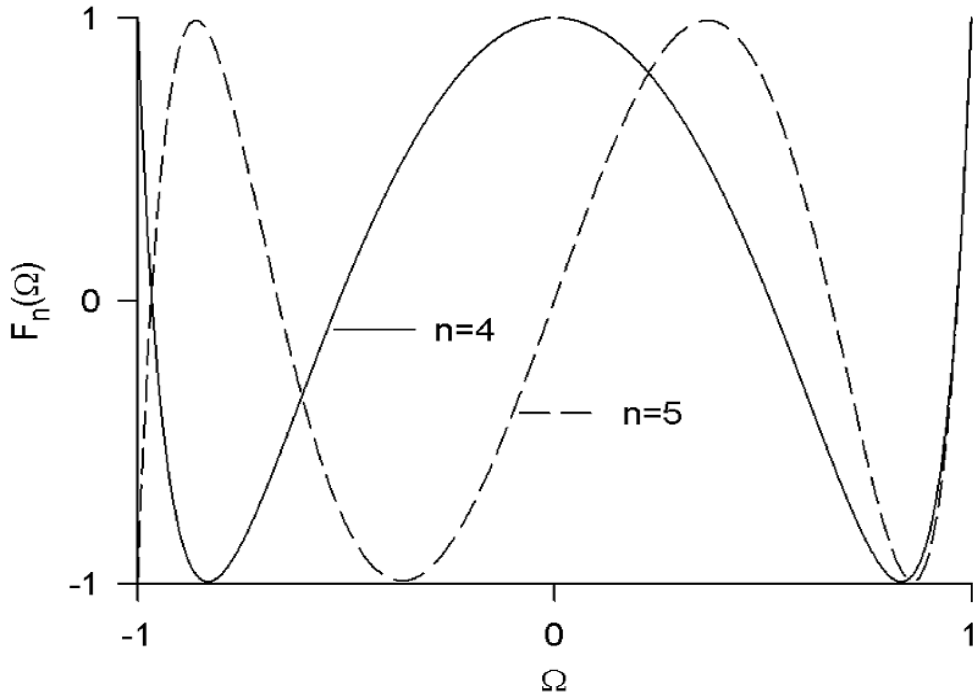
n değerleri	g <sub>1</sub>	g <sub>2</sub>	g <sub>3</sub>	g <sub>4</sub>	g <sub>5</sub>	g <sub>6</sub>	g <sub>7</sub>	g <sub>8</sub>	g <sub>9</sub>	g <sub>10</sub>	g <sub>11</sub>	g <sub>12</sub>	g <sub>13</sub>	g <sub>14</sub>	g <sub>15</sub>	g <sub>16</sub>
1	1.9954	1.0000														
2	3.1014	0.5339	5.8095													
3	3.3489	0.7117	3.3489	1.0000												
4	3.4391	0.7483	4.3473	0.5920	5.8095											
5	3.4815	0.7619	4.5378	0.7619	3.4815	1.0000										
6	3.5047	0.7685	4.6063	0.7929	4.4643	0.6033	5.8095									
7	6.4783	0.4439	8.2174	0.4591	8.2174	0.4439	6.4783	1.0000								
8	3.5279	0.7745	4.6577	0.8089	4.6993	0.8017	4.4993	0.6073	5.8095							
9	3.5341	0.7760	4.6693	0.8118	4.7273	0.8118	4.6693	0.7760	3.5341	1.0000						
10	3.5386	0.7771	4.6770	0.8135	4.7427	0.8164	4.7263	0.8051	4.5144	0.6091	5.8095					
11	3.5420	0.7779	4.6825	0.8147	4.7523	0.8189	4.7523	0.8147	4.6825	0.7779	3.5420	1.0000				
12	3.5445	0.7785	4.6865	0.8156	4.7586	0.8205	4.7664	0.8191	4.7381	0.8067	4.5224	0.6101	5.8095			
13	3.5465	0.7789	4.6896	0.8162	4.7631	0.8215	4.7751	0.8215	4.7631	0.8162	4.6896	0.7789	3.5465	1.0000		
14	3.5480	0.7793	4.6919	0.8167	4.7664	0.8222	4.7808	0.8229	4.7766	0.8205	4.7444	0.8076	4.5272	0.6107	5.8095	
15	3.5493	0.7796	4.6938	0.8170	4.7689	0.8227	4.7847	0.8239	4.7847	0.8227	4.7689	0.8170	4.6938	0.7796	3.5493	1.0000

Eliptik fonksiyonlu alçak geçiren filtre prototipindeki araya girme kaybı ifadesi:

$$IL = -10 \log(1 - |\Gamma_{in}|^2) = 10 \log(LF) = 10 \log(1 + a^2 F_n^2(\Omega)) \quad (2.15 a)$$

$$F_n(\Omega) \begin{cases} M \frac{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{n/2} (\Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2)} & n \text{ çift için} \\ M \frac{\Omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_i^2 - \Omega^2)}{\prod_{i=1}^{(n-1)/2} (\Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2)} & n \text{ tek için} \end{cases} \quad (2.15 b)$$

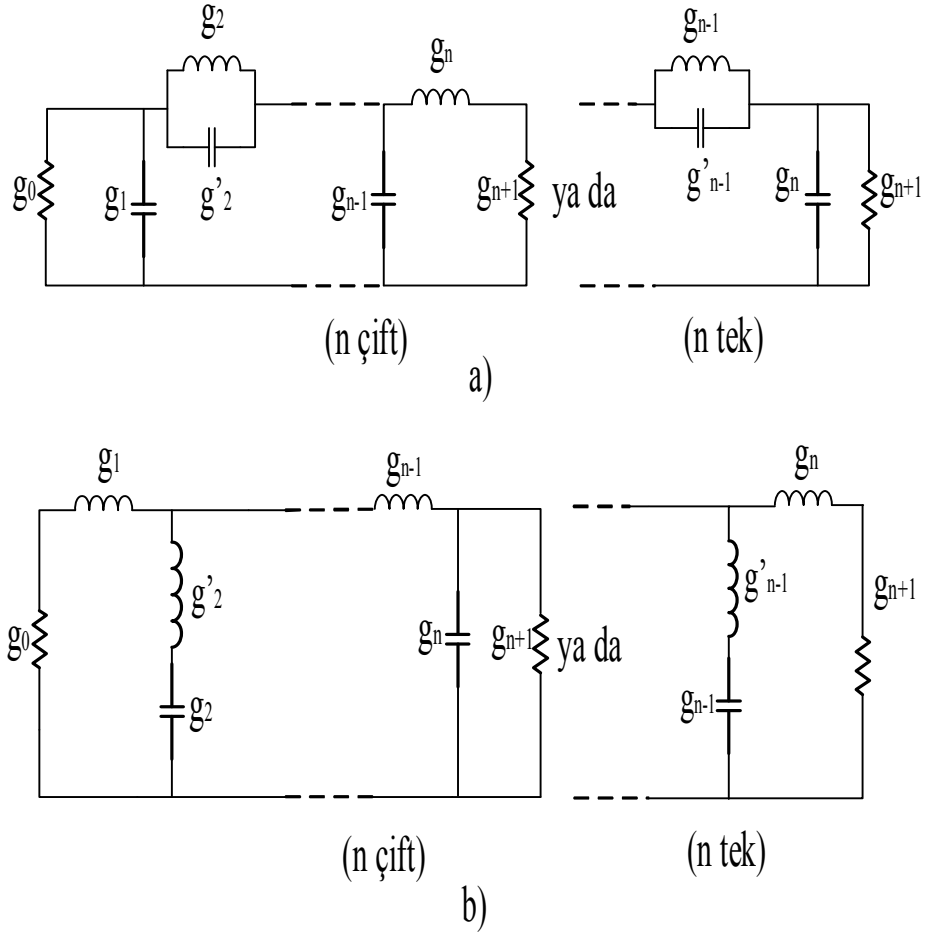
olarak verilir. (2.15 b)'de yer alan  $\Omega_i$  ( $0 < \Omega_i < 1$ ) ve  $\Omega_s$  ( $\Omega_s > 1$ ) bazı kritik frekansları temsil etmektedir. M ve N ise [35] ve [36]'da tanımlanan sabitlerdir.  $F_n(\Omega)$  fonksiyonu  $|\Omega| \leq 1$  için +1 ile -1 arasında osilasyon yapmaktadır (Şekil 2.11 [2]).



Şekil 2.11 : Eliptik fonksiyonun değişimi

Eliptik fonksiyonlu alçak geçiren filtre prototipleri için iki devre topolojisi kullanılmaktadır (Şekil 2.12 [2]). Şekil 2.12 a'da yer alan seri olan paralel rezonans devreleri rezonans durumunda açık devre özelliği göstererek iletimi durdurdularından sonlu frekansta transmisyon sıfırlarına sahiptir. Şekil 2.12 a'da yer alan  $g_i$  i tek için ( $i=1,3, \dots$ ) paralel kapasitörün kapasitansı,  $g_i$  i çift için ( $i=2, 4, \dots$ ) indüktörün indüktansı,  $g'_i$ , i çift için ( $i=2, 4, \dots$ ) seri bağlanmış paralel-rezonans devresindeki kondansatörün kapasitansını temsil etmektedir. Dual formda ise Şekil 2.12 b'de paralel bağlı seri-rezonans devreleri rezonans durumunda iletimi durdurucu etki yaptığından transmisyon sıfırlarına sahiptir. Şekil 2.12 b'da yer alan  $g_i$  i tek için ( $i=1, 3, \dots$ ) seri indüktörün indüktansı,  $g_i$  i çift için ( $i=2, 4, \dots$ ) kondansatörün

kapasitansı ,  $g'_i$ ,  $i$  çift için ( $i=2, 4, \dots$ ) paralel bağlanmış seri-rezonans devresindeki indüktörün indüktansını temsil etmektedir.



**Şekil 2.12** : Eliptik fonksiyonlu filtreler için alçak geçiren filtre prototipleri a) seri paralel-rezonans dalları b) paralel seri-rezonans dalları

Butterworth ve Chebyshev alçak geçiren filtre prototiplerine göre Eliptik prototipli filtrelerin eleman değerlerinin elde edilmesinde basit bir formül yoktur. Şekil 2.12'deki bir devre topolojisi için hem kaynak hem de yük uygun sonlandırılırsa ( $g_0=g_{n+1}=1$ ) Çizelge 2.4'de yer alan değerler eliptik fonksiyonlu alçak geçiren filtre prototipi için uygun sonuçlar elde edilmesini sağlamaktadır. Bu normalize eleman değerleri  $L_{Ar}=0.1$  dB geçirme bandı dalgalanma seviyesinde, normalize frekansta ( $\Omega_c=1$ ) ve  $\Omega_s$ 'in yani durdurma bandında eşit dalgalanmanın başladığı frekansların farklı değerleri için verilmiştir. Ayrıca durdurma bandındaki minimum araya girme kaybı değeride Çizelge 2.4'de [2] yer almaktadır. Eliptik prototipli filtreler için daha detaylı bilgi [37] ve [38]'den edinilebilir.

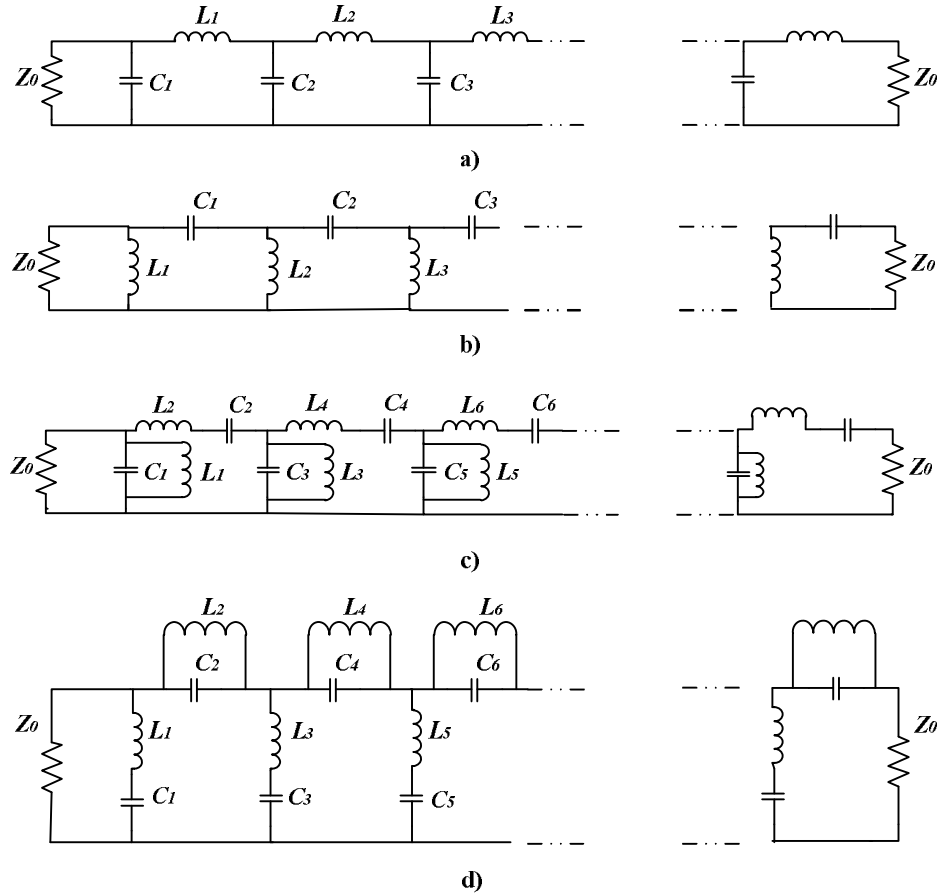
**Çizelge 2.4 : Eliptik Fonksiyonlu filtreye ilişkin normalize eleman değerleri**

n	$\Omega_s$	$L_{As}$ dB	$g_1$	$g_2$	$g_2'$	$g_3$	$g_4$	$g_4'$	$g_5$	$g_6$	$g_6'$	$g_7$
3	1.45	13.57	0.74	0.71	0.54	0.74						
	1.70	18.86	0.83	0.84	0.33	0.83						
	2.00	24.00	0.89	0.94	0.21	0.89						
	2.50	30.52	0.95	1.02	0.12	0.95						
4	1.20	12.09	0.38	0.57	1.10	1.12	0.92					
	1.24	14.13	0.43	0.65	0.90	1.14	0.93					
	1.30	16.53	0.49	0.73	0.72	1.17	0.93					
	1.40	20.30	0.57	0.85	0.53	1.21	0.93					
	1.50	23.74	0.63	0.94	0.40	1.25	0.94					
	1.71	29.53	0.71	1.07	0.27	1.30	0.93					
2.00	36.04	0.78	1.18	0.18	1.33	0.94						
5	1.05	13.89	0.71	0.77	0.74	1.13	0.20	4.38	0.05			
	1.10	20.03	0.81	0.92	0.49	1.22	0.37	2.13	0.30			
	1.15	24.55	0.88	1.01	0.38	1.31	0.50	1.44	0.43			
	1.20	28.30	0.91	1.07	0.32	1.38	0.60	1.09	0.53			
	1.25	31.50	0.94	1.11	0.27	1.44	0.69	0.88	0.60			
	1.30	34.25	0.97	1.14	0.24	1.49	0.75	0.74	0.66			
	1.41	39.60	1.01	1.19	0.18	1.58	0.86	0.54	0.76			
	1.61	47.57	1.04	1.24	0.12	1.68	1.00	0.35	0.87			
	1.82	54.02	1.07	1.27	0.09	1.75	1.01	0.25	0.94			
2.00	58.91	1.09	1.29	0.07	1.79	1.14	0.20	0.98				
6	1.05	18.68	0.44	0.72	0.91	0.83	0.36	2.45	0.80	0.10		
	1.10	26.23	0.58	0.89	0.61	0.97	0.59	1.36	0.94	1.01		
	1.16	32.41	0.65	1.00	0.46	1.09	0.77	0.93	1.04	1.02		
	1.25	39.98	0.74	1.12	0.33	1.23	0.97	0.63	1.14	1.03		
	1.30	43.41	0.78	1.16	0.29	1.28	1.06	0.53	1.18	1.03		
	1.40	48.93	0.83	1.22	0.23	1.36	1.17	0.41	1.24	1.03		
	1.60	58.42	0.88	1.31	0.16	1.48	1.34	0.28	1.31	1.03		
	1.70	62.75	0.91	1.34	0.13	1.52	1.40	0.23	1.34	1.04		
	1.79	66.02	0.93	1.36	0.12	1.55	1.45	0.20	1.36	1.04		
1.89	69.31	0.93	1.38	0.11	1.58	1.48	0.18	1.38	1.04			
7	1.05	30.51	0.92	1.08	0.34	1.10	0.41	2.21	0.84	0.50	2.21	0.41
	1.10	39.35	0.99	1.17	0.24	1.28	0.60	1.36	1.04	0.68	1.36	0.59
	1.15	45.70	1.03	1.22	0.19	1.58	0.10	0.59	1.24	0.52	0.58	0.44
	1.25	55.43	1.07	1.28	0.14	1.71	1.13	0.41	1.41	0.71	0.41	0.62
	1.30	59.30	1.08	1.29	0.12	1.75	1.18	0.36	1.48	0.78	0.36	0.68
	1.41	66.78	1.10	1.32	0.09	1.82	1.26	0.28	1.59	0.90	0.28	0.78
	1.50	72.12	1.12	1.34	0.08	1.76	1.15	0.38	1.64	1.13	0.37	0.96
	1.61	77.94	1.13	1.35	0.06	1.99	1.35	0.20	1.72	1.04	0.2	0.90
	1.70	81.76	1.13	1.36	0.06	1.92	1.37	0.17	1.76	1.08	0.17	0.92
	1.82	86.98	1.14	1.37	0.05	1.95	1.40	0.15	1.13	1.13	0.14	0.96



## 2.2.4 Empedans ve frekans ölçekleme işlemleri

Klasik filtre tasarımındaki ilk adımda tasarımın gerektirdiği uygun prototipin seçilerek normalize değerlerin bulunması söz konusudur. Her prototipte elde edilen normalize değerleri ilgili empedansa göre normalize edilmiştir ve alçak geçiren filtre tabanlı prototiplerdir. Bu aşamadan sonra arzu edilen tasarımın gerektirdiği band aralıklarına ve ilgili empedansa göre ölçeklemenin yapılması gereklidir. Bu dönüşümlerin yapılması için uygun fonksiyonların seçilip alçak geçiren filtre yapısından band geçiren, yüksek geçiren veya band söndüren filtre yapılarına frekans eşleştirilmesi yapılmalıdır. Yeni filtrenin eleman değerleri ise empedans dönüşümü yapıldığında elde edilmiş olur. Şekil 2.13'de 4 temel filtre karakteristiklerinin elde edilmesinde kullanılan devre topolojileri görülmektedir.



**Şekil 2.13** : 4 Temel filtre topolojisi a) alçak geçiren filtre b) yüksek geçiren filtre c) band geçiren filtre d) band söndüren filtre

Bu 4 temel filtre yapısındaki eleman değerlerinin bulunmasında kullanılan, empedans ve frekans ölçekleme denklemleri (2.16), (2.17), (2.18) ve (2.19)'da [39] bulunmaktadır.

*Alçak Geçiren Filtre :*

$$\frac{\omega}{\omega_c} \leftarrow \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$L_{k/2} = g_k \frac{Z_0}{\omega_0} \quad k = 2,4,6,K \quad , \quad C_{(k+1)/2} = g_k \frac{1}{Z_0 \omega_0} \quad k = 1,3,5,K \quad (2.16)$$

*Yüksek Geçiren Filtre :*

$$\frac{\omega}{\omega_c} \leftarrow -\frac{\omega}{\omega_0}$$

$$L_{k/2} = \frac{Z_0}{g_k \omega_0} \quad k = 2,4,6,K \quad , \quad C_{(k+1)/2} = \frac{1}{g_k Z_0 \omega_0} \quad k = 1,3,5,K \quad (2.17)$$

*Band Geçiren Filtre :*

$$\frac{\omega}{\omega_c} \leftarrow \frac{\omega_0}{BW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad BW = \omega_2 - \omega_1$$

$$L_k = g_k \frac{Z_0}{BW} C_k = \frac{BW}{g_k Z_0 \omega_0^2} \quad k = 2,4,6.. \quad (2.18)$$

$$L_k = \frac{BW Z_0}{g_k \omega_0^2} C_k = g_k \frac{1}{BW Z_0} \quad k = 1,3,5..$$

*Band Söndüren Filtre :*

$$\frac{\omega_c}{\omega} \leftarrow -\frac{\omega_0}{BW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad BW = \omega_2 - \omega_1$$

$$L_k = g_k \frac{Z_0 BW}{\omega_0^2} C_k = \frac{1}{g_k Z_0 BW} \quad k = 2,4,6.. \quad (2.19)$$

$$L_k = \frac{Z_0}{g_k BW} C_k = g_k \frac{BW}{Z_0 \omega_0^2} \quad k = 1,3,5..$$

Her denklem takımında yer alan ilk denklem arzu edilen yanıtın elde edilmesi için gerekli frekans ölçeklemesini tanımlamaktadır.  $Z_0$  empedans seviyesini,  $g_k$  alçak geçiren filtre prototipinin eleman değerlerini  $\omega_c$  alçak geçiren filtren prototipinin kesim frekansını ve  $\omega_0$  ise yeni filtrenin kesim frekansını ifade etmektedir. Eğer yeni filtre alçak geçiren veya yüksek geçiren bir filtre ise;  $\omega_0$  köşe frekansını, band geçiren veya band söndüren bir filtre ise;  $\omega_0$ ;  $\omega_1$  ve  $\omega_2$ 'den oluşan iki köşe frekansı ile tanımlanan bir merkez frekansını ifade etmektedir. Band genişliği parametresi  $BW$  ise band geçiren ve band söndüren filtre yapıları için tanımlanmıştır [39].

## 2.2.5 Tasarım örnekleri

Bu bölümde literatürden çeşitli örnekler seçilerek klasik filtre tasarım yöntemleri yardımıyla filtre tasarımları yapılmıştır.

Öncelikle yazılmış olan MATLAB kodundan normalize eleman değerleri bulunur. Sonrasında ise frekans ve empedans ölçeklemesini içeren MATLAB kodu kullanılır. Böylece ilgili filtrenin eleman değerleri bulunmuş olur. Bu eleman değerleri SONNET programında yer alan NETLIST bölümünde ilgili kısımlara girilir ve SONNET'te devre simülasyonu yapılarak istenen devrenin ilgili yanıtları elde edilmiş olur. Ayrıca AWR Microwave Office programında yer alan Filter Wizard modülü kullanılarak arzu edilen tasarım elde edilir ve bulunan SONNET ve AWR sonuçları tek bir grafikte çizilmiş olur.

### 2.2.5.1 5. dereceden Chebyshev tipi alçak geçiren filtre tasarımı

Bu örnekte chebyshev tipi filtre tasarımı amaçlanmaktadır. Kesim frekansı  $f_0=1$  GHz, dalgalanma seviyesi 0.1 dB, girişi ve çıkışı  $50\Omega$  ile sonlandırılmış bir alçak geçiren filtre tasarımı yapılmak isteniyor [39]. Öncelikle MATLAB kodundan normalize eleman değerleri bulunur. Şekil 2.14'de normalize eleman değerlerini bulan MATLAB kodundan bir bölüm görülmektedir.

Şekil 2.14'de yer alan kod bölümü ile normalize eleman değerleri  $g_1=1.1468$ ,  $g_2=1.3712$ ,  $g_3=1.9750$ ,  $g_4=1.3712$ ,  $g_5=1.1468$ ,  $g_6=1.0000$  olarak bulunur. Alçak geçiren filtre yapılması istendiğinden empedans ve frekans ölçeklemesi için yazılmış olan MATLAB kodu ile eleman değerleri elde edilmiş olur.

```

else if (PT=='C') % C: Chebyshev
    go=1 %Normalize Kaynak Empedansı
    L_Ar=input('Chebyshev dalgalanma seviyesini giriniz:'); % Dalgalanma Seviyesi
    Beta=log(coth(L_Ar/17.37));
    Gama=sinh(Beta/(2*n));
    for i=1:1:n
        a(i)=sin(((2*i)-1)*pi)/(2*n))
        b(i)=(Gama*Gama)+(sin(i.*pi/n).*sin(i.*pi/n))
    end
        for k=2:1:n
            g(1)=(2*a(1))/Gama%1. Normalize eleman değeri
            g(k)=(4*a(k-1).*a(k))./(b(k-1).*g(k-1))% Normalize eleman değerleri
        end

    if (mod(n,2)==1)
        gnarti1=1%Normalize Kaynak Empedansı
    else if (mod(n,2)==0)
        gnarti1=coth(Beta/4)*coth(Beta/4)%Normalize Kaynak Empedansı
    end
    end
    g=[ g gnarti1]%Son Normalize eleman değerleri
end
end

```

**Şekil 2.14 :** Chebyshev prototipinde normalize eleman değerlerini bulan kod bölümü

Şekil 2.15'te empedans ve frekans ölçeklemesine ilişkin kod parçasından elde edilen eleman değerleri sırasıyla  $C_1=3.65$  pF,  $L_2=10.91$  nH,  $C_3=6.29$  pF,  $L_4=10.91$  nH,  $C_5=3.65$  pF bulunmuştur.

Elde edilen bu değerler ile devre topolojisi SONNET programının NETLIST modülünde oluşturulur. NETLIST arayüzünde her bir pasif elemanın uçlarının hangi düğümlere bağlanacağı, eleman değeri bilgileri ve eleman türü ile kaynak empedans bilgileri istenmektedir. Bu bilgiler ilgili yerlere girilir ve devre simülasyonu yapılarak s-parametreleri ile grup gecikmesi grafikleri elde edilmiş olur (Şekil 2.16).

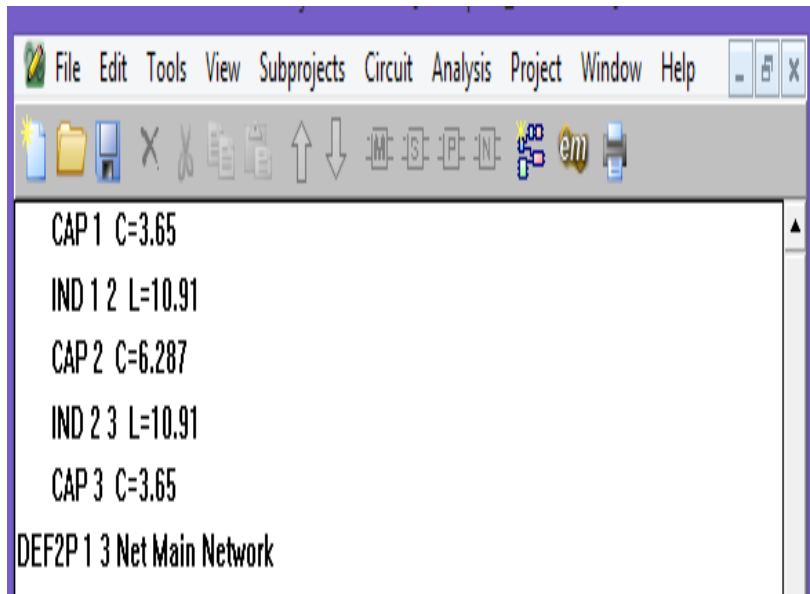
```

%Bu bölümde yapılan işlem Tercih edilen filtre türüne uygun empedans ve
%frekans ölçeklendirilmesinin gerçekleştirilmesidir.
FT=input('Hangi türde Filtre tasarlamak istiyorsunuz : AGF/YGF/[BGF/BSF [AGF] :','s')
Zo=input('Kaynak ve Yük Empedans Değerini Giriniz :')
fo=input('Çalışma Frekansını Giriniz : ')
wo=2*pi*fo*1e9
%Alçak Geçiren Filtre
if (FT=='AGF')
for z=1:1:n
if (mod(z,2)==0)
L(z)=(g(z)*Zo)/wo;
else if (mod(z,2)==1)
C(z)=g(z)/(Zo*wo);
end
end
end
end

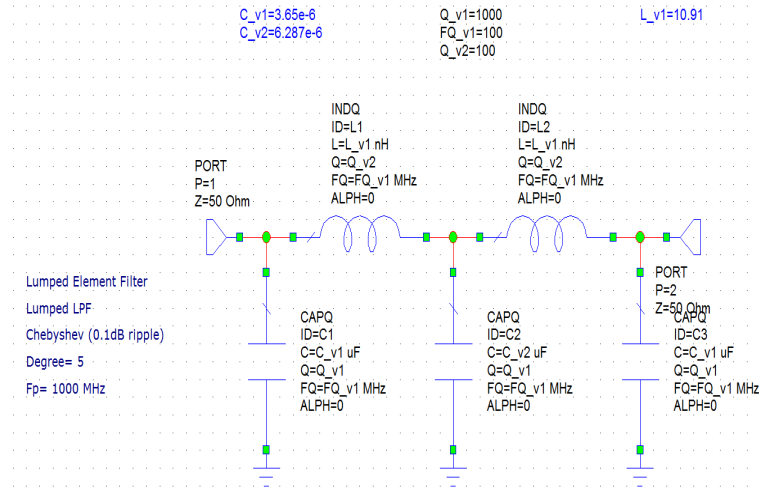
```

**Şekil 2.15 :** Empedans ve frekans ölçeklemesine ilişkin kod bölümü

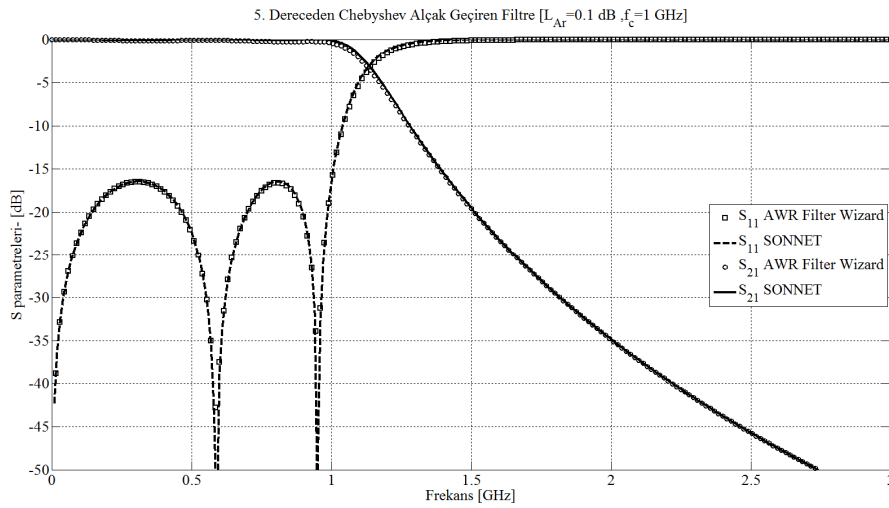
Ayrıca AWR Microwave Office programının Filter Wizard modülü kullanılarak devre simülasyonu yapılır ve s-parametreleri ile grup gecikmesi grafikleri çıkarılır (Şekil 2.17).



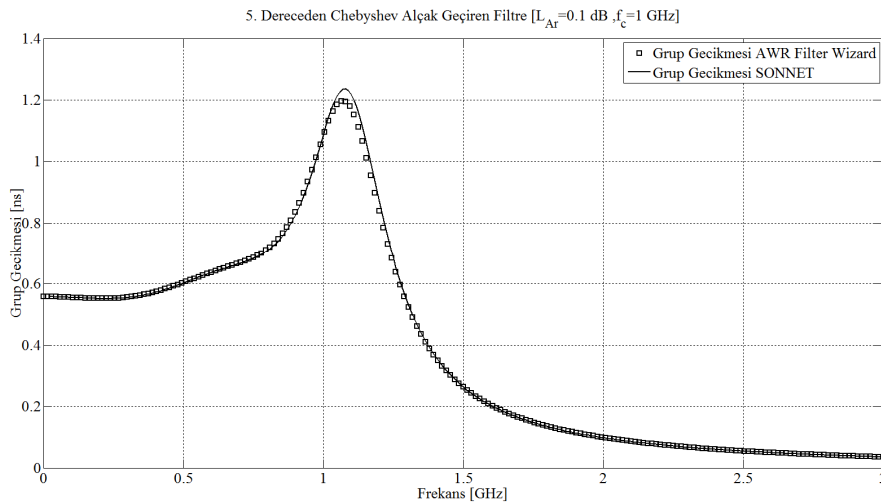
**Şekil 2.16 :** SONNET programındaki Netlist görünümü



**Şekil 2.17 :** Amaçlanan filtrenin AWR Microwave Office'deki devre topolojisi  
 Son durumda her iki program ile elde edilen sonuçların bir aradaki görünümü Şekil 2.18'de ve Şekil 2.19'de verilmiştir.



**Şekil 2.18 :** AWR ve SONNET ile elde edilen S parametrelerinin değişimi



**Şekil 2.19 :** AWR ve SONNET ile elde edilen grup gecikmesi değişimi

Şekil 2.18’de görüldüğü gibi geçirme bandında  $S_{11}$  değerleri düşük seviyelerde olmakla beraber  $S_{21}$  yüksek değerlere sahiptir. Grup gecikmesi farklı frekanslarda farklı değerlerdedir. Bu durum yüksek hızlı haberleşme devrelerinde iletilen darbenin biçimini değiştirdiğinden ciddi sorunlara yol açabilmektedir [39].

### 2.2.5.2 7. dereceden Chebyshev band geçiren filtre tasarımı

Merkez frekansı 1.0 GHz olan ve 400 MHz band genişliğine sahip 0.1dB dalgalanma seviyesine sahip, giriş ve çıkışı  $50\Omega$  ile sonlandırılmış 7. dereceden Chebyshev tipi alçak geçiren filtre tasarlanmak isteniyor [39]. İlk örnekteki tasarım prosedürü uygulanır. Buradaki tek fark filtre tipinin farklı olmasıdır. MATLAB’ta ilgili kod bölümü çalıştırıldığında normalize eleman değerleri sırasıyla  $g_1=1.1812$ ,  $g_2=1.4228$ ,  $g_3=2.0967$ ,  $g_4=1.5734$ ,  $g_5=2.0967$ ,  $g_6=1.4228$ ,  $g_7=1.1812$ ,  $g_8=1.0000$  bulunmuş olur. Şekil 2.20’de empedans ve frekans ölçekleme işlemlerinin yapılmasını sağlayan kod parçası yardımıyla eleman değerleri sırasıyla  $L_1=2.81$  nH,  $C_1=9.4$  pF,  $L_2=28.3$  nH,  $C_2=0.93$  pF,  $L_3=1.58$  nH,  $C_3=16.68$  pF,  $L_4=31.30$  nH,  $C_4=0.84$  pF,  $L_5=1.58$  nH,  $C_5=16.68$  pF,  $L_6=28.31$  nH,  $C_6=0.93$  pF,  $L_7=2.81$  nH,  $C_7=9.4$  pF bulunmuş olur.

```

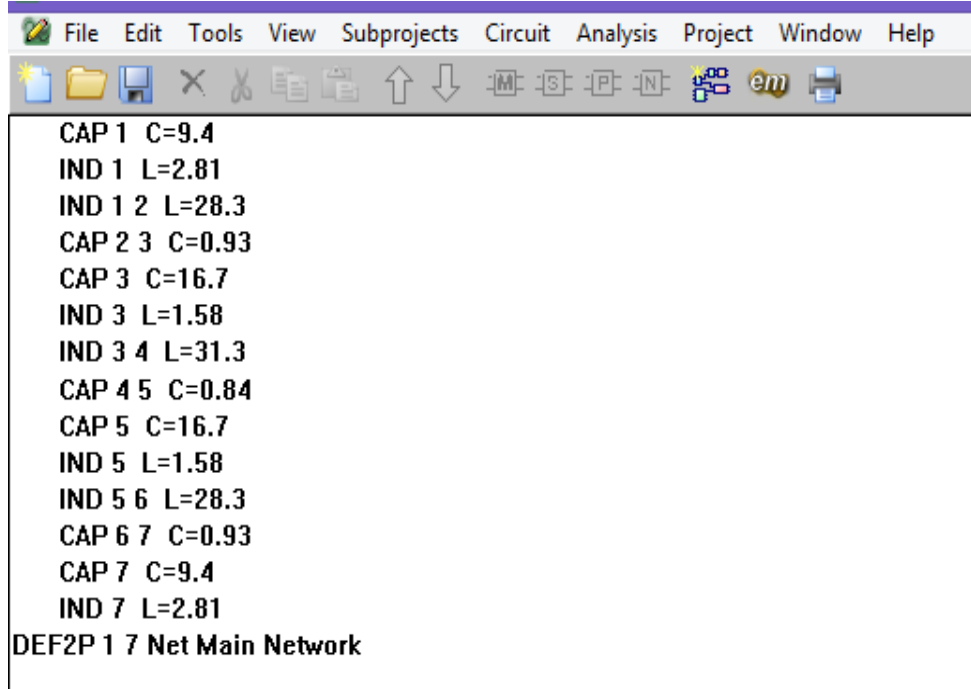
else-if(FT=='BGF')
%Band-Geçiren Filtre
f1=input('Alt-Kesim-Frekansını-Giriniz: ')%Alt-Kesim-Frekansı
f2=input('Üst-Kesim-Frekansını-Giriniz: ')%Üst-Kesim-Frekansı
w1=2*pi*f1*1e9%Alt-Kesim-Açısal-Frekansı
w2=2*pi*f2*1e9%Üst-Kesim-Açısal-Frekansı
wo=sqrt(w1*w2)%Merkez-Frekansı
BW=w2-w1%Band-Genişliği
.....for j=1:n
.....if(mod(j,2)==0)
.....C(j)=g(j)/(BW*Zo)%j=2,4,6,...n
.....L(j)=(BW*Zo)/(g(j)*wo*wo)%j=2,4,6,...n
.....else-if(mod(j,2)==1)
.....L(j)=g(j)*(Zo/BW)%j=1,3,5,...n
.....C(j)=BW/(g(j)*Zo*wo*wo)%j=1,3,5,...n
.....end
.....end
end

```

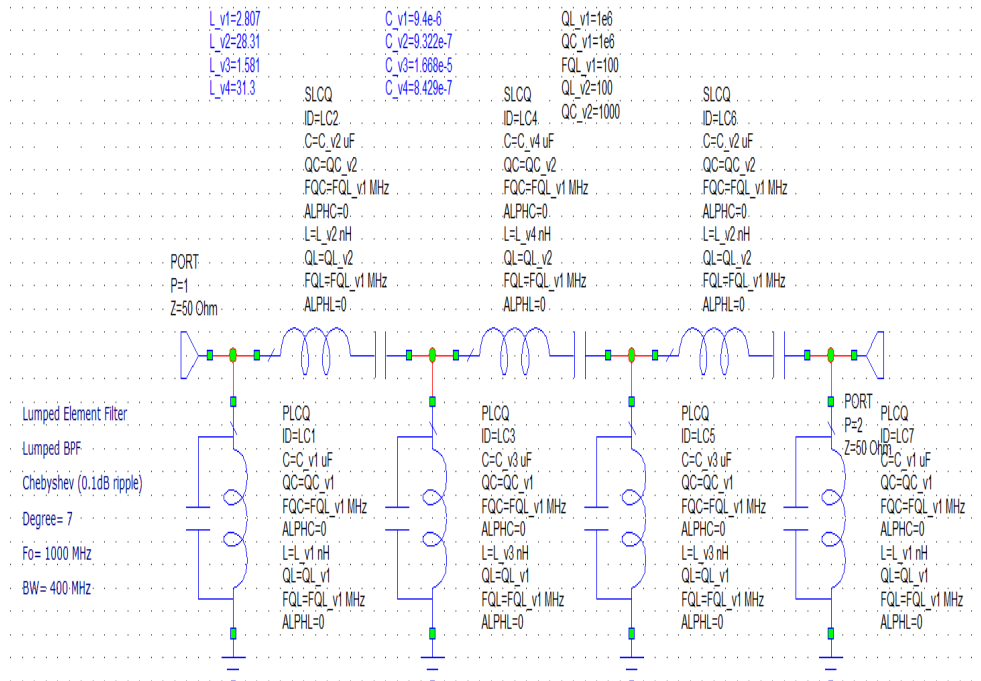
**Şekil 2.20** : Frekans eşleştirme, empedans ve frekans ölçekleme işlemlerinde kullanılan MATLAB kod bölümü

Bu değerler elde edildikten sonra SONNET programında her bir elemanın düğüm noktaları, değerleri ve türleri ile kaynak empedans değerleri dikkate alınarak NETLIST modülü kullanılır ve devre simülasyonu yapılarak s-parametreleri ile grup

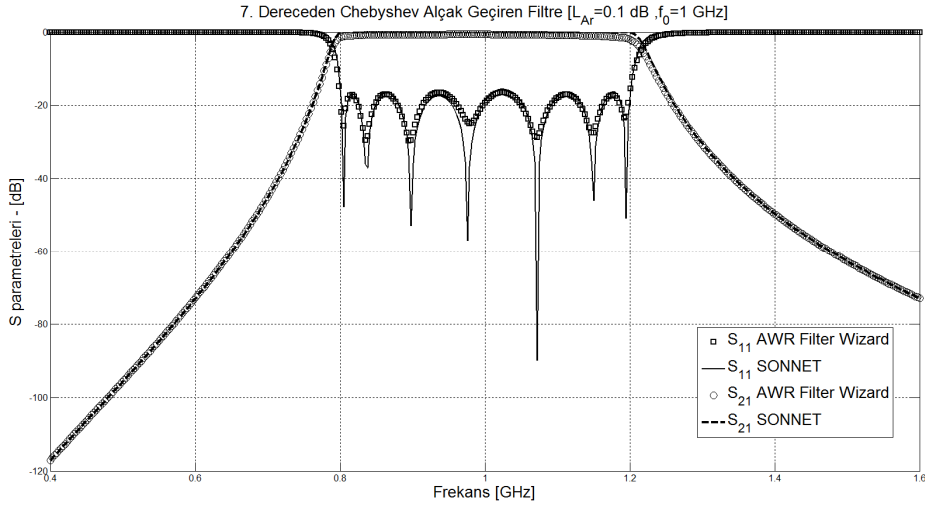
gecikmesi grafikleri elde edilmiş olur (Şekil 2.21). Ayrıca AWR Microwave Office programının Filter Wizard modülü kullanılarak devre simülasyonu yapılır ve s-parametreleri ile grup gecikmesi elde edilir (Şekil 2.22).



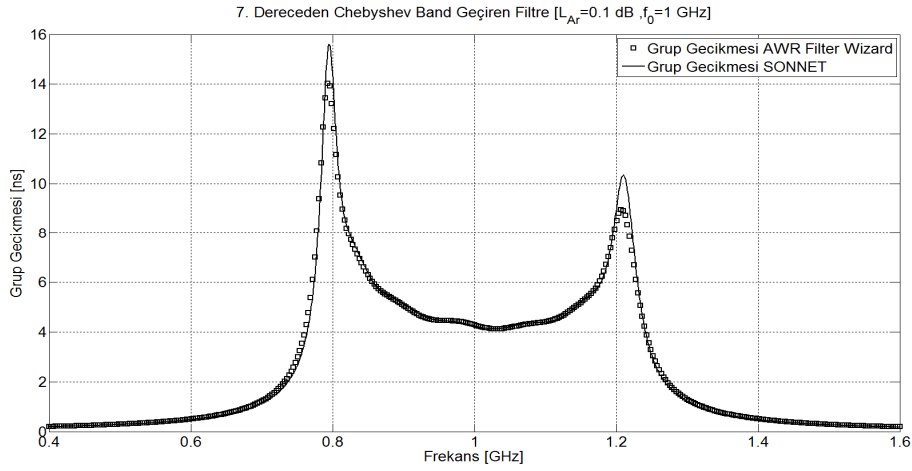
Şekil 2.21 : SONNET programındaki Netlist görünümü



Şekil 2.22 : Amaçlanan filtrenin AWR Microwave Office'deki devre topolojisi  
Son durumda her iki program ile elde edilen sonuçların bir aradaki görünümü Şekil 2.23'de ve Şekil 2.24'de görülmektedir.



**Şekil 2.23 :** AWR ve SONNET ile elde edilen S parametrelerinin değişimi  
 Şekil 2.23'te başlangıçta verilmiş olan amaç fonksiyonlarını karşılayan bir filtre tasarlanmıştır ve bu filtrede geçirme bandında  $S_{11}$  -20dB seviyelerinde,  $S_{21}$  ise 0dB'ye oldukça yakın iletim karakteristiği göstermiştir.



**Şekil 2.24 :** AWR ve SONNET ile elde edilen grup gecikmesi değişimi



### 3. MİKROŞERİT İLETİM HATLARI

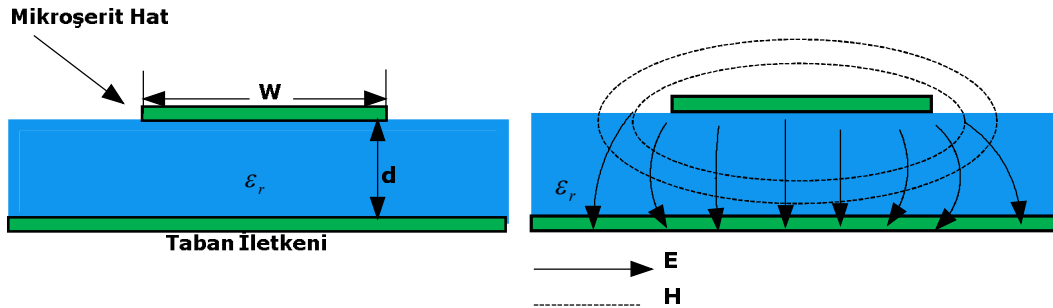
Mikroşerit iletim hatları bu bölümde irdelenecektir. Çünkü mikroşerit hatlar, düzlemsel iletim hatlarından en popüler olanlarından biridir ve empedans uydurucu devreler, dar ve geniş bantlı filtreler, güç bölücüler, yönlü kuplörler gibi pasif RLC elemanları ile gerçekleştirilen hemen hemen her türlü devrelerde yer almaktadırlar [40]. Bununla beraber mikroşerit hatlar kolay bir şekilde gerçekleştirilebilmekte ve hem pasif hem de aktif mikrodalga elemanları ile kolayca entegre edilebilmektedirler.

Bu çalışmada ise ilgili iletim hattı genişliklerinin hesaplanmasında ampirik mikroşerit hat formülleri kritik öneme sahiptir. Yazılmış olan MATLAB kodu ile mikroşerit hat tasarımları yapılabilmektedir.

#### 3.1 Mikroşerit Hat

Mikroşerit hat, tabanı iletken bir malzeme, üzerinde  $d$  kalınlıklı,  $\epsilon_r$  dielektrik geçirgenliğine sahip bir dielektrik malzeme ile bu dielektrik malzeme üzerinde  $W$  genişliğine sahip bir hat parçasından oluşmaktadır. Şekil 3.1’de mikroşerit iletim hattının yapısı, elektrik ve manyetik alan çizgilerinin dağılımı görülmektedir.

Eğer dielektrik malzeme hava ise ( $\epsilon_r=1$ ) mikroşerit hat yapısı, taban iletkeni üzerinde homojen bir ortamda (hava) üstünde düz bir şerit iletken bulunan iki telli bir iletim hattı olmaktadır. Bu durumda faz hızı  $v_p=c$  ve propagasyon sabiti  $\beta=k_0$  olan basit bir Transverse Electric Magnetic (TEM) iletim hattını oluşturmaktadır [3].



Şekil 3.1 : Temel mikroşerit hat a) Geometri b) Elektrik ve Manyetik alan çizgileri

Dielektrik malzemenin iki iletken arasında olması ve mikroşerit hattın üzerinde farklı bir dielektrik ortamın olması mikroşerit hattın analizini ve davranışının incelenmesini zorlaştırmaktadır. Mikroşerit hatta elektrik ve manyetik alan çizgilerinin bir kısmı şerit iletkeni ile taban iletkeni arasındaki dielektrik bölgede yer alırken bir kısmı da şerit iletkeninin üstündeki hava bölgesinde bulunmaktadır. Hava bölgesindeki TEM tipindeki alanların faz hızı  $c$  iken, dielektrik bölgesindeki TEM tipindeki alanların faz hızı  $c/\sqrt{\epsilon_r}$  olmaktadır. Dolayısıyla mikroşerit hatta saf bir TEM tipindeki dalgadan bahsedilemez. Çünkü dielektrik-hava arayüzündeki faz-uydurma koşulunu sağlamak mümkün olmamaktadır.

Birçok pratik uygulamalarda dielektrik malzeme yüksekliği  $d$  dalga boyu  $\lambda$ 'ya göre oldukça küçük seçilmektedir. Bu durumda alanlar yarı-TEM tipinde olmaktadır. Diğer bir ifade ile alanlar esasen statik durum ile aynı olmaktadır. Böylece, bu statik ya da yarı-statik çözümlerden karakteristik empedans, propagasyon sabiti ve faz hızı ifadeleri iyi bir yaklaşıklıkla elde edilebilmektedir. Bu durumda faz hızı ve propagasyon sabiti ifadeleri (3.1) ve (3.2)'deki gibi olmaktadır.

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.1)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (3.2)$$

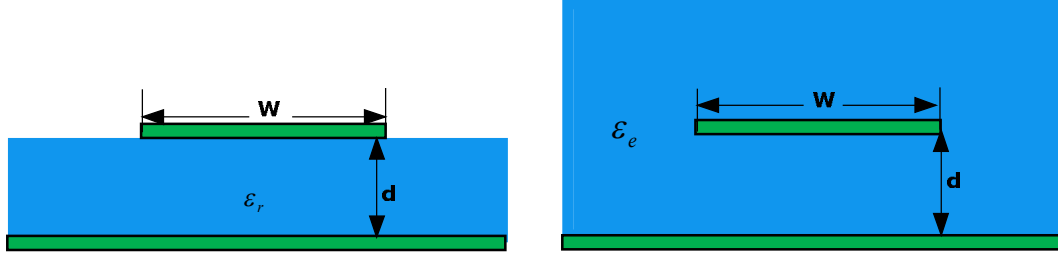
(3.1) ve (3.2)'de yer alan  $\epsilon_e$  mikroşerit hattın efektif dielektrik sabitidir. Alan çizgilerinin bir kısmı dielektrik bölgede bir kısmı ise hava bölgesinde olduğundan etkin dielektrik sabiti  $\epsilon_e$  (3.3) denklemini sağlamaktadır.

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (3.3)$$

Etkin dielektrik sabiti  $\epsilon_e$ , dielektrik geçirgenliğine ( $\epsilon_r$ ), dielektrik malzeme kalınlığına ( $d$ ), mikroşerit hat genişliğine ( $W$ ) ve frekansa ( $f$ ) bağlıdır [3].

### 3.1.1 Ampirik mikroşerit hat formülleri

Efektif dielektrik sabiti; mikroşerit hattın hava ve dielektrik bölgelerinden oluşan homojen olmayan yapının yerine eşdeğer olabilecek bir homojen ortamın dielektrik sabiti olarak düşünülebilir. Şekil 3.2'de mikroşerit hat ve eşdeğer yapısı görülmektedir. Bu durumdaki faz sabiti ve propagasyon sabiti ifadeleri (3.1) ve (3.2)'de verilmektedir.



**Şekil 3.2 :** Yarı-TEM mikroşerit hattın eşdeğer geometrisi a) orijinal geometri b) eşdeğer geometri

Bir mikroşerit hattın efektif dielektrik sabiti yaklaşık olarak (3.4)'deki gibi verilir.

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12d/W}} \quad (3.4)$$

Mikroşerit hattın boyutları ( $d$  ve  $W$ ) biliniyorsa karakteristik empedans (3.5) ile hesaplanabilmektedir.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left( \frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right), & W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[ W/d + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{d} + 1.444 \right) \right]}, & W/d \geq 1 \end{cases} \quad (3.5)$$

Karakteristik empedansı ve dielektrik sabiti verilen bir mikroşerit hat için  $W/d$  oranı (3.6) ile hesaplanabilmektedir.

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2}, & \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right], & \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (3.6)$$

(3.6)'da yer alan bilinmeyen A ve B değerleri (3.7) ve (3.8) ile elde edilmektedir.

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}} + \frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \quad (3.7)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.8)$$

### 3.1.2 Mikroşerit hat tasarımı

0.5 mm kalınlığa sahip alüminyum oksit dielektrik malzeme kullanılarak 50 Ω karakteristik empedansa sahip bir mikroşerit hat için  $W$  değeri bulunmak isteniyor. Alüminyum oksidin elektriksel parametreleri:  $\varepsilon_r=9.9$  [3].

MATLAB kodu kullanılarak bu tasarım için gerekli  $W$  değeri ve  $\varepsilon_e$  değeri (3.4) ve (3.6) hesaplanarak sırasıyla 0.48mm ve 6.66 bulunmaktadır. Şekil 3.3'te gerekli sonuçları verebilecek kod parçası görülmektedir.

```

%Bu kod Mikroşerit Hat formülleridir.
%Zo karakteristik empedans ve dielektrik sabiti Er biliniyorken Mikroşerit
hattın genişliği W bulunur.
%Mikroşerit hattın genişliği W biliniyorken Zo karakteristik empedans bulunur
%%
reply=input('Mikroşerit Hat Genişliği Biliniyor mu: E/H [E]: ', 's')%E: Evet
H:Hayır
if (reply=='E')
e=input('Dielektrik sabitini giriniz:')%e:Dielektrik Sabiti
d=input('Malzeme yüksekliğini giriniz: ')%d: Dielektrik Malzeme Yüksekliği
W=input('Mikroşerit Hat genişliği değerini giriniz: ')%Mikroşerit Hat
Genişliği
e_e=((e+1)/2)+((e-1)/2)*(1/(sqrt(1+12*(d/W))))%e_e:Etkin Dielektrik Sabiti
K=W/d%Gerekli Karşılaştırmayı yapmamızı sağlayacak Sabit ifade
if (K<1 || K==1)
Zo=(60/sqrt(e_e))*log((8*d/W)+W/(4*d))%Karakteristik Empedans
else if(K>1)
Zo=(120*pi)/(sqrt(e_e)*(W/d+1.393+(0.667*log(W/d+1.444))))%Zo:Karakteristik
Empedans
end
end
else (reply=='H')
Zo=input('Karakteristik Empedans değerini giriniz:')%Zo:Karakteristik Empedans
e=input('Dielektrik sabitini giriniz:')%e:Dielektrik Sabiti
d=input('Malzeme yüksekliğini giriniz: ')%d: Dielektrik Malzeme Yüksekliği
A=((Zo/60)*(sqrt((e+1)/2)))+(((e-1)/(e+1))*(0.23+(0.11/e)))%Mikroşerit
Hat Genişliğinin Bulunmasına İlişkin Hesaplanması Gereken İfadeler
B=(377*pi)/(2*Zo*sqrt(e))%Mikroşerit Hat Genişliğinin Bulunmasına
İlişkin Hesaplanması Gereken İfadeler
K=(8*exp(A))/(exp(2*A)-2)
if (K<2)
W=K*d%Mikroşerit Hat Genişliği
else if(K>2 || K==2)
K=(2/pi)*((B-1-log(2*B-1))+((e-1)/(2*e))*(log(B-1)+0.39-(0.61/e)))
W=K*d%Mikroşerit Hat Genişliği
end
end
end
end

```

Şekil 3.3 : Mikroşerit hat parametrelerini veren kod bölümü

## 4. MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMI

Klasik filtre tasarımında pasif elemanlar (kondansatör, indüktör) kullanılarak filtre tasarımı yapılabilmektedir. Toplu elemanlar ile oluşturulan tasarımlar düşük frekanslarda iyi performansa sahip olmasına karşın, RF ve mikrodalga frekanslarında bazı dezavantajları söz konusudur. Toplu elemanlı kondansatör ve indüktörler sınırlı değer aralıklarında elde edilebilmektedir ve mikrodalga frekanslarında bu elemanları gerçeklemek zor olabilmektedir. Mikrodalga frekanslarına çıktıkça her bir filtre elemanı arasındaki mesafe daha önemli hale gelmektedir [3]. Dolayısıyla yüksek frekanslarda tasarlanmak istenen filtre yapıları için mikroşerit yapılar kullanılabilir ve bu bölümde mikroşerit filtre tasarımı ele alınmıştır.

### 4.1 Eklemeli Filtre Sentezi

Tasarımın arzu edilen hedeflere yakın elde edilmesi için dağılmış parametrelili elemanlar kullanılmaktadır. Bunlar açık devre ve kısa devre transmisyon hat parçaları olarak adlandırılan yapılardır ve ideal toplu elemanlara yakın sonuçlar elde edilmesi için kullanılmaktadır. Richards' dönüşümü ile toplu elemanlı devrelerde yer alan her bir eleman, iletim hat parçalarına dönüştürülebilmektedir.

Mikrodalga frekanslarında filtre elemanları arasındaki mesafeler ihmal edilemez seviyelerdedir. Kuroda özdeşlikleri kullanılarak filtre performansını etkilemeyen ve "birim eleman" olarak belirtilen transmisyon hat parçaları ilgili filtreye eklenir ve kuroda dönüşümü yapılır. Bu dönüşüm ile filtre elemanları ayrıştırılabilmektedir [3].

#### 4.1.1 Richards' dönüşümü

P. Richard [41] tarafından ortaya atılan bu dönüşüm, bir LC devresinin açık ve kısa devre ile sonlandırılmış iletim hatları ile modellenebileceğini ifade etmektedir. Bu dönüşüm (4.1)'de ifade edilmiştir.

$$\Omega = \tan \beta l = \tan \frac{\omega l}{v_p} \quad (4.1)$$

(4.1)'de  $\omega$ -düzlemi  $\Omega$  düzlemine dönüştürülmektedir. Eğer  $\omega$  yerine  $\Omega$  koyarak işlemlere devam edilirse bir indüktörün reaktansı ve bir kondansatörün süseptansı sırasıyla (4.2)'te ve (4.3)'teki gibi ifade edilebilmektedir.

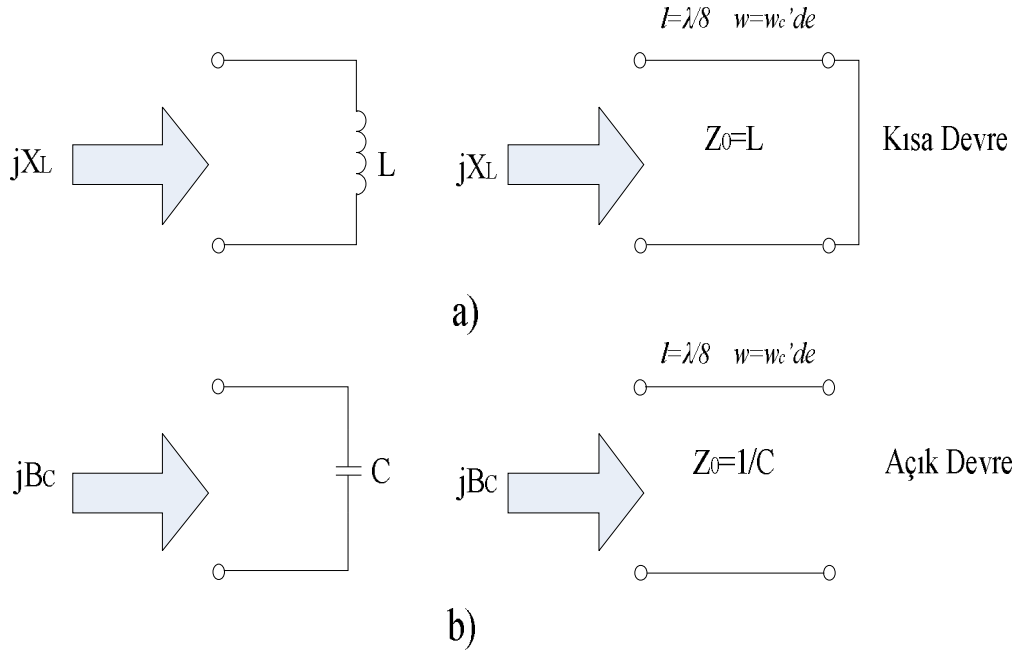
$$jX_L = j\Omega L = jL \tan \beta l = SZ_0 \quad (4.2)$$

$$jX_C = j\Omega C = jC \tan \beta l = SY_0 \quad (4.3)$$

Bu durumda bir indüktör ; karakteristik empedansı  $L$ , uzunluğu  $\beta l$  olan kısa devre ile sonlandırılmış bir iletim hattı ile modellenebilmektedir. Kondansatör ise karakteristik empedansı  $1/C$  ve uzunluğu  $\beta l$  olan açık devre ile sonlandırılmış bir iletim hattı ile modellenebilmektedir. Şekil 4.1'de bu dönüşümü belirten modeller bulunmaktadır.

İletim hatlarının uzunlukları  $\omega_c$  kesim frekansında  $\lambda/8$  olacak şekilde alınmıştır.

Alçak geçiren filtre prototipi için Richards dönüşümündeki hat uzunlukları  $\lambda/8$  alınmaktadır. (4.1) incelenirse  $\omega=\omega_c$  durumunda  $\Omega=1$  olmaktadır dolayısıyla  $l$  uzunluğunun bu şartlarda  $\lambda/8$  olduğu görülmektedir. Eğer arzu edilen tasarım türü farklı ise iletim hattı uzunluğu ilgili empedans ve frekans ölçeklemesine göre seçilmelidir [3].



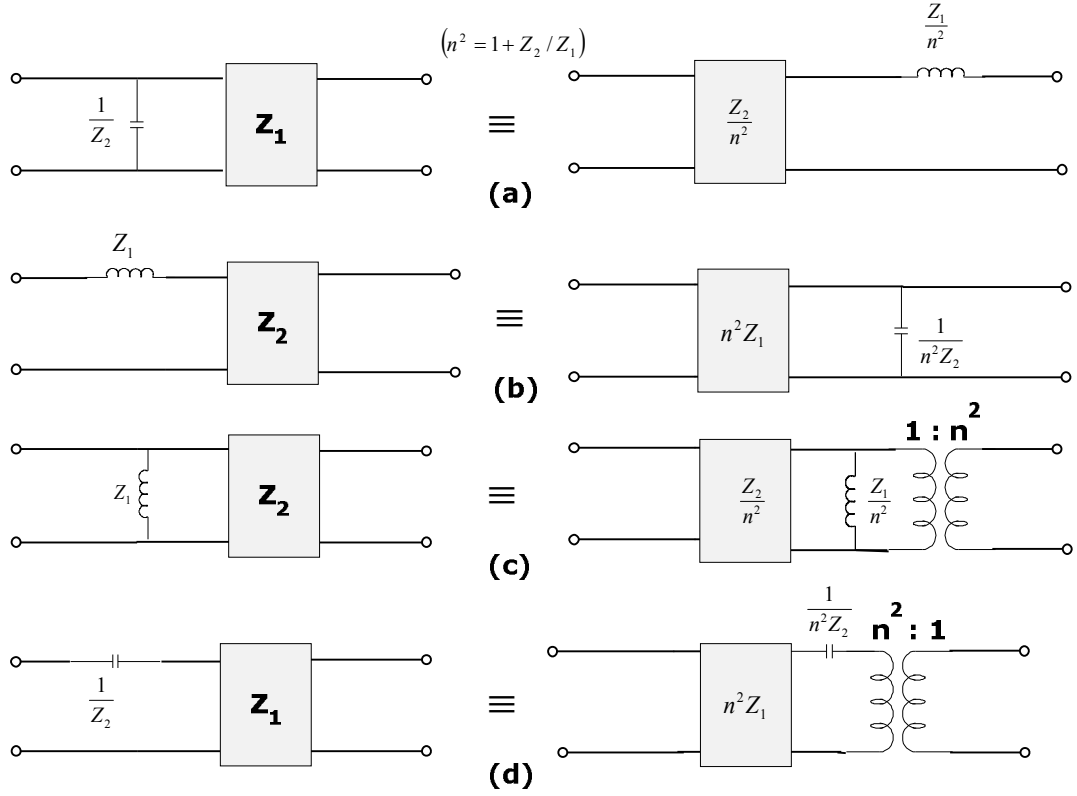
**Şekil 4.1 :** Richards' Dönüşümü a) İndüktör için kısa devre iletim hattı dönüşümü b) Kondansatör için açık devre iletim hattı modeli

Richards dönüşümü pasif elemanlar ile oluşturulmuş filtrelerdeki her bir indüktör ve kondansatör yerine kısa devre ve açık devre iletim hatları koyulmasına izin vermektedir ve tüm iletim hatlarındaki elektriksel uzunluklar aynı alınmaktadır. Bu tür hatlara ölçüleri eşit hatlar denir [3].

#### 4.1.2 Kuroda özdeşlikleri

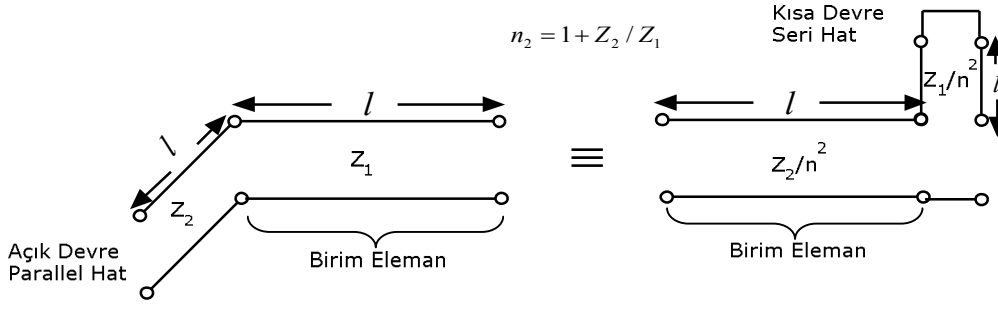
Dört adet Kuroda özdeşliği mevcut olup bu özdeşliklerin her birinde fazladan transmisyon hat parçaları kullanılmaktadır. Bu fazladan hat parçaları kullanılarak; hat parçaları fiziksel olarak ayrılabilen, seri hat parçaları paralel hat parçalarına dönüştürülebilmekte ve pratikte mümkün olmayan karakteristik empedanslar gerçekleştirilebilir tasarımlara dönüştürülebilmektedir.

Bu özdeşliklerin kullanımında yer alan ek transmisyon hat parçaları birim eleman olarak isimlendirilir ve  $\omega_c$ 'de  $\lambda/8$  uzunluğa sahip yapılardır. Prototip tasarımdaki indüktör ve kondansatörlerinin gerçekleştirilmesi için eşit uzunluktaki bu birim elemanlar kullanılmaktadır. Bu dört özdeşlik Şekil 4.2'te verilmektedir [3].



Şekil 4.2 : Kuroda özdeşlikleri

Her bir kutu bir birim elemanı ya da karakteristik empedansı kutu içinde belirtilen,  $\lambda/8$  hat uzunluğuna sahip bir transmisyon hattını ifade eder. İndüktörler ve kondansatörler kısa devre ve açık devre ile sonlandırılmış hat parçaları olarak modellenmektedir. Şekil 4.3'te birinci özdeşliğin örnek modeli görülmektedir.

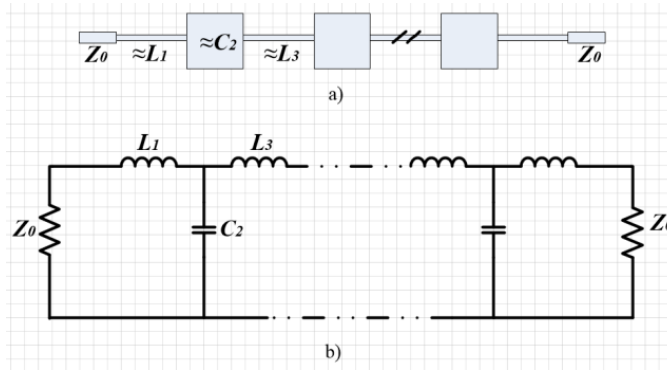


**Şekil 4.3 :** Şekil 4.2 a'da belirtilen özdeşliğin eşdeğer devreleri

Richards dönüşümü ve Kuroda özdeşlikleri kullanılarak elde edilen son prototip tasarımda empedans ve frekans ölçekleme işlemlerinin yapılması gereklidir. Bu işlemler ile arzu edilen tasarımın amaç fonksiyonlarına geçiş yapılmış olur. Bu geçiş yapılırken her bir mikroşerit hat için ilgili karakteristik empedansları dikkate alınarak ilgili hat genişlikleri bulunmalıdır. Böylece mikroşerit filtre tasarımındaki her uzunluk ve geniş değerleri bulunmuş olur.

#### 4.2 Adım Empedansı Yöntemi ile Filtre Tasarımı

Mikroşerit filtre tasarımında kullanılan yöntemlerden biri de Adım Empedansı yöntemidir. Literatürde yüksek-Z, düşük-Z filtreleri olarak ta geçmektedir. Yüksek ve düşük karakteristik empedansa sahip iletim hatlarının kaskat bağlanması ile elde edilen yapılardır. Şekil 4.4'te adım empedansı ile tasarlanan temsili bir filtre modeli görülmektedir. Adım empedansı yönteminde kullanılan iletim hatları, ilgili kılavuz dalgaboyundan kısa hatlar olduğundan ( $\theta < \lambda_g/8$ ) bu yapılar yarı-toplu elemanlar gibi davranmaktadırlar. Yüksek empedanslı hatlar seri indüktör, düşük empedanslı hatlar paralel kondansatör gibi davranmaktadır. Dolayısıyla bu filtre yapısı doğrudan L-C elemanlarından oluşan merdiven devrelerine benzemektedir [2].

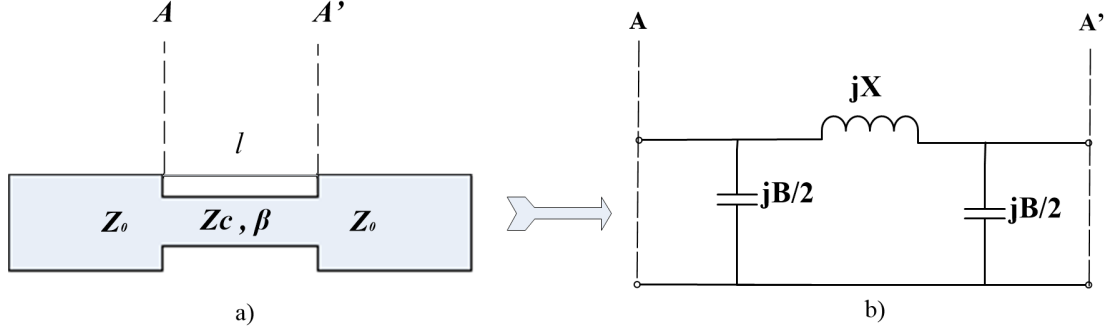


**Şekil 4.4 :** Adım empedansı ile mikroşerit filtre tasarımı a) Filtrenin mikroşerit hali b) Filtrenin devre topolojisi



#### 4.2.1 Yüksek ve düşük empedanslı kısa hat parçaları

Eğer mikroşerit iletim hatlarının uzunlukları kılavuzlanmış dalgaboyundan oldukça küçük seçilir ise ( $\theta < \lambda_g/8$ ) ilgili yapılar toplu elemanlı devreler gibi olmaktadır. Bu durumda Şekil 4.5'teki ve Şekil 4.6'daki eşdeğer devreler elde edilebilmektedir.



Şekil 4.5 : Yüksek empedanslı kısa-hat elemanı

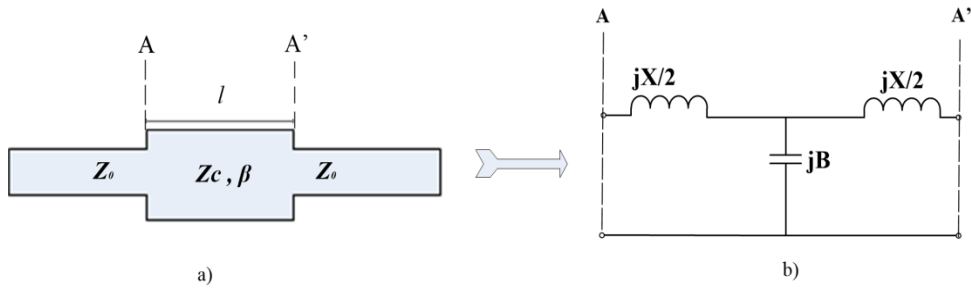
Şekil 4.5 a'da  $Z_c$  yüksek empedansa sahip  $l$  uzunluklu kısa iletim hattı, her iki tarafı ilgili düşük empedanslı hatlar ile sonlandırılmış kayıpsız bir iletim hattını göstermektedir. Bu durum Şekil 4.5 b'de  $\pi$ -eşdeğer devresi ile modellenmiştir. Kısa iletim hattının yayılım sabiti  $\beta = 2\pi/\lambda_g$  dir ve Şekil 4.5'teki  $\pi$ -eşdeğer devresindeki parametreler ABCD parametreleri kullanılarak (4.4) ve (4.5)'te elde edilmiştir.

$$x = Z_c \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \text{ ve } \frac{B}{2} = \frac{1}{Z_c} \tan\left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (4.4)$$

Eğer  $l < \lambda_g/8$  olursa

$$x \approx Z_c \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \text{ ve } \frac{B}{2} \approx \frac{1}{Z_c} \left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (4.5)$$

elde edilmektedir. (4.4)'e göre  $Z_c \gg Z_0$  olduğunda paralel kapasitelerin etkisi ihmal edilebilir seviyelerde olmaktadır dolayısıyla bu kısa iletim hattı seri bir indüktör gibi modellenebilmektedir. Şekil 4.6'da düşük empedanslı kısa-hat elemanının görünümü verilmektedir.



Şekil 4.6 : Düşük empedanslı kısa-hat elemanı

Şekil 4.6 a'da  $Z_c$  düşük empedansa sahip  $l$  uzunluklu kısa iletim hattı, her iki tarafı ilgili yüksek empedanslı hatlar ile sonlandırılmış kayıpsız bir iletim hattını göstermektedir. Bu durum Şekil 4.6 b'de T-eşdeğer devresi ile modellenmiştir. Kısa iletim hattının yayılım sabiti  $\beta = 2\pi/\lambda_g$  dir ve Şekil 4.6'daki T-eşdeğer devresindeki parametreler ABCD parametreleri kullanılarak (4.6)'da ve (4.7)'te elde edilmiştir.

$$B = \frac{1}{Z_c} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \text{ ve } \frac{X}{2} = Z_c \tan\left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (4.6)$$

Eğer  $l < \lambda_g/8$  olursa

$$B \approx \frac{1}{Z_c} \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \text{ ve } \frac{X}{2} \approx Z_c \left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (4.7)$$

elde edilmektedir.  $Z_c \ll Z_0$  olduğunda seri reaktansların etkisi ihmal edilebilir seviyelerde olmaktadır. Dolayısıyla bu kısa iletim hattı paralel bir kondansatör gibi modellenebilmektedir [2].

### 4.3 3. dereceden Chebyshev alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımı

Bu bölümde yer alan örnekte adım empedansı ile bir mikroşerit filtre tasarlanmıştır. Mikroşerit filtre tasarım aşamalarında MATLAB programında yazılmış olan kod parçaları, SONNET ve HFSS elektromanyetik simülasyon programları kullanılmıştır. SONNET ve HFSS programlarından elde edilen sonuçlar tek bir grafikte gösterilmiştir.

Adım empedansı yöntemi gereği düşük ve yüksek empedans değerleri seçilir. Şimdi ise her bir pasif elemana eşdeğer olabilecek kısa iletim hat modellerinin ilgili uzunlukları hesaplanır. Mikroşerit hat genişliklerinin bulunmasında (3.6), iletim hattı uzunluklarının bulunmasında ise (4.8) kullanılmaktadır.

$$l_L = \frac{\lambda_{gL}}{2\pi} \sin^{-1}\left(\frac{\omega_c L}{Z_{0L}}\right) \quad (4.8)$$

$$l_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} \sin^{-1}(\omega_c C Z_{0C})$$

(4.8) düşük empedanslı paralel kondansatörlerin yüksek empedanslı indüktöre etkisini ve yüksek empedanslı seri indüktörlerin düşük empedanslı paralel kapasitöre etkisini dikkate almamaktadır. Her pasif elemanın iletim hattı uzunlukları bulunurken yanlarında bulunan pasif elemanların etkileri (4.4)'de ve (4.6)'da yer alan süseptans ve reaktans ifadelerine göre bulunarak dikkate alınmalıdır.

Filtrenin amaç fonksiyonları; 3. dereceden kesim frekansı 1GHz, dalgalanma seviyesi 0.1 dB (geri dönüş kaybı -16.42dB'den az), giriş ve çıkışları 50  $\Omega$  ile sonlandırılmış olarak ifade edilmektedir. Dielektrik tabakanın kalınlığı 1.27 mm ve bağıl dielektrik geçirgenliği 10.8 olarak alınmaktadır ve adım empedansı yöntemi ile mikroşerit filtre tasarlanmak istenmektedir [2].

Bu tasarımda öncelikle yazılmış olan MATLAB kod parçasından Chebyshev alçak geçiren filtre prototipindeki normalize eleman değerleri bulunur. Bu değerler sırasıyla  $g_0=1$ ,  $g_1=1.0316$ ,  $g_2=1.1474$ ,  $g_3=1.0316$ ,  $g_4=1$  çıkmıştır.

Empedans ve frekans ölçeklemesi için yazılmış olan MATLAB kod parçası yardımı ile filtrenin eleman değerleri sırasıyla  $L_1=8.21$ nH,  $C_2=3.65$  pF ve  $L_3=8.21$  nH bulunur.

Adım empedansı yönteminde yüksek ve düşük empedanslı hatların empedans değerleri tasarımı gerçekleyecek şekilde uygun seçilmelidir. Bu tasarımda  $Z_{0L}=93$   $\Omega$  ve  $Z_{0C}=24$   $\Omega$  seçilmiştir. Seçilen empedanslar sonucunda her empedansa ilişkin belirli bir kısa iletim hattı yapısı ortaya çıkacağından bu yapıların hat genişlikleri de bulunabilmektedir. Ayrıca ilgili hatlardaki kılavuzlanmış dalgaboyu da bulunabilmektedir. Çizelge 4.1'de tasarım parametreleri verilmiştir.

Tasarımın ilk aşamasında yüksek ve düşük empedanslı hatlara ilişkin fiziksel uzunluklar (4.8) yoluyla bulunmuştur.  $L_1$  ve  $L_3$  değerleri aynı olduğu için (4.8) kullanılarak  $l_{L1,L3}= 11.04$  mm ve  $l_C= 9.75$  mm bulunmaktadır.

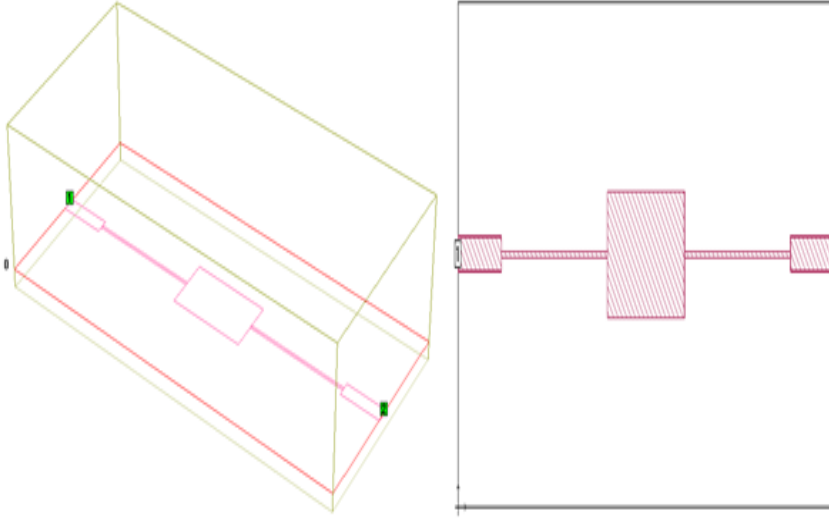
**Çizelge 4.1** : Adım empedanslı alçak geçiren filtreye ait mikroşerit hatların tasarım parametreleri

Karakteristik Empedans ( $\Omega$ )	$Z_{0C}=24$	$Z_0=50$	$Z_{0L}=93$
Kılavuzlanmış Dalgaboyları (mm)	$\lambda_{gC}=105$	$\lambda_{g0}=112$	$\lambda_{gL}=118$
Mikroşerit Hat Genişliği (mm)	$W_C=4.0$	$W_0=1.1$	$W_L=0.2$

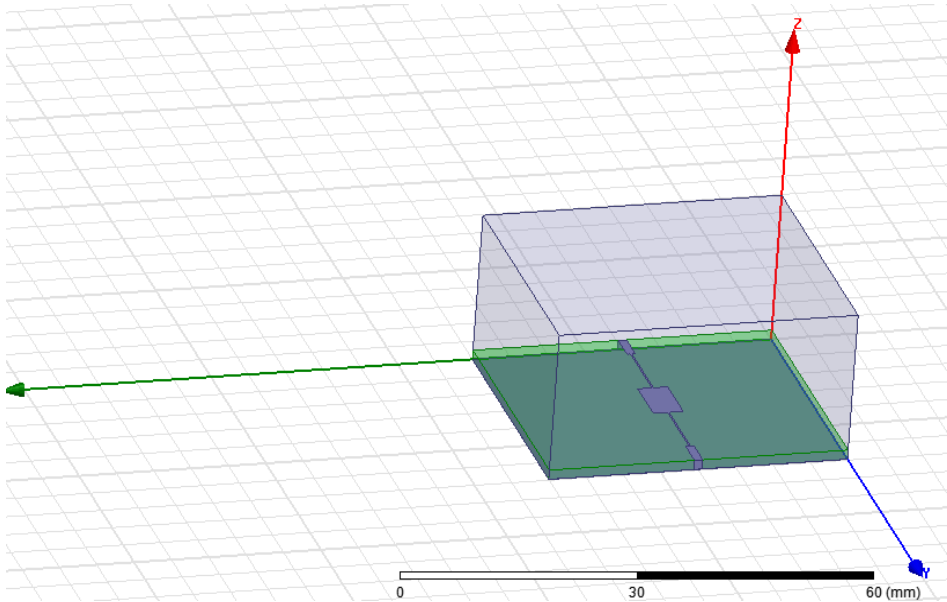
Adım empedansı yönteminde seçilen empedanslara bağlı olarak düşük empedansta indüktörlerin yüksek empedanslarda ise kondansatörlerin etkileri dikkate alınabilmektedir. Bu örnek için bu etkiler dikkate alındığında (4.9) denklem takımı ortaya çıkmaktadır. Bu denklem takımı çözüldürse sırasıyla  $l_L=9.81$  mm ve  $l_C=7.11$  mm bulunmaktadır.

$$\begin{aligned}\omega_c L &= Z_{0L} \sin\left(\frac{2\pi L}{\lambda_{gL}}\right) + Z_{0C} \tan\left(\frac{\pi C}{\lambda_{gC}}\right) \\ \omega_c C &= \frac{1}{Z_{0C}} \sin\left(\frac{2\pi C}{\lambda_{gC}}\right) + 2 * \frac{1}{Z_{0L}} \tan\left(\frac{\pi L}{\lambda_{gL}}\right)\end{aligned}\quad (4.9)$$

Bu aşamada artık tasarım için gerekli değerler belirlenmiştir, SONNET'te ve HFSS'te simülasyon aşamasına geçilerek Şekil 4.7'de ve Şekil 4.8'de SONNET'te ve HFSS'te mikroşerit filtreler tasarlanmıştır. Şekil 4.9'da her iki elektromanyetik simülasyon ortamlarında simülasyonları yapılmış yapıların s-parametrelerinin değişimi görülmektedir.

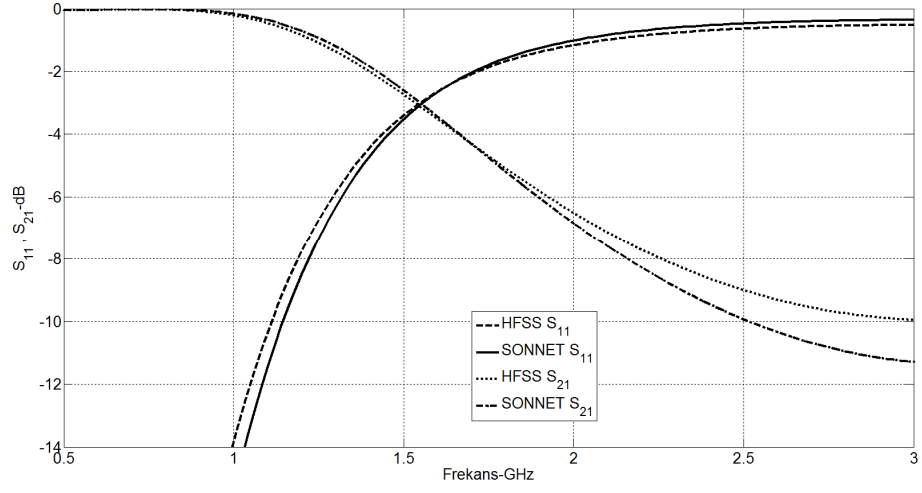


Şekil 4.7 : SONNET programında tasarımın 2D ve 3D görünümü



Şekil 4.8 : HFSS programında tasarımın 3D görünümü

Bu tasarım sonucunda -3 dB'deki kesim frekansı 1.55GHz civarında çıkan bir mikroşerit alçak geçiren filtre farklı simülasyon ortamlarında tasarlanmıştır.



**Şekil 4.9 :** 3. dereceden chebyshev alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımına ait s-parametrelerinin değışimi



## 5. TABAN İLETKENİ KUSURLU YAPILAR

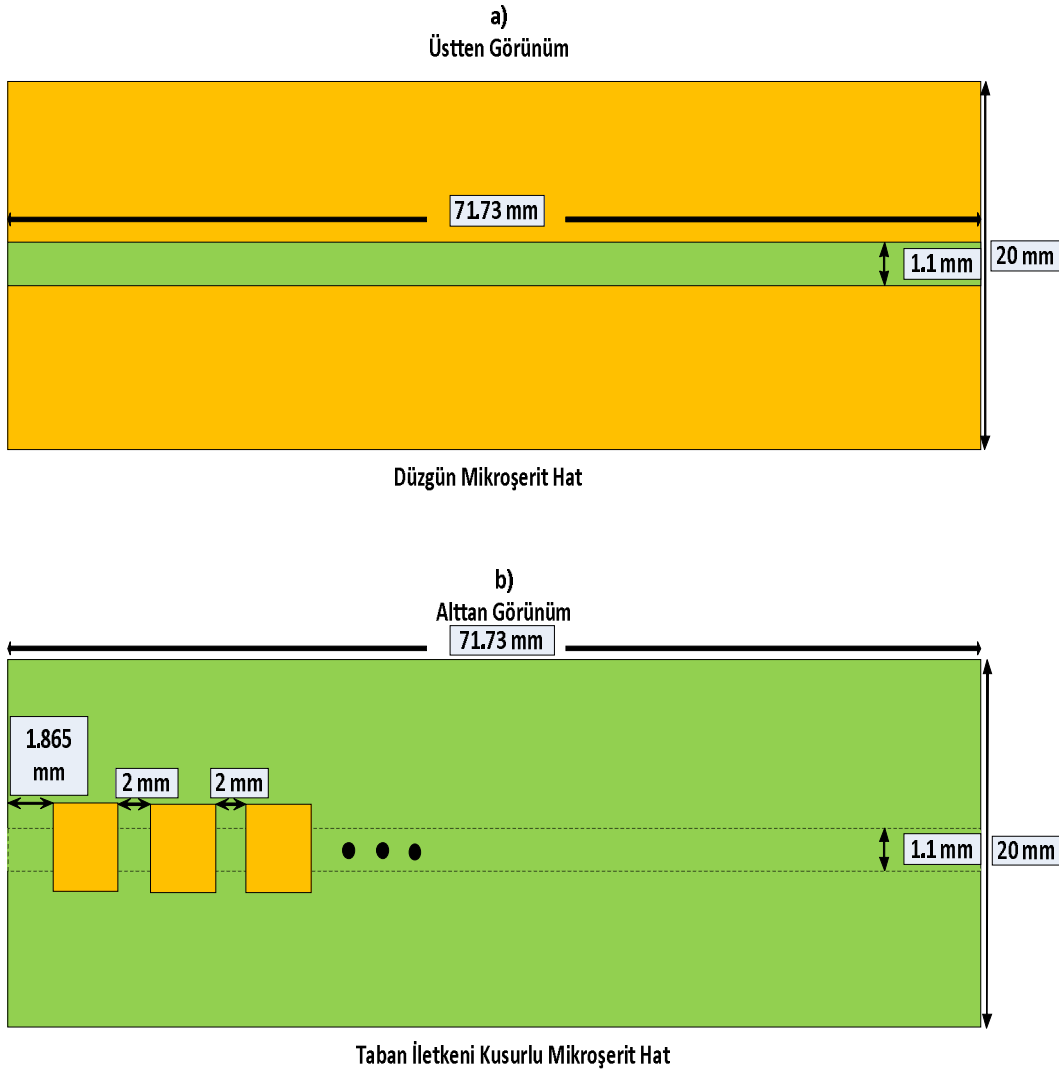
Taban iletkeni kusurlu yapılar (Defected Ground Structures DGSs) mikroşerit filtreler, antenler, güç bölücüleri ve buna benzer birçok uygulama ile ilişkili yeni bir araştırma alanı haline gelmiş durumdadır. Elektromanyetikte DGS esas olarak, son yıllarda fotonik yapılar (Photonic Band Gap PBGs) üzerine yapılan çalışmalardan türemiş ve uygulama alanları oluşturmuştur. Elektromanyetik uygulamalarda kullanılan PBG'ler elektromanyetik band durdurucu yapılar (Electromagnetic Band Gap Structures EBGs) olarak isimlendirilmektedir. Bu yapılarda, elektromanyetik dalgaların bazı frekans bölgelerinde yayılması mümkün olmadığından ilgili bölge durdurma bandı olarak adlandırılmaktadır. Elektromanyetik dalgaların yayıldığı frekans bölgeleri ise geçirme bandı olarak isimlendirilmektedir. Durdurma bandında iletim karakteristiği oldukça düşük olduğu için EBG olarak isimlendirilmiştir.

PBG ile ilgili öncü çalışmalar 1987 yılında E. Yablonovitch ve S. John tarafından yapılmış olup optik frekanslarda gerçekleştirilmiş uygulamalardır. Daha sonra mikrodalga ve milimetrik dalga uygulamalarında da bu yapılar yaygın olarak kullanılmaya başlamıştır.

EBG'nin bir mikrodalga devresinde yapının taban iletkenine uygulanması bu yapıların elde edilmesinde oldukça uygun bir yol oluşturmuştur. 1999 yılında bir grup araştırmacı, taban iletkeninden çeşitli geometrilere sahip bazı şekilleri çıkardılar. Çıkarılan model basitçe halter biçimli bir birim hücre yapısı olup bu yapının bir mikroşerit hat için C ve X bandlarında önemli ölçüde band durdurucu özellik gösterdiği keşfedildi. Bu yapıya "PBG Unit Structure" ismi verilmiştir. Daha sonra ise bu yapı "Defected Ground Structure" olarak adlandırıldı. DGS, taban iletkeninde değişik versiyonlarda kusur açılarak oluşturulmuş bir EBG nin basit bir modeli olarak adlandırılabilir [42].

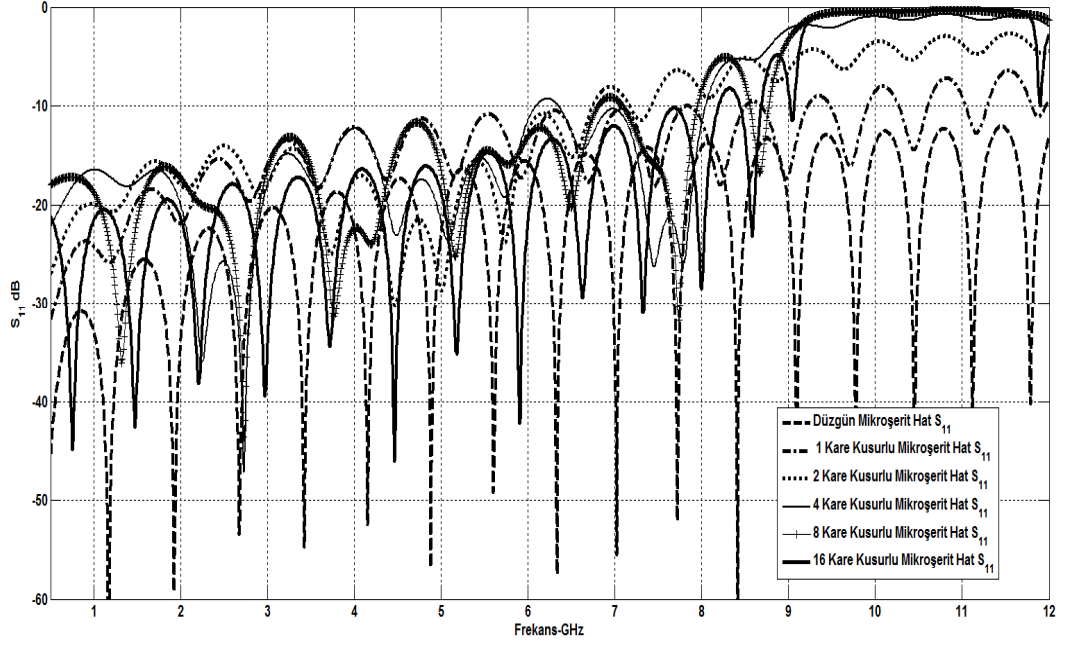
Düzgün bir mikroşerit hat için taban iletkenine kusur açılmasıyla tüm yapının akım dağılımı değişmektedir. Bu durumda mikroşerit hattın mevcut frekans karakteristiği ve kılavuzlanmış dalga karakteristiği değişmektedir. Şekil 5.1a'da görülen düzgün

bir mikroşerit hat HFSS’te tasarlanmıştır. Taban iletkenine açılan kusurların yarattığı etkilerin görülmesi açısından sadece düzgün mikroşerit hat ve taban iletkeni kusurlu düzgün mikroşerit hatlar analiz edilmiştir. Şekil 5.1b’de görüldüğü gibi taban iletkenine belli bir mesafeden başlayarak ve belirli aralıklarla 1, 2, 4, 8 ve 16 tane kare biçimli kusur açılarak yarattığı etkiler analiz edilmiştir. Şekil 5.2’te ve Şekil 5.3’te tasarlanan modellerin  $S_{11}$  ve  $S_{21}$  değişimleri dB olarak verilmiştir. Şekil 5.2 ve Şekil 5.3’te görüldüğü gibi sadece mikroşerit hat tasarımında tamamen geçiren bir filtre karakteristiği görülmektedir. Taban iletkenine kusur açıldıkça X bandında  $S_{11}$  değeri yükselmekte ve  $S_{21}$  değeri düşmektedir. Bu durumda X bandında band durduran bir bölge oluşmaktadır. Dolayısıyla taban iletkenine kusur açmak band durdurma karakteristiği meydana getirebilmektedir.

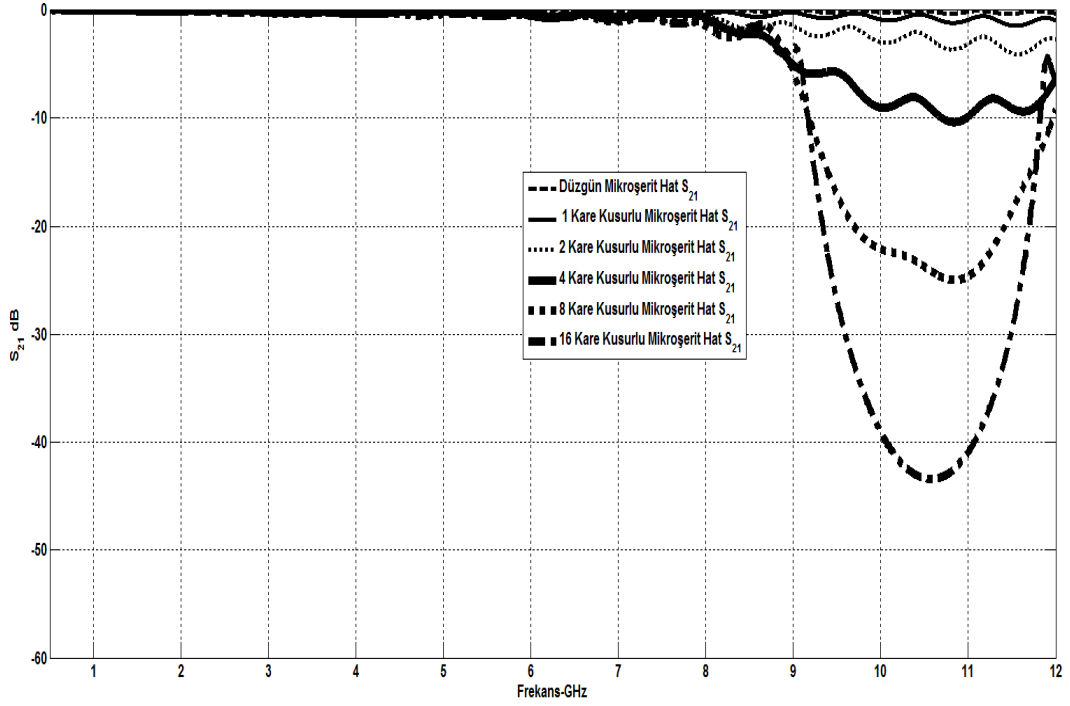


**Şekil 5.1** : Düğüün ve taban iletkeni kusurlu mikroşerit hat görünümleri a)üstten görünüm b) alttan görünüm





Şekil 5.2 : Düzgün ve taban iletkeni kusurlu mikroşerit hatların  $S_{11}$  değişimleri

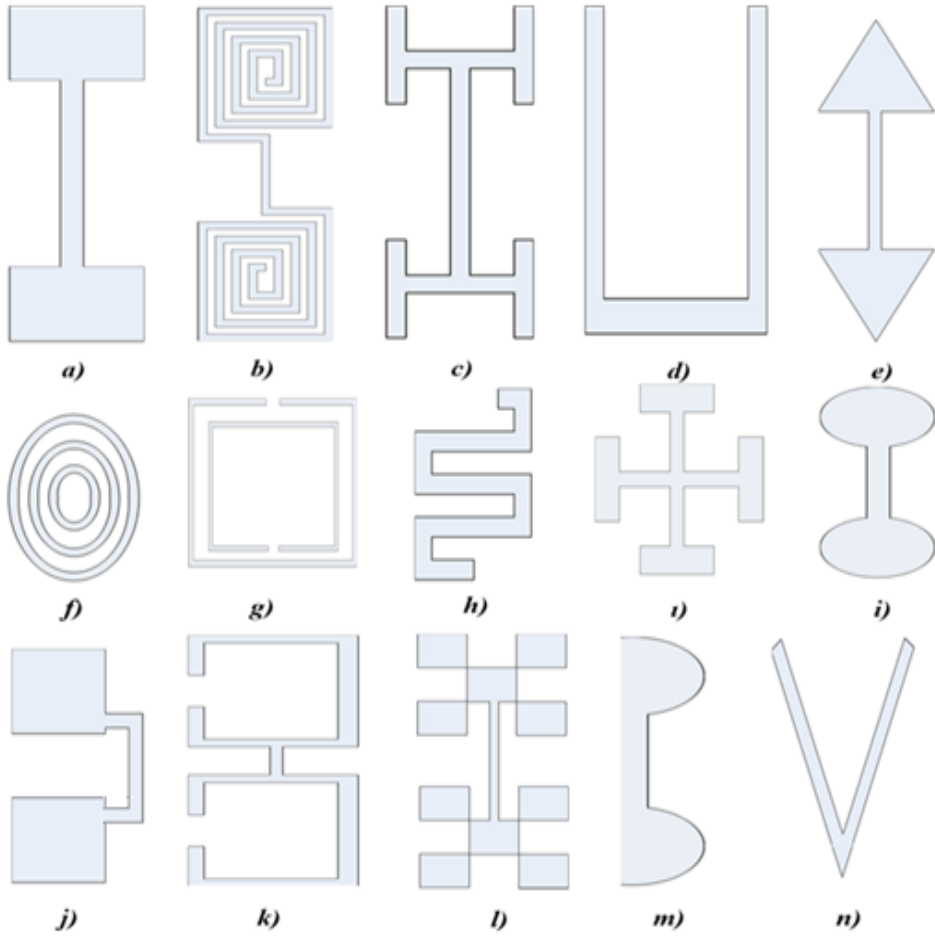


Şekil 5.3 : Düzgün ve taban iletkeni kusurlu mikroşerit hatların  $S_{21}$  değişimleri

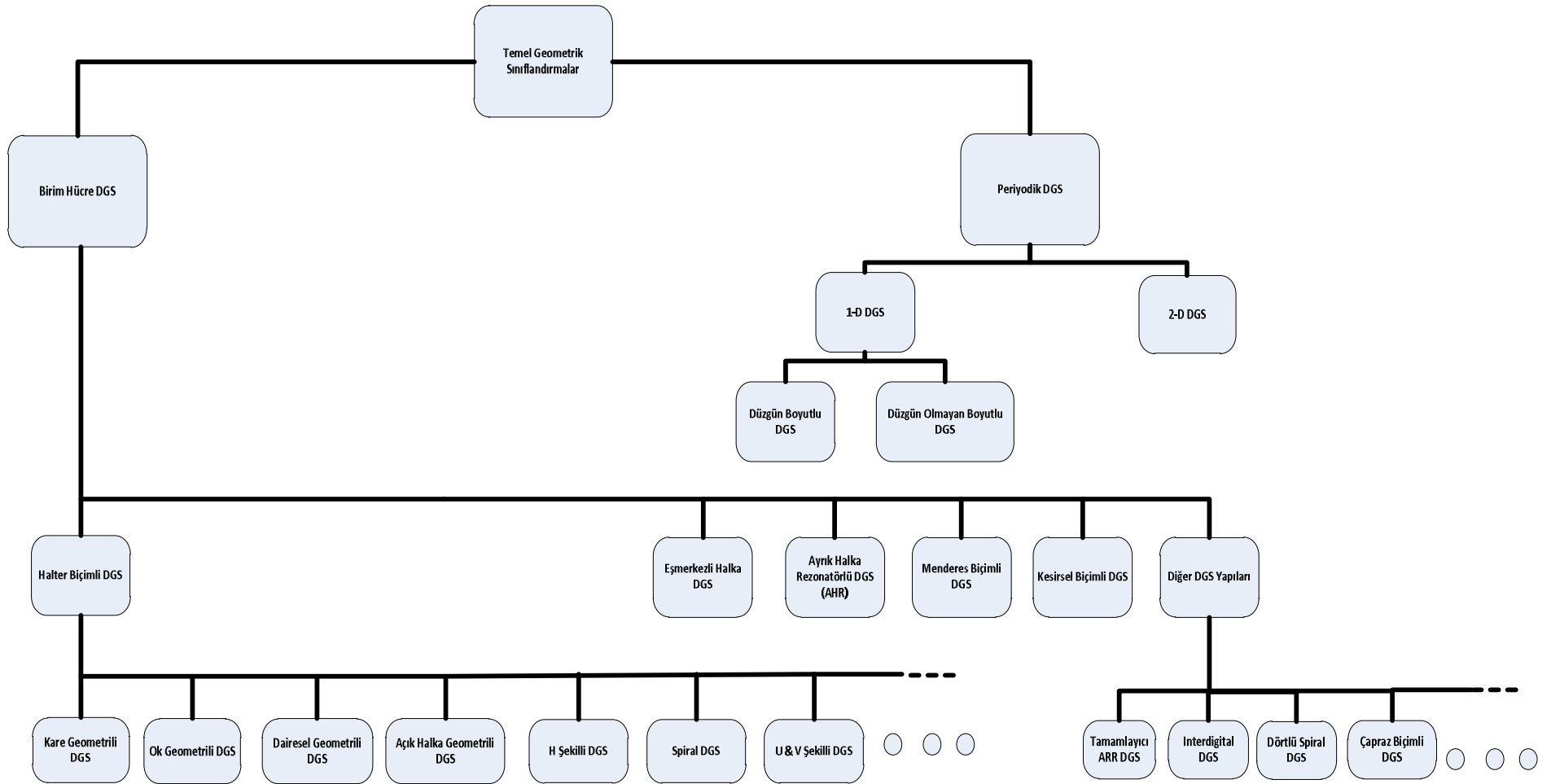
## 5.1 Tanım ve Temel DGS Yapıları

DGS, bir mikroşerit devrede birtakım basit veya karmaşık geometrilerin, taban iletkenine oyulması yoluyla elde edilen yapılardır ve bu yapılar ile belli frekanslarda dalga yayılımı önlenmektedir. Bu sebepten DGS bir birim hücre EBG veya sınırlı

hücrelere ve bir periyoda sahip EBG olarak ta tanımlanabilmektedir. Bu yapılar farklı geometrik şekillere ve her farklı geometrik şekil farklı frekans yanıtları ve eşdeğer devre parametrelerine sahiptir. DGS'in tek birim hücre tasarımları olduğu gibi kaskat bağlı tasarımları da mevcuttur. Halter biçimli, sarmal, U biçimli, V biçimli, H biçimli, çapraz, eş merkezli halka biçimli gibi literatürde yer alan bir çok farklı geometride DGS tasarımları mevcuttur. Ayrıca kesirsel, ayırık halka rezonatörü gibi daha karmaşık yapılar da uygulama alanı oluşturmuştur. Şekil 5.4'de farklı DGS geometrileri görülmektedir. Şekil 5.5'te literatürde yer DGS geometrilerinin sınıflandırılması görülmektedir ve bu örnekleri yapılacak yeni çalışmalar ile çoğaltmak mümkündür.



**Şekil 5.4 :** Farklı DGS geometrileri a)Kare biçimli halter DGS b) sarmal biçimli halter DGS c) H-biçimli halter DGS d) U-biçimli DGS e) ok biçimli halter DGS f) eşmerkezli halka biçimli DGS g) ayırık halka rezonatörlü DGS h) menderes tipinde DGS ı) çapraz biçimli DGS i) dairesel biçimli halter DGS j) U yarıkla ilgili kare biçimli DGS k) açık döngülü halter DGS l) kesirsel kare DGS m) Halter biçimli yarım çember DGS n)V- biçimli halter DGS

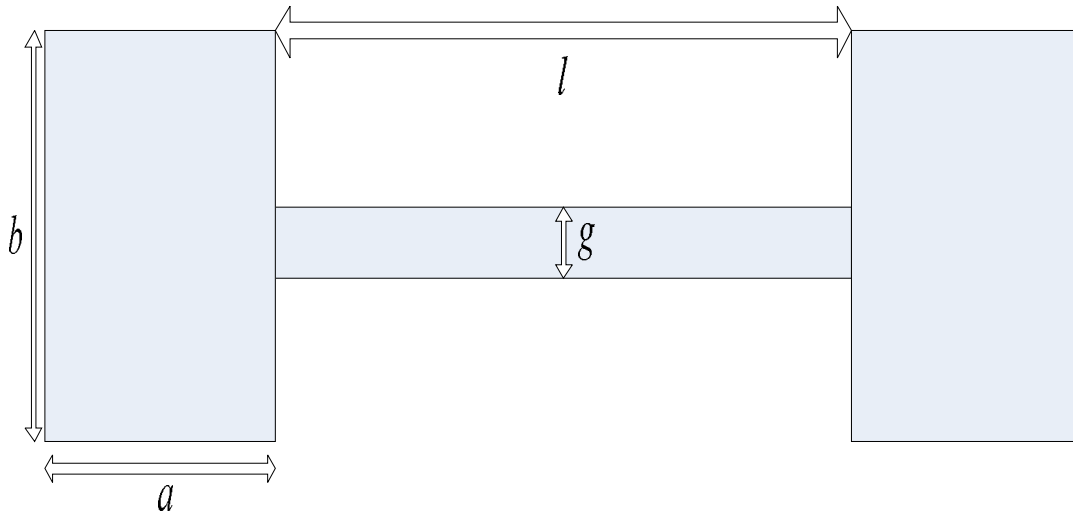


Şekil 5.5 : Bazı temel DGS geometrileri ve sınıflandırılması

Şekil 5.5'te görülen yapılar filtrelerin gerçekleştirilmesinde, istenmeyen yüzey dalgalarının bastırılmasında, mikroşerit antenlerde harmoniklerin kontrol edilmesinde, daha düzgün mikrodalga devrelerinin tasarlanmasında ve diğer mikrodalga uygulamalarında kullanılmaktadır. Tasarımın kolaylığı ve düzgün olması için geçirme ve durdurma bandında performansların iyileştirilmesini başarmak adına farklı geometriler bulunmuştur.

### 5.1.1 Halter biçimli DGS

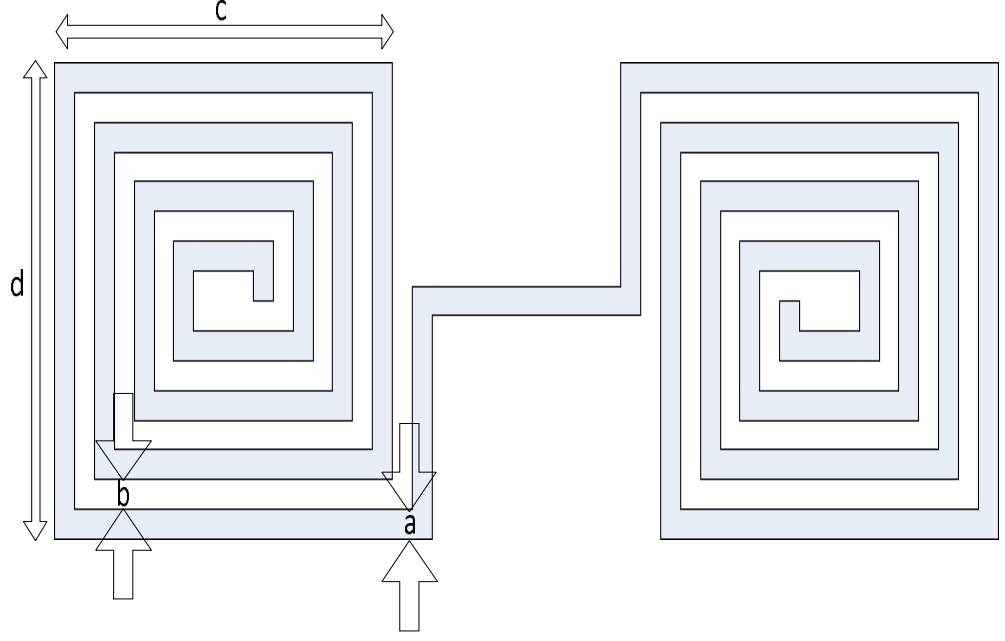
Halter biçimli birim hücre yapısına sahip ilk DGS çalışması Kim ve diğ. [9] tarafından akabinde ise Ahn ve diğ. [11] tarafından ortaya atılmıştır. Bu tasarım ilk olarak iki tane dikdörtgen kusur ve bunları birbirine bağlayan dar bir kusurdan oluşmaktaydı sonraki çalışmalarda uçları farklı geometrili birçok halter biçimli DGS tasarımları ortaya çıkmıştır. Şekil 5.6'da kare biçimli halter DGS yapısı görülmektedir.



Şekil 5.6 : Kare biçimli halter DGS

#### 5.1.1.1 Sarmal DGS

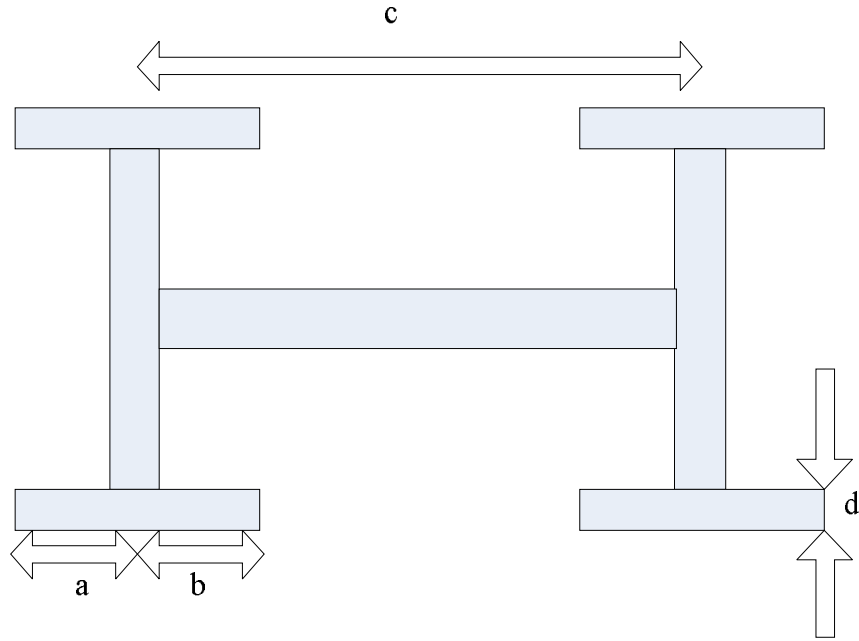
Halter biçimli sarmal DGS yapısı [43] Şekil 5.7'te görülmektedir. Eğer aynı yüzey alanına sahip halter biçimli kare DGS ile sarmal DGS yapıları aynı problem için bir taban iletkenine uygulandığında, sarmal DGS yapısının daha düşük frekansta zayıflama karakteristiğine sahip olduğu tespit edilmiştir. Bu durum sarmal DGS yapısının verilen frekansta daha az yer kapladığını göstermektedir. Ayrıca sarmal DGS yapısı daha dik band durdurma karakteristiği göstermektedir.



**Şekil 5.7 : Sarmal biçimli halter DGS**

#### 5.1.1.2 H biçimli DGS

İlgilenilen frekansa bakılmaksızın ve iyi bir band durdurma karakteristiği elde etmek için bazı uygulamalarda DGSin yüzey alanını azaltmak gerekebilir. Şekil 5.8’de görülen H biçimli DGS yapısı bu problemi karşılayabilmektedir. Bu yapılar ile geçirme bandından durdurma bandına oldukça keskin geçişler sağlanabilmektedir. [44] nolu yayın bu konuda iyi bir fikir vermektedir.



**Şekil 5.8 : H biçimli halter DGS**

### **5.1.2 U ve V biçimli DGS**

Şekil 5.4 d’de ve Şekil 5.4 n’de bu yapılar görülmektedir. Daha keskin ve derin band söndürme özelliklerine sahip bu DGS yapıları istenmeyen parazit sinyallerin bastırılmasında [45] kullanılabilir. Bu yapılar H biçimli DGS’e göre daha dik bir söndürme karakteristiğine sahip olup kalite faktörü değerleri ise yüksektir.

### **5.1.3 Dairesel halka biçimli DGS**

Eşmerkezli halka biçimli DGS yapısı Şekil 5.4 f’de görülmektedir. Bu yapıların band durdurma özellikleri halkaların yarıçapları ve kalınlıkları değiştirilerek görülebilmektedir.

## **5.2 Periyodik DGS**

Birim hücrelerin periyodik olarak taban iletkenine kusur açılması daha dik, derin ve daha geniş bir durdurma band karakteristiği sağlayabilmektedir. Ayrıca durdurma bandı kesim frekansı hücre boyutlarına bağlıdır. Hücrelerin genişliği ise  $S_{21}$ ’in daha geniş ve derin bir frekans karakteristiğine sahip olması ile ilgilidir [46].

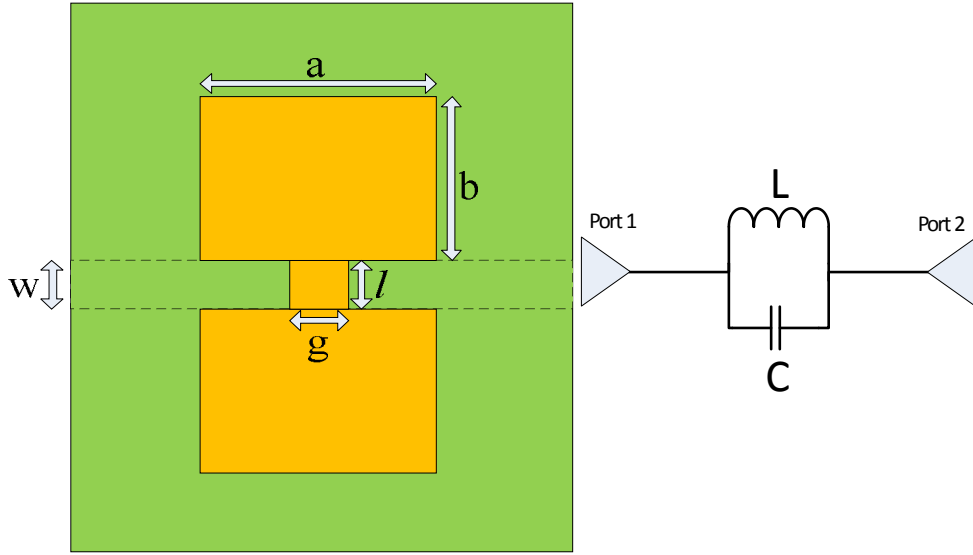
Bunun yanında periyodik olup da düzgün dağılımlı olmayan DGS yapıları da mevcuttur. Bu yapılar dalgalanmaların bastırılması ve durdurma band genişliğinin iyileştirilmesi işlemlerinde kullanılmaktadır.

## **5.3 Mikroşerit Filtre Tasarımlarında Taban İletkeni Kusurlu Yapıların**

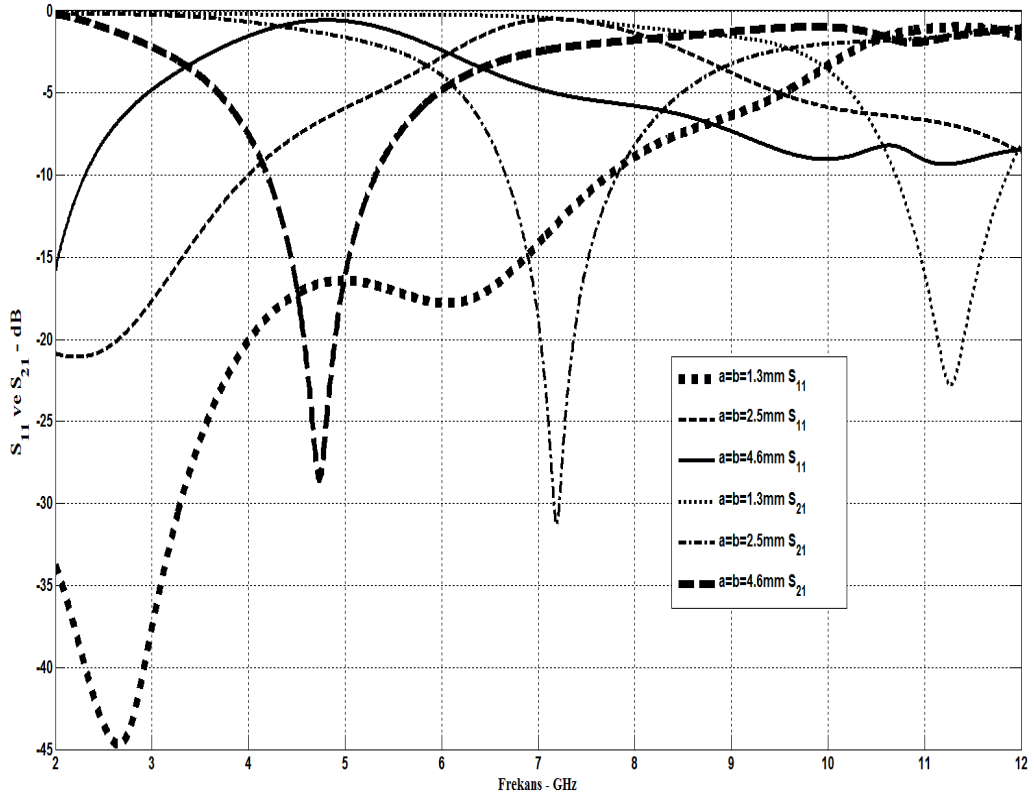
### **Kullanılması**

Ahn ve diğ. [11]’nin yapmış olduğu çalışmada klasik filtre tasarım adımlarından hareketle taban iletkenine kusur açılarak filtre tasarımı yapılabileceği fikri ortaya atılmıştır. Bu fikrin ortaya çıkmasını sağlayan durum ise düzgün bir mikroşerit hattın altına açılan halter biçimli dikdörtgen DGS’in tek başına yarattığı karakteristiğin eşdeğer devre ile modellenebilmesidir. [11]’deki tasarıma göre taban iletkenine Şekil 5.9’daki gibi bir kusur açılırsa taban iletkenindeki akım dağılımı değişmektedir ve bu değişim ise iletim hattının yani mikroşerit hattın kapasitansını ve indüktansını değiştirmektedir. Açılan dar ve geniş kusurlar iletim hattının etkin kapasitans ve indüktansını artırmaktadır. Bu durumda tek bir DGS’den oluşan bir mikroşerit hat LC eşdeğer devresi ile temsil edilebilmektedir. Açılan kusurların her bir uzunluğu

eşdeğer devre parametrelerinin değerlerini yani  $L$  ve  $C$  değerlerini değiştirmektedir. Şekil 5.10'da sadece  $a$  ve  $b$  değerlerinin değişiminde oluşan frekans karakteristikleri görülmektedir. Şekil 5.10'da görüldüğü gibi  $a$  ve  $b$  değerleri arttıkça kesim ve rezonans frekans değerleri daha düşük frekanslara kaymaktadır.

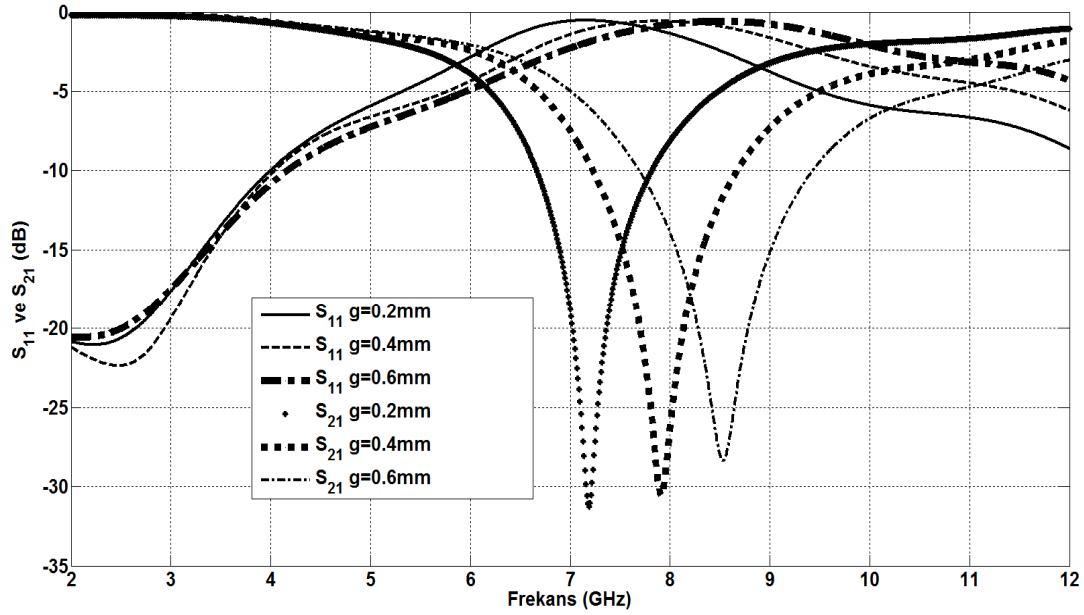


Şekil 5.9 : [11]'deki çalışmanın geometrisi ve eşdeğer devre modeli



Şekil 5.10 : Kare kusurların farklı uzunluk değerleri için oluşan frekans karakteristikleri

Bununla beraber  $g$  değerinin yani kare kusurları birbirine bağlayan yolun genişliğinin değişimi sonucu oluşan frekans karakteristikleri Şekil 5.11’de görülmektedir.



**Şekil 5.11** : Kare kusurlar arasındaki kusur yolu genişliğinin değişiminde oluşan frekans karakteristikleri

Şekil 5.11’de görüldüğü gibi  $g$  değerinin artması sadece rezonans frekansının değişimini sağlamaktadır. Taban iletkenine halter biçimli kare DGS açılarak tasarlanan modellerin paralel L-C devresi olarak modellenmesinin sebebi taban iletkenindeki kare kusurların endüktans gibi davranarak yapının kesim frekansı değerini değiştirmesi ve kare kusurların arasındaki yolun ise kapasitör gibi davranarak yapının rezonans frekansı değerlerini değiştirmesidir.

Bununla beraber [11]’de klasik filtre tasarımı yoluyla elde edilen toplu elemanlı bir devredeki endüktanslar taban iletkeni kusurlu bir yapı ile, kapasitörler ise T ve çapraz jonksiyonlu hatlar ile modellenerek mikroşerit filtre tasarımında yeni bir yöntem önerilmiştir. Bu çalışma daha sonra yapılan yayınlarda bu konuda önemli bir başvuru kaynağı olmuştur.



## **6. TABAN İLETKENİ KUSURLU MİKROŞERİT FİLTRE TASARIMLARI VE TASARIM SONUÇLARI**

Taban iletkeni kusurlu yapılar ile şimdiye kadar birçok uygulamada kullanılan mikroşerit filtre tasarımları yapılmıştır. Çalışmalarda filtrenin türlerine göre amaç fonksiyonları belirlenmiştir. Örneğin, alçak geçiren filtre tasarımı yapılan çalışmalarda filtrenin daha küçük boyutlara indirgenmesi [47, 48, 50], band söndürme kabiliyetinin oldukça düşük seviyede olması [49], düşük araya girme kaybının olması [48], daha geniş durdurma bandının olması [51] istenebilmektedir.

Bu bölümde üç farklı mikroşerit alçak geçiren filtre, taban iletkeni kusurlu yapılar kullanılarak tasarlanmıştır. Tasarımlarda üç boyutlu elektromanyetik simülasyon programlarından HFSS ve SONNET kullanılmış olup devre simülasyonları ve matematiksel hesaplamalar için AWR, FILPRO ve MATLAB programlarından faydalanılmıştır. Bu bölümde yer alan filtre tasarımları sırasıyla [5], [52], [53] nolu yayımlar ile belirtilen ve bu tezden üretilen bildirileri içermektedir.

### **6.1 Tasarım 1**

Bu tasarım iki aşamadan oluşmaktadır. Öncelikle kesim frekansı 2GHz, derecesi 5 ve dalgalanma seviyesi 0.5 dB olan Chebyshev prototipinde toplu elemanlardan oluşan bir filtre tasarlanmış olup Richard dönüşümü ve Kuroda özdeşlikleri kullanılarak giriş ve çıkışı 50  $\Omega$  ile sonlandırılmış bir mikroşerit filtre yapısı elde edilmiştir. Son adımda ise tasarlanan mikroşerit filtrenin taban iletkenine çeşitli geometrilerde ve mesafelerde kusurlar açılmış ve bu kusurların frekans karakteristiğine etkileri incelenmiştir. Toplu elemanlardan oluşan filtrenin normalize eleman değerleri ile mikroşerit filtrenin hat genişliklerinin ve uzunluklarının hesaplanmasında MATLAB programı, benzetim ve modelleme aşamalarında ise HFSS, SONNET, AWR ve FILPRO programları kullanılarak tutarlı benzetim sonuçları elde edilmiştir [5].

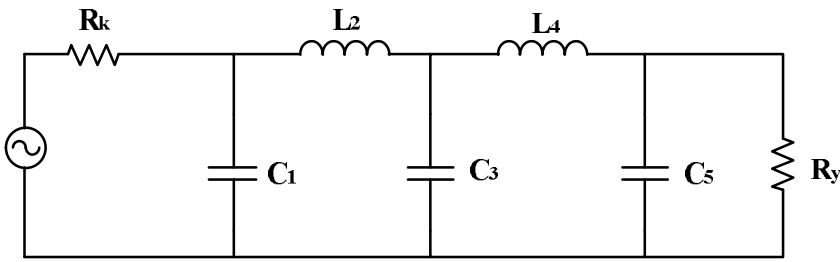
Filtre prototipi, filtrenin derecesi, kesim frekansı ve giriş-çıkış empedans değerleri tasarımın amaç fonksiyonlarını oluşturmaktadır. Bu tasarımda alçak geçiren bir filtre

türü seçilmiş olup geçirme bandından durdurma bandına daha keskin inişlerin olması için Chebyshev prototipi kullanılmıştır. Dalgalanma seviyesi 0.5 dB, giriş ve çıkış empedansları  $50\Omega$  seçilmiştir. Bu durumda ikinci bölümde yazılmış olan MATLAB kodları yardımıyla elde edilen normalize eleman değerleri Çizelge 6.1’de verilmiştir.

**Çizelge 6.1** : Chebyshev prototipinde kullanılan normalize eleman değerleri ( $n=5$ ,  $Z_0=50\Omega$ )

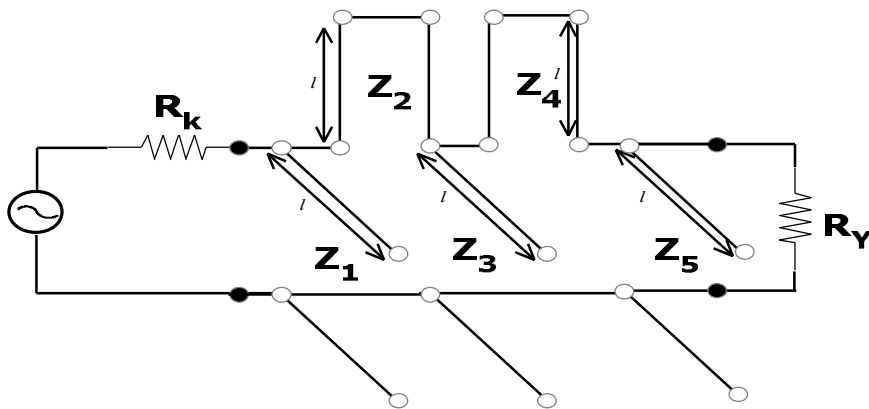
$g_0$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$
1	1.7058	1.2296	2.5409	1.2296	1.7058	1

Amaçlanan devrenin topolojisi Şekil 6.1’de görülmektedir. Şekil 6.1’de  $R_k=1$  ve  $R_y=1$ dir.



**Şekil 6.1** : Normalize alçak geçiren filtre devre topolojisi

Bu değerler bulunduktan sonra Şekil 6.1’deki devrede her bir pasif eleman Richards’ dönüşümü ile uygun iletim hatlarına dönüştürülür. Bu dönüşümde kondansatörler açık devre ve indüktörler kısa devre ile sonlandırılmak suretiyle  $l = \lambda/8$  uzunluklu hat parçaları olarak modellenmektedir. Şekil 6.2’de Richards Dönüşümü sonucu elde edilen devre görülmektedir.

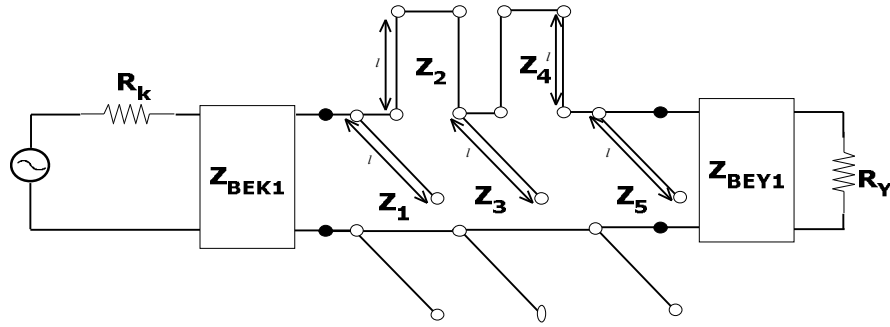


**Şekil 6.2** : Richards dönüşümü ile elde edilen devre

Şekil 6.2’de her bir iletim hattının normalize karakteristik empedans değerleri (4.2) ve (4.3) ifadeleri ile Şekil 4.1 kullanılarak bulunabilmektedir. Bu ifadeler yardımıyla normalize karakteristik empedans değerleri sırasıyla  $Z_1=0.59$ ,  $Z_2=1.23$ ,  $Z_3=0.40$ ,

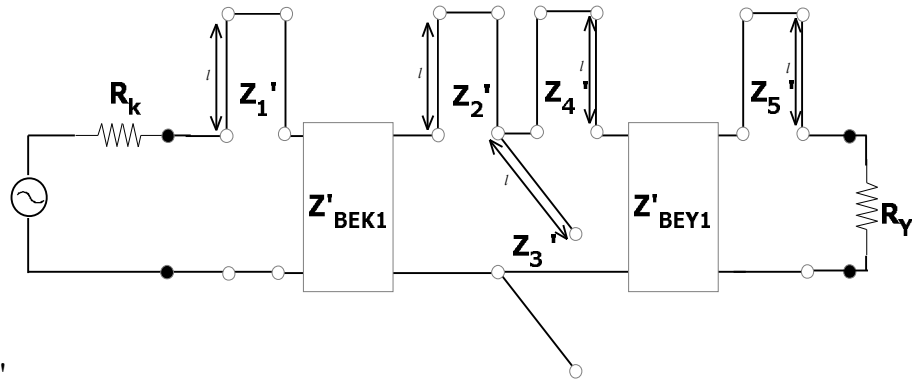
$Z_4=1.23$ ,  $Z_5=0.59$  bulunmaktadır. Şekil 6.2'de  $R_k=1$  ve  $R_y=1$ 'dir. Şekil 6.2'de yer alan seri empedanslardan oluşan hatların paralel yan hatlara dönüştürülmesi için Kuroda özdeşlikleri kullanılmaktadır.

Öncelikle Richards dönüşümü ile elde edilmiş yapının girişine ve yük kısmına normalize empedansı bire ve kesim frekansındaki uzunluğu  $\lambda/8$ 'e eşit olan birer hat parçası eklenir. Eklenen bu yapı, her iki tarafın birim empedansı ile uyumlu olduğu için filtrenin performansını etkilememektedir. Şekil 6.3'te birim eleman eklenmiş yeni devre yapısı görülmektedir.



**Şekil 6.3 :** Birim eleman eklenmiş yeni devre yapısı

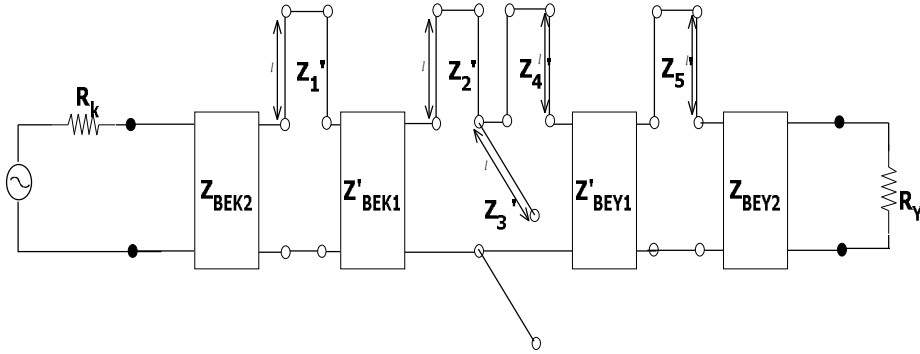
Şekil 6.3'te yer alan  $Z_{BEK1}=1$  ve  $Z_{BEY1}=1$ 'dir. Şekil 4.2 b'de yer alan özdeşlik devrenin girişine ve çıkışına uygulanırsa, Şekil 6.4'te yer alan devre yapısı elde edilir.



**Şekil 6.4 :** Birinci ve ikinci Kuroda özdeşliklerinin uygulanması sonucu elde edilen devre

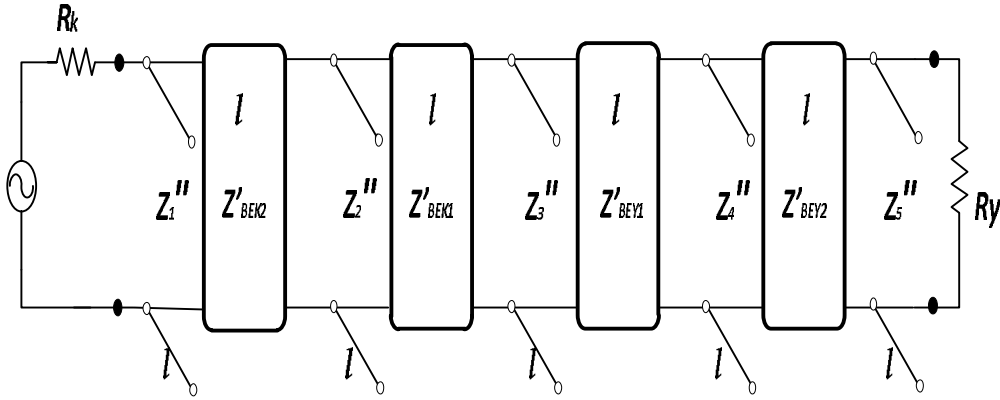
Şekil 6.4'de yer alan devrede devrenin her iki yanında Kuroda dönüşümlerinin uygulanması sonucu ilgili normalize empedanslar sırasıyla  $Z_1'=0.63$ ,  $Z_{BEK1}'=0.37$ ,  $Z_2'=1.23$ ,  $Z_3'=0.39$ ,  $Z_4'=1.23$ ,  $Z_{BEY1}'=0.37$ ,  $Z_5'=0.63$  elde edilmektedir. Bu aşamada yapılması gereken ise Şekil 6.4'da yer alan tüm seri iletim hatlarını paralel yan hatlara dönüştürmek olacaktır. Bunun için Şekil 6.4'de yer alan devrenin girişine ve

çıkışına birim eleman eklenir. Şekil 6.5'te son aşama için Kuroda özdeşliklerinin uygulanması görülmektedir.



**Şekil 6.5 :** Son aşamada devreye 2. ve 1. Kuroda özdeşliklerinin uygulanması

Şekil 6.5'te yer alan devrede  $Z_{BEK2}=1$  ve  $Z_{BEY2}=1$ 'dir. Birinci ve ikinci Kuroda özdeşliklerinin uygulanması sonucu Şekil 6.6'daki gibi olmaktadır.



**Şekil 6.6 :** Son aşamada elde edilen normalize devre yapısı

Şekil 6.6'daki devrede, Kuroda özdeşliklerinin uygulanması sonucu gerekli normalize empedanslar sırasıyla  $R_k=1$ ,  $Z''_1=2.59$ ,  $Z'_{BEK2}=1.63$ ,  $Z''_2=0.48$ ,  $Z''_{BEK1}=1.60$ ,  $Z''_3=0.39$ ,  $Z'_{BEY1}=1.60$ ,  $Z''_4=0.48$ ,  $Z'_{BEY2}=1.63$ ,  $Z''_5=2.59$ ,  $R_y=1$  bulunmaktadır. Empedans ve frekans ölçeklemeleri yapılarak iletim hatlarının gerçek empedans değerleri bulunur. Bununla beraber iletim hattı uzunluğunda bulunması gereklidir. İletim hattı uzunluğunun bilinmesi için  $50\Omega$ 'luk kaynak empedansı için ilgilenilen mikroşerit yapıdaki dielektrik malzemedeki kılavuzlanmış dalga boyuna bakılması gereklidir. Çünkü  $l = \lambda_g/8$  olduğundan  $\lambda_g$  bilinmelidir.

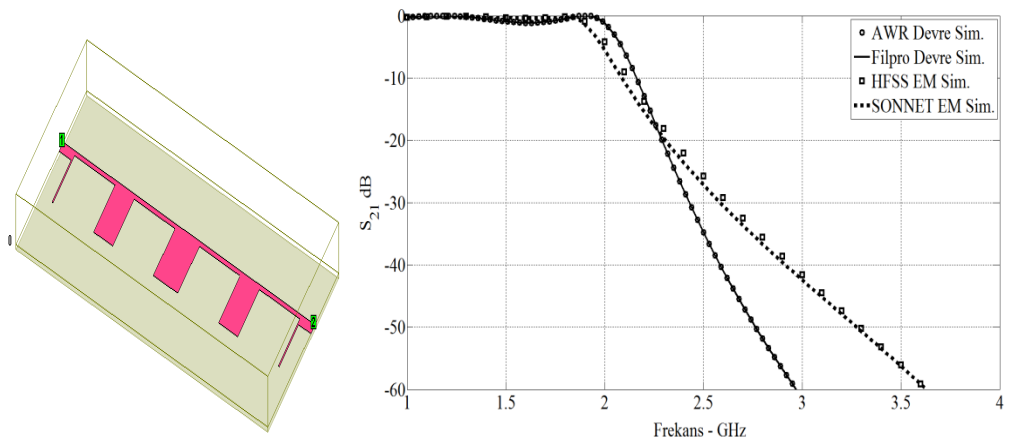
$$\lambda_g = \frac{300}{f(GHz) \cdot \sqrt{\epsilon_e}} \text{ (mm)} \quad (6.1)$$

Bu durumda (3.4) kullanılarak etkin dielektrik sabiti  $\epsilon_e$  bulunmalıdır. (3.4) ile  $\epsilon_e = 2.01$  bulunmaktadır. (6.1) 'de yer alan  $f$  ise kesim frekansdır. Böylece  $\lambda_g = 105.82$  mm bulunmaktadır. O halde her bir iletim hattının uzunluğu  $l = 13.23$ mm olmaktadır. Şimdiki aşama ise her bir iletim hattının hat genişliklerinin bulunmasıdır. Bu aşamada Şekil 3.3'te verilen kod parçası kullanılmıştır ve Çizelge 6.2'de elde edilen hat genişlikleri ile iletim hattı uzunlukları belirtilmiştir.

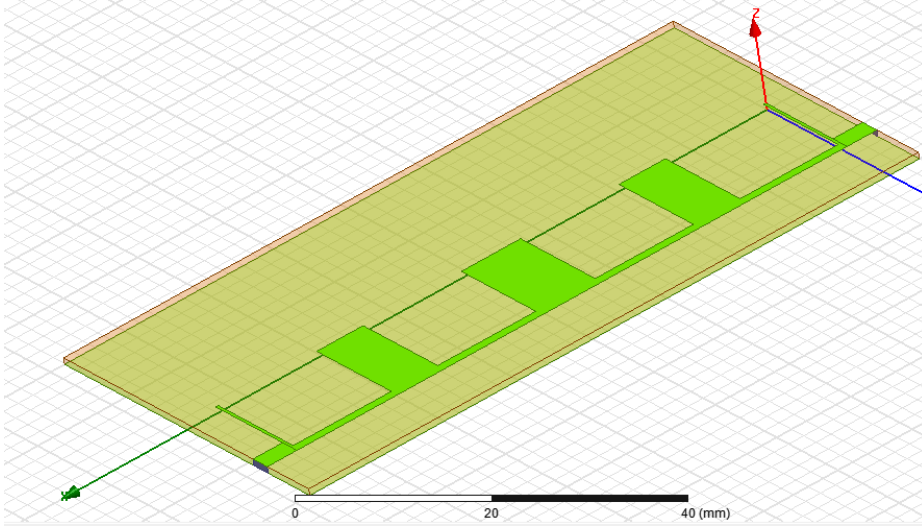
**Çizelge 6.2 : İletim hatları empedans değerleri ve hat genişlikleri**

İletim Hatları Empedans Değerleri		Hat Genişlikleri		Hat Uzunlukları
$Z_1''$	129.32 $\Omega$	$W_{Z1}$	0.35 mm	
$Z'_{BEK2}$	81.52 $\Omega$	$W_{ZBEK2}$	1.02 mm	
$Z_2''$	24.04 $\Omega$	$W_{Z2}$	6.27 mm	
$Z'_{BEK1}$	79.96 $\Omega$	$W_{ZBEK1}$	1.06 mm	
$Z_3''$	19.68 $\Omega$	$W_{Z3}$	7.99 mm	
$Z'_{BEY1}$	79.96 $\Omega$	$W_{ZBEY1}$	1.06 mm	
$Z_4''$	24.04 $\Omega$	$W_{Z4}$	6.27 mm	
$Z'_{BEY2}$	81.52 $\Omega$	$W_{ZBEY2}$	1.02 mm	
$Z_5''$	129.32 $\Omega$	$W_{Z5}$	0.35 mm	

Tasarımlarda Neltec NX9240 malzemesi ( $\epsilon_r=2.4$ ) kullanılmış, dielektrik malzeme yüksekliği  $h=0.8$ mm seçilmiştir. Tasarlanan mikroşerit filtrenin devre boyutları 82.12mm x 20mm dir. Tasarım parametrelerinin bulunması sonucu HFSS (Şekil 6.8), SONNET (Şekil 6.7a), FILPRO ve AWR programları ile EM ve devre simülasyonları yapıldığında Şekil 6.7b'deki gibi bir  $S_{21}$ (dB) frekans karakteristiği ortaya çıkmaktadır.

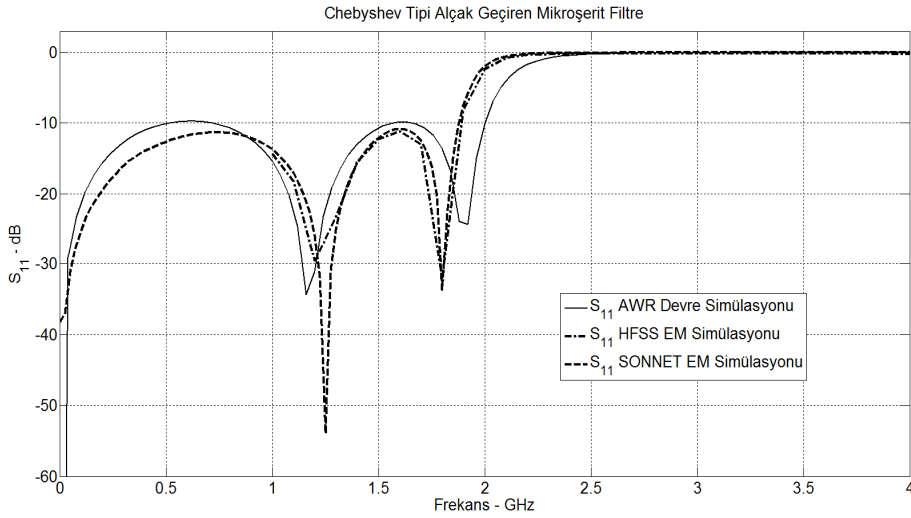


**Şekil 6.7 : a)Tasarlanan mikroşerit filtre b) Frekans karakteristiği**



**Şekil 6.8 :** HFSS'te tasarlanan mikroşerit filtrenin görünümü

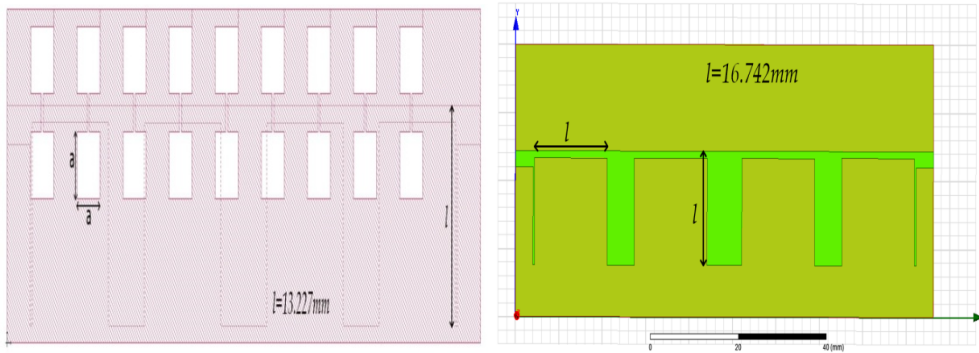
Şekil 6.9'da mikroşerit filtrenin  $S_{11}$  değerlerinin değişimleri görülmektedir. SONNET programı ile yapılan EM simülasyonunda -3dB'deki kesim frekansı 1.96 GHz olarak bulunmuştur. Bu tasarımda arzu edilen kesim frekansı ise 2.0 GHz'dir. HFSS'te yapılan simülasyonda ise -3 dB kesim frekansı 1.95 GHz çıkmaktadır. Bu durumda %1'lik bir fark ile amaçlanan tasarıma yaklaşılmıştır. Şekil 6.9'da yer alan  $S_{11}$  değişimi incelenirse yapılan simülasyonların oldukça tutarlı olduğu görülmektedir. Tasarımda birbirine bağlanan iletim hatları arasındaki süreksizlikler ve etkileşimler ile saçaklanmalardan dolayı %1'lik bir fark ile amaçlanan filtre tasarlanmıştır.



**Şekil 6.9 :** Mikroşerit filtrede  $S_{11}$  değişimi

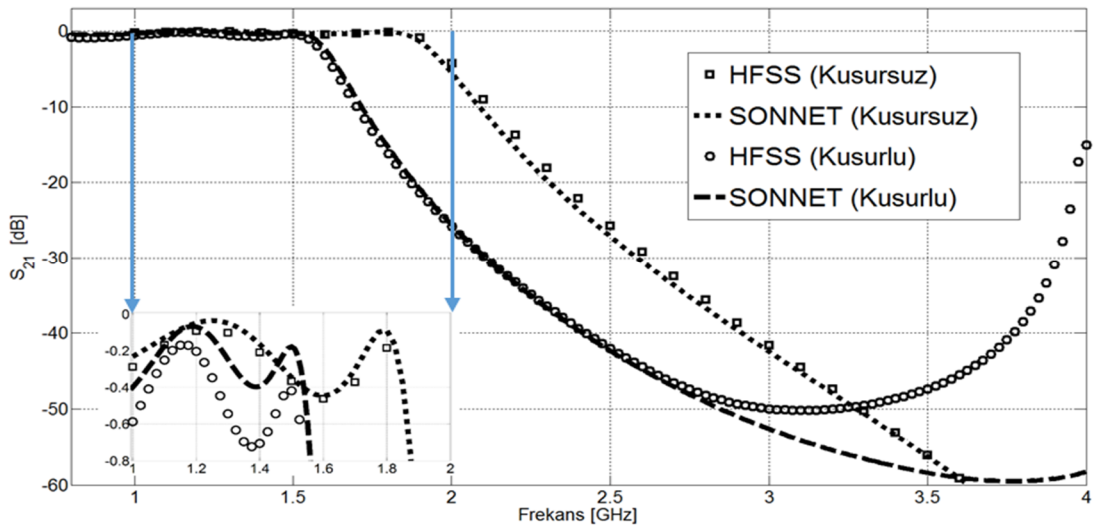
Bu aşamaya kadar taban iletkenine kusur açılmadan normal bir mikroşerit filtre tasarımı ile ilgili adımlar uygulanmıştır. Şimdiki aşamada ise tasarlanan mikroşerit

filtrenin taban iletkenine halter biçimli çeşitli uzunluk ve genişlik değerlerine sahip kusurlar açılarak frekans karakteristiğine etkileri incelenmiştir. Tasarım dört bölümde gerçekleştirilmiş olup birinci bölümde periyodik olarak kare biçimli halter kusurlar açılmıştır (Şekil 6.10a). İkinci bölümde bu kusurların sadece kare biçiminin kenar uzunlukları aynı oranda değiştirilmiştir. Üçüncü bölümde taban iletkenine açılan aynı geometriye sahip kusurların sayısı ve aralarındaki mesafe değiştirilmiştir. Son bölümde ise Şekil 6.10a’da tasarlanan mikroşerit filtre sonucunda ortaya çıkan frekans karakteristiği amaç fonksiyonu alınarak aynı tasarım adımları ile yeni bir mikroşerit filtre tasarlanmıştır (Şekil 6.10 b).



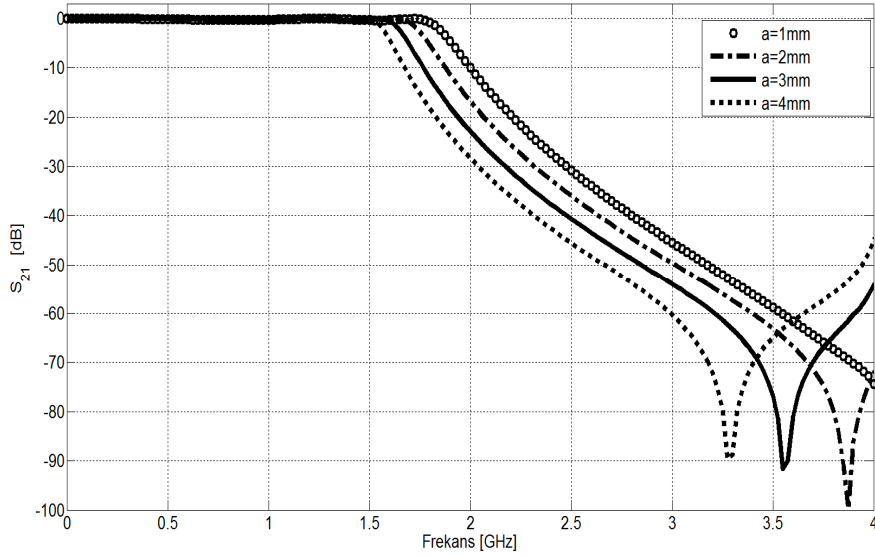
**Şekil 6.10 :** a)Periyodik kusur açılmış mikroşerit filtre b)Yeni amaç fonksiyonu ile tasarlanmış mikroşerit filtre

Tasarım bölümlerinin uygulanması sonucunda Şekil 6.11, Şekil 6.12, Şekil 6.13 ve Şekil 6.14’de yer alan frekans karakteristikleri elde edilmiştir. Şekil 6.11’de, taban iletkenine açılan kusurlar sonucunda kesim frekansının 1.57 GHz’e düştüğü görülmektedir.



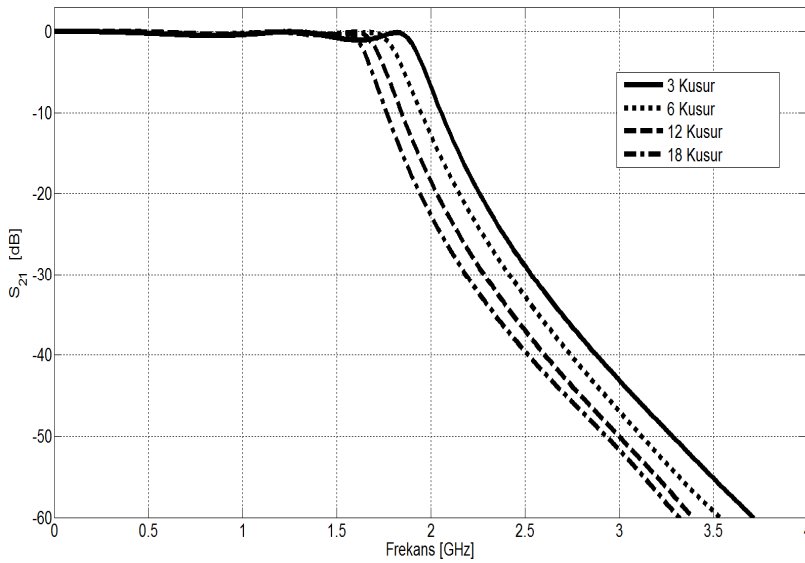
**Şekil 6.11 :** Taban iletkeni kusurlu mikroşerit filtrenin karşılaştırmalı filtre karakteristiği

Şekil 6.12’de taban iletkenindeki kare geometrili kusurlu yapının kenar uzunlukları eşit oranda değiştirilmiştir ve  $a$  uzunluğu arttıkça kesim ve rezonans frekans değerlerinin düştüğü görülmektedir.



**Şekil 6.12 :** Taban iletkenindeki kusurlu yapının sadece bir kenarının değişiminde oluşan frekans karakteristikleri

Şekil 6.13’te taban iletkenine kenar uzunluğu  $a=2\text{mm}$  olacak şekilde kare biçimli halter kusurlar farklı sayılarda ve dolayısıyla birbirine farklı mesafelerde açılmıştır. Şekil 6.13’te açılan kusur sayısı arttıkça filtrenin geçirme bandında ciddi bir değişiklik olmamakla beraber rezonans ve kesim frekanslarının daha düşük frekanslara kaydığı görülmüştür.

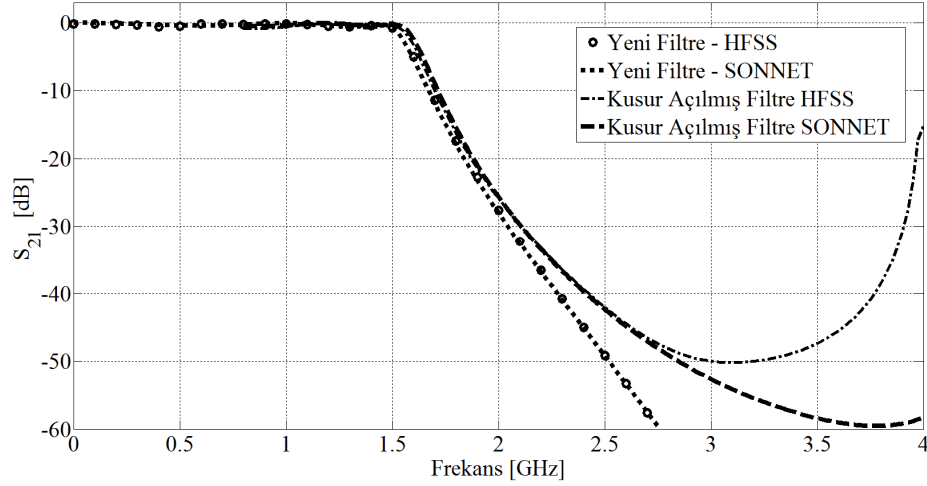


**Şekil 6.13 :** Kusur sayısı değiştirilmiş yapıların frekans karakteristiği

Şekil 6.14’de, Şekil 6.11’de taban iletkenine kusur açılarak elde edilen frekans karakteristiği amaç fonksiyonu alınarak yeni bir mikroşerit filtre tasarımı sonucunda



elde edilen frekans karakteristiği ve taban iletkenine açılan kusurlar ile tasarlanmış mikroşerit filtrenin frekans karakteristiği görülmektedir. Şekil 6.14'te görüldüğü gibi 2.5 GHz'e kadar filtre karakteristikleri oldukça tutarlı sonuçlar vermiştir. Yeni filtrenin boyutları 96.18mm x 20mm olduğundan, kusurlu yapıdan daha büyüktür. Bu durumda taban iletkenine kusur açılması mikroşerit filtrenin daha küçük boyutlara indirgenebileceğini göstermektedir.



**Şekil 6.14** : Yeni amaç fonksiyonlu filtre ile amaçlanan filtrenin frekans karakteristikleri

Bu tasarımda taban iletkeni kusurlu yapıların mikroşerit filtre tasarımındaki etkilerinin incelenmesi kapsamında halter biçimli kusurların sayısı, aralarındaki mesafe ve boyutu değiştirilerek alçak geçiren bir filtre için frekans karakteristiği üzerindeki etkileri belirlenmiştir. Bu kapsamda HFSS ve SONNET benzetim programlarından elde edilen karşılaştırmalı sonuçlar göz önüne alındığında taban iletkeni kusurlu mikroşerit yapılar kullanılarak daha küçük boyutta filtreler tasarlanabileceği ortaya konmuştur.

## 6.2 Tasarım 2

Bu tasarımda, üç adımdan oluşan bir tasarım prosedürü ortaya konmuş olup bu prosedür taban iletkeni kusurlu yapılar ile eliptik fonksiyonlu mikroşerit filtre tasarımının frekans karakteristiğinin iyileştirilmesine yöneliktir. İlk adımda, eliptik alçak geçiren filtre prototipinin normalize eleman değerleri bulunur ve arzu edilen filtre dönüşümü yapılır. İkinci adımda elde edilen eliptik alçak geçiren filtre devresi mikroşerit hatlar ile modellenir. Bu modellemede adım empedansı yöntemi kullanılır. Son adımda ise tasarlanan bu mikroşerit filtrenin taban iletkenine halter biçimli kare

DGS, menderes tipinde DGS ve kesirsel DGS gibi farklı geometrilerde kusurlar açılarak mikroşerit filtrenin karakteristiğinde iyileştirmeler yapılmıştır. Tasarımlarda MATLAB, HFSS ve SONNET programları kullanılmıştır [52].

Eliptik fonksiyonlu mikroşerit filtre tasarımı için ilk adım normalize eleman değerlerinin bulunmasıdır. Bu değerlerin bulunmasında bazı parametre takımlarını seçmek gerekir. Bu parametre takımlarını ifade etmek gerekirse;  $n$  filtrenin derecesi,  $\Omega_c$  normalize kesim frekansı,  $\Omega_s$  durdurma bandının başladığı frekanstaki dalgalanma,  $L_{As}$  minimum durdurma bandı araya girme kaybı,  $L_{Ar}$  ise geçirme bandı dalgalanmasının ifade eder. Literatürde basit bir eliptik filtre prototipi formülasyonu olmadığı için bu parametre takımlarını karşılayan normalize eleman değerleri tasarımda kullanılmıştır. Eleman değerlerinin seçimi Çizelge 2.4'ten yapılmıştır. Çizelge 6.3'te seçilen eleman değerleri yer almaktadır. Bu noktada pasif elemanlardan oluşan filtre devresinin eleman değerleri bulunabilmektedir.

**Çizelge 6.3 :** Eliptik fonksiyonlu alçak geçiren filtre prototipi normalize eleman değerleri  $g_0=g_7=1$ ,  $\Omega_c=1$ .

$n$	$\Omega_s$	$L_{As}$ [dB]	$L_{Ar}$ [dB]	$g_{L1}=g_1$	$g_{C2}=g_2$	$g_{L2}=g_2'$	$g_{L3}=g_3$	$g_{C4}=g_4$	$g_{L4}=g_4'$	$g_{L5}=g_5$	$g_{C6}=g_6$
6	1.25	39.98	0.1	0.742	1.119	0.331	1.228	0.975	0.626	1.14	1.027

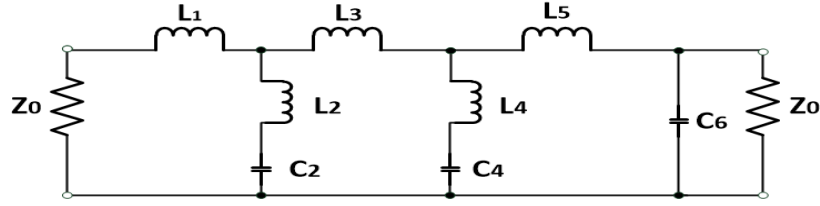
Bu tasarımda giriş ve çıkışı  $50\Omega$  ile sonlandırılmış, bağıl dielektrik geçirgenliği  $\epsilon_r=10.8$ , dielektrik malzeme yüksekliği  $h=1.27\text{mm}$  seçilmiştir ve kesim frekansı 2 GHz alınmıştır. (2.15)'teki empedans ve frekans ölçekleme işlemleri sonucu L-C eleman değerleri Çizelge 6.4'teki gibi bulunmuştur ve devre topolojisi Şekil 6.15'te gösterilmiştir

**Çizelge 6.4 :** Arzu edilen tasarımın L-C eleman değerleri

$L_1$	$L_2$	$C_2$	$L_3$	$L_4$	$C_4$	$L_5$	$C_6$
2.95 nH	1.319 nH	1.78 pF	4.88 nH	2.49 nH	1.55 pF	4.54 nH	1.63 pF

Bu tasarımda, adım empedansı yöntemi ile pasif elemanlar, mikroşerit hatlara çevrilmiştir. Bu yöntemde indüktörler yüksek empedanslı hatlar, kondansatörler ise düşük empedanslı hatlar şeklinde modellenmiştir. Adım empedansı yönteminde önemli olan bir diğer durum ise iletim hatlarının boyunun  $l < \lambda/8$  olacak şekilde seçilmiş olmalarıdır. Bu durumda toplu elemanlı tasarıma yakın karakteristik elde edilebilmektedir. Dolayısıyla her bir adımda işlemler dikkatli bir şekilde yapılmalıdır. Düşük ve yüksek empedanslı hatlar için sırasıyla  $Z_{OL}=14\ \Omega$ ,  $Z_{OH}=93\ \Omega$

seçilmiştir. Bu hatların fiziksel uzunluklarının bulunmasında (4.8)'deki formülasyon kullanılmıştır.



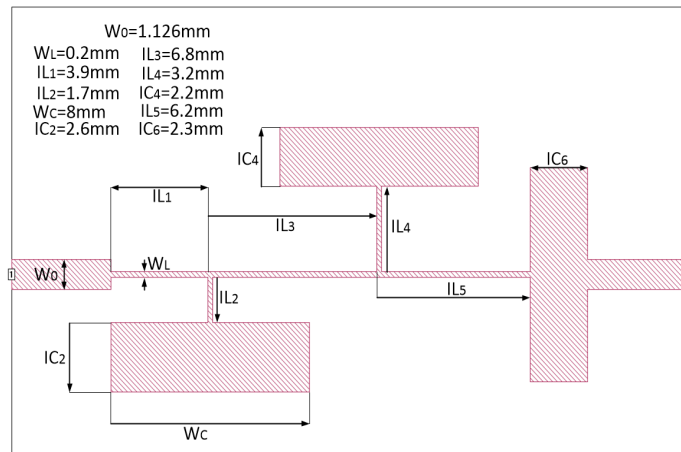
Şekil 6.15 : Eliptik fonksiyonlu, toplu elemanlı alçak geçiren filtre

Çizelge 6.5'te, hesaplanan mikroşerit tasarım parametreleri yer almaktadır. Şekil 6.16'da arzu edilen tasarımın mikroşerit devre modeli görülmektedir.

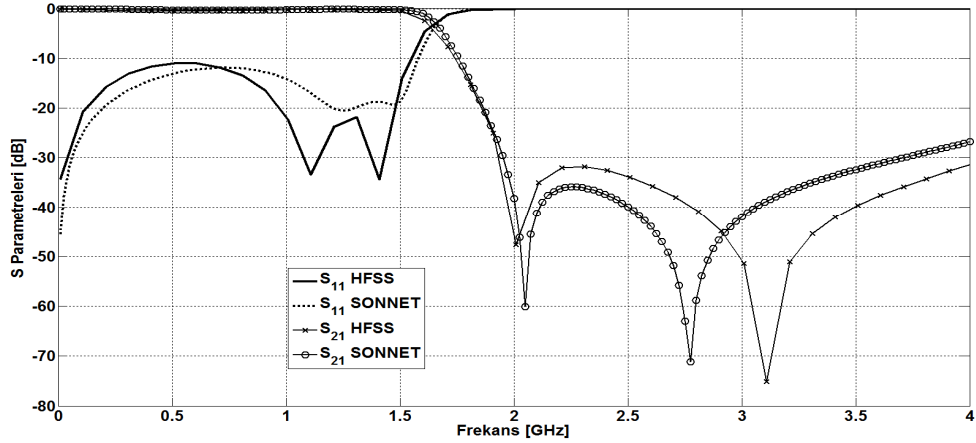
Çizelge 6.5 : Eliptik fonksiyonlu alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımında kullanılan mikroşerit tasarım parametreleri

$Z_{oH}=93 \Omega$	$W_L=0.2\text{mm}$	$\epsilon_{\text{eff}}= 6.4577$	$\lambda_{gL}(f_c)=59.02\text{mm}$
$l_{L1}=3.85\text{mm}, l_{L2}=1.69\text{mm}, l_{L3}=6.77\text{mm}, l_{L4}=3.22\text{mm}, l_{L5}=6.21\text{mm}$			
$Z_o=50 \Omega$	$W_0= 1.1\text{mm}$	$\epsilon_{\text{eff}}= 7.17$	$\lambda_{g0}(f_c)=56.01\text{mm}$
$Z_{oL}=14 \Omega$	$W_C=8\text{mm}$	$\epsilon_{\text{eff}}= 8.77$	$\lambda_{gC}(f_c)= 50.63\text{mm}$
$l_{C2}=2.56\text{mm}, l_{C4}=2.22\text{mm}, l_{C6}=2.33\text{mm}$			

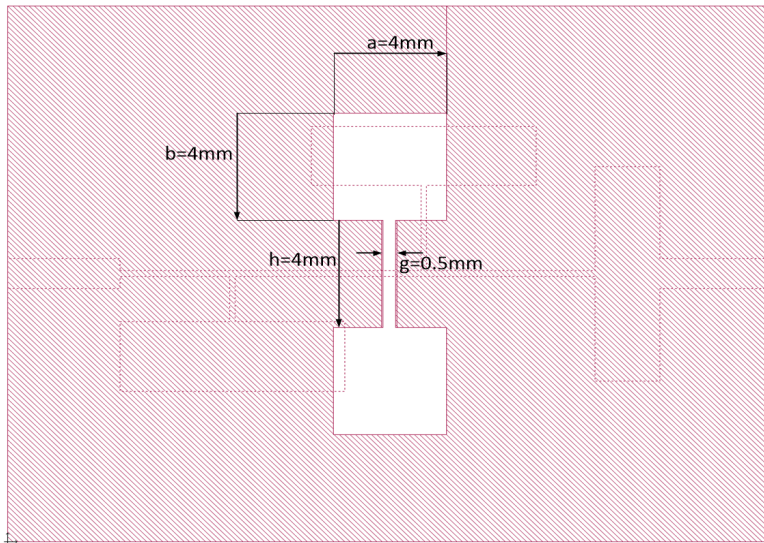
Şekil 6.17'de HFSS ve SONNET ile tasarlanan yapının frekans karakteristiği görülmektedir. İstenmeyen reaktans/suseptans etkileri ve mikroşerit hatların jonksiyonlarında meydana gelen süreksizlikler ile devre elemanları arasındaki etkileşimlerden dolayı -3 dB'deki kesim frekansı HFSS'te 1.62 GHz, SONNET'te 1.65 GHz çıkmıştır. Rezonans frekansı ve keskinlik faktörü değerleri SONNET'te sırasıyla 2.05GHz ve 0.80 olarak bulunmuştur.



Şekil 6.16 : Tasarlanan eliptik fonksiyonlu mikroşerit filtre



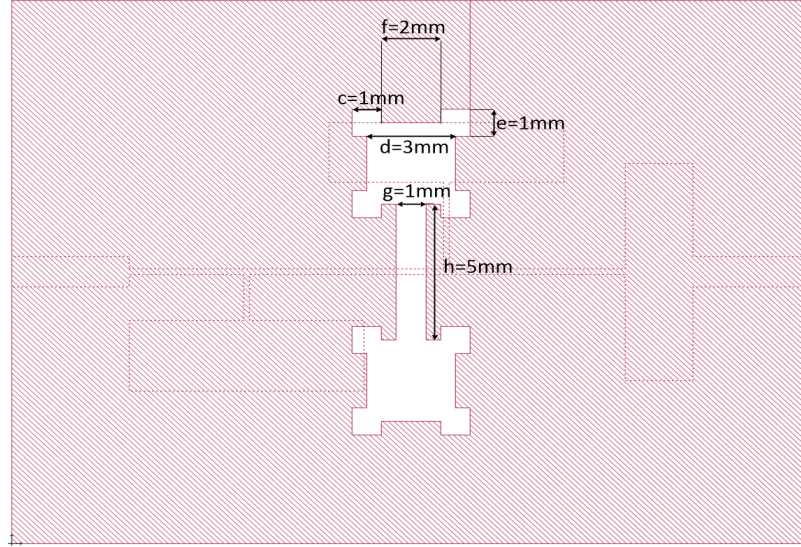
**Şekil 6.17 :** Eliptik fonksiyonlu mikroşerit filtrenin frekans karakteristiğinin değişimi. Son adımda ise tasarlanan mikroşerit yapının taban iletkenine farklı geometrilere kusurlar açılarak farklı frekans karakteristikleri incelenmiştir. Bu adımda halter biçimli kare DGS (HBK-DGS), halter biçimli kesirsel kare DGS (HBKK-DGS) ve menderes tipinde DGS (MT-DGS) yapıları taban iletkenine uygulanmıştır. Şekil 6.18’de ve Şekil 6.19’da ilgili mikroşerit filtrenin taban iletkenine HBK-DGS ve HBKK-DGS uygulanmış yapılar görülmektedir.



**Şekil 6.18 :** Tasarlanan mikroşerit filtreye HBK-DGS'in uygulanması

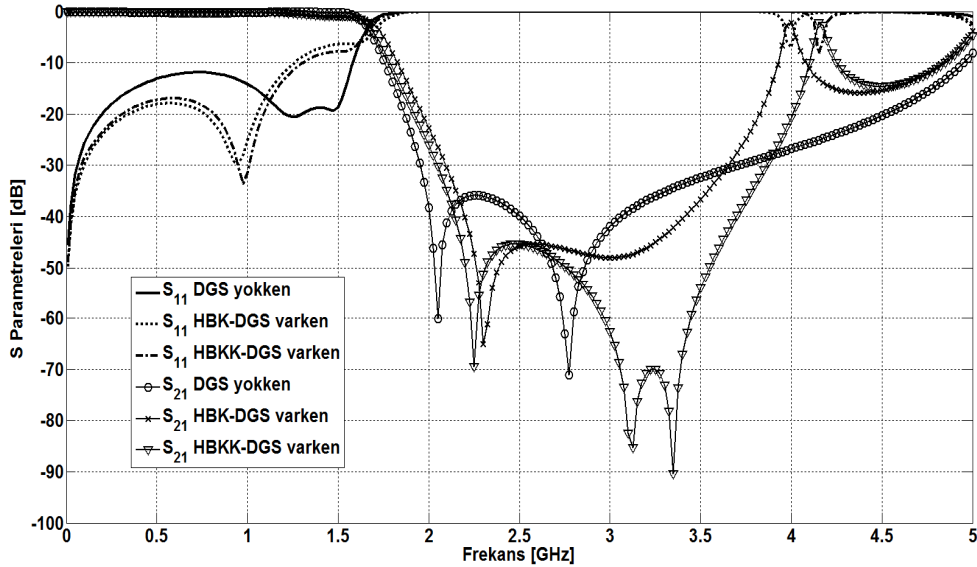
Şekil 6.20’de taban iletkeninde DGS yokken, HBK-DGS varken ve HBKK-DGS varken ki frekans karakteristikleri görülmektedir. Şekil 6.20’de görüldüğü gibi taban iletkenine HBK-DGS açmak, kusursuz modele göre kesim ve rezonans frekans değerlerini artırmıştır. Taban iletkenine HBKK DGS açmak ise HBK-DGS açılmasına göre kesim ve rezonans frekansı değerlerini düşürmüştür. 4GHz’de HBK-

DGS modelinde ve 4.15GHz'de HBKK-DGS modelinde iletim noktaları meydana gelmiştir.



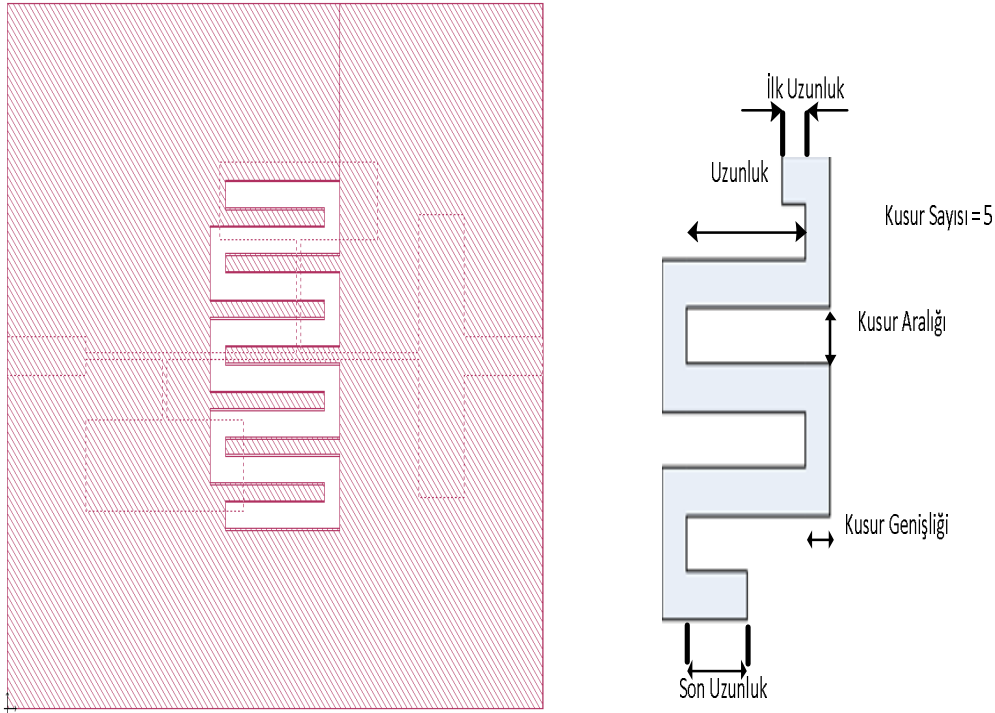
**Şekil 6.19 :** Tasarlanan mikroşerit filtreye HBKK-DGS'in uygulanması

Bir diğere kusur geometrisi ise MT-DGS yapısıdır. Şekil 6.21a'da ve b'de MT-DGS'in görünümü verilmiştir. Bu modelde sırasıyla ilk uzunluk, uzunluk, iletken genişliği, kusur aralığı, son uzunluk ve kusur sayısı olmak üzere altı parametre bulunmaktadır ve bu parametreler değiştirilip frekans karakteristiğine etkileri incelenmiş ve karşılaştırmalar yapılmıştır.



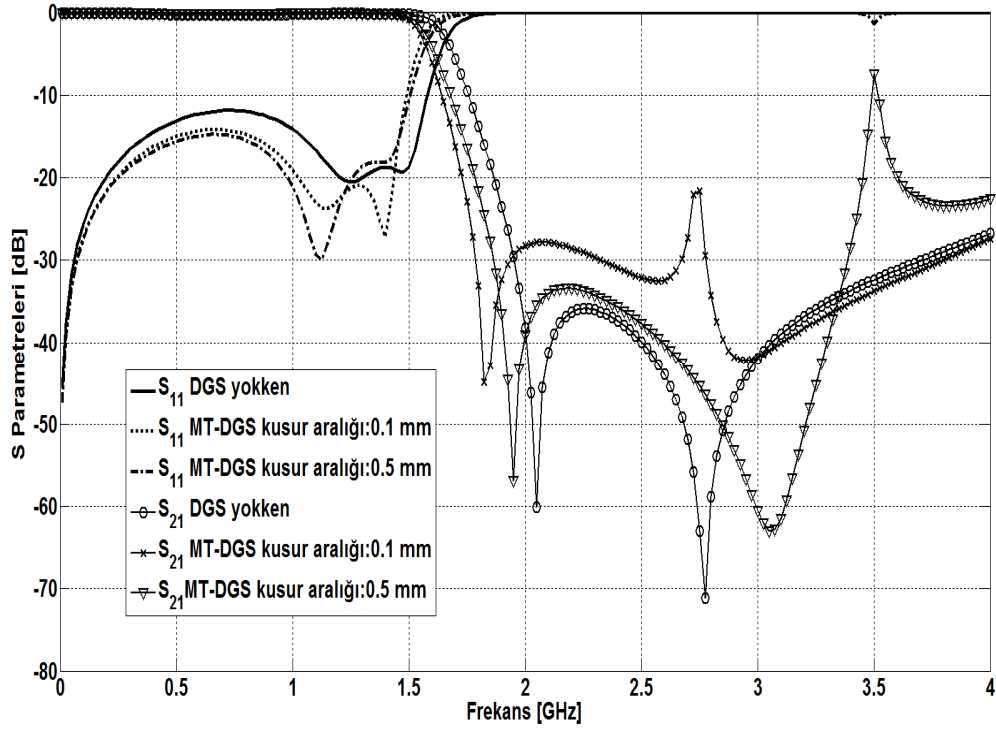
**Şekil 6.20 :** DGS yokken, HBK-DGS varken ve HBKK-DGS varken oluşan frekans karakteristikleri

Şekil 6.22 ve Şekil 6.23'de tasarlanan mikroşerit filtrenin taban iletkenine açılan MT-DGS yapısının farklı kusur aralıkları ve kusur sayıları için ortaya çıkan frekans karakteristikleri görülmektedir.

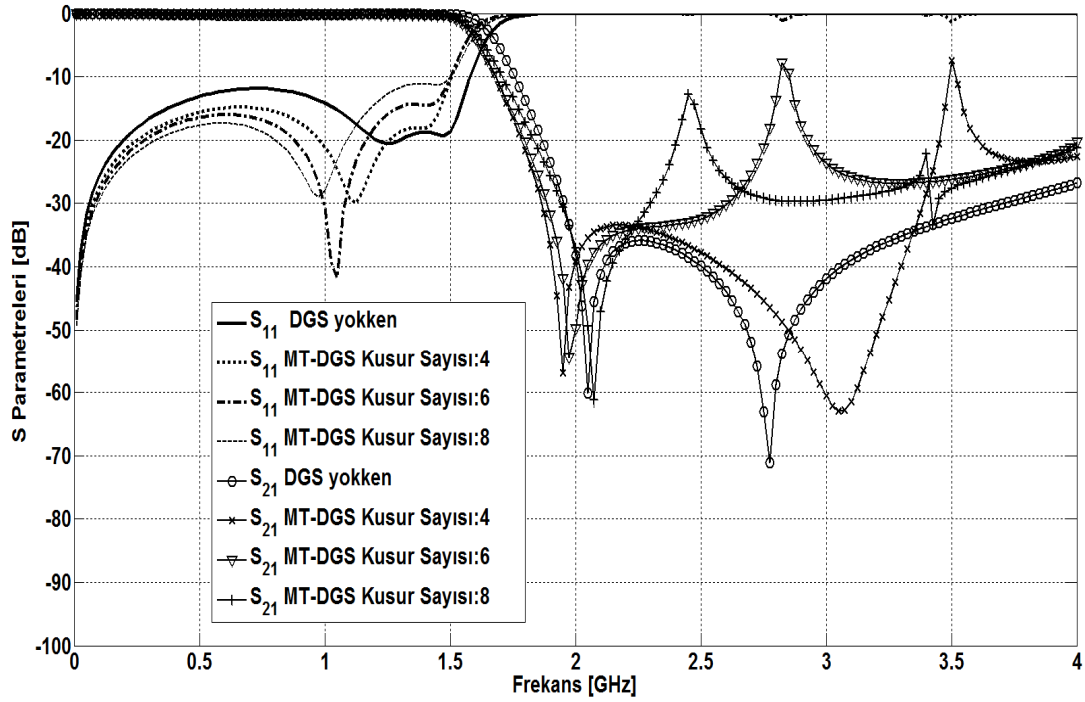


**Şekil 6.21 :** a) Mevcut mikroşerit filtreye MT-DGS'in uygulanması b) MT-DGS'in parametreleri

Şekil 6.23'de görüldüğü gibi MT-DGS'in kusur sayısı azaltıldığında kesim ve rezonans frekanslarına bağlı olarak keskinlik faktörü azalmaktadır.



**Şekil 6.22 :** MT-DGS'in farklı kusur sayıları için çıkan frekans karakteristikleri (uzunluk: 9mm, son uzunluk: 5mm, kusur genişliği: 0.8mm, ilk uzunluk: 5mm, kusur sayısı: 4)



**Şekil 6.23** : MT-DGS'in farklı kusur aralıkları için çıkan frekans karakteristikleri (uzunluk: 9mm, son uzunluk: 5mm, kusur genişliği: 0.8mm, ilk uzunluk: 5mm, kusur aralığı: 0.5mm)

Yapılan bu tasarımların etkisini daha iyi inceleyebilmek için Çizelge 6.6 çıkarılmıştır. Çizelge 6.6'da her bir modelin kesim frekansı ( $f_c$ ), rezonans frekansı ( $f_0$ ) ve keskinlik faktörü ( $f_c/f_0$ ) değerleri verilmiştir. Çizelge 6.6 incelenirse en iyi keskinlik faktörüne sahip durumun MT-DGS'in kusur aralığı 0.1mm olan modelinde olduğu görülmektedir.

**Çizelge 6.6** : Tasarlanan filtrelerin kesim ve rezonans frekansları ile keskinlik faktörlerinin karşılaştırılması

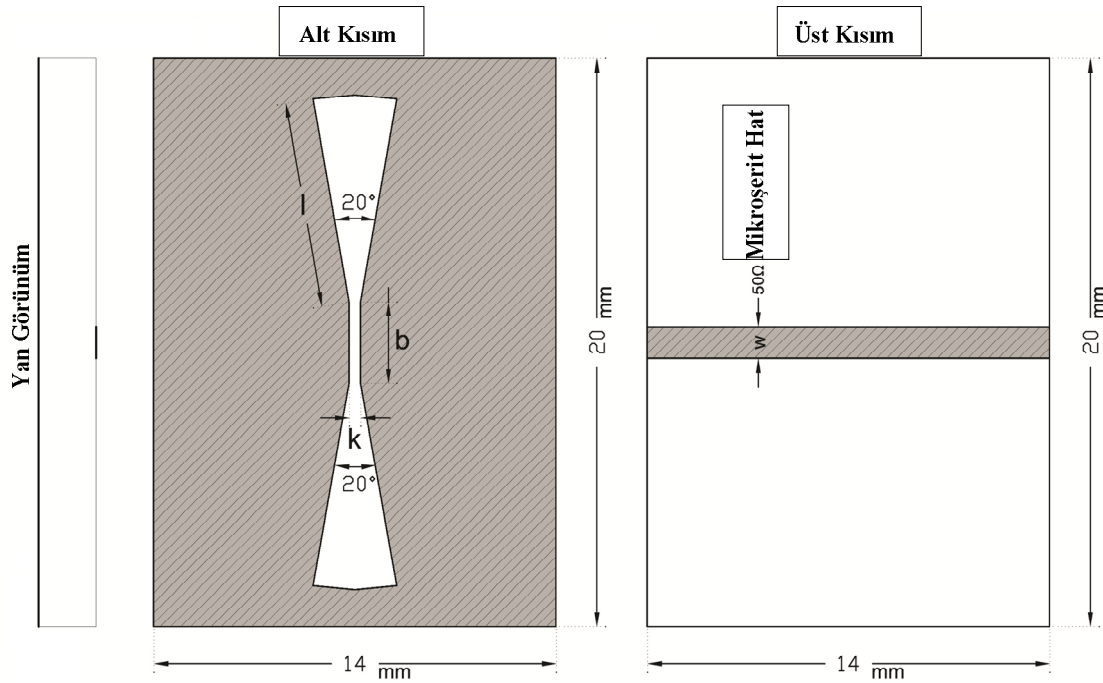
Tasarım Modelleri	$f_c$ (GHz)	$f_0$ (GHz)	Keskinlik Faktörü: $f_c/f_0$
DGS yokken	1.65	2.05	0.80
HBK-DGS varken	1.71	2.3	0.74
HBKK-DGS varken	1.67	2.25	0.74
MT-DGS varken Kusr Sayısı:4	1.58	1.95	0.81
MT-DGS varken Kusr Sayısı:6	1.58	1.97	0.80
MT-DGS varken Kusr Sayısı:8	1.60	2.08	0.77
MT-DGS varken Uzunluk:5mm	1.60	2.08	0.77
MT-DGS varken Uzunluk:9mm	1.55	1.83	0.846
MT-DGS varken Kusr Aralığı: 0.1mm	1.56	1.83	0.852
MT-DGS varken Kusr Aralığı:0.5mm	1.58	1.95	0.81

Sonuç olarak bu tasarımda eliptik fonksiyonlu alçak geçiren bir mikroşerit filtre tasarımı yapılmış ve frekans karakteristiğinin incelenmesi ve iyileştirilmesi için taban iletkenine farklı geometrilere kusurlar açılmıştır. Buradaki kritik nokta filtre tasarımındaki ilgili argümanın iyileştirilmesi için uygun DGS geometrilerinin seçilmesidir.

### 6.3 Tasarım 3

Bu tasarımda geniş durdurma bandına sahip bir alçak geçiren mikroşerit filtre tasarlanmıştır. Bunu elde etmek için pervane biçimli DGS (PB-DGS) modeli sunulmuş ve bu model literatürdeki halter biçimli kare DGS(HBK-DGS), halter biçimli dairesel DGS (HBD-DGS) ve halter biçimli eliptik DGS (HBE-DGS) gibi klasik basit DGS modelleri ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca bu DGS modelindeki yarık uzunluğunun değişimi sonucu tek bir DGS modelindeki frekans karakteristiğinin değişimi incelenmiştir. Son olarak ise mevcut yapının üst kısmı, geniş bir durdurma band karakteristiği elde etmek için uygun tasarım adımları oluşturularak değiştirilmiştir. Tasarlanan mikroşerit filtre (20mm x 14mm x 1.27mm) boyutlarında olup oldukça küçük yapıya sahiptir. Üç boyutlu simülasyon işlemleri HFSS ve SONNET elektromanyetik simülasyon ortamlarında yapılmıştır [53]. Yapının devre modeli çıkartılarak devre simülasyonu AWR'de gerçekleştirilmiştir ve oldukça tutarlı sonuçlar elde edilmiştir.

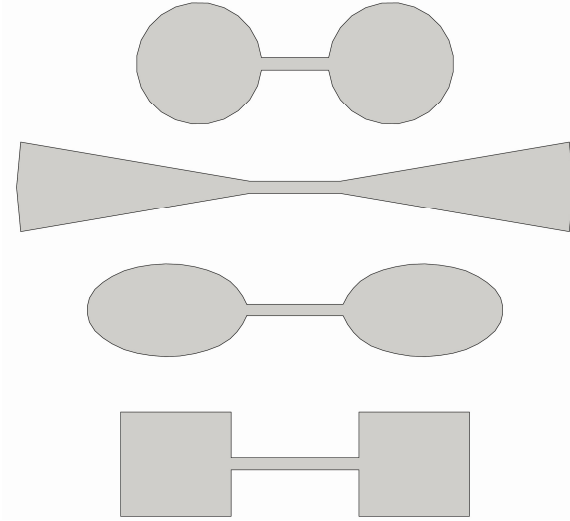
Öncelikle PB-DGS modeli Şekil 6.24'de görüldüğü gibi modellenmiştir. Bu tasarım Şekil 6.25'te görülen diğer klasik DGS modelleriyle aynı kusur alanı baz alınıp karşılaştırılarak Şekil 6.26'teki frekans karakteristikleri elde edilmiştir.



Şekil 6.24 : PB-DGS Modeli ( $l=7.25\text{mm}$ ,  $b=2.87\text{ mm}$ ,  $k=0.4\text{mm}$ )

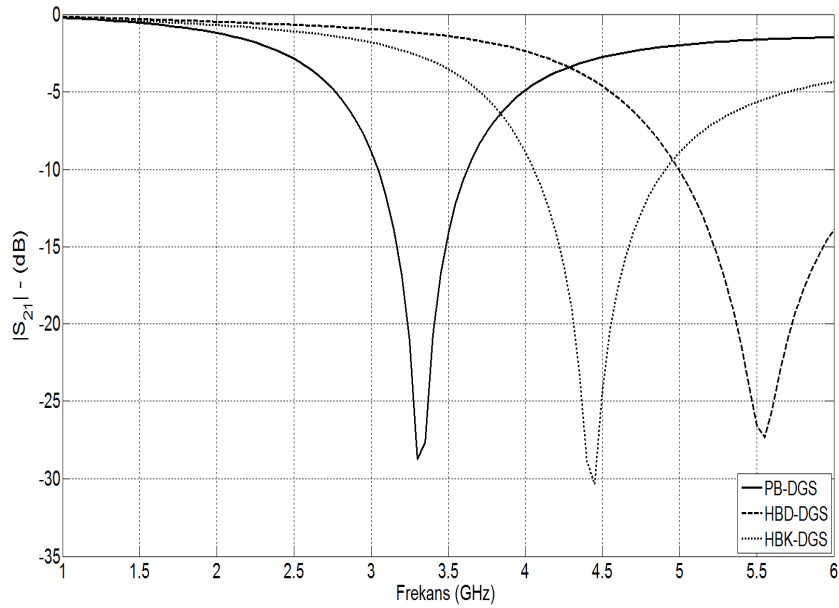


Şekil 6.27’de ise PB-DGS’in yarık uzunluğu  $b$ ’nin farklı değerlerinin frekans karakteristiğine etkileri incelenmiştir. Amaçlanan tasarımda  $50\Omega$ ’luk mikroşerit hat kullanılmış olup hat genişliği 1.19mm alınmıştır.



Şekil 6.25 : Farklı DGS modelleri

Bu tasarımda Arlon AD1000 dielektrik malzemesi ( $\epsilon_r=10.2$ ) kullanılmıştır. Dielektrik malzeme yüksekliği  $h=1.27\text{mm}$  alınmış olup devre boyutları  $14\text{mm} \times 20\text{mm}$  dir. Şekil 6.26’deki karşılaştırmalı analizde açılan aynı kusur alanına göre PB-DGS tasarımının daha düşük frekans karakteristiğine sahip olduğu görülmüştür. Dolayısıyla PB-DGS modeli daha düşük frekans uygulamaları için kullanılabilir bir seçenek oluşturmaktadır.



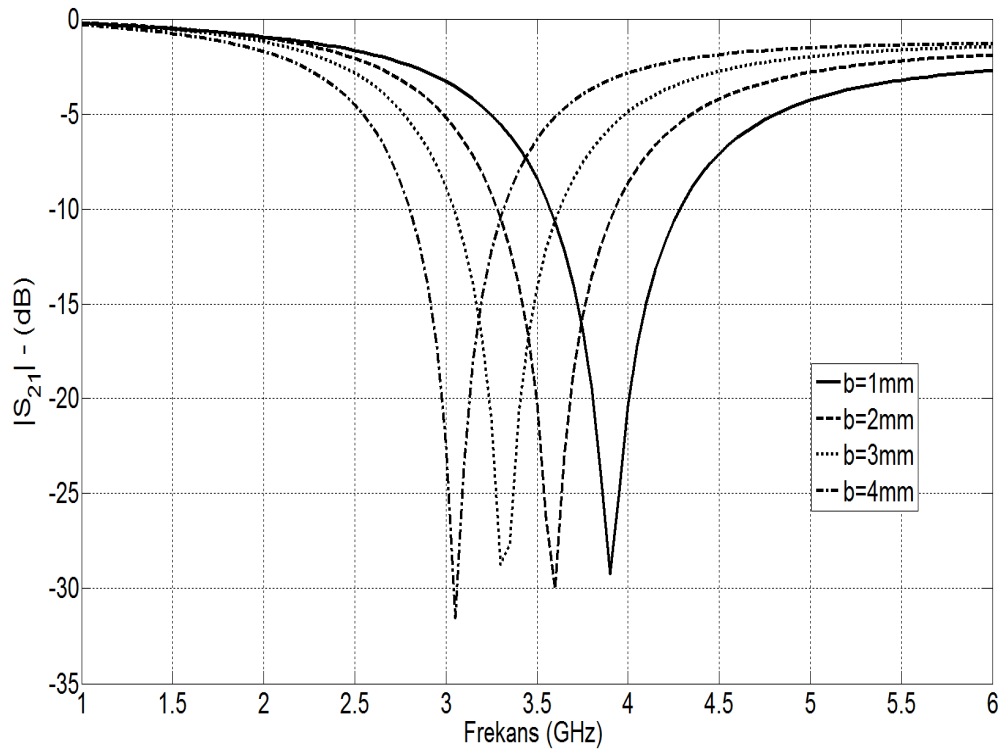
Şekil 6.26 : Farklı DGS modellerine ilişkin frekans karakteristikleri

Bunun yanında farklı DGS modellerinin oluşturduğu kesim ve rezonans frekansları ile keskinlik faktörü değerleri Çizelge 6.7’de verilmiştir.

**Çizelge 6.7** : Farklı DGS modellerinin kesim, rezonans frekansları ile keskinlik faktörü değerleri

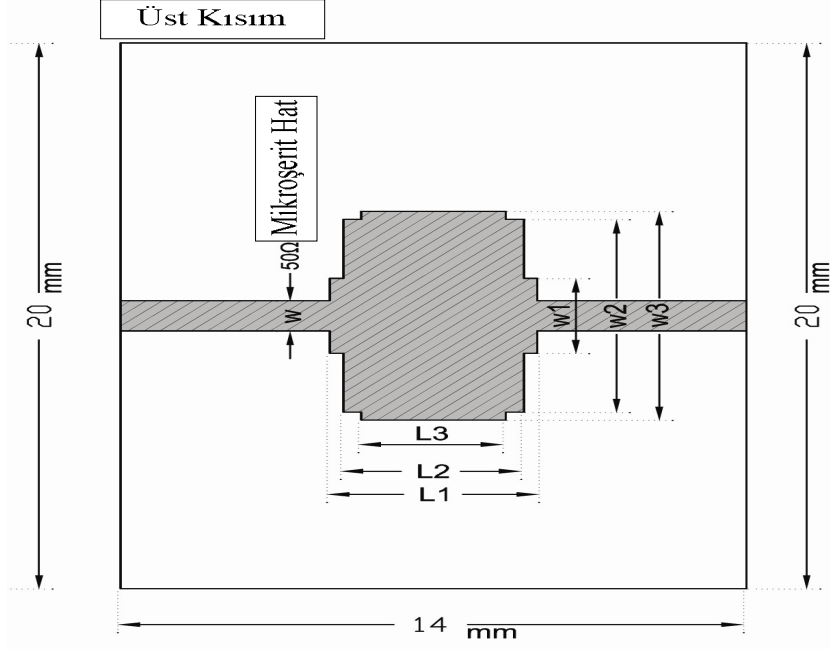
DGS Modelleri	$f_c$ [GHz]	$f_0$ [GHz]	$f_c/f_0$
PB-DGS	2.52	3.3	0.76
HBE-DGS	3.51	4.6	0.76
HBD-DGS	4.19	5.55	0.75
HBK-DGS	3.39	4.45	0.76

Yarık uzunluğu  $b$ 'nin artması sonucu kesim ve rezonans frekans değerlerinin düştüğü Şekil 6.27’da görülmektedir.



**Şekil 6.27** : PB-DGS modelindeki farklı  $b$  değerleri için çıkan frekans karakteristikleri

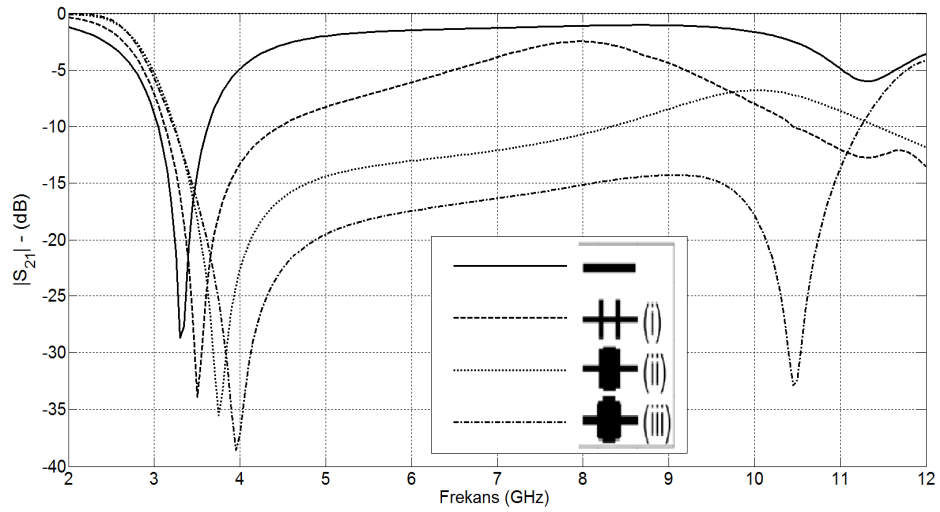
Bu adımda ise taban iletkenine PB-DGS açılmış olan mikroşerit hatlı modelin, geniş durdurma bandına sahip olması için bir tasarım prosedürü ifade edilmiştir. Bu prosedür üç adımdan oluşmaktadır. İlk adımda iki tane kapasitif hat ( $W_2 \times (L_2-L_3)$ ) mevcut mikroşerit hatta eklenmiştir. İkinci adımda bir diğer hat parçası ( $W_3 \times L_3$ ) daha geniş bir durdurma bandı yaratmak için birinci adımda sonunda oluşan mikroşerit yapıya eklenmiştir. Son adımda ise ( $W_1 \times (L_1-L_2)$ ) boyutlarında bir başka iletim hattı ikinci tasarım sonunda elde edilen mikroşerit yapıya eklenmiştir. Bu üç adım sonunda arzu edilen tasarım Şekil 6.28’de görülmektedir.



**Şekil 6.28 :** Tasarlanan filtrenin üstten görünümü ( $W= 1.19$  mm,  $L_1= 4.6$  mm,  $L_2=4$  mm,  $L_3=3.2$  mm,  $W_1=2.74$ mm,  $W_2=7.1$  mm,  $W_3=7.6$  mm).

Her bir adım sonunda oluşan frekans karakteristikleri, HFSS sonuçları Şekil 6.29'de görülmektedir. Şekil 6.29'de taban iletkeninde PB-DGS'e sahip tek bir mikroşerit hat alçak geçiren frekans karakteristiğine sahip olmakla beraber 4 GHz'den 10.8 GHz'e kadar uzanan bir iletim karakteristiğine sahiptir. Tüm tasarımlarda düşük frekanslardaki filtre karakteristikleri oldukça tutarlı görünmektedir.

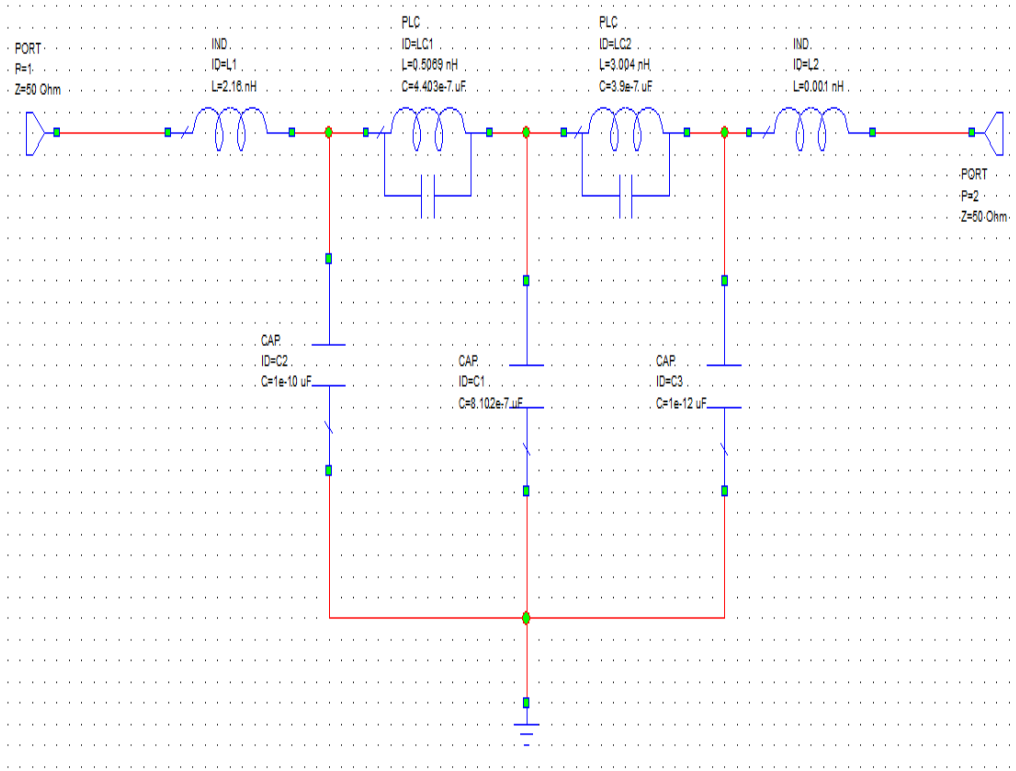
Birinci adım sonunda düzgün bir mikroşerit hat içeren PB-DGS'li yapıya göre, -15 dB'de daha iyi bir zayıflama karakteristiği elde edilmiştir. Bununla beraber 7.2 GHz ile 8.3 GHz arasında -3 dB'de iletim karakteristiği olduğu görülmektedir.



**Şekil 6.29 :** Farklı tasarım adımlarında çıkan frekans karakteristikleri

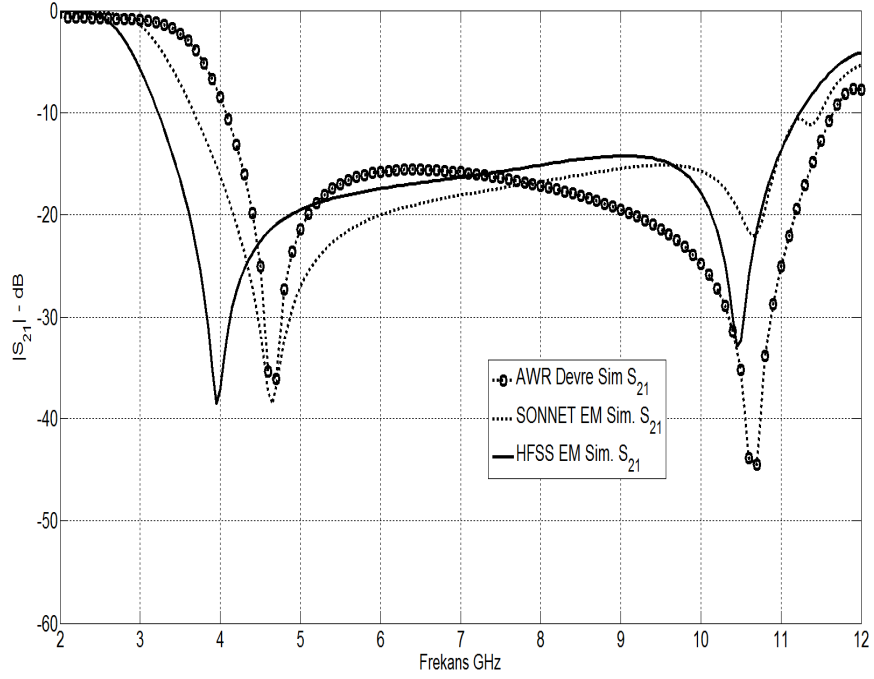
$|S_{21}| < -15$  dB'yi elde edebilmek için ikinci tasarım adımı uygulanmıştır ve böylece birinci tasarım adımı sonunda elde edilen karakteristikten daha iyi bir frekans karakteristiği elde edilmiştir. Son tasarım adımının uygulanması ile 3.2GHz kesim frekansına ve 3.95 GHz rezonans frekansına sahip bir mikroşerit filtre elde edilmiştir. Mikroşerit filtrenin son halinde keskinlik faktörü 0.81'e çıkarılarak keskinlik faktörü iyileştirilmiştir. Arzu edilen bu tasarım ile 3.4GHz-10.8GHz bandında bir durdurma bölgesi yaratılarak alçak geçiren bir mikroşerit filtre tasarlanmıştır.

Tasarlanan mikroşerit filtrenin eşdeğer devre modeli çıkartılmış olup Şekil 6.30'da verilmiştir. Son tasarımın üç boyutlu modellenmesi HFSS ve SONNET programlarında yapılmış olup devre simülasyonu AWR programında yapılmıştır.  $|S_{21}|$ 'in genlik ve faz değişimleri Şekil 6.31'da ve Şekil 6.32'de verilmiştir.

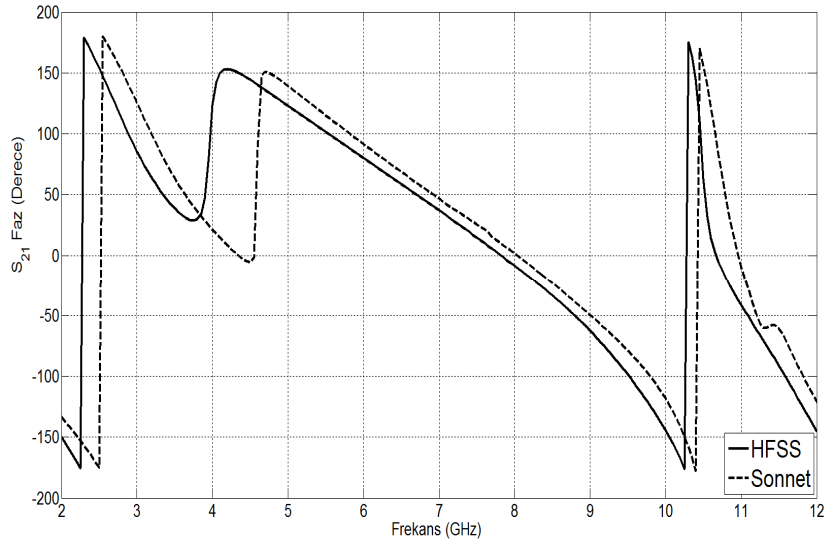


**Şekil 6.30 :** Tasarlanan mikroşerit filtrenin AWR devre modeli

Devre modelindeki paralel L-C devreleri 4.3 GHz ve 10.5 GHz'de oluşan rezonansları elde etmek için, paralel kondansatörler ve seri indüktörler ise geniş durdurma bandı ve yapının karakteristiğine uygun geçirme bandı yaratmak için kullanılmıştır. EM simülasyonları sonucu çıkan frekans karakteristiği optimizasyon amacı alınarak, AWR programında optimizasyon yapılmıştır ve uygun devre modeli çıkarılmıştır. EM ve devre simülasyonları oldukça tutarlı sonuçlar vermektedir.



**Şekil 6.31 :** Tasarlanan mikroşerit filtrenin  $|S_{21}|$  genlik değişimi



**Şekil 6.32 :** Tasarlanan mikroşerit filtrenin  $|S_{21}|$  faz değişimi

Sonuç olarak 3.4GHz'den 10.8GHz'e kadar geniş bir durdurma bandına sahip alçak geçiren bir mikroşerit filtre PB-DGS kullanarak oldukça küçük boyutlarda (20mm x 14mm x 1.27mm) tasarlanmıştır.



## 7. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu tez çalışması genel anlamda mikroşerit filtre tasarımı üzerine yapılan kapsamlı bir araştırma içermekte olup özel olarak ise taban iletkeni kusurlu yapıların mikrodalga uygulamalarında özellikle mikroşerit filtre tasarımında kullanılmasını ele almıştır. Taban iletkeni kusurlu yapılar kullanılarak toplam üç adet mikroşerit alçak geçiren filtre tasarımı yapılmıştır. İlk iki tasarımda normal bir filtre tasarım prosedürü takip edilmiştir ve elde edilen mikroşerit alçak geçiren filtrenin taban iletkenine çeşitli sayıda ve geometride kusurlar açılarak frekans karakteristiğinin değişimi elde edilmiştir. Tasarım 1’de verilen amaç fonksiyonlarını karşılayan bir alçak geçiren mikroşerit filtre tasarlanmıştır. Bu filtreye açılan kusurlar sayesinde daha düşük kesim frekanslarına inilebileceği görülmüştür. Uygulanan aynı tasarım prosedürü ile bu düşük frekanslarda tasarlanabilecek filtrelerin daha büyük boyutlara sahip olduğu tespit edilmiştir. Bu durumda taban iletkenine uygun şekilde kusurlar açmanın tasarımlarda daha küçük devre boyutu elde edilmesini sağladığı görülmüştür. Tasarım 2’de verilen amaç fonksiyonlarına yakın karakteristiğe sahip bir alçak geçiren mikroşerit filtre tasarlanmıştır. Bu tasarımda elde edilen frekans karakteristiğinin olması gerekenden daha düşük frekanslara kaymasının sebeplerini ifade etmek gerekirse; adım empedansı ile toplu elemanlı devreden mikroşerit devreye geçişte yaşanan modelleme zorluklarıdır. Bu zorluklardan biri ilgili L ve C değerlerine karşılık gelen kısa hat parçaları arasındaki mesafenin birbirine çok yakın olmasıdır. Dikkate alınması gereken diğer bir durum ise; bu kısa hat parçaları arasındaki istenmeyen reaktans ve süseptans etkileridir. Bunun yanında tasarım sonucu elde edilen bu mikroşerit hatlar arasındaki süreksizliklerin hesaba katılması gereklidir. Bu durumlar dikkate alındığı zaman seçilen amaç fonksiyonlarına daha uygun bir alçak geçiren mikroşerit filtre tasarımı yapmak mümkün olacaktır. Ayrıca eliptik fonksiyonlu bir mikroşerit filtreyi kolaylıkla tasarlamak oldukça zor bir işlemdir. Eliptik filtrenin kolay bir formülasyonunun olmamasının yanında frekans karakteristiğinin diğer filtre tiplerine karşın ideale daha yakın olmasından dolayı tasarım aşamasında oluşabilecek tüm etkilerin dikkatli bir şekilde ele alınması

gereklidir. İlgili tasarım prosedürleri sonucu elde edilen mikroşerit alçak geçiren filtrenin taban iletkenine birçok geometride kusurlar açılarak bu kusurların yarattığı etkiler analiz edilmiştir. Bunun yanında önemli bir filtre argümanı olan keskinlik faktörü parametresi de bu tasarımda incelenmiştir ve taban iletkenine açılan kusurlar ile bu argüman iyileştirilmiştir.

Günümüzde frekans spektrumunun daha verimli kullanılması söz konusudur ayrıca ilerleyen yıllarda daha da önemli bir hale gelecektir. Dolayısıyla eliptik filtreler gibi ideale yakın keskinlik faktörüne sahip filtrelerin tasarımı gerekli olacaktır.

Tasarım 3'te oldukça küçük devre boyutuna ve geniş bir durdurma bandına sahip mikroşerit alçak geçiren filtre tasarlanmıştır. Filtre tasarımlarında istenilen amaçları karşılayan filtreler yapılırken çeşitli zorluklar meydana gelebilmektedir. Bu zorluklardan biri de tasarım prosedüründeki fonksiyonlardan kaynaklanan istenmeyen frekanslardaki iletim karakteristiklerinin ortaya çıkmasıdır. Bu frekanslardaki iletim karakteristiklerinin ortadan kaldırılması için ilgilenilen tasarımın uygun şekilde modellenmesi gereklidir. Tasarım 3'te de bu modelleme yapılırken mikroşerit hatta değişiklik yapılmıştır. Düzgün mikroşerit hatta çeşitli uzunluk ve genişliklere sahip hat parçaları eklenmiştir ve geniş bir durdurma bandı elde edilmiştir.

Son durumda her üç tasarım için filtre argümanları açısından karşılaştırma yapılacak olursa Çizelge 7.1 elde edilmektedir. Çizelge 7.1'de KF keskinlik faktörünü, DBG durdurma band genişliğini, DS dalgalanma seviyesini, T1 Tasarım 1'i, T2 Tasarım 2'yi, T3 ise Tasarım 3'ü ifade etmektedir. Çizelge 7.1'deki T1 için tabanına 9 adet kare geometrili halter DGS'nin yarattığı frekans karakteristiği ele alınmıştır. T2 için Çizelge 6.6'da verilen en iyi keskinlik faktörüne sahip tasarım seçilmiştir. Çizelge 7.1'e göre band söndürme kabiliyetinin önemli olduğu uygulamalarda T2'nin daha uygun bir seçim olabileceği fakat bu durumda durdurma band genişliğinden taviz verileceği görülmektedir. Eğer Durdurma band genişliğinin oldukça geniş olması gereken bir uygulama var ise T3'ün iyi bir seçim olabileceği vurgulanmaktadır. Band genişliği, durdurma band genişliği, dalgalanma seviyesi ve devre boyutu parametreleri açısından en iyi tasarımın T3 olduğu anlaşılmaktadır. T3'te yer alan keskinlik faktörü değerinin ise uygun iyileştirme adımları ile yükseltilebileceğini söylemek mümkündür.



**Çizelge 7.1 : Yapılan tasarımların karşılaştırmalı sonuçları**

	Kesim Frekansı ( $f_c$ - GHz)	Rezonans Frekansı ( $f_0$ - GHz)	KF ( $f_c/f_0$ )	Band Genişliği (GHz)	$ S_{21} (\text{dB}) < -15$ DBG (GHz)	DS (dB)	Devre Boyutu (mm x mm x mm)
T1	1.57	3.3	0.47	1.57	3.2	0.5	82.12 x 20 x 0.8
T2	1.56	1.83	0.85	1.56	2.75	0.1	27.2 x 20 x 1.27
T3	3.2	3.95	0.81	3.2	7.4	0.1	20 x 14 x 1.27

### 7.1 Gelecek Çalışmalar

Bilindiği gibi mikroşerit filtre tasarımında devre teorisinden mikroşerit devreye geçiş klasik bir yöntemdir. Taban iletkeni kusurlu yapıların eşdeğer devre modeli çıkartılabildiği için bu yönteme bu yapıların dahil edilmesi söz konusu olmuştur. Böylece klasik filtre tasarımından hareketle belli bir amaç fonksiyonunu karşılayabilecek taban iletkeni kusurlu bir mikroşerit filtre tasarlanabilmektedir. Ancak tasarlanan bu mikroşerit filtrelerin tam olarak amaç fonksiyonlarını karşılaması gereklidir. Başlangıçta bir amaç fonksiyonu verilerek klasik devre teorisini kullanmadan farklı bir yaklaşım ile tam olarak doğru geçirme ve durdurma band aralıklarının elde edilmesi önemli bir çalışma konusudur. Dolayısıyla istenilen amaç fonksiyonları seçilerek yeni yaklaşımlar kullanmak suretiyle bu amaç fonksiyonlarını karşılayan hat parçalarının uzunluklarının ve açılan kusurların geometrisini ifade eden uzunluklarının bulunması gelecek çalışmaları içermektedir.



## KAYNAKLAR

- [1] **Matthaei, G.L. Young, L. Jones, E.M.T.** (1980). *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*, Artech House, NJ/USA.
- [2] **Hong, J.S.** (2011). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons, New Jersey.
- [3] **Pozar, D.M.** (2011). *Microwave Engineering 4th edition*, John Wiley & Sons, USA.
- [4] **Şimşek, S. Topuz, E. ve Niver E.,** (2012). A novel design method for electromagnetic bandgap based waveguide filters with periodic dielectric loading, *AEU Int. J. Electron. Commun.*, 66(3), s.228-234, 2012.
- [5] **Ertay, A. O. Şimşek, S.** (2013). Taban İletkeni Kusurlu Yapıların Mikroşerit Filtre Tasarımındaki Etkilerinin İncelenmesi, 2. Ulusal EMC Konferansı Işık Üniversitesi, 9-11 Eylül 2013.
- [6] **Rahmat-Samii, Y. ve Mosallaei, H.** (2001). Electromagnetic band-gap structures: classification, characterization and applications, *Proceedings of IEE-ICAP Symposium*, s.5601-5644, 2001.
- [7] **Horri, Y. Tsutsumi, M.** (1999). Harmonic control by photonic bandgap on microstrip patch antenna, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, pp. 13–15, Jan. 1999.
- [8] **Radisic, V. Qian, Y. Itoh, T.** (1998). Broadband power amplifier integrated with slot antenna and novel harmonic tuning structure, *IEEE MTT-S Dig.*, pp. 1895–1898, 1998.
- [9] **Kim, C.S. Park, J.S. Ahn, D. Lim, J.B.** (2000). A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits, *IEEE Microwave Wireless Components. Lett.*, vol. 10, no. 4, pp. 131–133, Apr. 2000.
- [10] **Lim, J.S. Kim, C.S. Park, J.S. Ahn, D. Nam, S.** (2000). Design of 10-dB 900 branch line coupler using microstrip linewidth defected ground structure, *Electronic Lett.*, vol. 36, no. 21, pp. 1784–1785, Oct. 2000.
- [11] **Ahn, D.Park, J.S.Kim, C.S. Kim, J.Qian, Y.Itoh, T.** (2001). A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure, *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques.*, vol. 49, no. 1, pp. 86–93, Jan. 2001.
- [12] **Lim, J.S. Park, J.S.Lee, Y.T.Ahn, D.Nam, S.** (2002). An application of defected ground structure in reducing the size of amplifiers, *IEEE Microwave Wireless Components. Lett.*, vol. 12, no. 7, pp. 261–263, Mar. 2002.

- [13] **Oraizi, H. ve Esfahlan, M. S.** (2008). Miniaturization of wilkinson power dividers by using defected ground structures, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 4, 113-120, 2008.
- [14] **Liu, J. X. Yin, W. Y. ve He, S. L.** (2010). A new defected ground structure and its application for miniaturized switchable antenna, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 107, 115-128, 2010.
- [15] **Wang, T. Yin, Y. Z. Yang, J. Y. Zhang, L. ve Xie, J. J.** (2012). Compact triple-band antenna using defected ground structure for WLAN/WiMAX applications, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 35, 155-164, 2012.
- [16] **Thakur, J. P. ve J. Park,** (2006). An advance design approach for circular polarization of the microstrip antenna with unbalance DGS feedlines, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Vol. 5, 101-103, 2006.
- [17] **Sung, Y. J. ve Kim, Y.-S.** (2005). An improved design of microstrip patch antennas using photonic bandgap structure, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, No. 5, 1799-1803, May 2005.
- [18] **Guha, D. Biswas, M. ve Antar, Y. M. M.** (2005). Microstrip patch antenna with defected ground structure for cross polarization suppression, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Vol. 4, 455-458, 2005.
- [19] **Chen, J. X. Li, J. L. Wan, K. C. ve Xue, Q.** (2006). Compact quasi-elliptic function filter based on defected ground structure, *IEEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, Vol. 153, No. 4, Aug. 2006.
- [20] **Abdel-Rahman, A. Verma, A. K. . Boutejdar, A ve Omar, A. S.** (2004). Compact stub type microstrip bandpass filter using defected ground plane, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, No. 4, Apr. 2004.
- [21] **Tu, W. H. ve Chang, K.** (2005). Compact microstrip low-pass filter with sharp rejection, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 15, No. 6, Jun. 2005.
- [22] **Al Sharkawy, M. Boutejdar, A. ve Galal, E.** (2013). Design of ultra-wide stop-band DGS low-pass filter using meander and multilayer techniques, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 55, No. 6, Jun. 2013.
- [23] **Chang, C. Chen, W. ve Zhang, Z.** (2011). A novel dual-mode dual-band bandpass filter with DGS, *PIERS Proceedings*, 1723-1726, Marrakesh, Morocco, Mar. 20-23, 2011.
- [24] **Adel, B. Abdel-Rahman, A. ve Verma, K. Boutejdar, A. ve Omar, A. S.** (2004). Control of band-stop response of Hi-Lo Microstrip low-pass filter using slot in ground plane, *IEEE Transactionson Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 3, Mar. 2004.
- [25] **Kumar, A. Sawant, A. ve Kartikeyan, M. V.** (2013). Investigation of fractal DGS microwave filters, *National Conference on Communications (NCC)*, Feb. 15-17, 2013.
- [26] Ansys Corp., HFSS v.11. Pittsburgh, PA, 2010.
- [27] SONNET, Version 10.52. Sonnet Software, Inc., 2007.
- [28] AWR Corp., AWR Version 10AWR Corporation, 2013.
- [29] <http://www.eee.metu.edu.tr/~nyil/filpro.html>

- [30] <http://www.mathworks.com>, MATLAB 7.10 Release 2010.
- [31] **Collin, R. E.** (2001). *Foundation for Microwave Engineering* 2nd. edition, IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory John Wiley Interscience.
- [32] **Gündüz, S.** (2005). *Genişbandlı Mikroşerit Filtre Tasarımı*, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Mayıs 2005.
- [33] **Ludwig, R. Bretchko, P.** (2000). *RF Circuit Design Theory and Applications*, Prentice-Hall Inc., New Jersey.
- [34] **Wentworth, S. M.** (2007). *Applied Electromagnetics: Early Transmission Line Approach* 1st. Edition, John Wiley & Sons, USA.
- [35] **Weinberg, L.** (1962). *Network Analysis and Synthesis*, McGraw-Hill, New York, 1962.
- [36] **Papoulis, A.** (1962). *The Fourier Integral and Its Applications*, McGraw-Hill, New York, 1962.
- [37] **Saal, R. Ulbrich, E.** (1958). On the design of filters by synthesis, *IRE Trans. CT-5*, 284–327, 1958.
- [38] **Saal, R.** (1961). Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges Normierter Tiefpässe, Telefunkt GmbH Backnang, Germany 1961.
- [39] **Kinayman, N. Aksun. M. I.** (2005). *Modern Microwave Circuits*, Artech House, USA.
- [40] **Sevgi, L.** (2005). EMC ve Mikroşerit Devreler, *Endüstri ve Otomasyon Dergisi*, Aralık 2005.
- [41] **Richards, P. I.** (1948). Resistor-Transmission Line Circuits, *Proceedings of the IRE*, vol. 36, pp. 217–220, February 1948.
- [42] **Guha, D. Antar, M. M. Y.** (2011). *Microstrip and Printed Antennas New Trends, Techniques and Applications*, John Wiley&Sons, UK.
- [43] **Kim, C. S. Lim, J. S. Nam, S. Kang, K. Y. ve Ahn, D.** (2002). Equivalent circuit modelling of spiral defected ground structure for microstrip line, *Electronic Lett.*, vol. 38, no. 19, pp. 1109–1110, Sept. 2002.
- [44] **Mandal, M. K. Sanyal, S.** (2006). A novel defected ground structure for planar circuits, *IEEE Microwave Wireless Components. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 93–95, Feb. 2006.
- [45] **Woo, D. J. Lee, T. K. Lee, J. W. Pyo, C. S. Choi, W. K.** (2006). Novel U-slot and V-slot DGSs for bandstop filter with improved Q factor, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2840–2847, June 2006.
- [46] **Liu, H. W. Li, Z. F. Sun, X. W. Mao, J. F.** (2004). An improved 1-D periodic defected ground structure for microstrip line, *IEEE Microwave Wireless Components. Lett.*, vol. 14, no. 4, pp. 180–182, Apr. 2004.
- [47] **Pirani, S. Nourinia, J. Ghobadi, C.** (2010). A Compact Microstrip Lowpass Filter Based On Defected Ground Structure, *Proceedings of 18th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE) 2010*, May 11-13, 2010.
- [48] **Xi, D. Yin, Z. Wen, L.H. Mo, Y.N. Wang, Y.** (2010). A Compact Low-Pass Filter with Sharp Cut-off and Low Insertion Loss Characteristic Using novel Defected Ground Structure, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 17, 133-143, 2010.

- [49] **Verma, A.K. Kumar, A.** (2011). Design of low-pass filters using some defected ground structures, *Int. J. Electron. Commun.(AEÜ)* 65 pg. 864–872, 2011.
- [50] **Sharkawy, M. H. A. El-Aziz, D. A. Galal, E.** (2011). A Miniaturized Lowpass/Bandpass Filter Using Double Arrow Head Defected Ground Structure With Centered Etched Ellipse, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 24, 99-107, 2011.
- [51] **Boutejdari, A. Elsherbini, A. Amari, S. Omar, A.S.** (2007). A New Technique to Double the Rejectband of a Low-pass Filter by Employing Coupled C-Open-Loop Resonators as Defected Ground Structure (DGS), *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2007*.
- [52] **Ertay, A. O. Şimşek, S.** (2013). Design of Elliptic-Function Microstrip Filters with Defected Ground Structures, *The 34<sup>th</sup> Progress In Electromagnetics Research Symposium*, Stockholm Sweden, 12-15 August, 2013.
- [53] **Ertay, A. O. Abbak, M. Şimşek, S.** (2013). A Compact Low Pass Filter Design with a Fan-Shaped Defected Ground Structure for Broad Stopband, *8th. International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Bursa Turkey, 28-30 November, 2013.

## ÖZGEÇMİŞ



- Ad Soyad** : Agâh Oktay ERTAY
- Doğum Yeri ve Tarihi** : Gaziantep - 10.10.1987
- Adres** : Bahçelievler Mahallesi Mehtap Sokak Yaşam Apartmanı No:7/1 Pendik/İstanbul
- E-Posta** : [aoertay@gmail.com](mailto:aoertay@gmail.com)  
[aoertay@itu.edu.tr](mailto:aoertay@itu.edu.tr)
- Lisans** : Yıldız Teknik Üniversitesi İstanbul-Türkiye/  
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü  
/2006-2010. (Yatay Geçiş ve Mezuniyet)
- University of Halmstad-Sweden/ School of  
Information Science, Computer and Electrical  
Engineering/ 2008-2009 (LLP-Erasmus Programme,)
- Erciyes Üniversitesi Kayseri-Türkiye/ Elektrik-  
Elektronik Mühendisliği Bölümü/ 2005-2006.(1.  
Sınıf 1. Dönem:Onur Öğrencisi, 2. Dönem:Üstün  
Onur Öğrencisi)

### Mesleki Deneyim ve Ödüller:

1. Erzincan Üniversitesi-Mühendislik Fakültesi-Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü-Araştırma Görevlisi- 09.2010 -05.2011
2. İstanbul Teknik Üniversitesi-Elektrik Elektronik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü -Araştırma Görevlisi- 05.2011-devam ediyor

### Yayın Listesi:

1. Erdoğan, A. Y. Saydur, E. D. **Ertay, A. O.** Kavas, A. (2010). Üç Boyutlu Cisimlerin Radar Kesit Alanının Fizik Optik Tekniğiyle Analizi, *V. URSI-Türkiye'2010 Bilimsel Kongresi*, sayfa 297-300, ISBN: 978-1-4244-7243-7, 25-27 Ağustos 2010 Orta Doğu Teknik Üniversitesi Kuzey Kıbrıs Kampusu, Güzelyurt, KKTC.
2. **Ertay, A.O.** Kavas, A. (2010) Farklı Geometrilik Plakaların Radar Kesit Alanının Fizik Optik Yöntemi (PO) ile Analizi, *III. Ulusal Havacılık ve Uzay Konferansı*,

ISBN: 978-975-06-0766-0, sayfa: 1-9, 16-18 Eylül 2010, Anadolu Üniversitesi, Eskişehir.

**3. Ertay, A. O.** Kavas, A. Uz, O. Altınok, B. (2012). WCDMA Sistemlerinde Makro Hücre Kapasite ve Yük Hesaplaması, *Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu ve Fuarı ELECO*, Bursa ISBN: 978-605-010422-6, sayfa 713-716, 2012.

**4. Ertay, A. O.** Suer, C. (2013). Multi-layered Frequency Selective Surfaces for High Frequency Applications, *The 34<sup>th</sup> Progress in Electromagnetic Research Symposium*, Stockholm SWEDEN, 2013.

**5. Ertay, A. O.** Şimşek, S. (2013). Design of Elliptic-Function Microstrip Filters with Defected Ground Structures, *The 34<sup>th</sup> Progress in Electromagnetic Research Symposium*, Stockholm SWEDEN, 2013.

**6. Ertay, A. O.** Şimşek, S. (2013). Taban İletkeni Kusurlu Yapıların Mikroşerit Filtre Tasarımındaki Etkilerinin İncelenmesi, 2. *Ulusal EMC Konferansı*, Işık Üniversitesi, 9-11 Eylül, 2013.

**7. Ertay, A. O.** Abbak, M. Şimşek, S. (2013). A Compact Low Pass Filter Design with a Fan-Shaped Defected Ground Structure for Broad Stopband, *8th. International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Bursa Turkey, 28-30 November, 2013

#### **TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR**

**1.** Yüksek Lisans Seminer Dersi, Taban İletkeni Kusurlu Mikroşerit Yapılar

**2. Ertay, A. O.** Şimşek, S. (2013). Design of Elliptic-Function Microstrip Filters with Defected Ground Structures, *The 34<sup>th</sup> Progress in Electromagnetic Research Symposium*, Stockholm SWEDEN, 2013.

**3. Ertay, A. O.** Şimşek, S. (2013). Taban İletkeni Kusurlu Yapıların Mikroşerit Filtre Tasarımındaki Etkilerinin İncelenmesi, 2. *Ulusal EMC Konferansı*, Işık Üniversitesi, 9-11 Eylül, 2013.

**4. Ertay, A. O.** Abbak, M. Şimşek, S. (2013). A Compact Low Pass Filter Design with a Fan-Shaped Defected Ground Structure for Broad Stopband, *8th. International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Bursa Turkey, 28-30 November, 2013.