KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KABLOSUZ HABERLEŞME UYGULAMALARI İÇİN YARIK–HALKA MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI

DOKTORA TEZİ

Y. Müh. S. Cumhur BAŞARAN

Anabilim Dalı: Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Danışman: Doç. Dr. Yunus Emre ERDEMLİ

KOCAELİ, 2008

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ * FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KABLOSUZ HABERLEŞME UYGULAMALARI İÇİN YARIK-HALKA MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI

DOKTORA TEZİ

S. Cumhur BAŞARAN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 09 Haziran 2008

Tezin Savunulduğu Tarih: 19 Haziran 2008

Tez Danışmanı	Üye	Üye
Doç.Dr. Yunus Emre ERDEMLİ	Prof.Dr. Doğan DİBEKÇİ	Yrd.Doç.Dr. Nevcihan DURU
(.....)	(.....)	(.....)

Üye	Üye
Doç.Dr. Arif ERGİN	Yrd.Doç.Dr. Gonca ÇAKIR
(.....)	(.....)

KOCAELİ, 2008

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında, önemi her geçen gün artan ve yaygın olarak kullanılan kablosuz haberleşmenin değişik uygulamalarında kullanılmak üzere, yarık-halka elemanlarını temel alan, yeni çoklu-bant mikroşerit anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. İlgili antenlerin analiz ve tasarımlarında, bu tez çalışması kapsamında geliştirilmiş olan sonlu elemanlar yöntemi tabanlı FEMAS isimli benzetim programı kullanılmıştır. Ayrıca, Ansoft HFSS ve CST Microwave Studio hazır paket programları ile de doğrulanan anten tasarımlarının prototipleri gerçeklenmiş ve ilgili anten ölçümleri gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışmasının yapılmasına olanak sağlayan, bilgi birikimiyle tamamlanmasında büyük katkıları olan çok değerli danışmanın Doç. Dr. Yunus Emre ERDEMLİ' ye, yardımları ve katkılarından dolayı Arş. Gör. Adnan SONDAŞ'a teşekkürlerimi sunarım. Tez jürisi üyeleri; başta Yrd. Doç. Dr. Gonca ÇAKIR olmak üzere, Prof. Dr. Doğan DİBEKÇİ'ye, Yrd. Doç. Dr. Nevcihan DURU'ya ve Doç. Dr. Arif ERGİN'e ilgi ve katkılarından ötürü teşekkür ederim. Ayrıca, tasarlanan anten yapılarının fabrikasyonu ve ölçümlerinin gerçeklenmesindeki katkılarından dolayı, TUBİTAK/UEKAE birimi EMC sorumlusu Başuzman Araştırmacı Fatih ÜSTÜNER'e, Başuzman Araştırmacı Asiye BABAOĞLU'na ve Teknisyen Sefa OGAN'a teşekkür ederim. Tez çalışmalarım süresince gösterdikleri sabır ve anlayış, verdikleri manevi desteklerinden ötürü başta kıymetli eşim Zeynep BAŞARAN olmak üzere, anneme, babama, kardeşlerime ve dostlara sonsuz şükran ve minnetlerimi sunarım.

S. Cumhur BAŞARAN

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR i
İÇİNDEKİLER ii
ŞEKİLLER DİZİNİ iv
TABLOLAR DİZİNİ vi
SEMBOLLER vii
ÖZET ix
İNGİLİZCE ÖZET x
1. GİRİŞ 1
2. MİKROŞERİT ANTENLER 8
2.1. Giriş 8
2.2. Mikroşerit Anten Çeşitleri 10
2.2.1. Mikroşerit yama antenler 10
2.2.2. Mikroşerit dipol antenler 11
2.2.3. Mikroşerit boşluk antenler 11
2.2.4. Mikroşerit yürüyen dalga antenler 13
2.2.5. Halka antenler 13
2.2.6. Monopol antenler 14
2.3. Besleme Teknikleri 15
2.3.1. Mikroşerit besleme 15
2.3.2. Eş eksenli hat ile besleme 17
2.3.3. Yakınlık kuplajlı besleme 17
2.3.4. Boşluk kuplajlı besleme 18
3. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ 20
3.1. Giriş 20
3.2. Finite Element Microstrip Antenna Simulator (FEMAS) 23
3.2.1. Problem uzayının ayrıklaştırılması 25
3.2.2. Baz fonksiyonlarının tanımlanması 27
3.2.3. Sonlu elemanlar denklem sisteminin elde edilmesi 28
3.2.4. Problem uzayının sonlandırılması 30
3.2.5. Lineer matris sisteminin çözümü 31
4. YARIK–HALKA MİKROŞERİT ANTEN TASARIMLARI 32
4.1. Giriş 32
4.2. SRA Tasarımları 32
4.2.1. GSM–SRA 32
4.2.2. WLAN–SRA–1 37
4.2.3. WLAN–SRA–2 42
4.3. SRMA Tasarımları 45
4.3.1. WLAN–SRMA–1 46
4.3.2. WLAN–SRMA–2 50
4.3.3. Çoklu-bant SRMA 54
KAYNAKLAR 63
EKLER 67

KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER 78
ÖZGEÇMİŞ.....79

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1: Tasarlanan yarık-halka antenlerin üstten görünüşleri 3
Şekil 1.2: Tasarlanan yarık-halka monopol antenlerin üstten görünüşleri 4
Şekil 2.1: Tipik bir mikroşerit anten geometrisi 8
Şekil 2.2: Mikroşerit yama anten tipleri 10
Şekil 2.3: Merkez beslemeli tipik bir mikroşerit dipol anten 11
Şekil 2.4: Mikroşerit beslemeli tipik bir yarık anten 12
Şekil 2.5: Mikroşerit yürüyen dalga anten tipleri 12
Şekil 2.6. Dizüstü bilgisayarın ekran paneline adapte edilmiş bir halka antenin fotoğrafı 13
Şekil 2.7: F-şekilli monopol anten 14
Şekil 2.8. Mikroşerit hatlı besleme 16
Şekil 2.9: Empedans uygunlaştırma yöntemleri; (a) girintili besleme, (b) kuplaj besleme 16
Şekil 2.10: Eş eksenli hat ile beslenmiş mikroşerit anten 17
Şekil 2.11: Yakınlık kuplaj beslemeli mikroşerit anten 18
Şekil 2.12: Boşluk kuplajlı beslemeli mikroşerit anten 19
Şekil 3.1: Tipik sonlu eleman örnekleri 21
Şekil 3.2: (a) Tipik bir mikroşerit anten problem uzayı, (b) problem uzayının ayrıklaştırılma modeli 22
Şekil 3.3: FEMAS simülatörün işletim blok diyagramı 24
Şekil 3.4: Tipik bir mikroşerit anten FEMAS problem uzayı 25
Şekil 3.5: Düğüm ve kenarları numaralandırılmış üçgen prizma elemanı 26
Şekil 3.6: Genel düğüm ve kenar indeksleme işlemi 27
Şekil 4.1: GSM-SRA'nın tasarım aşamaları 33
Şekil 4.2: GSM-SRA konfigürasyonları (#1 ve #2) için giriş empedanslarının reel kısımları 34
Şekil 4.3: GSM-SRA konfigürasyonları (#3, #4 ve #5) için giriş empedanslarının reel kısımları 34
Şekil 4.4: GSM-SRA tasarımı 35
Şekil 4.5: GSM-SRA tasarımının giriş empedans (Z_{gir}) değişimi 35
Şekil 4.6: GSM-SRA tasarımının geri–dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği 36
Şekil 4.7: GSM/DCS-SRA tasarımının farklı frekanslardaki ışıma örüntüsü 36
Şekil 4.8: WLAN-SRA'nın tasarım aşamaları 38
Şekil 4.9: WLAN-SRA konfigürasyonları (#1 ve #2) için giriş empedanslarının reel kısımları 38
Şekil 4.10: WLAN-SRA konfigürasyonları (#3 ve #4) için giriş empedanslarının reel kısımları 39
Şekil 4.11: WLAN-SRA tasarımı 39
Şekil 4.12: WLAN-SRA tasarımının giriş empedans (Z_{gir}) değişimi 40
Şekil 4.13: WLAN-SRA tasarımının geri–dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği 40
Şekil 4.14: WLAN-SRA tasarımının farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri 41
Şekil 4.15: WLAN-SRA tasarımının kazanç karakteristiği 41
Şekil 4.16: WLAN-SRA tasarımı 42
Şekil 4.17: WLAN-SRA tasarımının giriş empedans (Z_{gir}) değişimi 43
Şekil 4.18: WLAN-SRA tasarımının geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği 44
Şekil 4.19: (a) WLAN-SRA tasarımı, (b) WLAN-SRA tasarımının S_{11} ölçümü için kullanılan düzenek 44
Şekil 4.20: WLAN-SRA tasarımının farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri 45

Şekil 4.21: WLAN-SRA tasarımının kazanç karakteristiği.....45
Şekil 4.22: WLAN-SRMA'nın tasarım aşamaları.....46
Şekil 4.23: WLAN-SRMA konfigürasyonları (#1, #2 ve #3) için geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristikleri.....47
Şekil 4.24: Fabrikasyonu gerçekleştirilen WLAN-SRMA tasarımı.....47
Şekil 4.25: WLAN-SRMA'nın giriş empedans (Z_{gir}) değişimi.....48
Şekil 4.26: WLAN-SRMA'nın geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği.....49
Şekil 4.27: WLAN–SRMA'nın farklı frekanslardaki ışıma örüntüsü.....49
Şekil 4.28: WLAN–SRMA'nın kazanç karakteristiği;.....50
Şekil 4.29: WLAN–SRMA tasarımı.....51
Şekil 4.30: WLAN-SRMA'nın giriş empedans (Z_{gir}) değişimi.....51
Şekil 4.31: WLAN-SRMA'nın geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği.....52
Şekil 4.32: WLAN-SRMA'nın farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri.....53
Şekil 4.33: WLAN–SRMA'nın kazanç karakteristiği;.....53
Şekil 4.34: Çoklu-bant SRMA'nın tasarım aşamaları.....54
Şekil 4.35: Çoklu-bant SRMA konfigürasyonları (#1, #2 ve #3) için geri-dönüş kaybı karakteristikleri.....54
Şekil 4.36: Çoklu-bant SRMA tasarımı.....55
Şekil 4.37: Çoklu-bant SRMA'nın giriş empedans (Z_{gir}) değişimi.....56
Şekil 4.38: Çoklu-bant SRMA'nın geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği.....56
Şekil 4.39: Çoklu-bant SRMA'nın kazanç karakteristiği.....57
Şekil 4.40: Çoklu-bant SRMA'nın farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri.....58

TABLOLAR DİZİNİ

Tablo 2.1: Mikroşerit yama antenlerde değişik tiplerdeki besleme tekniklerinin karşılaştırılması.....19
Tablo 3.1. Üçgen prizma sonlu elemanda kenarlar ve düğüm noktaları arasındaki bağlantı .27
Tablo 5.1: Tezde önerilen yarık-halka anten tasarımları ve özellikleri.....61
Tablo 5.1 (Devam): Tezde önerilen yarık-halka anten tasarımları ve özellikleri 62

SEMBOLLER

ε_{rs} : Anten taban malzemesinin bağıl dielektrik sabiti
ε_{ra} : Yutucu bölge bağıl dielektrik sabiti
ε_{rs1} : Birinci katmak taban malzemenin bağıl dielektrik sabiti
ε_{rs2} : İkinci katmak taban malzemenin bağıl dielektrik sabiti
λ_0 : Boşluktaki dalga boyu
μ_{ra} : Anten taban malzemesinin bağıl manyetik geçirgenliği
μ_{rs} : Yutucu bölge bağıl manyetik geçirgenliği
S_{11} : Yansıma katsayısı
$\mathbf{E}$: Elektrik alan vektörü
e_r : Tolerans
$\mathbf{f}$: Vektör kaynak fonksiyonu
f : Kaynak fonksiyonu
f_1 : Mikroşerit besleme hattının birinci aşamasının uzunluğu
f_2 : Mikroşerit besleme hattının ikinci aşamasının uzunluğu
f_3 : Mikroşerit besleme hattının üçüncü aşamasının uzunluğu
g : İç içe olan halkalar arası mesafe
h : Taban malzemenin kalınlığı
$\mathbf{J}$: Akım yoğunluğu vektörü
k_0 : Yayılma sabiti
$\mathbf{L}$: Diferansiyel operatör
L : Yama uzunluğu
l : Girinti uzunluğu
L_1 : Dış halkanın yatay boyutu
L_2 : Dış halkanın düşey boyutu
$\mathbf{N}$: Baz fonksiyonu
$\mathbf{R}$: Ağılıklı kalan
r : Rezidü
p : Yönlü vektör
s_1 : Birinci metalik yükleme
s_2 : İkinci metalik yükleme
s_3 : Üçüncü metalik yükleme
s_4 : Dördüncü metalik yükleme
t_a : Yutucu bölgenin kalınlığı
t : Test fonksiyonu
$\mathbf{W}$: Vektör baz fonksiyonu
W : Yama Genişliği
w_1 : Dış halkanın yatay genişliği
w_2 : Dış halkanın düşey genişliği
Z_0 : Boşluğun empedansı

Kısaltmalar

ABC	: Absorbing Boundary Condition
BiCG	: Biconjugate Gradient Method
DCS	: Digital Communication Systems
FEM	: Finite Element Method
FDTD	: Finite Difference Time Domain
FE-BI	: Finite Element – Boundary Integral
FEMAS	: Finite Element Microstrip Antenna Simulator
GSM	: Global Systems for Mobile Communication
HFSS	: High Frequency Structure Simulator
PCS	: Personal Communication Systems
SR	: Split-Ring
SRA	: Split-Ring Antenna
SRMA	: Split-Ring Monopole Antenna
TLM	: Transmission Line Matrix Method
MoM	: Method of Moments
PML	: Perfectly Matched Layer
UMTS	: Universal Mobile Telecommunication Systems
WLAN	: Wirelees Local Area Network

KABLOSUZ HABERLEŞME UYGULAMALARI İÇİN YARIK-HALKA MİKROŞERİT ANTEN TASARIMI

S. CUMHUR BAŞARAN

Anahtar kelimeler: Mikroşerit anten, Yarık-halka, Çoklu-bant, Sonlu elemanlar yöntemi, Kablosuz haberleşme.

Özet: Bilgiye kesintisiz ve hızlı bir şekilde erişim olanağı sağlayan kablosuz haberleşmenin önemi her geçen gün daha fazla artmaktadır. Bu uygulamalarda kullanılan cep telefonu, dizüstü bilgisayar ve kablosuz modem gibi taşınabilir cihazlardaki çeşitliliğin artması, ilgili cihazlara adapte edilebilecek boyutlardaki fonksiyonel antenlerin tasarımını zorunlu hale getirmiştir. Ayrıca IEEE standartları uyarınca çeşitli frekans bantlarında gerçekleşen kablosuz haberleşme uygulamalarının tek bir anten elamanıyla sağlanabilmesi ancak ilgili antenin çoklu-bant veya geniş-bant performans göstermesi ile mümkün olabilmektedir. Küçük hacimli olmaları ve üretimlerinin kolay olması sebebiyle, mikroşerit antenler kablosuz haberleşme uygulamalarında özellikle tercih edilmektedirler.

Bu tez çalışmasında, kablosuz haberleşmenin değişik uygulamalarında kullanılmak üzere, yarık-halka (Split-Ring: SR) elemanlarını temel alan özgün çoklu-bant mikroşerit anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. Önerilen antenler iç içe yerleştirilmiş SR elemanları ve bu elemanlar arasında uygun pozisyonlara yerleştirilen metalik yüklemelerden oluşmaktadır. Bu tezde önerilen yeni anten konfigürasyonları; GSM/DCS (900/1800 MHz), WLAN (2.4/5.2 GHz) bantlarında tasarlanmış SR-antenler (SRA) ve PCS (1.85–1.99 GHz), UMTS (1.92–2.17 GHz), WLAN (2.4/5.2/5.75 GHz) ve WIMAX (2.5–2.69 GHz) bantlarında tasarlanmış SR-monopol antenler (SRMA) olmak üzere iki ayrı grupta ele alınmaktadır. İlgili anten tasarımları sonlu elemanlar yöntemini (finite element method: FEM) temel alan benzetim yazılımlarıyla analiz edilmiştir. Fabrikasyonu ve ölçümleri gerçekleştirilmiş anten prototipleri ile benzetim sonuçları doğrulanmıştır.

Bu tez çalışmasında, FEM tabanlı, FEMAS (Finite Element Microstrip Antenna Simulator) isimli özgün bir mikroşerit anten simülatörü geliştirilmiştir. FEMAS ile üç boyutlu mikroşerit anten elemanlarının analizi ve tasarımı gerçekleştirilebilmekte ve ilgili anten parametreleri (giriş empedansı, kazanç ve ışıma karakteristikleri) elde edilebilmektedir. Tezde, FEM formülasyonu incelenmekte ve FEMAS'ın özellikleri tanıtılmaktadır. Ayrıca, FEM tabanlı Ansoft HFSS ve sonlu farklar yöntemini temel alan CST Microwave Studio hazır benzetim yazılımları, ilgili anten tasarımlarında, FEMAS sonuçlarını desteklemek amacıyla kullanılmıştır.

SPLIT-RING MICROSTRIP ANTENNA DESIGN FOR WIRELESS COMMUNICATION APLICATIONS

S. CUMHUR BAŞARAN

Keywords: Microstrip antenna, Split-ring, Multi-band, Finite element method, Wireless communication.

Abstract: The importance of wireless communications has been greater than ever due to the need for fast and uninterruptible access to the information. The increase in variety of mobile communication equipment, such as cell phones, laptops, and wireless modems, requires design of adaptable, miniature functional antennas. In this context, wireless communications in various frequency bands in accordance with IEEE standards is applicable by means of only one antenna element provided the element itself performs multi-band or broad-band operation. Microstrip antennas, therefore, are preferred in those applications due to their compact and ease-of-fabrication features.

In this thesis work, novel multi-band microstrip antenna designs based on split-ring (SR) elements have been realized in use for various wireless communication applications. The proposed antennas are composed of concentric SR elements along with metallic loadings appropriately placed between the ring elements. The new antenna configurations proposed in this thesis are discussed in two categories; SR−antennas (SRAs) for GSM/DCS (900/1800 MHz) and WLAN (2.4/5.2 GHz) applications, and SR−monopole antennas (SRMAs) for PCS (1.85−1.99 GHz), UMTS (1.92−2.17 GHz), WLAN (2.4/5.2/5.75 GHz) and WIMAX (2.5−2.69 GHz) applications. The SR antenna designs were obtained using full-wave electromagnetic simulators based on the finite element method (FEM). Also, several antenna prototypes were fabricated and measurements were carried out, validating the simulations.

In this research, an FEM-based microstrip antenna simulator, namely FEMAS, has been developed. The FEMAS allows analysis and design of three-dimensional microstrip antenna elements and outcomes the related antenna parameters (input impedance, gain, radiation pattern). In the thesis, the FEM formulation is overviewed and the features of FEMAS are presented. Also, commercially available FEM-based Ansoft HFSS and CST Microwave Studio based on finite-difference method have been utilized in the antenna designs to validate the FEMAS simulations.

1. GİRİŞ

Mikroşerit yapıların anten olarak kullanılabileceği fikri ilk olarak Deschamps tarafından 1953 yılında ortaya atılmıştır [1]. Bu konudaki ilk patent 1955 yılında Gutton ve Baissinot [2] tarafından alınmış olmasına rağmen yaklaşık 20 yıl boyunca pratik bir anten üretilememiştir. Düşük kayıplı, mekanik ve ısıl açıdan uygun dielektrik taban malzemelerinin geliştirilmesiyle 1970'li yılların başında Munson [3] ve Howell [4] tarafından ilk mikroşerit antenler gerçeklenebilmiştir. Üretilen bu antenler ince ve yüzeye uyumlu olacak şekilde tasarlanmış, uzay mekikleri ve füzelerde kullanılmışlardır.

Diğer mikrodalga antenlere olan üstünlükleri nedeniyle araştırmacıların ilgi odağı haline gelen mikroşerit antenler, bugüne kadar çok büyük aşamalar kaydetmişlerdir. Az hacim kaplamaları, üretiminin kolay olması, fazla maliyet gerektirmemesi, ikili frekans ve polarizasyon özelliklerine sahip olması gibi avantajlarından dolayı tasarlandığı ilk yıllarda güdümlü füzeler, roketler, uydular gibi sadece askeri uygulamalarda kullanılan mikroşerit antenler, günümüzde kablosuz haberleşmenin hemen hemen her alanında kullanılmaktadırlar.

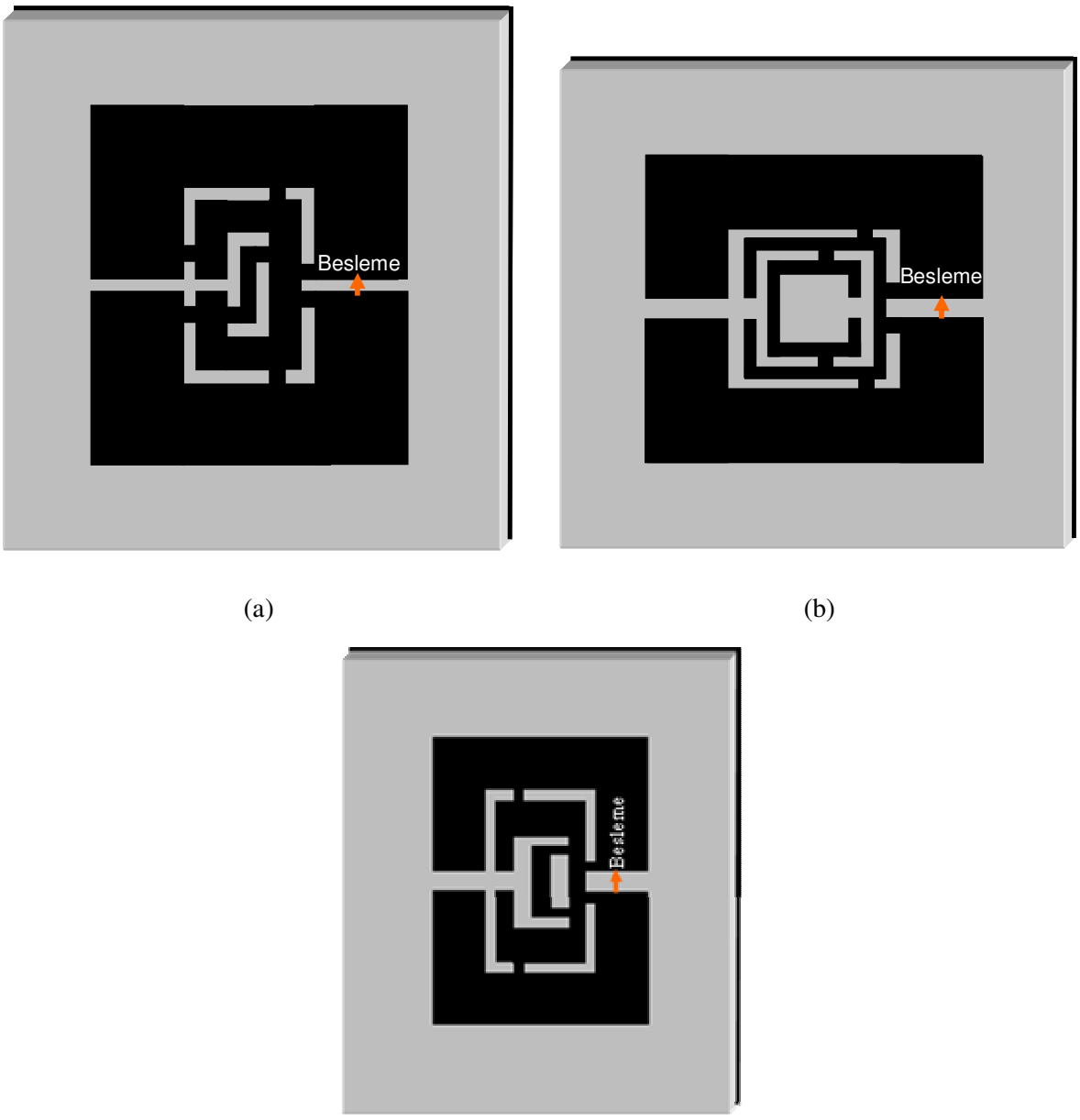
Ses, görüntü ve veri bilgisinin elektromanyetik olarak hızlı ve güvenli şekilde taşındığı kablosuz iletişim sistemleri uygulama alanlarına ve frekans bantlarına bağlı olarak çeşitlilik göstermektedir. GSM (Global Systems for Mobile Communication), DCS (Digital Communication Systems), PCS (Personal Communication Systems), UMTS (Universal Mobile Telecommunication Systems) ve WLAN (Wireless Local Area Network) kablosuz haberleşmenin başlıca uygulama alanlarındandır. Bu uygulamalarda kullanılan cep telefonu, dizüstü bilgisayar ve kablosuz modem gibi taşınabilir cihazlardaki çeşitliliğin artması, ilgili cihazlara adapte edilebilecek boyutlardaki fonksiyonel antenlerin tasarımını zorunlu hale getirmiştir. Ayrıca IEEE standartları uyarınca çeşitli frekans bantlarında gerçekleşen kablosuz haberleşme uygulamalarının tek bir anten elamanıyla sağlanabilmesi ancak ilgili antenin çif-bant

veya geniş-bant performans göstermesi ile mümkün olabilmektedir. Küçük hacimli olmaları ve üretimlerinin kolay olması sebebiyle, mikroşerit antenler, kablosuz haberleşme uygulamalarında özellikle tercih edilmektedirler [5–10].

Bu tez çalışmasında, kablosuz haberleşmenin değişik uygulamalarında kullanılmak üzere, yarık-halka (Split–Ring: SR) elemanlarını temel alan yeni çoklu-bant mikroşerit anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. μ–negatif davranışlarıyla [11, 12] metamateryal yapıların temel yapı taşı özelliğine sahip yarık-halka elemanları, farklı filtre uygulamalarında tercih edilmişlerdir [13–15]. Yarık-halka elemanları temel alan çift–bant bir WLAN anten tasarımı ise yakın geçmişte literatürde yerini almıştır [16, 17].

Bu tez çalışmasında önerilen özgün anten tasarımları (Şekil 1), yarık-halka antenler (Split-Ring Antennas: SRAs) ve yarık-halka monopol antenler (Split-Ring Monopole Antennas: SRMAs) olmak üzere iki grupta ele alınmaktadır. İlgili antenlerde taban malzemesinin bir yüzeyi tamamen toprak düzlemini oluştururken, diğer yüzeyinde yarık-halka elemanları ve bu elemanlar arasına yerleştirilen metalik yüklemeler bulunmaktadır. Antenler en dıştaki kalın halkanın yarığından, pratikte eş eksenli beslemeye karşı gelen [18] akım probu ile beslenmektedir. Önerilen antenlerin hepsi 50 Ohm sistem empedansına uyumlu olması nedeniyle herhangi bir empedans uygunlaştırıcı elemanına ihtiyaç duyulmamaktadır. Şekil.1(a)'da gösterilen GSM/DCS yarık–halka anten tasarımı ile 900/1800 MHz merkez frekanslarında çift–bant performans elde edilmiştir. Bu çalışmadaki ilk anten tasarımı olan GSM/DCS anten ile yarık-halka yapıların çift-bant anten tasarımlarında kullanılabileceği belirlenmiş, dolayısıyla diğer yarık-halka anten tasarımlarına da temel teşkil etmiştir. Ayrıca ilgili anten, gerçekleştirdiğimiz mikroşerit anten simülatörünün doğruluk derecesinin test edilmesi için kullanılmıştır. Şekil 1(b) ve Şekil 1(c)'de gösterilen WLAN yarık-halka antenler 2.4/5.2 GHz merkez frekanslarında çift-bant performans sergilemektedirler. Bu özellikleriyle önerilen antenler IEEE 802.11a/b standartları uyarınca WLAN uygulamaları için tahsis edilmiş olan frekans bantlarını kullanmaktadırlar. Boyutları oldukça küçük olan ilgili antenlerde, SR elemanların rezonant bir karakteristik göstermesi nedeniyle, birinci bantta en fazla %2.5 ikinci bantta ise %3.14 civarında bir empedans bant genişliği

elde edilebilmiştir. İlgili rezonans frekanslarında ışıma karakteristikleri ise oldukça düzgündür.



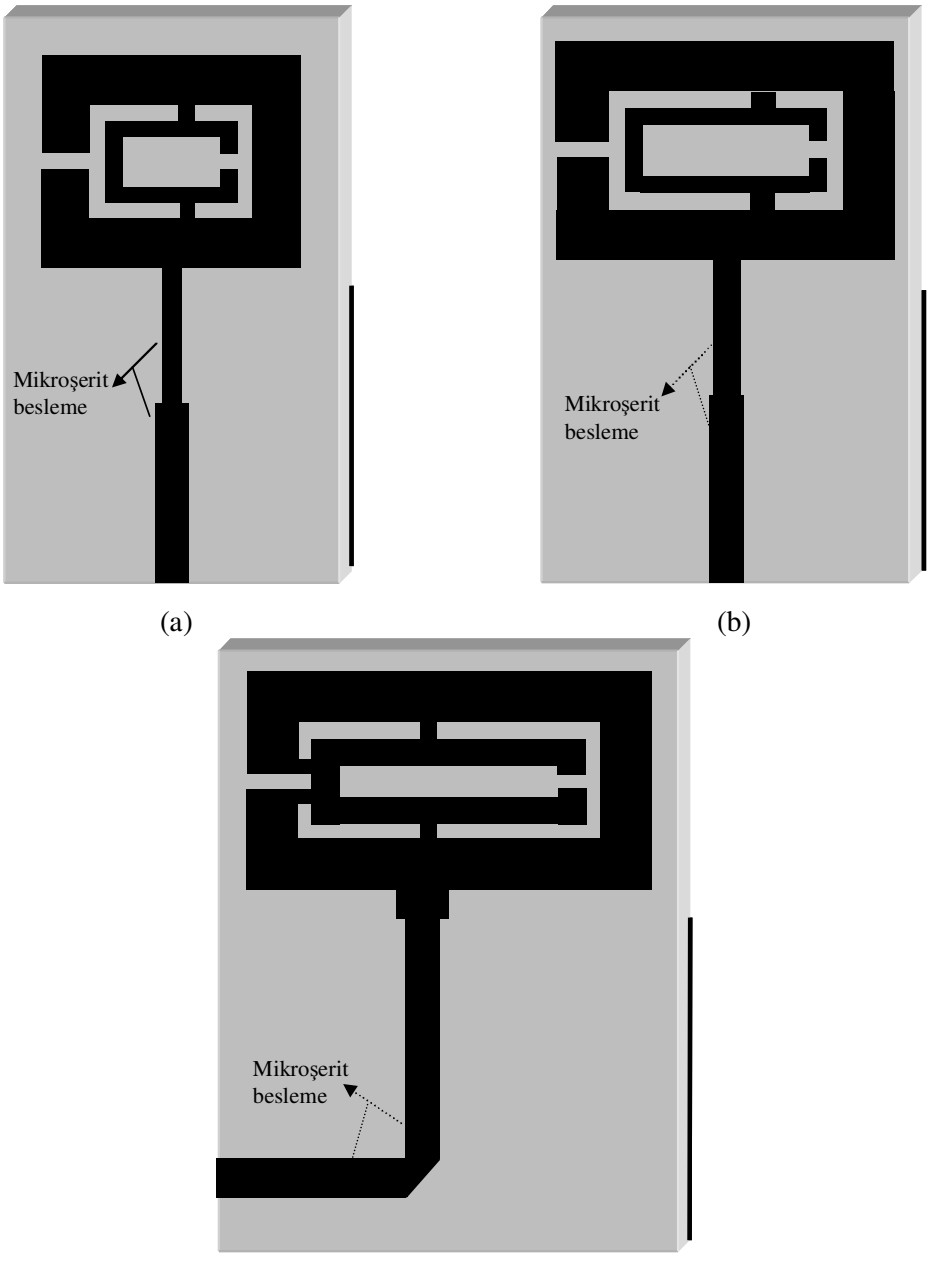
(a) (b)

(c)

Şekil 1.1: Tasarlanan yarık-halka antenlerin üstten görünüşleri
(a) GSM/DCS anten, (b) ve (c) WLAN antenler

Tez çalışmasında önerilen yarık-halka monopol anten tasarımları ise Şekil 1.2'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, iç-içe yerleştirilmiş iki yarık-halka elemanı ve bu elemanlar arasına yerleştirilmiş metalik yüklemelerden oluşan antenler, 50 Ohm sistem empedansına uyumlu mikroşerit besleme hattına sahiptirler. Bu antenler, mikroşerit besleme hattından dolayı Şekil 1.1'de gösterilen WLAN yarık-halka

antenlerden daha büyük fiziksel yapılarda olmalarına karşın, empedans bant genişliği ve kazanç değerleri çok daha yüksektir. Şekil 1.2(a) ve Şekil 1.2(b)'de gösterilen yarık-halka monopol antenler 2.4/5 GHz WLAN uygulama frekanslarında, sırasıyla yaklaşık %7 ve %25 bant genişliklerinde çift-bant performans sergilemekte, dolayısıyla IEEE 802.11a/b/g standartları uyarınca WLAN uygulamaları için tahsis edilmiş olan bütün frekans bantlarını kapsamaktadırlar.



(a) (b)

(c)

Şekil 1.2: Tasarlanan yarık-halka monopol antenlerin üstten görünüşleri; (a) WLAN anten-1, (b) WLAN anten-2, (c) Çoklu–bant (PCS, UMTS, WLAN ve WIMAX) anten

Şekil 1.2(c)'de gösterilen yarık-halka monopol anten 2.41 GHz ve 5.11 GHz merkezli, sırasıyla %46 ve %9.8 bant genişliklerinde çift bir bant bir performans sergilemektedir. Bu özelliğiyle önerilen anten PCS (1850–1990 MHZ), UMTS (1920–2170 MHz), WLAN (2400–2480 MHz ve 5150–5350 MHz) ve WIMAX (2500–2690 MHz) uygulamaları için tahsis edilmiş olan bütün frekans bantlarını kapsamaktadır. Tasarlanan monopol yarık-halka antenler (Şekil 1.2), ilgili uygulama frekanslarında büyük oranda düzgün ışıma karakteristikleri sergilemektedirler. Önerilen bu WLAN–SR monopol antenlerde, birinci bantta yaklaşık 4 dBi, ikinci bantta ise 6 dBi kazanç değerleri sağlanmıştır. Şekil 1.2(c)'de gösterilen çoklu-bant monopol SR anten tasarımında ise, 2.41/5.11 GHz merkez frekanslarında sırasıyla, yaklaşık 7 dBi ve 9 dBi gibi oldukça yüksek kazanç değerleri elde edilmiştir.

Önerilen bu antenler, bilgisayar ortamında, sayısal analiz yöntemi kullanılarak tasarlanmıştır. Tarih boyunca mikroşerit antenlerin analizlerine yönelik çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Genel olarak en çok kullanılan yöntemler, iletim hat modeli [19], boşluk modeli [20] ve tam dalga analiz modelidir. Kare ve dikdörtgen yapıların analizinde kullanılabilen iletim hat modelinde, anten parametrelerine ampirik formüllerle ulaşıldığından dolayı özellikle yüksek frekanslarda güvenilir sonuçlar elde edilememektedir. Lo [20] tarafından geliştirilen boşluk modeli pek çok geometrik yapıya uygulanabilmekle birlikte, dielektrik taban malzemesinin kalınlığının dalga boyundan daha büyük olduğu durumlarda sağlıklı sonuçlar vermemektedir. İletim hattı ve boşluk modelleriyle yapılan analizlerde ancak belirli şartlar altında hassas sonuçlar elde edilebildiğinden, 1970'li yıllarda mikroşerit tam dalga analiz modelleri geliştirilmiştir.

İlk olarak Itoh ve Menzel tarafından tam dalga analizleri yapılan mikroşerit antenler [21], sayısal elektromanyetik konusundaki gelişmelere paralel olarak günümüzde pek çok farklı yöntemle analiz edilebilmektedir. Mikroşerit antenlerin analizlerinde kullanılan başlıca yöntemler diferansiyel denklem ve entegral denklem temelli olmak üzere iki grupta ele alınabilir. FEM (Finite Element Method), FDTD (Finite Difference Time Domain), ve TLM (Transmission Line Matrix Method) diferansiyel denklem temelli metotlar, MoM (Method of Moments) ise entegral denklem temelli sayısal bir yöntemdir [22]. Hangi sayısal yöntem ya da çözüm tekniğinin

kullanılacağını belirleyen pek çok faktör olmakla birlikte en temel kriterler, problemin karmaşıklığı ve depolamak için gerekli hafıza miktarıdır.

Diferansiyel formdaki Maxwell denklemlerinin çözümü esasına dayalı olan FEM ve FDTD yöntemlerinde oluşan katsayılar matrisi büyük ve seyrek yapıdadır. MOM metodu ise Integral formdaki Maxwell denklemlerinin çözümü esasına dayalı olup, çözüm aşamasında küçük ve yoğun matrislerle karşılaşılmaktadır. FEM ve FDTD yöntemleri homojen, homojen olmayan ve anizotropik yapıların modellenmesini gerçekleştirebilirken, bölgesel modelleme imkânı sayesinde ani ve keskin değişimler de tanımlanabilmektedir. MoM metodunda ise genel modelleme yapıldığından sadece düz geometrilerde iyi sonuçlar alınabilmektedir. Ayrıca diferansiyel denklemlerin ayrıklaştırılmasının kolay olması, FEM ve FDTD tabanlı kod üretimlerini teşvik etmektedir [23].

Tez çalışmasında, sonlu elemanlar yöntemini temel alan özgün bir mikroşerit anten simülatörü gerçekleştirilmiştir. Literatürde kısaca FEM olarak isimlendirilen sonlu elemanlar yöntemi, ilk olarak yapısal mekanik problemleri için geliştirilmiş, makine ve inşaat mühendisliğinde kullanılmıştır. İlk kez 1940 yılında Courant tarafından elektromanyetik problemlere uyarlanmış olmasına karşın [24], 1968 yılına kadar bu konuda önemli bir çalışma yapılmamıştır. Daha sonraki dönemlerde vektör elemanların da tanımlanmasıyla birlikte [25] büyük bir ilerleme kaydedilmiş, mikroşeritler, dalga kılavuzu problemleri, yarı iletken malzemeler, elektrik makineleri ve biyomedikal uygulamaları gibi geniş bir alanda, FEM yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. ABC (Absorbing Boundary Condition), PML (Perfectly Matched Layer) ve FE-BI (Finite Element–Boundary Integral) tekniklerinin geliştirilmesi, sonlu elemanlar yönteminin açık bölge uygulamalarında kullanılmasına olanak sağlanmış, antenler, saçılma problemleri ve mikrodalga devreleri gibi uygulamalarda başarılı sonuçlar elde edilmiştir [26].

Tez çalışmasında geliştirilen, FEMAS (Finite Element Microstrip Antenna Simulator) isimli sonlu elemanlar yöntemi tabanlı simülatör FORTRAN v.90 programlama diliyle yazılmıştır. İlgili simülatörle dikdörtgen yapılı mikroşerit antenlerin karakteristik empedansı, giriş yansıma katsayısı gibi devre

parametrelerinin yanı sıra, ışıma örüntüleri ve kazanç karakteristiklerini de elde etmek mümkün olmaktadır. Bu tezde önerilen anten tasarımlarında FEMAS'ın yanı sıra, Ansoft HFSS ve CST Microwave Studio hazır paket programları da kullanılmış, fabrikasyonu ve ölçümleri gerçekleştirilmiş anten prototipleri ile benzetim sonuçları doğrulanmıştır.

Tez çalışması Giriş bölümüyle birlikte beş bölümden oluşmaktadır ve aşağıdaki şekilde organize edilmiştir.

Bölüm 2'de; mikroşerit antenler hakkında genel bilgiler verilmekte, mikroşerit anten çeşitleri ve besleme teknikleri incelenmektedir.

Bölüm 3'te; sonlu elemanlar yönteminin genel özellikleri anlatılmakta, geliştirilmiş olan FEMAS simülatörünün gerçeklenme aşamaları ve özellikleri açıklanmaktadır.

Bölüm 4'te; önerilen antenlerin her birine ait tasarım aşamaları ve elektriksel performanslarını içeren analiz sonuçları ayrıntılı olarak verilmektedir.

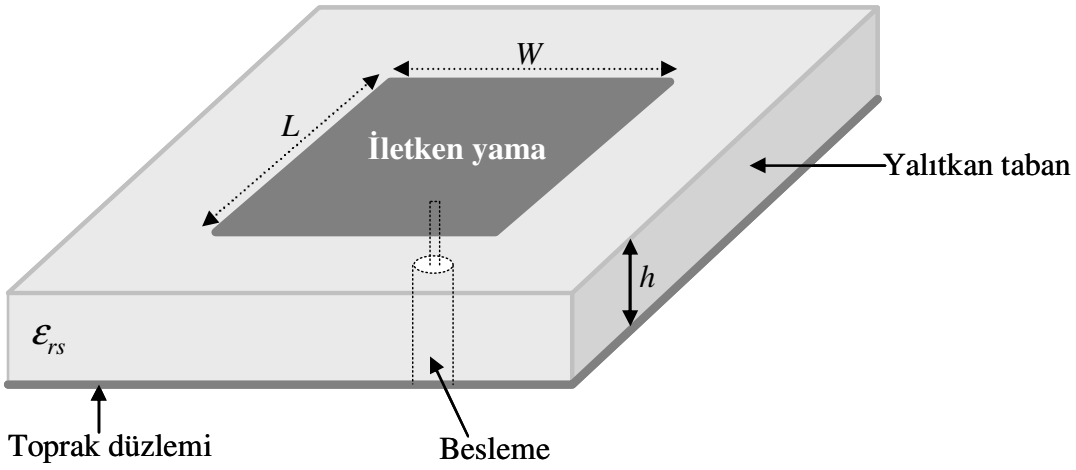
Bölüm 5'te ise, elde edilen sonuçlar özetlenerek, gelecekte yapılabilecek çalışmalar konusundaki görüş ve öneriler tartışılmaktadır.

Ayrıca tezin Ek bölümünde; sonlu elemanlar yönteminin ayrıntılı formülasyonu ve simülatörde kullanılan iteratif çözüm yöntemi BiCG algoritmasına yer verilmektedir.

2. MİKROŞERİT ANTENLER

2.1. Giriş

Baskılı devre üretim tekniği ile imal edilen mikroşerit antenler, Şekil 2.1'de gösterildiği gibi dielektrik (yalıtkan) taban malzemesi üzerine yerleştirilen iletken ışıma elemanlarından (yama/boşluk) ve antenin toprak tabakasını oluşturan metal katmandan meydana gelmektedir. Işımanın gerçekleştiği yama düşük kayıplı metalik (bakır gibi) malzemelerden seçilmekte ve değişik geometrik biçimlerde olabilmektedir. Işıma elemanının boyutları ve biçimi, taban malzemesinin kalınlığı ve dielektrik sabiti antenin elektriksel performansını doğrudan etkileyen başlıca parametrelerdir.



Şekil 2.1: Tipik bir mikroşerit anten geometrisi

Mikroşerit antenlerde metalik elemanların kalınlığı 50–200 μm aralığında değerler alırken, kullanılan taban malzemesinin dielektrik sabiti (ε_{rs}) ve kalınlığı (h) tipik olarak $2.2 \le \varepsilon_{rs} \le 12$, $0.003\lambda_0 \le h \le 0.05\lambda_0$ arasında değerler almaktadır. Taban malzemesinin dielektrik sabitinin düşük olması ($\varepsilon_{rs} < 2.5$), kenar alanlar (fringe fields) etkisini artırarak antenin ışıma performansında iyileşme sağlamasına karşın dielektrik sabitinin küçük olması durumunda, aynı frekans cevabının elde edilmesi

için daha büyük ışıma elemanının kullanılması gerekeceğinden, ilgili antenin fiziki boyutları da büyümektedir [27]. Taban malzemesinin dielektrik değerinin küçük kalınlığının büyük olması, antende ideal ışımayı sağlamasının yanı sıra frekans bant genişliğini de artırmaktadır [28, 29]. Fakat taban malzemesinin kalınlığının artırılması, yüzey dalgalarının oluşumunu tetikleyerek antenin veriminin azalmasına ve anten ışıma örüntüsünün bozulmasına neden olabilmektedir.

Yukarıda fiziksel yapısından ve teknik özelliklerinden genel olarak bahsedilen mikroşerit antenler, küçük hacimli ve hafif olmaları nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu özellikleri sayesinde entegre devre teknolojilerindeki gelişmelere paralel olarak imal edilen cm boyutlarındaki cihazların dışına ya da içine kolayca yerleştirilebilmektedirler. Yüzeye uyumlu olmalarından dolayı da uçak, füze ve uydu gibi özel hassasiyet gerektiren araçların aerodinamik yapısını bozmadan bu araçların üzerine monte edilebilmektedirler. Gerektiğinde katı hal devreleri aynı taban malzemesi üzerine yerleştirilerek, elde edilen tümleşik anten sistemiyle daha ideal bir elektriksel performans sağlanabilmektedir. Ayrıca bu antenlerden çoklu-bant karakteristiği elde edilebilirken, besleme konumu kaydırılarak ta doğrusal veya dairesel kutuplanmış ışıma gerçekleştirilebilmektedir.

Mikroşerit antenlerin bütün bu avantajlarının yanı sıra başta bant genişliğinin sınırlı olması (<%5) gibi bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Antende taban malzemesinin kalın seçilmesi ile bu sorun aşılıyor gibi görünse de, oluşan yüzey dalgaları nedeniyle antenin diğer elektriksel performansları olumsuz etkilenmektedir. Ayrıca, alt tabakanın toprak düzlemi olmasından dolayı bu antenler sadece üst yarı düzlemde ışıma yapmaktadırlar. Kazançlarının (~6 dB) düşük olması, yüzey dalga uyarımının bulunması ve yüksek çapraz-polarizasyon seviyesine sahip olması bu tür antenlerin diğer dezavantajlarındandır.

Tasarlandığı ilk yıllarda ağırlıklı olarak güdümlü füzeler, roketler, radarlar ve uydular gibi askeri uygulamalarda kullanılan mikroşerit antenler, günümüzde WLAN, GSM, DCS sistemleri, adaptif anten dizileri ve biyomedikal uygulamaları gibi geniş bir yelpazede uygulama alanı bulmuştur. Mikroşerit antenler kullanıldığı

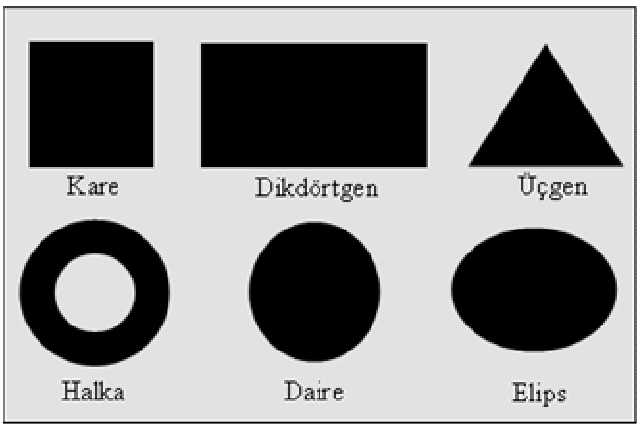
alana göre farklı fiziksel yapılarda olabilirken, besleme teknikleri de tasarımlara bağlı olarak farklılık gösterebilmektedir.

2.2. Mikroşerit Anten Çeşitleri

Fiziksel parametrelerinin çeşitliği sayesinde mikroşerit antenler diğer mikrodalga antenlere oranla daha geniş bir yelpazede sınıflandırılmaktadırlar. Pek çok farklı boyut ve geometrik yapıda tasarlanabilen mikroşerit antenler, mikroşerit yama antenler, mikroşerit dipoller, mikroşerit boşluk antenler ve mikroşerit yürüyen dalga antenler olmak üzere dört temel kategoride ele alınmaktadır. Bu temel sınıflama dışında kalan özel mikroşerit anten tasarımları da mevcuttur. Tasarladığımız yarık-halka elemanlarını temel alan SR-antenler ve SR-monopol antenler de bu özel grupta değerlendirilebilir. Devam eden kısımlarda dört temel mikroşerit anten çeşidi hakkında bilgi verildikten sonra, çalışmalarımızda gerçeklediğimiz antenlerin temelini oluşturan halka antenler ve monopol antenler genel özellikleri itibariyle ayrıca açıklanmaktadır.

2.2.1. Mikroşerit yama antenler

Bu tip antenlerde dielektrik taban malzemenin bir yanı toprak düzlemi ile kaplanmış olup diğer yanında herhangi bir geometriye sahip düzlemsel iletken bir yama bulunmaktadır.

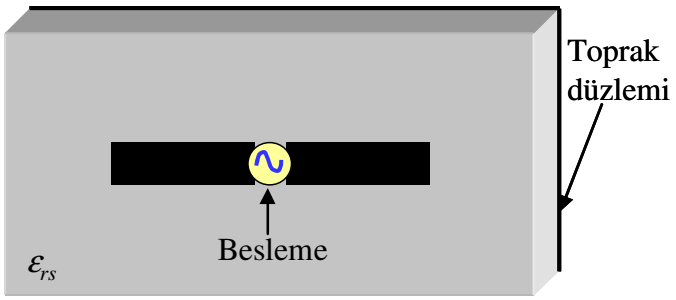


Şekil 2.2: Mikroşerit yama anten tipleri

Mikroşerit yama antenlerde iletken yamanın geometrik şekli farklı olsa da ışıma karakteristikleri benzerdir. Kazançları tipik olarak 5–6 dB seviyelerinde olup, 70^o ve 90^o arasında 3-dB hüzme genişliğine sahiptirler [27]. Şekil 2.2'de literatürde sıklıkla rastlanılan ve yaygın olarak gerçekleştirilen mikroşerit yama anten tipleri görülmektedir. Bunların dışında farklı şekillerde yama tipleri de bulunmaktadır.

2.2.2. Mikroşerit dipol antenler

Dikdörtgen yama antenler uzunluk-genişlik oranına bağlı olarak iki ana kategoride sınıflandırılırlar. İletken yamanın dar olduğu ($< 0.05\lambda_0$) antenler mikroşerit ya da baskılı dipol anten olarak isimlendirilmektedir. Akım dağılımlarının benzerliklerinden dolayı dipol ve dikdörtgen yama antenlerin ışıma örüntüleri ile de benzerlik göstermektedir. Yine de ışıma dirençleri, bant genişlikleri ve çapraz-polarizasyon ışıması büyük oranda farklılık göstermektedir [27]. Diğer mikroşerit antenlere oranla daha az yer kapladıklarından dolayı özellikle dizi anten uygulamalarında kullanılan mikroşerit dipoller, Şekil 2.3'te gösterildiği gibi genellikle merkez beslemeli olarak tasarlanmaktadırlar.

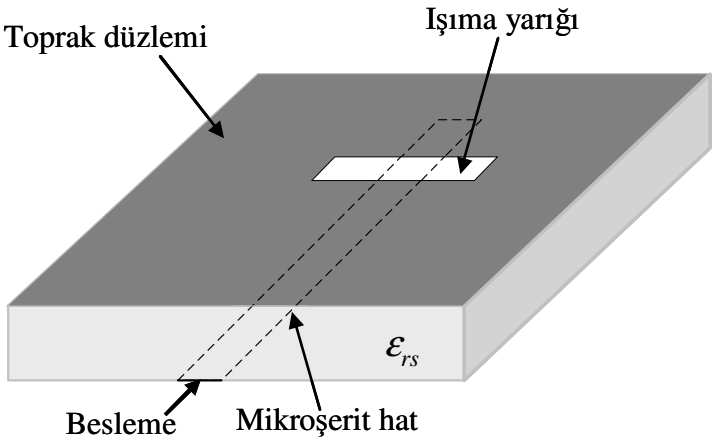


Şekil 2.3: Merkez beslemeli tipik bir mikroşerit dipol anten

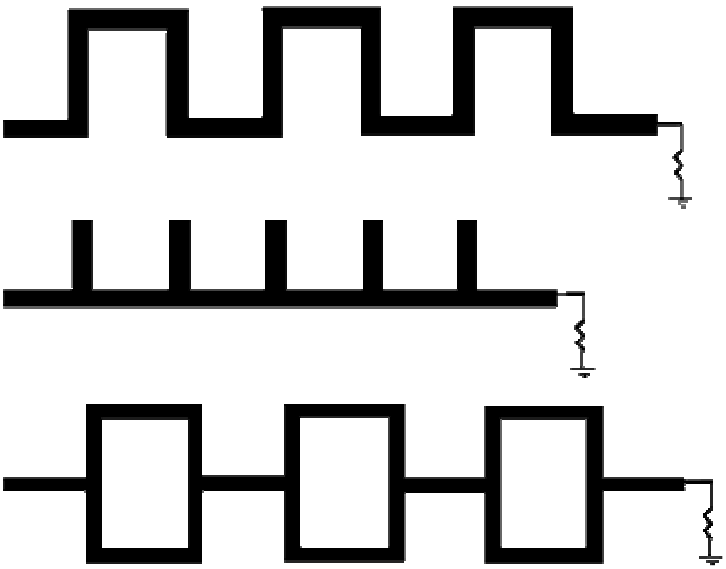
2.2.3. Mikroşerit boşluk antenler

Şekil 2.4'de tipik bir mikroşerit boşluk anten tasarımı görülmektedir. Bu tip antenlerde, dielektrik taban malzemesinin bir tarafında üzerinde ışıma boşluğu bulunan toprak düzlemi, diğer tarafında ise mikroşerit besleme hattı bulunmaktadır. Işıma boşluğu dikdörtgensel, dairesel veya dairesel halka şekillerinde olabildiği gibi

daha farklı şekillerde de tasarlanabilmektedir. Boşluk antenlerde besleme çoğunlukla mikroşerit hat ya da eş düzlemli dalga kılavuzu ile yapılmaktadır. Diğer mikroşerit yama antenlerle karşılaştırıldığında çapraz-polarizasyon seviyeleri (~ −35 dB) oldukça düşüktür [30]. Bu tür antenlerde ışıma yarığın her iki tarafından çift yönlü şekilde gerçekleşmektedir. Bunun yanı sıra, yarığın bir tarafında kullanılacak iletken yansıtıcı ile tek yönlü ışıma da elde edilebilir.



Şekil 2.4: Mikroşerit beslemeli tipik bir yarık anten



Şekil 2.5: Mikroşerit yürüyen dalga anten tipleri

2.2.4. Mikroşerit yürüyen dalga antenler

Şekil 2.5'te değişik tipteki yürüyen dalga mikroşerit antenler gösterilmektedir. Bu tip antenler, zincir biçimli tekrarlanan iletkenlerden ve hattın açık uç uyumlu bir dirençle sonlandırılmasından meydana gelir. Anten yapısındaki değişikliklerle ana hüzme yatay veya düşey konum arasında herhangi bir açıya yönlendirilebilir. Şekil 2.5'te değişik tipteki yürüyen dalga mikroşerit antenler gösterilmektedir.

2.2.5. Halka antenler

Kablosuz haberleşmede kullanılan taşınabilir cihazların gelişen teknolojiye paralel olarak her geçen gün daha küçük boyutlarda üretilmesi, bu aygıtlara adapte edilebilecek özelliklerdeki anten tasarımlarını zorunlu hale getirmiştir. Yaygın olarak kullanılan dikdörtgen, daire ve üçgen şekilli yama antenlerde, yama boyutları tipik olarak yarım dalga boyu kadardır. Küçük boyutlu anten tasarımı çalışmalarında halka antenler ön plana çıkmaktadır. Genellikle dikdörtgen ve daire biçimli halka yama kullanılarak tasarlanan halka-antenlerde, yama boyutları çeyrek dalga boyu değerlerine kadar düşürülebilmiştir [31]. Ayrıca halka elemanının genişlik-uzunluk oranındaki geometrik esnekliği sayesinde, dizüstü bilgisayar gibi taşınabilir cihazların uygun yerlerine adapte edilebilecek anten tasarımları mümkün olabilmektedir (Şekil 2.6).



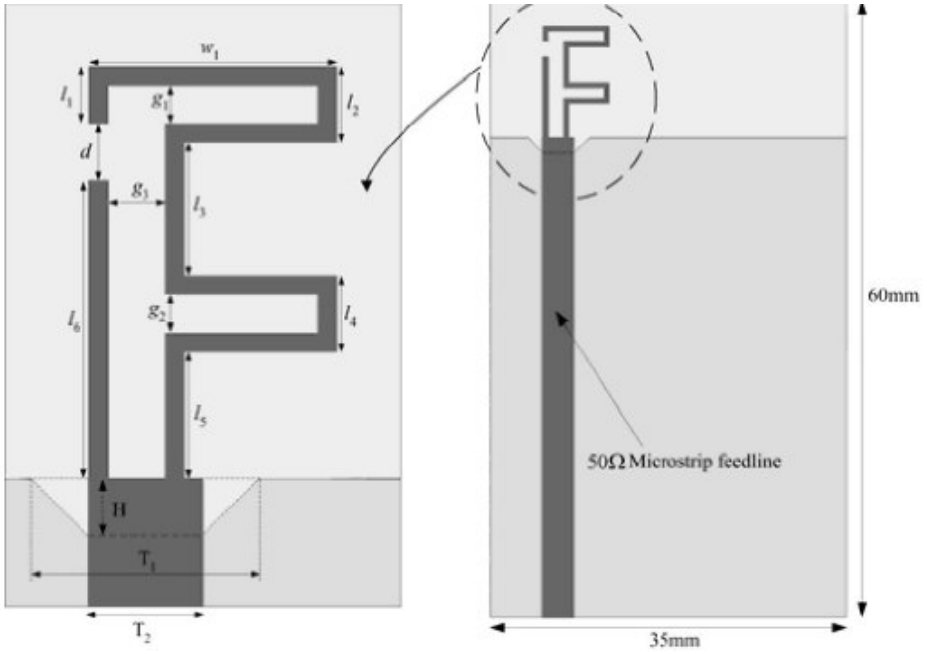
Şekil 2.6. Dizüstü bilgisayarın ekran paneline adapte edilmiş bir halka antenin fotoğrafı [18]

Bu tip antenlerde, empedans bant genişliğindeki olumlu etkiden dolayı halkanın uygun bir yerinde küçük bir aralık (yarık) oluşturulmakta [18, 32], ve ilgili antenler söz konusu yarıktan bir eş eksenli hat ile doğrudan beslenebilmektedir. Bu tez çalışmasında, yukarıda genel özellikleri anlatılan halka elemanlarını temel alan yarık-halka mikroşerit anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. İlgili tasarımlar oldukça

küçük boyutlarda olmasına karşın, yarık-halka elemanların rezonant bir karakteristik sergilemeleri nedeniyle dar-bant performans elde edilebilmiştir. Tezin dördüncü bölümünde sözü edilen antenlerin tasarım aşamaları ve ışıma karakteristikleri detaylı şekilde verilmektedir.

2.2.6. Monopol antenler

IEEE standartları uyarınca çeşitli frekans bantlarında gerçekleşen kablosuz haberleşme uygulamalarının tek bir anten elemanıyla sağlanabilmesi ancak ilgili antenin çoklu-bant veya geniş-bant performans göstermesi ile mümkün olabilmektedir.



Şekil 2.7: F-şekilli monopol anten [34]

Geniş bant performans ve uygun ışıma örüntüsü sağlamaları nedeniyle, monopol antenler, kablosuz haberleşme uygulamalarında özellikle tercih edilmektedirler [33–35]. Bu antenlerde taban malzemesinin bir yüzeyinde iletken yama ve yamaya doğrudan bağlı olan mikroşerit besleme hattı bulunmaktadır. Bu antenleri tipik yama antenlerden ayıran başlıca özellik, toprak düzleminin sadece mikroşerit besleme hattı boyunca oluşturuluyor olmasıdır. Bu yapısından dolayı monopol antenlerde her iki düzlemde de ışıma gerçekleşmektedir. Ayrıca toprak düzleminin büyük olması

rezonans frekansını düşürürken, empedans bant genişliğini de bir miktar etkilemektedir. Şekil 2.7'de gerçeklenmiş bir monopol anten tasarımı [34] verilmektedir. Görüldüğü gibi anten; F-şekilli bir yama ve toprak düzlemi boyunca uzanan bir mikroşerit besleme hattından oluşmaktadır.

Bu tez çalışmasında, kablosuz haberleşmenin değişik uygulamalarında kullanılabilecek özelliklerde, yarık-halka elemanlarını temel alan, monopol anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. Çift-bant ve geniş-bant performans sergileyen söz konusu antenlerin tasarım aşamaları ve ışıma karakteristikleri dördüncü bölümde ayrıntılı olarak verilmektedir.

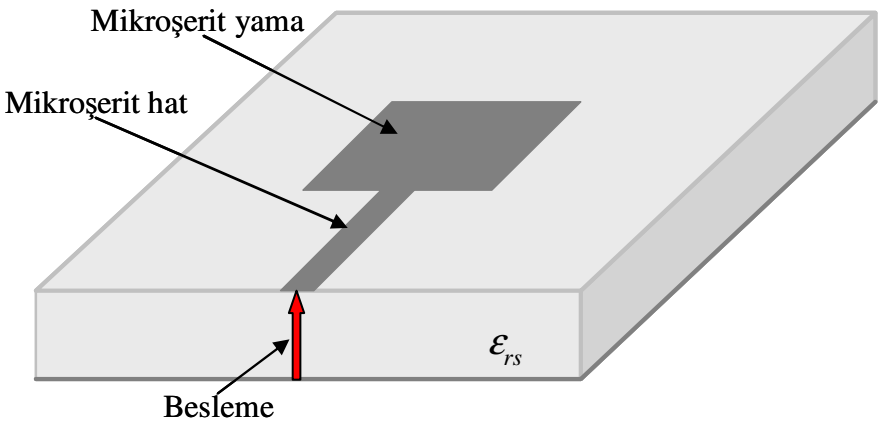
2.3. Besleme Teknikleri

Mikroşerit antenlerde besleme farklı yöntemlerle yapılabilmektedir. Besleme teknikleri en genel halde temaslı ve temassız olmak üzere iki ayrı sınıfta incelenebilir. Temaslı beslemede, elektriksel enerjinin taşındığı hat doğrudan ışıma elemanına bağlıyken, temassız beslemede enerji hattı ile ışıma elemanı arasında elektromanyetik kuplaj ile enerji aktarımı yapılmaktadır. Hangi besleme tekniğinin tercih edileceği büyük oranda tasarlanan anten yapısına bağlıdır. Mikroşerit antenlerde besleme teknikleri dört ayrı grupta incelenebilir. Aşağıda ilgili teknikler genel özellikleri bakımından ele alınmaktadır.

2.3.1. Mikroşerit besleme

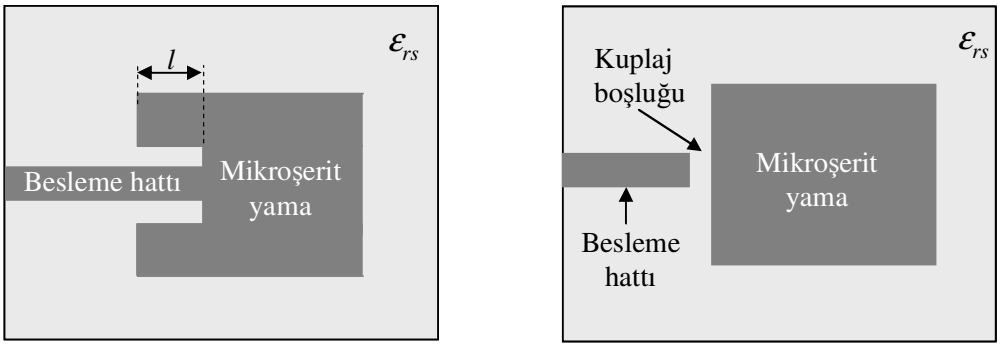
Mikroşerit antenlerde en basit besleme tekniğidir. Bu tip beslemede, Şekil 2.8'de gösterildiği gibi besleme hattı mikroşerit yama ile aynı taban malzemesi üzerinde ve doğrudan mikroşerit yamanın bir kenarına bağlıdır. Basit yapısından dolayı tasarım ve üretiminin kolay olması en önemli avantajı olmasına rağmen, bu besleme tekniği dar-bant performans sağlamaktadır. Antenin bant genişliğini artırmak için taban malzeme kalın seçildiğinde ise, yüzey dalgaları ve besleme merkezli parazitik ışımalar artmaktadır [28]. Ayrıca mikroşerit besleme hattının genişliği yamaya oranla daha düşük olduğundan empedans uygunluğu oldukça zordur. Mikroşerit hat

ile yama arasındaki empedans uygunluğu herhangi bir empedans uygunlaştırıcı ara devreye ihtiyaç duyulmaksızın iki farklı şekilde sağlanabilmektedir.



Şekil 2.8. Mikroşerit hatlı besleme

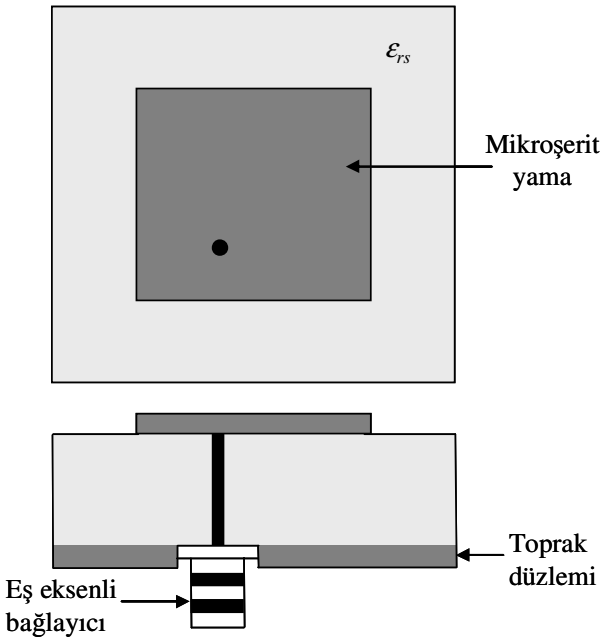
Şekil 2.9(a)'da gösterilen yöntemde, mikroşerit yama üzerinde bir girinti oluşturularak empedans uygunluğu sağlanabilmektedir. Girintinin konumu ve uzunluğu (l), kullanılan mikroşerit hattın empedansına uyumlu olacak şekilde seçilmektedir. Diğer yöntemde ise, empedans uygunluğu Şekil 2.9(b)'de gösterildiği gibi mikroşerit besleme hattı ile yama arasında bir boşluk bırakılarak yapılmaktadır. Daha etkin bir empedans uygunluğu sağlayan bu yöntemde, sinyal elektromanyetik kuplaj yoluyla mikroşerit yamaya aktarılmaktadır. Fakat boşluk mesafesi genişledikçe güç kaybı artmaktadır [27].



Şekil 2.9: Empedans uygunlaştırma yöntemleri; (a) girintili besleme, (b) kuplaj besleme

2.3.2. Eş eksenli hat ile besleme

Bu tip beslemede, eş eksenli kablo (coaxial cable) antenin toprak düzleminin altında bulunur ve iç iletken, taban malzemesi içerisinden mikroşerit yamaya bağlanırken, dış iletken toprak düzlemine bağlanmaktadır (Şekil 2.10).



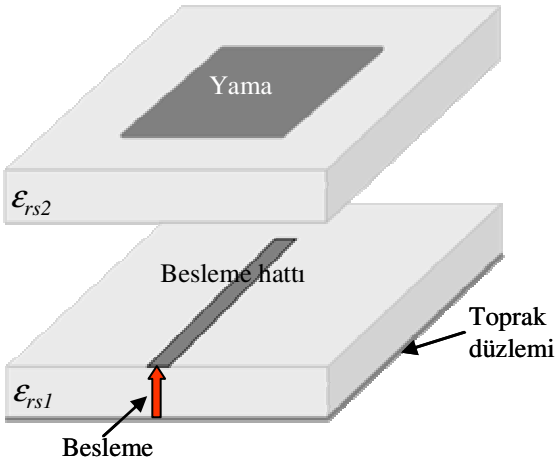
Şekil 2.10: Eş eksenli hat ile beslenmiş mikroşerit anten

Yaygın olarak kullanılan bu yöntemde empedans uygunluğu beslemenin konumu değiştirilerek kolayca sağlanabilmektedir. Fakat anten taban malzemesinin delinmesi ve bu delikten geçirilen iç iletkenin metalik yama ile lehimlenerek birleştirilecek olması, bu tür beslemenin gerçeklenmesini hayli zorlaştırmaktadır. Ayrıca bu besleme tekniği kullanılan antenler dar bantlıdır. Bant genişliğinin artırılması için taban malzemesi kalın seçildiğinde, eş eksenli hattın uzunluğunun artmasına bağlı olarak, besleme merkezli istenmeyen ışımalar ve yüzey dalgaları artmaktadır [27].

2.3.3. Yakınlık kuplajlı besleme

Şekil 2.11'de gösterilen bu tarz beslemede, iki farklı taban malzemesi kullanılmaktadır. Besleme hattı bu iki malzemenin arasında kalırken, ışıma elemanı

en üst yüzeyde bulunmaktadır. En alt yüzey ise toprak düzlemidir. Mikroşerit besleme ve eş eksenli beslemelerin asimetrik yapılarından dolayı oluşan çapraz-polarizasyon ve besleme merkezli parazitik ışımalar bu besleme tekniği ile giderilmiştir. Ayrıca mikroşerit yamanın üzerinde bulunduğu taban malzemesi kalın seçilerek oldukça yüksek bir bant genişliği sağlanabilmektedir. Besleme hattının uzunluğu ve mikroşerit yamanın genişlik-uzunluk oranlarının ayarlanmasıyla empedans uygunlaştırma yapılabilmektedir. Bu besleme tekniğinin en önemli dezavantajı iki dielektrik katmanın hizalı şekilde üretilebilme zorluğudur.

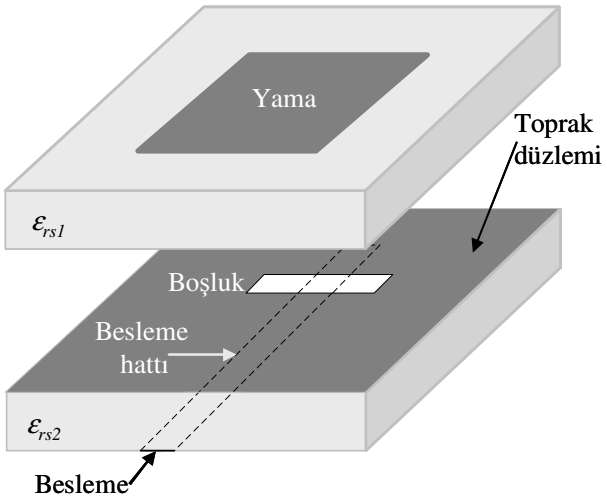


Şekil 2.11: Yakınlık kuplaj beslemeli mikroşerit anten

2.3.4. Boşluk kuplajlı besleme

Bu besleme tipinde, Şekil 2.12'de gösterildiği gibi ışına elemanı ile besleme hattı arasında toprak düzlemi bulunmaktadır ve aralarındaki etkileşim toprak düzlemindeki boşluktan sağlanmaktadır. Kuplaj boşluğu genellikle mikroşerit yamanın merkezine denk gelecek şekilde oluşturularak antende simetri sağlanmakta, böylece çapraz-polarizasyon çok düşük seviyelere çekilebilmektedir. Bunun yanında besleme hattı ile mikroşerit yama arasında toprak düzleminin olması besleme merkezli parazitik ışımaları engellemektedir. Kuplaj yoluyla aktarılacak elektromanyetik enerjinin miktarı, büyük oranda boşluğun boyutları, şekli ve konumuna bağlıdır. Ayrıca boşluğun uzunluğu ve mikroşerit besleme hattının genişliği ayarlanarak empedans uygunluğu sağlanmaktadır. En önemli dezavantajı

ise, yakınlık kuplajlı beslemede olduğu gibi çok katmanlı yapısından dolayı üretiminin oldukça zor olmasıdır.



Şekil 2.12: Boşluk kuplajlı beslemeli mikroşerit anten

Tablo 2.1'de mikroşerit antenlerde kullanılan farklı besleme tekniklerinin karakteristik özellikleri karşılaştırılmıştır [27].

Tablo 2.1: Mikroşerit yama antenlerde değişik tiplerdeki besleme tekniklerinin karşılaştırılması [27]

Karakteristik	**Mikroşerit Hatlı Besleme**	**Eş Eksenli Hat ile Besleme**	**Yakınlık Kuplajlı Besleme**	**Boşluk Kuplajlı Besleme**
Tasarım	Eş düzlemsel	Düzlemsel olmayan	Düzlemsel	Düzlemsel
İstenmeyen Besleme Işıması	Az	Fazla	Fazla	Fazla
Üretim Kolaylığı	Kolay	Delme ve lehimleme gerekli	Hizalama gerekli	Hizalama gerekli
Empedans Uygunlaştırma	Kolay	Kolay	Kolay	Kolay
Bant Genişliği	% 2–5	% 2–5	% 13	% 21

3. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ

3.1. Giriş

Elektromanyetik problemlerin yaklaşık olarak çözülmesindeki en güçlü sayısal yöntemlerden birisi olan sonlu elemanlar yöntemi (Finite Element Method, FEM), sınır değer fonksiyonlarını polinomlara veya diğer parça yaklaşımlara ayıran bilgisayar destekli sayısal bir metottur. FEM'in geliştirilmesinden önce, sınır değeri problemleri, Ritz varyasyonel ve ağırlıklı kalanlar (weighted residuals) olarak isimlendirilen metotlar ile çözülmekteydiler. Bu yöntemlerde, aşağıdaki gibi operatör formda ifade edilen analitik denklemler ayrıklaştırılarak yaklaşık çözümleri elde edilebilmektedir [26].

$$\mathrm{L}u - f = 0 \tag{3.1}$$

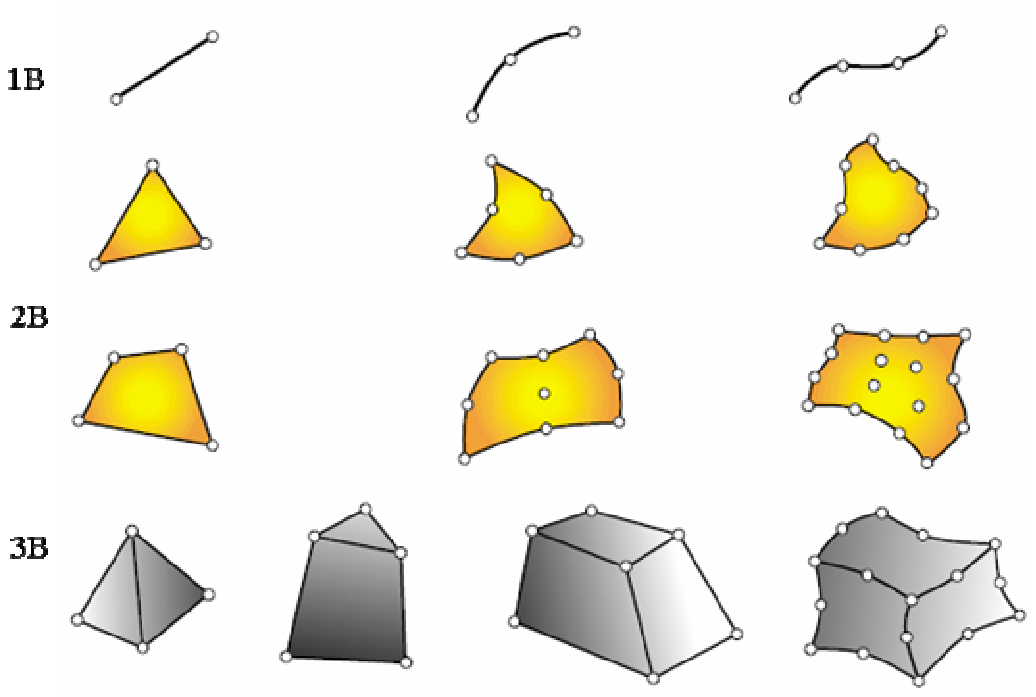
Burada **L** operatörü bir entegral operatörü, f ise uyarıcı veya kaynak fonksiyonunu ifade etmektedir. u ise bilinmeyen büyüklük olup, skaler veya vektör alanlarını tanımlamaktadır. İlgili yöntemler uyarınca (3.1) denklemi aşağıdaki matris formuna dönüştürülmektedir.

$$[A]\ \{u\} = \{b\} \tag{3.2}$$

(3.2) denkleminde A katsayılar matrisini, b ise uyarıcı fonksiyonla elde edilen bir vektörü tanımlamaktadır. Denklem sisteminin çözümü ile u vektörünü oluşturan alan değerleri yaklaşık olarak hesaplanmaktadır. Ritz ve ağırlıklı kalanlar yaklaşımlarını içeren detaylı açıklamalar ve ilgili formülasyonlar Ek–A'da verilmektedir.

Problem geometrisinin karmaşık olduğu durumlarda Ritz ve ağırlıklı kalanlar yaklaşımları yetersiz kalabilmektedir. Bu metotlarda baz fonksiyonlarının her biri problem uzayının tamamında tanımlı olduğundan, iki ve üç boyutlu karmaşık yapılı problemlerin çözümünde baz fonksiyonları ile yeterli yakınsama sağlayabilmek için

gerekli olan baz fonksiyonu sayısı çok fazla olabilmekte, bazı durumlarda ise tam olarak yakınsama mümkün olamamaktadır. Sonlu elemanlar yönteminde ise, baz fonksiyonları belirli bir sonlu eleman üzerinde tanımlandıklarından, her bir eleman için baz fonksiyonları ile yakınsama sağlanabilmektedir. Sonlu eleman boyutlarının problem uzayına oranla çok daha küçük olması, daha az sayıda baz fonksiyonu ile tanımlama yapılmasını sağlarken aynı zamanda yakınsamadaki doğruluk oranını da artırmaktadır [23].

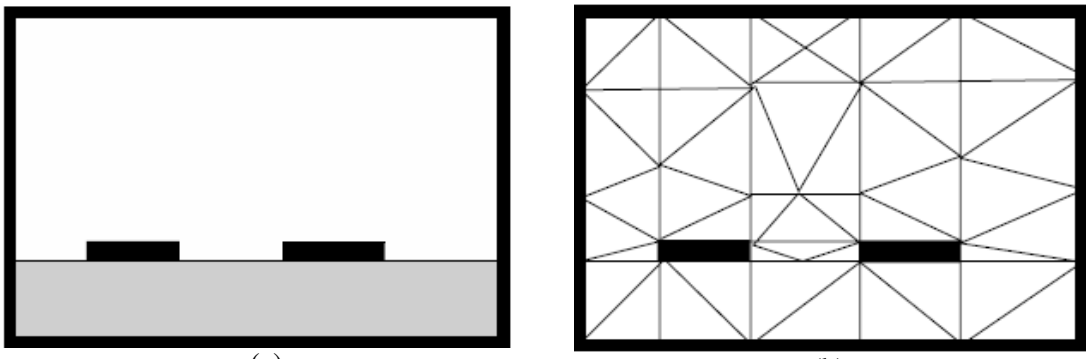


Şekil 3.1: Tipik sonlu eleman örnekleri

Sonlu elemanlar yöntemi kullanıldığı uygulamalara göre bazı farklılıklar gösterse de aslında problem uzayının ayrıklaştırılması, baz fonksiyonlarının seçilmesi, denklem sisteminin oluşturulması ve denklem sisteminin çözülmesi olan dört temel aşamada gerçekleştirilmektedir.

FEM'in ilk adımı olan ayrıklaştırma işleminde, Ω ile gösterilen problem uzayı Ω_e (e=1, 2, …, N) ile ifade edilen N tane sonlu elemana bölünmektedir. Sonlu elemanlar, problemin yapısına ve fiziksel özelliklerine göre farklı şekillerde olabilmektedir (Şekil 3.1). Bir boyutlu (1B) uygulamalarda genellikle bir birlerine eklenerek orijinal doğruyu oluşturan kısa doğru parçaları şeklinde iken, iki boyutlu (2B) uygulamalar

için üçgen ve dörtgenlerden oluşan düzlemsel elemanlar kullanılmaktadır. Üç boyutlu (3B) uygulamalarda ise üçgen prizma, dört yüzlü veya dörtgen prizma gibi hacimsel elemanlar tercih edilmektedir. Şekil 3.2'de tipik bir 2B–FEM mikroşerit anten problem uzayının üçgen elemanlarla ayrıklaştırılma modeli gösterilmektedir.



Şekil 3.2: (a) Tipik bir mikroşerit anten problem uzayı, (b) problem uzayının ayrıklaştırılma modeli

FEM analizinde, bilinmeyen fonksiyon değerleri, sonlu elemanların düğüm noktalarında veya ilgili kenarlar üzerinde tanımlanmaktadır. Elemanların düğüm noktaları; lineer doğru parçaları için doğruların iki ucu, üçgen veya dörtgen gibi düzlem parçaları için köşe noktalardır. Problemde her bir sonlu eleman, düğüm noktalarının yerel ve genel koordinat bilgileriyle tanımlanmaktadır. Yerel numara düğüm noktasının ilgili eleman içindeki konumunu belirten koordinat değerini içerirken, genel numara sistemin bütünü içindeki konumu tanımlamaktadır. Numaralandırma işlemi çözümün son aşamasında elde edilen katsayılar matrisini doğrudan etkilediğinden, belirli bir sistematiğe göre yapılarak işlemsel yük azaltılabilir.

Her bir sonlu eleman şekil veya baz fonksiyonu olarak adlandırılan yaklaşık enterpolasyon polinomlarıyla ifade edilmektedir. Baz fonksiyonları ele alınan probleme uygun olarak ilgili sonlu elemanın düğüm noktaları veya kenarları esas alınarak düğüm-tabanlı (node-based) veya kenar-tabanlı (edge-based) oluşturulmakta, çoğunlukla lineer, gerektiğinde ise, yüksek mertebeden genişletilmiş şekilde olabilmektedir. Laplace, Poisson ve Helmholtz denklemleri gibi 2B statik alan problemlerinin çözümünde genellikle düğüm-tabanlı baz fonksiyonları

kullanılırken ışıma ve saçılma gibi 3B elektromanyetik problemlerin çözümünde kenar-tabanlı baz fonksiyonları kullanılmaktadır.

Sonlu elemanlar yönteminin önemli bir aşaması olan denklem sistemin oluşturulmasında Ritz veya Galerkin yaklaşımlarından bir tanesi kullanılarak (3.2) matris formunda lineer bir denklem sistemi elde edilir. Bu denklem sistemi çözülmeden önce tanımlanan sınır koşulları da sisteme dahil edilmelidir. Başlıca sınır koşulları Drichlet ve homojen Neumann sınır koşullarıdır. Drichlet sınır koşulu zorunlu bir sınır koşulu olup, bu koşul tanımlandığında geçerli olduğu noktalardaki değerler doğrudan yerine konmaktadır. Homojen Neuman sınır koşulu doğal sınır koşulu olduğundan çözüm işlemleri sırasında kendiliğinden sağlanmaktadır.

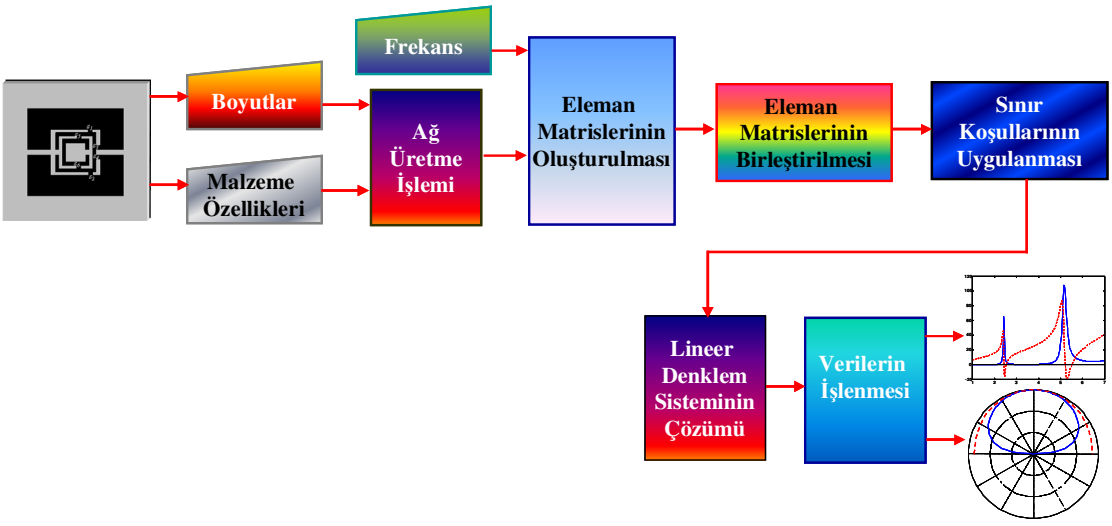
Sonlu elemanlar yöntemi uygulanarak elde edilen (3.2) matris formundaki denklem sisteminin çözülmesi ile bilinmeyen fonksiyon yaklaşık olarak elde edilmektedir. İlgili matrisin çözümünde bilinmeyen sayısının fazla olduğu durumlarda iteratif yöntemler kullanılırken, az olduğu durumlar için direkt çözümler tercih edilmektedir.

Bu tez çalışmasında, yukarıda genel özellikleri açıklanan sonlu elemanlar yöntemini temel alan mikroşerit anten simülatörü geliştirilmiştir. FEMAS olarak isimlendirdiğimiz ilgili simülatörün gerçekleştirilme aşamaları ve temel özellikleri aşağıda açıklanmaktadır.

3.2. Finite Element Microstrip Antenna Simulator (FEMAS)

Dikdörtgensel mikroşerit yama antenlerin elektriksel performansları ve ışıma karakteristiklerinin elde edilmesi için geliştirilen FEM tabanlı FEMAS simülatörünün işletim blok diyagramı Şekil 3.3'te verilmektedir. Fortran 90 programlama diliyle yazılmış olan FEMAS simülatöründe ilk olarak, problem uzayının, sonlu elemanların, kullanılacak malzemelerin boyutları ve malzeme özelliklerinin her biri ayrı birer giriş parametresi olarak kullanıcı tarafından tanımlanmaktadır. İkinci aşamada fiziksel özellikleri ve boyutları tanımlanmış olan problem uzayı, prizmatik elemanlarla düzgün olarak ayrıklaştırılmaktadır (uniform meshing). Ayrıklaştırma işleminde prizma elemanların düğüm noktaları ve kenarları

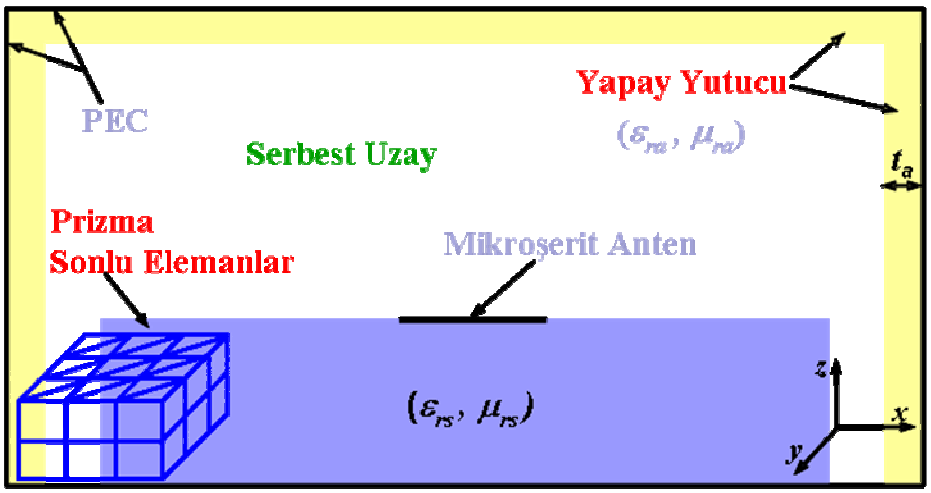
bir sistematiğe bağlı olarak numaralandırıldıktan sonra, yerel-genel düğüm noktası ve kenar numaralandırma dönüşümüyle her bir elemanın düğüm noktası ve kenarının problem uzayının bütünü içindeki sıra numarası belirlenmektedir. Genel düğüm noktalarının koordinatlarının belirlenmesiyle her bir elemanın düğüm noktaları ve kenarlarının problem uzayının bütünü içindeki konum bilgileri elde edilmektedir. Bir sonraki aşamada ise, kenar-tabanlı baz fonksiyonları cinsinden ifade edilen her bir sonlu eleman, analizin yapılacağı frekans aralığı için FEM formülasyonunda tanımlanarak eleman matrisleri elde edilmektedir. Yerel matris olarak ta isimlendirilen eleman matrisleri problem uzayının bütünü için tek bir denklem sisteminde birleştirilmekte, sınır koşulları ve besleme özelliklerinin de ilgili formülasyona uygulanması ile matris formunda lineer bir denklem sistemi elde edilmektedir. İlgili matris iteratif yöntemlerle çözülerek sonlu elemanların kenarlarındaki elektrik alan vektörleri elde edilmektedir. Hesaplanan elektrik alan değerleri kullanılarak, modellenen mikroşerit antenin arzu edilen frekans bandındaki giriş empedans karakteristiği, yansıma katsayısı, ışıma örüntüsü ve kazancı gibi diğer elektriksel büyüklükleri elde edilebilmektedir.



Şekil 3.3: FEMAS simülatörün işletim blok diyagramı

Şekil 3.4'te tipik bir mikroşerit anten problemine ilişkin üç boyutlu FEMAS problem uzayının kesit görüntüsü verilmektedir. Görüldüğü üzere, (ε_{rs}, μ_{rs}) taban malzemesi üzerine yerleştirilmiş olan mikroşerit anten elemanı, sonsuz serbest uzayı benzetim amacıyla modellenmiş mükemmel iletken/yapay yutucu ile sonlandırılmış problem uzayında ışıma gerçekleştirmektedir. Analizlerde ideal yakınsamanın elde

edilebilmesi için anten ve yutucu bölge arasındaki mesafenin her yönde en az $0.25\lambda_0$ olması ve prizmatik sonlu elamanın her bir boyutunun $0.05\lambda_0$'dan daha küçük olması gerekmektedir. Ayrıca, çok katmanlı taban malzemesi içerisine metalik yamalar, ideal akım probları, iletken teller, dirençsel kartlar ve empedans yükler tanımlanabilmektedir (*x, y* veya *z* doğrultularında).



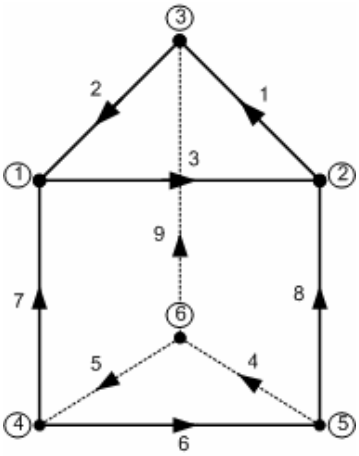
Şekil 3.4: Tipik bir mikroşerit anten FEMAS problem uzayı

Yukarıda çalışma prensibi ve özellikleri açıklanan 3B-FEMAS simülatörün sonlu elemanlar yöntemi ile gerçekleştirilme aşamaları devam eden kısımlarda ayrı birer başlık altında ele alınacaktır.

3.2.1. Problem uzayının ayrıklaştırılması

FEMAS'ta üç boyutlu problem uzayını ayrıklaştırma işleminde, hacimsel prizmatik elemanlar kullanılmıştır. Düzgün üçgen prizma olarak isimlendirilen bu elemanların taban ve tavan üçgenleri dik üçgenler olup, birbirlerine paralel konumdadır. Giriş parametrelerine göre otomatik olarak gerçekleştirilen ayrıklaştırma işlemi, yerel ve genel numaralandırma olmak üzere iki aşamada gerçekleştirilmekte, yerel-genel numaralandırma dönüşümüyle tamamlanmaktadır. Yerel numaralandırma işleminde, FEM problem uzayını oluşturan her bir prizmanın düğüm noktaları ve kenarları belirli bir sistematiğe göre numaralandırılmaktadır. Şekil 3.5'te, kullanılan prizmalardaki yerel numaralandırma işlemi ilgili prizma üzerinde gösterilmektedir. Görüldüğü gibi altı düğüm noktası ve dokuz kenarı bulunan prizma elemanında

düğüm noktaları ve kenarlar ayrı ayrı numaralandırılmıştır. Numaralandırma işlemi FEM formülasyonunun son aşamasındaki katsayılar matrisini doğruda etkilediğinden saat yönü veya saat yönünün tersi olmak üzere her bir eleman için aynı kural uygulanacak şekilde yapılmalıdır. Düğüm noktalarının numaralandırma işlemine saat yönü esas alınarak, tavan üçgenle başlanmış ve taban üçgenle devam edilmiştir. Kenar numaralandırma işlemi de aynı şekilde gerçekleştirilmiş, sırasıyla taban üçgen, tavan üçgen ve en son düşey kenarlar olacak şekilde saat yönünde yapılmıştır.



Şekil 3.5: Düğüm ve kenarları numaralandırılmış üçgen prizma elemanı

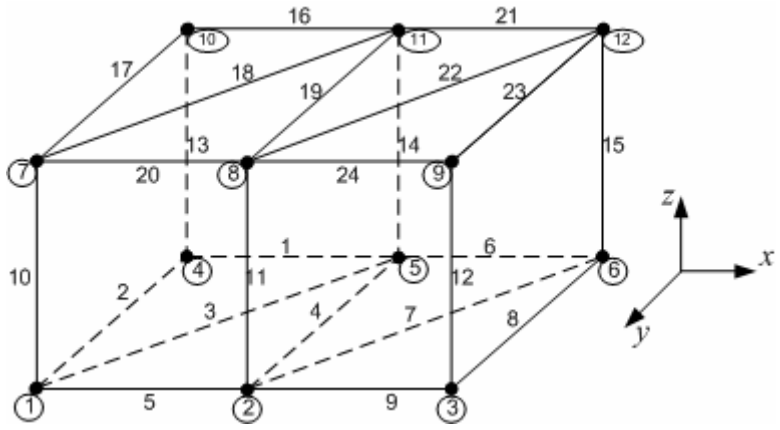
Prizma eleman kenarlarının uzunluğunun hesaplanması ve genel sistemdeki konumlarının belirlenebilmesi için her bir kenarın hangi düğüm noktaları arasında bulunduğunun bilinmesi gerekmektedir. Tablo 3.1'de, Şekil 3.5'te verilen prizma elemanın kenar düğüm ilişkisi gösterilmektedir.

Genel numaralandırma ve yerel-genel numaralandırma dönüşüm aşamaları Şekil 3.6' da gösterilen örnek bir problem uzayı üzerinden açıklanabilir. Görüldüğü gibi dört prizma sonlu elemana bölünmüş olan yapıda düğüm noktalarının genel numaralandırma işlemi 3B koordinat düzlemi esas alındığında x doğrultusunda başlayıp y yönünde devam etmekte ve en son z yönünde olacak şekilde tamamlanmaktadır. Kenar numaralandırma işlemine ise x-y düzlemindeki taban üçgenlerin kenarı ile başlanmakta, düşey kenarlar ile devam edilmekte ve tavan üçgenlerin kenarları ile tamamlanmaktadır. Yerel-genel numaralandırma dönüşümü ile de her bir prizma elemanın düğüm noktalarının problem uzayının bütünü içindeki konumu belirlenmektedir. Şekil 3.5 ve Şekil 3.6 baz alınarak yerel-genel

numaralandırma dönüşümü örneklenecek olursa; 1 no'lu genel düğüm 1. prizmanın 4. yerel düğümüne karşılık gelirken, 1 no'lu kenar 4. yerel kenara karşı gelmektedir.

Tablo 3.1. Üçgen prizma sonlu elemanda kenarlar ve düğüm noktaları arasındaki bağlantı

Kenar numarası	**Başlangıç düğümü**	**Bitiş düğümü**
1	2	3
2	3	1
3	1	2
4	5	6
5	4	6
6	4	5
7	4	1
8	5	2
9	6	3



Şekil 3.6: Genel düğüm ve kenar indeksleme işlemi

3.2.2. Baz fonksiyonlarının tanımlanması

Ayrıklaştırılan problem uzayında bilinmeyen elektrik alan değerleri, prizmatik sonlu elemanların kenarları üzerinde, kenar-tabanlı vektör baz fonksiyonları ile tanımlanmaktadır. Üçgen prizma için kenar-tabanlı vektör baz fonksiyonları prizmanın tabanında ve tavanındaki üçgenlerin kenarları ve düşey kenarlar için ayrı ayrı tanımlanmaktadır. Bu durumda tavan üçgen kenarlar için,

$$\mathbf{W}_k^e = \mathbf{N}_{ij}^e = b_{ij}(L_i^e \nabla L_j^e - L_j^e \nabla L_i^e)s, \qquad i, j = 1,\ 2,\ 3\ \ ;\ \ k = 1,\ 2,\ 3 \tag{3.3}$$

taban üçgen kenarlar için,

$$\mathbf{W}_k^e = \mathbf{N}_{ij}^e = b_{ij}(L_i^e \nabla L_j^e - L_j^e \nabla L_i^e)(1-s), \qquad i, j = 1,\ 2,\ 3\ \ ;\ \ k = 4,\ 5,\ 6 \tag{3.4}$$

düşey kenarlar için,

$$\mathbf{W}_k^e = \hat{z}\ L_i^e(\xi, \eta), \qquad i = 1,\ 2,\ 3\ ; \qquad k = 7,\ 8,\ 9 \tag{3.5}$$

biçiminde ifadeler elde edilir. Yukarıdaki bağıntılarda, *e* sonlu eleman numarasını, *k* ise ilgili sonlu elemandaki üçgenin kenarını belirtmektedir. b_{ij} notasyonu, *i*. ve *j*. düğümleri arasındaki kenarın uzunluğunu ifade etmektedir. L_i^e değerleri düğüm-tabanlı baz fonksiyonları tanımlamakta ve üçgenin alan koordinatları ile elde edilmektedirler. Denklemlerde *s* normalize parametresi olup, taban düzleminde sıfırken tavan düzleminde bir değerini almaktadır. (3.3), (3.4) ve (3.5) ifadeleri, vektör-vektör ve vektör-skaler çarpımları içeren işlemler sonucunda elde edilmektedir (Ek–B'ye bkz.).

3.2.3. Sonlu elemanlar denklem sisteminin elde edilmesi

Mikroşerit anten analizleri gibi üç boyutlu elektromanyetik problemlerinde ilk adım Maxwell denklemleri ile elde edilen vektör dalga denklemidir.

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_r} \nabla \times \mathbf{E} \right) - k_0^2 \varepsilon_r \mathbf{E} = -jk_0 Z_0 \mathbf{J} \tag{3.6}$$

Burada **E** elektrik alan vektörü **J** ise akım yoğunluğu vektörünü tanımlamak üzere sınır koşulu ifadesi de,

$$\hat{n} \times \mathbf{E} = 0 \tag{3.7}$$

şeklindedir. FEMAS simülatöründe, (3.6) denkleminin yaklaşık çözümü için ağırlıklı kalanlar (weighted residuals) metodu kullanılmıştır. İlgili metot uyarınca ağırlıklı kalan ifadesi,

$$L(\mathbf{E}) = \nabla \times \left(\frac{\nabla \times \mathbf{E}}{\mu_r} \right) - k_0^2 \varepsilon_r \mathbf{E} \tag{3.8}$$

ve

$$\mathbf{f} = -jk_0 Z_0 \mathbf{J} \tag{3.9}$$

olmak üzere,

$$\mathbf{R} = L(\mathbf{E}) - \mathbf{f} \tag{3.10}$$

şeklinde elde edilir.

Yine bu yöntem uyarınca, V hacimsel problem uzayını tanımlamak üzere, V entegralinde **R**'yi sıfıra götürecek bir **W** test fonksiyonu ile çarpımı öngörülmektedir.

$$\int_V \mathbf{W} \cdot \mathbf{R} \, dV = 0 \tag{3.11}$$

Denklem (3.8) ve (3.9) (3.10)'de yerine yazılarak elde edilecek yeni ifade (3.11)'de yazılırsa, aşağıdaki eşitlik elde edilecektir.

$$\int_V \left[\frac{1}{\mu_r} (\nabla \times \mathbf{E}) \cdot (\nabla \times \mathbf{W}) - k_0^2 \varepsilon_r \mathbf{E} \cdot \mathbf{W} \right] dV = -jk_0 Z_0 \int_V \mathbf{J} \cdot \mathbf{W} \, dV \tag{3.12}$$

Elde edilen bu ifadeye (3.12), literatürde zayıf-form FEM formülasyonu adı verilmektedir. Galerkin metot uyarınca test fonksiyonu $\mathbf{W}$, kenar-tabanlı vektör baz fonksiyonu $\mathbf{N}$'ye eşit olarak tanımlanmaktadır.

N tane prizmatik sonlu elemana bölünen problem uzayında e. eleman boyunca genişletilmiş vektör elektrik alanı

$$\mathbf{E}^e = \sum_{k=1}^{9} E_k^e \mathbf{W}_k^e \qquad (e = 1, ..., N) \tag{3.13}$$

şeklinde ifade edilir. $\mathbf{W}_k^e$, e. elemanın k. kenarını tanımlayan kenar-tabanlı vektör baz fonksiyonu iken E_k^e, e. elemanın k. kenarına ilişkin elektrik alan değerini tanımlayan bilinmeyen katsayı değeridir. (3.13) ifadesi (3.12)'de yerine yazılarak

her bir prizmatik sonlu elemanın katkısı genel formülasyonda birleştirilmektedir. Bu durumda,

$$A_{mn}^{e}=\left[\frac{1}{\mu_r}\int_{V}\left(\nabla\times \mathrm{W}_{m}^{e}\right)\cdot\left(\nabla\times \mathrm{W}_{n}^{e}\right)-k_0^2\varepsilon_r \mathrm{W}_{m}^{e}\cdot \mathrm{W}_{n}^{e}\right]dV \quad m \text{ ve } n=1,2,...9 \tag{3.14}$$

$$B_{m}^{e}=\int_{V}\mathbf{J}_{m}^{e}\cdot\mathbf{W}_{n}^{e}\;dV \tag{3.15}$$

olmak üzere,

$$\sum_{e=1}^{N}\left[A^{e}\right]\left\{E^{e}\right\}=\sum_{e=1}^{N}\left\{B^{e}\right\} \tag{3.16}$$

eşitliği elde edilir. Bu ifade matris formunda düzenlenirse,

$$\left[A\right]\ \{E\}=\{B\} \tag{3.17}$$

elde edilir. Burada, $N\times N$ boyutundaki $[A]$ katsayılar matrisi sonlu eleman baz fonksiyonları ve ortam parametrelerine bağlı olarak değerler almaktadır. $\{E\}$ N-boyutlu sütun vektörü, sonlu elemanların kenarlarındaki ortalama elektrik alan değerlerini ifade eden bilinmeyen katsayıları içermekte, $\{B\}$ N-boyutlu sütun vektörü ise, beslemenin tanımlandığı elektrik akım kaynağı değeri ile elde edilen kaynak değerlerini tanımlamaktadır.

3.2.4. Problem uzayının sonlandırılması

Sonlu elemanlar yöntemi tabanlı analiz programlarında problem uzayının sonlandırılmasına ilişkin değişik teknikler kullanılabilmektedir. Bunlardan biri, tek yönlü dalga denklemi esasına dayalı olan, Engquist ve Majda'nın geliştirmiş olduğu yutucu sınır koşullarıdır [36]. Diğer bir yöntemde FEM ile MoM' un birleştirilmesi ile elde edilen karma modelleme yapısıdır [37]. Bu karma metotta FEM hacimsel problem uzayının iç bölgelerine uygulanırken, açık uzaya açılan yüzeylerde ise MoM yöntemi kullanılmaktadır. Son dönemde Berenger, mükemmel uyumlu tabaka (Perfectly Matched Layer: PML) olarak adlandırılan yeni ve etkili bir yöntem geliştirmiştir [38]. Bu yöntemde, çözüm bölgesinden problem uzayını sonlandıran PML'ye her açı doğrultusunda ulaşan dalgalar bu tabakalarda büyük oranda

zayıflatılmaktadır. İlk olarak FDTD uygulamalarında kullanılan Berenger PML formülasyonu, Sacks ve diğer araştırıcılar tarafından FEM'e adapte edilmiştir [39].

Problem uzayının sonlandırılması için kullanılan bir yöntem de FEMAS simülatörde kullandığımız yapay yutucu (artificial absorber) tanımlamasıdır. FEM tabanlı yazılımlara adaptasyonu oldukça kolay olan bu yöntemin uygulanma biçimi, Şekil 3.5'te tipik bir mikroşerit anten problem uzayı üzerinde gösterilmiştir. Görüldüğü gibi yapay yutucu mükemmel iletkenle çevrili olup, t_a yutucu bölgenin kalınlığını, ε_{ra} ve μ_{ra} ise bu bölgedeki ortam parametrelerini ifade etmektedir. İdeal yakınsama için t_a=0.15λ_0, ε_{ra}=μ_{ra}=1−j2.7 ve anten ile yutucu bölge arasındaki mesafe her yönde en az 0.25λ_0 olması gerekmektedir [40].

3.2.5. Lineer matris sisteminin çözümü

Sonlu elemanlar yöntemin en önemli avantajlarından biri de, FE formülasyonu sonucunda elde edilen matrisin seyrek yapıda olmasıdır. Böylece hesaplamalardaki işlemsel maliyet azalmakta dolayısıyla daha düşük bellek miktarı ve daha kısa CPU zamanı gerekmektedir. Yine de mikroşerit anten problemleri gibi karmaşık yapıların analizlerinde bilinmeyen sayısı oldukça fazladır. Bilinmeyen sayısının fazla olduğu matris çözümlemelerinde iteratif yöntemler direkt yöntemlere oranla daha elverişlidir. FEMAS simülatöründe bilinen en ideal iteratif matris çözüm yöntemlerinden birisi olan BiCG (Biconjugate Gradient) metodu kullanılmaktadır. İlgili yöntem Conjugate Gradient algoritma tabanlı olup simetrik matrislerin yanı sıra simetrik olmayan matris çözümlerini de gerçekleştirebilmektedir [41]. BiCG algoritması ile (3.17) denklem sisteminin çözümü Ek–C'de verilmektedir.

4. YARIK–HALKA MİKROŞERİT ANTEN TASARIMLARI

4.1. Giriş

Bu bölümde, tasarlanan yeni mikroşerit antenler tanıtılmakta ve her birinin tasarım aşamaları ile ışıma karakteristikleri verilmektedir. Daha hızlı olması nedeniyle tasarımlar esnasında HFSS kullanılmış olsa da elde edilen sonuçların doğruluğundan emin olmak amacıyla FEMAS ve CST Microwave Studio simülatörleri ile de anten yapılarının analizleri gerçekleştirilmiş ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Ayrıca, bazı antenlerin fabrikasyonu da gerçekleştirilerek, simülasyon sonuçları doğrulanmıştır.

Bu çalışmada, IEEE standartları uyarınca kablosuz haberleşmenin çeşitli uygulamalarında kullanılabilecek özelliklerdeki çift-bant mikroşerit anten tasarımları, yarık-halka antenler (SRA) ve yarık-halka monopol antenler (SRMA) olmak üzere iki ayrı grupta ele alınmaktadır.

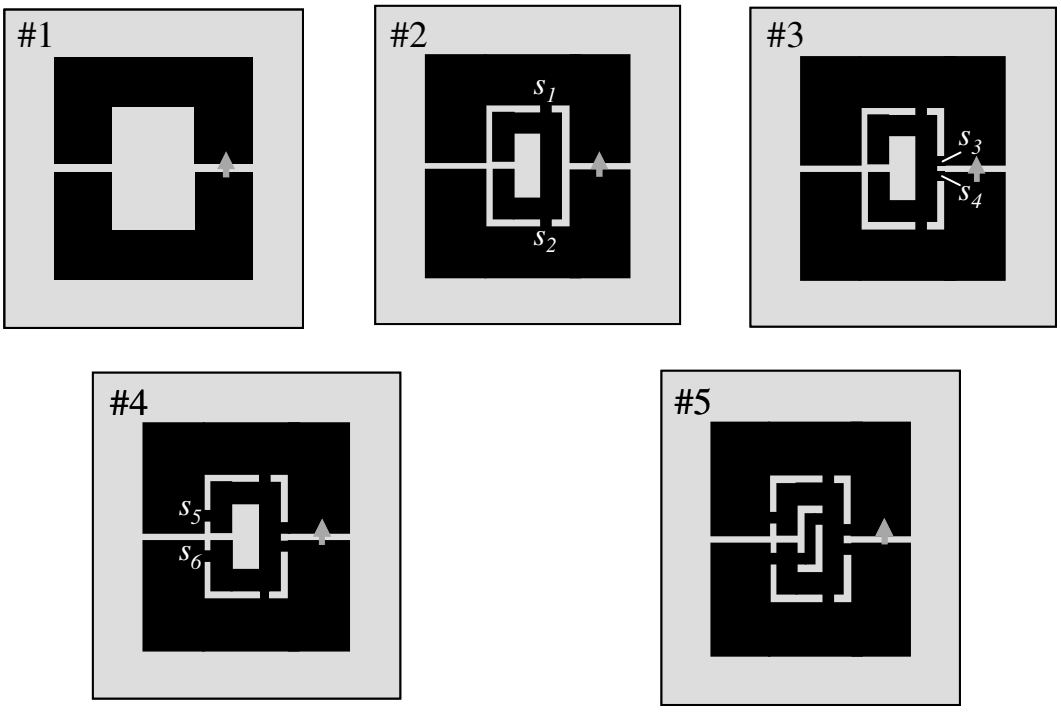
4.2. SRA Tasarımları

Şekil 1.1'de gösterilen GSM ve WLAN SRA'ların temel tasarım aşamaları ve ışıma/kazanç karakteristiklerini içeren analiz sonuçları bu bölümde verilmektedir. Optimum anten performansları, özellikle rezonans frekansı ve empedans seviyeleri ayarlamak için gerçekleştirilen bir dizi parametrik çalışma sonucunda elde edilmiştir. Anten taban malzemesinin kalınlığı, dielektrik sabiti, halka boyutları ve metalik yüklerin konumları optimize edilen başlıca anten parametreleridir.

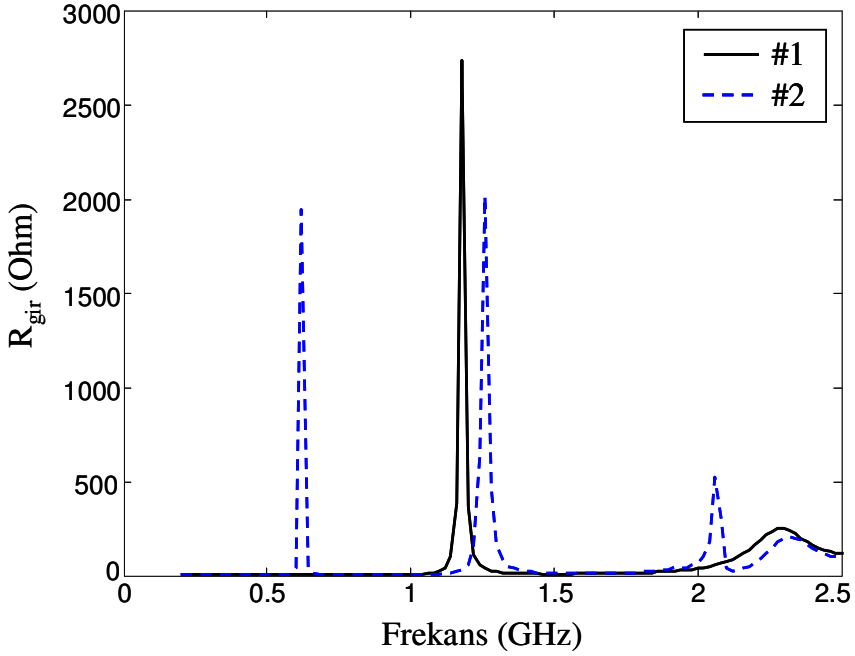
4.2.1. GSM–SRA

Şekil 4.1'de GSM SR antenin tasarım aşamaları görülmektedir. Tasarımın ilk konfigürasyonu (#1) iki yarıklı tek halka elemanıdır. Yarıklardan birinden besleme

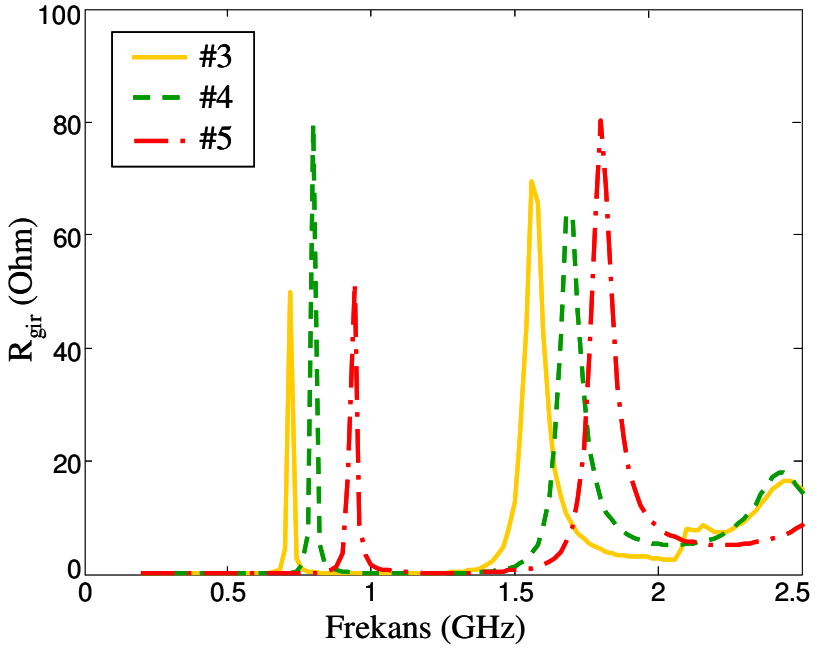
uygulanırken ikinci yarık, ilave edilen ikici bir yarık halka elemanı ve bu halkalar arasına yerleştirilen s_1, s_2 metalik yükleri çift-bant performansının elde edilebilmesi için kullanılmıştır (#2). Şekil 4.2 den, (#1) ve (#2) konfigürasyonlarının oldukça yüksek empedans karekteristiklerine sahip oldukları görülmektedir. Incelendiğinde, içteki yarık-halka elemanı ve hallkalar arasına yerleştirilen s_1, s_2 metalik yükleri ile 0.6–1.3 GHz civarında ve yaklaşık 2000 Ohm seviyelerinde çift-bant performans elde edilmiştir. Empedans seviyelerinin düşürülmesi için s_3 ve s_4 olarak isimlendirilen ikinci bir anahtar grubu beslemenin yapıldığı yarık civarına eklenmiştir (#3). Şekil 4.3'te görüldüğü gibi, konfigürasyon (#3) ile her iki bantta da empedans seviyeleri birkaç on Ohm seviyelerine düşürülürken çift frekans bandı 0.7 ve 1.6 GHz civarına kaydırılmıştır. Eklenen s_5, s_6 yüklemeleri (#4) ile de frekans bandı 0.8 ve 1.7 GHz civarına kaydırılmış, empedans seviyelerinde ise belirgin bir değişiklik olmamıştır. Son olarak, ikinci yarık halka içine S şeklindeki bir metalik yüklemenin ilave edilmesi ile (#5) de optimum anten konfigürasyonu elde edilmiştir.



Şekil 4.1: GSM-SRA'nın tasarım aşamaları



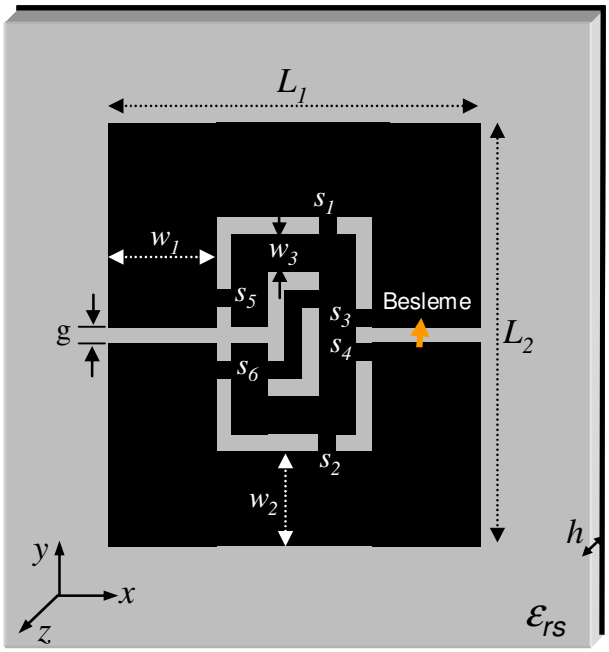
Şekil 4.2: GSM-SRA konfigürasyonları (#1 ve #2) için giriş empedanslarının reel kısımları



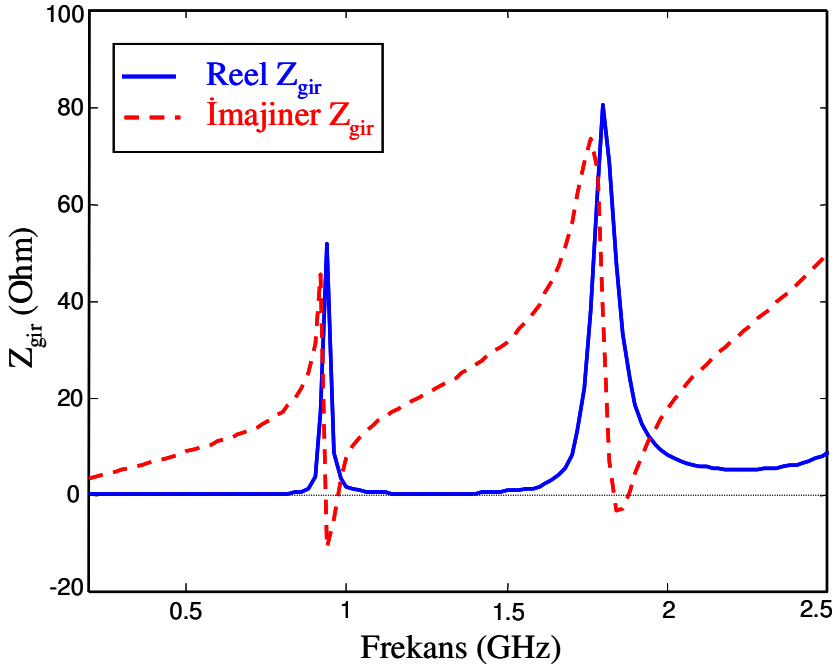
Şekil 4.3: GSM-SRA konfigürasyonları (#3, #4 ve #5) için giriş empedanslarının reel kısımları

Şekil 4.4'te, GSM-SRA konfigürasyonu (#5), optimum anten parametreleri ile birlikte gösterilmektedir. Görüldüğü üzere tasarlanan SRA, kalınlığı 5.08mm ve dielektrik sabiti 4.5 olan Rogers TMM4 taban malzemesi üzerinde, 42×46 mm^2 alan kaplayan iki metalik yarık-halka elemanından oluşmaktadır. Dıştaki iki yarıklı halka,

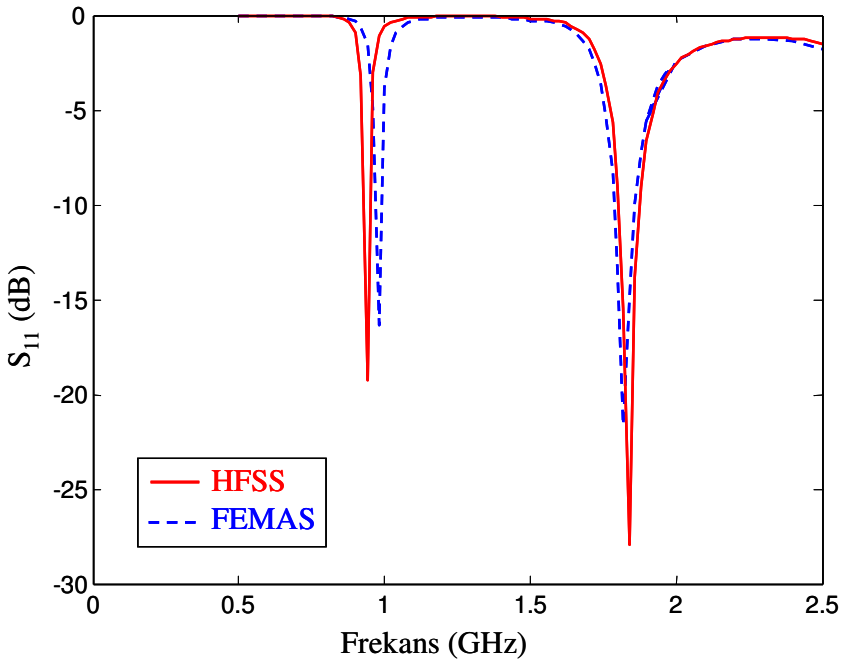
içteki tek yarıklı halkadan üç kat daha geniştir. Ayrıca, 2×2 mm^2 boyutlarındaki metalik yükler halkalar arasına yerleştirilmişlerdir. Tek yarıklı halka elemanının içerisinde ise S-şekilli bir başka metalik yükleme yer almaktadır.



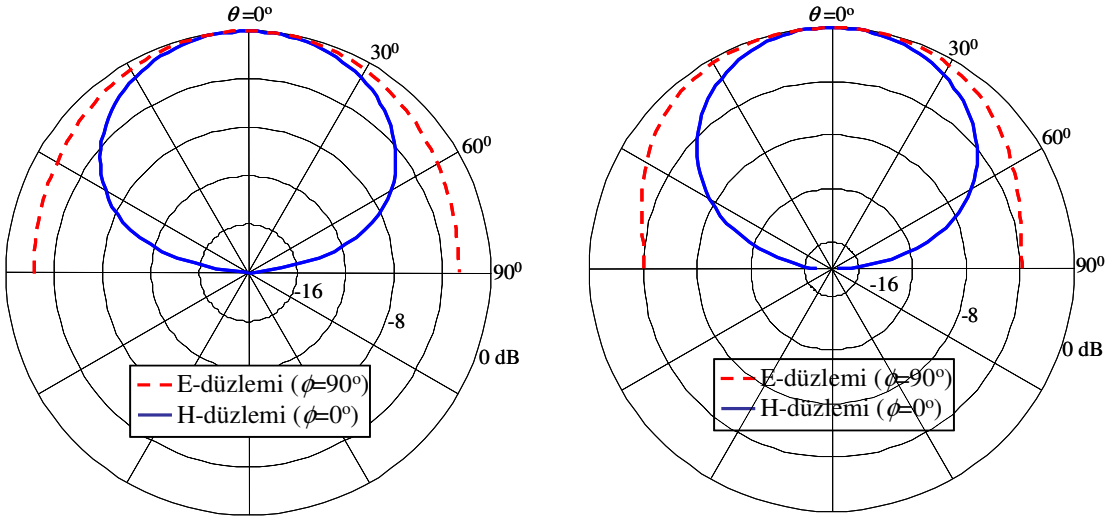
Şekil 4.4: GSM-SRA tasarımı: s_1–s_6 (metalik yükler: 2×2), L_1=42, L_2=46, w_1=12, w_2=10, w_3=4, g=2, h=5.08 (hepsi mm), ε_{rs}=4.5



Şekil 4.5: GSM-SRA tasarımının giriş empedans (Z_{gir}) değişimi



Şekil 4.6: GSM-SRA tasarımının geri–dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği



(a) f=940 MHz (b) f=1835 MHz

Şekil 4.7: GSM/DCS-SRA tasarımının farklı frekanslardaki ışıma örüntüsü

GSM-SRA'nın giriş empedansı ve geri–dönüş kaybı değişimleri sırasıyla Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da verilmektedir. Görüldüğü üzere, 50 Ohm sistem empedansı temel alındığında $|S_{11}| < -10$dB kriterine göre, 940 MHz ve 1835 MHz merkez frekanslarında sırasıyla %2.3 ve %3.8 bant genişliklerine sahip çift-bant performans elde edilmiştir. Şekil 4.6'da, FEMAS ve HFSS simülatörleri ile elde edilen S_{11} karakteristikleri aynı düzlemde verilmektedir. Görüldüğü üzere, simülasyon

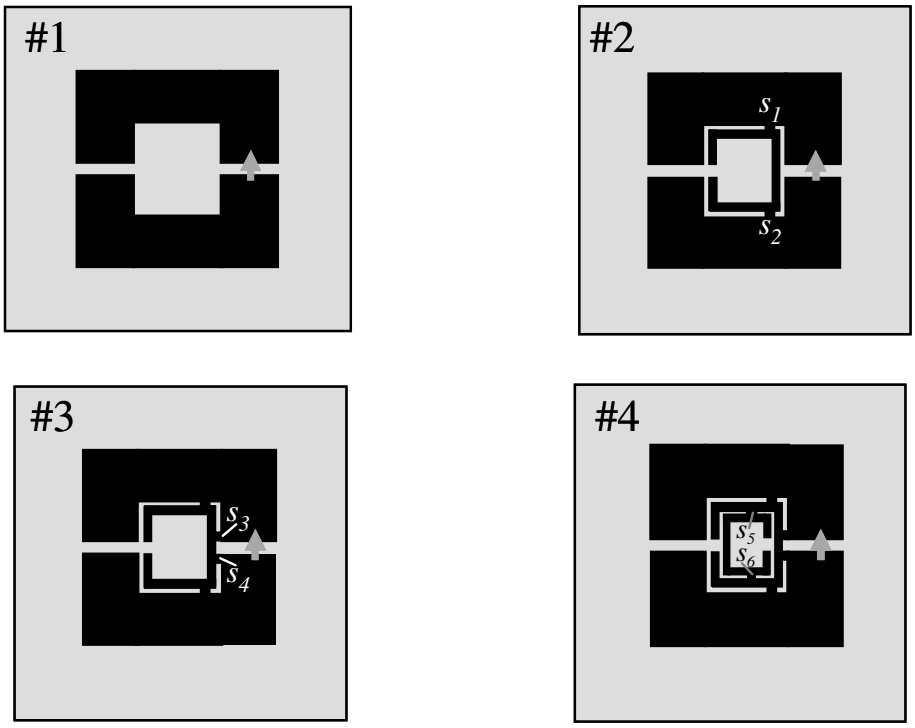
sonuçları oldukça uyumlu olmakla birlikte küçük frekans kaymaları da mevcuttur. Bu frekans kayması ilgili simülatörlerin ayrıklaştırma yapılarının ve problem uzayının sonlandırılma tekniklerinin farklı olmasından kaynaklanmaktadır.

Tasarlanan GSM-SRA'nın ilgili rezonans frekanslarındaki ışıma örüntüleri Şekil 4.7'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, her iki uygulama frekansında da E-düzlem örüntüsü arzu edildiği gibi her yönde (omni-directional) karakteristik sergilerken, H-düzlem ışıması yönlü (directional) karakteristik göstermektedir.

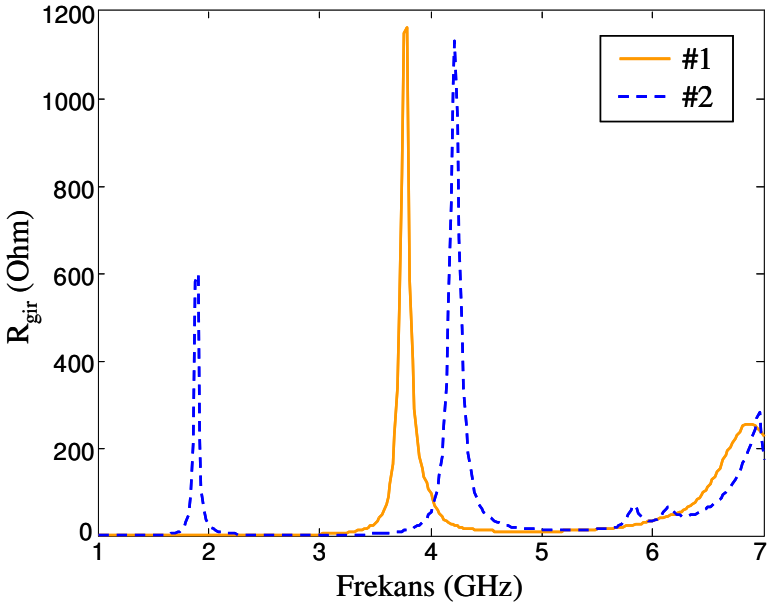
4.2.2. WLAN–SRA–1

GSM/DCS anten tasarımına benzer şekilde gerçekleştirilen WLAN anten tasarımı, Şekil 4.8'de görüldüğü gibi dört temel adımdan oluşmaktadır. Birinci adımda, iki yarıklı tek bir halka konfigürasyonu (#1) ele alınarak bu yarıklardan birinden besleme uygulanmıştır. Diğer yarık, ilave edilen ikinci bir yarık-halka eleman ve halkalar arasına yerleştirilen s_1, s_2 yüklemeleriyle birlikte çift-bant performansının elde edilmesini sağlamaktadır (#2). Şekil 4.9 incelendiğinde (#1) ve (#2) konfigürasyonlarında empedans seviyelerinin oldukça yüksek olduğu görülmektedir. İkinci bir halka ve s_1, s_2 yüklemeleriyle, 1.9 ve 4.2 GHz civarındaki frekanslarda ve yaklaşık 600 Ω ve 1100 Ω seviyelerinde çift-bant performans elde edilmiştir. Empedans seviyelerinin düşürülmesi için s_3, s_4 olarak isimlendirilen ikinci bir anahtar grubu beslemenin yapıldığı yarık civarına eklenmiştir (#3). Şekil 4.10'da görüldüğü gibi konfigürasyon (#3) ile her iki bantta da empedans seviyeleri düşürülürken (~30 Ohm), aynı zamanda çift frekans bandı 2.2 ve 5.1 GHz civarına kaydırılmıştır. Son olarak, üçüncü bir halka (en içteki halka) ve s_5, s_6 yüklemeleri (#4), frekans ve empedansın daha hassas olarak ayarlanmasını sağlamıştır. Böylece son konfigürasyon (#4) ile, 2.4 ve 5.2GHz frekans bantlarında ve ortalama 80 Ohm seviyelerinde giriş empedansına sahip optimum WLAN anten performansı elde edilmiştir. Şekil 4.11'de, WLAN-SRA konfigürasyonu, optimumum anten parametreleri ile birlikte yeniden gösterilmektedir. Görüldüğü gibi SRA, kalınlığı 1.6 mm ve dielektrik sabiti 4.4 olan FR4 taban malzemesi üzerinde 14×15 mm^2 alan kaplayan üç metalik yarık-halka elemandan oluşmaktadır. En dıştaki iki yarıklı halka

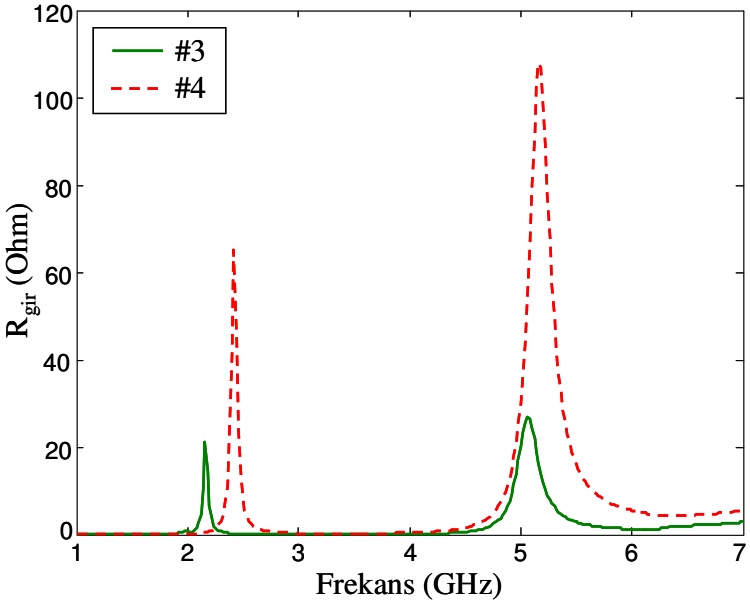
içteki tek yarıklı halkalardan çok daha geniş olup, 0.5×0.5 mm^2 boyutlarındaki metalik yükler halkalar arasına yerleştirilmişlerdir.



Şekil 4.8: WLAN-SRA'nın tasarım aşamaları

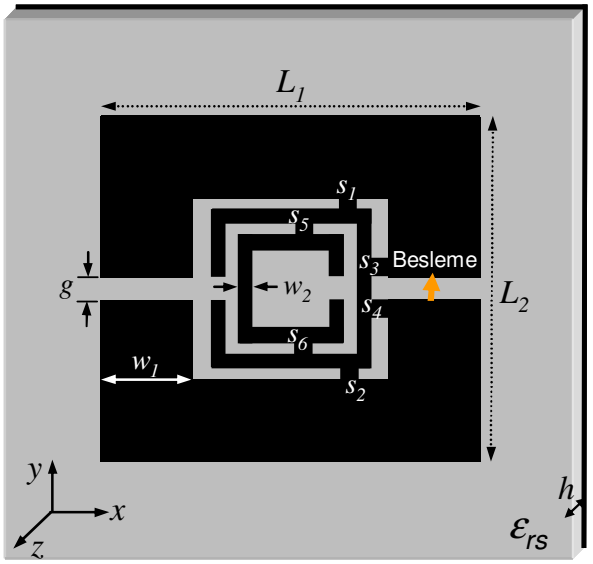


Şekil 4.9: WLAN-SRA konfigürasyonları (#1 ve #2) için giriş empedanslarının reel kısımları

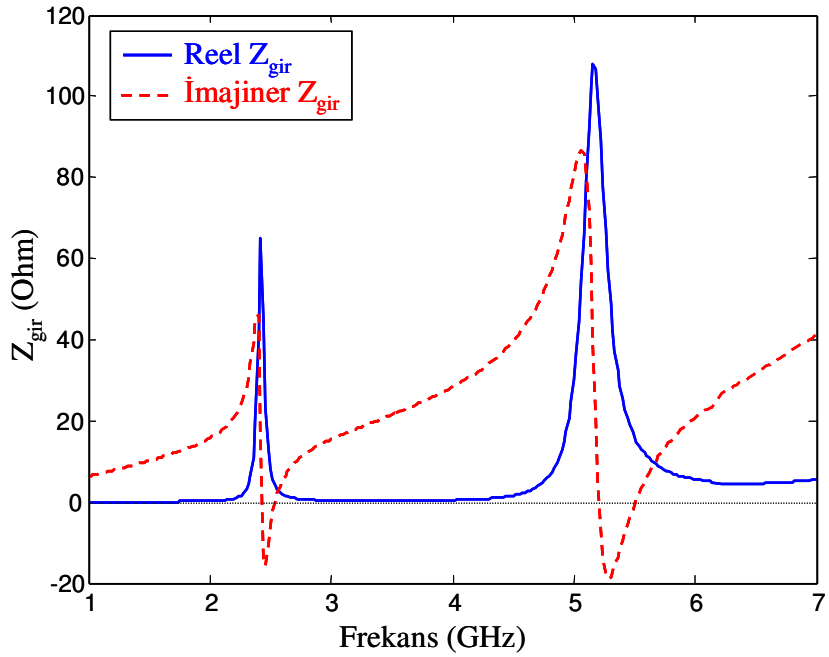


Şekil 4.10: WLAN-SRA konfigürasyonları (#3 ve #4) için giriş empedanslarının reel kısımları

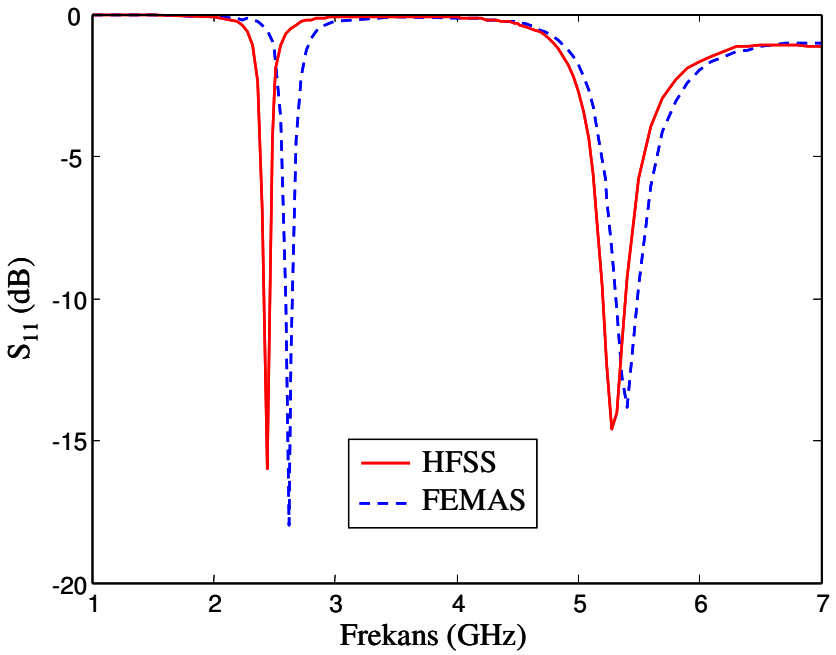
WLAN-SR antenin giriş empedansı ve geri-dönüş kaybı değişimleri sırasıyla Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'te verilmektedir. Görüldüğü üzere, $|S_{11}| < -10$dB kriterine göre 2.43 ve 5.23 GHz merkez frekanslarında sırasıyla yaklaşık olarak %1.7 ve %3.15 genişliklerinde çift-bant performans elde edilmiştir.



Şekil 4.11: WLAN-SRA tasarımı: s_1–s_6 (metalik yükler: 0.5×0.5), L_1=14, L_2=15, w_1=4, w_2=0.5, g=1, h=1.6 (hepsi mm), ε_{rs}=4.4



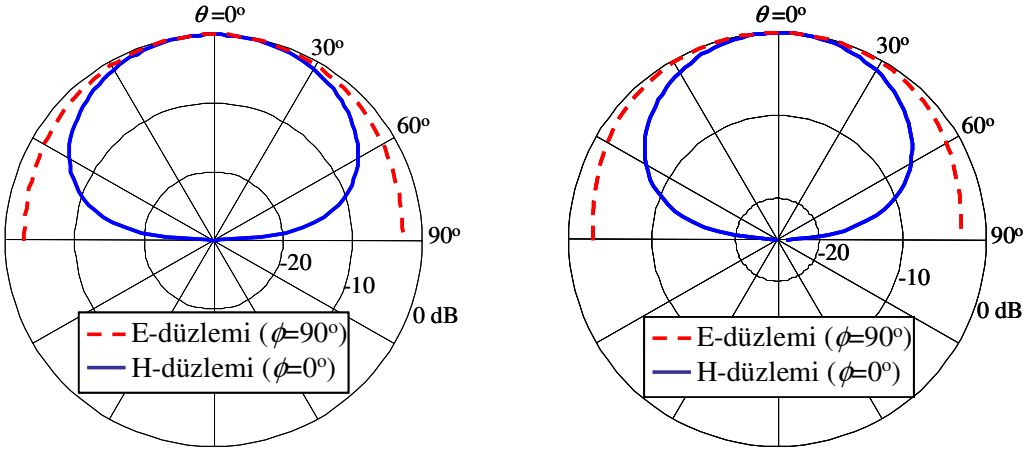
Şekil 4.12: WLAN-SRA tasarımının giriş empedans (Z_{gir}) değişimi



Şekil 4.13: WLAN-SRA tasarımının geri–dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği

Şekil 4.13'te FEMAS ve HFFS simülatörleri ile elde edilen geri-dönüş kaybı karakteristikleri verilmektedir. GSM/DCS anten tasarımında olduğu gibi bu tasarımda da, simülasyon sonuçları oldukça uyumlu olup, ilgili simülatörlerde

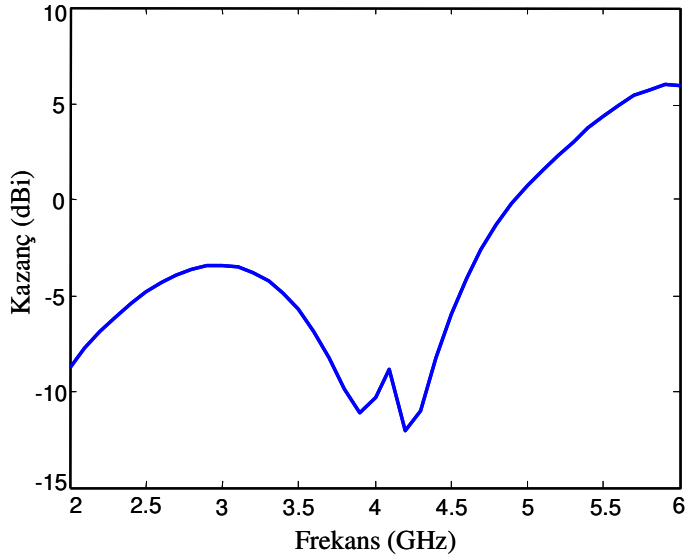
kullanılan farklı ayrıklaştırma teknikleri nedeniyle azda olsa bir frekans kayması meydana gelmiştir.



(a) *f*=2.43 GHz (b) *f*=5.23 GHz

Şekil 4.14: WLAN-SRA tasarımının farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri

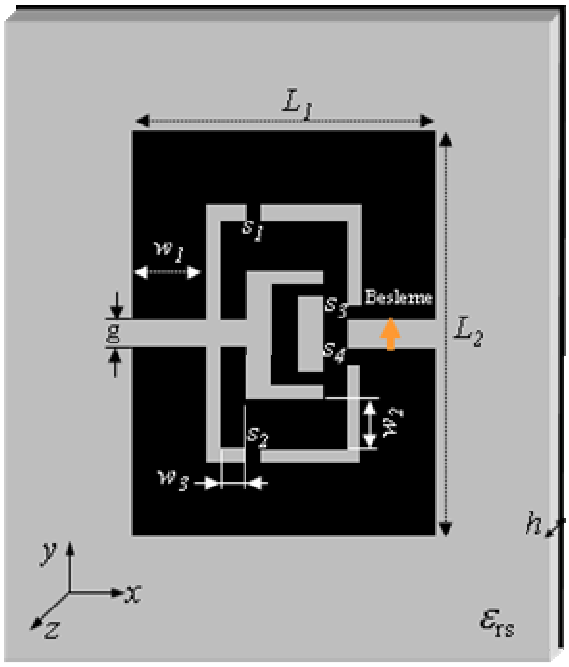
Önerilen antenin ilgili rezonans frekanslarındaki ışıma örüntüleri Şekil 4.14'te verilmektedir. Görüldüğü üzere, her iki uygulama frekansında da E-düzlem örüntüsü her yönde karakteristik sergilerken, H-düzlem ışıması yönlü karakteristik göstermektedir. Şekil 4.15'te antenin frekansa bağlı olarak kazanç değişimi verilmektedir. İncelendiğinde 2.43 GHz ve 5.23 GHz merkez frekanslarında sırasıyla –6 dBi ve 2 dBi civarında kazanç değerleri elde edilmiştir.



Şekil 4.15: WLAN-SRA tasarımının kazanç karakteristiği

4.2.3. WLAN–SRA–2

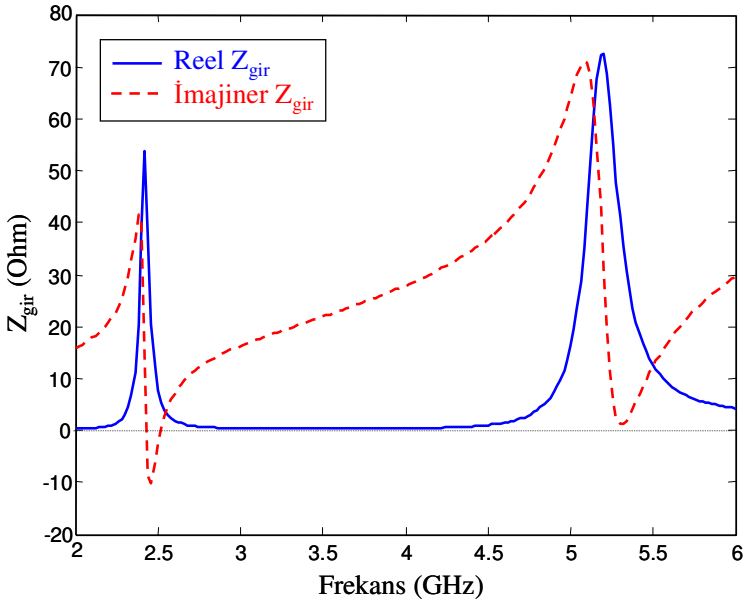
WLAN uygulamaları için tasarlanan ikinci bir yarık halka anten konfigürasyonu optimum anten parametrelerini de içerecek şekilde Şekil 4.16'da verilmektedir. Görüldüğü gibi SRA, kalınlığı 1.6 mm ve dielektrik sabiti 4.7 olan FR4 taban malzemesi üzerinde 12×16 mm^2 alan kaplayan iki metalik yarık-halka eleman ve bu elemanlar arasına yerleştirilen metalik yüklemelerden oluşmaktadır. Ayrıca en iç kısımda C-şekilli başka bir metalik yükleme daha bulunmaktadır. Antenin beslemesi en dıştaki yarık-halka elemanın bir tarafındaki yarıktan yapılmaktadır.



Şekil 4.16: WLAN-SRA tasarımı: s_1–s_6 (metalik yükler: 0.5×0.5), L_1=12, L_2=16, w_1=w_2=3, w_3=1, g=1, h=1.6 (hepsi mm), ε_{rs}=4.7

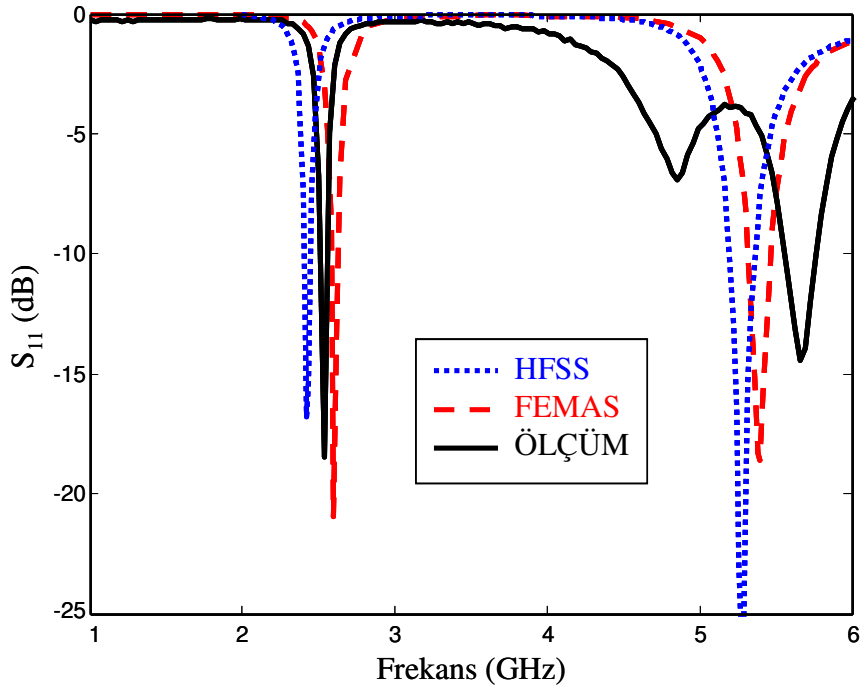
Şekil 4.16' da gösterilen optimum anten konfigürasyonu, GSM ve diğer WLAN anten tasarımlarında olduğu gibi bir dizi parametrik çalışma sonucunda elde edilebilmiştir. Bu tasarımda optimize edilen başlıca anten parametreleri taban malzemesinin kalınlık ve dielektrik sabiti değeri (h, ε_{rs}), yarık-halka boyutları (L_1, L_2, w_1, w_2, w_3) ve metalik yüklemelerin (s_1–s_4) pozisyonlarıdır. Tasarımın ilk adımı olarak yalnızca en dıştaki halka ele alındığında, 3.7 GHz civarında ve 1800 Ohm empedans seviyelerinde tek-bant performans elde edilmiştir. (2.4 ve 5.2 GHz) WLAN frekans bantlarının elde edilebilmesi için ikinci bir halka elemanı ve bu elemanlar arasındaki uygun yerlere s_1, s_2 metalik yüklemeleri ilave edilmiştir. Bu

durumda, 2.0 ve 4.3 GHz frekanslarında çift-bant performans elde edilmiştir. Besleme civarına s_3 ve s_4 metalik yüklemelerinin ilave edilmesi ile rezonanslar 2.3 ve 5.2 GHz bandına kaydırılırken, her iki banttaki empedans seviyeleri de 120 Ohm seviyelerine düşürülmüştür. Son aşamada ise en içteki C-şekilli metalik yükleme ilave edilerek Şekil 4.17'de gösterilen empedans karakteristiği elde edilmiştir. Görüldüğü gibi 2.4 ve 5.2 GHz frekans bantlarında 50 Ohm sistem empedansına uyumlu olabilecek bir empedans karakteristiği sağlanmıştır.

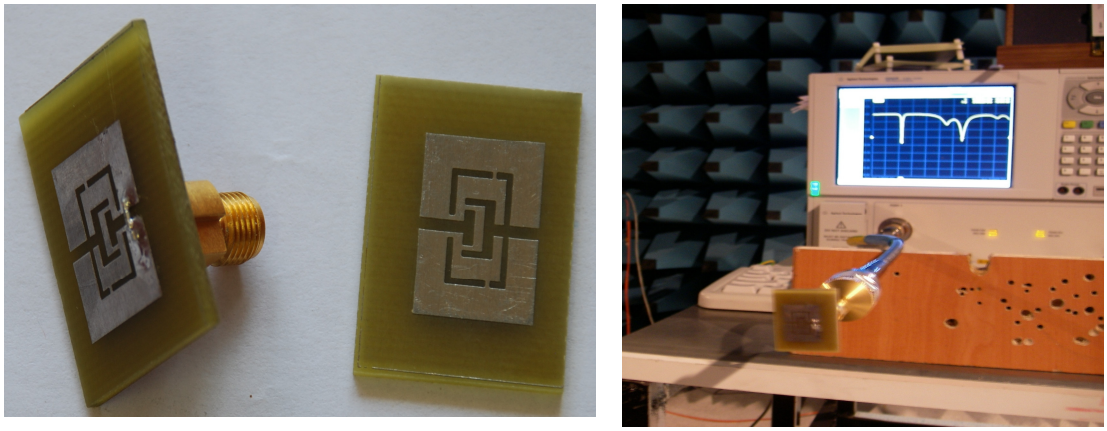


Şekil 4.17: WLAN-SRA tasarımının giriş empedans (Z_{gir}) değişimi

Şekil 4.18'de, önerilen WLAN-SR antenin geri-dönüş kaybı performansı verilmektedir. Görüldüğü gibi, $|S_{11}| < -10$dB kriterine göre 2.435 ve 5.28 GHz merkez frekanslarında sırasıyla %2 ve %3.4 genişliliklerinde çift-bant performans elde edilmiştir. Şekil 4.19'da fabrikasyonu gerçekleştirilen WLAN-SRA tasarımı ve kullanılan ölçüm düzeneği görülmektedir. Gerçekleştirilen ölçüm sonucunda, ilk bantta simülasyon sonuçları ile oldukça uyumlu bir karakteristik elde edilirken, ikinci bantta bir miktar frekans kaymasının meydana geldiği görülmüştür. Söz konusu bu farklılığın yüksek frekanstaki ölçüm hassasiyetinden kaynaklandığı düşünülmektedir.

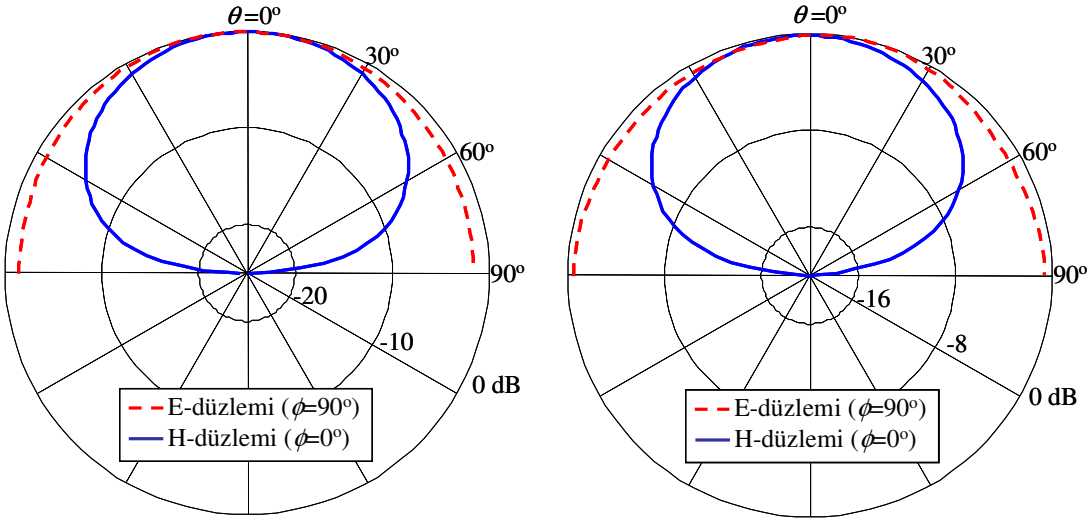


Şekil 4.18: WLAN-SRA tasarımının geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği



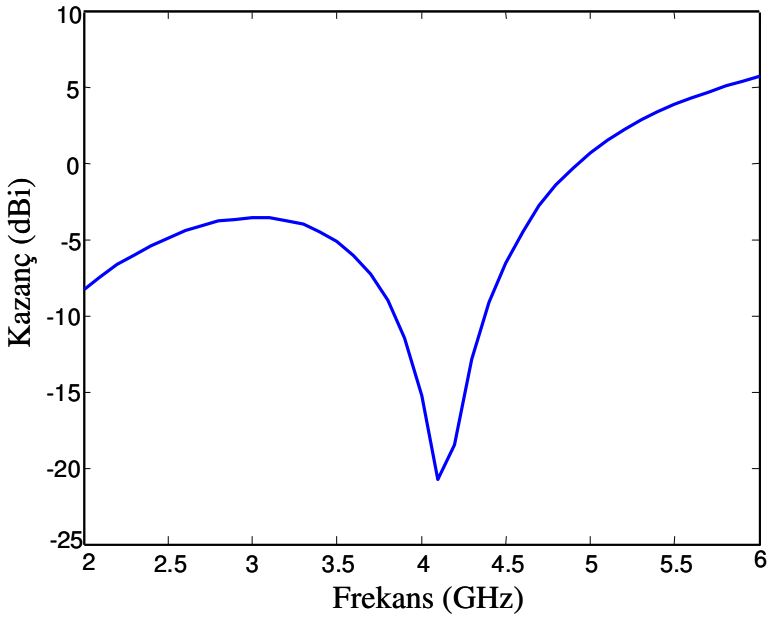
Şekil 4.19: (a) WLAN-SRA tasarımı, (b) WLAN-SRA tasarımının S_{11} ölçümü için kullanılan düzenek

WLAN-SR antenin ilgili rezonans frekanslarındaki ışıma örüntüleri Şekil 4.20'de verilmektedir. Görüldüğü gibi, ilgili antenin her iki uygulama frekansında da E-düzlem örüntüsü her yönde karakteristik sergilerken, H-düzlem ışıması yönlü karakteristik göstermektedir. Şekil 4.21'de ise ilgili antenin frekansa bağlı olarak kazanç değişimi gösterilmektedir. İncelendiğinde, 2.43 ve 5.23 GHz merkez frekanslarında sırasıyla –6 dBi ve 2 dBi civarında kazanç değerleri elde edilmiştir.



(a) f=2.435 GHz (b) f=5.28 GHz

Şekil 4.20: WLAN-SRA tasarımının farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri



Şekil 4.21: WLAN-SRA tasarımının kazanç karakteristiği

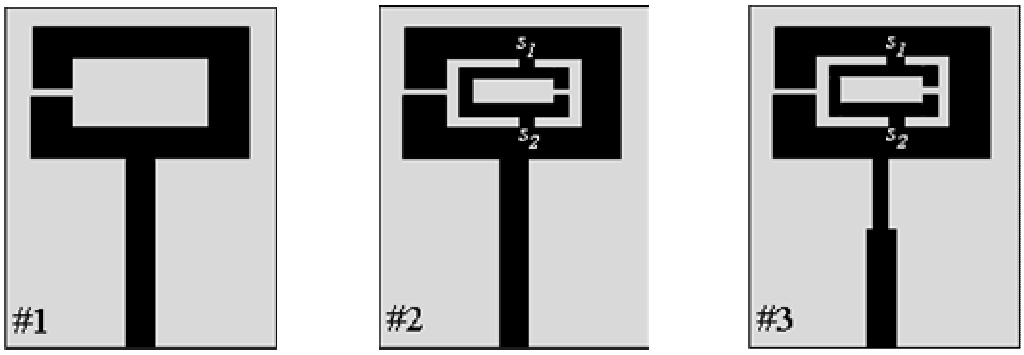
4.3. SRMA Tasarımları

Bu bölümde, Şekil 1.2'de gösterilen yarık-halka monopol antenlerin temel tasarım aşamaları, ışıma/kazanç karakteristiklerine ilişkin analiz sonuçları ve fiziki olarak gerçekleştirilen antenlerin EM ölçüm sonuçları verilecektir. Optimum anten performansları, özellikle rezonans frekanslarını ve empedans seviyelerini ayarlamak

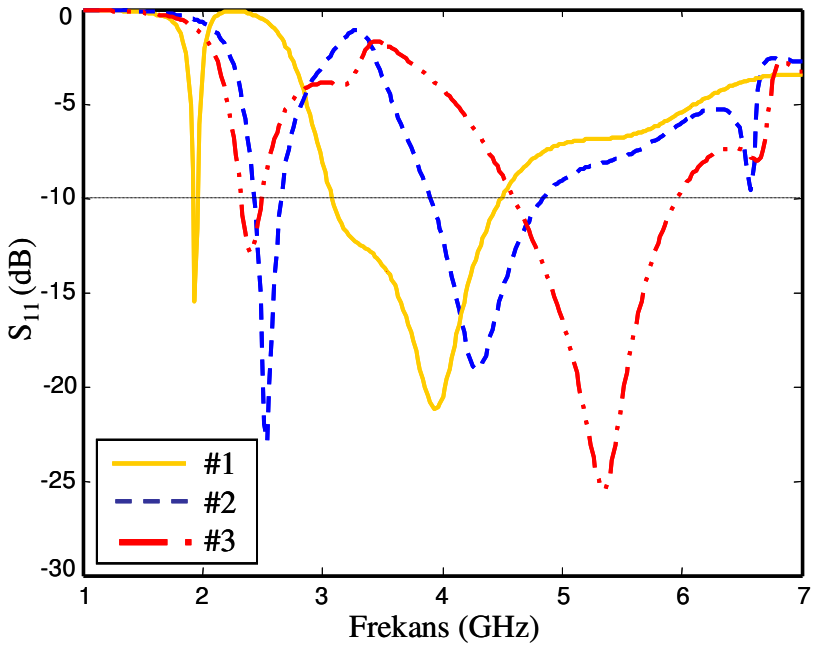
için gerçekleştirilen bir dizi parametrik çalışma sonucunda elde edilmiştir. Bu çalışmalar esnasında, anten taban malzemesinin kalınlığı, dielektrik sabiti, halka boyutları, metalik yüklemelerin konumları optimize edilmiştir. Ayrıca rezonans frekansına ve empedans seviyelerine doğrudan etkisi bulunan toprak düzleminin konumu ve boyutları ile mikroşerit besleme hattının konfigürasyonu optimize edilen diğer anten parametreleridir.

4.3.1. WLAN–SRMA–1

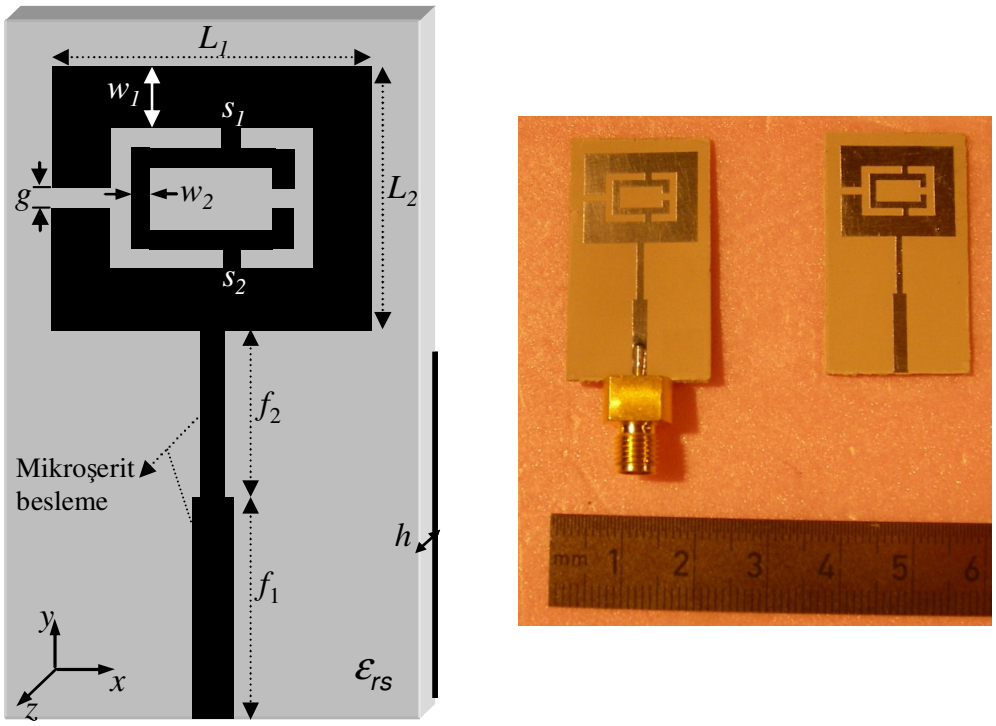
Şekil 4.22'de, WLAN monopol antenin temel tasarım aşamaları, Şekil 4.23'te ise herbir konfigürasyon aşamasına ilişkin frekans cevabı verilmektedir. Tasarımın ilk konfigürasyonu (#1), mikroşerit beslemeli tek yarık-halka elamanından oluşmaktadır. Bu yapının Şekil 4.23'de verilen frekans cevabı incelendiğinde, 1.8 ve 4.0 GHz merkez frekanslarında sırasıyla −15 dB ve −20 dB geri-dönüş kaybı değerlerine sahip çift-bant bir karekteristik elde edildiği görülmektedir. İkinci bir yarık-halka elemanı ve bu elemanlar arasına s_1-s_2 metalik yüklemelerinin ilave edilmesi ile (#2), çift-frekans bandı 2.5 ve 4.2 GHz merkez frekanslarına kaydırılırken, her iki bantta −20 dB civarında geri-dönüş kaybı değerleri elde edilmiştir. Son olarak mikroşerit besleme hattı iki aşamalı olarak yapılandırılarak, antenle fiziksel temasın sağlandığı ikinci aşama daha ince olacak şekilde tasarlanmış (#3), 2.4 ve 5.3 GHz merkez frekanslarında, sırasıyla −13 dB ve −25 dB geri-dönüş kaybı değerlerine sahip çift-bant performans elde edilmiştir.



Şekil 4.22: WLAN-SRMA'nın tasarım aşamaları



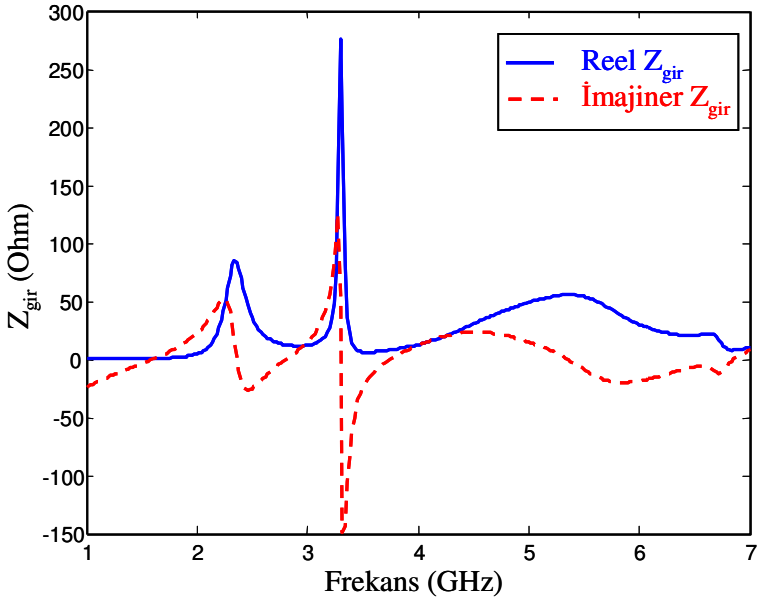
Şekil 4.23: WLAN-SRMA konfigürasyonları (#1, #2 ve #3) için geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristikleri



Şekil 4.24: Fabrikasyonu gerçekleştirilen WLAN-SRMA tasarımı: s_1,s_2 (metalik yükler: 1×1), L_1=16, L_2=13, w_1=3, w_2=1, g=1, f_1= 11, f_2= 8, h=0.64 (hepsi mm), ε_{rs}=6.15

Şekil 4.24'te fabrikasyonu gerçekleştirilen WLAN-SRMA konfigürasyonu (#3) ve elde edilen optimumum anten parametreleri verilmektedir. Görüldüğü gibi anten, kalınlığı 0.64 mm, dielektrik sabiti 6.15 olan ve 20×34 mm^2 alan kaplayan Rogers

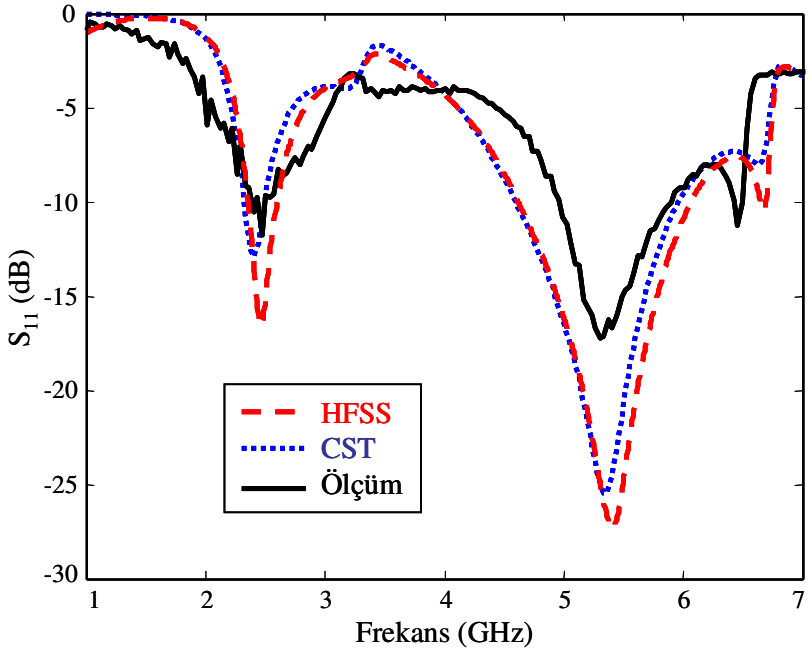
RO3006 (tm) taban malzemesi üzerinde, iki metalik yarık-halka elemanından oluşmaktadır. Dışarıdaki yarık-halka içteki halkadan üç kat daha geniş olup, aralarında 1×1 mm^2 boyutlarında metalik yüklemeler bulunmaktadır. Taban malzemesinin diğer yüzeyinde 20×17 mm^2 alan kaplayan toprak düzlemi bulunmakta ve antenin beslemesi 50 Ohm sistem empedansına uyumlu iki aşamalı mikroşerit hat ile yapılmaktadır. Mikroşerit besleme hattının birinci aşaması 11 mm uzunluğunda ve 2 mm kalınlığında iken, ikinci aşama 8 mm uzunluğunda ve 1 mm kalınlığındadır.



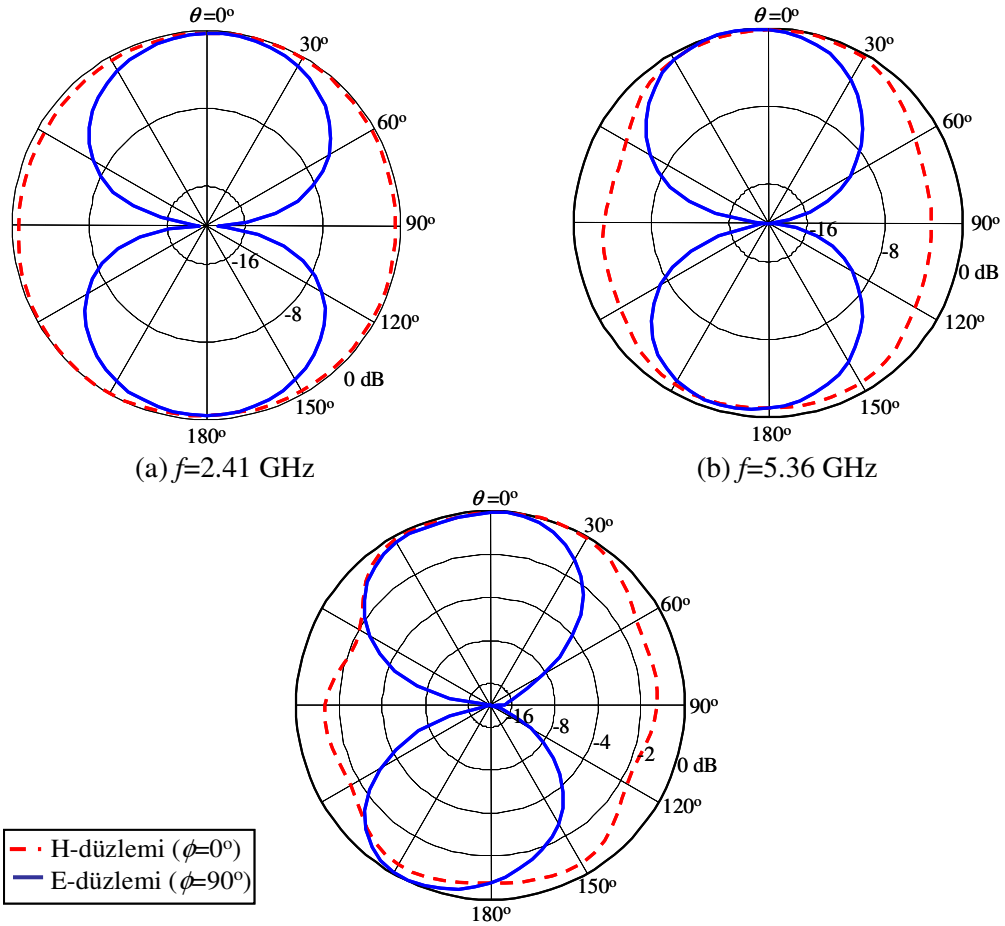
Şekil 4.25: WLAN-SRMA'nın giriş empedans (Z_{gir}) değişimi

Önerilen antenin giriş empedans karakteristiği Şekil 4.25'te verilmektedir. Görüldüğü üzere ilgili rezonans frekanslarında anten yaklaşık 80 Ω seviyelerinde giriş empedansına sahiptir. Şekil 4.26'da ise ilgili antenin HFSS, CST Microwave Studio simülatörleri ve ölçüm sonucunda elde edilmiş S_{11} karakteristiği bulunmaktadır. Görüldüğü üzere, bütün sonuçlar birbiri ile uyumlu bir karakteristik sergilemektedir.

Önerilen antenin 2.41 ve 5.36 GHz merkezli çift-bant performansa sahip olması nedeniyle, ilgili anten IEEE 802.11a/b/g standartları uyarınca WLAN uygulamaları için tahsis edilmiş olan 2.4, 5.2 ve 5.75 GHz merkezli bütün frekans bantlarını kapsamaktadır.



Şekil 4.26: WLAN-SRMA'nın geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği



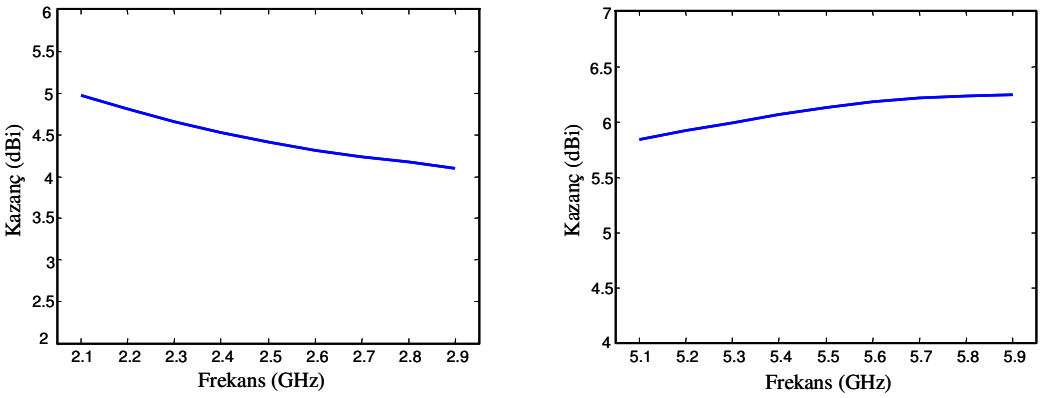
(a) f=2.41 GHz

(b) f=5.36 GHz

(c) f=5.75 GHz

Şekil 4.27: WLAN–SRMA'nın farklı frekanslardaki ışıma örüntüsü

Antenin 2.41, 5.36 ve 5.75 GHz frekanslarındaki ışıma örüntüleri Şekil 4.27'de verilmektedir. Görüldüğü üzere her bir frekansta, *x-z* düzleminde dipol ışıma karakteristiği elde edilirken, y-z düzleminde ise her yönde bir ışıma performansı elde edilmiştir.

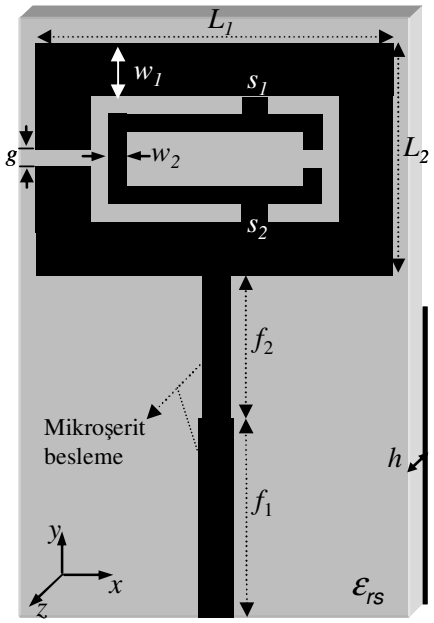


(a) (b)

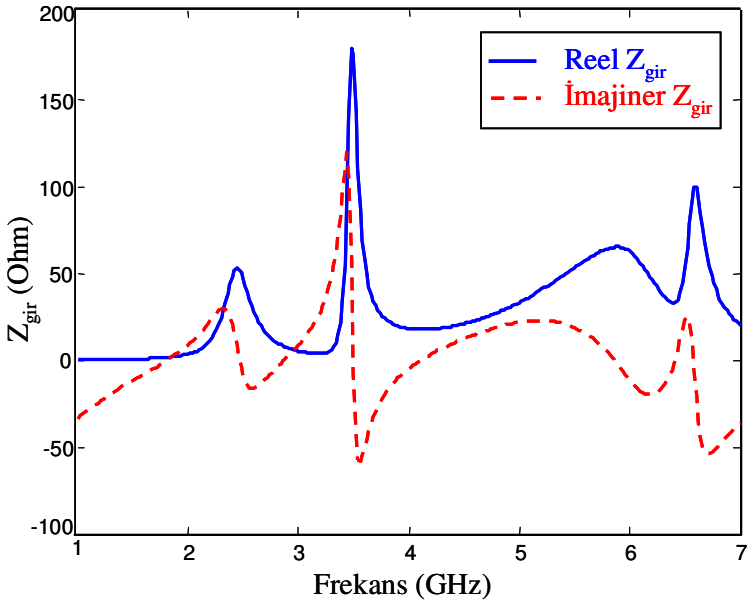
Şekil 4.28: WLAN–SRMA'nın kazanç karakteristiği;
(a) 2 GHz bandı (2.1–2.9 GHz) ve (b) 5 GHz bandı (5.1–5.9 GHz)

4.3.2. WLAN–SRMA–2

WLAN uygulamaları için tasarlanan ikinci bir SRMA konfigürasyonu, optimum anten parametrelerini de içerecek biçimde Şekil 4.29'da verilmektedir. Görüldüğü üzere iç içe yerleştirilmiş iki yarık-halka elemanı ve bu elemanlar arasına yerleştirilmiş iki metalik yüklemeden (s_1, s_2) oluşan oldukça basit görünüşlü anten, 50 Ohm sistem empedansına uyumlu iki aşamalı bir mikroşerit besleme hattına sahiptir. Önerilen anten Şekil 4.24'de verilen WLAN–SRMA yapısına oldukça benzemekle birlikte, fiziksel parametreleri ve elektriksel performansları farklılık göstermektedir. Bu tasarımda, kalınlığı 0.508 mm ve dielektrik sabiti 3.48 olan Rogers RO4350 (tm) taban malzemesi kullanılmıştır. 22×34 mm^2 alan kaplayan malzemenin bir tarafında SR-elemanları ve mikroşerit besleme hattı bulunurken, diğer tarafında ise 22×17 mm^2 alan kaplayan ve mikroşerit besleme hattı boyunca uzanan toprak düzlemi bulunmaktadır. Mikroşerit besleme hattının birinci aşaması 11 mm uzunluğunda ve 2 mm genişliğinde iken, yarık-halka elemanı ile fiziksel temasın olduğu ikinci aşama 8 mm uzunluğunda ve 1.5 mm genişliğindedir.



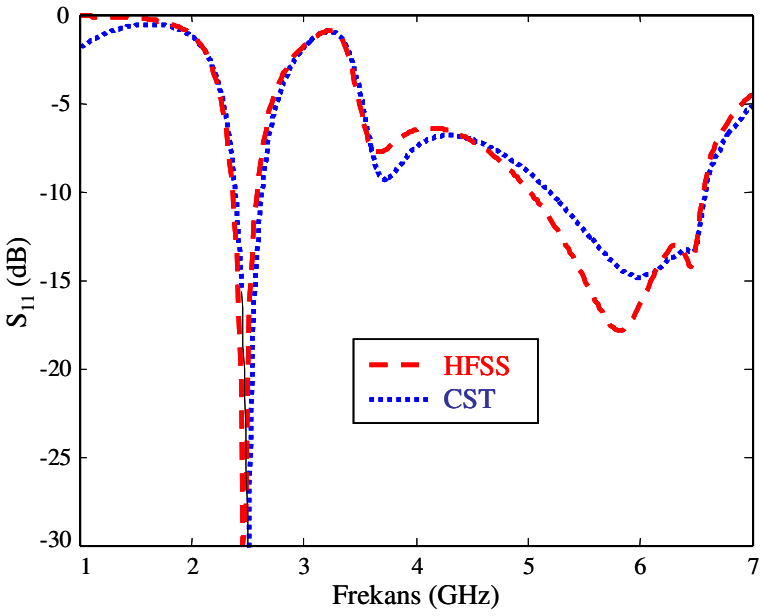
Şekil 4.29: WLAN–SRMA tasarımı: s_1,s_2 (metalik yükler: 1.5×1), L_1=20, L_2=13, w_1=3, w_2=1, g=1, f_1= 11, f_2= 8, h=0.508 (hepsi mm), ε_{rs}=3.48



Şekil 4.30: WLAN-SRMA'nın giriş empedans (Z_{gir}) değişimi

(4.29)'da verilen optimum anten konfigürasyonuna ulaşabilmek için pek çok optimizasyon yapılmış olmasına karşın, tasarım aşamaları üç temel adımda özetlenebilir. Tasarımımızın ilk konfigürasyonu; tek aşamalı mikroşerit besleme hattı ve tek yarık-halka elamanından oluşmaktadır. Bu durumda 1.8 ve 3.3 GHz merkez frekanslarında sırasıyla −15 dB ve −35 dB geri-dönüş kaybı değerlerine sahip çift-bant bir karekteristik elde edilmiştir. İkinci bir yarık-halka elemanı ve bu

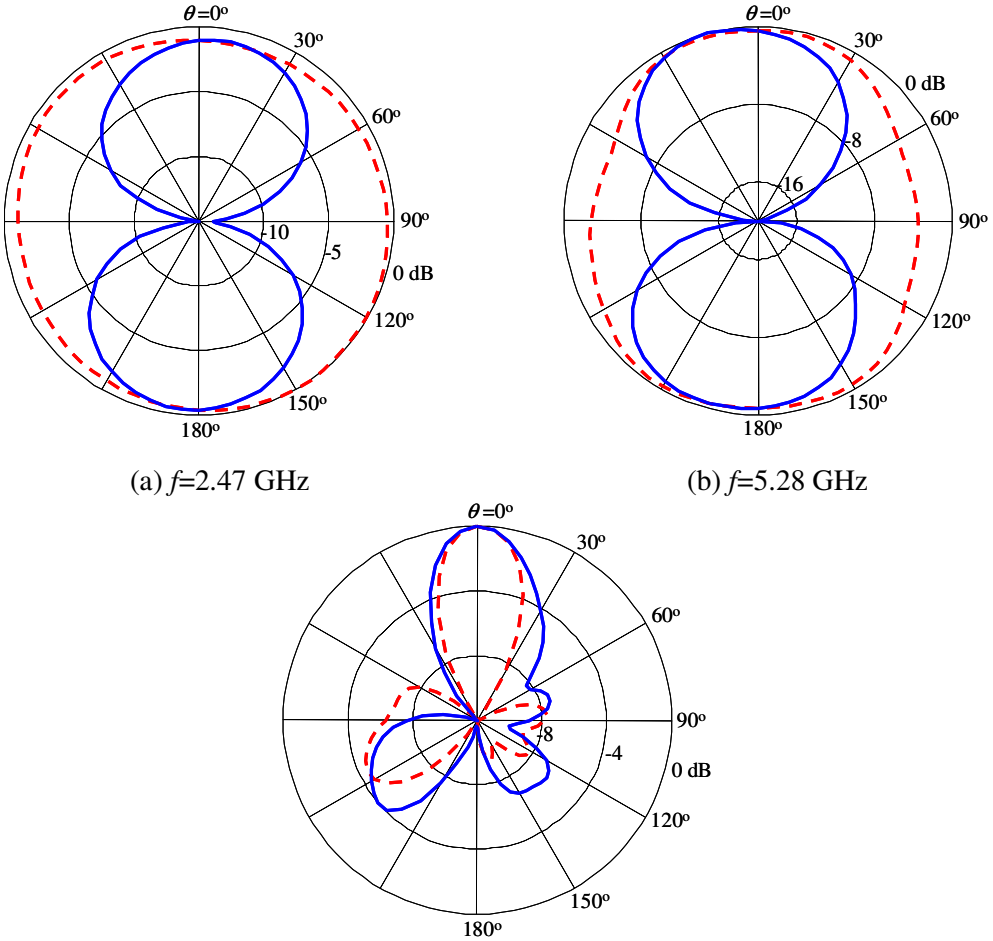
elemanlar arasına s_1, s_2 metalik yüklemelerinin ilave edilmesi ile banlar 2.5 ve 5.5 GHz merkez frekanslarına kaydırılırken, birinci bantta −20 dB, ikinci bantta ise −15 dB civarında geri-dönüş kaybı değerleri elde edilmiştir. Son olarak mikroşerit besleme hattı iki aşamalı olarak yapılandırılarak, antenle fiziksel temasın sağlandığı ikinci aşama daha ince olacak şekilde tasarlanmış ve ikinci banttaki band genişliği bir miktar daha artmıştır. Optimum tasarıma ulaşıldığında ise Şekil 4.30 ve 4.31'de sırasıyla verilen giriş empedansı ve geri-dönüş kaybı karekteristikleri elde edilmiştir. Şekil 4.31'deki iki farklı simülatör ile elde edilmiş olan S_{11} karekteristiği incelendiğinde, önerilen antenin 2.47 ve 5.82 GHz merkezli sırasıyla %9.7 ve %25.2 bant genişline sahip bir performans sergilediği görülmektedir. Bu özelliği ile önerilen anten, IEEE 802.11a/b/g standartları uyarınca WLAN uygulamaları için tahsis edilmiş olan 2.4, 5.2 ve 5.75 GHz merkezli frekans bantlarını kapsamaktadır.



Şekil 4.31: WLAN-SRMA'nın geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği

Antenin 2.47, 5.28 ve 5.75 GHz frekanslarındaki ışıma örüntüleri Şekil 4.32'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, 2.47 ve 5.28 GHz'de, *x-z* düzleminde dipol ışıma karakteristiği gözlenirken, *y-z* düzleminde ise her yönde (omni-directional) bir ışıma performansı elde edilmiştir. İlgili anten 5.75 GHz frekansında ise, bir yarı düzlem için düzgün yönlü bir ışıma karakteristiği sergilerken diğer yarı düzlem ışıması oldukça düşük seviyelerde gerçekleşmiştir. Şekil 4.33'te anten kazancının frekansa bağlı olarak değişimi verilmektedir. Görüldüğü üzere önerilen anten, 2.4 GHz

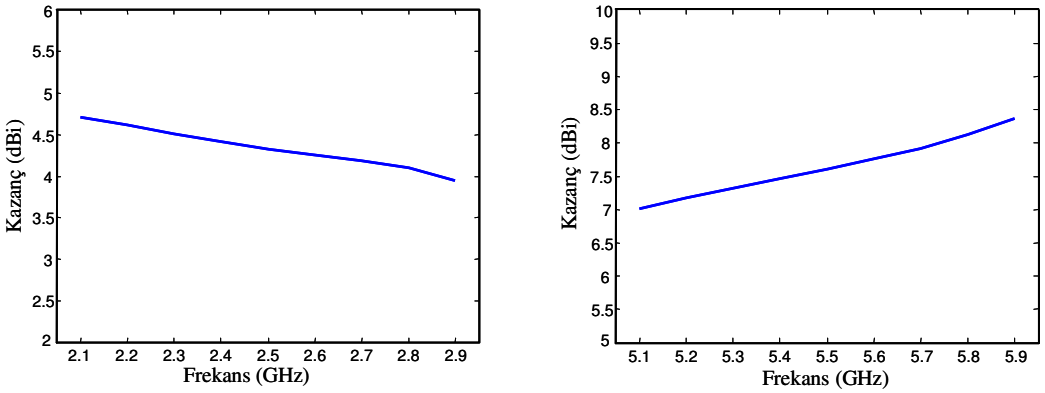
bandında 4.5 dBi seviyelerinde, 5 GHz bandında ise 7–8.5 dBi arasında kazanç değerine sahiptir.



(a) f=2.47 GHz (b) f=5.28 GHz

(c) f=5.75 GHz

Şekil 4.32: WLAN-SRMA'nın farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri

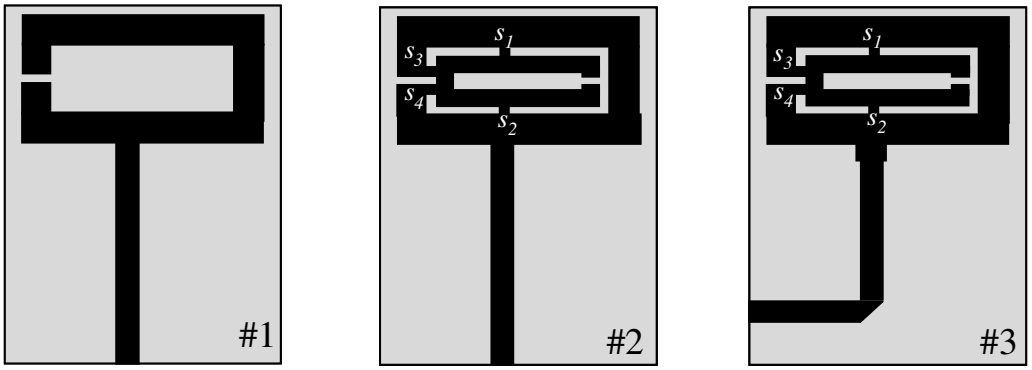


(a) (b)

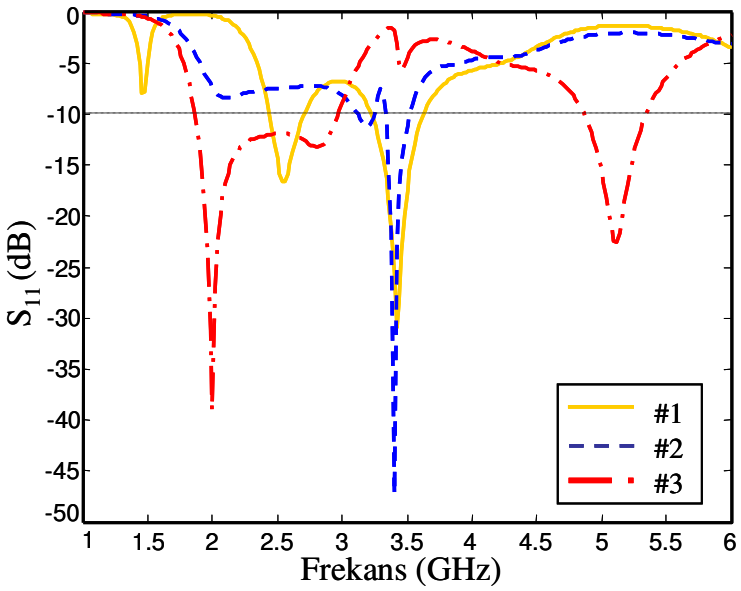
Şekil 4.33: WLAN–SRMA'nın kazanç karakteristiği;
(a) 2 GHz bandı (2.1–2.9 GHz) ve (b) 5 GHz bandı (5.1–5.9 GHz)

4.3.3. Çoklu-bant SRMA

Şekil 4.34'de Çoklu-bant SRMA'nın temel tasarım aşamaları, Şekil 4.35'te ise herbir konfigürasyon aşamasına ilişkin frekans cevabı verilmektedir.



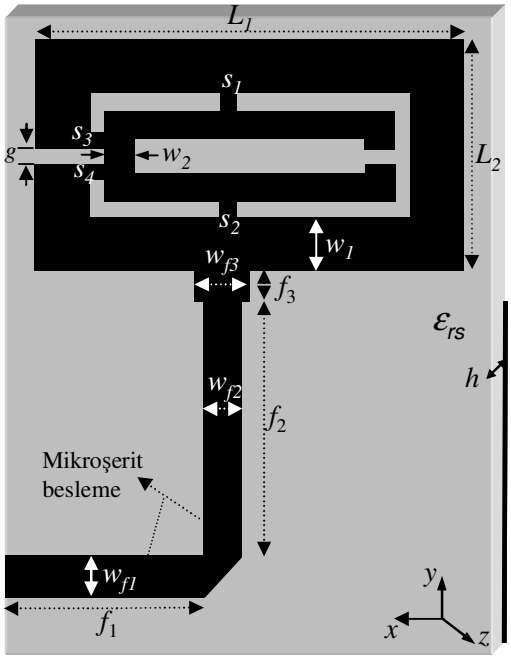
Şekil 4.34: Çoklu-bant SRMA'nın tasarım aşamaları



Şekil 4.35: Çoklu-bant SRMA konfigürasyonları (#1, #2 ve #3) için geri-dönüş kaybı karakteristikleri (S_{11})

Tasarımın ilk konfigürasyonu (#1), mikroşerit beslemeli tek yarık-halka elamandan oluşmaktadır. Bu yapının Şekil 4.35'te verilen frekans cevabı incelendiğinde, 2.7 ve 3.4 GHz merkez frekanslarında sırasıyla −15 dB ve −30 dB geri-dönüş kaybı değerlerine sahip çift-bant bir karekteristik elde edildiği görülmektedir. İkinci bir yarık-halka elemanı ve bu elemanlar arasına metalik yüklemelerinin (s_1,s_2, s_3 ve s_4)

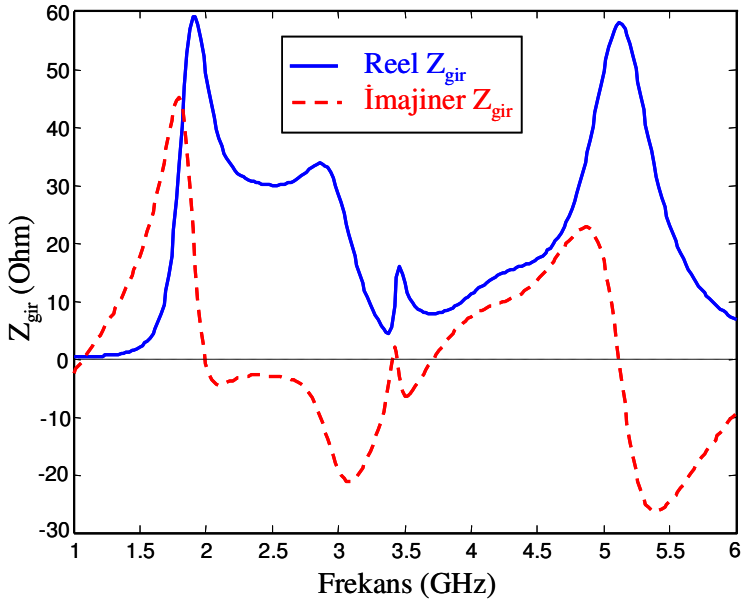
ilave edilmesi ile (#2), birinci frekans bandı 2 GHz civarına çekilirken ikinci bantta belirgin bir değişiklik olmamış, sırasıyla −9dB ve −45 dB seviyelerinde geri-dönüş kaybı elde edilmiştir. Son olarak mikroşerit besleme hattı kıvrımlandırılarak, antenle fiziksel temasın sağlandığı son aşama daha kalın olacak şekilde tasarlanmış (#3), 2.7 ve 5.2 GHz merkez frekanslarında ve sırasıyla −38 dB ve −20 dB geri-dönüş kaybı değerlerine sahip çift-bant performans elde edilmiştir.



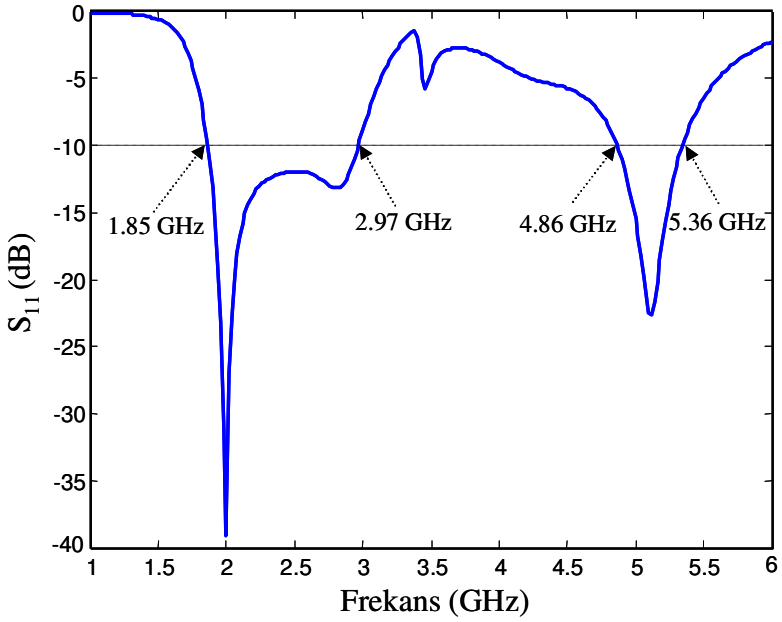
Şekil 4.36: Çoklu-bant SRMA tasarımı: s_1,s_2 s_3,s_4 (metalik yükler: 1×1), L_1=28, L_2=15, w_1=3.5, w_2=2, g=1, f_1= 13, f_2= 16.5, f_3= 2, h=0.4 (hepsi mm), ε_{rs}=4.4

Şekil 4.36'da, çoklu-bant SRMA konfigürasyonu (#3), optimumum anten parametrelerini de içerecek şekilde yeniden verilmektedir. Görüldüğü gibi anten, kalınlığı 0.4 mm, dielektrik sabiti 4.4 olan ve 32×42 mm^2 alan kaplayan FR4 taban malzemesi üzerinde, iki metalik yarık-halka elemanından oluşmaktadır. Dışarıdaki yarık-halka elamanı içteki elamandan daha geniş olup, aralarında 1×1 mm^2 boyutlarında metalik yüklemeler bulunmaktadır. Taban malzemesinin diğer yüzeyinde 32×24 mm^2 alan kaplayan toprak düzlemi bulunmakta ve antenin beslemesi 50 Ohm sistem empedansına uyumlu kıvrımlı ve üç aşamalı bir mikroşerit hat ile yapılmaktadır. Besleme hattının birinci aşaması 13 mm, ikinci aşaması 16.5 mm uzunluğunda olup her iki aşama da 2.5 mm kalınlığındadır. Yarık-halka

eleman ile fiziksel temasın olduğu son aşama ise 2 mm uzunluğunda ve 3.5 mm kalınlığındadır.



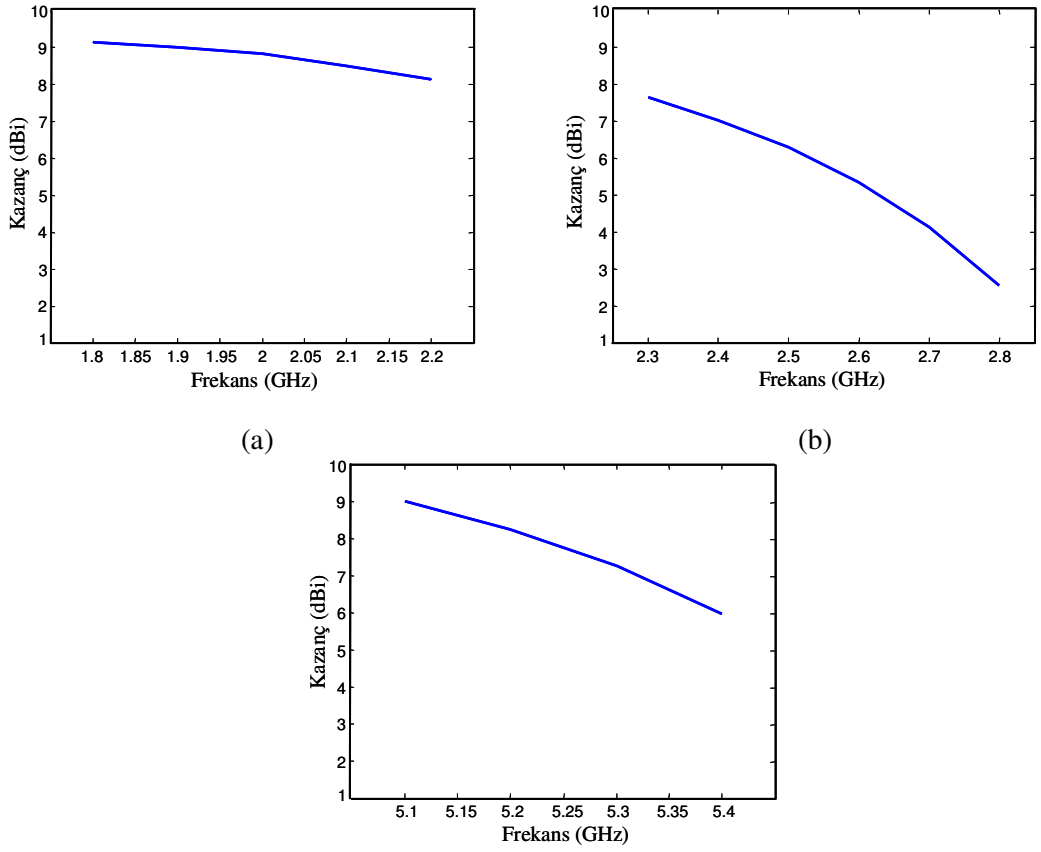
Şekil 4.37: Çoklu-bant SRMA'nın giriş empedans (Z_{gir}) değişimi



Şekil 4.38: Çoklu-bant SRMA'nın geri-dönüş kaybı (S_{11}) karakteristiği

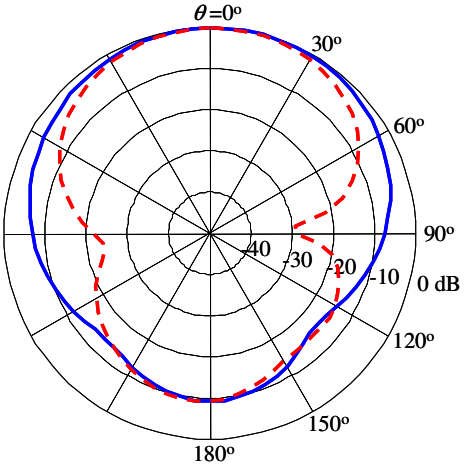
Önerilen antenin giriş empedans ve geri-dönüş kaybı değişimleri sırasıyla Şekil 4.37 ve Şekil 4.38'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, ilgili anten $|S_{11}| < -10$dB kriterine göre (1.85–2.97 GHz) bandında 1.12 GHz, (4.86–5.36 GHz) bandında ise 500 MHz

gibi oldukça geniş-bant bir performans elde edilmiştir. Bu özelliğiyle önerilen anten, PCS (1.85–1.99 GHZ), UMTS (1.92–2.17 GHz), WLAN (2.4–2.48 GHz /5.15–5.35 GHz) ve WIMAX (2.5–2.69 MHz) uygulamaları için tahsis edilmiş olan bütün frekans bantlarını kapsamaktadır.

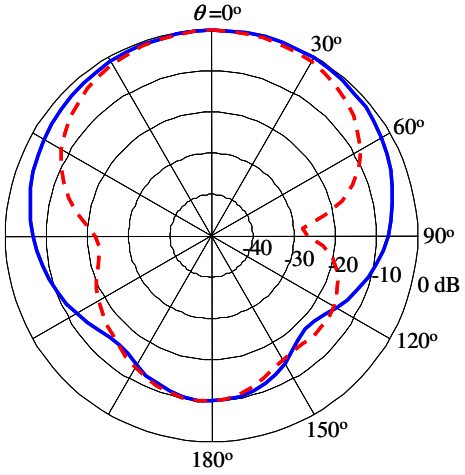


Şekil 4.39: Çoklu-bant SRMA'nın kazanç karakteristiği

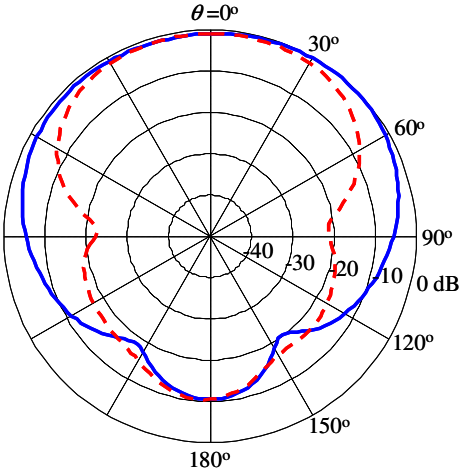
Şekil 4.39'da anten kazancının frekansa bağlı olarak değişimi verilmektedir. İncelendiğinde önerilen antenin, PCS ve UMTS uygulama frekanslarında yaklaşık 9 dBi WLAN(2.4 GHz) bandında 7 dBi, WIMAX uygulama frekansında 6 dBi ve WLAN (5.2 GHz) bandında 8 dBi seviyelerinde kazanç değerlerine sahip olduğu görülmektedir. Antenin 1.92, 2.0, 2.44, 2.6 ve 5.2 GHz frekanslarındaki ışıma örüntüleri Şekil 4.40'da verilmektedir. Görüldüğü üzere her bir frekansta, E/H düzlem ışımaları yaklaşık her yöne karakteristik sergilemektedir.



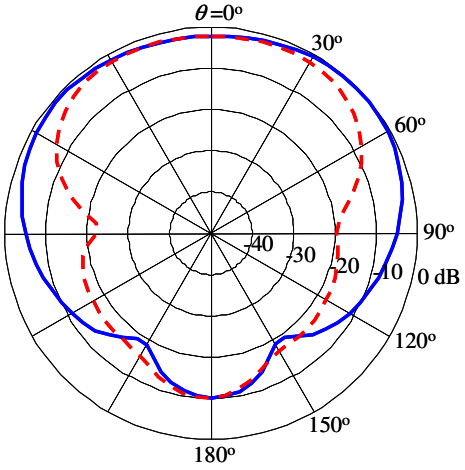
(a) f=1.9 GHz



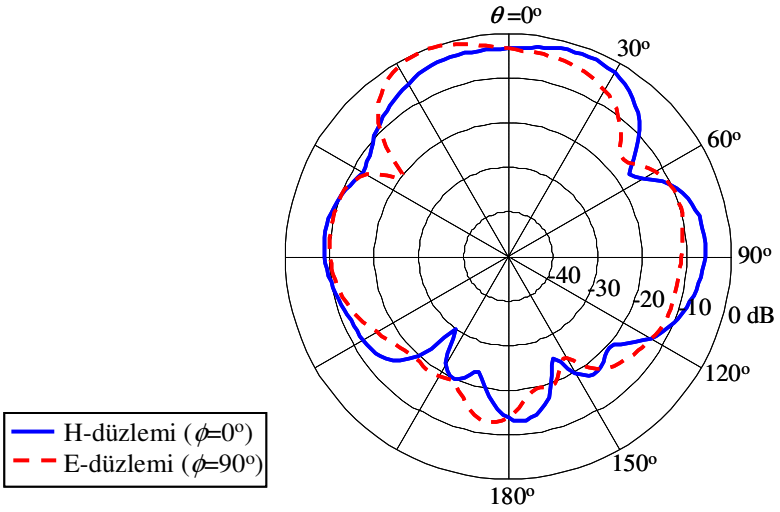
(b) f=2.05 GHz



(c) f=2.44 GHz



(d) f=2.6 GHz



(e) f=5.2 GHz

Şekil 4.40: Çoklu-bant SRMA'nın farklı frekanslardaki ışıma örüntüleri

5. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, kablosuz haberleşmenin değişik uygulamalarında kullanılmak üzere, yarık-halka (SR) elemanlarını temel alan özgün çoklu-bant mikroşerit anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. SR antenler (SRA) ve SR monopol antenler (SRMA) olmak üzere iki ayrı grupta ele alınan antenlerin, konfigürasyonları ve elektriksel performansları Tablo 5.1'de özetlenmektedir. Bu tez çalışmasının ürünü olan SR anten tasarımları, sonlu elemanlar yöntemini (FEM) temel alan benzetim yazılımlarıyla elde edilmiştir. Fabrikasyonu ve ölçümleri gerçekleştirilmiş anten prototipleri ile benzetim sonuçları doğrulanmıştır.

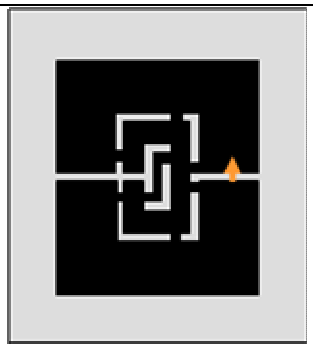
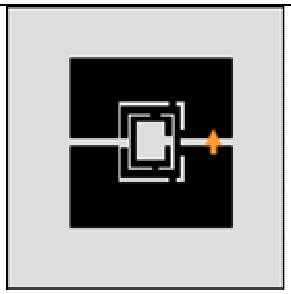
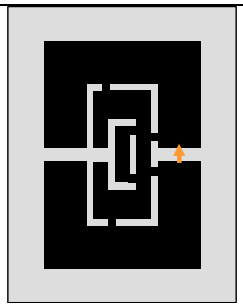
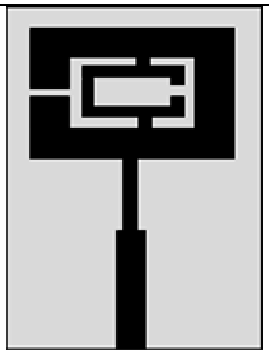
Bu çalışmada önerilen ilk SRA, GSM/DCS uygulamaları için (900/1800 MHz) tasarlanmış olup her iki bantta da oldukça düzgün bir ışıma karakteristiği göstermektedir. WLAN uygulamaları için ise, iki farklı SRA tasarımı gerçekleştirilmiştir. İlgili antenler oldukça küçük boyutlarda ($\sim\lambda_0/8$) olup 2.4/5.2 GHz merkez frekanslarında çift-bant performans sergilemektedirler. Her iki bantta da oldukça düzgün ışıma karakteristiği sergileyen antenlerin birinci banttaki kazanç değeri yaklaşık −5 dBi iken ikinci bantta 2 dBi seviyesindedir. SR elemanlarının oldukça rezonant karakteristik sergilemeleri nedeniyle GSM/WLAN SRA tasarımlarının ilgili bantlarında yaklaşık %2 ve %3.5 değerlerinde bant genişliği elde edilmiştir. WLAN-SRA tasarımlarından birinin (WLAN-SRA-2) fabrikasyonu ve ölçümleri gerçekleştirilmiştir. İlgili antenin benzetim/ölçüm S_{11} karakteristikleri oldukça uyumlu olmakla birlikte ikinci bantta yüksek frekans ölçüm hassasiyetinden kaynaklandığı düşünülen bir miktar frekans kayması oluşmuştur.

Tez çalışmasında, sınırlı bant genişliği ve düşük kazanç performansı sergileyen SRA'lara alternatif olabilecek, iki farklı SRMA-WLAN anten tasarımı da gerçekleştirilmiştir. İlgili antenler yaklaşık %9 ve %25 bant genişliklerinde çift-bant performans sergilemekte ve IEEE standartları uyarınca WLAN uygulamaları için

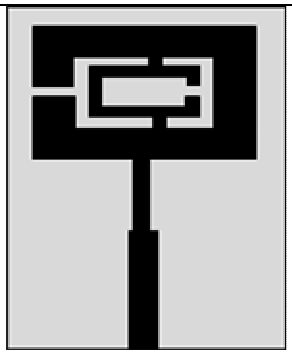
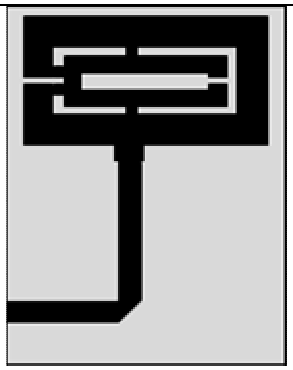
tahsis edilmiş olan 2.4/5.2/5.75 GHz merkezli frekans bantlarını bütünüyle kapsamaktadır. İlgili frekans bantlarında yaklaşık 5 dBi kazanca sahip bu antenler oldukça düzgün ışıma karakteristiği göstermektedirler. Söz konusu antenlerden birinin fabrikasyonu ve ölçümleri gerçekleştirilmiş, benzetim yazılımları ile elde edilen S_{11} karakteristiği ile ölçüm sonucunun oldukça uyumlu olduğu gözlenmiştir. PCS (1.85–1.99 GHz), UMTS (1.92–2.17 GHz), WLAN(2.4/5.2/5.75 GHz) ve WIMAX (2.5–2.69 GHz) uygulamaları için tasarlanmış olan diğer bir SRMA tasarımı ise, çoklu-bant performans sergilemektedir. 2 GHz bandında yaklaşık %46, 5 GHz bandında ise yaklaşık %10 bant genişliğine sahip olan SRMA ilgili bantlarda yaklaşık 8 dBi kazanç değerine sahiptir.

Bu tez çalışmasında geliştirilen FEM tabanlı ve FEMAS isimli özgün mikroşerit anten simülatörü ile üç boyutlu mikroşerit anten elemanlarının analizi ve tasarımı gerçekleştirilebilmekte ve çıktı olarak ilgili anten parametreleri (giriş empedansı, kazanç ve ışıma karakteristikleri) elde edilmektedir. Tezde yer alan tasarımların gerçekleştirilmesinde, FEMAS'ın yanı sıra, Ansoft HFSS ve CST Microwave Studio hazır paket programlarından da yararlanılmıştır. Gelecekteki çalışmalarda; problem uzayının PML ile sonlandırılması, düzgün olmayan örgü (non-uniform meshing) ile modelleme sağlanabilmesi ve izotropik olmayan yapıların modellenmesi gibi özelliklerin eklenmesiyle FEMAS simülatörünün güncellenmesi planlanmaktadır.

Tablo 5.1: Tezde önerilen yarık-halka anten tasarımları ve özellikleri

Tasarım	Performans
 GSM/DCS SRA	Çift-bant performans (940/1835 MHz) Bant genişliği; I. bant: %2.3, II. bant: %3.8 Düzgün ışıma karakteristiği
 WLAN-SRA-1	Çift-bant performans (2.43/5.23 GHz) Bant genişliği; I. bant: %1.7, II. bant: %3.15 Küçük boyut ($0.12\lambda_0 \times 0.12\lambda_0$) Düzgün ışıma karakteristiği
 WLAN-SRA-2	Çift-bant performans (2.435/5.28 GHz) Bant genişliği; I. bant: %2, II. bant: %3.4 Küçük Boyut ($0.1\lambda_0 \times 0.12\lambda_0$) Düzgün ışıma karakteristiği
 WLAN-SRMA-1	Çift-bant performans (2.41/5.36 GHz) Bant genişliği; I. bant: %7.5, II. bant: %25.5 Kazanç; I. bant: 4.5 dBi, II. bant: 6 dBi Düzgün ışıma karakteristiği

Tablo 5.1 (Devam): Tezde önerilen yarık-halka anten tasarımları ve özellikleri

 WLAN-SRMA-2	Çift-bant performans (2.47/5.82 GHz) Bant genişliği; I. bant: %9.7, II. bant: %25.2 Kazanç; I. bant: 4.5 dBi, II. bant: 6 dBi Düzgün ışıma karakteristiği
 Çoklu-bant-SRMA	Çoklu-bant performans (2.41/5.11 GHz) Bant genişliği; I. bant: %46, II. bant: %9.8 Kazanç; I. bant: 7 dBi, II. bant: 9 dBi

KAYNAKLAR

[1] Deschamps, G. A., "Microstrip microwave antennas", ***Proc. 3rd USAF Symposium on Antennas***, (1953).

[2] Gutton, H. and Baissinnot, G., "Flat aerial for ultra high frequencies", ***French Patent***, 70313, (1955).

[3] Munson, R. L., "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays", ***IEEE Trans. Antennas Propogat.***, 22(1), 74-78, (1974).

[4] Howell, Q. E., "Microstrip antennas", ***IEEE Trans. Antennas Propagat.***, 23, 90-93, (1975).

[5] Wong, K.-L., Lin, Y.-C., Tseng, T.-C., "Thin internal GSM/DCS patch antenna for a portable mobile terminal", ***IEEE Trans. Antennas Propagat.***, 54(1), 238-242, (2006).

[6] Yang, M., Chen, Y., "A novel U-shaped planar microstrip antenna for dual-frequency mobile telephone communications", ***IEEE Trans. Antennas Propagat.***, 49(6), 1002-1004, (2001).

[7] Liao, W.-J., Lu, Y.-C., Chou, H.-T., "A multiband microstrip dipole antenna", ***IEEE Antennas Propagat. Int. Symp.***, 1, 462-465, 3-8 July, (2005).

[8] Chen, H.-M., Chen, J.-M., Cheng, P.-S., Lin, T.-F., "Feed for dual-band printed dipole antenna***", Electron. Lett.***, 40(21), 1320-1322, (2004).

[9] Rmili, H., Floc'h, J. M., Besnier, P., Drissi, M., "A dual-band printed dipole antenna for IMT-2000 and 5-GHz WLAN applications", ***Proceedings of the 9th European Conference on Wireless Technology***, 6-10 Nov. (2006).

[10] Chuang, H.-R., Kuo, L.-C., "3D FDTD design analysis of a 2.4 GHz polarization diversity printed dipole antenna with integrated balun and polarization-switching circuit for WLAN and wireless communication applications", ***IEEE Trans. Microwave Theory Tech.***, 51(2), 374-381, (2003).

[11] Pendry J. B., Holden, A. J., Robins, D. J., Stewart, W. J., "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", ***IEEE Trans. Microwave Theory Tech.***, 47(11), 2075-2084, (1999).

[12] Smith, D. R., Padilla, W. J., Vier, D. C., Nemat-Nasser, S. C., Schultz, S., "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", ***Phys. Rev. Lett.***, 84(18), 4184-4187, (2000).

[13] Erdemli, Y. E., Sondas, A., "Dual-polarized frequency-tunable composite left handed slab", ***J. Electromagn. Waves and Appl.***, 19(14), 1907-1918, (2005).

[14] Cenk, C., Sondas, A., Erdemli, Y. E., "Tunable split ring resonator microstrip filter design", ***Mediterranean Microwave Symp.***, Genova, Italy, 19-21 Sep. (2006).

[15] Ucar , M. H. B., Sondas, A., Erdemli, Y. E., "Switchable split-ring frequency selective surfaces", ***Progress in Electromagnetics Research***, 6, 65-79, (2008).

[16] Başaran, S. C., Erdemli, Y. E., "Dual-band split ring antenna design for WLAN applications", ***Turk J. Elec. Engin.***, 16(1), 79-86, (2008).

[17] Başaran, S. C., Erdemli, Y. E., "Dual-band split ring antenna design for WLAN applications", ***5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering***, 201-203, 5-9 Dec. (2007).

[18] Chen, A.-C., Tang, C.-L., Lu, Z.-H., "A loop antenna for WLAN application", ***IEEE Asia-Pacific Conf. Proc.***, 2, 4-7 Dec. (2005).

[19] Pues, H., Van de Capelle, A., "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna", ***IEEE proc.***, 131, 334-340, (1984).

[20] Lo, Y. T., Solomon, D., Richards, W. F., "Teory and experiments on microstrip antennas", ***IEEE Trans. Antennas Propagat.***, 27(3), 137-145, (1979).

[21] Itoh, T., Menzel, W., "A full-wave analysis of open microstrip structures", ***IEEE Trans. Antennas Propagat.***, 29(5), 63-68, (1981).

[22] N. O. Sadiku, M., "Numerical Techniques in Electromagnetics", Second edition, ***CRC Press***, 135-562, (1992).

[23] Uğurlu, E., "İki irisli paralel levhalı dalga kılavuzunun sonlu elemanlar metodu kullanılarak incelenmesi", Yüksel Lisans Tezi, ***Gebze İleri Teknoloji Enstitüsü***, Gebze, 1-20, (2007).

[24] Courant, R., "Variational methods for a solution of problems of equilibrium and vibrations", ***Bull. Amer. Math. Soc.***, 49, 1-23, (1943).

[25] Barton, M. L., Cendes, Z. J., "New vector finite elements for three-dimensional magnetic field computation", ***J. Applied Phys.***, 61, 3919-3921, (1982).

[26] Volakis, J. L., Chatterjee, A., Kempel, L. C., "Finite element method for electromagnetics", ***IEEE Press & Oxford University Press***, 2-272, (1998).

[27] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., Ittipiboon, A., "Microstrip antenna design handbook", ***Artech House Antennas and Propagation Library***, 1-2, (2001).

[28] Balanis, C. A., "Antenna theory analysis and design", Second Edition, ***John Willey & Sons***, 811-876, (1997).

[29] Pozar, D., "Microstrip antennas", ***Proc. IEEE***, 80(1), 79-81, Jan. (1992).

[30] Axelrod, A., Kisliuk, M., Maoz, J., "Broadband microstrip-feed slot radiator", ***Microwave J.***, 81-94, (1989).

[31] Garg, R., Reddy, V. S., "Edge feeding of microstrip ring antennas", ***IEEE Trans. Antennas Propagat.,*** 51(8), 1941-1947, (2003).

[32] Yazdanboost, K. Y., Kohno, R., "Ultra wideband L-loop antenna", ***IEEE Int. Conf.***, 201-205, 5-8 Sep. (2005).

[33] Kuo, Y.-L., Wong, K.-L., "Printed double-T monopole antenna for 2.4/5.2 GHz dual-band WLAN operations", ***IEEE Trans. Antennas Propagat.***, 51(9), (2003).

[34] Zhang, L.-N., Liang, X.-L., "Compact tri-band printed monopole antenna", ***IWAT'07 International Workshop on***, 21-23 March (2007).

[35] Pan, C.-Y., Huang, C.-H., Homg, T.-S., "A new printed G-shaped monopole antenna for dual-band WLAN application", ***Microwave Opt. Techno. Lett.***, 45(4), 295-297, (2005).

[36] Engquist, B., Majda, A., "Absorbing boundary conditions for numerical simulation of waves", ***Math. Comput.***, 31, 629-651, (1977).

[37] Ali, W., Hubing, T. H., Drewniak, J. L., "A hybrid FEM/MoM technique for electromagnetic scattering and radiation from dielectric objects with attached wires", ***IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility***, 39(4), 304-314, (1997).

[38] Berenger, P. J., "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves", ***J. Comp. Physics***, 114, 185-200, (1994).

[39] Sacks, Z. S., Kingland, D. M., Lee, R., Lee, J.-F., "Performance of an anisotropic artificial absorber for truncation finite element meshes", ***IEEE Trans. Antennas Propagat.***, 43, 1460-1463, (1995).

[40] Özdemir, T., Volakis, J. L., "A comparative study of an absorber boundary condition and an artificial absorber for truncating finite element meshes", ***Radio Science,*** 29, 1255-1263, (1994).

[41] Jacobs, D. A. H., "A generalization of the conjugate gradient method to solve complex systems", ***IMA J. Numerical Analysis***, 6(4), 447-452, (1986).

[42] Özdemir, T., Volakis, J. L., "Triangular prisms for edge-based vector finite element analysis of conformal antennas", ***IEEE Trans. Antennas Propagat.***, 45(5), 788-797, (1997).

[43] Sacks, Z. S., Lee, J.-F., "A finite element time domain method using prism elements for microwaves cavities, ***IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility***, 37(4), 519-527, (1995).

EKLER

EK–A

Sayısal Teknikler

Sonlu elemanlar yönteminin temelini oluşturan Ritz ve ağırlıklı kalanlar yöntemleriyle, sınır değerli problemler ayrıklaştırılarak yaklaşık çözümleri elde edilebilmektedir. Sınır değer problemleri için en temel ifade, bir (Ω) bölgesi için aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$Lu - f = 0 \tag{A.1}$$

İlgili bölge için sınır ve geçiş koşulları da birlikte verilmelidir.

$$B(u) = 0 \tag{A.2}$$

(A.1) denkleminde, L operatörü bir entegral işleç, f ise uyarıcı veya kaynak fonksiyonunu ifade etmektedir. u ise bilinmeyen büyüklük olup, denklem sisteminin çözümü ile değeri hesaplanmaktadır. Devam eden kısımlarda (A.1) denkleminin yaklaşık çözümüne ilişkin sayısal yöntemler anlatılmaktadır.

Ritz Yöntemi

(A.1) denkleminin yaklaşık çözümü için kullanılan yöntemlerden birisi olan Ritz yaklaşımı varyasyonel bir metottur. Rayleigh-Ritz olarak ta adlandırılan bu metotta sınır değerli problem (A.3)'de gösterilen bir varyasyonel ifade cinsinden yazılır.

$$F(u) = \frac{1}{2}\langle Lu, u\rangle - \langle f, u\rangle \tag{A.3}$$

Fonksiyonel olarak isimlendirilen bu varyasyonel ifadenin verilen sınır koşulları altındaki minimumu, üzerinde çalışılan denkleme karşılık gelmektedir. Bu durumda problemin çözümü için fonksiyonelin en küçük değerini almasını sağlayacak fonksiyonel parametrelerinin bulunması gerekecektir. Fonksiyon olarak değeri bilinmeyen büyüklük (elektrik alan v.b.) alınmakta ve baz fonksiyonları cinsinden yaklaşık olarak ifade edilmektedir. Dolayısıyla, bilinmeyen büyüklük baz fonksiyonları ve bunların katkısını belirleyen katsayılar ile yakınsanmaktadır. Sonuç olarak, baz fonksiyonlarıyla yakınsanan fonksiyonun yer aldığı fonksiyonelin, en küçük değerini verecek baz fonksiyon katsayıları, ilgili problemin çözümünü vermektedir.

(A.3)'de ifade edilen fonksiyonel ancak L'nin pozitif tanımlı ve kendisine komşu olması koşulunun sağlanması durumunda elde edilmektedir. Ayrıca ilgili fonksiyonel

Ω bölgesinde iki fonksiyonun iç çarpımı şeklinde tanımlanmaktadır. Skaler ve vektörel fonksiyonların iç çarpım ifadeleri aşağıda sırasıyla verilmektedir.

$$\langle a,b\rangle = \int_{\Omega} ab \; d\Omega \tag{A.4}$$

$$\langle \mathbf{a},\mathbf{b}\rangle = \int_{\Omega} \mathbf{a}\cdot\mathbf{b} \; d\Omega \tag{A.5}$$

Vektör alanları ile iç çarpım genişletilerek varyasyonel ifade doğrulanabilir. Bu durumda Lu ve f aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$\mathbf{Lu}=\nabla\times\left\{\frac{\nabla\times\mathbf{u}}{\mu_r}\right\}-k_0^2\varepsilon_r\mathbf{u} \tag{A.6}$$

$$\mathbf{f} = -jk_0Z_0\mathbf{J}-\nabla\times\left(\frac{\mathbf{M}}{\mu_r}\right) \tag{A.7}$$

Bir Ω problem uzayında $F(\mathbf{u})$ ifadesini sıfıra götürecek eşitlik vektör dalga denklemini sağlamaktadır.

$$\mathrm{L}u = \nabla^2 u + k_0^2 u \tag{A.8}$$

Benzer şekilde, $F(u)$ ifadesini sıfıra götürecek eşitlik ise homojen olmayan Helmholtz dalga denklemini vermektedir.

$$\nabla^2 u + k_0^2 u = f \tag{A.9}$$

F(u) ifadesini sıfıra götüren eşitliğin Helmholtz denklemini sağladığını göstermek için fonksiyonel aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned} F(u) &= \frac{1}{2}\langle \nabla^2 u + k_0^2 u, u\rangle - \langle f, u\rangle \\ &= \frac{1}{2}\iint_{\Omega}[\nabla^2 u + k_0^2 u]u \; d\Omega - \iint_{\Omega} fu \; d\Omega \end{aligned} \tag{A.10}$$

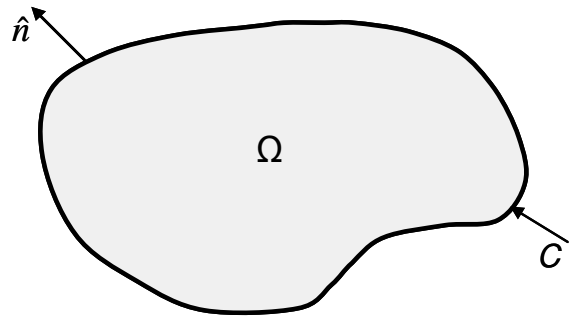
$$F(u) = \frac{1}{2}\iint_{\Omega}(-\nabla u\cdot\nabla u + k_0^2 u^2)\; d\Omega + \frac{1}{2}\oint_{C} u\frac{\partial u}{\partial n}dl - \iint_{\Omega} fu \; d\Omega \tag{A.11}$$

Burada $\nabla u\cdot\hat{n} = \partial u/\partial n$ ve C Ω bölgesinin çevresini tanımlamaktadır (Şekil A.1). Ayrıca $\hat{n}$, C üzerinde birim normal vektörünü ifade etmektedir. (A.11) denkleminin türetilmesinde aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

$$\psi(\nabla\cdot\nabla u) = -\nabla u\cdot\nabla\psi + \nabla\cdot(\psi\nabla u) \tag{A.12}$$

Ayrıca diverjans teoremi de aşağıdaki gibidir.

$$\iint_{\Omega} \nabla \cdot (\nabla u)\, d\Omega = \oint_{C} \nabla u \cdot \hat{n}\, ds \tag{A.13}$$



Şekil A.1. Tanımlanan Ω bölgesi

$F(u)$ ifadesinin elde edilme işlemine aşağıda verilen eşitlikle devam edilebilir.

$$\delta F = F(u + \Delta u) - F(u) \tag{A.14}$$

δF 'in elde edilmesinde aşağıdaki eşitlikler kullanılmaktadır.

$$(u + \Delta u)^2 = u^2 + 2(\Delta u)u + (\Delta u)^2 \tag{A.15}$$

$$[\nabla u + \nabla(\Delta u)] \cdot [\nabla u + \nabla(\Delta u)] = \nabla u \cdot \nabla u + 2\nabla(\Delta u) \cdot \nabla u + \nabla(\Delta u) \cdot \nabla(\Delta u) \tag{A.16}$$

$$(u + \Delta u) \frac{\partial}{\partial n}(u + \Delta u) = u \frac{\partial u}{\partial n} + u \frac{\partial(\Delta u)}{\partial n} + \Delta u \frac{\partial u}{\partial n} + \Delta u \frac{\partial(\Delta u)}{\partial n} \tag{A.17}$$

Δ^2 derecesindeki son terimler ihmal edilerek ifade sadeleştirilebilir.

$$\begin{aligned} F(u + \Delta u) \approx\ & \frac{1}{2} \iint_{\Omega} [-\Delta u \cdot \Delta u + k_0^2 u^2]\, d\Omega - \iint_{\Omega} fu\, d\Omega \\ & + \frac{1}{2} \oint_{C} u \frac{\partial u}{\partial n}\, dl \\ & + \Delta \iint_{\Omega} [-u \Delta u \cdot \Delta u + k_0^2 u^2]\, d\Omega \\ & + \frac{\Delta}{2} \oint_{C} \left[u \frac{\partial u}{\partial n} + u \frac{\partial u}{\partial n} \right] dl - \Delta \iint_{\Omega} fu\, d\Omega \end{aligned} \tag{A.18}$$

Bu ifade (A.11) ile karşılaştırıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned} F(u + \Delta u) \approx\ & F(u) + \Delta \iint_{\Omega} u[\Delta \cdot \Delta u + k_0^2 u - f]\, d\Omega \\ & - \Delta \oint_{C} u \frac{\partial u}{\partial n} dl + \frac{\Delta}{2} \oint_{C} \left[u \frac{\partial u}{\partial n} + u \frac{\partial u}{\partial n} \right] dl \end{aligned} \tag{A.19}$$

Yukarıdaki ifadede ikinci ve üçüncü terimlerin elde edilmesinde (A.12) ve (A.13) eşitlikleri kullanılmıştır. (A.19) ifadesindeki son iki terim aşağıdaki ifadeyle bağlantılı olarak bir birini yok etmektedir.

$$\begin{aligned}\delta F &= F(u+\Delta u) - F(u) \\ &= \Delta \iint_{\Omega} u[\nabla^2 u + k_0^2 u - f]\, d\Omega\end{aligned} \tag{A.20}$$

Bu yüzden $\delta F = 0$ olduğunda, $\nabla^2 u + k_0^2 u = f$ eşitliği Δu 'nun sıfır olmaması durumunda sağlanmaktadır. Bu durumda F aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\delta F = 0 \text{ veya } \frac{\partial F}{\partial u} = 0$$

$$\frac{\partial F}{\partial u} = \frac{F(u+\Delta u) - F(u)}{\Delta u}\bigg|_{\Delta \to 0} = \frac{\delta F}{\Delta u}\bigg|_{\Delta \to 0} = 0 \tag{A.21}$$

Ayrık denklem sisteminin elde edilmesi için F(u) ve δF ayrıklaştırılmalıdır. Ayrıklaştırma işlemi için ilk olarak genişletilmiş bir deneme fonksiyonu tanımlanmaktadır.

$$u \approx \sum_{j=1}^{N} u_j w_j = \{u\}^T \{w\} \tag{A.22}$$

Burada w_j baz fonksiyonlarını, u_j ise genişletilmiş bilinmeyen katsayıları ifade etmektedir. (A.22) eşitliğinin (A.3)' de yerine yazılmasıyla aşağıdaki ifade elde edilir.

$$F(u) = \frac{1}{2}\{u\}^T \left[\iint_{\Omega} \{w\} L\{w\}^T\, d\Omega\right] \{u\} - \{u\}^T \iint_{\Omega} \{w\} f\, d\Omega \tag{A.23}$$

Burada iç çarpım tanımlamaları aşağıdaki gibidir.

$$\langle \{u\}, \{v\} \rangle = \{u\}^T \{v\} \tag{A.24}$$

(A.23) fonksiyonelinin genişletilmesi için her bir katsayıya göre kısmı türevleri alınmaktadır. Bu durumda aşağıdaki eşitlik elde edilmektedir.

$$\frac{\partial}{\partial u_i} F(u) = \frac{1}{2}\left[\iint_{\Omega} w_i L\{w\}^T\, d\Omega\right]\{u\} + \frac{1}{2}\{u\}^T \iint_{\Omega} \{w\} L w_i\, d\Omega - \iint_{\Omega} w_i f\, d\Omega = 0 \tag{A.25}$$

Her bir u_i katsayı için bir denklem elde edileceğinden, i=1,2,…..N olmak üzere N denklemden oluşan bir matris sistemi oluşacaktır.

$$[A]\ \{u\} = \{b\} \tag{A.26}$$

Katsayılar matrisi [A] ve kaynak vektörü $\{b\}$aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır.

$$A_{ij} = \iint_{\Omega} w_i L w_i \; d\Omega$$
$$b_i = \iint_{\Omega} w_i f \; d\Omega \tag{A.27}$$

Ağırlıklı Kalanlar Yöntemi

(A.1) denkleminin çözüm yöntemlerinden bir diğeri de ağırlıklı kalanlar (method of weighted residuals) olarak adlandırılan metottur. Bu yöntemde, gerçek ve yaklaşık çözüm arasındaki fark kalan olarak isimlendirilmekte ve kalan tartılarak çözüm elde edilmeye çalışılmaktadır.

$$r = Lu - f \neq 0 \tag{A.28}$$

u için en iyi yaklaşık çözüm Ω bölgesindeki her noktada r'nin sıfır olmasıdır. Bu durumda tartılmış kalan metodu aşağıda verilen koşulu sağlamalıdır.

$$\mathbf{R} = \int_{\Omega} t_i \; r \; d\Omega = 0 \tag{A.29}$$

Denklemde **R** ile ağırlıklı kalan entegrali gösterilirken, t ise test veya ağırlık fonksiyonudur. Test fonksiyonu değişik şekillerde olabilmekte ve özelliklerine bağlı olarak problemin çözümü de doğrudan değişebilmektedir. Noktada sağlama veya nokta eşleme durumunda test fonksiyonu olarak dirak delta fonksiyonu (δ) seçilmektedir. Bu durumda, sadece ölçme yapılan noktalarda yaklaşık çözüm gerçek çözüme yakınsamaktadır. Diğer bir alternatif ise test fonksiyonu olarak darbe fonksiyonunun seçilmesidir. Bu durumda ise, belirli bölgelerde bir alınırken diğerlerinde sıfır alınmakta, dolayısıyla yaklaşık çözüm belirli alt bölgelerde gerçek çözüme yakınsamaktadır. Galerkin metodu olarak isimlendirilen bir diğer yöntemde ise, test fonksiyonu olarak baz fonksiyonları seçilmekte, yaklaşık çözüm baz fonksiyonları üzerinde gerçek çözüme yakınsamaktadır. w_i baz fonksiyonunu göstermek üzere Galerkin yöntem uyarınca $t_i = w_i$ alınarak (A.29) düzenlenirse aşağıdaki eşitlik elde edilecektir.

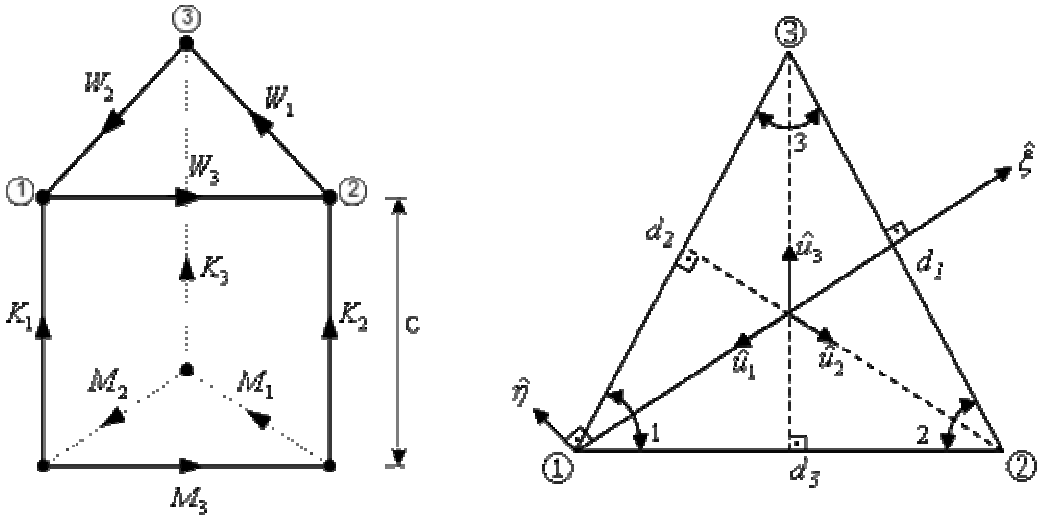
$$\left[\int_{\Omega} w_i \; L w_j \; d\Omega \right] \; \{u\} = \int_{\Omega} w_i \; f \; d\Omega \tag{A.30}$$

Bu ifade yukarıda anlatılan Ritz yaklaşımıyla elde edilen denklem sistemine benzemektedir. Dolayısıyla Galerkin yönteminde Ritz yönteminde olduğu gibi çözümün son aşamasında (A.26)'da verilen lineer denklem sistemine ulaşılmaktadır.

EK-B

Düzgün Üçgen Prizmalar İçin Kenar–Tabanlı Vektör Baz Fonksiyonları

Şekil B.1'de kenar-temelli vektör sonlu elemanlar için düzgün üçgen prizma gösterilmektedir [42,43]. Taban ve tavan üçgenler özdeş ve birbirlerine paralel olup, düşey kenarlar prizma tabanına diktir. Sonlu elemanlar yöntemiyle analizlerde prizmanın dokuz kenarının her biri vektör elektrik alan olarak tanımlanmaktadır.



Şekil B.1. Düzgün prizmada kenar–tabanlı bilinmeyenler; (a) önden görünüş, (b) üstten görünüş

İlgili prizma sırasıyla c, d_2, d_3 ve α_1 olarak isimlendirilen yükseklik, kenar uzunlukları ve her iki yüzeyi arasındaki açı değerleri ile tanımlanmaktadır. Matris elemanlarının hesaplanması adımlarında gerekli olacak bazı skaler ve vektör boyutlarının önceden hesaplanması gerekmektedir. Şekil B.1'e ilişkin ilgili işlemler aşağıda tanımlanmaktadır.

$$d_1 = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 - 2d_2 d_3 \cos\alpha_1} \tag{B.1}$$

$$\alpha_2 = \cos^{-1}\left(\frac{d_1^2 + d_3^2 - d_2^2}{2d_1 d_3}\right) \tag{B.2}$$

$$\alpha_3 = \cos^{-1}\left(\frac{d_1^2 + d_3^2 - d_3^2}{2d_1 d_2}\right) \tag{B.3}$$

$$h_1 = d_2 \sin\alpha_3 \tag{B.4}$$

$$h_2 = d_3 \sin\alpha_1 \tag{B.5}$$

$$h_3 = d_1 \sin\alpha_2 \tag{B.6}$$

$$\hat{u}_1 = -\hat{\xi} \tag{B.7}$$

$$\hat{u}_2 = \cos\alpha_3 \hat{\xi} - \sin\alpha_3 \hat{\eta} \tag{B.8}$$

$$\hat{u}_3 = \cos\alpha_2 \hat{\xi} - \sin\alpha_2 \hat{\eta} \tag{B.9}$$

Tezin üçüncü bölümünde genel formülasyonları ile tanımlanan kenar-temelli baz fonksiyonları aşağıda açık şekilde ifade edilmektedir.

$$W_1^e = d_1 \left(L_2^e \frac{\hat{u}_3}{h_3} - L_3^e \frac{\hat{u}_2}{h_2} \right)(z/c) \tag{B.10}$$

$$W_2^e = d_2 \left(L_3^e \frac{\hat{u}_1}{h_1} - L_1^e \frac{\hat{u}_3}{h_3} \right)(z/c) \tag{B.11}$$

$$W_3^e = d_3 \left(L_1^e \frac{\hat{u}_2}{h_2} - L_2^e \frac{\hat{u}_1}{h_1} \right)(z/c) \tag{B.12}$$

$$M_1^e = d_1 \left(L_2^e \frac{\hat{u}_3}{h_3} - L_3^e \frac{\hat{u}_2}{h_2} \right)(1 - z/c) \tag{B.13}$$

$$M_2^e = d_2 \left(L_3^e \frac{\hat{u}_1}{h_1} - L_1^e \frac{\hat{u}_3}{h_3} \right)(1 - z/c) \tag{B.14}$$

$$M_3^e = d_3 \left(L_1^e \frac{\hat{u}_2}{h_2} - L_2^e \frac{\hat{u}_1}{h_1} \right)(1 - z/c) \tag{B.15}$$

$$K_1^e = \hat{z} L_1^e \tag{B.16}$$

$$K_2^e = \hat{z} L_2^e \tag{B.17}$$

$$K_3^e = \hat{z} L_3^e \tag{B.18}$$

$$L_1^e(\xi,\eta) = 1 - \frac{1}{h_1}\xi \tag{B.19}$$

$$L_2^e(\xi,\eta)=\frac{\cos\alpha_3}{h_2}\xi-\frac{\sin\alpha_3}{h_2}\eta \tag{B.20}$$

$$L_3^e(\xi,\eta)=\frac{\cos\alpha_2}{h_3}\xi+\frac{\sin\alpha_2}{h_3}\eta \tag{B.21}$$

(B.19–B.21) ifadeleri Şekil B.1(b)'de gösterilen ve (ξ,η) koordinatlarında tanımlı üçgen için düğüm temelli şekil fonksiyonlarıdır.

V^e prizma hacmini ifade etmek üzere, eleman matrisleri aşağıdaki gibi elde edilirler.

$$\begin{aligned}EWWC_{il}&=\iiint_{V^e}\left(\nabla\times \mathrm{W}_i^e\right)\cdot\left(\nabla\times \mathrm{W}_l^e\right)dV\\&=\frac{d_i d_l}{c}\Big(\frac{\cos\beta_{kn}}{h_k h_n}X_{jm}+\frac{\cos\beta_{jm}}{h_j h_m}X_{kn}-\frac{\cos\beta_{km}}{h_k h_m}X_{jn}-\frac{\cos\beta_{jn}}{h_j h_n}X_{km}\\&\quad+\frac{2}{3}\frac{c^2 h_1 d_1}{h_j h_k h_m h_n}\sin\beta_{jk}\sin_{mn}\Big)\end{aligned} \tag{B.22}$$

$$\begin{aligned}EWMC_{il}&=\iiint_{V^e}\left(\nabla\times \mathrm{W}_i^e\right)\cdot\left(\nabla\times \mathrm{M}_l^e\right)dV\\&=\frac{d_i d_l}{c}\Big(-\frac{\cos\beta_{kn}}{h_k h_n}X_{jm}-\frac{\cos\beta_{jm}}{h_j h_m}X_{kn}+\frac{\cos\beta_{km}}{h_k h_m}X_{jn}+\frac{\cos\beta_{jn}}{h_j h_n}X_{km}\\&\quad+\frac{1}{3}\frac{c^2 h_1 d_1}{h_j h_k h_m h_n}\sin\beta_{jk}\sin_{mn}\Big)\end{aligned} \tag{B.23}$$

$$EWKC_{il}=\iiint_{V^e}\left(\nabla\times \mathrm{W}_i^e\right)\cdot\left(\nabla\times \mathrm{K}_l^e\right)dV=\frac{h_1 d_1}{6}d_i\Big(\frac{\cos\beta_{jl}}{h_j h_l}-\frac{\cos\beta_{kl}}{h_k h_l}\Big) \tag{B.24}$$

$$EMMC_{il}=\iiint_{V^e}\left(\nabla\times \mathrm{M}_i^e\right)\cdot\left(\nabla\times \mathrm{M}_l^e\right)dV=EWWC_{il} \tag{B.25}$$

$$EMKC_{il}=\iiint_{V^e}\left(\nabla\times \mathrm{M}_i^e\right)\cdot\left(\nabla\times \mathrm{K}_l^e\right)dV=-EWKC_{il} \tag{B.26}$$

$$EKKC_{il}=\iiint_{V^e}\left(\nabla\times \mathrm{K}_i^e\right)\cdot\left(\nabla\times \mathrm{K}_l^e\right)dV=c\frac{h_1 d_1}{2}\frac{\cos\beta_{il}}{h_i h_l} \tag{B.27}$$

$$\begin{aligned}EWWD_{il}&=\iiint_{V^e}\mathrm{W}_i^e\cdot\mathrm{W}_l^e dV\\&=c\frac{d_i d_l}{3}\Big(\frac{\cos\beta_{kn}}{h_k h_n}X_{jm}+\frac{\cos\beta_{jm}}{h_j h_m}X_{kn}-\frac{\cos\beta_{km}}{h_k h_m}X_{jn}-\frac{\cos\beta_{jn}}{h_j h_n}X_{km}\Big)\end{aligned} \tag{B.28}$$

$$EWMD_{il}=\iiint_{V^e}\mathrm{W}_i^e\cdot\mathrm{M}_l^e dV=\frac{1}{2}EWWD_{il} \tag{B.29}$$

$$EWKD_{il} = \iiint_{V^e} \mathrm{W}_i^e \cdot \mathrm{K}_l^e dV = 0 \tag{B.30}$$

$$EMMD_{il} = \iiint_{V^e} \mathrm{M}_i^e \cdot \mathrm{M}_l^e dV = EWWD_{il} \tag{B.31}$$

$$EMKD_{il} = \iiint_{V^e} \mathrm{M}_i^e \cdot \mathrm{K}_l^e dV = 0 \tag{B.32}$$

$$EKKD_{il} = \iiint_{V^e} \mathrm{K}_i^e \cdot \mathrm{K}_l^e dV = cX_{il} \tag{B.33}$$

$$\beta_{rs} = \begin{cases} 0 & \text{eğer } r = s \text{ ise} \\ \alpha_{\mathrm{r}} + \alpha_s & \text{değilse} \end{cases} \tag{B.34}$$

$$\begin{aligned} X_{rs} = {} & \frac{h_1 d_1}{2}\{w_r w_s + \frac{h_1}{3}[(\cot\alpha_3 - \cot\alpha_2)(\eta_s w_r + \eta_r w_s) + 2(\xi_s w_r + \xi_r w_s)] \\ & + \frac{h_1^2}{12}[3(\cot\alpha_3 - \cot\alpha_2)(\eta_s \xi_r + \eta_r \xi_s) \\ & + 2\eta_r \eta_s(\cot^2\alpha_2 - \cot\alpha_2 \cot\alpha_3 + \cot^2\alpha_3) + 6\xi_r \xi_s]\} \end{aligned} \tag{B.35}$$

r, s =1, 2, 3 olmak üzere w_r, ξ_r, η_r değerleri aşağıdaki gibidir.

$$w_1 = 1, \qquad \xi_1 = -\frac{1}{h_1}, \qquad \eta_1 = 0$$

$$w_2 = 0, \qquad \xi_2 = \frac{\cos\alpha_3}{h_2}, \qquad \eta_2 = -\frac{\sin\alpha_3}{h_2}$$

$$w_2 = 0, \qquad \xi_3 = \frac{\cos\alpha_2}{h_3}, \qquad \eta_3 = \frac{\sin\alpha_2}{h_3}$$

Yukarıda verilen tüm formüllerde geçen *i*, *j*, *k* ve *l*, *m*, *n* indisleri Tablo B.1'de verilen çevrim kuralı uyarınca değerler almaktadır.

Tablo B.1: Denklemlerde kullanılan *i*, *j*, *k* ve *l*, *m*, *n* indislerinin alacağı değerler

i	***j***	***k***		***l***	***m***	***n***
1	2	3		1	2	3
2	3	1		2	3	1
3	1	2		3	1	2

EK–C

Biconjugate Gradient (BiCG) Metodu

Bu tez çalışmasında geliştirilen FEMAS simülatöründe, FE formülasyonlar sonucunda elde edilen $[A]\{E\}=\{B\}$formundaki matris, BiCG yöntemi kullanılarak çözümlenmektedir. İlgili matris sisteminde $[A]$, $N\times N$ boyutlu kompleks matris $\{E\}$ ve $\{B\}$, N boyutlu sütün vektör olmak üzere, $[A]$ ve $\{B\}$ bilinen, $\{E\}$ise bilinmeyen değerleri içermekte ve matris sisteminin çözümü ile değeri hesaplanmaktadır. BiCG algoritması için aşağıda sırası ile verilen dört ayrı sütün vektör tanımlanmaktadır.

1- rezidü r
2- bi-rezidü $\overline{r}$
3- yönlü vektör p
4- çift yönlü vektör $\overline{p}$

Bu vektörler için başlangıç tanımlamaları aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} r_0 &= p_0 = B \\ \overline{r}_0 &= \overline{p}_0 = B^* \end{aligned} \tag{C.1}$$

Denklemde "*" kompleks eşlenik (conjugate) tanımlamasıdır. İki kompleks sütün vektörünün iç çarpım ifadesi ise aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$< p_1, p_2 >= (p_1^*)^T p_2 \tag{C.2}$$

Aşağıda tanımlanan işlemler fazla N kez tekrarlanacaktır.
k=0…, N–1 için;
Adım–uzunluğu parametresi aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\alpha_k = \frac{< \overline{r}_k, r_k >}{< \overline{p}_k, A p_k >} \tag{C.3}$$

Çözüm için yeni olası değerler şu şekilde üretilir.

$$E_{k+1} = E_k + \alpha_k p_k \tag{C.4}$$

Yeni rezidü ve bi-rezidü aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\begin{aligned} r_{k+1} &= r_k - \alpha_k A p_k \\ \overline{r}_{k+1} &= \overline{r}_i - \alpha_k^* A \overline{p}_k \end{aligned} \tag{C.5}$$

Aşağıdaki bağıntıyla biconjugate katsayı hesaplanır.

$$\beta_k = -\frac{< A^H \overline{p}_k , r_{k+1} >}{< \overline{p}_k , A p_k >} \tag{C.6}$$

T transpoze olmak üzere hermitasyon A aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$A^H = (A^*)^T \tag{C.7}$$

Yeni yön vektörleri aşağıdaki eşitliklerle hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} p_{k+1} &= r_{k+1} + \beta_k p_k \\ p_{k+1} &= r_{k+1} + \beta_k^* p_k \end{aligned} \tag{C.8}$$

İterasyon işlemi aşağıdaki eşitlik sağlanıncaya kadar devam etmektedir.

$$\frac{\|r_k\|_2}{\|b\|_2} \le e_r \tag{C.9}$$

e_r, algoritmaya ilişkin toleransı ifade eden sayısal bir büyüklük olup, değeri probleme göre değişebilmektedir. Küçük seçilmesi durumunda çözümdeki yakınsama ve hassasiyet artarken işlemsel maliyette artmaktadır. Bu yüzden mikroşerit anten analizleri gibi karmaşık yapılarda işlem süresinin çok uzun olmaması için makul bir tolerans değeri seçilmesi gerekmektedir. FEMAS simülatöründe tolerans değeri 0.01 alındığında genellikle yeterli yakınsama elde edilebilmektedir.

KİŞİSEL YAYINLAR VE ESERLER

[1] Başaran, S. C., Erdemli, Y. E., "Dual-band split ring antenna design for WLAN applications", ***Turk J. Elec. Engin.,*** 16(1), 79-86, (2008).

[2] Başaran, S. C., Erdemli, Y. E., "Dual-band split ring antenna design for WLAN applications", ***5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering,*** 201-203, 5-9 Dec. (2007).

[3] Başaran, S. C., Erdemli, Y. E., Ustuner F., "A dual-band split-ring monopole antenna design for WLAN applications", ***Mediterranean Microwave Symposium***, 14-16 Oct. (2008). (gönderildi)

[4] Başaran, S. C., Üstüner F., Erdemli, Y. E., "WLAN uygulamaları için çift-bant yarık-halka anten tasarımı", ***URSİ-Türkiye Bilimsel Kongresi,*** 20-22 Ekim (2008). (gönderildi)

ÖZGEÇMİŞ

1975 yılında Bayburt'ta doğdu. İlk ve orta öğrenimini Bayburt'ta, lise öğrenimi ise Antalya'da Antalya lisesinde tamamladı. 1992 yılında girdiği Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü 1. sınıfını başarıyla tamamlayarak, 1993 yılında yatay geçiş yaptığı Kocaeli Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Bölümü'nden 1996 yılında mezun oldu. 1997–2000 yılları arasında, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans öğrenimini tamamladı ve 2001 yılında yine aynı anabilim dalında Doktora programına başladı. 1998–2000 yılları arasında Kocaeli Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Elektromanyetik Alanlar ve Mikrodalga Tekniği Anabilim Dalı'nda Araştırma Görevlisi olarak çalıştı. 2000 yılından beri Akdeniz Üniversitesi, Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu, Elektronik ve Haberleşme Programı'nda Öğretim Görevlisi olarak çalışmaktadır.