



# **MİKRODALGA KAVİTE FİLTRE TASARIMI VE SENTEZLENMESİ**

**Fatih ÇAKIROĞLU**

**2021  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**Tez Danışmanı  
Doç. Dr. Ahmet Hayrettin YÜZER**

**MİKRODALGA KAVİTE FİLTRE TASARIMI VE SENTEZLENMESİ**

**Fatih ÇAKIROĞLU**

**T.C.  
Karabük Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü  
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında  
Yüksek Lisans Tezi  
Olarak Hazırlanmıştır**

**Tez Danışmanı  
Doç. Dr. Ahmet Hayrettin YÜZER**

**KARABÜK  
Ağustos 2021**

Fatih ÇAKIROĞLU tarafından hazırlanan “MİKRODALGA KAVİTE FİLTRE TASARIMI VE SENTEZLENMESİ” başlıklı bu tezin Yüksek Lisans Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Ahmet Hayrettin YÜZER

.....

Tez Danışmanı, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından Oy Birliği ile Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir. 25/08/2021

Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

Başkan : Doç. Dr. Mehmet ÜNLÜ ( TOBB)

.....

Üye : Doç. Dr. Ahmet Hayrettin YÜZER ( KBÜ)

.....

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Ediz DELİHASANLAR (KBÜ)

.....

KBÜ Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Hasan SOLMAZ

.....

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Müdürü

*“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”*

Fatih ÇAKIROĞLU

## ÖZET

**Yüksek Lisans Tezi**

### **MİKRODALGA KAVİTE FİLTRE TASARIMI VE SENTEZLENMESİ**

**Fatih ÇAKIROĞLU**

**Karabük Üniversitesi**

**Lisansüstü Eğitim Enstitüsü**

**Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Tez Danışmanı:**

**Doç. Dr. Üyesi Ahmet Hayrettin YÜZER**

**Ağustos 2021, 79 sayfa**

Bu çalışmada, Mikrodalga frekanslarında haberleşme ve radar gibi sistemlerde kullanılan kavite filtrelerin sentezlenmesi ve tasarımı yapılmıştır. Kavite filtre tasarım algoritması oluşturularak tasarım görselleştirilmiştir. Filtre gereksinimlerine göre tasarım polinomları elde edilmiştir. Tasarım polinomları ile fiziksel tasarım hakkında bilgi verecek kuplaj matrisleri hesaplanmıştır. Kavite filtrenin 3B tasarım programında çizim aşamaları verilmiş olup örnekler pekiştirilmiştir. Tasarım formülleri 3B yapıya uygulanmış ve teorik ile fiziksel tasarım arasındaki yakınlık istenilen düzeydedir. 3B yapının devre modellenmesi yapılmıştır. Devre modellemesi ile 3B yapı arasındaki ilişki üzerinde durularak optimizasyon gerçekleştirilmiş ve filtre tasarımı tamamlanmıştır.

**Anahtar Sözcükler :** Kavite filtre, kuplaj matrisi, kavite modellenmesi.

**Bilim Kodu** : 90516

## **ABSTRACT**

**M. Sc. Thesis**

### **THE DESIGN AND SYNTHESIS OF MICROWAVE CAVITY FILTER**

**Fatih CAKIROGLU**

**Karabük University**

**Institute of Graduate Programs**

**Department of Electrical and Electronic Engineering**

**Thesis Advisor:**

**Assoc. Prof. Dr. Ahmet Hayrettin YUZER**

**August 2021, 79 pages**

In this study, The synthesis and design of cavity filters used in communications and radar system at microwave frequencies have been made. The design is visualized by creating a cavity filter design algorithm. Design polynomials are obtained according to filter requirements. Coupling matrices that give information about design polynomials and physical design are calculated. In the 3D design program of the cavity filter, the drawing steps have been given and the examples have been reinforced. Design formulas have been applied to the 3D structure and the closeness between theoretical and physical design is at the desired level. Circuit modelling of 3D structure has been done as well. With emphasis on the relationship between circuit modelling and 3D structure, optimization has been made and filter design has been completed.

**Key Word** : Cavity filter, coupling matrix, modelling of cavity

**Science Code** : 90516

## TEŞEKKÜR

Bu tez çalıőmasının planlanması, araştırılması, yürütülmesi ve bilimsel temeller üzerine şekillendirilerek oluşturulmasında; engin bilgi ve tecrübe birikimleri ile destek veren sayın hocam Doç. Dr. Ahmet Hayrettin YÜZER'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bu uzun ve zor süreçte manevi yardımlarını eksiltmeyen ailem ve sevgili müstakbel eşime müteőekkirim.

## İÇİNDEKİLER

	<b><u>Sayfa</u></b>
KABUL.....	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER .....	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	x
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ .....	xiii
BÖLÜM 1 .....	14
GİRİŞ .....	14
BÖLÜM 2 .....	16
KAVİTE FİLTRELER.....	16
2.1. KAVİTE FİLTRE TÜRLERİ.....	16
2.1.1. Koaksiel Kavite Filtre.....	16
2.1.2. Dalga Kılavuzu Kavite Filtre.....	18
2.2. KAVİTE FİLTRE TASARIMI .....	19
2.2.1. Filtre Gereksinimleri.....	20
2.2.2. Tasarım Polinomları .....	22
2.2.3. Kuplaj Matrisi.....	22
2.2.4. Sonuç Grafiğini Sentezlemek .....	24
2.2.5. Fiziksel Tasarım.....	25
BÖLÜM 3 .....	26
TEMEL FİLTRE TEORİLERİ .....	26
3.1 DÜŞÜK FREKANS FİLTRE TASARIMI .....	26
3.1.1 Araya Giriş Kaybı Yöntemi.....	27



	<b><u>Sayfa</u></b>
BÖLÜM 4 .....	30
DEVRE ANALİZİ .....	30
4.1. ZAMAN BÖLGESİNDE ANALİZ .....	30
4.3. FREKANS BÖLGESİNDE ANALİZ .....	32
4.4. TRANSFER FONKSİYONU .....	33
4.4.1. Kompleks Frekans Düzlemi .....	33
BÖLÜM 5 .....	35
TASARIM POLİNOMLARI .....	35
5.1. KAYIPSIZ ALÇAK GEÇİREN FİLTRE .....	35
5.1.1. Tasarım Polinomlarının Özellikleri .....	38
5.2. FİLTRE FONKSİYONLARI .....	41
5.2.1. İletim Sıfırlı Filtre Fonksiyonu .....	41
5.2.2. Tüm-Kutup Filtre Fonksiyonu .....	43
5.3. ÖLÇEKLENDİRME .....	45
5.4. CHEBYSHEV FİLTRE SENTEZİ .....	47
5.4.1. Özyineleme Tekniği .....	50
5.4.1.1. Örnek Polinom Hesaplama .....	52
BÖLÜM 6 .....	53
KUPLAJ MATRİSİ .....	53
BÖLÜM 7 .....	61
FİZİKSEL GERÇEKLEŞTİRİM .....	61
7.1. K-EMPEDANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ .....	62
7.2. J-ADMİTANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ .....	63
7.3. FİZİKSEL TASARIM .....	64
7.4. BEŞ DERECELİ FİLTRE TASARIMI .....	65
7.4.1. Filtre Gereksinimleri .....	65
7.4.2. 3 Boyutlu Tasarım .....	67
7.4.3. Devre Modellenmesi .....	68
7.4.4. Üretim Çizimi .....	69

	<b><u>Sayfa</u></b>
7.4.5. Üretim .....	70
7.4.6. Üretim Hataları .....	72
7.4.7. Üretim Test Sonuçları .....	73
BÖLÜM 8 .....	76
SONUÇLAR VE İLERİ ÇALIŞMALAR.....	76
KAYNAKLAR .....	77
ÖZGEÇMİŞ .....	77

## ŞEKİLLER DİZİNİ

### Sayfa

Şekil 2.1. Koaksiyel kare kavite yapısı .....	17
Şekil 2.2. Kuplaj ve tuning vidaları .....	17
Şekil 2.3. Koaksiyel daire kaviteli yapı .....	18
Şekil 2.4. Dalga kılavuzu kavite filtre.....	18
Şekil 2.5. Kavite filtre tasarım diyagramı .....	19
Şekil 2.6. Alçak geçiren filtre grafiği.....	20
Şekil 2.7. Yüksek geçiren filtre grafiği .....	20
Şekil 2.8. Bant geçiren filtre grafiği.....	21
Şekil 2.9. Bant durduran filtre grafiği .....	21
Şekil 2.10. Grafik üzerinde filtre gereksinimleri .....	22
Şekil 2.11. Örnek kuplaj matrisi .....	23
Şekil 2.12. 4 dereceli filtre matrisi .....	24
Şekil 2.13. Fiziksel topoloji örneği .....	24
Şekil 2.14. Tasarım polinomlarına göre elde edilen sonuç grafiği .....	25
Şekil 3.1. Alçak geçiren devre modeli .....	26
Şekil 3.2. Bant geçiren devre modeli .....	27
Şekil 3.3. En düz, eşit dalgacıklı ve eliptik fonksiyon filtre grafikleri .....	28
Şekil 3.4. Alçak geçiren prototip .....	29
Şekil 4.1. Sistem gösterimi.....	30
Şekil 4.2. Seri bağlı RLC devresi.....	31
Şekil 4.3. Kompleks frekans düzlemi .....	34
Şekil 5.1. Kayıpsız iletim hattı.....	36
Şekil 5.2. F polinomu konumları .....	38
Şekil 5.3. P polinomu sanal eksen konumları .....	39
Şekil 5.4. P polinomu gerçel eksen konumları.....	39
Şekil 5.5. P polinomu kompleks düzlemde dörtlü konumları.....	40
Şekil 5.6. Hem yukarı hem aşağı geçiş bandında iletim sıfır noktaları.....	42
Şekil 5.7. Yukarı geçiş bandında iletim sıfır noktaları .....	42

**Sayfa**

Şekil 5.8. Tüm kutup fonksiyonu grafiği .....	43
Şekil 5.9. FIR Elementi modellemesi .....	45
Şekil 6.1. Kuplaj matris devre modeli.....	53
Şekil 6.2. “N+2” Kuplaj matrisi.....	54
Şekil 6.3. Örnek transversal kuplaj matris topolojisi .....	54
Şekil 6.4. Örnek transversal kuplaj matrisi .....	54
Şekil 6.5. Birden fazla kuplajlı bant geçiren filtre devresi.....	55
Şekil 6.6. Empedans matrisi devre modeli.....	56
Şekil 6.7. Kuplaj dönüştürücülü empedans matris devresi .....	56
Şekil 6.8. N+2 admitans matrisi .....	57
Şekil 7.1. Bant geçiren tek dereceli prototip filtre devresi.....	61
Şekil 7.2. K empedans dönüştürücü devresi .....	62
Şekil 7.3. J admitans dönüştürücü devresi .....	63
Şekil 7.4. Eigenmode çözümü.....	64
Şekil 7.5. Sentez sonuç grafiği.....	66
Şekil 7.6. Senteze karşılık gelen topoloji.....	66
Şekil 7.7. 3B yapı.....	67
Şekil 7.8. Tasarım formülleri .....	67
Şekil 7.9. Devre modellenmesi .....	68
Şekil 7.10. Optimizasyon sonuç grafiği .....	69
Şekil 7.11. Kapak tasarımı .....	70
Şekil 7.12. Ana gövde tasarımı .....	70
Şekil 7.13. Üretilen ana gövde .....	71
Şekil 7.14. Üretilen iç yapı.....	71
Şekil 7.15. Üretim S11 grafiği .....	73
Şekil 7.16. Üretim S21 grafiği .....	74
Şekil 7.17. S11 üretim ve simülasyon sonuçları .....	74
Şekil 7.18. S21 üretim ve simülasyon sonuçları .....	75

## ÇİZELGELER DİZİNİ

	<b><u>Sayfa</u></b>
Çizelge 4.1. 0.5 dB dalgalanmaya sahip g-değerleri (Chebyshev) .....	29
Çizelge 4.2. 3 dB dalgalanmaya sahip g-değerleri (Chebyshev) .....	29
Çizelge 5.1. Frekans ölçeklendirme .....	45
Çizelge 5.2. Devre ölçeklendirme .....	46
Çizelge 7.1. Filtre gereksinimleri .....	65
Çizelge 7.2. Senteze karşılık gelen kuplaj matrisi .....	66
Çizelge 7.3. Üretim hata oranları .....	72

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

### KISALTMALAR

- PEC : Perfect Electric Conductor (Mükemmel Elektrik İletken)  
TZs : Transmission Zeros (İletim Sıfırları)  
3B : 3 Boyutlu (3D)  
IL : Insertion Loss (Araya Giriş Kaybı)  
RL : Return Loss (Geri Dönüş Kaybı)  
LPF : Low Pass Filter (Alçak Geçiren Filtre)  
BPF : Band Pass Filter (Bant Geçiren Filtre)  
FIR : Frequency Inavriant Reactive (Frekans Bağımsız Reaktif)

## BÖLÜM 1

### GİRİŞ

Mikrodalga kavite filtreler; yüksek güç taşıma kapasiteleri, düşük araya giriş kaybı, küçük boyutlu olması gibi özelliklerinden dolayı günümüz haberleşme ve radar sistemlerinde aktif rol oynamaktadır. Bu çalışmada bu tip filtrelerin tasarımı bütünüyle ele alınmıştır. Tanım olarak kavite, metal bir yapının içerisine oyuklar açılarak elde edilen yapıya denir. Bu oyuklar filtrenin derecesini belirler. Oyukların birbirleri ile bağlantısına ise boşluk (iris) adı verilir. Oyukların boyutları ile boşluğun boyutlarının hesaplanması ise filtrenin gereksinimlerine karşılık gelen kuplaj değerlerine göre bulunur. Kuplaj değerleri ise istenilen dönüş kaybı (Return Loss), filtre derecesi, iletim sıfır noktaları (TZs) parametreleri ile ilişkilidir.

Kavite filtre tasarımı genel olarak üç aşamaya ayrılır. Birinci aşama, nasıl bir sonuç grafiği elde etmek isteniliyorsa ona göre filtre gereksinimlerinin belirlenmesidir. İkinci aşama, bu gereksinimlere göre filtreyi sentezlemek yani fiziksel tasarıma geçmeden sentezlenen grafik ile istenilen grafik arasındaki hata oranını minimuma düşürmektir. Üçüncü aşama ise, teorikte hesaplanan değerleri fiziksel tasarım üzerinde elde edebilmektir.

Bölüm 2’de kavite filtrelerin genel hatlarından bahsedilmiştir. Kavite filtrelerin türleri ve tasarım algoritması verilmiştir. Tasarım algoritmasında yer alan aşamalar kısaca özetlenmiş ve tasarımcının tasarımdan önce kavite yapısını anlaması amaçlanmıştır.

Bölüm 3’de temel filtre teorilerinden bahsedilmiştir. Bu bölümün amacı devre elemanları kullanılarak oluşturulan filtreler ile kavitelerin devre modellenmesi arasında köprü oluşturmaktır.

Bölüm 4’de devre analizi konularına yer verilmiştir. Tasarımdan önce sentezlenmesi gereken kavite filtrenin sentezleme aşamasının nasıl başlayacağı anlatılmıştır. Ayrıca zaman ve frekans bölgelerinde analizlerden bahsedilmiş ve bir sistemin transfer fonksiyonunu nasıl filtre üzerinde uygulanacağı anlatılmıştır.

Bölüm 5’de tasarım polinomlarından bahsedilmiş ve gerekli eşitlikler verilmiştir. Sentezlemenin ilk aşaması olan tasarım polinomlarının ne anlama geldikleri ve köklerinin kompleks düzlem üzerinde hangi noktalarda olması gerektiğinden bahsedilmiştir.

Bölüm 6’da kuplaj matrisi anlatılmıştır. Tasarım polinomları ile kuplaj matrisi arasındaki bağlantı verilmiş ve matris değerlerinin nasıl hesaplanacağı gösterilmiştir. Kuplaj matrisi ile topoloji oluşturulması gösterilmiş ve topolojinin fiziksel olarak ne anlama geldiği anlatılmıştır. Kuplaj matrisi oluşturmak ve topoloji belirlemek için yazılım programlarından bahsedilmiştir.

Bölüm 7’de kavite filtrenin fiziksel tasarımından bahsedilmiş ve üretilen bir filtre örneği verilmiştir. Filtre gereksinimleri belirlenerek sentezleme aşamasına geçilmiştir. Sentezleme aşamasından sonra ise 3B yapı elektromanyetik simülasyon programı CST Studio Suit ile modellenmiş ve 3B yapının eşdeğer devresi AWR Design Environment programında gerçekleştirilmiştir. Tüm tasarım nihayete erdiğinde ise yapının gövdesi, kapağı ve diğer parçaları Solidworks programında modellenmiştir.



## BÖLÜM 2

### KAVİTE FİLTRELER

Kavite filtreler metal bir kütlenin içeresine açılan oyuklardan (kavite) oluşan bir filtre türüdür. Özellikle yüksek frekans bölgelerinde yüksek RF gücü ihtiyacı olan uygulamalarda oldukça kullanışlıdır. Yüksek güç taşıma kapasitesinin yanında yüksek seçicilik oranı (Selectivity) ve minimum araya giriş kaybı (insertion loss) vermesi bu yapıları diğer filtre türlerinden ayırır. Bu bölümde bir kavite filtrenin tasarımı, baştan sona genel hatlarıyla anlatılacaktır.

#### 2.1. KAVİTE FİLTRE TÜRLERİ

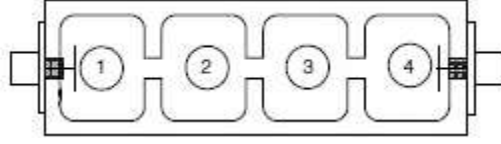
Kavite filtreler fiziksel olarak 2 türden oluşmaktadır. Bunlar; Koaksiyel Kavite Filtre ve Dalga Kılavuzu Kavite Filtre olarak gruplandırılır.

##### 2.1.1. Koaksiyel Kavite Filtre

Şekil 2.1’de görülen bu filtre, oyuklar, oyukları birbirine bağlayan boşluklar ve her bir oyuğun ortasında bulunan rezonatör adlı yapılardan oluşur. Oyukların sayısı filtrenin derecesini belirlerken oyuklar arası boşluğun genişliği kuplaj değerini belirler. Rezonatörler ise her bir oyuğun merkezinde silindirik biçimde bulunur ve bu parça ile kavitenin fiziksel boyutu küçülür. Özellikle L-S bandında tasarlanan filtreler için kullanışlıdır. Tasarımın nihai hedefleri kavitenin uzunluk, genişlik, yükseklik değerlerini, rezonatörlerin dış çap, iç çap ve yükseklik değerlerini, boşlukların genişlik ve uzunluk değerlerini bulmaktır.

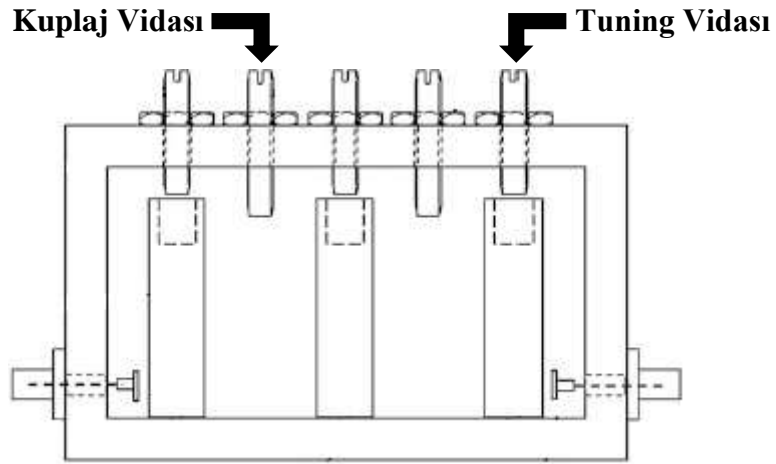
Rezonatörler metal malzeme veya metal malzemeye Dielektrik malzemenin monte edilmesi ile oluşturulur. Dielektrik malzemenin kullanılması görece yüksek Q değeri kazandırmış olsa da sıcaklıktan dolayı yapı genişleşebilir ve frekans kaymasına yol

açabilir [1]. Sıcaklık kayması metal malzeme için etkili olsa da dielektrik malzeme kadar değişikliğe yol açmaz.



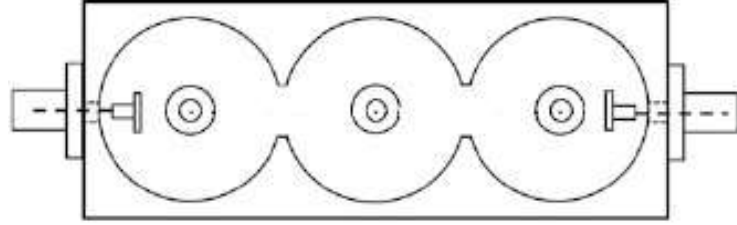
Şekil 2.1. Koaksiyel kare kavite yapısı.

Koaksiyel kavitelere her bir rezonatörün üzerinde ve her bir boşluğun üzerinde Şekil 2.2’de görüldüğü üzere vidalar yer almaktadır. Boşluk noktalarında yer alan vidalar kuplaj değerlerinin değişmesini sağlar. Kuplaj değerlerinin değişmesiyle filtrenin özellikle S11 parametresinde değişikliğe yol açar. Rezonatörler üzerinde yer alan tuning vidaları ise her bir rezonatörün merkez frekansını değiştirerek filtre cevabında frekansın kaydırmasını sağlar. Ayrıca rezonatörlerin merkezinde belirli bir çapta ve boyda delik (hole) açılarak tuning vidasının ilerlemesini sağlayacak boşluk oluşturulur [2]. Dolayısıyla bu tipte bir filtre tasarımında, üretimi yapıldıktan sonra dahi filtre cevabını değiştirebilmek mümkündür.



Şekil 2.2. Kuplaj ve tuning vidaları.

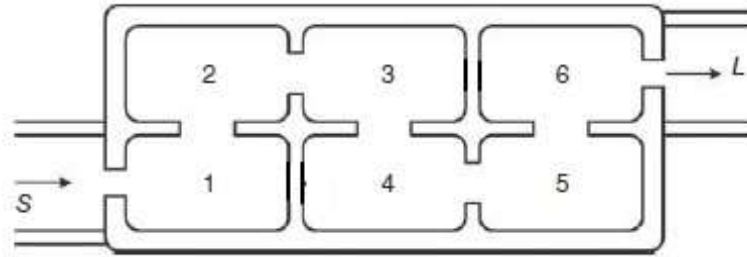
Kaviteler Şekil 2.1'deki gibi kare veya Şekil 2.32'deki gibi dairesel biçimde olabilir. Kare olan yapılarda genişlik, uzunluk ve yükseklik değerleri, dairesel biçimde olan yapılarda çap ve yükseklik değerleri hesaplanır.



Şekil 2.3. Koaksiel daire kaviteli yapı.

### 2.1.2. Dalga Kılavuzu Kavite Filtre

Dalga kılavuzu kavite yapısı Şekil 2.4'de görülmektedir. İsminden anlaşılacağı üzere bu yapı belirlenen bir dalga kılavuzuna göre tasarlanır. Dolayısıyla genişlik ve yükseklik değerleri sabittir. Özellikle X bandında (8 – 12 GHz) ve diğer yüksek frekans bantlarında (> 12 GHz) filtre tasarımı için oldukça kullanışlıdır.



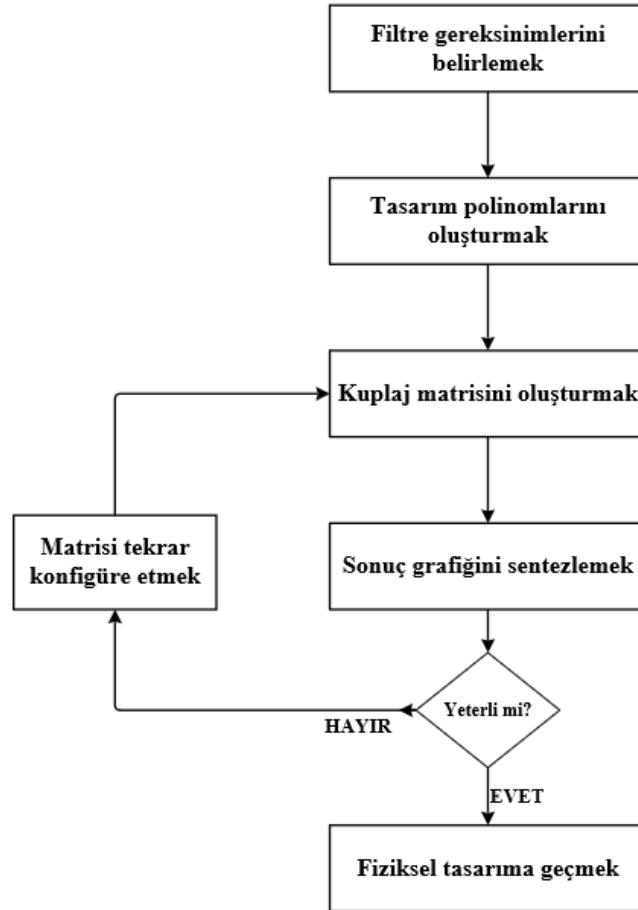
Şekil 2.4. Dalga kılavuzu kavite filtre.

Örneğin; X bandında tasarım yapmak isteniliyorsa X bandına uygun dalga kılavuzu seçilir (WR-90 gibi). Tasarımdaki nihai amaç ise kavitenin uzunluk değerini ve boşluğun uzunluk ve genişlik değerini bulmaktır.

## 2.2. KAVİTE FİLTRE TASARIMI

Kavite filtre tasarımı birden fazla adımlardan oluşmaktadır. Birinci ve son aşama birbirleriyle bağlantılı olduğu için tasarımcının birinci aşamadan itibaren tüm sürece hâkim olması gerekmektedir. Bu süreç en temel filtre teorisi ile başlamaktadır. Kavite tasarımı yapmak isteyen tasarımcı en basit LC devresi ile filtre tasarımını iyi bilmesi gerekmektedir.

Bir kavite filtre tasarımı 5 adımdan oluşur. Bu adımlar diyagram şeklinde Şekil 2.5’de gösterilmiştir. Bu adımlar başlıklar halinde açıklanmıştır.

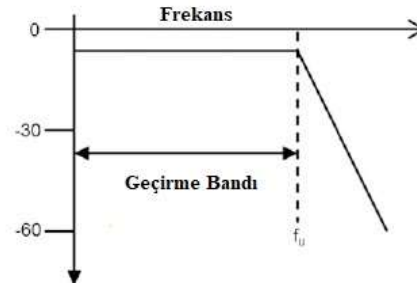


Şekil 2.5. Kavite filtre tasarım diyagramı.

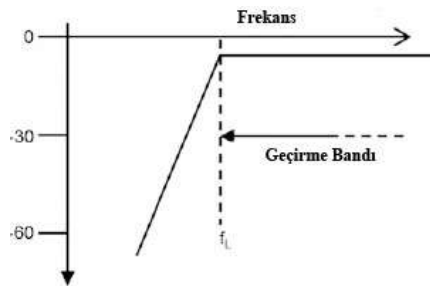
### 2.2.1. Filtre Gereksinimleri

Filtre gereksinimleri ihtiyaç duyulan sonuç grafiğine göre şekillendirilir. Burada belirlenen temel parametreler, ilerideki aşamalarda yer alan matematiksel hesaplamalarda kullanılacağı için bu adım çok kritiktir. Tasarımcı ilk olarak ne türde bir grafiğe ihtiyacı olduğunu belirlemelidir. Fiziksel yapı türleri dışında filtrenin sonuç grafiğine göre filtreler 4'e ayrılır. Bunlar:

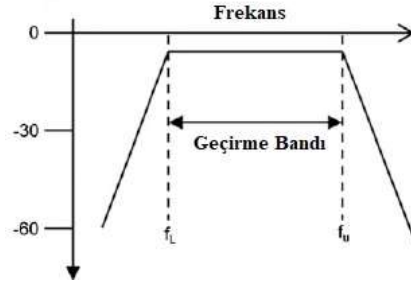
- Alçak Geçiren (Lowpass) (Şekil 2.6)
- Yüksek Geçiren (Highpass) (Şekil 2.7)
- Bant Geçiren (Bandpass) (Şekil 2.8)
- Bant Durduran (Bandstop) (Şekil 2.9)



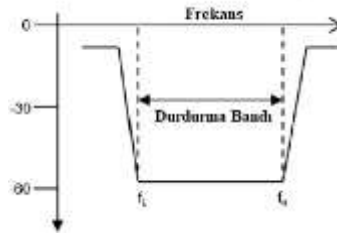
Şekil 2.6. Alçak geçiren filtre grafiği.



Şekil 2.7. Yüksek geçiren filtre grafiği.



Şekil 2.8. Bant geçiren filtre grafiği.



Şekil 2.9. Bant durduran filtre grafiği.

Kavite filtreler genellikle haberleşme sistemlerinde kullanıldığı için bant geçiren filtre türü tercih edilir. Bu çalışmada bant geçiren filtre tasarımı yapılacaktır.

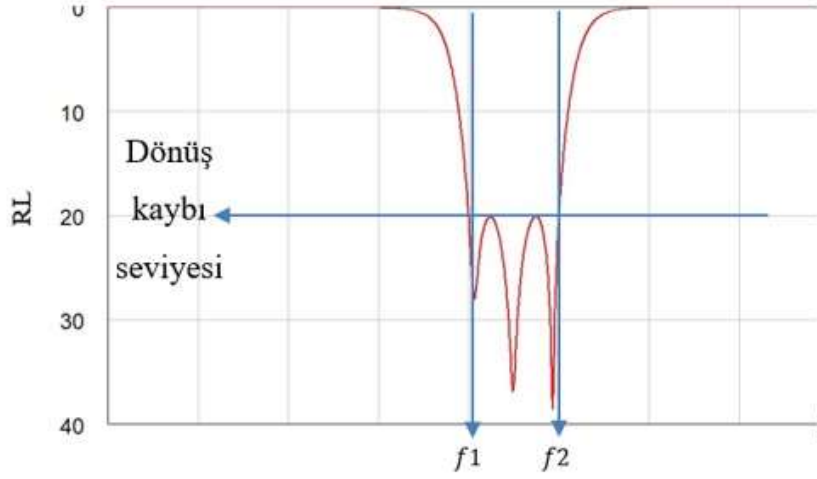
Bant geçiren filtre gereksinimleri ise şöyle sıralanabilir:

- Merkez frekans  $f_0$  ve birinci ile ikinci bant frekansları  $f_1, f_2$
- Geri dönüş kaybı (Return loss)
- Filtre derecesi (n)

Bu gereksinimlerin grafik üzerinde ne anlama geldikleri Şekil 2.10'da gösterilmiştir. Dönüş kaybı seviyesi tasarımcının hedefine göre 10 dB 'den başlayıp, artabilmektedir. Üretim hataları ve diğer toleranslar göz önüne alındığında bu değer 20 ila 25 dB arasında olması tasarım için avantajlıdır.

$f_1, f_2$  frekansları ise filtrenin bant genişliğini belirler. Bant genişliği değeri tasarım için önemlidir. Düşük bant genişliğine sahip bir filtre, fiziksel ve matematiksel olarak yüksek bant genişliğine sahip bir filtre tasarımına göre daha zordur.

Filtre derecesi tasarım için önemli bir parametredir. Derecenin yüksek olması daha keskin kesim eğrisi verse de araya giriş kaybında artış ve fiziksel üretimde zorluklar meydana gelir. Şekil 2.10'daki grafik 3 dereceli 20 dB dönüş kaybına sahip bir filtrenin sonuç grafiğidir.



Şekil 2.10. Grafik üzerinde filtre gereksinimleri.

### 2.2.2. Tasarım Polinomları

Bir filtre tasarımı sonuç grafiğini sentezleme ile başlamaktadır. Buradaki amaç istenilen filtre gereksinimlerini matematiksel işlemler yardımıyla sentezleyerek sonuç grafiğini önceden tahmin etmektir. Dolayısıyla tasarım polinomları veya karakteristik polinomlar olarak adlandırılan 3 adet polinom tanımlanır. Bunlar  $E(s)$ ,  $F(s)$  ve  $P(s)$  polinomlarıdır. Polinomların matematiksel hesaplamaları ve sentezleme aşamaları ayrıntılı olarak diğer bölümlerde anlatılacaktır.

### 2.2.3. Kuplaj Matrisi

Kuplaj matrisi fiziksel tasarımın nasıl olabileceğine dair tasarımcıya fikirler sunar. Bir kuplaj matrisi filtre derecesi kadar ( $N \times N$ ) birim matristen oluşur. Buradaki değerler kuplaj değerleridir ve filtre gereksinimlerine göre tasarım polinomları kullanılarak

elde edilir. Amaç matematiksel olarak hesap edilen kuplaj değerlerini fiziksel tasarım üzerinde yakalayabilmektir.

Matrisin diyagonal ekseninde yer alan değerler self-rezonans değerleridir. Ardışık birimlerde yer alan değerler ise o birimlerin birbirleri ile olan kuplaj değerleridir. Örneğin;  $m_{11}$  değeri birinci rezonatörün olması gereken self rezonans değeri iken,  $m_{12}$  değeri birinci ve ikinci rezonatörler arasında olması gereken kuplaj değeridir. Bu değerler fiziksel yapının boyutlarının değişimi ile elde edilir.

Kuplaj matrisinde dikkat edilecek diğer ve en önemli husus çapraz kuplaj (cross-couplings) değeridir. Şekil 2.11’de görüldüğü üzere 1. ve 4. rezonatörler arası veya 2. ve 3. rezonatörler arası kuplaj değerleri bulunmaktadır. Bu değerler filtre gereksinimlerine göre ortaya çıkmaktadır. Özellikle keskin kesim eğrisi veya yüksek seçicilik istenilen filtrelerde bu parametre önemli rol oynar.

	1	2	3	4
1	$M_{11}$	$M_{12}$	$M_{13}$	$M_{14}$
2	$M_{12}$	$M_{22}$	$M_{23}$	$M_{24}$
3	$M_{13}$	$M_{23}$	$M_{33}$	$M_{34}$
4	$M_{14}$	$M_{24}$	$M_{34}$	$M_{44}$

Şekil 2.11. Örnek kuplaj matrisi.

Kuplaj matrisinin tasarımcıya kazandırdığı en önemli avantaj fiziksel olarak filtrenin nasıl oluşturulmasıdır. Matriste yer alan değerler sütun ve satırlarına göre numaralandırılır ve değer olan birimlere göre fiziksel topoloji çıkartılır. Değeri 0 olan birimler topolojide yer almazlar ve fiziksel gerçekleştirmeleri yoktur. Şekil 2.12’de 4 dereceli bir filtrenin kuplaj matrisi görülmektedir. Filtreler pasif devre olmalarından dolayı reciprocal özelliğe sahip olduğu için  $m_{12}$  değeri ile  $m_{21}$  değeri eşittir [3].



	1	2	3	4
1	$M_{11}$	$M_{12}$		
2	$M_{12}$	$M_{22}$	$M_{23}$	
3		$M_{23}$	$M_{33}$	$M_{34}$
4			$M_{34}$	$M_{44}$

Şekil 2.12. 4 dereceli filtre matrisi.

Matriste 1,2,3 ve 4. Rezonatörler ile bunları birbirine bağlayan 1-2, 2-3, 3-4 matrislerinde kuplaj değeri vardır. Şekil 2.13’de bu değerlere göre çıkartılmış bir topoloji örneği mevcuttur. Bu topoloji, tasarımcıya “fiziksel olarak tüm kaviteler birbiri ardına bağlanmalı ve ardışık olarak kuplaj değerleri elde edilmeli” şeklinde bir anlatım yapar.

Filtre gereksinimleri farklı birimlerde kuplaj değeri ortaya çıkarabilir ve buna bağlı olarak farklı topolojiler oluşturulabilir. Dolayısıyla fiziksel tasarımdan önce topolojiyi görmek tasarım için büyük avantaj sağlamaktadır.

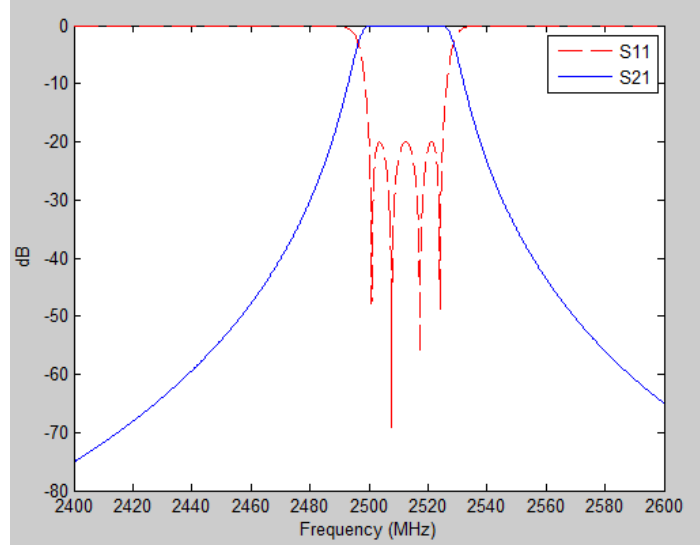


Şekil 2.13 Fiziksel topoloji örneği.

#### 2.2.4. Sonuç Grafiğini Sentezlemek

Bu aşamada istenilen filtre gereksinimlerine göre oluşturulan tasarım polinomları ve kuplaj matrisleri Matlab programı aracılığıyla filtre cevap grafiğine dökülür. Polinomların köklerine göre ve kuplaj matrislerin değerlerine göre oluşturulan grafik filtrenin geri dönüş ( $S_{11}$ ) ve iletim cevabını ( $S_{21}$ ) gösterir. Tasarımcı grafiği sentezleyerek istenilen filtrenin cevabına yakın bir cevap bulmalıdır. Grafik istenilen değerleri vermiyorsa matematiksel hesaplamalarda yanlış veya istenilen

gereksinimlerin tercih edilen topoloji ile yapılamayacağı anlamına gelir. Şekil 2.14’de Matlab ortamında hazırlanan program ile elde edilen grafik gösterilmiştir.



Şekil 2.14. Tasarım polinomlarına göre elde edilen sonuç grafiği.

### 2.2.5. Fiziksel Tasarım

Fiziksel tasarım gereksinimleri karşılayacak topolojinin belirlenmesi ve kuplaj değerlerinin bulunmasıyla başlar. Buna göre ilk olarak fiziksel yapının 3 boyutta elektromanyetik modelinin çizilmesi gerekmektedir. Bunun için CST Studio Suit ve HFSS programları 3D elektromanyetik simülasyon yapmak için önde gelen programlardır. Bu çalışmada kullanım kolaylığı ve pratikliği açısından CST Studio programı kullanılmıştır.

Yapının 3D modellenmesi çizilip frekans domaininde simülasyonu yapılarak S-Parametreleri elde edilir. Ayrıca bazı matematiksel denklemler programa girilerek 3B yapı üzerinden matematiksel cevaplar elde edilir.

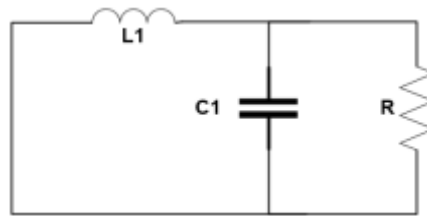
## BÖLÜM 3

### TEMEL FİLTRE TEORİLERİ

Filtre tasarımı ikinci dünya savaşından başlayarak günümüze kadar uzanan geniş bir çalışma alanıdır. İki kapılı bir devre olan filtre, sistemin frekans tepkisini kontrol eder. Frekans mertebelerine göre farklı tasarım yöntemlerine sahiptir. Örneğin düşük frekans ( $\sim$ MHz) seviyelerinde kavite filtre tasarımı yapmak neredeyse imkansızdır. Bundan dolayı bu frekanslarda lumped adı verilen kapasitör, indüktör ve dirençler kullanılmaktadır. Bu bölümün amacı 3 boyutlu fiziksel yapının devre elemanları kullanılarak modellenmesine temel oluşturmaktır.

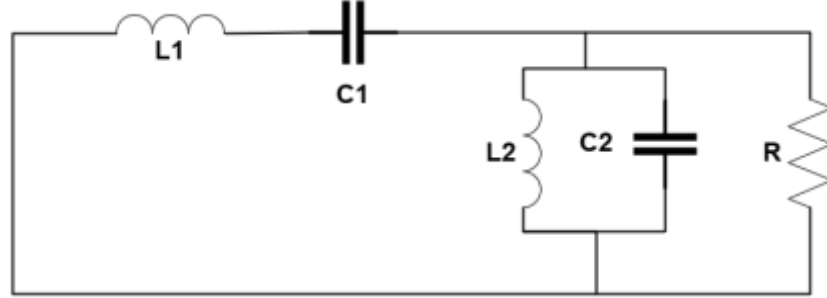
#### 3.1 DÜŞÜK FREKANS FİLTRE TASARIMI

Düşük frekans bölgelerinde bir filtre lumped elemanlara ihtiyaç duyar. Bunun nedeni yüksek frekanslarda dalga boyunun çok düşük olması sebebiyle bu elemanların bu dalga boyuna tepki verememesidir. Bu elemanların değerlerini bulmak için yöntemler mevcuttur. Ayrıca bu elemanların devreye nasıl yerleştirileceği tasarımcının istediği filtre türüne (Bkz. Bölüm 2.2.1) göre şekillenecektir. Alçak geçiren filtre tasarımı 1 dereceli örnek devre modeli Şekil 3.1'de görülmektedir. Filtre derecesi arttıkça devre modeli bu prototipe göre düzenlenmelidir.



Şekil 3.1. Alçak geçiren devre modeli.

Bant geçiren 1 dereceli filtre tasarım örneğinin devre modeli Şekil 3.2’de görülmektedir. Alçak geçirende olduğu gibi filtre derecesi arttıkça devre bu modele göre şekillenmelidir.



Şekil 3.2. Bant geçiren devre modeli.

Düşük frekans filtre tasarımı için 3 farklı yöntem bulunmaktadır. Bunlar;

1. Periyodik yapı olarak tasarlanan filtreler
2. Görüntü parametresi yöntemi
3. Araya giriş kaybı yöntemi

Bu yöntemlerden en kullanışlı ve günümüzde kullanılan yöntem Araya Giriş Kaybı yöntemidir.

### 3.1.1 Araya Giriş Kaybı Yöntemi

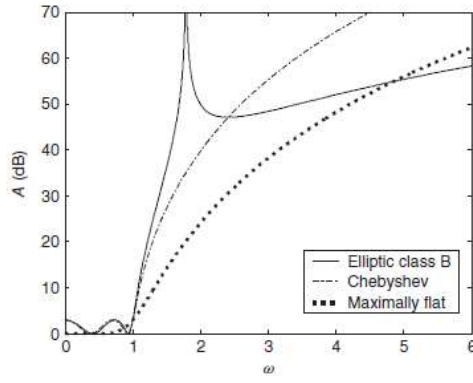
Bu yöntem iki kapılı bir devrenin güç kaybı oranı ile formüle edilir ve tasarım için bu formüllere göre hazırlanmış tablolar ve grafikler kullanılır. İlk olarak alçak geçiren bir filtre prototipi oluşturulur ve bant geçiren filtre prototipine dönüşüm yapılır. Devre elemanları prototip olarak modellenir ve çalışma frekansına göre dönüşümler gerçekleştirilir.

Bu yöntem içerisinde 3 tür yaklaşım metodu barındırır. Bunlar:

1. En düz alçak geçiren prototip (Maximally Flat)

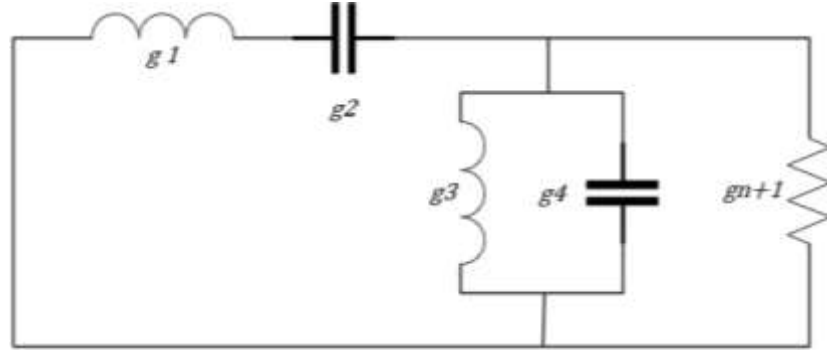
2. Eşit dalgacıklı alçak geçiren prototip (Chebyshev)
3. Eliptik fonksiyon alçak geçiren prototip (Elliptic)

Bu yaklaşım metodları frekans tepkisinde farklı eğriler sunar. Örneğin; en düz alçak geçiren prototip geçirme bandında düz bir karakteristik verirken, eşit dalgacıklı prototip geçirme bandında ufak dalgalanmalar (ripple) gösterir. Bu dalgalanmalar bant kenarında keskinliği artırır. Kullanım kolaylığı ve pratikliği açısından Chebyshev metodu günümüzde daha kullanışlıdır.



Şekil 3.3. En düz, eşit dalgacıklı ve eliptik fonksiyon filtre grafikleri [1].

Tasarımcı istediği filtre gereksinimlerine en uygun olan yaklaşım metodunu belirledikten sonra alçak geçiren devre prototipi hazırlanır. Bu prototipte Şekil 3.4'da görüldüğü gibi kapasitör, indüktör ve direnç elemanları g-değeri adı ile numaralandırılır. Bu g-değerleri yaklaşım metodlarının çözümlenmesiyle hazır çizelgeler halinde literatürde mevcuttur. Örneğin Çizelge 4.1 ve Çizelge 4.2'de eşit dalgacıklı (Chebyshev) yaklaşım metoduna ait g-değerleri görülmektedir. Geçiş bandındaki dalgalanmalara göre çizelgeler ayrılmıştır. Okuyucu diğer yaklaşım metodlarının hazır çizelgeleri için [3] kaynağına başvurabilir



Şekil 3.4. Alçak geçiren prototip.

Çizelge 4.1. 0.5 dB dalgalanmaya sahip g-değerleri (Chebyshev).

$N$	$g1$	$g2$	$g3$	$g4$	$g5$	$g6$	$g7$
1	0,6986	1,00					
2	1,4029	0,7071	1,9841				
3	1,5963	1,0967	1,5963	1,00			
4	1,6703	1,19266	2,3661	0,8419	1,9841		
5	1,7058	1,2296	2,5408	1,2296	1,7058	1,00	
6	1,7254	1,2479	2,6064	1,3137	2,4758	0,8696	1,9841

Çizelge 4.2. 3 dB dalgalanmaya sahip g-değerleri (Chebyshev).

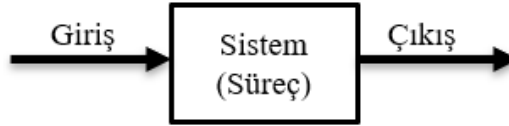
$N$	$g1$	$g2$	$g3$	$g4$	$g5$	$g6$	$g7$
1	1,9953	1,00					
2	3,1013	0,5339	5,8095				
3	3,3487	0,7117	3,3487	1,00			
4	3,4389	0,7483	4,3471	0,5920	5,8095		
5	3,4817	0,7618	4,5381	0,7618	3,4817	1,00	
6	3,5045	0,7685	4,6061	0,7929	4,4641	0,6033	5,8095

Frekans seviyesi yükseldikçe devre elemanları ile filtre gerçekleştirimi zor olacağından, dağıtılmış elemanlar adı verilen yöntem kullanılır. Bu yöntemle kapasitör, indüktör gibi devre elemanları mikroşerit veya şerit hat gibi bakır yollarla sağlanır.

## BÖLÜM 4

### DEVRE ANALİZİ

Filtre tasarımını kolaylaştırmak için sistem kavramı kullanılmaktadır. Sistem, Şekil 4.1'de görüldüğü gibi giriş, süreç ve çıkıştan oluşan bir modelledir. Örneğin; girişten verilen bir elektrik sinyali, sistem tarafından işlenerek çıkışa gider. Burada çıkış sinyali, giriş sinyalinin nasıl olduğuna ve sistemin nasıl tasarlandığına bağlıdır.



Şekil 4.1. Sistem gösterimi.

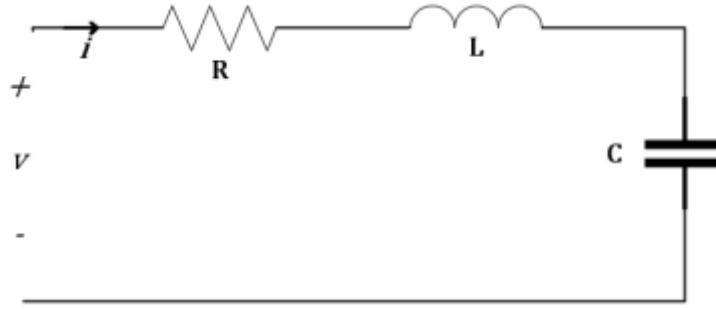
Sistemin giriş sinyali zaman-bağımlı veya zaman-bağımsız olabilir. Zaman-bağımsız bir sistemin parametreleri zamanla değişmez. Böyle bir sistemi karakterize etmek için sabit katsayılı lineer denklemler kullanılır. Fakat zaman-bağımlı bir sistemin parametreleri zamana göre değişir ve böyle bir sistemi tanımlamak için zamana bağımlı lineer denklemler oluşturmak gerekir. Doğru akım (DC) devresi zaman-bağımsız bir sisteme, bir filtre devresi ise zaman bağımlı bir sisteme örnek verilebilir. Zaman-bağımlı bir sistemi hem zaman bölgesinde hem de frekans bölgesinde analizini yapmak mümkündür. Özellikle RF devreleri için frekans bölgesi analizi önemlidir.

#### 4.1. ZAMAN BÖLGESİNDE ANALİZ

Pasif devre elemanlı bir elektrik devresi direnç, indüktör ve bobinden oluşur. Elektromanyetik enerji bu elemanlar üzerinde hareket eder. İndüktör manyetik alan ile

kapasitör elektrik alan ile enerjiyi oluşturmaktadır. Bu enerji toplamı ise direnç üzerinde termal enerjiye dönüşür.

Şekil 4.2’de pasif devre elemanlarından oluşan seri bir devre görülmektedir. Bu devreye zaman-bağımlı giriş sinyali  $v(t)$  uygulandığında çıkış sinyali devre üzerinde akan akıma bağlıdır.



Şekil 4.2. Seri bağlı RLC devresi.

Kirchoff gerilim kanunu devreye uygulandığında devrenin denklemi,

$$iR + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = v(t) \quad (4.1)$$

Eşitlik 4.1’in ikinci dereceden diferansiyeli alındığında,

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i(t) = \frac{dv(t)}{dt} \quad (4.2)$$

Eşitlik 4.2 zaman-bağımsız ve lineer olan doğal diferansiyel eşitliği belirtir. Böyle bir devre birden fazla devre elemanı içereceğinden genel formu şöyledir [1];

$$(a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0) i(t) = (b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0) v(t) \quad (4.3)$$



Eşitlik kaynak-bağımlı ve kaynak-bağımsız olarak iki farklı çözüme sahiptir. Kaynak-bağımsız çözüm giriş sinyalinden bağımsızdır ve sistemin doğal tepkisi olarak adlandırılır. Kaynak-bağımlı çözüm ise giriş sinyaline bağlıdır. Böyle bir sisteme kararlı durum sistemi (Steady-State System) adı verilir. Kararlı durum sisteminin zaman bölgesindeki çözümü ve analizi frekans bölgesindeki analize göre daha zordur.

### 4.3. FREKANS BÖLGESİNDE ANALİZ

Sistemin giriş fonksiyonu zamanın üstel fonksiyonu olan  $f(t)$  olsun.

$$f(t) = e^{st} \quad (4.4)$$

$$i(t) = hf(t) \quad (4.5)$$

Sistemin çıkış fonksiyonu  $i(t)$ ,

$$i(t) = he^{st} \quad (4.6)$$

Üstel fonksiyonda yer alan  $s$  kompleks frekans değişkeni olarak tanımlanır ve  $\sigma + jw$  denklemine eşittir. Amaç katsayı olan  $h$  değerini yalnız bırakmaktır. Eşitlik 4.6, eşitlik 4.3'ün yerine konulup basit hale indirgenirse aşağıdaki Eşitlik 4.7 elde edilir.

$$\begin{aligned} (a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0)h \\ = (b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0) \end{aligned} \quad (4.7)$$

Burada  $h$  yalnız bırakılırsa [4];

$$h = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (4.8)$$

Eşitlik 4.8 sistemin çıkış fonksiyonunun giriş fonksiyonuna bölümüdür ve  $h$  değeri sistemin transfer fonksiyonu olarak tanımlanır.  $H(s)$  ifadesi ile gösterilen transfer fonksiyonu sistemi frekans bölgesinde karakterize eder.

#### 4.4. TRANSFER FONKSİYONU

Filtreler genel olarak iki kapılı devreler olduğu için bir filtre devresinin transfer fonksiyonu çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı olarak tanımlanabilir. Eşitlik 4.8 basite indirgenerek şöyle yazılabilir;

$$H(s) = \frac{\text{pay}(s)}{\text{payda}(s)} \quad (4.9)$$

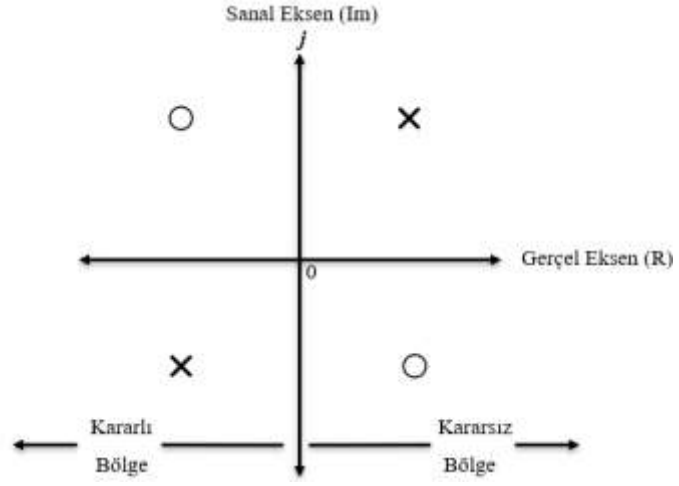
Pay ve paydada yer alan denklemlerin kökleri sistemin kutup (pole) ve sıfır (zero) noktaları olarak tanımlanır. Payın kökleri sistemin sıfır noktaları iken paydanın kökleri sistemin kutup noktalarıdır.

##### 4.4.1. Kompleks Frekans Düzlemi

Kompleks frekans düzlemi, transfer fonksiyonu ile bulunan kutup ve sıfır noktalarının gösterildiği bir grafikdir. Sistemin kökleri (sıfır ve kutuplar) bu düzleme yerleştirilir. Düzlem üzerinde yer aldığı bölgeye göre sistemin kararlı veya kararsız olacağı tahmin edilir.

Şekil 4.6 kompleks frekans düzlemi örneğidir. Bu düzlem literatürde ayrıca s-düzlemi veya s-plane olarak geçmektedir. Düzlemin x-ekseni gerçel kökleri, y-ekseni ise sanal kökleri temsil eder. Sistemin kutupları  $\times$  simgesiyle, sıfırları ise  $\circ$  simgesiyle düzlemde gösterilir. Y-ekseninin solunda kalan bölge kararsız bölge, sağında kalan bölge ise kararlı bölge olarak tanımlanır [4].

Sistemin kökleri düzlem üzerine işaretlendikten sonra hangi bölgede olduğu görülür ve bu durum o sistemin çıkışı veya cevabı hakkında bilgiler verir.



Şekil 4.3. Kompleks frekans düzlemi.

## BÖLÜM 5

### TASARIM POLİNOMLARI

Tasarım polinomları filtre gereksinimlerine göre transfer fonksiyonu kullanılarak elde edilen matematiksel denklemlerdir. Bu denklemlerin kökleri kompleks frekans düzlemine yerleştirilerek sistemin cevabı filtre gereksinimini karşılayıp karşılamadığı belirlenebilir. Üç adet temel tasarım polinomu vardır. Bunlar:

1.  $F(s)$
2.  $P(s)$
3.  $E(s)$

Bu polinomlar ilk olarak alçak geçiren prototip devresi ile elde edilir ve yaklaşım metodlarına uyarlanır. Daha sonra saçılma parametreleri ile ilişkilendirilerek bir yazılım programı aracılığı ile sonuç grafiği çizdirilir.

#### 5.1. KAYIPSIZ ALÇAK GEÇİREN FİLTRE

Karakteristik polinomlar kayıpsız alçak geçiren filtre devresinin maksimum güç denklemleri ile türetilmeye başlanır. Şekil 5.1’de iki kapılı kayıpsız bir iletim hattı görülmektedir. Kaynak empedansı  $Z_S$ , yük empedansı ise  $Z_L$  ile gösterilir. Bu devrenin maksimum kullanabileceği güç kaynak empedansının yük empedansının kompleks eşleniğine eşit olduğu durumda olur. Maksimum güç kuralı;

$$Z_S = R_S + jX_S \leftrightarrow Z_L = R_S - jX_S \quad (5.1)$$



Şekil 5.1. Kayıpsız iletim hattı.

Maksimum güç  $P_{max}$ , kaynağa ulaşan güç  $P_2$  olarak tanımlanırsa

$$\frac{P_{max}}{P_2} = \left| \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \frac{E}{V_2} \right|^2 = \frac{1}{4} \left| \frac{E}{v_2} \right|^2 \quad (5.2)$$

Eşitlik 5.2 dikkatli incelendiğinde maksimum gücün kaynağa ulaşan güce oranı sistemin transfer fonksiyonudur. Dolayısıyla Eşitlik 5.2 şu şekilde yazılabilir;

$$|H(s)|_{s=j\omega}^2 = 1 + |K(s)|_{s=j\omega}^2 \quad (5.3)$$

$K(s)$  fonksiyonu yardımcı fonksiyon olarak hesaplama kolaylığı açısından tanımlanır ve karakteristik polinom adını alır [5].

Bu aşamadan sonra iki kapılı sistemin yansıma ve iletim katsayıları güç cinsinde hesaplanır. Yansıma katsayısı birinci kapıdan giden ve birinci kapıdan geri dönen dalgaların oranıdır. Saçılma parametresinde  $S_{11}$  olarak tanımlanır ve önemli bir parametredir. Şekil 5.1'deki devrenin yansıma katsayısı;

$$|\rho(j\omega)|^2 = \pm \frac{\text{yansıyan güç}}{\text{kullanılabilir güç}} = \frac{P_r}{P_{max}} \quad (5.4)$$

İletim katsayısı ise birinci kapıdan giden dalganın ikinci kapıdan çıkan dalgaya oranlarıdır. Güç cinsinden iletilen gücün kullanılabilir güce oranı olarak Eşitlik 5.5'de tanımlanır

$$|t(jw)|^2 = \frac{\text{iletilen güç}}{\text{kullanılabilir güç}} = \frac{P_2}{P_{max}} \quad (5.5)$$

İletim hatları teorisi ile iki kapılı bir devrenin yansıma katsayısı şu şekildedir [3];

$$\rho(s) = \frac{Z_{in}(s) - R_1}{Z_{in}(s) + R_1} = \frac{z_{in}(s) - 1}{z_{in}(s) + 1}, \quad z_{in}(s) = \frac{Z_{in}(s)}{R_1} \quad (5.6)$$

Eşitlik 5.6'da yer alan  $z_{in}(s)$  ifadesi normalize hale getirilerek şu forma dönüşür.

$$z(s) = \frac{n(s)}{d(s)} \quad (5.7)$$

Eşitlik 5.7'de yer alan  $n(s)$  ifadesi denklemin payını,  $d(s)$  ifadesi ise paydayı temsil etmektedir. Eşitlik 5.7, Eşitlik 5.6'da yerine konulursa şu denklem elde edilir,

$$\rho(s) = \frac{z(s) - 1}{z(s) + 1} = \frac{n(s) - d(s)}{n(s) + d(s)} = \frac{F(s)}{E(s)} \quad (5.8)$$

Eşitlik 5.8'de tasarım polinomlarının temel aşaması görülmektedir. Buna göre  $F(s)$  polinomu sistemin yansıyan katsayısı ile alakalıdır.  $E(s)$  polinomu ise ortak kök olarak Hurwitz polinomu olarak adlandırılacaktır.

Eşitlik 5.8 sanal eksen boyunca tekrar yazılırsa,

$$|\rho(jw)|^2 = \frac{F(s)F^*(s)}{E(s)E^*(s)} \quad (5.9)$$

Yıldız üsteller ifadenin kompleks eşleniğini göstermektedir. Yıldız üstel yerine ifadenin zıt işaretlisi de yazılabilir [6]. Örneğin;  $F^*(s) = F(-s)$ .

İki kapılı kayıpsız bir iletim hattının iletim ve yansıma katsayılarının toplamı 1'e eşit olmalıdır. Eşitlik 5.4 ve 5.5 toplanırsa iletilen güç ve yansıyan gücün toplamı kullanılabilir gücün oranına eşit olur. Kullanılabilir güç hem iletilen hem de yansıyan

gücü kapsadığı için toplamları 1'e eşit olur. Bu ifade eşitlik olarak yazılırsa Eşitlik 5.10 elde edilir.

$$|\rho(jw)|^2 + |t(jw)|^2 = 1 \quad (5.10)$$

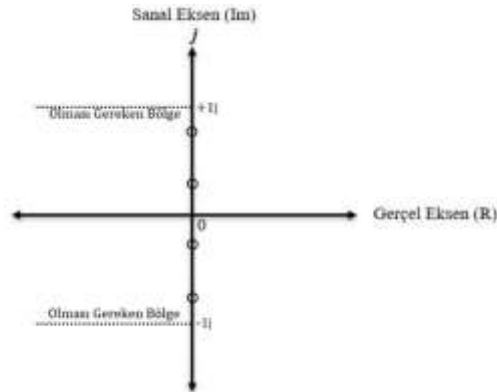
Eşitlik 5.10'da iletim katsayısı ifadesi yalnız bırakılıp, Eşitlik 5.10 bu ifadede yerine konulursa Eşitlik 5.11 elde edilir.

$$|t(jw)|^2 = \frac{E(s)E(-s) - F(s)F(s)}{E(s)E(-s)} = \frac{P(s)P(-s)}{E(s)E(-s)} \quad (5.11)$$

Eşitlik 5.11 incelendiğinde  $P(s)$  polinomu is sistemin iletim katsayısı ile alakalıdır.  $E(s)$  polinomu hem iletim hem de yansıyan katsayıların ortak paydalarıdır. Bu polinomların köklerinin kompleks düzlem üzerindeki yerleri filtre gereksinimlerine göre olması gereken yerde olmalıdır.

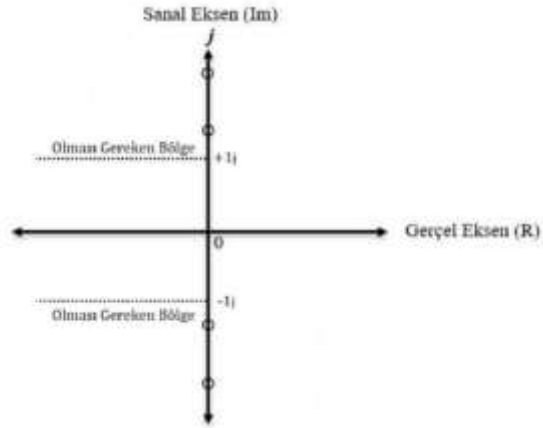
### 5.1.1. Tasarım Polinomlarının Özellikleri

$F(s)$  polinomu yansıma sıfırlarının (Reflection zeros) olduğu noktaları temsil eder. Bu noktalarda hiçbir yansıma olmaz ve grafik üzerinde frekans ile veya normalize edilmiş frekans ile temsil edilebilir.  $F$  polinomun kökleri kompleks düzlem üzerinde sanal eksen boyunca eşlenik çiftler şeklinde olmalıdır [1]. Şekil 5.2'de bu durum görselleştirilmiştir.

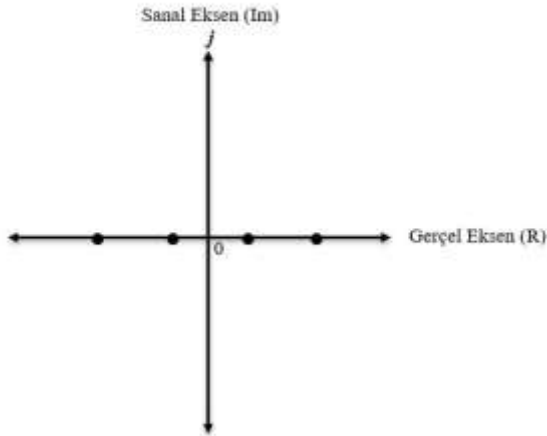


Şekil 5.2. F polinomu konumları.

$P(s)$  polinomu iletim sıfırlarının (Transmission zeros) olduğu noktalardır. Bu noktalarda hiçbir güç iletimi olmaz ve kökleri sanal eksen boyunca eşlenik çiftler olarak (Şekil 5.2), gerçel eksen boyunca eşlenik çiftler olarak (Şekil 5.3) veya kompleks düzlemde dördlü (Şekil 5.4) şeklinde olabilir [1].

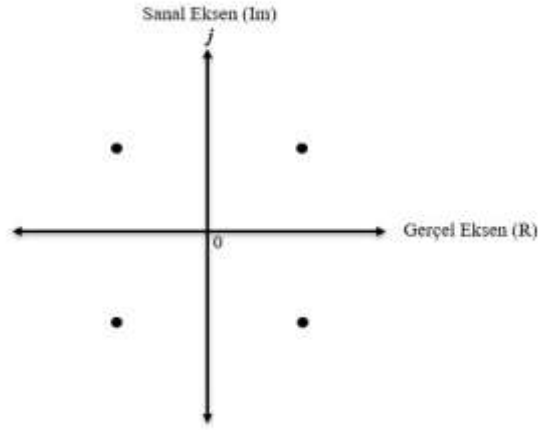


Şekil 5.3. P polinomu sanal eksen konumları.



Şekil 5.4. P polinomu gerçel eksen konumları.





Şekil 5.5. P polinomu kompleks düzlemde dörtlü konumları.

Şekil 5.2 ve Şekil 5.3’de yer alan grafiklerde F polinomun köklerinin  $+1j$  ve  $-1j$  arasında, P polinomun köklerinin ise  $+1j$  ve  $-1j$  dışında olması gerektiği görülmektedir. Burada  $+1j$  ve  $-1j$  olarak ifade edilmesinin sebebi bu değerlerin normalize frekans değerlerini temsil etmesinden kaynaklanmaktadır. Örneğin; bant geçiren bir filtre için birinci frekansı 1475 MHz, ikinci frekans ise 1525 MHz olsun. Bu durumda bant genişliği 50 MHz, merkez frekansı ise 1500 MHz olur. Burada  $-1j$  1475 MHz noktasını,  $+1j$  ise 1525 MHz noktasını gösterir. 0 noktası ise merkez frekansı yani 1500 MHz noktasını gösterir. Bu kullanımın amacı polinomları analiz ederek bilgisayar ortamında sonuç grafiğini çizdirmeyi kolaylaştırmaktır. Bant genişliği bölgesinde yer alan bölge geçirme bandı olarak adlandırılır. Geçirme bandında iletimin maksimum yansımanın ise minimum olması beklenir. F polinomu yansımanın sıfır veya sıfıra yakın olduğu noktaları gösterdiğinden dolayı kökleri  $-1j$  ile  $+1j$  (1475-1525 MHz arası) arasında olması gerekir. P polinomu ise iletimin sıfır olduğu noktaları gösterdiği için geçirme bandı dışındaki bölgede olması gerekir.

$E(s)$  polinomu ise Hurwitz polinomu olarak adlandırılır. Kökleri kompleks düzlemin sol tarafında olmalıdır.

Tasarım polinomlar iletim ve yansıma katsayıları ile şu şekilde sadeleştirilebilir

$$\rho(s) = \frac{F(s)}{E(s)}, \quad t(s) = \frac{P(s)}{E(s)} \quad (5.12)$$

Tanımlanan karakteristik polinom  $K(s)$  iletilen ve yansıyan güç cinsinden şu şekilde yazılabilir;

$$|K(s)|^2 = \frac{|\rho(jw)|^2}{|t(jw)|^2} = \frac{P_r}{P_t} \quad (5.13)$$

Karakteristik polinom tasarım polinomları ile ilişkilendirilirse;

$$K(s) = \frac{F(s)}{P(s)} \quad (5.14)$$

## 5.2. FİLTRE FONKSİYONLARI

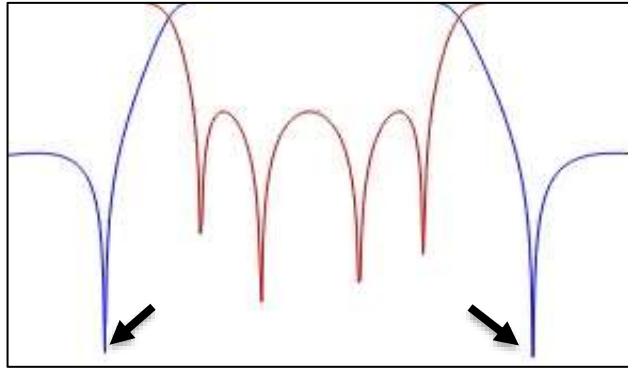
Filtre fonksiyonları sonuç grafiğine göre kategorize edilmiş tanımlardır. Tasarım fonksiyonları filtre fonksiyonunun türüne göre uyarlanarak filtre tasarımında önemlidir. Sonuç grafiğine göre filtre fonksiyonları ikiye ayrılır:

1. İletim Sıfırlı filtre fonksiyonu (All-Pole)
2. Tüm-Kutup filtre fonksiyonu (Finite Transmission Zeros)

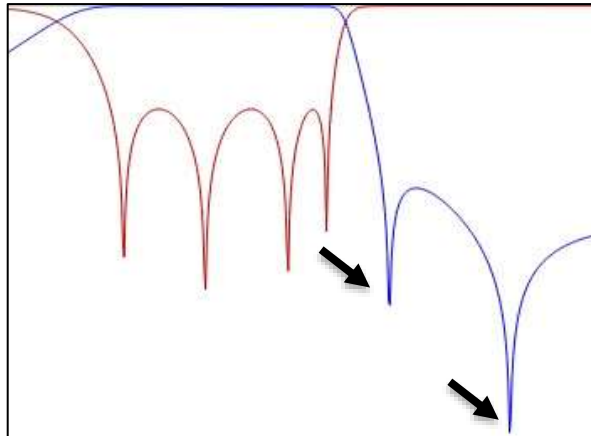
### 5.2.1. İletim Sıfırlı Filtre Fonksiyonu

İletim fonksiyonlu filtre (Transmission zeros), filtrenin sonuç grafiğinde geçiş bandı dışında kalan bölgeye iletim sıfırının eklendiği filtre türüdür. Bu noktalar tasarımcı tarafından (prescribed) tasarım aşamasında filtre gereksinimlerini karşılamak için eklenir. Geçirme bandının hem sağına hem de soluna eklenebilen bu noktalar birden fazla olabilir fakat filtrenin derecesini geçemez. İletim sıfırının eklenmesi filtrenin seçiciliğini arttırdığı için, çoğu kavite filtre tasarımında kullanılmaktadır.

İletim sıfırları  $P(s)$  tasarım fonksiyonu ile ilgilidir. Tasarımcı iletim sıfırı ekleyerek  $P(s)$  polinomunun normalize edilmemiş halini belirler. Şekil 5.6'da bu fonksiyona ait örnek bir grafik görülmektedir. Grafikte geçiş bandının hem sağ tarafına hem de sol tarafına iletim sıfırları eklenmiştir. Bu noktalar tasarımcının isteğine bağlı olarak sadece bir tarafta olabilir veya bir tarafta birden fazla nokta şeklinde olabilir. Şekil 5.7'de bunun örneği görülmektedir. İki iletim sıfırı  $+1.5j$  ve  $+1.8j$  noktasına yerleştirilmiştir. Şekil 5.6 ve Şekil 5.7 karşılaştırıldığında özellikle geçiş bandının sağ tarafında kalan kısımda seçiciliğin arttığı görülmektedir. İletim sıfırları eklemek seçiciliği teorik olarak ne kadar arttırsa da fiziksel anlamda tasarım gittikçe zorlaşmaktadır. Ayrıca; iletim sıfırı olan bir filtre devresinde, bu iletim sıfır noktasını fiziksel anlamda karşılamak için mutlaka rezonatörler arasında çapraz kuplaj değeri elde etmek gerekir.



Şekil 5.6. Hem yukarı hem aşağı geçiş bandında iletim sıfır noktaları.



Şekil 5.7. Yukarı geçiş bandında iletim sıfır noktaları.

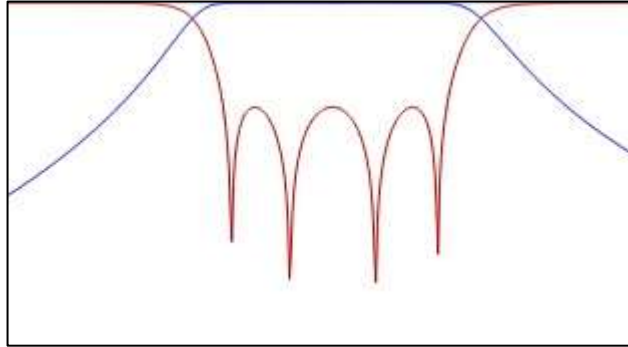
İletim sıfırlı filtre fonksiyonu tasarım fonksiyonları kullanılarak şu şekilde karakterize edilir [1];

$$\begin{aligned} P(s) &= (s^2 + b_1^2)(s^2 + b_2^2) \dots \\ F(s) &= s^m(s^2 + a_1^2)(s^2 + a_2^2) \dots \end{aligned} \quad (5.15)$$

Eşitlik 5.14'de yer alan  $a$  ve  $b$  ifadeleri kritik frekans olarak tanımlanır.  $a$  ifadesi yansıma sıfırlarını,  $b$  ifadesi iletim sıfırlarını temsil eder. Bu ifadeler yaklaşım metotlarının tasarım polinomlarına uyarlanmasında kullanılır.

### 5.2.2. Tüm-Kutup Filtre Fonksiyonu

Bu filtre fonksiyonunda iletim sıfır noktası bulunmamaktadır. İletim sıfır noktası olmadığından dolayı seçiciliği düşük olsa da fiziksel tasarımı çapraz kuplaj değerine ihtiyaç duyulmadığı için nispeten daha kolaydır. Dolayısıyla böyle bir filtre fonksiyonu standart filtre olarak tanımlanabilir. Şekil 5.8'de bu fonksiyona ait grafik görülmektedir.



Şekil 5.8. Tüm kutup fonksiyonu grafiği.

Tüm kutup filtre fonksiyonu şu şekilde karakterize edilir;

$$t(s) = \frac{1}{E(s)} \quad (5.16)$$

İletim sıfır noktası olmadığı için  $P(s)$  fonksiyonu 1'e eşit olur.

Filtre fonksiyonlarında her yaklaşım metotları uygulanmamaktadır. Eliptik yaklaşım metodu tüm-kutup fonksiyonunda uygulanmadığı gibi en-düz filtre yaklaşım metodu iletim sıfırlı filtre fonksiyonuna uygulanmaz. Chebyshev yaklaşım metodu ise her iki fonksiyona uygulanabilir. Dolayısıyla günümüzde en çok tercih edilen yaklaşım metodu Chebyshev yaklaşım metodudur.

İletim sıfırlı filtre fonksiyonu alçak geçiren bir filtre için geçerli değildir. Böyle bir filtre fonksiyonu ancak bant geçiren filtre için geçerlidir. İletim sıfırının olduğu filtre cevapları asimetrik cevap olarak adlandırılır. Asimetrik cevaba sahip filtre fiziksel yapıda da asimetrik biçimler oluşturur. Dolayısıyla böyle bir yapının devre modeli devre elemanları kapasitör, indüktör ve dirençler ile yapılamaz. Bunun için devreye FIR adı verilen eleman eklenmelidir.

Frekans bağımsız reaktans (Frequency Invariant Reactance) olarak adlandırılan bu element ilk olarak Baum [7] tarafından ortaya atılmıştır ve iletim sıfırı olan filtrelerde devrenin matematiksel modellenmesi için kullanılan bir yoldur. FIR elementi hem indüktif hem de kapasitif olabilir.

İndüktif element için;

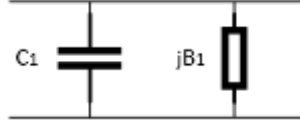
$$Z(s) = jX$$

Kapasitif element için;

(5.17)

$$Z(s) = \frac{1}{jB}$$

Şekil 5.9'da örnek bir modelleme görülmektedir. Fiziksel tasarım anlamında özellikle kavite filtreler paralel (shunt) şekilde modellenir. Bunun amacı paralel modellerin fiziksel yapıda daha uygulanabilir olmasıdır. Dolayısıyla FIR elementi kavite yapılı filtreler için kapasitif olarak düşünülür.



Şekil 5.9. FIR Elementi modellemesi.

### 5.3. ÖLÇEKLENDİRME

Filtre tasarımında matematiksel hesaplamalar ve modellemeler alçak geçiren filtre devresi üzerinden ve frekansları normalize edilmiş bir şekilde elde edilmiştir. Bunun amacı standart bir tasarım oluşturulup, aynı modellemeler üzerinden sadece frekans ve devrenin ölçeklendirilerek tasarım için yeterli olmasıdır. Bunun için hazır çizelgeler mevcuttur. Çizelge 5.1’de frekans ölçeklendirilmeleri görülmektedir. Çizelge 5.2’de ise devre elemanlı devrelerin bant geçiren devre gibi modellere nasıl ölçeklendirildiğini gösteren formüller mevcuttur. Tasarımcı bu formülleri kullanarak geçişler yapabilmektedir.

Çizelge 5.1. Frekans ölçeklendirme.

$w'$	Normalize edilmiş frekans
$w$	Normalize edilmemiş frekans
$w_c$	Normaliz edilmemiş kesim frekansı
$w_0$	Bant geçiren filtre için merkez frekansı
$w_2 - w_1 = \Delta w$	Bant geçiren filtre için bant genişliği
Alçak Geçiren	$w' = \frac{w}{w_c}$
Yüksek Geçiren	$w' = \frac{w_c}{w}$
Bant Geçiren	$w' = \frac{w_0}{\Delta w} \left( \frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right)$
Bant Durduran	$w' = \frac{1}{\frac{w_0}{\Delta w} \left( \frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right)}$

Çizelge 5.2. Devre ölçeklendirme.

<p><b>Alçak Geçiren</b></p>		$L_k = \frac{g_k}{w_c}$ $C_k = \frac{g_k}{w_c}$
<p><b>Yüksek Geçiren</b></p>		$L_k = \frac{1}{g_k w_c}$ $C_k = \frac{1}{g_k w_c}$
<p><b>Bant Geçiren</b></p>		$L_k = \frac{g_k}{\Delta w}$ $C_k = \frac{\Delta w}{g_k w_0^2}$ <p><math>k = 1, 3, 5, \dots</math></p> $C_k = \frac{g_k}{\Delta w}$ $L_k = \frac{\Delta w}{g_k w_0^2}$ <p><math>k = 2, 4, \dots</math></p>
<p><b>Bant Durduran</b></p>		$C_k = \frac{1}{g_k \Delta w}$ $L_k = \frac{g_k \Delta w}{w_0^2}$ <p><math>k = 1, 3, \dots</math></p> $C_k = \frac{g_k \Delta w}{w_0^2}$ $L_k = \frac{1}{g_k \Delta w}$ <p><math>k = 2, 4, \dots</math></p>

#### 5.4. CHEBYSHEV FİLTRE SENTEZİ

Filtre fonksiyonlarından en yaygın ve uygulanabilirlik açısından daha iyi olan Chebyshev filtre fonksiyonu ile tasarım polinomlarının ilişkisinden bu bölümde bahsedilecektir. Bu aşamada filtre gereksinimlerine göre Chebyshev fonksiyonları çözdürülerek tasarım polinomları hesaplanacaktır. Tasarım polinomları normalize hale getirilerek kompleks düzlem üzerindeki konumları incelenecektir. Bu aşama kuplaj matrisi oluşturulmasından önceki aşamadır.

Tasarım polinomları saçılma parametreleri ile şu şekilde ilişkilendirilir [1];

$$S_{11}(w) = \frac{F(w)/\varepsilon_R}{E(w)}, S_{21}(w) = \frac{P(w)/\varepsilon}{E(w)} \quad (5.18)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10} - 1}} \left| \frac{P(w)}{F(w)/\varepsilon_R} \right|_{w \pm 1}$$

RL değeri dönüş kaybı (return loss) değerini belirtir ve tasarımcı tarafından dB olarak seçilir.  $P(w)$  polinomu ise şu şekilde formüle edilir;

$$P(w) = \prod_{n=1}^{n_{fz}} (w - w_n) \quad (5.19)$$

Eşitlik 5.19'da yer alan  $n_{fz}$  ifadesi tasarımdan önce belirlenmesi gereken iletim sıfırlarının sayısını göstermektedir. Eğer tasarımda iletim sıfırları kullanılmayacaksa yani tüm-kutup fonksiyonlu bir filtre tasarımı yapılacaksa  $n_{fz} = 0$  olduğundan  $P(w)$  değeri 1'e eşit olur. Eşitlik 5.19'da yer alan  $w_n$  ifadesi ise belirlenmiş iletim sıfırlarını temsil eder.

Eşitlik 5.18'i çözümlemek için alternatif kutup formülü (Alternating pole formula) şu şekilde belirtilmiştir [1];

$$S_{21}(w)S_{21}^*(w) = \frac{P(w)P(w)^*}{\varepsilon^2 E(w)E(w)^*} = \frac{1}{\left[1 - j \frac{\varepsilon}{\varepsilon_R} k C_N(w)\right] \left[1 + j \frac{\varepsilon}{\varepsilon_R} k C_N^*(w)\right]} \quad (5.20)$$



Eşitlik 5.20’de  $k$  değeri normalize edilmiş bir sabiti temsil eder.  $C_N$  ifadesi ise  $N$  dereceli filtre fonksiyonu olarak tanımlanır ve kutup değerleri  $P(w)$  polinomun köklerini, sıfır değerleri ise  $F(w)$  polinomun köklerini temsil eder.  $C_N$  ifadesi ile tasarım polinomlarının ilişkisi şu şekilde belirtilebilir;

$$kC_N(w) = \frac{F(w)}{P(w)} \quad (5.21)$$

$C_N$  filtre fonksiyonunu Chebyshev karakteristiği şeklinde şu şekilde yazabiliriz;

$$C_N(w) = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \cosh^{-1}(x_n(w)) \right] \quad (5.22)$$

Eşitlik 5.22’de yer alan  $x_n$  ifadesi frekansa bağlı değişken fonksiyon olarak tanımlanabilir.

Eşitlik 5.22’de  $\cosh^{-1}$  ifadesi özdeşliği ile şu şekilde yazılabilir;

$$C_N(w) = \cosh \left[ \sum_{n=1}^N \ln(a_n + b_n) \right] \quad (5.23)$$

$$a_n = x_n(w), \quad b_n = (x_n^2(w) - 1)^{1/2}$$

Eşitlik 5.23’de yer alan  $\cosh$  terimi ise özdeşliği ile şu şekilde yazılabilir;

$$C_N(w) = \frac{1}{2} \left[ e^{\sum \ln(a_n + b_n)} + e^{-\sum \ln(a_n + b_n)} \right] \quad (5.24)$$

Eşitlik 5.24’ün son hali ise şu şekilde yazılır;

$$C_N(w) = \frac{1}{2} \left[ \prod_{n=1}^N (a_n + b_n) + \prod_{n=1}^N (a_n - b_n) \right] \quad (5.25)$$

Eşitlik 5.25’de yer alan  $a_n$  ve  $b_n$  ifadeleri ise şunlardır;

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{w - 1/w_n}{1 - w/w_n} \\
 b_n &= \frac{w' \sqrt{(1 - 1/w_n^2)}}{1 - w/w_n} \\
 w' &= \sqrt{(w^2 - 1)}
 \end{aligned} \tag{5.26}$$

Eşitlik 5.26’da yer alan ifadeler Eşitlik 5.25’de yerlerine konulduğunda Chebyshev karakteristiği bulunmuş olur.

$$C_N(w) = \frac{1}{2} \left[ \frac{\prod_{n=1}^N \left[ \left( w - \frac{1}{w_n} \right) + w' \sqrt{\left( 1 - \frac{1}{w_n^2} \right)} \right] + \prod_{n=1}^N \left[ \left( w - \frac{1}{w_n} \right) - w' \sqrt{\left( 1 - \frac{1}{w_n^2} \right)} \right]}{\prod_{n=1}^N (1 - w/w_n)} \right] \tag{5.27}$$

Eşitlik 5.27 kullanım kolaylığı açısından  $c_n$  ve  $d_n$  değişkenleri tanımlanarak şu şekilde sadeleştirilebilir;

$$C_N(w) = \frac{1}{2} \left[ \frac{\prod_{n=1}^N (c_n + d_n) + \prod_{n=1}^N (c_n - d_n)}{\prod_{n=1}^N (1 - w/w_n)} \right] \tag{5.28}$$

$$c_n = \left( w - \frac{1}{w_n} \right), d_n = w' \sqrt{(1 - 1/w_n^2)}$$

Eşitlik 5.28’in paydası  $P(w)$  polinomuna eşit olduğu görülmektedir. Dolayısıyla payda tasarımcı tarafından tasarımdan önce belirlenen parametreler ile bulunurken pay kısmının çözümü için yinelemeli teknikleri gerekmektedir.

### 5.4.1. Özyineleme Tekniği

Bu teknik kullanılarak Eşitlik 5.28'in pay kısmı çözdürülebilir [1]. Filtre derecesi arttıkça çözümün karmaşıklığı da artmaktadır. Bu tekniğin çözümü Matlab ortamında hazırlanan program ile kolaylaştırılmıştır.

Eşitlik 5.28'in pay kısmı şu şekilde yazılabilir;

$$Pay[C_n(w)] = \frac{1}{2} [G_N(w) + G'_N(w)] \quad (5.29)$$

Eşitlik 5.29'da  $G_N(w)$  ve  $G'_N(w)$  ifadeleri Eşitlik 5.28'in pay kısmının sağ ve sol tarafında yer alan ifadeleri temsil eder.

$$G_N(w) = \prod_{n=1}^N [c_n + d_n] = \prod_{n=1}^N \left[ \left( w - \frac{1}{w_n} \right) + w' \sqrt{\left( 1 - \frac{1}{w_n^2} \right)} \right] \quad (5.30)$$

$$G'_N(w) = \prod_{n=1}^N [c_n - d_n] = \prod_{n=1}^N \left[ \left( w - \frac{1}{w_n} \right) - w' \sqrt{\left( 1 - \frac{1}{w_n^2} \right)} \right] \quad (5.31)$$

Eşitlik 5.30 ve 5.31'de hem sağ hem de sol tarafta kalan ifadeler tekrar alt ifadelere ayrılabilir;

$$G_N(w) = U_N(w) + V_N(w) \quad (5.32)$$

Örneği N=1 değeri için;

$$\begin{aligned} G_1(w) &= c_1 + d_1 \\ &= \left( w - \frac{1}{w_1} \right) + w' \sqrt{\left( 1 - \frac{1}{w_1^2} \right)} \\ &= U_1(w) + V_1(w) \end{aligned} \quad (5.33)$$

Eşitlik 5.33'de  $w_1$  ifadesi belirlenen birinci iletim sıfırını temsil eder.  $N=2$  değeri için;

$$\begin{aligned}
 G_2(w) &= G_1(w) \cdot [c_1 + d_1] \\
 &= [U_1(w) + V_1(w)] \cdot \left(w - \frac{1}{w_2}\right) + w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} \\
 &= U_2(w) + V_2(w)
 \end{aligned} \tag{5.34}$$

Eşitlik 5.34'ü daha ayrıntılı açarsak;

$$U_2(w) = wU_1(w) - \frac{U_1(w)}{w_2} + w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} \cdot V_1(w) \tag{5.35}$$

$$V_2(w) = wV_1(w) - \frac{V_1(w)}{w_2} + w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_2^2}\right)} \cdot U_1(w) \tag{5.36}$$

Bu yineleme tekniği  $N - 1$  merteye kadar devam etmektedir. Örneğin;  $N=4$  dereceli bir filtreye 2 adet iletim sıfırı tanımlansın. Bu durumda yineleme 3 aşamadan oluşur. Üç aşamanın ikisinde belirlenen iletim sıfırları eklenirken, son aşamada iletim sıfırı yerine sonsuz değeri alınır. Eğer tüm kutup filtre tasarımı yapılacaksa tüm iletim sıfırlarının yazılması gereken noktalara sonsuz değeri yazılır.

Aynı adımlar  $G'_N(w)$  polinomu içinde yapılırsa  $G'_N(w) = U'_N(w) + V'_N(w)$  ifadesi elde edilir. Eşitlik 5.31 dikkatli incelendiğinde şu eşitlikler görülmektedir;

$$U'_N(w) = U_N(w) \quad V'_N(w) = -V_N(w) \tag{5.37}$$

Eşitlik 5.36, Eşitlik 5.29'da yerine konulursa şu ifade elde edilir;

$$\begin{aligned}
 \text{Pay}[C_n(w)] &= \frac{1}{2} [G_N(w) + G'_N(w)] \\
 &= \frac{1}{2} \left( (U_N(w) + V_N(w)) + (U'_N(w) + V'_N(w)) \right) = U_N(w)
 \end{aligned} \tag{5.38}$$

Böylelikle Eşitlik 5.27'nin pay kısmının çözümü  $U_N(w)$  polinomuna eşit, bu polinom ise  $F(w)$  polinomuna eşit olmaktadır.

#### 5.4.1.1. Örnek Polinom Hesaplama

22 dB geri dönüş değerine sahip 4 dereceli filtre tasarımı örneği için, bir adeti  $+j1.3217$ 'de diğeri ise  $+j1.8082$ 'de olmak üzere iki adet iletim sıfırı konumlandırılınsın. Buna göre birinci yinelemede  $w_1 = 1.3217$  değeri için  $U_1(w)$  ve  $V_1(w)$  polinomu;

$$U_1(w) = \left(w - \frac{1}{w_1}\right) = \left(w - \frac{1}{1.3217}\right) = w - 0.7566 \quad (5.39)$$

$$V_1(w) = w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{w_1^2}\right)} = w' \sqrt{\left(1 - \frac{1}{1.3217^2}\right)} \quad (5.40)$$

Hesaplama  $U_4(w)$  değerine kadar devam eder ve her bir yineleme bir önceki polinomu alarak hesaplanır. 2 adet iletim sıfırı  $U_1(w)$  ve  $U_2(w)$  polinomları hesaplanırken eşitlikte yerine konur.  $U_3(w)$  ve  $U_4(w)$  polinomu için  $w$  yerine sonsuz değeri konulmalıdır. Böylelikle bu polinomlar şu şekilde bulunur;

$$U_4(w) = 0.1264 + 3.2936w - 4.7717w^2 - 4.6032w^3 + 6.0637w^4 \quad (5.41)$$

$$V_4(w) = w'(0.9920 - 1.7398w - 4.6032w^2 + 6.0637w^3)$$

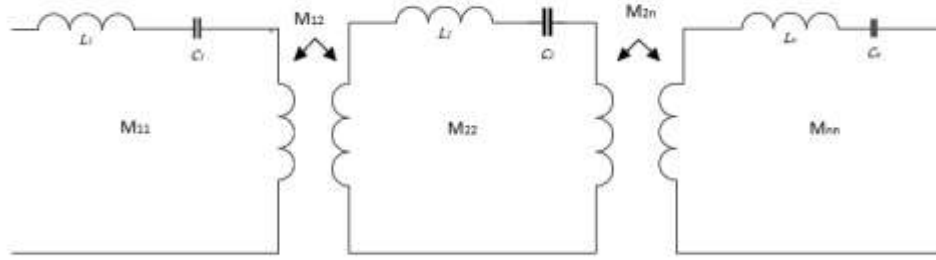
$U_4(w)$  polinomun kökleri ise  $F_4(w)$  polinomunun değerlerini verir. Dördüncü dereceden denklem için  $U_4(w)$  polinomunun kökleri çözdürülürse;

1.  $-j0.8593$
2.  $-j0.0365$
3.  $+j0.6845$
4.  $+j0.9705$

## BÖLÜM 6

### KUPLAJ MATRİSİ

Kuplaj matrisi; filtrenin derecesi kadar birim matristen oluşan ve filtre devresinde yer alan elemanların, birbirleri ile olan kuplaj değerini gösteren bir matris türüdür. Matrisin değerleri ise hem tasarım polinomları kullanılarak hem de  $g$ -değerleri kullanılarak bulunabilir. Şekil 6.1’de kuplaj matrisi için örnek bir devre görülmektedir. Her bir seri indüktör ve kapasitör elemanları bir rezonatörü temsil ederken, rezonatörler arasındaki kuplaj değeri de transformatör elemanı ile modellenebilir.



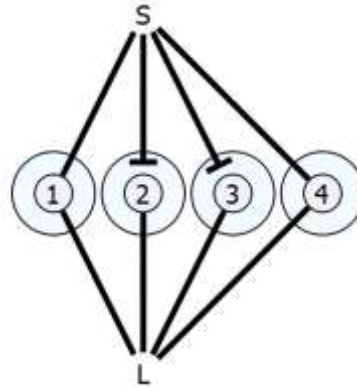
Şekil 6.1. Kuplaj matris devre modeli.

Kuplaj matrisi kendi içerisinde “ $N \times N$ ” ve “ $N+2$ ” şeklinde olmak üzere ikiye ayrılır. Temel kuplaj matrisi “ $N \times N$ ” şeklinde olsa da “ $N+2$ ” matrisi daha kullanışlıdır. Bu matrisde “ $N \times N$ ” matrisine göre birer fazla satır ve sütun bulunmaktadır. Bu noktalara ise kaynak (source) ve yük (load) değerleri de eklenerek kuplaj matrisi daha kullanışlı hale getirilir. Şekil 6.2’de olması gereken ideal kuplaj matrisi görülmektedir. Kaynak (S) ve 1. Rezonatör birbiri ile bağlantılı olması gerektiğinden burada mutlaka kuplaj değeri olması gereklidir. Aynı durum son rezonatör ile yük (L) arası için de geçerlidir. Bunların dışında kaynak ile 2. 3. Veya 4. Rezonatörler arasında da kuplaj değeri olabilir. Böyle bir yapıya transversal kuplaj matrisi adı verilir. Teorik olarak mümkün

olsa da pratik olarak mümkün değildir. Şekil 6.3’de bu matrisin topolojisi görülmektedir.

	S	1	2	3	4	L
S	$M_{SS}$	$M_{S1}$				
1	$M_{S1}$	$M_{11}$	$M_{12}$			
2		$M_{12}$	$M_{22}$	$M_{23}$		
3			$M_{23}$	$M_{33}$	$M_{34}$	
4				$M_{34}$	$M_{44}$	$M_{4L}$
L					$M_{4L}$	$M_{LL}$

Şekil 6.2. “N+2” Kuplaj matrisi.



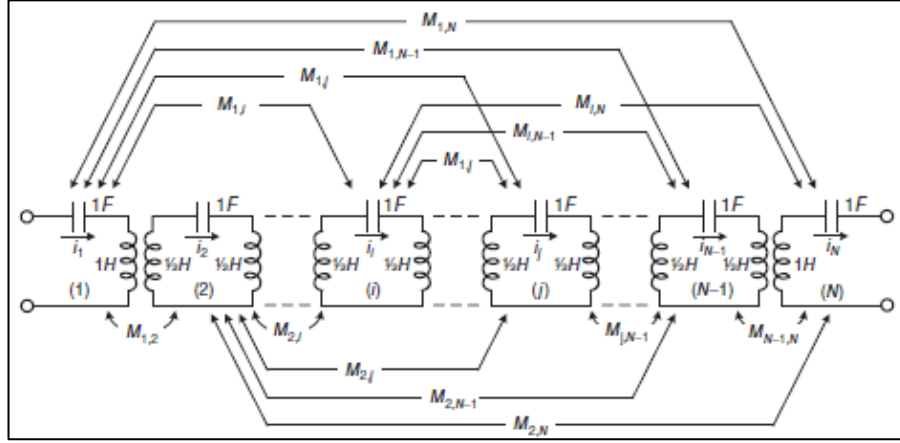
Şekil 6.3. Örnek transversal kuplaj matris topolojisi.

	S	1	2	3	4	L
S	0.0	0.4144670715	-0.4144670715	-0.6033150869	0.6033150869	0.0
1	0.4144670715	1.325477405	0.0	0.0	0.0	0.4144670715
2	-0.4144670715	0.0	-1.325477405	0.0	0.0	0.4144670715
3	-0.6033150869	0.0	0.0	0.6255528721	0.0	0.6033150869
4	0.6033150869	0.0	0.0	0.0	-0.6255528721	0.6033150869
L	0.0	0.4144670715	0.4144670715	0.6033150869	0.6033150869	0.0

Şekil 6.4. Örnek transversal kuplaj matrisi.

Kuplaj matrisinin oluşturulması için günümüzde bilgisayar destekli tasarım programları mevcuttur. Okuyucu kuplaj matrisi oluşturmayı kendisi tercih edebileceği

gibi tasarımı zaman kazanmak için bu tip programlar kullanılabilir. Fakat kuplaj matrisinin nasıl oluştuğunun temelinin bilmek tasarım için avantajlıdır. Bu çalışmada kuplaj matrisinin oluşumunda yer alan matematiksel hesaplamalara yer verilmiştir. Tasarım kolaylığı için ise bilgisayar destekli tasarım programı olan “CST Studio Suit” programının “3D Filter Designer” eklentisi kullanılmıştır.



Şekil 6.5. Birden fazla kuplajlı bant geçiren filtre devresi.

Şekil 6.5’deki devreye Kirchoff kanunları uygulandığında şu denklemler elde edilir;

$$[e_g] = [z'] [i] \quad (6.1)$$

$$e_g [1, 0, 0, \dots, 0]^t = [\mathbf{R} + s\mathbf{I} + j\mathbf{M}] \cdot [i_1, i_2, \dots, i_N]^t$$

Eşitlik 6.1’de yer alan üslü t ifadesi matrisin devriğini (transpose),  $\mathbf{I}$  ifadesi birim matris,  $e_g$  ifadesi gerilim kaynağını ve  $i_N$  ifadeleri her düğümdeki akımları temsil etmektedir. Görüldüğü üzere empedans matrisi üç farklı matrisin toplamından oluşmaktadır. Bunlar:

1. Ana kuplaj matrisi  $j\mathbf{M}$
2. Frekans değişkenli matris  $s\mathbf{I}$
3. Sonlandırılmalı empedans matrisi  $\mathbf{R}$

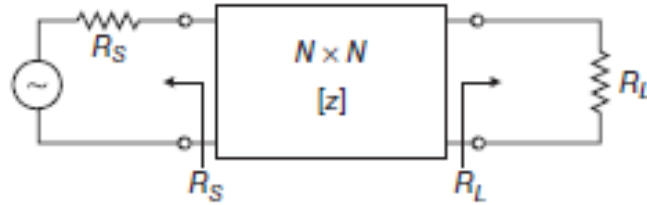


Ana kuplaj matrisi, düğümlerdeki tüm kuplaj değerini içeren matristir. Kuplaj değerleri sıralı düğümlerde olursa “ana-hat kuplaj”, karmaşık sıralı düğümlerde olursa “çapraz-kuplaj” ve kendi içerisinde olursa “öz-kuplaj” adını alır.

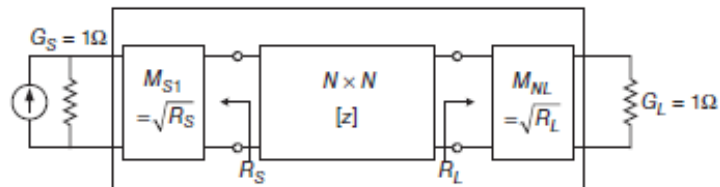
Frekans değişkenli matris, her düğümdeki empedansın frekans değişkenli bölümünü içerir. Diyagonal eksen boyunca “s” ifadesi varken diğer tüm birimler 0’dır.

Sonlandırılmalı empedans matrisi ise kaynak ve yük empedanslarını içeren matristir. Sadece 1.satır ve 1.sütunda kaynak empedansı, N.satır ve N.sütunda yük empedansı bulunur ve diğer tüm birimler 0’dır.

Empedans matrisini Şekil 6.6’daki gibi göstermek mümkündür. Doğru analiz için kaynak ve yük empedanslarının birim değerlerde olması gerekmektedir. Bunu yapmak için empedans matrisinin hem sağına hem de soluna kuplaj dönüştürücüler eklenebilir. Şekil 6.6’daki devreye Thevenin’s/Norton’s teoremleri [1] uygulanır. Dönüştürücüler aracılığıyla sonlandırma empedansları da birime eşit olur. Şekil 6.7’de bu devre görülmektedir.

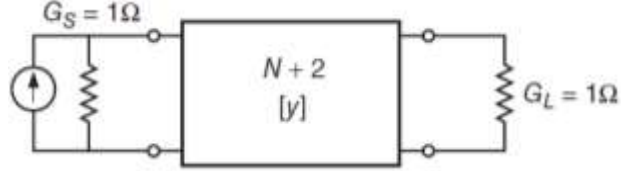


Şekil 6.6. Empedans matrisi devre modeli.



Şekil 6.7. Kuplaj dönüştürücülü empedans matris devresi.

Şekil 6.7’de yer alan empedans matrisinin yerine admitans matrisi eklenebilir. Ayrıca hem sağda hem de solda yer alan kuplaj dönüştürücüler admitans matrisinin içerisine yerleştirilirse Şekil 6.8’deki devre elde edilir ve bu devre “N+2” matrisinin temelini oluşturur.



Şekil 6.8. N+2 admitans matrisi.

İki kapılı bir devre için admitans matrisi şu şekilde yazılabilir

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Şekil 6.8’deki devreye birinci kapıdan bakılan giriş empedansı [5];

$$Z_{11}(s) = \frac{z_{11} \left[ \frac{1}{y_{22}} + R_N \right]}{z_{22} + R_N} = \frac{z_{11} \left[ \frac{1}{y_{22}} + 1 \right]}{z_{22} + 1} \quad (6.3)$$

Eşitli 6.3 yük empedansı 1’e eşitlenerek elde edilmiştir. Ayrıca kaynak empedansının da 1’e eşitlenmesiyle şu eşitlik elde edilir;

$$Z_{11}(s) = \frac{1 - S_{11}(s)}{1 + S_{11}(s)} = \frac{E(s) \pm F(s)}{E(s) \mp F(s)} = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2} \quad (6.4)$$

Eşitlik 6.4’de yer alan  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $n_1$  ve  $n_2$  ifadeleri karmaşık-çift ve karmaşık-tek polinomları olarak adlandırılır. Çift-dereceli durumlarda Eşitlik 6.4’de yer alan  $n_1$  ifadesi parantez dışına alındığında şu eşitlik elde edilir;

$$Z_{11}(s) = \frac{n_1 \left[ \frac{m_1}{n_1} + 1 \right]}{m_2 + n_2} \quad (6.5)$$

Eşitlik 6.5 ve 6.3 karşılaştırıldığında şu eşitlik gözlemlenebilir;

$$y_{22} = n_1/m_1 \quad (6.6)$$

Ayrıca  $y_{21}$  ifadesi ise şuna eşit olur;

$$y_{21} = P(s)/\varepsilon m_1 \quad (6.7)$$

Aynı ifadeler tek-dereceli durumlar için şöyle yazılabilir;

$$y_{22} = m_1/n_1, \quad y_{21} = P(s)/\varepsilon n_1 \quad (6.8)$$

Karmaşık çift ve tek polinomları  $m_1$  ve  $n_1$  tasarım polinomları kullanılarak şu şekilde hesaplanabilir [8];

$$\begin{aligned} m_1 &= Re(e_0 + f_0) + jIm(e_1 + f_1)s + Re(e_2 + f_2)s^2 \dots \\ n_1 &= jIm(e_0 + f_0) + Re(e_1 + f_1)s + jIm(e_2 + f_2)s^2 \dots \end{aligned} \quad (6.9)$$

Eşitlik 6.9'da yer alan  $e_i$  ve  $f_i$  ifadeleri E ve F tasarım polinomlarının karmaşık sabitleridir. Alt indis  $i$  değeri ise filtre derecesi N'e kadar devam etmektedir.

Admitans parametreleri Şekil 6.5'deki tüm devre için şu şekilde yazılabilir;

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} n_1^2 y'_{11} & n_1 n_2 y'_{12} \\ n_1 n_2 y'_{21} & n_2^2 y'_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_n \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Eşitlik 6.10'da yer alan üslü ifadeler Şekil 6.5'deki devrenin iç parametreleridir. Admitans parametreleri ise şu şekilde yazılarak kuplaj matrisi formuna dönüştürülebilir;

$$\begin{aligned}
y_{21}(s) &= \frac{i_N}{e_1} \Big|_{R_1, R_n=0} = j[-\mathbf{M} - w\mathbf{I}]_{N1}^{-1} \\
y_{22}(s) &= \frac{i_N}{e_N} \Big|_{R_1, R_n=0} = j[-\mathbf{M} - w\mathbf{I}]_{NN}^{-1}
\end{aligned} \tag{6.11}$$

$\mathbf{M}$  matrisi gerçel ve simetrik olduğundan diyagonal eksenli öz değerlerden (eigenvalues) oluşur. Dolayısıyla bu değerleri de kapsayan yeni bir matris oluşturulur;

$$-\mathbf{M} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t \tag{6.12}$$

Eşitlik 6.12’de  $\mathbf{T}^t$  ifadesi T matrisinin devriğini,  $\mathbf{\Lambda}$  ifadesi ise -M matrisinin öz değerlerini  $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_4, \dots, \lambda_N)$  ifade eder [9]. Eşitlik 6.12, Eşitlik 6.11’de yerine konulduğunda şu ifadelere ulaşılır;

$$\begin{aligned}
y_{21}(s) &= j[\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t \cdot -w\mathbf{I}]_{N1}^{-1} \\
y_{22}(s) &= j[\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t - w\mathbf{I}]_{NN}^{-1}
\end{aligned} \tag{6.13}$$

Eşitlik 6.13’ün sağ tarafındaki ifadenin çözümü ters özvektörün (eigenmatrix) genel çözümünü gerektirir. Dolayısıyla ifade şu hale dönüşür;

$$[\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t \cdot -w\mathbf{I}]_{ij}^{-1} = \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk} T_{1k}}{w - \lambda_k} \tag{6.14}$$

Eşitlik 6.14’de yer alan  $T_{Nk}, T_{1k}$  ifadeleri özvektörü,  $\lambda_k$  ifadesi ise özdeğeri temsil eder. Özvektör ifadelerini şu şekilde formüle edebiliriz;

$$\begin{aligned}
T_{Nk} &= \sqrt{r_{22k}} \\
T_{1k} &= \frac{r_{21k}}{T_{Nk}} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}}, \quad k = 1, 2, \dots, N
\end{aligned} \tag{6.15}$$

Eşitlik 6.15’de yer alan  $r_{21k}$  ve  $r_{22k}$  ifadesi ise kalıntı (residues) olarak tanımlanır. Bu ifadeler ise şu şekilde formüle edilir;

$$r_{21k} = \frac{y_{21n}(s)}{y_d'(s)} \Big|_{s=j\lambda k}, \quad r_{22k} = \frac{y_{22n}(s)}{y_d'(s)} \Big|_{s=j\lambda k}, \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (6.16)$$

Kalıntı ifadeleri karmaşık çift-tek polinomları ile bulunan admitans parametreleri kullanılarak hesaplanır.

Özet olarak, ilk aşamada tasarım polinomları hesaplanır ve normalize hale getirilir. Daha sonra karmaşık tek-çift polinomları tasarım polinomları kullanılarak elde edilir. Bunlar elde edildikten sonra admitans değerleri  $y_{21}$  ve  $y_{22}$  hesaplanır. Bu değerlerin hesaplanması ile kalıntı değerleri bulunabilir. Kalıntı değerleri ile özvektör ifadeleri hesaplanır. Kuplaj matrisinde ise 1. ve N. sütunu özvektörler, 1. ve N. satırı kalıntı değerleri ve diyagonal ekseni özdeğerler oluşturur.

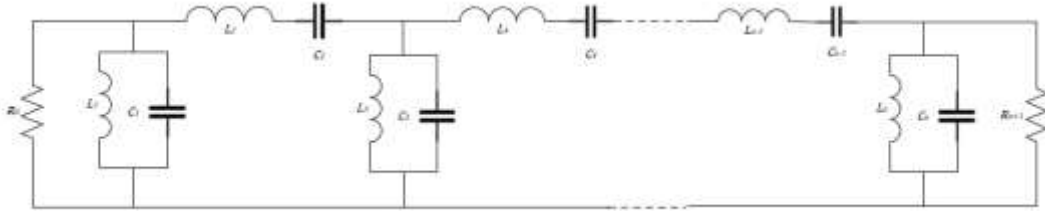
Kuplaj matris bu aşamalar ile beraber oluşturulduktan sonra matris üzerinde birkaç oynamalar yapmak gereklidir. Çünkü ilk aşamada hesaplanan kuplaj matris değerleri tasarımcıya transversal topolojisi sunmaktadır. Bu topoloji fiziksel olarak uygulanamayacağı için kuplaj matrisinde indirgemeler yapılır. Örneğin birinci sütunda yer alan kuplaj değerlerinden kaynak kuplajı kalarak diğer birimler 0'a çevrilir. Bu işlem sürecinde ise diyagonal eksende ve diğer birimlerdeki kuplaj değerleri de değişim gösterebilir. Bu değişimlerin sonuç üzerinde etkisi yoktur. Diğer bir ifade ile transversal matrisinin verdiği sonuç ile bu matrisin indirgenerek oluşturulan yeni matrisin verdiği sonuç aynı olur [1].

Tasarım polinomları hesaplanması, kuplaj matrisi oluşturulması ve diğer tüm hesaplamaların yer aldığı Matlab kodu [8] kaynağından kullanılmıştır. Okuyucu bu kodu kullanabilir veya diğer sentezleme ve tasarım programlarına başvurabilir.

## BÖLÜM 7

### FİZİKSEL GERÇEKLEŞTİRİM

İstenilen filtre gereksinimlerine hesaplanan kuplaj değerlerini fiziksel anlamda sağlamak kavite filtre tasarımının en zor aşamasıdır. Kavite filtre ilk olarak devre elemanları ile modellenir. Bu model daha sonra dönüşüm formülleri ile bant geçiren modele dönüştürülür. Bant geçiren devre elemanlı model ise Şekil 7.1’de görülmektedir.



Şekil 7.1. Bant geçiren tek dereceli prototip filtre devresi.

Şekil 7.1’de görülen devre için iki önemli parametre tanımlanır. Birincisi admitans parametresinin sanal kısmı olan suseptans değeridir. Bu değer şu şekilde formüle edilir;

$$b_i = w_0 \cdot C_i = \frac{1}{w_0 \cdot L_i} = \frac{w'_1 g_i}{w} \quad (7.1)$$

İkinci parametre ise empedans parametresinin sanal kısmı olan reaktans değeridir. Bu değer şu şekilde formüle edilir;

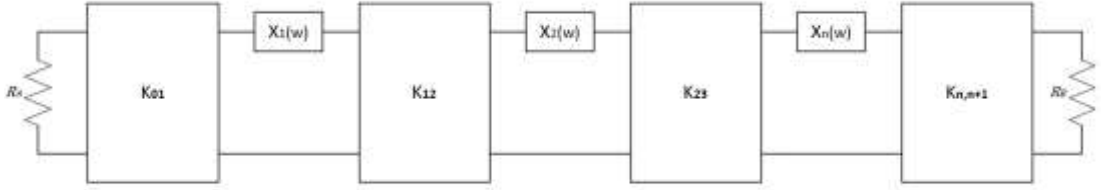
$$x_j = w_0 \cdot L_j = \frac{1}{w_0 \cdot C_j} = \frac{w'_1 g_j}{w} \quad (7.2)$$

Şekil 7.1'deki devreyi mikrodalga frekanslarında tasarlamak mümkün değildir. Dolayısıyla pratikte bu devreyi gerçekleştirebilmek için dönüştürücüler eklenmelidir. İki adet dönüştürücü tipi vardır [9]. Bunlar:

1. K-Empedans dönüştürücü (K-Inverter)
2. J-Admitans dönüştürücü (J-Inverter)

### 7.1. K-EMPEDANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Şekil 7.1'deki devreye ait K-dönüştürücüsü Şekil 7.2'de görülmektedir. Bu modelde seri rezonatörler yine seri olarak devrede kalır. Sıralı rezonatörler arasındaki kuplaj değerleri K dönüştürücüler aracılığı ile hesaplanır. Empedans dönüştürücü dalga kılavuzu kavite filtreler için uygundur.



Şekil 7.2. K empedans dönüştürücü devresi.

Bu dönüştürücü devresine ait formüller ise şöyle sıralanabilir;

$$x_j = \frac{w_0}{2} \frac{dX_j(w)}{dw} \Big|_{w=w_0} \quad (7.3)$$

$$(Q_e)_A = \frac{x_1}{(K_{01}^2/R_A)} \quad (7.4)$$

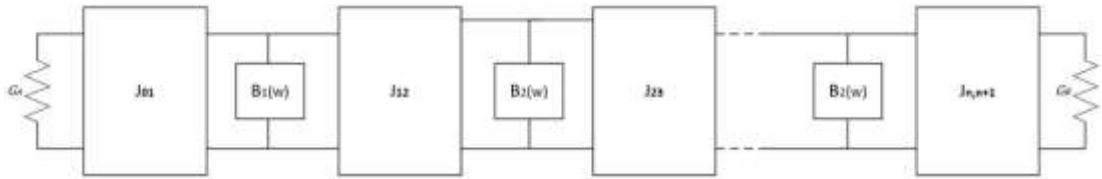
$$(Q_e)_B = \frac{x_n}{(K_{n,n+1}^2/R_B)} \quad (7.5)$$

$$k_{j,j+1}|_{j=1 \rightarrow n-1} = \frac{K_{j,j+1}}{\sqrt{x_j x_{j+1}}} \quad (7.6)$$

Eşitlik 7.3 reaktans parametresini belirtir. Eşitlik 7.4 ve 7.5 harici kalite faktörlerinin hesaplanmasını sağlar. Pratikte kaynak ile 1. rezonatör ve N. rezonatör ile yük arasındaki kuplaj değerleri harici kalite faktörleri hesaplanarak elde edilir. Dolayısıyla sentezleme aşamasında kuplaj matrisi ile beraber kalite faktörü de hesaplanır. Kaynak ile 1. rezonatör ve yük ile N. rezonatör arasındaki çözdürülen ve hesaplanan kalite faktörü değerlerinin yakın olması yeterlidir. Bu noktalardaki kuplaj değeri ile çözdürülen değer aynı olmasına gerek yoktur. Eşitlik 7.6 ise rezonatörler arası kuplaj değerinin formülünü göstermektedir.

## 7.2. J-ADMİTANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Şekil 7.3'de ise admitans dönüştürücü devresi görülmektedir. Bu devrede tüm parametreler admitans cinsinden yazılır. Şekil 7.1'deki devrede seri bağlı rezonatörler paralel bağlı admitans devresine dönüştürülür. Ayrıca kaynak ve yük empedansları da iletkenlik (conductance) elemanlarına dönüştürülür. Admitans dönüştürücü koaksiyel kavite yapıları için kullanışlıdır.



Şekil 7.3. J admitans dönüştürücü devresi.

Bu dönüştürücü devresine ait formüller şunlardır [11];

$$b_j = \frac{w_0}{2} \frac{dB_j(w)}{dw} \Big|_{w=w_0} \quad (7.7)$$

$$(Q_e)_A = \frac{b_1}{(J_{01}^2/G_A)} \quad (7.8)$$

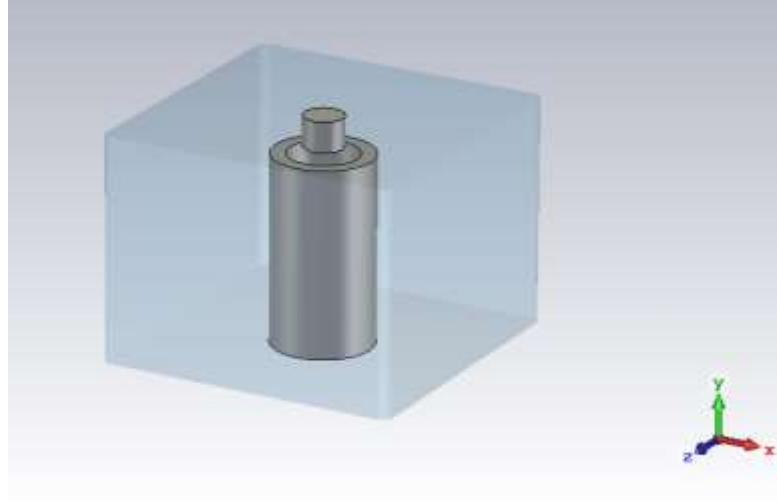


$$(Q_e)_B = \frac{b_n}{(J_{n,n+1}^2/G_B)} \quad (7.9)$$

$$k_{j,j+1}|_{j=1 \rightarrow n-1} = \frac{J_{j,j+1}}{\sqrt{b_j b_{j+1}}} \quad (7.10)$$

### 7.3.FİZİKSEL TASARIM

Tasarımın ilk aşaması bir kavite kullanılarak kavite ve rezonatörün yaklaşık başlangıç boyutlarını bulmaktır. Bunun için Şekil 7.4’de görüldüğü üzere kavite ve rezonatör çizilir ve Eigenmode modunda simülasyon gerçekleştirilir.



Şekil 7.4. Eigenmode çözümü.

Simülasyon sonucunda birinci mod frekansı elde edilir ve bu frekansın tasarım frekansına yakın olması istenilir. Bunun için kavitenin uzunluğu, yüksekliği, rezonatörün çapı, uzunluğu gibi parametreler üzerinde değişiklikler yapılır ve tasarım frekansına yaklaşılmaya çalışılır. Bu aşamadan sonra belirlenen başlangıç boyutları filtre derecesi kadar olan yapılara uygulanır.

## 7.4. BEŞ DERECELİ FİLTRE TASARIMI

Bu çalışmada 5 dereceli kavite filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kenar bantlarda seçiciliği arttırmak için hem düşük kenar banda hem de yüksek kenar banda iletim sıfırları eklenmiştir. Tasarımın 5 eksenli CNC tezgahında üretimi yapılmış ve tasarım sonuçları yakalanmaya çalışılmıştır.

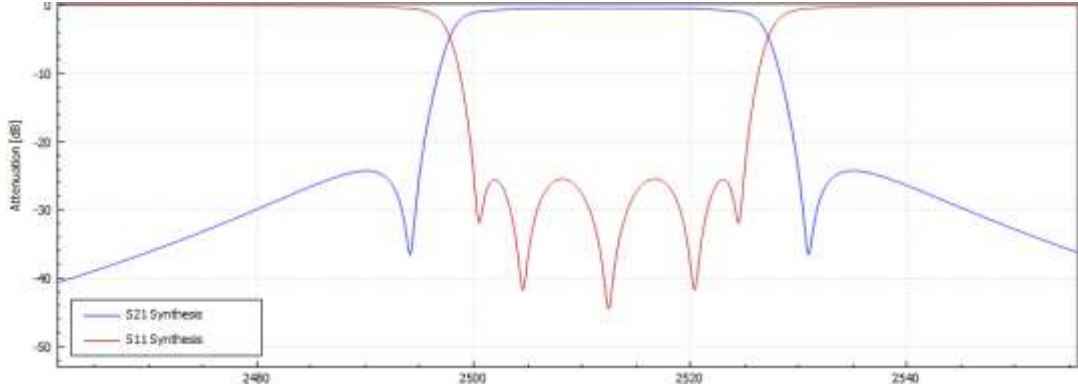
### 7.4.1. Filtre Gereksinimleri

Tasarım frekansı için 4.5G frekans bandında yer alan Türkc cell Uplink ve Downlink frekansları seçilmiştir. İlk olarak bu banda uygun sentezleme adımı uygulanmıştır. Tasarım için kritik olan aşama düşük ve yüksek kenar bantlara girilmemesidir. Bunun için iki bölgeye de iletim sıfırları eklenmiştir. İletim sıfırlarını fiziksel yapı üzerinde uygulama için ise filtre derecesi artırılmıştır.

Çizelge 7.1. Filtre gereksinimleri.

$f_1$	2500 MHz
$f_2$	2525 MHz
BW	25 MHz
$p_1$	2530 MHz (1.46j)
$p_2$	2494 MHz (-1.46j)
RL	25 dB

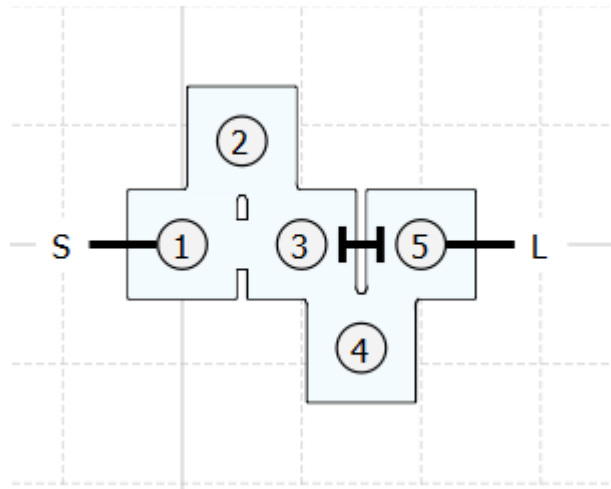
Sentezlenen filtrenin sonuç grafiği Şekil 7.5’de görülmektedir. Sonuç grafiğine karşılık gelen kuplaj matrisi ise Çizelge 7.2’de görülmektedir. Sonuç grafiği ve kuplaj matrisine karşılık gelen fiziksel yapı ise Şekil 7.6’da görülmektedir. 3 boyutlu tasarım bu topolojiye göre yapılmalıdır.



Şekil 7.5. Sentez sonuç grafiği.

Çizelge 7.2. Senteze karşılık gelen kuplaj matrisi.

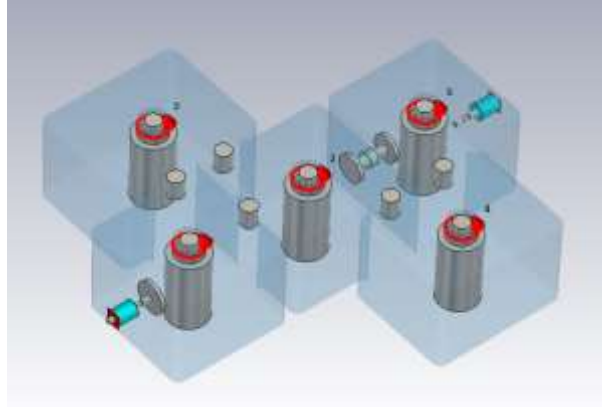
	<b>S</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>L</b>
<b>S</b>		1.103					
<b>1</b>	1.103	0	0.776	0.530			
<b>2</b>	0	1.103	-0.709	0.518			
<b>3</b>		0.530	0.518	0	0.518	-0.530	
<b>4</b>				0.518	-0.709	0.776	
<b>5</b>				-0.530	0.776	0	1.103
<b>L</b>						1.103	



Şekil 7.6. Senteze karşılık gelen topoloji.

### 7.4.2. 3 Boyutlu Tasarım

Sentezleme aşamasında elde edilen topolojiye göre çizilen 3 boyutlu yapı Şekil 7.7’de görülmektedir. Bölüm 7.2’de belirtilen J Admitans formüllerini yapı üzerinde uygulayabilmek için rezonatör ile kavite üst katmanı arasında kalan bölgeye “Discrete Face Port” tanımlanır.



Şekil 7.7. 3B yapı.

Tasarım formüllerini uygulamadan önce Y matrisinin hesaplanması gerekir. Formüller ise programın “Post-Processing → Result Templates” bölümünden eklenir. Formüller kaydedildikten sonra Şekil 7.8’deki liste görünmelidir.



Result name	Type	Template name	Value	Action On/Off
1 f1	OD-F	OD or 1D Result from	2409.561	On (Parameter)
2 f2	OD-F	OD or 1D Result from	2409.745	On (Parameter)
3 f3	OD-F	Mix Template Results	0.009950	On (Parameter)
4 s1nY1_1_1_dF	OD-F	OD or 1D Result from	1.020783	On (Parameter)
5 s1nY2_2_1_dF	OD-F	OD or 1D Result from	1.020689	On (Parameter)
6 Req1	OD-F	Mix Template Results	0.012768	On (Parameter)
7 Req2	OD-F	Mix Template Results	0.012770	On (Parameter)
8 s1nY1_2	OD-F	OD or 1D Result from	0.000209	On (Parameter)
9 s1nY2_4	OD-F	OD or 1D Result from	-0.000205	On (Parameter)
10 s1nY4_6	OD-F	OD or 1D Result from	0.010974	On (Parameter)
11 s1nY1_3	OD-F	OD or 1D Result from	0.000292	On (Parameter)
12 s1nY2_3	OD-F	OD or 1D Result from	0.010955	On (Parameter)
13 m=1,2	OD-F	Mix Template Results	1.650967	On (Parameter)
14 Q5	OD-F	Mix Template Results	65.47655	On (Parameter)
15 Q1	OD-F	Mix Template Results	65.20019	On (Parameter)

Şekil 7.8. Tasarım formülleri.

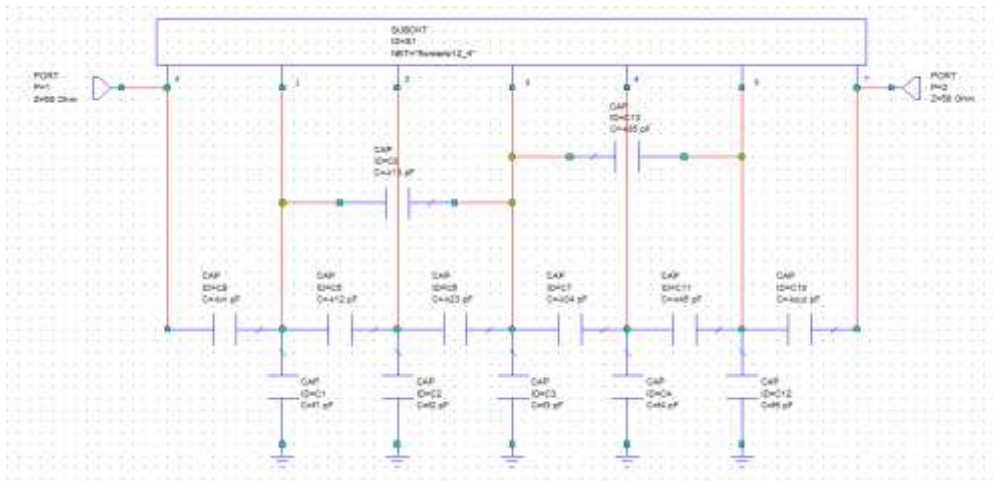
Simülasyon, 3B yapı üzerinde elde ettiği Y matrisi ile bu formülleri çözdürür. Elde edilen parametreler sentezlenen parametrelere yakın olmalıdır. Bunun için yapı üzerinde rezonatör uzunlukları ve rezonatörler arası bağlantıyı sağlayan boşlukların genişlikleri değiştirilir.

### 7.4.3. Devre Modellenmesi

3B yapının eş değer devre modeli çıkartılarak optimizasyon işlemleri gerçekleştirilir. Bunun için programdan sonuçların “Touchstone” dosyası şeklinde çıkartılması gerekir. Bu dosya AWR Design programında modellenen devre üzerine kaydedilir.

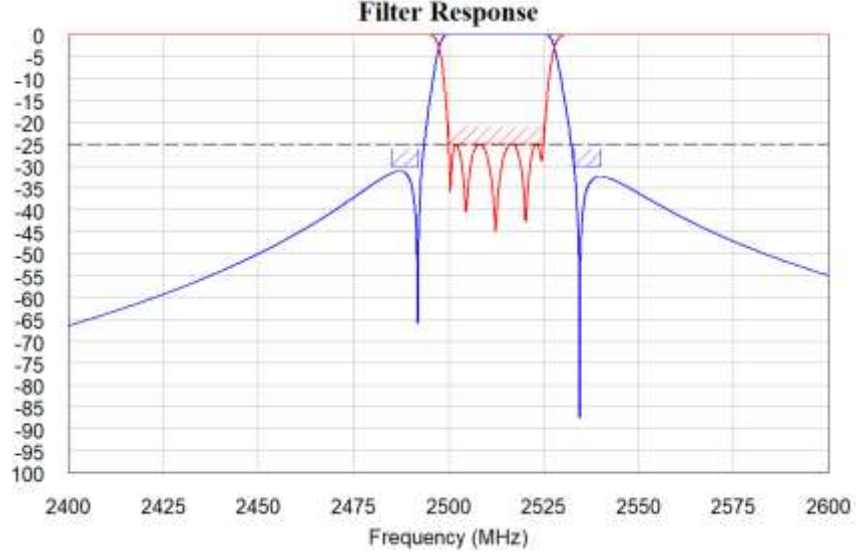
Koaksiyel kavite yapılarında rezonatörler yapıya kısa devre bağlantılı olduğundan dolayı her bir rezonatör ve boşluklar birer kapasitör ile modellenir. Şekil 7.9’de bu devre modeli görülmektedir. Her bir rezonatör rezonans frekansı temsil eder. Rezonatörler arası boşluklar ise kuplaj değerlerini temsil eder. Rezonatörler yapıya kısa devre olduğu için bu kapasitörlerin bir ucu toprağa bağlanır.

Modellemeden sonra optimizasyon aşamasına geçilir. Devre üzerinde yer alan kapasitör değerleri sıfıra yaklaşacak şekilde optimize edilir. Bu kapasitör değerleri gerçekte 3B yapıda yer alan vidalar sayesinde elde edilir.



Şekil 7.9. Devre modellenmesi.

Şekil 7.10’da ise optimizasyon sonucu elde edilen sonuç grafiği görülmektedir. Sentezlenen grafik ile sonuç grafiğinin yakın olması beklenmektedir. Gerçekte bu grafiğin birebir benzerini elde etmek zordur çünkü tasarım kayıpsız ortamda yapılır.



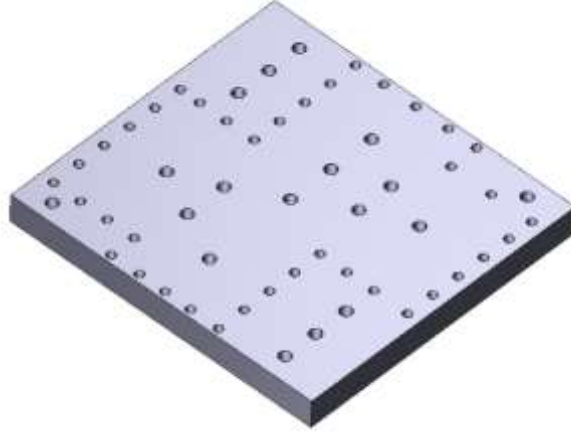
Şekil 7.10. Optimizasyon sonuç grafiği.

#### 7.4.4. Üretim Çizimi

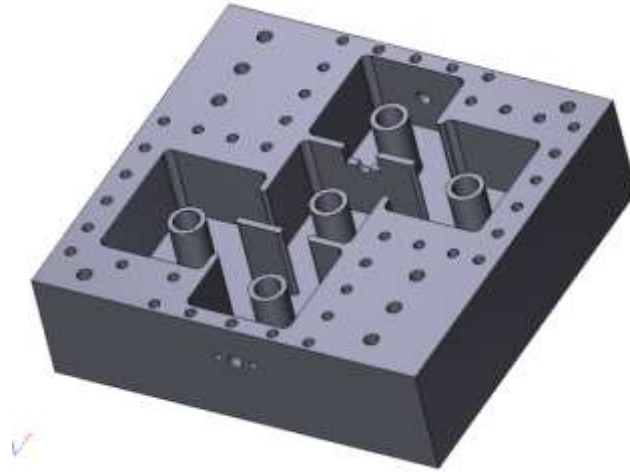
Şekil 7.7’da görülen yapı kavitenin kendisini göstermektedir. Dolayısıyla üretim için bu yapının çevresini üretime uygun hale getirmek gerekir. Bunun için Solidworks programı kullanılmıştır.

Üretimin en önemli parçası yapının kapağıdır. Kapak bölümü ana bölümlerle hava almayacak şekilde birleştirilmelidir. Bunun için kapağın etrafını saracak şekilde vidalar yerleştirilir. Ayrıca tuning ve kuplaj vidaları da kapak üzerine yerleştirilmelidir.

Ana gövde 3B yapıda elde edilen kavite yapının etrafına tasarlanır. Kapak ve ana gövde arasındaki vidaların çaplarına göre kenarlara çıkıntılar verilir. Şekil 7.11 ve Şekil 7.12’de Solid çizimleri görülmektedir.



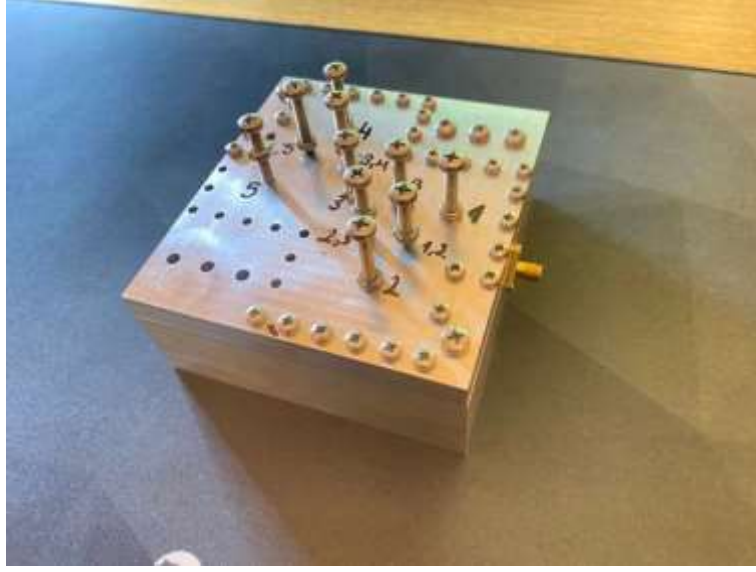
Şekil 7.11. Kapak tasarımı.



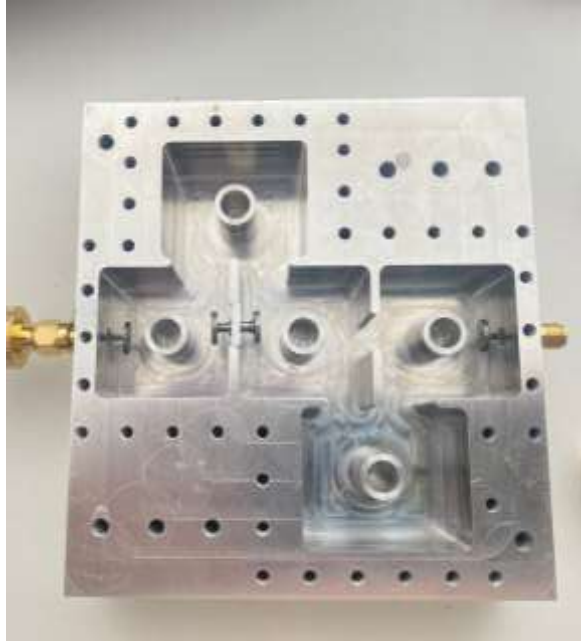
Şekil 7.12. Ana gövde tasarımı.

#### 7.4.5. Üretim

Şekil 7.13’de üretilen yapının genel görüntüsü görülmektedir. Şekil 7.14’de ise iç yapı yer almaktadır. Üretim boyutları tasarım boyutları ile karşılaştırıldığında 0,01 mm gibi ufak sapmalar mevcuttur.



Şekil 7.13. Üretilen ana gövde.



Şekil 7.14. Üretilen iç yapı.



#### 7.4.6. Üretim Hataları

Tasarım boyutları oldukça küçük olduğundan üretim aşamasında hata payları olması olağandır. Çizelge 7.3’de her bir parçanın hata oranı görülmektedir.

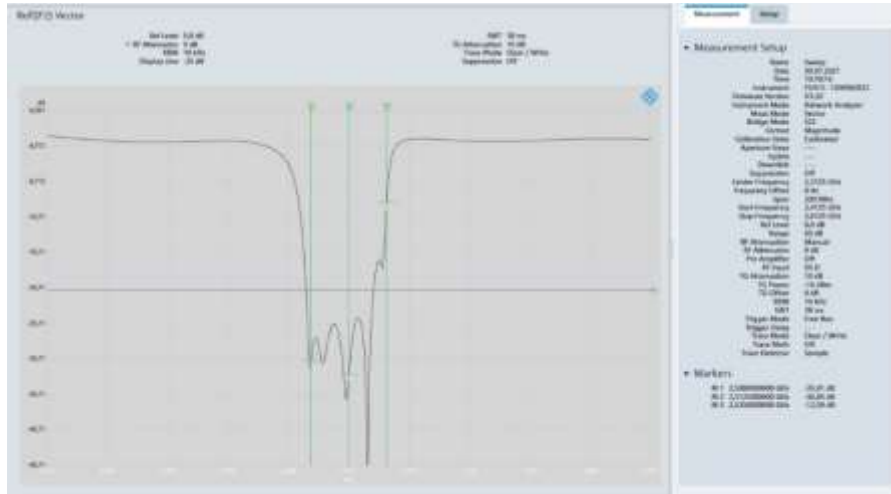
Çizelge 7.3. Üretim hata oranları.

Parça	Tasarım	Üretim	Hata Oranı
1.Rezonatör	18,2	18,1900	0,05495
2.Rezonatör	18,1	18,0900	0,05525
3.Rezonatör	18,3	18,2800	0,10929
4.Rezonatör	18,2	18,1900	0,05495
5.Rezonatör	18,3	18,3200	-0,10929
1.Rezonatör Derinlik	15,0	14,8600	0,93333
2.Rezonatör Derinlik	15,0	14,9600	0,26667
3.Rezonatör Derinlik	15,0	14,9300	0,46667
4.Rezonatör Derinlik	15,0	14,8700	0,86667
5.Rezonatör Derinlik	15,0	14,8200	1,20000
1.Rezonatör Dış Çap	10,0	10,0300	-0,30000
1.Rezonatör İç Çap	7,0	6,9700	0,42857
2.Rezonatör Dış Çap	10,0	10,0600	-0,60000
2.Rezonatör İç Çap	7,0	6,9700	0,42857
3.Rezonatör Dış Çap	10,0	10,0100	-0,10000
3.Rezonatör İç Çap	7,0	6,9600	0,57143
4.Rezonatör Dış Çap	10,0	10,0000	0,00000
4.Rezonatör İç Çap	7,0	6,9500	0,71429
5.Rezonatör Dış Çap	10,0	10,0100	-0,10000
5.Rezonatör İç Çap	7,0	6,9400	0,85714
1.Kavite Derinlik	22,0	22,0700	-0,31818
1.Kavite Genişlik	30,0	29,7500	0,83333
1.Kavite Uzunluk	30,0	29,9900	0,03333
2.Kavite Derinlik	22,0	22,0000	0,00000
2.Kavite Genişlik	30,0	29,9600	0,13333
2.Kavite Uzunluk	36,0	35,7200	0,77778
3.Kavite Derinlik	22,0	22,0500	-0,22727
3.Kavite Genişlik	30,0	29,7000	1,00000
3.Kavite Uzunluk	30,0	29,8000	0,66667
4.Kavite Derinlik	22,0	22,0000	0,00000
4.Kavite Genişlik	28,0	28,2200	-0,78571

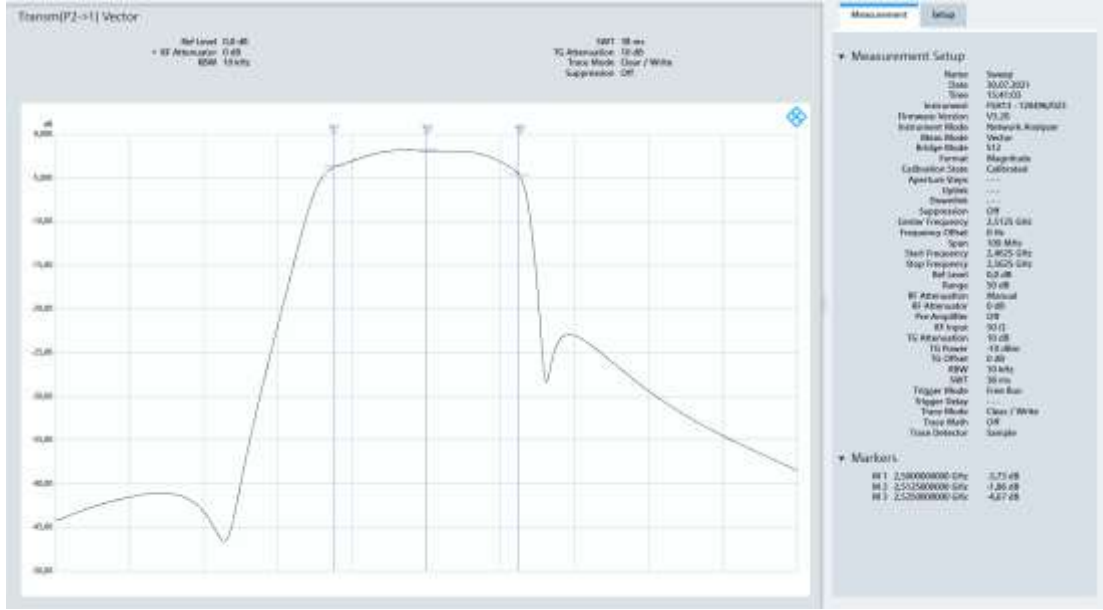
4.Kavite Uzunluk	34,0	33,6900	0,91176
5.Kavite Derinlik	22,0	22,0300	-0,13636
5.Kavite Genişlik	30,0	29,9300	0,23333
5.Kavite Uzunluk	30,0	29,9400	0,20000
1-2 Boşluk Genişlik	11,5	11,4700	0,26087
1-3 Boşluk Genişlik	7,5	7,4500	0,66667
2-3 Boşluk Genişlik	10,0	10,0200	-0,20000
3-4 Boşluk Genişlik	11,5	11,5200	-0,17391
4-5 Boşluk Genişlik	13,5	13,5200	-0,14815

#### 7.4.7. Üretim Test Sonuçları

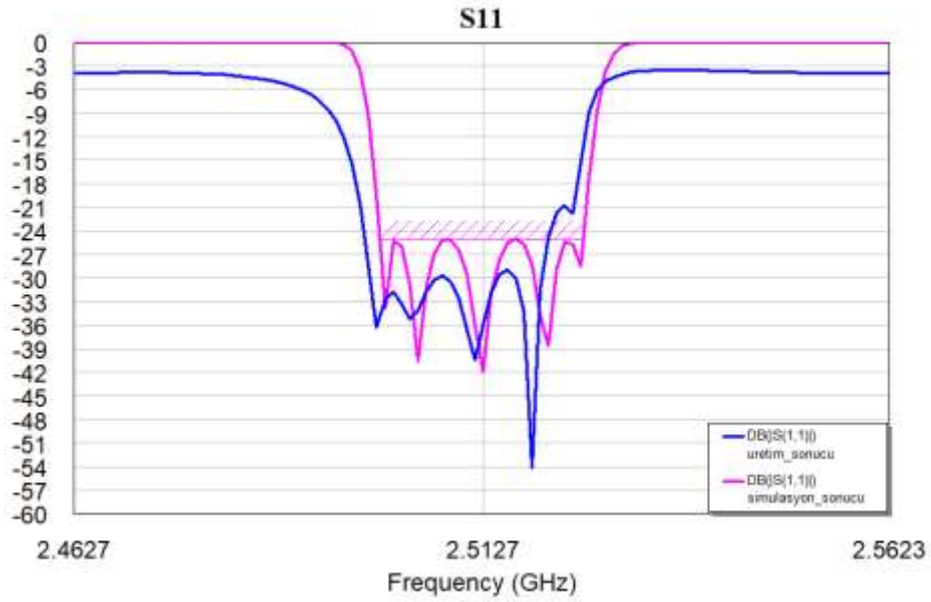
Test aşaması Rohde Scwharz FSH13 model network analizör ile gerçekleştirilmiştir. İlk olarak S21 testi tuning vidaları ile merkez frekansı istenilen frekansa getirilerek yapılır. Kuplaj vidaları ise S22 testinde daha kullanışlıdır. Cihaz S22 kalibrasyonu yapılarak teste hazır hale getirilir ve istenilen sonuç grafiği yakalanmaya çalışılır. Şekil 7.15 ve 7.16’de sonuç grafikleri görülmektedir. Şekil 7.17 ve 7.18’de ise sentezlenen grafik ile sonuç grafiğinin karşılaştırılması görülmektedir. Kavite yapı bu haliyle çok hassas olduğu için bulunabilecek en yakın sonuçlar kaydedilmiştir. Vidaların milimetrik kayması dahi sonuç grafiğini tamamen bozabilmektedir. Bu sorunların giderilmesi için Bölüm 8’de anlatılan çalışmalar yapılacaktır.



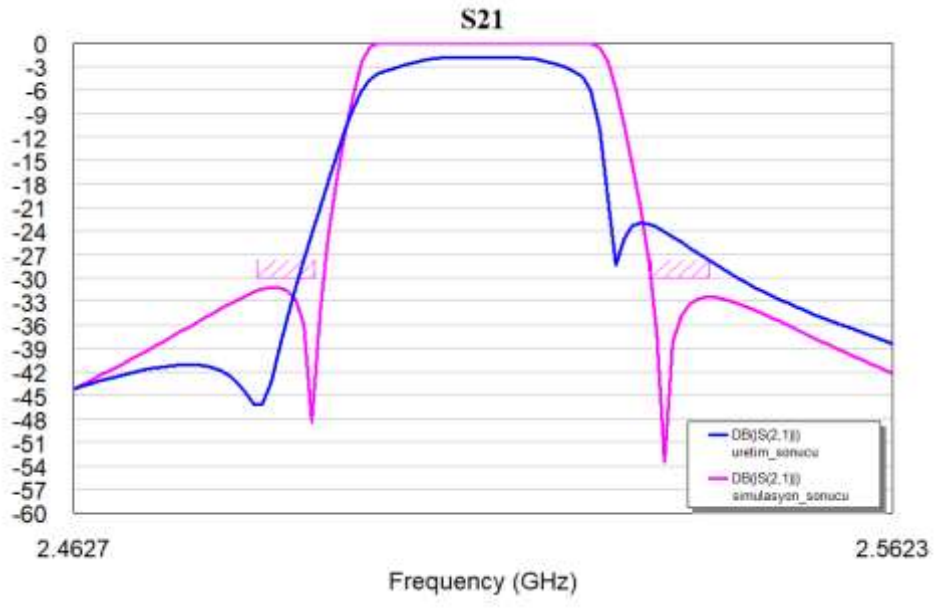
Şekil 7.15. Üretim S11 grafiği.



Şekil 7.16. Üretim S21 grafiği.



Şekil 7.17. S11 üretim ve simülasyon sonuçları .



Şekil 7.18. S21 üretim ve simülasyon sonuçları .

## BÖLÜM 8

### SONUÇLAR VE İLERİ ÇALIŞMALAR

Bu çalışmadan kavite filtre tasarımının tüm adımları gerçekleştirilmiş ve bu adımlara uygun biçimde filtre üretimi yapılmıştır. Üretim sonuçları tasarım sonuçlarına eş değer olmasa da yakın olması avantajlıdır. Tuning aşamasında çevre etkenlerde çok önemlidir. Vidanın istenilen seviyeye gelmesine rağmen sıcaklık vd. etkenler sabit duran vidayı bozabilmektedir. Ayrıca el ile temas edildiğinde dahi sonuçlar değişebilmektedir. Bunu gidermek için elektrostatik korumalı kapak veya vida tasarımı yapılacaktır.

Üretim hatalarının %1 gibi çok düşük oranda kalması hata payını tuning ve kuplaj vidaları sayesinde düşürmektedir. Bu vidalar ile kapasitans değerleri değiştirilerek hata payı kapatılır. Hata oranının düşük olması hem tasarıma hem de üretime bağlıdır. Tasarım aşamasında virgülden sonra en fazla 2 basamak kullanılmalıdır aksi taktirde üretim bu değerleri yapamayacaktır.

Düşük bant kenarına eklenen iletim sıfırı eksi işaretli olduğundan dolayı fiziksel olarak iki tarafı disk ve ortasında dielektrik malzeme olan bir parça aracılığı ile gerçekleştirilmiştir. Dielektrik malzeme olarak ise 2.4 geçirgenlik değeri olan çift taraflı bant ile yapılmıştır. Bu durum sonuç grafiğinde iletim sıfırını verse de istenilen seviyede olmamıştır. Bu hatayı düzeltmek için ise PTFE malzeme kullanılarak sonuçlar gözlemlenecektir.

Bu çalışmadan elde edilen bilgi ve birikimler ile filtre tasarım hedefleri genişletilecektir. 4.5G haberleşme bandında Turkcell, Vodafone ve Türk Telekom frekans bantlarına uygun diplexer veya multiplexer tasarımları yapılacaktır.

## KAYNAKLAR

1. R. J. Cameron, C. M. Kudsia ve R. R. Mansour, "Microwave Filters for Communication Systems 2nd ed", United States of America: *John Wiley & Sons*, 2018.
2. D. Natarajan, "A Practical Design of Lumped, Semi-lumped & Microwave Cavity Filters. Lecture Notes in Electrical Engineering", *Springer*, India, 2013.
3. D. M. Pozar, "Mikrodalga Mühendisliği 4th ed", Adnan Köksal, *Palme Yayıncılık*, Ankara, 2014.
4. İnternet: MIT Open Course, "Understanding Poles and Zeros", <https://web.mit.edu/2.14/www/Handouts/PoleZero.pdf>.
5. M. E. V. Valkenburg, Network Analysis, *Prentice-Hall*, USA, 1959.
6. L. V. Ahlfors, Complex Analysis, *McGraw-Hill*, USA, 1953.
7. R. Baum, "Design and unsymmetrical bandpass filters", *IRE Transactions on Circuit Theory*, 33-40 (1957).
8. R. J. Cameron, "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 433-442 (1999).
9. R. J. Cameron, "Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1-10 (2003).
10. İnternet: Matlab Mathworks, "Coupling Matrix Synthesis for RF Filters", <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/72692-coupling-matrix-synthesis-for-rf-filters> (2021)
11. G. Matthaei , L. Young ve E. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structure" *Artech House*, USA, 1985.
12. D. Wolansky ve R. Tkadlec, "Coaxial Filters Optimizastion Using Tuning Space Mapping in CST Studio" *Radioengineering*, 289-294 (2011).
13. G.C. Themes, S.K. Mitra, "Modern Filter Theory and Design" *Wiley*, New York, 1973

## ÖZGEÇMİŞ

Fatih ÇAKIROĞLU, İlk ve orta öğrenimini Ankara'da tamamladı. Altındağ Mehmet Akif Ersoy Anadolu Lisesi'nden mezun oldu. 2013 yılında Karabük Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği (%100) bölümüne başlayıp 2018 yılında 3,39 ortalama ile mezun oldu. 2018 senesinde Karabük Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde yüksek lisans programına başladı. 2019 senesinde TR Haberleşme firmasında Elektronik Haberleşme Mühendisi olarak göreve başladı ve Haberleşme Ekip Şefi olarak halen aynı firmada çalışmaktadır.