



**TÜMLEŞİK ANTEN KULESİ İÇİN GENİŞ BANTLI
SOĞURUCU ÖZELLİKLİ ÇOK KATMANLI
FREKANS SEÇİCİ RADOM TASARIMI**

Mustafa ÖZDİN

**2020
DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**Tez Danışmanı
Prof. Dr. Salim ORAK**

**TÜMLEŞİK ANTEN KULESİ İÇİN GENİŞ BANTLI SOĞURUCU
ÖZELLİKLİ ÇOK KATMANLI FREKANS SEÇİCİ RADOM TASARIMI**

Mustafa ÖZDİN

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

**Tez Danışmanı
Prof. Dr. Salim ORAK**

**KARABÜK
Ekim 2020**

Mustafa ÖZDİN tarafından hazırlanan “TÜMLEŞİK ANTEN KULESİ İÇİN GENİŞ BANTLI SOĞURUCU ÖZELLİKLİ ÇOK KATMANLI FREKANS SEÇİCİ RADOM TASARIMI” başlıklı bu tezin Doktora Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. Salim ORAK

.....

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından Oy Birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir. 20/10/2020

Unvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

Başkan : Prof. Dr. Şerafettin EREL (AYBÜ)

.....

Üye : Prof. Dr. Salim ORAK (SBÜ)

.....

Üye : Prof. Dr. Necmi Serkan TEZEL (KBÜ)

.....

Üye : Doç. Dr. Turgut ÖZTÜRK (BTÜ)

.....

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Ahmet Hayrettin YÜZER (KBÜ)

.....

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

Prof. Dr. Hasan SOLMAZ

.....

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Müdürü



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

Mustafa ÖZDİN

ÖZET

Doktora Tezi

TÜMLEŞİK ANTEN KULESİ İÇİN GENİŞ BANTLI SOĞURUCU ÖZELLİKLİ ÇOK KATMANLI FREKANS SEÇİCİ RADOM TASARIMI

Mustafa ÖZDİN

Karabük Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Prof. Dr. Salim ORAK

Ekim 2020, 120 sayfa

Radom, bir antenin yayılım karakteristiğini bozmadan ona fiziksel koruma sağlayan bir kaplamadır. Güvenlik tesisleri, uçaklar ve füzelere görünmezlik sağlama için radar kesit alanı (RCS) azaltılır. Gelen sinyal farklı yönlere saçılarak RCS azaltılsa da bu sadece monostatik radar sistemlerinde işlevseldir. Diğer radar sistemlerinde RCS azaltmak için sinyalin enerjisi soğurulmalıdır. Nesne soğurucu ile kaplanarak bu kolayca sağlansa da anten kaplamaları, çalışma frekansında geçirgen davranmalıdır. Geleneksel soğurucu radomlar, iletken patern elemanlarından oluşan frekans seçici yüzeylere (FSS) direnç ve diğer devre elemanlarının yüklenmesiyle imal edilmektedir. Metrekare başına on binlerce eleman lehimlemeyi gerektiren bu yapıların üretimi zordur.

Bu tez çalışmasında, antenlere görünmezlik sağlayan, istenen geçirme ve yansıtma karakteristiğine sahip optimum soğurucu radom tasarımı için yeni bir yöntem önerilmiş ve bu yöntemle geniş bant soğurucu, hiçbir elektronik devre elemanı montajı gerektirmeyen, mekanik dayanımı yüksek bir radom tasarlanmıştır. Soğurma ve seçicilik kare şekilli rezistif ve iletken yüzey elemanlarıyla sağlanmıştır. Çalışmada aynı zamanda rezistif veya iletken FSS'ler içeren katmanlı yapıların geçiş katsayısının hesabı için basit ve kullanışlı bir formülasyon ve yöntem de geliştirilmiştir.

Önce simülasyon sonuçları kullanılarak, dielektrik tabakalara entegre edilmiş bir FSS'in tek başına gösterdiği empedans belirlenmiştir. Bu empedansın eşdeğer devre eleman değerleri eğri uydurma yöntemiyle elde edilmiştir. Eleman değerlerine tabakaların ve FSS elemanlarının elektriksel ve fiziksel özelliklerinin etkisi dahil edilmiştir. Birim hücre ve patch (yama) ebatlarının ilgilenilen banda karşılık gelecek mümkün değerleri için bu işlem yenilenerek, FSS'lerin eşdeğer devrelerindeki tüm elemanlar için değer setleri hazırlanmıştır. Sonra istenen ebatlara karşılık eşdeğer devre eleman değerleri bu setler kullanılarak ara değer hesabı yöntemiyle belirlenmiştir.

Tüm yapının yansıma ve geçiş katsayıları, bu yapısal özelliklerin fonksiyonları olarak ifade edilmiştir. Optimum radomun yapısını belirleyen fiziksel parametre değerleri, sequential quadratic programming (SQP) algoritması kullanan çok amaçlı optimizasyonla belirlenmiştir. Tasarlanan yapı üretilmiş ve sonuçlar deneysel olarak gösterilmiştir. Tasarlanan radomun ana gövdesi dört dielektrik katmandan meydana gelmekte olup soğurma ve frekans seçicilik, dielektrik tabakalar arasında bulunan üç adet rezistif frekans seçici yüzey (rFSS) ve radomun iç yüzeyinde bulunan iletken frekans seçici yüzey (cFSS) tarafından sağlanmaktadır. rFSS'ler ipek baskı yöntemiyle, cFSS ise maskeleme-eritme yöntemiyle oluşturulmuştur.

Anahtar Sözcükler : Çok katlı soğurucu radom, rezistif ve iletken frekans seçici yüzeyler, RCS azaltma, soğurucu ve geçirgen yapılar.

Bilim Kodu : 90516

ABSTRACT

Ph. D. Thesis

DESIGN OF MULTILAYER FREQUENCY SELECTIVE RADOME WITH WIDEBAND ABSORBING PROPERTIES FOR INTEGRATED ANTENNA TOWER

Mustafa ÖZDİN

Karabük University

Institute of Graduate Programs

Department of Electrical-Electronics Engineering

Thesis Advisor:

Prof. Dr. Salim ORAK

October 2020, 120 pages

Radome is a coating that provides physical protection to an antenna without breaking its propagation characteristic. Radar cross section (RCS) is reduced to provide invisibility to security facilities, aircraft and missiles. Although RCS can be reduced by scattering incoming signal in different directions, this is only functional in monostatic radar systems. In other radar systems, the signal's energy must be absorbed to reduce RCS. Although this can be easily achieved by covering the object with the absorber, the antenna coatings must be transmissive at the operating frequency. Conventional absorber radomes are manufactured by loading resistance and other circuit elements to frequency selective surfaces (FSS), which consist of conductive pattern elements. These structures, which require soldering tens of thousands of elements per square meter, are difficult to manufacture.

In this thesis, a new method is proposed for optimum absorber radome design that provides invisibility to the antennas and has the desired transmission and absorption characteristics, and with this method, a radome is designed with a wide absorption band and high mechanical strength that does not require electronic circuit element loading. Absorption and selectivity are achieved by square shaped resistive and conductive surface elements. In the study, a simple and useful formulation and method has also been developed for calculating the transmission coefficient of layered structures containing resistive or conductive FSSs.

Firstly, using the simulation results, the standalone impedance of an FSS integrated into the dielectric layers is determined. Equivalent circuit elements of this impedance are obtained by curve fitting method. The effect of the electrical and physical properties of the layers and FSS elements are included in the element values. This process was renewed for the possible values of the unit cell and patch sizes to correspond to the band of interest, and value sets were prepared for all elements in the equivalent circuits of FSS. Then, equivalent circuit elements are determined by using intermediate value calculation method by using these sets.

The reflection and transmission coefficients of the entire structure are expressed as functions of these structural features. The physical parameter values that determine the structure of the optimum radome are determined by multiobjective optimization using the sequential quadratic programming (SQP) algorithm. The designed structure is manufactured and the results are shown experimentally. The body of the radome consists of four dielectric layers. Absorption and frequency selectivity are achieved by three resistive FSS (rFSS) located between the dielectric layers and conductive FSS (cFSS) located in the inner surface of the radome. rFSSs are created by silk printing method and cFSS is created by masking-etching method.

Key Word : Multilayered absorber, resistive and conductive frequency selective surfaces, RCS reducing, absorptive and transmissive structures.

Science Code : 90516

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının planlanmasında, araştırılmasında, yürütülmesinde ve oluşumunda ilgi ve desteğini esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, yönlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalışmamı bilimsel temeller ışığında şekillendiren sayın hocam Prof. Dr. Salim ORAK’a sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

KÜ-BAP01/2017-26 No.lu “Geniş Bantlı Soğurucu Özelliğe Sahip Frekans Seçici Bir Radom İçin Çok Katmanlı Duvar Yapısı Tasarımı” başlıklı projeye verdiği destek için Kastamonu Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetimi Koordinatörlüğü'ne teşekkür ederim

Sevgili aileme ve çalışma arkadaşlarıma hiçbir manevi yardımı esirgemediğim yanımda oldukları için tüm kalbimle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xvii
BÖLÜM 1	1
RADOM.....	1
1.1. RADOM DUVAR YAPILARI	3
1.1.1. Monolitik Radomlar	3
1.1.2. Çok Katlı Radomlar	5
1.1.3. FSS İçeren Çok Katlı Radomlar	8
1.2. SOĞURUCULAR.....	11
1.3. SOĞURUCU RADOMLAR.....	14
1.3.1. Alt İletim Bantlı Soğurucu Radomlar	14
1.3.2. Ara İletim Bantlı Soğurucu Radomlar	17
1.3.3. Üst İletim Bantlı Soğurucu Radomlar	21
1.4. YÜKLÜ ELEMAN İÇERMEYEN SOĞURUCU RADOMLAR.....	24
1.5. ÇALIŞMANIN HEDEFİ VE YÖNTEMİ.....	25
1.5.1. Çalışmanın Organizasyonu	27
BÖLÜM 2	28
ÇOK KATMANLI YAPILARDA EMPEDANS, YANSIMA VE ÇEÇİŞ HESABI	28
2.1. NORMAL GELİŞ	28
2.1.1. Katmanlı Yapılarda Empedans Hesabı	30

Sayfa

2.1.2. Katmanlı Yapılarda Yansıma Hesabı	31
2.1.3. Katmanlı Yapılarda Geçiş Hesabı	32
2.2. EĞİK GELİŞ	34
2.2.1. Polarizasyona Göre Eğik Geliş	35
 BÖLÜM 3	 37
FSS İÇEREN YAPILARDA EMPEDANS, YANSIMA VE ÇEÇİŞ HESABI	37
3.1. SİMÜLASYON SONUÇLARINDAN FSS EMPEDANSI HESABI	37
3.1.1. Rezistif FSS Empedansının Belirlenmesi	37
3.1.2. Örnek Bir rFSS Empedansının Tespiti	39
3.2. FSS'DEN GEÇİŞİN HESAPLANMASINDA YENİ BİR YÖNTEM	40
3.2.1. Önerilen Yöntemin Doğruluğunun Gösterilmesi	42
 BÖLÜM 4	 44
rFSS EŞDEĞER DEVRE VE ELEMANLARININ BELİRLENMESİ	44
4.1. EŞDEĞER DEVRE EMPEDANSI	44
4.1.1. Eğri Uydurma Yöntemiyle Devre Elemanlarının Belirlenmesi	45
4.2. BİRİM HÜCRE VE PATCH EBATLARININ ETKİSİ	48
4.3. DİELEKTRİK SABİTİNİN ETKİSİ	55
4.4. YÜZEY DİRENCİ ETKİSİ	58
 BÖLÜM 5	 61
cFSS EŞDEĞER DEVRE ELEMAN DEĞERLERİNİN BELİRLENMESİ	61
5.1. BİRİM HÜCRE VE PATCH BOYUTUNUN ETKİSİ	63
5.2. BAĞIL DİELEKTRİK KATSAYISININ ETKİSİ	66
 BÖLÜM 6	 68
RADOM YAPISININ TASARIMI VE OPTİMİZASYONU	68
6.1. RADOM YAPISI	69
6.1.1. Radomdaki Sistem Değişkenleri	70
6.2. ÇOK AMAÇLI OPTİMİZASYON	71
6.2.1. Amaç Fonksiyonu ve Hedeflerin Tanımlanması	72

	<u>Sayfa</u>
6.2.2. Sınırlar ve Başlangıç Değerlerinin Tanımlanması	73
6.2.3. Eşitsizlik Kısıtlarının Tanımlanması	74
6.2.4. Eşitlik Kısıtlarının Tanımlanması	75
6.3. OPTİMİZASYON İŞLEMİNİN YÜRÜTÜLMESİ	76
6.3.1. Değerlerin Revize Edilmesi	78
 BÖLÜM 7	 80
RADOM DUVAR NUMUNESİNİN ÜRETİMİ VE TEST EDİLMESİ	80
7.1. İLETKEN FREKANS SEÇİCİ YÜZEYİN OLUŞTURULMASI.....	81
7.2. REZİSTİF FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLERİN OLUŞTURULMASI.....	82
7.3. ÖLÇÜM VE TEST YÖNTEMERİ	87
7.3.1. Kalibrasyon	88
7.3.2. Time Gating Metodu	89
 BÖLÜM 8	 90
RADOM NUMUNESİ TEST SONUÇLARI	90
8.1. NORMAL GELİŞ	90
8.1.1. Normal Gelişte Soğurma	93
8.2. EĞİK GELİŞ	94
8.2.1. TE Polarizasyonda Eğik Geliş.....	94
8.2.2. TM Polarizasyonda Eğik Geliş	100
8.3. RADOM DUVARININ SOĞURMA PERFORMANSI	105
 BÖLÜM 9	 106
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	106
KAYNAKLAR	109
ÖZGEÇMİŞ	120

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1.1. Bazı radom uygulama alanları. a) Karasal, b) Füze, c) Uçak.	2
Şekil 1.2. a) Radomdan sinyallerin geçişi yansıması ve BSE, b) radomun geçiş ve yansıma katsayıları.	3
Şekil 1.3. Yarım dalgaboyu kalınlıklı radom duvarının davranışı. a) Geçiş, b) yansıma.	4
Şekil 1.4. İnce duvar radomun davranışı. a) Geçiş, b) yansıma.	5
Şekil 1.5. Çok katlı radom duvar yapıları. a) A-sandviç, b) B-sandviç, c) C-sandviç, d) metalik FSS içerikli.	6
Şekil 1.6. Çok katlı radomların geçiş katsayıları. a) A-sandviç, b) C-sandviç.	7
Şekil 1.7. FSS birim hücre yapıları; sırasıyla kare patch, kare slot, kare patch loop, kare slot loop, patch Jarusselam cross ve gamalı haç.	8
Şekil 1.8. FSS içerikli duvarı ve karakteristiği. a) birim hücre yapısı, b) duvar kesit alanı, c) geçiş ve yansıma katsayıları.	9
Şekil 1.9. İki yerde alıcısı bulunan bistatik radar sistemi.	10
Şekil 1.10. Temel rezonant soğurucu tipleri; a) Dallenbach katı, b) Salisbury ekranı, c) Jauman soğurucu.	12
Şekil 1.11. Üç boyutlu soğurucularda birim hücre yapısı, üst ve yandan görünüşleri.	13
Şekil 1.12. Alt iletim bantlı örnek bir soğurucu radomun yansıma, geçiş ve soğurma miktarları.	15
Şekil 1.13. a) Baskılı rezonatör içeren birim hücre [106], b) üç kavite rezonatör ve bir baskılı kapasitör içeren 3-D birim hücre [65].	17
Şekil 1.14. Ara iletim bantlı örnek bir soğurucu radomun yansıma, geçiş ve soğurma miktarları.	18
Şekil 1.15. Ara iletim bantlı FSR’lerde komplekslik [69]. a) 8’er adet R, L ve C içeren birim hücre şeması, b) üretilen yapıda elemanların görünümü.	20
Şekil 1.16. Ara iletim bantlı üç boyutlu FSR’lerde komplekslik [98]. Birim hücre 2 direnç, 4 kavite rezonatör, 1 ferrit blok içermektedir.	21
Şekil 1.17. Üst iletim bantlı örnek bir soğurucu radomun yansıma, geçiş ve soğurma miktarları.	22
Şekil 1.18. Yüksek frekanslı paralel rezonans devresi oluşturmak için; a) baskılı kapasitör ve baskılı endüktör [105]-2, b) Paralel R-C gibi davranan baskılı spiral rezonatör [107].	23

Şekil 2.1. Çok katmanlı yapılarda elektromanyetik dalganın ileri yayılan ve geri yansıyan bileşenlerinin yönleri ve empedanslar. Polarizasyon: TM.....	30
Şekil 2.2. Çok katmanlı yapıda eğik geliş durumunda ileri yayılan dalganın katmanlar içindeki açıları ve yayılma katsayısının dik bileşenleri.	34
Şekil 2.3. Eğik gelişte dalganın düzlemlere göre durumu, polarizasyona göre ileri yayılan ve geri yansıyan dalgaların yönleri.	36
Şekil 3.1. CST Microwave Studio yazılımında iki dielektrik tabaka arasındaki bir rFSS'in empedansının belirlenmesinde kullanılan birim hücre yapısı. ...	38
Şekil 3.2. Rezistif FSS birim hücre yapısı ve dielektrik tabakalar arsındayken gösterdiği empedans.....	39
Şekil 3.3. FSS içeren bir arayüzeydeki ileri yayılan ve yansıyan elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin yönleri ve empedanslar.	41
Şekil 3.4. Önerilen yöntemle FSS içeren çok katmanlı yapıların yansıma ve geçiş katsayılarının hesaplanma algoritmasının akış diyagramı.	42
Şekil 3.5. Üç rFSS içeren yapının yansıma ve geçiş katsayılarının önerilen yöntemle ve CST simülasyonu ile elde edilen sonuçları. $d_1=2,5$ mm, $d_2=2,2$ mm, $d_3=4,8$ mm, $d_4=2,5$ mm.	43
Şekil 4.1. Tek Floquet modun ortaya çıktığı frekans bandı için rezistif FSS'in eşdeğer devresi.	45
Şekil 4.2. Rezistif FSS'in CST simülasyonu yardımıyla ve eşdeğer devreyle hesaplanan empedansının normalizeli reel ve sanal kısımları.	47
Şekil 4.3. R_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve fonksiyonla hesaplanan değerleri..	50
Şekil 4.4. C_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve belirlenen fonksiyonla hesaplanan değerleri.....	51
Şekil 4.5. L_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve fonksiyonla hesaplanan değerleri.	52
Şekil 4.6. $p = 9$ mm için r 'nin artışıyla paralel rezonans frekansındaki değişimler.....	53
Şekil 4.7. Paralel RLC elemanlarının ve rezonans frekansının r ile değişimleri...	54
Şekil 4.8. Farklı ϵ_r 'ye sahip tabakaların yerlerinin değişiminin empedansa etkisi.	55
Şekil 4.9. Farklı ϵ_r 'nin eşdeğer devredeki seri direnç değerine etkisi.....	56
Şekil 4.10. Farklı ϵ_r 'lerin seri kapasitör değerine etkisi.....	57
Şekil 4.11. Farklı ϵ_r 'lerin C_p elemanlarına etkisi.	58
Şekil 4.12. Yüzey direncindeki değişimin rFSS'in yüzey empedansının reel ve sanal kısmına etkisi.	59
Şekil 4.13. Yüzey direncinin seri eşdeğer devre elemanlarına etkileri.	59
Şekil 4.14. Yüzey direncine göre paralel direnç ve kondansatör değerinin değişimi.	60

Şekil 5.1. İletken FSS'in empedansının belirlenmesi için kullanılan örnek yapı.....	62
Şekil 5.2. cFSS empedansının reel ve sanal kısımları ve sanal kısmın eşdeğer devreyle hesaplanması. Boyutlar; $p=12\text{mm}$, $r=10,6\text{ mm}$, $d=3\text{ mm}$	62
Şekil 5.3. cFSS'in eşdeğer devresindeki C_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve belirlenen fonksiyonla hesaplanan değerleri.	65
Şekil 5.4. L_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve fonksiyonla hesaplanan değerleri..	66
Şekil 5.5. Seri ve paralel kapasitörlerin ϵ_r 'ye göre değişimleri.	67
Şekil 6.1. Tasarlanmak istenen radom duvarının kesiti.....	69
Şekil 6.2. Belirlenen yapının birim hücresindeki patch elemanlarının ve dielektrik tabakaların yerleşimi.	71
Şekil 6.3. Optimum değişkenlere karşılık yeni analiz yöntemi ve CST ile elde edilen yansıma ve geçiş değerleri.	78
Şekil 6.4. Revize edilmiş optimum değerler için yeni analiz yöntemi ve CST ile elde edilen yansıma ve geçişler.	79
Şekil 7.1. a) Kesikli folyo kağıtla maskelenmiş yüzey, b) Eritilecek kısımların maskelerinin kaldırılması, c) ve d) Metalik yüzeyde oluşturulan kare patchlar.	81
Şekil 7.2. a), b) Çıktı alınmış aydınlatıcı kağıtlar, c) pozlandırma makinesine aydınlatıcıların ve ipek gerili çerçevenin yerleştirilmesi, d) basınçlı suyla pozlanmış çerçevenin temizlenmesi.....	82
Şekil 7.3. a) Rezistif malzeme olarak kullanılan karbon siyahı, b) Serigrafi baskı aşaması.	83
Şekil 7.4. Yüzey direncinin ohmmetreyle ölçümü.	83
Şekil 7.5. a) Sıvı karbonun etrafa yayılarak patch ebatlarını değiştirmesi, b) direnç değerini düşürebilmek için karbon-gümüş karışımı hazırlanması.	84
Şekil 7.6. a) Baskılı plakalardan biri, b) Patch ebatlarının doğruluğu c) ve d) 5,3 mm ve 3,7 mm patchların büyütülmüş görüntüsü.	85
Şekil 7.7. a) Radomu oluşturan bir cFSS ve üç rFSS içeren tabakaların üst üste konulmuş ve çapraz kaydırılmış halde resimleri, b) Tabakaların patchlar hizalanacak biçimde birleştirilmiş hali.....	86
Şekil 7.8. Yüzey direncinin $50\ \Omega/\text{sq}$ ve $35\ \Omega/\text{sq}$ değerleri için radomun dış yüzeyden yansıma, geçiş ve iç yüzeyden yansıma katsayıları.....	87
Şekil 7.9. a) Normal gelişte S parametrelerinin NRL Arch üzerinde ölçümünün şematik gösterimi, b) Eğik gelişte yansıma ölçümü, c) Normal ve eğik gelişte tüm S parametrelerinin ölçümünde kullanılabilen düzenek.....	88
Şekil 8.1. Normal gelişte radom dış yüzeyinde ortaya çıkan yansıma sonuçları.	91
Şekil 8.2. Normal gelişte radomun iki yüzeyi arasındaki geçiş sonuçları.....	91
Şekil 8.3. Normal gelişte radom iç yüzeyinde ortaya çıkan yansıma sonuçları.	92

Sayfa

Şekil 8.4. Normal gelişte alıcı ve verici modda soğurma oranları.	94
Şekil 8.5. Eğik gelişte dış yüzeyde meydana gelen yansıma. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.	95
Şekil 8.6. Eğik gelişte TE polarizasyon için geçiş katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.	97
Şekil 8.7. Eğik gelişte TE polarizasyon için iç yüzeydeki yansıma katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.	99
Şekil 8.8. Eğik gelişte TM polarizasyon için dış yüzeydeki yansıma katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.	101
Şekil 8.9. Eğik gelişte TM polarizasyon için yüzeyler arasındaki geçiş katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.	102
Şekil 8.10. Eğik gelişte TM polarizasyon için iç yüzeydeki yansıma katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.	104

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa

Çizelge 1.1. Birkaç A-sandviç tip radom yapısı.....	6
Çizelge 1.2. Alt iletim bantlı ilave devre elemanlı soğurucu radomların yapı ve performanslarının özeti.	16
Çizelge 1.3. Ara iletim bantlı ilave devre elemanlı soğurucu radomların yapı ve performanslarının özeti.	18
Çizelge 1.4. Üst iletim bantlı ilave devre elemanlı soğurucu radomların yapı ve performanslarının özeti.	22
Çizelge 1.5. Yüklü devre elemanı içermeyen soğurucu radomların yapıları ve performanslarının özet listesi.	25
Çizelge 4.1. Eşdeğer devre eleman değerleri.	47
Çizelge 4.2. p ve r 'ye göre R_s seri direnç değerleri (Ω).	49
Çizelge 4.3. p ve r 'ye göre C_s seri kapasitör değerleri (pF).	50
Çizelge 4.4. p ve r 'ye göre L_s seri endüktans değerleri (pH).	52
Çizelge 4.5. p ve r 'ye göre paralel devre elemanları ve rezonans frekansı.	53
Çizelge 4.6. Eşdeğer devredeki C_s 'nin ε_{r1} ve ε_{r2} ile değişimi.	56
Çizelge 5.1. Örnek bir cFSS empedansının eşdeğer devre elemanları.	63
Çizelge 5.2. Tüm p, r çiftleri için eşdeğer devre elemanlarının listesi.	64
Çizelge 6.1. Sistem değişkenlerinin belirlenen optimum değer seti.	77
Çizelge 6.2. Yansıma ve geçişin optimum değerleri.	77
Çizelge 6.3. Sistem değişkenlerinin belirlenen optimum değer seti.	79
Çizelge 8.1. Tasarlanan optimum, revizeli ve üretilen radom numunesinin farklı kriterlerle soğurma performansı.	105
Çizelge 8.2. Çalışmadaki radomun farklı özellikleri için özet liste.	105

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

E	: elektrik alan
H	: manyetik alan
c	: ışık hızı
ε	: dielektrik sabiti
ε_0	: boşluğun dielektrik sabiti
λ	: dalga boyu
σ	: iletkenlik
ω	: açısal hız
μ	: manyetik geçirgenlik
μ_0	: boşluğun manyetik geçirgenliği
k	: dalga (yayılma) sabiti
η	: karakteristik (öz) empedans
ρ	: fresnel yansıma katsayısı
Z	: empedans
Γ	: yansıma katsayısı
T	: geçiş katsayısı
θ	: geliş açısı
p	: birim hücre periyodu
r	: kare patch ebadı
g	: kare patchler arasındaki boşluk
A_R	: alıcı mod soğurma oranı
A_T	: verici mod soğurma oranı

KISALTMALAR

BSE	: Boresigth Error (Yönlendirme Hatası)
RCS	: Radar Cross Section (Radar Kesit Alanı)
FSS	: Frequency Selective Surface (Frekans Seçici Yüzey)
rFSS	: Resistive Frequency Selective Surface (Rezistif Frekans Seçici Yüzey)
cFSS	: Conductive Frequency Selective Surface (İletken Frekans Seçici Yüzey)
FSR	: Frequency Selective Rasorber (Frekans Seçici Soğurucu Radom)
CST	: Computer Simulation Technology (Bilgisayar Simülasyon Teknolojisi)
TEM	: Transverse Electromagnetic (Enine Elektromanyetik)
TE	: Transverse Electric (Enine Elektrik)
TM	: Transverse Magnetic (Enine Manyetik)
CAA	: Circuit Analog Absorber (Devre Benzeri Soğurucu)
PEC	: Perfect Electric Conductor (Mükemmel Elektrik İletken)
TA	: Transmission Absorption (İletim Soğurma)
ATA	: Absorption Transmission Absorption (Soğurma İletim Soğurma)
AT	: Absorption Transmission (Soğurma İletim)

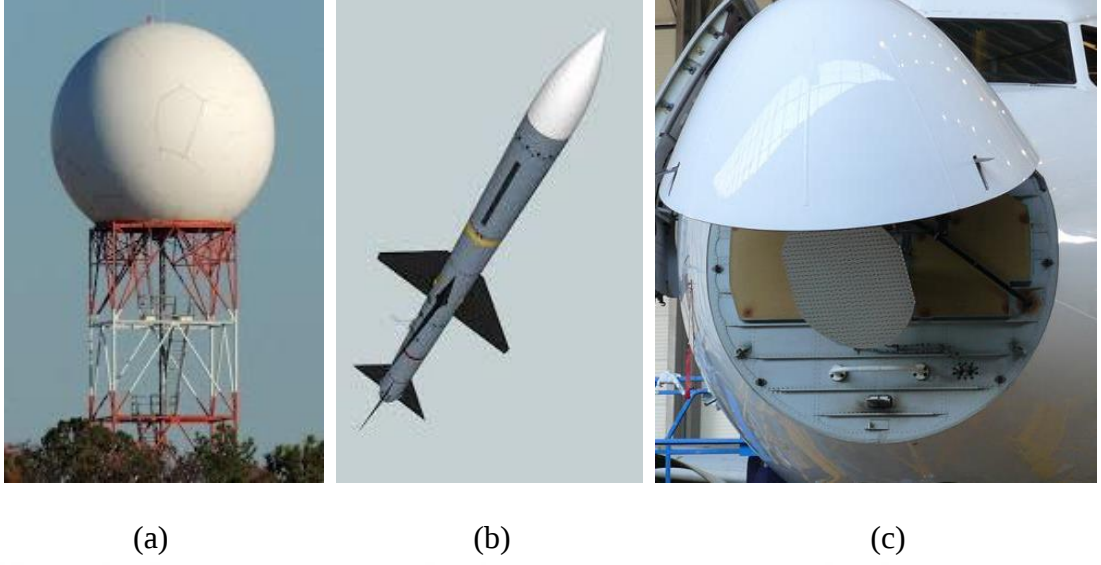
BÖLÜM 1

RADOM

Radom bir anteni ve onun mekanik ve elektronik aksamını rüzgar, yağmur, buz, kar gibi kötü hava koşullarına veya bir cismin çarpması gibi çevresel şartlara ve kötü niyetli saldırılara karşı koruyan bir kaplamalardır. “Radar” ve “dome” kelimelerinden türetilmiş (Radome) olup “anten kaportası” olarak da adlandırılmaktadır. Antenleri yüksek hava basıncı etkisine maruz kalan uçak ve güdümlü füze gibi hava araçlarında uygun aerodinamik ve termal özelliklere sahip bir radom kullanmak şarttır. Hava ve deniz araçları, uydu, yüksek kule, bazı karasal taşıtlar veya tesisler gibi platformlarda da antenleri korurlar. Kullanım yerindeki gereksinimlere göre küresel, yarı küresel veya değişik biçimlerde sivrilmiş (ojiv) yapıda olabilir. Tasarım radomdan beklenen elektriksel ve mekanik özelliklere göre yapılır. Bazı radom uygulama alanları Şekil 1.1’de görülmektedir.

Radom duvarına gelen sinyalin bir kısmı, frekans, duvar malzemesinin dielektrik sabiti, kayıp tanjantı, kalınlık, geliş açısı ve polarizasyona bağlı olarak duvar içine girerken bir kısmı da yüzeyden geri yansır. Duvar içinde ilerleyen sinyal diğer yüzeyden dışarı çıkarken de benzer yansıma-geçiş durumu ortaya çıkar. Radomdan beklenen, geniş bir frekans bandında yansıtma yapmaksızın sinyali iletmektir.

Elektromanyetik dalga düzlemsel yapılara giriş yaparken her ne kadar kırılmaya uğrasa da çıkışta tersi kırılma meydana geleceğinden sinyal doğrultusu değişmez. Radomların ojiv veya küresel biçiminden dolayı, gelen sinyal ile radomdan ayrılan aynı açıda olamayacağından yönlendirme hatası (boresight error: BSE) ortaya çıkar. Radom duvarında kullanılan dielektrik malzemeler az da olsa kayıplı olduğundan sinyal radomdan geçerken geçiş kaybına uğrar. Bunların yanında radom polarizasyonda değişimlere ve yan lob seviyesinin artmasına da neden olduğundan, kapladığı antenin elektromanyetik performansını etkiler.



Şekil 1.1. Bazı radom uygulama alanları. a) Karasal, b) Füze, c) Uçak.

Radom yapısında kullanılan malzemelerin, tasarımı etkileyen en önemli elektriksel özellikleri bağıl dielektrik katsayısı ve kayıp tanjantıdır. Materyal seçimi, yapısal (aeromekanik) ve çevresel gereksinimlere göre, esneklik, dayanım, setlik, yoğunluk, su emme, yağmur erozyonu ve ısıl kararlılık gibi özelliklerine bakılarak belirlenir. İlk radomlar kontrplaktan imal edilmiş olsa da, nem tutması ve şekil verme zorluğundan dolayı bundan vazgeçilmiştir. Radom imalatında ya değişik tip fiberglas, polietilen, kuvars, kevlar gibi fiberlerle güçlendirilmiş polyester, bismalaimide, polibutadiene epoksi, polimid gibi reçine (resin) olan organik yapılar, ya da alumina, boron nitrür, beryllia, borosilicate glass, pyroceram, rayceram, 3D kuvars, silisyum-oksit, silisyum-nitrür gibi seramikler olan inorganik malzemeler kullanılmaktadır [1,2].

İşlenmesi kolay ve maliyeti düşük olduğundan çok katlı radom duvar yapılarında genelde organik materyaller kullanılır. Fakat elektrik ve mekanik özellikleri 250 °C'den sonra hızlıca kötüleştiğinden füze gibi yüksek hızlı uygulamalarda kullanılamaz. Bunlarda ise seramik malzemeler kullanılır. Sert, yağmura dayanıklı fakat biçimlendirilmeleri daha zordur. Dielektrik katsayıları yüksek olduğundan biçimlendirmede toleransları daha azdır. Yüksek termal genleşme özelliğinden dolayı termal şoklarda tahrip olabilir. Silisyum-oksit, 3D-kuvars, silisyum-nitrür termal şok direnci yüksek malzemelerdir. Yüksek ısılarda dielektrik sabiti, kayıp tanjantı ve BSE artacağından tasarımda özel dikkat gerektirir.

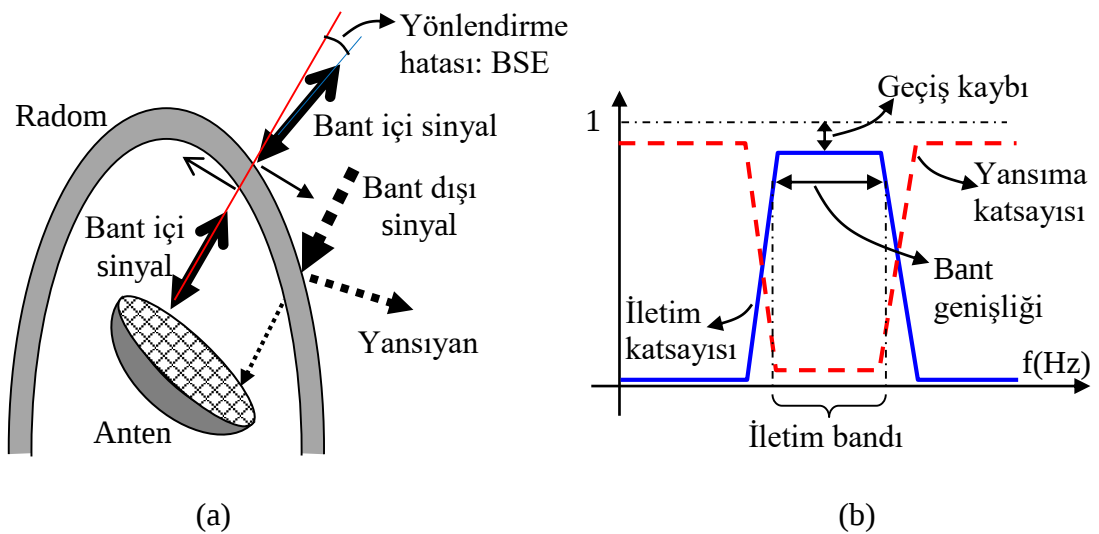
1.1. RADOM DUVAR YAPILARI

Bir radom duvarı kapladığı antenin çalışma frekansında az bir yansıma ve kayıpla geçirgen davranırken, bu bant dışındaki sinyalleri büyük oranda yansıtılarak antene ulaşmasını önler. Bu durum Şekil 1.2’de gösterilmiştir. Radomların çoğu kez geniş bir bantta geçirgen davranması istenir. Radom duvarının mekanik dayanımının yüksek ve hafif olması da tasarımı etkileyen önemli mekanik faktörlerdir. Radom duvarının materyalinde olduğu gibi, istenen karakteristiğine göre bu malzemelerin yapısal kompozisyonunda da çeşitlilik vardır.

1.1.1. Monolitik Radomlar

Duvar tek tip malzemeden yapılmakta olup materyal olarak genellikle fibreglasla güçlendirilmiş reçine kullanılır. Dielektrik katsayısı karışım oranıyla belirlenir. Yarım dalga duvar ve ince duvar olmak üzere iki tipi vardır.

Yarım Dalgaboyu Duvar: Duvar kalınlığı, dielektrikteki yarım dalga boyunun tam katları kadardır. Çünkü bu kalınlıkta hiç yansıma oluşmaksızın sinyal radom duvarından geçer. Çalışma frekansı belli bir anten için radom kalınlığı duvar malzemesinin dielektrik sabiti ve geliş açısına bağlı olarak belirlenebilir.

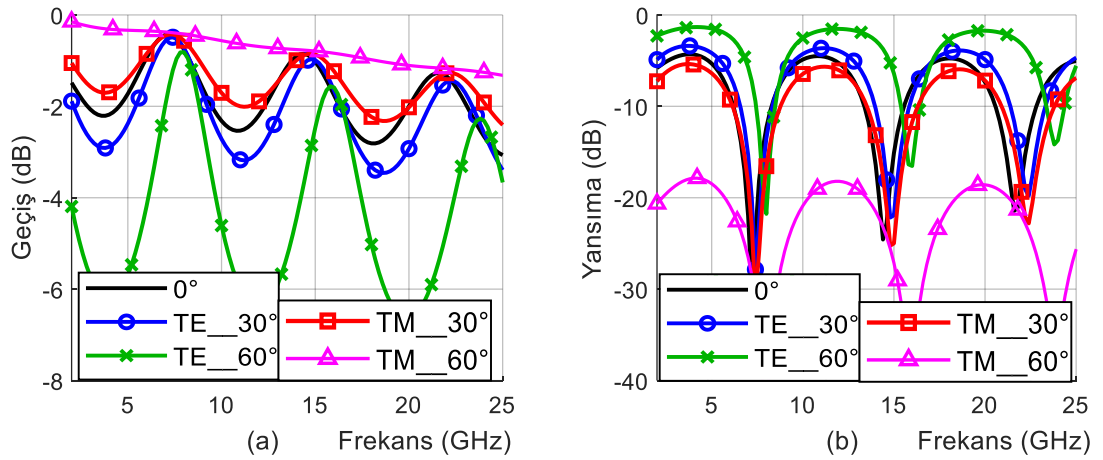


Şekil 1.2. a) Radomdan sinyallerin geçişi yansıması ve BSE, b) radomun geçiş ve yansıma katsayıları.

$$d = n \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r} \cos \theta} \quad (1.1)$$

Bant genişlikleri dar olup %5 mertebelerindedir. Kalınlık arttıkça geçiş kaybı ve BSE artarken bant genişliği azalır. Önemli bir dezavantajı da ağırlıktır. Yarım dalga duvar yapısına sahip $\epsilon_r=4,3$ ve kayıp tanjantı $\tan \delta =0,025$ olan FR4 malzemeden 10 mm kalınlıktaki radomun geliş açısı ve polarizasyon tipide göre geçiş ve yansıma katsayıları Şekil 1.3’de görülmektedir. Normal gelişte dielektrik içindeki yarım dalga boyu yaklaşık 7,23 GHz olup bunun tam katlarında en az yansıma ve maksimum geçiş sağlanmaktadır. Geçiş kaybı frekansla ve TE polarizasyonda geliş açısıyla artmaktadır. TM polarizasyonda ise geliş açısı arttıkça bant genişliği, geçiş kaybı ve yansıma azalmaktadır.

Radomlarda uç kısım küresel veya ojiv yapıda olduğundan analizleri, tasarımları ve optimizasyonları düzlemsel yapılardakinden farklıdır [3,4]. Bu geometriden dolayı ortaya çıkan BSE’yi azaltmak için dielektrik sabiti ve kayıp tanjantı duvarın ortasından kenarlara doğru Gaussian fonksiyonu biçiminde azalan homojen olmayan yapı kullanılabilir [5]. Üretimi zor olan böyle bir yapı yerine dielektrik sabiti ve kayıp tanjantı kademeli azalan yapılar önerilmiştir [6-9]. Duvarı homojen olup uç kısımlarda duvar kalınlığı daha fazla yapılarak BSE azaltılan yapıların kullanımı daha yaygındır [10,11].



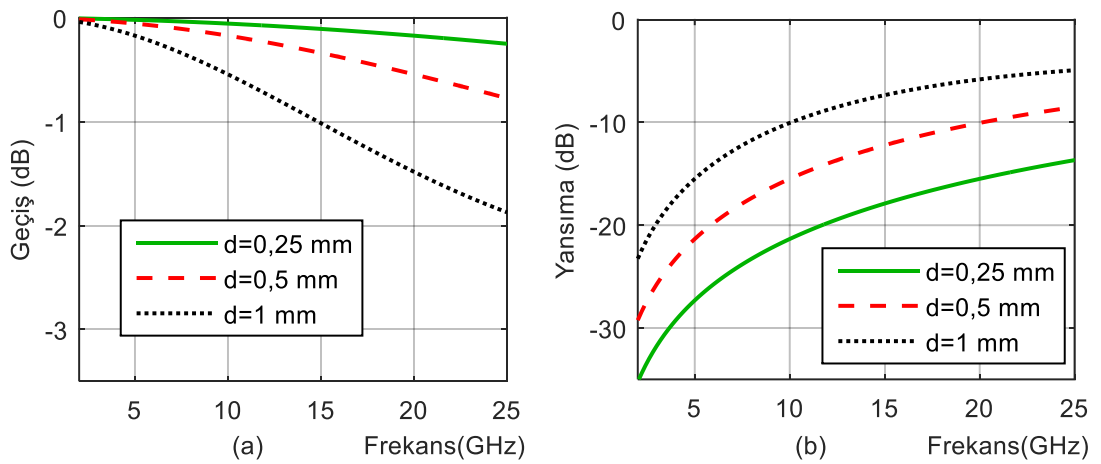
Şekil 1.3. Yarım dalgaboyu kalınlıktaki radom duvarının davranışı. a) Geçiş, b) yansıma.

İnce Duvar Radomlar: Duvar yine tek tip malzemeden meydana gelmekte olup $0,1\lambda - 0,02\lambda$ (tipik olarak $0,05\lambda$) kalınlığındadır. Büyük geliş açılarında bile geçiş kaybı ve yansıma küçüktür. Mekanik dayanımları az olduğundan antenlerin ön açıklıklarında kaplama olarak veya küçük uçak ve füzelerde X bandının üstündeki uygulamalarda kullanım yeri bulabilmektedir. FR4 malzemeden 0,25 mm, 0,5 mm ve 1 mm kalınlıklı duvarların geçiş ve yansıma katsayıları Şekil 1.4’de görülmektedir.

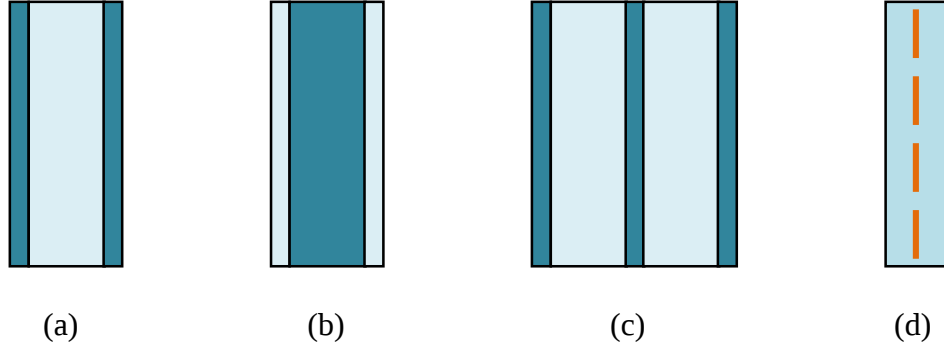
1.1.2. Çok Katlı Radomlar

Mekanik dayanımı ve geçiş bant genişliğini artırmak amacıyla yoğunluğu ve dielektrik katsayısı farklı malzemelerden çok katlı olarak imal edilen radomlardır. Katmanların yapısı, dizilişi ve sayısına göre Şekil 1.5’de görüldüğü gibi birkaç tipte tasarlanabilmektedir.

A-Sandviç Radom: Dayanımı ve bant genişliğini artırmak ve ağırlığı azaltmak için ince, yoğun ve yüksek dielektrik sabitli iki katman arasına hafif, düşük dielektrik sabitli ve daha kalın köpük veya petek yapılı bir malzemenin yerleştirilmesiyle yapılır. Dayanım/ağırlık oranları yüksektir. TE polarizasyonda geliş açısı arttıkça geçiş katsayısı radomun boy/yarıçap oranına bağlı olarak zayıflar. Bu yüzden düşük geliş açısı sağlayan, boy/çap oranı düşük veya yarı küre biçimine müsait uygulamalar için daha kullanışlıdır. TM polarizasyonda geçiş katsayısı geliş açısıyla iyileştirmektedir.



Şekil 1.4. İnce duvar radomun davranışı. a) Geçiş, b) yansıma.



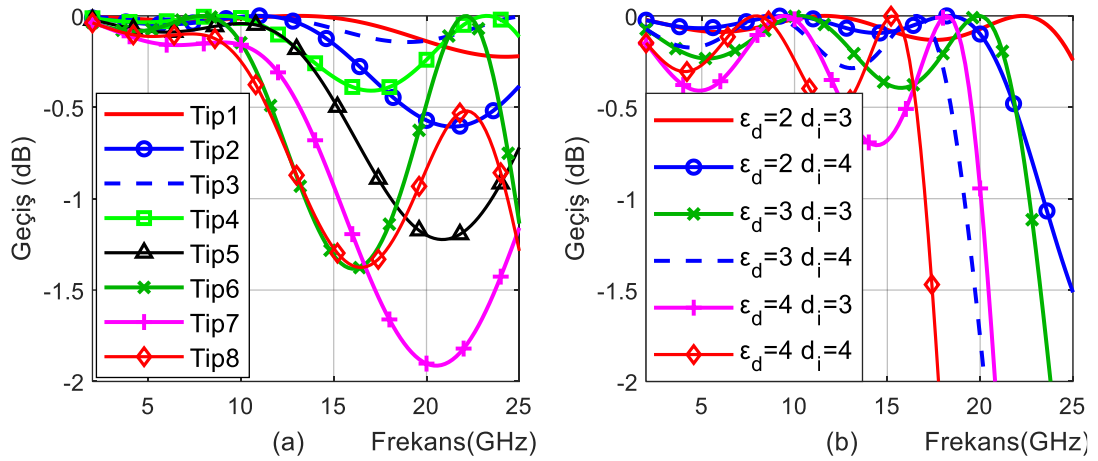
Şekil 1.5. Çok katlı radom duvar yapıları. a) A-sandviç, b) B-sandviç, c) C-sandviç, d) metalik FSS içerikli.

Bunların ojiv biçimlilerinde düşük BSE elde etmek için uç kısımlarda duvar daha kalın yapılır [12]. Her ne kadar iletim bant genişlikleri daha fazla olsa da, optimum sivrilme biçimleri ve değişken duvar kalınlıklı tiplerinde bile BSE, monolitik ve değişken dielektrik katsayılı radomlardan daha yüksektir [7,9]. Çizelge 1.1’de verilen birkaç A-sandviç tip radom duvarının geçiş katsayıları Şekil 1.6 (a)’da görülmektedir. Burada $\varepsilon_{ic}=1,1$ ve tüm katlar kayıpsız alınmıştır. Dış katmanların kalınlığı ve dielektrik sabitleri arttıkça geçiş katsayısı ve bant genişliği dramatik biçimde azalmaktadır. İç kısmın etkisi daha düşüktür. Dış katmanlar, radomun ağırlığını artırdığı ve bant genişliğini azalttığı için bazı deniz, karasal ve insansız hava aracı gibi düşük hızlı hava uygulamalarında tek kat yoğun tabaka kullanılmaktadır. Mikrodalga frekanslarında iç kısımda petek yapılı malzeme kullanılırken dalga boyu daha küçük olan milimetre dalga uygulamalarında petek hücreleri dalga kılavuzu gibi çalışır ve performansı kötüleştirir [1].

B-Sandviç Radom: Dielektrik katsayısı düşük iki katman arasına yüksek yoğunluklu bir katman yerleştirilerek yapılır. Uygun tasarımıyla yüksek bant genişliği ve iyi milimetre-dalga performansı sergilese de yapısal problemlerden dolayı ancak karasal ve denizcilik uygulamalarında az sayıda kullanım yeri bulabilmektedir.

Çizelge 1.1. Birkaç A-sandviç tip radom yapısı.

	Tip1	Tip2	Tip3	Tip4	Tip5	Tip6	Tip7	Tip8
$\varepsilon_{dış}$	2	2	2	2	3	3	4	4
$d_{dış}$ (mm)	0,5	1	0,5	1	1	1	1	1
d_{ic} (mm)	6	6	8	8	6	8	6	8
d_{Top} (mm)	7	8	9	10	8	10	8	10



Şekil 1.6. Çok katlı radomların geçiş katsayıları. a) A-sandviç, b) C-sandviç.

C-Sandviç (çok katmanlı) Radom: Bant genişliğini artırmak ve ağırlığı azaltmak için birden fazla A-sandviç duvarının birleştirilmesiyle oluşan 5, 7 gibi çok katmanlı yapılardır. Daha esnek olup çoklu iletim bantlı olarak tasarlanabilir. Yüksek geliş açılarında faz gecikmeleri fazla olduğundan yüksek BSE en önemli dezavantajıdır [7,9]. Yoğun tabakanın dielektrik sabiti ve içteki az yoğun kısımların kalınlıklarının farklı olduğu birkaç radon duvarı için geçiş katsayıları Şekil 1.6 (b)'de verilmiştir. Dış tabaka kalınlıkları 1 mm ve iç tabakalar için $\epsilon_{ic}=1,1$ alınmıştır. Üç adet yoğun tabaka içermesine ve daha kalın (9 mm) olmasına rağmen ilk sıradaki yapı, A-sandviç yapıdaki iki yoğun tabaka ve daha ince (8 mm) olan ikinci sıradaki radom ile karşılaştırıldığında daha dayanıklı, geçiş katsayısının daha yüksek, bant genişliğinin daha fazla olduğu görülmektedir.

Düzlemsel çok katlı yapıların analizi için elde edilen bağıntılar parabolik veya farklı ojiv yapılarda doğrudan kullanılamaz. Böyle yapıların analizi için birkaç farklı yaklaşım geliştirilmiştir [13-16]. Her iki yönde iletimi aynı (resiprok) olan çok katlı radom duvarlarına, iletken ve kayıplı şeritler ile ferrit tabaka ilave ederek resiprok olmayan ($S_{21} \neq S_{12}$) yapılar elde edilebilir [16]. Birden fazla yasıma sıfırı olan, yani çift iletim bantlı radomlar da tasarlanabilmektedir [8,17].

Metamalzeme Radomlar: Metamalzeme terimi kırılma indisi negatif olabilen malzemeler için kullanılır. Bu özellik maddenin bileşiminden veya terkiibinden değil, yapısından kaynaklı olarak ortaya çıkar. Bildik düzlemsel tabakalarla, kayıplı veya

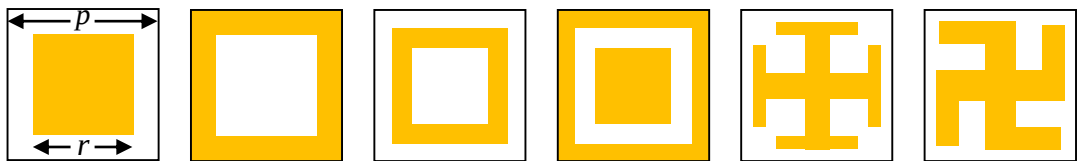
kayıpsız hücresel yapılar birlikte kullanılarak basitçe negatif kırılma indisli davranış gösteren yapılar elde edilebilmektedir. Işın genişliği azalması, anten kazancı artışı, yan lob seviyesinin düşürülmesi ve BSE etkisinin dengelenmesi gibi avantajlarından dolayı metamateryaller radom tasarımında da kullanılmaktadır [18-21]. Bunlar gerçekte aşağıda ele alınacak FSS içerikli ve soğurucu radomların türüdür.

1.1.3. FSS İçeren Çok Katlı Radomlar

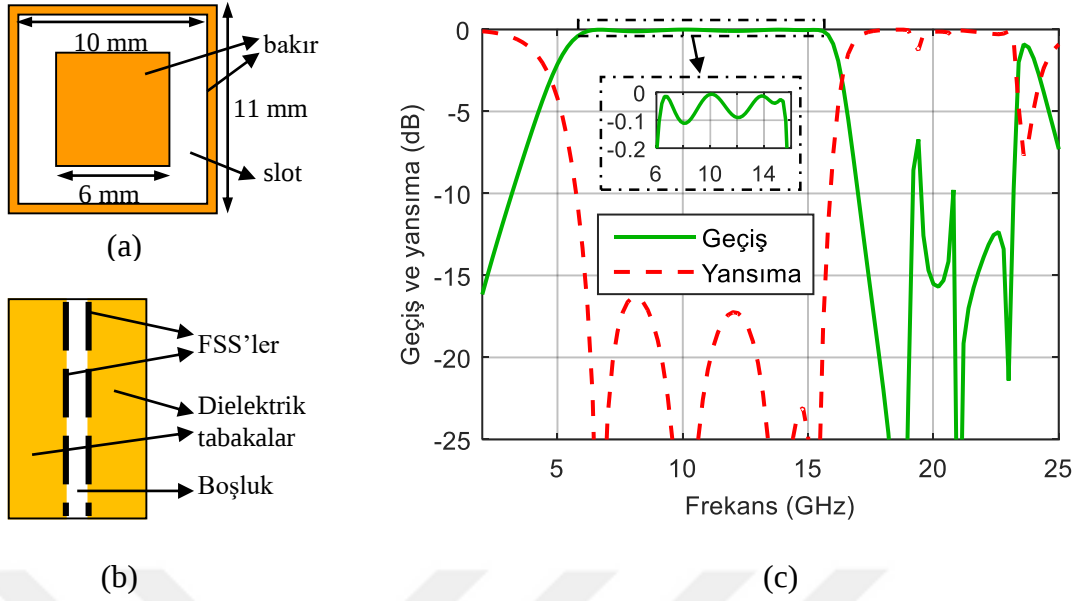
Frekans seçici yüzeyler (FSS), gerçekte yalıtkan bir alt tabakanın üzerine biçimlendirilmiş metalik parçalardan meydana gelen periyodik paternlerdir [23]. Metal genelde bakır olup bir dielektrik tabakayla tümleşik haldedir. Patern biçimleri her ne kadar keyfi olsa da bunların birim hücreleri genelde Şekil 1.7’deki gibi ya yama (patch) ya da slot yapıdadır. Şekilde kare biçimli verilen patch ve slotlar amaca göre başka bir formda da olabilir. En yaygın formlar; daire, çevrim (loop), haç (cross), Kudüs haçı (Jerusalem cross) gamalı haç (swastika) veya bunların biraz değiştirilmiş biçimleridir.

Bu yapılar elektromanyetik dalganın bir kısmını iletmede bir kısmını da yansıtmaktadır. Bu özelliğiyle FSS ya bant geçiren ya da bant durduran filtre gibi davranır. Bu durum daha çok iletken kaplı yüzeyin kaplanmamış kısma oranına bağlıdır. Yüzeyin çoğu metalik ise bant geçiren, metal kaplı kısım az ise bant durduran karakteristik göstermektedir. İletken yerine rezistif yapılar kullanılırsa frekans seçiciliğin yanında soğurma da yapılmaktadır.

Şekil 1.8’de iki FSS içeren örnek bir radom duvar yapısı ile bunun yansıma ve geçiş katsayıları görülmektedir. Kayıpsız ve dielektrik sabiti $\epsilon_r = 3$ olan tabakaların kalınlıkları 3,75 mm, aralarındaki boşluk ise 1,6 mm alınmıştır. Birim hücreler,



Şekil 1.7. FSS birim hücre yapıları; sırasıyla kare patch, kare patch loop, kare slot loop, patch Jerusalem cross ve gamalı haç.



Şekil 1.8. FSS içerikli duvarı ve karakteristiği. a) birim hücre yapısı, b) duvar kesit alanı, c) geçiş ve yansımaya katsayıları.

ebatları şekilde verilen kare slot çevrimlerden oluşmaktadır. Simülasyon sonuçlarına göre 6,2 GHz ile 15,6 GHz aralığında geçiş katsayısı -0,11 dB'den büyüktür. Bu kadar küçük geçiş kaybı referansında bile % 86 oranına ulaşan bir geçiş bandı elde edilebilmektedir. Bu bantta sinyal gücünün tamamına yakını iletildiği için yansımaya oldukça küçüktür ve -16 dB'den daha azdır.

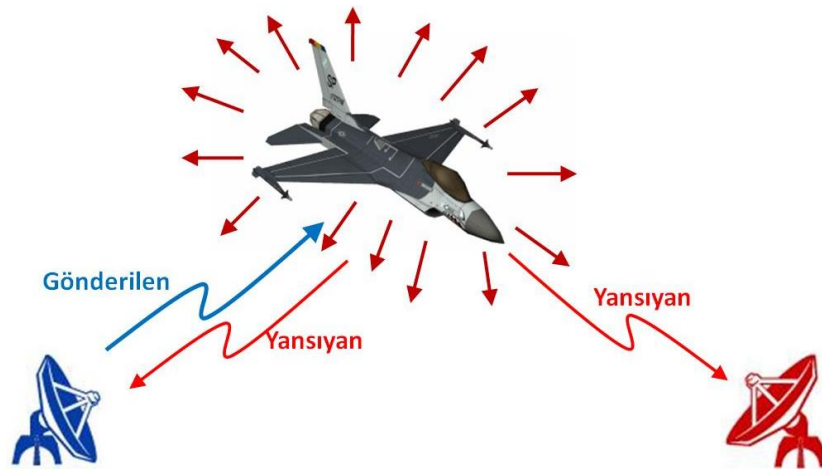
Birim hücre ve pattern elemanının ebatlarına da bağlı olmak üzere, genelde patch yapılar elektromanyetik dalgalara karşı bant durduran filtre gibi davranırken slot yapılar bant geçiren davranış gösterirler. FSS'ler geçirmediği frekans bileşenlerini geri yansıtmaktadır. Birden fazla FSS kullanarak geniş bir bantta geçirgen davranan yapılar elde edilebilmektedir [24]. FSS'lere varikap gibi, uygulanan DC voltajla kapasitesi değiştirilebilen elemanlar entegre ederek, iletim bandı değiştirilebilen yapılar üretilebilir [25]. FSS'ler, seri veya paralel rezonans elde etmek için pattern yerine bir veya daha fazla rezonatör içeren üç boyutlu yapıda da olabilmektedir [26].

FSS'lerin en yaygın kullanım alanlarından biri de frekans seçici radomlardır [27-32]. Bunlarda, duvarının iç veya dış yüzeyinde ya da duvar içine gömülü, bir veya daha fazla sayıda FSS bulunabilir. Daha ince duvar, daha düz geçiş katsayısı, polarizasyon ve geliş açısıyla fazla değişmeyen yansımaya ve iletim katsayıları, daha keskin kenarlı

geçiş bandı ve geçiş frekans bandını isteğe göre ayarlayabilme imkanı sağlamaktadır. Kapladığı antenin çalışma frekansında geçirgen davranıp, komşu anten yayınlarından gelebilecek girişimleri engelleyerek sistemi izole etmektedirler. Her ne kadar FSS içermeyen düzlemsel çok katlı radomlarla frekans seçicilik sağlanabilse de, dar bant sınırlaması, kalınlığın ve ağırlığın artması onları kullanışsız yapar.

FSS içerikli radomlarda duvarından geçen sinyalin geri yansımadığı varsayıldığından, RCS'nin düşürülerek radomun ve antenin görünürlüğünün azaldığı düşünülebilir [33-37]. Fakat yoğun metalik içeriğe sahip anten kulesi ve taşıyıcı aksam bulunması durumunda yansıma oluşması kaçınılmazdır. Radom duvarları resiprok davranışlı olduğundan, yansıyan bu sinyal radom duvarından dışarı çıkarak kaynağa geri döner ve görünmezliği ihlal eder. Çalışma frekansında anten yansımasız kabul edilse de, geri kalan taşıyıcı metalik aksam için bu durum geçerli değildir. Hatta yükü karakteristik empedansına eşit değilse antenin kendisi de yansıma oluşturur.

İstenmeyen radar sisteminden gelen sinyali farklı yönlere dağıtıp, kaynağa geri dönmesi engellenerek de RCS azaltılabilir. Bu yöntem verici ile alıcısı aynı yerde olan monostatik radar sistemlerinde işe yarasa da, hedeften yansıyan sinyali algılamak için Şekil 1.9'daki gibi birden fazla yerde alıcısı bulunan bistatik, multistatik ve pasif radar sistemlerinde işlevsizdir [38]. Böyle durumlarda sinyalin farklı yönlere dağıtılması farklı konumlardaki alıcılara sinyal temin eder.



Şekil 1.9. İki yerde alıcısı bulunan bistatik radar sistemi.

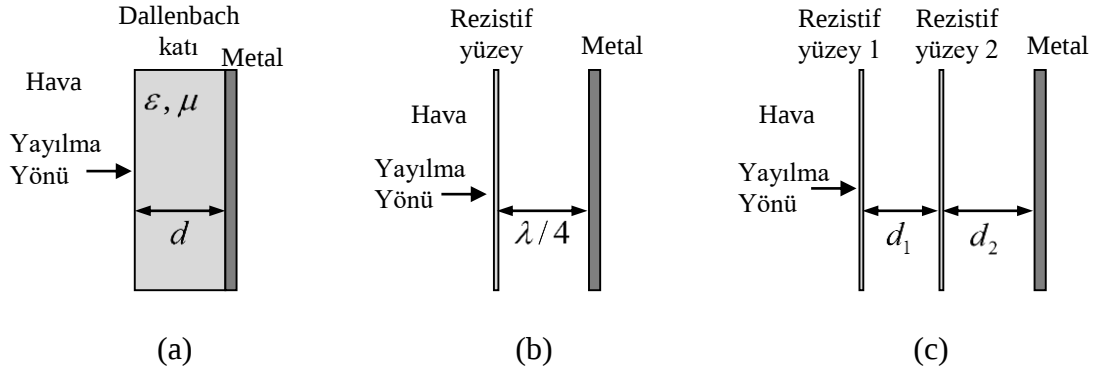
RCS'nin gerçek anlamda azaltılabilmesi, gelen sinyali duvarın diğeri tarafına geçirmekten ve hiçbir yone yansıtmadan, sinyal enerjisini radom duvar yapısında soğurmakla mümkündür. Yani bir gizli anten radomunun frekans seçiciliğinin yanında bir de soğurucu özelliğesi sahip olması gerekir.

1.2. SOĞURUCULAR

Bir EM dalğasının enerjisini soğurulabilmek için bu dalğayı, iletkenliğı çok düşük veya çok yüksek olmayan, kayıplı veya rezistif ortamlardan geçirmek gerekir. Değışik formlarda karbon içerikli madde emdirilmiş köpük veya poliüretan maddeler soğurma amacıyla kullanılmaktadır. Soğurmanın gerçekleşebilmesi için, gelen dalga enerjisinin büyük kısmı karşılaştığı soğurucu yüzeyinden yansımadan giriş yapmalıdır. Bunun için de geliş ortamı ile soğurucu yüzeyinden görünen empedans arasında uyum gerekir. Soğurma, ancak bu empedans uyumunun gerçekleştiğı frekanslarda mümkündür.

Bir miktar iletkenliğı bulunan malzemelerin öz empedansı, geliş ortamı olan hava ile aynı olamaz. Bu yüzden yansımayı minimize etmek için soğurucu empedansı, ortam empedansından başlayarak ya birden fazla kat kullanıp kademeli olarak ya da piramidal soğuruculardaki gibi doğrusal olarak düşürölür. Arka kısımlarda iletkenlik daha fazla, empedans daha düşüktür. Böyle soğurucular çok geniş bantlı olmakla birlikte kalınlıkları birkaç on cm hatta bir metreden daha fazla olabilmektedir. Soğurucuların en arka kısmında ise tam yansıtıcı olan ve oğru kez mükemmel elektriksel iletken (PEC) kabul edilen bir tabaka bulunmaktadır. Böyle soğurucular ancak yansımasız oda gibi uygulamalarda kullanılmaktadır.

Soğurma özelliğı bir frekansa veya frekans bandına ayarlanmış ince ve hafif yapılabilen üç temel rezonant soğurucu yapısı Şekil 1.10'da verilmiştir. Bir veya daha fazla kayıplı katmandan oluşan Dallenbach katı soğurucular, tabakaların kalınlık, ϵ ve μ değeriyle belirlenen bir frekans bandında soğurma yapar. Radomlardaki gibi, iletilmesi gereken sinyal bulunan uygulamalarda böyle kayıplı yapılar kullanılırsa iletilecek sinyal de büyük ölçüde zayıflar.



Şekil 1.10. Temel rezonant soğurucu tipleri; a) Dallenbach katı, b) Salisbury ekranı, c) Jauman soğurucu.

Metal düzleminden soğurulacak frekansın çeyrek dalga boyu kadar uzağa yerleştirilmiş bir rezistif yüzeyden oluşan Salisbury ekranı günümüzde yaygın kullanılan rezonant soğurucuların temelini oluşturmaktadır [39]. Yaklaşık sıfır olan metal empedansı, çeyrek dalga boyu mesafede sonsuz olarak görülür. Rezistif yüzey empedansı ortam empedansına eşitlenirse empedans uyumu sağlanmış olur. Bunun için yüzeyin öz iletkenliği σ ve ortam empedansı Z_0 ise ekran kalınlığı $1/\sigma Z_0$ kadar olmalıdır. Ekran ile metal yüzey arasındaki mesafe çeyrek dalga boyunun tek katı olan frekanslarda etkin soğurma vardır. Salisbury ekranında soğurma bant genişliği fazla değildir. -20 dB yansıma için soğurma bant genişliği yaklaşık %25 kadardır [40]. Kalınlığı azaltmak için boşluk yerinde dielektrik sabiti 1'den büyük malzeme kullanılabilir. Fakat bu durumda bant genişliği de azalır.

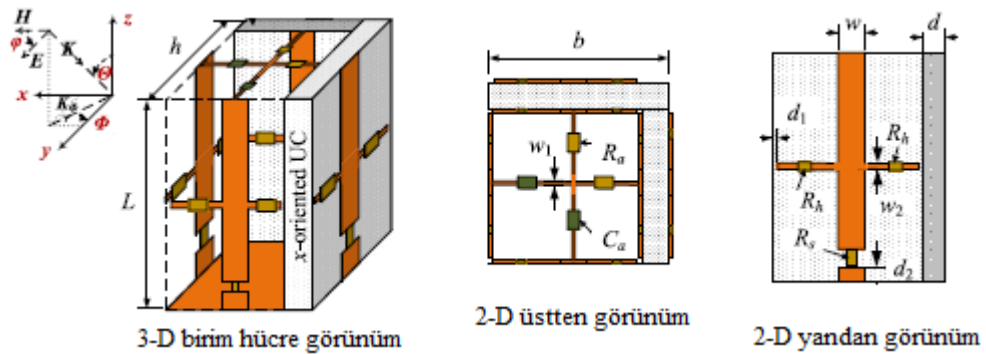
Soğurma bant genişliğini artırmak için klasik Salisbury ekranındaki homojen rezistif yüzey yerine biçimlendirilmiş periyodik paternler olan rezistif FSS'ler kullanılır. Direncin yanında kapasitör ve endüktör de kullanarak ancak modellenen bu yapılar devre benzeri soğurucular (CAA) olarak adlandırılır. Modellemesi, optimizasyonu ve üretimi kolay olduğundan kare patchler [41-44] ve patch çevrimler [44-46] yaygın kullanılsa da çok daha kompleks desenler de bulunmaktadır [47]. Dielektrik yerine manyetik malzeme kullanarak kalınlık azaltılabilir [43].

Soğurma etkinliği ve bant genişliğini artırmak için, iletkenlikleri metalik tabakaya doğru gidildikçe azalan, birden fazla rezistif yüzey kullanılan yapılar Jaumann soğurucu olarak adlandırılır [40]. Aralarında dielektrik tabaka bulunan bu rezistif

yüzeyler çoğu zaman iki kat [48-50] olurken, soğurma etkinliğini artırmak için daha fazla da olabilir [51]. -20 dB yansıma referansında optimum değere yakın kalınlıkla %165,6 bant genişliği elde edilebilmektedir [51]. Rezistif yüzeyler, ya sıvılaştırılmış rezistif malzemelerle ipek baskı yapılarak [43,44,47,49], ya dirençli metal yüzeylerde maskeleme-eritme yöntemiyle [45,48], ya da uygun biçimlendirilmiş iletken desen parçaları arasına lehimle direnç elemanları ilave ederek [46] oluşturulur. Burada bahsedilen tüm yapılar düzlemsel olup iki boyutludur (2-D).

Birim hücreleri üç boyutlu (3-D) olan ve kavite rezonatör yapılı soğurucular da imal edilmiştir. Soğurma yapacak dirençler düzlemsel tabakalar üzerindeki metal hatlar arasına ilave edilir. Rezonans için bu hatlara kapasitör gibi başka elemanlar da yüklenebilmektedir. Arka düzlemleri yine iletken tabaka olan böyle örnek bir 3-D birim hücre Şekil 1.11’de görülmektedir [51]. Üretimleri çok daha zordur ve performansları çok da iyi değildir. Şekildeki yapı, birim hücresinde 14 direnç, 2 kapasitör ve 4 çift taraflı FSS bulunacak kadar kompleks olmasına rağmen, ancak 1,51 GHz – 10,1 GHz bandında (%148) yansımayı -10 dB’e düşürebilmektedir.

Arka düzlemleri PEC olan böyle soğurucular, görünmez kılınmak istenen bir cismin ancak anten haricindeki kısımlarını kaplamada kullanılabilir. Anten kaplamaları ise en azından antenin çalışma frekansında az bir kayıpla geçirgen davranmalıdır. Bu yüzden radomlarda arka düzlem olarak bant geçiren bir FSS bulunur. Çalışma frekansı haricinde ise radom soğurucu olarak davranmalıdır. Böyle soğurucu/geçirgen yapılar olan radomlar, sadece soğurma yapanlara göre daha kompleks, tasarımları daha zordur.



Şekil 1.11. Üç boyutlu soğurucularda birim hücre yapısı, üst ve yandan görünüşleri.

1.3. SOĞURUCU RADOMLAR

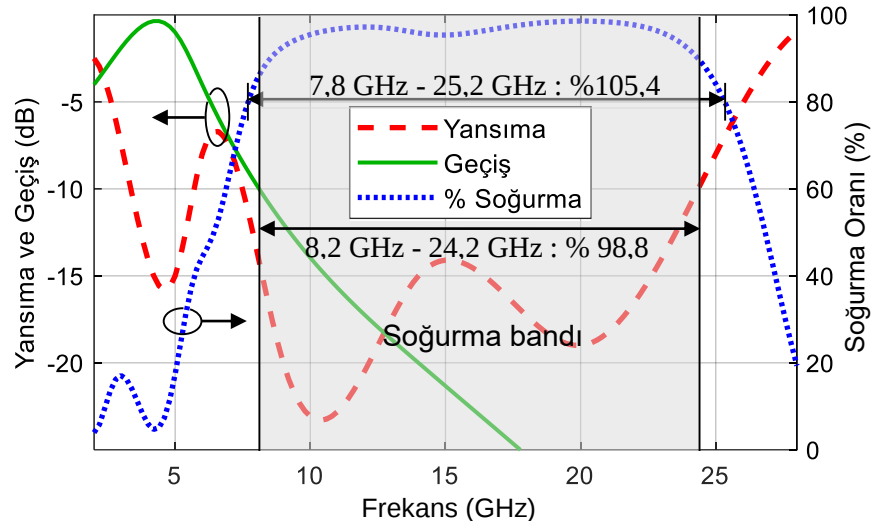
RCS azaltarak antene görünmezlik sağlayan soğurucu radomlar, bant içi frekansı az bir kayıpla geçirirken, bant dışını ise yansıtmadan ve aynı zamanda karşı tarafa da geçirmeden, sinyal enerjisini kendi bünyesinde yok eder. Böyle soğurucu radomlar için “**radome**” ve “**absorber**” kelimelerinden türetilen “**rasorber**” terimi ve “frekans seçici rasorber” anlamında FSR kısaltması kullanılmaktadır.

İlk soğurucu radom tasarımında, yapının çalışma prensibi açıklansa da, analitik veya deneysel olarak gösterilen sayısal sonuçlar yoktur [52]. Soğurma genelde iletken patern elemanlarına lehimlenerek entegre edilen dirençlerle sağlanmaktadır [53-109]. Bunlarda çoğu kez biri seçici soğurma yapan rezistif FSS (rFSS), diğeri klasik soğuruculardaki arka düzlemin yerini alan ve bant geçiren iletken FSS (cFSS) olmak üzere en az iki katman bulunmaktadır. Bu FSS’lerin oluşturulduğu ince alt tabakalar arasında çoğu kez hava veya köpük bulunur. Daha fazla bant genişliğine imkan sağlasa da böyle radom duvarlarının fiziksel dayanımı düşüktür. Yapılan tüm soğurucu radom çalışmalarında rFSS dış yüzeyde bulunur ve yağmur, kar, rüzgar veya bir cismin çarpması gibi olumsuz etkilere açıktır. Direnç ve diğer devre elemanları ilavesiyle yapılan FSR’lerde büyük miktarda lehimleme işçiliği gerekmektedir. Böyle ilave elemanlarla yapılan soğurucu radomlarda iletim bandı, soğurma bandının altında [53-66], arasında [67-99] veya üstünde [100-109] bulunabilmektedir. Bunlar ayrı başlıklar altında incelendikten sonra eleman yüklemesi gerektirmeyen FSR’ler tanıtılacaktır.

1.3.1. Alt İletim Bantlı Soğurucu Radomlar

İletim frekansı soğurma bandın aşağısında bulunduğundan bunlar TA (transmission-absorption) tipi olarak tanımlanır. Böyle örnek bir radomun dB cinsinden yansıma katsayısı S_{11} ve geçiş katsayısı S_{21} ile bunlardan hesaplanan soğurma oranı Şekil 1.12’de gösterilmiştir. S parametrelerinin karesi doğrudan gücü verdiği için, soğurma miktarı, tam güçten yansıyan ve iletilen güçlerin çıkarılmasıyla bulunur.

$$absorption = 1 - S_{11}^2 - S_{21}^2 \quad (2.1)$$



Şekil 1.12. Alt iletim bantlı örnek bir soğurucu radomun yansıma, geçiş ve soğurma miktarları.

Literatürde, yansıyan ve geçen sinyalin ihmal edilebilecek kadar zayıf kabul edildiği sınır olarak -10 dB, yeterli soğurma miktarı için ise %80 oranı en yaygın kullanılan kriterlerdir. Fakat bu kabuller altında yansıma ve geçiş yeterince küçük değilken soğurmanın yeterli kabul edildiği durumlar ortaya çıkmaktadır. Örnek grafikte soğurma 7,8 GHz ile 25,2GHz arasında %80’den büyüktür. Oysa bu aralığın alt kısmında 7,8 GHz – 8,2 GHz bandında geçiş -10 dB’den büyük, 24,2 GHz – 25,2 GHz aralığında ise yansıma -10 dB’den büyüktür. Bu nedenle etkin bir soğurma kriteri olarak bazı çalışmalarda oran sınırı %90 alınmıştır. Fakat daha doğru bir soğurma kriteri olarak, hem yansıma hem de geçişin -10 dB’den küçük olmasını kabul eden çalışmalar da vardır [58,63,66,69,76,119,123]. Bu çalışmada da soğurma kriteri olarak $S_{11} < -10$ ve $S_{21} < -10$ olması benimsenmiştir.

İletken parçalar arasına ilave elemanlarla yapılan soğurucu radomların yapısal özellikleri ve performansları Çizelge 1.2’de verilmiştir. Çizelgede rFSS ve cFSS için bulunan bilgiler; K.S.: katman sayısı, El.: katmanlardaki elemanlar ve sayıları, Eb.: birim hücre ebatları. Kalınlık değerleri hem milimetre cinsinden hem de geçiş frekansının boş uzay dalga boyuna oranı olarak verilmiştir. f_T geçiş frekansını ve *kayıp* ise radomun bu frekanstaki geçiş kaybını dB cinsinden göstermektedir. $(S_{11}, S_{21}) < -10$ dB ifadesi kabul edilen soğurma kriterinin sağlandığı frekans bandını ifade etmektedir. Soğurma bant genişliği ise hem farksal olarak hem de oransal olarak ifade edilmiştir. Açıklama kısmında ise ilave durumlara yer verilmiştir.

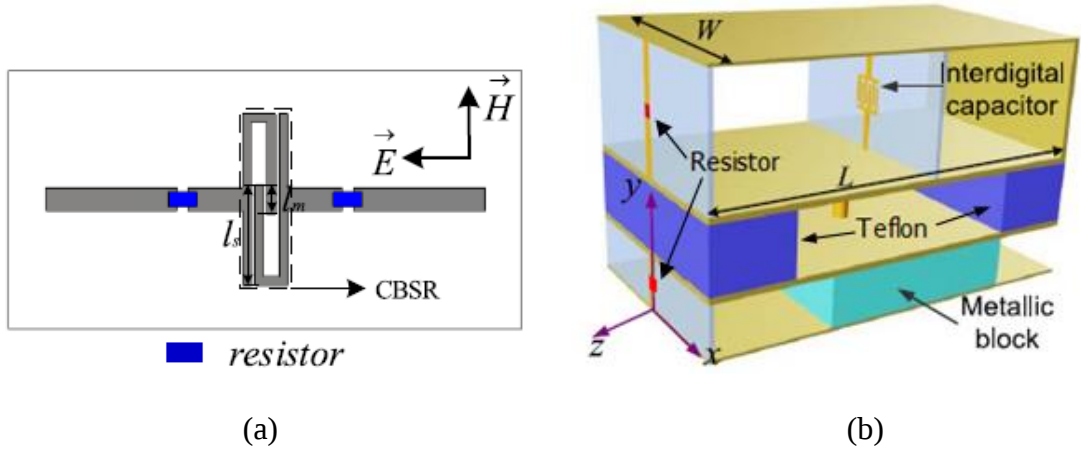
Çizelge 1.2. Alt iletim bantlı ilave devre elemanlı soğurucu radomların yapı ve performanslarının özeti.

Ref.	rFSS K.S. / El. / Eb.	cFSS K.S./El./Eb.	Kalınlık (mm) / λ_0	Geçiş f_T / kayıp	$(S_{11}, S_{21}) < -10\text{dB}$	Bant Geniş. (GHz)/%B.G	Açıklama
[53]	1 / 8R / 36*36	1 / - / 54*54	10,5 / 0,035	1 / 1	2,7-9	6,3 / 107,7	
[54]	1 / 8R / 36*36	1 / - / 54*54	10,5 / 0,035	1 / 0,88	3-9,2	6,2 / 101,6	
[55]	1 / 8R / 10*10	2 / - / 10*10	10,5 / 0,032	0,92 / 0,5	2,75-8,92	6,17 / 105,7	5,96GHz'de $S_{11} > -10\text{dB}$
[56]	1/8R / 25*25	1/ 4R / 12,5*12,5	8 / 0,133	5 / 0,6	6,36-11,25	4,89 / 55,5	
[106]-2	1/ 2R, 1PR / 18*9	1/ - / 18*9	6 / 0,122	6,08 / 0,13	8,7-16	7,3 / 59,1	Tek pol.
[57]	1/ 4R / 8,65*8,65	1/ - / 8,65*8,65	8 / 0,04	1,5 / 1	4,93-7,02	2,09 / 35	
[58]	2/ 8R / 17*17	1 / - / 17*17	11,5 / 0,03	0,79 / 1	3,96-10,82	6,86 / 92,8	
[59]	1/4R / 10*10	2/(-),(2V) / 10*10	7,5 / 0,021	0,83 $\leftrightarrow$ 1,16 / 0,9 $\leftrightarrow$ 0,6	3,2-8,8	5,6 / 93,3	f_T ayarlanab. Uyg. yok
[60]	1 / 4R / 25*25	2/4D / 25*25	7 / 0,019	0,83 / 0,55	3,64-9,55	5,91 / 89,6	5,23: $S_{11} > -10$
[61]	1/ 8R / 15*15	2/ 4D / 15*15	5,75 / 0,04	2,1 / 0,8	5,5-17	11,5 / 102,2	
[62]	1/ 4R / 20*20	1/1D / 20*20	9,6 / 0,092	2,88 / 1,2	4,12-10,45	6,33 / 86,9	Tek pol.
[63]	1/2R, 3Die / 9*13,508*9		9 / 0,114	3,8 / 1	7,85-12,85	5 / 48,3	rFSS:2D
[64]	- / 1R, 4CR / 7,2*4,67*19,5		19,5 / 0,263	4,05 / 1,8	4,5-10,75	6,25 / 82	
[65]	- / 2R 1Cp, 3CR, 2Tf, 1Mt / 19*20*31		31 / 0,35	3,4 / 0,53	3,8-8,72	4,92 / 78,6	7,32-7,65: $S_{11} > -10$
[66]	- / 2R, 1Cp, 2CR, 2Die / 15*16,8*12		12 / 0,059	1,47 / 1	4,38-7,05	2,67 / 46,7	

R: Direnç, Cp: Baskılı kapasitör, V: Varikap, PR: Baskılı Rezonatör, CR: Kavite Rezonatör, Tf: Teflon, Mt: Metal, Die: Dielektrik.

Yansıma ve geçiş katsayıları eşdeğer devre kullanarak analizle, simülasyonla ve ölçümle elde edilebilmektedir. Performans ölçütü olarak çoğu zaman ölçüm sonuçları kullanılsa da, imalat ve ölçüm esnasında ortaya çıkan olumsuz durumların etkisinden kaçınmak amacıyla burada simülasyon sonuçları dikkate alınmıştır. Yansıma ve geçişin -10 dB'den küçük olma şartının sağlandığı frekans değerleri doğrudan metin içinde bulunmayan çalışmalarda bu değerler grafiklerden elde edilmiştir. Bir referansta birden fazla tasarım yapılmışsa, listede referans numaralarının yanında bu tasarımın metin içindeki sıra değeri de verilmiştir.

Tüm rFSS'ler yüklü dirençler içerirken [53-63,106] seçicilik sağlayan cFSS'lerde dirence nadiren rastlanır [56]. cFSS varikaplarla yüklenip bunlara uygulanan DC gerilim değiştirilerek iletim frekansı ayarlanabilen tasarımlar da vardır [59]. Yine cFSS PIN diyotlarla yüklenip, DC gerilimle bunlar iletime geçirilerek geçiş bandı tamamen yok edilebilen çalışmalar da yapılmıştır [60-62].



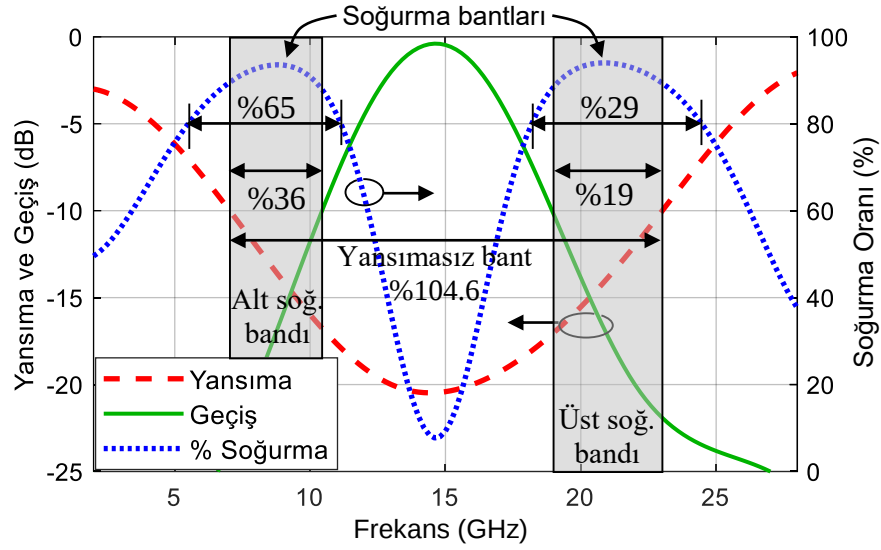
Şekil 1.13. a) Baskılı rezonatör içeren birim hücre [106], b) üç kavite rezonatör ve bir baskılı kapasitör içeren 3-D birim hücre [65].

3-D yapılarda da bazen 2-D rFSS veya cFSS'lere rastlansa da [63], bunlarda soğurma ve frekans seçicilik sağlayan elemanlar 3-D yapının içine dağılmış haldedir [64-66]. Seçicilik sağlayan yüklenmiş veya baskılı oluşturulmuş kapasitör ve endüktörlerin yerine kavite rezonatörler kullanılabilir. Yine bloklar halinde teflon, metal veya dielektrik de içerebilirler. İletken yüzeyde klasik baskı ile oluşturulan ve seri RC devresi gibi davranan bir baskılı rezonatör ile yine baskılı bir kapasitör içeren 3-D örnek bir birim hücre Şekil 1.13'de gösterilmiştir.

İlave eleman yüklü FSS üretimi yüksek eleman montaj işçiliği gerektirir. Örneğin yukarıda yüksek oransal soğurma bandına sahip çalışmada [55] 10 mm*10 mm ebatlı rFSS birim hücrelerinde 8 direnç vardır. Bu, bir metrekarede 80000 direnç için 160000 lehimleme yapmak anlamına gelir. Yine Şekil 1.13 (b)'deki 3-D birim hücreden metrekaire başına yaklaşık 2631 adet üretilmelidir.

1.3.2. Ara İletim Banthlı Soğurucu Radomlar

İletim frekansı iki soğurma bandının ortasında yerleştiğinden bunlar ATA tipi olarak anılır. İletim frekansının hem alt hem de üst bandı soğurulacağından yapıları daha kompleks ve tasarımları daha zordur. En fazla ilgiyi bu tip FSR'ler çekmektedir. Performans değerlendirmeleri çoğu kez, sadece yansımanın -10 dB'den küçük olduğu bant göz önüne alınarak yapılsa da bu doğru değildir. Çünkü bu bandın bir kısmı iletim bandı olup bu bantta soğurma yoktur.



Şekil 1.14. Ara iletim bantlı örnek bir soğurucu radomun yansıma, geçiş ve soğurma miktarları.

Şekil 1.14'deki örnek için yansımasız bant 7,2 GHz – 23 GHz aralığıdır ve %104,6 oranına karşılık gelir. Fakat hem $S_{11} < -10$ dB hem de $S_{21} < -10$ dB olan bant iki tane olup biri 7,2 GHz – 10,4 GHz (%36), diğeri 19 GHz – 23 GHz (%19) aralıklarıdır. Eğer kriter olarak %80 soğurma oranı alınsaydı, bu bantlar sırasıyla 5,6 GHz – 11 GHz (%65) ve 18,2 GHz – 24,4 GHz (%29) aralıklarına karşılık gelirdi.

Üst bantlar he ne kadar farksal anlamda daha büyük olsa da oransal değerleri daha küçüktür. Diğer tiplerle karşılaştırıldığında, ara iletim bantlı FSR'lerin soğurma bantları daha küçük kalmaktadır. Hatta bazı çalışmalarda bu soğurma kriteri hiç sağlanamazken [97], pek çok çalışmada ise %20'nin altında kalmaktadır. Literatürdeki ATA tip soğurucu radomlar ve bunların performans özetleri Çizelge 1.3'de verilmiştir.

Çizelge 1.3. Ara iletim bantlı ilave devre elemanlı soğurucu radomların yapı ve performanslarının özeti.

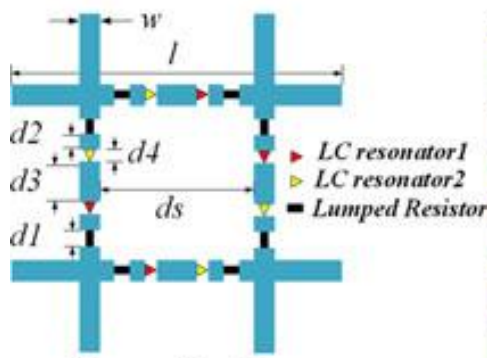
Ref.	rFSS K.S. / El. / Eb.	cFSS K.S./El./Eb.	Kalınlık (mm) / λ_0	Geçiş f_T / kayıp	$(S_{11}, S_{21}) < -10$ dB	Bant Geniş. (GHz)/%B.G	Açıklama
[67]-1	2 / (5R, 4L, 4C) & (1R, 1L, 1C) / 36*36	2 / - / 36*36	15 / 0,24	4,76 / 0,44	2,89-3,81 & 6,47-7,16:s	0,92 / 27,5 & 0,69 / 10,1	TE TM farklı
[67]-2	2 / (5R, 5L, 5C), (1R, 1L, 1C) / 25*25	2 / - / 25*25	13 / 0,2	4,64 / 0,34	2,73-3,56 & 6,5-7,58	0,83 / 26,4 & 1,08 / 15,3	TE TM farklı
[68]	1/ 4R / 24*24	1/ - / 12*12	13 / 0,264	6,1 / 0,29	2,8-4,38 & 7,56-8,94	1,58 / 44 & 1,38 / 16,7	

Ref.	rFSS K.S. / El. / Eb.	cFSS K.S./El./Eb.	Kalınlık (mm) / λ_0	Geçiş fr / kayıp	(S ₁₁ , S ₂₁) < -10dB	Bant Geniş. (GHz)/%B.G	Açıklama
[69]	1 / 8R,8C,8L / 20*20	1 / - / 20*20	9 / 0,199	6,62 / 0,4	3,61-6,12 & 6,98-10,17	2,51 / 51,6 & 3,19 / 37,2	
[70]	1/ 4R, 4C, 4L / 26*26	1 / - / 26*26	7,13 / 0,96	9,1 / 0,216	5,11-5,44 & 10,14-11	0,33 / 6,3 & 0,86 / 8,1	
[86]-1	1/ 3R / 25*38	2 / - / 25*38	16 / 0,176	3,3 / 0,42	1,6-3,07 & 3,58-4,77	1,47 / 63 & 1,19 / 28,5	Tek pol.
[86]-3	1/ 8R / 25*25	1 / - / 25*25	16 / 0,189	3,54 / 0,92	1,54-2,56 & 4,5-5,86	1,02 / 49,8 & 1,36 / 26,3	
[71]-1	1/ 2R / 15*7,5*7,5	1 / - / 7,5*7,5*7,5	7,5 / 0,255	10,2 / 0,2	4,8-8,73 & 11,7-15,5	3,93 / 51,8 & 3,8 / 27,9	Tek pol.
[71]-2	1/ 4R / 15*15*7,5	1 / - / 7,5*7,5*7,5	7,5 / 0,255	10,2 / 0,2	4,7-8,7 & 11,7-15,7	4 / 59,7 & 4 / 29,2	14 GHz'de S ₁₁ > -10 dB
[72]	1/ 8R / 25*25	1 / - / 25*25	16 / 0,227	4,25 / 0,24	1,81-2,85 & 5,5-6,75	1,04 / 44,6 & 1,25 / 20,4	
[73]	2/ (8R), (8R) / 28*28	1 / - / 28*28	26,4 / 0,472	5,36 / 1,79	2,3-4 & 6,15-7,14	1,7 / 54 & 0,99 / 14,9	Uyg. yok
[74]	1/6R, 8L, 4Cp, 8PR/ 24*24	1/ (-)/24*24	24 / 0,52	6,5 / 0,6	2,86-4,61 & 8,75-9,61	1,75 / 46,9 & 0,86 / 9,4	Uyg. yok
[75]	2/ (2R), (-) / 27*27	1 / 27*27	15,52 / 0,295	5,7 / 0,5	3,05-5,1 & 6,13-8,1	2,05 / 50,3 & 1,97 / 27,7	
[76]	2/(4R,4C,4L), (-) / 6,6*6,6	3 / - / 6,6*6,6	9,58 / 0,226	7,07 / 0,52	5,20-6,72 & 7,73-9,38	1,52 / 25,5 & 1,65 / 19,3	
[77]	1/ 3R/28*28	1 / - / 28*28	5 / 0,183	11 / 0,15	3-4,46 & 5,7-8,34	1,46 / 39,1 & 2,64 / 37,6	
[78]	1/ 2R, 1PR / 16,6*11	1 / - / 8,3*11	15,5 / 0,496	9,6 / 0,5	2,6-6 & 12,8-18,25	3,4 / 79,1 & 5,45 / 35,1	Tek pol.
[79]	1/ 4R / 19,6*19,6	1 / - / 9,8*9,8	9 / 0,267	8,9 / 0,2	4,3-7,64 & 10,2-12,9	3,34 / 55,9 & 2,7 / 23,4	
[80]	1/ 8R / 20*20	1 / - / 10*10	9,5 / 0,243	7,66 / 0,36	3,02-5,13 & 10,52-11,92	2,11 / 51,79 & 1,4 / 12,44	
[81]	2/ 4R, 2PR / 6,4*6,4	3 / - / 6,4*6,4	6,5 / 0,222	10,25 / 0,21	4,2-8,3 & 11,8-12,83	4,1 / 65,6 & 2,03 / 15,81	
[82]	1/ 4R / 25*25	3 / - / 25*25	16,5 / 0,238	4,33 / 0,08	1,8-4,1 & 4,56-6,4	2,3 / 76,3 & 1,84 / 33,46	
[83]	1 / 4R, 12PR / 15*15	3 / - / 15*15	12,524 / 0,4	9,6 / 0,08	4-7,23 & 12,6-13,9	3,23 / 57,5 & 1,3 / 10	
[84]	2 / 8R / 20*20	1 / - / 20*20	13,85 / 0,29	6,3 / 0,78	2,44-5,18 & 8-14,47	2,74 / 71,84 & 6,47 / 57,6	
[85]	1/ 8R,4V / 25*25	1/ 4V / 25*25	14,5 /	3,2 ↔ 1,6 / 2,1 ↔ 6,6	1,9-2,68 & 3,6-5,4 ↔ 1,9-5,4	0,78 / 34,1 & 1,8 / 40 ↔ 3,5 / 95,9	Ayarlanabilir
[86]-2	1/ 3R,2C, 1D / 25*38	1/ 2D, 1C / 25*38	16 / 0,201	3,77 / 0,64	1,58-3 & 4,85-5,18	1,42 / 62 & 0,27 / 5,4	Tek pol
[87]	1/ 8R / 56,2*56,2	1/ 4D / 56,2*56,2	27,8 / 0,158	1,7 / 0,85:	0,75-1,3 & 2,21-3,3	0,55 / 53,7 & 1,09 / 39,6	D:Off Uyg. yok
[88]	1 / 8R / 53*53	2 / 4D / 53*53	29 / 0,155	1,6 / 1,7	0,8-1,29 & 1,95-3,4	0,49 / 46,5 & 1,45 / 54,2	D:Off
[89]	1 / 4R / 15,4*15,4	1 / - / 15,4*15,4	7 / 0,187 & 0,278	8 & 11,9 / 0,39 & 0,64	5-6,87 & 8,65-10,72	1,87 / 31,5 & 2,06 / 21,27	İki ilet. bandı
[90]	1 / 4R, 8PR / 18*18	1 / - / 18*18	6,5 / 0,184 & 0,234	8,5 & 10,8 / 0,15 & 0,31	4-5,88 & 8-9,68 & 10,29-15,53	1,88 / 38,1 & 1,68 / 19 & 5,24 / 40,6	İki ilet. bandı Üç soğ.bandı
[91]	1/2R, 1C, 2Cp / 18*9	1 / - / 18*9	8 / 0,205 & 0,336	7,7 / 0,33 & 12,6, 0,92	3,7-7 & 9-11,1	3,3 / 61,7 & 2,1 / 20,9	İki ilet. bandı Tek pol.
[92]-1	- / 1R, 2CR, 1Tf / 22,5*22,5*60		60 / 0,44	2,2 / 0,1	0,82-1,3 & 52,71-3,22	0,53 / 48,8 & 0,51 / 17,2	Tek pol.

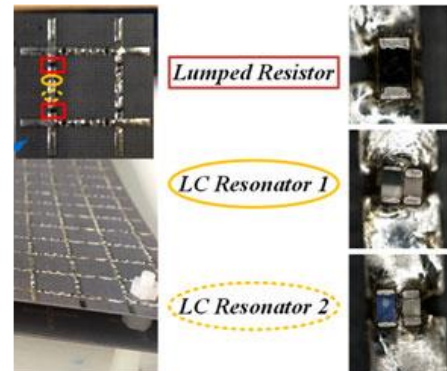
Ref.	rFSS K.S. / EL. / Eb.	cFSS K.S./EL/Eb.	Kalınlık (mm) / λ_0	Geciş f_r / kayıp	(S_{11} , S_{21}) < -10dB	Bant Geniş. (GHz)/%B.G	Açıklama
[92]-2	- /2R, 2CR, 1Tf / 24*24*60		60 / 0,434	2,17 / 0,64	0,92-1,43 & 2,84-3,31	0,51 / 43,4 & 0,47/15,3	
[93]	1R,1C, 2CR, 1Die / 22,5*25*60		60 / 0,404	2,02 / 0,12	0,9-1,26 & 2,81-3,74	0,36 /33,3 & 0,93 / 28,4	Uyg. yok, 1,3-1,5: S_{11} >
[94]-1	- / 4R,2C,2Die / 10*13*20		20 / 0,333	5 / 2	2,12-4,18 & 5,5-12,3	2,06 / 65,4 &6,8 / 76,4	Uyg.. yok
[94]-2	- / 4R,3C,1L, 2Die, 10*12*20		20 / 0,302	4,53 / 1	2,4-4,14 & 5,4-12,1	1,74 / 53,2 & 6,7 / 76,6	Uyg. : $f>9,5$: $S_{11}>-10$
[94]-3	- / 4R,3C,1L, 2Die, 10*12*20		20 / 0,32	4,8 / 0,26	2-5 & 5,43-11,42	3 / 85,7 & 5,99 /71,1	Uyg. . yok
[95]	- /1C, 1L, 1Fr, 3Mt / 53*30,5*145		145 / 0,314	0,65 / 0,45	0,1-0,48 & 0,78-0,97	0,38 /131 & 0,19 / 21,7	Uyg. yok
[96]	- /2R, 1C, 2Cp, 1CR, 2Die / 15*16,7*30		30 / 0,367	3,67 / 0,19	1,24-2,39& 4,19-6,87	1,15 / 63,4 & 2,68 /48,5	
[97]	- / 2R, 1CR / 10*10*30		30 / 0,273	2,73 / 0,3	--	--	Soğ. yok
[98]-1	- /2R, 2CR, 1Fr, 1Tf / 7*7,9*14		14 / 0,387	8,3-10,3 / 0,5	2,9-7,47 & 11,1-19	4,57 / 88,1 & 7,9 / 52,5	
[98]-2	- /2R, 4CR, 1Fr/ 10*11*29,8		29,8 / 0,3	3-4 / 1	1,9-2,7 & 4,4-11,7	0,8, %34,8 & 7,3 /90,7	
[99]	- / 1C, 1L, 1Fr, 3CR, 1Di / 53*37*47,075		47,075 / 0,094	0,6 / 0,19	0,1-0,44 & 0,69-1	0,34 / 125,8 & 0,31/37,1	

R: Direnç, C: Kapasitör, L: Endüktör, V: Varikap, Cp: Baskılı kapasitör, CR: Kavite Rezonatör, PR: Baskılı Rezonatör, Tf:Teflon, Mt: Metal, Fr: Ferrit, Die: Dielektrik.

İki boyutlu yapıdaki [67-91] ara iletim bantlı FSR'lerin kompleksliği Şekil 1.15'de görülmektedir. Birim hücreinde 8'er adet R, L ve C olan yapıda [69] metrekaire başına 60000 eleman bulunur. 8 adet rezonatör, lehimle yüklenmiş paralel L ve C elemanlarıyla oluşturulmuştur. Yüklenmiş varikap sayesinde [85] iletim frekansı 1,6 GHz – 3,2 GHz arasında değiştirilebilen, yine yüklenmiş PIN diyotlu FSS'ler sayesinde [86-88] iletim bandı tamamen kapatılabilen tasarımlar da mevcuttur.

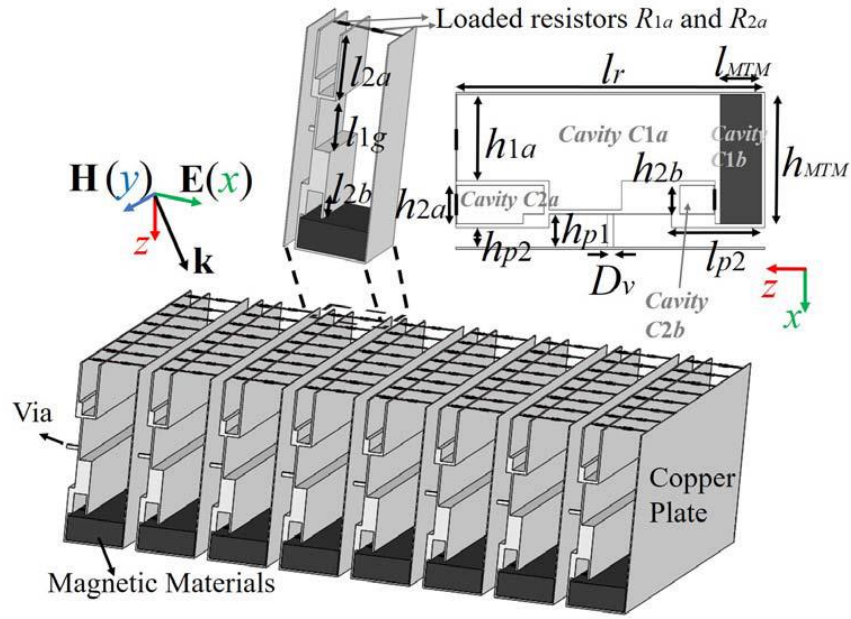


(a)



(b)

Şekil 1.15. Ara iletim bantlı FSR'lerde komplekslik [69]. a) 8'er adet R, L ve C içeren birim hücre şeması, b) üretilen yapıda elemanların görünümü.



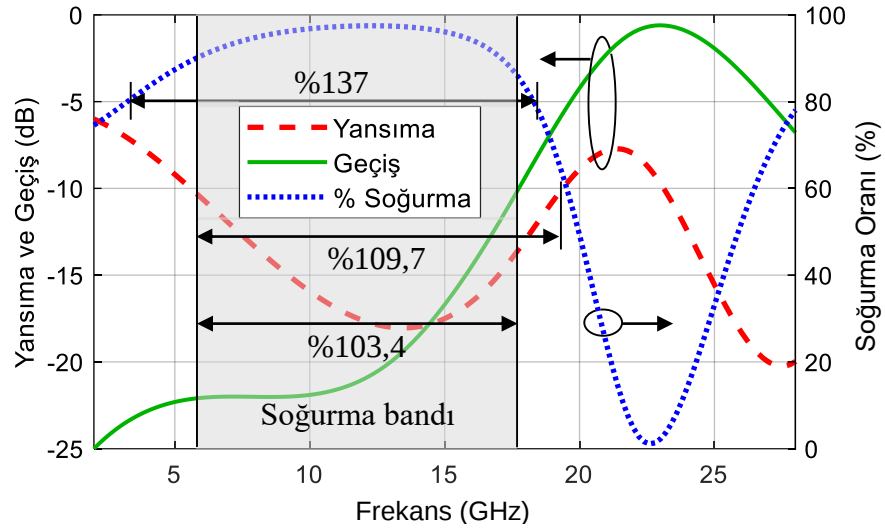
Şekil 1.16. Ara iletim bantlı üç boyutlu FSR’lerde komplekslik [98]. Birim hücre 2 direnç, 4 kavite rezonatör, 1 ferrit blok içermektedir.

Empedans eşleşmesi sağlanarak iki ayrı frekans bandında geçirgen davranan FSR tasarımları bulunmaktadır [89-91]. İki iletim bantlı bu yapılar üst soğurma bandından yukarıda bir iletim bandına daha sahiptirler. Hatta ikinci iletim bandından daha yukarıda üçüncü bir soğurma bandına sahip FSR tasarımları rapor edilmiştir [90].

Ara iletim bantlı 3-D FSR’ler [92-99] de diğerlerine göre daha kompleksir. Şekil 1.16’daki 3-D yapıda birim hücre 2 direnç, 4 kavite rezonatör ve bir manyetik bloktan oluşmaktadır. Bir metrekarede bu birim hücrelerden yaklaşık 9000 adet bulunmaktadır.

1.3.3. Üst İletim Bantlı Soğurucu Radomlar

Soğurulan bant, radomun iletim frekansından daha aşağıda olduğundan bu tip soğurucu radomlar literatürde AT tipi olarak geçmektedir [100-109]. Böyle örnek bir radomun yansıma, geçiş ve soğurma grafikleri Şekil 1.17’de verilmiştir. Soğurma bandı nispeten düşük frekanslarda bulunduğundan, farksal bant genişliği fazla olmasa da bunun oransal değeri diğer tiplerle karşılaştırıldığında daha yüksek gibi görülmektedir.



Şekil 1.17. Üst iletim bantlı örnek bir soğurucu radomun yansima, geçiş ve soğurma miktarları.

Çizelge 1.4. Üst iletim bantlı ilave devre elemanlı soğurucu radomların yapı ve performanslarının özeti.

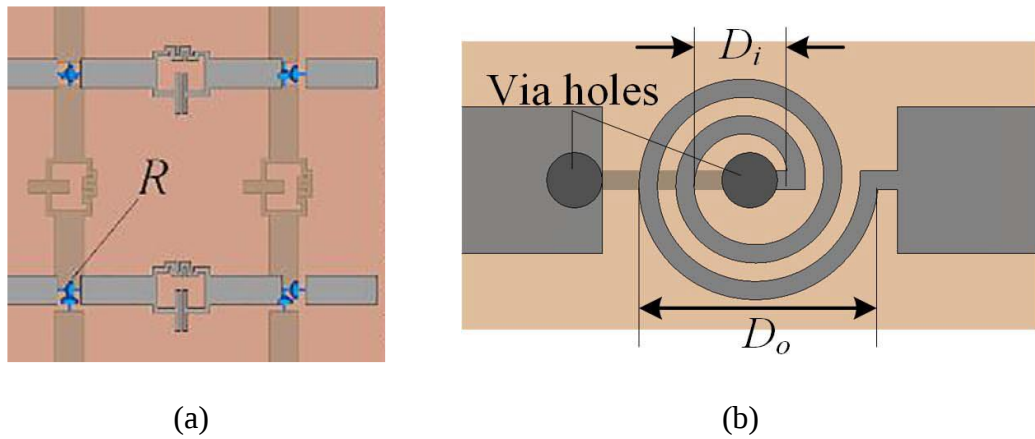
Ref.	rFSS K.S. / El. / Eb.	cFSS K.S./El./Eb.	Kalınlık (mm) / λ_0	Geçiş f_r / kayıp	$(S_{11}, S_{21}) < -10\text{dB}$	Bant Geniş. (GHz)/%B.G	Açıklama
[100]	1 / 4R / 11*11	1 / - / 11*11	4 / 0,28	21 / 0,64	5,43-7 & 13,13-13,5	1,57 / 25,3 & 0,37 / 2,8	Çok yerde $S_{11} > -10$
[101]	1/ 2R / 10*20	1 / - / 20*20	12,5 / 0,39	9,3 / 0,5	2,78-8,1	5,32 / 97,8	
[102]	1/ 2R, 1Cp, 1Lp / 9*19	1 / - / 18*19	12,1 / 0,41	10,2 / 0,15	2,7-8,19	5,49 / 100,8	Tek pol. Ölç. kötü
[103]-1	1 / 2R, 1Cp, 1Lp / 18*9	1 / - / 9*9	10,5 / 0,343	9,8 / 0,2	3,2-8,1	4,9 / 86,7:	Tek pol. Ölç. kötü
[103]-2	1 / 4R, 4Cp, 4Lp / 13,5*13,5	1 / - / 9*9	12 / 0,4	10 / 0,2	3,06-8,5	5,44 / 94,1	5,6-7,7: $S_{11} > -10$, Uyg yok
[104]	2/(1R), (-) / 30*30	1 / - / 30*30	17,16 / 0,32	5,6 / 0,2	2,8-5	2,2 / 56,4	
[105]-1	1/ 3R, 2Cp, 2Lp / 27*9	1 / - / 9*9	14,5 / 0,469	9,7 / 0,4	2,4-7,6	5,2 / 104	Tek pol. Uyg. yok
[105]-2	2/ 2R, 2Cp, 2Lp / 9*9	1 / - / 9*9	14,5 / 0,469	9,7 / 0,5	2,36-8,23	5,87 / 110,9	
[106]-1	1/ 2R, 1PR / 18*9	1 / - / 9*9	6 / 0,255	12,76 / 0,65	6-11,1	5,1 / 59,6:	Tek pol.
[107]	1/ 6R, 6PR / 12*12 (altıgen)	3 / - / 12*12	15,35 / 0,15	10,5 / 0,537	2,4-7,1	4,7 / 98,9	
[108] 116	1 / 4R, 1PR / 14*14	3 / - / 7*7	9,524 / 0,347	9,38 -12,48 / 1	3,9-7,8	3,9 / 66,9	
[109]	2R, 1C, 2CR, 1Die / 10*14*20		20 / 0,443	6,65 / 0,7	1,57-4,5	2,93 / 96,5	Uyg. yok, 3,2-3,6: $S_{11} >$

R: Direnç, C: Kapasitör, L: Endüktör, Cp: Baskılı kapasitör, Lp: Baskılı endüktör, CR: Kavite Rezonatör, PR: Baskılı Rezonatör, Die: Dielektrik.

Soğurulan kısım iletim bandından uzak olduğundan düşük frekanslarda geçiş oldukça düşük (birkaç -10 dB gibi) değerlerdedir. Bu yüzden yansıma -7 dB iken bile %80 soğurma kriteri sağlandığından bant genişliği yüksek (%137) görülür. Oysa (S_{11} , S_{21}) < -10 kriterinde soğurma bandı oranı %103,4 olmaktadır. Bu örnek AT tipi FSR'deki yansımatsız bant oranı ise %109,7 kadardır.

Bu (AT) tip FSR'ler diğerlerine göre daha az ilgi çekmiştir. Literatürde, varikap kullanarak iletim bandı ayarlanabilen veya PIN diyot kullanarak tamamen yok edilebilen bir tasarım henüz tespit edilememiştir. 3-D tasarım çalışması bulunsa da [109] bu deneysel olarak gösterilmemiştir. Çok küçük değerli kapasitör ve endüktör gerektirdiklerinden bunlar pek çok tasarımda baskılı eleman olarak, hatta doğrudan baskılı rezonatör elde edilmiştir.

Şekil 1.18 (a)'da iki yüzeyli birim hücrede dört adet baskılı LC rezonatör bulunmaktadır. Metrekare başına yaklaşık 8000 birim hücre içeren (b)'deki tasarımda [107], hücre başına lehimlenmesi gereken 6 direnç ve 6 baskılı rezonatör olmak üzere toplam 12 eleman bulunmaktadır. Bu durum birim hücrede 24 adet, bir metrekare yüzey için ise 192000 adet lehim işçiliği gerekir. Aynı tasarımda baskılı rezonatör için plakletin arka yüzünde alt yol ve via gerekmesi ve cFSS'in 3 katmanlı olması dikkate alındığında üretim prosesinin zorluğu anlaşılmaktadır.



Şekil 1.18. Yüksek frekanslı paralel rezonans devresi oluşturmak için; a) baskılı kapasitör ve baskılı endüktör [105]-2, b) Paralel R-C gibi davranan baskılı spiral rezonatör [107].

1.4. YÜKLÜ ELEMAN İÇERMİYEN SOĞURUCU RADOMLAR

Geleneksel FSR'lerdeki frekans seçici ve soğurucu yüzeyler milimetrik boyutlarda birim hücrelerden meydana gelmekte olup, lehimlenerek yüklenmiş direnç, kapasitör ve endüktör gibi devre elemanları içerdiklerinden üretimleri zordur. Literatürdeki çoğu FSR böyle tasarlanmıştır [53-109]. Endüktör ve kapasitör etkisi bazen baskılı elemanlarla elde edilebilse de dirençler lehimlenerek yüklenmektedir. Metrekare başına on binlerce hatta yüz binlere varan elemanın lehimlenmesi gerekmektedir.

Bu zorluğu aşmak için özellikle son yıllarda radom yüzeyine gelen elektromanyetik dalganın enerjisini soğuracak eleman yükleme gerektirmeyen alternatif yapı arayışları artmaktadır [110-124]. Önceki yıllarda da böyle çalışmalar yapılsa da temin edilmesi zor malzeme ve yüzeysel direnç değerleri gerektirdiğinden [111] veya üretimi zor FSS yapıları içerdiklerinden [112-115] bunlar deneysel olarak gösterilememiştir [111-114].

Soğurma yapması için yüklenmiş dirençlerden geçen akımlar çok küçük olduğundan bunların yerine, sıvılaştırılmış rezistif malzemeler kullanarak plakalar üzerine doğrudan baskı ile de rezistif elemanlar oluşturulabilir [110-116]. Nikel-fosfor gibi metal alaşımları da dirençli eleman elde etmede kullanılmıştır [117]. Rezistif yüzeylerle yapılan dirençler bazı uygulamalarda iletken FSS elemanlarıyla birlikte kullanılmaktadır [115-117]. Yine piyasada bulunan rezistif kağıt veya filmlerden uygun boyutlarda ve biçimlerde kesilen parçalar bir tabakalar üzerine yapıştırılarak da rFSS elde edilebilir [118-120]. Fakat burada da hizalama problemi vardır ve üretim zordur.

Soğurma için kullanılan tüm rezistif elemanlar ve yapılar elektriksel kayıplı ortamlardır. Diğer bir soğurma yöntemi ise eccosorb veya ferit gibi manyetik kayıplı malzemeler kullanmaktır [121-123]. İletkenliğinden dolayı kayıplı bir madde olan su da soğurma amacıyla kullanılabilir [124]. Lehimle yüklü eleman içermeyen soğurucu radom tasarımları ve soğurma performansları Çizelge 1.5'de özetlenmiştir. Bunların iletim ve soğurma bandının yerleşimine göre tipleri (AT, ATA, TA) de referans numarasıyla birlikte verilmiştir.

Çizelge 1.5. Yüklü devre elemanı içermeyen soğurucu radomların yapıları ve performanslarının özet listesi.

Ref. Tip	rFSS K.S. / El. / Eb.	cFSS K.S./El./Eb.	Kalınlık (mm) / λ_0	Geçiş f_T / kayıp	(S_{11} , S_{21}) < -10dB	Bant Geniş. (GHz)/%B.G	Açıklama
[110] TA	1/ 100 Ω /sq / 9*9	1/ 18*18	4,27 / 0,053	3,7 / 0,8	8-13	5 / 47,6	Uyg. var. Sonuç yok
[111] TA	2/ 693,5 Ω /sq, 165,4 Ω /sq / 5*5	2/ - / 2,5*10	7,4 / 0,0247	1 / 1,9	5,3-20	14,7/ 116,2	Uyg. yok, Tek pol.
[112] TA	1/ 15 Ω /sq / 11*11	1/ 15 Ω /sq / 16,5*16,5	5 / 0,077	4,6 / 0,3	9,72-18	8,28 / 59,7	Uyg. yok
[113] TA	2/ 120 Ω /sq, / 2,2*2,2	7 / - / 2,2*2,2	5,8 / 0,103	5,34 / 0,5	17,3-22,7	5,4 / 27	Uyg. yok
[114] ATA	1/ Grafen / 0,027*0,027	1/ Grafen / 0,027*0,027	0,013 / 0,256	5,9 / 0,2 (THz)	3,5-4,67 & 6,93-8,43	0,72 / 16,7 & 1,5 / 19,5	Rez yüz Uyg. yok
[115] AT	1 / 300 Ω /sq, 4PR / 8*8	1/ - / 8*8	6 / 0,32	16 / 0,15	8,5-13,1	4,6 / 42,56	Rez. Yüz. (grafen)
[116] ATA	1 / 70 Ω /sq / 15*15	1 / - / 15*15	6,14 /	12,26 / 0,74	5,55-8,9 & 15,37-19	3,35 / 46,4 & 3,63 21,1	Rez. Yüz. (grafen)
[117] AT	1 / (Ni-P) / 11*11	1 / - / 11*11	11,185 / 0,237	6,36 / 1,36	2,36-5,1	2,74 / 73,5	Met.alaş. yüz Nikel-fosfor
[118] TA	1 / 36 Ω /sq / 11*11	1 / - / 11*11	5,3 / 0,038	2,15 / 1,25	5-12	7 / 82,4	Rezistif film
[119] ATA	1 / 50 Ω /sq / 17*17	1 / - / 17*17	5 / 0,258	15,47 / 1,7	7-10,5 & 24-30	3,5 / 40 & 6 / 22,2/	Rezistif film
[120] TA	4 / 100 Ω /sq / 8*8	2 / - / 8*8	12 / 0,32	8 / 2	16,5-27	10,5 / 48,3	Rezistif film
[121] TA	1 / Many. film /-	1 / - / 18*18	1,5+d _{film}	2 / 1,3	5,76-8,47	2,71 / 38,1	Manyetik film
[122] ATA	3 / 3 eccosorb, / 10*10	1 / 1PR / 10*10	14 / 0,28	6,3 / 0,8	1,46-4,77 & 7,23-12,31	3,31 / 106,3 & 5,08 / 52	Manyetik malzeme 3D
[123] ATA	1 / Many. malz / 10*16	1 / 1PR / 16*16	12,5 / 0,246	5,9 / 0,62	2,48-4,64 & 6,98-11,75	2,16/60,64& 4,77/50,87	Manyetik malzeme 3D
[124] TA	1 / su /20*20	1 / - / 20*20	5,4 / 0,101	5,63 / 0,55	8,57-14,88	6,3 / 53,76	Biçimli su 3D

PR: Baskılı Rezonatör

1.5. ÇALIŞMANIN HEDEFİ VE YÖNTEMİ

Bu çalışmada lehimle eleman yüklemesi gerektirmeyen, kolayca elde edilebilir desenlere sahip, özel malzeme gerektirmeyen, dış yüzeyinde FSS bulunmayan, mekanik dayanımı yüksek, üretimi kolay, soğurma bandı geniş ve kullanılabilir bir soğurucu radom için duvar yapısı tasarlanmış ve üretilmiştir. Bu radom duvarı dört dielektrik tabakadan meydana gelmekte olup bunların her bir birleşim yüzeyinde bir rFSS bulunmaktadır. Rezistif yüzeyin önceki çalışmalarda olduğu gibi dış kısımda bulunması tasarım kolaylığı sağlasa da, çevresel şartların tahrip edici etkisinden

korumak için tüm rezistif yüzeyler radom duvar yapısı içinde bırakılmıştır. Radomun antene bakan iç yüzeyinde ise bir cFSS bulunmaktadır.

Daha önce yapılmış soğurucu radom tasarımlarının bazılarında radomu tanımlayan metrik değerlerin hangi yöntemle belirlendiği açıklanmamıştır. Bazılarında ise sadece FSS'in eşdeğer devresindeki eleman değerleri optimize edilmiştir. Eleman değerleri ile radom ve FSS'i tanımlayan parametreler arasında bir bağıntı elde edilmeden yapılan optimizasyonla bulunan değerler gerçekte sağlanamamaktadır. Bu yüzden FSS'lere L, C veya rezonatörler ilave etmek gerekmektedir.

Bu çalışmada hedeflenen karakteristiğe sahip radom için tabaka kalınlıkları ve FSS paternlerindeki eleman ebatları gibi büyüklüklerin nasıl tespit edileceğini açıklayan bir yöntem ortaya konmaktadır. Önerilen yöntem özetle şu aşamalardan meydana gelmektedir:

- CST Microwave Studio ile yapılan simülasyon sonuçlarından elde edilen yansıma değerlerini kullanarak, tabakalar arasında bulunan rFSS'lerin ve yüzeyindeki cFSS'in tek başına göstereceği empedansın belirlenmesi.
- Eğri uydurma yöntemiyle bu empedansların seri ve paralel RLC eşdeğer devre eleman değerlerinin belirlenmesi.
- FSS patern elemanlarının olası fiziksel büyüklük değerlerine karşılık eşdeğer devredeki her bir eleman için değer setlerinin hazırlanması.
- Tüm yapının yansıma ve geçiş katsayılarının dielektrik tabaka ve FSS'leri tanımlayan değerlere bağlı fonksiyonlar olarak ifade edilmesi.
- Hedeflenen geçiş ve yansıma katsayılarına göre sistem parametre değerlerinin multiobjective optimizasyonla belirlenmesi.
- Sonuçların gerçekleştirilebilir değerlerle revize edilmesi ve CST simülasyonu ile doğrulanması.

Yapılmış soğurucu radom çalışmalarının çoğunda birer adet rFSS ve cFSS kullanılmış olup, yansıma ve geçiş katsayıları ABCD karakteristik matrisi kullanılarak hesaplanmıştır. Katman sayısı ve FSS arttıkça karakteristik matris sayısı da arttığından analiz yapmak zorlaşmaktadır. Literatürde, FSS bulunan bir yüzeyden geçişi doğrudan

hesaplama da kullanılabilecek bir bağıntıya rastlanmamıştır. Bu çalışmada rezistif veya iletken FSS'ler içeren bir yapının yansıma ve geçişini sadece empedanslar üzerinden hesaplayan kolay ve kullanışlı yeni bir formülasyon ve yöntem sunulmaktadır. Bu sayede istenen sayıda katman ve FSS içeren bir yapının analizi, son katmandan başlanıp geriye doğru adım adım kolayca yapılabilir.

1.5.1. Çalışmanın Organizasyonu

Bölüm 2'de katmanlı yapılarda normal ve eğik geliş için yansıma ve geçiş katsayılarının hesabında kullanılacak bağıntılar elde edilmiştir. Bölüm 3'de ise önce dielektrik tabaka ve FSS içeren yapıların simülasyon sonuçlarından yararlanarak FSS'in tek başına gösterdiği empedansın elde edilme yöntemi ve sonra da bu empedans kullanılarak dik ve eğik gelişte yansıma ve geçişin hesaplanabileceği bir yöntem tanıtılmıştır. Bölüm 4'te rFSS'in ve Bölüm 5'de cFSS'in hücre ve patch ebadına bağlı olarak eşdeğer devre elemanlar setleri hazırlanmış ve bu değerlere dielektrik sabiti ve yüzey direncinin etkisi belirlenmiştir. Böylece ebatlar ve elektriksel parametrelerle yansıma ve geçiş katsayısı arasında bir fonksiyon tanımlanmış ve ebat değişkenleri hedefe bağlı olarak Bölüm 6'da optimize edilmiştir. Bölüm 7'de bu FSS'lerin üretilme biçimleri ve test yöntemleri açıklanmıştır. Üretilen yapının tanıtılan yöntemle, simülasyonla ve ölçümle elde edilen yansıma ve geçiş değerleri Bölüm 8'de verilmiş ve tartışılmıştır.

BÖLÜM 2

ÇOK KATMANLI YAPILARDA EMPEDANS, YANSIMA VE GEÇİŞ HESABI

Geniş bant geçirgen veya geniş bant soğurucu yapıdaki tüm yapılar empedans uygunluğu sağlamak amacıyla birden fazla katmandan oluşturulur. Düzlemsel elektromanyetik dalga böyle yapılarla karşılaşınca yapının gösterdiği empedansa bağlı olarak bir kısmı geri yansırken bir kısmı da katmanlı yapı içinde yayılmaya devam eder. Katmanlı yapının giriş kısmındaki empedansa tüm katmanların kalınlık, dielektrik geçirgenlik ve manyetik geçirgenliğinin etkisi vardır.

Bu kısımda frekans seçici yüzey içermeyen çok katlı yapılar incelenecektir. Önce ileri yayılan ve yansıyan dalgaların elektrik ve manyetik alan bileşenleri için sınır koşulları göz önüne alınarak normal gelişte empedans, yansıma ve geçiş hesabında kullanılacak bağıntılar elde edilecektir. Daha sonra ise eğik gelişte polarizasyona göre bu bağıntılar yeniden değerlendirilecektir.

2.1. NORMAL GELİŞ

Normal gelişte elektromanyetik dalganın ilerleme yönü, arayüzey düzleminin normaliyle aynı doğrultudadır. Yani düzlemsel dalga arayüzeye tam dik gelmektedir. Çoğu zaman dielektrik tabakalar kayıpsız veya çok düşük kayıplı olmakla birlikte burada en genel hal göz önünde bulundurulacaktır. Kayıplı malzemelerde dielektrik geçirgenlik kompleks olup sanal kısmı kayıp oranını temsil etmektedir. ϵ_0 boşluğun dielektrik geçirgenliği, ϵ_r malzemenin dielektrik sabiti, σ iletkenlik, ω açısal hız olmak üzere bir katmandaki malzemenin kompleks dielektrik geçirgenliği ve reel ve sanal kısımları aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'', \quad \varepsilon' = \varepsilon_0 \varepsilon_r, \quad \varepsilon'' = \frac{\sigma}{\omega} \quad (2.1)$$

Eğer katmanlardaki malzeme manyetik malzeme ise bağıl manyetik geçirgenliği μ_r 1'den farklı olur. Bu durumda μ_0 boşluğun manyetik geçirgenliği olmak üzere malzemenin manyetik geçirgenliği;

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.2)$$

olarak yazılabilir. Bu malzeme içinde yayılan dalga için dalga sayısı veya faz sabiti de denenen yayılma sabiti k aşağıdaki gibi ifade edilir.

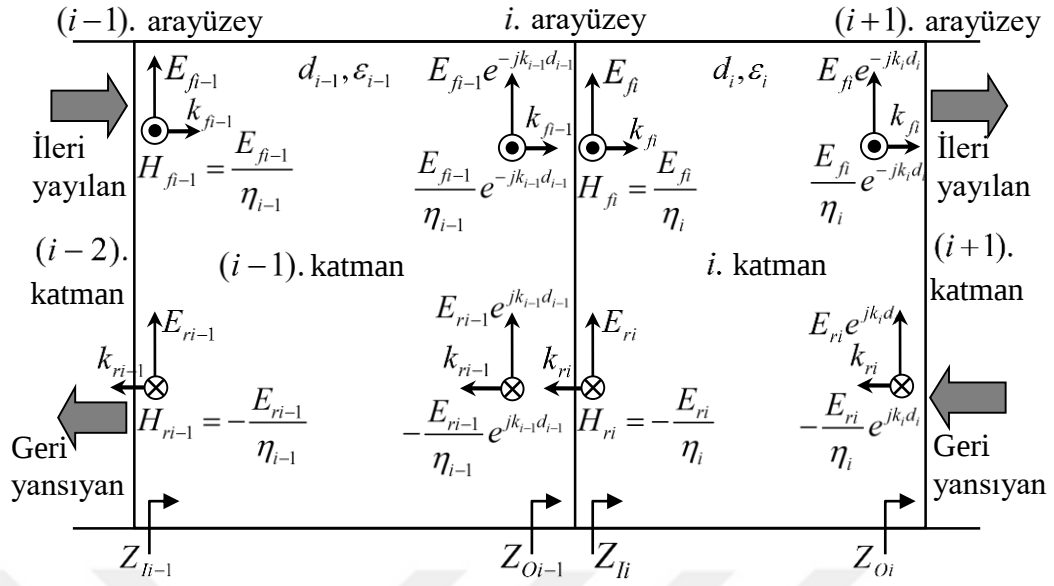
$$k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} \quad (2.3)$$

Malzemenin karakteristik empedansı veya öz empedansı aşağıdaki gibidir.

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (2.4)$$

Çok katmanlı yapılarda elektromanyetik dalganın ileri yayılan ve geri yansıyan bileşenlerinin yönleri için Şekil 2.1 göz önüne alınmıştır. Eğer $\eta_i < Z_{ii}$ ise ileri yayılan elektrik alan bileşeni ile yansıyan eş fazlı, manyetik alan bileşenleri ters fazlı iken, $\eta_i > Z_{ii}$ ise tam tersidir. Alanların sadece teğet bileşenleri göz önüne alınmıştır. Denklemlerde i . katman ve i . arayüzey referans alınmıştır. Gösterimde ileri yayılan dalgalar için f , geri yayılanlar için r indisi kullanılmıştır. İleri yayılan dalga yönüne göre, bir katmanın giriş kısmındaki dalga bileşenleri için I , çıkış kısmındakiler için ise O indisini kullanarak i . katmandaki dalganın ileri yayılan ve geri yansıyan elektrik alan ve manyetik alan bileşenleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$E_{Ifi} = E_{fi}, \quad E_{Ofi} = E_{fi} e^{-jk_i d_i}, \quad H_{Ifi} = \frac{E_{fi}}{\eta_i} e, \quad H_{Ofi} = \frac{E_{fi}}{\eta_i} e^{-jk_i d_i} \quad (2.5)$$



Şekil 2.1. Çok katmanlı yapılarda elektromanyetik dalganın ileri yayılan ve geri yansıyan bileşenlerinin yönleri ve empedanslar. Polarizasyon: TM.

$$E_{Iri} = E_{ri}, \quad E_{Ori} = E_{ri} e^{jk_i d_i}, \quad H_{Iri} = -\frac{E_{ri}}{\eta_i}, \quad H_{Ori} = -\frac{E_{ri}}{\eta_i} e^{-jk_i d_i} \quad (2.6)$$

2.1.1. Katmanlı Yapılarda Empedans Hesabı

Herhangi bir noktadaki empedans o noktadaki toplam elektrik alanının toplam manyetik alana oranı olduğundan i . katmanın giriş ve çıkış kısımlarındaki Z_{li} ve Z_{oi} empedansları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Z_{li} = \frac{E_{liToplam}}{H_{liToplam}} = \frac{E_{lfi} + E_{lri}}{H_{lfi} - H_{lri}}, \quad Z_{oi} = \frac{E_{oiToplam}}{H_{oiToplam}} = \frac{E_{ofi} + E_{ori}}{H_{ofi} - H_{ori}} \quad (2.7)$$

$$Z_{li} = \frac{E_{fi} + E_{ri}}{\frac{E_{fi}}{\eta_i} - \frac{E_{ri}}{\eta_i}}, \quad Z_{oi} = \frac{E_{fi} e^{-jk_i d_i} + E_{ri} e^{-jk_i d_i}}{\frac{E_{fi} e^{-jk_i d_i}}{\eta_i} - \frac{E_{ri} e^{-jk_i d_i}}{\eta_i}} \quad (2.8)$$

Düzlemsel dalga durumunda bir arayüzeyin her iki tarafındaki elektrik ve manyetik alan bileşenleri yüzeye teğettir. Eğer bu arayüzeyde FSS bulunmuyorsa arayüzeyin her iki tarafındaki toplam elektrik ve manyetik alan bileşenleri birbirine eşit olur. Bu durum bir arayüzeyin her iki tarafındaki empedansın da eşit olacağı anlamına

geldiğinden bu empedanslar için aynı gösterim kullanılabilir. Yani $Z_{Ii} = Z_{O(i-1)} = Z_i$ ve $Z_{Oi} = Z_{I(i+1)} = Z_{i+1}$ yazılabilir. Yukarıdaki ifadenin iki kısmından birinde elektrik alan bileşenlerinden biri çekilerek diğerinde yerine yazılıp gerekli düzenlemeler yapılırsa i . arayüzeyden görünen Z_i empedansı, $(i+1)$. arayüzeyinden görülen Z_{i+1} empedansı cinsinden;

$$Z_i = \eta_i \frac{Z_{i+1} + j\eta_i \tan(k_i d_i)}{\eta_i + jZ_{i+1} \tan(k_i d_i)} \quad (2.9)$$

şeklinde elde edilir. Empedans hesaplamaya son katmandan başlanır ve geriye doğru ilk katman girişine kadar devam edilir. Son katman çıkışındaki empedans boşluğun karakteristik empedansı $\eta_0 = 377 \, \Omega$ (veya normalizeli değer kullanılarak $1 \, \Omega$) alınarak hesaplamaya başlanır. Birinci katmanın giriş yüzeyinde meydana gelen geri yansıma, buradaki empedans yardımıyla belirlenir.

2.1.2. Katmanlı Yapılarda Yansıma Hesabı

Bir yüzeydeki yansıma, o noktadan yayılma yönünde görülen empedans ve dalganın geldiği ortamın öz empedansı üzerinden hesaplanabilir. Burada göz önüne alınan çok katmanlı yapı için geliş ortamı hava ve dalganın karşılaştığı empedans 1. katmanın giriş kısmındaki empedanstır.

$$\Gamma = \frac{Z_1 - \eta_0}{Z_1 + \eta_0} \quad (2.10)$$

Yansıma hesaplamada bir başka yöntem ise, çıkıştan girişe doğru tüm arayüzeylerde meydana gelen yansımaları sırasıyla hesaplamaktır. i . ve $(i+1)$. arayüzeylerdeki yansımalar, yansıyan elektrik alan bileşeninin gelen alan bileşenine oranı olarak;

$$\Gamma_i = \frac{E_{ri-1} e^{jk_{i-1} d_{i-1}}}{E_{fi-1} e^{-jk_{i-1} d_{i-1}}}, \quad \Gamma_{i+1} = \frac{E_{ri} e^{jk_i d_i}}{E_{fi} e^{-jk_i d_i}} \quad (2.11)$$

şeklinde ifade edilebilir. Arayüzeylerdeki yansıma ve geçişleri hesaplamada kullanılacak bir bağıntı elde etmek için, sınır koşullarından yararlanılır. i . arayüzeyin her iki tarafındaki toplam elektrik ve manyetik alanlar birbirine eşittir.

$$E_{fi} + E_{ri} = E_{fi-1}e^{-jk_{i-1}d_{i-1}} + E_{ri-1}e^{jk_{i-1}d_{i-1}} \quad (2.12)$$

$$\frac{E_{fi}}{\eta_i} - \frac{E_{ri}}{\eta_i} = \frac{E_{fi-1}e^{-jk_{i-1}d_{i-1}}}{\eta_{i-1}} - \frac{E_{ri-1}e^{jk_{i-1}d_{i-1}}}{\eta_{i-1}} \quad (2.13)$$

Bu sınır koşulları denklemlerinin birinde E_{fi} çekilip diğerinde yerine yazılarak gerekli düzenlemeler yapılırsa i . yüzeydeki yansıma $(i+1)$. yüzeydeki yansıma cinsinden aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\Gamma_i = \frac{\rho_i + \Gamma_{i+1}e^{-j2k_id_i}}{1 + \rho_i\Gamma_{i+1}e^{-j2k_id_i}}, \quad \rho_i = \frac{\eta_i - \eta_{i+1}}{\eta_i + \eta_{i+1}} \quad (2.14)$$

ρ Fresnel yansıma katsayısıdır. En son hesaplanan 1. katman girişindeki (1. arayüzey) yansıma tüm yapının yansıması olmaktadır. Yani $\Gamma = \Gamma_1$ yazılabilir. Yansıma değerlerinin desibel cinsinden ifade edilmesi daha yaygın bir kullanımdır.

$$\Gamma_{dB} = 20 \log \Gamma \quad (2.15)$$

2.1.3. Katmanlı Yapılarda Geçiş Hesabı

n katmanlı bir yapıda $n+1$ adet arayüzey vardır. Tüm yapı için geçiş hesaplanırken her bir katmandan ve arayüzeyden geçiş hesaplanmalıdır. i . katman boyunca geçiş, katman çıkışındaki ileri yayılan elektrik alan bileşeninin giriştekine oranıdır.

$$T_{d_i} = \frac{E_{Of_i}}{E_{If_i}} = \frac{E_{fi}e^{-jk_id_i}}{E_{fi}} \quad (2.16)$$

$$T_{d_i} = e^{-jk_id_i} \quad (2.17)$$

olarak yazılabilir. Bir arayüzeyden geçiş ise sonraki katman girişindeki ileri yayılan elektrik alanın önceki katman çıkışındakine oranıdır.

$$T_{s_i} = \frac{E_{Ifi}}{E_{Ofi-1}} = \frac{E_{fi}}{E_{fi-1} e^{-jk_{i-1}d_{i-1}}} \quad (2.18)$$

Yukarıda yazılan sınır koşulları bağıntılarından birinde yansıyan elektrik alan ifadesini çekip diğerinde yerine yazarak gerekli düzenlemeler yapılırsa, bu arayüzeyden geçiş aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_{s_i} = \frac{Z_i + \eta_i}{Z_i + \eta_{i-1}} \quad (2.19)$$

Bir yüzeydeki geçişi yansıma cinsinden hesaplamak bazen kolaylık sağlar. Bunun için kullanılacak bağıntı, yine sınır koşullarından aşağıdaki gibi elde edilir.

$$T_{s_i} = \frac{1 - \rho_i \Gamma_i}{1 - \rho_i} \quad (2.20)$$

Tüm yapı için geçiş hesaplarırken, giriş ve çıkış arayüzeyleri de dahil olmak üzere tüm arayüzey geçişleri ve katman geçişleri hesaplanır ve bunların çarpımı alınır.

$$T = \prod_{i=1}^{n+1} T_{s_i} T_{d_i} = \prod_{i=1}^{n+1} \frac{Z_i + \eta_i}{Z_i + \eta_{i-1}} e^{-jk_i d_i} \quad (2.21)$$

n katmalı bir yapı için yukarıdaki bağıntıda ortaya çıkan η_0 ve η_{n+1} elektromanyetik dalganın geldiği ve son katman çıkışındaki ortamların öz empedanslarıdır. Özel bir durum yoksa bu ortamların her ikisi de hava alınır. Yine bu bağıntıda gerçekte yapı içinde olmayan k_{n+1} ve d_{n+1} ifadeleri ortaya çıkar. k_{n+1} yayılma sabiti yine hava için hesaplanır. $(n+1)$. katman kalınlığı $d_{n+1} = 0$ alınmalıdır. Geçişin desibel cinsinden değeri ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$T_{dB} = 20 \log T \quad (2.22)$$

2.2. EĞİK GELİŞ

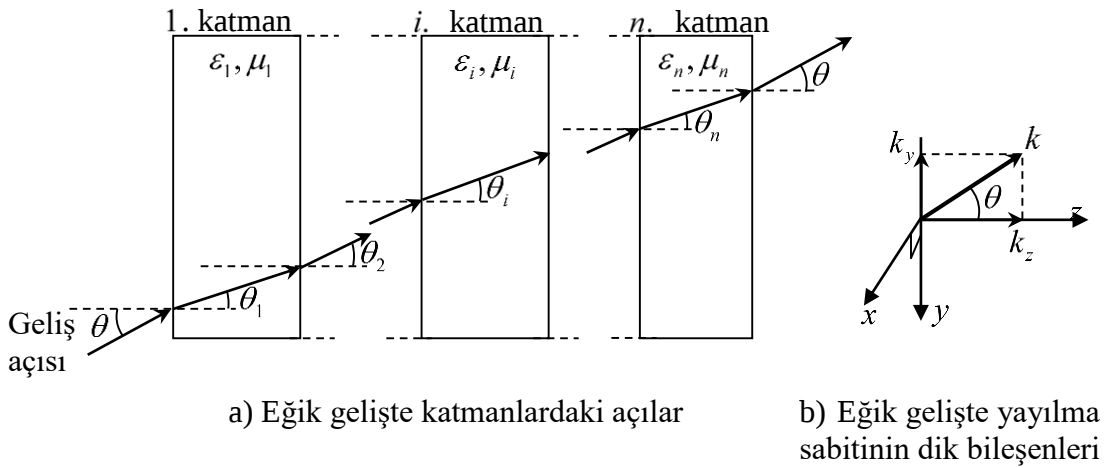
Eğik geliş elektromanyetik dalganın karşılaştığı düzlemin normaliyle aynı doğrultuda olmamasıdır. Bu bölümde eğik gelişte empedans, yansıma ve geçişin hesaplanması incelenecektir. Şekil 2.2’de çok katmanlı bir yapıya θ açısıyla gelen dalganın katmanlardaki yayılma açıları ve yayılma sabitinin dik bileşenleri gösterilmiştir.

Katmanlardaki yayılma açısı Snell kırılma yasasıyla belirlenebilir. Açının sinüsü ile kırılma indisinin çarpımı her katmanda aynıdır. Kırılma indisi katmanın bağıl elektrik ve manyetik geçirgenliğinden elde edilebilir.

$$n_i = \sqrt{\varepsilon_{ri} \mu_{ri}} \quad (2.23)$$

n_0 geliş ortamının kırılma indisi olmak üzere Snell kırılma yasayı ve yayılma açıları aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\theta_i = \sin^{-1} \left(\frac{n_0 \sin \theta}{n_i} \right) \quad (2.24)$$



Şekil 2.2. Çok katmanlı yapıda eğik geliş durumunda ileri yayılan dalganın katmanlar içindeki açıları ve yayılma katsayısının dik bileşenleri.

Empedans, yansıma ve geçiş hesaplamalarında kullanılan bağıntılardaki yayılma sabiti yerine, eğik gelişte yüzey normaliyle aynı doğrultuda olan k_z kullanılır. $k_z = k \cos \theta$ olduğundan hem TE hem de TM polarizasyon için her tabakanın yayılma sabiti aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$k_i^{TE, TM} = \omega \sqrt{\epsilon_i \mu_i} \cos \theta_i \quad (2.26)$$

2.2.1. Polarizasyona Göre Eğik Geliş

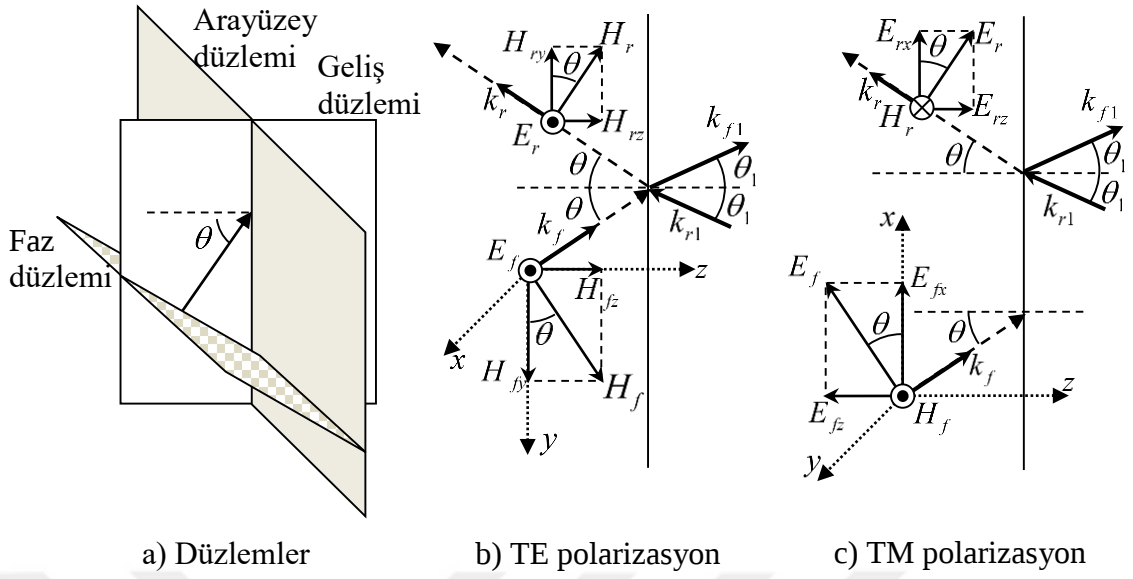
Normal gelişte hem elektrik alan hem de manyetik alan tabaka yüzeyine paralel olduğundan bu durum enine (Transverse) Elektromanyetik (TEM) polarizasyon olarak adlandırılır. Eğik gelişte ise bu bileşenlerin biri yine enine (paralel) kalırken diğerinin hem enine hem de boyuna (dik) bileşeni bulunmaktadır. Eğer elektrik alan arayüz düzlemine paralel ise TE polarizasyon olarak adlandırılmaktadır. Bu durumda elektrik alan geliş düzlemine dik olduğundan bu bazen dikey polarizasyon olarak da adlandırılmaktadır. Manyetik alan arayüz düzlemine paralel olursa buna TM polarizasyon denir. Bu durumda elektrik alan geliş düzlemine paralel olduğundan buna bazen paralel polarizasyon da denmektedir.

Normal gelişte elektrik alan x , manyetik alan y yönünde olunca bunların oranı olan empedans z yönündedir.

$$Z_z = \frac{E_x}{H_y} \quad (2.27)$$

Bu, eğik geliş durumunda da geçerlidir. TE polarizeli dalgada E zaten x yönünde iken, H hem y hem de z yönünde bileşene sahiptir. Ortamın öz empedansı hesaplanırken bu bileşenlerden sadece y yönünde olan kullanılır. $H_y = H \cos \theta$

$$\eta_z = \frac{E_x}{H_y} = \frac{E}{H \cos \theta} \quad (2.28)$$



Şekil 2.3. Eğik gelişte dalganın düzlemlere göre durumu, polarizasyona göre ileri yayılan ve geri yansıyan dalgaların yönleri.

$$\eta^{TE} = \frac{\eta}{\cos \theta} \quad (2.29)$$

TM polarizeli dalgada H alanı y yönünde olurken E 'nin hem x hem de z yönünde bileşeni vardır. $E_x = E \cos \theta$ alınarak ortamın öz empedansı;

$$\eta_z = \frac{E_x}{H_y} = \frac{E \cos \theta}{H} \quad (2.30)$$

$$\eta^{TM} = \eta \cos \theta \quad (2.31)$$

olarak elde edilir. Eğik gelişte empedans, yansıma ve geçiş hesabında yayılma sabiti ve öz empedanslardan başka değişiklik yoktur. Daha önce türetilen Z_i , Γ_i , ρ_i , T_{di} , T_{si} bağıntıları, eğik gelişte belirlenen $k^{TE, TM}$, η^{TE} ve η^{TM} ile birlikte kullanılabilir.

BÖLÜM 3

FSS İÇEREN YAPILARDA EMPEDANS, YANSIMA VE ÇEÇİŞ HESABI

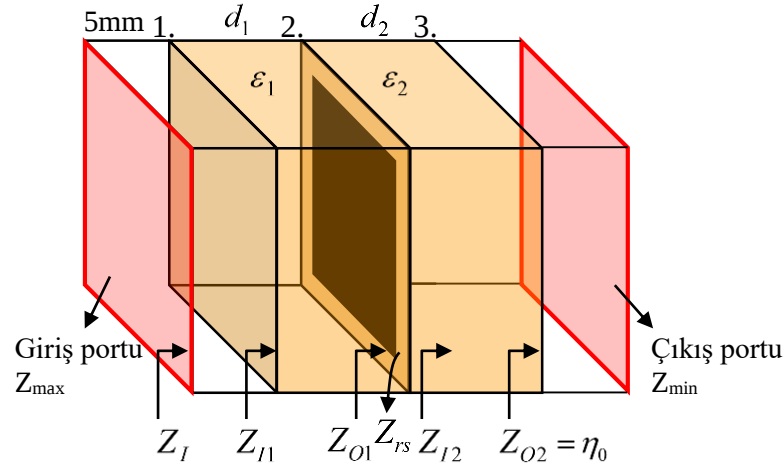
Frekans seçici yüzey, yalıtkan bir alt tabakanın üzerinde iletken veya rezistif elemanlardan periyodik olarak birim hücreler halinde oluşturulmuş özel biçimli desenlerden meydana gelir. FSS uygulamalarında önemli olan, yapının alt tabaka olarak kullanılan dielektriklerle birlikte karakteristiğini elde edebilmektir. Literatürde bu hedefe yönelik çok sayıda çalışma ve yöntem önerisi mevcuttur. Bizim çalışmada uzun simülasyon gerektiren bu yöntemler yerine cFSS veya rFSS'in empedansını belirlemede doğrudan matematiksel yöntem değil bilgisayar simülasyon sonuçları kullanılmıştır.

3.1. SİMÜLASYON SONUÇLARINDAN FSS EMPEDANSI HESABI

FSS içeren bir yapının CST Microwave Studio yazılımıyla yapılan simülasyon sonuçlarında elde edilen yansıma (S_{11}) değerleri kullanılarak yapının giriş empedansı hesaplanabilir. Bu empedans kullanılarak da yapı içindeki bir FSS'in tek başına gösterdiği empedans belirlenebilir.

3.1.1. Rezistif FSS Empedansının Belirlenmesi

Empedansı belirlenecek örnek rezistif yüzeyin birim hücresi Şekil 3.1'de gösterildiği gibi, iki dielektrik tabaka arasında bulunmakta ve bir kare patch elemandan oluşmaktadır. Tabakaların arayüzeyinde bulunan Z_{rs} empedansı, 1. katmanın çıkışındaki Z_{O1} ve 2. katmanın girişindeki Z_{I2} empedanslarından elde edilebilir. Çünkü Z_{O1} empedansı Z_{rs} ve Z_{I2} empedanslarının paralel eşdeğeridir. İkinci tabakanın girişindeki Z_{I2} empedansı, (2.9) denklemi kullanılarak belirlenebilir. Bu



Şekil 3.1. CST Microwave Studio yazılımında iki dielektrik tabaka arasındaki bir rFSS'in empedansının belirlenmesinde kullanılan birim hücre yapısı.

çalışmada tüm empedans değerleri, boşluğun karakteristik empedansı olan 377 ile normalize edilerek kullanıldığından, şekildeki yapının çıkış kısmındaki empedans $Z_{O2} = \eta_0 = 1 \, \Omega$ olur. Dielektrik tabakalar manyetik malzeme olmadığından ($\mu_r = 1$) normalizeli karakteristik empedans $\eta = 1/\sqrt{\epsilon_r}$ bağıntısıyla belirlenebilir.

CST Microwave Studio yazılımındaki birim hücre yapılarında $Z_{\max}$ ve $Z_{\min}$ portları varsayılan olarak tanımlıdır ve birim hücreden 5 mm uzakta alınmıştır. Hesaplanan yansıma ($\Gamma = S_{11}$) kaynak olarak aldığımız $Z_{\max}$ portundaki değerlerdir. Buradan yapının girişindeki Z_I empedansı, yansıma ve boşluğun karakteristik empedansı cinsinden aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$Z_I^{TE, TM} = \eta_0 \frac{1 + \Gamma^{TE, TM}}{1 - \Gamma^{TE, TM}} \quad (3.1)$$

Çıkış kısmındaki empedansı bilinen bir katmanın girişindeki empedans (2.9) bağıntısıyla elde edilmektedir. Burada ise bir katmanın girişindeki empedans bilinirken çıkışındaki empedansın belirlenmesi gerekmektedir. Söz konusu bağıntıdan çıkıştaki empedans aşağıdaki gibi elde edilebilir.

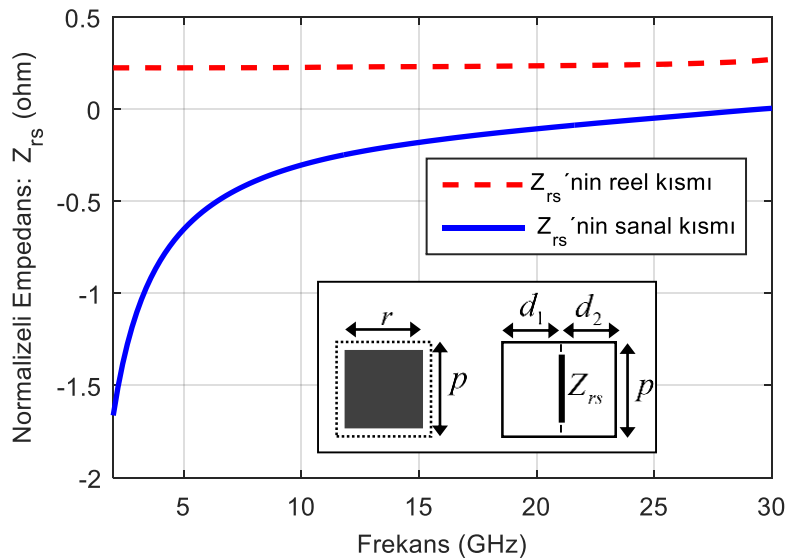
$$Z_{i+1}^{TE, TM} = \eta_i^{TE, TM} \frac{Z_i^{TE, TM} - j\eta_i^{TE, TM} \tan(k_{zi} d_i)}{\eta_i^{TE, TM} - jZ_i^{TE, TM} \tan(k_{zi} d_i)} \quad (3.2)$$

Bu bağıntı kullanılarak önce $Z_{I1}^{TE, TM}$, sonra da bu kullanılarak $Z_{O1}^{TE, TM}$ hesaplanır. Daha önce belirlenen Z_{I2} ve Z_{O1} kullanılarak $Z_{rs}^{TE, TM}$ aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\frac{1}{Z_{rs}^{TE, TM}} = \frac{1}{Z_{O1}^{TE, TM}} - \frac{1}{Z_{I2}^{TE, TM}} \quad (3.3)$$

3.1.2. Örnek Bir rFSS Empedansının Tespiti

Anlatılan yöntem uygulanarak örnek bir rFSS'in empedansı belirlenecek, sonraki bölümde ise bu empedans çak katlı yapının yansıma ve geçiş hesabı için kullanılacaktır. Örnek rFSS'in periyodikliği 5 mm olup orta kısmında 4 mm ebatlı, yüzey direnci 50 Ω /sq olan kare rezistif patch bulunmaktadır. Her iki taraftaki dielektrik tabakaların bağıl elektrik geçirgenlik 4 olup kalınlıkları 3 mm alınmıştır. FSS birim hücre biçimi ve hesaplama için göz önüne alınan yapının kesiti Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Rezistif FSS birim hücre yapısı ve dielektrik tabakalar arсындаyken gösterdiği empedans.

Önce bu yapının CST Microwave Studio simülasyonu ile yansıma katsayıları elde edilmiştir. Arayüzeyin sağ tarafından görülen Z_{I2} empedansı (2.9)'da $Z_{i+1} = 1$ kullanarak bulunur. CST simülasyonu sonucunda elde edilen yansıma katsayıları kullanılarak önce (3.1) ile $Z_{\max}$ portundaki empedans belirlenmiştir. Sonra da (3.2) bir kez kullanılarak Z_{I1} ve bir kez daha kullanılarak arayüzeyin sol tarafındaki Z_{O1} empedansı bulunur. Bu değerler (3.3) de yerine yazılarak bulunan Z_{rs} empedansının reel ve sanal kısımları Şekil 3.2'de gösterilmiştir.

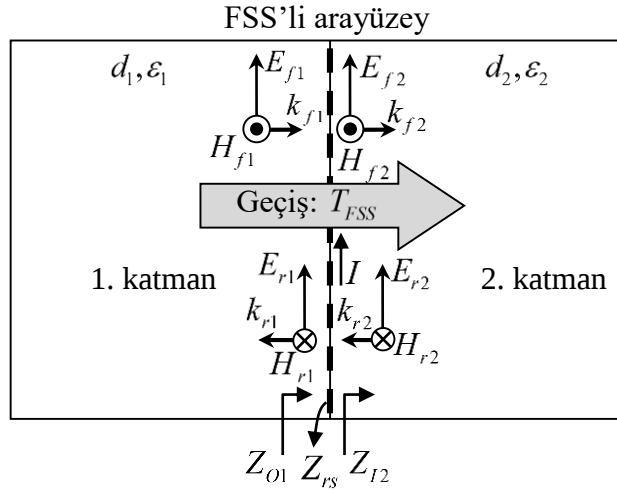
Geniş bant soğurucu radom tasarlarken de kare patch yapılı FSS'ler kullanılacaktır. Elbette loop biçimli patern elemanı karesel olana göre daha fazla bant genişliğine sahiptir [23,44]. Fakat bir loop elemanı periyodiklik, dış çap ve iç çap olmak üzere en az üç parametreyle tarif edilebilirken, karesel eleman sadece iki parametreyle tarif edilebilmektedir. Parametre sayısının az olması, hem bunlara göre belirlenecek eşdeğer devre eleman setlerinin hazırlanmasını hem de yapılacak optimizasyon işlemini kolaylaştırmaktadır. Aksi halde değer setleri üç boyutlu matrise dönüşürken optimize edilecek değişken sayısı yapıdaki toplam FSS sayısı kadar artmaktadır.

3.2. FSS'DEN GEÇİŞİN HESAPLANMASINDA YENİ BİR YÖNTEM

Tüm yapı için geçiş hesabında, hem katmanlar boyunca geçişler, hem de FSS içeren ve içermeyen yüzeylerdeki geçişler hesaplanıp, bunların çarpımı alınmalıdır. Bir katman boyunca geçiş (2.17) denklemiyle, FSS içermeyen yüzeylerdeki geçiş ise (2.19) denklemiyle hesaplanır. Burada rFSS veya cFSS içeren yüzeylerdeki geçişin hesaplanması için sınır koşulları kullanılarak yeni bir bağıntı türetilenektir.

FSS bulunduran yüzeylerdeki geçişi hesaplamak biraz daha karmaşıktır. Şekil 3.3'de FSS'li arayüzeyin her iki tarafındaki $Z_{O1}^{TE, TM}$ ve $Z_{I2}^{TE, TM}$ empedansları, buradaki toplam elektrik alanının toplam manyetik alana oranı olarak, aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$Z_{O1}^{TE, TM} = \frac{E_{f1}^{TE, TM} + E_{r1}^{TE, TM}}{H_{f1}^{TE, TM} - H_{r1}^{TE, TM}}, \quad Z_{I2}^{TE, TM} = \frac{E_{f2} + E_{r2}}{H_{f2} - H_{r2}} \quad (3.4)$$



Şekil 3.3. FSS içeren bir arayüzdeki ileri yayılan ve yansıyan elektrik ve manyetik alan bileşenlerinin yönleri ve empedanslar.

FSS ister iletken ister rezistif olsun, bu yüzeyde I akımı bulunur. Buradaki manyetik alanlar elektrik alanın karakteristik empedansa bölümü olarak yazılıp her iki bağıntıdan yansıyan elektrik alanlar çekilirse;

$$E_{r1} = E_{f1} \frac{Z_{O1} + \eta_{01}}{Z_{O1} - \eta_{01}}, \quad E_{r2} = E_{f2} \frac{Z_{I2} + \eta_{02}}{Z_{I2} - \eta_{02}} \quad (3.5)$$

Yüzey akımından dolayı iki taraftaki manyetik alanın teğet bileşenlerinin toplamı eşit olamazken, yüzeyde yük yoğunluğunu değiştiren kaynak bulunmadığından elektrik alanın teğet bileşenlerinin toplamı eşittir.

$$E_{f1} + E_{r1} = E_{f2} + E_{r2} \quad (3.6)$$

(3.5)'deki yansıyan alan bileşenleri burada yerine yazılıp düzenlenirse arayüzey çıkışındaki E_{f2} 'nin, girişindeki E_{f1} 'e oranı olan geçiş aşağıdaki gibi elde edilir.

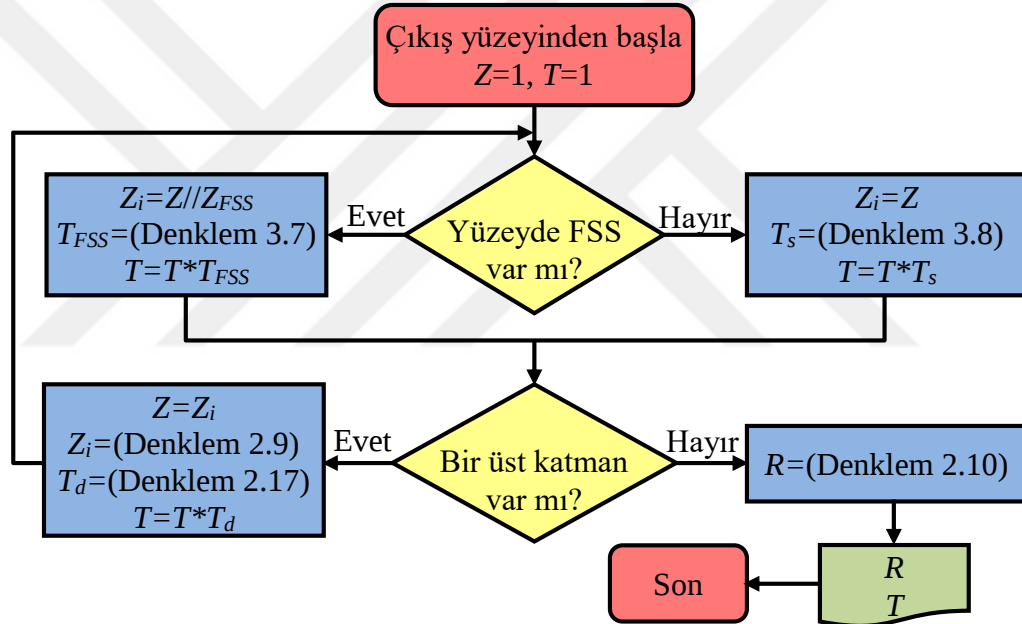
$$T_{FSS} = \frac{Z_{O1}}{Z_{I2}} \frac{Z_{I2} + \eta_2}{Z_{O1} + \eta_1} \quad (3.7)$$

Şekil 3.2'deki yapının giriş ve çıkışındaki arayüzeyler gibi, katmanlı yapıların bazı arayüzeylerinde FSS yoksa burada akım bulunmayacağından manyetik alanın teğet

bileşenlerinin toplamaları da eşit olur. Bu, eklemin her iki tarafındaki empedansların da eşit olacağı anlamına gelir. Bu empedans $Z_{01} = Z_{12} = Z$ ile ifade edilirse yüzeydeki geçişi bulmak için türetilen (3.7) biraz daha basitleşerek;

$$T_s = \frac{Z + \eta_2}{Z + \eta_1} \quad (3.8)$$

haline gelir. Bu (2.19) denklemiyle aynıdır. FSS'ler içeren çok katmanlı yapıların türetilen formüller kullanılarak, önerilen yöntemle geçiş ve yansıma katsayısının hesaplanma adımları Şekil 3.4'deki akış diyagramıyla gösterilmiştir.



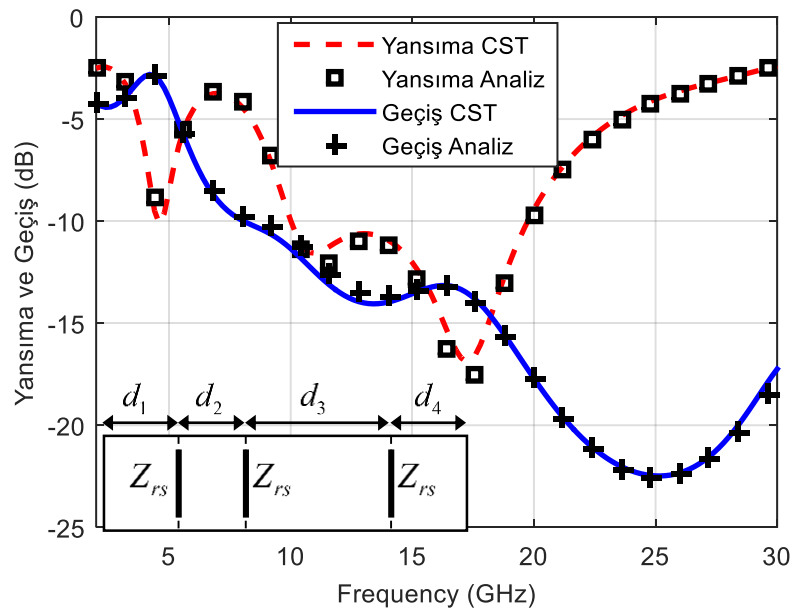
Şekil 3.4. Önerilen yöntemle FSS içeren çok katmanlı yapıların yansıma ve geçiş katsayılarının hesaplanma algoritmasının akış diyagramı.

3.2.1. Önerilen Yöntemin Doğruluğunun Gösterilmesi

Bu bölümde dielektrik tabakalar arasındaki örnek bir rFSS'in anlatılan yöntemle yukarıda belirlenen empedansının doğruluğu ve bu empedans üzerinden yansıma ve geçiş hesabı için önerilen yöntemin geçerliliği gösterilmektedir. Bunun için kesiti Şekil 3.5'de grafik içinde verilen örnek yapı oluşturulmuştur. Kalınlıkları farklı, dielektrik katsayıları aynı ($\epsilon_r = 4$) dört tabakanın her bir arayüzeyinde, empedansı

belirlenen bu rFSS bulunmaktadır. Burada Z_{rs} tabakaların dielektrik katsayılarına bağlı, kalınlığından bağımsız olduğundan her üçü için de Z_{rs} 'in değeri kullanılabilir. Elektromanyetik sinyal kaynağının sol tarafta bulunduğu varsayılmaktadır. Bu yapının her iki dış yüzeyindeki yansımalar farklı olurken (yani $S_{11} \neq S_{22}$) karşılıklı geçişler daima aynıdır (yani $S_{21} = S_{12}$).

Bu çok katlı yapının yansımaya ve geçiş analizi yukarıda tanıtılan yöntemle yapılmış ve elde edilen sonuçlar CST Microwave Studio ile elde edilen simülasyon sonuçlarıyla birlikte Şekil 3.5'de verilmiştir. Sonuçların uyumlu olması tanıtılan yöntemin doğruluğunu göstermektedir. Aradaki en büyük fark 11,4 GHz ve 17,4 GHz frekanslarında yansımaya katsayılarında ortaya çıkmakta olup yaklaşık 1 dB kadardır. Geçiş hesabında ise en büyük fark 10 GHz – 12,5 GHz arasında olup 0,5 dB'den daha azdır. Bu farklar katman arasında modların birleşiminden kaynaklanmakta olup, karakteristiği önemli ölçüde değiştirmediğinden göz ardı edilebilir. Katmanlı yapıların analizinde kullanılan ABCD matrisi yönteminde de bu etki ihmal edilmektedir. Aynı sınır koşulları kullanıldığından kullandığımız yöntem ile ABCD matrisi yöntemi aynı sonuçları vermektedir.



Şekil 3.5. Üç rFSS içeren yapının yansımaya ve geçiş katsayılarının önerilen yöntemle ve CST simülasyonu ile elde edilen sonuçları. $d_1=2,5$ mm, $d_2=2,2$ mm, $d_3=4,8$ mm, $d_4=2,5$ mm.

BÖLÜM 4

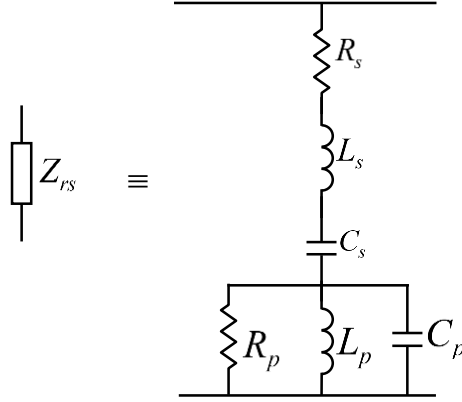
rFSS EŞDEĞER DEVRE VE ELEMANLARININ BELİRLENMESİ

Rezistif FSS basitçe bir seri RC devresiyle modellenebilse de, seri RLC devresiyle daha doğru modellenmektedir. Fakat bu seri RLC eşdeğer devresi de Floquet modların ortaya çıktığı frekans bantlarında yetersiz kalmaktadır. Dar bir bantta empedansın hem reel hem de sanal kısmında hızlı değişimler meydana gelen bu modlar ancak paralel bir RLC devresi ilave edilerek modellenenilmektedir. Her bir Floquet mod diğer tüm devreye seri bağlı paralel bir RLC devresiyle temsil edilebilir. Paralel RLC devresinin rezonans frekansı f_p Floquet mod frekansına karşılık gelmektedir. rFSS empedansı Z_{rs} 'nin tek Floquet modun ortaya çıktığı frekans bandı için eşdeğer devresi Şekil 4.1'de verilmiştir. Kaç Floquet mod ortaya çıkıyorsa o kadar paralel RLC devresi gerekir.

Çalışma bandı içinde büyük oranda seri RLC devresi etkindir. Düşük frekanslardaki değerler daha çok C_s tarafından belirlenirken frekans yükseldikçe L_s etkili olmaya başlamaktadır. Paralel RLC devresinin etkisi, patch ebadı birim hücre ebadından çok küçükken daha fazladır. Her p için paralel rezonans frekansı ortaya çıksa da r 'nin büyük değerleri için ilgilenilen frekans bandının dışında kalmaktadır.

4.1. EŞDEĞER DEVRE EMPEDANSI

Frekans seçici yüzey empedansı Z_{rs} 'nin reel ve sanal kısımlarının frekansla değişimine dikkat edilirse, bu empedansın seri RLC ve ona seri bağlı ayrı bir paralel RLC devresinin empedansına benzediği anlaşılmaktadır. Şekil 4.1'de verilen bu eşdeğer devrenin empedansın reel ve sanal kısımlarının bağıntısı aşağıda elde edilmiştir.



Şekil 4.1. Tek Floquet modun ortaya çıktığı frekans bandı için rezistif FSS'in eşdeğer devresi.

$$Z_{rs} = R_s + j2\pi fL_s + \frac{1}{j2\pi fC_s} + \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j2\pi fL_p} + j2\pi fC_p} \quad (4.1)$$

Bu bağıntıda gerekli düzenlemeler yapılırsa Z_{rs} 'in reel ve sanal kısımları;

$$\text{Re}(Z_{rs}) = R_s + \frac{R_p}{1 + \left(R_p \frac{C_p}{L_p} \left(2\pi fL_p - \frac{1}{2\pi fC_p} \right) \right)^2} \quad (4.2)$$

$$\text{Im}(Z_{rs}) = 2\pi fL_s - \frac{1}{2\pi fC_s} + \frac{\frac{1}{f} - 4\pi^2 fL_p C_p}{\frac{2\pi L_p}{R_p^2} + \frac{1}{2\pi L_p} \left(4\pi^2 fL_p C_p - \frac{1}{f} \right)^2} \quad (4.3)$$

olarak elde edilir.

4.1.1. Eğri Uydurma Yöntemiyle Devre Elemanlarının Belirlenmesi

Bu bölümde, belirlenen empedanstan yararlanarak eşdeğer devre eleman değerlerinin nasıl belirlenebileceği gösterilmiştir. Bunun için eğri uydurma yöntemi kullanılmıştır. Öncelikle reel ve sanal kısımların eğri uydurma işlemine uygun formata getirilmesi gerekir. Floquet modun ortaya çıktığı paralel rezonans frekansında C_p ile L_p arasında;

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (4.4)$$

bağıntısı bulunmaktadır. Buradaki f_p Floquet mod frekansı olup empedansın reel veya sanal kısmı üzerinden doğrudan belirlenebilmektedir. Bu durumda C_p veya L_p 'den biri belli ise diğeri hesaplanabilir. Rezonans frekans denkleminde L_p çekilip reel ve sanal kısımlarda yerine yazılırsa L_p 'den bağımsız denklemler elde edilir.

$$L_p = \frac{1}{4\pi^2 f_p^2 C_p} \quad (4.5)$$

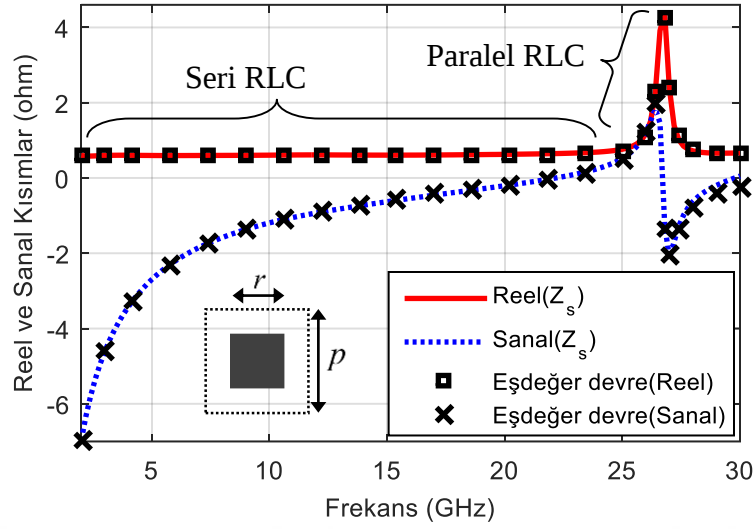
$$\text{Re}(Z_s) = R_s + \frac{R_p}{1 + \left(2\pi R_p C_p \left(f - \frac{f_p^2}{f} \right) \right)^2} \quad (4.6)$$

$$\text{Im}(Z_s) = 2\pi f L_s - \frac{1}{2\pi f C_s} + \frac{\frac{1}{f} - \frac{f}{f_p^2}}{\frac{1}{2\pi C_p f_p^2 R_p^2} + 2\pi C_p f_p^2 \left(\frac{f}{f_p^2} - \frac{1}{f} \right)^2} \quad (4.7)$$

Matematiksel analiz yazılımındaki reel ve sanal kısımları elde etmede kullanılan $\text{Re}(\cdot)$ ve $\text{Im}(\cdot)$ fonksiyonlarıyla aşağıdaki gibi daha kullanışlı ifadeler elde edilebilir. Bu fonksiyonlarla eşdeğer devredeki altı eleman değeri belirlenebilmektedir.

$$\text{Re}(Z_s) = R_s + \text{Re} \left(\frac{1}{\frac{1}{R_p} + j2\pi C_p \left(f - \frac{f_p^2}{f} \right)} \right) \quad (4.8)$$

$$\text{Im}(Z_s) = 2\pi f L_s - \frac{1}{2\pi f C_s} + \text{Im} \left(\frac{1}{\frac{1}{R_p} + j2\pi C_p \left(f - \frac{f_p^2}{f} \right)} \right) \quad (4.9)$$



Şekil 4.2. Rezistif FSS'in CST simülasyonu yardımıyla ve eşdeğer devreyle hesaplanan empedansının normalizeli reel ve sanal kısımları.

Yukarıda göz önüne aldığımız periyodikliğin 5 mm, kare patch ebadının 4 mm değerleri için ilgilendiğimiz frekans bandında Floquet mod ortaya çıkmamaktadır. Eşdeğer devre eleman değeri, ilgili bantta Floquet modun meydana geldiği $p = 6$ mm ve $r = 3$ mm durumu için incelenmiştir. Rezistif FSS'in yüzey direnci $50 \Omega/\text{sq}$ ve her iki tarafındaki tabaka için $\epsilon_r = 4$ alınmıştır. Bu yapının CST Microwave Studio ile belirlenen yansıma değerleri kullanılarak elde edilen empedansından, paralel rezonansın 26,71 GHz'de ortaya çıktığı görülmektedir. Z_{rs} empedansının reel ve sanal kısımları Şekil 4.2'de gösterilmiştir.

Burada empedans değerlerinin boşluğun karakteristik empedansı olan 377Ω ile normalize edilmiş olduğunu tekrar hatırlatırız. Bu rFSS'in eşdeğer devre eleman değerleri (3.16) ve (3.17) kullanılarak eğri uydurma yöntemiyle belirlenmiş ve Çizelge 4.1'de listelenmiştir.

Çizelge 4.1. Eşdeğer devre eleman değerleri.

$R_s (\Omega)$	$C_s (\text{pF})$	$L_s (\text{pH})$	$R_p (\Omega)$	$C_p (\text{pF})$	$L_p (\text{pH})$
0,608	11,34	3,04	4,12	75,6	0,47

Eğer empedanslar normalize edilmeseydi, eşdeğer devredeki direnç ve endüktans değerleri, burada elde edilenlerin 377 katı, kondansatör değerleri ise 377’de biri olurdu. Bu eşdeğer devre eleman değerleri kullanılarak hesaplanan empedansın reel ve sanal kısımları da Şekil 4.2’de gösterilmiştir. Eşdeğer devreyle hesaplanan empedans değerleri gerçek değerlerle tam uyum göstermektedir.

Tasarlanması planlanan radomdaki sistem parametreleri; tabakaların dielektrik sabitleri ve kalınlıkları, rezistif patchlerin yüzey dirençleri, rezistif ve iletken patchlerin ebatları ve periyodiklikleridir. Bu sistem değişkenlerinin eşdeğer devre eleman değerlerine ve dolayısıyla empedansa etkileri incelenecektir.

4.2. BİRİM HÜCRE VE PATCH EBATLARININ ETKİSİ

Bu çalışmada birim hücre ebadı p ve patch ebadı r ’ye bağlı olarak eşdeğer devre eleman değerlerini belirlemede, aradaki ilişkiyi tanımlayan bağıntılar geliştirmek yerine ara değer hesabı yöntemi kullanılmıştır. Bunun için birim hücre ve patch ebatlarının hedeflenen tasarımda kullanılabilecek değerlerine karşılık tüm eşdeğer devre elemanlarının önceden belirlenmiş değer setlerine gereksinim vardır. Hedeflenen soğurma bandı için p ’nin kullanışlı değerleri 4 mm ile 10 mm aralığıdır. Değer setlerini elde etmek için bu aralıkta p ’nin 1’er mm aralıklı değerleri göz önüne alınmıştır. p ’nin her bir değerine karşılık r için 3 mm’den p ’ye kadar 1’er mm aralıklı değerler dikkate alınmıştır.

Böylece 7 elemanlı p ve 8 elemanlı r vektörleri ortaya çıkmış olur. Buradaki her (p, r) çifti için eşdeğer devredeki altı eleman değeri yukarıda anlatılan eğri uyurma yöntemiyle belirlenmiştir. p ve r vektörlerine karşılık eşdeğer devre elemanlarının her biri için bir matris olan değer seti elde edilmiş olur. Her bir elemanın bu boyut bilgilerine göre elde edilen değer seti ve değişimi aşağıda incelenmiştir.

Çizelge 4.2. p ve r 'ye göre R_s seri direnç değerleri (Ω).

		Patch Ebadı: r (mm)							
		3	4	5	6	7	8	9	10
Birim Hücre Ebadı: p (mm)	10	1,70	0,93	0,60	0,41	0,30	0,23	0,18	0,13
	9	1,40	0,74	0,48	0,33	0,24	0,18	0,13	
	8	1,12	0,60	0,38	0,26	0,19	0,13		
	7	0,84	0,46	0,29	0,19	0,13			
	6	0,63	0,34	0,21	0,13		İmkansız değerler		
	5	0,41	0,23	0,13					
	4	0,26	0,13						

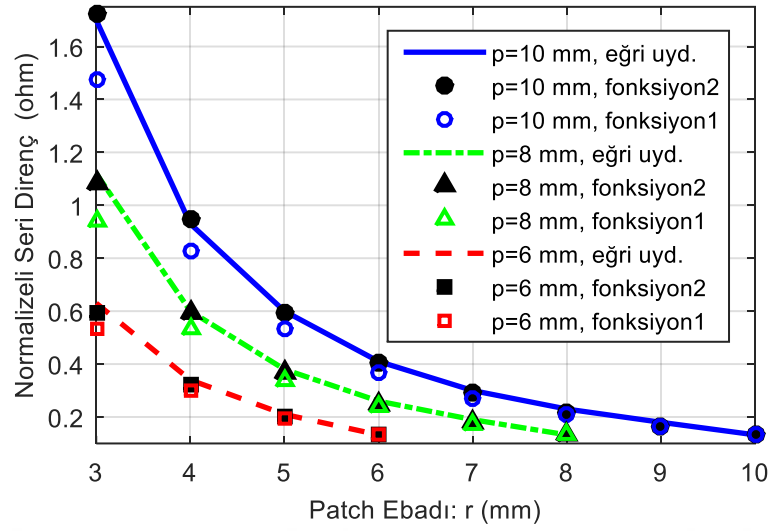
rFSS empedansının reel kısmının Floquet modun ortaya çıktığı frekansa kadar olan bölümü yaklaşık olarak sadece R_s elemanından oluşmaktadır. Bu seri direncin değeri patch ebadının birim hücre ebadına oranının karesiyle orantılıdır. Patchin tüm yüzeyi kapladığı $r = p$ durumunda her ebat için R_s aynı olmaktadır. Burada $r > p$ durumu imkansız olduğundan R_s 'nin mümkün değerleri Çizelge 4.2'de verilmiştir.

$$R_s = \frac{r_s}{377} \frac{p^2}{r^2} \quad (4.10)$$

R_s 'nin değeri yukarıda verilen bağıntıyla hesaplanabilir. Burada r_s patchin yüzey direnci olup bu çalışmada $50 \Omega/\text{sq}$ alınmıştır. Bağıntıdaki 377 sayısı, değerleri normalizeli yapmak için kullanılmıştır. Yaygın kullanılan bu bağıntı özellikle r 'nin küçük değerlerinde hatalı olmaktadır. Onun yerine aşağıda verilen ikinci fonksiyonu kullanmak her durumda daha doğru sonuçlar vermektedir.

$$R_s = \left(1 + 0,24 \frac{g}{p}\right) \frac{r_s}{377} \frac{p^2}{r^2} \quad (4.11)$$

Bağıntıdaki g iki patch arasındaki mesafe olup $g = p - r$ olarak yazılabilir. R_s 'nin p ve r 'ye göre eğri uydurma yöntemiyle elde edilen değişimi ve verilen her iki fonksiyonla hesaplanan değerleri Şekil 4.3'de gösterilmiştir.



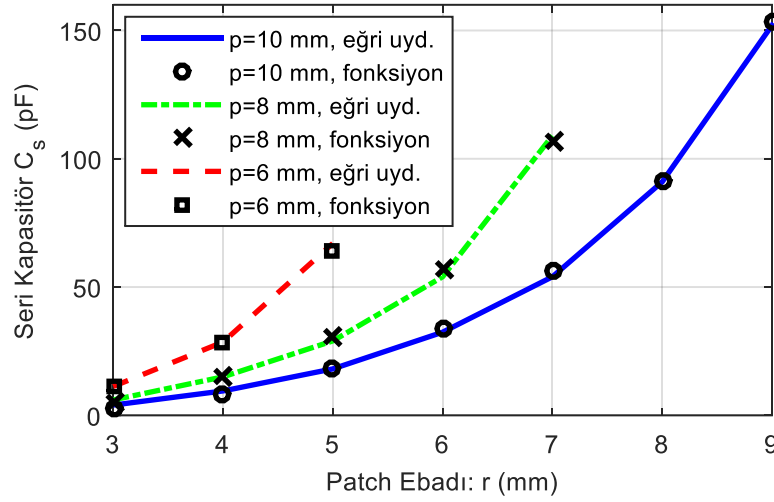
Şekil 4.3. R_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve fonksiyonla hesaplanan değerleri.

rFSS empedansının sanal kısmının paralel rezonans frekansına kadar olan bölümü büyük oranda C_s seri kapasitör elemanınca belirlenmektedir. Birim hücre içindeki patch ebadı arttıkça, yani iki patch arasındaki mesafe azaldıkça bu kapasitörün değeri üstel olarak artmaktadır. $r = p$ durumunda kapasitör değeri sonsuza gittiğinden Çizelge 4.3'de verilen listede gösterilememiştir. C_s 'nin değeri aşağıda verilen bağıntıyla yaklaşık olarak hesaplanabilir. Eğri uydurma yöntemiyle belirlenen ve verilen fonksiyonla hesaplanan C_s değerleri Şekil 4.4'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.3. p ve r 'ye göre C_s seri kapasitör değerleri (pF).

		Patch Ebadı: r (mm)						
		3	4	5	6	7	8	9
Birim Hücre Ebadı: p (mm)	10	4,0	9,5	18,1	32,4	54,0	91,0	152,0
	9	4,9	11,6	23,8	41,0	73,0	131,0	
	8	6,0	15,0	29,0	54,0	109,0		
	7	8,0	20,0	41,0	87,0			
	6	11,3	28,6	67,0				
	5	17,4	47,6					
	4	30,0						

İmkansız
değerler



Şekil 4.4. C_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve belirlenen fonksiyonla hesaplanan değerleri.

$$C_s = 131,1(\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2})\epsilon_0 p \ln \left(\frac{1}{\sin \left(1,92 \frac{g}{p} \right)} \right) \quad (4.12)$$

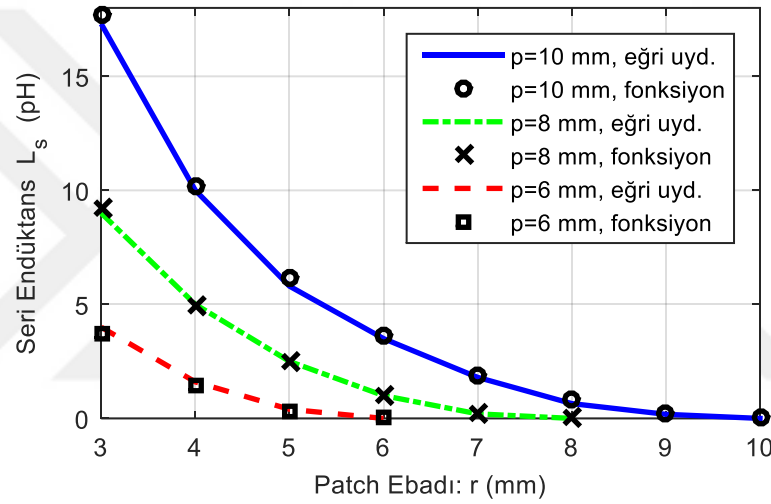
rFSS empedansının sanal kısmında paralel rezonans frekansına yakın olan bölümlerde L_s seri endüktansın etkisi ihmal edilemeyecek kadar fazladır. Birim hücre içindeki patch ebadı arttıkça, bu endüktansın değeri üstel olarak azalır. Patch tüm yüzeyi kapladığında bu endüktansın etkisi kalmaz. Yani $r = p$ durumunda $L_s = 0$ olmaktadır.

Eğri uydurma tekniği ile elde edilen mümkün L_s değerleri Çizelge 4.4'de verilmektedir. L_s 'nin değeri aşağıda verilen bağıntıyla yaklaşık olarak hesaplanabilir. Eğri uydurma yöntemiyle belirlenen ve verilen fonksiyonla hesaplanan L_s değerleri Şekil 4.5'de gösterilmiştir.

$$L_s = p10^{-9} \ln \left(\frac{1}{\cos \left(2 \frac{g}{p} \right)} \right) \quad (4.13)$$

Çizelge 4.4. p ve r 'ye göre L_s seri endüktans değerleri (pH).

		Patch Ebadı: r (mm)							
		3	4	5	6	7	8	9	10
Birim Hücre Ebadı: p (mm)	10	17	10	5,8	3,5	1,8	0,65	0,62	0
	9	12,5	7	4	2	0,7	0,17	0	
	8	9	5	2,5	1	0,2	0		
	7	6	3,1	1,4	0,19	0			
	6	4	1,6	0,4	0		İmkansız değerler		
	5	2,2	0,53	0					
	4	0,62	0						

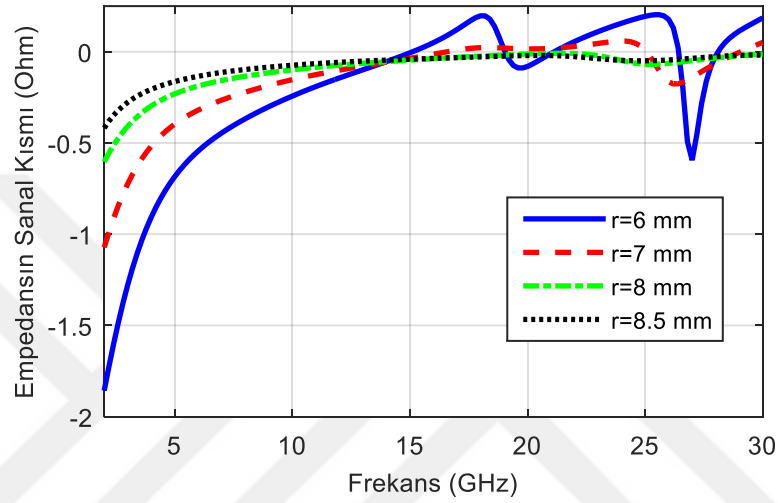


Şekil 4.5. L_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve fonksiyonla hesaplanan değerleri.

Paralel RLC devresindeki elemanların p ve r ile değişimi seri elemanlar kadar düzgün olmamaktadır. Patch ebadı değişirken bir Floquet modun frekansı hemen hemen değişmediği halde, empedansın mod frekansındaki miktarı patch ebadıyla azalmaktadır. Öyle ki; bir önceki ebat örneğinde dikkate alınan bir mod artık dikkate alınamayacak kadar küçük bir değere düşmektedir. Bu durumda bir üst frekanstaki mod dikkate alınacağından paralel devredeki eşdeğer elemanlar bu iki p , r çiftinde beklenmedik değişimler sergilemektedirler.

Bu durumu açıklamak amacıyla, $p=9$ mm için r 'nin 6 mm, 7 mm, 8 mm ve 8,5 mm değerlerine karşılık elde edilen empedansın sanal kısmı Şekil 4.6'da gösterilmiştir.

$r = 6$ mm için ilk Floquet mod 18,9 GHz frekansında ortaya çıkarken, $r = 7$ mm için bu modun genliği ihmal edilebilecek seviyeye kadar azaldığından paralel rezonans frekansı bir sonraki mod olan 25,4 GHz alınır. Bundan sonra r arttıkça 1. modun aksine 2. mod frekansı azalmaktadır. Paralel eşdeğer devre elemanlarının bu ebatlara karşılık gelen değerleri, rezonans frekansındaki bu mod farklılığı nedeniyle beklenmedik değişimler sergilemektedir.



Şekil 4.6. $p = 9$ mm için r 'nin artışıyla paralel rezonans frekansındaki değişimler.

Çizelge 4.5. p ve r 'ye göre paralel devre elemanları ve rezonans frekansı.

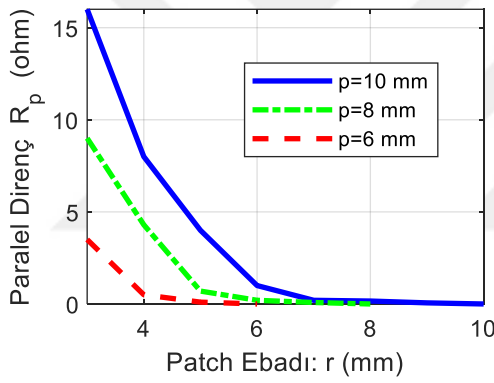
p	r	R_p	C_p	L_p	f_p
10	3	16	50	1,77	16,9
10	4	8	60	1,47	16,95
10	5	4	98	0,89	17
10	6	1	196	0,44	17,1
10	7	0,2	438	0,19	17,4
10	8	0,16	290	0,26	18,4
10	9	0,06	730	0,07	21,8
9	3	12	50	1,48	18,5
9	4	5,6	72	1,02	18,6
9	5	1,9	135	0,54	18,7

p	r	R_p	C_p	L_p	f_p
9	6	0,4	180	0,39	18,9
9	7	0,24	200	0,20	25,4
9	8	0,07	550	0,08	23,6
8	3	9	47	1,28	20,5
8	4	4,3	90	0,66	20,7
8	5	0,7	180	0,33	20,8
8	6	0,2	54	1,01	21,5
8	7	0,08	292	0,13	25,8
7	3	6	56	0,83	23,3
7	4	2	95	0,49	23,4

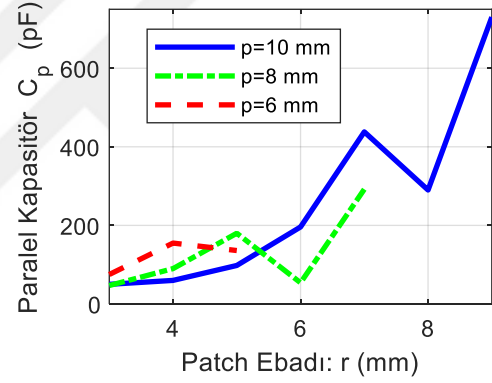
p	r	R_p	C_p	L_p	f_p
7	5	0,17	200	0,23	23,7
7	6	0,13	200	0,15	28,6
6	3	3,5	75	0,46	27,1
6	4	0,5	155	0,22	27
6	5	0,1	136	0,19	31,6
5	3	1,5	187	0,15	30,5
5	4	0,007	15,5	1,65	31,5
4	3	0,62	295	0,07	34

Floquet modları modelleyen paralel RLC devresindeki eşdeğer devre elemanlarının değerleri ve ortaya çıkan mod frekanslarının birim hücre ve patch ebadına göre değişimi Çizelge 4.5'de verilmiştir. $r = p$ durumu için paralel direnç, kapasite ve endüktansın etkisi ortadan kalkacağından direnç ve endüktanslar sıfır olurken kapasitans sonsuza gider. Bu yüzden patchin tüm yüzeyi kapladığı durumda rezonans frekansı ortaya çıkmamaktadır.

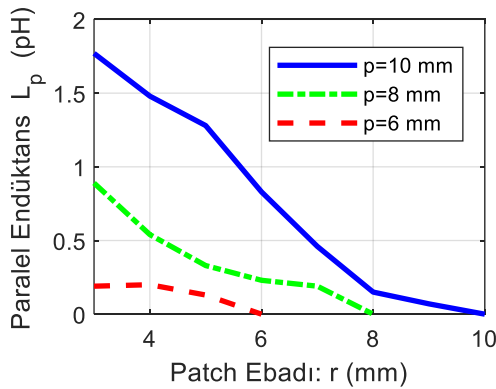
Paralel rezonans frekansında empedansın miktarını belirleyen R_p direnci patch ebadıyla üstel olarak azalmaktadır. C_p ise normalde üstel artarken mod değişimi olduğu durumda daha küçük bir değere düşmektedir. Şekil 4.7'de paralel RLC devresinin eleman değerleri ve rezonans frekansı grafikte gösterilmiştir.



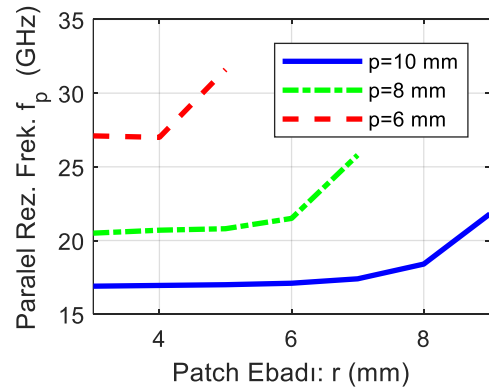
a) Paralel direnç R_p



b) Paralel kapasitör C_p



c) Paralel endüktans L_p



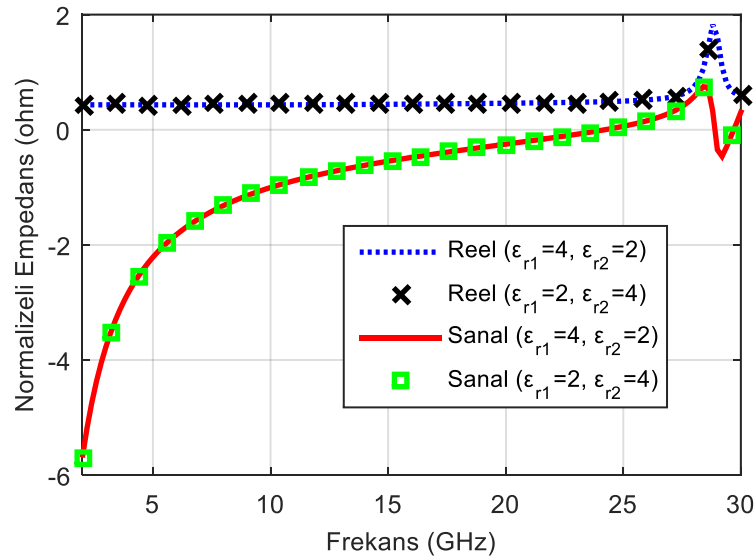
d) Paralel rezonans frekansı f_p

Şekil 4.7. Paralel RLC elemanlarının ve rezonans frekansının r ile değişimleri.

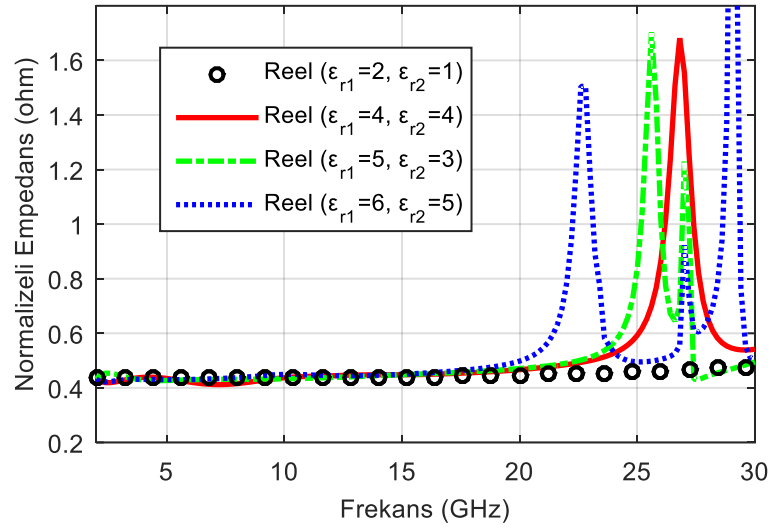
4.3. DİELEKTRİK SABİTİNİN ETKİSİ

Bir FSS, ilk Floquet modun ortaya çıktığı frekansta radom yapısında kullanılabilirliğini kaybeder. Tasarlanan yapıdaki dört FSS'den hiçbirinde soğurma bandında paralel rezonans ortaya çıkmamakla birlikte, genel bir inceleme yapmak için Floquet modun ortaya çıktığı $p=6$ mm, $r=3,5$ mm ebatlı yapı göz önüne alınacaktır. Dielektrik sabitinin eşdeğer devre elemanlarına etkisini incelemek amacıyla yüzeyin her iki tarafındaki tabakalar için ϵ_r 'lerin 1 ile 6 arasındaki değerlerine karşılık rFSS'in empedansları elde edilmiştir.

Öncelikle iki tabakanın dielektrik sabitlerinin farklı olması durumu göz önüne alınmış, herhangi birinin kaynak ($Z_{\max}$) veya karşı tarafta ($Z_{\min}$) olmasının rFSS empedansına etkisi araştırılmıştır. Şekil 4.8'de, $\epsilon_{r1}=4$, $\epsilon_{r2}=2$ ve $\epsilon_{r1}=2$, $\epsilon_{r2}=4$ durumları için elde edilen rFSS empedanslarının reel ve sanal kısımları görülmektedir. Her iki durumda da empedansın tamamen aynı kalması, eşdeğer devre eleman değerlerinin dielektrik sabiti farklı tabakaların hangi tarafta bulunduğundan bağımsız olduğunu göstermektedir.



Şekil 4.8. Farklı ϵ_r 'ye sahip tabakaların yerlerinin değişiminin empedansa etkisi.

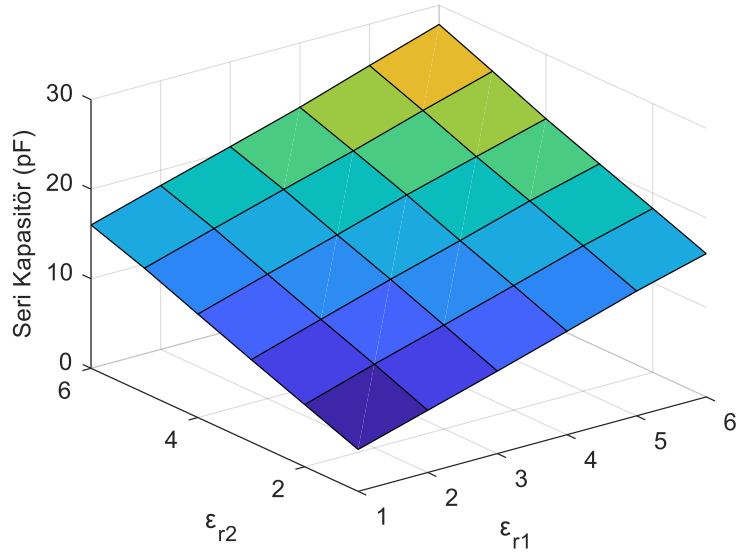


Şekil 4.9. Farklı ϵ_r 'nin eşdeğer devredeki seri direnç değerine etkisi.

Şekil 4.9'da farklı dört ϵ_r çifti için empedansın reel kısımları görülmektedir. Floquet modların olmadığı 2 GHz – 16 GHz aralığındaki kısım eşdeğer devredeki R_s tarafından belirlenmektedir. Bu bantta reel kısım yaklaşık 0,435 Ω değerinde sabit kalması, ϵ_r 'nin R_s 'ye önemli bir etkisinin olmadığını göstermektedir. rFSS empedansının sanal kısmında en etkin eleman C_s 'dir. ϵ_{r1} ve ϵ_{r2} 'nin 1 – 6 arasındaki değerlerine karşılık elde edilen C_s değerleri Çizelge 4.6'da ve üç boyutlu grafiği ise Şekil 4.10'da verilmiştir. Görüldüğü gibi C_s dielektrik katsayılarıyla doğrusal değişmektedir. Sistemdeki diğer parametrelerin etkileri saklı kalmak şartıyla bu ebat için C_s ile ϵ_r 'ler arasında aşağıdaki bağıntı yazılabilir.

Çizelge 4.6. Eşdeğer devredeki C_s 'nin ϵ_{r1} ve ϵ_{r2} ile değişimi.

		ϵ_{r1}					
		1	2	3	4	5	6
ϵ_{r2}	1	4,68	6,94	9,21	11,55	13,93	16
	2	6,94	9,34	11,6	13,9	16,24	18,3
	3	9,21	11,6	13,96	16,18	18,5	20,53
	4	11,55	13,9	16,18	18,53	20,7	22,82
	5	13,93	16,24	18,5	20,7	23,1	25,37
	6	16	18,3	20,53	22,82	25,37	27,85



Şekil 4.10. Farklı ϵ_r 'lerin seri kapasitör değerine etkisi.

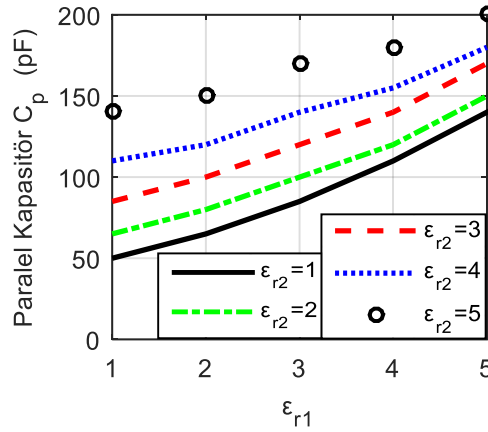
$$C_s = 2,3(\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}) \quad (4.14)$$

Eleman değerleri tüm ebatlar için ara değer hesabıyla belirleneceğinden, buna uygun bir bağıntı yazmak gerekir. Dielektrik sabitinin ϵ_{r1} ve ϵ_{r2} değerleri için kapasitör değeri C_{s12} ise, ϵ_{rx} ve ϵ_{ry} 'ye karşılık C_{sxy} değeri aşağıdaki bağıntıyla belirlenebilir.

$$C_{sxy} = \frac{C_{s12}}{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}} (\epsilon_{rx} + \epsilon_{ry}) \quad (4.15)$$

L_s seri endüktans değerinin empedansa katkısı, özellikle patch yapılarında oldukça küçüktür. Dielektrik sabitinin değişmesiyle L_s 'nin değeri değişmemektedir. Yapılan incelemede ϵ_{r1} ve ϵ_{r2} 'nin 1 – 6 arasındaki tüm değerleri için L_s yaklaşık 2,24 pH değerinde sabit kalmaktadır.

Paralel kapasitör C_p ise büyük oranda yine iki yandaki dielektrik sabitlerini toplamıyla orantılıdır. Şekil 4.11'de ϵ_{r1} ve ϵ_{r2} 'nin 1 – 5 arasındaki değerlerine karşılık C_p 'nin değişim grafiği verilmiştir. Değerlerde bir miktar yaklaşıklık olmakla



Şekil 4.11. Farklı ϵ_r 'lerin C_p elemanlarına etkisi.

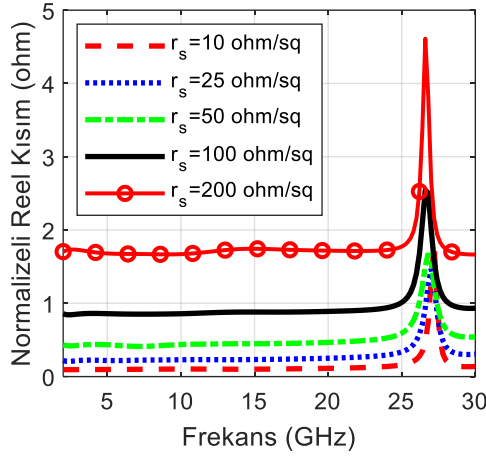
birlikte yüksek dielektrik katsayılarında duyarlılığın arttığı gözlenmektedir. Buna rağmen değişim doğrusal kabul edilerek (4.15)'de verilen bağıntı C_p için de ara değer hesabında kullanılabilir.

Paralel endüktans L_p de dielektrik sabitleriyle önemli bir değişim göstermemektedir. Yapılan incelemelerde ϵ_r 'lerin yukarıdaki değer aralıkları için L_p 'nin tespit edilen değerleri 0,23 pH ile 0,25 pH arasında değişmektedir.

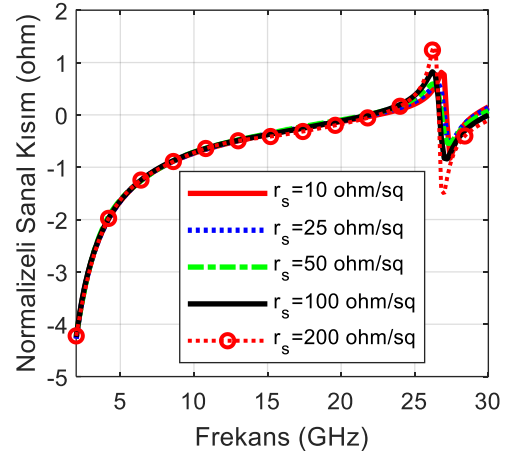
4.4. YÜZEY DİRENCİ ETKİSİ

Buraya kadar yapılan incelemelerde r_s rezistif yüzey direnci hep 50 Ω/sq alınmıştır. Bu bölümde yüzey direncindeki değişiminin eşdeğer devre elemanlarına etkisi incelenmektedir. Bunun için rFSS içeren bir birim hücrede, yüzey direnci hariç diğer sistem parametrelerini $p = 6$ mm, $r = 3,5$ mm, $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 4$, $d_1 = d_2 = 3$ mm değerlerinde sabit tutarak, r_s 'nin 10 Ω/sq , 25 Ω/sq , 50 Ω/sq , 100 Ω/sq , 200 Ω/sq değerlerine karşılık bilgisayar simülasyonu yardımıyla yüzey empedansları hesaplanmıştır.

Yüzey direncini değişimi, Floquet modun ortaya çıktığı frekansa kadar sanal kısım üzerinde önemli bir değişim oluşturmazken reel kısmı doğrudan etkilemektedir. Bu



a) Reel kısım

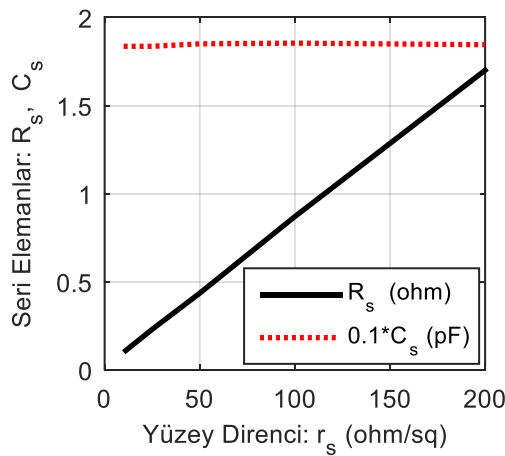


b) Sanal kısım

Şekil 4.12. Yüzey direncindeki değişimin rFSS'in yüzey empedansının reel ve sanal kısmına etkisi.

durum Şekil 4.12'de görülmektedir. Elde edilen reel ve sanal kısımlar kullanılarak eğri uydurma yöntemiyle eşdeğer devre eleman değerleri belirlenmiş ve yüzey direnciyle nasıl değiştiği araştırılmıştır.

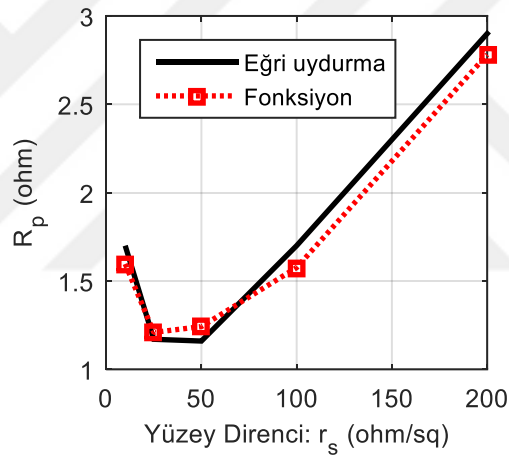
Seri elemanlardan kapasitörün değeri yüzey direncinden bağımsızdır. Yüzey empedansının reel kısmında belirleyici olan R_s seri direnci, yüzey direnciyle doğrusal artmaktadır. Aradaki ilişki (4.10) ve (4.11) ile ifade edilmiştir. R_s ve 0,1 ile ölçeklendirilmiş C_s 'nin yüzey direnciyle değişimi Şekil 4.13'de verilmiştir.



Şekil 4.13. Yüzey direncinin seri eşdeğer devre elemanlarına etkileri.

Eşdeğer devredeki R_p 'nin yüzey direnciyle değişimi Şekil 4.14'de verilmiştir. Paralel direnç 50 Ω/sq 'den yüksek yüzey dirençleri için doğrusal olarak artmaktadır. 50 Ω/sq – 25 Ω/sq arası değerler için paralel direnç yaklaşık sabit kalırken, yüzey direnci biraz daha küçülünce R_p yine artmaktadır. Bu durumda R_p 'nin yüzey direncine bağımlılığı parçalı olarak ele alınabilir. Aşağıda verilen tek fonksiyon da R_p 'yi hesaplamada % 98 doğru sonuç vermektedir. Bağintıdaki R_{p1} , yüzey direncinin 50 Ω/sq değeri için ara değer hesabıyla belirlenen paralel dirençtir.

$$R_{px} = 1,03R_{p1}e^{\frac{(r_{sx}-32)^2}{167r_{sx}}} \quad (4.16)$$



Şekil 4.14. Yüzey direncine göre paralel direnç ve kondansatör değerinin değişimi.

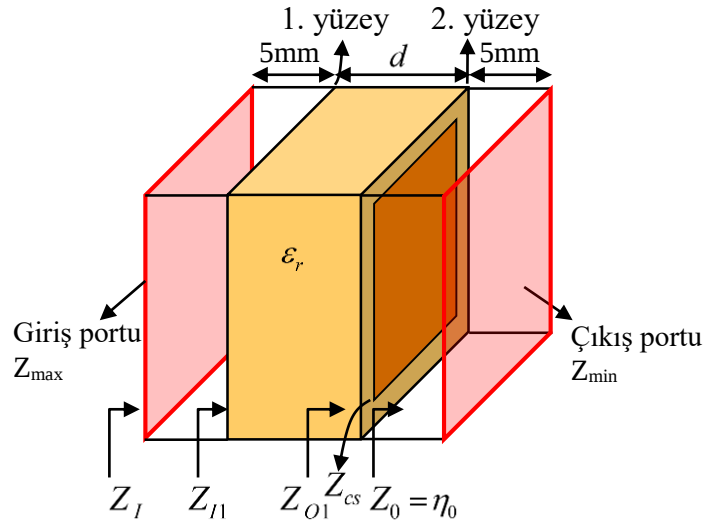
BÖLÜM 5

cFSS EŞDEĞER DEVRE ELEMAN DEĞERLERİNİN BELİRLENMESİ

Frekans seçici ve soğurucu radomlarda rFSS'ler ile birlikte bir veya daha fazla sayıda, soğurma özelliği olmayan, sadece frekans seçicilik sağlayan iletken FSS'ler (cFSS) kullanılmaktadır. Bunlar belli bir frekans bandını geçiren, diğer frekansları ise yansıtan yüzeylerdir. Biçimlendirilmiş iletken patern elemanlarından oluşurlar ve radom duvarının iç kısmında antene bakan yüzeyde bulunurlar. Dışarıdan rFSS'leri aşarak gelen, geçirme frekansı haricindeki sinyaller bu cFSS'den geri yansıtılır ve rFSS'lerce biraz daha soğurularak zayıflatılıp giriş yüzeyinden geri yansır. Genelde iletilecek kısım sınırlı bir bant olduğundan cFSS patern elemanları yüzey alanının büyük kısmını kaplamaktadır. Klasik soğurucularda bu kısım tüm sinyalleri yansıtan düzlemsel bir PEC yapıdır.

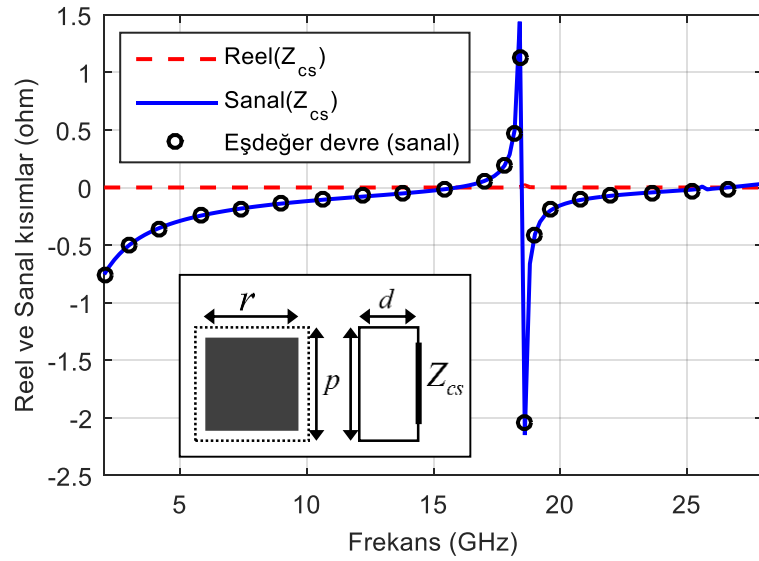
Antenlerde çalışma bandı dışında bir frekansta sinyal üretilmeyeceğinden bu cFSS'lerin yansıtıcılığının bir önemi yoktur. Çünkü hiçbir zaman yansıtma frekanslarında sinyalle karşılaşmayacaktır. Radom duvar yapısının simetrik olmaması iç ve dış taraftan gelen sinyaller için yansıtma ve soğurmayı farklı yaparken, her iki yöndeki geçiş karakteristiği birbirine eşit kalmaktadır. Duvar, düzlemsel yüzeyler ve tabakalardan oluştuğu, yani EM dalganın ilerleme (Z) yönünde yapısal değişim olmadığı sürece $S_{21} = S_{12}$ olur.

Önceki bölümde rFSS empedansı ve eşdeğer devre eleman değerlerini belirlemek için yapılan işlemlerin tamamı bu bölümde cFSS için yapılmıştır. FSS'den geçiş aynı biçimde hesaplanacağından burada tekrar incelenmeyecektir. İnceleme için Şekil 5.1'de görülen, en içteki dielektrik tabaka yüzeyinde bulunan ve empedansı Z_{cs} olan yapı göz önüne alınmıştır.



Şekil 5.1. İletken FSS'in empedansının belirlenmesi için kullanılan örnek yapı.

Yapının birim hücresinin CST Microwave Studio ile yapılan simülasyon sonucunda $Z_{\max}$ portundaki yansımaya katsayısı kullanılarak, (3.1) ile Z_I belirlenir. Sonra da (3.2) ile önce Z_{I1} sonra da Z_{O1} hesaplanır. Sağ taraf boşluk olduğundan buradan görülen empedans boşluğun karakteristik empedansı olup normalizeli değeri $Z_0 = \eta_0 = 1 \Omega$ 'dur. Z_{O1} empedansı Z_{cs} ile Z_0 'ın paralel eşdeğeri olduğundan cFSS empedansı (3.3) ile belirlenir.



Şekil 5.2. cFSS empedansının reel ve sanal kısımları ve sanal kısmın eşdeğer devreyle hesaplanması. Boyutlar; $p=12$ mm, $r=10,6$ mm, $d=3$ mm.

Çizelge 5.1. Örnek bir cFSS empedansının eşdeğer devre elemanları.

C_s (pF)	L_s (pH)	R_p (Ω)	C_p (pF)	L_p (pH)
103	0,4	4,5	460,7	0,16

Örnek bir cFSS birim hücre yapısı ve bu yöntemle elde edilen empedansının reel ve sanal kısımları Şekil 5.2’de görülmektedir. Birim hücre yapısı aynı şekil üzerinde gösterilmiştir. Tanımlamasının kolay olması için cFSS patern elemanları da bakır kare patch alınmıştır. Reel kısım, Floquet modun ortaya çıktığı frekans civarı hariç yaklaşık sıfırdır. Bu durum eşdeğer devrede seri direncin bulunmadığını gösterir. Geri kalan 5 elemanın değeri (4.8) ve (4.9) denklemleri kullanılarak daha önce açıklanan eğri uydurma yöntemiyle belirlenmiştir ve Çizelge 5.1’de verilmiştir. Bu eleman değerleriyle hesaplanan sanal kısım da Şekil 5.2’de görülmektedir

cFSS birim hücresindeki değişkenler olan p , r ve ε_r hatta θ geliş açısına karşılık cFSS empedansının hesaplanabilmesi gerekir. Bunun için eşdeğer devre elemanlarının bu dört parametreyle nasıl değiştiği tespit edilmelidir. Önceki bölümde olduğu gibi burada da ara değer yöntemi kullanılacağından p , r çiftinin etkisi için sadece değer setlerinin hazırlanması yeterli olurken, diğer iki parametre için yine fonksiyonlar belirlemek gerekir.

5.1. BİRİM HÜCRE VE PATCH BOYUTUNUN ETKİSİ

cFSS, soğurma bandından daha küçük olan geçirme frekansına ayarlanması gerektiğinden bunların birim hücre elemanları daha büyük ebatlı olabilir. Bu yüzden birim hücre ebadı p için 4 mm – 12 mm, r için ise 3 mm – 11 mm arasındaki değerler göz önüne alınmıştır. Her bir değişkenin 1 mm aralıklı değerleri ele alındığından dokuzar elemanlı p ve r vektörleri ortaya çıkar. p ’nin bir değerine karşılık r ’nin değerleri 3 mm’den $p-1$ mm’ye kadar olabildiğinden, ara değer hesabında kullanılacak değer setleri, her bir devre elemanı için 45 gerçek değer içeren 9×9 boyutlu matrislerden meydana gelmektedir. Bu setlerin listesi Çizelge 5.2’de verilmiştir. Tüm durumlar için $\varepsilon_r = 4$ alınmıştır.

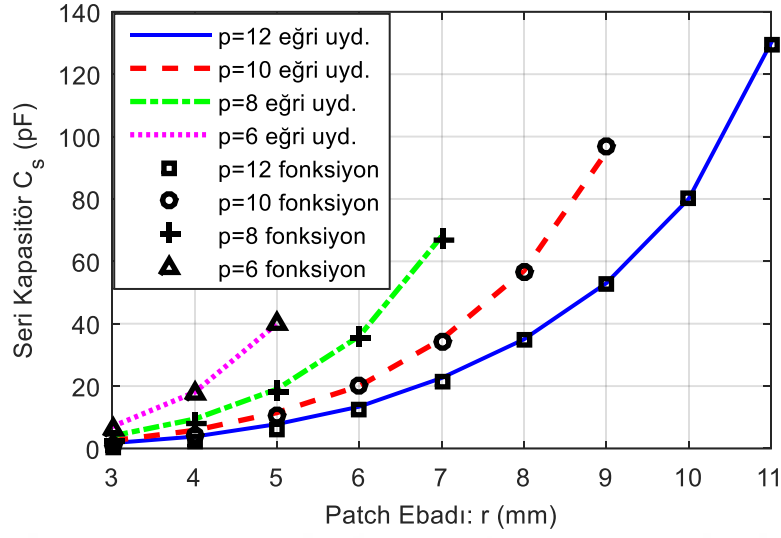
Çizelge 5.2. Tüm p, r çiftleri için eşdeğer devre elemanlarının listesi.

p	r	C_s	L_s	R_p	C_p	L_p	f_p
12	3	1,72	27	60	30	3	16,8
12	4	3,8	15	36	40	2,27	16,7
12	5	7,8	9,5	20	56	1,6	16,7
12	6	13,4	6	10	90	1	16,9
12	7	22,6	4	4	150	0,58	17,1
12	8	35	2,6	1,8	300	0,29	17,1
12	9	53	1,5	0,7	800	0,11	17
12	10	80	0,4	8	200	0,34	19,2
12	11	130	0,05	4	490	0,16	18
11	3	2	21	40	30	2,64	17,9
11	4	4,75	12	25	50	1,58	17,9
11	5	9,36	7,4	15	100	0,8	17,8
11	6	16,6	4,5	8	185	0,39	18
11	7	27,5	3	3	330	0,23	18,3
11	8	44	1,8	1,5	500	0,15	18,3
11	9	70	1	5	310	0,2	20,3
11	10	113	0,5	55	680	0,1	19,3
10	3	2,48	15	30	40	1,7	19,3
10	4	5,8	9	18	65	1,05	19,3
10	5	11,5	5,6	10	150	0,44	19,5
10	6	20	3,4	4,5	330	0,2	19,7
10	7	35	1,9	1,3	720	0,09	19,8
10	8	57	0,9	0,2	930	0,07	19,7

p	r	C_s	L_s	R_p	C_p	L_p	f_p
10	9	95	0,25	5	300	0,17	22,5
9	3	3	10,5	25	40	1,44	21
9	4	7,3	6	12	80	0,71	21,1
9	5	14,5	3,5	5	170	0,33	21,3
9	6	27	2	2	390	0,16	21,5
9	7	45	1	1,5	610	0,09	21,5
9	8	80	0,2	5	265	0,19	22,5
8	3	4	8	20	40	1,19	23,1
8	4	9,4	4	11	105	0,45	23,3
8	5	19	2	4,5	210	0,22	23,5
8	6	36	0,9	2	400	0,11	23,8
8	7	68	0,1	5	270	0,16	24,4
7	3	5,2	5	16	80	0,48	25,8
7	4	12,7	2,2	8	135	0,27	26,2
7	5	27	0,75	1,5	200	0,18	26,4
7	6	53	0,07	200	310	0,11	27,3
6	3	7	3,3	6	120	0,25	29,3
6	4	18	1,5	2	190	0,15	29,7
6	5	40	0,5	1	300	0,09	30,5
5	3	10,6	1,65	1	245	0,09	34
5	4	28,8	0,5	0,5	200	0,1	35,7
4	3	18	0,5	1	225	0,07	40,1

Seri direnç yaklaşık sıfır olduğundan ($R_s \cong 0$) dikkate alınmamıştır. Seri kapasitörün p ve r 'ye göre değişimi rFSS'dekine benzerdir. Sabit p için r 'ye göre C_s üstel artarken, sabit r için p 'ye göre üstel olarak azalmaktadır. Şekil 5.3'de p 'nin dört sabit değerine karşılık C_s 'nin r 'ye göre eğri uydurma yöntemiyle elde edilen değerlerinin grafikleri gösterilmiştir.

Bu değerler yine uydurulan bir fonksiyonla da elde edilebilir. Bu amaçla kullanılabilecek bir formül aşağıda verilmiştir. Burada g yine iki patch arasındaki boşluktur ($g = p - r$). Bağlantıda uzunluklar mm, açılar ise radyan cinsinden alınmıştır.

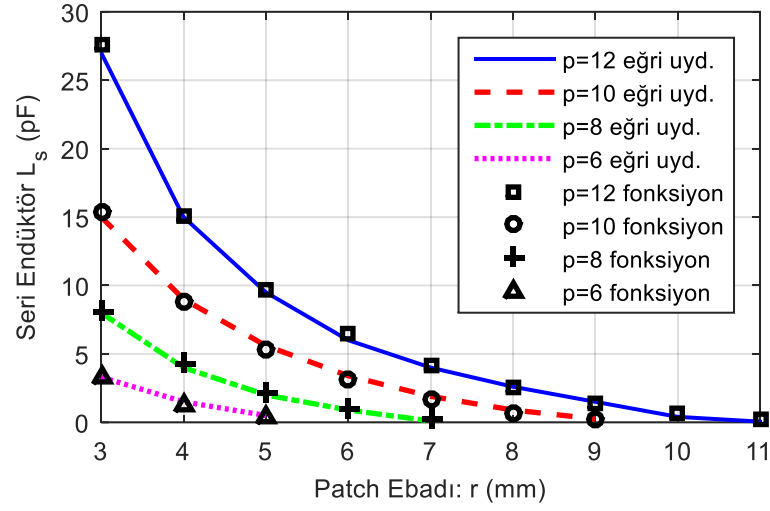


Şekil 5.3. cFSS'in eşdeğer devresindeki C_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve belirlenen fonksiyonla hesaplanan değerleri.

$$C_s = 135,6\epsilon_0 (\epsilon_r + 1) p \ln \left(\frac{1}{\sin \left(2 \frac{g}{p} \right)} \right) \quad (5.1)$$

Seri endüktansın p ve r 'ye göre değişimi C_s 'nin tersi biçimdedir. L_s sabit p için r 'ye göre üstel azalırken, sabit r için p 'ye göre üstel olarak artmaktadır. Şekil 5.4'de L_s 'nin eğri uydurma yöntemiyle elde edilen değerlerinin grafikleri gösterilmiştir. L_s 'nin bu değerleri bir fonksiyonla da hesaplanabilir. Bunun için kullanılabilecek bir formül aşağıda verilmiştir. Bu fonksiyonla hesaplanan L_s değerleri de aynı grafikte gösterilmiştir. Grafiklerden görüldüğü gibi verilen fonksiyonlar C_s ve L_s 'yi oldukça doğru biçimde modellemektedir.

$$L_s = 870.10^{-12} p \ln \left(\frac{1}{\cos \left(2 \frac{g}{p} \right)} \right) \quad (5.2)$$



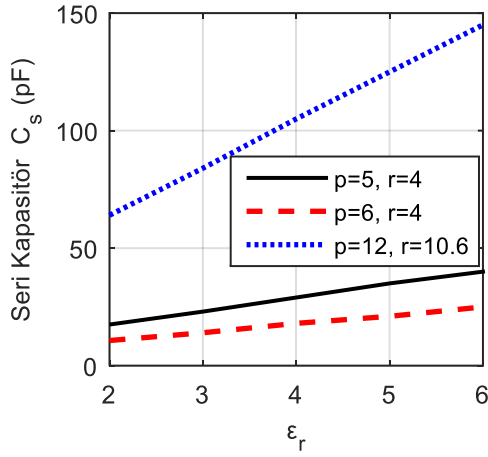
Şekil 5.4. L_s 'nin p ve r 'ye göre değişimi ve fonksiyonla hesaplanan değerleri.

Eşdeğer devredeki paralel RLC elemanları için burada bir inceleme ve fonksiyon belirleme işlemi yapılmayacaktır. Zaten bu çalışmada tüm elemanlar için p ve r 'nin etkisi ara değer hesabıyla belirlenmektedir.

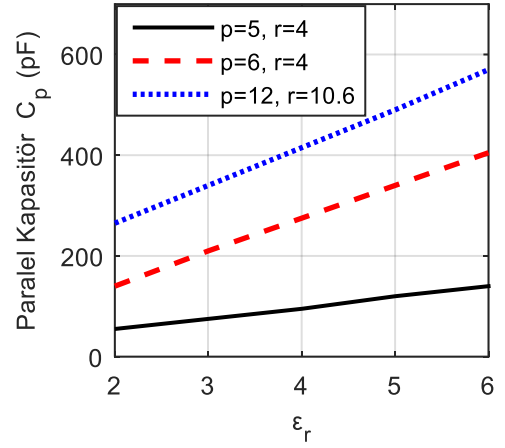
5.2. BAĞIL DİELEKTRİK KATSAYISININ ETKİSİ

cFSS'in bir tarafında bağıl dielektrik sabiti ϵ_{r1} olan tabaka bulunurken diğer tarafında $\epsilon_r = 1$ olan hava vardır. Tabakanın bağıl dielektrik sabiti ϵ_{r1} 'nin değişmesi başta kapasitörler olmak üzere eşdeğer devredeki eleman değerlerini etkilemektedir. Birkaç p, r çifti için ϵ_{r1} 'in 1 – 6 arasındaki değerlerine karşılık eşdeğer devre elemanlarının nasıl değiştiği incelenmiştir.

Seri kapasitörün ϵ_r ile değişimi, (5.1) bağıntısından da anlaşılabileceği gibi doğrusaldır. ϵ_r 'ye karşılık eğri uydurma yöntemiyle elde edilen C_s değerlerinin grafiği Şekil 5.4 (a)'da görülmektedir. Bu çalışmada ϵ_{r1} için C_{s1} ara değer hesabıyla belirlendikten sonra dielektrik sabitinin etkisi hesaba katılarak ϵ_{rx} 'e karşılık gelen C_{sx} hesaplanmaktadır. Bu amaçla kullanılabilecek bağıntı aşağıda verilmiştir. Seri endüktör de ϵ_r 'den bağımsızdır.



a) Seri kapasitör



b) Paralel kapasitör

Şekil 5.5. Seri ve paralel kapasitörlerin ϵ_r 'ye göre değişimleri.

$$C_{sx} = \frac{C_{s1}}{\epsilon_{r1} + 1} (\epsilon_{rx} + 1) \quad (5.3)$$

Paralel kapasitörün ϵ_r ile değişimi de yaklaşık doğrusaldır. Birkaç p, r çifti için C_p 'nin ϵ_r 'ye göre değişimi Şekil 5.4 (b)'de gösterilmiştir. Değişim seri kapasitördekinden biraz daha karmaşıktır. ϵ_{r1} 'e karşılık ara değer hesabıyla belirlenen paralel kapasitör değeri C_{p1} ise, ϵ_{rx} 'e karşılık gelen C_{px} aşağıdaki yöntemle belirlenebilmektedir.

$$D_{Cp\epsilon} = 0,091p^2 \frac{p}{g} \quad (5.4)$$

$$C_{px} = \frac{C_{p1} - D_{Cp\epsilon}}{\epsilon_{r1}} \epsilon_{rx} + D_{Cp\epsilon} \quad (5.5)$$

Paralel direnç de ϵ_r ile değişmektedir. Empedansın sadece paralel rezonans frekansındaki miktarını belirleyen R_p 'deki bu değişim son derece düzensiz olduğundan burada bir fonksiyonla ifade edilmeye çalışılmayacaktır. Bir FSS, f_p 'de kullanılabilirliğini kaybettiğinden buradaki empedansın miktarı önemsizdir. L_p 'nin değeri ϵ_r 'den bağımsız olup büyük oranda patchler arasındaki mesafeye bağlıdır.

BÖLÜM 6

RADOM YAPISININ TASARIMI VE OPTİMİZASYONU

Frekans seçici yüzeylerin eşdeğer devre elemanları için mümkün p, r çiftlerine karşılık parametre setleri elde edildikten ve sistemdeki ε_r ile r_s 'nin bu elemanları nasıl etkilediği belirlendikten sonra, keyfi bir FSS'in eşdeğer devre eleman değerleri ara değer hesabıyla belirlenip empedansı hesaplanabilir. Bundan sonra da çok kattan oluşabilen tüm yapının yansıma ve geçiş katsayıları bu empedanslar üzerinden belirlenebilir. Bu çalışmadaki hedefimiz böyle bir hesaplama yerine, arzuladığımız karakteristiğe sahip bir radom için sistem değişkenlerinin optimum değerlerini belirlemektir. Bunun için yansıma ve geçiş katsayıları, bu değişkenlerin fonksiyonu olarak ifade edilip optimum parametre değerleri araştırılacaktır.

Eşdeğer devredeki kapasitörler tabakaların bağıl dielektrik katsayısıyla doğru orantılı olduğundan, yüksek ε_r 'li tabaka kullanılırsa C_p büyük olacağından f_p küçük çıkar ve soğurma bant genişliği azalır. Bu yüzden bağıl dielektrik katsayısı düşük, fiziki dayanımı yüksek tabakalar tercih edilmelidir. Bu çalışmada tüm katmanlar için $\varepsilon_r = 2,5$ olan tabakaların kullanımı planlanmıştır. Pratikte istenilen yüzey direnç değeri elde etmek zor olduğunda tüm rFSS'lerin yüzey dirençleri $50 \Omega/\text{sq}$ alınmıştır.

Tasarlanacak radomun hedeflenen üç temel özelliği bulunmaktadır.

- Anten çalışma frekansı kabul edilen 4,2 GHz'de geçiş kaybı minimum olmalıdır. Burada 1,5 dB kayıp kabul edilebilir değer olarak alınmıştır.
- 8 GHz üzerindeki frekans bandında minimum yansıma sağlamasıdır. Bu kısım soğurma bandı olup makul bir üst sınır olarak 23 GHz alınmıştır.

Yansımaya katsayısının maksimum -10 dB, soğurma bandının orta kısımlarında ise -15 dB olması hedeflenmektedir.

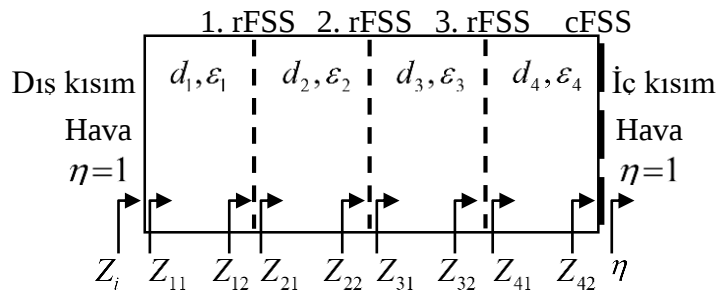
- Soğurma bandında geçişin yeterince zayıf olması gerekir. Geçiş katsayısı için kabul edilen maksimum değer ise -10 dB alınmıştır.

Önceki soğurucu radom tasarımlarında geçiş kaybı 1 dB'den daha küçük tutulmaya çalışılmıştır. O çalışmalarda yansımaya referansı ise tüm bant boyunca -10 dB alınmıştır. Biz bandın büyük kısmında -15 dB yansımaya elde edebilmek için geçiş kaybının 0,5 dB daha fazla olmasını kabul edilebilir bulmaktayız.

6.1. RADOM YAPISI

Tasarlanacak radomda etkin ve geniş bantlı bir soğurma elde edebilmek için rezistif FSS sayısının birden fazla olması gerekir. rFSS adedinin çok artması ise optimize edilecek parametre sayısını artırdığından tasarımı zorlaştırmaktadır. Bu yüzden makul bir değer olarak 3 adet rFSS kullanımı tercih edilmiştir.

Hemen hemen tüm soğurucu radom çalışmalarında rezistif yüzey, radom duvarının dış kısmında açıkta bırakılmıştır. Bu durum tasarım kolaylığı sağlasa da, rFSS'i çevresel şartların tahrip edici etkisinden korumak için bu çalışmada tüm rezistif yüzeyler radom duvar yapısı içinde bırakılmıştır. Üç rFSS ve iç yüzeyde bir cFSS içeren radom duvarının kesiti Şekil 6.1'deki gibidir.



Şekil 6.1. Tasarlanmak istenen radom duvarının kesiti.

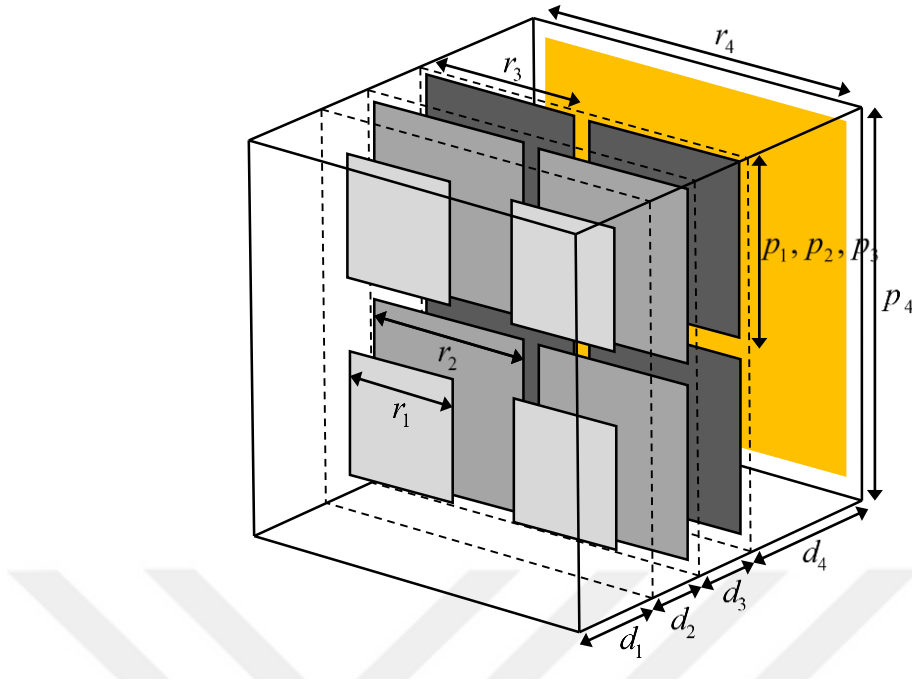
Radomun iç yüzeyindeki cFSS soğurma özelliğine sahip olmayıp sadece seçici geçirgen davranmaktadır. İletilecek sinyal frekansı soğurma bandından daha aşağılarda olduğundan, cFSS birim hücrelerinin rFSS birim hücrelerinden daha büyük olması tasarımı kolaylaştırır. Hatta rFSS birim hücre boyutlarının da birbirinden farklı olması ve iç kısma doğru gidildikçe daha büyük seçilmesi mümkündür.

Burada yapılacak tasarımın yansıma ve geçiş karakteristiği, radom üretilmeden önce CST Microwave Studio simülasyon yazılımıyla doğrulanması planlanmaktadır. Birim hücre boyutlarının birbirinden bağımsız ve farklı olması CST'deki analizi zorlaştırır. Çünkü CST'de tasarlanan bir yapıda tüm FSS'ler eşit boyutta olmak zorundadır. Bu yüzden ebadı küçük olan birim hücrelerin daha fazlası birleştirilerek diğerleriyle eşitlenmesi gerekir. Böylece ortaya çıkan makro birim hücrenin bir kenarı FSS hücre ebat değerlerinin en küçük ortak katları kadar olur. Örneğin hücre ebatları 5 mm, 6 mm, 8 mm, 12 mm ise CST'de oluşturulacak makro birim hücre ebadı 120 mm'dir. Bu makro birim hücredeki FSS'lerde birim hücre sayıları sırasıyla 24^2 , 20^2 , 15^2 ve 10^2 adettir. Bu ebattaki bir yapının simülasyonu günlerce zaman alır. Makro birim hücre ebadını mümkün mertebe küçük tutmak için rFSS birim hücreleri eşit ebatta ve cFSS hücresi ise bunların iki katı seçilmiştir. Bu planlamaya göre tasarlanacak yapıdaki tabakalar ve frekans seçici yüzeylerdeki patchlerin yerleşimi Şekil 6.2'de görülmektedir.

6.1.1. Radomdaki Sistem Değişkenleri

Radom duvar yapısında tabakaların bağıl dielektrik katsayıları ve rezistif yüzey dirençleri sabit alındığından, sistemde değişken olarak geriye tabaka kalınlıkları; d_1 , d_2 , d_3 , d_4 , birim hücre ebatları; p_1 , p_2 , p_3 , p ve patch ebatları; r_1 , r_2 , r_3 , r , olmak üzere 12 değişken kalmaktadır. Bu değişkenlerin optimum değerleri aranacaktır. Bu durumda sistem giriş değerleri veya değişken vektörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$x = [d_1 \ d_2 \ d_3 \ d_4 \ p_1 \ p_2 \ p_3 \ p \ r_1 \ r_2 \ r_3 \ r] \quad (6.1)$$



Şekil 6.2. Belirlenen yapının birim hücresindeki patch elemanlarının ve dielektrik tabakaların yerleşimi.

6.2. ÇOK AMAÇLI OPTİMİZASYON

Değişken parametrelere karşılık tanımlanabilen bir veya daha fazla çıkışı bulunan bütün mühendislik uygulamalarında optimizasyon problemi karşımıza çıkmaktadır. Tanımlanan hedeflerin mümkün değerlere minimizasyonu veya maksimizasyonu için sistem değişkenlerinin belli kısıtlamaları sağlaması koşuluyla en uygun değerlerinin belirlenmesine çalışılacaktır. Burada radom tasarım çalışmamız da bir optimizasyon problemine dönüştürülecektir.

Herhangi bir optimizasyon algoritmasına uygun yeni bir kod yazılmayacak, MATLAB programında tanımlı optimizasyon komutlarından *fgoalattain* işlevi kullanılacaktır. Bu fonksiyon çok hedef tanımlamaya müsait olduğundan kendi problemimiz için kullanışlıdır. Bu komut arka planda kendisi Sequential Quadratic Programming (SQP) algoritması kullanmaktadır. Optimum değer araştırması, genetik algoritma kullanan çok amaçlı optimizasyon fonksiyonu olan *gamultiobj* ile de yapılmış fakat daha uygun değerler elde edilememiştir.

6.2.1. Amaç Fonksiyonu ve Hedeflerin Tanımlanması

Optimizasyonda en önemli tanımlama amaç fonksiyonunun belirlenmesidir. Bu fonksiyon, sistem değişkenlerini giriş olarak alıp maksimize veya minimize edilecek hedef veya çıkış değerlerini ve bunu sağlayan optimum parametre değerlerini bulan fonksiyondur. Daha önce yazılan ve belirli değişken değerlerine karşılık ilgili frekans bandında yansıma ve geçişi hesaplayan kod dizini doğrudan amaç fonksiyonu olarak kullanılamaz. Bunu, yukarıda tanımlanan değişkenleri optimize edilecek girişler olarak alıp, belirlenecek hedeflere en yakın çıkışları hesaplayan bir fonksiyona dönüştürmek gerekir.

Sistemde minimize veya maksimize edilmeye çalışılan çok sayıda hedef değer bulunmaktadır. Bu hedefler;

- 4,2 GHz frekansında geçişin -1,5 dB'den yüksek olması.
- 8 GHz – 23 GHz aralığında yansımanın en fazla -10 dB, bant orta kısmında ise -15 dB'den düşük olması. Bu bantta 1,5 GHz aralıklarla tanımlanan 11 frekanstaki yansıma değerleri bulunmaktadır.
- 8 GHz – 23 GHz aralığında geçişin -10 dB'den küçük olması. Bu bantta da 1,5 GHz aralıklarla tanımlanan 11 frekanstaki geçiş değeri bulunmaktadır.

Böylece toplamda 23 hedef tanımlanmış olmaktadır. Bunlardan 4,2 GHz'deki hedef maksimize, diğer 22 hedef minimize edilmeye çalışılacaktır. Optimizasyon problemi için hedef değer vektörü hedef sayısı kadar satırı olan bir sütun matrisi olup MATLAB ortamında aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır. T geçişi, R yansımayı ve bunlardaki indisler frekans değerlerini göstermektedir.

$$h = [T_{4,2}; R_8; R_{9,5}; R_{11}; R_{12,5}; R_{14}; R_{15,5}; R_{17}; R_{18,5}; R_{20}; R_{21,5}; R_{23}; T_8; T_{9,5}; T_{11}; T_{12,5}; T_{14}; T_{15,5}; T_{17}; T_{18,5}; T_{20}; T_{21,5}; T_{23}] \quad (6.2)$$

Bu matrisin sayısal değerlerle ifade edilmiş mümkün bir hali aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$h=[1,5; -10; -10; -15; -15; -15; -15; -15; -15; -15; -10; -10; -10; -10; -10; -10; -10; -10; -10; -10] \quad (6.3)$$

4,2 GHz'deki geçişin hedef değerinin -1,5 yerine 1,5 alınmasının nedeni, optimizasyon fonksiyonlarının hep minimizasyona yönelik hazırlanmış olmasıdır. Maksimizasyon istenen bu hedef için $T_{4,2} > -1,5$ yerine $-T_{4,2} < 1,5$ alınmış olmaktadır. Burada hedefler için tanımlanan değerler optimizasyon işlemi yürütülünce ortaya çıkan sonuçlara göre amaca uygun biçimde değiştirilerek optimizasyon yenilenebilir.

Bu algoritmada hedeflerin hepsinin bir ağırlığı vardır. Önemli olanların ağırlıklarının 1'e yakın, önemsizlerin veya sağlanması kolay olanların ağırlıklarının ise daha küçük seçilmesi uygundur. Soğurma bandındaki geçiş hedefleri kolay sağlandığından ağırlıkları düşük alınabilir. Örnek bir hedef ağırlık vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$w=[1; 1; 1; 0,9; 0,9; 0,9; 0,9 \ 0,9; 0,9 \ 0,9; 1; 1; 0,6; 0,6; 0,6; 0,6; 0,6; 0,6; 0,6; 0,6; 0,6; 0,6; 0,6] \quad (6.4)$$

Aynı hedef değerlerde olduğu gibi ağırlıklar da optimizasyon işleminin yenilenen koşullarında amaca uygun olarak değiştirilebilmektedir.

6.2.2. Sınırlar ve Başlangıç Değerlerinin Tanımlanması

Optimize edilecek sistemde, değişken olarak alınan 12 parametrenin optimum değerlerinin hangi aralıkta araştırılacağı ve bu araştırmaya hangi noktadan başlanacağı belirlenmelidir. Burada alt sınırlar, üst sınırlar ve başlangıç değerleri olmak üzere üç adet 12 elemanlı vektör tanımlanmaktadır. Örneğin tabaka kalınlıkları için alt sınır 1,6 mm, üst sınır 5 mm ve başlangıç değeri 3 mm olabilir. Bu vektörler için mümkün birer örnek aşağıdaki gibi olabilir. Vektörlerdeki değerler metre cinsindendir.

$$x_{alt} = [0,0016 \ 0,0016 \ 0,0016 \ 0,0016 \ 0,008 \ 0,005 \ 0,005 \ 0,005 \ 0,005 \ 0,003 \ 0,003 \ 0,003] \quad (6.5)$$

$$x_{üst} = [0,005 \ 0,005 \ 0,005 \ 0,005 \ 0,012 \ 0,008 \ 0,008 \ 0,008 \ 0,011 \ 0,007 \ 0,007 \ 0,007] \quad (6.6)$$

$$x_0 = [0,003 \ 0,003 \ 0,003 \ 0,003 \ 0,011 \ 0,006 \ 0,006 \ 0,006 \ 0,009 \ 0,005 \ 0,005 \ 0,005] \quad (6.7)$$

Burada tanımlanan değerler de yenilenen optimizasyon koşullarında uygun biçimde güncellenmelidir. Örneğin değişik hedef ve ağırlık değerleriyle yürütülen optimizasyon sonucunda d_4 tabaka kalınlığı hep 5 mm'ye yakın çıkmaktadır. Bu yüzden d_4 'ün alt sınırı 4 mm, üst sınırı 6 mm, başlangıç değeri ise 5 mm olarak güncellenmektedir. Benzer işlem tüm değişkenler için geçerlidir.

6.2.3. Eşitsizlik Kısıtlarının Tanımlanması

Kısıtlar sistem değişkenlerinin karşılaması gereken koşulları ifade etmektedir. Alt ve üst sınırlar da birer kısıttır. Bunun yanında değişkenlerin lineer eşitliklerle, lineer eşitsizliklerle ve lineer olmayan fonksiyonlarla ifade edilen kısıtları da olabilir. Örneğin bir yüzeydeki patch ebadı mutlaka o yüzeyin birim hücre ebadından küçük olmalıdır. Yani $r_n < p_n$ olmalıdır. Eşitsizliklerde de küçük ($<$) ifadesi kullanılabileceğinden bu kısıtlar $r_n - p_n <$ biçiminde ifade edilmelidir. Bu eşitsizlik kısıtı tüm r_n, p_n çiftleri için tanımlanarak eşitsizlik kısıt matrisi elde edilir. Bir r_n 'in p_n 'den en az ne kadar küçük olacağı belirlenerek eşitsizlik kısıtı karşılık vektörü elde edilir. En küçük fark 0,5 mm alınırsa eşitsizlik $r_n - p_n < -0,0005$ şeklinde olur. cFSS yüzeyindeki fark en az 1 mm alınabilir. Dört eşitsizlik tanımlandığından ve 12 değişken olduğundan eşitsizlik matrisi 4×12 ebatlı olur. Tabaka kalınlıklarına ait eşitsizlik kısıtı bulunmadığından ilk dört sütun sıfırlardan oluşur. Eşitsizlik matrisi aşağıda ifade edilebilir.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Bu eşitsizlik matrisinin karşılığı ise 4 elemanlı bir sütun matrisi olup MATLAB ortamında aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$b = [-0,0005; \quad -0,0005; \quad -0,0005; \quad -0,001] \quad (6.9)$$

Patch ebadı birim hücreden çok küçük olursa paralel rezonans frekansı küçük olacağından soğurma bandı daralır. $p_n - r_n$ farkının büyük olduğu durumları optimum değer araştırma bölgesinin dışında bırakmak optimizasyonu kolaylaştırır. Patchler arası boşluk tüm yüzeyler için makul bir değer olarak maksimum 3 mm alınırsa, $p_n - r_n < 0,003$ biçiminde tanımlanabilen 4 eşitsizlik kısıtı daha ortaya çıkar. Bu durumda eşitsizlik matrisinin yeni hali ve bunun karşılık matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

$$b = [-0,0005; \quad -0,0005; \quad -0,0005; \quad -0,001; \quad 0,003; \quad 0,003; \quad 0,003; \quad 0,003] \quad (6.11)$$

Kısıt karşılık matrisindeki değerler de optimizasyon sonuçlarına göre amaca uygun biçimde değiştirilebilir.

6.2.4. Eşitlik Kısıtlarının Tanımlanması

Belirlenen optimum sistem parametre değerlerinin CST Microwave Studio simülasyonu ile doğrulanmasını kolaylaştırmak için daha önce açıklanan nedenlerle tüm rFSS birim hücre ebatları eşit ($p_1 = p_2, p_1 = p_3$) ve cFSS hücresi ise bunların iki katı kadar ($p_4 = 2p_1$) olmasına karar verilmişti. Bu kurallar optimizasyonda üç adet

eşitlik kısıtı olarak tanımlanır. Matris formatında tanımlanacak olan eşitlik kısıtlarının denklem biçimleri; $p_1 - p_2 = 0$, $p_1 - p_3 = 0$, $2p_1 - p_4 = 0$ şeklindedir. Eşitlik kısıt matrisi üç satır ve 12 sütunlu, bunun karşılık matrisi ise üç elemanlı sıfır matrisidir.

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

$$m = [0; \quad 0; \quad 0] \quad (6.13)$$

Eğer birim hücreler birbirinden bağımsız seçilecekse, eşitlik kısıtı tanımlanmaz. Fakat kullanılacak optimizasyon komutunda mutlaka bulunması gerektiğinden bu durumda hem eşitlik kısıt matrisi hem de bunun karşılık matrisi aşağıdaki biçimde boş matris olarak tanımlanmalıdır.

$$Q = [\quad] \quad (6.14)$$

$$m = [\quad] \quad (6.15)$$

6.3. OPTİMİZASYON İŞLEMİNİN YÜRÜTÜLMESİ

Sistem değişkenlerini giriş olarak alan amaç fonksiyonu, MATLAB ortamında *opt_fonk* adıyla kaydedildikten ve kısıtlar yukarıdaki gibi tanımlandıktan sonra SQP algoritması kullanan çok amaçlı optimizasyon komutu olan *fgoalattain* aşağıdaki gibi yazılarak çalıştırılabilir.

$$[x, fdeg, erfak, kont] = fgoalattain('opt_fonk', x0, h, w, A, b, Q, m, xalt, xust);$$

Komuttaki *x*; sistem değişkenlerinin optimizasyon sonucunda belirlenen optimum değerlerini, *fdeg*; bunlara karşılık fonksiyonun 23 adet çıkış değerini göstermektedir. Komuttaki *erfak* erişim faktörünü göstermekte olup ulaşılan nokta ile hedef arasındaki mesafenin ölçüsünü verir. Negatif ise *h* vektörü ulaşılan noktanın üstünde pozitifse altında demektir. İkinci kontrol parametresi *kont* ise problemin yakınsama durumu hakkında bilgi verir. Değerlerinin anlamları: 1: yakınsama sağlandı, 0: maksimum

iterasyona rağmen yakınsama sağlanamadı, -2: uygun çözüm bulunamadı, 4: Kısıtlar sağlanamadan yakınsama sağlandı biçimindedir.

Çok fazla değişken bulunduğundan optimizasyon lokal minimumlara yakınsamaktadır. Fakat bu sonuçlara göre h , w , x_{alt} , x_{ust} , vektörlerinin değerleri değiştirilip komut yeniden çalıştırılarak yeni çözümler bulunabilir. Bulunan sonuçlara göre daha iyi çözüm için yeni değişiklikler yapılır. Yapılan tüm yenilemelerde d_2 ve d_3 hep 2 mm civarında, d_4 ise 4 mm'den fazla çıkmaktadır. Bu tabaka kalınlıklarının alt ve üst sınırlarıyla başlangıç değerleri değiştirilerek işlem yeniden yürütülür. Sonuçta sistem değişkenlerinin hedefleri sağlayan bir optimum değer seti Çizelge 6.1'deki gibi elde edilmiştir. Belirlenen bu optimum değerlere karşılık elde edilen fonksiyon çıkış değerleri ise Çizelge 6.2'deki gibidir. Bu optimum parametre değerleri için hem yeni analiz yöntemiyle hem de CST ile elde edilen yansıma ve geçiş grafikleri Şekil 6.3'de görülmektedir. Aynı şekil üzerinde simülasyon sonuçları kullanılarak hesaplanan soğurma oranı verilmiştir.

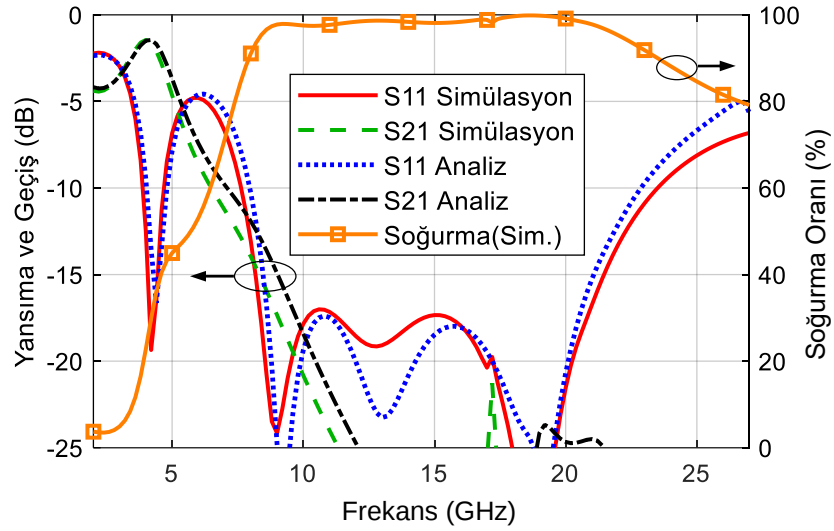
Çizelge 6.1. Sistem değişkenlerinin belirlenen optimum değer seti.

d_1	d_2	d_3	d_4	p_1	p_2	p_3	p_4	r_1	r_2	r_3	r_4
3,1	1,9	2,4	5,0	5,8	5,8	5,8	11,6	3,7	5,2	5,4	10,6

Çizelge 6.2. Yansıma ve geçişin optimum değerleri.

$f(\text{GHz})$	4,2	8	9,5	11	12,5	14	15,5	17	18,5	20	21,5	23
S_{11}		-10,29	-24,56	-17,47	-22,06	-20,85	-18,03	-19,47	-24,14	-20,68	-13,56	-9,727
S_{21}	1,45	-11,93	-16,66	-21,72	-26,13	-30,13	-34,08	-40,59	-30,65	-24,66	-25,12	-32,97

Her iki yöntemde de minimum geçiş kaybı 1,45 dB olup, bu simülasyonda 4,0 GHz'de, analizde ise 4,2 GHz'de ortaya çıkmaktadır. -10 dB yansıma referans alınırsa soğurma bandının alt ve üst sınırları simülasyon için 7,6 GHz – 23,5 GHz olurken, analiz için 8 GHz – 22,9 GHz'dir. Bu sınırlar -15 dB yansıma için sırasıyla 8,2 GHz – 21,5 GHz ve 8,5 GHz – 21,1 GHz olmaktadır. Geçişin -10 dB'nin altına düştüğü frekanslar 6,5 GHz ve 7,1 GHz'dir.



Şekil 6.3. Optimum değişkenlere karşılık yeni analiz yöntemi ve CST ile elde edilen yansımaya ve geçiş değerleri.

Soğurma bandının orta kısmındaki maksimum yansımalar ise yaklaşık 10,7 GHz’de ortaya çıkmakta olup -17 dB ve -17,4 dB’dir. Görüldüğü gibi oldukça geniş ve etkin bir soğurma bandı elde edilmiştir. Simülasyon sonucuna göre soğurma bant genişliğinin farksal değeri 15,9 GHz, oransal değeri ise % 102’dir.

6.3.1. Değerlerin Revize Edilmesi

Tasarlanan optimum yapıdaki metrik değerlerin pratikte doğrudan elde edilmesi mümkün olamamaktadır. Bazı değerler standart üretimler, bazıları maliyet, bazıları ise üretimde kolaylık sağlaması için yeni değerlerle değiştirilmiştir.

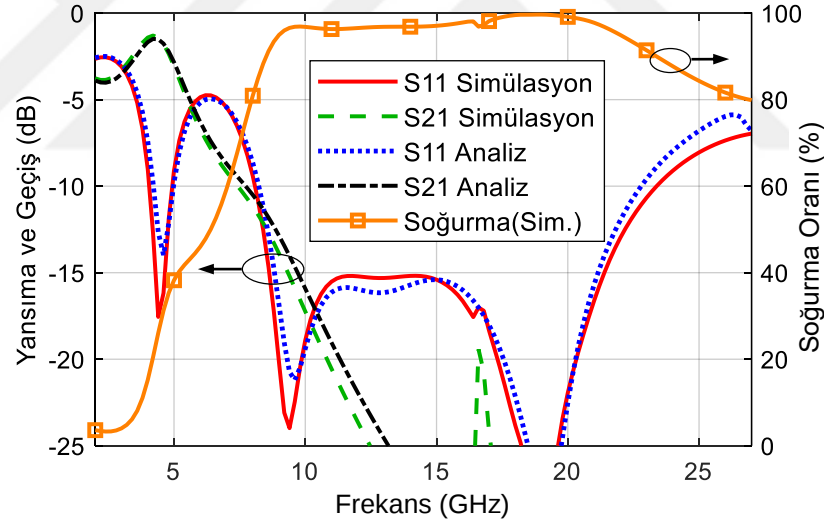
Duvarın ana yapısı olarak, yüksek frekanslarda dielektrik sabiti ve kayıp tanjanı küçük ve kararlı olan AD250 tabakalarının kullanılması planlanmıştır. Bu tabakalar inç (") cinsinden standart kalınlıklarda üretildiğinden ve en az ikişerli olarak pazarlandığından, maliyet göz önüne alınarak kullanılacak tabaka kalınlıklarının $d_1=0,125''=3,175$ mm, $d_2=0,08''=2,032$ mm, $d_3=0,09''=2,2286$ mm, $d_4=0,125''+0,08''=5,207$ mm olmasına karar verilmiştir. Bu kalınlıklara göre yapılan yeni değerlendirme sonucunda rFSS birim hücre ebadının 6 mm olması kararlaştırılmıştır. Rezistif FSS’ler serigrafi baskıyla oluşturulacağından her biri için ayrı kalıp çıkarmak gerekmektedir. r_2 ve r_3 birbirine çok yakın olduğundan maliyeti azaltmak için bu iki

yüzey için tek kalıp çıkarılmasına ve patch ebadının 5,3 mm olmasına karar verilmiştir. Yine üretim kolaylığı için $r_4=10,5$ mm alınmıştır. Üretilecek radom duvar numunesi için revize edilmiş yeni değerler Çizelge 6.3’de verilmiştir

Revize edilmiş optimum değerler kullanılarak, hem yeni yöntem hem de simülasyonla hesaplanan yansıma ve geçiş katsayıları ile simülasyon sonuçlarıyla hesaplanan soğurma oranı Şekil 6.4’de gösterilmiştir. -10 dB yansıma referans alınırsa soğurma bant genişliği yaklaşık 0,3 GHz, CST için ise 0,6 dB azalmaktadır. Bant ortasındaki maksimum yansıma ise sırasıyla 1,5 dB ve 1,8 dB artmıştır.

Çizelge 6.3. Sistem değişkenlerinin belirlenen optimum değer seti.

d_1	d_2	d_3	d_4	p_1	p_2	p_3	p_4	r_1	r_2	r_3	r_4
3,175	2,032	2,2286	5,207	6,0	6,0	6,0	12,0	3,7	5,3	5,3	10,5



Şekil 6.4. Revize edilmiş optimum değerler için yeni analiz yöntemi ve simülasyonla elde edilen yansıma ve geçişler.

BÖLÜM 7

RADOM DUVAR NUMUNESİNİN ÜRETİMİ VE TEST EDİLMESİ

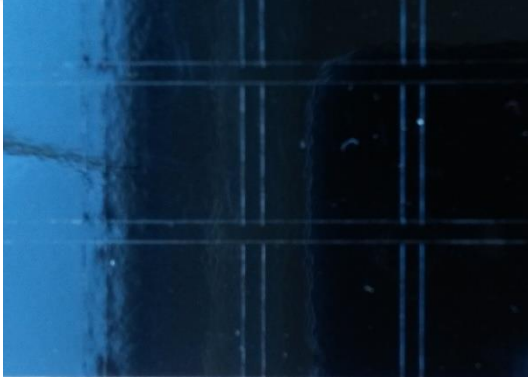
Tasarlanan radom duvarı numunesinin üretilmesi için ikişer adet 0,08" ve 0,125" kalınlığında ve bir adet de 0,09" kalınlığında olmak üzere toplam 5 adet tabakaya ihtiyaç vardır. En iç katmanda iki tabaka birleştirilerek kullanılacaktır. Tabakalar için bağıl dielektrik katsayısı $\epsilon_r = 2,5$ ve kayıp tanjantı $\tan \delta = 0,0014$ olan Arlon AD250C (0,08" kalınlıklı tabakalar için AD250A) laminatları kullanılmıştır.

Bu laminatlar, yüksek frekanslı antenler ve diğer mikrodalga ve RF uygulamaları için alt tabaka olarak kullanılmak üzere imal edilmiş yüksek performanslı kompozit bir malzemedir. Gerçekte seramik dolgulu ve fiberglasla güçlendirilmiş teflon (PTFE) maddesidir. Standart üretimde her iki taraf 70 μm , 35 μm veya 17,5 μm kalınlığında bakır kaplıdır. Ölçümler serbest ortamda horn antenlerle yapılacağından laminat ebatları olarak standart ebatlardan 12"×18" boyutları uygun bulunmuştur. Üretimi ileri teknoloji gerektiren bu tabakalar dünya genelinde sınırlı sayıda firmalarca pazarlanmaktadır.

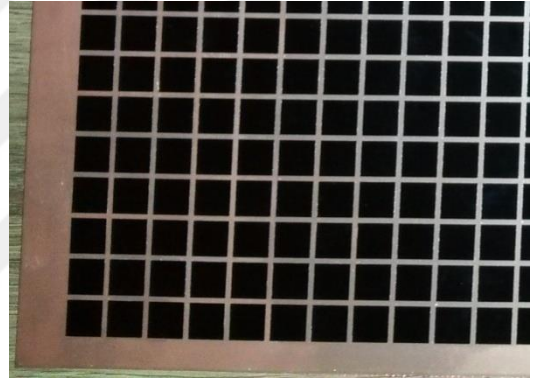
Üç tabakanın yüzeyindeki rFSS'ler dirençli malzeme kullanılarak serigrafi baskıyla oluşturulacaktır. 6 mm birim hücre içine 5,3 mm rezistif patch oluşturmak profesyonel bir donanım ve işçilik gerektirmektedir. İmal edilen numunenin yansıma ve geçiş testleri için en az 30 GHz frekanslı network analizörü, antenler ve diğer yan elamanlara, hatta özel ölçüm ortamına ihtiyaç vardır. Bütün bunlar göz önüne alındığında duvar numunesinin üretiminin bir proje kapsamında yapılması uygun görülmüştür. Bu amaçla Kastamonu Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü'ne "*Geniş Bantlı Soğurucu Özelliğe Sahip Frekans Seçici Bir Radom İçin Çok Katmanlı Duvar Yapısı Tasarımı*" adlı proje başvurusu yapılmış ve proje Koordinatörlükçe desteklenmiştir.

7.1. İLETKEN FREKANS SEÇİCİ YÜZEYİN OLUŞTURULMASI

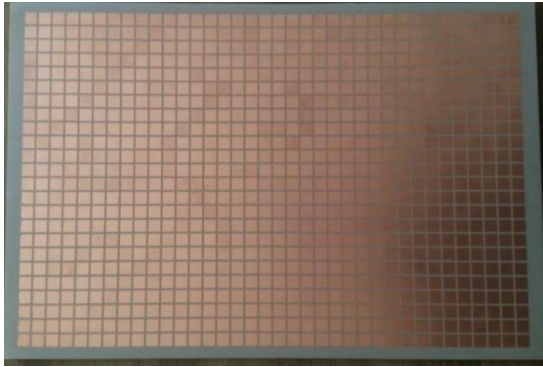
Üzerinde kenarı 10,5 mm kare biçimli iletken patchler olan cFSS 0,125" kalınlıklı tabakanın bir yüzeyine oluşturulmuştur. Önce bu yüzeyin tamamı, kareler oluşacak biçimde kesilmiş folyo kağıdıyla kaplanarak maskelenmiştir (Şekil 7.1 (a)). Sonra bakırı yok edilecek ara bölgelerdeki kaplamalar kaldırılmıştır (Şekil 7.1 (b)). Hidrojen peroksit (H_2O_2) ile hidroklorik asit (HCl) karışımında maskesiz kısımlar ve diğer yüzeyin tamamının bakırı eritilmiştir. Daha sonra da patchlar üzerindeki kaplamalar kaldırılmıştır. İşlemin aşamaları Şekil 7.1’de sırasıyla gösterilmiştir. Yüzeyin tamamında toplam $24 \times 36 = 864$ adet iletken patch bulunmaktadır.



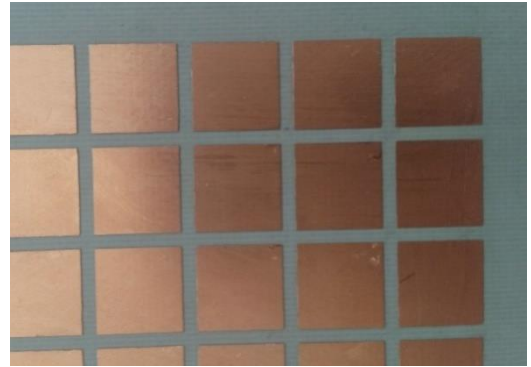
(a)



(b)



(c)

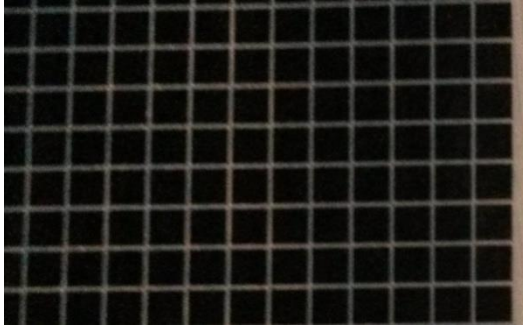


(d)

Şekil 7.1. a) Kesikli folyo kağıtla maskelenmiş yüzey, b) Eritilecek kısımların maskelerinin kaldırılması, c) ve d) Metalik yüzeyde oluşturulan kare patchlar.

7.2. REZİSTİF FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLERİN OLUŞTURULMASI

Rezistif yüzeyleri oluşturabilmek için serigrafi (ipek) baskı yöntemi kullanıldı. Önce Corel Draw’da biri 5,3 mm, diğeri 3,7 mm kare patchli yüzeyler için her birinde $48 \times 72 = 3456$ patch bulunan iki tasarım yapıp aydınır kağıda çıktı alındı (Şekil 7.2 (a)) ve (b)). Loş bir ortamda pozlandırma makinesine yerleştirilen bu aydınır çıktıların üzerine ise hazır emülsiyon içeren capillex caplicator yapıştırılmış ipek gerili çerçeve bırakıldı (Şekil 7.2 (c)) ve yaklaşık 1,5 dakika süren pozlandırma yapıldı. Ardından capillex üzerindeki şeffaf koruyucu kaldırıldı ve basınçlı su ile yıkayıp kurutularak baskıya hazır hale getirildi (Şekil 7.2 (d)). Rezistif malzeme olarak karbon siyahı (carbon black) kullanıldı (Şekil 7.3 (a)) ve baskı vakumlu serigrafi masasında gerçekleştirildi (Şekil 7.3 (b)). Baskı sonrası 250 °C sıcaklıkta bantlı sistemde 3 kez kürleme (kurutarak sertleştirme) yapıldı.



(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 7.2. a), b) Çıktı alınmış aydınır kağıtlar, c) pozlandırma makinesine aydınırlerin ve ipek gerili çerçevenin yerleştirilmesi, d) basınçlı suyla pozlanmış çerçevenin temizlenmesi.



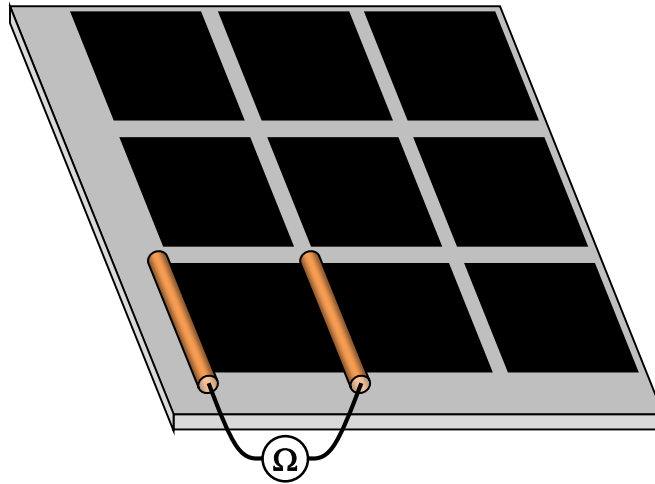
(a)



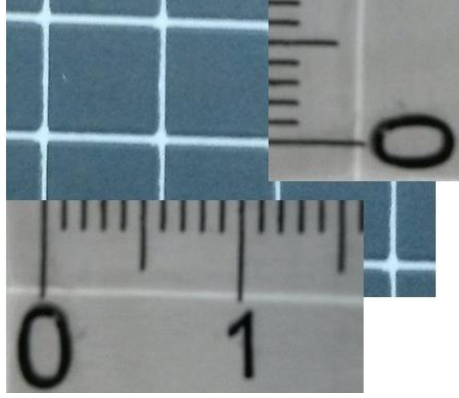
(b)

Şekil 7.3. a) Rezistif malzeme olarak kullanılan karbon siyahı, b) Serigrafi baskı aşaması.

Yüzey direncinin ölçümü, Şekil 7.4'deki gibi bir patchin iki kenarına her noktada temas eden iki iletken yerleştirip aradaki direnci ohmmetreyle ölçerek yapılmıştır. Patchler kare biçimli olduğundan bu değer doğrudan yüzey direncini (Ω/sq) verir. Küçük değişimler göstermekle birlikte tek baskı-kürleme sonunda yüzey direncinin hem 5,3 mm hem de 3,7 mm ebatlı patchlar için de 65 Ω civarında olduğu görülmüştür. Hedeflenen 50 Ω/sq değeri henüz elde edilemediğinden ikinci kat baskı-kürleme yapılmıştır.



Şekil 7.4. Yüzey direncinin ohmmetreyle ölçümü.



(a)



(b)

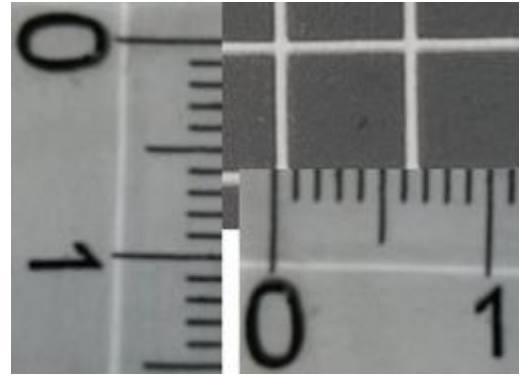
Şekil 7.5. a) Sıvı karbonun etrafa yayılarak patch ebatlarını değiştirmesi, b) direnç değerini düşürebilmek için karbon-gümüş karışımı hazırlanması.

İkinci baskı sonunda yüzey direncinin $35 \Omega/\text{sq}$ civarında olduğu görüldü. İki kat baskının bazı plakalarda tam üst üste çakışmadığı ve sıvı haldeki karbonun baskı esnasında raglenin çekiş yönüne de bağlı olarak etrafa yayılma yaptığı fark edildi (Şekil 7.5 (a)). Bu yüzden tüm baskılar kimyasallar kullanılarak silindi ve tek baskıda hedeflenen direnci elde edebilmek için karbon-gümüş karışımı hazırlandı. (Şekil 7.5 (b)). Bu karışımla yapılan baskılarda hedefe daha yakın direnç değeri elde edilebilse de karbon ile gümüşün birbirine iyi yapışmadığı ve baskıların fiziksel müdahale ile dağılabildiği görüldü. Bu yüzden tüm baskılar yeniden silindi. Raglenin çekiş yönü dikkate alınarak patch ebadı 0,1 mm küçültülüp yeniden tasarım yapıldı, çıktı alındı ve baskı çerçeveleri hazırlandı. Bunlarla sadece karbon kullanılarak iki kat baskı-kürleme yapıldı. Hedeflenen patch ebatları Şekil 7.6’da görüldüğü gibi elde edilebilse de maalesef $50 \Omega/\text{sq}$ yüzey direnci elde edilemedi.

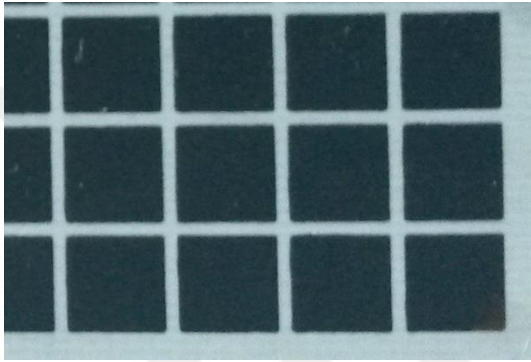
Çerçevenin kenar bölgelerinde ipeğin daha gergin olmasından dolayı patch ebatları bazı bölgelerde biraz büyük olabilmektedir. Yine baskı esnasında tam homojenlik sağlanamadığından yüzey direnci her patch için az da olsa farklılık göstermektedir. Baskılı plakalar, mümkün mertebe arada boşluk kalmayacak ve birim hücreler üst üste hizalanacak biçimde sıkıca birleştirilerek kenarlarından sabitlendi. (Şekil 7.7). Plakaların ilk durumundaki kavisli yapısından ve baskı esnasındaki ısı işleminden dolayı az da olsa burkulduklarından arada istenmeyen boşluklar kalmaktadır. Bir kat karbon baskı kalınlığı yaklaşık $25 \mu\text{m}$ olup burada ihmal edilmiştir.



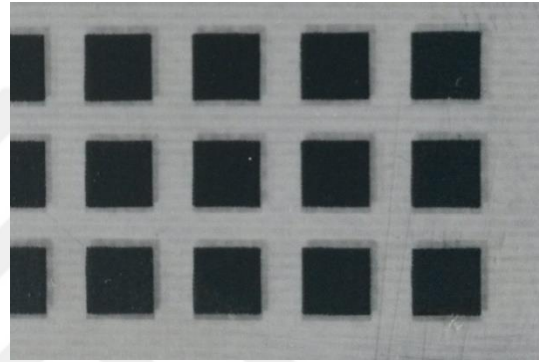
(a)



(b)



(c)

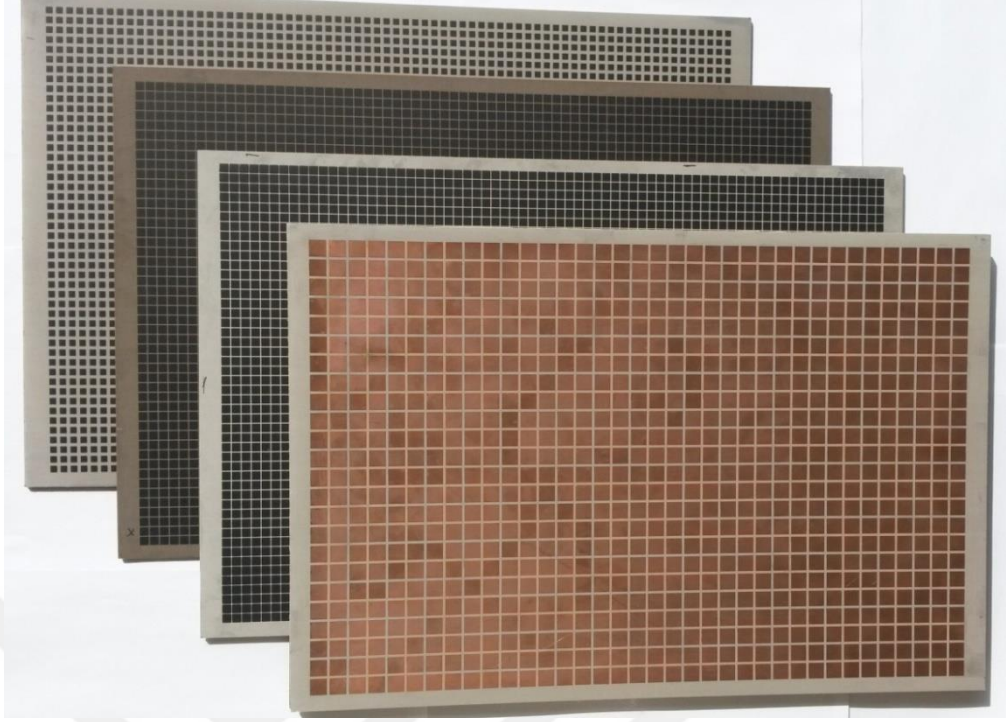


(d)

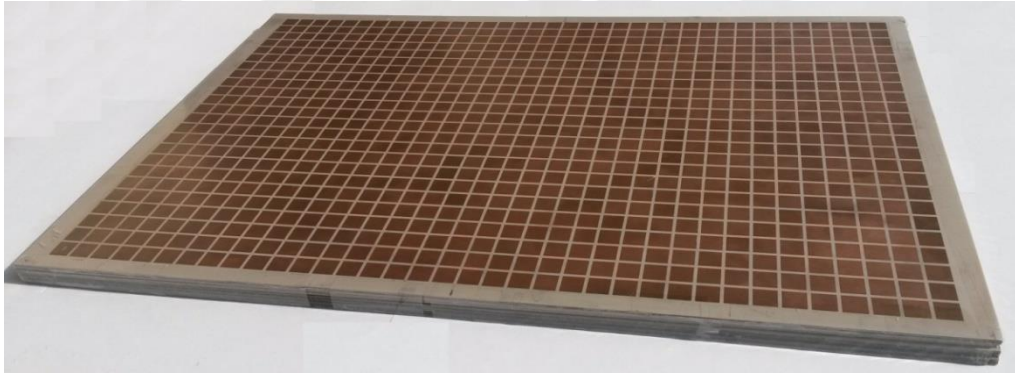
Şekil 7.6. a) Baskılı plakalardan biri, b) Patch ebatlarının doğruluğu c) ve d) 5,3 mm ve 3,7 mm patchların büyütülmüş görüntüsü.

Tüm bu olumsuzluklar radom karakteristiğinin bozulmasına neden olmaktadır. Ölçümlerde CST ile yapılan simülasyonlardaki verilerin tam olarak sağlanması beklenmemelidir. Bunun en büyük sebebi yüzey direncinin $50 \Omega/\text{sq}$ yerine yaklaşık $35 \Omega/\text{sq}$ olmasıdır. Diğer bütün koşullar yine ideal kabul edilerek $35 \Omega/\text{sq}$ yüzey direnci için dış yüzeyden yansıma S_{11} , iç yüzeyden yansıma S_{22} ve dışarıdan iç kısma geçiş S_{21} 'in CST simülasyon sonuçları Şekil 7.8'de görülmektedir.

Karşılaştırma yapabilmek için aynı şekil üzerinde $50 \Omega/\text{sq}$ sonuçları da verilmiştir. Geçiş, yüzey direncinden daha çok patchların ebatlarına, iç yüzeyden yansıma ise daha çok cFSS'e bağlı olduğundan, yüzey direncindeki bu önemli değişime karşılık S_{21} ve S_{22} katsayılarında önemli bir fark oluşmamaktadır. Anten çalışma frekansı olan 4.2 GHz'deki geçiş kaybı 1,3 dB'den yaklaşık 1 dB'ye düşmektedir.



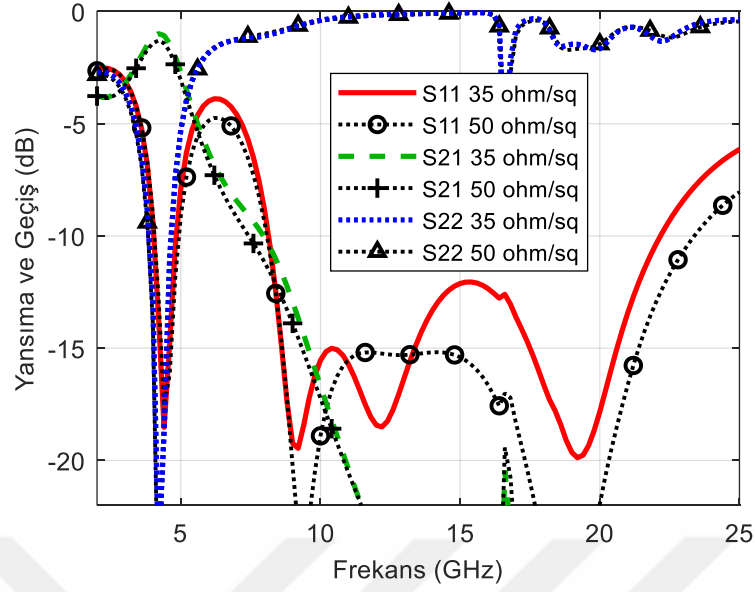
(a)



(b)

Şekil 7.7. a) Radomu oluşturan bir cFSS ve üç rFSS içeren tabakaların üst üste konulmuş ve çapraz kaydırılmış halde resimleri, b) Tabakaların patchlar hizalanacak biçimde birleştirilmiş hali.

Dış yüzeydeki yansıma ise özellikle 13,5 GHz'den sonra artmakta ve 17,5 GHz'e kadar bant ortası için belirlediğimiz -15 dB sınırının üstüne çıkmaktadır. Bu aralıktaki en yüksek yansıma 15,4 GHz frekansında -12 dB olarak ortaya çıkmaktadır. Her şeye rağmen maksimum -10 dB yansıma kriteri yine de sağlanmaktadır. Soğurma bandının üst frekansı 1,2 GHz azalarak 23,4 GHz'den 22,2 GHz'e düşmektedir.

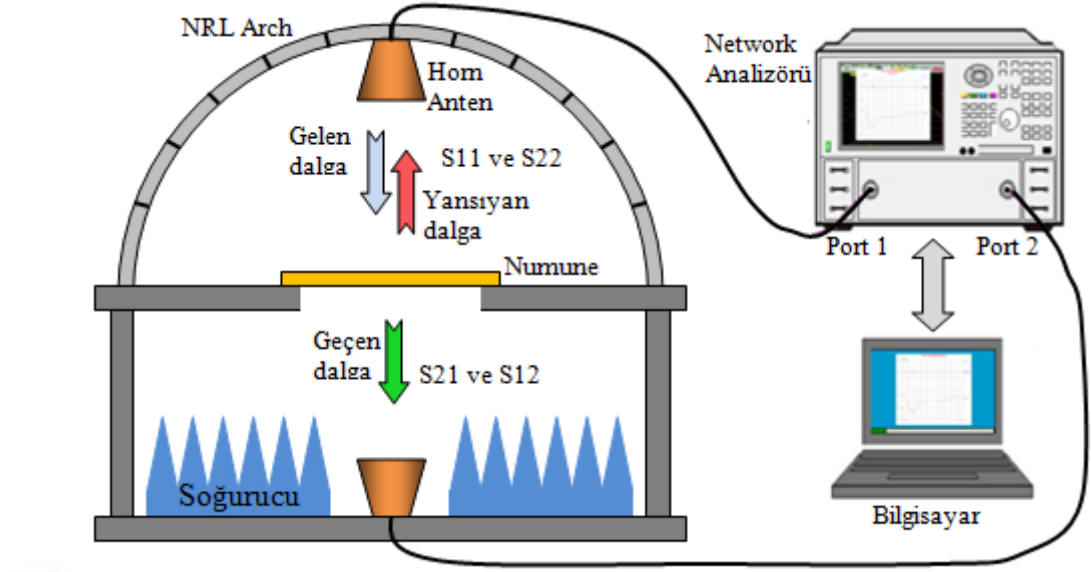


Şekil 7.8. Yüzey direncinin 50 Ω/sq ve 35 Ω/sq değerleri için radomun dış yüzeyden yansım, geçiş ve iç yüzeyden yansım katsayıları.

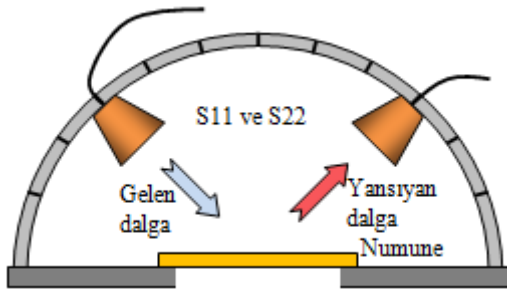
7.3. ÖLÇÜM VE TEST YÖNTEMERİ

Ölçüm ve testler 40 GHz'e kadar kullanılabilen network analizörü, buna uygun antenler ve bağlantı elemanları gibi donanımlara sahip bir özel firmadan hizmet alımıyla gerçekleştirilmiştir. Kullanılan network analizörü Agilent E8363B PNA modeli olup ölçüm aralığı 10 MHz – 40 GHz'dir. Testlerde Şekil 7.9 (c)'de görülen maksimum çalışma frekansı 30 GHz olan iki horn anten kullanılmıştır.

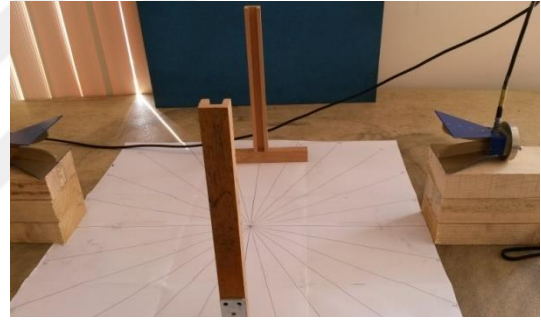
Normal (dik) gelişte yansım ve geçişlerin ölçümü için gerekli sistem kurulumu Şekil 7.9 (a)'daki gibidir. S_{11} ve S_{22} ölçümleri, numune düz – ters tutularak tek portla yapılır. S_{21} ve S_{12} iki portla yapılmakta olup yine numune benzer şekilde düz – ters çevrilir. 15° , 30° ve 45° eğik geliş açıları için de testler yapılmıştır. Bunun için düzeneğin kullanımı Şekil 7.9 (b)'deki gibidir. Fakat bu sistem eğik gelişte geçiş katsayılarının ölçümü için kullanışlı değildir. Şekil 7.9 (c)'deki düzenek ise dik ve eğik gelişler için yansım ve geçiş ölçümlerinde kullanılabilecek esnekliğe sahiptir. Tüm ölçümlerde çevresel yansım ve girişimleri engellemek için gerekli yerlere soğurucular yerleştirilmiştir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 7.9. a) Normal gelişte S parametrelerinin NRL Arch üzerinde ölçümünün şematik gösterimi, b) Eğik gelişte yansıma ölçümü, c) Normal ve eğik gelişte tüm S parametrelerinin ölçümünde kullanılabilen düzenek.

7.3.1. Kalibrasyon

Network analizörü ile ölçümlerde kalibrasyon önemlidir. Bu işlem, antenler, bağlantı elemanları, kablolar ve diğer çevresel faktörlerin, gerçek ölçüm esnasındaki sonuçların üzerindeki etkisini elimine etmek için yapılır. Önce ölçümü yapılacak materyal hariç diğer tüm şartlar hazırken kalibrasyon değerleri alınır. Bu esnada yansıma ölçümleri için test edilecek nesne yerinde bir PEC bulundurulurken geçiş ölçümlerinde ise boş bırakılır. Sonra test edilecek numune uygun biçimde yerleştirilerek yeniden değer

alınır ve bunlardan kalibrasyon değerleri çıkartılır. Standart ölçümlerde bu çıkarma işlemi cihazın yazılımı yapmaktadır.

7.3.2. Time Gating Metodu

Dik gelişe yansıma ölçümleri tek portla yapılmak zorundadır. Böyle boş uzay ölçümlerinde anten etkisinin kalibrasyona dahil edilmesi oldukça zordur. Bu nedenle dik geliş yansıma ölçümleri time gating metoduyla yapılmıştır. Bu yöntemde network analizöründe verilerin zaman domenini analizi (Gating) yapıp oradan tekrar fourier dönüşümüyle frekans domenine geçilmektedir. Bu yöntemde bant ortasından uzaklaştıkça çözünürlük ve doğruluk azalmaktadır. Bu yüzden 2 GHz – 25 GHz bandı bütün olarak alınıp yansıma testi yapıldığında, spektrumda 4.2 GHz'deki derin düşüş tespit edilememektedir. Bu frekans bandında daha kesin değeri elde edebilmek için ölçümler 2 GHz – 7 GHz, 5 GHz – 20 GHz ve 15 GHz – 25 GHz frekans aralıklarından oluşan 3 bant için ayrı ayrı yapılmıştır. Sonuçlar, ortak bantlardaki değerlerin ağırlıklı ortalamaları alınarak birleştirilmiştir. Bir nokta için iki değer ağırlıkları, ortak bant sınırlarına olan mesafelerle ters orantılı alınmıştır.

BÖLÜM 8

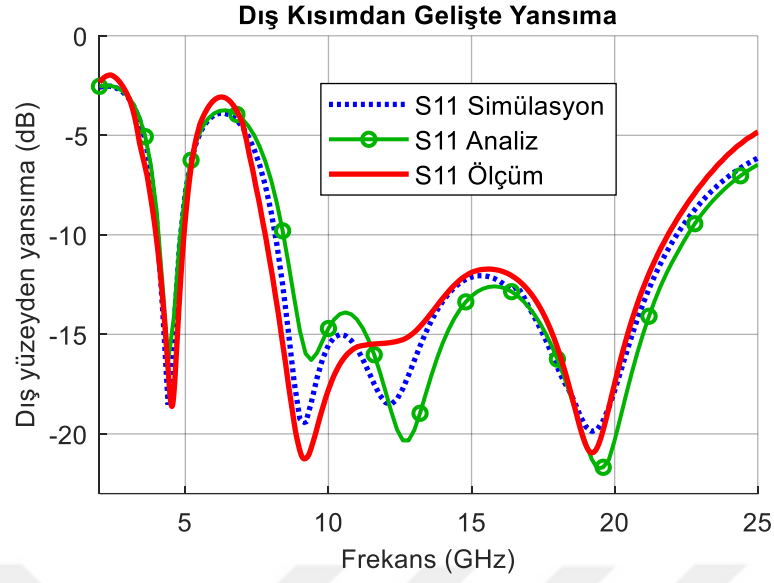
RADOM NUMUNESİ TEST SONUÇLARI

Bu bölümde, yapılan tasarımın ve üretilen soğurucu radom numunesinin S_{11} dış yüzeyden yansıma, S_{22} iç yüzeyden yansıma, S_{21} dışarıdan iç kısma geçiş ve S_{12} iç kısımdan dışarıya geçiş katsayıları grafiklerle gösterilmiştir. Herhangi bir S parametresi için biri ölçümle, biri CST Microwave Studio simülasyonu ile diğeri de geliştirilen yeni analiz yöntemiyle elde edilen üç sonuç bulunmaktadır. Bunlar grafiklerde sırasıyla "Simülasyon", "Analiz" ve "Ölçüm" olarak ifade edilmiştir.

Normal gelişte olduğu gibi, herhangi bir geliş açısı ve polarizasyon durumu için de dört S parametresi bulunur. Eğik geliş incelemeleri, her iki polarizasyon için (TE ve TM) 15° , 30° ve 45° olmak üzere üç farklı geliş açısı göz önüne alınarak yapılmıştır.

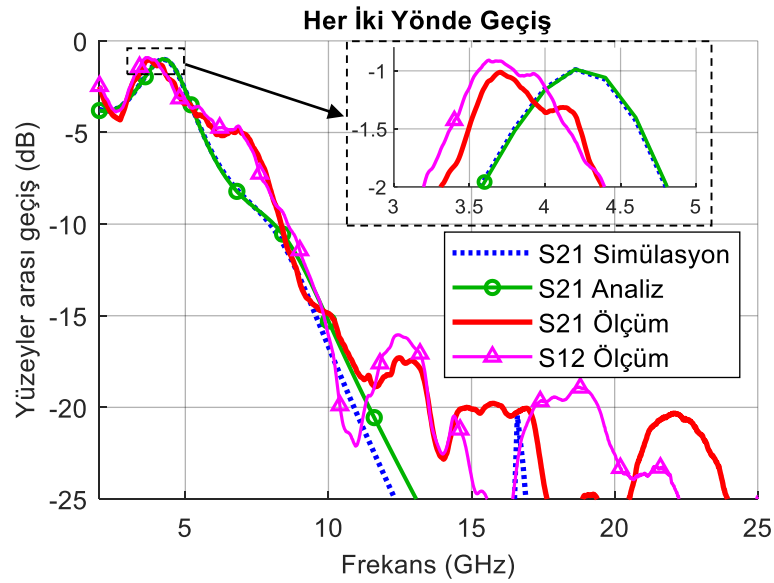
8.1. NORMAL GELİŞ

Dalga'nın radom yüzey normaline paralel, diğer deyişle radom düzlemine dik geldiği durumu ifade eder. Bu durumda S_{11} , radomla kaplanan antenin alıcı modda çalışırken dışarıdan gelen sinyalin radom dış yüzeyinden geri yansıma miktarıdır. Bu katsayı soğurucu radom için en önemli parametre olup Şekil 8.1'de gösterilmiştir. 12,5 GHz civarındaki frekanslar haricinde ölçüm sonuçları ve diğer iki yöntemle elde edilenler arasında fark 2 dB'den daha az olup kabul edilebilir ölçüler içindedir. Ölçüm sonuçlarına göre 7,8 GHz ile 21,9 GHz arasındaki 14,1 GHz'lik bantta soğurma yapılmıştır ve yansıma -10 dB'den daha küçüktür. Soğurma bandındaki en büyük yansıma 15,6 GHz'de ortaya çıkmakta olup -11,7 dB'dir. Farksal soğurma bant genişliği 14,1 GHz olup bu değer oransal olarak 2,8:1 ve yüzde olarak ise %95 kadardır. Bu değerler başarılı bir soğurma performansına işaret etmektedir.



Şekil 8.1. Normal gelişte radom dış yüzeyinde ortaya çıkan yansımaya sonuçları.

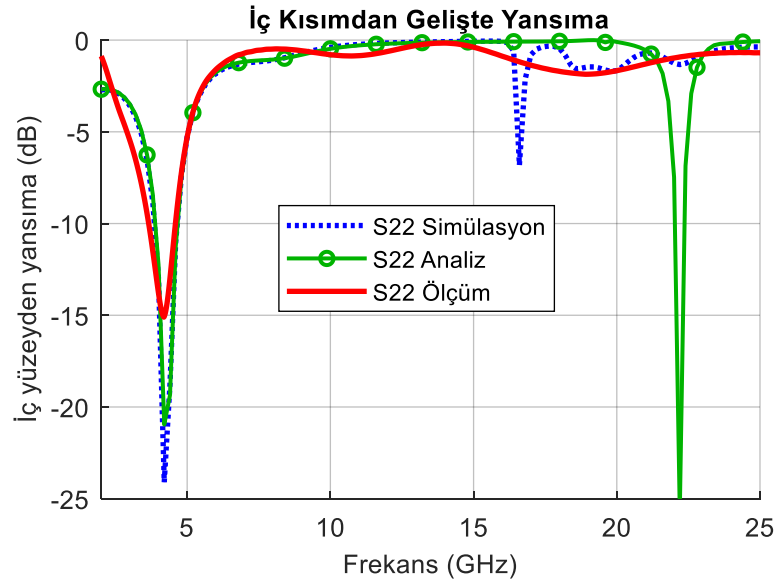
Dalganın ilerleme yönünde yapısal değişimi olmayan böyle düzlemsel bir radomun her iki yöndeki geçiş karakteristiği aynıdır. Yani $S_{21} = S_{12}$ 'dir. Bu durum CST simülasyonu ve yeni analiz yöntemiyle yapılan geçiş hesabında tam olarak ortaya çıktığından, bu yöntemlerin sadece S_{21} sonuçları buraya alındı. Fakat Şekil 8.2'de görülen geçiş ölçüm sonuçlarında alıcı ve verici modlarda çalışma arasında önemsiz sayılabilecek farklar ortaya çıkmaktadır.



Şekil 8.2. Normal gelişte radomun iki yüzeyi arasındaki geçiş sonuçları.

Bant içindeki geçiş kaybı her üç sonuçta da yaklaşık -1 dB kadardır. Fakat minimum kaybın ortaya çıktığı frekanslar arasında 0,5 GHz fark vardır. Bu fark, üretim ve ölçüm esnasında ortaya çıkan ve daha önce açıklanan olumsuz durumlardan kaynaklanmaktadır. Sinyalin iyice zayıfladığı yüksek frekans bölgesindeki farklar ise önemli değildir. Bant içinde, tüm sonuçlar için geçiş kaybının aynı oluşu ve analiz yöntemiyle simülasyon sonucu arasındaki yakınlık dikkate değerdir.

Anten verici modda çalışırken ürettiği sinyalin radom iç duvarından geri yansıma miktarı S_{22} Şekil 8.3’de gösterilmiştir. Antenin çalışma frekansı dışında radom, beklendiği gibi yaklaşık PEC davranışı göstererek sinyali tamamen geri yansıtmaktadır. Bir anten kendi çalışma frekansı haricinde sinyal üretmeyeceğinden bu yansımanın önemi yoktur. Simülasyon ve ölçüm sonuçlarında 16 GHz – 21 GHz arasında tam yansıma ortaya çıkmamakta, yansıma -2 dB'ye kadar düşmektedir. Bu, sinyalin bir miktar radom duvarına giriş yaptığını göstermektedir. Ölçümler, çözünürlüğü doğal olarak düşük olan time gating yöntemiyle yapıldığından dar bantlı ve sinyal gücünün ani değişim gösterdiği yeni modların fark edilmemiş olması normaldir. Fakat analiz ve simülasyon sonuçlarında, aralarında frekans farkı olsa da bu modlar görülmektedir.



Şekil 8.3. Normal gelişte radom iç yüzeyinde ortaya çıkan yansıma sonuçları.

İletim frekansında ölçüm sonucu ile analiz ve simülasyon sonuçları arasında belirgin bir fark bulunmaktadır. Yansıyan sinyalin -15 dB veya -20 dB gibi çok zayıf olduğu bu bantta ölçüm sonuçlarının farklı olması beklenmedik bir durum değildir. Antenin veya numunenin küçük korun değişimlerinde, sinyal gücünün yüksek olduğu frekanslardaki S parametre değerleri fazla değişmezken, zayıf sinyal bölgesinde böyle önemli değişimler ortaya çıkabilmektedir.

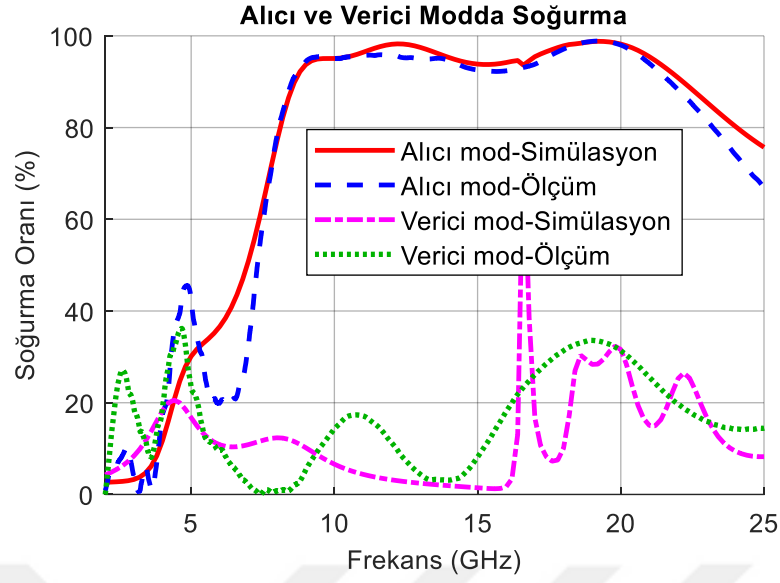
8.1.1. Normal Gelişte Soğurma

Soğurma, radoma gelen sinyalin yansıtılmayan ve de karşı tarafa iletilmeyen, yani enerjisi duvar yapısında yok olan kısmını ifade etmektedir. Tanımlanmış olan S parametrelerinin kareleri doğrudan sinyal gücünü ifade etmektedir. Yani S_{11}^2 dışarıdan gelip geri yansıyan sinyal gücünü, S_{21}^2 ise iç kısma ulaşan sinyal gücünü gösterir. Alıcı modda yani dışarıdan gelişte soğurma miktarı A_R tam sinyal gücünden bu iki sinyalin çıkarılmasıyla elde edilebilir. Buradaki S parametreleri dB'ye dönüştürülmemiş ham katsayıları ifade etmektedir.

$$A_R = 1 - (S_{11}^2 + S_{21}^2) \quad (8.1)$$

A_R sinyal gücü oranını göstermekte olup bunun yüzde olarak ifade edilmesi daha yaygındır. Formülde S_{22} ve S_{12} kullanılarak verici moddaki soğurma hesaplanabilir. Her iki mod için soğurulan sinyalin yüzde oranı Şekil 8.4'de gösterilmiştir. Soğurmada sınır değer genelde % 80 olarak kabul edilmektedir. Grafikte alıcı modda bu değer geniş bir bantta % 90'dan da fazla olduğu, yani etkin bir soğurma yapıldığı görülmektedir. İletim bandında ise soğurma oldukça düşüktür.

Sinyalin radoma iç taraftan geldiği verici modda anteni gizlemek gibi bir amaç bulunmadığından soğurma gereksizdir. Bu durumdaki soğurmayı hesaplamak için yukarıdaki bağıntıdaki S_{11} ve S_{21} sırasıyla S_{22} ve S_{12} ile değiştirilmelidir. Bu şekilde hesaplanan alıcı mod soğurma oranı A_T de Şekil 8.4'de görülmektedir. Spektrumun büyük kısmında soğurma % 20 sınırının altındadır.



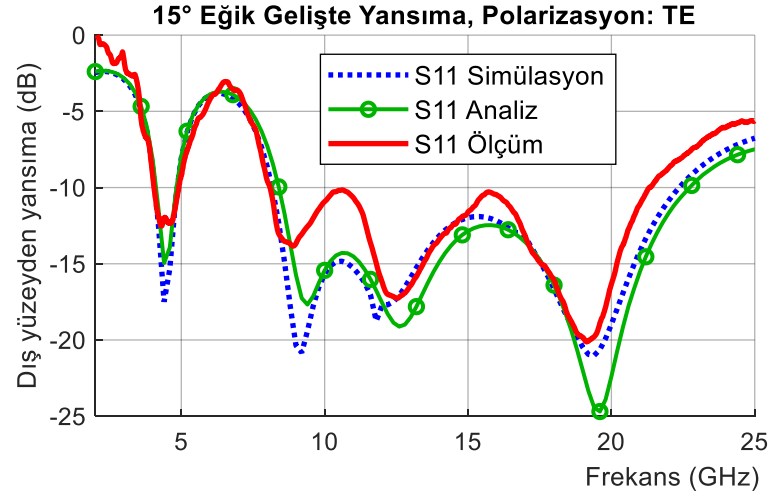
Şekil 8.4. Normal gelişte alıcı ve verici modda soğurma oranları.

8.2. EĞİK GELİŞ

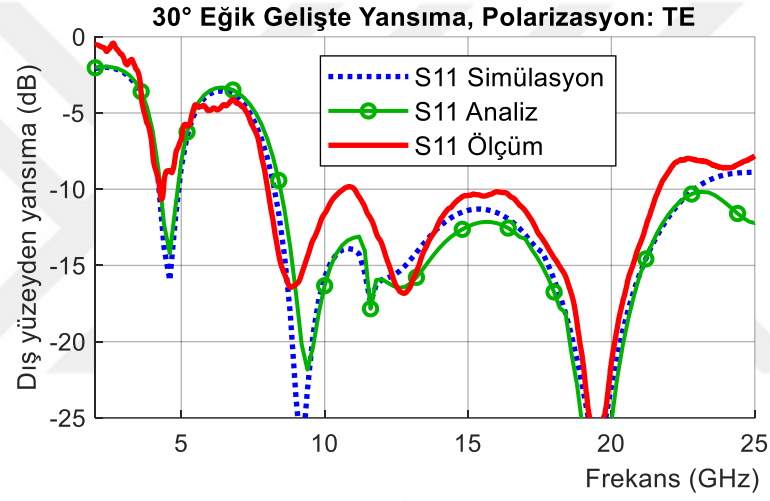
Radomlar her ne kadar normal gelişle karakterize edilse de gerçekte çoğu kez eğik geliş söz konusudur. Yüzey normali ile geliş arasındaki açı arttıkça yansıma ve geçiş katsayıları değişmektedir. Bu değişim elektrik veya manyetik alan bileşenlerinin hangisinin yüzeye paralel, hangisinin eğik geldiğine yani polarizasyona bağlıdır. İki polarizasyon durumu burada ayrı ayrı incelenecektir.

8.2.1. TE Polarizasyonda Eğik Geliş

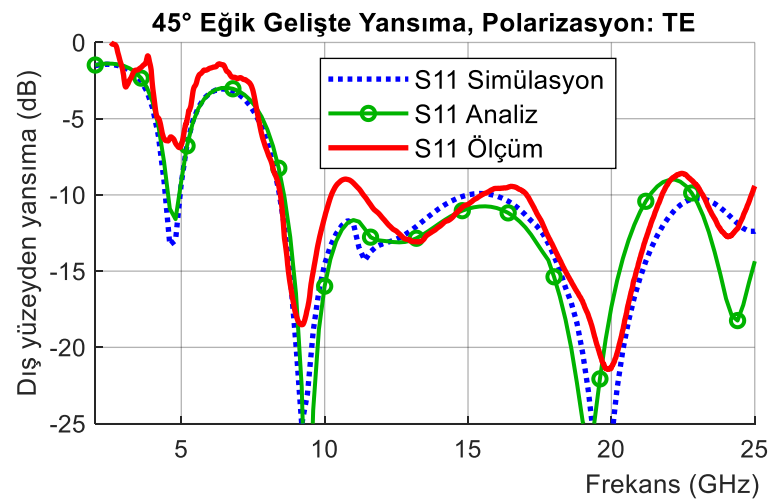
TE polarizasyonda antenin alıcı modda çalıştığı durum için 15° , 30° ve 45° geliş açılarına karşın dış yüzeyde ortaya çıkan yansımanın simülasyon, analiz ve ölçümle elde edilen sonuçları Şekil 8.5'de verilmiştir. Geliş açısı arttıkça soğurma bandında daha fazla yansıma ortaya çıkması beklenmektedir. Simülasyon ve analiz sonuçları arasında önemli bir fark olmazken, ölçüm sonuçları tüm açı değerleri için özellikle 9 GHz – 12 GHz bandında 5 dB'ye kadar varan daha fazla yansıma sahipdir. Bu fark 45° 'de daha küçüktür. Spektrumun diğer bazı bölgelerindeki artışlar tolerans dahilindedir. Ölçüm soğurma bant genişliği diğerlerinden 1 GHz kadar daha küçüktür.



(a)



(b)



(c)

Şekil 8.5. Eğik gelişte dış yüzeyde meydana gelen yansıma. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.

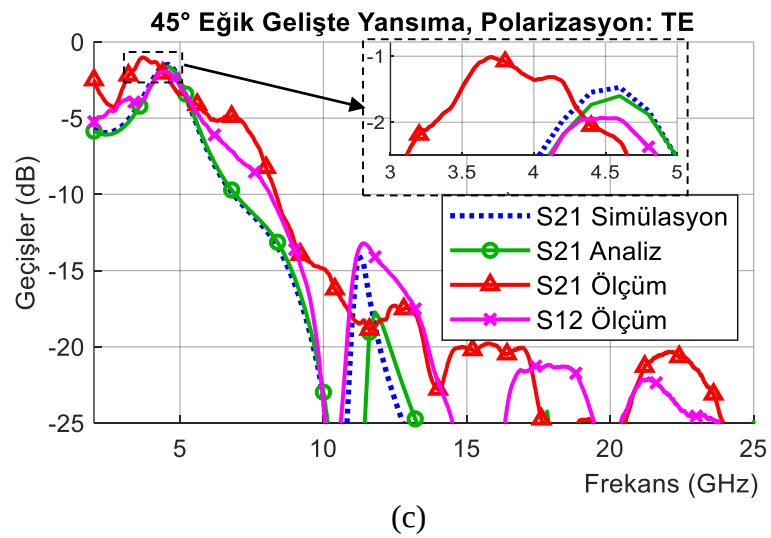
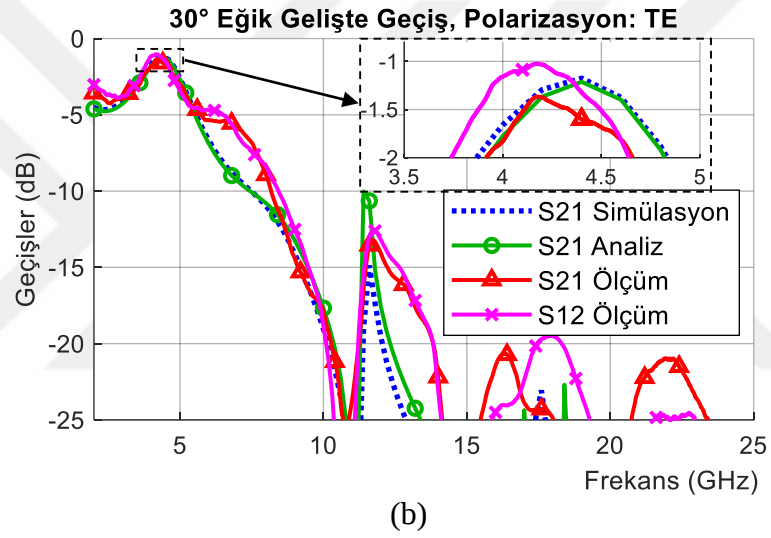
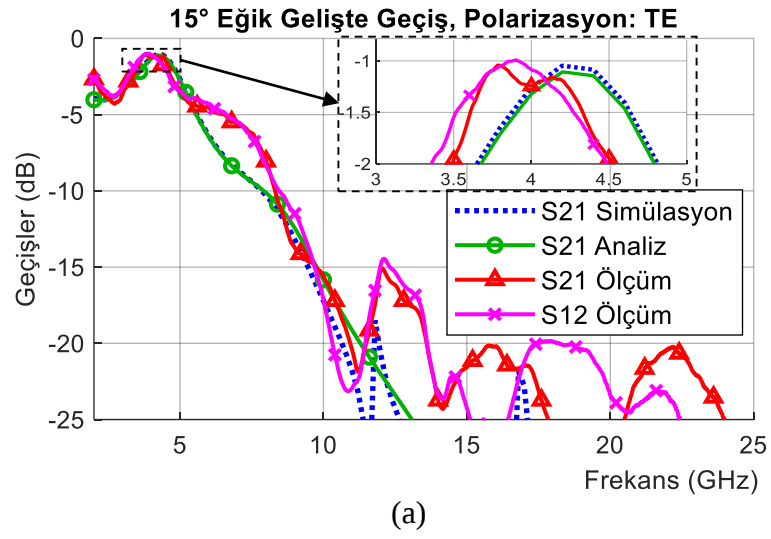
30° eğik gelişte bile soğurma bandında ölçülen yansımanın -10 dB sınırının altında kalması soğurucu radomun işlevselliğini göstermektedir. 45° için de bu yansıma çok az bir kısımda -10 dB'den fazladır. Yaklaşık 9,5 GHz ve 19,5 GHz frekanslarındaki yansıma sıfırları yüksek açılarda daha belirgin olmak üzere her üç sonuç için de benzerdir. Hatta 45° eğik gelişte 24 GHz civarında ortaya yansıma düşüşü de her üç sonuçta da belirgindir. Tüm bunlar geliştirilen analiz yönteminin ve buna dayanarak tasarlanıp üretilen radom numunesinin gerçek durumla yakınlığını göstermektedir.

15° ve 45° için yapılan ölçümlerde 2 GHz'in hemen üstündeki frekanslarda yansıma 0 dB'den fazla görülmektedir. Bu sonuçlar verici antenden üretilenden daha güçlü bir sinyalin alıcı antene ulaştığı anlamına gelir. Bu gerçek olmayıp ölçümden kaynaklanan bir hatanın sonucudur.

15°, 30° ve 45° geliş açıları için her üç yöntemle elde edilen S_{21} geçiş katsayıları Şekil 8.6'da gösterilmiştir. Ters yöndeki geçiş S_{12} simülasyon ve analiz yönteminde tamamen aynı çıktığından buraya alınmamıştır. Ölçüm sonuçlarında az da olsa bir fark bulunduğundan S_{12} ölçüm sonucu da burada gösterildi. Anten çalışma frekansındaki değerler genişletilerek grafiklere dahil edilmiştir.

Simülasyon sonuçlarına göre TE polarizasyonda geliş açısı arttıkça geçiş kaybı artar ve geçiş frekansı daha büyük değerlere doğru kayar. Analiz ve simülasyon sonuçları tüm açılar için birbiriyle gayet uyumludur. Üç geliş açısına karşılık geçiş kayıpları sırasıyla yaklaşık -1,05 dB, -1,2 dB ve -1,3 dB kadar olup, normal gelişteki -1 dB'lik kayıp göz önüne alınırsa fazla bir artış göstermediği söylenebilir. Minimum kaybın ortaya çıktığı frekanslar ise sırasıyla yaklaşık 4,25 GHz, 4,4 GHz ve 4,55 GHz'dir. Fakat 4,2 GHz sabit frekansı göz önüne alınırsa geçiş kayıpları biraz daha fazla olup sırasıyla -1,1 dB, -1,4 dB ve -2 dB kadardır.

Geçiş ölçüm sonuçlarının geliş açısıyla değişimi tam beklendiği gibi olmasa da TE polarizasyonun genel özelliklerini sergilemektedir. Geliş açısı arttıkça kayıp hafifçe



Şekil 8.6. Eğik gelişte TE polarizasyon için geçiş katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.

artmakta ve minimum kaybın ortaya çıktığı frekans ise biraz daha yüksek değerlere doğru kaymaktadır. Fakat minimum geçiş kaybının ortaya çıktığı bu frekans normal gelişte olduğu gibi eğik gelişte de simülasyon ve analiz sonuçlarından biraz daha küçük değerlerde kalmaktadır.

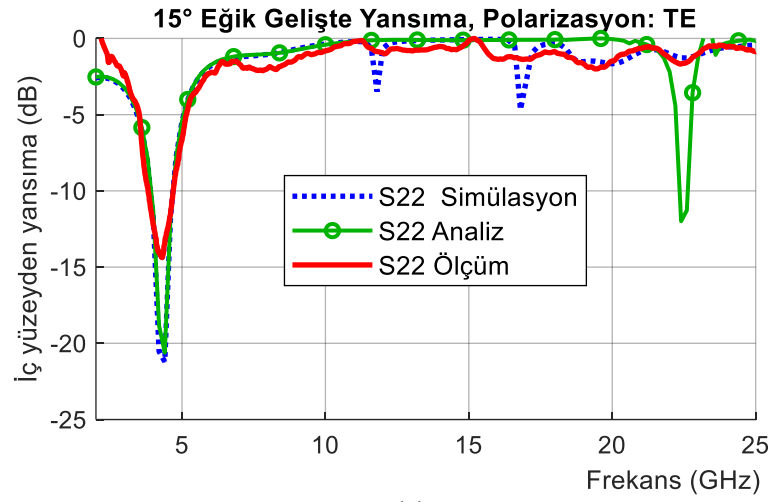
45° eğik gelişte ölçüm sonuçlarında S_{12} diğer sonuçlara benzer olduğu halde S_{21} 'in bariz biçimde farkı olması ölçüm sisteminden kaynaklanmaktadır. 15° ve 30° için sırasıyla 3,9 GHz ve 4,2 GHz olan geçiş frekansının 45° için 3,7 GHz frekansında olması olası değildir. S_{12} 'de geçiş frekansı diğer sonuçlar gibi yaklaşık 4,5 GHz civarındadır.

11,2 GHz civarında geçiş kaybındaki hızlı değişim her üç sonuçta da küçük frekans farkıyla benzerdir. Bu da analiz yönteminin ve buna dayanarak yapılan tasarımın gerçek durumla uygunluğunu göstermektedir.

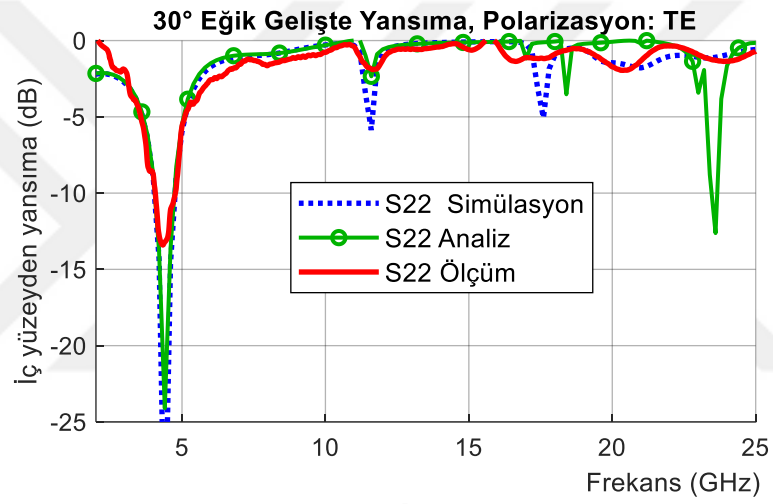
Anten verici modda çalışırken ortaya çıkan iç yüzey yansıması S_{22} , geliş açısıyla fazla değişmemektedir. Geçiş frekansı dışında radomdan yaklaşık PEC davranışı beklenmektedir. Tüm açılar için bütün sonuçlarda bunun gerçekleştiği görülmektedir. Yine tüm sonuçlarda minimum yansımanın olduğu geçiş frekansının aynı olması dikkate değerdir. Bunun yanında örneğin 11,5 GHz gibi bazı frekanslarda ortaya çıkan modların ölçüm sonuçlarında da görülmesi geliştirilen yöntemin gerçekle uyumluluğunu göstermektedir.

Geçiş frekansı civarında ölçüm sonuçları ile simülasyon ve analiz sonuçları arasında büyükçe bir fark ortaya çıktığı görülmektedir. Bunun nedeni, bu bölgede sinyal zayıf olduğundan ölçümlerin çok sağlıklı yapılamamasıdır.

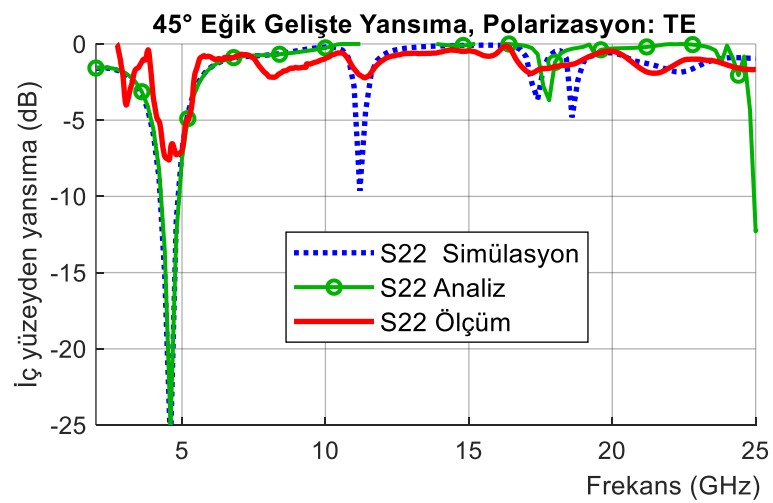
Özellikle 45° için açıkça görülen ölçüm sonuçların düşük frekanslardaki 0 dB'den yüksek değerleri gerçeği yansıtmamaktadır. Bu durum radom iç yüzeyinin bir PEC'den daha fazla yansıma yaptığı anlamına gelmektedir. Oysa PEC yüzeyler %100 yansıtma yaptıklarından bunun daha fazlası mümkün değildir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 8.7. Eğik gelişte TE polarizasyon için iç yüzeydeki yansıma katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.

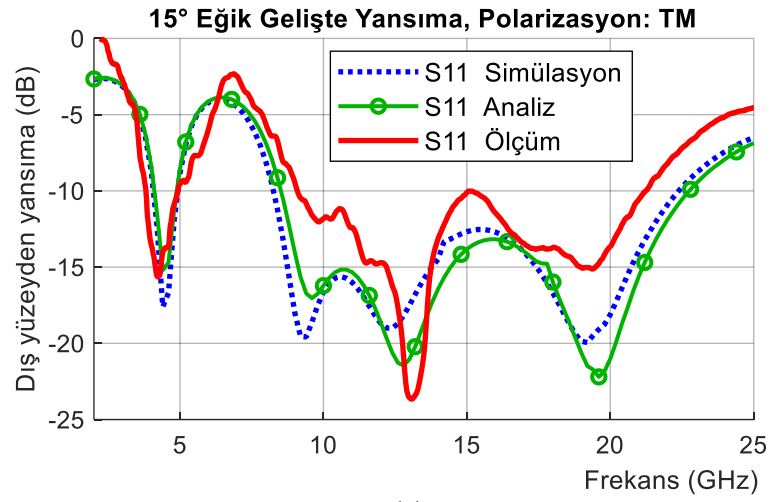
8.2.2. TM Polarizasyonda Eğik Geliş

TM polarizasyonda kayıplı veya soğurucu yapılarda soğurma miktarı geliş açısıyla artar. Bu yüzden soğurucu radomun dış yüzeyine geliş açısı arttıkça soğurma bandının büyük kısmında yansıma azalacaktır. TM polarizasyonun bir diğer karakteristik özelliği ise geliş açısı arttıkça frekans cevabının daha yüksek frekans bölgesine doğru kaymasıdır. Bu iki özelliğin neticesi olarak soğurma bandı üst sınırı geliş açısıyla alt sınırından biraz daha fazla artacağından soğurma bant genişliği de hafifçe artar.

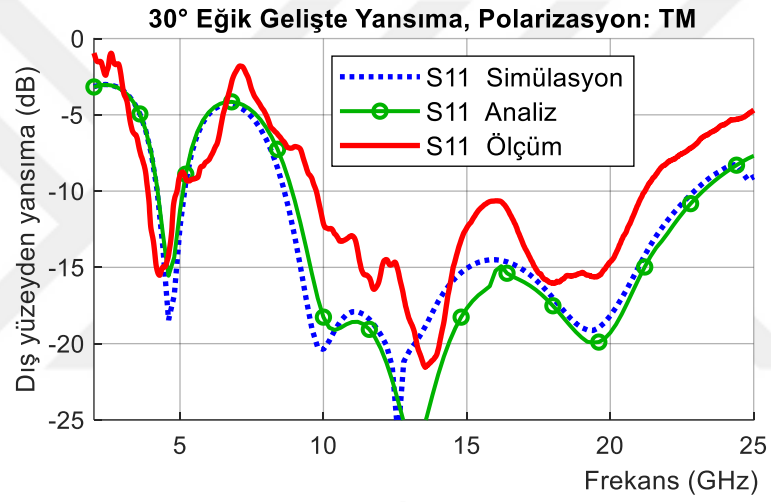
Soğurucu radom numunesinin TM polarizasyonda üç geliş açısına karşılık S_{11} dış yüzey yansıma katsayısının simülasyon, analiz ve ölçüm sonuçları Şekil 8.8'de verilmiştir. Simülasyon sonuçlarında, -10 dB referans alındığında soğurma bandı 15° eğik gelişte 8,3 GHz – 22,4 GHz aralığından iken 45° 'de 9,3 GHz – 24,6 GHz bandına kaymakta, bant genişliği ise 14,1 GHz'den 15,3 GHz'e çıkmaktadır. Geliş açısının üç değerine karşılık bant ortasındaki yansımanın belirgin azalışı grafiklerden görülmektedir. Analiz ile elde edilen sonuçlar simülasyon sonuçlarına oldukça benzerdir.

Ölçüm sonuçları, simülasyon ve analiz sonuçlarıyla tam eşleşmese de TM polarizasyonun genel özelliklerini sergilemektedir. Geliş açısı 15° 'den 45° 'ye çıkarken soğurma bandının orta kısmındaki yansıma yaklaşık 3,5 dB azalmaktadır. Yansıma sıfırlarının ortaya çıkışları, küçük frekans farklarıyla benzerdir. Ölçüm sonuçları, iletim bandında diğer sonuçlarla gayet uyumlu olmakla birlikte soğurma bandında yansıma hep daha fazla çıkmaktadır. Soğurma bandının alt sınır frekansı daha fazla olurken, üst sınır frekansı azalmakta ve dolayısıyla bant genişliği diğer sonuçlara göre daha az çıkmaktadır. 15° için 2 GHz civarında yansımanın pozitif çıkması mümkün bir durum olmayıp bir ölçüm hatasıdır.

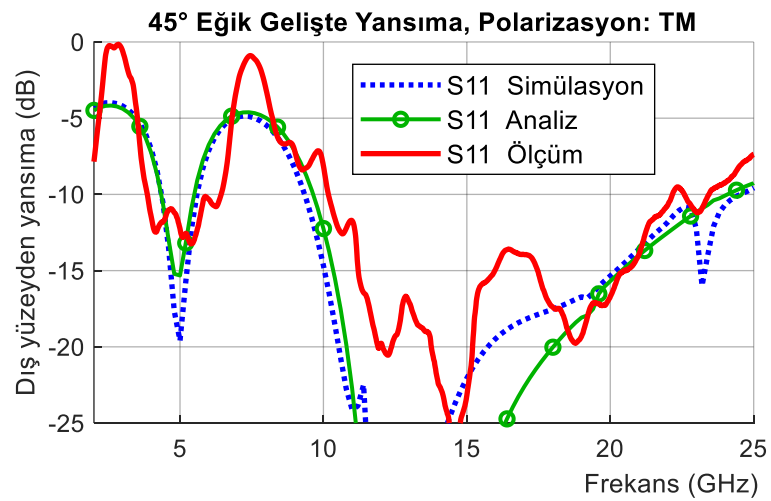
TM polarizasyonda geçiş kaybının geliş açısıyla değişimleri Şekil 8.9'da verilmiştir. Anten çalışma frekansındaki değişim ise genişletilerek gösterilmiştir. Burada geçiş



(a)

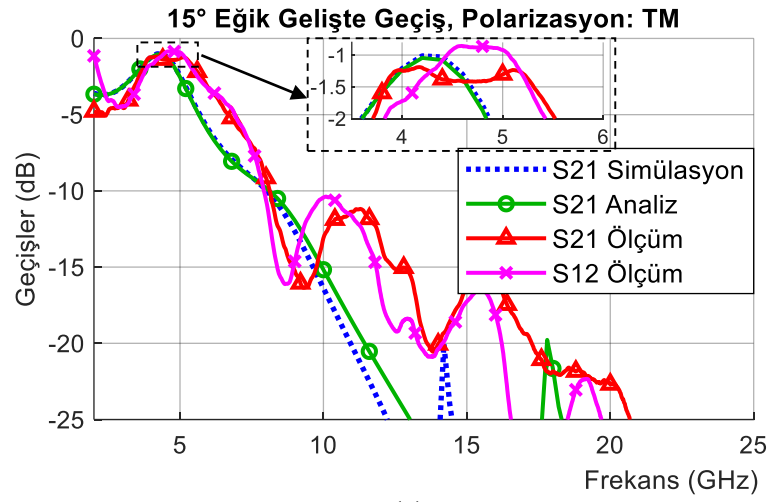


(b)

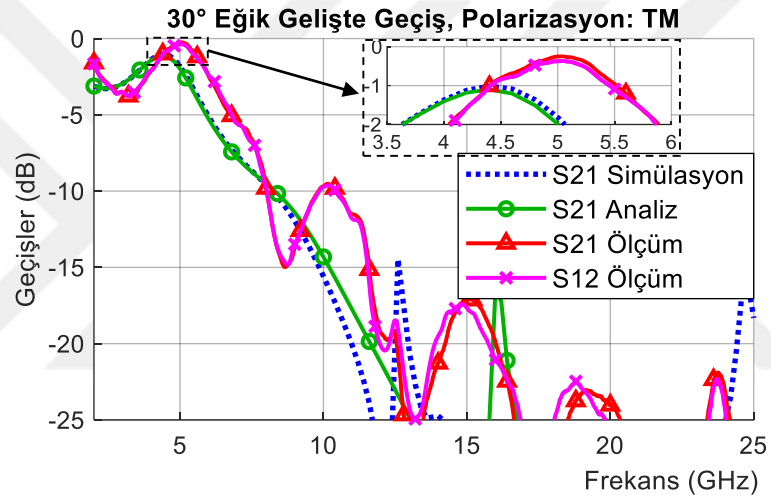


(c)

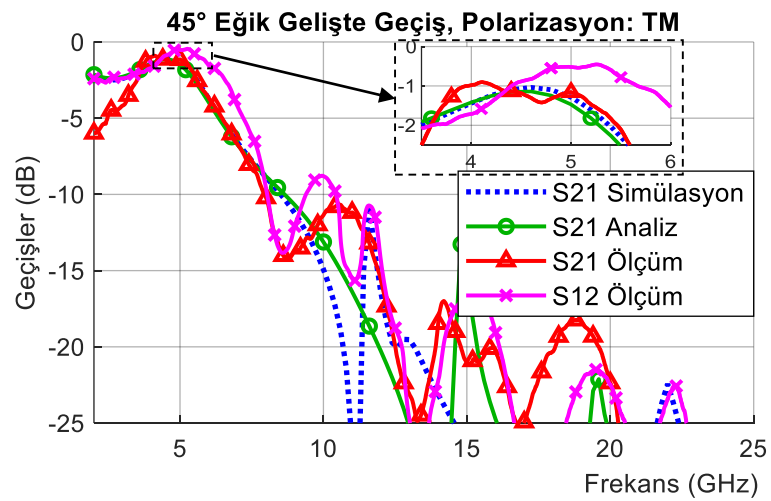
Şekil 8.8. Eğik gelişte TM polarizasyon için dış yüzeydeki yansıma katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.



(a)



(b)



(c)

Şekil 8.9. Eğik gelişte TM polarizasyon için yüzeyler arasındaki geçiş katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.

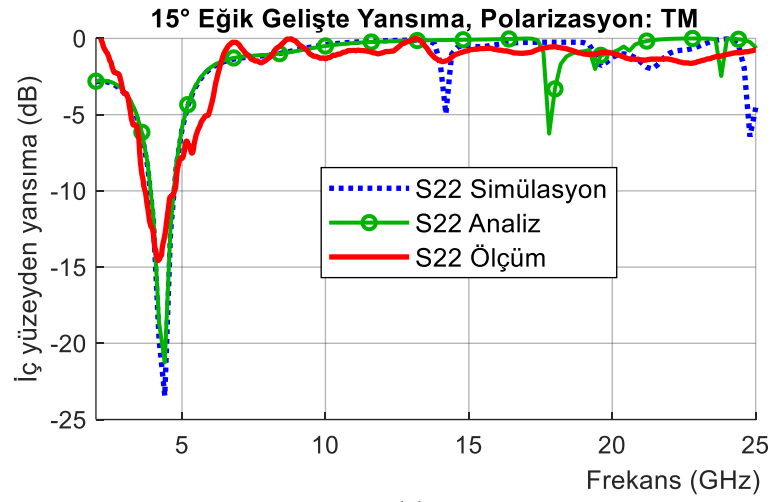
kaybı açıyla önemli bir değişim göstermezken geçiş frekansı yüksek frekans bölgesine kaymaktadır. Bant genişliği ise özellikle üst frekans bölgesine doğru genişlemektedir. Tüm açılar için simülasyon ve analiz sonuçlarında geçiş kaybının yaklaşık 1 dB olduğu görülmekte, bu kaybın ortaya çıktığı frekans değerleri ise sırasıyla 4,25 GHz, 4,4 GHz ve 4,8 GHz olmaktadır.

Antenin alıcı mod ve verici mod çalışma durumlarında radomdan geçişler tamamen aynı olduğundan simülasyon ve analiz için grafiklerde sadece S_{21} gösterildi. Ölçüm sonuçlarında ise S_{21} ile S_{12} arasında az da olsa fark bulunduğundan her ikisi de gösterildi.

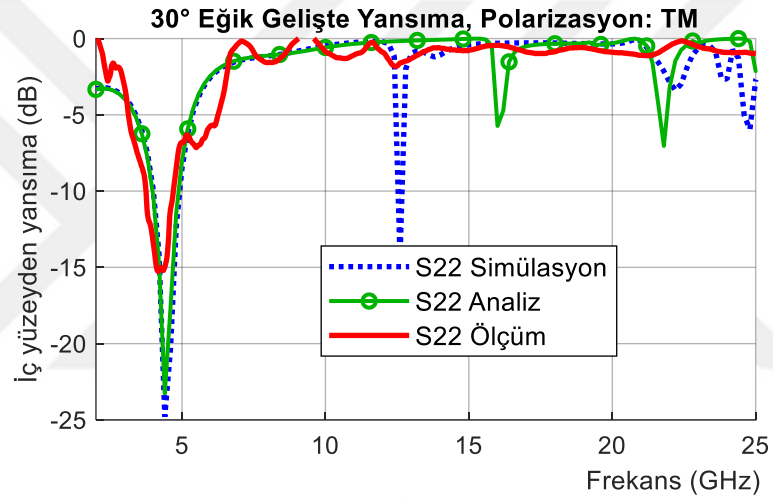
Ölçüm sonuçlarında geçiş frekansındaki artış beklenenden biraz fazla, geçiş kayıpları ise beklenenden 0,5 dB kadar daha az çıkmaktadır. Burada da geçiş kaybı açıyla değişmemekte ve yaklaşık -0,5 dB değerinde sabit kalmaktadır. -10 dB altında kalan kısımda sinyal çok zayıf olduğundan 15° için ölçüm ile diğer sonuçlar arasındaki fark çok önemli değildir.

Eğik gelişte TM polarizasyon için iç yüzeydeki yansıma katsayılarının geliş açısıyla değişimleri Şekil 8.10'da görülmektedir. 4,2 GHz geçiş frekans bölgesinde, simülasyon ve analiz sonuçları arasındaki benzerlik son derece yüksektir. Burada ölçüm sonuçları biraz farklı görünse de -15 dB gibi zayıf sinyal durumunda bu önemli değildir. Tüm sonuçlar için bu bölgede yansımanın olmadığı söylenebilir.

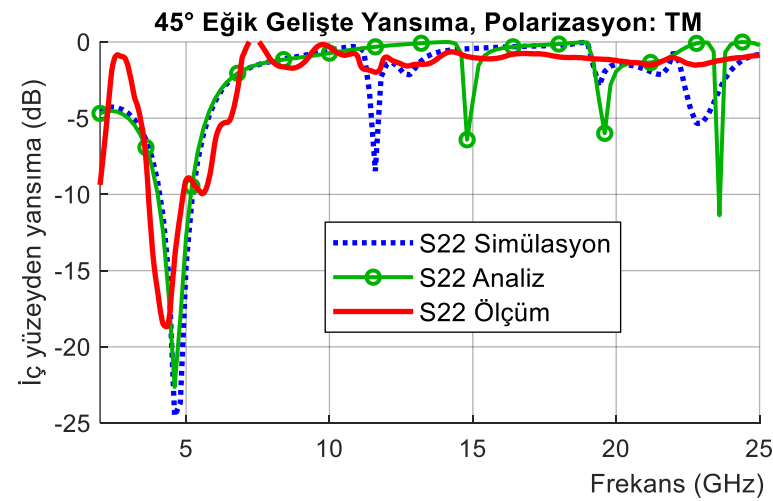
Anten çalışma frekansı dışında, radomdan yaklaşık PEC davranışı beklenmektedir. Tüm sonuçlarda bu hedefin gerçekleştiği görülmektedir. Geliş açısından dolayı ortaya çıkan yeni modlar frekans farkıyla analiz sonuçlarında da görülürken, dar bir frekans bölgesinde bulunduklarından çözünürlüğü düşük olan yansıma ölçüm sonuçlarında net olarak görülememektedir. Yine de simülasyon sonuçlarında 15° için 14,2 GHz'de ortaya çıkan mod ölçüm sonuçlarında da fark edilmektedir. Geliş açısı arttığında hem mod frekanslarının alt frekans bölgesine kaydığı hem de yeni modlar ortaya çıktığı tüm sonuçlardan izlenebilmektedir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 8.10. Eğik gelişte TM polarizasyon için iç yüzeydeki yansıma katsayıları. Geliş açıları: a) 15°, b) 30°, c) 45°.

8.3. RADOM DUVARININ SOĞURMA PERFORMANSI

Tasarlanan radom duvarının soğurma performansı, farklı kriterlerle Çizelge 8.1’de değerlendirilmiştir. İmalat ve ölçüm esnasında ortaya çıkan hataların olumsuz etkisinden kurtulmak için ölçüm sonucu hariç diğerlerinde simülasyon sonuçları dikkate alınmıştır. Literatürdeki soğurucu radomların S_{11} ve S_{21} ’in her ikisinin de -10 dB’den küçük olması kriteriyle performans özet listeleri 1. Bölümde dört tabloda verilmiştir. Bu çalışma için soğurma hariç benzer bir tablo Çizelge 8.2’de görülmektedir.

En yaygın kullanılan %80’lik soğurma kriterine göre bant genişliği %100’den fazladır. Daha doğru bir ölçüt olan S_{11} ve S_{21} ’in -10 dB’den küçük olması kriterine göre de bant genişlikleri %90’dan fazladır. Hiçbir çalışmada kullanılmamış olan S_{11} & S_{21} < -15 dB kriterine göre de optimum soğurma %89,6’dır. Hatta optimum tasarımda 8,3 GHz – 20,9 GHz (%86,3) bandında yansıma -17 dB’den de küçüktür.

Çizelge 8.1. Tasarlanan optimum, revizeli ve üretilen radom numunesinin farklı kriterlerle soğurma performansı.

Değerler →	Optimum (Simülasyon)			Revizeli (Simülasyon)			Üretilen (Simülasyon)			Ölçüm		
Kriterler ↓	Bant	ΔB	% B	Bant	ΔB	% B	Bant	ΔB	% B	Bant	ΔB	% B
$S_{11} < -10$ dB	7,6-23,5	15,9	102,2	8,0-23,4	15,4	98,1	8,0-22,2	14,2	94,0	7,8-21,9	14,1	94,9
$S_{11} \& S_{21} < -10$	7,6-23,5	15,9	102,2	8,0-23,4	15,4	98,1	8,1-22,1	14,0	92,7	8,3-21,9	13,6	90,1
Soğ. > % 80	7,4-26,6	19,2	112,9	8,0-26,9	18,94	108,7	8,0-24,1	16,1	100,3	8,0-23,2	15,2	97,4
Soğ. > % 90	7,9-23,5	15,6	99,4	8,7-23,3	14,6	91,3	8,6-22,1	13,5	87,9	8,5-21,7	13,2	87,4
$S_{11} \& S_{21} < -15$	8,2-21,5	13,3	89,6	9,3-21,4	12,1	78,8	9,6-13,3 17,5-20,6	3,7 3,1	32,3 16,3	10-12,9 17,9-20,5	2,9 2,6	25,3 13,5

Çizelge 8.2. Çalışmadaki radomun farklı özellikleri için özet liste.

	rFSS K.S. / Yüz. Dir. / Eb.	cFSS K.S./El./Eb.	Kalınlık (mm) / λ_0	Geçiş f_T / Kayıp
Optimum (Simülasyon)	3 / 50 Ω /sq / 5,8*5,8	1 / 11,6*11,6	12,4 / 0,165	4,0 / 1,45
Revizeli (Simülasyon)	3 / 50 Ω /sq / 6*6	1 / 12*12	12,7 / 0,178	4,2 / 1,28
Üretilen (Simülasyon)	3 / 35 Ω /sq / 6*6	1 / 12*12	12,7 / 0,178	4,2 / 1,0
Ölçüm	3 / 35 Ω /sq / 6*6	1 / 12*12	12,7 / 0,153	3,7 / 1,0

BÖLÜM 9

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada gizli anten uygulamaları için, antenin çalışma frekansında az bir kayıpla geçirgen, bunun dışındaki geniş bir bantta soğurucu olarak davranan çok katlı soğurucu radomların analizi ve tasarımı için yeni bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntemle, yüklü elektronik eleman içermeyen, geniş bant soğurucu bir optimum radom tasarlanmış ve bunun radom duvar numunesi üretilmiş ve sonuçları deneysel olarak gösterilmiştir.

Daha önce imal edilmiş soğurucu radom numunelerinin tamamında [53-109] iletken yollara lehimlenen başta direnç olmak üzere çok sayıda elektronik eleman kullanılmışken, bu çalışmada birim hücreler kendiliğinden rezistif olan yüzeylerden oluşturulmuştur. Bu sayede metrekaşe başına on binlerce eleman teminine ve yüz binleri bulan lehim işçiliğine gerek kalmadığından üretim çok daha kolay hale gelmektedir. Üretimin kolaylaşması, soğurma performansını artırmak için birden fazla rFSS kullanımına imkan sağlar.

Son zamanlarda yüklü devre elemanı içermeyen yapılar çok daha fazla ilgi çekmeye başlamıştır. Nitekim daha önceki yıllarda çoğu radom olarak kullanılamayacak, numunesi üretilip deneysel olarak gösterilmiş soğurucu/geçirgen yapı tasarım çalışması sınırlı iken [117-119,121], içinde bulunduğumuz 2020 yılında şu ana kadar literatüre giren altı çalışma [115,116,120,122-124] belirlenmiştir. Bunların ikisinde bu çalışmadaki gibi kendisi rezistif yüzey elemanları kullanılmıştır [115,116]. Bu durum önümüzdeki yıllarda soğurucu radom tasarımlarında yüklü eleman içermeyen yapıların artacağını göstermektedir. Soğurma bandını artırmak için; birim hücreleri daha kompleks şekilli patern elemanlarıyla tasarlamak, daha çok rFSS katmanını kullanmak, üretimde lazerle baskı, kesim ve kazıma yöntemlerini kullanmak önümüzdeki yılların ilgi görecek çalışma alanları olacağı anlaşılmaktadır.

Önceki çalışmalarda üzerlerine FSS'lerin oluşturulduğu ince tabakaların arasında hava boşluğu veya köpük bulunmaktadır. Bu, geniş bant soğurucu tasarımını kolaylaştırır da radomu fiziksel anlamda dayanıksız hale getirmektedir. Bu çalışmada radom duvarı tamamen dielektrik tabakalardan oluştuğundan mekanik dayanımı yüksektir.

FSS içeren bir yapının analizinde temel problem FSS empedansının, birim hücreyi tanımlayan metrik değerler üzerinden hesaplanabilmesidir. Çalışmada bu zorluğu aşmak için genel bir yöntem sunulmuştur. Herhangi bir FSS'in empedansı simülasyon sonucunda elde edilen yansıma katsayısı değerleri kullanılarak tespit edilmiştir. Bu empedanstan yararlanarak eğri uydurma yöntemiyle FSS birim hücresinin eşdeğer devresinin eleman değerleri belirlenmiştir. Bu işlem FSS'i tanımlayan boyutsal değişkenlerin gerek duyulan pek çok değeri için gerçekleştirilmiş ve boyutlar ile eşdeğer devre eleman değerleri arasında ara değer hesabına dayanan bir ilişki kurulmuştur.

Önceki çalışmalarda çok katlı yapıların geçiş ve yansıma katsayılarının hesaplanmasında ABCD matrisi kullanılmıştır. Katman sayısı arttıkça her kata ait bir matris geleceğinden işlem yükü artmaktadır. Rezistif ve\veya iletken FSS'ler içeren çok katlı yapıların geçiş katsayısının sadece empedanslar üzerinden hesaplanabilmesi için basit ve kullanışlı yeni bir formül ve yöntem önerilmiştir. Sınır koşullarına dayanan bu formül ile dielektrik tabakalar arasında veya yalın halde bulunan ve empedansı bilinen bir FSS'den sinyalin geçiş katsayısı hesaplanabilmektedir. Bağlantı, aralarında FSS bulunmayan iki ortamın arasındaki eklemin geçiş katsayısını hesaplamada da kullanılmaktadır. Ayrıca yeni yöntem katmanların ara bir noktasındaki sinyal durumunun hesaplanmasına da imkan vermektedir.

Bu sayede keyfi sayıda rFSS ve\veya cFSS içeren çok katmanlı yapıların yansıma ve geçiş katsayıları, birim hücreyi tanımlayan boyutsal değerler ve tabaka kalınlıklarının fonksiyonları olarak ifade edilebilmiştir. Bu fonksiyon kullanılarak istenen radom karakteristiğine göre bu boyutların çok amaçlı optimizasyon ile optimize edilmesi mümkün olmuştur. Maliyet, standart ürünler ve üretim süreçleri göz önüne alınarak optimum değerler mümkün değerlere revize edilerek numune üretilmiştir. Bu durum

soğurma bant genişliğini azalmasına ve yansımanın artmasına neden olmaktadır. FSS'lerin üretilmesi ve tabakaların birleştirilmesi esnasında, radom karakteristiğini bozan pek çok durum ortaya çıkmaktadır.

Üretilen soğurucu radom numunesi için biri simülasyonla, biri geliştirilen analiz yöntemiyle, diğeri de ölçümle elde edilen üç sonuç bulunmaktadır. Simülasyon ve ölçüm sonuçları her durumda birbirine çok yakın çıkmaktadır. Ölçüm sonuçları ise yansıma ve geçiş katsayılarının miktarları ve bantların frekans değerleri açısından biraz farklılık göstermektedir. Ölçüm sisteminden, kalibrasyondan ve yukarıda bahsedilen imalat esnasında ortaya çıkan olumsuz durumlar göz önüne alındığında bu farklar kabul edilebilir tolerans dahilindedir.

Simülasyon sonuçlarına göre optimum, revizeli ve üretilen radomun soğurma bant genişlikleri sırasıyla 15,9 GHz (%102,2), 15,4 GHz (%98,1) ve 14,2 GHz (%94,0)'dir. Üretilen numunenin ölçüm sonuçlarına göre soğurma bant genişliği 14,1 GHz (%90,1) ve normal gelişte yaklaşık 1 dB'lik geçiş kaybı elde edilmiştir. Bu sonuçlar üretilen radomun başarısını göstermektedir. Soğurma bandındaki maksimum yansıma değeri -15 dB yerine önceki çalışmalardaki gibi -10 dB hedeflenirse daha geniş soğurma bantlı radomlar tasarlanabilir.

Yüklü devre elemanları ve lehimleme işçiliği gerektirmemesi, yüksek fiziksel dayanıma sahip olması, yüksek soğurma bant genişliği, üç rezistif FSS'e rağmen bant içinde düşük geçiş kaybı, kolay ve hızlı üretim bu soğurucu radomu cazip kılan özelliklerdir. Elde edilen sonuçlar böyle bir radomun üretilip kullanılabileceğini göstermektedir.

KAYNAKLAR

1. Kozakoff, D. J., "Analysis of Radome-Enclosed Antennas 2nd ed.", **Artech House**, Norwood, MA, 6-97 (2010).
2. Kandi, K. K., Thallapalli, N. and Chilakalapalli, S. P. R., "Development of silicon nitride-based ceramic radomes – a review", **Int. J. Appl. Ceram. Technol.**, 12 (5): 909-920 (2015).
3. Sheret, T., Parini, C. and Allen, B.: "Efficient design of a radome for minimised transmission loss", **IET Microwave. Antennas & Propagation**, 10 (15): 1662-1666 (2016).
4. Xu, W., Duan, B.Y., Li, P, Yang, G. and Qiu, Y., "Integrated optimum design of metal space frame radomes with variable size members involving electromagnetic and structural analysis", **IET Microwave. Antennas & Propagation**, 11 (11): 1565-1571 (2017).
5. Nair, R. U., Shashidhara, S. and Jha, R. M., "Novel inhomogeneous planar layer radome design for airborne applications," **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, 11: 854-856 (2012).
6. L. C. Zhou, Y. M. Pei, R. B. Zhang, and D. N. Fang, "Optimal design for high-temperature broadband radome wall with symmetrical graded porous structure," **Progress in Electromagnetics Research**, 127: 1-14 (2012).
7. Nair, R. U., Suprava, M. and Jha, R. M., "Graded dielectric inhomogeneous streamlined radome for airborne applications", **Electronics Letters**, 51 (11): 862-863 (2015).
8. Vinisha, C.V., Mohammed Yazeen, P.S., Mahima, P., Joy, V. and Nair R.U., "Multi-layered graded porous radome design for dual-band airborne radar applications" **Electronics Letters**. 53 (3): 189-191 (2017).
9. Mohammed Yazeen, P.S., Vinisha, C.V., Vandana, S., Suprava, M. and Nair R. U., "Electromagnetic performance analysis of graded dielectric inhomogeneous streamlined airborne radome", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 65 (5): 2718-2723 (2017).
10. Nair, R. U. and Jha, R. M., "Electromagnetic performance analysis of a novel monolithic radome for airborne applications", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 57 (11): 3664-3668 (2009).

11. Xu, W., Duan, B. Y., Li P., Hu, N. and Qiu, Y., "Multiobjective particle swarm optimization of boresight error and transmission loss for airborne radomes", ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 62 (11): 5880-5885 (2014).
12. Nair, R.U. and Jha, R.M., "Novel A-sandwich radome design for airborne applications," ***Electronics Letters***, 43 (15) 1-2 (2007).
13. J. Liang, and P. L. E. Uslenghi, "Exact scattering by isorefractive paraboloidal radomes," ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 55 (6) 1546-1553 (2007).
14. Fitzek, F. and Raschofer, R. H., "Automotive radome design—reflection reduction of stratified media", ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 8: 1076-1079 (2009).
15. Wang, B., He, M., Liu, J., Chen H., Zhao, G. and Zhang C., "An efficient integral equation/modified surface integration method for analysis of antenna-radome structures in receiving mode" ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 62 (9), 4884-4889 (2014).
16. Parsa, A., Kodera, T. and Caloz, C., "Ferrite based non-reciprocal radome, generalized scattering matrix analysis and experimental demonstration", ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***. 59 (3): 810-817 (2011).
17. Pei, Y. M., Zeng, A. M., Zhou, L. C., Zhang, R. B., and Xu, K. X. "Electromagnetic optimal design for dual-band radome wall with alternating layers of staggered composite and Kagome lattice structure", ***Progress in Electromagnetics Research***, 122: 437-452 (2012).
18. H. Cory, Y.J. Lee, Y. Hao, and C.G. Parini, "Use of conjugate dielectric and metamaterial slabs as radomes," ***IET Microwave. Antennas & Propagations***, 1 (1): 137-143 (2007).
19. Dubrovka, R., Palikaras, G. and Belov, P., "Near-field antenna radome based on extremely anisotropic metamaterial", ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 11: 438-441 (2012).
20. Jiang, T., Wang, Z., Li, D., Pan, J., Zhang, B., Huangfu, J., Salamin, Y., Li, C. and Ran, L., "Low-DC voltage-controlled steering-antenna radome utilizing tunable active metamaterial", ***IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques***, 60 (1): 170-178 (2012).
21. Liu, H. N, Su, H. L., Lin, K.H., Wu C. Y., Tang, C. L. and Yeh, S. H., "Design of antenna radome composed of metamaterials for high gain", ***IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium***, xx, 9-14 (2006).
22. Narayan, S., Gulati, G., Sangeetha, B., and Nair R. U., "Novel metamaterial-element-based FSS for airborne radome applications", ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 66 (9), 4695-4707 (2018).

23. Munk, B. A., "Frequency Selective Surfaces—Theory and Design" **Wiley**, New York, (2000).
24. Ma, X., Wan, G., Zhang, W., Mu Y. and Tang X. "Synthesis of second-order wide-passband frequency selective surface using double periodic structures", **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, 13 (3): 373-379 (2019).
25. Ebrahimi A., Shen Z., Withayachumnankul, W., Al-Sarawi, S. F. and Abbott D., "Varactor-tunable second-order bandpass frequency-selective surface with embedded bias network", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 64 (5): 1672-1680 (2016).
26. Li B. and Shen Z., "Three-dimensional bandpass frequency-selective structures with multiple transmission zeros", **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 61 (10): 3578-3589 (2013).
27. Lin, B. Q., Li, F., Zheng, Q. R. and Zen, Y. S., "Design and simulation of a miniature thick-screen frequency selective surface radome" **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, 8: 1065-1068 (2009).
28. Chen, H., Hou, X. and Deng L., "Design of frequency-selective surfaces radome for a planar slotted waveguide antenna", **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, 8: 1231-1233 (2009).
29. Zhou, H., Qu, S., Lin, B., Wang, J., Ma, H., Xu, Z., Peng, W. and Bai, P., "Filter-antenna consisting of conical FSS radome and monopole antenna", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 60 (6) 3040-3045 (2012).
30. Kim, J. H., Chun, H. J., Hong, I. P., Kim, Y. J., and Park, Y. B., "Analysis of FSS radomes based on physical optics method and ray tracing technique," **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, 13: 868-871 (2014).
31. Gao, B., Huang S., Ren Z., Chen Y. and Wang X.: "Design and verification of an integrated free-standing thick-screen FSS radome", **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, 17 (9) 1630–1634 (2018).
32. Liu, N., Sheng, X., Zhang, C. and Guo, D., "Design of frequency selective surface structure with high angular stability for radome application" **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, 17 (1): 138-141 (2018).
33. Kim, P. C., Lee, D. G., Seo, I. S. and Kim G. H., "Low-observable radomes composed of composite sandwich constructions and frequency selective surfaces," **Composite Science Technology**, 68 (9): 2163-2170 (2008).
34. Kim, P. C., Lee, D. G., Seo, I. S. and Kim, G. H., "Nanocomposite stealth radomes with frequency selective surfaces," **Composite Structures**, 86 (1-3): 299-305 (2008).

35. Choi, I., Kim, J. G., Lee, D. G. and Seo, S., "Aramid/epoxy composites sandwich structures for low-observable radomes" *Composite Science Technology*, 71 (14): 1632-1638 (2011).
36. Choi, I., Kim J. G., Seo , S. and Lee D. G., "Design of the hybrid composite face with electromagnetic wave transmission characteristics of low-observable radomes," *Composite Structures*, 94 (11): 3394-3400 (2012).
37. Choi, I., Lee, D. and Lee, D. G., "Hybrid composite low-observable radome composed of E-glass/aramid/epoxy composite sandwich construction and frequency selective surface," *Composite Structures*, 117 (11): 98-104, (2014).
38. Skolnik, M. I., Willis, N. J., "Radar Handbook", *Mc Graw Hill*, New York, Chapter 23 (2008).
39. Salisbury, W. and Winfield, W., "Absorbent body for electromagnetic waves," *U.S. Patent* 2, 599, 944, (1952).
40. Zadeh, A. K. and Karlsson, A., "Capacitive circuit method for fast and efficient design of wideband radar absorbers", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57 (8): 2307-2314 (2009).
41. Luukkonen, O., Costa, F., Simovski, C. R., Monorchio, A. and Tretyakov S. A., "A thin electromagnetic absorber for wide incidence angles and both polarizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57 (10): 3119-3125 (2009).
42. Costa, F., Genovesi, S, Monorchio, A. and Manara, G., "A circuit-based model for the interpretation of perfect metamaterial absorbers," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61 (3): 1201-1209 (2013).
43. Deng, T., Li, Z. W., Chua, M. J., and Chen, Z. N., "Broadband and ultrathin frequency-dispersive metamaterial screen for reflectivity reduction", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63 (9): 4156-4160 (2015).
44. Costa, F., Monorchio, A. and Manara, G., "Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58 (5): 1551-1558 (2010).
45. Li, M., Xiao, S., Bai, Y. Y. and Wang B. Z., "An ultrathin and broadband radar absorber using resistive FSS", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, (11): 748-751 (2012)
46. Shang, Y., Shen, Z. and Xiao, S., "On the design of single-layer circuit analog absorber using double-square-loop array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61 (12), 6022-6029 (2013).

47. Kundu, D., Baghel, S., Mohan, A. and Chakrabarty, A., "Design and analysis of printed lossy capacitive surface-based ultrawideband low-profile absorber", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67 (5): 3533-3538 (2019).
48. Li, S. J., Cao, X. Y., Gao, J., Liu, T., Zheng, Y.J. and Zhang, Z., "Analysis and design of three-layer perfect metamaterial-inspired absorber based on double split-serration-rings structure", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63 (11): 5155-5160 (2015).
49. Shen, L., Pang, Y. Yan, L., Shen, Y., Xu, Z, Qua, S., "Broadband radar absorbing sandwich structures with enhanced mechanical properties", *Results in Physics*, 11: 253-258, (2018)
50. Kazemzadeh, A., "Nonmagnetic ultrawideband absorber with optimal thickness", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59 (1): 135-140 (2011).
51. Omar, A. A. and Shen, Z., "Double-sided parallel-strip line resonator for dual-polarized 3-D frequency-selective structure and absorber", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65 (10): 3744-3752 (2017).
52. Arceneaux, W. S., Akins, R. D. and May, W. B., "Absorptive/Transmissive Radome," *U.S. Patent*, 5,400,043, (1995).
53. Liu, L. G., Li, Y. Q., Meng, Q. Z., Wu, W. W., Mo, J. J., Fu, Y. Q. and Yuan, N. C., "Design of an invisible radome by frequency selective surfaces loaded with lumped resistors", *Chin. Phys. Lett.*, 30 (6): 064101-1-4 (2013).
54. Chen, Q., and Fu, Y., "A planar stealthy antenna radome using absorptive frequency selective surface", *Microwave and Optical Technology Letters*, 56 (8): 1788-1792 (2014).
55. Chen, Q., Bai, J., Chen, L., and Fu, Y., "A miniaturized absorptive frequency selective surface", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14: 80-83 (2015).
56. Guo, Q., Su, J., Li, Z., Yang, L. Y. and Song, J., "Absorptive-transmissive frequency selective surface with wide absorption band", *IEEE Access*, 7: 1-7 (2019).
57. Yu, W., Luo, G. Q., Yu, Y., Cao, W., Pan, Y. and Shen, Z., "Dual-polarized band-absorptive frequency selective rasorber using meander-line and lumped resistors", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67 (2): 1318-1322 (2019).
58. Luo, G. Q., Yu, W., Yu, Y., Jin, H., Fan, K. and Zhu, F., "Broadband dual-polarized band-absorptive frequency selective rasorber using absorptive transmission/reflection surface", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, (Early Access), doi 10.1109/TAP.2020.3000831.

59. Tu, H., Liu P., Huang J. And Qin Y., “A miniaturized frequency selective rasorber with tunable passband” ***International Symposium on Electromagnetic Compatibility***, Angers, France, 1-4 (2017).
60. Yu, D., Liu, P., Dong, Y., Zhou, Q. and Zhou, D., “Active absorptive frequency selective surface”, ***Electronics Letters***, 53 (16): 1087-1088 (2017).
61. Zhou, Q., Liu, P., Yu, D., Bian, L. and Liu, C., “Field-controlled switchable frequency selective surface with broadband absorption characteristic”, ***IET Microwave, Antennas & Propagation***, 12, (9): 1470-1476 (2018).
62. Bakshi, S. C., Mitra, D. and Ghosh, S., “A frequency selective surface based reconfigurable rasorber with switchable transmission/reflection band”, ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 18 (1): 29-33 (2019).
63. Yu, W, Luo, G Q, Yu, Y, Liao, Z. Jin, H, and Shen, Z., “Broadband band-absorptive frequency-selective rasorber with a hybrid 2-D and 3-D structure”, ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 18 (8): 1701-1705 (2019).
64. Li, B. and Shen, Z., “Wideband 3D frequency selective rasorber”, ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 62 (12): 6536-6541 (2014).
65. Yu, Y., Shen, Z., Deng, T. and Luo, G., “3-D frequency-selective rasorber with wide upper absorption band”, ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 65 (8): 4363-4367 (2017).
66. Yu, Y., Luo, G. Q., Liu, Q., Yu, W., Jin H., Liao Z. and Shen Z., “3D band-absorptive frequency selective rasorber- concept and analysis”, ***IEEE Access***, 7: 2520-2528 (2019).
67. Shang, Y., Shen, Z. and Xiao, S., “Frequency-selective rasorber based on square-loop and cross-dipole arrays”, ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 62 (11): 5581-5589 (2014).
68. Huang, H. and Shen, Z., “Absorptive frequency-selective transmission structure with square-loop hybrid resonator”, ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 16: 3212-3215 (2017).
69. Zhang, K., Jiang, W. and Gong, S., “Design bandpass frequency selective surface absorber using LC resonators”, ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 16: 2586- 2589 (2017).
70. Hu, Y., Liu, S., Kong, X. and Mao, C., “Low windage resistance frequency-selective rasorber based on windmill-shape coupling line arrays”, ***Electronics Letters***, 53 (22): 1450-1452 (2017).
71. Chen, Q., Sang, D., Guo, M. and Fu, Y., “Frequency-selective rasorber with interabsorption band transparent window and interdigital resonator”, ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 66 (8): 4105-4114 (2018).

72. Xiu, X., Che, W., Han, Y. and Yang W., “Low-profile dual-polarization frequency-selective rasorbers based on simple-structure lossy cross-frame elements”, ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 17 (6): 1002-1005 (2018).
73. Li, Y., Guo, Q., Chen, L. and Li, Z., “Design of a frequency selective surface with a transmissive window and two bidirectional absorptive bands”, ***International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium***, Beijing, China, 1-3 (2018).
74. Bian, B., Liu, S. and Kong, X., “Metamaterial-based 3-D frequency-selective rasorber”, ***International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology***, Chengdu, 1-3 (2018).
75. Qu, M., Sun, S., Deng, L. and Li S., “Design of a frequency-selective rasorber based on notch structure”, ***IEEE Access***, 7: 3704-3714 (2019).
76. Jiang, W., Zhang, K., Zhao, B., Su, Y., Gong, S.: “Design of miniaturised frequency selective rasorber using parallel LC resonators”, ***IET Microwave, Antennas & Propagation***, 13 (5): 554–558 (2019).
77. Guo, Q., Li, Z., Su, J., Yang, L. Y. and Song J., “Dual-polarization absorptive-transmissive frequency selective surface based on tripole elements”, ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 18 (5): 961-965 (2019).
78. Sun, Z., Chen, Q., Guo, M., Yu, H. and Fu, Y., “Frequency selective rasorber and reflector with two-sided absorption bands”, ***IEEE Access***, 7: 6025-6031 (2019).
79. Sun, Z., Chen, Q., Guo, M. and Fu, Y., “Low RCS reflectarray antenna based on frequency selective rasorber”, ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 18 (4): 693-697 (2019).
80. Zhang, X., Wu, W., Huang, L., Ma, Y. and Yuan, N., “Design of dual-absorptive-bands frequency selective rasorber with Minkowski loop arrays”, ***Antennas and Wireless Propagation Letters***, 18 (9): 1843-1847 (2019).
81. Yu, Q., Liu, S., Monorchio, A. Kong, X., Wen, Y. and Huang, Z., “A miniaturized high-selectivity frequency selective rasorber based on subwavelength resonance and interdigital resonator”, ***Antennas and Wireless Propagation Letters***, 18 (9): 1833-1837 (2019).
82. Xiu, X., Che, W., Yang, W., Han, Y. and Xue, Q., “A highly selective rasorber based on second-order resonance”, ***Antennas and Wireless Propagation Letters***, 19 (2): 223-227 (2020).
83. Wang, L., Liu, S., Kong, X., Zhang, H., Yu, Q. and Wen, Y., “Frequency-selective rasorber with a wide high-transmission passband based on multiple coplanar parallel resonances”, ***Antennas and Wireless Propagation Letters***, 19 (2): 337-340 (2020).

84. Xia, J., Wei, J., Liu, Y., Zhang, Y., Guo, S., Li, C., Bie, S. and Jiang, J., "Design of a wideband absorption frequency selective rasorber based on double lossy layers", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68 (7): 5718-5723 (2020).
85. Wu, L., Zhong, S., Huang, J. and Liu, T., "Broadband frequency-selective rasorber with varactor-tunable inter-absorption band transmission window" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67 (9): 6039-6050 (2019).
86. Han, Y., Che, W., Xiu, X., Yang, W. and Christopoulos C., "Switchable low-profile broadband frequency-selective rasorber/absorber based on slot arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65 (12): 6998-7008 (2017).
87. Ren, X., Zhao, J., Chen, K., Jiang, T. Zhu, B. and Feng, Y., "Tunable low-frequency broadband dual-polarized rasorber", *Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*, Auckland, 287-288, (2018).
88. Qian, G., Zhao, J., Ren X., Chen, K., Jiang, T., Feng, Y. and Liu, Y., "Switchable broadband dual-polarized frequency-selective rasorber/absorber", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18 (12): 2508-2512 (2019).
89. Jia, Y., Wu, A., Liu, Y., Zhang, W. and Zhou, Z., "Dual-polarization frequency-selective rasorber with independently controlled dual-band transmission response", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 19 (5): 831-835 (2020).
90. Guo, M., Chen, Q., Sang, D., Zheng, Y. and Fu, Y., "Dual-polarized dual-band frequency selective rasorber with low insertion loss", *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 19 (1): 148-152 (2020).
91. Guo, M., Chen, Q., Sun, Z., Sang, D. and Fu, Y., "Design of dual-band frequency-selective rasorber", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18 (5): 841-845 (2019)
92. Shen, Z., Wang, J. and Li, B., "3-D frequency selective rasorber: concept, analysis, and design", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64 (10): 3087-3096 (2016).
93. Yu Y., Deng T. and, Shen Z., "Wideband 3D frequency selective rasorber with two absorption bands", *International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, Guilin, 657-659 (2016).
94. Omar, A. A., Shen, Z. and Huang, H., "Absorptive frequency-selective reflection and transmission structures", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65 (11): 6173-6178 (2017).
95. Yu, Y., Deng, T. and Shen, Z., "Wideband 3D frequency selective rasorber based on ferrite absorber", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, 681-682 (2017).

96. Yu Y., Luo, G. Q., Omar, A. A., Liu, X., Yu, W., Hao, Z. C. and Shen, Z., “3D Absorptive frequency-selective reflection and transmission structures with dual absorption bands”, *IEEE Access*, 6: 72880-72888 (2018).
97. Zhang, Y., Li, B., Zhu, L., Tang, Y., Chang, Y. and Bo Y., “Frequency selective rasorber with low insertion loss and dual-band absorptions using planar slotline structures” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 17 (4): 633-636 (2018).
98. Deng, T., Yu, Y., Shen, Z. and Chen, Z. N., “Design of 3-D multilayer ferrite-loaded frequency-selective rasorbers with wide absorption bands”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67 (1):108-117 (2019).
99. Wang, Y., Qi, S. S., Shen, Z. and Wu, W., “Ultrathin 3-D frequency selective rasorber with wide absorption bands”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68 (6): 4697-4705 (2020).
100. Chen, X., Li, Y., Fu, Y. and Yuan, N., “Design and analysis of lumped resistor loaded metamaterial absorber with transmission band”, *Optics Express*, 20 (27): 28347-28352 (2012).
101. Chen, Q., Chen, L., Bai, J. and Fu, Y., “Design of absorptive frequency selective surface with good transmission at high frequency”, *Electronics Letters*, 51 (12): 885–886 (2015).
102. Chen, Q., Liu, L., Chen, L., Bai, J. and Fu, Y., “Absorptive frequency selective surface using parallel LC resonance”, *Electronics Letters*, 52 (6): 418-419 (2016).
103. Chen, Q., Yang, S., Bai, J. and Fu, Y., “Design of absorptive/transmissive frequency-selective surface based on parallel resonance”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65 (9): 4897-4902 (2017).
104. Wang, Z. Zeng, Q., Fu, J., Chen, W., Lv, B., Song, M. and Denidni, T. A., “A High-transmittance frequency-selective rasorber based on dipole arrays”, *IEEE Access*, 6: 31367-31374 (2018).
105. Chen, Q., Guo, M., Sun, Z., Sang, D. and Fu, Y., “Polarization-independent frequency-selective rasorber with a broadened absorption band”, *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, 96: 178-183 (2018).
106. Guo, M., Sun, Z., Sang, D., Jia, X. and Fu, Y., “Design of frequency-selective rasorbers based on centrosymmetric bended-strip resonator”, *IEEE Access*, 7: 29964-29970 (2019).
107. Chen, Q., Sang, D., Guo, M. and Fu, Y., “Miniaturized frequency-selective rasorber with a wide transmission band using circular spiral resonator”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67 (2): 1045-1052 (2019).

108. Guo, M., Chen, Q., Bai, T., Wei, K. and Fu, Y., "Wide transmission band frequency-selective rasorber based on convoluted resonator", ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 19 (5): 846-850 (2020).
109. Luo, G. Q., Yu, W. L. and Yu, Y. F., "3D Frequency selective rasorber with wide lower absorption band (Invited)", ***Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation***, Xi'an, 1-2 (2017).
110. Sudhendra C., AR, M., Pillai, A.C.R., Shekar, G., Rukmini, T.S. And Rao K.A.R.K., "Design and implementation of a novel rasorber for aircraft stealth applications", ***International Conference on Computational Systems and Communications***, Trivandrum, 176-180 (2014).
111. Motevasselian, A. and Jonsson, B.L.G., "Design of a wideband rasorber with a polarisation-sensitive transparent window", ***IET Microwaves, Antennas & Propagation***, 6 (7): 747-755 (2012).
112. Costa, F., Monorchio, A., "A frequency selective radome with wideband absorbing properties", ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 60 (6): 2740-2747 (2012).
113. Quan, W., Chao, W., XiaoFa, Z., WeiWei, W. and NaiChang, Y., "A HIS-FSS radome with both wide pass band and absorbing band", ***International Conference on Signal Processing, Communications and Computing***, Guilin, 297-300 (2014).
114. Qu, M. and Li, S., "Graphene-based polarization insensitive rasorber with tunable passband", ***Results in Physics***, 14: 102172 (2019).
115. Wu, B., Yang, Y. J., Li, H. L., Zhao, Y. T., Fan, C. and Lu, W. B., "Low-loss dual-polarized frequency-selective rasorber with graphene-based planar resistor", ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, (Early Access), doi 0.1109/TAP.2020.2998173.
116. Chen H, Lu W B, Liu Z G, Jiang Z H., "Flexible rasorber based on graphene with energy manipulation function", ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 68 (1): 351-359 (2020).
117. Lee, I. G., Oh, W. S., Kim, Y. J. and Hong, I. P., "Chipless frequency selective rasorber with stable performance for oblique incidence", ***Electronics Letters***, 55 (21): 1115-1116 (2019).
118. Liu, L. and Cha, H., "Analysis and design of the invisible radome by LLumar glass", ***IOP Publishing Journal of Physics D: Applied Physics***, 47: 075105-1-7 (2014).
119. Wu, W., Cui, K., Lu, H., Meng, T. and Yuan, N., "A measured rasorber with two absorptive bands". ***Radioengineering***, 26 (4): 979-983 (2017).

120. Yu, S., Kou, N., Ding, Z. and Zhang, Z., “Harmonic-suppressed frequency selective rasorber using resistive-film sheet and square-loops resonator”, ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 19 (2): 292-296 (2020).
121. Zhou, H., Yang, L., Qu, S., Wang, K., Wang, J., Ma, H. and Xu, Z., “Experimental demonstration of an absorptive transmissive FSS with magnetic material”, ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 13:114-117 (2014).
122. Omar, A. A., Kim, J. and Hong, W., “A 3-D lumped-components-free absorptive frequency-selective transmission structure featuring very wide two-sided absorption bandwidths” ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters***, 19 (5): 761-765 (2020).
123. Yu, Y., Luo, G. Q., Yu, W., Tong, J. and Shen, Z., “3D frequency selective rasorber based on magnetic material and meander-line”, ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, (Early Access), doi 10.1109/TAP.2020.2981678.
124. Yan, X., Kong, X., Wang, Q., Xing, L., Xue, F., Xu, Y., Jiang, S. and Liu, X., “Water-based reconfigurable frequency selective rasorber with thermally tunable absorption band”, ***IEEE Transactions on Antennas and Propagation***, 68 (8): 6162-6171 (2020).

ÖZGEÇMİŞ

Mustafa ÖZDİN 1973 yılında Trabzon'un Şalpazarı ilçesinde doğdu; ilk ve orta öğrenimini aynı şehirde tamamlayarak 1990 yılında Şalpazarı Lisesi'nden mezun oldu. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde başladığı lisans öğrenimini 1994 yılında Elektrik Mühendisi unvanı alarak tamamladı. Aynı yıl Harran Üniversitesi Viranşehir Meslek Yüksekokulu'nda öğretim görevlisi olarak çalışmaya başladı. 1997 yılında Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nde yüksek lisans öğrenimine başladı ve 2000 yılında Elektrik Yüksek Mühendisi unvanıyla mezun oldu. 2010 yılında Kastamonu Üniversitesi Kastamonu Meslek Yüksekokulu'nda öğretim görevlisi olarak çalışmaya başladı ve halen aynı görevine devam etmektedir. 2012 yılında Karabük Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora öğretimine başladı.

ADRES BİLGİLERİ

Adres : Kastamonu Üniversitesi Kastamonu Meslek Yüksekokulu
Org. Atilla Ateş Cad. No 15
Kuzeykent / KASTAMONU

Tel : (0535) 779 7969

E-posta : mustafaozdin@hotmail.com & mozdin@kastamonu.edu.tr