

**KİSMİ YÜKLÜ DALGAKILAVUZLARI İLE
MİKRODALGA CİHAZI TASARIMININ TERS SAÇILMA VE
OPTİMİZASYON PROBLEMİ OLARAK İNCELENMESİ**

DOKTORA TEZİ

Ahmet AYDOĞAN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

KASIM 2017

**KİSMİ YÜKLÜ DALGAKILAVUZLARI İLE
MİKRODALGA CİHAZI TASARIMININ TERS SAÇILMA VE
OPTİMİZASYON PROBLEMİ OLARAK İNCELENMESİ**

DOKTORA TEZİ

**Ahmet AYDOĞAN
(504122301)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Funda AKLEMAN

KASIM 2017

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504122301 numaralı Doktora Öğrencisi Ahmet AYDOĞAN, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “KİSMİ YÜKLÜ DALGAKILAVUZLARI İLE MİKRODALGA CİHAZI TASARIMININ TERS SAÇILMA VE OPTİMİZASYON PROBLEMİ OLARAK İNCELENMESİ” başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Funda AKLEMAN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Serkan ŞİMŞEK**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Tanju Yelkenci
Marmara Üniversitesi

Prof. Dr. Cevdet Işık
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ercan Topuz
Doğuş Üniversitesi

Teslim Tarihi : **27 Ekim 2017**
Savunma Tarihi : **28 Kasım 2017**



Dayım Mahmut Şefik Nil'e,



ÖNSÖZ

Lisansüstü eğitimim boyunca akademik deneyimi, insani rehberliği ve cesaretlendirici teşvikleri ile mesleki ve etik gelişimime her zaman destek ve katkı sağlayan değerli hocam Prof. Dr. Funda Akleman'a minnetarım. Tez izleme komitesi üyeleri Doç. Dr. Serkan Şimşek'e ve Doç. Dr. Tanju Yelkenci'ye, bu çalışmanın oluşturulma ve tamamlanma sürecinde fikri yönlendirmeleri ve yapıcı eleştirilerinden dolayı teşekkür ederim. Savunma sınavı jürisi diğer üyeleri olan değerli hocalarım Prof. Dr. Ercan Topuz ve Prof. Dr. Cevdet Işık'a tezin son şeklini almasında yaptıkları yapıcı katkılar için ayrıca teşekkür ederim. Özel teşekkürlerimi, lisansüstü eğitimim sürecinde bilgi birikimini ve zamanını paylaşmakta hiçbir zaman tereddüt etmeyen sayın hocam Prof. Dr. Ali Yapar'a sunmak isterim.

Deneylerin gerçekleştirilmesindeki katkılarından dolayı Yrd. Doç. Dr. Mehmet Nuri Akıncı'ya, Müh. Gökhan Cansız'a, Yük. Müh. Sedat Kılınç'a ve Prof. Dr. İbrahim Akduman'a; deney malzemelerin hazırlanmasındaki yardımlarından dolayı Dr. Haluk Bayraktar'a, Müh. Ahmet Özkorucu'ya ve annem Fatma Gül Nil'e teşekkürlerimi borç bilirim.

Kasım 2017

Ahmet AYDOĞAN



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR.....	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xv
ŞEKİL LİSTESİ.....	xvii
ÖZET	xxi
SUMMARY	xxv
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı ve Literatür Taraması	1
1.2 Tezin Kapsamı	12
2. TERS PROBLEM ÇALIŞMALARI.....	15
2.1 Dielektrik Yüklü Dairesel Dalga Kılavuzlarında Saçılma Problemleri	15
2.1.1 Düz Problem	17
2.1.2 Ters Problem.....	19
2.1.3 Sayısal uygulamalar.....	22
2.2 Homojen Keyfi Şekli Malzemelerin Dielektrik Değerinin Ölçülmesi	28
2.2.1 Dielektrik değerin frekansta ayrık olarak belirlenmesi	29
2.2.2 Dielektrik değerin çoklu frekans bilgisi ile belirlenmesi	32
2.3 Ters Farksal Uzay Dönüşümü Yöntemi.....	39
2.3.1 Sayısal uygulama.....	43
2.4 Elde Edilen sonuçlar üzerine yorumlar	45
3. KESİTTE HOMOJEN YÜKLEME İÇİN PASİF MİKRODALGA CİHAZI TASARIMI	47
3.1 Ters problem ve TFUD ile inceleme	47
3.2 Doğrudan Optimizasyon ile İnceleme	49
3.2.1 Sınırlandırılmış doğrusal olmayan güvenli bölge opitmizasyonu	52
3.3 Birim Hücre Optimizasyonu ile İnceleme	54
3.3.1 Yaklaşık düz problem	57
3.3.2 Yaklaşık ters problem	59
3.3.3 İleri optimizasyon.....	63
3.3.4 Sayısal uygulamalar.....	63
3.4 Elde Edilen Sonuçlar Üzerine Yorumlar	70
4. ENİNE İNHOMOJEN YÜKLEME İÇİN PASİF MİKRODALGA CİHAZI TASARIMI	73
4.1 EİDK için Modal Analizin İntegral Denklem Çözümü ile Yapılması.....	74
4.2 Genelleştirilmiş Blok Saçılma Matrisi	76

4.2.1 Kaskat yapılara ait GSM'nin eldesi.....	79
4.3 Enine İnhomojen Dalgakılavuzları ile Tasarım	80
4.3.1 EİDK eşdeğeri UİDK modelleme	81
4.4 Sayısal Uygulamalar.....	83
4.5 Elde edilen sonuçlar üzerine yorumlar	90
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	93
KAYNAKLAR.....	97
EKLER	107
EK A	109
EK B	111
EK C	115
EK D	117
ÖZGEÇMİŞ	120



KISALTMALAR

BHUÇ	: Birim Hücre Uygun Çözüm
BHGO	: Birim Hücre Geri Optimizasyon
CNC	: Computer Numerically Controlled
DYDK	: Dielektrik Yüklü Dalga Kılavuzu
DGF	: Dyadik Green Fonksiyonu
EİDK	: Enine İnhomojen Dalga Kılavuzu
GO	: Geri Optimizasyon
GSM	: Genelleştirilmiş Saçılma Matrisi
GBSM	: Genelleştirilmiş Blok Saçılma Matrisi
İO	: İleri Optimizasyon
KKE	: Kontrast Kaynak Evirme
KYGO	: Katman Yapı Geri Optimizasyon
ME	: Mod Eşleştirme
MoM	: Moment Metodu
TFUD	: Ters Farksal Uzay Dönüşümü
UİDK	: Uzunlamasına İnhomojen Dalga Kılavuzu
YDP	: Yaklaşık Düz Problem
YTP	: Yaklaşık Ters Problem



SEMBOLLER

β	: İletim Sabiti
$\overline{G}$	: Dyadik Green Fonksiyonu
Re	: Gerçek Kısım Operatörü
Im	: Sanal Kısım Operatörü
Z	: Dalga Empedansı
S_{mn}	: m. ve n. Kapılar Arasındaki Saçılma Parametresi
$\vec{E}, \vec{E}^g, \vec{E}^s$	: Toplam, Gelen, Saçılan Elektrik Alan Vektörleri (sırasıyla)
$\vec{J}$	: Akım Yoğunluğu Vektörü
κ	: Yapay Bilgiye Eklenen Gürültü Seviyesi
χ	: Bağlı Yüzde Hata
Γ	: Yansıma Katsayısı
λ	: Dalga Boyu
ϵ_0, ϵ_r	: Boşluğun Dielektrik Geçirgenliği, Bağlı Dielektrik Sabiti (sırasıyla)
μ_0	: Boşluğun Manyetik Geçirgenliği
ω	: Açısal Frekans
$S \xrightarrow[kas]{kas} T$	: Kaskat Yapının S Matrisinden T Matrisine Geçiş
$T \xrightarrow[bir]{kas} T$	: Kaskat Yapının T Matrisinden Birim Hücrenin aday T Matrislerine Geçiş
$T \xrightarrow[bir]{bir} S$	: Birim Hücrenin T Matrisinden Birim Hücrenin S Matrisine Geçiş
$S \xrightarrow[kas]{bir} S$	: Kaskat Yapının S Matrisinden Birim Hücrenin Aday S Matrislerine Geçiş
$S \xrightarrow[bir]{kas} S$	: Birim Hücrenin S Matrisinden Kaskat yapının S Matrislerine Geçiş



ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1: Yüzde bağıl hatalar.....	25
Çizelge 2.2: Elde Edilen Debye Parametreleri.....	38
Çizelge 3.1: TFUD parametrelerinin karşılıkları.....	48
Çizelge 3.2: Optimize edilen katman kalınlıkları.....	51
Çizelge 3.3: Tasarım örneği 1 için optimize edilen katman kalınlıkları.....	64
Çizelge 3.4: Tasarım örneği 2 için optimize edilen katman kalınlıkları.....	65
Çizelge 3.5: Tasarım örneği 3 için optimize edilen katman kalınlıkları.....	67
Çizelge 3.6: Tasarım örneği 4 için optimize edilen katman kalınlıkları.....	68
Çizelge 3.7: İncelenen tasarımların kalite faktörü ve şekil faktörü karşılaştırmaları.....	69
Çizelge 4.1: Kayıpsız kabul edilen FR4 ile tasarımda optimize edilen katman kalınlıkları.....	84
Çizelge 4.2: Malzeme $\epsilon_r=9$ için optimize edilen katman kalınlıkları.....	85
Çizelge 4.3: Malzeme $\epsilon_r=15$ için optimize edilen katman kalınlıkları.....	87



ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 : Problemin geometrisi (a) uzunlamasına görünüm (b) kesit içi görünüm.	16
Şekil 2.2 : Ayırıklaştırılmış dilim şekilli hücreler.	19
Şekil 2.3 : Cisimlerin konumları ve uyarılan elektrik alana ait genliğinin kesitteki dağılımı (a) radyal bileşen (b) toplam alan.	24
Şekil 2.4 : Cisimlerin gerçek ve geriçatım dielektrik profilleri (a) <i>cisim 1</i> (b) <i>cisim 2</i> [z - yönünde <i>cisim</i> in uzunluğu $W = 14.29cm$].	24
Şekil 2.5 : Gelen alanın kesitteki genlik dağılımı (a) ρ bileşeni (b) ϕ bileşeni (c) toplam alan.	25
Şekil 2.6 : Cisimlerin gerçek ve geriçatım dielektrik profilleri (a) <i>cisim 1</i> (b) <i>cisim 2</i> [z - yönünde <i>cisim</i> in uzunluğu $W = 14.29cm$].	26
Şekil 2.7 : Dielektrik profili açısal yönde değişen cisim için geriçatım sonuçları (a) gerçek kısım (b) sanal kısım.	26
Şekil 2.8 : Dielektrik profili uzunlamasına keskin değişen cisim için geriçatım sonuçları (a) gerçek kısım (b) sanal kısım [$W = 16.67cm$ z yönünde <i>cisim</i> in uzunluğu].	27
Şekil 2.9 : Dielektrik profili z ve ϕ yönlerinde keskin değişim gösteren kayıpsız cisim (a) gerçek profil (b) geriçatım profili.	28
Şekil 2.10 : Ölçüm için (a) kurulan düzenek (b) referans koordinat sistemi.	29
Şekil 2.11 : Algoritmanın testi için kurulan sayısal düzenek (a) dikdörtgen dalgakılavuzu (b) dairesel dalgakılavuzu.	30
Şekil 2.12 : Farklı başlangıç değerleri ile elde edilen dielektrik değerlerin (a) dikdörtgen dalgakılavuzu için gerçek kısmı (b) dairesel dalgakılavuzu için gerçek kısmı (c) dikdörtgen dalgakılavuzu için sanal kısmı (d) dairesel dalgakılavuzu için sanal kısmı.	31
Şekil 2.13 : Başlangıç değerleri 2 ve 5 için büyük boyutlu cisme ait elde edilen dielektrik değerlerin (a) gerçek kısım (b) sanal kısmı.	31
Şekil 2.14 : Büyük boyutlu malzemenin tek frekans yaklaşımı ile elde edilen dielektrik değeri (a) gerçek kısım (b) sanal kısım.	32
Şekil 2.15 : Boş dalgakılavuzunda frekansta rastgele ölçülmüş gürültü ve ortalama gürültü değerleri.	35
Şekil 2.16 : Doğrusal model için ölçüm ve MoM ile elde edilen S_{11} değerleri (a) Genlik PTFE bazlı malzeme (b) Faz (radyan) PTFE bazlı malzeme (c) Genlik PP bazlı malzeme (d) Faz (radyan) PP bazlı malzeme (e) Genlik FR4 bazlı malzeme (f) Faz (radyan) FR4 bazlı malzeme.	37

Şekil 2.17	: Debye modeli için ölçüm ve MoM ile elde edilen S_{11} değerleri (a) Genlik PTFE bazlı malzeme (b) Faz (radyan) PTFE bazlı malzeme (c) Genlik PP bazlı malzeme (d) Faz (radyan) PP bazlı malzeme (e) Genlik FR4 bazlı malzeme (f) Faz (radyan) FR4 bazlı malzeme..	38
Şekil 2.18	: Debye modeli için hata ve yakınsaklık analizi (a) Malzeme yatay ekseninde d kadar kaydıgında elde edilen ϵ' (FR4 ve PP için) (b) Malzemenin boyutlarındaki artış için elde edilen ϵ' (FR4 ve PP için) (c)Referans düzleme göre l kadar kayma olduğunda oluşan hata (PP) (d) kullanılan veri sayısına göre elde edilen ϵ_r için hata.....	40
Şekil 2.19	: Uzak dönüşümü yönteminin temel prensibi [28].	41
Şekil 2.20	: Uzak dönüşümü yönteminin şematik gösterimi [28].	41
Şekil 2.21	: Ters farksal uzak dönüşümünde ana iterasyon adımları [35].	42
Şekil 2.22	: İncelenen problemin geometrisi.	43
Şekil 2.23	: TF-UD ile ters problem için iyileştirme (a) gerçek kısım (b) sanal kısım.....	44
Şekil 2.24	: Ters problem ve TF-UD iterasyon adımları için hesaplanan bağıl hata.....	44
Şekil 3.1	: Uzunlamasına inhomojen dalga kılavuzu.....	47
Şekil 3.2	: İstenen, KKE ve TFUD yaklaşımları ile elde edilen frekans cevapları.....	48
Şekil 3.3	: Katmanların TFUD ile optimize edilen dielektrik değerleri.....	49
Şekil 3.4	: Başlangıç değeri $d=3$ mm verildiğinde elde edilen saçılma parametreleri genlikleri.....	51
Şekil 3.5	: Başlangıç değeri $d=5$ mm verildiğinde elde edilen saçılma parametreleri genlikleri.....	52
Şekil 3.6	: Başlangıç değeri $d = 3$ mm ve hata ağırlıklandırması eşit seçildiğinde elde edilen saçılma parametreleri genlikleri.....	52
Şekil 3.7	: Aday çözümler ve seçilen çözüm çifti (seçilen çözüm çifti kırmızı: S_{21} , mavi: S_{11} , yıldız: aday çözümler) (a) bütün aday ve seçilen çözümler (b) seçilen çözüm çifti [büyütülmüş].	56
Şekil 3.8	: Birim hücreye ait her aday çözüme ilişkin kaskat yapının frekans cevabı ile istenen frekans cevabının karşılaştırılması.....	57
Şekil 3.9	: Tek dielektrik tabaka için yansıma katsayısının belirlenmesi.....	57
Şekil 3.10	: Çok katman yapı için ilk yansıma ve iletimlerin takibi.....	58
Şekil 3.11	: Gerçek ve yaklaşık S_{11} 'e ait karşılaştırma için incelenen çok katman yapı.....	59
Şekil 3.12	: Düşük kontrastlı çok katman için gerçek ve yaklaşık S_{11} 'e ait karşılaştırma a) genlik b) açısı.....	60
Şekil 3.13	: Yüksek kontrastlı çok katman için gerçek ve yaklaşık S_{11} 'e ait karşılaştırma (a) genlik (b) açısı.....	60
Şekil 3.14	: Yaklaşık ters problem adımları.....	62
Şekil 3.15	: Tasarım örneği 1 için istenen frekans cevabı ile karşılaştırmalar (a) birim hücre için yaklaşık ters problem, geri optimizasyon (b) kaskat yapı için geri optimizasyon (c) ileri optimizasyon (d) ileri optimizasyon (dB).....	65

Şekil 3.16	: Tasarım örneği 2 için istenen frekans cevabı ile karşılaştırmalar (a) birim hücre için yaklaşık ters problem, geri optimizasyon (b) kaskat yapı için geri optimizasyon (c) ileri optimizasyon (d) ileri optimizasyon (dB).....	66
Şekil 3.17	: Tasarım örneği 3 için istenen frekans cevabı ile karşılaştırmalar (a) birim hücre için yaklaşık ters problem, geri optimizasyon (b) kaskat yapı için geri optimizasyon (c) ileri optimizasyon (d) ileri optimizasyon (dB).....	67
Şekil 3.18	: Tasarım örneği 4 için istenen frekans cevabı ile karşılaştırmalar (a) birim hücre için yaklaşık ters problem, geri optimizasyon (b) kaskat yapı için geri optimizasyon (c) ileri optimizasyon (d) ileri optimizasyon (dB).....	68
Şekil 3.19	: FR4 ve köpük ile tasarlanan UİDK.	70
Şekil 3.20	: FR4 ve köpük ile tasarlanan UİDK yapısına ait frekans cevabı (a) genlik (b) genlik dB ölçeğinde.....	70
Şekil 4.1	: Enine inhomojen yüklenmiş dalgakılavuzu (a) perspektif görünüm [birden fazla malzeme ile] (b) üstten görünüm [tek malzeme ile].....	74
Şekil 4.2	: GBSM analizi yapılan örnek bir yapının üstten görünüşü.	76
Şekil 4.3	: GBSM yapısı ve modal bileşenler.	77
Şekil 4.4	: Temsili integral bölgeleri, tüm kesit (beyaz alan) ve indirgenmiş integral bölgesi (gri alan).	79
Şekil 4.5	: Kaskat bağlanmış 2 sürekli yapının ortak GSM'sinin eldesi.....	79
Şekil 4.6	: UİDK yapısından EİDK yapısına geçiş.....	81
Şekil 4.7	: Kısmi dolu dalgakılavuzunun kesitte tam dolu eşdeğer modeli.	82
Şekil 4.8	: ϵ_{etkin} tespiti için sayısal düzenek görünümü (a) kesit içi (b) uzunlamasına.....	83
Şekil 4.9	: FR4 için MoM ve ME ile elde edilen ϵ_{etkin} için karşılaştırma (a) boşluk oranı w/a 'ya göre (b) 10 GHz'de $\epsilon_{etkin}=1.03$ için frekansa göre [$w/a=0.832$].....	84
Şekil 4.10	: FR4 Malzeme ile (kayıpsız kabul edilerek) tasarlanan filtre için elde edilen frekans cevapları.....	84
Şekil 4.11	: Malzeme $\epsilon_r=9$ için MoM ve ME ile elde edilen etkin dielektrik değeri ϵ_{etkin} için karşılaştırma (a) boşluk oranı w/a 'ya göre (b) 10 GHz'de $\epsilon_{etkin}=1.03$ için frekansa göre [$w/a=0.88$].	85
Şekil 4.12	: Malzeme $\epsilon_r=9$ ile tasarlanan filtre için elde edilen frekans cevapları.	86
Şekil 4.13	: Malzeme $\epsilon_r=15$ için MoM ve ME ile elde edilen etkin dielektrik değeri ϵ_{etkin} için karşılaştırma (a) boşluk oranı w/a 'ya göre (b) 10 GHz'de $\epsilon_{etkin}=1.03$ için frekansa göre [$w/a=0.9$].	87
Şekil 4.14	: Malzeme $\epsilon_r=15$ ile tasarlanan filtre için elde edilen frekans cevapları.	88
Şekil 4.15	: Malzeme $\epsilon_r = 9$ ve $w/a = 0.6$ için inceleme (a) MoM ve ME ile elde edilen etkin dielektrik değeri ϵ_{etkin} için karşılaştırma (b) UİDK ve EİDK yapılar arasında karşılaştırma.	89
Şekil 4.16	: FR4 ile işlenen EİDK'nın üstten görünümü.	89

Şekil 4.17 : FR4 ile tasarlanan EİDK'nın frekans cevabı (a) İstenen, FR4 ile tasarım (kayıpsız kabul edilerek), kayıplar göz önüne alındığında beklenen, ölçüm (b) FR4'ün kayıpları göz önüne alındığında beklenen ve ölçüm.	90
Şekil B.1 : Kesitte tam doldurulmuş dielektrik yapı	111
Şekil C.1 : Kaskat bağlanmış 2 sürekli yapının toplam GSM'sinin eldesi.....	115



KİSMİ YÜKLÜ DALGAKILAVUZLARI İLE MİKRODALGA CİHAZI TASARIMININ TERS SAÇILMA VE OPTİMİZASYON PROBLEMİ OLARAK İNCELENMESİ

ÖZET

Dalgakılavuzları yüksek güç taşıma kapasiteleri, düşük kayıp özellikleriyle mikrodalga cihaz tasarımında ve geniş bandda malzemenin elektriksel özelliklerini iyi doğrulukla belirleme yetenekleriyle mikrodalga mühendisliğinde önemli bir yere sahiptirler.

Dairesel dalgakılavuzları düşük güç kaybı, kolay üretilebilirlik avantajına sahip olmalarına karşın literatürde fazla yer almamaktadırlar. Bunun nedeninin dairesele dalgakılavuzlarına ilişkin modal analiz zorluğu olduğu düşünülmektedir. Tez kapsamında ilk olarak dairesele dalgakılavuzlarına yüklenmiş keyfi şekilli, inhomojen, manyetik olmayan, kayıplı dielektrik cisimler için dielektrik profilin elde edilmesi problemi ele alınmıştır. Düz problem sonuçları, süreksizliğin elektriksel özellikleriyle dalgakılavuzu içerisindeki alan ifadelerini bağlayan integral denklemin Moment Metoduyla çözümünden elde edilmiştir. Ölçüm bilgisi yerine düz problem çözümünden yapay olarak üretilmiş saçılan alan bilgisi ters problem algoritmasının testinde kullanılmıştır. Ters problem algoritması, Newton tipi yinelemeli optimizasyon içermektedir. Ele alınan yaklaşım, inhomojen cismin dielektrik profilinde hızlı değişimlere göre yavaş değişimli profiller için daha başarılı sonuçlar vermektedir. Dairesel dalgakılavuzlarına ilişkin çözölen ters problem, ayrıca tasarım problemlerinde kullanılma potansiyeli taşımaktadır.

Bu tezde cihaz tasarımına ilişkin çalışmalar esnasında kullanılacak homojen dielektrik malzemelerin elektriksel özelliklerinin doğru bir şekilde elde edilmesi, tasarım aşamaları için önem taşımaktadır. Malzemenin dielektrik değerini belirleme problemi, inhomojen bir cismin dielektrik profilini çıkarma probleminden iyi bir doğrulukla dielektrik değerini belirleme beklentisi bakımından farklılaşmaktadır. Bu çalışmada, homojen malzemelerin dielektrik değerinin belirlenmesi için frekansta ayrık ve çoklu frekans bilgisi olmak üzere iki yaklaşımda bulunulmuştur. Dikdörtgen dalgakılavuzuna yerleştirilen homojen malzemeye ait yansıma katsayısı vektör netvörk analizörle ölçölmüştür. Ters problem algoritması olarak Newton-Raphson kök arama rutini seçilmiş ve saçılan alan ile malzemenin dielektrik değeri arasındaki bağlantı ilintili integral denklemin moment metodu ile çözümünden elde edilmiştir. Ayrık frekans yaklaşımında güröltünün baskın olduğu durumda faz bilgisindeki ciddi bozulmalar, geniş bandda kararlı bir çözüm elde edilememesine neden olmuştur. Bu nedenle, malzemenin karmaşık dielektrik değeri modellenerek çoklu frekans bilgisi yardımıyla ele alınan problem çözülmüş ve geniş bandda kararlı sonuçlar elde edilmiştir.

Dalgakılavuzlarıyla cihaz tasarımları ilk olarak yapının geometrisi düzensizleştirilerek veya içerisine metal süreksizlikler yerleştirilerek yapılmıştır. Yüksek dielektrik değerine sahip düşük kayıplı dielektrik malzemelerin üretilmesiyle birlikte dielektrik yüklü metalik dalgakılavuzları daha küçük boyutlu olmaları, yüksek gerilime dayanma yetenekleri ve yüksek kalite faktörü özellikleriyle tasarımda öncelik kazanmışlardır.

Düzensiz dalgakılavuzlarının üretim zorlukları, frekans cevabının üretimdeki hatalara yüksek bağımlılığı gibi dezavantajları bulunmaktadır. Tasarımda hem dielektrik yüklemenin avantajlarından faydalanmanın, hem de düzensiz dalgakılavuzlarının dezavantajlarından kaçınmanın bir yolu dielektrik yüklü düzenli dalgakılavuzları kullanmaktır. Ancak düzenli dalgakılavuzlarının dielektrik yüklenerek cihaz tasarımında kullanılmasına ilişkin gerçekleştirilebilir çok az sayıda çalışma bulunmaktadır. Tez kapsamında iki tip dielektrik yüklü dalgakılavuzu yapısı ele alınmıştır. İlk olarak kesitte homojen, dalgaın ilerleme yönünde inhomojen dielektrik dağılıma sahip uzunlamasına inhomojen dalgakılavuzlarına (UIDK) ait frekans cevabının kontrolü problemi incelenmiştir. Yapı, farklı katmanlardan oluşan özdeş birim hücrelerin ardışıl bağlanmasıyla oluşturulmuş ve tüm yapının doğrudan tasarımı yerine problem birim hücrenin tasarımına indirgenmiştir. Birim hücrenin tasarımı, sınırlandırılmış bir uzayda başlangıç değerlerine hassas yinelemeli bir optimizasyon yöntemi olan güvenli bölge optimizasyonu ile yapılmıştır. Bu nedenle başlangıç değerlerinin üretilmesi için ilgili geometriye ait ilk yansımaların dikkate alındığı yaklaşık düz problem tanımlanmıştır. İstenen frekans cevabı ile yaklaşık düz problem arasında kurulan matematiksel bağıntıdaki bilinmeyenler başlangıç değerler olarak yaklaşık ters problem şeklinde tanımlanmıştır. Birim hücrenin yaklaşık ters problem ile elde edilen başlangıç değerleri kullanılarak sınırlandırılmış uzayda güvenli bölge optimizasyon yöntemi ile tasarımından sonra, elde edilen sonuçları iyileştirmek için kaskat bağlı yapının frekans cevabını hedefleyen ikinci bir optimizasyon adımı eklenmiştir. Bu adımda kaskat yapının frekans cevabı, baskın modun göz önüne alındığı mod eşleştirme yaklaşımı ile formüle edilmiştir.

UIDK yapılarını oluşturmak için her katmanın düzgün olarak kesilmesi ve bir çok uygulamada birden fazla malzeme kullanılması ve katmanların bir arada tutulması gerekmektedir. Bu dezavantajları ortadan kaldırarak frekans cevabı kontrolü sağlayan bir yaklaşım, dalgakılavuzunun kesitinde süreksizlik oluşturmaktır. Bu tip doldurma ile enine inhomojen dalgakılavuzu (EİDK) yapıları böylece tek malzeme ile mekanik sağlamlığa da sahip olmaktadır. EİDK yapısını oluşturan ardışıl parçaların modal etkileşim hesapları, iletimde ve kesimde olan modların hesaba katılmasını gerektirmektedir. İlgili modal analiz için bir yaklaşım, UIDK yapılarında olduğu gibi iki kapılı devreye ait saçılma matrisi yerine üst modların da dikkate alındığı genelleştirilmiş saçılma matrisi yapılarının oluşturulmasıdır. EİDK yapısını oluşturan kendi içinde sürekli blokların genelleştirilmiş blok saçılma matrisleri, ilgili duruma uygun kurulmuş integral denklemin moment metodu ile çözümünde elde edilen saçılan alan bilgisinden modların ayrıklaştırılması ile kurulmuş, kaskat yapının genelleştirilmiş saçılma matrisi ise bloklara ait genelleştirilmiş blok saçılma matrislerinin matematiksel manipülasyonu ile elde edilmiştir. Ancak optimizasyon sürecini genelleştirilmiş saçılma matrisleri aracılığıyla yapmak altından kalkılması zor işlem yükü getireceğinden EİDK yapının frekans cevabı modeli UIDK biçiminde kurulmuş, optimizasyon süreci eşdeğer UIDK yapısı üzerinden gerçekleştirilmiştir. EİDK eşdeğeri UIDK modelleme için kesitte inhomojen yüklenen malzemeye ait dielektrik değer ile kesiti tam doldurduğu varsayılan etkin dielektrik arasında iletim sabiti üzerinden denklik kurulmuştur.

Önerilen UIDK ve EİDK tasarım yönteminin testi için dielektrik değeri tez kapsamında önerilen yaklaşımla ölçülen malzeme ile cihaz tasarımı yapılmıştır. Malzemenin kayıpsız olduğu varsayımıyla tasarlanan geometri için beklenen ve ölçülen frekans cevaplarının uyumlu olduğu görülmüştür. EİDK yapı için tasarımın beklenen cevaba yakınlığı, UIDK yapısına göre daha fazla olmuştur. Bunun başlıca nedeni EİDK

yapısının hazırlanış sürecinin UIDK yapısına göre daha kolay olması, dolayısıyla tasarımda hataların azalmasıdır.

Tez kapsamında, UIDK ve EIDK yapılar ile mikrodalga cihazı tasarımı için filtre yapıları seçilmiştir. Önerilen yöntem tasarım sürecini ters saçılma problemi olarak tanımlamaktadır. Bu yaklaşımda tasarım, frekans cevabı kontrolüne dayandığı için herhangi bir mikrodalga cihazı tasarımında kullanılabilirlik potansiyeli taşımaktadır.





ANALYSIS OF PARTIALLY FILLED WAVEGUIDES FOR THE SYNTHESIS OF MICROWAVE DEVICES AS AN INVERSE AND OPTIMIZATION PROBLEM

SUMMARY

Waveguides has great importance in microwave engineering due to their high power handling capacity and low loss features to be designed as microwave devices as well as their ability to determine electrical properties of materials with good accuracy in the wideband frequency range.

Despite their advantages of having low-loss property, ease of manufacturability, circular waveguides takes less place in literature compared to rectangular cross-sectioned waveguides. The main reason lies behind this is considered due to the complexity of modal analysis with circular waveguides. Examining circular waveguides has the potential for further possibilities in biomedical applications, non-destructive testing, design of microwave devices etc. To this aim, inverse scattering problem related to circular waveguides are studied in the first place. Inverse scattering problem in electromagnetic theory interests to determine the shape, location and electrical properties of a target utilizing the scattering field data generated by the target in the most general case. In this study, since the location and shape of the object is *a priori* known, only the electrical properties of the target are aimed to be determined. The first problem to be considered in this thesis is to determine the dielectric profile for inhomogeneous, arbitrarily shaped, non-magnetic and lossy dielectric objects loaded in circular waveguides. Direct scattering problem in electromagnetic theory interests to determine the scattered field at any point in the geometry of the problem due to an obstacle in the presence of an incident field. In this study, synthetic scattered field obtained by direct scattering problem is utilized to test the inverse algorithm instead of real measurement results. In direct problem, scattered field is related to the electrical properties of the object via integral equation consisting the electrical type Dyadic Green's Function of hollow circular waveguide. The volume of the object is discretized which gives a set of linear equations by converting the integral equation which is constituted inside the object. First integral equation relating the field quantities inside the object is called as *object equation*. Equivalent volume current density is related to the total electrical field in terms of electrical properties of the medium according to the volume equivalence principle and assumed to be constant in each subcell by applying point matching method. Obtained linear equations are formed as a matrix equation and the unknown current density values are obtained through the moment procedure. In the second integral equation known as *data equation* is solved to calculate the scattered field at any point exterior to the object and interior to the waveguide. Calculated scattered field is then used in place of real measurement data in the process of inverse algorithm. The data and object equations are used to determine the complex permittivity by implementing a Newton type inverse algorithm. The system of equations defining the problem becomes nonlinear in nature and a first-order Taylor expansion is applied to the data equation for the linearization of the problem. Newton algorithm is an iterative optimization approach of which the

ability of the convergence increases with closer initial values to the solution. Therefore, *back-propagation algorithm* is employed which maps the scattered field back into the domain of the object. The problem is severely ill posed in nature and regularization in the sense of Tikhonov is applied to obtain a stable solution. It is observed that the applied inverse algorithm is more capable for smoothly varying profiles than abruptly changing inhomogeneities. The integral-equation-based formalism of circular waveguide analysis also has the potential of being used for design purposes by reverting the procedure to an inverse problem algorithm. Similar philosophy is applied to the rectangular waveguide geometry for the purpose of designing microwave devices in the scope of this thesis.

Measurement of the dielectric properties of a material differs from the problem of extracting the dielectric profile of an inhomogeneity by the expectation of a good accuracy. In this study, two different approaches are implemented to determine the dielectric permittivity of homogeneous materials via one-port waveguide measurements. In both methods, Newton-Raphson method is applied in optimization routine and the direct problem in each iteration of optimization is solved through moment procedure as explained above. In first approach, dielectric permittivity of the material is measured at each single frequency in the interested band. However, it is observed that the success of the method decreases as the material enlarges and the measured reflection coefficient approaches to zero. To obtain a stable solutions in a wideband range, the same problem is examined using multi-frequency data. Hence, the dielectric permittivity requires to be modeled as a function of frequency. At the first attempt, real part of the permittivity is assumed as frequency invariant while the imaginary part of complex permittivity is accepted as having a frequency invariant conductivity which gives a linearly decreasing variation with increasing frequency. To construct a more reliable analytical model, the frequency behavior of the material in terms of dielectric permittivity is modeled by one-pole Debye relaxation model. In that case, the problem is converted to obtain the Debye parameters for electrical behavior of the material. The verification of both methods are done by comparing the measurement data and the simulated data for extracted frequency model of the material.

Microwave passive devices utilizing waveguide structures are first designed by corrugating the shape of or inserting metal discontinuities in the waveguide. Since waveguides are mainly preferred for high frequency applications, minor faults in the fabrication process may drastically affect the operation properties of the device. One another reason for operating waveguides in microwave systems is their high power handling ability. Therefore, breakdown voltage of hollow waveguide may cause problems in some high power applications. Besides, these type of waveguide devices have a bulky and heavy geometry. A possible solution to overcome drawbacks of the corrugated or metal inserted hollow waveguide structures is to fill the apparatus with dielectric materials which provides reduced size devices with a high breakdown voltage. Although difficulties due to the fabrication process of the metallic structure remain. In view of these facts, uniform waveguides with dielectric loading is a possible and efficient solution to the design of microwave devices utilizing waveguides. However, there is rare literature for dielectric loaded uniform waveguides to be used as microwave devices and practically realizable. In the scope of this thesis, two types of dielectric loading are considered. In the first case, homogeneous dielectric layers are entirely filled to the cross-section of the hollow waveguide and a longitudinally inhomogeneous structure is obtained. This type of loading is named as *Longitudinally Inhomogeneous Waveguide* which gives two optimization parameters: dielectric and

thickness values of layers. For a practical approach, dielectric permittivity values of layers should be predefined. Hence, the only optimization parameter remains as thickness values of layers. The aim of the optimization process is to determine the thickness values of layers so that the desired scattering parameters could be obtained. For implementation of the proposed method, microwave filters are chosen which requires assembling a plenty of layers. It is observed that the success of optimization process decreases as the targeted optimization parameters increase. For that reason, the whole structure is divided into equal unit cells in which one is interested to optimize much less number of parameters compared to the optimization process of the whole structure. For optimization tool, Trust Region Reflective algorithm is used which is an iterative and built-in function in MATLAB software. Iterative optimization process requires initial values which affect the success of optimization. Therefore, reflection coefficient of the multilayer structure is approximated by regarding the first reflected and transmitted waves at each layer. Afterwards, initial values are generated by solving the approximated overdetermined system in the manner of an inverse problem. A second step in the optimization routine is applied by cascading the unit cells which gives the frequency characteristic of the whole structure. Direct problem in the optimization process of this type of loading is formulated by the Mode Matching method in which only the dominant mode interaction is regarded.

Longitudinally Inhomogeneous Waveguide structures require the use of more than one material and layers to be prepared one by one. Preparation of the whole structure is cumbersome and prone to the cutting errors affecting the measurement results. Besides, mechanical stability of the structure is another issue to be tackled. A second type of design possibility is proposed to solve these drawbacks. That type of loading allows one type of material use (one may utilize more than one material as well) and inhomogeneity is provided transversely and longitudinally. Hence, the structure is named as *Transversely Inhomogeneous Waveguide* (TIW) for which the scattering parameters can be obtained through a direct problem solver (e.g. Method of Moments). Although, the large size of the structure gives an impossible task to achieve if one integrates such a direct problem approach into the optimization process. Therefore, the structure is formed by cascaded equal cells as in the previous design possibility, but this time the analysis of modal interaction between propagating and evanescent modes should be regarded to obtain the frequency response of the whole structure. Since the interaction between each mode is regarded, classical scattering matrix constructed for two-port network is replaced by an N port network where N stands for the number of regarded modes and the constituted scattering matrix is named as *Generalized Scattering Matrix* (GSM). The GSM of the whole structure can be obtained by cascading individual GSMs of each cell. For clarity, the GSM for subcells are named as *Generalized Block Scattering Matrix* (GBSM). Moment procedure is carried out to obtain the GBSM of each cell by exciting the structure with each regarded mode and then extracting the modes from the scattered field data. However, integrating the GSM method as the direct problem solver into the optimization procedure gives a complexity of computational cost due to the manipulation of large matrices. Accordingly, GSM is used as the final verification for frequency response of the designed structure. For design procedure, one dimensional LIW model of the two dimensional TIW structure is optimized. The mapping between two structures is provided by equalizing propagation constants to each other. For that purpose, transverse inhomogeneities in TIW are replaced by homogeneous layers modeled with the effective dielectric permittivity of the original medium. Effective dielectric constant of the TIW medium is calculated

by observing the total electric field on the dielectric-air interface in the direction of propagation. Firstly, the propagation constant is determined and then effective dielectric constant is simply derived by considering as if only the dominant mode propagates.

The experiments are conducted in order to test the proposed methods both for LIW and TIW structures. Devices are designed with FR4 material for which the frequency behavior of dielectric properties are determined by the method proposed in this thesis. Design process is carried out by ignoring the losses of the material, then the measured and expected frequency responses of lossy microwave devices are compared. It has been observed that the proposed methods give good accuracy for experimental cases as well as simulations. The success of the design increases by TIW compared to LIW since the errors arising from manufacturing process decrease for TIW structures.

In this thesis, microwave filters are selected for the implementation of the proposed methods which are based on formulating the problem as an optimization and inverse problem by controlling the frequency response. Hence, proposed methods have the potential to be applied to different types of microwave devices of which the device parameters are defined in terms of scattering parameters (e.g. phase shifters, antenna feeds, impedance matching devices etc.).

1. GİRİŞ

Mikrodalga cihaz ve sistem elemanlarının tasarımı, mikrodalga mühendisliği içerisinde yer alan önemli bir araştırma alanıdır. Son zamanlarda tasarım problemlerinde, bilgisayar işlem kapasitesine paralel olarak gelişmiş sayısal analiz yöntemleriyle birlikte daha karmaşık tasarımlar için optimizasyon yöntemleri, kesin ve analitik çözümlerin yerine tercih edilmeye başlamıştır. Aynı süreçte, elektromanyetik teoremin önemli bir çalışma konusu olan ve saçıcıdan kaynaklanan saçılan alan bilgisinden, bilinmeyen sistem girdilerinin (saıcının elektriksel parametreleri, konumu, şekli vb.) tespitini araştıran “ters saçılma problemi” alanında da kayda değer ilerlemeler gerçekleşmiştir.

Elektromanyetikte ters saçılma teorisi, en genel halde süreksizlik oluşturan bir yapıdan kaynaklanan saçılan alan bilgisinden, yapının şekil, konum veya elektriksel özelliklerinin belirlenmesi problemi ile ilgilenir. Eğer saçılan alan bilgisinden yapının frekans cevabına neden olan fiziksel özelliklerine (şekil veya elektriksel parametre) geçiş yapılırsa, tasarım problemi ters saçılma problemi olarak tanımlanabilir. Örneğin mikrodalga filtreler, [1]’de “Mikrodalga filtre, bir mikrodalga sistemde frekans cevabını geçiş bandında iletimi, durdurma bandında filtreleme ve zayıflama sağlayarak yapan iki kapılı yapıdır” şeklinde tanımlanmaktadır. Bir filtre yapısının istenen frekans cevabını saçılan alan cinsinden ifade ederek filtre tasarım problemi ters saçılma problemi olarak tanımlanabilir.

Düşük kayıplı ve yüksek dielektrik değerine sahip malzemelerin üretilmesi ile birlikte dielektrik yüklü dalgakılavuzları yüksek güç taşıma kapasiteleri, ısı kararlılıkları, yüksek kalite faktörü gibi avantajları nedeniyle mikrodalga mühendisliği konusunda önemli bir çalışma konusu olmuştur.

1.1 Tezin Amacı ve Literatür Taraması

Bu çalışma kapsamında ilk olarak dalgakılavuzlarına keyfi olarak yüklenmiş dielektrik malzemenin elektriksel özelliklerinin (dielektrik değeri, iletkenlik) belirlenmesine

yönelik yakaşımlar üzerine çalışılmıştır. Ele alınan problemin çözümü için dalgakılavuzu içerisine yerleştirilen dielektrik süreksizliğin oluşturacağı saçılan alan ile süreksizliğin elektriksel özellikleri arasında kurulan ve ilgili dalgakılavuzunun geometrisine ait dyadik green fonksiyonunu (DGF) çekirdek olarak içeren integral denklemden faydalanılmıştır. Kurulan integral denklemin çözümünde sayısal bir yöntem olan Moment Metodu (MoM) kullanılmıştır. Bu aşamada elde edilen tecrübe ile çalışmanın bir sonraki amacı dielektrikle yüklenmiş dalga kılavuzları ile mikrodalga cihazı tasarımı için bir yöntem geliştirmeyi kapsamaktadır.

Bölüm 2, dielektrik yüklü dalgakılavuzları (DYDK) ile ilgili ters problem çalışmalarına ayrılmıştır. İlk olarak dairesel dalgakılavuzuna yerleştirilmiş keyfi şekilli, kayıplı, manyetik olmayan ve inhomojen malzemelerin dielektrik değerlerinin belirlenmesi problemi ele alınmıştır. Dairesel dalgakılavuzları mikrodalga mühendisliğinde filtreler [2–4], anten beslemesi [5, 6], faz kaydırıcı [7], yürüyen dalga tüpü [8] gibi uygulama alanlarında kullanılmaktadırlar. Bu tip yapılarda genel olarak dalgakılavuzu içine yerleştirilmiş metal çıkıntı veya iris tipi süreksizlikler kullanılsa da dielektrik yüklü dairesel dalgakılavuzlarının silindirik oluk filtresi [2], çift-mod yayıcı [9], dielektrik yüklü hızlandırıcı [10] ve yürüyen dalga tüpü kuvvetlendirici [11, 12] gibi uygulamalar için tasarım ve analizleri literatürde mevcuttur. [13]’te belirtildiği gibi dairesel dalgakılavuzlarının üretilmesinin basitliği, temizlik ve bakımının kolaylığı gibi avantajları olsa da, dikdörtgen dalgakılavuzları ile ilgili modal analizlerin daha kolay olması ve literatürde geniş yer alması nedenleriyle de daha çok uygulama alanı bulmaktadır. Yüksek güç taşıma kapasiteleri, diğer geometrilere göre kayıplarının daha az olması gibi nedenlerle özellikle kısmi yüklü dairesel dalgakılavuzları ile ilgili yapılacak analizler mikrodalga mühendisliğinde önemli yer taşımaktadır. Bu çalışma kapsamında, dalgakılavuzuna yerleştirilmiş dielektrik cismin elektriksel profilinin belirlenmesi problemi ele alınmıştır ve elde edilen tecrübe daha sonra ters mühendislik anlamında dielektrik yüklü dairesel dalgakılavuzları ile yapılacak tasarım problemlerinin çözümünde kullanıma potansiyeli de taşımaktadır. Ön çalışma olarak dairesel dalgakılavuzuna yerleştirilmiş keyfi şekilli ve kayıplı homojen bir malzemenin dielektrik değerinin elde edilmesine ilişkin bir konferans çalışması yapılmıştır [14]. [14]’te üç boyutlu geriçatım uzayından elde edilen değerler ortalama alınarak homojen malzemenin dielektrik değeri belirlenmiştir. Başarısı malzemenin

yerleştirildiği konuma bağlı olan ve homojen durumlar için çalışan yaklaşımın iki sıkıntısı, dalgakılavuzunun birbirine dik iki kaynakla uyarılması sonucunda ortadan kaldırılmış ve elde edilen sonuçlar literatüre [15] çalışması ile sunulmuştur. Ele alınan yöntemler Bölüm 2.1’de ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Elektromanyetik dalga ve malzemeler arasındaki etkileşim, malzemenin elektriksel özelliklerine (dielektrik geçirgenlik, manyetik geçirimsilik, iletkenlik) ve şekline bağlıdır. Birçok mikrodalga mühendisliği uygulamasında manyetik olmayan malzemeler kullanılmaktadır ve malzemelerin kullanımındaki kontrolün düzgün bir şekilde sağlanması için malzemeye ait karmaşık dielektrik değerinin belirlenmesi önemli bir çalışma konusudur. Karmaşık dielektrik değerinin belirlenmesi problemine ait geleneksel çözümler sınırlandırılmış (örn. iletim hatları, rezonans oyukları) ve sınırlandırılmamış (örn. anten ölçümleri, koaksiyel ölçüm ucu) yöntemler olarak sınıflandırılabilir. Her yaklaşımın kendine ait avantaj ve dezavantajları vardır. Örneğin katı malzemeler için en kesin ölçüm yöntemi oyuk rezonatörlerle sağlanmaktadır fakat ölçüm frekansı oyuğun geometrisi ile kısıtlandığından ancak dar bantlı ölçümler yapılabilmektedir. Sınırlandırılmış bir ölçüm metodu olan dalgakılavuzu yöntemleri, geniş bantlı ölçümlerde iyi bir kesinlik istenen durumlar için popüler yaklaşımlardır. Dalgakılavuzu yöntemlerinde iyi bilinen bir yaklaşım olan Nicolson-Ross-Weir yönteminde malzemenin dalgakılavuzu kesitini tam olarak doldurması gerekmektedir [16, 17]. Klasik haline gelmiş bu yöntemde kullanılan denklemler, düşük kayıplı malzemelerde saçılma parametreleri 0’a yaklaştığında kararsız hale geldiğinden ve malzeme uzunluğu yarım dalgaboyunun tam katları olduğunda faz belirsizliğine bağlı ırsak sonuçlar elde edildiği için araştırmacılar tarafından kesiti tam dolduran durumlarda kullanılan bu yöntem geliştirilmiştir [18,19]. Klasik yaklaşımda malzemenin hazırlanması titizlik isteyen bir süreçtir ve malzemenin hava boşluğu kalmadan kesiti tam dolduracak şekilde kesilmesi gerekmektedir. Hem malzeme hazırlamanın kolaylaştırılması, hem farklı senaryolarda ölçümü mümkün kılması nedeniyle kesiti kısmi dolduran durumlarda dalgakılavuzu ile dielektrik ölçümü üzerine literatüre katkılar devam etmiştir. İlk girişimler malzemenin kesiti yükseklikte tam doldurduğu durumlar için yapılmıştır. Bu tip doldurmada baskın mod bölgesinde (TE^{10} modu) TE^{p0} tipi modlar oluşacaktır ve yapının modal analizi diğer doldurma tiplerine göre kolaydır. Literatürde bu tip dielektrik ölçümü için içerisinde dalganın ilerleme yönünde keyfi şekil alan [20], düzgün prizma [21]

dielektrik silindir şeklinde [22, 23], sıvı malzemeler [24] bulunan çok sayıda çalışma mevcuttur. Dielektrik malzeme ile her yönde kısmi yüklü dalgakılavuzu için en genel halde TE^{pq} ve TM^{pq} üst dereceli modlar uyarılır. Bu tip doldurmaya ait ilgili problemin çözümü ilk olarak üst modların hesaba katıldığı düz problem analizine ihtiyaç duymaktadır. Literatürde bu tip doldurma için düz problem analizinin sonlu elemanlar yöntemi [25] ve MoM ile [26] yapıldığı az sayıda çalışma mevcuttur. [25]'te dikdörtgen dalgakılavuzu kısa devre yapılmıştır ve Newton-Raphson (NR) yöntemi ile malzemenin kayıplı dielektrik değeri elde edilmiştir. [26]'da 3 boyutlu ters problem algoritması homojen ve kayıplı malzemenin dielektrik değerini bulmak için uygulanmıştır. İki yaklaşımda da geniş bantta dielektrik değerinin belirlenme süreci ayrı frekanslarda gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma kapsamında öncelikle keyfi şekilli homojen malzemelerin dielektrik değerinin belirlenmesi için [21] çalışmasındaki yaklaşıma benzer şekilde yansıma katsayısı ile malzeme özellikleri arasındaki ilişki düz problem çözümünden (MoM ile) faydalanılarak ayrı frekanslarda dalgakılavuzu ölçümleri (dikdörtgen ve dairesel kesitli) ile dielektrik belirlemesi yapılmıştır [27] ve Bölüm 2.2.1'de ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. [27]'de problem, sayısal düzenek ile kurulmuş ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Ele alınan yaklaşım gerçek deney ölçümleri ile test edildiğinde geniş bantta kararlı bir çözüm elde edilememiştir. Geniş bantta kararlı bir çözüm elde etmek için dielektrik malzemenin frekans davranışı hem doğrusal bir modelle, hem de tek kutuplu Debye modeli ile tanımlanmış ve problemin çözümüne ilişkin ayrıntılar Bölüm 2.2.2'de verilmiştir.

Dalgakılavuzu içerisine yerleştirilmiş dielektrik malzemenin şekil ve elektriksel özelliklerinin belirlenmesi ile frekans cevabının kontrolüne dayanan tasarım stratejisinin kurulması için önceki bölümlerde ters problem çalışmaları yürütülmüştü. Ancak ele alınan ters problem çözümleri geniş bir bantta frekans cevabını kontrol edecek güce sahip değildir. Bu nedenle elektromanyetik tasarım problemlerinde sıklıkla kullanılan ve karmaşık sistemin zorlu optimizasyon süreci yerine (modelin analizi, işlem yükü vb. gerekçelerle), basitleştirilmiş kötü bir modelinin optimizasyonuna dayanan uzay dönüşümü yönteminin çalışma kapsamında kullanılması düşünülmüştür. İkame tabanlı uzay dönüşümü yöntemi ilk olarak 1994 yılında [28] çalışması ile literatüre sunulmuştur. Elektromanyetik tasarım üzerine çalışan topluluğunun dikkatini çeken yaklaşım araştırmacılar tarafından farklı durumlar için [28] felsefesi temel alınarak geliştirilmiş ve ilk on yılında ikame tabanlı yöntem çalışmalarını

özetleyen derleme makalesi yayınlanmıştır [29]. İkame tabanlı uzay dönüşümü yaklaşımında kabul görmüş belli başlı yöntemler Agresif Uzay Dönüşümü (Agressive Space Mapping), Güvenli Bölge AUD (Trust Region Agressive Space Mapping), Hibrit AUD yaklaşımı (Hybrid Agressive Space Mapping), Kısmi UD (Partial Space Mapping) olarak sıralanabilir [29]. Agresif Uzay Dönüşümü (AUD) yönteminde her iterasyon adımı Broyden formülasyonu kullanılarak Newton benzeri iterasyon ile ikame kötü modelin optimizasyonu sağlanmaya çalışılır [30]. Güvenli Bölge AUD yöntemi güvenli bölge optimizasyon yöntemi ve AUD yaklaşımının beraber uygulanması fikridir [31]. Hibrit AUD yaklaşımı, yakınsaklık sağlandığı sürece Güvenli Bölge AUD yöntemini, aksi durumda klasik UD yöntemini kullanır [32]. Kısmi UD yaklaşımı, kötü modeli en çok etkileyen parametrelerin türev bilgisi ile belirlenmesini ve parametre çıkarma sürecinde ilgilenilen kötü model eleman kümesini böylece daraltarak optimizasyonu yürütmeyi amaçlar [33]. İkame tabanlı yöntemlerde iyi model ile kötü model arasındaki bağlantıyı kuran matematiksel dönüşümü verecek parametrenin elde edilmesi yöntemin en önemli adımlarından birisidir ve ayrı bir optimizasyon süreci gerektirmektedir [28]. Ters problem çözümleri için özel olarak geliştirilmiş ve uzay dönüşümünün yakınsama hızını arttıracak giriş ve çıkış arasındaki fark bilgisinin de kullanıldığı ters farksal uzay dönüşümü (TFUD) yöntemi 2011 yılında doktora tezi olarak hazırlanmış [34], yöntem ters problem çözümlerinde kullanılarak literatüre sunulmuştur [35–37]. TFUD yönteminin ters problem ile uyumluluğundan dolayı sonradan tasarım sürecinde denenmek üzere Bölüm 2.3’te ters problem çözümlerinde başarı arttırımı incelenmiştir.

Bu çalışmada temel motivasyon DYDK ile tasarlanmak istenen mikrodalga cihazına ait saçılma parametreleri ile dielektrik yükleme arasındaki ilişkinin ters problem olarak tanımlanarak çözülmesidir. Böyle bir yaklaşımın sebebi ise önerilen çözüm yönteminin herhangi bir mikrodalga cihazının tasarımında (örn. filtre, faz kaydırıcı, empedans uygunlaştırıcı) kullanılabilir olması ve genel bir tasarım imkanı sağlamasıdır. Önerilen yöntemin uygulanmasında kritik olan nokta, cihazın davranış özelliklerinin tasarımcı tarafından tanınıyor olmasıdır. Örneğin DYDK ile empedans uygunlaştırıcı tasarımında empedans uygunlaştırıcı, boş dalgakılavuzunun empedansı ile dielektrik yükleme empedansı arasında yumuşak bir empedans geçişi sağlayacak şekilde bir dielektrik profile sahip olmaktadır [38, 39]. Önerilen yöntem ile tasarımı

yapacak tasarımcının, cihazın yapısı ile ilgili ön bilgiye sahip olmaması durumunda optimizasyon uzayında geçerli çözümü bulması başarısızlıkla sonuçlanabilir. Bu çalışmada önerilen yöntemin geçerliliğini test etmek için seçilen mikrodalga cihazı çeşitli filtre yapıları olmuştur.

Mikrodalga filtreler, haberleşme sistemleri, radar, test ve ölçüm cihazlarının hemen hemen hepsinde kullanılmaktadır [1, 2]. İkinci dünya savaşı döneminden beri, yüksek frekanslarda çalışan cihazların yaygınlaşması ile birlikte mikrodalga filtre tasarımında süreklilik gösteren araştırmalar ve gelişmeler olmuştur. Mikrodalga filtre tasarımında tarihsel gelişim, bu konuda klasik haline gelmiş yayınlarda ele alınmıştır [40–42]. [41]’de belirtildiği gibi mikrodalga filtre tasarımı için genellikle toplu parametrelerle alçak geçiren prototipin oluşturulması ve oluşturulan prototipteki modele denk gelen fiziksel yapının kullanılarak istenen filtre karakteristiğine göre (alçak geçiren, bant geçiren vb) frekans dönüşümü yolu izlenmektedir. Ancak toplu parametrelerle tasarım, yüksek frekanslarda dalga boyunun prototipte kullanılan elemanlara göre küçük kalmasından dolayı işlevsiz hale gelmekte ve dağınık parametrelili elemanlarla tasarıma geçilmektedir [41, 43]. En bilinen yöntem, toplu parametreleri tasarımdan dağınık parametrelili tasarıma geçişin gerçekleştirildiği Richard dönüşümüdür [44]. Bu dönüşümle elde edilen filtre karakteristiği merkez frekansın tek katlarında periyodik olarak tekrar ortaya çıkmaktadır.

Yüksek seçicilikleri, bant dış zayıflatmaları, güç taşıma kapasiteleri gibi avantajları nedeni ile dalga kılavuzu filtreler mikrodalga mühendisliğinde önemli bir araştırma alanı olmuştur. Dalgakılavuzu filtreler için yapının geometrisinin değiştirildiği geleneksel yaklaşımlar içinde dikey yerleştirilmiş metal levhaların olduğu ve bütünleşik milimetrik devrelerle uyumlu *E*-düzlem [45, 46], *H*-düzlem [47], oluklu [48], kesim ötesi [49] tipi yapılar sayılabilir. Tüm metal olan bu yapıların bir dezavantajı büyük geometrilere sahip olmaları, dolayısıyla pahalı maliyetleridir. Düşük kayıplı ve ısısal kararlılıkları yüksek dielektrik yapıların üretilmesiyle beraber tüm metal yapılar ile dielektrik yapıların beraber kullanıldığı tasarımlar, maliyet ve boyut dezavantajını azaltmak, dielektrik malzemenin sağladığı yüksek ısısal kararlılık ve dayanma gerilimi nedenleriyle tercih edilmeye başlanmıştır. Örneğin *H*-düzlem filtre [50, 51]’da ve kesim ötesi filtre [52]’de tüm metal ve dielektrik yerleştirilmiş şekilde analiz edilmiş, dielektrik rezonatör kullanımında cihaz uzunluğunun yarıya

düştüğü rapor edilmiştir (malzemenin bağıl dielektrik geçirgenliği iki çalışmada da $\epsilon_r = 24$ kabul edilmiştir). Dielektrik rezonatörlerin tüm metal cihazlarla beraber kullanımının bir dezavantajı ise sahip olabilecekleri yüksek kayıpları olabilir. Bu tip tasarımların bir diğer dezavantajı, üretimlerinin zorluğudur. Yüksek frekanslarda köşeli metalik dalgakılavuzlarının üretiminde yapılacak ufak üretim hataları, frekans cevabını dikkate değer şekilde etkilemektedir. Tüm metal ve köşeli dalgakılavuzlarının dezavantajları, düzgün dalgakılavuzlarının dielektrikle yüklendiği mikrodalga cihazları ile ortadan kaldırılabilir. Diğer yandan, gelişen bilgisayar hesap gücü ile bir çok tasarım yaklaşımı, analitik yöntemlere dayanan sentezden optimizasyon yöntemlerine kayma göstermektedir. Böylece analitik yöntemlerle incelenmesi zor olan farklı tasarımlar oluşturulabilmektedir. İncelenen elektromanyetik problemde, analitik formülasyonun optimizasyon yöntemleri ile birleştirilmesi yapılacak tasarımın sınırlarını genişletmektedir.

Literatürde mikrodalga cihaz tasarımının ters problem olarak tanımlandığı çalışmalar mevcuttur [53–59]. [53] çalışmasında, düzlemsel dalga kılavuzlarının tasarımı için bir boyutlu iletim hattı matrisi (İHM) metodunun evrilmesi yöntemi izlenmiştir. Problem, arzu edilen saçılan alanı üretecek geometrinin belirlenmesine indirgenmiştir. Saçılan alan, zaman domenindeki yansıma katsayısıyla, düzlemsel dalgakılavuzunun geometrisi empedans profili ile ilintilendirilmiştir. Böylece geleneksel filtre tasarımında kullanılan eş değer devre modeli kurulmasına gerek kalmamıştır. Bir boyutlu Schrödinger denklemi ilk olarak Gel'fan, Levitan [60] ve Marchenko [61] tarafından çözülmüştür. Gel'fan-Levitan-Marchenko (GLM) integral deklemin sisteminin ters saçılma problemi olarak formüle edilmesi ve oluklu dalga kılavuzu filtre tasarımında kullanılması [58] çalışmasında, düzlemsel mikrodalga filtre tasarımında kullanılması [59] çalışmasında incelenmiştir. Oluklu dalga kılavuzlarının filtre tasarımı için kuple-mod teorisinden faydalandığı çalışmaların derleme makalesi [62] ile verilmiştir. Kuple-mod denklemleri Zakharov-Shabat denklem sistemi şeklinde ifade edilerek GLM integral denklem sisteminin analitik çözümü ile arzu edilen S -parametrelerini verecek oluklu dalga kılavuzunun fiziksel şekli çıkarılmıştır [55]. [57] çalışmasında düzensiz iletim hattının tasarımı, sınır koşullarının S parametreleri olarak tanımlanması ve iletim hattı büyüklüklerinin ilişkisinin Sturm-Louville denklemine dönüştürülmesi rutinini izlemiştir. Problem, daha sonra klasik Sturm-Louville ters problem çözümüne indirgenmiştir. Bahsi geçen yaklaşımlar, yansıma katsayısına göre

optik dalga kılavuzlarının kırılma indisinin belirlenmesi, oluklu dalga kılavuzlarının fiziksel şeklinin belirlenmesi veya düzensiz iletim hatlarının geometrik yapısının belirlenmesi amacı ile kullanılmıştır.

Dielektrik yüklü dalga kılavuzları (DYDK), faz kaydırıcı [63], filtre [64, 65] , anten beslemesi [9], elektron hızlandırıcı [10, 66] , yürüyen dalga tüpü [67, 68] ve radar sistemlerinde darbe sıkıştırıcı [69] gibi birçok mikrodalga cihazının tasarımında kullanılmıştır. [63] çalışmasında faz kaydırıcı tasarımında modal açılım tekniği ve optimizasyon için genetik algorithmadan faydalanılmıştır¹. Saçılma parametreleri modal açılım tekniği ile hesaplanmış ve S_{21} parametresinin faz ve genlik değeri istenen değere ulaşmaya kadar dalgakılavuzuna yerleştirilmiş dielektrik malzemenin geometrik yapısı, genetik algoritma ile taranmıştır. [10]'da elektron hızlandırıcı tasarımı için dört dielektrik katman ile doldurulmuş dairesel dalga kılavuzuna ilişkin modal analizden sonra tasarım parametreleri, sağlanması istenen büyüklüklerin (sınır koşulları, hızlandırıcı verimliliğini arttıran koşullar) bağlı olduğu parametrelerden bazılarının sabitlenmesinden sonra (dielektrik değeri, faz hızı, çalışma frekansı vb), tarama metodu kullanılarak belirlenmiştir. [69]'da radar darbe sıkıştırıcı cihazı, elde edilen dispersiyon bağlantısındaki tasarım parametrelerinin kök bulma yaklaşımından faydalanılarak belirlenmesiyle tasarlanmıştır. Dielektrik yüklü dalga kılavuzları ile pasif mikrodalga cihazları için açık literatür taramasında, tasarımın genel olarak analiz denklemlerinin uygun optimizasyon yöntemi ile kök arama rutininden veya tasarım çıktılarından grafik okuyarak tasarım girdilerine geri dönüş yapmak gibi yöntemlerle gerçekleştirildiği görülmüştür. Ancak yapılan literatür taramasında, DYDK ile mikrodalga cihaz tasarımının ters problem olarak tanımlandığı gerçekleştirilebilir mevcut bir çalışma görülmemiştir.

Literatürde filtre cihazları için DYDK ile yapılan tasarım örneği çok değildir. Tipik tasarım örnekleri, dielektrik profilin kesitte homojen olduğu ve yalnızca dalganın ilerleme yönünde değiştiği Uzunlamasına İnhomojen Dalgakılavuzu (UİDK) yapılarının kullanılmasıyla oluşturulmuştur. [70]'te empedans uygunlaştırıcı, [71]'da faz kaydırıcı [72–75] çalışmalarında ile filtre tasarımı incelenmiştir. [72] çalışmasında N . dereceden $N=3$ Chebyshev filtre, N adet endüktif yapı ve $N+1$ empedans

¹ [63]'te genetik algoritma terimi yerine evrimsel strateji yöntemi ifadesi ve kaynak gösterdiği [38]'de modal açılım tekniği terimi yerine, ortogonal modların açılımının yapıldığı alan teorisi ifadesi kullanılmıştır.

dönüştürücü yapılarının kullanımı ile gerçekleştirilmiştir. Empedans dönüştürücü katmanlar $\lambda_{gn}/4$, indüktif katmanlar $\lambda_{gn}/2$ uzunluğundadır (λ_{gn} n . katmana ait dalga boyudur). İzlenen metodda ya empedans dönüştürücü katmanların, ya da indüktif katmanların dielektrik değerleri baştan belirlenmiştir. Dielektrik değeri belli olmayan katmanların dielektrik sabitleri, katmanlar arası empedans ilişkisinden faydalanılarak bulunmuştur. Bu aşamadan sonra, katmanların uzunlukları ise katman yapısına göre $\lambda_{gn}/4$ veya $\lambda_{gn}/2$ değerini sağlayacak şekilde hesaplanmıştır. Önerilen yöntem için optimizasyon sürecine gerek olmadığı belirtilmiştir. [73] çalışmasında da UİDK yapısı kullanılmış, arka arkaya yerleştirilen katmanların oluşturduğu yapının ABCD matrisinden saçılma parametresi ifadesine geçilmiştir. Önceden belirlenmiş katman sayısı için arzu edilen S -parametrelerini verecek yapının özellikleri (kesiti tam dolduran her katmanın dielektrik değeri ve katmanın uzunluğu) belirlenmesi amacı güdülmüştür. [74, 75] çalışmalarında UİDK yapısı için iletim katsayısı formüle edilmiş ve önceden belirlenmiş dielektrik değerler için katman uzunlukları optimize edilmiştir. [75] çalışması, deneme-yanılma yaklaşımına dayanan sayısal ön bir çalışmadır ve tekrarlanabilirlik sunmamaktadır. Aynı yöntem gerçek malzemelerle [75]'te kullanılmış fakat istenen cihaz özellikleri sağlanamamıştır. UİDK yapıları için matematiksel olarak katmanların bağıl dielektrik ve uzunluk değerleri optimizasyon parametresi olabilir. Ancak henüz istenen her dielektrik değerinden malzeme üretme teknolojisi geliştirilmediğinden fiziksel olarak anlamlı bir çözüm için önceden belirlenmiş dielektrik değerler için katman uzunluklarının belirlenmesi gerekmektedir. [70–73] çalışmalarında bu husus göz önüne alınmamıştır. Ayrıca, geniş bir frekans bandında filtre yapısı oluşturacak bir UİDK yapısının çok katmanlı olması gerekmektedir. Bu durum optimize edilecek parametre sayısını arttırmaktadır. Tarama metoduna dayanan optimizasyon yöntemleri ile ele alınan problemin çözümü yüksek işlem yükü getireceğinden incelenen çalışmalarda (ve bu çalışmada) belirlenen hata fonksiyonunun azaltılmasının hedeflendiği yinelemeli optimizasyon yaklaşımları kullanılmıştır. Ancak yinelemeli optimizasyon yöntemleri başlangıç değerlerine ihtiyaç duyar ve yöntemin başarısı seçilen başlangıç değerlerinin gerçek çözüme yakınlığı ile artmaktadır. [70–75] çalışmalarının ikinci eksikliği, bu noktanın göz ardı edilmiş olmasıdır.

UİDK ile istenen S - parametrelerinin elde edilmesine yönelik çalışmalar Bölüm 3'te incelenmiştir. İlk olarak Bölüm 3.1'de TFUD yöntemi ile tasarım olanakları

incelenmiştir. Ters problem algoritması için [76] çalışmasındaki Kontrast Kaynak Evirme (KKE) yöntemi, düz problem çözümü için Ek B ile verilen yaklaşım kullanılmıştır. İlk çözüm KKE ile elde edilmiştir ve her ne kadar TFUD ile optimizasyon süreci başarıyı arttırsa da istenen sonuçlar elde edilememiştir. Başarının istenen seviyede olmama nedeni, giriş ve çıkış parametreleri arasındaki yüksek dereceli doğrusal olmayan ilişkiye rağmen TFUD yönteminde kötü ve iyi model arasındaki kurulan doğrusal ilişki olabilir. Bu nedenle, ele alınan problem için iyi ve kötü model arasında kurulacak doğrusal olmayan bir ilişki yaklaşımın başarısı artırabilir.

TFUD ve KKE yöntemlerinin beraber kullanıldığı yaklaşımın istenen başarıyı sağlamaması nedeniyle problemin yapısıyla daha uygun olan doğrusal olmayan optimizasyon yöntemi kullanılmasına karar verilmiştir. Aynı zamanda fiziksel gerçekleştirilebilirliği arttırmak için optimize edilecek katman kalınlıklarının istenen bir değer aralığında aranması imkânını sunan güvenli bölgede optimizasyon yönteminin ayrıntıları Bölüm 3.2.1 ile verilmiş, tüm yapının doğrudan optimizasyonu Bölüm 3.2’de incelenmiştir. İlk girişim bütün yapının optimizasyonu şeklinde gerçekleşmiş ve [77] ile rapor edildiği gibi yöntemin başarısı başlangıç değerlerine ve hata fonksiyonunun tanımına çok bağımlıdır. Bu nedenle yapı özdeş birim hücrelere bölünerek optimizasyon uzayı daraltılmıştır. Böylelikle ele alınan problem, yapının tamamının optimizasyonundan birim hücrenin optimizasyonuna indirgenmiştir. Azaltılmış optimizasyon setinde yöntemin başarısı başlangıç değerlerine hala yüksek derecede bağımlıdır ve bu sıkıntıyı aşmak için yansıma katsayısı, ilk yansımaların toplamı şeklinde ifade edilmiş ve elde edilen altbelirlenimli sistem çözülerek keyfi başlangıç değerleri yerine ele alınan problemle uyumlu başlangıç değerlerinin üretimi sağlanmıştır. UIDK yapının optimizasyonu için üretilen başlangıç değerlerinin ayrıntıları Bölüm 3.3.1 ve Bölüm 3.3.2’de incelenmiş, konferans çalışması olarak [78] ile literatüre sunulmuştur. Tez kapsamında UIDK yapıları ile istenen S parametrelerinin eldesi için önerilen yaklaşım, daha önce literatüre sunulan çalışmalarda bulunan fiziksel olmayan sonuçların üretilmesi [70–73, 75] ve sistematik bir yaklaşımın önerilmemesi [70–75] sıkıntılarını ortadan kaldırmıştır.

UIDK yapısı ile frekans cevabı kontrolü için farklı malzemelerin kullanılması gerekmektedir. Yapıyı oluşturan her katmanın düzgün bir şekilde hazırlanması ve

katmanların bir arada tutulması ÜİDK yapılarının dezavantajıdır. Dalganın ilerleme yönünde elektriksel olarak kontrast oluşturma bir yolu da enine inhomojen yükleme yapmaktır. Böylece tek malzeme kullanımı ve malzemenin tek parça halinde işlenmesi ile ÜİDK yapılarına ait potansiyel sıkıntılar ortadan kaldırılabilir. Bu çalışma kapsamında dalgakılavuzu içerisindeki enine inhomojen dielektrik yükleme tipindeki süreksizliklere ait saçılma parametreleri, temel elektromanyetik bağıntılar aracılığıyla kurulan integral denklemin MoM ile çözülmesiyle elde edilmiştir. MoM ile EİDK yapısının tamamına ait frekans cevabı belirlenebilir fakat bu işlem çok pahalı bir hesaplama yükü getirmektedir. Tüm yapının analizi yerine, yapıyı oluşturan parçaların ayrı bir şekilde analizini yapmak ve etkileşimlerini birleştirmek işlem yükü sıkıntısını ortadan kaldıran bir yaklaşımdır. Enine inhomojen dalgakılavuzu (EİDK) yapılarında, ÜİDK için geçerli olan iki kapılı devre modeli geçerliliğini yitirmektedir ve ayrı parçaların etkileşimleri basit bir şekilde iletim matrisleri ile (ABCD matrisi, T Matrisi vb.) hesaplanamamaktadır. EİDK yapısının frekans cevabının belirlenmesi için tüm yapıyı oluşturan sürekli parçaların birleştiği süreksizlik yüzeylerinde oluşan modların etkileşiminin hesaba katılması gerekmektedir. Bu durumda EİDK yapısı, her kapı uyarılan bir modu temsil etmek üzere N kapılı devre gibi modellenabilir. Bu modelleme, devre teorisinde kullanılan saçılma matrisi modellemesine benzer [79] fakat yalnızca iletimde olan değil, sönümlü olan modların da etkileşimi hesaba katılmaktadır. En genel halde sonsuz sayıda mod süreksizlik yüzeylerinde oluşmaktadır. Modal etkileşimi en genel haliyle içeren saçılma matrislerine Genelleştirilmiş Saçılma Matrisi (GSM) adı verilmiş ve ardışık süreksizliklerin saçılma analizinde uzun zamandır kullanılmaktadır [80]. Pratik çalışmalarda, oluşan sonsuz sayıda modların hepsi göz önüne alınamayacağı için hesaba katılan mod sayısı sonlu bir değerde kesilir [81–83]. Tüm yapıyı oluşturan kendi içinde sürekli kısımların saçılma matrisleri için Genelleştirilmiş Blok Saçılma Matrisi (GBSM) ifadesi kullanılacaktır. Bölüm 4.1’de sürekli kısımlara ait GBSM’ler integral denklemin MoM ile çözümünden elde edilmiştir. Süreksizlik yüzeyine giren toplam alan ifadesinden modların dikliği prensibi ile modlar ayrıştırılmıştır [84]. Kaskat bağlanan yapıların GBSM’leri elde edildikten sonra toplam yapının GSM’sine geçilebilir [85] ve geçiş için gerekli bağıntılar Ek C ile verilmiştir. Literatürde EİDK yapıları ile mikrodalga cihazı tasarımı için bulunabilen tek kaynak

doktora tezi [85]'den türetilen ve [86]'ya dayanan [83] çalışmasıdır. [86]'da geleneksel Floquet modu analizi yerine, kayıpsız birim hücrelerin oluşturduğu periyodik yapıların güç sakınım ilişkileri ile iletim/durdurma bandı arasındaki bağıntı ortaya konmuştur. Rapor edilen ilişkide, tek modlu iletimin olduğu frekans aralığında birim hücredeki kompleks gücün sıfıra eşit olacağı belirtilmiştir. Önerilen yöntemin filtre uygulaması [83] ile literatüre sunulmuştur. Tasarım için önceden belirlenen malzeme ile birim hücrenin bazı uzunluk parametreleri sabit tutulmuş, kalan parametreler verilen sakınım ilişkisi kullanılarak istenen tasarım çıktıları tespit edilinceye kadar belirli değerler arasında taranmıştır. Bu çalışmada EİDK yapılar ile gerçekleştirilen tasarım Bölüm 4.3'te açıklanmıştır. EİDK yapıların frekans cevabını kontrol etmek için bir yaklaşım EİDK'ya ait GSM üzerinden cihaz optimizasyonu olabilir ama böyle bir yöntem altından kalkılması zor bir işlem yükü getirecektir. Bu nedenle, EİDK yapıların 2 kapılı UİDK modeli kurularak, optimizasyon model UİDK yapı üzerinden gerçekleştirilmiştir. Modelleme için dalgakılavuzunun kesitteki etkin dielektrik değeri kullanılmıştır. Aşıkardır ki tasarımın başarısı doğrudan modellemenin başarısına bağlıdır. Bu nedenle önerilen tasarım metodu bazı kısıtlar altında çalışmaktadır ve Bölüm 4.3.1'de hem modelleme yöntemi, hem de yöntemin kısıtları ayrıntılı olarak incelenmiştir.

1.2 Tezin Kapsamı

Bölüm 2, dielektrik yüklü düzenli dalgakılavuzlar için ters problem çalışmalarına ayrılmıştır. Bölüm 2.1'de dairesel dalgakılavuzuna yerleştirilmiş keyfi şekilli, inhomojen, kayıplı ve manyetik olmayan cisimler için ters problem incelenmiştir. Öncelikle yöntemin testi için üretilecek yapay saçılan alan bilgisini üretmek ve ters problem algoritmasında kullanılmak üzere Bölüm 2.1.1'de dairesel dalgakılavuzuna yerleştirilen cisim için çalışma kapsamında kullanılan düz problem çözümü verilmiştir. Daha sonra ters problem algoritmasında kullanılan yinelemeli Newton tipi yaklaşım Bölüm 2.1.2'de açıklanmıştır. Problemin çözümünde kullanılan yöntemlerin sınırlarının ve karşılaşılan sıkıntıların çözümünün anlatıldığı sayısal örnekler Bölüm 2.1.3'te ele alınmıştır. Bölüm 2.2'de aynı problem bu sefer homojen malzemeler için frekansta ayrık olarak çözülmüş ve ters problem algoritması olarak Newton-Raphson (NR) yöntemi seçilerek hesaplama yükü azaltılmıştır. Geniş frekans bandında elde

edilen fiziksel olmayan sonuçları düzeltmek için problemin çözümünde çoklu bilgi kullanılmış ve Bölüm 2.2.2’de incelenmiştir. Bölüm 2.3’te ters problem başarısını arttırmak için Ters Farksal Uzay dönüşümü yöntemi kullanılmıştır. Dielektrik yüklü dalgakılavuzlarına ait yapılan ters problem çalışmalarından elde edilen sonuçlara Bölüm 2.4’te yer verilmiştir.

Bölüm 3’te uzunlamasına inhomojen yüklenmiş dikdörtgen dalgakılavuzları ile mikrodalga cihazı tasarımı problemi incelenmiş ve uygulama alanı olarak mikrodalga filtre seçilmiştir. Bölüm 3.1’de TFUD yöntemi KKE ile birleştirilerek tasarım problemi ele alınmıştır. Yaklaşım yetersiz kaldığı için optimizasyon yöntemi değiştirilerek Bölüm 3.2’de güvenli bölge optimizasyonu kullanılarak UİDK yapısının tüm şekilde tasarımı incelenmiş ve yaklaşımın kısıtları ele alınmıştır. Kullanılan sınırlandırılmış doğrusal olmayan güvenli bölge optimizasyonuna ait matematiksel açıklamalar Bölüm 3.2.1 ile verilmiştir. Bölüm 3.3 ile tüm yapıyı optimize etmek yerine, yapının bölündüğü özdeş birim hücrelerin optimizasyonuna dayalı tasarım yaklaşımı ele alınmıştır. Optimizasyonda kullanılacak başlangıç değerlerinin üretilmesinde faydalanılan UİDK yapısına ait yaklaşık düz ve ters problem çözümleri sırasıyla Bölüm 3.3.1 ve Bölüm 3.3.2’de incelenmiştir. Optimizasyon başarısını arttırmak için optimize edilen birim hücrelerin kaskat bağlanarak tüm yapının iyileştirilmesi adımı Bölüm 3.3.3’te gösterilmiştir. Birim hücre optimizasyonuna dayanan tasarım yaklaşımına ait sayısal ve deneysel sonuçlara, ardından elde edilen sonuçlar üzerine yorumlara sırasıyla Bölüm 3.3.3 ve Bölüm 3.4’te yer verilmiştir.

Bölüm 4, enine inhomojen yüklenen dikdörtgen dalgakılavuzları ile cihaz tasarımına ayrılmıştır. Yapının integral denklemin MoM ile çözümüne dayanan modal analizi Bölüm 4.1’de ele alınmıştır. Bölüm 4.2 ve Bölüm 4.2.1 ile sırasıyla birim hücrenin genelleştirilmiş blok saçılma matrisinin ve tüm yapının genelleştirilmiş saçılma matrisinin nasıl elde edileceği anlatılmıştır. Bölüm 4.3’te EİDK yapının UİDK eşdeğerine dayanan tasarım yöntemi açıklanmıştır. EİDK tasarımının UİDK modeli üzerinden yapıldığı sayısal ve deneysel sonuçlara, daha sonra elde edilen sonuçlar üzerine yorumlara sırasıyla Bölüm 4.4 ve Bölüm 4.5’te yer verilmiştir.

Bölüm 5’te, tez kapsamında elde edilen sonuçların başarı ve kısıtları ele alınmış, üretilen yöntemlerin uygulanabileceği potansiyel çalışmalar tartışılmıştır. Çalışma kapsamında zaman bağımlılığı $e^{-i\omega t}$ olarak seçilmiş ve ifadelerde gösterilmemiştir.



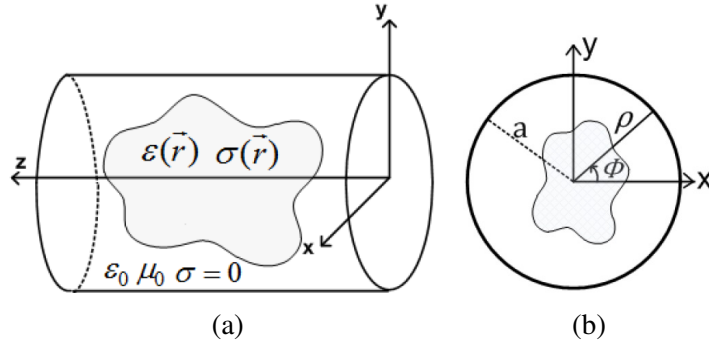
2. TERS PROBLEM ÇALIŞMALARI

Bu bölümde dielektrik yüklü dalga kılavuzları ile ele alınan bazı ters problemler incelenmiştir. Bölüm 2.1, keyfi şekilli, kayıplı dielektrik malzeme ile yüklenmiş dairesel dalga kılavuzları için ters problemin çözümüne ayrılmıştır ve elde edilen sonuçlar [15] çalışması ile literatüre sunulmuştur. Bölüm 2.2’de keyfi şekilli ve homojen yüklü dalga kılavuzları ile dielektrik ölçümü için iki yaklaşım incelenmiştir. İlk yaklaşımda homojen malzemenin kayıplı dielektrik değeri tek frekansta yapılan ölçümlerle bulunmak istenmiştir ve sayısal deney düzeneği ile elde edilen bulgular [27] çalışması ile bildiri kitabında yayımlanmıştır. Tek frekansa dayalı olarak incelenen algoritma gerçek deney ölçümleri ile test edilmiş, geniş bir frekans bandında deney düzeneğine bağlı hatalar nedeniyle kararlı bir çözüm elde edilememiştir. Deney düzeneği ile ilgili hataların kötüleştirici etkilerini azaltmak için aynı problem, çoklu frekans yöntemi ile ele alınmıştır ve Bölüm 2.2.2’de ayrıntıları ile incelenmiştir. Bölüm 2.3 ile ters problemin çözümünde başarının artmasına yönelik bir optimizasyon süreci yürütülmüş ve DYDK ile yapılan inceleme [87] çalışması ile bildiri olarak sunulmuştur.

2.1 Dielektrik Yüklü Dairesel Dalga Kılavuzlarında Saçılma Problemleri

Ele alınan problemin geometrisi Şekil 2.1 ile verilmiştir. Daire kesitli dalga kılavuzu içerisine homojen olmayan ve keyfi şekilli, manyetik olmayan, kayıplı bir cisim yerleştirilmiştir. Bundan sonra cismin kılavuz içerisinde oluşturduğu süreksizlik D bölgesi ile temsil edilecektir. Uygulanan çözüm yöntemi, en genel halde ayırık olarak yerleştirilmiş benzer özellikte süreksizlik oluşturan birden fazla cismin varlığı halinde de geçerlidir. Malzemenin elektriksel parametreleri olan bağıl dielektrik değeri ϵ ve iletkenliği σ konumla değişmektedir ve $\vec{r}$ pozisyon vektörüdür. Kullanılan matematiksel bağıntılarda zaman bağımlılığı $e^{-i\omega t}$ alınmış ve gösterilmemiştir.

$\vec{E}^g$ çalışma frekansında boş dairesel dalga kılavuzunda iletilebilen modlardan oluşan gelen alan ve $\vec{E}^s$ kılavuz içerisine yerleştirilen cismin oluşturduğu süreksizlikten



Şekil 2.1 : Problemin geometrisi (a) uzunlamasına görünüm (b) kesit içi görünüm.

kaynaklanan saçılan alan ifadeleri olmak üzere herhangi bir r noktasında toplam elektrik alan $\vec{E}$, $\vec{E}^s$ ve $\vec{E}^g$ 'nin vektörel toplamı olacaktır [15]. Yani;

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}^g(\vec{r}) + \vec{E}^s(\vec{r}) \quad (2.1)$$

Cisim içerisinde indüklenen eş değer hacim yoğunluğu $\vec{J}$ ile toplam elektrik alan $\vec{E}$ arasında cisim fonksiyonu $v(\vec{r})$ cinsinden aşağıda verilen lineer bir bağlantı kurulabilir.

$$\vec{J}(\vec{r}) = -i\omega\epsilon_0 v(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r}) \quad (2.2)$$

Burada ω ve ϵ_0 sırasıyla, açısal frekans ve boşluğun dielektrik sabitidir. Cisim fonksiyonu ortam parametreleri cinsinden şu şekilde tanımlanmıştır;

$$v(\vec{r}) = \frac{\epsilon(\vec{r})}{\epsilon_0} - 1 \quad (2.3)$$

Dikkat edilirse (2.3)'te $\vec{r}$ cismin dışında olduğunda cisim fonksiyonu 0 olmaktadır. Bu bağlamda $v(\vec{r})$ aynı zamanda cismin sınırlarının bilgisini de taşımaktadır. Green teoremi uyarınca cismin dışındaki bir gözlem noktası r 'de saçılan alan $\vec{E}^s(\vec{r})$, indüklenen eş değer akım yoğunluğu $\vec{J}(\vec{r})$ cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\vec{E}^s(\vec{r}) = i\omega\mu_0 \int_D \overline{\overline{G}}(\vec{r}, \vec{r}') \vec{J}(\vec{r}') dv', \vec{r} \notin D \quad (2.4)$$

Bilgi denklemi olarak bilinen (2.4)'te μ_0 ve $\overline{\overline{G}}(\vec{r}, \vec{r}')$ sırasıyla boşluğun magnetik geçirgenliği ve ilgili geometriye ait elektrik tipi Dyadik Green Fonksiyonu (DGF)'dir. Ayrıca $\vec{r}$ ve $\vec{r}'$, sırasıyla gözlem ve kaynak noktalarını temsil eden pozisyon vektörleridir. (2.4) ifadesi cismin içerisinde de geçerlidir ve (2.1) ile birleştirilerek cisim denklemi olarak bilinen integral denklem yazılabilir;

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}^g(\vec{r}) + i\omega\mu_0 \int_D \overline{\overline{G}}(\vec{r}, \vec{r}') \vec{J}(\vec{r}') dv', \vec{r} \in D \quad (2.5)$$

Verilen veri ve cisim denklemleri, hem düz problemin, hem ters problemin çözümünde kullanılabilir. Düz problemde hedeflenen; şekli, konumu ve elektriksel parametreleri bilinen bir D cisiminden dolayı, $\vec{E}^g(\vec{r})$ ile uyarılan dalgakılavuzun herhangi bir noktasında oluşacak $\vec{E}^s(\vec{r})$ 'nin hesap edilmesidir. Ters problemde amaçlanan ise şekli ve konumu bilinen D cismi dışında bir veya birden çok nokta ve frekansta gözlemlenen $\vec{E}^s(\vec{r})$ değerlerinden, incelenen bölgede elektriksel parametrelerin konuma bağlı değerlerinin belirlenmesidir.

2.1.1 Düz Problem

D cisiminden kaynaklanan $\vec{E}^s(\vec{r})$ 'in belirlenmesi için öncelikle (2.4)'te bilinmeyen vektörel nicelik $\vec{J}(\vec{r}')$ bulunmalıdır. DGF'nin doğası gereği, kaynak ve gözlem noktalarının çakıştığı durumlarda tekillik sıkıntısı oluşmaktadır. Bu sıkıntının çözümü için önerilen yaklaşım, kaynak ve gözlem noktalarının çakıştığı durumda integralin hesabı yerine bir katkı teriminin hesaplanmasıdır [88, 89]. [88]'deki tanım kullanılırsa, DGF şu şekilde ifade edilebilir.

$$\overline{\overline{G}}(\vec{r}, \vec{r}') = \overline{\overline{G}}_0(\vec{r}, \vec{r}') - \frac{1}{k_0^2} \hat{z} \hat{z} \delta(\vec{r}, \vec{r}'). \quad (2.6)$$

Burada $\hat{z}$, $\delta(\vec{r}, \vec{r}')$ ve k_0 sırasıyla dalganın ilerleme yönündeki birim vektör, üç boyutlu Dirac delta fonksiyonunu ve boşluktaki dalga sayısını temsil etmektedir. (2.1), (2.2) ve (2.5)'in düzenlenmesi ile (2.7)'de verilen integral denklem elde edilir.

$$-\vec{E}^i(\vec{r}) = \frac{\vec{J}(\vec{r})}{i\omega[\epsilon(\vec{r}) - \epsilon_0]} + i\omega\mu_0 \int_{\vec{r}, \vec{r}' \in D} \overline{\overline{G}}_0(\vec{r}, \vec{r}') \vec{J}(\vec{r}') dv' + \frac{J_\partial}{i\omega\epsilon_0} \quad (2.7)$$

(2.7)'de J_∂ terimi $\vec{r} = \vec{r}'$ durumunda eklenen ve $\vec{J}$ 'nin dalganın ilerleme yönündeki bileşenine karşılık düşmektedir. Dairesel dalgakılavuzu için elektrik tipi $\overline{\overline{G}}_0(\vec{r}, \vec{r}')$ 'nin açık ifadesi aşağıda verilmiştir [88, 90].

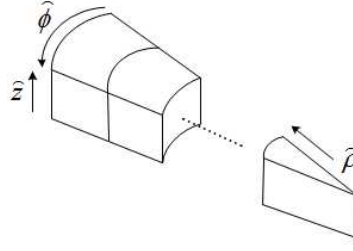
$$\overline{\overline{G}}_0(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{i}{4\pi k_0^2} \times \sum_{n=0}^{\infty} (2 - \delta_{0n}) \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \widehat{\rho}\widehat{\rho} [n^2 k_1 M_\rho M_{\rho'} e_{1\mu} + k_2 N_\rho N_{\rho'} e_{1\lambda}] + \\ \widehat{\rho}\widehat{\phi} [nk_1 M_\rho M_{\phi'} e_{1\mu} - nk_2 N_\rho N_{\phi'} e_{1\lambda}] + \\ \widehat{\rho}\widehat{z} [k_3 N_\rho N_{z'} (\pm e_{1\lambda})] + \\ \widehat{\phi}\widehat{\rho} [nk_1 M_\phi M_{\rho'} e_{1\mu} - nk_2 N_\phi N_{\rho'} e_{1\lambda}] + \\ \widehat{\phi}\widehat{\phi} [k_1 M_\phi M_{\phi'} e_{1\mu} + n^2 k_2 N_\phi N_{\phi'} e_{1\lambda}] + \\ \widehat{\phi}\widehat{z} [nk_3 N_\phi N_{z'} (\mp e_{1\lambda})] + \\ \widehat{z}\widehat{\rho} [k_3 N_z N_{\rho'} (\mp e_{1\lambda})] + \\ \widehat{z}\widehat{\phi} [nk_3 N_z N_{\phi'} (\pm e_{1\lambda})] + \\ \widehat{z}\widehat{z} [k_4 N_z N_{z'} e_{1\lambda}] \end{array} \right\}, z \geq z' \quad (2.8)$$

(2.8)'deki terimler aşağıda tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned} M_\rho &= \frac{1}{\rho} J_n(\mu\rho) \sin(n\phi - \phi_p), M_\phi = J'_n(\mu\rho) \cos(n\phi - \phi_p), \\ N_\phi &= \frac{1}{\rho} J_n(\lambda\rho) \sin(n\phi - \phi_p), N_z = J_n(\lambda\rho) \cos(n\phi - \phi_p), N_\rho = J'_n(\lambda\rho) \cos(n\phi - \phi_p), \\ \mu &= \frac{q_{nm}}{a}, \lambda = \frac{p_{nm}}{a}, k_1 = \frac{k^2}{\mu^2 I_\mu k_\mu}, k_2 = \frac{k_\lambda}{\lambda^2 I_\lambda}, k_3 = \frac{i}{I_\lambda}, k_4 = \frac{\lambda^2}{I_\lambda k_\lambda}, \\ e_{1\lambda} &= e^{ik_\lambda |z-z'|}, e_{1\mu} = e^{ik_\mu |z-z'|}, k_\mu = \sqrt{(k_0^2 - \mu^2)}, k_\lambda = \sqrt{(k_0^2 - \lambda^2)}, \\ I_\mu &= \frac{1}{2} a^2 J_n^2(q_{nm}) [1 - (n/q_{nm})^2], I_\lambda = \frac{1}{2} a^2 J_{n+1}^2(p_{nm}) \end{aligned}$$

Burada, p_{nm} ve q_{nm} , sırasıyla n . derece Bessel fonksiyonu J_n ve türevi J'_n 'in m . derece kökleridir. Kronecker delta δ_{0n} , $n = 0$ ve $n \neq 0$ için sırasıyla 1 ve 0 değerlerini almaktadır. $\overline{\overline{G}}(\vec{r}, \vec{r}')$ çift ($\phi_p = 0$) ve tek ($\phi_p = \pi/2$) bileşenlerin toplamından oluşmaktadır. (2.7)'deki bilinmeyen $\vec{J}$ değerlerinin bulunması için nokta eşleştirme yaklaşımına dayalı MoM kullanılmıştır. Baz fonksiyonları, ayrıklaştırılmış her hücrede akım yoğunluğu, toplam elektrik alan ve cisim fonksiyonu dağılımını sabit değerde kabul eden birim dikdörtgen darbe fonksiyonları şeklinde seçilmiştir. Daha sonra integral denklem, ayrıklaştırılmış hücreler üzerinden bir dizi linear denkleme açılmış ve (2.7) matris denklemi şeklinde kurulmuştur.

Kurulan matris denkleminde en önemli noktalardan birisi, DGF'deki terimlerin ayrıklaştırılmış hücrelerdeki integrallerini içeren matris elemanlarının doğru bir şekilde hesaplanmasıdır. (2.8)'de gösterildiği gibi sonsuz çift dizi, DGF elemanlarının integralleri Ek A'da verildiği gibi sonsuz dizi toplamından oluşmaktadır. Toplamda üç sonsuz seri toplamının hesaba katıldığı analitik integral için önerilen hücre tipi dilim şeklindedir ve temsili olarak Şekil 2.2 ile verilmiştir.



Şekil 2.2 : Ayırıklaştırılmış dilim şekilli hücreler.

Dairesel dalga kılavuzuna ait düz problemin çözümünün ayrıntıları [91] çalışmasında yer almaktadır ve bazı sayısal uygulamalar [15,91]'de incelenmiştir.

2.1.2 Ters Problem

Dairesel dalga kılavuzuna yerleştirilen kayıplı bir dielektrik cismin karmaşık dielektrik geçirgenliği (2.4) ile verilen veri denklemi ve (2.5) ile verilen cisim denkleminin beraber çözümü ile elde edilebilir. Akım yoğunluğu ve toplam elektrik alan arasında (2.2)'de verilen ilişki, f farklı çalışma frekanslarını temsil etmek üzere, operatör formda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\vec{\Phi}_f(\vec{r}) = v_f(\vec{r})\vec{E}_f(\vec{r}), \quad f = 1, 2, \dots, F \quad (2.9a)$$

$$J_f(\vec{r}) = -i\omega_f\epsilon_0\vec{\Phi}_f(\vec{r}) \quad (2.9b)$$

Bundan sonra karmaşık dielektrik geçirgenliğin frekansa bağımlılığı aşağıdaki normalizasyon işlemi ile yok kabul edilecektir.

$$v_f(\vec{r}) = \text{Re}[v_1(\vec{r})] + i\frac{\omega_1}{\omega_f}\text{Im}[v_1(\vec{r})], \quad f = 1, 2, \dots, F \quad (2.10)$$

Bilgi ve cisim denklemleri aşağıdaki gibi operatör formda sırasıyla (2.11a) ve (2.11b) ile ifade edilmiştir.

$$G_f^D\vec{\Phi}_f(\vec{r}') = \vec{E}_f^s(\vec{r}), \quad f = 1, 2, \dots, F \quad (2.11a)$$

$$\vec{E}_f(\vec{r}) = \vec{E}_f^i(\vec{r}) + G_f^O\vec{\Phi}_f(\vec{r}'), \quad f = 1, 2, \dots, F \quad (2.11b)$$

(2.11b)'de gözlem noktasını temsil eden pozisyon vektörü $\vec{r}$, G_f^D ve G_f^O operatörleri için sırasıyla cismin dışında ve içinde tanımlıdır. Akım yoğunluğu fonksiyonu $\vec{\Phi}_f(\vec{r}')$ Moment metodu prosedüründe baz fonksiyonu olarak birim dikdörtgen darbe kullanıldığı için her ayırık hücrede sabit değere sahiptir. Operatör formdaki veri denklemi (2.11a)'nın sağ tarafı, kılavuzun içinde herhangi bir noktada teorik

olarak hesaplanabileceği ön görülen saçılan alan vektörüdür. Karmaşık dielektrik geçirgenliğin belirlenmesi için kullanılacak olan saçılan alan vektörü cismin dışında hesaplanmıştır. Gerçek deney düzeneklerinde saçılma parametreleri ölçülmektedir. Pratik uygulamalarda, ölçülen saçılma parametre değerleri gelen alana ilişkin ifade yardımı ile önerilen algoritmada gerekli olan saçılan alan vektörlerine dönüştürülebilir. [26, 76]. $Kap\beta 1$ düzlemindeki herhangi bir konumda hesap edilmek istenenden saçılan alan vektörü için,

$$E_s^{(1)} = S_{11}E_g^{(1)} \quad (2.12)$$

denkliği kullanılabilir. $E_g^{(1)}$, saçılan alanın hesap edilmesi istenen noktadaki gelen alanı temsil etmektedir. $Kap\beta 2$ 'de toplam elektrik alan, saçılan alan ve gelen alan arasındaki ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$E^{(2)} = E_s^{(2)} + E_g^{(2)} \quad (2.13)$$

Burada $E_s^{(2)}$, cismin $Kap\beta 2$ 'deki alana katkısını; $E_g^{(2)}$ ise boş dalgakılavuzu için $Kap\beta 2$ 'de oluşan gelen alanı temsil etmektedir. Bu bağlamda, ölçülen S_{21} değerinden saçılan alan bilgisine aşağıdaki gibi geçilebilir.

$$E_s^{(2)} = S_{21}E_g^{(1)} - E_g^{(2)} \quad (2.14)$$

Akım yoğunluğu fonksiyonu $\vec{\Phi}_f(\vec{r})$, ters saçılma probleminde belirlenmesi gereken $\vec{E}(\vec{r})$ ve $v_f(\vec{r})$ 'nin çarpımına denktir. Bu nedenle, problemi tanımlayan denklem sistemi doğrusal olmayan bir biçimdedir. Problemi doğrusal hale getirmek için veri denklemi birinci derece Taylor serisine açılır.

$$G_f^D \vec{\Phi}_f(\vec{r}') + G_f^{D'} \Delta \vec{\Phi}_f(\vec{r}') = \vec{E}_f^s(\vec{r}), f = 1, 2, \dots, F \quad (2.15)$$

Burada $G_f^{D'} \Delta \vec{\Phi}_f(\vec{r}')$ integral operatörü $G_f^{D'}$ 'nin cisim fonksiyonu $v(\vec{r})$ 'ye göre Frechét türevidir. $G_f^{D'} \Delta \vec{\Phi}_f(\vec{r}')$ ifadesi, l ters algoritmada iterasyon sayısı olmak üzere, aşağıda verilmiştir.

$$G_f^{D'} \Delta \vec{\Phi}_f^{l+1} \cong k_f^2 \int_D \bar{G}_f(\vec{r}, \vec{r}') \vec{E}_f^l(\vec{r}') \Delta v_f^l(\vec{r}') d\vec{r}', r \in D \quad (2.16)$$

(2.16)'da $\vec{E}_f^l(\vec{r}')$ 'nin $v(\vec{r})$ 'ye göre türevi ihmal edilmiştir. $\Delta \vec{\Phi}_f(\vec{r})$ ile toplam elektrik alan üzerinden aşağıdaki gibi ilintili olan $\Delta v_f(\vec{r})$, cisim fonksiyonundaki güncellenme miktarıdır.

$$\Delta \vec{\Phi}_f^l(\vec{r}') = \vec{E}_f^l \Delta v_f^l(\vec{r}') \quad (2.17)$$

Her yinelemeli optimizasyon yönteminde olduğu gibi bu yaklaşımda da toplam elektrik alan ve akım yoğunluğu fonksiyonu için başlangıç değerlerine ihtiyaç vardır. Keyfi değerler ıraksama ihtimalini arttıracığından akım yoğunluğu fonksiyonu için bir ilk değer belirleme seçilmiştir [92];

$$\vec{\Phi}_f^0(\vec{r}') = \frac{\|G_f^{D*} \vec{E}_f^s\|_2}{\|G_f^D G_f^{D*} \vec{E}_f^s\|_2} G_f^{D*} \vec{E}_f^s \quad (2.18)$$

Burada *, matrise uygulanan adjoint işlemini temsil etmektedir. Daha sonra (2.11b) kullanılarak toplam elektrik alan için ilk değer $\vec{E}_f^0$ hesaplanır. (2.9a)'daki lineer olmayan sistemin çözümü için en küçük kareler yönteminden faydalanarak cisim fonksiyonunun gerçek ve sanal kısımlarına ait ilk değerler aşağıdaki gibi çekilebilir;

$$\text{Re}(v^0) = \frac{\sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^3 \sum_{f=1}^F \text{Re}(\Phi_{n,p,f}^0 \bar{E}_{n,p,f}^0)}{\sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^3 \sum_{f=1}^F \text{Re}(E_{n,p,f}^0 \bar{E}_{n,p,f}^0)} \quad (2.19a)$$

$$\text{Im}(v^0) = \frac{\sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^3 \sum_{f=1}^F \frac{\omega_1}{\omega_f} \text{Im}(\Phi_{n,p,f}^0 \bar{E}_{n,p,f}^0)}{\sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^3 \sum_{f=1}^F \left(\frac{\omega_1}{\omega_f}\right)^2 \text{Im}(E_{n,p,f}^0 \bar{E}_{n,p,f}^0)} \quad (2.19b)$$

Burada n,p ve f sırasıyla ayrıklaştırılmış toplam N hücreye ait hücre numarasını, silindirik koordinatlardaki eksenleri (ρ, ϕ, z) ve karmaşık eşleniği temsil etmektedir. (2.19)'dan görüleceği gibi v^0 için ilk değer tüm hücreler için sabit atanmaktadır.

(2.19) ile elde edilen v^0 başlangıç değeri kullanılarak Newton tipi yinelemeli optimizasyona geçilebilir. Öncelikle (2.11b)'de (2.9a) ilişkisi kullanılarak akım yoğunluğu fonksiyonu ve akabinde toplam elektrik alan elde edilir. (2.11a)'nın lineerleştirilmiş ifadesi (2.15)'ten akım yoğunluğu fonksiyon Φ_f 'nin türevi $\Delta \vec{\Phi}_f$ çekilir. Problemin kötü konumlanmış doğası nedeni ile Tikhonov düzenlemesi uygulanmıştır [93];

$$\Delta \Phi_f = [\alpha I + G_f^{*D'} G_f^{D'}]^{-1} [G_f^{D'*} (E_f^s - G_f^D \Phi_f)]. \quad (2.20)$$

Burada I ve α sırasıyla birim matris ve Morozov prensibine göre belirlenen düzenleme parametresidir. Aşağıdaki denkliği sağlayacak şekilde α parametresi seçilir [94];

$$\left\| G_f^{D'} \Delta \Phi_f^\alpha - (E_f^s - G_f^D \Phi_f) \right\| \leq \delta \quad (2.21)$$

Burada δ tahmin edilen gürültü miktarıdır ve α parametresi, aşağıda verilen monoton olarak artan fonksiyonun köküdür.

$$f(\alpha) = \sum_i \frac{\alpha^2 - \delta^2 s_i^2}{(s_i^2 + \alpha^2)^2} |U^*(E_f^s - G_f^D \Phi_f)|^2 \quad (2.22)$$

Burada U ve s_i , sırasıyla $G_f^{D'}$ 'nin USV^* tekil ayrıştırmasındaki U ve tekil değerleri temsil etmektedir. $\Delta \Phi_f$ elde edildikten sonra, (2.17)'den en küçük kareler yöntemi ile l iterasyona ait cisim fonksiyonuna ait artış miktarı hesaplanır;

$$\text{Re}(\Delta v^l) = \frac{\sum_{p=1}^3 \sum_f^F \text{Re}(\Delta \Phi_{n,p,f}^l \bar{E}_{n,p,f}^l)}{\sum_{p=1}^3 \sum_f^F \text{Re}(E_{n,p,f}^l \bar{E}_{n,p,f}^l)} \quad (2.23a)$$

$$\text{Im}(\Delta v^l) = \frac{\sum_{p=1}^3 \sum_{f=1}^F \frac{\omega_l}{\omega_f} \text{Im}(\Delta \Phi_{n,p,f}^l \bar{E}_{n,p,f}^l)}{\sum_{p=1}^3 \sum_{f=1}^F \left(\frac{\omega_l}{\omega_f}\right)^2 \text{Im}(E_{n,p,f}^l \bar{E}_{n,p,f}^l)} \quad (2.23b)$$

Daha sonra cisim fonksiyonunun güncellemesi yapılır;

$$v^{l+1} = v^l + \Delta v^l \quad (2.24)$$

İterasyona cisim fonksiyonunun yeni değerinin cisim denkleminin güncellenmesi ile elde edilen toplam elektrik alan ve akım yoğunluğu fonksiyonunun yeni değeri ile devam edilir. İterasyonun bitmesi için belirlenmiş bir maksimum iterasyon sayısına ulaşılması veya $||\Delta v^l||/||v^l||$ değerinin tanımlanan bir değerden küçük olması kriterlerinden herhangi birinin sağlanması yeterli kabul edilmiştir.

2.1.3 Sayısal uygulamalar

Boş dairesel dalga kılavuzu keyfi şekilli ve farklı dielektrik prfoillerine sahip cisimlerle doldurulmuştur. Bütün ölçülebilen değerler elektriksel uzunluklar olduğundan dairesel dalga kılavuzunun yarıçapı keyfi ve $a = 15\text{cm}$ seçilmiştir. İncelenen geometri için baskın mod frekans aralığı $576\text{MHz} - 765\text{MHz}$ 'dir. Şekil ve konumu bilinen cisimler için öncelikle düz problem çözülmüş ve ölçüm verisi yerine kullanılacak sentetik

saçılan alan değerleri üretilmiştir. Ters aldanmadan kaçınmak için düz problem ve ters problem çözümlerinde hücre ayırıklaştırması farklı yapılmıştır. Daha sonra gerçek ölçüm değerlerini taklit etmek için üretilen yapay saçılan alan vektörüne (2.25)'te tanımlanan gürültü vektörü eklenmiştir;

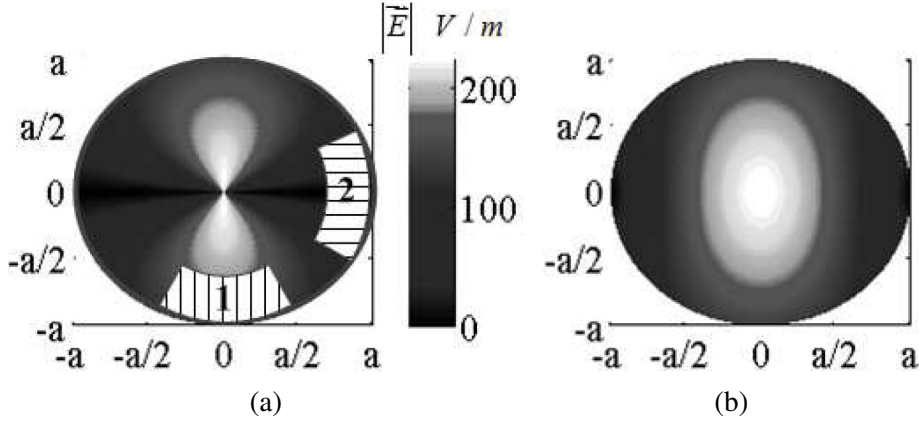
$$E_k^n = \kappa \left\| \vec{E}_k^s \right\|_2 e^{i2\pi r_n} \quad (2.25)$$

Burada κ gürültü seviyesini ve r_n düzgün dağılımlı rastgele sayıları temsil etmektedir. Uzunlamasına ekseninde ölçüm ve cisim düzlemleri arasına $\lambda/2$ 'lik bir mesafe konmuştur. Gerçek dielektrik profil ϵ_{ger} ve elde edilen dielektrik profil ϵ_{elde} arasındaki bağıl yüzde hata χ , şu şekilde hesaplanmıştır;

$$\chi = \frac{\left\| \epsilon_{ger} - \epsilon_{elde} \right\|_2}{\left\| \epsilon_{ger} \right\|_2} \times 100 \quad (2.26)$$

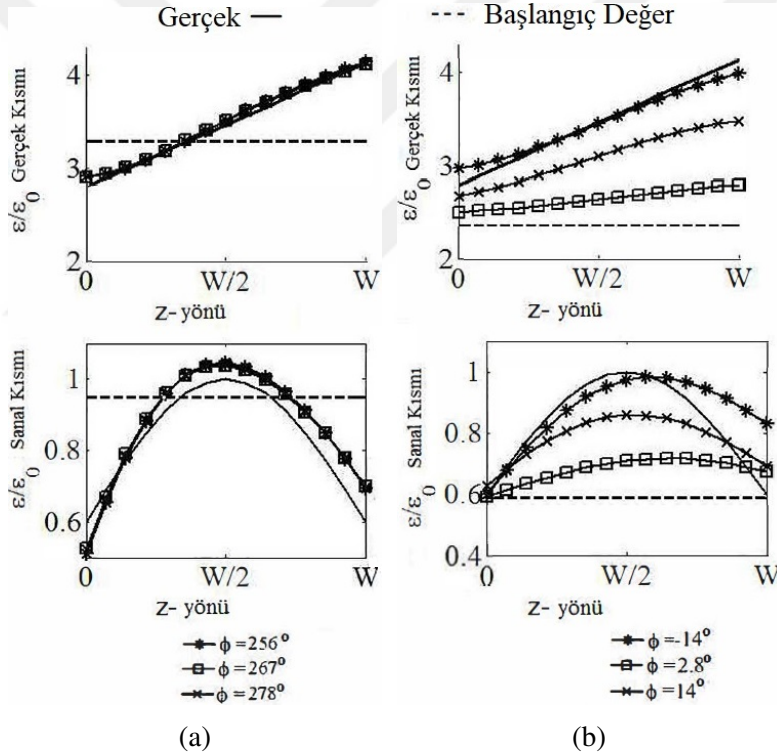
İlk örnekte uzunlamasına doğrultuda radyal ve açısal yönler için dielektrik profilin gerçek ve sanal kısımlarında sırasıyla lineer ve sinüzoidal değişimin olduğu durum incelenmiştir. Cismin boyutları, λ çalışılan frekansa ait boşluktaki dalga boyu olmak üzere, (ρ, ϕ, z) yönlerinde sırasıyla $(a/4, \pi/4, \lambda/3 = 14.29cm)$ 'dir. Dalga kılavuzu $700MHz$ 'de baskın mod TE_{11} ile uyarılmıştır. (2.8) ile verilen $\bar{\bar{G}}_0$ teriminin hesabı 25 modda kesilmiştir ve gürültü seviyesi $\kappa = 0.02$ alınmıştır. Düz ve ters problem için cisim sırasıyla 105 ve 120 hücreye ayırıklaştırılmıştır. Uyarılan alanın kesitteki dağılımının geriçatma başarısı üzerine etkisini incelemek için ters problem cisim açısal olarak iki farklı pozisyonda iken ele alınmıştır. İlk olarak dalga kılavuzunun duvarına temas edecek şekilde dikey ekseninde simetrik olarak $\phi = 3\pi/2$, daha sonra sadece açısal konumu değiştirilerek $\phi = 0$ 'a yerleştirilmiştir. Radyal yönde uyarılan alanın kesitteki genlik dağılımı $|\vec{E}_\rho^i|$ ile beraber cisimlerin konumu Şekil 2.3a ile verilmiştir. Ayrıca gelen elektrik alanın genliğinin kesitteki dağılımı da Şekil 2.3b ile verilmiştir.

Cisim 2, gelen alanın ρ bileşeninin sıfır olduğu yerlere yerleştirilmişken *cisim 1* sıfırların olmadığı bir konuma yerleştirilmiştir. İlk olarak geriçatım profilleri incelenmiştir. Şekil 2.4 ile, farklı açı değerleri için sabit $\rho = 7a/8$ 'de elde edilmiş uzunlamasına dielektrik profil yanı sıra gerçek profil ve tahmini başlangıç değeri verilmiştir. Şekil 2.4'ten görülebileceği gibi, *cisim 1*'in geriçatım profili gerçek profile yakinken, *cisim 2*'nin dielektrik profili düzgün bir şekilde geri üretilenmemiştir. Bunun sebebi akım yoğunluğunun baskın bileşeninin ρ yönünde olmasıdır. O



Şekil 2.3 : Cisimlerin konumları ve uyarılan elektrik alana ait genliğinin kesitteki dağılımı (a) radyal bileşen (b) toplam alan.

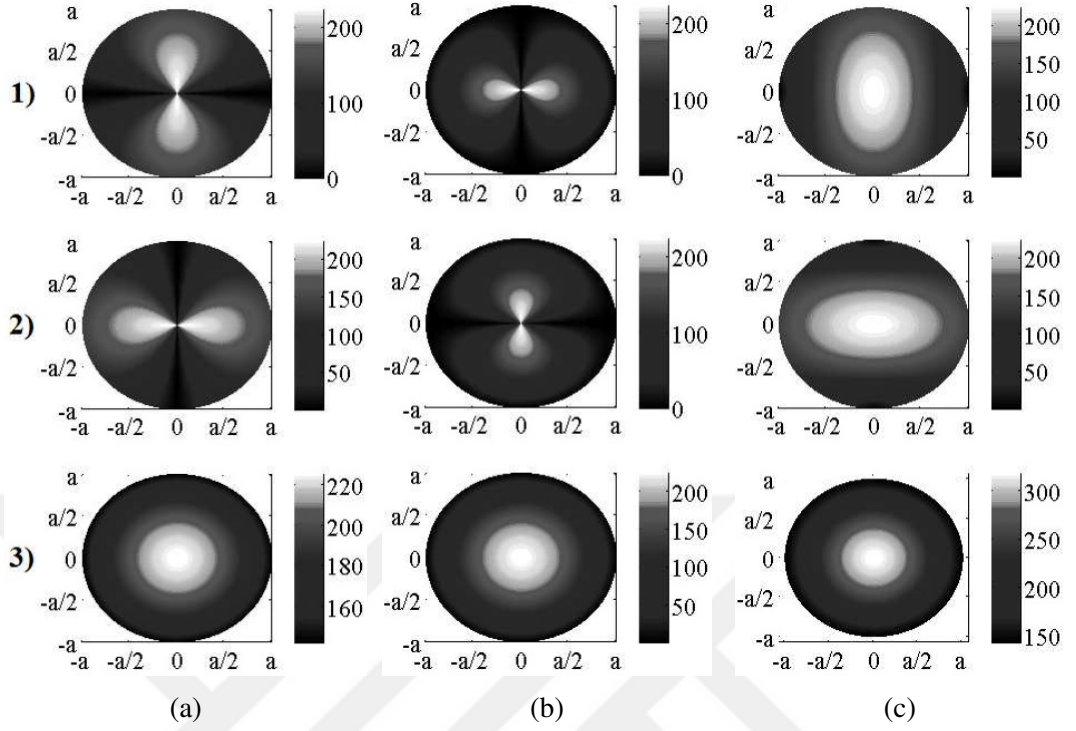
halde tek uyardırma incelenecek cisim $|\vec{E}_\rho^i|$ 'nin sıfırlarının olmadığı bir konuma yerleştirilmelidir.



Şekil 2.4 : Cisimlerin gerçek ve geriçatım dielektrik profilleri (a) *cisim 1* (b) *cisim 2* [z - yönünde cismin uzunluğu $W = 14.29\text{cm}$].

Bu sıkıntıyı ortadan kaldırmak için, λ_k dalgakıllavuzunda ilgili frekanstaki dalgaboyu olmak üzere aralarında $\lambda_k/4$ mesafe olan ve birbirine dik iki uyardırma kullanılabilir. Şekil 2.5'te birbirine göre dik uyardırma sahip iki kaynağın kesitte radyal ve açısall yöndeki alan genlik dağılımları sırasıyla 1. ve 2. satırda verilmiştir. İki dik kaynağın kesitte oluşturduğu toplam uyardırmanın radyal, açısall ve toplam genlik dağılımı ayrıca Şekil 2.5'te 3. satırda gösterilmiştir. Görüldüğü gibi aralarında $\lambda_k/4$ mesafe olan ve

uyarma biçimi birbirine göre dik olan iki kaynak ile uyarmada, alan bileşenlerinin ve vektörel toplamlarının genliği kesitte açısal olarak simetriktir.



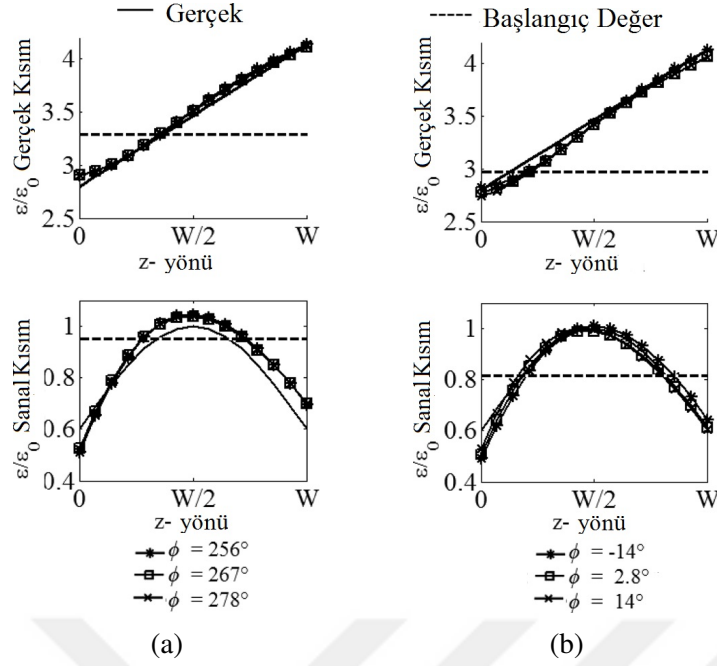
Şekil 2.5 : Gelen alanın kesitteki genlik dağılımı (a) ρ bileşeni (b) ϕ bileşeni (c) toplam alan.

Önerilen uyarmanın düzeltme etkisini denemek için ilk örnekte ele alınan problem, Şekil 2.5'te gösterilen 3. sütundaki uyarma altında incelenmiştir. Şekil 2.6'da aynı senaryonun iki dik uyarma altındaki çözümü verilmiştir. Görüldüğü gibi *cisim 1* ve *cisim 2* için elde edilen geriçatım profilleri, gerçek profile yakındır. Geriçatımlar arasındaki ufak farklılıklar ters problemde kullanılan yapay bilgiye eklenen rastgele üretilmiş gürültü vektöründen kaynaklanmıştır. Ayrıca Şekil 2.5 ve Şekil 2.6'ya ait sonuçlar, yüzdelik bağıl hata olarak 2.1'de verilmiştir.

Çizelge 2.1 : Yüzde bağıl hatalar.

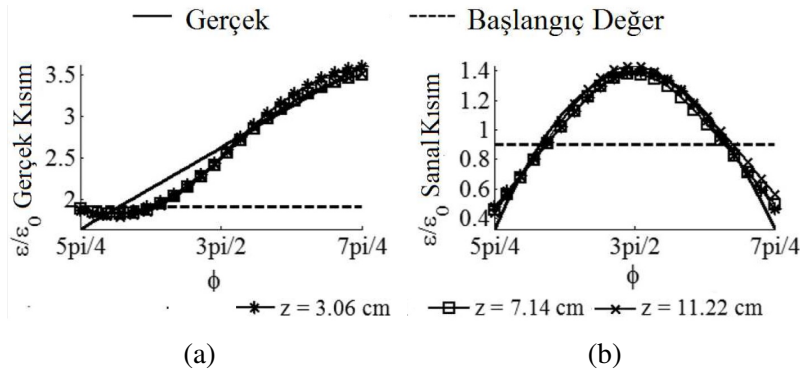
	Tek kaynak	İki dik kaynak
Cisim 1	% 2.2	% 2.4
Cisim 2	% 14.2	% 2.6

İkinci örnekte dielektrik profilin gerçek ve sanal kısımlarının açısal yönde sırasıyla doğrusal ve sinüzoidal değişimi incelenmiştir. Cismin boyutları (ρ, ϕ, z) yönlerinde sırasıyla $(a/4, \pi/2, W = \lambda/3 = 14.29cm)$ 'dir. Dalgakılavuzu baskın mod TE_{11} ile uyarılmıştır, çalışma frekansı $f = 700MHz$ 'dir ve gürültü seviyesi $\kappa = 0.03$ seçilmiştir.



Şekil 2.6 : Cisimlerin gerçek ve geriçatım dielektrik profilleri (a) *cisim 1* (b) *cisim 2* [z - yönünde cismin uzunluğu $W = 14.29\text{cm}$].

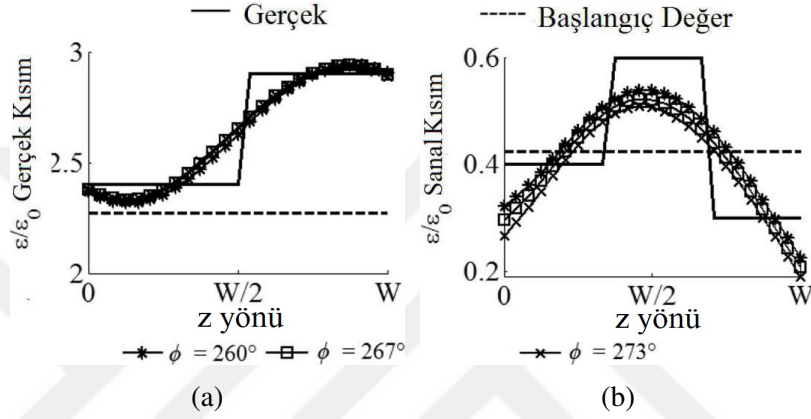
Düz ve ters problem için cisim sırasıyla 140 ve 154 hücreye ayrıştırılmıştır. Saçılan alan gözlemi (ρ, ϕ) yönlerinde sırasıyla $(3a/4, 3\pi/2)$ 'de yapılmıştır. W cismin uzunlamasına boyutu olmak üzere $Kap\beta 1$ ve $Kap\beta 2$, z yönünde sırasıyla $z = -\lambda/2$ ve $z = W + \lambda/2$ 'ya yerleştirilmiştir. Gerçek ve sanal kısımlara ait geriçatım profilleri $\rho = 7a/8$ 'de, z yönünde farklı altı düzlem için Şekil 2.7 ile verilmiştir. Bağlı yüzde hata 5.7 hesaplanmıştır.



Şekil 2.7 : Dielektrik profili açısal yönde değişen cisim için geriçatım sonuçları (a) gerçek kısım (b) sanal kısım.

Üçüncü örnekte karmaşık dielektrik geçirgenlik için uzunlamasına doğrultudaki keskin değişimler incelenmiştir. Cismin boyutları (ρ, ϕ, z) yönlerinde sırasıyla $(a/4, \pi/7, 16.67\text{cm})$ 'dir. Dielektrik profildeki ani değişimleri tespit edebilmek için çalışma frekansı artırılmalıdır [26, 76]. Bu nedenle dalgakılavuzu çift modlu

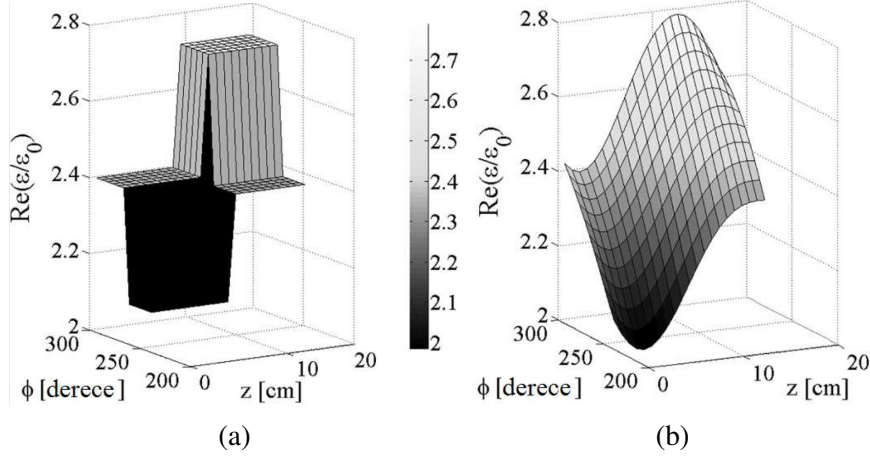
840MHz – 900MHz bölgede 10MHz aralıklarla 7 farklı frekansta TE_{11} baskın modu ile uyarılmıştır. Ters problemde ölçüm bilgisi olara kullanılacak yansıyan ve iletilen alanlar $257^\circ - 283^\circ$ arasında ϕ yönünde birbirine eşit uzaklıktaki 10 noktada ve ρ yönünde cismin orta noktasında hesaplanmıştır. Cisim düz ve ters problemler için sırasıyla 120 ve 125 hücreye ayrıştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar ϕ yönünde dört farklı düzlem için Şekil 2.8 ile verilmiş, gürültü seviyesi $\kappa = 0.06$ için yüzde bağıl hata 4.8 çıkmıştır. Bağıl yüzde hata ayrıca gürültü seviyesi $\kappa = 0.1$ seçildiğinde benzer geriçatım profilleri ile beraber 6 hesaplanmıştır.



Şekil 2.8 : Dielektrik profili uzunlamasına keskin değişen cisim için geriçatım sonuçları (a) gerçek kısım (b) sanal kısım [$W = 16.67\text{cm}$ z yönünde cismin uzunluğu].

Dördüncü örnekte kayıpsız ve iki boyutlu inhomojenite içeren cisim incelenmiştir. Cismin boyutları (ρ, ϕ, z) yönlerinde sırasıyla $(a/4, \pi/3, \lambda/2)$ 'dir. Cismin uzunlamasına ve açısal yönlerde dielektrik değer değişimi keskindir. Geriçatım bölgesi düz ve ters problem için sırasıyla 200 ve 231 hücreye ayrıştırılmıştır. Değişim iki boyutta olduğundan önceki örneklere göre dielektrik profilin belirlenmesi daha zor olmaktadır. Bu nedenle ölçüm frekans sayısı ve gözlem noktası kullanılacak veriyi çoğullamak için artırılmıştır. Dalgakılavuzu çift mod bölgesi olan 800MHz – 900MHz bandında 10MHz aralıklarla 11 farklı frekansta TE_{11} baskın modu ile uyarılmıştır. Gözlem radyal yönde orta noktada, ϕ doğrultusunda $234^\circ - 306^\circ$ aralığında eşit aralıklı 12 noktada yapılmıştır. Bu örnek için gerçek ve geriçatım profiller Şekil 2.9 ile verilmiştir. Gürültü seviyesi $\kappa = 0.06$ için bağıl yüzde hata 4.2 çıkmıştır.

Malzemelerin dielektrik değerini ölçme problemi, inhomojen cisimlerin dielektrik profilini çıkarma problemine göre farklılık arz etmektedir. Malzemenin dielektrik değerini belirlerken kesilen homojen malzeme için dielektrik değerin yüksek



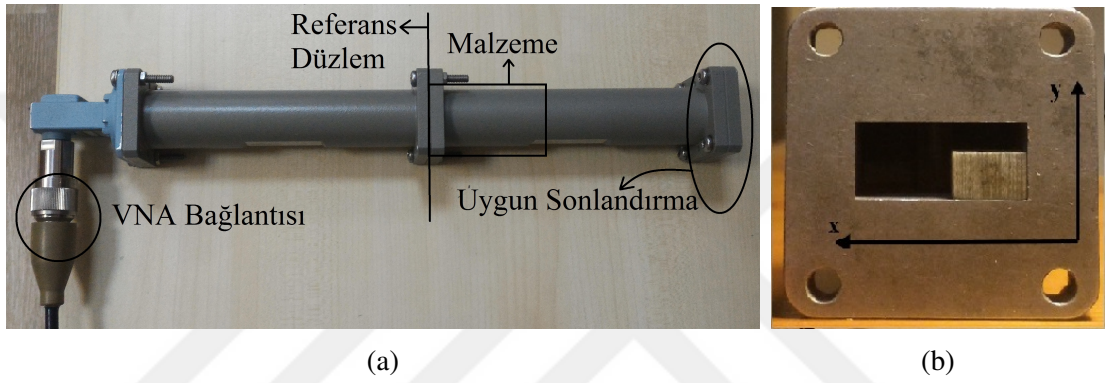
Şekil 2.9 : Dielektrik profili z ve ϕ yönlerinde keskin değişim gösteren kayıpsız cisim
(a) gerçek profil (b) geriçatım profili.

doğrulukta belirlenmesi beklentisiyle problem tanımlanır. Homojen malzemelerin dielektrik değerinin belirlenmesine ilişkin farklı yaklaşımlar incelenmiş ve Bölüm 2.2’de ayrıntılarıyla açıklanmıştır.

2.2 Homojen Keyfi Şekilli Malzemelerin Dielektrik Değerinin Ölçülmesi

Bu kısımda, homojen olduğu bilinen keyfi şekilli bir malzemenin karmaşık dielektrik değerinin dalgakılavuzu ölçümleri ile belirlenmesi sırasında başarımlar artırımı ve hesaplama yükünün azaltılmasına ilişkin yaklaşımlar göz önüne alınmıştır. Problemin çözümü için iki yaklaşım ele alınmış ve takip eden kısımlarda gerekli incelemeler sunulmuştur. İlk yaklaşımda homojen malzemenin karmaşık dielektrik geçirgenliğinin incelenen frekans bandında her frekans için ayrı ayrı olarak elde edilmesi hedeflenmiştir. İkinci yaklaşımda ise frekans bandında yapılan ölçümler veri çoğullaması yapılarak bir arada kullanılmış ve malzemenin ilgili bölgede frekans ile değişmeyen dielektrik geçirgenlik ve iletkenlik değerlerinin elde edilmesi hedeflenmiştir. Her iki yaklaşımda da yinelemeli NR optimizasyonu kullanılmış ve malzemenin dielektrik değeri ile malzemedan dolayı oluşan saçılan alan arasında düz problem olarak ilişki kurulmuştur. Düz problemin çözümü için 2.1.1’de verilen integral denklemler ayrıklaştırılmış ve moment yönteminden faydalanılmıştır. Ayrıca problem dikdörtgen dalgakılavuzu ölçümleri için de incelenmiş ve düz problemin çözümü için dikdörtgen dalgakılavuzuna ait DGF kullanılmıştır [95]. Ele alınan yaklaşımlar ölçüm sonuçları ile test edilmiştir. Kurulan ölçüm düzeneği ve referans alınan koordinat sistemi Şekil 2.10 ile gösterilmiştir. Ölçüm düzeneğinde malzeme

referans düzlemine çakışık olacak şekilde yerleştirilmiştir ve referans düzlem ile VNA bağlantısı arasındaki mesafede sönümlenen üst modlardan dolayı yalnızca baskın mod bilgisi ölçülmüştür. Ters problem çözümünde kullanılan moment yönteminde yalnızca baskın mod bilgisinin elde edilmesi için kurulan sayısal düzenekte malzemenin referans düzleminden uygun bir l mesafesi kadar uzakta olduğu varsayılmıştır. Ölçümlerde boyutları (x,y) yönlerinde $(2.286\text{ cm}, 1.016\text{ cm})$ olan WR-90 dikdörtgen kesitli dalgakılavuzu ve Agilent 5245-a model VNA kullanılmıştır. Ölçüm esnasında dielektrik malzemede birikebilecek hacimsel ve yüzeysel serbest yüklerin olmadığı varsayılmış ve dielektrik belirleme algoritması bu varsayım altında oluşturulmuştur.



Şekil 2.10 : Ölçüm için (a) kurulan düzenek (b) referans koordinat sistemi.

2.2.1 Dielektrik değerin frekansta ayrık olarak belirlenmesi

Bu kısımda [21] çalışmasındaki yaklaşıma benzer bir teknik kullanılmıştır. Malzemenin karmaşık dielektrik değeri ϵ_r , ölçülen ve moment yöntemi ile hesaplanan yansıma katsayıları sırasıyla S_{11}^{meas} ve S_{11}^{my} olmak üzere NR ile minimize edilecek hata fonksiyonu (2.27) ile tanımlanmıştır. Hata fonksiyonunu minimize edecek birden fazla çözüm olabilir, bu nedenle birden fazla frekansta ortak ve fiziksel bir çözüm aranmıştır.

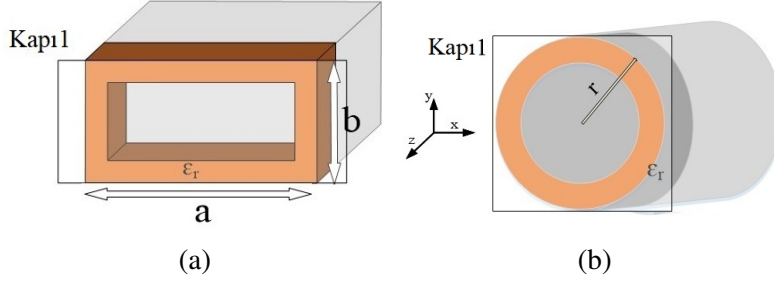
$$F(\epsilon_r) = S_{11}^{meas} - S_{11}^{my} \quad (2.27)$$

NR yöntemi ile ϵ_r için $l+1$. iterasyondaki değer (2.28) ile hesaplanabilir.

$$\epsilon_r^{l+1} = \epsilon_r^l - F(\epsilon_r^l)/F'(\epsilon_r^l) \quad (2.28)$$

Bölüm 2.1.2'deki durdurma kriterine benzer şekilde $|\epsilon_r^{l+1}|/|\epsilon_r^l|$ değeri seçilen belli bir değerden küçük olduğunda veya ıraksayan çözümler için belirli bir yineleme sayısından sonra iterasyon sonlandırılmıştır. Sayısal incelemede, ters problem

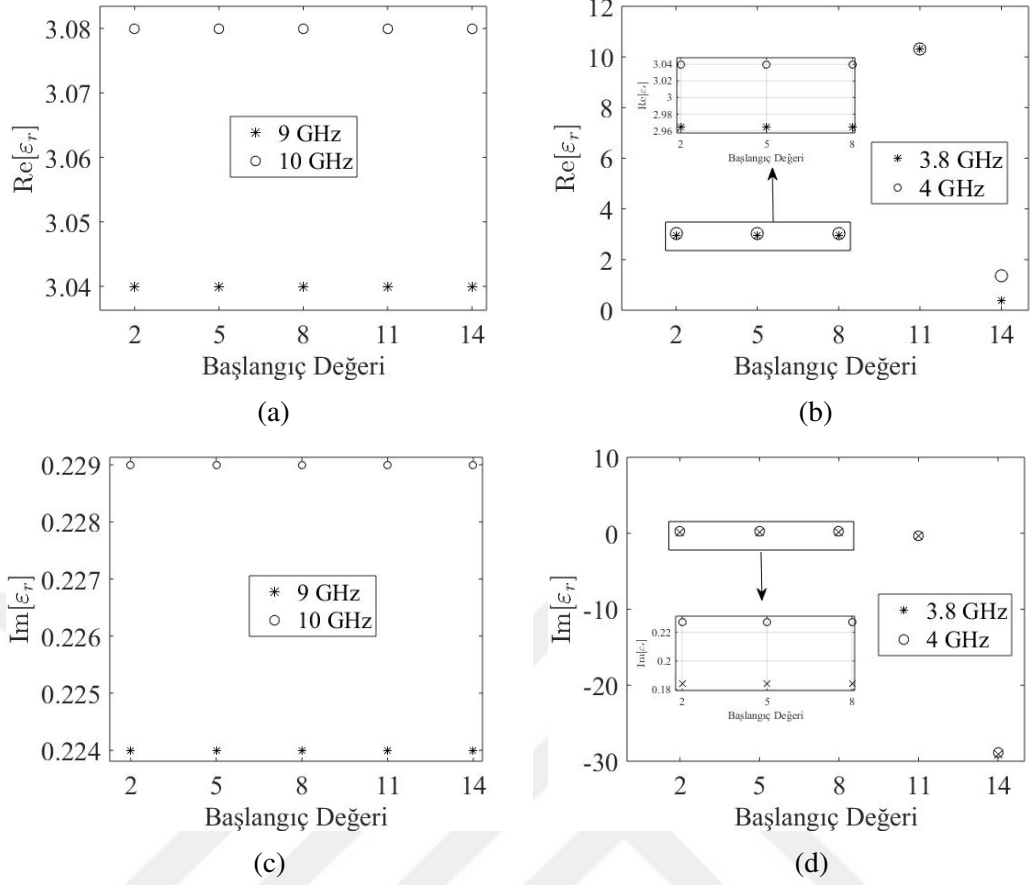
suçundan kaçınmak için moment yöntemi ile elde edilen saçılan alan vektörüne (2.25)'te olduğu gibi gürültü vektörü eklenmiştir. Tanımlanan amaç fonksiyonunu minimize edecek kök değerlerinin belirlenmesi için NR yönteminden faydalanılmıştır. Ele alınan yöntem hem sayısal, hem ölçüm sonuçları ile test edilmiştir.



Şekil 2.11 : Algoritmanın testi için kurulan sayısal düzenek (a) dikdörtgen dalgakılavuzu (b) dairesel dalgakılavuzu.

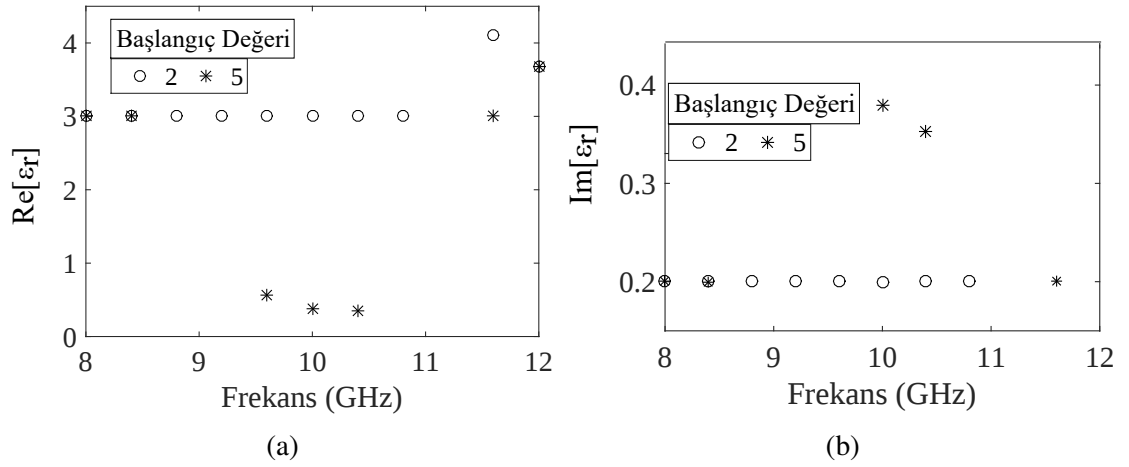
Sayısal uygulama için Şekil 2.11 ile verilen sayısal düzenek kurulmuştur. Dikdörtgen ve dairesel kesitli dalgakılavuzlarının dielektrik değeri $\epsilon_r = 3 + 0.2i$ olan homojen ve kayıplı malzeme doldurulduğu varsayılmıştır. Dikdörtgen dalgakılavuzunun boyutları x, y yönlerinde sırasıyla $a=2.286 \text{ cm}$, $b=1.016 \text{ cm}$ iken dairesel dalgakılavuzunun yarıçapı $r=2.279 \text{ cm}$ seçilmiştir. Dikdörtgen dalgakılavuzuna yerleştirilen malzemenin kalınlığı düşey ve yatay ekseninde sırasıyla $a/8$ ve $b/8$ iken dairesel dalgakılavuzuna yerleştirilen malzemenin kalınlığı $r/4$ 'tür. Her iki yerleştirme için malzemenin uzunluğu 1 mm seçilmiştir. Dikdörtgen dalgakılavuzunun 9 GHz ve 10 GHz frekanslarında, dairesel dalgakılavuzunun 3.8 GHz ve 4 GHz frekanslarında çalıştırıldığı varsayılmıştır. Benzetim bilgisine (2.25)'te $\kappa = 0.03$ olacak şekilde %3 gürültü eklenmiştir. Her frekans ilgili dalgakılavuzunun baskın mod bölgesinde seçilmiştir. NR yöntemi için farklı başlangıç değerleri verilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 2.12'de gösterilmiştir.

Ele alınan yaklaşım, daha büyük boyutlu bir malzemede denenmiştir. Bunun için Şekil 2.11a'da dikdörtgen dalgakılavuzuna yerleştirilen dielektrik değeri $\epsilon_r = 3 + 0.2i$ olan çerçeve şekilli malzemenin kalınlığı düşey ve yatay ekseninde sırasıyla $a/3$ ve $b/3$, uzunluğu ise 10 mm seçilmiştir. $8-12 \text{ GHz}$ bandında 11 farklı frekans değerinde yöntem test edilmiş fakat geniş bandda kararlı ve yakınsak bir çözüm elde edilememiştir. Çözüm yaklaşımının kararsızlığını kesin olarak göstermek için ters problem suçu yapılmış ve düz problem çözümü ile elde edilen S parametreleri gürültü



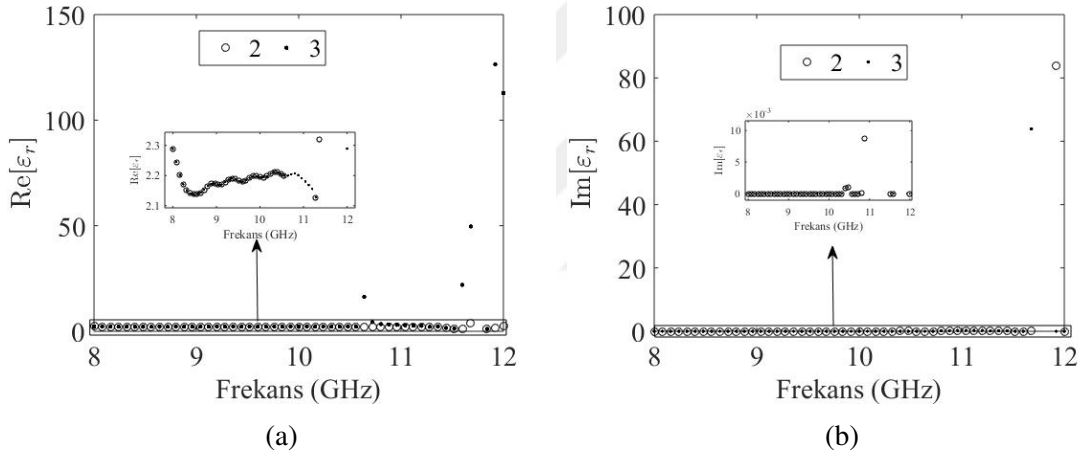
Şekil 2.12 : Farklı başlangıç değerleri ile elde edilen dielektrik değerlerin (a) dikdörtgen dalgakılavuzu için gerçekte (b) dairesel dalgakılavuzu için gerçekte (c) dikdörtgen dalgakılavuzu için sanal (d) dairesel dalgakılavuzu için sanal kısmı.

eklenmeden ters problem çözümünde kullanılmıştır. Yapılan analize ilişkin sonuçlar Şekil 2.13'te verilmiştir.



Şekil 2.13 : Başlangıç değerleri 2 ve 5 için büyük boyutlu cisim için elde edilen dielektrik değerlerin (a) gerçekte (b) sanal kısmı.

Sayısal uygulamada elde edilen sonuçların ardından algoritmanın gerçek ölçüm sonuçları ile test edilmesi planlanmıştır. Bu amaçla Şekil 2.10a ile gösterilen düzenekte boyutları (x,y,z) yönlerinde sırasıyla $(0.60\text{ cm}, 1.016\text{ cm}, 2.49\text{ cm})$ olan polimer bir malzeme incelenmiştir. $8\text{--}12\text{ GHz}$ frekans bandında eşit aralıklarla seçilmiş 51 frekans değerinde S_{11} ölçülmüş ve her frekans için ayrı olmak üzere farklı başlangıç değerleri için ele alınan algoritma çalıştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 2.14 ile verilmiştir.¹ Görüldüğü gibi elde edilen sonuçlar frekans değerine oldukça bağımlıdır ve incelenen frekans bandında değişken sonuçlar vermektedir. Frekans bandında daha kararlı sonuçlar elde etmek, ölçüm hatalarının potansiyel kötüleştirici etkilerini azaltmak ve geniş bantta dielektrik ölçümü için daha hızlı bir metot elde etmek amaçları ile çoklu frekans bilgisine dayanan yeni bir yaklaşım ele alınmış ve Bölüm 2.2.2’de incelenmiştir.



Şekil 2.14 : Büyük boyutlu malzemenin tek frekans yaklaşımı ile elde edilen dielektrik değeri (a) gerçek kısmı (b) sanal kısmı.

2.2.2 Dielektrik değerin çoklu frekans bilgisi ile belirlenmesi

Kayıplı malzemenin bağıl karmaşık dielektrik sabiti ϵ_r 'nin frekansa $\epsilon_r^n = \epsilon' + i\epsilon''\frac{\omega_1}{\omega_n}$ şeklinde lineer bağımlı olduğu varsayılmıştır. Burada ω_1 incelenen frekans bandında en küçük açısal frekanstır ve $n = 1, 2, \dots, N$ frekans numarasını temsil etmektedir. En düşük frekansa ait bağıl karmaşık dielektrik değerinin ($\epsilon_r^1 = \epsilon' + i\epsilon''$) belirlenmesi amaçlanmıştır. ϵ' , malzemenin frekansla değişmeyen bağıl dielektrik değeridir ve ϵ_r^n 'nin sanal kısmı ϵ'' 'nin frekansla değişmeyen iletkenlik değeri σ 'ya $\epsilon'' = \frac{\sigma}{\omega_1 \epsilon_0}$ şeklinde bağlı olduğu varsayılmıştır. Eş zamanlı minimize edilmesi amaçlanan iki

¹Farklı başlangıç değerleri için elde edilen sonuçlar birçok frekans değerinde ıraksak sonuçlar verdiği için sonuçların sunulduğu Şekil 2.14'ün anlaşılabilirliği amacı ile gösterilmemiştir

amaç fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$F^1(\varepsilon', \varepsilon'', \omega) = \text{Re}(S_{11}^{meas}(\omega) - S_{11}^{my}(\varepsilon', \varepsilon'', \omega)) \quad (2.29)$$

$$F^2(\varepsilon', \varepsilon'', \omega) = \text{Im}(S_{11}^{meas}(\omega) - S_{11}^{my}(\varepsilon', \varepsilon'', \omega)) \quad (2.30)$$

F^1 ve F^2 , çoklu frekans bilgisinden oluşmaktadır. Yüksek dereceli terimler ihmal edilerek F , F^1 veya F^2 'yi temsil etmek üzere, aşağıdaki gibi Taylor serisine açılabilir.

$$F(\varepsilon' + \Delta\varepsilon', \varepsilon'' + \Delta\varepsilon'', \omega) \simeq F(\varepsilon', \varepsilon'', \omega) + \Delta\varepsilon' \frac{\partial F}{\partial \varepsilon'}(\omega) + \Delta\varepsilon'' \frac{\partial F}{\partial \varepsilon''}(\omega) \quad (2.31)$$

(2.31) denklemi, kökü $(\varepsilon' + \Delta\varepsilon', \varepsilon'' + \Delta\varepsilon'')$ olduğunda aşağıdaki gibi matris denklemi olarak yazılabilir.

$$-\begin{bmatrix} F^1 \\ F^2 \end{bmatrix}_{2N \times 1} = \begin{bmatrix} F_{\varepsilon'}^1 & F_{\varepsilon''}^1 \\ F_{\varepsilon'}^2 & F_{\varepsilon''}^2 \end{bmatrix}_{2N \times 2} \begin{bmatrix} \Delta\varepsilon' \\ \Delta\varepsilon'' \end{bmatrix}_{2 \times 1} \quad (2.32)$$

(2.32)'nin sağ tarafındaki F_Y^Λ , N ayrık frekans değerinde hesaplanan $\frac{\partial F^\Lambda}{\partial Y}$ işlemini temsil etmektedir ($\Lambda \equiv 1$ veya 2 ve $Y \equiv \varepsilon'$ veya ε'' olmak üzere). F_Y^Λ türevi, bir önceki iterasyon adımında elde edilen ε_r değeri saf reel ise ileri fark yöntemi ile, karmaşık değerli ise merkezi fark yöntemi ile nümerik olarak hesap edilmiştir. (2.32) sistemi kötü konumlandırılmış bir sistemdir ve artış miktarları $\Delta\varepsilon'$ ve $\Delta\varepsilon''$ 'nin kararlı bir çözüm olarak elde edilmesi için (2.33) kullanılmıştır. A ve B sırasıyla $\begin{bmatrix} F_{\varepsilon'}^1 & F_{\varepsilon''}^1 \\ F_{\varepsilon'}^2 & F_{\varepsilon''}^2 \end{bmatrix}_{2N \times 2}$ ve $\begin{bmatrix} F^1 \\ F^2 \end{bmatrix}_{2N \times 1}$ matrislerini temsil etmektedir.

$$\begin{bmatrix} \Delta\varepsilon' \\ \Delta\varepsilon'' \end{bmatrix}_{2 \times 1} = -(\alpha I + A'A)^{-1} [A'B] \quad (2.33)$$

(2.33)'te I ve $'$, sırasıyla 2×2 boyutlu birim matrisi ve eşlenik transpoz işlemini temsil etmektedir ve Tikhonov düzenleme parametresi α , $A'A$ matris çarpımının özdeğerleri olarak seçilmiştir. Bölüm 2.1.2'de olduğu gibi $|\varepsilon^l|/|\varepsilon^{l-1}|$ değeri seçilen belli bir değerden küçük olduğunda veya ıraksayan durumlar için belli bir iterasyon sayısında kök arama işlemi durdurulmuştur. (2.33)'ün çözülmesiyle l . iterasyonda ε_r aşağıdaki gibi güncellenir.

$$\varepsilon_r^l = \varepsilon_r^{l-1} + \Delta\varepsilon' + i\Delta\varepsilon''. \quad (2.34)$$

NR algoritmasında kullanılacak başlangıç değeri için, S_{11}^{meas} 'tan (2.12) ile $Kapı 1$ 'deki toplam alana geçilmiş, daha sonra (2.19) aracılığıyla ε_r^0 elde edilmiştir.

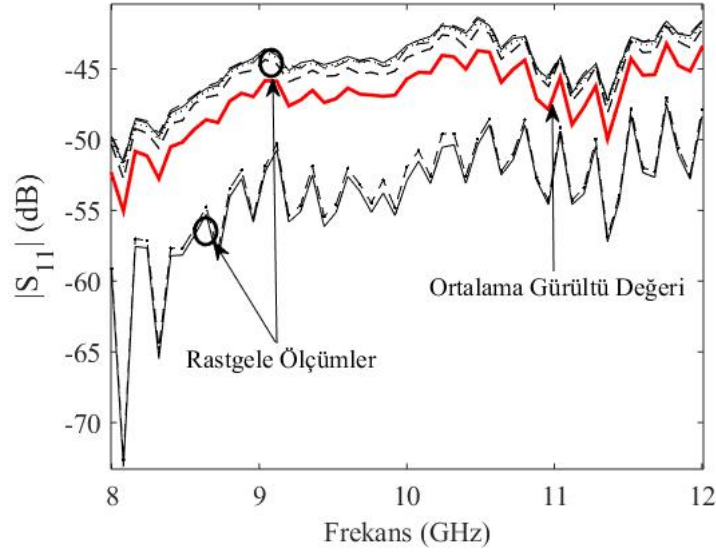
Algoritmanın testi için Şekil 2.11 ile gösterilen düzenek kurulmuş ve dalgakılavuzu $8-12\text{ GHz}$ baskın mod bölgesinde çalıştırılmıştır. Sistem gürültüsünün elde edilen sonuçların kararlılığını ve doğruluğunu etkilediği gözlemlenmiştir. Ölçüm bilgisinin frekansta çoğullamanın belli bir sayıdan sonra bilgi katkısı getirmemesi ve gürültü etkisinin azaltılması gerekçeleri ile belli bir sinyal-gürültü-oranı (SNR) altındaki S_{11} değerlerinin kullanılmamasına karar verilmiştir. Sistem gürültüsünü ampirik olarak belirlemek için Şekil 2.11 ile verilen düzenek boş dalgakılavuz için kurulmuş ve gürültü bilgisini içeren S_{11} değeri farklı zamanlarda ölçülmüştür². Dalgakılavuzu doldurulduğunda ölçülen yansıma katsayısı için $|S_{11}| > \zeta = 0.08$ olduğunda $\text{SNR} \gtrsim 20\text{ dB}$ olduğu hesap edilmiş ve $\zeta = 0.08$ değeri güvenilir ölçümler için eşik değer olarak atanmıştır³. Sunulacak örneklerde dalgakılavuzu farklı kayıplı ve homojen malzemelerle doldurulmuş ve incelenen frekans bandında 51 eşit aralıklı değerde S_{11} vektör netvörk analizör ile ölçülmüştür. Sayısal türev için adım büyüklüğü $\frac{\partial F}{\partial \epsilon'}$ ve $\frac{\partial F}{\partial \epsilon''}$ için sırasıyla 10^{-3} ve $10^{-3} \frac{w_1}{w_n}$ seçilmiştir. Durdurma kriteri için $|\epsilon^l|/|\epsilon^{l-1}| < 10^{-4}$ belirlenmiştir. Malzemeler Şekil 2.10b'de gösterildiği gibi kesitte dalgakılavuzunun köşesine ($x = 0, y = 0$) temas edecek şekilde ve uzunlamasına yönde Şekil 2.10a'da gösterilen referans düzlemden başlayacak şekilde yerleştirilmişlerdir.

İlk örnekte (x, y, z) yönlerinde sırasıyla ($0.68\text{cm}, 0.94\text{cm}, 2.18\text{cm}$) boyutları olan PTFE bazlı bir malzeme ele alınmıştır. 16 ölçüm bilgisi eşik değeri $\zeta = 0.08$ değerinden yüksektir ve dielektrik değeri belirleme süreci için kullanılmıştır. Başlangıç değeri $1.069 - 0.012i$ elde edilmiştir ve fiziksel olmayan imajiner kısım ihmal edilmiştir. Açıklanan prosedür ile 15 iterasyon sonucunda $\epsilon_r = 1.9989$ değeri elde edilmiştir. Elde edilen bu değer, düşük kayıplı PTFE malzeme için literatürdeki değerleri ile tutarlıdır. Belirlenen ϵ_r için düz problem çözülmüş ve ölçüm değerleri ile genlik ve faz üzerinden karşılaştırmalar sırasıyla Şekil 2.16a ve Şekil 2.16b ile yapılmıştır.

İkinci örnek olarak (x, y, z) yönlerinde boyutları ($0.60\text{cm}, 1.016\text{cm}, 2.49\text{cm}$) olan Polipropilen (PP) malzeme incelenmiştir. $\text{SNR} \gtrsim 20\text{ dB}$ olan 34 ölçüm bilgisi kullanılmıştır. Başlangıç değeri $1.221 - 0.087i$ olarak hesaplanmış ve imajiner kısım fiziksel olmadığı için yok sayılmıştır. Bu örnekte malzeme y yönünde

²Gürültünün ölçümü için ilgili deneyin başlaması için gerekli zaman kadar beklenmiş ve gürültüdeki değişimin önemsenmeyecek kadar azaldığı durumlar da hesaba katılmıştır. Şekil 2.15 ile farklı zamanlarda 6 defa ölçülen boş dalgakılavu ölçümleri verilmiştir

³Boş dalgakılavuzu ölçümleri için her frekansta ortalama gürültü değeri $\overline{S_{11}}$ hesap edilmiş ve $\text{SNR} = 20\text{dB} = 20\log_{10} \frac{\zeta}{\max_f \{|\overline{S_{11}}|\}}$ ilişkisinden eşik değeri ζ hesaplanmıştır.



Şekil 2.15 : Boş dalgakılavuzunda frekansta rastgele ölçülmüş gürültü ve ortalama gürültü değerleri.

dalgakılavuzunu tam olarak doldurduğu için yalnızca TE^{p0} tipi modlar oluşacaktır. Saçılma parametrelerinin belirlenmesi için yürütülecek nümerik analiz bu durumda dalgakılavuzunun y yönündeki boyutundan bağımsız hale gelecektir. Bu nedenle işlem yükünü azaltmak için dalgakılavuzunun ve malzemenin y yönündeki boyutlarının daha dar olduğu kabul edilmiştir⁴. 15 iterasyon sonunda malzemenin karmaşık dielektrik değeri $2.314 + 0.007i$ bulunmuştur. Elde edilen ϵ_r için ölçüm ve benzetim sonuçları Şekil 2.16c ve Şekil 2.16d ile sırasıyla genlik ve faz üzerinden karşılaştırılmıştır.

Üçüncü örnek olarak (x,y,z) yönlerinde boyutları $(0.98cm, 0.63cm, 0.65cm)$ olan *FR-4* bazlı bir malzeme ele alınmıştır. İncelenen frekans bandında ölçülen tüm S_{11} değerleri gürültünün etkisini bastıracak seviyededir. İşlem yükünü azaltmak için frekans bandında eşit aralıklarla dağılmış 30 ölçüm bilgisi dielektrik değeri belirleme sürecinde kullanılmıştır. Başlangıç değeri $2.394 + 0.274i$ elde edilmiş, 20 iterasyon sonucunda ϵ_r değeri $4.235 + 0.114i$ olarak bulunmuştur. Elde edilen ϵ_r için MoM ile elde edilen yansıma katsayıları ölçüm bilgileri ile genlik ve faz üzerinden sırasıyla Şekil 2.16e ve Şekil 2.16f ile karşılaştırılmıştır.

Ters problem çalışmalarında kullanılan ölçüm bilgilerindeki faz hataları, genlik hatalarına göre genelde elde edilen ters problem sonuçlarında daha bozucu etki

⁴Çalışma bandına ait en küçük dalgaboyu λ_{min} olmak üzere MoM analizinde hücrelendirme boyutu $\frac{\lambda_{min}}{30}$ seçilmiştir. Sayısal analizde hücre sayısını en aza indirmek için dalgakılavuzu ve malzeme boyutu y yönünde bir hücre kabul edilmiştir.

yapmaktadır. Pratik uygulamalarda fazdaki hatayı belirlemek ve ters problem stratejisini kurmak teknik olarak çok zordur. Bu kısımda yapılan yaklaşımda belli bir SNR üzerindeki ölçüm bilgileri kullanılmış ve yapılan karşılaştırmalarda beklendiği gibi SNR oranı düştükçe fazdaki hatanın arttığı gözlemlenmiştir. Bu ilişki Şekil 2.16b ve Şekil 2.16d’de gri ile boyanan bölgede görülebilir. Bu bölgeler istenen SNR değerinden düşük SNR değerine sahip bilgilerin faz bilgisini göstermekte ve yansıma katsayısının genliği 0’a yaklaştıkça fazdaki hatanın arttığı görülmektedir.

Ele alınan yaklaşımda malzemenin gerçek kısmının frekansla değişmediği, sanal kısmının frekansa doğrusal bağımlı olduğu varsayılmıştır. Geniş bandlı ölçümlerle birleştirilebilme potansiyeli ve malzeme davranışını daha gerçekçi modelleyen bir analitik model ile önerilen yöntem incelenmiştir. Analitik model olarak tek kutuplu Debye modeli seçilmiştir [96]. Malzemenin karmaşık bağıl dielektrik değeri $\epsilon_r = \epsilon' + i\epsilon''$ olmak üzere tek kutuplu Debye modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\epsilon_r = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 - i\omega\tau} + i\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} \quad (2.35)$$

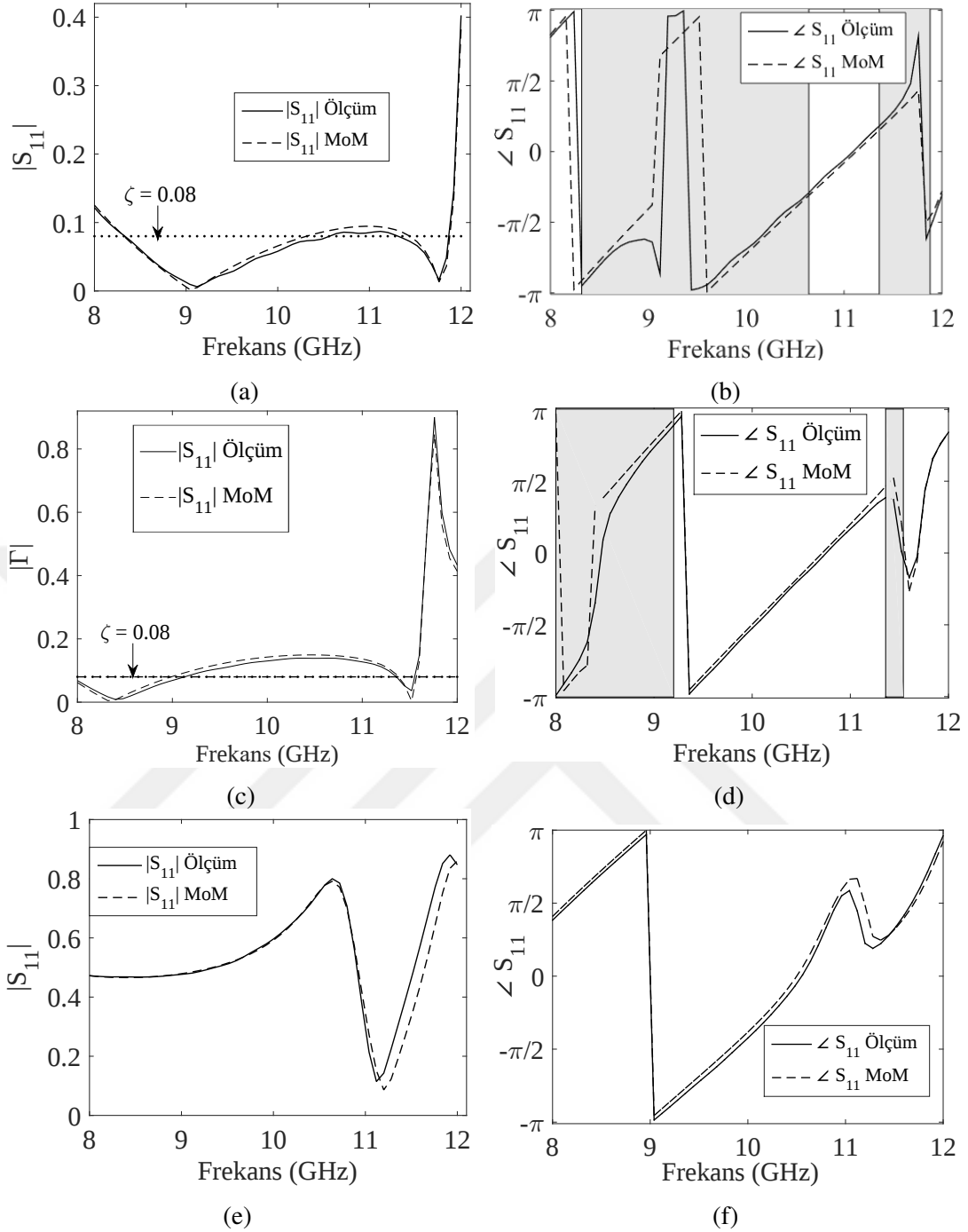
Burada τ , σ sırasıyla malzemenin gevşeme zamanı ve DC iletkenliğidir. Malzemenin $\omega = 0$ ve $\omega = \infty$ frekanslarındaki bağıl dielektrik değeri, modelde ϵ_s ve ϵ_∞ ile tanımlanmıştır. $\epsilon_f = \epsilon_s - \epsilon_\infty$ olmak üzere ϵ_r , gerçek ve sanal kısımlarına aşağıdaki gibi ayrılabilir.

$$Re(\epsilon_r) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_f}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (2.36)$$

$$Im(\epsilon_r) = \frac{\omega\tau\epsilon_f}{1 + (\omega\tau)^2} + \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} \quad (2.37)$$

Azaltılacak hata fonksiyonu yeni modele uygun şekilde Bölüm 2.2.1’de olduğu gibi tanımlandıktan sonra NR yöntemi ile malzemenin dielektrik özelliğine ilişkin Debye parametreleri elde edilir. Yönteme uygun düzenlenmiş formülasyon ayrıntıları ile EK D’de verilmiştir. Optimizasyon sonucu elde edilen Debye parametreleri, iterasyon sayıları (İt.Say.) ile birlikte Çizelge 2.2’de verilmiştir. Problemin doğrusallığının azalmasıyla birlikte iterasyon sayısında artış gözlemlenmiştir. Karmaşık dielektrik değeri ϵ_r frekansa bağılı olarak (2.35) ile hesaplanmış, ϵ_r için elde edilen frekans cevapları, ölçüm bilgisi ile Şekil 2.17’de gösterilmiştir.

Malzemenin dielektrik değerinin ölçülmesi probleminin iletim/yansıma yöntemiyle çözümünde karşılaşılan temel hata kaynaklarına ilişkin belirsizlik analizi yapılmıştır

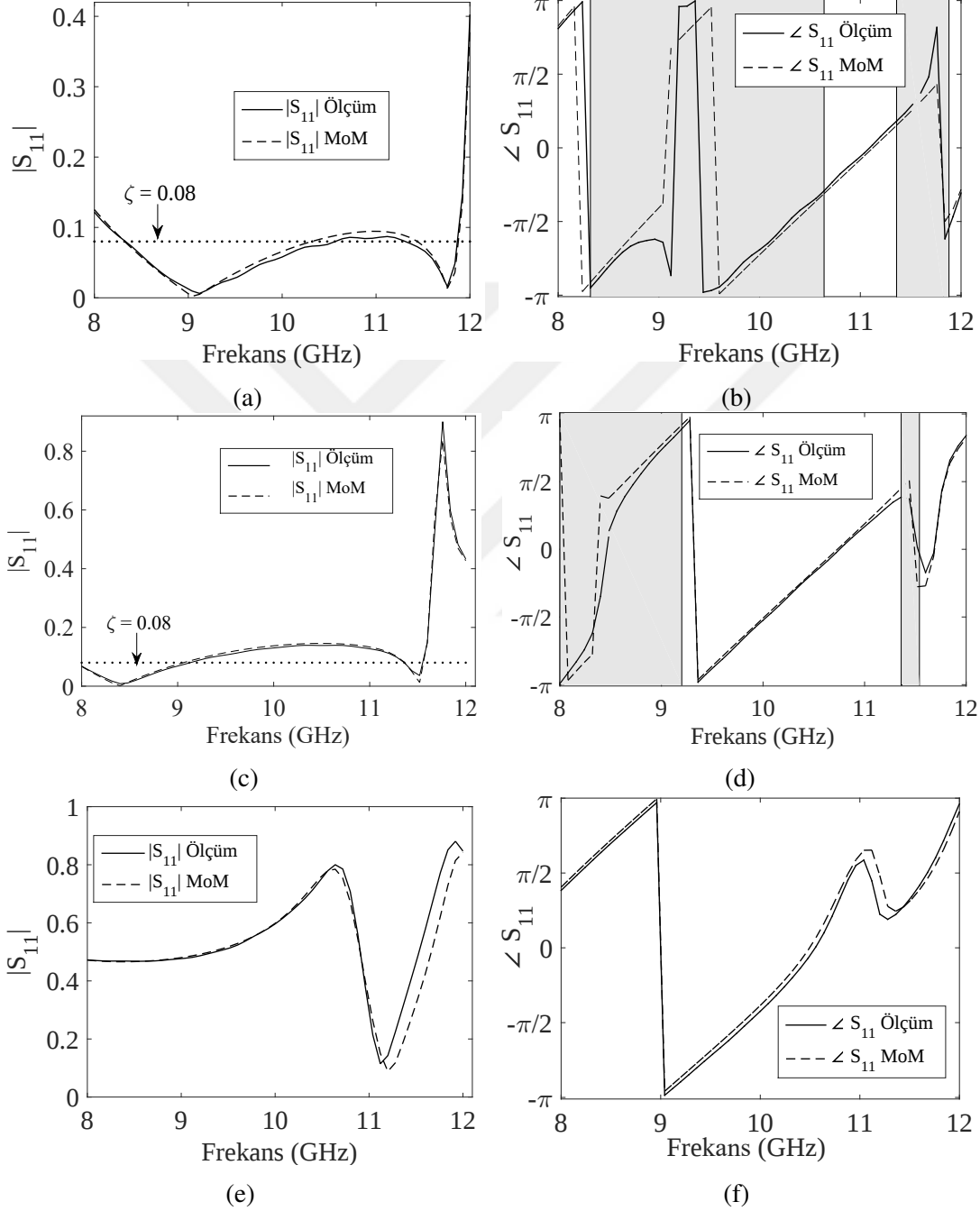


Şekil 2.16 : Doğrusal model için ölçüm ve MoM ile elde edilen S_{11} değerleri (a) Genlik PTFE bazlı malzeme (b) Faz (radyan) PTFE bazlı malzeme (c) Genlik PP bazlı malzeme (d) Faz (radyan) PP bazlı malzeme (e) Genlik FR4 bazlı malzeme (f) Faz (radyan) FR4 bazlı malzeme.

[18]. İlk olarak Şekil 2.10b’de gösterilen, malzeme ile dikey duvar arasındaki temassızlıktan kaynaklanan hataya ilişkin analiz yapılmıştır. Malzemenin x yönünde d kadar kayması durumunda FR4 ve PP malzemeleri için elde edilen ϵ' değerleri Şekil 2.18a’da çizdirilmiş, aynı şekilde karmaşık dielektrik değeri için hesaplanan ve frekansta ortalaması alınan bağıl mutlak hatalar verilmiştir. İkinci hata analizi,

Çizelge 2.2 : Elde Edilen Debye Parametreleri.

	ϵ_∞	ϵ_f	τ	σ	İt.Say.
PTFE	1.99	3.2×10^{-4}	1.908×10^{-11}	0	72
PP	2.31	0.011	1.647×10^{-11}	0	132
FR4	4.20	0.075	1.627×10^{-11}	2.75×10^{-2}	110

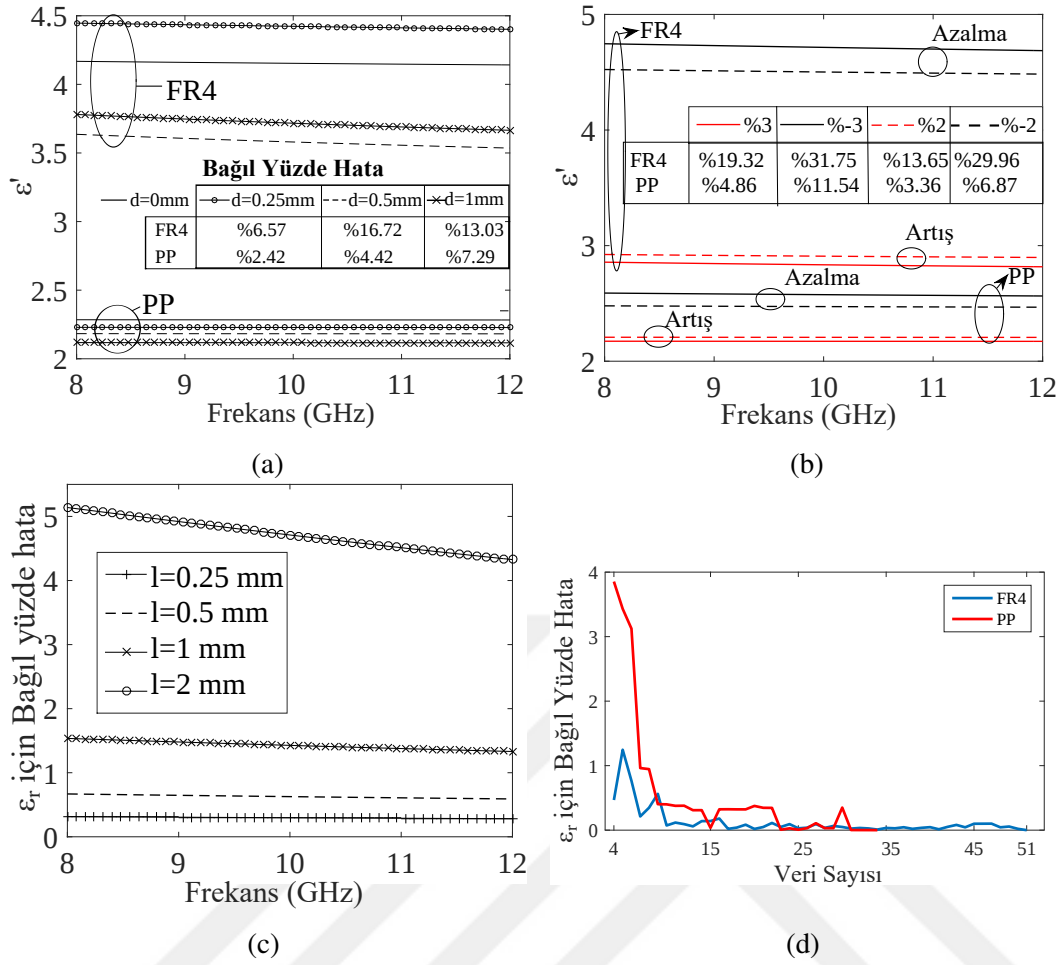


Şekil 2.17 : Debye modeli için ölçüm ve MoM ile elde edilen S_{11} değerleri (a) Genlik PTFE bazlı malzeme (b) Faz (radyan) PTFE bazlı malzeme (c) Genlik PP bazlı malzeme (d) Faz (radyan) PP bazlı malzeme (e) Genlik FR4 bazlı malzeme (f) Faz (radyan) FR4 bazlı malzeme.

malzemenin boyutlarındaki yanlış ölçümlerin, dielektrik ölçümünde neden olacağı hataya ilişkin inceleme amacıyla FR4 ve PP ile yapılmıştır. Şekil 2.18b’de malzemenin tüm yönlerde boyutlarındaki artışa yönelik elde edilen ϵ' değeri frekansa göre verilmiş ve frekansta ortalaması alınan bağıl mutlak hatalar verilmiştir. Üçüncü hata analizi, malzeme ile referans düzlem arasındaki mesafenin yanlış belirlenmesi durumunda oluşacak hatanın incelemesi için yapılmış ve analiz için PP seçilmiştir. Şekil 2.18c’de malzemenin pozisyonu dalganın ilerleme yönünde gerçek konumuna göre l kadar kaydığında oluşan bağıl yüzde hata frekansa göre çizdirilmiştir. Son olarak kullanılacak veri sayısı ile belirlenen dielektrik değerdeki değişimin incelemesi için yakınsaklık analizi FR4 ve PP için yapılmıştır. Güvenilir veri sayısının (20 dB SNR değerini sağlayan eşik değeri ζ ’ya göre elde edilen) tamamının kullanıldığı duruma göre, farklı veri sayıları için elde edilen ϵ_r ’ye göre bağıl yüzde hatalar hesaplanmış ve yakınsaklık analizine ait sonuçlar Şekil 2.18d’de verilmiştir ve her iki örnek için kullanılan veri sayısı 9 ve daha fazla olduğunda hatanın %0.4’ten az olduğu görülmüştür.

2.3 Ters Farksal Uzay Dönüşümü Yöntemi

İkame tabanlı optimizasyon yöntemlerinde iyi model ve kaba model her ikisi birden kurulur. Kaba model, iyi modelin bir yaklaşıklığı olan ve daha az işlem yükü gerektiren bir yapıdır. İkame model olan kaba model, iyi modelin fiziksel olarak daha basit bir yapısı, ampirik bilgiye dayalı bir yaklaşıklığı olabilir. İkame tabanlı bir optimizasyon yöntemi olan Uzay Dönüşümü yöntemi ilk olarak 1994 yılında Bandler tarafından literatüre sunulmuştur [28]. Mühendislik tasarım problemlerinde, özellikle elektromanyetik ve mikrodalga alanında popüler hale gelen uzay dönüşümü yöntemi, farklı problemler için modifiye edilmiştir. [29]’de, özgün UD yönteminin ilk on yılında yapılan farklı problemler için geliştirilen uyarlanmış metodlar derlenmiştir. Şekil 2.19 ile UD konsepti şematik olarak gösterilmiştir. İyi model benzetim aracı, sınaama aygıtı, fiziksel bir sistem, hesaplamalı bir model olabilirken, kaba model fiziksel bir sistem, hesaplamalı, benzetim ya da ampirik bilgiye dayalı bir model olabilir. Uzay dönüşümü yönteminde temel strateji, istenen iyi model çıktısı Y_f ile (örn. filtre karakteristiği) aynı olacak kaba model çıktısı Y_c ’yi verecek kaba model girişi x_c vektörünü optimize etmektir. Daha sonra, iyi model girişi x_f (örn. filtre tasarım parametreleri) ile

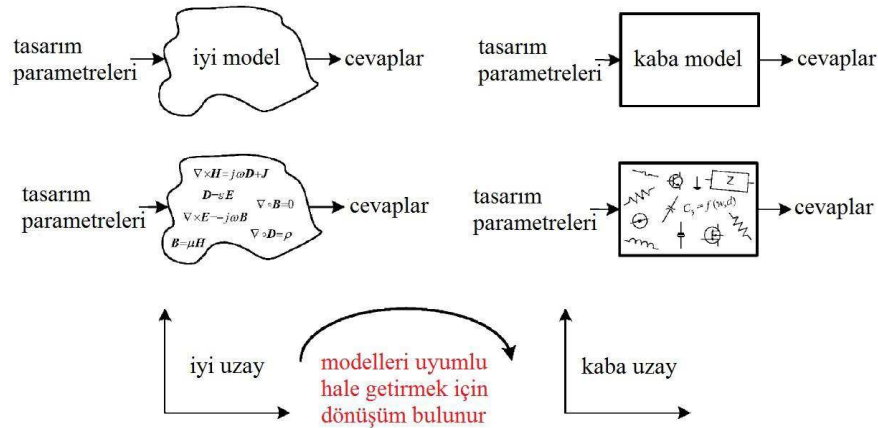


Şekil 2.18 : Debye modeli için hata ve yakınsaklık analizi (a) Malzeme yatay ekseninde d kadar kaydıığında elde edilen ϵ' (FR4 ve PP için) (b) Malzemenin boyutlarındaki artış için elde edilen ϵ' (FR4 ve PP için) (c) Referans düzleme göre l kadar kayma olduğunda oluşan hata (PP) (d) kullanılan veri sayısına göre elde edilen ϵ_r için hata.

kaba model girişi x_c arasında matematiksel bir dönüşüm bularak iyi model girişi x_f vektörünü elde etmektir. İyi model uzayı ile kaba model uzayı arasında ilişki kurulduğu için dönüşümün adı “Uzay Dönüşümü” olarak isimlendirilmiştir. Şekil 2.20 ile bahsedilen strateji şematik olarak verilmiştir. İyi modelin cevabı $R_f(\cdot)$ ve $R_c(\cdot)$, sırası ile iyi model ve kaba modelin cevap fonksiyonudur. $P(\cdot)$ ise iyi model ve kaba model uzayı arasındaki dönüşüm fonksiyonudur, öyle ki $R_f(P(x_f)) \approx R_c(x_c)$ olsun. Kaba model parametresi x_c aşağıdaki denkliği sağlayacak şekilde elde edilir;

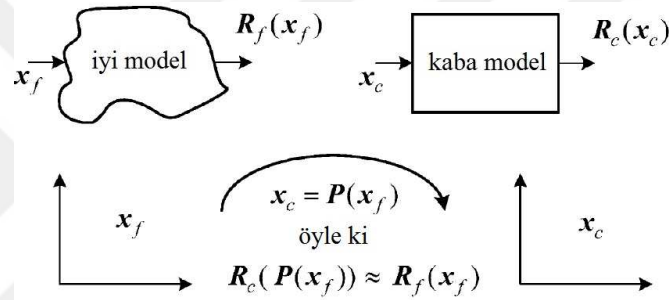
$$x_c \triangleq \arg \min_{x_c} \|R_f(P(x_f)) - R_c(x_c)\| \quad (2.38)$$

(2.38) ile verilen işlem, parametre çıkarma işlemidir ve klasik optimizasyon yöntemleri ile gerçekleştirilir. Literatürde parametre çıkarma işlemi için uygulanan yöntemlerin kısa bir derlemesi [29]’de verilmiştir. Parametre çıkarma işlemi, UD yönteminde



Şekil 2.19 : Uzak dönüşümü yönteminin temel prensibi [28].

dönüşümün sağlıklı oluşturulabilmesi ve kaba modelin güncellenebilmesi için hayati bir adımdır. Ters Farksal Uzak Dönüşümü (TF-UD), ters problemlerin çözümü



Şekil 2.20 : Uzak dönüşümü yönteminin şematik gösterimi [28].

için Uzak Dönüşümü yaklaşımının uyarlanmış halidir [35]. TF-UD'nin diğer uzak dönüşümlerinden en büyük farkı, kaba model giriş vektörü x_c 'nin elde edilmesi için kendi başına ayrı bir optimizasyon süreci olan ve (2.38) ile verilen "parametre çıkarma" işlemi yerine ters kaba modeli kullanmasıdır. Ters kaba model, orijinal ters problemin çözümü için kullanılan "ters problem algoritması"dır. Bir diğer farkı ise, iyi ve kaba model giriş vektörlerinin dönüşümde beraber kullanılmasıdır. Bu yaklaşım, dönüşümün daha sağlıklı kurulabilmesi için ek bilgi sağlamaktadır. İterasyon içeren bir optimizasyon yaklaşımı olan TF-UD için iterasyon öncesi adımlar ve adımlara ilişkin açıklamalar aşağıda verilmiştir.

Adım 1: $\bar{Y}_f$ 'yi iyi model çıktısı olarak belirle.

$\bar{Y}_f$ sistemin hedef cevabıdır. Örnek olarak $\bar{Y}_f$, dielektrik belirleme probleminde cismin neden olduğu saçılan alan bilgisi veya filtre tasarım sürecinde elde edilmesi istenen filtre karakteristiğidir.

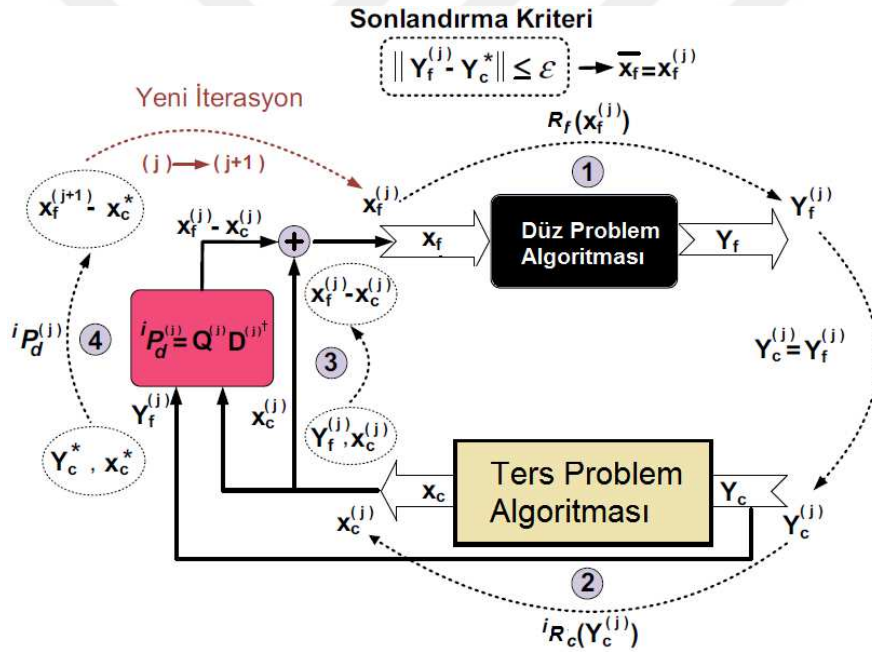
Adım 2: $Y_c^* = \bar{Y}_f$ olarak ata.

Y_c^* bu adımda kaba modelin cevabı olarak belirlenmiştir. Sonraki iterasyon adımlarında (özellikle dönüşümün kurulduğu) kullanılacaktır.

Adım 3: $x_c^* = {}^iR_c(Y_c^*)$ ile kaba model giriş vektörünü elde et. ${}^iR_c(\cdot)$ ve x_c^* , sırasıyla ters kaba model ve kaba model giriş vektörleridir. TF-UD yönteminde, UD yönteminde kendi içinde bir optimizasyon problemi olan parametre çıkarma işlemi yerine ters problem algoritmasının kullanıldığı adım burasıdır. Kaba model giriş vektörü, sistem cevabından sistem girişini bulmaya çalışan ters problem algoritması ile elde edilir.

Adım 4: $x_f^1 = x_c^*$ ve $j = 1$ olarak ata.

Ana iterasyon adımları, sonlandırma kriteri sağlanıncaya kadar devam etmektedir. Ana iterasyon adımları şematik olarak Şekil 2.21 ile verilmiş, daha sonra adımlar açıklanmıştır.



Şekil 2.21 : Ters farksal uzay dönüşümünde ana iterasyon adımları [35].

Adım 1: $\bar{Y}_f^i = R_f(x_f^i)$ ile iyi model cevabını hesapla. $\|Y_f^j - Y_c^*\| < \xi$ durdurma kriteri sağlanırsa, $\bar{x}_f = x_f^j$ olarak belirle, değilse iterasyona devam et.

$R_f(\cdot)$, ξ , $\bar{x}_f$, sırasıyla, iyi model cevabını, belirlenmiş bir reel sayıyı ($rn, 10^{-4}$) optimize edilmiş iyi model giriş vektörünü temsil etmektedirler. Bu çalışmada, iyi model $R_f(\cdot)$, düz problem algoritması ile oluşturulmuştur.

Adım 2: $x_c^j = {}^iR_c(Y_c^*)$ ile kaba model giriş vektörünü elde et. Diğer UD yöntemlerindeki parametre çıkarma işlemine denk gelen bu adım, TF-UD yönteminde

ters problem algoritması ile gerçekleştirilir. Böylece “parametre çıkarma” işlem yükü ortadan kalkmış olur.

Adım 3: Dönüşüm matrisi ${}^iP_d^j$ 'yi oluşturun. ${}^iP_d^j = Q^j D^{j\ddagger}$ şeklinde elde edilir. Q ve D matrislerinin j . iterasyon adımındaki yapıları aşağıda verilmiştir.

$$Q^j = [(x_f^1 - x_c^1), \dots, (x_f^j - x_c^j)]_{n \times j} \quad (2.39a)$$

$$D^j = \begin{bmatrix} 1, & \dots, & 1 \\ x_c^1, & \dots, & x_c^j \\ Y_c^1, & \dots, & Y_c^j \end{bmatrix}_{(n+k+1) \times j} \quad (2.39b)$$

Burada, $\ddagger$ ve k , sırasıyla, sözde matris tersi işlemi ve kaba model giriş parametre sayısıdır.

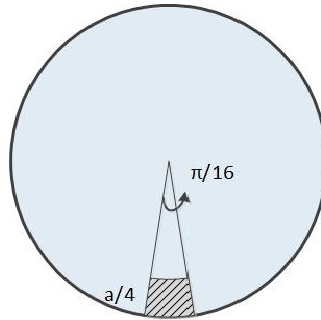
Adım 4: İyi model giriş vektörünü;

$$x_f^{j+1} = [{}^iP_d^j][1, x_c^*, Y_c^*]^T + x_c^* \quad (2.40)$$

ile güncelle. Bu işlem ile yeni iterasyon noktası belirlenmiş olur. Adım 1'e git.

2.3.1 Sayısal uygulama

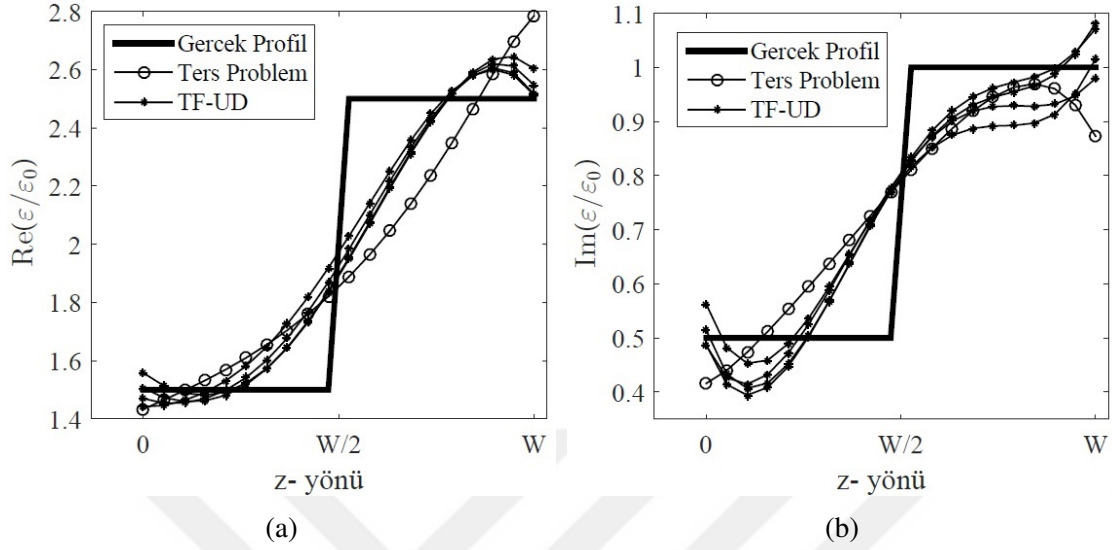
Bir önceki bölümde *ters kaba model* olarak tanımlanan ${}^iR_c(\cdot)$, yani ters problem algoritması için Bölüm 2.1.2'de incelenen Newton tabanlı ters problem algoritması kullanılmıştır. Dairesel dalga kılavuzuna kayıplı, keyfi şekilli, inhomojen bir cisim Şekil 2.22'te gösterildiği gibi yerleştirilmiştir.



Şekil 2.22 : İncelenen problemin geometrisi.

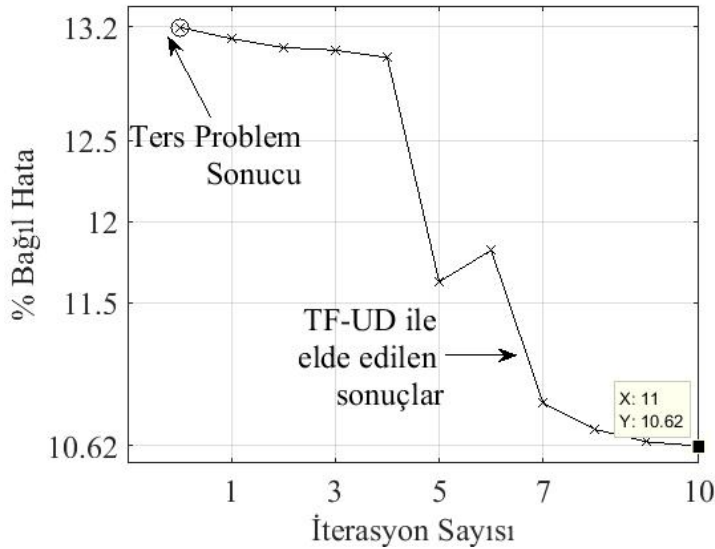
Cismin kesiti, $\rho\phi$ düzleminde taralı alan ile gösterilmiştir. Cismin boyutları (ρ, ϕ, z) yönlerinde sırasıyla $(a/4, \pi/16, \lambda/2)$ 'dir. Burada a ve λ , sırasıyla kılavuzun yarıçapı ve çalışma frekansına ait boş uzaydaki dalga boyudur. Yarıçap $a = 0.15 m$ seçilmiştir ve dalga kılavuzu sadece dominant modun yayıldığı $700 MHz$ frekansında uyarılmıştır. Saçılan alan ifadeleri Bölüm 2.1.1'de incelenen MoM ile cisimden λ uzaklıkta

hesaplanmıştır. İlk inceleme için hem gerçek, hem sanal kısımda z yönünde keskin geçişli dielektrik profil seçilmiştir. TF-UD ile elde edilen sonuçlar farklı ϕ düzlemleri için verilmiştir.



Şekil 2.23 : TF-UD ile ters problem için iyileştirme (a) gerçek kısım (b) sanal kısım.

Elde edilen sonuçların niceliksel yorumu için (2.26) ile % bağıl hata Şekil 2.24 ile verilmiştir. Ters problem ile $\chi = 13.2$ iken, TF-UD ile $\chi = 10.62$ elde edilmiştir. Durdurma kriteri olarak $||xf^{j+1} - xf^j||/||xf^j||$ değerinin tanımlanan bir değerden küçük olması belirlenmiştir.



Şekil 2.24 : Ters problem ve TF-UD iterasyon adımları için hesaplanan bağıl hata.

Üst bölümde belirtildiği gibi TF-UD yönteminden beklenti frekans bandında tanımlanmış saçılma parametrelerini verecek saçıcı özelliklerine ters problem ile

geçişteki başarının arttırmasıdır. Bu bölümde mikrodalga cihazı tasarımına göre daha basit bir problem ele alınmış ve seçilen bir frekansta sayısal olarak gözlemlenen saçılan alan bilgisinden saçıcının elektriksel özelliklerine geçiş incelenmiştir. TF-UD yönteminin ele alınan problemin çözümü için başarı miktarını arttırdığı görülmüştür. Bölüm 3.1’de hedeflenen frekans cevabını elde etmek için seçilen ters problem algoritması ve TF-UD yönteminin birlikte sağladığı başarı incelenmiştir.

2.4 Elde Edilen sonuçlar üzerine yorumlar

Dairesel dalgakılavuzuna yerleştirilmiş inhomojen malzemelerin dielektrik değerinin belirlenmesi problemi için newton tipi ters problem algoritması kullanılmıştır. Yapılan incelemelerde, malzemenin dielektrik değerindeki yumuşak değişimler için ele alınan yöntem başarılı çalışmaktadır. Malzemenin dielektrik kontrastı arttıkça yöntemin başarısı azalmaktadır. Bu nedenle, yüksek frekanslarda ve farklı gözlem noktalarındaki bilgiler ile bilgi çoğullaması yapılmıştır. Yine de keskin geçişlerin geriçatımı çok iyi yakalanamamıştır. Aynı problem dikdörtgen dalgakılavuzlarında incelenmiş [97, 98] ve keskin profilli değişimler için Newton tipi yaklaşım yerine ayırık kaynak evrimi yönteminin daha başarılı olduğu rapor edilmiştir. Bu çalışma kapsamında KKE yöntemi, dairesel dalgakılavuzuna ait ters problem için uygulanmamış fakat ilerleyen çalışmalarda incelenmesi planlanmıştır.

Dielektrik belirleme yöntemleri içinde dalgakılavuzu yaklaşımları, geniş bandda iyi sonuçlar verir. Bu nedenle, dielektrik malzemenin geniş bandda iyi bir yaklaşıklıkla dielektrik değerinin belirlenmesi için dalgakılavuzları ile ölçümler tercih edilir. Homojen malzemelerin kayıplı dielektrik değerinin geniş bandda belirlenmesi için ilk olarak band üzerinde ayırık frekanslarda dielektrik değerin belirlenmesi düşünülmüştür. Yansıma katsayısı ile problemin sayısal çözümü arasında yinelemeli bir optimizasyon süreci yürütülmüştür. Küçük boyutlu malzemeler için kurulan sayısal düzenekte başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Aynı yaklaşım, boyutu büyük malzeme için kurulan sayısal düzenek ve gerçek ölçüm sonuçları için uygulandığında tüm bandda kararlı bir sonuç elde edilememiştir. Bu sorunu çözmek için çoklu frekans yaklaşımı düşünülmüştür. Çoklu frekans yaklaşımında malzemenin frekans davranışı için iki model düşünülmüştür. İlk olarak dielektrik değeri ve iletkenliği sabit ve kayıp faktörünün frekansa doğrusal bağımlı olduğu kabul edilmiştir. Ele alınan model ile

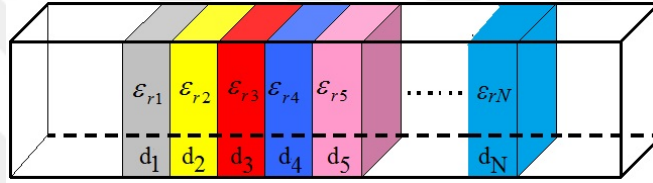
geniş bandda problem çoklu frekans bilgisi ile çözülmüş ve tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir. Malzemenin frekans davranışı için ikinci olarak bir kutuplu Debye modeli seçilmiş ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

Bölüm 3'te ele alınacak tasarım prosedüründe kullanılmak üzere ters problem sonuçlarını iyileştirici olarak TF-UD yöntemi incelenmiştir. Giriş ve çıkış arasında doğrusal bir bağlantıya dayanan yöntem, iyileştirici sonuçlar verse bile sonraki bölümde gösterileceği gibi bir tasarım prosedürü için yetersiz kalmıştır. Doğrusal ilişkiler için güçlü olan yöntemin felsefesi temel alınarak, doğrusal olmayan ilişkiler için düzenlenmesi ile bu çalışmada ele alınan problemler için güçlü bir araç olduğu düşünülmüş fakat bu çalışma kapsamında incelenmemiştir.



3. KESİTTE HOMOJEN YÜKLEME İÇİN PASİF MİKRODALGA CİHAZI TASARIMI

Bu bölümde dalgakılavuzunu kesitte homojen, dalganın ilerleme yönünde inhomojen olarak dolduran dielektrik yapılar ile frekans bandında istenen cevabı verecek yapının tasarımı incelenmiştir. Problemin geometrisi Şekil (3.1) ile verilmiştir. N adet homojen dielektrik tabaka dalgakılavuzuna yerleştirilmiştir. Uzunlamasına inhomojen dalgakılavuzundaki katmanların bağıl dielektrik değeri ve kalınlıkları, alt indis n katman numarasını göstermek üzere sırası ile ϵ_{rn} ve d_n ile temsil edilmiştir.



Şekil 3.1 : Uzunlamasına inhomojen dalga kılavuzu.

İncelenen problemde yapının frekans cevabı katmanların dielektrik ve kalınlık değerlerinin bir fonksiyonudur. Problemin çözümü için ilk olarak ters problem algoritması KKE [76] ve optimizasyon yöntemi TFUD beraber kullanılmıştır. İstenen başarı sağlanamadığı için, problem seçilen başka bir doğrusal olmayan optimizasyon yöntemi ile ele alınmıştır. Aranan frekans cevabı için çok sayıda parametrenin optimizasyonu gerektiğinden bu yaklaşım ile de istenen başarı sağlanamamıştır. Daha sonra, problem önerilen bir yaklaşım ile basitleştirilmiş ve tasarım parametreleri istenen cevap için optimize edilmiştir. İncelenen yaklaşımlar sırası ile ilerleyen kısımlarda verilmiştir. Bu kısımda yer alan düz problem çözümleri, ayrıntıları EK B’de gösterilen, yalnızca baskın modun göz önüne alındığı mod eşleştirme yöntemi ile gerçekleştirilmiştir.

3.1 Ters problem ve TFUD ile inceleme

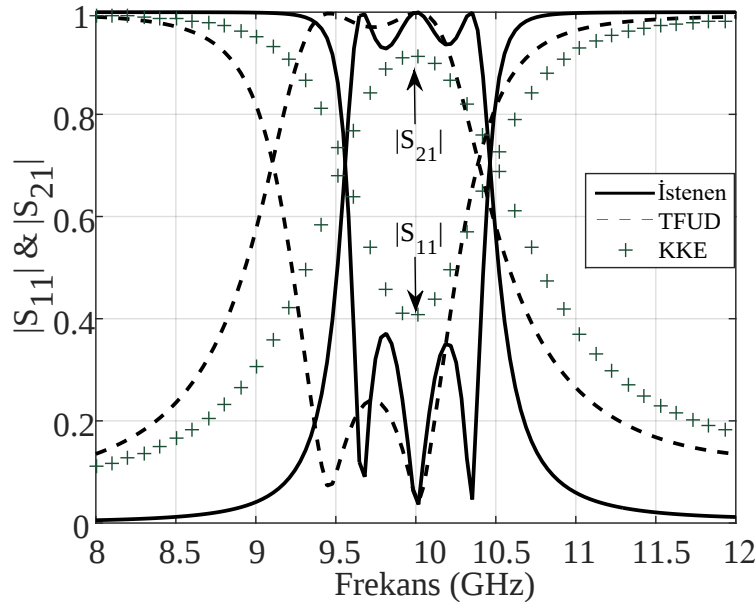
[76] çalışmasında, UIDK’ya ait saçılan alan bilgisinden dielektrik profilin elde edilmesi için KKE yöntemi kullanılmıştır. Bu çalışmada istenen frekans cevabını verecek dielektrik profilin çıkarımı için KKE yöntemine başvurulmuş, elde edilen

sonuçlar bir önceki bölümde açıklanan ve kullanılan TFUD yöntemi ile iyileştirilmek istenmiştir. TFUD yönteminde kullanılan iyi model R_f için ME yaklaşımından faydalanılmış, ters kaba model iR_c ise [76] çalışmasında kullanılan KKE ters problem algoritması ile kurulmuştur. TFUD yöntemindeki ana parametrelerin ele alınan problemdeki karşılıkları izelge 3.1 ile verilmiştir. Burada ϵ_{rn} , F , sırasıyla düz problemin girişi ve çıkışı olan dielektrik profil ve frekans cevabı iken F^i , ϵ_{rn}^c , sırasıyla ters problemin girişi ve çıkışı olan frekans cevabı ve dielektrik profildir.

Çizelge 3.1 : TFUD parametrelerinin karşılıkları.

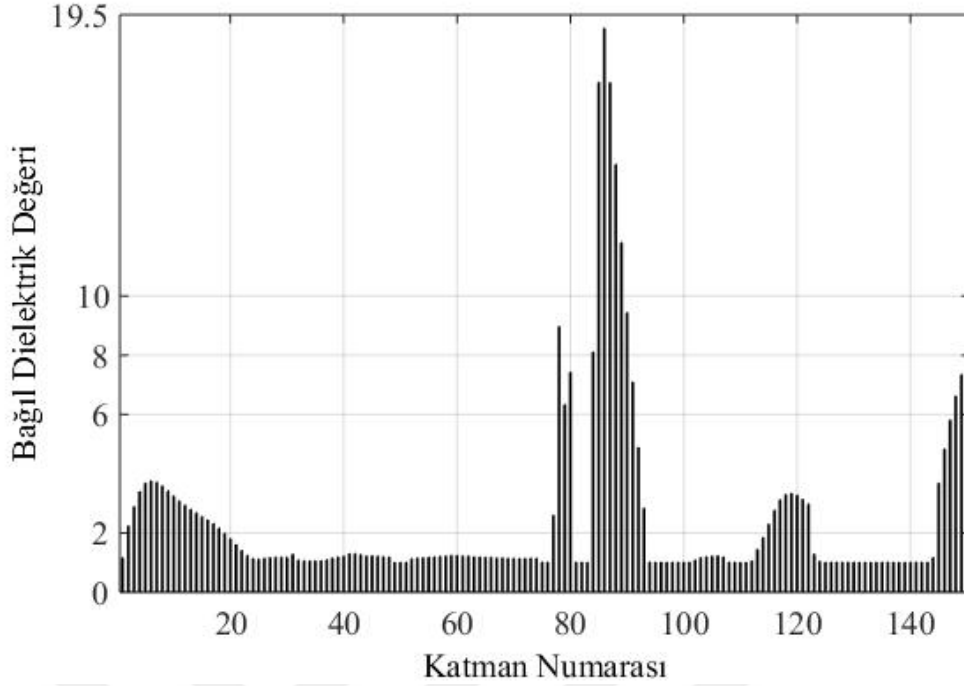
x_f	Y_f	x_c	Y_c	R_f	iR_c
ϵ_{rn}	F	ϵ_{rn}^c	F^i	ME	KKE

Sayısal uygulama olarak [72] çalışmasında incelenen 0.9 GHz band genişlikli, 0.5 dB dalgalanımı, 3. derece band geçiren Chebyshev filtre incelenmiştir. Aynı çalışmada elde edilen filtre boyutu $h = 41.43mm$ 'lik uzunluk 150 katmana bölünmüş ve istenen frekans cevabı F hedeflenerek katmanların dielektrik değerleri optimize edilmiştir. İlk ters problem ve TFUD döngüsündeki KKE uygulaması için iterasyon sayısı sırasıyla 5000 ve 3000 seçilmiştir. TFUD döngüsü 21 adımda kesilmiştir. İlk ters problem KKE ve TFUD optimizasyonu ile elde edilen frekans cevapları, istenen frekans cevapları ile birlikte şekil 3.2 ile, optimize edilen dielektrik değerleri şekil 3.3 ile verilmiştir.



şekil 3.2 : İstenen, KKE ve TFUD yaklaşımları ile elde edilen frekans cevapları.

UİDK'nın frekans cevabını oluşturan ϵ_r ve d_n tasarım parametrelerinden ϵ_r üzerinden optimizasyonun daha başarılı olacağı n görülebilir. Bölüm 3.2'de incelendiği gibi



Şekil 3.3 : Katmanların TFUD ile optimize edilen dielektrik değerleri.

ϵ_r frekans cevabını oluşturan doğrusal olmayan denklemin hem genlik hem faz ifadesinde katkı yaparken, d_n yalnızca faz kısmında yer almaktadır. KKE ve TFUD yaklaşımlarının birlikte kullanılması ile istenen frekans cevabına yaklaşılmış fakat kabul edilebilir bir başarı seviyesi sağlanamamıştır. Ayrıca, günümüz teknolojisi ile istenen her dielektrik değerinin üretilmesi mümkün olmadığından dielektrik değerlerin optimizasyon parametresi olarak atanmaması ve baştan belirlenmesi gerçekçi bir yaklaşım olacaktır. Bu nedenler göz önüne alındığında TFUD yöntemi ile tasarım hedefinden vaz geçilmiştir. Bir sonraki kısımda aynı tasarım amacı için seçilen başka bir yol incelenecektir.

3.2 Doğrudan Optimizasyon ile İnceleme

Ele alınan problemin çözümü için optimizasyon yaklaşımında değişikliğe gidilmiş ve giriş parametreleri ile çıktılar arasındaki doğrusal olmayan ilişkiden dolayı doğrusal olmayan optimizasyon yöntemlerinden faydalanılması düşünülmüştür. Aynı zamanda problemin fiziksel olarak anlamlı bir şekilde çözülebilmesi için sınırlandırılmış optimizasyon bölgesinde çalışmaya uygun bir yönteme ihtiyaç duyulmuştur. Yöntemin uygulanması için MATLAB programından yararlanılmış, tez kapsamında kodlaması yapılmamıştır. MATLAB programında en küçük kareler yöntemine dayanan,

alt uzayda güvenli bölge içinde Newton tipi optimizasyon uygulayan *lsqnonlin* fonksiyonu seçilmiştir. Faydalanılan optimizasyon metoduna ilişkin matematiksel bir tanıtım Bölüm 3.3.1’de yapılmıştır.

UİDK için frekans cevabı katmanlara ait kalınlık ve dielektrik değerlerinin fonksiyonudur. Günümüz teknolojiyle istenen dielektrik değerinde malzeme tasarımı mümkün olmadığından, fiziksel gerçekleştirilebilirlik için önceden belirlenen bir dielektrik profil için sadece katman kalınlıkları tasarım parametresi olarak atanmıştır. Tasarımın pratikte kullanılabilirliği açısından katman kalınlıkları d_n değerlerine $1\text{ mm} \leq d_n \leq 10\text{ mm}$ şeklinde optimizasyon kısıtı getirilmiştir¹. Minimize edilecek hata fonksiyonu $H.F.$, (3.1) ile verilmiştir.

$$H.F. = \frac{1}{2 \sum_{m=1}^M w_m} \sum_{m=1}^M w_m \left(\frac{|S_{11}^m - E_{11}^m|}{|S_{11}^m|} + \frac{|S_{21}^m - E_{21}^m|}{|S_{21}^m|} \right) \quad (3.1)$$

Burada m frekans indisi olmak üzere M, w_m ve S sırasıyla incelenen toplam frekans sayısını, hata ağırlıklandırmasını ve istenen S parametrelerini temsil etmektedir. E ise her iterasyon adımında düz problemin çözümü sonucu elde edilen saçılma parametrelerini temsil etmektedir.

Sayısal analiz için Bölüm 3.1’de incelenen filtre karakteristiği ele alınmıştır. 8-12 GHz bandındaki filtre yapısını gerçekleyebilmek için elektriksel anlamda fazla sayıda süreksizliğe ihtiyaç duyulacağı öngörülebilir. Bu nedenle yapının her 24 katmandan oluştuğu var sayılmıştır ve dielektrik profil cinsinden 6 özdeş hücreye bölünmüştür². Seçilen 4 katmanlı hücrenin dielektrik profili $\epsilon_h=[2.4\ 3.2\ 12\ 2.5]$ olarak seçilmiştir. Kullanılan yinelemeli optimizasyon yönteminde, başlangıç değeri tüm katmanları için 3 mm olarak verilmiştir. Geçiş bandındaki dalgalanmaları yakalayabilmek için hata ağırlıklandırması (3.2)’de verildiği gibi yapılmıştır.

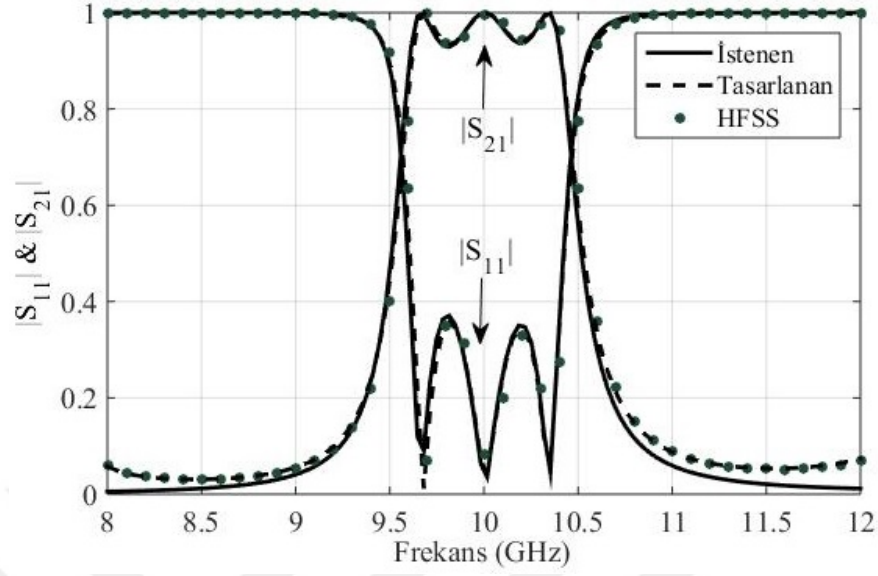
$$w_m = \begin{cases} 5, & \frac{M}{5} < m < \frac{4M}{5} \\ 1, & \text{aksi halde} \end{cases} \quad (3.2)$$

Optimize edilen katman kalınlıklarına ait düz problem çözümünden ve ticari bir elektromanyetik benzetim yazılımı HFSS’ten elde edilen yansıma ve iletim

¹Alt sınır 1 mm, katmanların hazırlanması aşamasında mekanik kolaylık için atanmıştır. Üst sınır 10 mm, propagasyon terimi $e^{i\beta d}$ çalışılan frekans bandı içinde kompleks düzlemde bir turu (olabildiğince) tamamlayabileceği şekilde olması (optimizasyon uzayının genişlemesi için) ve tasarım boyutunun fazla büyümemesi için 10 mm seçilmiştir.

²Ele alınan örnekte yapının özdeş birim hücrelerden oluşması gerekmemektedir. Anlatımın sadeliği açısından inceleme bu şekilde yapılmıştır.

katsayılarının genlikleri Şekil 3.4'te kıyaslanmıştır. Katman kalınlıkları, milimetrenin onda birine yuvarlanmıştır.



Şekil 3.4 : Başlangıç değeri $d=3$ mm verildiğinde elde edilen saçılma parametreleri genlikleri.

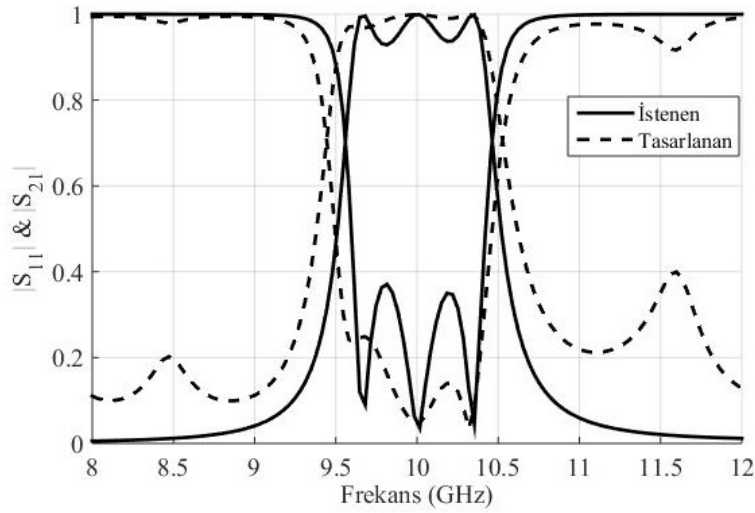
Optimize edilen katman kalınlıkları milimetrenin onda birine yuvarlanarak, # katman numarasını temsil etmek üzere, Çizelge 3.2 ile verilmiştir.

Çizelge 3.2 : Optimize edilen katman kalınlıkları.

#	d (mm)	#	d (mm)	#	d (mm)	#	d (mm)
1	2,9	7	2,2	13	4,3	19	1,8
2	5,7	8	1,9	14	1,9	20	2,1
3	3,1	9	2,4	15	2,3	21	3,0
4	3,8	10	1,0	16	1,4	22	4,3
5	3,9	11	2,5	17	4,5	23	2,7
6	2,1	12	3,9	18	7,9	24	1,2

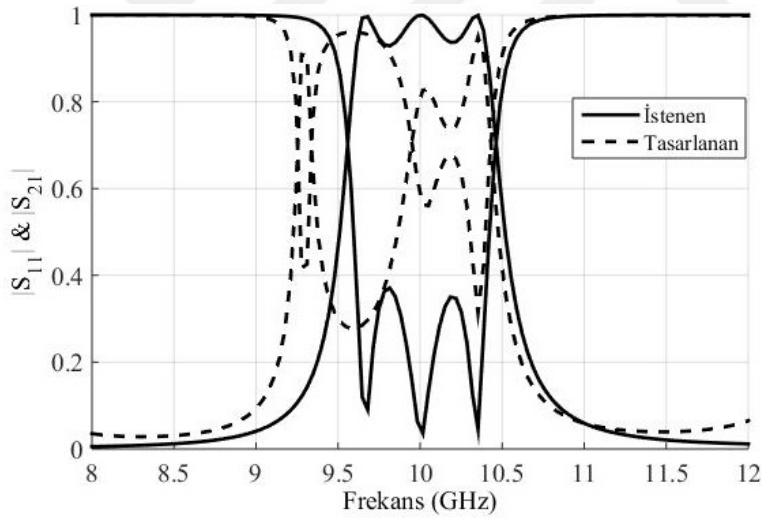
Elde edilen ve istenen sonuçlar arasında başarı sağlansa da izlenen yaklaşımın başlangıç değerleri ve hata ağırlıklandırmasına bağlılığı incelenmelidir. Tüm katman kalınlıklarının başlangıç değeri için 5 mm atanarak aynı tasarım denenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 3.5 ile verilmiştir. Görüldüğü gibi izlenen yaklaşımın başarısı optimizasyon parametrelerinin başlangıç değerlerine yüksek derecede bağlıdır.

İzlenen yaklaşımın başarısının hata ağırlıklandırması w_m değerlerine bağlılığını incelemek için başlangıç değerleri 3 mm seçilmiş ve her frekansta w_m değerleri eşit atanmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 3.6 ile verilmiştir ve izlenen yaklaşımın başarısının hata ağırlıklandırmasına yüksek derecede bağlı olduğu görülmüştür. Şekil



Şekil 3.5 : Başlangıç değeri $d=5\text{mm}$ verildiğinde elde edilen saçılma parametreleri genlikleri.

3.5 ve Şekil 3.6 yardımı ile çıkarılacak sonuç, ele alınan yaklaşımın başarısı ancak deneme-yanılma yöntemi ile artırılabilir. Deneme-yanılmaya dayanan tasarım yaklaşımı yerine sistematik bir tasarım yöntemi Bölüm 3.3'te önerilmiştir.



Şekil 3.6 : Başlangıç değeri $d = 3\text{mm}$ ve hata ağırlıklandırması eşit seçildiğinde elde edilen saçılma parametreleri genlikleri.

3.2.1 Sınırlandırılmış doğrusal olmayan güvenli bölge optimizasyonu

Güvenli bölge optimizasyonu (TRO), parametre uzayında hata fonksiyonu yerine ikinci derece bir modelini minimize ederek işlem yükünü azaltan bir optimizasyon yöntemidir. İkinci derece modelin, hata fonksiyonunu yeterince temsil ettiği bölge, güvenli bölge olarak adlandırılır ve yöntem ismini bu durumdan almıştır. Yinelemeli bir yöntem olan TRO, bir önceki kısımda gösterildiği gibi sağlıklı başlangıç

değerlerine ihtiyaç duyar ve her iterasyon adımında, güvenli bölge için genel, tüm bölge için yerel bir çözüm sunar. Her iterasyon adımında, hata fonksiyonunu temsil eden ikinci derece model, iterasyon noktası x_k 'yı merkez alan ve yarı çapı Δ_k olan güvenli bölgede kurulur³ ve Δ_k , güvenli bölgenin yarıçapı olarak isimlendirilir. Güvenli bölgede hata fonksiyonunun azaldığı bir $x_k + s_k$ noktası aranır. Deneme noktası $x_k + s_k$ 'da hata fonksiyonunda sağlanan azalma ile modelde öngörülen azalma kıyaslanır. Eğer hesaplanan oran, istenen büyüklükte ise deneme noktası $x_k + s_k$, yeni iterasyon noktası x_{k+1} olarak belirlenir. Eğer yeterli büyüklükte bir oran elde edilememişse, güvenli bölge yarıçapı Δ_k , daha iyi bir model kurabilmek için küçültülür. İkinci derece model ile hata fonksiyonu arasındaki fark, Δ_k küçüldükçe azalacaktır fakat bu durumda (3.3)'in aranacağı bölge daralacaktır. TRO metodunun genel yapısı bu şekilde olmakla beraber, tanımlanan probleme göre bahsedilen adımların uygulamasında farklılıklar olabilir. Bu kısımda, MATLAB programında referans alınan tekniğe değinilecektir [99, 100]. Ele alınan problem (3.3)'te verilmiştir.

$$\min_{x \in \mathbb{R}^n} \{f(x) : l_b \leq x \leq u_b\} \quad (3.3)$$

Burada l_b , u_b , sırasıyla x değişkeninin optimize edileceği aralığın alt ve üst sınırlarıdır ve $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^1$ olmak üzere f düzgün bir fonksiyondur. (3.25) ile verilen hata fonksiyonu $g(x)$, giriş vektörü x üzerinden hesaplanır ve $\|\cdot\|_2$, l^2 normu olmak üzere f ile g fonksiyonları arasındaki ilişki (3.4)'te verilmiştir.

$$f(x) = \|g(x)\|_2^2 = g_1(x)^2 + g_2(x)^2 + \dots + g_n(x)^2 \quad (3.4)$$

$f(x_k)$ fonksiyonunun ikinci derece bir modeli $m_k(x_k)$ olsun. Tanımlanan bir $\psi_k(s) = m_k(x_k + s) - m_k(x_k)$ fonksiyonunun ifadesi, $g_k = \nabla f(x_k)$ olmak üzere, aşağıda verilmiştir.

$$\psi_k(s) \triangleq g_k^T s + \frac{1}{2} s^T (H_k + C_k) s \quad (3.5)$$

(3.3)'ün eşdeğer çözümü, (3.5) ifadesinin minimize edilmesidir [101] ve TRO yönteminin alt problemi olarak bilinmektedir. TRO'nun alt problemi (3.6) ile verilmiştir.

³Güvenli bölgenin geometrisi, tanımlanan hata fonksiyonuna göre değişir. Örneğin l^2 normu üzerinden yapılan tanımlama, dairesel bir bölge verecekken, l normu üzerinden tanımlanan bir hata normu, baklava deseni verecektir.

$$\min_{s \in \mathbb{R}^n} \{ \psi_k(s) : \|D_k s\|_2 \leq \Delta_k, s \in S_k \} \quad (3.6)$$

Burada D_k , alt ve üst sınırlar l_b ve u_b 'ye göre belirlenmiş diagonal ölçeklendirme matrisidir ve $S_k, \mathbb{R}^n$ 'de küçük boyutlu alt uzaydır [100]. Faydalanılan TRO yönteminin algoritması aşağıda verilmiştir [100].

Alt Uzay TRO yöntemi

$0 < \mu < \eta < 1, 0 < \Lambda_l < \Lambda_u, \gamma_1 < 1 < \gamma_2$ belirlenmiş ve $x_0 \in \text{int}(F)$ ve $\Delta_0 < \Lambda_l$ olsun.

$k = 0, 1, \dots$ için

1- f_k, g_k, D_k, H_k ve C_k 'yi hesapla ve ikinci derece model ile ilintili $\psi_k(s)$ 'i (3.6) ile hesapla.

2- $x_k + s_k \in \text{int}(F)$ olmak üzere (3.6)'da verilen altprobleme dayanan s_k adımını hesapla.

3- p_k oranını hesapla.

$$p_k = \frac{f(x_k + s_k) - f(x_k) + \frac{1}{2} s_k^T C_k s_k}{\psi_k(s_k)} \quad (3.7)$$

4- Eğer $p_k > \mu$ $x_{k+1} = x_k + s_k$ olarak, değilse $x_{k+1} = x_k$ atamasını yap.

5- Güvenli bölgenin yarıçapı Δ_k 'yı şu şekilde hesapla

-Eğer $p_k \leq \mu$ ise $\Delta_{k+1} \in (0, \gamma_1 \Delta_k]$ olarak,

-Eğer $p_k \in (\mu, \eta)$ ise $\Delta_{k+1} \in (\gamma_1 \Delta_k, \Delta_k]$ olarak,

-Eğer $p_k \geq \eta$ ise

$\Delta_k > \Lambda_l$ ise

$\Delta_{k+1} \in [\gamma_1 \Delta_k]$ veya $[\Delta_k, \gamma_2 \Delta_k]$ olarak belirle

$\Delta_k < \Lambda_l$ değil ise

$\Delta_{k+1} \in [\Delta_k, \min(\gamma_2 \Delta_k, \Lambda_u)]$ olarak belirle

Yukarıdaki ifadelerde C_k (3.3) problemi için Kuhn-Tucker şartlarından oluşturulan diagonal matris ve H_k , (3.3)'te verilen f için yaklaşık Hessian matrisi $\nabla^2 f$ 'tir.

3.3 Birim Hücre Optimizasyonu ile İnceleme

İki kapılı yapıların S ve T parametreleri arasındaki lineer bağlantıdan faydalanılarak, S ve T matrisleri arasında geçiş yapılabilir [102]. S parametrelerinden T parametrelerine ve T parametrelerinden S parametrelerine geçiş sırası ile (3.8) ve (3.9)'da verilmiştir.

$$T_{11} = \frac{1}{S_{21}}, T_{12} = -\frac{S_{22}}{S_{21}}, T_{21} = \frac{S_{11}}{S_{21}}, T_{22} = -\frac{\Delta[S]}{S_{21}} \quad (3.8)$$

$$S_{11} = \frac{T_{21}}{T_{11}}, S_{12} = \frac{\Delta[T]}{T_{11}}, S_{21} = \frac{1}{T_{11}}, S_{22} = -\frac{T_{12}}{T_{11}} \quad (3.9)$$

Burada Δ sembolü ilgili matrisinin determinantını temsil etmektedir. Baskın modda uyarılan kesiti tam dolduran UİDK yapısı iki kapılı modellenenebilir. İki kapılı kaskat yapılar için T matrisi $[T]_{kas}$, L toplam katman sayısı, alt indis n katman numarası olmak üzere, şu şekilde hesaplanabilir.

$$[T]_{kas} = \prod_{n=1}^L [T]_n \quad (3.10)$$

Kaskat yapının L adet birim hücreden oluştuğu ve birim hücrelerin l katmandan oluşan özdeş yapılar olduğu varsayılmıştır. Tasarım prosedürünün genel stratejisi şu şekilde belirlenmiştir:

1- Kaskat yapının istenen S matrisi $[S]_{kas}$ 'tan kaskat yapının T matrisi $[T]_{kas}$ 'a (3.8) ile geçilir. Bu işlem $S \xrightarrow[kas]{kas} T$ ile gösterilecektir.

2- Her birim hücre özdeş olduğundan, birim hücrenin T matrisi $[T]_{bir}$ olmak üzere, (3.10)'te olduğu gibi $[T]_{kas} = [T]_{bir}^L$ ilişkisinden faydalanılarak $[T]_{bir} = [T]_{kas}^{1/L}$ bağlantısı kurulur ve birim hücrenin T matrisine geçilir. Bu işlem $T \xrightarrow[kas]{bir} T$ ve birim hücrenin T matrisinden kaskat yapının T matrisine geçiş işlemi $T \xrightarrow[bir]{kas} T$ ile gösterilecektir.

3- Birim hücrenin T matrisinden S matrisine (3.9) ile geçilir. Bu işlem $T \xrightarrow[bir]{bir} S$ olarak ve birim hücrenin S parametrelerinden T parametrelerine geçiş işlemleri $S \xrightarrow[bir]{bir} T$ ile gösterilecektir. Ayrıca $[S]_{bir}$ 'den $[S]_{kas}$ 'a geçiş, $S \xrightarrow[bir]{bir} T$, $T \xrightarrow[bir]{kas} T$, $T \xrightarrow[kas]{kas} S$ işlemlerini sırayla uygulayarak gerçekleştirilebilir. Bu işlem zinciri kısaca $S \xrightarrow[bir]{kas} S$ ile gösterilecektir. $[T]_{kas}$ Jordan ayrıştırması ile özdeğerleri P ve özvektörleri R cinsinden (3.11)'de ve $T \xrightarrow[kas]{bir} T$ işlemi (3.12)'de olduğu gibi elde edilebilir [103].

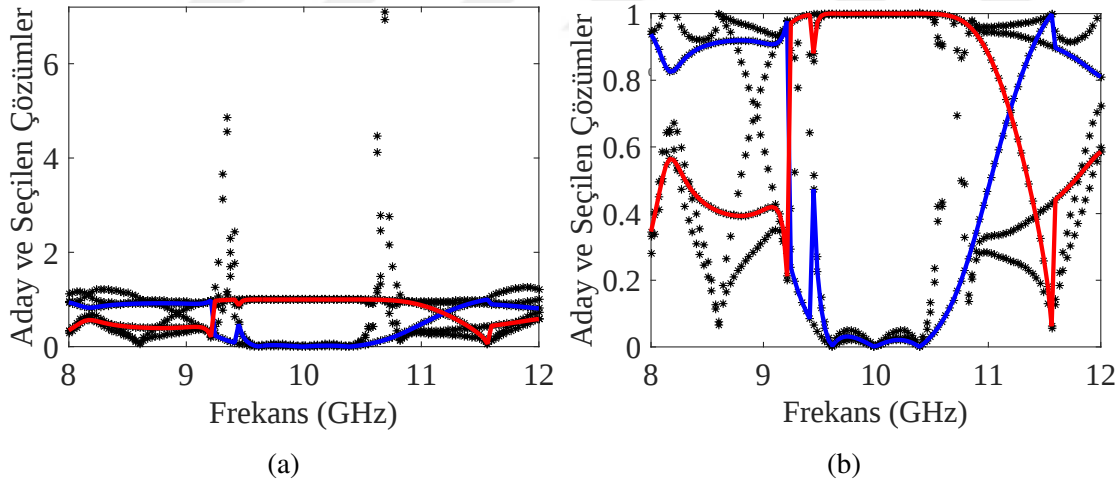
$$[T]_{kas} = PRP^{-1} \quad (3.11)$$

$$[T]_{bir} = [T]_{kas}^{1/L} = P(R)^{1/L}P^{-1} \quad (3.12)$$

Özvektör matrisi R , 2×2 diagonal matristir ve $R_{11} = R_1 = |R_1|e^{i\theta_{R1}}$ ve $R_{22} = R_2 = |R_2|e^{i\theta_{R2}}$ olmak üzere $n = 0, 1, \dots, L-1; m = 0, 1, \dots, L-1$ için kök alma işlemi (3.13)'teki gibi gerçekleştirilebilir.

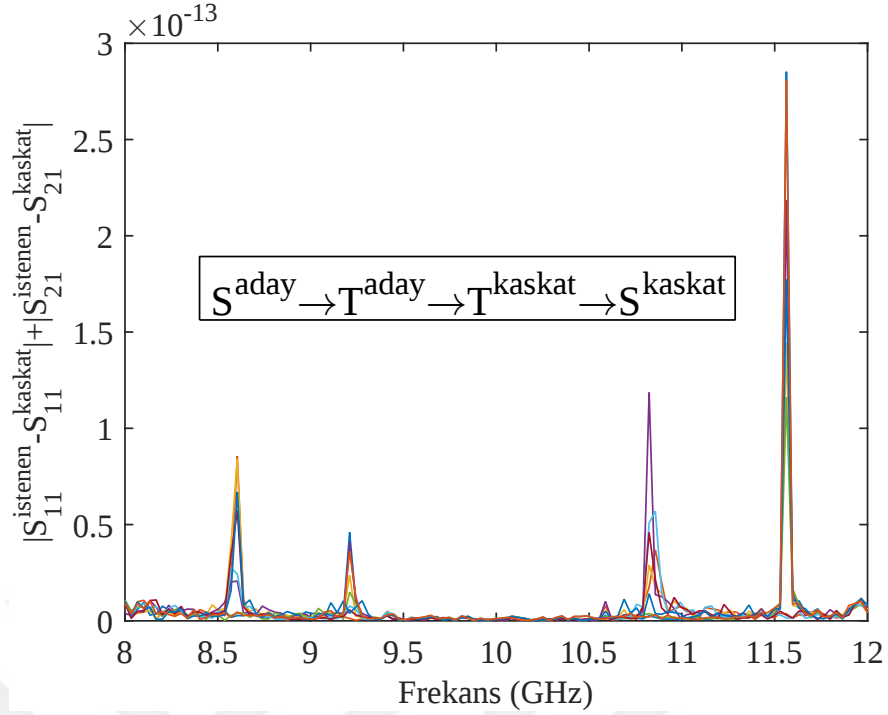
$$R^{1/L} = \begin{bmatrix} |R_1|^{1/L} & 0 \\ 0 & |R_2|^{1/L} \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} e^{i(\theta_{R1}+2n\pi)/L} & 0 \\ 0 & e^{i(\theta_{R2}+2m\pi)/L} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Burada $\odot$ eleman çarpımını temsil etmektedir. (3.12) ile L^2 adet matematiksel çözüm elde edilir. Elde edilen çözümlerden fiziksel olmayanlar elenir ve uygun bir çözüm seçilir. Fiziksel çözüm için gerek koşullar $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ ve $0 \leq |S_{11}| \& |S_{21}| \leq 1$ şeklindedir. İlgili frekans değerinde birden fazla uygun ve fiziksel aday çözüm var ise, bir önceki frekans değerinde seçilen aday çözümlere genlik olarak en yakın çözüm çifti seçilmiştir. Aday çözümlerden seçilen uygun çözüm sürecini göstermek için daha sonra Bölüm 3.3.4'te yapılan *Tasarım 3* ve *Tasarım 4* örneğinde hedeflenen S parametreleri ele alınmış ve kaskat yapının 3 özdeş birim hücreden oluştuğu varsayılmıştır. $S \xrightarrow[\text{kas}]{\text{bir}} S$ işlemi sonucunda elde edilen aday çözümler ve fiziksel gerekli şartları sağlayan seçilmiş uygun çözüm çifti Şekil 3.7 ile verilmiştir. Üretilen çözümlerin matematiksel olarak geçerliliğini göstermek için her aday çözüme sırasıyla $S \xrightarrow[\text{bir}]{\text{bir}} T$, $T \xrightarrow[\text{bir}]{\text{kas}} T$ ve $T \xrightarrow[\text{kas}]{\text{kas}} S$ işlemleri uygulanmış, istenen S parametreleri ve aday çözümlere ait S parametreleri için genlik farkı $|S_{11}^{\text{istenen}} - S_{11}^{\text{kaskat}}| + |S_{21}^{\text{istenen}} - S_{21}^{\text{kaskat}}|$ şeklinde hesaplanarak Şekil 3.8 ile verilmiştir.



Şekil 3.7 : Aday çözümler ve seçilen çözüm çifti (seçilen çözüm çifti kırmızı: S_{21} , mavi: S_{11} , yıldız: aday çözümler) (a) bütün aday ve seçilen çözümler (b) seçilen çözüm çifti [büyütülmüş].

Dielektrik profili önceden belirlenmiş birim hücre için katman kalınlıkları seçilen uygun bir fiziksel çözümü verecek şekilde optimize edilir. Seçilen optimizasyon yöntemi yinelemeli olduğu için iyi bir başlangıç değeri belirlemek önemlidir. Uygun bir başlangıç değeri belirlemek için birim hücrenin sağlaması gereken yansıma

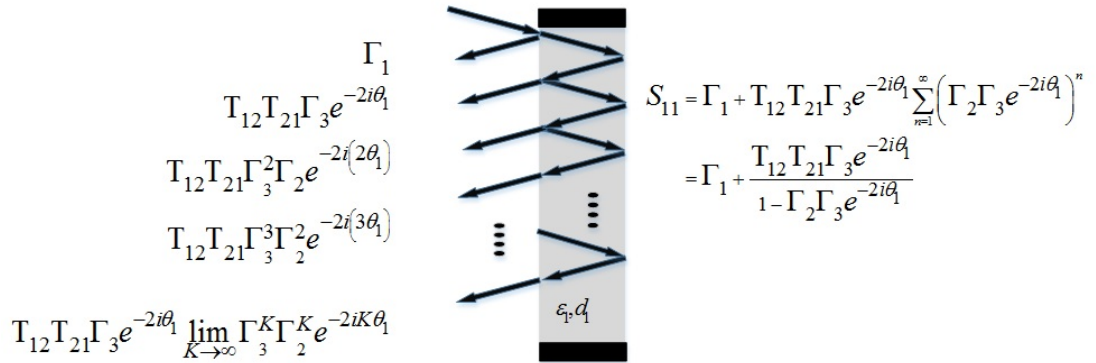


Şekil 3.8 : Birim hücreye ait her aday çözüme ilişkin kaskat yapının frekans cevabı ile istenen frekans cevabının karşılaştırılması.

katsayısı ile katman kalınlıkları arasında yaklaşık bir analitik bağlantı kurulmuştur. Ele alınan yaklaşımın ayrıntıları Bölüm 3.3.1’de açıklanmıştır.

3.3.1 Yaklaşık düz problem

Homojen bir dielektrik süreksizlikten toplam yansıma Şekil 3.9’de gösterildiği gibi sonsuz yansımaların toplamı ile hesaplanabilir [1].



Şekil 3.9 : Tek dielektrik tabaka için yansıma katsayısının belirlenmesi.

Şekil 3.9’de m ve n tabaka numarasını göstermek üzere ϵ_m, d_m ve β_m sırasıyla süreksizliğin dielektrik değeri, kalınlığı ve yayılım sabitidir. T_{mn} ve θ_m , sırasıyla m . tabakadan n . tabakaya iletim katsayısı ve $\beta_m d_m$ çarpımını temsil etmektedir. İletim

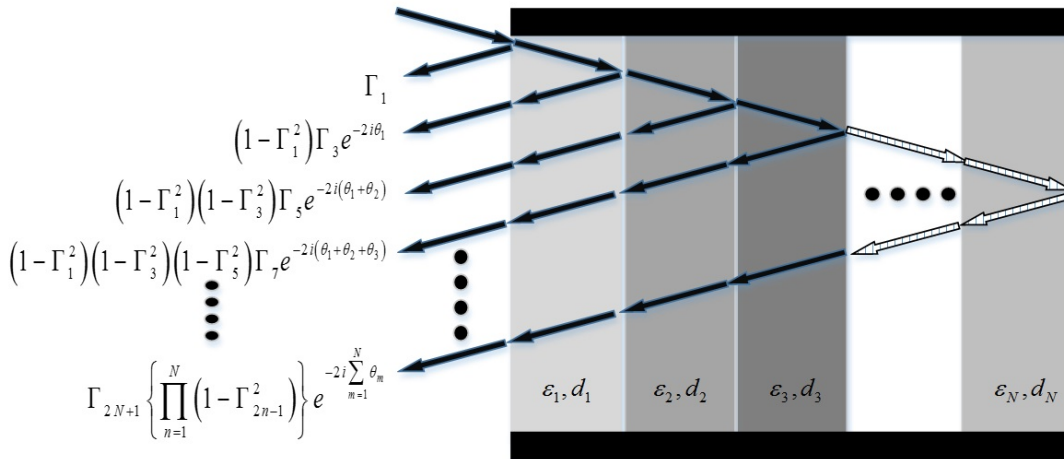
ve yansıma katsayıları arasında sınır koşullarından faydalanarak (3.14)'te verilen ilişki elde edilebilir.

$$T_{mn} = (1 - \Gamma_m) = -T_{nm} \quad (3.14)$$

Γ_m , m çift ise $\frac{m-2}{2}$. tabakadan $\frac{m}{2}$. tabakaya, m tek ise $\frac{m+1}{2}$. tabakadan $\frac{m-1}{2}$. tabakaya olan yansıma katsayısı olarak tanımlanmıştır. Tek dielektrik süreksizliğe ait yansıma katsayısı Γ , (3.15)'te verildiği gibi elde edilebilir [1].

$$\Gamma = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_3 e^{-2i\theta_1}}{1 + \Gamma_1 \Gamma_3 e^{-2i\theta_1}} \quad (3.15)$$

UİDK analizlerinde yansıma katsayısı Γ için S_{11} ifadesi kullanılmıştır. UİDK ile yapılacak uygulamalar için tek bir katman yetersiz olacaktır ve dalgakılavuzuna birden fazla katmanın yerleştirilmesi gerekmektedir. Optimizasyon aşamasında kullanılacak başlangıç değerlerini çekmek için çok katmanlı yapının frekans cevabı ile katman kalınlıkları arasında (3.15)'e benzer bir ilişki kurulabilir. Bu aşama için çok katman yapıda S_{11} ifadesinde sonsuz yansımaların hesaba katılması, yapılacak matematiksel manipülasyonu aşılması zor bir hale getirmektedir. Bu nedenle Şekil 3.10'de gösterildiği gibi, yalnızca ilk yansıma ve iletimler hesaba katılmış ve çok katman yapıya ait S_{11} için bir yaklaşım yapılmıştır.

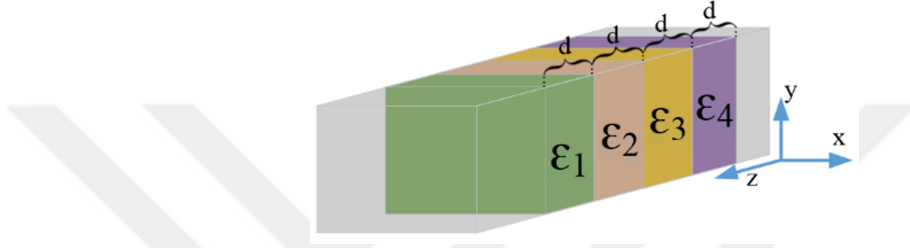


Şekil 3.10 : Çok katman yapı için ilk yansıma ve iletimlerin takibi.

Şekil 3.10'te gösterilen ilk yansımalar toplandığında, toplam yansıma katsayısı için (3.16)'da verilen yaklaşık ifade elde edilir. Burada N , toplam katman sayısını temsil etmektedir.

$$S_{11} \approx \Gamma_1 + \sum_{k=1}^N \left\{ \Gamma_{2k+1} \left[\prod_{n=1}^k (1 - \Gamma_{2n-1}^2) \right] e^{-2i \sum_{n=1}^k \theta_n} \right\} \quad (3.16)$$

(3.16) ile elde edilen yaklaşık S_{11} değerinin başarısını incelemek için sayısal bir deney ele alınmıştır. Şekil 3.11 ile gösterilen düzenekte, boyutları (x,y) yönlerinde sırasıyla $(2.286 \text{ cm}, 1.016 \text{ cm})$ olan WR-90 dalgakılavuzu içerisine her biri $d = 5 \text{ mm}$ kalınlığında olan ve iç kesiti tam dolduran 4 dielektrik katman yerleştirilmiştir. Dalgakılavuzunun $8-12 \text{ GHz}$ bandında TE^{10} baskın modu ile uyarıldığı ve dalganın z yönünde ilerlediği varsayılmıştır. İlk olarak dielektrik değerler açısından düşük



Şekil 3.11 : Gerçek ve yaklaşık S_{11} 'e ait karşılaştırma için incelenen çok katman yapı.

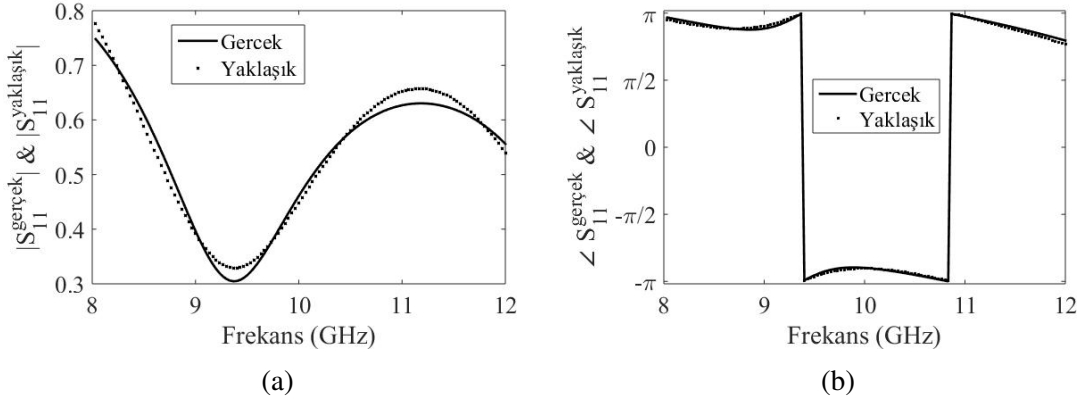
kontrastlı çok katman bir yapı ele alınmıştır. Çok katman yapının dielektrik profili $[\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \epsilon_4] = [2.8, 3.6, 2.6, 3.45]$ seçilmiştir. İncelenen çok katman yapıya ait yaklaşık ve gerçek S_{11} değerleri için genlik ve açı karşılaştırması sırasıyla Şekil 3.12a ve Şekil 3.12b ile verilmiştir.

Düşük kontrastlı profil için gerçek ve yaklaşık yansımaya katsayıları arasında hem genlik, hem faz olarak örtüşme yüksektir ancak tasarımda kullanılacak yapılarda yüksek kontrastlı profil gerekebilir. Bu nedenle, yaklaşık yansımaya katsayısının geçerliliğini incelemek için yüksek kontrastlı $[\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \epsilon_4] = [10, 6.3, 3.45, 10]$ dielektrik profili üzerinden aynı analizler yapılmıştır. Yüksek kontrastlı profile ait elde edilen gerçek ve yaklaşık yansımaya katsayıları arasında genlik ve faz üzerinden yapılan karşılaştırmalar sırasıyla Şekil 3.13a ve Şekil 3.13b ile verilmiştir. Yapıda dielektrik kontrastın artmasıyla, kullanılan yaklaşıklığın başarısının azaldığı gözlemlenmiştir.

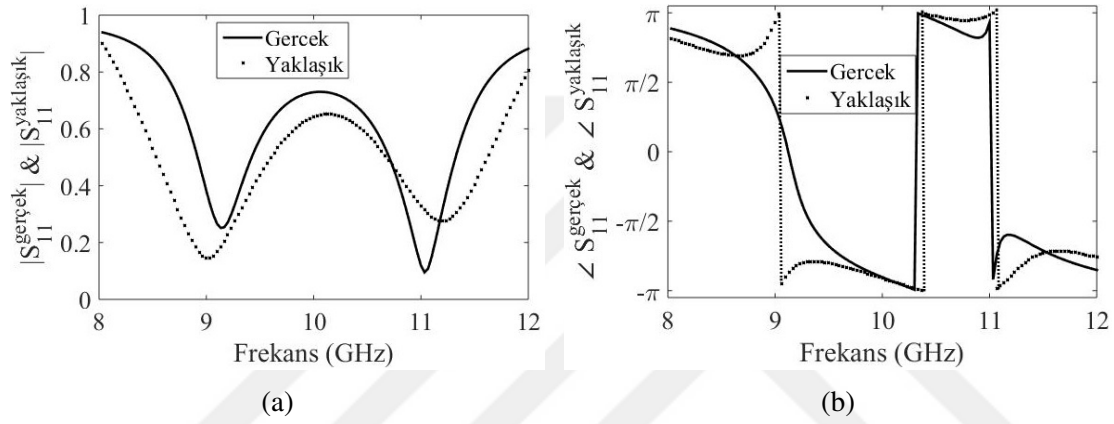
3.3.2 Yaklaşık ters problem

Optimizasyon sürecinde kullanılacak başlangıç değerlerini üretmek için (3.16), (3.17)'deki gibi matris denklemi haline getirilir.

$$[A]_{M \times (N \times M)} [x]_{(N \times M) \times 1} = [b]_{M \times 1} \quad (3.17)$$



Şekil 3.12 : Düşük kontrastlı çok katman için gerçek ve yaklaşık S_{11} 'e ait karşılaştırma a) genlik b) açı



Şekil 3.13 : Yüksek kontrastlı çok katman için gerçek ve yaklaşık S_{11} 'e ait karşılaştırma (a) genlik (b) açı.

Sabit matrisi $[b]_{M \times 1}$, incelenen frekans bandında M adet frekans değeri için S_{11} 'e ait gerçek ve yaklaşık değerler arasındaki farktan oluşmaktadır. Açık ifadesi (3.18) ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_M \end{bmatrix}_{M \times 1} = \begin{bmatrix} S_{11}^{f_1} - \Gamma_1^{f_1} \\ S_{11}^{f_2} - \Gamma_1^{f_2} \\ \vdots \\ S_{11}^{f_M} - \Gamma_1^{f_M} \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (3.18)$$

Katsayılar matrisi $[A]$ 'nın elemanları (3.19) ile verilmiştir.

$$A_{pq} = \begin{cases} \Gamma_{2q+1}^{f_p} \prod_{n=1}^q \left(1 - \left(\Gamma_{2n-1}^{f_p} \right)^2 \right), & (p-1)N+1 \text{ ve } pN \text{ sütunları arasında} \\ 0, & \text{diğer sütunlar} \end{cases} \quad (3.19)$$

(3.21)'de frekans numarası $v = \lfloor P/N \rfloor$ ve katman numarası s ,

$$s = \begin{cases} \text{mod}(p, N), & \text{mod}(p, N) \neq 0 \\ N, & \text{mod}(p, N) = 0 \end{cases} \quad (3.20)$$

olmak üzere bilinmeyen sütun matris $[x]$ 'in elemanları tanımlanmıştır. Burada $\lfloor \cdot \rfloor$, alt tam sayıya yuvarlama işlemidir.

$$x_{p1} = e^{-2i \sum_{y=1}^s \theta_y^{fv}} \quad (3.21)$$

(3.17) artık-belirtilmiş bir sistemdir ve $\dagger$ sözde ters alma işlemi olmak üzere, (3.17)'nin bir çözümü aşağıda verilmiştir.

$$[x] = [A]^\dagger [b] \quad (3.22)$$

$[x]$ sütun vektörü (3.22) ile belirlendikten sonra, ters trigonometrik işlemler ile üstel terimin argümanları belirlenebilir. $e^{-2i\beta_s^{fv}d_s} = \cos(2\beta_s^{fv}d_s) - i\sin(2\beta_s^{fv}d_s)$ olmak üzere $\Omega = e^{-2i\beta_s^{fv}d_s}$ olsun. Ters trigonometrik fonksiyonlar birebir değildir. $\cos^{-1}(\cdot)$ ve $\sin^{-1}(\cdot)$, sırasıyla kosinüs ve sinüs fonksiyonları için ters trigonometrik fonksiyonlar olmak üzere asal değerleri ξ olsun. Matematiksel hesapların yapıldığı MATLAB programında $\cos^{-1}(\cdot)$ ve $\sin^{-1}(\cdot)$ fonksiyonları için ξ 'nin aralıkları sırasıyla $0 \leq \xi \leq \pi$ ve $-\pi/2 \leq \xi \leq \pi/2$ atanmıştır. Bu nedenle üstel terim $\beta d = \xi + k\pi, k = 0, 1, 2, \dots$ (3.23)'deki gibi elde edilebilir.

$$\beta_s^{fv}d_s = \pi \left\lfloor \frac{\xi + k\pi}{\pi} \right\rfloor + \begin{cases} \cos^{-1}(\text{Re}(\Omega))/2, \sin^{-1}(\text{Im}(\Omega)) < 0 \\ [2\pi - \cos^{-1}(\text{Re}(\Omega))]/2, \sin^{-1}(\text{Im}(\Omega)) > 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

Eğer $\xi + k\pi$ teriminin birim çemberi kaç defa turladığı bilinirse βd çarpımı (3.23) ile doğrudan elde edilebilirdi fakat yalnızca asal değer ξ doğrudan elde edilebildiği için $\xi + k\pi$ değerine geçilememektedir.

Bu nedenle ilkel fakat hızlı bir optimizasyon taraması yapılmıştır. Optimizasyon aralığında rastgele üretilmiş katman kalınlıklarını içeren d vektörleri (örneğin 3 katmandan oluşan birim hücre için $[d_1 \ d_2 \ d_3]$ vektörü 1 mm ile 10 mm arasında rastgele 1000 adet üretilmiştir), $\xi + k\pi$ içindeki birim çemberi turlama sayısı aday k değerlerin bulunmasında kullanılmıştır. Daha sonra $\xi + k\pi = \beta d$ eşitliği kullanılarak (3.23) çözülmüştür ve basit bir şekilde aranan katman kalınlıkları (3.23)'de d_s olmak üzere, s . katman için M adet frekans değerinde çekilmiştir. (3.24) ile her frekans değerinden çekilen d_s değerleri aynı olmamakta ve verilen frekans üzerinden ortalama alma işlemi, s . katmana ait elde edilen değerler üzerinden nihai katman kalınlığını belirlemek için yapılmıştır.

$$t_s = \frac{\sum_{m=1}^M \text{Re}(d_s^m)}{M} \quad (3.24)$$

(3.24) ile elde edilen aday katman kalınlıkları t_s değerleri ile düz problem çözülür ve ilgili frekans bandında yansıma katsayıları E elde edilir (örn. üretilen 1000 adet keyfi d_s değerleri için 1000 adet t_s değerleri elde edilmiştir). (3.1)'de verilen hata fonksiyonu H.F.'de, $\forall w_m = 1$ atanarak E ve istenen S parametreleri üzerinden hata hesap edilir. En düşük hatayı veren aday katman kalınlıklarını içeren t vektörü, birim hücrenin optimizasyon süreci için başlangıç değerleri olarak atanmıştır. Başlangıç değerlerinin üretildiği bu adım *Yaklaşık Ters Problem* (YTP) olarak isimlendirilmiştir ve t kalınlıklarının elde edilmesi, Şekil 3.14'te algoritmik olarak açıklanmıştır.

$$H.F. = \frac{1}{2M} \sum_{m=1}^M \left(\frac{||S_{11}^m| - |E_{11}^m||}{|S_{11}^m|} + \frac{||S_{21}^m| - |E_{21}^m||}{|S_{21}^m|} \right) \quad (3.25)$$

Birim hücrenin $S \xrightarrow[\text{kas}]{\text{bir}}$ S dönüşümünden seçilen uygun bir frekans cevabını verecek şekilde optimize edilmesi adımı *Geri Optimizasyon* (GO) olarak isimlendirilmiştir. GO sürecinde (3.25) hata fonksiyonu üzerinden optimizasyon yürütülmüştür. (3.25)'te istenen frekans cevabı S ve her iterasyon adımında elde edilen frekans cevabı E ile gösterilmiştir. GO süreci ile N katman için kalınlık bilgilerini içeren $l = [l_1, l_2, \dots, l_N]$ vektörü elde edilmiştir. Böylece $[S]_{bir}$ 'e dayalı birim hücreyi oluşturan katman kalınlıkları optimize edilmiştir. Bölüm 3.3.3'te l vektörünün iyileştirilmesi için uygulanan ikinci optimizasyon adımı *İleri Optimizasyon* açıklanmıştır. Eklenen ikinci optimizasyon adımı ile kaskat yapının frekans cevabının iyileştirilmesi hedeflenmiştir.

- 1- Birim hücreyi oluşturan katman kalınlıkları için rastgele değerler üret (aday d vektörleri).
- 2- Aday d vektörleri ile birim çemberi dönme sayısı aynı olan d_s vektörlerini elde etmek için (3.22)'de her katman için $\beta d = \zeta + k\pi$ olarak kabul et.
- 3- (3.22)'den M adet frekans için elde edilen d_s vektörlerinin (3.23) ile frekansta ortalamasını alarak aday t_s vektörlerini elde et.
- 4- Aday t_s vektörleri için düz problem çözerek E değerlerini elde et (yansıma katsayısı E_{11} , iletim katsayısı E_{21}).
- 5- (3.1)'de verilen hata fonksiyonunu her aday E ile birim hücre için seçilen S değerleri için hesapla (ağırlıklandırma katsayısı w_m 'i her frekans için 1 ata).
- 6- 4. adımda en düşük hatayı veren t_p vektörünü belirle ve *Yaklaşık Ters Problem Çözümü* (YTP) olan t olarak ata ($t = [t_1, t_2, \dots, t_N]$).

Şekil 3.14 : Yaklaşık ters problem adımları.

3.3.3 İleri optimizasyon

Bölüm 3.3.2’de $S \xrightarrow[\text{kas}]{\text{bir}} S$ dönüşümü ile birim hücre için aday çözümler elde edilmiş ve seçilen uygun bir çözüm için birim hücre kalınlıkları optimize edilmişti. Tasarım başarısını arttırmak için optimizasyon sürecine ikinci bir adım eklenmiştir. Bu amaçla GO ile elde edilen l vektörü, ikinci adım için başlangıç değer vektörü olarak atanmış ve hata fonksiyonu (3.25) seçilerek katman kalınlıkları optimize edilmiştir. Bu adımda, (3.25)’te S nihai optimizasyon hedefi olan ve $[S]_{\text{kas}}$ ’ta istenen S parametreleri, E ise her iterasyon adımında kaskat yapının frekans cevabına ilişkin parametrelerdir⁴. Bu adım *İleri Optimizasyon* (İO) olarak isimlendirilmiştir. Kullanılan hata fonksiyonu yapısı (3.25) ile aynı seçilmiştir⁵.

Birim hücre optimizasyonu için yapılan işlemler aşağıda özetlenmiştir.

- 1- Kaskat yapının S parametrelerinden birim hücrenin aday S parametrelerini elde et ($S \xrightarrow[\text{kas}]{\text{bir}} S$).
- 2- Birim hücrenin aday S parametrelerinden uygun ve fiziksel bir çözüm seç.
- 3- Seçilen aday çözüme göre optimizasyonda kullanılacak başlangıç değerlerini yaklaşık ters problem ile elde et (Bölüm 3.3.2).
- 4- Birim hücreyi oluşturan katman kalınlıklarını optimize et.
- 5- 4. adımda elde edilen değerleri, ileri optimizasyon için başlangıç değeri olarak ata. İleri optimizasyonda hata fonksiyonu için (3.25)’te S ve E için sırasıyla kaskat yapının istenen frekans cevabı ve ilgili iterasyon adımında kaskat bağlanan birim hücrelerin oluşturduğu frekans cevabı olarak ata.

Bir sonraki kısımda sayısal örneklere yer verilmiştir.

3.3.4 Sayısal uygulamalar

Sayısal uygulama için WR-90 dikdörtgen dalgakılavuzu baskın mod bölgesi $8-12\text{ GHz}$ bandında incelenmiştir. Band geçiren filtre örnekleri ele alınmış, istenen frekans cevabı genlik olarak belirlenmiştir. Kaskat yapının S parametrelerinden birim hücrenin S parametrelerine geçiş üzerine kurulan algoritma faz değerlerine de ihtiyaç duyduğu

⁴E parametreleri, hızlandırma için kaskat yapıya ait düz problemi çözmek yerine birim hücreye ait düz problem çözümüne $S \xrightarrow[\text{bir}]{\text{kas}} S$ uygulanarak elde edilmiştir.

⁵Tasarımın S parametreleri hedefine göre hata fonksiyonu farklı tanımlanabilir.

Çizelge 3.3 : Tasarım örneği 1 için optimize edilen katman kalınlıkları.

Adım	d_1 (mm)	d_2 (mm)	d_3 (mm)
YTP	3.71	9.96	3.05
GO	4.04	6.55	4.04
İO	3.85	9.83	4.00

için genlik cevabına uygun bir faz eklenmiştir⁶. İlerleyen kısımda bazı tasarım örnekleri verilmiştir.

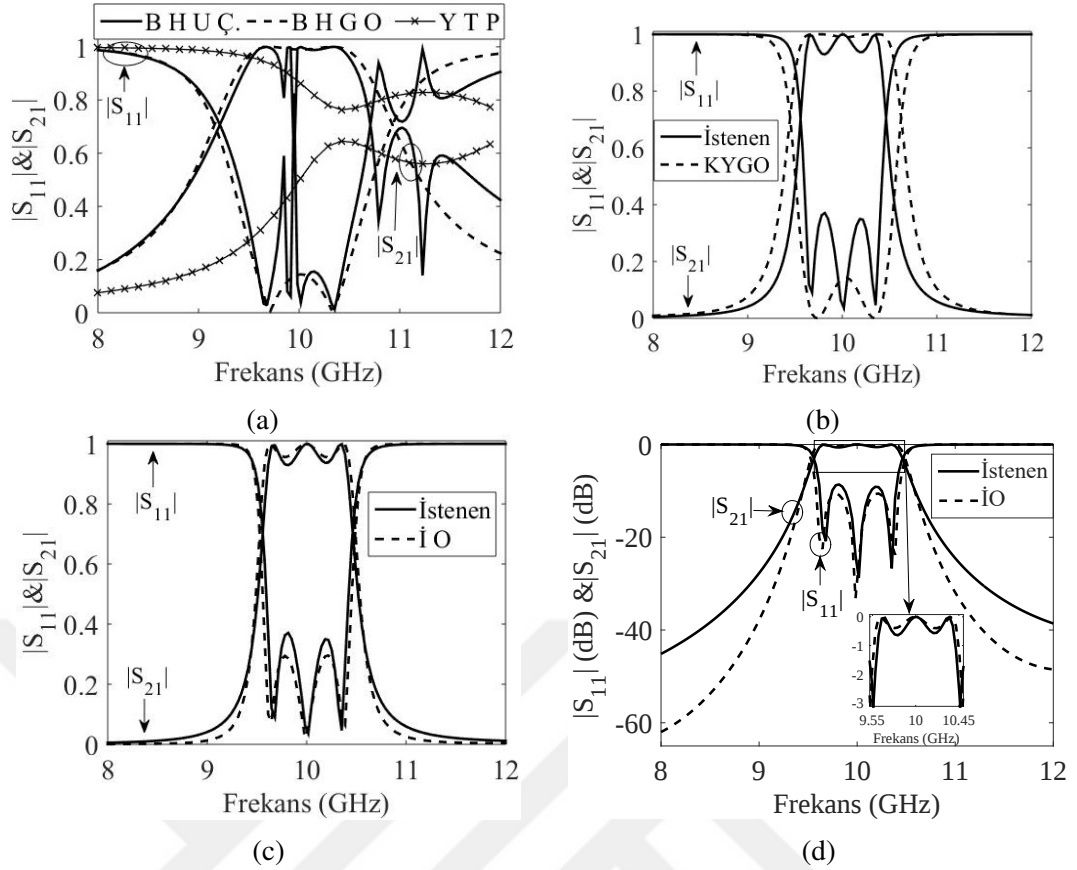
Tasarım örneği 1

Birim hücre tasarımına dayalı yaklaşımı incelemek için ilk örnekte Bölüm 3.1 ve Bölüm 3.2’de ele alınan filtre karakteristiği ele kullanılmıştır. Dielektrik profili $\epsilon_r=[15 \ 1.03 \ 15]$ olan ve 3 katmandan oluşan özdeş 4 adet birim hücre arka arkaya bağlanmıştır. Öncelikle $S \xrightarrow[\text{kas}]{\text{bir}}$ S dönüşümü ile birim hücre için uygun bir S parametreleri çözümü (BHÜÇ) elde edilmiştir. Uygun çözümü veren birim hücre optimizasyonunda kullanılacak başlangıç değerleri için yaklaşık ters problem çözülmüştür ve tasarım süresi standart PC’de 23.15 saniye olmuştur. Elde edilen katman kalınlıkları YTP etiketi ile Çizelge 3.3’te verilmiştir. YTP değerleri kullanılarak GO yapılmış ve birim hücrenin katman kalınlıkları elde edilmiştir. Elde edilen kalınlık değerleri Çizelge 3.3’te GO etiketi ile verilmiştir. YTP ve GO değerleri için elde edilen birim hücrenin S parametreleri cinsinden frekans cevabı, seçilen uygun bir çözüm ile birlikte sırasıyla YTP, BHGO ve BHÜÇ etiketleri ile Şekil 3.15a’da gösterilmiştir. Geri optimizasyon ile elde edilen birim hücre, kaskat bağlanarak, frekans cevabı Şekil 3.15b’de KYGO etiketiyle verilmiştir. Son adımda BHGO değerleri İO için başlangıç değerler olarak kullanılmıştır. İO ile elde edilen frekans cevabı genlik üzerinden Şekil 3.15c’de, dB ölçeğinde Şekil 3.15d’de İO etiketiyle gösterilmiştir. İO adımının iyileştirici etkisi Şekil 3.15b ve Şekil 3.15c kıyaslandığında görülebilir.

Tasarım örneği 2

Optimizasyon uzayı genişletilerek tasarım olanakları arttırılabilir. UİDK yapı için dielektrik değerler önceden belirlendiği için tasarım parametreleri birim hücreyi oluşturan katman kalınlıklarından ibarettir. Aynı zamanda daha düşük dielektrik değerlere sahip malzemeler ile tasarım yapmak amacı ile bu örnekte dielektrik profili

⁶Keyfi olarak belirlenen katman kalınlıkları ve aynı dielektrik profile sahip UİDK yapının faz bilgisi kullanılmıştır.

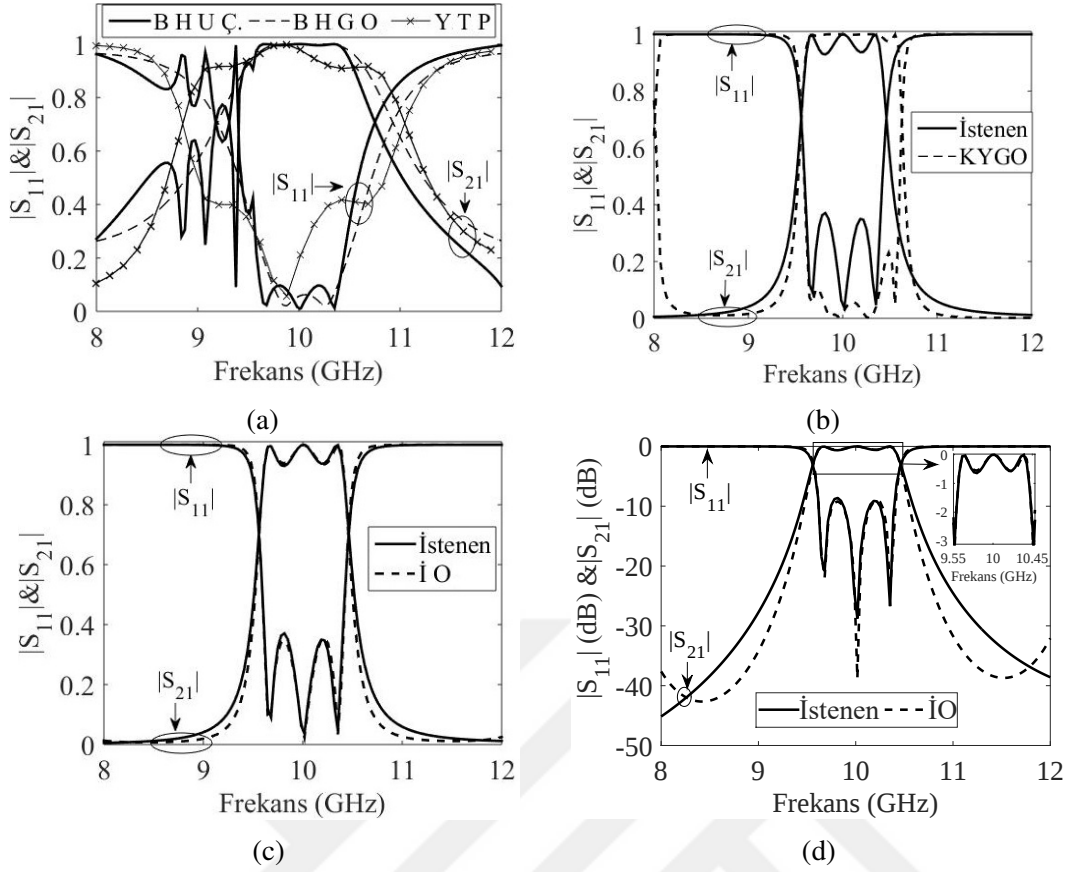


Şekil 3.15 : Tasarım örneği 1 için istenen frekans cevabı ile karşılaştırmalar (a) birim hücre için yaklaşık ters problem, geri optimizasyon (b) kaskat yapı için geri optimizasyon (c) ileri optimizasyon (d) ileri optimizasyon (dB).

$\epsilon_r=[9 \ 1.03 \ 3 \ 1.03 \ 9]$ olan ve 5 katmandan oluşan birim hücre ile tasarım incelenmiştir. Seçilen birim hücreden 4 adet arka arkaya bağlanmıştır. İlk örnekte olduğu gibi seçilen fiziksel çözüm için elde edilen YTP değerleri BHGO sürecinde başlangıç değerler olarak kullanılmıştır. Birinci optimizasyon aşaması sonucunda elde edilen GO değerleri $S \xrightarrow[\text{bir}]{\text{kas}}$ S süreci ile İO için kullanılmıştır. Bu tasarım için elde edilen katman kalınlıkları Çizelge 3.4 ile verilmiş, istenen frekans cevabı ile karşılaştırmalar Şekil 3.16’te yapılmıştır. Şekil 3.15d ve Şekil 3.16d karşılaştırıldığında optimize edilecek katman sayısının arttırılması ile tasarımın band geçirme bölgesinde daha başarılı olduğu görülmüştür. Optimize edilecek parametre sayısı arttığı için optimizasyon süresi beklendiği gibi uzamış ve tasarım 154.34 saniye sürmüştür.

Çizelge 3.4 : Tasarım örneği 2 için optimize edilen katman kalınlıkları.

Adım	d_1 (mm)	d_2 (mm)	d_3 (mm)	d_4 (mm)	d_5 (mm)
YTP	4.99	10.29	9.32	10.37	5.39
GO	5.54	2.45	7.59	4.55	5.39
İO	5.24	3.83	8.24	4.33	5.50



Şekil 3.16 : Tasarım örneği 2 için istenen frekans cevabı ile karşılaştırmalar (a) birim hücre için yaklaşık ters problem, geri optimizasyon (b) kaskat yapı için geri optimizasyon (c) ileri optimizasyon (d) ileri optimizasyon (dB).

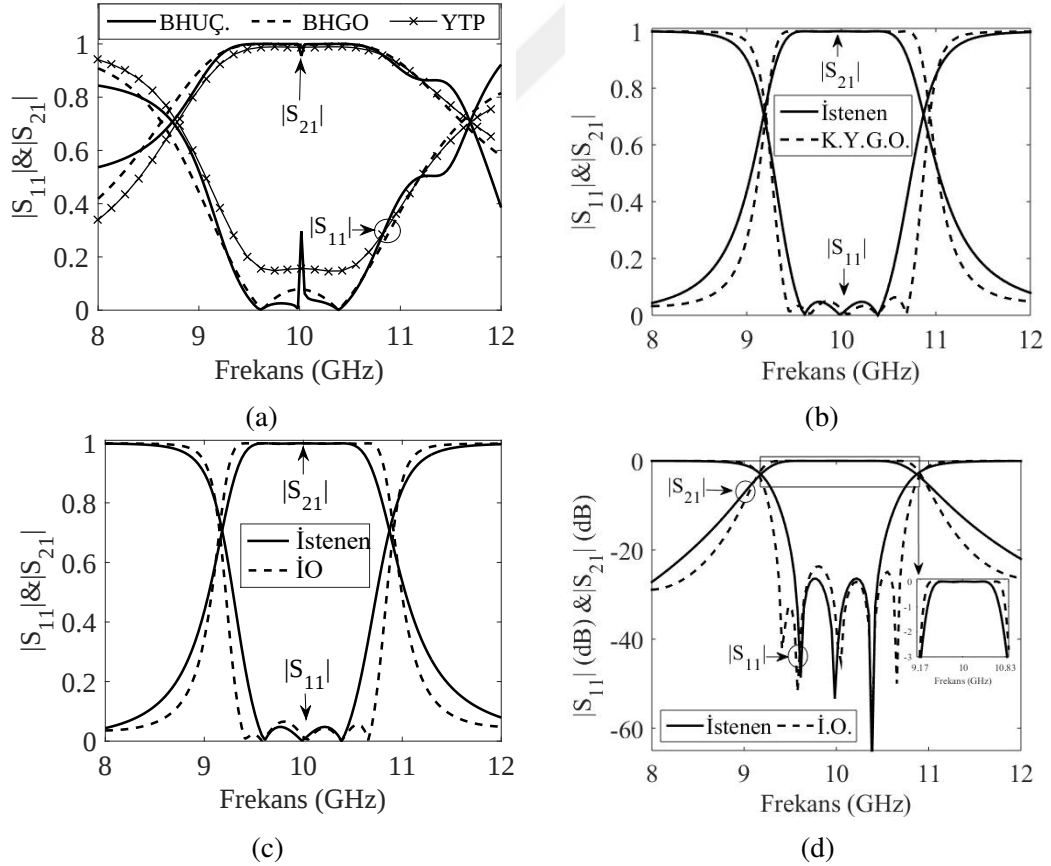
Tasarım örneği 3

3. tasarımda, gerçek bir malzeme ile tasarımın incelenmesi amacıyla Bölüm 2.2.2’de dielektrik değeri belirlenen FR4 malzemesi kullanılmıştır. Malzemenin frekansa bağlı dielektrik değerinin gerçek kısmı ϵ_{FR4} olmak üzere dielektrik profili $\epsilon_r = [\epsilon_{FR4} \ 1.03 \ \epsilon_{FR4}]$ olan birim hücre seçilmiş ve 4 adet arka arkaya bağlanmıştır. Yani tasarım aşamasında kayıplı dielektrik malzemenin kayıpları göz önüne alınmamıştır. Tasarımda malzemenin kayıpları göz önüne alınmamış, daha sonra ölçüm sonuçlarında kayıpların beklenen etkisi gösterilmiştir. Ayrıca bu örnek ile dielektrik değeri görece küçük malzemeler ile tasarım da incelenmiştir. Yapılan incelemelerde dielektrik kontrastı düşük yapıların seçilmesi ile dar bandlı ve keskin geçişli frekans cevabının elde edilemediği görülmüştür. Bu nedenle seçilen düşük dielektrik profili için keskinliği daha düşük ve daha geniş band genişlikli (1.65 GHz) band geçiren filtre karakteristiği hedeflenmiştir. 3. derece, 0.01 dB salınımlı Chebyshev tipi filtrenin merkez frekansı 10 GHz’dir. Önerilen tasarım prosedürü sonucunda elde edilen

katman değerleri Çizelge 3.5 ile verilmiştir. Birim hücre için seçilen uygun çözüm, yaklaşık ters problem ve geri optimizasyon ile elde edilen frekans cevabı genlik üzerinden Şekil 3.17a'da verilmiştir. GO ile oluşturulan katman yapının ve İO ile kaskat yapının frekans cevapları, istenen frekans cevabı ile sırasıyla Şekil 3.17b ve Şekil 3.17c üzerinde karşılaştırılmıştır. Aynı zamanda İO ile elde edilen S parametreleri dB ölçeğinde Şekil 3.17d'de istenen frekans cevabı ile karşılaştırılmıştır. Birim hücreyi oluşturan katman sayısı, *Tasarım 2* örneğindeki yapıdan az olmasına karşın tasarım süresi standart PC'de daha uzun ve 185.07 saniye sürmüştür. Bunun başlıca sebebi, dielektrik değerin sabit olarak alınmaması, frekansın fonksiyonu olarak tanımlanmasıdır.

Çizelge 3.5 : Tasarım örneği 3 için optimize edilen katman kalınlıkları.

Adım	d_1 (mm)	d_2 (mm)	d_3 (mm)
YTP	7.37	11.53	7.53
GO	7.93	7.44	7.93
İO	7.97	7.28	7.97



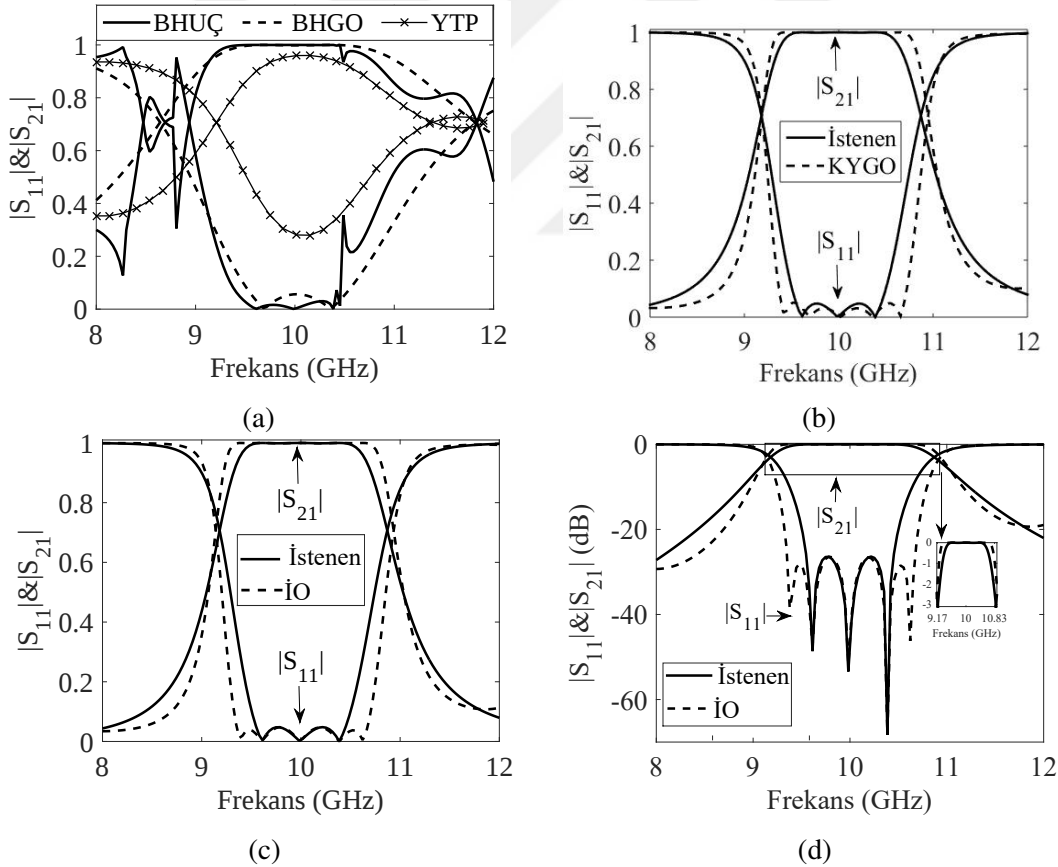
Şekil 3.17 : Tasarım örneği 3 için istenen frekans cevabı ile karşılaştırmalar (a) birim hücre için yaklaşık ters problem, geri optimizasyon (b) kaskat yapı için geri optimizasyon (c) ileri optimizasyon (d) ileri optimizasyon (dB).

Çizelge 3.6 : Tasarım örneği 4 için optimize edilen katman kalınlıkları.

Adım	d_1 (mm)	d_2 (mm)	d_3 (mm)	d_4 (mm)	d_5 (mm)
YTP	8.31	10.88	6.91	10.67	7.94
GO	8.43	7.56	1.05	1.01	7.49
İO	8.47	5.76	0.92	2.70	8.38

Tasarım örneği 4

Daha düşük dielektrik değerlerine sahip malzemelerle tasarımı incelemek için dielektrik profili $\epsilon_r=[3.6 \ 1.03 \ 1.5 \ 1.03 \ 3.6]$ olan birim hücrenin optimizasyonu ile bir önceki tasarımda hedeflenen filtre karakteristiği hedeflenmiştir. Birim hücre 4 adet arka arkaya bağlanmıştır ve optimizasyon süresi standart PC’de 177.30 saniye olmuştur. Elde edilen katman kalınlıkları Çizelge 3.6 ile verilmiş, istenen frekans cevabı için birim hücre ve kaskat yapı üzerinden elde edilen sonuçlara ilişkin karşılaştırmalar Şekil 3.18 üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 3.18 : Tasarım örneği 4 için istenen frekans cevabı ile karşılaştırmalar (a) birim hücre için yaklaşık ters problem, geri optimizasyon (b) kaskat yapı için geri optimizasyon (c) ileri optimizasyon (d) ileri optimizasyon (dB).

İncelenen tasarım örneklerine ait ortak kıyaslama yapmak için hesaplanan bazı değerler Çizelge 3.7 ile verilmiştir. Hesaplamalarda kullanılan f_4 , f_3 , f_2 , f_1 ve f_0

Çizelge 3.7 : İncelenen tasarımların kalite faktörü ve şekil faktörü karşılaştırmaları.

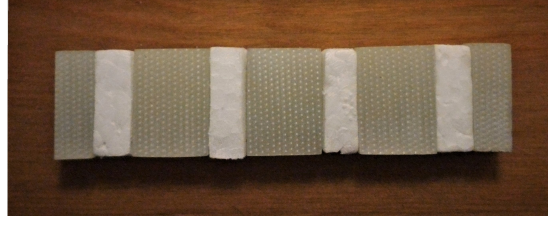
Tasarım	KFİ	KF İO	ŞFİ	ŞF İO
Tasarım 1	11.05	10.42	0.56	0.68
Tasarım 2	11.05	11.16	0.56	0.64
Tasarım 3	5.92	5.68	0.49	0.64
Tasarım 4	5.92	5.60	0.49	0.56

sırasıyla, incelenen filtre karakteristiği için S_{21} genliğinin dB cinsinden ilk ve son -20 dB ⁷ seviyesine, ilk ve son -3 dB seviyesine geldiği frekans değerlerini ve filtrenin merkez frekansını temsil etmektedir. Ele alınan filtrenin karakteristik keskinliğine ait kalite faktörü, $\frac{f_0}{f_1-f_2}$ ile tanımlanmış ve KF etiketi ile temsil edilmiştir. İncelenen filtrenin şekil keskinliğini elde etmek için şekil faktörü $\frac{f_1-f_2}{f_3-f_4}$ ile tanımlanmış ve ŞF etiketi ile gösterilmiştir. KF ve ŞF etiketlerinin devamındaki İ ve İO ibareleri sırasıyla istenen karakteristiği ve ileri optimizasyon sonucunu temsil etmektedir. Bir filtre tasarımında kalite faktörü yüksek olması ve şekil faktörünün düşük olması istenen durumlardır. Ancak bu çalışmada amaç filtre tasarlamak değil istenen S parametrelerini elde etmek olduğu için kıyaslamalar istenen filtre karakteristiğine ait kalite faktörü (KFİ) ve istenen şekil faktörü (ŞFİ) üstünden yapılmıştır. Hem kalite faktörü, hem şekil faktörü açısından *Tasarım 2*, *Tasarım 1*'e göre iyileştirme yapmıştır. Düşük dielektrik değerli malzemelerin kullanıldığı *Tasarım 4*, *Tasarım 3*'e yaklaşık KF ve ŞF vermiştir.

Tasarım 3 örneğinde birim hücrenin dielektrik profili $\epsilon_r=[\epsilon_{FR4} \ 1.03 \ \epsilon_{FR4}]$ ve ϵ_{FR4} , Bölüm 2.2.2'de FR4 malzemenin belirlenen dielektrik değerinin gerçek kısmıydı. Ele alınan tasarım prosedürünü ölçümlerle test etmek için *Tasarım 3* örneği, FR4 ve köpük malzemelerinden oluşan UİDK yapısı ile gerçekleştirilmiştir. Burada köpüğün dielektrik değeri 1.03 kabul edilmiştir. Hazırlanan UİDK yapısının resmi Şekil 3.19'te verilmiştir. Filtre yapılarından belli frekanslarda güç aktarımı hedeflenen bir amaç olduğundan olabildiğince düşük kayıplı malzeme kullanılması gerekmektedir fakat imkanlar dahilinde kullanılan FR4 malzemesinin kayıpları mevcuttur.

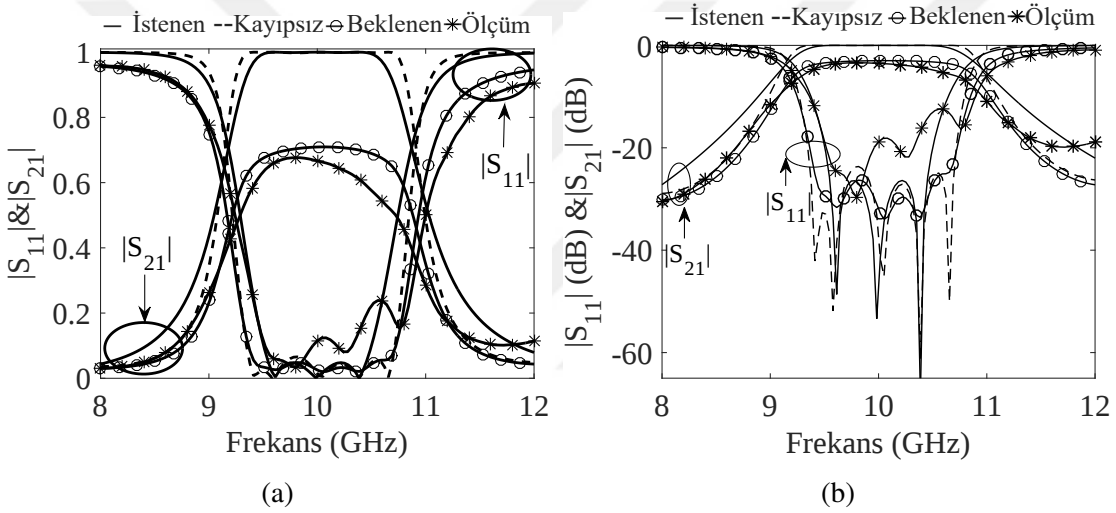
Hazırlanan UİDK yapısının frekans cevabı Agilent 5245-a model VNA ile ölçülmüştür. Dielektrik değerinin frekans davranışı Bölüm 2.2.2'de elde edilen FR4 malzemenin kayıpsız hali ile *Tasarım 3* örneğinde UİDK tasarımı incelenmiştir. UİDK'nın tasarım geometrisi için FR4 malzemenin kayıpları dahil edildiğinde beklenen frekans

⁷*Tasarım 4* için -20 dB seviyesi yakalanmadığı için -19.35 dB seviyesinde olan 11.85 GHz frekans değeri f_3 olarak atanmıştır.



Şekil 3.19 : FR4 ve köpük ile tasarlanan UİDK.

cevabı ve yapılan ölçüm sonuçları Şekil 3.20’de sırasıyla ‘Beklenen’ ve ‘Ölçüm’ etiketleri kullanılarak *Tasarım 3* sonuçlarıyla beraber verilmiştir. Malzemelerin el ile hazırlanmasından kaynaklanan, dielektrik değerin ölçümünde yapılmış olabilecek ve köpüğün varsayılan dielektrik değerinden kaynaklanabilecek hatalar varlığında ölçülen ve beklenen frekans cevabının uyumlu olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 3.20 : FR4 ve köpük ile tasarlanan UİDK yapısına ait frekans cevabı (a) genlik (b) genlik dB ölçeğinde.

3.4 Elde Edilen Sonuçlar Üzerine Yorumlar

Günümüz teknolojisi ile henüz istenen her dielektrik değeri pratik bir şekilde elde edilememesi sebebiyle gerçekleştirilebilir bir tasarım için, kullanılacak malzemelerin önceden belirlenmesi gerekmektedir. Bu durumda, UİDK yapısının frekans cevabının optimizasyonunda, yalnızca kendisini oluşturan katmanların kalınlıkları optimizasyon parametresi olmaktadır. Bu durumda, filtre yapısı gibi frekans cevabı geniş bantta keskin değişimler gösteren bir tasarım için katman sayısının UİDK yapılar için fazla olması gerekmektedir. Uzunlamasına inhomojen dalgakılavuzu ile frekans cevabını kontrol etmek için ilk girişim Bölüm 2’de ters problem iyileştirmesi kısmında incelenen TFUD yöntemine başvurmak olmuştur. Ancak tasarım parametreleri ile

tasarım çıktısı arasındaki yüksek doğrusal olmayan ilişkinin kurulması sağlanamamış, bu nedenle probleme doğrusal olmayan optimizasyon yöntemi uygulanmıştır. UİDK yapısının tamamının optimize edilmesi ile başarılı sonuçlar elde edilmiş fakat başarının başlangıç değerlerine ve minimize edilecek hata fonksiyonunun ağırlıklandırılmasına çok bağlı olduğu gözlemlenmiştir. Bu nedenle çok katman yapının doğrudan optimizasyonu yerine, yapıyı özdeş birim hücrelere bölme fikri geliştirilmiştir.

Birim hücre yaklaşımına dayalı yapılan incelemelerde band geçiren filtre yapıları için yüksek dielektrik değerine sahip malzeme (YD), orta dielektrik değerine sahip malzeme (OD) ve düşük dielektrik değerine sahip malzemeler (DD) kullanılmıştır. Tasarımın başarısının temel olarak dayandığı bazı kıstaslar deneyimlenmiştir. İlk olarak optimize edilecek parametre sayısının azalması optimizasyonun başarısını arttırmaktadır. Bu durumda ise frekans cevabı üzerinde malzemelerin hapsedeceği güç üzerinden sağlayacağı kontrol imkanı azalmaktadır. Bu nedenle *Tasarım 2* ve *Tasarım 4* örneklerinde olduğu gibi uygun bir şekilde katman sayısının arttırılabilir. Tasarım için birim hücrenin uygunluk kriteri ise dielektrik kontrastın olabildiğince yüksek seçilmesidir. Optimizasyonda kullanılacak başlangıç değerlerinin gerçek çözüme yakın olması optimizasyon başarısını arttıran bir durumdur. Bu çalışmada başlangıç değerleri Bölüm 3.3.2’de ele alınan YTP ile elde edilmiştir. İlk katmana ait birinci yansımanın gerçek yansıma katsayısına katkısı, kullanılan yaklaşık çözüm ve sonsuz yansımaların hesaba katıldığı genel çözüm için aynıdır (Γ_1 değeri). Bu nedenle tasarımda ilk katmandan gelecek yansımanın yüksek olması YTP’nin başarısını arttıracaktır. İncelenen tasarım örneklerinde bu nedenle yapının ilk katmanı YD, ardışıl katmanı dielektrik kontrastı arttırmak için DD seçilmiştir. Katman sayısının uygun bir şekilde arttırılması istendiğinde birim hücre OD ile genişletilmiştir. Ele alınan örneklerde, açıklanan nedenler göz önünde bulundurularak (YD DD YD) veya (YD DD OD DD YD) profiller kullanılmıştır.

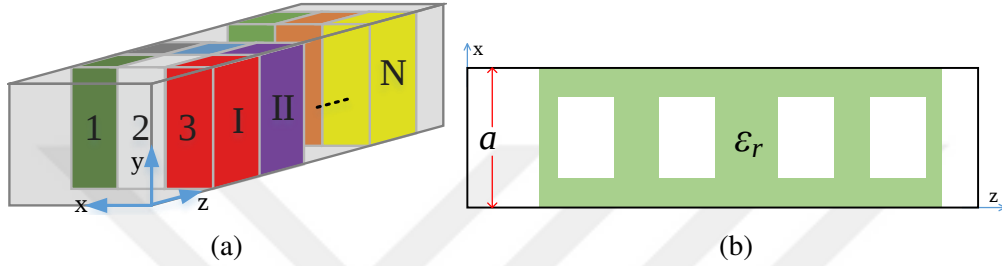
UİDK ile tasarımda farklı malzemeler kullanılmaktadır. Tek malzeme ile tasarıma dayalı bir yaklaşım için bir sonraki bölümde incelemeler yapılmıştır. Böylece UİDK yapısından farklı olarak tek malzemenin işlenmesi ile bir parça halinde cihaz tasarımı mümkün olabilecektir. Bu yaklaşım hem üretim kısmında yapılacak kusurların etkisini azaltacak, hem de mekanik olarak cihazın daha sağlam olmasını sağlayacaktır.



4. ENİNE İNHOMOJEN YÜKLEME İÇİN PASİF MİKRODALGA CİHAZI TASARIMI

Bu bölümde enine inhomojen doldurulmuş dalgakılavuzları (EİDK) ile istenen frekans cevabını elde etmek için önerilen yaklaşım incelenecektir. UIDK yapılarından farklı olarak, EİDK yapılarında dielektrik malzemeler kesiti tam doldurmayabilir. Yapı farklı malzemelerle oluşturulabileceği gibi, en önemli avantajı tek malzeme ile tasarım olanağı sağlamasıdır. Tek malzemenin mekanik olarak işlenmesi ile tek parça halinde mikrodalga cihaz elde edilebilir. Bu hem mekanik olarak sağlam bir yapı elde edilmesini sağlar, hem de cihazın tasarımını kolaylaştırır. İncelenen yaklaşım farklı malzemelere de uygulanabilir ancak bu çalışmada tek malzeme ile tasarımlar ele alınmıştır. EİDK yapısının birden fazla malzeme ve tek malzemenin oluşan örnek halleri sırasıyla Şekil 4.1a ve Şekil 4.1b ile verilmiştir. Şekil 4.1a'da 1,2,... farklı dielektrik malzemeleri ve I,II,... sürekli yapıları temsil etmektedir. Amaç yapının *Kapı 1* ve *Kapı 2*'de istenen frekans cevabını oluşturacak malzeme şeklini belirlemektir. EİDK yapılar için en genel halde, dalgakılavuzunu dolduran malzemenin dielektrik değeri dalğanın ilerleme yönünde ve kesitte değişmektedir. UIDK yapıları 2 kapılı bir devre gibi modellenenebilir ve frekans cevabı analizi, iletim matrisleri (ABCD, T matrisleri vb.) aracılığıyla yapılabilir. EİDK için süreksizlik tanımı dalgakılavuzuna yerleştirilen yapının dalğanın ilerleme yönüne dik kesitte elektirksel parametreler cinsinden değişim göstermesi olarak yapılsın. EİDK yapılarında süreksizlik yüzeylerinde yüksek dereceli modlar arasında etkileşimler oluşmakta ve bu nedenle yapı 2 kapılı devre modeli geçerliliğini yitirmektedir. Baskın mod bölgesinde süreksizlik yüzeyinde oluşan üst modlar sönümlü özellikte olsa da ardışıl EİDK yapılarının frekans analizinde süreksizlikler arasındaki modal etkileşimi göz önüne almamak hatalı bir yaklaşımdır. Bu durumda EİDK tipi yapılarda, süreksizlik yüzeylerinde malzemenin elektriksel parametreleri yükseklikte (y yönünde) değişmediği için, p mod numarası olmak üzere sadece TE^{p0} tipi modlar oluşabilir. Modlar arası etkileşimi hesaba katmak için yapı N kapılı bir devre gibi modellenenebilir ve yapının frekans cevabı analizi genelleştirilmiş saçılma matrisi (GSM) yardımı ile

yapılabilir. Süreklilik taşıyan parçaların GSM'leri kaskat bağlanarak tüm yapının GSM'si elde edilebilir. İfadelerin karışmaması için, süreklilik taşıyan yapıların GSM'si için *Genelleştirilmiş Blok Saçılma Matrisi* (GBSM) ifadesi kullanılacaktır. Her sürekli yapının GBSM'sinin eldesi için integral denklemin MoM ile çözümünden faydalanılmıştır. Bölüm 4.1 ile dikdörtgen dalgakılavuzu için integral denklem çözümüne dayalı modal S parametrelerinin eldesi açıklanmıştır. Bölüm 4.2 ve Bölüm 4.2.1 ile sırasıyla her sürekli yapı için GBSM'lerin elde edilmesi ve sürekli yapıların kaskat bağlanması durumunda toplam yapının GSM'sinin oluşturulması ele alınmıştır.



Şekil 4.1 : Enine inhomojen yüklenmiş dalgakılavuzu (a) perspektif görünüm [birden fazla malzeme ile] (b) üstten görünüm [tek malzeme ile].

EİDK yapısı ve frekans cevabı arasındaki modal analize doğrudan dayalı tasarım yapmak, işlem yükü açısından zorlayıcı bir yaklaşımdır. Bu nedenle, EİDK yapının eşdeğer modeli olan ve optimizasyonda kullanılacak modal analizi çok daha basit olan UİDK yapısı kurulmuştur. Bu süreç Bölüm 4.3.1'te ele alınmıştır. İncelenen tasarım örneklerine Bölüm 4.4'te yer verilmiştir. Bölüm 4.4'te ayrıca ele alınan bir tasarım örneği gerçek malzeme ile gerçekleştirilmiş ve frekans cevabı ölçülmüştür.

4.1 EİDK için Modal Analizin İntegral Denklem Çözümü ile Yapılması

EİDK'ya ait GSM elde etmek için öncelikle kaskat yapıyı oluşturan sürekli kısımların GBSM'leri oluşturulacaktır. GBSM oluşturmak için modal S parametresi analizi gereklidir. Bu kısımda, dikdörtgen dalgakılavuzuna yerleştirilmiş sürekli bir yapının modal S parametreleri analizinin integral denklem çözümü ile gerçekleştirilmesi açıklanacaktır. İlk adım olarak modal analizin yapılacağı bölgede sürekli yapının toplam elektrik alana katkısı olan saçılan alan hesap edilir. Bu bölge, ele alınan problem için dalganın ilerleme yönüne dik xy düzlemindeki dalgakılavuzunun kesitidir. Saçılan alan hesabı için (2.4) ile verilen veri denkleminden faydalanılır. Boş dikdörtgen dalgakılavuzuna ait (2.4)'te elektrik tipi DGF $\overline{\overline{G}}(\vec{r}, \vec{r}')$ için (2.6) ile verilen

ilişki geçerlidir ve bu geometriye ait $\overline{\overline{G}}_0(\vec{r}, \vec{r}')$ ifadesi (4.1) ile verilmiştir.

$$\overline{\overline{G}}_0(r, r') = \frac{i}{2abk_0^2} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2-\delta_{0n})(2-\delta_{0m})}{\beta_{mn}} e^{i\beta_{mn}|z-z'|} \times \left\{ \begin{array}{l} (k_0^2 - k_x^2) M_x M_{x'} \widehat{x} \widehat{x} + (-k_x k_y) M_x M_{y'} \widehat{x} \widehat{y} + (\pm i k_x \beta_{mn}) M_x M_{z'} \widehat{x} \widehat{z} + \\ (-k_x k_y) M_y M_{x'} \widehat{y} \widehat{y} + (k_0^2 - k_y^2) M_y M_{y'} \widehat{y} \widehat{y} + (\pm i k_y \beta_{mn}) M_y M_{z'} \widehat{y} \widehat{z} + \\ (\pm i k_x \beta_{mn}) M_z M_{x'} \widehat{z} \widehat{x} + (\pm i k_y \beta_{mn}) M_z M_{y'} \widehat{z} \widehat{y} + (k_x^2 + k_y^2) M_z M_{z'} \widehat{z} \widehat{z} \end{array} \right\}, z \geq z' \quad (4.1)$$

Şekil 4.1 ile verilen dalgakılavuzunun x ve y yönlerindeki uzunluk değerleri sırasıyla a ve b 'dir. Kroneker delta δ_{0n} , $n = 0$ ve $n \neq 0$ için sırasıyla 1 ve 0 değerlerini almaktadır. (4.1)'deki diğer terimler aşağıda tanımlanmıştır.

$$k_x = \left(\frac{m\pi}{a}x\right), \quad k_y = \left(\frac{n\pi}{b}y\right), \quad M_x = \cos(k_x x) \sin(k_y y), \quad M_y = \sin(k_x x) \cos(k_y y), \quad M_z = \sin(k_x x) \sin(k_y y), \quad \beta_{mn} = \sqrt{k_0^2 - (k_x^2 + k_y^2)}$$

EİDK için n ve k_y terimleri 0 değerini almaktadır. Sadelik için β_{mn} terimi kısaca β_m ile gösterilecektir. (2.4) kullanılarak saçılan alanın hesaplanması için, gelen alan etkisinde uyarılan eşdeğer hacim akım yoğunluğunun belirlenmesi gerekir. Bunun için (2.7) ile verilen integral denklem MoM ile ayrıştırılarak çözülmüştür. (2.11) ile operatör biçimde tanımlanan cisim ve veri denklemleri, S parametrelerinin modal analizi için uygun şekilde düzenlenerek sırasıyla (4.2a) ve (4.2b) ile operatör formda tekrar tanımlanmıştır. EİDK için alan ifadeleri (x,z) 'in fonksiyonudur ve sadece y yönünde bileşenleri olacaktır.

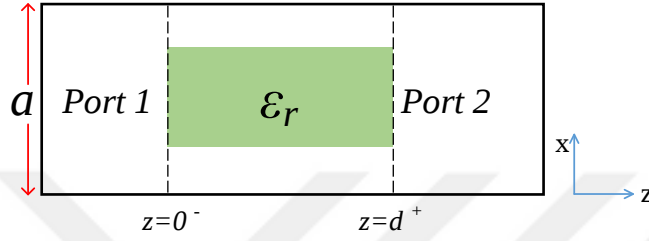
$$E = E_Q^{g,m} + G^O \Phi_Q^m \quad (4.2a)$$

$$G_P^D \Phi_Q^m = E_{PQ}^s \quad (4.2b)$$

(4.2)'de $P, Q = 1, 2$ değerlerini almaktadır. (4.2a) için Q , gelen alan $E_Q^{g,m}$, nin uyarıldığı fiziksel kapı numarasını temsil etmektedir. Modal analiz, P . ve Q . fiziksel kapıları arasında yapılacaktır. Q kapısından uyarılan ve m . moda ait gelen alan $E_Q^{g,m}$ etkisinde uyarılacak yoğunluk fonksiyonu Φ_Q^m , (4.2a)'nın MoM yöntemi ile çözümünden elde edilir. E_{PQ}^s , Q kapısından besleme durumunda kaynak olarak davranan Φ_Q^m etkisi ile P kapısında oluşacak saçılan alanı temsil etmektedir ve (4.2b) ile belirlenir. (4.2)'de G^O ve G_P^D integral operatörleri göz önüne alınan tüm modların katkısı ile hesaplanır. E_{PQ}^s ve $E_Q^{g,m}$ arasındaki modal ilişkiyi kuran S parametreleri analizi Bölüm 4.2'de yapılmıştır.

4.2 Genelleştirilmiş Blok Saçılma Matrisi

Süreksizlik içeren yapıların kaskat bağlandığı durumda frekans cevabı analizi için süreksizlik yüzeyindeki modal etkileşimlerin dikkate alınması gerekmektedir. Bu durumda GBSM'si elde edilecek her parçanın z yönüne dik düzlemlerde elektriksel anlamda homojen olmalıdır. Örnek bir geometri Şekil 4.2 ile verilmiştir. Manyetik olmayan sürekli bölge herhangi bir z konumunda için xy düzleminde aynı dielektrik profile sahiptir ve dielektrik değeri ϵ yalnızca x konumunun bir fonksiyonudur.



Şekil 4.2 : GBSM analizi yapılan örnek bir yapının üstten görünüşü.

Şekil 4.2’de verilen parça, $z \in [0, d]$ bölgesi içinde sürekli ve bu bölge sınırlarında süreksiz olduğu için $z = 0^-$ ve $z = d^+$ düzlemlerini ilişkilendiren GBSM elde edilecektir. Bu yapıya ait bazı gösterimler Şekil 4.3 üzerinde yapılmış, aynı şekil üzerinde GBSM’nin yapısı verilmiştir. Şekil 4.3’te α_m ve b'_m çifti sırasıyla Kapı 1 ve Kapı 2’ye gelen ($z = 0^-$ düzleminde) ve α'_m ve b_m çifti sırasıyla Kapı 1 ve Kapı 2’den çıkan ($z = d^+$ düzleminde) alan ifadelerine ait modal açılım katsayılarıdır. Şekil 4.3’te gösterilen GBSM elemanları ile modal açılım katsayıları arasındaki ilişki (4.3) ile verilmiştir.

$$S_{n,m} = \left. \frac{b_n}{\alpha_m} \right|_{b'=0}, \quad (4.3a)$$

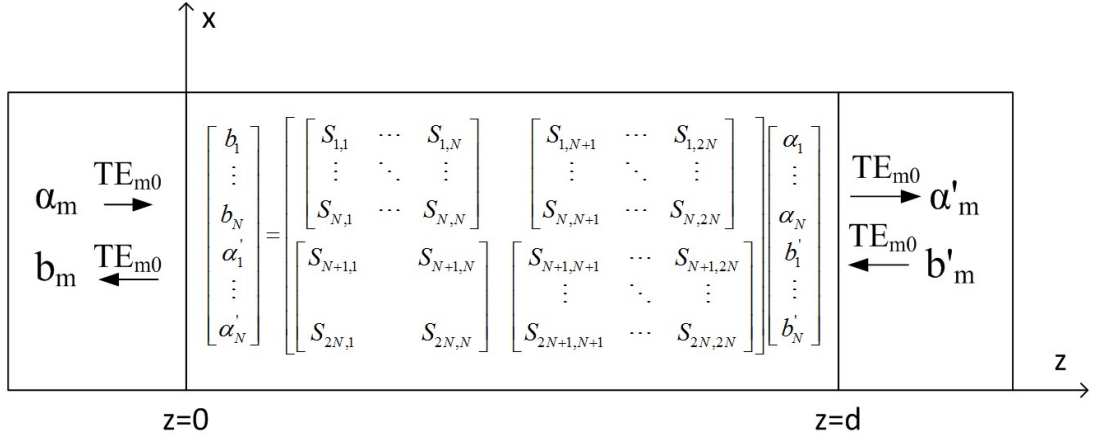
$$S_{n+N,m} = \left. \frac{\alpha'_n}{\alpha_m} \right|_{b'=0}, \quad (4.3b)$$

$$S_{n,m+N} = \left. \frac{b_n}{b'_m} \right|_{\alpha=0}, \quad (4.3c)$$

$$S_{n+N,m+N} = \left. \frac{\alpha'_n}{b'_m} \right|_{\alpha=0}, \quad (4.3d)$$

$2N \times 2N$ boyutlu GBSM, $N \times N$ boyutlu alt blok matrisler cinsinden (4.4) ile kısaca ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} b \\ \alpha' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{blok} & S_{12}^{blok} \\ S_{21}^{blok} & S_{22}^{blok} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ b' \end{bmatrix} \quad (4.4)$$



Şekil 4.3 : GBSM yapısı ve modal bileşenler.

GBSM'yi oluşturmak için süreksizlik yüzeylerinde modal açılım katsayılarının belirlenmesi gerekmektedir. Bu çalışmada GBSM'nin oluşturulması için süreksizlik yüzeylerinde oluşan alan ifadeleri, modların dikliğinden faydalanılarak mod bileşenlerine ayrıştırılmıştır. Süreksizlik yüzeyinde oluşan alan ifadelerinin elde edilmesi için kullanılan integral denklemler Bölüm 4.1'te anlatılmıştı. (4.2b) ile elde edilen E_{PQ}^s , S_{11}^{blok} ve S_{22}^{blok} için sırasıyla Kapı1 ve Kapı2'ye giriş yapan toplam alan ifadesidir ve (4.5) ile verildiği gibi TE^{m0} tipinde modların toplamından oluşmaktadır.

$$E_{PQ}^s = \begin{cases} \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sqrt{Z_m} T_m e^{i\beta_m |z-z'|}, z = z' = 0^- (P = Q = 1) \\ \sum_{m=1}^{\infty} \alpha'_m \sqrt{Z_m} T_m e^{i\beta_m (|z-z'|)}, z = z' = d^+ (P = Q = 2) \end{cases} \quad (4.5)$$

T_m , TE^{m0} modu için baz fonksiyondur ve aşağıda ifadesi verilmiştir.

$$T_m = \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \quad (4.6)$$

Burada Z_m , m . moda ilişkin dalga empedansı (4.7) ile verilmiştir.

$$Z_m = \frac{\omega\mu_0}{\beta_m} \quad (4.7)$$

$E_Q^{g,m}$ 'nin modal biçimi aşağıda verilmiştir.

$$E_Q^{g,m} = \begin{cases} T_m \alpha_m \sqrt{Z_m} e^{i\beta_m |z-z'|}, z = z' = 0^-, (P = 1) \\ T_m b'_m \sqrt{Z_m} e^{i\beta_m |z-z'|}, z = z' = d^+, (P = 2) \end{cases} \quad (4.8)$$

Modların dikliğinden faydalanarak S_{11}^{blok} ve S_{22}^{blok} alt blok matrislerinin elemanları sırasıyla (4.9) ve (4.10) ile elde edilebilir. Modal analizin yapıldığı Ω_P integral bölgesi, P . kapının tanımlandığı düzlemi temsil etmektedir.

$$\frac{b_n}{\alpha_m} = \frac{\iint_{\Omega_1} E_{11}^s T_n d\Omega_1}{\iint_{\Omega_1} E_1^{g,m} T_m d\Omega_1} \sqrt{\frac{Z_m}{Z_n}} \quad (4.9)$$

$$\frac{\alpha'_n}{b'_m} = \frac{\iint_{\Omega_2} E_{22}^s T_n d\Omega_2}{\iint_{\Omega_2} E_2^{g,m} T_m d\Omega_2} \sqrt{\frac{Z_m}{Z_n}} \quad (4.10)$$

S_{12}^{blok} ve S_{21}^{blok} için kapılarda oluşan toplam alan E_{PQ}^t , ilgili düzlemde E_{PQ}^s ile $E_Q^{g,m}$ alan ifadelerinin toplamı olarak şu şekilde ifade edilebilir.

$$E_{PQ}^t = \begin{cases} E_{PQ}^s + E_Q^{g,m}, z = 0^- \quad (P = 1, Q = 2) \\ E_{PQ}^s + E_Q^{g,m}, z = d^+ \quad (P = 2, Q = 1) \end{cases} \quad (4.11)$$

S_{21}^{blok} ve S_{12}^{blok} alt blok matrislerinin elemanları, sırasıyla (4.12) ve (4.13) ile elde edilebilir.

$$\frac{\alpha'_n}{\alpha_m} = \frac{\iint_{\Omega_2} E_{21}^t T_n d\Omega_2}{\iint_{\Omega_1} E_1^{g,m} T_m d\Omega_1} \sqrt{\frac{Z_m}{Z_n}} \quad (4.12)$$

$$\frac{b_n}{b'_m} = \frac{\iint_{\Omega_1} E_{12}^t T_n d\Omega_1}{\iint_{\Omega_2} E_2^{g,m} T_m d\Omega_2} \sqrt{\frac{Z_m}{Z_n}} \quad (4.13)$$

Alan ifadeleri y yönünde değişmediğinden blok matris elemanlarının tespiti için Ω_P bölgesinde hesaplanan integraller, hesaplama yükünü azaltan ve (4.14)'te verilen tek katlı denk integral ile hesaplanmıştır. Faz terimine olan bağımlılığı gösterilmeyen integrand, $f(x,y)$ ile temsil edilmiştir.

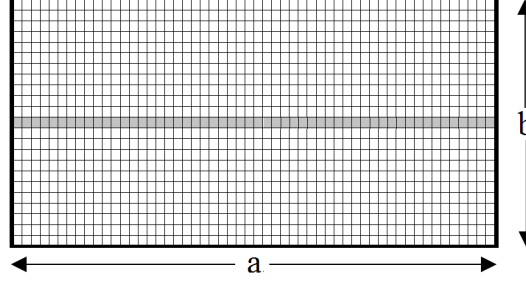
$$b \int_{x=0}^{x=a} f(x) dx = \iint_{\Omega_P} f(x,y) d\Omega_P \quad (4.14)$$

(4.15)'te Y , x_i ve Δx_i sırasıyla x yönündeki gözlem hücresi sayısı, gözlem hücrelerinin merkez konumu ve x_i . hücrenin boyutu olmak üzere (4.14) integrali ayrıklaştırılarak hesap edilmiştir.

$$b \int_{x=0}^a f(x) dx = b \sum_{i=1}^Y f(x_i) \Delta x_i \quad (4.15)$$

Gözlem yapılan hücre sayısı Y istenildiği kadar yüksek seçilebilir fakat belli bir değerden sonra modal analizin başarısı için katkı yapmamaktadır. Modların dikliğinden faydalandığı için M modun hesaba katıldığı bir analizde $Y=M+2$ seçilmesi modal analizin başarılı olacağı minimum gözlem noktası sayısıdır ve işlem yükü gözetilerek EİDK analizinde bu değer seçilmiştir. (4.15) ile verilen integral işlemleri için temsili integral bölgeleri Şekil 4.4 ile gösterilmiştir. Aynı zamanda

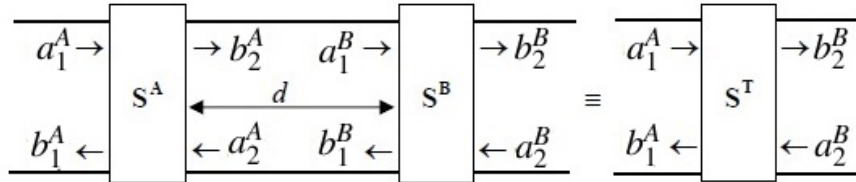
EİDK tipi problem için alan ifadeleri y yönündeki uzunluktan bağımsız olduğu için b yüksekliği keyfi olarak küçük bir değer seçilerek işlem yükü önemli ölçüde azaltılmıştır¹.



Şekil 4.4 : Temsili integral bölgeleri, tüm kesit (beyaz alan) ve indirgenmiş integral bölgesi (gri alan).

4.2.1 Kaskat yapılara ait GSM'nin eldesi

Kaskat yapının analizinde ilk adım her sürekli bölge için (4.4) ile verilen ilişkiyi tayin etmektir. Daha sonra sürekli bölgelerin GBSM'leri kaskat bağlanarak toplam yapının GSM'si elde edilebilir. Şekil 4.5'te aralarında d kadar mesafe ve GBSM'leri S^A ve S^B olan iki sürekli yapı ve oluşturacakları toplam yapının GSM'si S^T , şematik olarak gösterilmiştir.



Şekil 4.5 : Kaskat bağlanmış 2 sürekli yapının ortak GSM'sinin eldesi.

S^A ve S^B GBSM'lerinin elemanları Bölüm 4.2'de açıklandığı gibi elde edildikten sonra iki sürekli yapının oluşturacağı kaskat yapının GSM'si S^T 'nin elemanları (4.16) ile verilmiştir [85]. (4.16) ile verilen ifadelerinin türetilmesi Ek C'de ayrıntılı bir şekilde gösterilmiştir. GBSM'si S^C olan üçüncü bir sürekli yapının kaskat yapıya bağlanması durumunda, Şekil 4.5 üzerinde $S^A = S^T$ ve $S^B = S^C$ atamaları yapılarak yeni toplam S^T elde edilebilir. Benzer şekilde farklı sayıda sürekli yapının kaskat GSM'si hesaplanabilir.

¹İşlem yükünü en aza indirmek için b değeri, bir hücre boyutunda alınmıştır.

$$S_{11}^T = S_{11}^A + S_{12}^A D S_{11}^B D E S_{21}^A \quad (4.16a)$$

$$S_{12}^T = S_{12}^A F D S_{12}^B \quad (4.16b)$$

$$S_{21}^T = S_{21}^B D E S_{21}^A \quad (4.16c)$$

$$S_{22}^T = S_{22}^B + S_{21}^B D S_{22}^A F D S_{12}^B \quad (4.16d)$$

$$E \triangleq \left(I - S_{22}^A D S_{11}^B D \right)^{-1} \quad (4.16e)$$

$$F \triangleq \left(I - D S_{11}^B D S_{22}^A \right)^{-1} \quad (4.16f)$$

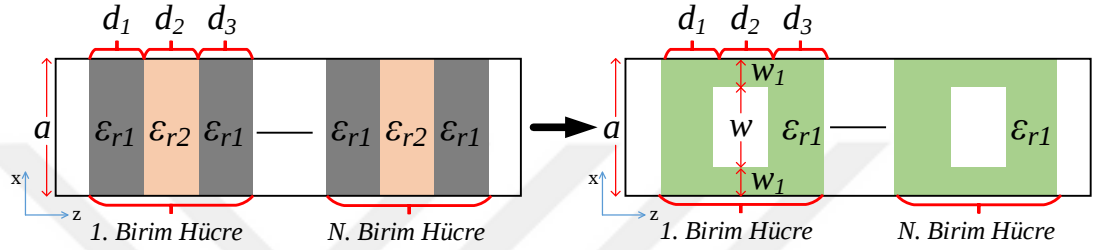
P modluk bir analiz için S^T boyutu $2Px2P$ ve (4.4) ile verilen her alt blok matris PxP boyutlarında olacaktır. Her blok matrisin (I, I) elemanı baskın mod uyarımında oluşan baskın mod alan ifadesi ilişkisine ait bilgiyi taşımaktadır ve yapının referans alınan frekans cevabı olacaktır. Diğer modal ilişkiler ise dalgakılavuzu boyunca sönümlenen modlara ilişkin olduğu için yeteri kadar uzağa yerleştirilmiş kapılarda gözlemlenmeyecektir.

4.3 Enine İnhomojen Dalgakılavuzları ile Tasarım

Bu kısımda istenilen frekans cevabını elde etmek için Şekil 4.1b ile verilen EİDK yapısının tasarımı incelenecektir. EİDK yapısının UİDK'ya göre avantajları şu şekilde sayılabilir 1) Daha az dielektrik malzeme kullanıldığı için dielektrik malzemelerin iletkenliğinden oluşacak güç kaybını azaltma olanağı sağlamaktadır 2) Daha az malzeme ile tasarım, cihazın ağırlığının azalmasını sağlayabilir. 3) Tek malzeme ile tasarım olanağı sağladığı için fiziksel olarak daha sağlam bir yapı olanağı sağlamaktadır. 4) Birden fazla malzemenin hazırlanması (katmanların kesilmesi ve bir arada tutulması) yerine tek malzeme işlendiği için hazırlık sürecine bağlı hatalar azalmaktadır. Dalgakılavuzu ile yapılan cihaz tasarımlarından toplam boyutun azaltılması süregelen hedeflerden olmakla birlikte, literatürde yapılan son çalışmalarda dalgakılavuzu yapılarının toplam ağırlığının azaltılması da hedeflenen amaçlar arasındadır [104].

EİDK'nın frekans cevabının eldesi için yürütülecek optimizasyon sürecinde M modluk bir açılımda $2Mx2M$ boyutlu matrislerin matematiksel manipülasyonu aşılması zor bir hesaplama yükü oluşturur. Bu nedenle problemin çözümü için EİDK yapısının optimizasyonu yerine, eşdeğer modeli UİDK yapısını optimize etme fikri düşünülmüştür. EİDK yapısı ile eşdeğeri UİDK yapısı arasındaki geçiş için etkin

dielektrik değeri yaklaşımından faydalanılmış, tasarım prosedürünün olanakları ise etkin dielektrik değeri yaklaşımının geçerliliğiyle kısıtlı olduğu görülmüştür. Bu kısıt dışında ele alınan tasarım prosedürü, istenen sonuçları elde etmeye yeterli olmuştur. EİDK yapısı ve eşdeğer modeli UIDK yapısı arasındaki örnek bir ilişki Şekil 4.6 ile gösterilmiştir. ϵ_{r2} , EİDK yapısında gösterilen doldurma için ϵ_{r1} 'in merkez frekanstaki etkin dielektrik değeridir. İlk başta karar verilen ϵ_{r2} için incelenen frekans bandında tüm etkin değerler belirlenir ve ϵ_{r2} , UIDK yapısında frekansın bir fonksiyonu olarak atanarak d_1, d_2, d_3 değerleri Bölüm 3'te ele alınan tasarım süreci ile belirlenir.



Şekil 4.6 : UIDK yapısından EİDK yapısına geçiş.

4.3.1 EİDK eşdeğeri UIDK modelleme

UIDK ile EİDK arasında model eşdeğeri oluşturmak için, ilgili yapılarda dalga yayılımını karakterize eden ve ortamın elektriksel parametrelerine bağlı olan ortak bir yayılım sabiti belirlenmiştir. UIDK için yayılım sabiti β , ortamın yaklaşık eşdeğer dielektrik sabiti ϵ_{etkin} olmak üzere baskın mod yayılımında iletim sabiti β ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır.

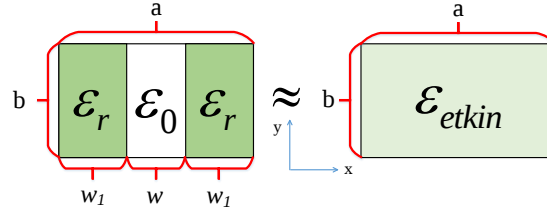
$$\beta = \sqrt{k_0^2 \epsilon_{etkin} - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (4.17)$$

Bu ifadeden ϵ_{etkin} , λ , ilgili frekans için boşluktaki dalga boyu olmak üzere UIDK ve EİDK için ortak çözülen β değerinden aşağıdaki gibi çekilebilir.

$$\epsilon_{etkin} = \left(\frac{\beta}{k_0}\right)^2 + \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2 \quad (4.18)$$

Burada amaç, Şekil 4.7 'da gösterildiği gibi ϵ_r ile doldurulmuş dalgakılavuzunun ϵ_{etkin} ile kesiti tam dolu durumunda iletim sabiti β eşdeğer modelini kurmaktır.

UIDK'ya ait iletim sabiti β 'nın bulunması için bir yaklaşım mod eşleştirme yöntemidir ve dalga kılavuzu içerisindeki dielektrik-boşluk arayüzlerinde sınır koşullarına ait bağıntılardan türetilen transandantal denklemin çözümünden elde edilebilir [85, 105].



Şekil 4.7 : Kısmi dolu dalgakılavuzunun kesitte tam dolu eşdeğer modeli.

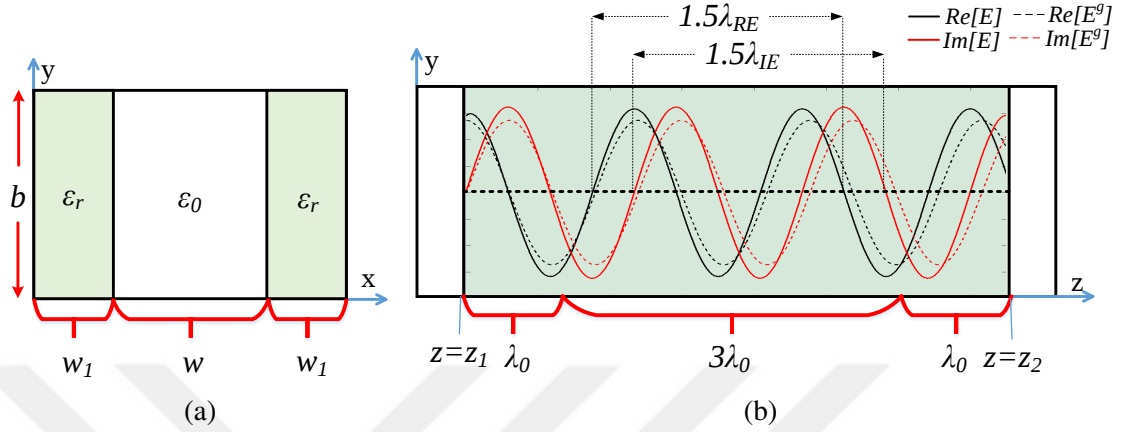
Bu çalışmada dielektrik-boşluk arayüzünde toplam elektrik alan $\vec{E}(\vec{r}) = E(x, z)\vec{a}_y$ analiz edilmiştir. UIDK için yalnızca y yönünde alan ifadeleri oluşacağından, herhangi bir noktada toplam elektrik alan genliği $E(x, z)$, saçılan ve gelen alanların y yönündeki genliklerinin toplamı olacaktır. Yani $E(x, z) = E^s(x, z) + E^i(x, z)$ ilişkisi geçerlidir.

(4.1)'de UIDK yapısı gereği $n = 0$ alınabilir ve m üzerinden toplam, ilk 10 modu kapsayacak şekilde kesilmiştir. Sayısal düzeneğin boyutu nedeni ile gelen yüksek işlem yükünü azaltmak için DGF'nin integral matrisi, (4.1) ile verilen bileşenlerden yalnızca M_y ile olanlarla doldurulmuştur².

Bu çalışmada kullanılan doldurma biçimi göz önüne alınarak ϵ_{etkin} belirlenmesi için dielektrik değeri ϵ_r olan yapı Şekil 4.8a ile gösterildiği gibi simetrik bir biçimde dalgakılavuzuna yerleştirilmiştir. UIDK yapının, λ_0 boşluk için ilgili frekanstaki dalga boyu olmak üzere, dielektrik yapının z yönünde $5\lambda_0$ uzunluğunda olduğu varsayılmıştır ve Şekil 4.8b ile problemin şematiği verilmiştir. İletim sabiti β 'nın tayini için toplam alan $E(x = w_1, z)$, dielektrik-boşluk arayüzünde $z \in [z_1, z_2]$ için $5\lambda_0$ 'lık mesafede gözlemlenmiştir. Bunun için (4.2), $Q = 1$ için tüm modlar hesaba katılarak çözülmüştür. Kesitteki süreksizlik yüzeylerinde $(x, y, z = z_1, z_2)$ oluşan üst modların etkisini azaltmak için, yapılacak hesaplamalar $z \in [z_1 + \lambda_0, z_2 - \lambda_0]$ için 500 eşit aralıklı gözlem noktasında $(x = w_1, y = b/2)$ doğrusu üzerinde yapılmıştır. $w_1 \ll a$ için $E^s \ll E^g$ olduğundan $E \approx E^g$ olmaktadır. Bu durumda $E, e^{i\beta z}$ karakteristiğine sahiptir ve β analizi için gerçekte ve sanal kısımlarına ayrılmıştır. Örnek bir gösterilim $w_1 \approx 0.06a$ ve $\epsilon_r = 9$ için yapılmıştır. Şekil 4.8b'de E 'nin gerçekte ve sanal kısımları çizdirilmiştir. $(x = w_1, y = b/2, z \in [z_1 + \lambda_0, z_2 - \lambda_0])$ doğrusu üzerinde gözlemlenen $Re[E]$ ve $Im[E]$ alanlarının sırasıyla dalga boyları λ_{RE} ve λ_{IE} değerlerinden iletim sabitleri çekilmiş

²Bu yaklaşım ile sadece $\vec{a}_y$ yönü için y' kaynak noktası ve y gözlem noktası arasındaki ilişki ele alınmıştır ve EİDK yapısının doğası ile uyumludur. Tam mod çözüm yapıldığında diğer bileşen ilişkilerinin 0'a denk hesaplandığı görülebilir (örn. xy', zx'). Aynı zamanda akım yoğunluğu, gelen ve saçılan alan ifadelerinin sadece $\vec{a}_y$ bileşenleri ile işlem yapılmıştır. N hücre sayısı olmak üzere, $3N \times 3N$ olan matris boyutu $N \times N$ 'e inmiştir.

($\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$) ve (4.18) kullanılarak her iki bilgiden ϵ_{etkin} elde edilmiştir. Son olarak her iki bilgiden çekilen ϵ_{etkin} değerlerinin ortalaması alınarak, w_1 doldurması ve incelenen frekans için ϵ_{etkin} değeri belirlenmiştir. Bu işlem farklı w_1 doldurmaları için frekans bandında tekrarlanmıştır.



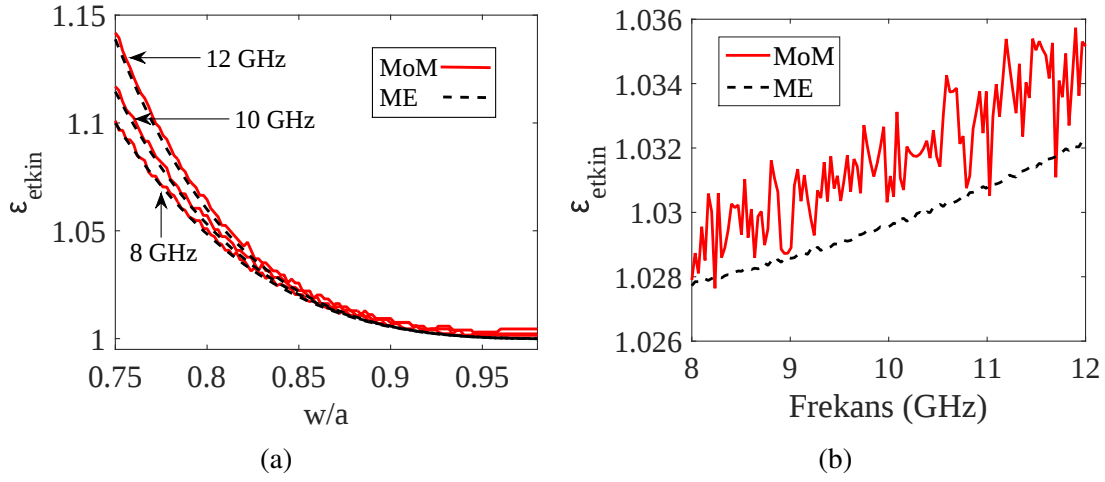
Şekil 4.8 : ϵ_{etkin} tespiti için sayısal düzenek görünümü (a) kesit içi (b) uzunlamasına.

4.4 Sayısal Uygulamalar

İlk uygulama için Bölüm 3'te incelenen *Tasarım Örneği 3* ele alınmıştır. Amaç tek malzeme (FR4) ile tasarımı gerçekleştirmektir. İlk adım, FR4 malzeme için Şekil 4.7'de verilen $\epsilon_{etkin} = 1.03$ olan w/a doldurma oranını tayin etmektir. Bu nedenle Bölüm 4.3.1 ile anlatılan süreç, incelenen frekans bandında farklı w/a doldurmaları için yürütülmüştür. Karşılaştırma yapmak için mod eşleştirme ile aynı problem çözülmüş [85] ve elde edilen sonuçlar Şekil 4.9 ile verilmiştir. Şekil 4.9a grafiğinden $f_0 = 10GHz$ 'de $\epsilon_{etkin}=1.03$ olan w/a boşluk oranı (0.832) için ϵ_{etkin} 'in frekansla değişimi Şekil 4.9b ile verilmiştir ve elde edilen $\epsilon_{etkin}(f)$ UİDK'nın tasarımında kullanılmıştır. Tasarımda kullanılacak doldurma oranı için MoM ve ME ile elde edilen ϵ_{etkin} değerlerinin frekansta bağıl ortalama hatası %0.194 olarak hesaplanmıştır.

Bu adıma kadar EİDK yapısını optimize etmek yerine, ϵ_{etkin} üzerinden kurulan eşdeğer modeli UİDK yapısı optimize edilmiştir. Çizelge 4.1'de İÖ etiketi ile verilen ve ileri optimizasyonda elde edilen katman kalınlıkları kullanılarak EİDK yapısının frekans cevabı Bölüm 4.2'de anlatılan süreç yürütülerek elde edilir.

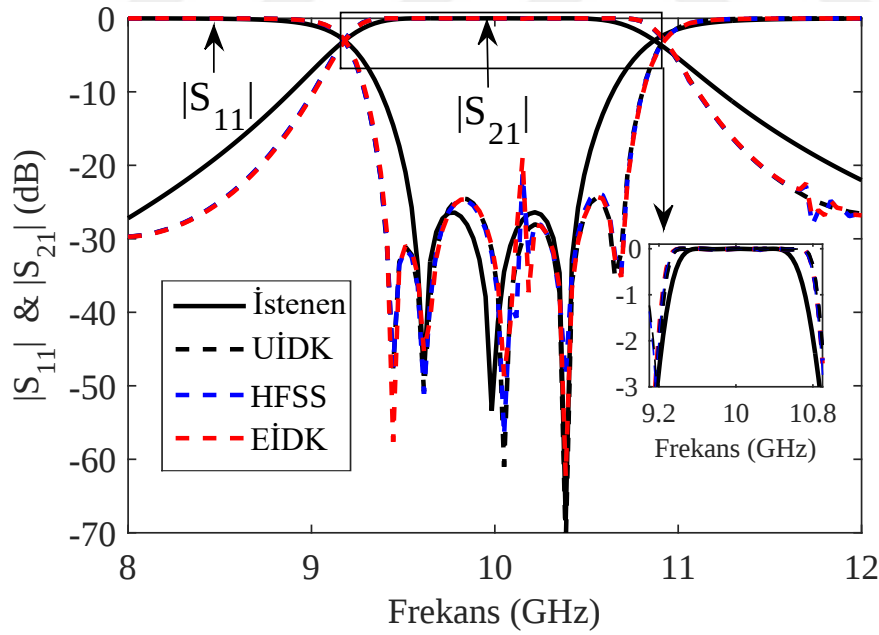
İstenen, EİDK'nın MoM ve GSM yöntemiyle elde edilen, EİDK'nın eşdeğer modeli UİDK'nın ve EİDK'nın HFSS modelinin frekans cevapları Şekil 4.10'da gösterilmiştir.



Şekil 4.9 : FR4 için MoM ve ME ile elde edilen ϵ_{etkin} için karşılaştırma (a) boşluk oranı w/a 'ya göre (b) 10 GHz'de $\epsilon_{etkin}=1.03$ için frekansa göre [$w/a=0.832$].

Çizelge 4.1 : Kayıpsız kabul edilen FR4 ile tasarımda optimize edilen katman kalınlıkları.

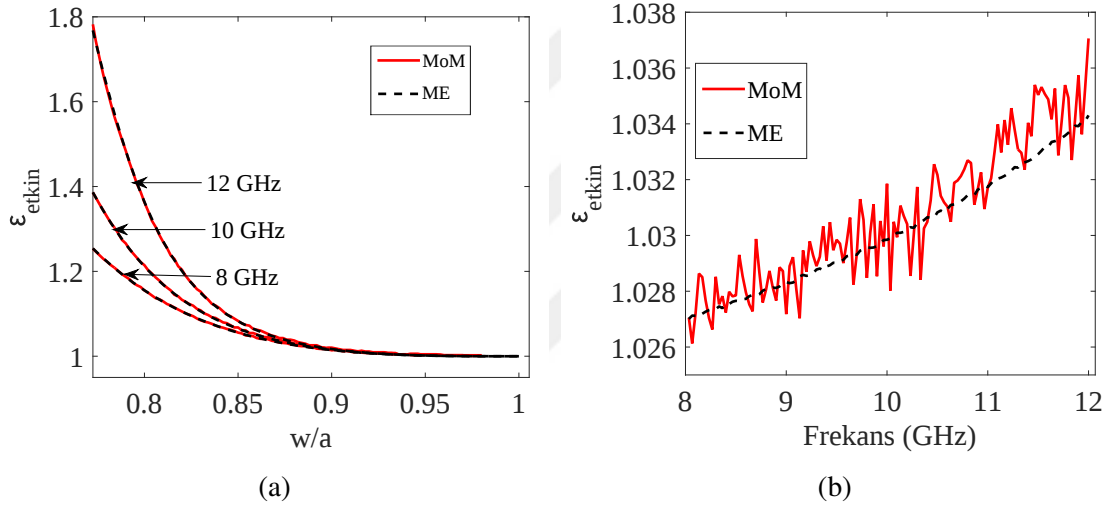
Adım	d_1 (mm)	d_2 (mm)	d_3 (mm)
YTP	7.36	11.12	7.53
GO	7.92	7.46	7.92
İO	8.00	7.16	8.00



Şekil 4.10 : FR4 Malzeme ile (kayıpsız kabul edilerek) tasarlanan filtre için elde edilen frekans cevapları.

İkinci tasarım örneğinde daha keskin bir filtre karakteristiği ele alınmıştır. Uygulama için merkez frekansı $f_0 = 10GHz$ olan, $1.5GHz$ band genişlikli 5. derece eliptik bir filtre seçilmiştir. Bölüm 3.4'te belirtildiği gibi yüksek keskinlik için dielektrik

kontrastın daha yüksek olduğu profillerin tercih edilmesi uygun bir yoldur. Bu nedenle birim hücresi 3 katmandan, toplam yapısı 6 birim hücreden oluşan ve birim hücre dielektrik profili $\epsilon_r = [9, 1.03, 9]$ olan yapı ele alınmıştır. İlk adım olarak Şekil 4.8a ile verilen boşluk oranı w/a 'ya göre ϵ_{etkin} MoM ve ME ile elde edilmiş ve Şekil 4.11a'da karşılaştırılmıştır. UIDK tasarımında kullanılmak üzere merkez frekans f_0 'da $\epsilon_{etkin} = 1.03$ olan w/a oranı (0.88) için $\epsilon_{etkin}(f)$ tespit edilmiş ve MoM-ME karşılaştırması Şekil 4.11b ile yapılmıştır. İlgili doldurma oranında ME ve MoM ile elde edilen etkin dielektrik değerler arasındaki bağıl ortalama hata %0.085 hesaplanmıştır. Merkez frekans 10 GHz ve $\epsilon_r = 9$ için $\epsilon_{etkin} = 1.03$ için elde edilen katman genişliği (bkn. Şekil 4.8a) $w_1 = 1.373 \text{ mm}$ elde edilmiştir.



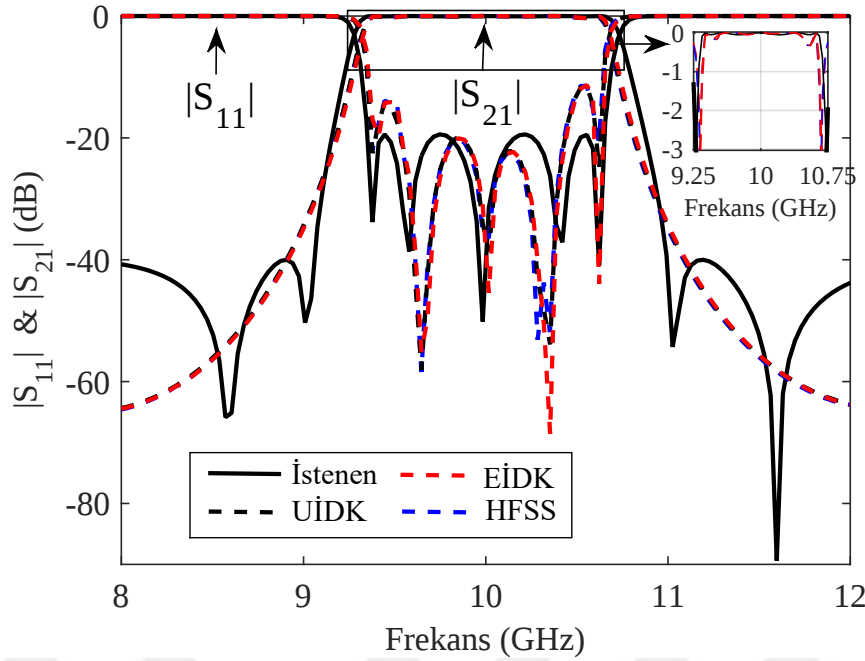
Şekil 4.11 : Malzeme $\epsilon_r=9$ için MoM ve ME ile elde edilen etkin dielektrik değeri ϵ_{etkin} için karşılaştırma (a) boşluk oranı w/a 'ya göre (b) 10 GHz'de $\epsilon_{etkin}=1.03$ için frekansa göre [$w/a=0.88$].

Bir sonraki adımda UIDK üzerinden katman kalınlıkları optimize edilmiş ve elde edilen değerler Çizelge 4.2 ile verilmiştir.

Çizelge 4.2 : Malzeme $\epsilon_r=9$ için optimize edilen katman kalınlıkları.

Adım	d_1 (mm)	d_2 (mm)	d_3 (mm)
YTP	4.96	11.15	3.32
GO	5.17	6.13	5.17
İÖ	5.31	6.95	5.31

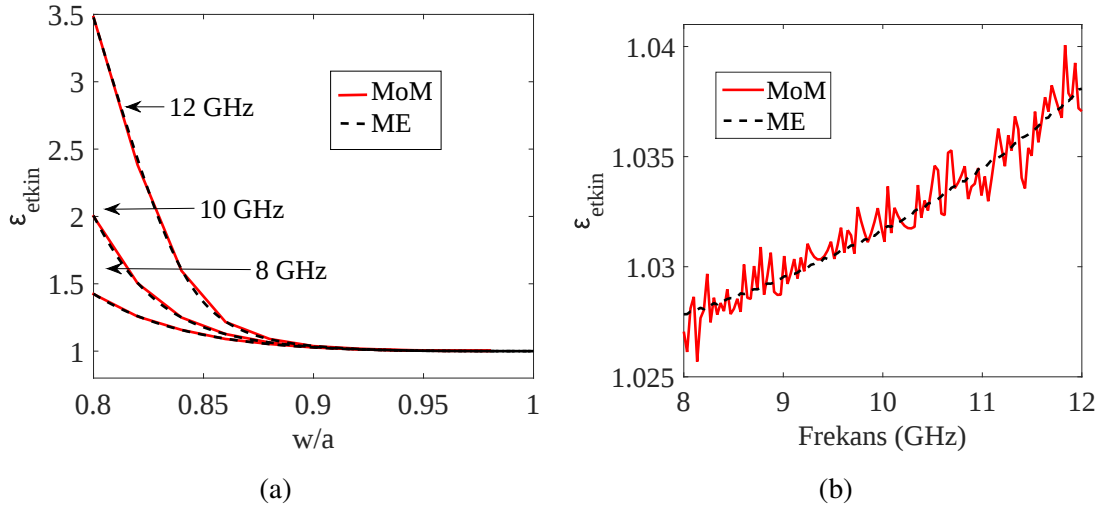
Çizelge 4.2'de İÖ etiketi ile verilen katman kalınlıkları ve Şekil 4.11a'te elde edilen boşluk oranı w/a için EİDK yapısının modal analizi MoM ile yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara ait karşılaştırmalar Şekil 4.12 üzerinde yapılmıştır.



Şekil 4.12 : Malzeme $\epsilon_r=9$ ile tasarlanan filtre için elde edilen frekans cevapları.

İntegral denkleme dayalı modal analiz sonuçları ile HFSS ile elde edilen S parametreleri uyumludur. Aynı zamanda EİDK yapısı yerine kullanılan UİDK yapısının frekans cevabı üzerinden başarılı bir eşdeğer model sunduğu görülmektedir. İstenen ve elde edilen frekans cevaplarına ait kalite faktörü ve şekil faktörü çiftleri sırasıyla 6.85 ile 7.3 ve 0.84 ile 0.83 elde edilmiştir.

Bölüm 3'te incelenen *Tasarım Örneği 1*'de tasarlanan birim hücre asimetrik biçime sahipti ve önerilen yaklaşımın asimetrik durumlarla uyumluluğunu incelemek için üçüncü örnek olarak ele alınmıştır. Birim hücre dielektrik profili $\epsilon_p = [15 \ 1.03 \ 15]$ olan 3 katmandan oluşmaktadır ve 3. derece Chebyshev filtre için 4 birim hücre kullanılmıştır. Hem ME yöntemi ile karşılaştırma yapmak, hem de merkez frekans 10 GHz'de kullanılan malzemeye ait boşluk oranı w/a 'yı belirlemek için ilk olarak MoM yöntemine dayalı ϵ_{etkin} , inceleme bandının ilk, son ve merkez frekanslarında farklı w/a oranlar için bulunmuştur. ME ve MoM yöntemleri ile elde edilen ϵ_{etkin} değerleri için karşılaştırma Şekil 4.13a'da verilmiştir. Merkez frekansta $\epsilon_{etkin} = 1.03$ için $w/a = 0.9$ elde edilmiş ve bu boşluk oranı için $\epsilon_{etkin}(f)$, inceleme bandında hem ME, hem de MoM yöntemi ile elde edilmiştir. Yöntem karşılaştırması Şekil 4.13b ile verilmiştir ve bağlı ortalama hata %0.06 hesaplanmıştır.



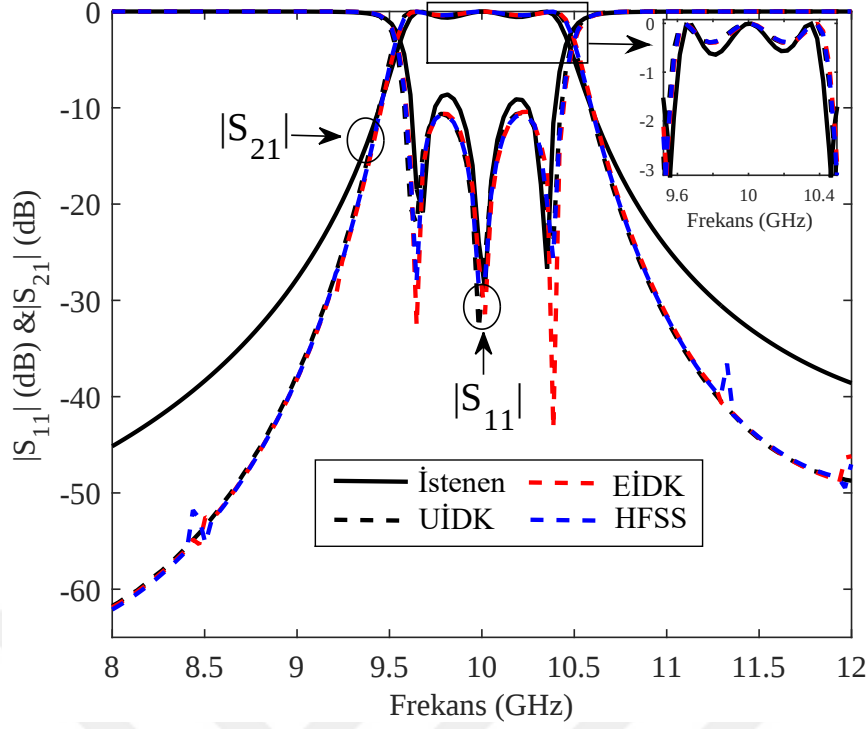
Şekil 4.13 : Malzeme $\epsilon_r=15$ için MoM ve ME ile elde edilen etkin dielektrik değeri ϵ_{etkin} için karşılaştırma (a) boşluk oranı w/a 'ya göre (b) 10 GHz'de $\epsilon_{etkin}=1.03$ için frekansa göre [$w/a=0.9$].

EİDK tasarımı için UİDK modelinin optimizasyonunda Şekil 4.13b'de verilen MoM yöntemine dayalı ϵ_{etkin} kullanılmıştır. UİDK tasarım problemine ait elde edilen YTP, GO ve İO değerleri Çizelge 4.3 ile verilmiştir.

Çizelge 4.3 : Malzeme $\epsilon_r=15$ için optimize edilen katman kalınlıkları.

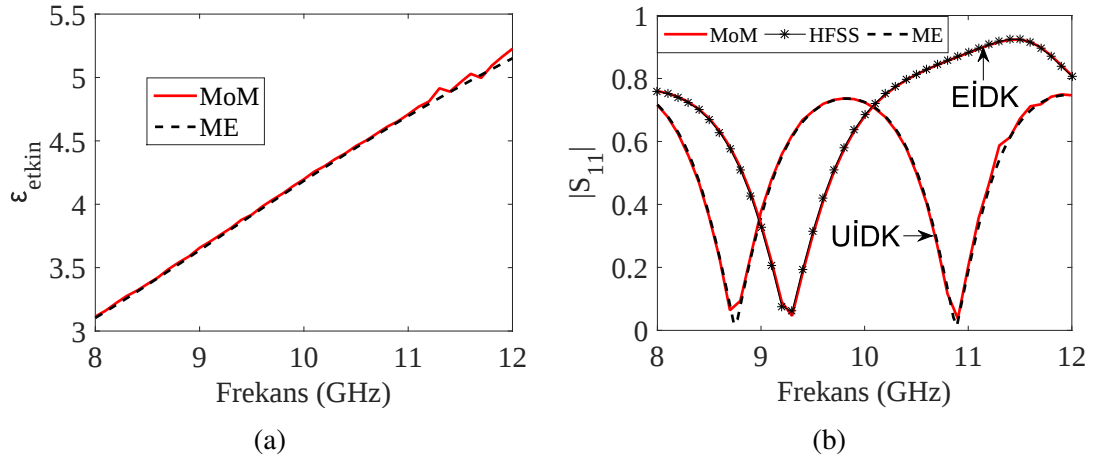
Adım	d_1 (mm)	d_2 (mm)	d_3 (mm)
YTP	4.34	9.98	3.71
GO	4.12	6.46	4.12
İO	3.86	9.68	4.01

Bu bölümde yer alan kayıpsız tasarım örnekleri için GSM ve GBSM'lerin sağlaması gereken sakınım koşulları simetrik birim hücreye sahip tasarım örnekleri için (FR4 malzeme ve malzeme $\epsilon_r = 9$) [85, 86]'da verilen ilişkiler ile, asimetrik birim hücreye sahip tasarım örneği için (malzeme $\epsilon_r = 15$) [106]'te verilen ilişkiler ile incelenmiştir. İncelemeler birim hücreyi oluşturan parçalar, birim hücreler ve kaskat yapılar için ayrı ayrı yapılmış ve ilintili sakınım koşullarının yüksek doğrulukla sağlandığı görülmüştür. Bir sonraki adımda İO ile elde edilen katman uzunlukları ve w/a oranına göre EİDK yapısının saçılma parametrelerini bulmak için integral denklemin çözümüne dayalı modal analiz yapılmıştır. EİDK yapısı ve UİDK modeli arasındaki uyumu göstermek ve ikinci bir yöntemle test etmek için aynı zamanda HFSS benzetim sonuçları S parametrelerinin genlikleri üzerinden Şekil 4.14'te karşılaştırma yapılmıştır.



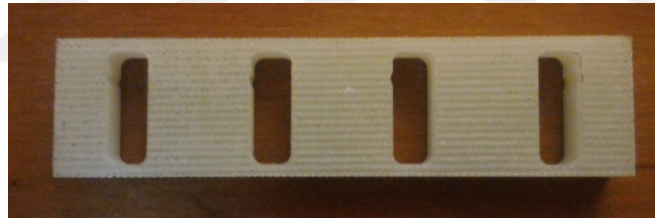
Şekil 4.14 : Malzeme $\epsilon_r=15$ ile tasarlanan filtre için elde edilen frekans cevapları.

Bu noktada ϵ_{etkin} ve UİDK eşdeğer model üzerinden kullanılan tasarım prosedürünün temel bir kısıtına değinmek yerinde olacaktır. Önerilen tasarım prosedürü, istenen frekans cevabını elde etmek için EİDK yapısının şeklini doğrudan belirlemek yerine eşdeğer modeli UİDK yapısının şekil optimizasyonuna dayanmaktadır. Dolayısıyla, tasarım prosedürü temel olarak 2 boyutlu yapının 1 boyutlu modellemesinin başarısına bağlıdır. Yapılan incelemelerde Şekil 4.8a için boşluk oranı $w/a \approx 1$ durumu sağlanmadığında ϵ_{etkin} 'e dayalı modelleme başarısını yitirdiği görülmüştür. Bu durumu açıklayan bir inceleme için 2 cm uzunluğunda, boşluk oranı $w/a = 0.6$ ve dielektrik değeri $\epsilon_r = 9$ olan bir yapı ele alınmıştır. İncelenen yapı için $\epsilon_{etkin}(f)$, MoM ve ME yöntemleri ile elde edilmiş ve Şekil 4.15a ile verilmiştir. EİDK yapısı ile UİDK modeli arasındaki uyumluluk durumuna bakmak için $|S_{11}|$ üzerinden karşılaştırma yapılmıştır. MoM ve ME yöntemleri ile elde edilen $\epsilon_{etkin}(f)$ değeri için düz problem ayrı ayrı çözülmüş ve Şekil 4.15b ile $|S_{11}|$ gösterilmiştir. Aynı zamanda EİDK yapısı için ($w/a = 0.6$) düz problem çözümü hem Bölüm 4.2'de verilen yaklaşım ile MoM üzerinden, hem de HFSS benzetimi ile yapılmış, yansıma katsayısının modül karşılaştırması Şekil 4.15b'de gösterilmiştir. Görüldüğü gibi, bu oranda bir doldurma için ($w/a \approx 1$) EİDK yapısı ve etkin dielektrik değeri üzerinden yapılan UİDK eşdeğeri arasında modelleme başarısı yok olmaktadır.



Şekil 4.15 : Malzeme $\epsilon_r = 9$ ve $w/a = 0.6$ için inceleme (a) MoM ve ME ile elde edilen etkin dielektrik değeri ϵ_{etkin} için karşılaştırma (b) UİDK ve EİDK yapılar arasında karşılaştırma.

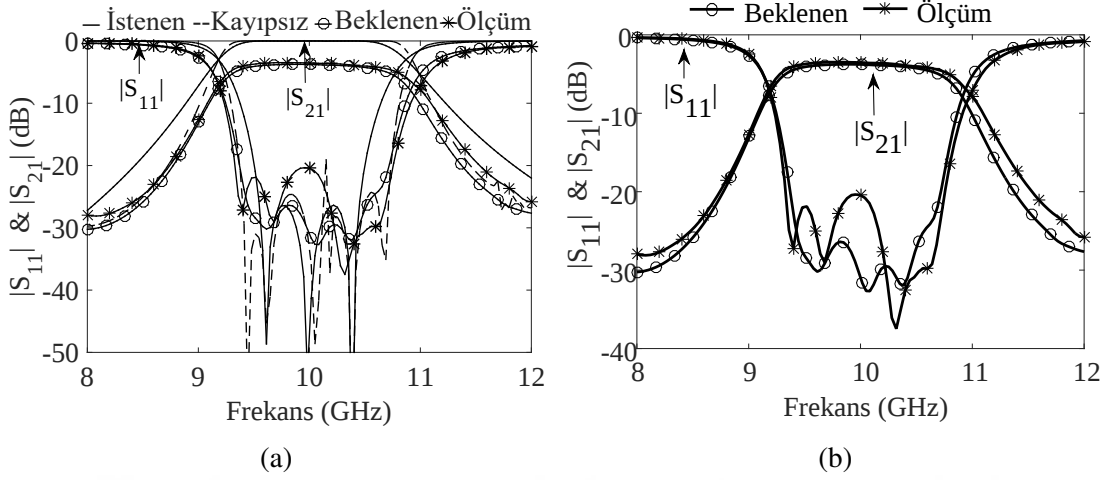
Bölüm 2’de frekansa bağlı dielektrik değeri elde edilen FR4 malzemesi kayıpsız kabul edilerek EİDK tasarımı yapılmış ve Şekil 4.10’da elde edilen frekans cevapları gösterilmişti. Önerilen tasarım yönteminin ölçüm sonuçları ile doğrulanması için FR4 malzeme ile EİDK yapısı CNC tezgahında işlenerek oluşturulmuş ve üstten görünüşü Şekil 4.16 ile verilmiştir.



Şekil 4.16 : FR4 ile işlenen EİDK’nın üstten görünümü.

FR4 ile tasarlanan ve işlenen EİDK’nın frekans cevabı Agilent 5245-a model VNA ile ölçülmüştür. Kayıplı bir malzeme olan FR4’ün özellikle iletilen güç açısından kaybı ihmal edilen duruma göre frekans davranışı farklılık göstermesi beklenmektedir. Kayıpların göz önüne alındığı davranışı belirlemek için FR4’ün belirlenen dielektrik değeri ile birim hücrelerin GBSM’leri Bölüm 4.2’de açıklanan yaklaşım ile hesaplanmış ve kaskat yapının frekans cevabı Bölüm 4.2.1’de açıklandığı gibi elde edilmiştir. EİDK’nın beklenen ve ölçülen frekans cevabı Şekil 4.17b’de gösterilmiştir. Aynı zamanda FR4’ün kayıpsız kabul edilerek yapıldığı tasarım ‘Kayıpsız’ etiketiyle ve istenen frekans cevabı, beklenen ve ölçülen frekans cevaplarıyla birlikte Şekil 4.17a’da gösterilmiştir. Görüldüğü gibi beklenen ve ölçülen frekans cevapları arasında,

işlenen EİDK yapısındaki geometrisindeki, ölçümdeki ve ölçülen dielektrik değerdeki olası hatalara rağmen iyi bir uyum vardır.



Şekil 4.17 : FR4 ile tasarlanan EİDK'nın frekans cevabı (a) İstenen, FR4 ile tasarım (kayıpsız kabul edilerek), kayıplar göz önüne alındığında beklenen, ölçüm (b) FR4'ün kayıpları göz önüne alındığında beklenen ve ölçüm.

4.5 Elde edilen sonuçlar üzerine yorumlar

Tek malzeme ile yapılan tasarımda dalgakılavuzu kısmi olarak doldurulmaktadır. Bu durumda yapının modal analizi N kapılı devre olarak yapılmalıdır. Optimizsyon sürecinin N kapılı devre üzerinden yürütülmesi ise aşılması zor bir hesaplama yükü getirmektedir. Bu sıkıntıyı aşmak için istenen S parametrelerini elde etme süreci, etkin dielektrik değerine bağlı modellemeye dayalı tasarım ile incelenmiştir. Bu nedenle tasarımın başarısı, modellemenin başarısına dayalıdır. Yapılan incelemelerde, boşluk oranı için $w/a \rightarrow 1$ oldukça modelleme başarısının arttığı görülmüştür. UİDK yapısı üzerinden optimize edilen yapının EİDK eşdeğerine ait modal analiz integral denkleme dayalı olarak yapılmış ve literatürde bulunan yöntemlerle uygunluğu, ele alınan örneklerle gösterilmiştir.

İncelenen örneklerde dalgakılavuzunu kısmi olarak dolduran kısımlar için Şekil 4.8 ile gösterildiği gibi, malzeme duvarlara temas edecek şekilde yerleştirilmiş, orta bölge boşluk bırakılmıştır. Aynı zamanda, ele alınan yöntem Şekil 4.8'de, malzemenin orta kısma yerleştirildiği ve duvarlara doğru boşluk bırakıldığı durumda da çalışmaktadır³ Yüksek güç gerektiren sistemlerde, havanın kırılma gerilimi göz önünde bulundurularak bu tip doldurma tercih edilebilir. Tasarım örneklerinde

³Şekil 4.8a'da ϵ_0 ile ϵ_r 'nin yer değiştirdiği yükleme.

Şekil 4.8a tipi doldurma seçilmesinin iki sebebi vardır. 1) Güç akısı baskın mod için kılavuzun ortasına doğru arttığından dolayı w/a' 'ya göre ϵ_{etkin} değişimi yavaş olmaktadır. Bu durum tasarımın geometrik hatalara toleransını arttırmaktadır. 2) Bu tip doldurmada malzeme kullanımı daha fazla olacağından mikrodalga cihazın fiziksel dayanıklılığı, diğer doldurma tiplerine göre artacaktır.

UIDK optimizasyonuna bağlı EİDK tasarım için farklı malzemeler bir arada kullanılabilir ve ele alınan yöntemle ilgili bu durum için bir kısıt yoktur. Etkin dielektrik değerine dayalı modellemenin başarısını arttırmak ve dielektrik kontrastı mümkün en üst seviyeye çekmek için tasarım örneklerinde yapının bazı kısımları kesitte tam doldurulmuştu. Etkin dielektrik değerine dayalı modelleme başarılı olduğu sürece, istenen tipte doldurmalar ve istenen tipte malzemeler ile tasarım yapılabilir. Önerilen yöntem, etkin dielektrik modellemesindeki başarının artırılması ile geliştirilebilir. Örneğin Şekil 4.15b ile verilen EİDK ve UIDK yapılar arasında etkin dielektrik üzerinden yapılan frekans cevabı karşılaştırması, modellemenin başarısız olduğunu göstermektedir. Eğer UIDK ve EİDK yapılar arasında daha başarılı modeller kurulabilirse, önerilen yöntemin çok daha güçlü bir tasarım aracı olabileceği öngörülmektedir.



5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Daire kesitli dalgakılavuzuna yerleştirilen manyetik olmayan, keyfi şekilli, inhomojen ve kayıplı cisimlerin dielektrik profilini belirleme problemi ele alınmıştır. Sayısal örneklerde saçılan alan bilgisi düz problemin MoM ile çözümünden yapay olarak üretilmiştir. Ters problem algoritması olarak yinelemeli Newton tipi yöntem kullanılmıştır. Ele alınan yaklaşımın yavaş değişimli dielektrik profiller için başarılı olduğu ve keskin değişimlerin yüksek başarı ile yakalanamadığı gözlemlenmiştir. Dielektrik profildeki keskin geçişleri yakalayabilmek için farklı ters problem algortimaları kullanılabilir. Örneğin aynı problem dikdörtgen dalgakılavuzları için ters problem algoritması olarak Newton tipi ve KKE seçilerek sırasıyla [97] ve [98]'de ele alınmış, KKE yönteminin keskin geçişli profilleri yakalamada daha başarılı sonuçlar verdiği rapor edilmiştir. Ayrıca, bu aşamada elde edilen tecrübeler dairesel dalgakılavuzları ile tasarım problemlerinde kullanılabilir.

Keyfi şekilli homojen ve kayıplı malzemelerin geniş bantda dielektrik değerini belirleme problemi için dikdörtgen dalgakılavuzları ile yapılan yansıma katasayına ilişkin ölçüm bilgisi iki yaklaşımda kullanılmış, ters problem algoritması olarak NR yönteminden faydalanılmıştır. İlk olarak her frekans değerinde dielektrik belirlemesi yapılmış, geniş bantda kararlı bir sonuç elde edilememiştir. Bu sıkıntıyı ortadan kaldırmak için geniş bantda kayıplı dielektrik değer frekansla değişimi modellenmiş ve çoklu frekans bilgisi kullanılarak kararlı sonuçlar elde edilmiştir. Ele alınan örneklerde polimer malzemeler kullanılmış ve dielektrik değerin gerçek ve sanal kısımları sırasıyla sabit ve frekans ile doğrusal değişecek şekilde ve daha genel bir çözüm için tek kutuplu Debye modeli ile modellenmiştir. İlerleyen çalışmalarda bu kısımda elde edilen tecrübe ile malzemenin çok geniş bantdaki frekans davranışı (örn. L band - Ka band arasında) farklı kesitteki dalgakılavuzları ile alınacak ölçüm bilgileri ile Debye modeli kullanılarak elde edilebilir.

Uzunlamasına inhomojen dalgakılavuzları ile mikrodalga cihaz tasarımı problemi, frekans cevabının kontrolü olarak tanımlanmıştır. Böylece önerilen yöntem istenen pasif mikrodalga cihazının tasarımında kullanılma potansiyeli taşımaktadır. Tüm

yapının doğrudan optimizasyonu yerine, iki aşamalı optimizasyon önerilmiştir. Tüm yapı özdeş birim hücrelere bölünmüştür. Birim hücre, fiziksel olarak uygun olan aday saçılma parametreleri için optimize edilmiş ve optimizasyon çıktısı ikinci aşama için başlangıç değeri olarak kullanılmıştır. İkinci aşamada birim hücreler kaskat bağlanmış ve tasarımın hedeflenen saçılma parametreleri için katman kalınlıkları optimize edilmiştir. Tasarımcının hedeflediği amaca uygun olarak optimize edeceği yapıya ön şekil vermesi gerekmektedir. Örneğin 3. derece band geçiren bir filtre tasarımı için yüksek dielektrik kontrast içeren 4 birim hücrenin ardışıl bağlanması veya artan keskinlik ve band daralması talepleri için daha yüksek kontrastlı profiller kullanılması uygun ön hazırlıklardır.

UIDK yapılarında bulunan farklı malzeme kullanımı, katmanların düzgün hazırlanması ve bir arada tutulmaları gibi sıkıntıları ortadan kaldıran EİDK yapısı, cihaz tasarımı için önerilmiştir. EİDK yapısının saçılma parametrelerinin belirlenmesi için yapıya ait GSM'nin belirlenmesi gerekmektedir. Geniş boyutlu GSM'lerin kullanıldığı optimizasyon süreci aşılması zor bir işlem yükü getirmektedir. Bu nedenle EİDK yapısının doğrudan tasarımı yerine, kesiti tam doldurduğu varsayılan etkin dielektrik değeri üzerinden modellenen UIDK eşdeğeri için tasarım problemi ele alınmıştır. Tasarımın başarısı modellemenin başarısına bağlı olduğundan yaklaşım, kesitte inhomojen kısımlarda küçük hacimli doldurmalar için çalışmaktadır. EİDK eşdeğeri UIDK modellemenin başarısı artırılarak tasarım uzayı genişletilebilir. Aynı zamanda, EİDK yapısının modal analizine ilişkin hızlandırmalar gerçekleştirilebilirse, tasarım başarısının UIDK eşdeğer modeline bağımlılığı ortadan kaldırılarak EİDK'nın geometrisi üzerinden yürütülebilir. Böylece, EİDK yapısına ait tasarım kabiliyeti artırılabilir ve farklı geometriler ile daha kompakt cihazlar gerçekleştirilebilir.

Bu çalışmada önerilen tasarım metodu, tüm yönlerden inhomojen dalgakılavuzlarına da uygulanabilir. Keyfi doldurulmuş dalgakılavuzu içerisinde oluşan alanlar, TE^{pq} ve TM^{pq} tipi modların karışımından meydana gelecektir. İlgili yapı için düzenlenmiş bir mod ayıklama süreci ile yapılan modal analiz, farklı tasarım olanaklarına imkan sağlayabilir. Bahsedilen yükleme için klasik yöntemlerle modal analiz yapılması çok zordur. Bu çalışmada önerilen MoM yöntemine dayalı modal analiz, ilgili geometriler

için kolaylıkla çözüm imkanı sağlayacaktır. Ayrıca önerilen tasarım prosedürü farklı dalgakılavuzu tiplerine, optik yapılara ve çok katmanlı yapılara uygulanabilir.





KAYNAKLAR

- [1] **Pozar, D.** (2012). *Microwave Engineering*, John Wiley and Sons, Inc., 4. sürüm.
- [2] **Cameron, R., Mansour, R. ve Kudsia, C.** (2007). *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*, New Jersey, John Wiley and Sons, Inc.
- [3] **Wu, K.L. ve MacPhie, R.H.** (1997). A rigorous analysis of a cross waveguide to large circular waveguide junction and its application in waveguide filter design, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(1), 153–157.
- [4] **Hu, H. ve Wu, K.L.** (2013). A Deterministic EM Design Technique for General Waveguide Dual-Mode Bandpass Filters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(2), 800–807.
- [5] **Virone, G., Tascone, R., Peverini, O.A. ve Orta, R.** (2007). Optimum-Iris-Set Concept for Waveguide Polarizers, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(3), 202–204.
- [6] **Qi, S.S., Wu, W. ve Fang, D.G.** (2013). Singly-Fed Circularly Polarized Circular Aperture Antenna With Conical Beam, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(6), 3345–3349.
- [7] **Mazur, M. ve Mazur, J.** (2011). Operation of the Phase Shifter Using Complex Waves of the Circular Waveguide With Periodical Ferrite-Dielectric Filling, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 25(7), 935–947.
- [8] **Kesari, V. ve Keshari, J.P.** (2013). Interwoven-Disk-Loaded Circular Waveguide for a Wideband Gyro-Traveling-Wave Tube, *IEEE Transactions on Plasma Science*, 41(3), 456–460.
- [9] **Leong, M.S., Kooi, P.S. ve Yeo, S.P.** (1987). Modal analysis of dielectric-sleeve-loaded circular waveguide for dual-mode radiator applications, *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, 134(4), 369–374.
- [10] **Jing, C., Liu, W., Gai, W. ve J.G.** (2005). Mode analysis of a multilayered dielectric-loaded accelerating structure, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 539(3), 445 – 454.
- [11] **Kesari, V. ve Keshari, J.P.** (2011). Analysis of a circular waveguide loaded with dielectric and metal discs, *Progress In Electromagnetics Research*, 111, 253–269.

- [12] **Kesari, V., Jain, P.K. ve Basu, B.N.** (2005). Modelling of axially periodic circular waveguide with combined dielectric and metal loading, *Journal of Physics D: Applied Physics*, 38(18), 3523.
- [13] **Zhu, Q.C., Williamson, A.G. ve Neve, M.J.** (2007). Reactance of Posts in Circular Waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(8), 1685–1688.
- [14] **Aydoğar, A. ve Akleman, F.** (2013). Complex permittivity determination of homogeneous objects loaded in circular waveguide via integral equation method, *Session 2P10 SC1: Advanced Mathematical and Computational Methods in Electromagnetic Theory and Their Applications*, 815.
- [15] **Aydoğar, A. ve Akleman, F.** (2014). Analysis of Direct and Inverse Problems Related to Circular Waveguides Loaded With Inhomogeneous Lossy Dielectric Objects, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(6), 1291–1300.
- [16] **Nicolson, A.M. ve Ross, G.F.** (1970). Measurement of the Intrinsic Properties of Materials by Time-Domain Techniques, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 19(4), 377–382.
- [17] **Weir, W.B.** (1974). Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies, *Proceedings of the IEEE*, 62(1), 33–36.
- [18] **Baker-Jarvis, Grosvenor, J. ve Geyer, R.G.** (1993). Transmission/reflection and short-circuit line methods for measuring permittivity and permeability, **Teknik Rapor**, National Institute of Standards and Technology.
- [19] **Hasar, U.C. ve Westgate, C.R.** (2009). A Broadband and Stable Method for Unique Complex Permittivity Determination of Low-Loss Materials, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(2), 471–477.
- [20] **Miyagawa, H., Wakino, K., Lin, Y.D. ve Kitazawa, T.** (2009). Simultaneous Determination of Complex Permittivity and Permeability of Columnar Materials With Arbitrarily Shaped Cross Section, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(9), 2249–2256.
- [21] **Şimşek, S., Işık, C., Topuz, E. ve Esen, B.** (2006). Determination of the complex permittivity of materials with transmission/reflection measurements in rectangular waveguides, *{AEU} - International Journal of Electronics and Communications*, 60(9), 677 – 680.
- [22] **Akhtar, M.J. ve Thumm, M.** (2013). Measurement of Complex Permittivity of Cylindrical Objects in the E-Plane of a Rectangular Waveguide, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 51(1), 122–131.
- [23] **Nishikata, A.** (2007). A Swept-Frequency Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of a Columnar Specimen Inserted in a Rectangular Waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(7), 1554–1567.

- [24] **Akhtar, M.J., Feher, L.E. ve Thumm, M.** (2009). Noninvasive Procedure for Measuring the Complex Permittivity of Resins, Catalysts, and Other Liquids Using a Partially Filled Rectangular Waveguide Structure, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(2), 458–470.
- [25] **Deshpande, M.D., Reddy, C.J., Tiemsin, P.I. ve Cravey, R.** (1997). A new approach to estimate complex permittivity of dielectric materials at microwave frequencies using waveguide measurements, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 45(3), 359–366.
- [26] **Kılıç, E., Yapar, A. ve Akleman, F.** (2011). Complex Permittivity Determination of Dielectric Materials by Waveguide Measurements: A Robust Approach Based on Integral Equations, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 21(11), 631–633.
- [27] **Aydoğan, A., Akleman, F. ve Şimşek, S.** (2017). Determination of complex permittivity of arbitrarily shaped homogenous materials via waveguide measurements, *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, s.696–699.
- [28] **Bandler, J.W., Biernacki, R.M., Chen, S.H., Grobelny, P.A. ve Hemmers, R.H.** (1994). Space mapping technique for electromagnetic optimization, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(12), 2536–2544.
- [29] **Bandler, J.W., Cheng, Q.S., Dakroury, S.A., Mohamed, A.S., Bakr, M.H., Madsen, K. ve Sondergaard, J.** (2004). Space mapping: the state of the art, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(1), 337–361.
- [30] **Bandler, J.W., Biernacki, R.M., Chen, S.H., Hemmers, R.H. ve Madsen, K.** (1995). Electromagnetic optimization exploiting aggressive space mapping, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(12), 2874–2882.
- [31] **Bakr, M.H., Bandler, J.W., Biernacki, R.M., Chen, S.H. ve Madsen, K.** (1998). A trust region aggressive space mapping algorithm for EM optimization, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(12), 2412–2425.
- [32] **Bakr, M.H., Bandler, J.W., Georgieva, N. ve Madsen, K.** (1999). A hybrid aggressive space-mapping algorithm for EM optimization, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(12), 2440–2449.
- [33] **Bandler, J.W., Mohamed, A.S., Bakr, M.H., Madsen, K. ve Sondergaard, J.** (2002). EM-based optimization exploiting partial space mapping and exact sensitivities, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(12), 2741–2750.
- [34] **Şimşek, M.** (2011). İkame Modelleme Ve Optimizasyon Tekniği İle Uzay Dönüşümü Tabanlı Yaklaşımların Geliştirilmesi, (*Doktora Tezi*), İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.

- [35] **Şimşek, M. ve Tezel, N.S.** (2012). The Reconstruction of Shape and Impedance Exploiting Space Mapping With Inverse Difference Method, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(4), 1868–1877.
- [36] **Şimşek, M. ve Şengör, N.S.**, (2010). Solving Inverse Problems by Space Mapping with Inverse Difference Method, *Scientific Computing in Electrical Engineering SCEE 2008*, Springer Berlin Heidelberg, s.453–460.
- [37] **Şimşek, M. ve Şengör, N.S.** (2008). Modification of Space Mapping with Difference Method for Inverse Problems, *The 7th International Conference on Scientific Computing in Electrical Engineering*, s.185–186.
- [38] **Arndt, F., Bornemann, J. ve Vahldieck, R.** (1984). Design of Multisection Impedance-Matched Dielectric-Slab Filled Waveguide Phase Shifters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(1), 34–39.
- [39] **Khalaj-Amirhosseini, M. ve Ghorbaninezhad, H.** (2009). Microwave impedance matching using waveguides filled by inhomogeneous dielectrics, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 19(1).
- [40] **Levy, R. ve Cohn, S.B.** (1984). A History of Microwave Filter Research, Design, and Development, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(9), 1055–1067.
- [41] **Levy, R., Snyder, R.V. ve Matthaei, G.** (2002). Design of microwave filters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3), 783–793.
- [42] **Hunter, I.C., Billonet, L., Jarry, B. ve Guillon, P.** (2002). Microwave filters-applications and technology, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3), 794–805.
- [43] **Scanlan, J.O.** (1980). Theory of microwave coupled-line networks, *Proceedings of the IEEE*, 68(2), 209–231.
- [44] **Richards, P.I.** (1948). Resistor-Transmission-Line Circuits, *Proceedings of the IRE*, 36(2), 217–220.
- [45] **Bui, L.Q., Ball, D. ve Itoh, T.** (1984). Broad-Band Millimeter-Wave E-Plane Bandpass Filters (Short Papers), *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(12), 1655–1658.
- [46] **Vahldieck, R.** (1989). Quasi-planar filters for millimeter-wave applications, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 37(2), 324–334.
- [47] **Soto, P., Tarin, E., Boria, V.E., Vicente, C., Gil, J. ve Gimeno, B.** (2010). Accurate Synthesis and Design of Wideband and Inhomogeneous Inductive Waveguide Filters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(8), 2220–2230.
- [48] **Levy, R.** (1973). Tapered Corrugated Waveguide Low-pass Filters, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 21(8), 526–532.

- [49] **Craven, G.F. ve Mok, C.K.** (1971). The Design of Evanescent Mode Waveguide Bandpass Filters for a Prescribed Insertion Loss Characteristic, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 19(3), 295–308.
- [50] **Bachiller, C., Esteban, H., Boria, V.E., Morro, J.V., Taroncher, M. ve Gimeno, B.** (2006). CAD of evanescent mode waveguide filters with circular dielectric resonators, *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, s.1567–1570.
- [51] **Ghorbaninejad, H. ve Khalaj-Amirhosseini, M.** (2008). Compact bandpass filters utilizing dielectric filled waveguides, *Progress In Electromagnetics Research B*, 7, 105–115.
- [52] **Morro, J.V., Esteban González, H., Bachiller, C. ve Boria, V.E.** (2007). Automated design of complex waveguide filters for space systems: A case study, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 17(1), 84–89.
- [53] **de Padua Moreira, R. ve de Menezes, L.R.A.X.** (2000). Direct synthesis of microwave filters using inverse scattering transmission-line matrix method, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48(12), 2271–2276.
- [54] **Chudzik, M., Arnedo, I., Arregui, I., Lujambio, A., Laso, M.A.G., Benito, D. ve Lopetegi, T.** (2011). Novel synthesis technique for microwave circuits based on inverse scattering: Efficient algorithm implementation and application, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 21(2), 164–173.
- [55] **Arregui, I., Arnedo, I., Lujambio, A., Chudzik, M., Benito, D., Jost, R., Gortz, F.J., Lopetegi, T. ve Laso, M.A.G.** (2010). A Compact Design of High-Power Spurious-Free Low-Pass Waveguide Filter, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 20(11), 595–597.
- [56] **Arnedo, I., Laso, M.A.G., Falcone, F., Benito, D. ve Lopetegi, T.** (2008). A Series Solution for the Single-Mode Synthesis Problem Based on the Coupled-Mode Theory, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 56(2), 457–466.
- [57] **Xiao, G., Yashiro, K. ve Ohkawa, S.** (2001). A new numerical method for synthesis of arbitrarily terminated lossless nonuniform transmission lines, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(2), 369–376.
- [58] **Song, G.H. ve Shin, S.Y.** (1985). Design of corrugated waveguide filters by the Gel'fand–Levitan–Marchenko inverse-scattering method, *J. Opt. Soc. Am. A*, 2(11), 1905–1915.
- [59] **Roberts, P.P. ve Town, G.E.** (1995). Design of microwave filters by inverse scattering, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(4), 739–743.

- [60] **Gel'fand, I.M. ve Levitan, B.M.** (1955). On the determination of a differential equation by its spectral function, *American Mathematical Society Translations, I*, 253–304.
- [61] **Marchenko, V.A.** (1955). Reconstruction of the potential energy from the phase of scattered waves, *Doklady Akademii Nauk SSSR*, 104, 635–698.
- [62] **Arnedo, I., Arregui, I., Chudzik, M., Teberio, F., Lujambio, A., Benito, D., Lopetegui, T. ve Laso, M.A.G.** (2015). Direct and Exact Synthesis: Controlling the Microwaves by Means of Synthesized Passive Components with Smooth Profiles, *IEEE Microwave Magazine*, 16(4), 114–128.
- [63] **Arndt, F., Frye, A., Wellnitz, M. ve Wirsing, R.** (1985). Double Dielectric-Slab-Filled Waveguide Phase Shifter, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 33(5), 373–381.
- [64] **Hunter, I.** (2001). *Theory and Design of Microwave Filters*, Electromagnetic Waves, Institution of Engineering and Technology.
- [65] **Penaranda-Foix, F.L., Janezic, M.D., Catala-Civera, J.M. ve Canos, A.J.** (2012). Full-Wave Analysis of Dielectric-Loaded Cylindrical Waveguides and Cavities Using a New Four-Port Ring Network, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(9), 2730–2740.
- [66] **Fletcher, G.T. ve Cohn, G.I.** (1951). Dielectric Loading for Waveguide Linear Accelerators, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 70(1), 887–893.
- [67] **Du, C.H. ve Liu, P.K.** (2009). A Lossy Dielectric-Ring Loaded Waveguide With Suppressed Periodicity for Gyro-TWTs Applications, *IEEE Transactions on Electron Devices*, 56(10), 2335–2342.
- [68] **Malek, M.F.B.A.** (2009). The analytical design of a folded waveguide traveling wave tube and small signal gain analysis using Madey's theorem, *Progress in Electromagnetic Research*, 98, 137–162.
- [69] **Thirios, E.C., Kaklamani, D.I. ve Uzunoglu, N.K.** (2006). Microwave Pulse Compression Using a Periodically Dielectric Loaded Dispersive Waveguide Section, *Electromagnetics*, 26(5), 345–358.
- [70] **Khalaj-Amirhosseini, M. ve Ghorbaninezhad, H.** (2009). Microwave impedance matching using waveguides filled by inhomogeneous dielectrics, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 19(1), 69–74.
- [71] **Khalaj-Amirhosseini, M.** (2009). Wideband Differential Phase Shifters Using Waveguides Filled by Inhomogeneous Dielectrics, *Prog. Electromagn. Res.*, 1513–1516.
- [72] **Khalaj-amirhosseini, M. ve Ghorbaninejad-foumani, H.** (2010). Waveguide Bandpass Filters Utilizing Only Dielectric Pieces, *Progress in Electromagnetic Research*, s.553–557.

- [73] **Khalaj-amirhosseini** (2006). Microwave Filters Using Waveguide Filled by Multi-layer Dielectric, *Progress in Electromagnetic Research*, s.105–110.
- [74] **Tomasek, P. ve Shestopalov, Y.V.** (2015). Verification of Computational Model of Transmission Coefficients of Waveguide Filters, *PIERS Proceedings*, s.1538–1541.
- [75] **Smirnov, Y.G., Shestopalov, Y.V. ve Derevyanchuk, E.D.** (2014). Inverse problem method for complex permittivity reconstruction of layered media in a rectangular waveguide, *physica status solidi (c)*, 11(5-6), 969–974.
- [76] **Akleman, F.** (2008). Reconstruction of Complex Permittivity of a Longitudinally Inhomogeneous Material Loaded in a Rectangular Waveguide, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 18(3), 158–160.
- [77] **Aydoğan, A., Akleman, F. ve Yıldız, S.** (2016). Dielectric loaded waveguide filter design, *2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE)*, s.1–4.
- [78] **Aydoğan, A. ve Akleman, F.** (2016). An approximation for direct and inverse problems related to longitudinally inhomogeneous waveguides, *2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE)*, s.1–5.
- [79] **Seshu, S. ve Balabanian, N.** (1959). *Linear network analysis*, Wiley, New York.
- [80] **Pace, J.** (1964). *The Generalized Scattering Matrix Analysis of Waveguide Discontinuity Problems*, University of Illinois at Urbana-Champaign.
- [81] **Vahldieck, R., Bornemann, J., Arndt, F. ve Grauerholz, D.** (1983). Optimized Waveguide E-plane Metal Insert Filters For Millimeter-wave Applications, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 31(1), 65–69.
- [82] **Dittloff, J. ve Arndt, F.** (1989). Rigorous field theory design of millimeter-wave E-plane integrated circuit multiplexers, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 37(2), 340–350.
- [83] **Şimşek, S., Topuz, E. ve Niver, E.** (2012). A novel design method for electromagnetic bandgap based waveguide filters with periodic dielectric loading, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 66(3), 228 – 234.
- [84] **Aydoğan, A. ve Akleman, F.** (2017). Multimode extraction from dielectric loaded waveguides via method of moments, *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, s.1008–1012.
- [85] **Şimşek, S.** (2008). *Kesiti ardışık dielektrik bölgeler ile dolu EM dalga kılavuzlarında iletim*, (Doktora Tezi), İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [86] **Simsek, S. ve Topuz, E.** (2007). Some Properties of Generalized Scattering Matrix Representations for Metallic Waveguides With Periodic Dielectric Loading, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(11), 2336–2344.

- [87] **Aydogan, A. ve Akleman, F.** (2015). Remedy for inverse scattering problems via space-mapping inverse-difference approach, *2015 Computational Electromagnetics International Workshop (CEM)*, s.1–2.
- [88] **Tai, C.T.** (1994). *Dyadic green functions in electromagnetic theory*, IEEE Antennas and Propagation Society and IEEE Microwave Theory and Techniques Society, co-sponsors.
- [89] **Yaghjian, A.D.** (1980). Electric dyadic Green's functions in the source region, *Proceedings of the IEEE*, 68(2), 248–263.
- [90] **Wang, B.S.** (1989). Mutual impedance between probes in a circular waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 37(6), 1006–1012.
- [91] **Aydogan, A. ve Akleman, F.** (2012). Validation of mom-based direct scattering analysis in circular waveguide for appropriate mesh-type decision, *2012 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*, s.275–278.
- [92] **van den Berg, P.M.** (2002). *Nonlinear Scalar Inverse Scattering: Algorithms and Applications*, Academic Press, London.
- [93] **Groetsch, C.W.** (2007). Integral equations of the first kind, inverse problems and regularization: a crash course, *Journal of Physics: Conference Series*, 73(1), 012001.
- [94] **Colton, D., Coyle, J. ve Monk, P.** (2000). Recent Developments in Inverse Acoustic Scattering Theory, *SIAM Review*, 42(3), 369–414.
- [95] **Wang, J.J.H.** (1978). Analysis of a Three-Dimensional Arbitrarily Shaped Dielectric or Biological Body Inside a Rectangular Waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 26(7), 457–462.
- [96] **Lazebnik, M., Okoniewski, M., Booske, J.H. ve Hagness, S.C.** (2007). Highly Accurate Debye Models for Normal and Malignant Breast Tissue Dielectric Properties at Microwave Frequencies, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 17(12), 822–824.
- [97] **Kilic, E., Akleman, F., Esen, B., Ozaltin, D.M., Ozdemir, . ve Yapar, A.** (2010). 3-D Imaging of Inhomogeneous Materials Loaded in a Rectangular Waveguide, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(5), 1290–1296.
- [98] **Kılıç, E., Akleman, F. ve Yapar, A.** (2011). Contrast source inversion technique for the reconstruction of 3D inhomogeneous materials loaded in a rectangular waveguide, *Inverse Problems*, 27(10), 105002.
- [99] **Coleman, T.F. ve Li, Y.** (1996). An Interior Trust Region Approach for Nonlinear Minimization Subject to Bounds, *SIAM Journal on Optimization*, 6(2), 418–445.

- [100] **Branch, M.A., Coleman, T.F. ve Li, Y.** (1999). A Subspace, Interior, and Conjugate Gradient Method for Large-Scale Bound-Constrained Minimization Problems, *SIAM Journal on Scientific Computing*, 21(1), 1–23.
- [101] **Conn, A., Gould, N. ve Toint, P.** (2000). *Trust Region Methods*, Society for Industrial and Applied Mathematics.
- [102] **Frickey, D.A.** (1994). Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(2), 205–211.
- [103] **Jarman, E.**, (2012). *Nth Roots of Matrices*, (Yüksek Lisans Tezi), University of Central Missouri Department of Mathematics and Computer Science.
- [104] **Huang, G.L., Zhou, S.G., Sim, C.Y.D., Chio, T.H. ve Yuan, T.** (2017). Lightweight Perforated Waveguide Structure Realized by 3-D Printing for RF Applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(8), 3897–3904.
- [105] **Collin, R.E.** (1991). *Field Theory of Guided Waves*, Wiley-IEEE Press, 2. sürüm.
- [106] **Morini, A. ve Rozzi, T.** (2001). On the definition of the generalized scattering matrix of a lossless multiport, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(1), 160–165.
- [107] **Abramowitz, M. ve Stegun, I.A.** (1964). *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, Dover, New York.



EKLER

EK A : Bessel fonksiyonu içeren integraller

EK B : UIDK kaskat yapılar için S parametrelerinin eldesi

EK C : EİDK kaskat yapılar için GSM eldesi

EK D : Tek kutuplu Debye modeline uygun Newton-Raphson formülasyonu





EK A

$\int_0^z x J_n(\lambda x) dx$ tipi integral için analitik ifade

$\Re(n + m + 1) > 0$ olmak üzere $\int_0^z x^m J_n(x) dx$ integrali Γ fonksiyonları cinsinden aşağıdaki gibi seriye açılabilir [107]

$$\int_0^z x^m J_n(x) dx = \frac{z^m \Gamma(\frac{n+m+1}{2})}{\Gamma(\frac{n-m+1}{2})} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(n+2k+1) \Gamma(\frac{n-m+1}{2} + k)}{\Gamma(\frac{n+m+3}{2} + k)} J_{n+2k+1}(z) \quad (A.1)$$

Bu çalışmada $m=l'$ 'dir ve bessel fonksiyonunun argümanı λx şeklinde olduğundan değişken dönüşümü uygulanmıştır. Bu durumda $z' = \lambda z$ olmak üzere

$$\int_0^{z'} x J_n(\lambda x) dx = \frac{1}{\lambda^2} \left[\frac{z' \Gamma(\frac{n+2}{2})}{\Gamma(\frac{n}{2})} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(n+2k+1) \Gamma(\frac{n}{2} + k)}{\Gamma(\frac{n+4}{2} + k)} J_{n+2k+1}(z') \right] \quad (A.2)$$

elde edilir. Γ fonksiyonlarının hesabı için işlem yükü fazladır. Γ fonksiyonu için (A.3)'te verilen sonsuz seri açılımı kullanılarak $\frac{\Gamma(\frac{n+2}{2})}{\Gamma(\frac{n}{2})}$ ve $\frac{\Gamma(\frac{n}{2} + k)}{\Gamma(\frac{n+4}{2} + k)}$ ifadeleri sırasıyla (A.4) ve (A.5)'te verildiği gibi elde edilebilir.

$$\Gamma(n + \frac{1}{2}) = \frac{1.3.5.7... (2n-1)}{2^n} \Gamma(\frac{1}{2}) \quad (A.3)$$

$$\frac{\Gamma(\frac{n}{2} + 1)}{\Gamma(\frac{n}{2})} = \frac{\frac{1.3.5.7... (2(\frac{n+1}{2})-1)}{2^{(n+1)/2}} \Gamma(\frac{1}{2})}{\frac{1.3.5.7... (2(\frac{n-1}{2})-1)}{2^{(n-1)/2}} \Gamma(\frac{1}{2})} = \frac{n}{2} \quad (A.4)$$

$$\frac{\Gamma(\frac{n}{2} + k)}{\Gamma(\frac{n+4}{2} + k)} = \frac{4}{(n+2k+2)(n+2k)} \quad (A.5)$$

(A.4) ve (A.5), (A.2)'ye yerleştirilirse, $\int_0^z x J_n(\lambda x) dx$ tipi integral için $z' = \lambda z$ olmak üzere sadeleşmiş analitik bir seri ifadesi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\int_0^z x J_n(\lambda x) dx = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2nz(n+2k+1)}{(n+2k+2)(n+2k)\lambda} J_{n+2k+1}(z') \quad (A.6)$$

$\int_0^z J_n(\lambda x) dx$ tipi integral için analitik ifade

$\int_0^z J_n(x) dx$ tipi integral için sonsuz seri ifadesi (A.7) ile verilmiştir [107].

$$\int_0^z J_n(x) dx = 2 \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+n+1}(z) \quad (A.7)$$

Aynı zamanda (A.8), (A.9) ve (A.10) ile verilen ilişkiler geçerlidir [107].

$$\int_0^z J_{2n}(x) dx = \int_0^z J_0(x) dx - 2 \sum_{k=0}^{n-1} J_{2k+1}(z) \quad (A.8)$$

$$\int_0^z J_{2n+1}(x) dx = 1 - J_0(z) - 2 \sum_{k=1}^n J_{2k}(z) \quad (A.9)$$

$$\int_0^z J_1(x) dx = 1 - J_0(z) \quad (A.10)$$

$\int_0^z J_n(\lambda x) dx$ tipi integralin analitik karşılığını elde etmek için değişken dönüşümü uygulanarak $z' = \lambda z$ olmak üzere (A.11) ile verilen denklemler elde edilebilir.

$$\int_0^z J_n(\lambda x) dx = \begin{cases} \frac{2}{\lambda} \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+n+1}(z') & n = 0, \\ \frac{1}{\lambda} [1 - J_0(z')] & n = 1, \\ \frac{1}{\lambda} \left[\int_0^{z'} J_0(x) dx - 2 \sum_{k=0}^{\frac{n}{2}-1} J_{2k+1}(z') \right] & n \text{ çift}, \\ \frac{1}{\lambda} \left[1 - J_0(z') - 2 \sum_{k=1}^{\frac{n-1}{2}} J_{2k}(z') \right] & n \text{ tek.} \end{cases} \quad (A.11)$$

$\int_0^z x J_n'(\lambda x) dx$ tipi integral için analitik ifade

Kısmi integral için $u = x, dv = J_n'(\lambda x) dx$ ve $du = dx, v = J_n(\lambda x)$ atamaları yaparak (A.12) elde edilir.

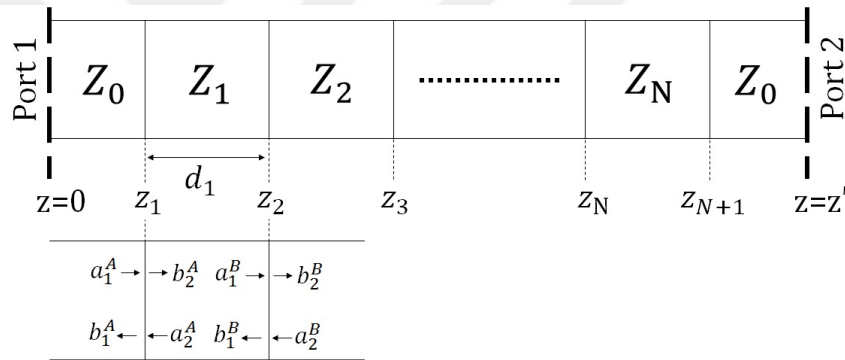
$$\int_0^z x J_n'(\lambda x) dx = z J_n(\lambda z) - \int_0^z J_n(\lambda x) dx \quad (A.12)$$

EK B

Bu kısımda boş dalgakılavuzuna yerleştirilmiş ve kesiti tam dolduran, kaskat bağlanmış dielektrik yapıların baskın mod bölgesinde frekans cevabını bulmak için izlenen adımlar ve yapının toplam S parametreleri ifadeleri verilmiştir. Problemin geometrisi Şekil B.1 ile verilmiştir. N adet, kesiti tam dolduran dielektrik yapı arka arkaya dalga empedansı Z_0 olan boş dalgakılavuzuna yerleştirilmiştir. İfadelerde Z_n, ϵ_n ve β_n, n . katmana ilişkin dalga empedansı, bağıl dielektrik sabiti ve baskın moda ilişkin propagasyon sabitidir. Z_n ve β_n sırasıyla (B.1) ve (B.2) ile verilmiştir.

$$Z_n = \frac{\omega \mu_0}{\beta_n} \quad (\text{B.1})$$

$$\beta_n = \sqrt{k_0^2 \epsilon_n - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (\text{B.2})$$



Şekil B.1 : Kesitte tam doldurulmuş dielektrik yapı

Jonksiyonlar üzerinde süreksizlikten dolayı TE_{m0} tipi bir uyarma için dielektrik yapı kesiti tam doldurduğundan dolayı ancak benzer karakteristiğe sahip TE_{m0} tipi bir oluşuma neden olacaktır. Aynı zamanda baskın mod bölgesinde $m > 1$ modlar sönümlü olacağından, frekans cevabı analizi için $m = 1$ modu önem arz etmektedir. EK C ile verilen ilişkiler incelendiğinde, UİDK için modal etkileşimlerin diagonal matrisler üzerinden hesaplanacağı ve baskın moda ait sonuçların diğer modal etkileşimlerden etkilenmediği görülebilir. Dolayısıyla UİDK için yalnızca baskın mod analizi yeterli olmaktadır.

Dielektrik yapılar kesiti tam doldurduğu için kesitte yalnızca elektrik alanın y bileşeni E_Y ve manyetik alanın x bileşeni H_X oluşacaktır. İlk olarak $z = z_1$ ve $z = z_2$ düzlemlerinde süreksiz olan ve bu düzlemler arasına yerleştirilmiş, Z_1 empedansına sahip homojen dielektrik katmana ait analiz yapılsın. Birinci dielektrik yapı için alan ifadeleri (B.3)-(B.6) ile verilmiştir.

$z < z_1$ bölgesi için

$$E_Y^I = a_1^A T_1 \sqrt{Z_0} e^{i\beta_1 |z - z_1|} + b_1^A T_1 \sqrt{Z_0} e^{i\beta_1 |z - z_1|} \quad (\text{B.3})$$

$$H_X^I = a_1^A \frac{T_1}{\sqrt{Z_0}} e^{i\beta_1 |z - z_1|} - b_1^A \frac{T_1}{\sqrt{Z_0}} e^{i\beta_1 |z - z_1|} \quad (\text{B.4})$$

$z > z_1$ bölgesi için

$$E_Y^{II} = b_2^A T_1 \sqrt{Z_1} e^{i\beta_1 |z-z_1|} + a_2^A T_1 \sqrt{Z_1} e^{i\beta_2 |z-z_1|} \quad (B.5)$$

$$H_X^{II} = b_2^A \frac{T_1}{\sqrt{Z_1}} e^{i\beta_1 |z-z_1|} - a_2^A \frac{T_1}{\sqrt{Z_1}} e^{i\beta_2 |z-z_1|} \quad (B.6)$$

Birinci jonksion ($z = z_1$) üzerinde üstel terimler 0'a gider. Jonksiyon üzerinde sınır koşulları uygulanarak $E_Y^I = E_Y^{II}$ ve $H_X^I = H_X^{II}$ yazılabilir ve (B.3)-(B.6) düzenlenerek takip eden ilişkiler elde edilebilir.

$$a_1^A \sqrt{Z_0} + b_1^A \sqrt{Z_0} = b_2^A \sqrt{Z_1} + a_2^A \sqrt{Z_1} \quad (B.7)$$

$$\frac{a_1^A}{\sqrt{Z_0}} - \frac{b_1^A}{\sqrt{Z_0}} = \frac{b_2^A}{\sqrt{Z_1}} - \frac{a_2^A}{\sqrt{Z_1}} \quad (B.8)$$

$$(B.9)$$

Birinci jonksiyona ilişkin S parametreleri, ortam empedansları cinsinden şu şekilde elde edilebilir;

$$S_{11}^A = \left. \frac{b_1^A}{a_1^A} \right|_{a_2^A=0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}, \quad (B.10)$$

$$S_{12}^A = \left. \frac{b_1^A}{a_2^A} \right|_{a_1^A=0} = \frac{2\sqrt{Z_0 Z_1}}{Z_0 + Z_1} \quad (B.11)$$

$$S_{21}^A = \left. \frac{b_2^A}{a_1^A} \right|_{a_2^A=0} = \frac{2\sqrt{Z_0 Z_1}}{Z_0 + Z_1} \quad (B.12)$$

$$S_{22}^A = \left. \frac{b_2^A}{a_2^A} \right|_{a_1^A=0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_0 + Z_1}. \quad (B.13)$$

İkinci jonksiyon üzerinde ($z = z_2$) benzer matematiksel yaklaşımlar neticesinde S parametreleri, (B.10)-(B.13)'te A, Z_0, Z_1 sırasıyla B, Z_1, Z_2 ile değiştirilerek elde edilebilir. Dikkat edilirse $a_1^B = e^{i\beta_1 |z_2-z_1|} b_1^A$ ve $a_2^B = e^{i\beta_1 |z_1-z_2|} b_1^B$ ilişkileri geçerlidir. Birbirinden d_1 kadar mesafeye yerleştirilmiş iki jonksiyon üzerindeki S parametreleri elde edildikten sonra, EK C ile benzer analiz kullanılarak kesiti tam dolduran ilk dielektrik yapı için toplam S parametreleri matrisi S^{T_1} elemanları aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$S_{11}^{T_1} = S_{11}^A + S_{12}^A S_{11}^B S_{21}^A e^{2i\beta_1 d} \quad (B.14)$$

$$S_{12}^{T_1} = \frac{S_{12}^A S_{12}^B e^{i\beta_1 d}}{1 - S_{22}^A S_{11}^B e^{2i\beta_1 d}} \quad (B.15)$$

$$S_{21}^{T_1} = \frac{S_{21}^B S_{21}^A e^{i\beta_1 d}}{1 - S_{22}^A S_{11}^B e^{2i\beta_1 d}} \quad (B.16)$$

$$S_{22}^{T_1} = S_{22}^B + S_{21}^B S_{22}^A S_{12}^B e^{2i\beta_1 d} \quad (B.17)$$

Benzer analiz ikinci dielektrik bölge ($z \in [z_2, z_3]$) için de yapılır. Elde edilen S^T_1 matrisi, ikinci dielektrik yapının birinci jonksiyonuna ($z = z_2$) ait S parametreleri olarak atanır ve (B.14)-(B.17)'de S^A matrisinin yerini alır. S^B matrisi ise $z = z_3$ üzerinde üstteki adımlara benzer şekilde elde edilir. Aynı işlemler N adet dielektrik yapı için tekrarlanarak UİDK yapı için toplam S^T matrisi elde edilebilir. Son olarak *Port 1* ve *Port 2*'de ölçülecek S parametreleri aşağıda verildiği gibi belirlenebilir.

$$S_{11} = S^T_{11} e^{i2\beta_0 z_1} \quad (\text{B.18})$$

$$S_{12} = S^T_{12} e^{i\beta_0(|z_{N+1}-z'|+z_1)} \quad (\text{B.19})$$

$$S_{21} = S^T_{21} e^{i\beta_0(|z_{N+1}-z'|+z_1)} \quad (\text{B.20})$$

$$S_{22} = S^T_{22} e^{i\beta_0|z_{N+1}-z'|} \quad (\text{B.21})$$

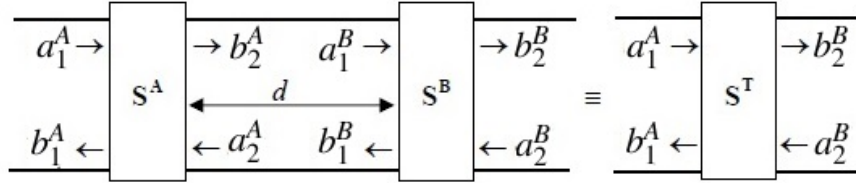
$$(\text{B.22})$$





EK C

Şekil C.1 ile aralarında d kadar mesafe ve GBSM'leri S^A ve S^B olan iki sürekli yapının oluşturacağı toplam yapının GSM'si S^T 'nin eldesi için gerekli büyüklükler gösterilmiştir.



Şekil C.1 : Kaskat bağlanmış 2 sürekli yapının toplam GSM'sinin eldesi.

S^A , S^B ve ikisinin toplam GSM'si S^T 'nin alan ifadeleri ile ilişkileri (C.1)'de sırasıyla verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} b_1^A \\ b_2^A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^A & S_{12}^A \\ S_{21}^A & S_{22}^A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^A \\ a_2^A \end{bmatrix} \quad (C.1a)$$

$$\begin{bmatrix} b_1^B \\ b_2^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^B & S_{12}^B \\ S_{21}^B & S_{22}^B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^B \\ a_2^B \end{bmatrix} \quad (C.1b)$$

$$\begin{bmatrix} b_1^A \\ b_2^A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^T & S_{12}^T \\ S_{21}^T & S_{22}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^A \\ a_2^A \end{bmatrix} \quad (C.1c)$$

Diagonal öteleme matrisi D , $e^{i\beta_{mn}d}$ terimlerinden oluşmak üzere (m,n mod sayıları), $b_1^B = Db_2^A$ ve $a_2^A = Db_1^B$ ilişkileri geçerlidir.

S_{21}^T ve S_{21}^T 'nin bilinen ifadeler cinsinden eldesi için $a_2^B = 0$ durumu incelensin.

S_{21}^T 'nin eldesi ($a_2^B = 0$):

$a_2^A = DS_{11}^B a_1^B = DS_{11}^B Db_2^A$ ve $b_2^A = S_{21}^A a_1^A + S_{22}^A a_2^A = S_{21}^A a_1^A + S_{22}^A DS_{11}^B Db_2^A$ yazılabilir.

Bu durumda $E \triangleq (I - S_{22}^A DS_{11}^B)^{-1}$ tanımlamasıyla $b_2^A = ES_{21}^A a_1^A$ geçerli olur.

$$S_{21}^T = \left. \frac{b_2^B}{a_1^A} \right|_{a_2^B=0} \quad (C.2)$$

olduğundan $b_2^B = S_{21}^B Db_2^A = S_{21}^B DES_{21}^A a_1^A$ bağlantısından

$$S_{21}^T = S_{21}^B DES_{21}^A \quad (C.3)$$

elde edilir.

S_{11}^T 'nin eldesi ($a_2^B = 0$):

$b_1^A = S_{11}^A a_1^A + S_{12}^A a_2^A$, $a_2^A = DS_{11}^B Db_2^A$ ve daha önce elde edilen $b_2^A = ES_{21}^A a_1^A$ eşitlikleri kullanılarak $b_1^A = (S_{11}^A + S_{12}^A DS_{11}^B DES_{21}^A) a_1^A$ yazılabilir.

$$S_{11}^T = \left. \frac{b_1^A}{a_1^A} \right|_{a_2^B=0} \quad (C.4)$$

olduğu için

$$S_{11}^T = S_{11}^A + S_{12}^A DS_{11}^B DES_{21}^A \quad (C.5)$$

ilişkisi geçerli olur.

S_{22}^T ve S_{12}^T 'nin bilinen ifadeler cinsinden eldesi için $a_1^A = 0$ durumu incelenir.

S_{12}^T 'nin eldesi ($a_1^A = 0$):

$b_1^A = S_{12}^A a_2^A$ ve $a_2^A = Db_1^B$ eşitliklerinden $b_1^A = S_{12}^A Db_1^B$ yazılabilir. b_1^B 'nin oluşumuna a_1^B ve a_2^B katkı yapacaktır.

Bu durumda $b_1^A = S_{12}^A D(S_{11}^B Db_2^A + S_{12}^B a_2^B)$ olur. $b_2^A = S_{22}^A Db_1^B$ ve $b_1^B = S_{11}^B a_1^B + S_{12}^B a_2^B$ olduğundan $b_2^A = S_{22}^A DS_{11}^B Db_2^A + S_{22}^A DS_{12}^B a_2^B$ yazılabilir. Buradan $b_2^A = ES_{22}^A DS_{12}^B a_2^B$ ve $b_1^A = S_{12}^A D(S_{11}^B DES_{22}^A DS_{12}^B + S_{12}^B) a_2^B$ elde edilir.

$$S_{12}^T = \left. \frac{b_1^A}{a_2^B} \right|_{a_1^A=0} \quad (C.6)$$

kullanılarak

$$S_{12}^T = S_{12}^A D(S_{11}^B DES_{22}^A DS_{12}^B + S_{12}^B) \quad (C.7)$$

tanımlanabilir.

S_{22}^T 'nin eldesi ($a_1^A = 0$):

a_1^B ve a_2^B uyarımları ile oluşan b_2^B alan ifadesi arasında $b_2^B = S_{22}^B a_2^B + S_{21}^B a_1^B$ ilişkisi vardır. $a_1^B = Db_2^A$ kullanılarak $b_2^B = S_{22}^B a_2^B + S_{21}^B DES_{22}^A DS_{12}^B a_2^B$ yazılabilir.

$$S_{22}^T = \left. \frac{b_2^B}{a_2^B} \right|_{a_1^A=0} \quad (C.8)$$

ilişkisi kullanılarak

$$S_{22}^T = S_{22}^B + S_{21}^B DES_{22}^A DS_{12}^B \quad (C.9)$$

tanımlanabilir.

EK D

Bu ek ile keyfi şekilli homojen malzemenin kayıplı dielektrik değerinin bir kutuplu Debye modeli kurularak ve NR yönteminden faydalanılarak çözülmesine ilişkin formülasyon verilmiştir. Karmaşık dielektrik değeri $\epsilon_r = \epsilon' + i\epsilon''$ olmak üzere bir kutuplu Debye modeli aşağıdaki gibi kurulabilir.

$$\epsilon_r = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 - i\omega\tau} + i\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} \quad (D.1)$$

Burada ϵ_0 , ω , τ , σ sırasıyla boşluğun dielektrik geçirgenliği, açısal frekans, malzemenin gevşeme zamanı ve DC iletkenlik değeridir. Malzemenin $\omega = 0$ ve $\omega = \infty$ frekanslarındaki bağıl dielektrik değeri, modelde ϵ_s ve ϵ_∞ ile tanımlanmıştır. $\epsilon_f = \epsilon_s - \epsilon_\infty$ tanımlanarak ϵ_r , gerçekte ve sanal kısımlarına sırasıyla aşağıdaki gibi ayrılabilir.

$$Re(\epsilon_r) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_f}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (D.2)$$

$$Im(\epsilon_r) = \frac{\omega\tau\epsilon_f}{1 + (\omega\tau)^2} + \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} \quad (D.3)$$

NR kullanılarak minimize edilecek hata fonksiyonu ϵ_r 'ye dolayısıyla ϵ_s , ϵ_f , τ ve σ 'ya bağlı aşağıdaki gibi birinci derece Taylor serisine açılabilir.

$$F(\epsilon_\infty + \Delta\epsilon_\infty, \epsilon_f + \Delta\epsilon_f, \tau + \Delta\tau, \sigma + \Delta\sigma, \omega) \simeq F(\epsilon_\infty, \epsilon_f, \tau, \sigma, \omega) + \Delta\epsilon_\infty \frac{\partial F}{\partial \epsilon_\infty}(\omega) + \Delta\epsilon_f \frac{\partial F}{\partial \epsilon_f}(\omega) + \Delta\tau \frac{\partial F}{\partial \tau}(\omega) + \Delta\sigma \frac{\partial F}{\partial \sigma}(\omega) \quad (D.4)$$

S_{11}^{Meas} ve S_{11}^{MoM} sırasıyla ölçüm ile elde edilen ve NR yöntemi içinde sayısal olarak iterasyon adımıdaki dielektrik değerine göre MoM ile üretilen yansıma katsayıları olmak üzere $F(\cdot)$, aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$F^1(\epsilon_\infty, \epsilon_f, \tau, \sigma, \omega) = Re(S_{11}^{Meas}(\omega) - S_{11}^{MoM}(\epsilon_\infty, \epsilon_f, \tau, \sigma, \omega)) \quad (D.5)$$

$$F^2(\epsilon_\infty, \epsilon_f, \tau, \sigma, \omega) = Im(S_{11}^{Meas}(\omega) - S_{11}^{MoM}(\epsilon_\infty, \epsilon_f, \tau, \sigma, \omega)) \quad (D.6)$$

(D.4)'te denklemin kökü $(\epsilon_\infty + \Delta\epsilon_\infty, \epsilon_f + \Delta\epsilon_f, \tau + \Delta\tau, \sigma + \Delta\sigma, \omega)$ olduğunda, (D.4) matris denklemi şeklinde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$- \begin{bmatrix} [F^1]_{N \times 1} \\ [F^2]_{N \times 1} \end{bmatrix}_{2N \times 1} = \begin{bmatrix} [F^1_{\varepsilon_\infty}]_{N \times 1} & [F^1_{\varepsilon_f}]_{N \times 1} & [F^1_\tau]_{N \times 1} & [F^1_\sigma]_{N \times 1} \\ [F^1_{\varepsilon_\infty}]_{N \times 1} & [F^1_{\varepsilon_f}]_{N \times 1} & [F^1_\tau]_{N \times 1} & [F^1_\sigma]_{N \times 1} \end{bmatrix}_{2N \times 4} \begin{bmatrix} \Delta \varepsilon_\infty \\ \Delta \varepsilon_f \\ \Delta \tau \\ \Delta \sigma \end{bmatrix} \quad (D.7)$$

(D.7)'de F_β^α ($\alpha = 1, 2$ ve $\beta = \varepsilon_\infty, \Delta \varepsilon, \tau, \sigma$ olmak üzere), (D.4)'te verilen türev işlemlerini $F_\beta^\alpha = \frac{\partial F^\alpha}{\partial \beta}$ olacak şekilde temsil etmektedir. $F_\beta^\alpha = \frac{\partial F^\alpha}{\partial \varepsilon'} \frac{\partial \varepsilon'}{\partial \beta} + \frac{\partial F^\alpha}{\partial \varepsilon''} \frac{\partial \varepsilon''}{\partial \beta}$ şeklinde hesaplanabilir. $\beta = \varepsilon_\infty, \Delta \varepsilon, \tau, \sigma$ için $\frac{\partial \varepsilon'}{\partial \beta}$ ve $\frac{\partial \varepsilon''}{\partial \beta}$ aşağıda tanımlanmıştır.

$$\frac{\partial \varepsilon'}{\partial \varepsilon_\infty} = 1, \frac{\partial \varepsilon''}{\partial \varepsilon_\infty} = 0 \quad (D.8a)$$

$$\frac{\partial \varepsilon'}{\partial \varepsilon_f} = \frac{1}{1 + (\omega \tau)^2}, \frac{\partial \varepsilon''}{\partial \varepsilon_f} = \frac{\omega \tau}{1 + (\omega \tau)^2} \quad (D.8b)$$

$$\frac{\partial \varepsilon'}{\partial \tau} = \frac{-2\varepsilon_f \omega^2 \tau}{(1 + (\omega \tau)^2)^2}, \frac{\partial \varepsilon''}{\partial \tau} = \frac{\varepsilon_f \omega (1 - (\omega \tau)^2)}{(1 + (\omega \tau)^2)^2} \quad (D.8c)$$

$$\frac{\partial \varepsilon'}{\partial \sigma} = 0, \frac{\partial \varepsilon''}{\partial \sigma} = \frac{1}{\omega \varepsilon_0} \quad (D.8d)$$

$\frac{\partial F^\alpha}{\partial \varepsilon'}$ ve $\frac{\partial F^\alpha}{\partial \varepsilon''}$, sırasıyla ε' ve ε'' 'a göre sayısal türev ile elde edilebilir. NR yöntemine verilen ilk değerler için öncelikle geri-iletim yöntemi ile $\varepsilon'_{ilk} + i\varepsilon''_{ilk}$ elde edilmiştir¹. $\varepsilon_\infty = \varepsilon_s$ yani $\varepsilon_f = 0$, $\tau = 1/\omega_1$ kabulleri ile $\varepsilon'_{ilk} + i\varepsilon''_{ilk} = \varepsilon_\infty + i\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}$ denkliği kurulmuştur. $\sigma = \omega_1 \varepsilon_0$ alınmıştır.

¹ İlk değer belirleme için (2.19) kullanılmıştır

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Ahmet Aydoğan

Doğum Tarihi ve Yeri: 6 Kasım 1987, Mardin.

E-Posta: aydogana@itu.edu.tr



ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans:** 2009, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Telekomünikasyon Mühendisliği Bölümü
- **Y. Lisans:** 2012, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı.

MESLEKİ DENEYİMLER:

- 2013- : Marmara Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Araştırma Görevlisi
- 2011-2013 : Doğu Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektronik Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Araştırma Görevlisi

DOKTORA TEZİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Aydoğan, A.** ve F. Akleman, "A Novel Design of Microwave Devices Utilizing Longitudinally Inhomogeneous Waveguides", " *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*", (Değerlendirmede).
- **Aydoğan, A.**, Akıncı, M.N. ve Akleman, F., Complex Permittivity Determination with Reflection Coefficient in Arbitrarily Filled Waveguides, *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, (Değerlendirmede).
- **Aydoğan, A.** ve Akleman, F., (2017). Determination of complex permittivity of arbitrarily shaped homogenous materials via waveguide measurements, *Antennas and Propagation (EUCAP), 2017 11th European Conference on, IEEE* 696-699, Paris, Fransa.
- **Aydoğan, A.** ve Akleman, F., (2017). Multimode extraction from dielectric loaded waveguides via method of moments, *Antennas and Propagation (EUCAP), 2017 11th European Conference on, IEEE* 1008-1012, Paris, Fransa.

- **Aydoğan, A.**, Akleman, F. ve Yıldız, S., (2016). Dielectric loaded waveguide filter design, *Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE)*, 2016 International Symposium on, IEEE 1-4 Haziran 30 - Temmuz 2, Bükreş, Romanya.
- **Aydoğan, A.**, Akleman, F., (2016). An approximation for direct and inverse problems related to longitudinally inhomogeneous waveguides, *Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE)*, 2016 International Symposium on, IEEE 1-5 Haziran 30 - Temmuz 2, Bükreş, Romanya.
- **Aydoğan, A.** ve Akleman, F., (2015). Remedy for inverse scattering problems via space-mapping inverse-difference approach, *Computational Electromagnetics International Workshop (CEM) 2015*, IEEE 1-2 Temmuz 1 - 4, İzmir, Türkiye.
- **Aydoğan, A.** ve Akleman, F., (2014). Analysis of direct and inverse problems related to circular waveguides loaded with inhomogeneous lossy dielectric objects, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(6), 1291-1300.
- **Aydoğan, A.** ve Akleman, F., (2013). Complex permittivity determination of homogeneous objects loaded in circular waveguide via integral equation method, *PIERS Proceeding*, 815-817, Ağustos 12-15, Stokholm, İsveç.

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- Uysal A. ; **Aydoğan A.**; Kılıç S.; Çağlayan T. ve Akleman F., "Keyfi Şekilli Dielektrik Yüklü Dalga Kılavuzları için Saçılma Parametrelerinin Belirlenmesi", *EMO Bilimsel Dergi*, Haziran 2017.
- **Aydoğan, A.** ve Akleman, F., (2012). Validation of mom-based direct scattering analysis in circular waveguide for appropriate mesh-type decision, *Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET)*, 2012 International Conference on, IEEE, 275-278, Ağustos 28-30, Karkov, Ukrayna.
- **Aydoğan, A.** ve Akleman, F., (2012). Dairesel dalga kılavuzuna yerleştirilmiş homojen olmayan cisimler için düz problemin çözümü, *URSI Türkiye 2012 Bilimsel Kongresi ve Ulusal Genel Kurul Toplantısı*, Eylül 2-5, İstanbul, Türkiye.