KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR EĞİTİMİ
ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN MİKROŞERİT SLOT ANTEN YAPILARININ SAYISAL ANALİZİ, TASARIMI VE PROTOTİP GERÇEKLENMESİ

MUSTAFA HİKMET BİLGEHAN UÇAR

KOCAELİ 2013

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRONİK ve BİLGİSAYAR EĞİTİMİ

ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN MİKROŞERİT SLOT ANTEN YAPILARININ SAYISAL ANALİZİ, TASARIMI VE PROTOTİP GERÇEKLENMESİ

MUSTAFA HİKMET BİLGEHAN UÇAR

Prof.Dr. Yunus Emre ERDEMLİ **Danışman, Kocaeli Üniv.**	.....
Prof.Dr. Namık YENER **Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.**	.....
Doç.Dr. Gonca ÇAKIR **Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.**	.....
Doç.Dr. Korkut YEĞİN **Jüri Üyesi, Yeditepe Üniv.**	.....
Yrd.Doç.Dr. Adnan SONDAŞ **Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.**	.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 11.11.2013

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında; kablosuz haberleşmenin son yıllardaki yaygın kullanım alanlarından WLAN/WiMAX ve ultra-geniş bant (UWB) uygulamaları için, geniş-slot anten elemanını temel alan yeni mikroşerit anten tasarımları geliştirilmiştir. Tez çalışmasının ilk aşamasında, WLAN/WiMAX uygulamaları için, geniş-slot elemanını temel alan mikroşerit kuplaj beslemeli, geniş-bantlı, çift-bantlı ve üç-bantlı özgün slot anten tasarımları gerçekleştirilmiştir. Daha sonra UWB uygulamaları için, kuplaj ve eş-düzlem dalga klavuzu (CPW) beslemeli, tek/çift dar-bant işaret bastırma performansı gösterebilen yeni mikroşerit slot anten tasarımları geliştirilmiştir. Bu tasarımlarda ayrıca, zamana ve ortama göre değişkenlik gösterebilen girişimlere karşı bant-durdurma performansının varaktör elemanları kullanılarak ayarlanabileceği gösterilmiştir. Son olarak, duvar arkası görüntüleme uygulamalarında kullanılabilecek UWB anten dizi tasarımlarına yer verilmiştir. Ayrıca bu tez çalışmasında, önerilen slot anten tasarımları için, tasarımcıya yardımcı olacak basit eşdeğer devre modelleri ve bazı tasarım parametreleri ile çalışma frekanslarının ilişkilendirildiği ampirik formüller tanıtılmıştır. Anten tasarımlarının sayısal analizleri, CST Microwave Studio simülatörü ile gerçekleştirilmiştir. İlgili ölçüm ve benzetim sonuçlarının oldukça uyumlu olduğu gözlenmiştir.

Bu tez çalışması, Kocaeli Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Proje Birimi tarafından desteklenen, KOÜ–BAP No: 2012/08 projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir. Bu tez çalışmasının gerçekleşmesinde, sahip olduğu bilgi birikimini benimle paylaşıp, bana yol gösteren ve katkılarıyla tezimin bugünlere gelmesini sağlayan kıymetli danışmanım Prof. Dr. Yunus Emre ERDEMLİ'ye, değerli yorumlarından dolayı Prof. Dr. Namık YENER ve Doç. Dr. Gonca ÇAKIR'a şükran ve saygılarımı sunarım. Ayrıca, değerli katkıları için Yrd. Doç. Dr. Adnan SONDAŞ'a, maddi ve manevi destekleri için çalışma arkadaşlarım ve değerli büyüklerime teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmalarım süresince, her zaman değerli destek ve fedakârlıklarını esirgemeyen, bugünlerimi borçlu olduğum annem Şerife UÇAR ve babam Ramazan UÇAR'a; göstermiş olduğu sabır, anlayış ve her türlü övgüye layık destekleri için sevgili eşim Sevil UÇAR'a, biricik kızım Sevde Bilge UÇAR'a sevgi ve muhabbetlerimi sunarım.

Kasım - 2013 Mustafa Hikmet Bilgehan UÇAR

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR i
İÇİNDEKİLER ii
ŞEKİLLER DİZİNİ iv
TABLOLAR DİZİNİ vii
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR viii
ÖZET xi
ABSTRACT xii
GİRİŞ 1
1. MİKROŞERİT SLOT ANTEN GENEL ÖZELLİKLERİ 9
1.1. Giriş 9
1.2. MSA Genel Işıma Karakteristiği 10
1.3. MSA Besleme Teknikleri 11
1.4. MSA'ların MYA'larla Karşılaştırılması 12
1.5. MSA'larla İlgili Literatürdeki Çalışmalar 13
2. WLAN/WiMAX UYGULAMALARI İÇİN MSA TASARIMI 20
2.1. Giriş 20
2.2. Üç-Bantlı Mikroşerit Kuplaj Beslemeli MSA Tasarımı 20
2.3. Ampirik Tasarım Formülasyonu ve Eş Devre Elektrik Devre Modeli 28
3. ULTRA-GENİŞ BANT UYGULAMALARI İÇİN MSA TASARIMI 33
3.1. Giriş 33
3.2. Kuplaj Beslemeli UWB-MSA Tasarımı 33
3.2.1. Kuplaj beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı 35
3.2.2. Kuplaj beslemeli çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı 41
3.3. CPW Beslemeli UWB-MSA Tasarımı 47
3.4. Frekans Ayarlamalı Dar-Bant İşaret Bastırmalı UWB-MSA Tasarımı 51
3.4.1. CPW-beslemeli frekans ayarlamalı tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı 52
3.4.2. Kuplaj-beslemeli frekans ayarlamalı çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı 53
4. ULTRA-GENİŞ BANT UYGULAMALARI İÇİN DİZİ ANTEN TASARIMLARI 56
4.1. Giriş 56
4.2. 1×1 UWB-MSA Dizi Tasarımı 56
4.3. 1×2 *H*–Düzlemi UWB-MSA Dizi Tasarımı 58
4.4. 2×1 *E*–Düzlemi UWB-MSA Dizi Tasarımı 59
4.5. 2×2 UWB-MSA Dizi Tasarımı 61
4.6. Duvar Arkası Görüntüleme Senaryosu 64
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 68
KAYNAKLAR 74

EKLER 82
KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER 88
ÖZGEÇMİŞ 89

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1. Mikroşerit kuplaj beslemeli slot anten yapısı. 9
Şekil 1.2. MSA yapısı için alan ve akım dağılımları: (a) Kesitteki *E* ve *H*, (b) slot boyunca *H*, (c) metal yüzeyindeki akım dağılımı. 10
Şekil 1.3. MSA besleme teknikleri: (a) Mikroşerit kuplaj, (b) Eş eksen (coaxial), (c) CPW besleme. 12
Şekil 1.4. [82]'deki çalışmanın CST Microwave Studio ile elde edilmiş S_{11} karakteristiği. 17
Şekil 2.1. Önerilen anten konfigürasyonu; (a) önden, (b) yandan, (c) arkadan görünüşleri. 21
Şekil 2.2. Önerilen anten konfigürasyonu için izlenen tasarım adımları. 22
Şekil 2.3. Her bir tasarım adımındaki ilgili anten konfigürasyonuna (#1, #2 ve #3, bkz. Şekil 2.2) ait S_{11} benzetim sonuçları. 23
Şekil 2.4. Her bir tasarım adımındaki ilgili anten konfigürasyonuna (#1, #2 ve #3, bkz. Şekil 2.2) ait VSWR benzetim sonuçları. 23
Şekil 2.5. Gerçeklenen üç-bantlı anten prototipine ait ön ve arka görünüşler. 24
Şekil 2.6. Üç-bantlı anten tasarımına ait S_{11} ölçüm ve CST benzetim sonuçları. 25
Şekil 2.7. Üç-bantlı anten tasarımına ait VSWR ölçüm ve CST benzetim sonuçları. 25
Şekil 2.8. İlgili bastırma frekanslarındaki (3.1/4.5/6.3 GHz) yüzey akım dağılımları. 26
Şekil 2.9. 2.6/3.5/5.5 GHz frekanslarındaki ışıma örüntüsü benzetim (düz çizgi) ve ölçüm (kesikli çizgi) sonuçları. 27
Şekil 2.10. #1, #2 ve #3 tasarımlarına (bkz. Şekil 2.2) ait benzetim ve ölçüm toplam kazanç karakteristikleri. 28
Şekil 2.11. Bastırma merkez frekanslarına göre kritik parametelerin (L_1, g, L_4) değişimini gösteren tasarım eğrileri: CST benzetim sonuçları (Δ) ve ampirik formülasyona (2.1)–(2.3) ait sonuçlar. 29
Şekil 2.12. Kritik parametelerin (L_1, g, L_4) VSWR performansına etkisi. 30
Şekil 2.13. Üç-bantlı anten tasarımı için önerilen eşdeğer devre modeli. 31
Şekil 2.14. Üç-bantlı anten tasarımı için CST benzetim sonuçları ile eşdeğer devre modelinin (EDM) VSWR karakteristiklerinin karşılaştırması 32
Şekil 3.1. Önerilen UWB-MSA konfigürasyonu (a) önden, (b) yandan, (c) arkadan görünüşleri 34
Şekil 3.2. UWB–MSA tasarımına ait VSWR performansı. 34
Şekil 3.3. UWB-MSA tasarımına ait benzetim ışıma örüntüleri. 35
Şekil 3.4. Tek dar-bant bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu 36
Şekil 3.5. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait VSWR benzetim sonuçları. 37
Şekil 3.6. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımına ait VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları. 37

Şekil 3.7. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait 3.5 GHz frekansındaki yüzey akım dağılımı. 38
Şekil 3.8. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımına ait benzetim ışıma örüntüleri. 38
Şekil 3.9. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait broadside ışıma yönündeki kazanç karakteristiği. 39
Şekil 3.10. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu için grup gecikmesinin frekansa göre değişimi. 40
Şekil 3.11. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarım için önerilen eşdeğer devre modeli 40
Şekil 3.12. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı için benzetim (CST) ve eşdeğer devre modeline (EDM) ait VSWR karakteristiklerinin karşılaştırması. 41
Şekil 3.13. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu 42
Şekil 3.14. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB MSA konfigürasyonuna ait VSWR benzetim sonuçları. 43
Şekil 3.15. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigü-rasyonuna ait VSWR benzetim ve ölçüm sonuçları. 43
Şekil 3.16. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu ait 3.7 GHz ve 5.8 GHz frekanslarındaki yüzey akım dağılımları. 44
Şekil 3.17. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait ışıma örüntüleri. 45
Şekil 3.18. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait broadside ışıma yönündeki kazanç karakteristiği. 45
Şekil 3.19. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu için grup gecikmesinin frekansa göre değişimi. 46
Şekil 3.20. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı için geliştirilen eşdeğer devre modeli 47
Şekil 3.21. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı için benzetim (CST) ve eşdeğer devre modeline (EDM) ait VSWR karakteristiklerinin karşılaştırması. 47
Şekil 3.22. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu. 48
Şekil 3.23. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait VSWR benzetim sonuçları. 49
Şekil 3.24. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımına ait VSWR benzetim ve ölçüm sonuçları. 49
Şekil 3.25. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait 3.5 GHz frekansındaki yüzey akım dağılımı. 50
Şekil 3.26. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait benzetim ışıma örüntüleri. 50
Şekil 3.27. Eşdeğer devre modelleri: (a) Yarık-halka elemanı, (b) frekans-ayarlamalı performans için varaktör diyot (C_V) eklenmiş yarık-halka elemanı. 52
Şekil 3.28. CPW-beslemeli UWB-MSA tasarımının frekans ayarlamalı bant bastırma performansı. 53
Şekil 3.29. CPW-beslemeli frekans ayarlamalı tek-bant işaret bastırmalı UWB-MSA için tasarım eğrisi. 53

Şekil 3.30. Alt-bant frekans-ayarlamalı UWB-MSA performansı. 54
Şekil 3.31. Üst-bant frekans-ayarlamalı UWB-MSA performansı. 55
Şekil 3.32. Frekans-ayarlamalı çift-bant işaret bastırmalı UWB-MSA için tasarım eğrileri. 55
Şekil 4.1. 1×1 UWB-MSA tasarımı. 57
Şekil 4.2. 1×1 UWB-MSA tasarımına ait (a) S_{11} ve (b) VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları. 57
Şekil 4.3. 1×1 UWB-MSA'ya ait ışıma örüntüsü benzetim sonuçları. 57
Şekil 4.4. 1×2 UWB-MSA dizi konfigürasyonu 58
Şekil 4.5. 1×2 UWB-MSA dizi tasarımına ait (a) S_{11} ve (b) VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları. 59
Şekil 4.6. 1×2 UWB-MSA tasarımına ait ışıma örüntüsü benzetim sonuçları. 59
Şekil 4.7. 2×1 UWB-MSA dizi konfigürasyonu 60
Şekil 4.8. 2×1 UWB-MSA dizi tasarımına ait (a) S_{11} ve (b) VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları. 60
Şekil 4.9. 2×1 UWB-MSA dizi tasarımına ait ışıma örüntüsü benzetim sonuçları. 61
Şekil 4.10. 2×2 UWB-MSA dizi konfigürasyonu 62
Şekil 4.11. Gerçeklenen 2×2 UWB-MSA dizi tasarımının ön ve arka görünüşleri. 62
Şekil 4.12. 2×2 UWB-MSA dizi tasarımına ait (a) S_{11} ve (b) VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları. 63
Şekil 4.13. 2×2 UWB-MSA dizi tasarımına ait ışıma örüntüsü benzetim sonuçları. 63
Şekil 4.14. UWB-MSA dizi tasarımlarına ait hesaplanan toplam kazanç performansları. 64
Şekil 4.15. DAG–I senaryosu. 65
Şekil 4.16. Anten-duvar arası farklı mesafeler (d) için S_{11} performansı. 66
Şekil 4.17. DAG–I senaryosunun 3 GHz'deki güç kaybı yoğunluğu benzetim sonuçları. 66
Şekil 4.18. DAG–II senaryosunun 3 GHz'deki güç kaybı yoğunluğu benzetim sonuçları. 67

TABLOLAR DİZİNİ

Tablo 1.1. Mikroşerit yama ve slot antenlerin karşılaştırması 13
Tablo 2.1. Önerilen anten tasarımları için çalışma bantları 23
Tablo 5.1. Tezde önerilen anten tasarımları ve özellikleri 71

SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

c	: Işık hızı (3×10^8 m/s)
C	: Kapasitans (Farad)
d	: Anten-duvar arası mesafe
D	: Alıcı antene ait en büyük anten boyutu
D_o	: Yönlendirme kazancı
e_{cd}	: Anten verimliliği
e_m	: Empedans uyumsuzluk kaybı
E	: Elektrik alan vektörü (Volt/metre)
f_0	: Çalışma frekansı (GHz)
$f_{L,M,N}$	: Bastırma frekansları (GHz)
$f_{notch1,2}$	: Halka boyutlarına göre bastırma frekansları (GHz)
G	: Toplam anten kazancı (dBi)
g	: Boşluk mesafesi
h	: Taban malzemenin kalınlığı
H	: Manyetik alan vektör (Amper/metre)
I	: Akım dağılımı (Amper/metre)
$k\,\Omega$	: Kilo Ohm
L	: Endüktans (Henry)
$L_{1,\ldots,n}$	: Anten geometrileri için uzunluklar
mW	: Miliwatt
nH	: Nanohenry
pF	: Pikofarad
nF	: Nanofarad
S_{11}	: Giriş yansıma katsayısı
t	: Metal kalınlığı
tanδ	: Dielektirik kaybı (tanjant kaybı)
v	: Faz hızı
V	: Birim hacim (m^3)
w	: Metalik şerit hattın genişliği
W	: Güç (Watt)
$W_{1,\ldots,n}$	: Anten geometrileri için genişlikler
Z_{in}	: Giriş empedansı (Ohm)
Z_0	: Karakteristik empedansı (Ohm)
Ω	: Ohm
σ	: İletkenlik (Siemens/metre)
ε_{eff}	: Efektif bağıl dielektrik sabiti (Farad/metre)
ε_r	: Anten taban malzemesinin bağıl dielektrik sabiti (Farad/metre)
ε_s	: Derinin bağıl dielektrik sabiti (Farad/metre)
ε_w	: Beton duvarın bağıl dielektrik sabiti (Farad/metre)
λ_0	: Boşluktaki (serbest uzaydaki) dalga boyu
λ_g	: Dielektrik ortamdaki dalga boyu
λ	: Dalga boyu
ρ	: Malzeme yoğunluğu (kg/m^3)

Kısaltmalar

3G	: 3rd Generation (3. Nesil)
AR	: Axial Ratio (Eksenel Oran)
AR-GE	: Araştırma ve Geliştirme
BAP	: Bilimsel Araştırma Proje Birimi
bkz.	: Bakınız
CPW	: Coplanar Waveguide (Eş Düzlem Dalga Klavuzu)
dB	: Desibel
dBi	: dB (izotropik antene göre)
DAG	: Duvar Arkası Görüntüleme
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
DCS	: Digital Cellular Service (Sayısal Hücresel Servis)
DGS	: Defected Ground Structure (Defolu Toprak Yapısı)
diğ.	: Diğerleri
EM	: Elektromanyetik (Electromagnetic)
EMC	: Electromagnetic Compatibility (Elektromanyetik Uyumluluk)
EDM	: Eşdeğer Devre Modeli
FCC	: Federal Communications Commission (Federal İletişim Komisyonu)
GHz	: Gigahertz
GPS	: Global Positioning System (Küresel Konumlandırma Sistemi)
GSM	: Global System for Mobile Communications (Küresel Konumlandırma Sistemi)
HF	: High Frequency (Yüksek Frekans: 3–30 MHz)
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers (Elektrik ve Elektronik Mühendisleri Enstitüsü)
ISM	: Industrial, Scientific and Medical (Endüstriyel, Bilimsel ve Tıbbi)
ITU	: Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (International Telecommunication Union)
KOÜ	: Kocaeli Üniversitesi
LabVIEW	: Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench (Sanal Enstrüman Mühendislik Çalışma Tezgahı)
LAN	: Local Area Network (Yerel Alan Ağı)
LF	: Low Frequency (Alçak Frekans: 30–300 kHz)
MSA	: Mikroşerit Slot Anten
MYA	: Mikroşerit Yama Anten
PAN	: Personal Area Network (Kişisel Alan Ağı)
PCS	: Personal Communication Service (Kişisel İletişim Servisi)
PLS	: Power Loss Density (Güç Kayıp Yoğunluğu)
RF	: Radio Frequency (Radyo Frekansı)
RFID	: Radio-Frequency Identification (Radyo Frekans Tanımlama)
SHF	: Super High Frequency (Süper Yüksek Frekans: 3–30 GHz)
TAA	: Test Altındaki Anten
TEM	: Transverse Electromagnetic (Enine Elektromanyetik)
TÜBİTAK	: Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu
UHF	: Ultra High Frequency (Ultra Yüksek Frekans: 0.3–3 GHz)
UWB	: Ultra-Wide Band (Ultra-Geniş Bant)
VI	: Virtual Instrument (Sanal Cihaz)
vb.	: Ve Benzeri

VSWR	: Voltage Standing Wave Ratio (Gerilim Duran Dalga Oranı)
WiFi	: Wireless Fidelity (Kablosuz Bağlantı)
WiMAX	: Worldwide Inter-operability for Microwave Access (Mikrodalga Erişim için Dünya Çapında Birlikte Çalışabilirlik)
WLAN	: Wireless Local Area Network (Kablosuz Yerel Alan Ağı)
WPAN	: Wireless Personal Area Network (Kablosuz Kişisel Alan Ağı)

KABLOSUZ HABERLEŞME SİSTEMLERİ İÇİN MİKROŞERİT SLOT ANTEN YAPILARININ SAYISAL ANALİZİ, TASARIMI VE PROTOTİP GERÇEKLENMESİ

ÖZET

Hızlı bir gelişim içerisindeki günümüz modern kablosuz haberleşme sistemlerinde, bilginin, veri, ses ve video hizmetleri olarak geniş bant ve yüksek haberleşme hızında, yerel veya geniş alanda güvenli bir şekilde kullanıcıya ulaştırılması hedeflenmektedir. Bu amaçla hizmet veren, WLAN, WiMAX ve UWB kablosuz iletişim sistemlerinde çoklu-bant ve geniş-bantlı kompakt antenlere olan talep ve önem her geçen gün artmaktadır. Küçük hacimli, üretimlerinin kolay ve maliyetlerinin düşük olması sebebiyle mikroşerit antenler ilgili kablosuz haberleşme sistemlerinde tercih edilmektedirler.

Bu tez çalışmasında, geniş-slot anten elemanını temel alan, özgün mikroşerit anten yapılarının sayısal tasarımı ve prototip gerçeklenmesi hedeflenmiştir. Bu çalışmada, tasarımda ve gerçeklemede sağladığı esneklik sebebiyle geniş-slot elemanı tercih edilmiştir. WiMAX/WLAN uygulamaları için, makul boyutlarda olmakla birlikte oldukça iyi kazanç performansı sergileyen, yeni bir çoklu-bant geniş-slot anten yapısı tasarlanmıştır. Ek olarak, alternatif bir tasarım perspektifi sunmak amacıyla, önerilen çoklu-bant tasarıma ait bir eşdeğer devre modeli ve yanı sıra bazı tasarım parametrelerinin bastırma frekanslarıyla ilişkilendirildiği ampirik bir formülasyon geliştirilmiştir. Çift durdurma-bandına sahip bir başka geniş-slot anten yapısı da parazitik girişimden arındırılmış UWB uygulamaları için tasarlanmıştır. Ayrıca, varaktör diyotlar aracılığıyla ilgili durdurma frekanslarının ayarlanabileceği sayısal analiz sonuçlarıyla gösterilmiştir. Son olarak, bir UWB dizi anten tasarımının performansı, sayısal benzetimi gerçekleştirilmiş bir duvar arkası görüntüleme senaryosunda incelemiştir. İlgili analiz sonuçlarına göre, önerilen UWB dizi antenin böyle bir uygulamada kullanılabileceği değerlendirilmiştir.

Anten tasarımlarının sayısal analizleri, CST Microwave Studio benzetim yazılımı ile gerçekleştirilmiş ve anten prototipleri standart baskı-devre teknolojisiyle imal edilmiştir. İlgili ölçüm ve benzetim sonuçlarının oldukça uyumlu olduğu gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Ampirik Formülasyon, Çoklu-Bant, Duvar Arkası Görüntüleme, Eşdeğer Devre Modeli, Geniş Slot, Kablosuz Haberleşme Sistemleri, Mikroşerit Slot Anten, UWB, WiMAX, WLAN.

NUMERICAL ANALYSIS, DESIGN AND PROTOTYPE REALIZATION OF MICROSTRIP SLOT ANTENNA STRUCTURES FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

ABSTRACT

In today's rapidly evolving modern wireless communication systems, it is aimed to convey information (such as data, voice, and video) to the user securely with a high mobility and high data rate at either local or wide scale. Importance and demand of multi-band and wide-band compact antennas in the wireless communication services, namely, WiMAX, WLAN, and UWB has been increased in recent years. Microstrip antennas have been preferred in such communication services owing to their low-profile, low-cost, and ease-of-fabrication features.

The goal of this thesis is the design and prototype fabrication of novel microstrip antenna structures based on wide-slot antenna elements. The wide-slot element is preferred in this study due to its flexibility in designing and implementation. A new multi-band wide-slot antenna structure with moderate size yet quite well gain performance has been designed to be used for WiMAX/WLAN operations. In addition, an equivalent circuit modeling for the proposed design along with empirical formulae relating some design parameters and notch frequencies are introduced to offer an alternative design perspective. Another wide-slot antenna structure with dual notch-band function has been designed to be utilized for interference-free UWB applications. Also, it has numerically been shown that those notch-bands can be frequency-tuned by means of varactor diodes. Finally, an UWB antenna array design has been considered in a simulated through-wall-imaging scenario. It has numerically been demonstrated that the proposed UWB antenna may be a good candidate for such an application.

The numerical analysis and design of the proposed antenna designs were carried out using CST Microwave Studio, and the antenna prototypes were fabricated using the standard printed-circuit technology. It is observed that the simulations and the corresponding antenna measurements are in quite good agreement.

Keywords: Empirical Formulation, Multi-Band, Through-Wall-Imaging, Equivalent Circuit Modeling, Wide Slot, Wireless Communication Systems, Microstrip Slot Antenna, UWB, WiMAX, WLAN.

GİRİŞ

Mikroşerit antenler, düşük profilli yapılarıyla akademi ve endüstri çevresinden oldukça fazla rağbet gören yaygın bir anten çeşididir. Günümüze değin her yönüyle incelenmiş olan mikroşerit antenler, giderek artan akademik ve AR-GE çalışmaları ile popülerliğini hala sürdürmektedir. Bu kapsamda, son yıllardaki çalışmalardaki arayış, yeni nesil kablosuz haberleşme sistemleri için çok fonksiyonlu, düşük kayıplı, düşük maliyetli, düşük profilli ve daha yenilikçi tasarımların geliştirilmesi doğrultusundadır [1−4].

Mikroşerit anten kavramı, ilk olarak Greig ve Englemann [5] ve Deschamp [6] tarafından ortaya atılmıştır. 1950'li yıllarda yapılan bu ilk çalışmalara müteakip, yaklaşık yirmi yıl boyunca bir kaç araştırmanın dışında mikroşerit antenlerle ilgili herhangi bir çalışmaya rastlanmamaktadır [4]. 1970'li yılların başında yeni nesil füzelerde düşük profilli antenlere olan ihtiyacın ortaya çıkmasıyla ilk mikroşerit antenler Denlinger [7], Munson [8] ve Howell [9] tarafından gerçeklenebilmiş, bu tarihten itibaren mikroşerit anten yapılarıyla ilgili çalışmalar büyük bir ivme kazanmıştır.

Mikroşerit Slot Anten (MSA) kavramı ise ilk olarak 1972 yılında Yoshimura [10] tarafından ortaya konmuştur. Yoshimura'nın yapmış olduğu MSA'larla ilgili bu ilk çalışmada, X−bandında (8−12 GHz) çalışan bir slot anten, deneysel olarak ele alınmıştır. Ayrıca bu çalışmada, farklı slot anten geometrileri için giriş empedansı ve ışıma örüntüsü ölçümlerine yer verilmiştir. Çalışmanın devamında ise, X−bandında çalışan slot anten dizisi tasarlanmış ve fabrikasyonu gerçekleştirilmiştir.

Pozar ve diğ. ise karşılıklılık metodunu (reciprocity method) kullanarak, mikroşerit beslemeli ve açıklık kuplajlı (aperture coupled) slot antenleri, teorik ve nümerik olarak incelemişlerdir [11]. Teknolojik ilerlemelere paralel olarak, kablosuz haberleşme sistemlerinin hızlı gelişimi ve bu sistemlerle ilgili bir takım standartların belirlenmesi, bu sistemlerin gereksinimlerini sağlayacak yeni mikroşerit antenlerin

tasarımlarına yol açmıştır. Bu doğrultudaki çalışmalar, günümüz haberleşme sistemlerinin ihtiyaçlarını karşılayabilecek, yeni kompakt mikroşerit anten tasarımların geliştirilmesine yönelmiştir.

Günümüz kablosuz haberleşme sistemleri, aynı anda birden fazla özelliğin çalıştığı çok fonksiyonlu sistemler olarak dikkat çekmektedir. Bu kapsamda, bu sistemlerde kullanılacak antenlerin ya çok bantlı karakteristiğe sahip olması ya da ilgili çalışma frekanslarını kapsayan çok geniş bantlı bir profil sergilemesi gerekliliği açıkça görülmektedir. Boyut, ağırlık, üretim masrafları, kolay kurulum ve fabrikasyon gibi özelliklerin olmazsa olmaz olduğu uygulamalar, küçük hacimli yüzey uyumlu mikroşerit antenler, özellikle MSA'lar, sahip oldukları avantajları ile günümüz haberleşme sistemleri için mikroşerit yama antenlere (MYA) önemli bir alternatif olarak ön plana çıkmaktadırlar.

Tez çalışmamızda, kablosuz haberleşmenin son yıllardaki gözde kullanım alanlarından WLAN/WiMAX ve ultra-geniş bant (UWB) uygulamaları için, geniş-slot anten elemanını temel alan yeni geniş-bantlı, çift-bantlı ve üç-bantlı mikroşerit anten tasarımları geliştirilmiştir. Ek olarak, tasarımcıya bir yol haritası ve farklı bir bakış açısı sunması beklenen, önerilen anten tasarımlarına ait elektriksel devre modelleri önerilmiştir. Ayrıca, üç-bantlı WLAN/WiMAX tasarımı için, geometrik parametrelerin durdurma bantlarıyla ilişkilendirildiği ampirik formülasyonlar geliştirilmiştir. Bu tez çalışmasında önerilen anten yapılarında, tasarım aşamasında sağladığı esneklik ve uygulamadaki avantajları sebebiyle geniş-slot anten elemanı tercih edilmiştir.

Günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde bilginin, veri, ses ve video hizmetleri olarak geniş bant ve yüksek haberleşme hızında, yerel veya geniş alanda güvenli bir şekilde kullanıcıya ulaştırılması hedeflenmektedir. Bina, okul, hastane, AVM gibi sınırlı bir alandaki çok sayıda bilgisayar, akıllı telefon ve diğer taşınabilir cihazın kablosuz erişim noktaları aracılığıyla yerel alan ağına bağlanarak bilgiye güvenli bir şekilde ulaşması, WiFi olarak da bilinen IEEE 802.11 standardındaki 2.4 GHz ve 5.8 GHz frekans bantlarını kullanan WLAN (wireless local area network) haberleşme teknolojisi ile sağlanabilmektedir. Diğer taraftan şehir ölçeğindeki geniş alanlarda ise benzer kalitedeki hizmetler IEEE 802.16 standardındaki WiMAX (worldwide

interoperability for microwave access) kablosuz erişim teknolojisi ile sağlanmaktadır. İlk olarak 2001 yılında standartları belirlenen WiMAX kablosuz erişim teknolojisi, 50 kilometre çapındaki bir alanda saniyede 70 megabayt hızında kablosuz internet erişimi sunabilmektedir. Hareket halindeyken istenen her yerde hızlı internet erişimi sağlayan WiMAX teknolojisi, 2.5, 3.5 ve 5.8 GHz frekans bantlarında güvenli (şifreli) geniş bant kablosuz erişimi sağlamaktadır.

Türkiye'de WiFi teknolojisi özellikle internet erişimi amacıyla kullanılırken, 2007 Eylül ayında Uluslararası Telekomünikasyon Birliği (ITU) tarafından bir 3G standardı olarak kabul edilen ve dünyada yüz elliden fazla ülkede kullanılan WiMAX teknolojisi henüz ülkemizde yaygınlaşmamıştır.

Son yıllarda WLAN/WiMAX gereksinimlerini karşılamak üzere yapılan umut verici çalışmalar, geniş bant [12, 14], çift-bant [15–19], üçlü-bant [20–26], çoklu-bant [27], ve anahtarlanabilir çoklu-bant [28] mikroşerit anten tasarımlarının geliştirilmesine yol açmıştır. Geliştirilen bu tasarımlar, modifiye monopol [13, 15, 19, 20, 21, 25], slot [23, 27, 28], geniş-slot [12, 14, 17, 18], dairesel slot [26], dipol [16, 24, 27] ve DGS (defolu toprak yapısı) yama [22] elemanlarının kullanıldığı farklı geometrilerdeki mikroşerit anten yapılarından oluşmaktadır.

Genelde, standart monopol, dipol ya da slot anten elemanları dar bantlı profil sergilemektedirler. Bu nedenle, çoklu veya geniş bant peformans elde etmek için besleme yapısının veya anten elemanının ya da her ikisinin de uygun hale getirilmesi gerekmektedir [1–4]. Ayrıca frekans bandını paylaştığı diğer iletişim sistemlerinden gelebilecek olası girişimleri önlemek için geniş bant performanstan ziyade çok bantlı anten performansı tercih edilmektedir [22–24]. Özel olarak, geniş-bant tasarıma parazitik elemanların veya yüklemelerin (örneğin, şeritler, slotlar, halkalar, vb.) dahil edilmesiyle, kullanılmayan bantlar bastırılarak, çok-bantlı WLAN/WiMAX anten performansı elde edilebilir [25]. Bu tez çalışmasında, geniş bantlı anten tasarımına parazitik elemanlar ekleyerek bastırma bantlarının oluşturulduğu tasarım yaklaşımı kullanılmakta, böylece bozucu girişimlerin olası etkilerinden uzak, WLAN/WiMAX standartlarında, çift-bant [12] ve üçlü-bant anten performansı elde edilmektedir.

Wang ve diğ. tarafından önerilen, 20×27×1 mm^3'lük oldukça küçük boyutlu DGS anten, ilgili frekans bandı boyunca 1.8–2.78 dBi düşük kazanç seviyeleri sağlamaktadır [22]. Zhang ve diğ. tarafından geliştirilen 36×30×1.6 mm^3 boyutlu mikroşerit beslemeli basamaklı dikdörtgensel slot anten ise 3.27–5.0 dBi değerlerinde kazanç seviyelerine sahiptir [23]. Yuan ve diğ. ise, WLAN/WiMAX uygulamaları için, daha büyük boyutlu (50×50×1 mm^3) ve 4–6 dBi seviyelerinde nispeten yüksek kazanç sunan, çift taraflı bir mikroşerit dipol anten önermişlerdir [24]. Liu ve diğ. tarafından geliştirilen 40×40×0.8 mm^3 boyutlarındaki CPW beslemeli beşgen monopol anten yapısı, eklenen parazitik slot elemanları ile 1.77–4.13 dBi kazanca sahip olup, üç-bantlı WLAN/WiMAX anten performansı sergilemektedir [25]. [22–25]'de sunulan üç-bantlı WLAN/WiMAX tasarımları göz önüne alındığında, anten boyutu ve kazanç performansı arasında beklenen bir ödünleşim (trade-off) görülmektedir. Özellikle, [24]'teki anten tasarımı, [22]'deki tasarım ile kıyaslandığında, ilk tasarım sonraki tasarım boyutunun hemen hemen iki katı olup yaklaşık 3 dB kazanç artışı sağlamaktadır.

Bu tez çalışmasında, çok-bantlı WLAN/WiMAX uygulamaları için tasarlanmış, 38×39×0.79 mm^3 makul boyutlarında ve [22–25]'te bildirilen çalışmalarla kıyaslandığında, çalışma bandı boyunca daha iyi kazanç performansına (5.6–8 dBi) sahip MSA yapıları önerilmektedir. Ayrıca, önerilen WLAN/WiMAX anteni için, tasarımcıya yardımcı olacak basit eşdeğer devre modeli ve bazı tasarım parametreleri ile bastırma frekanslarının ilişkilendirildiği ampirik formüller tanıtılmaktadır. Sistematik bir tasarım yaklaşımı sunan eşdeğer devre modelleme ile ilgili çalışmalar, basit anten yapıları için literatürde mevcuttur [29, 30]. Bununla birlikte, oldukça karmaşık konfigürasyonlar için bu tür analizleri gerçekleştirmek zor olabilir (örneğin, bizim çalışmamız). Bu tez çalışmasının bir diğer katkısı, daha önce önerilen basit modellerin [31, 32] entegrasyonuna dayalı başlangıç sayılabilecek eşdeğer devre modellerinin geliştirilmesidir. Ek olarak, önerilen üç-bantlı antene ait bazı tasarım parametreleri ve bastırma frekanslarının ilişkilendirildiği ampirik formüller elde edilmiştir. Benzer bir sentez daha önce UWB bir anten yapısı için bildirilmiştir [33].

Tez çalışmasının ikinci aşamasında ise, UWB uygulamaları için, kuplaj ve CPW beslemeli, tek/çift dar-bant işaret bastırma performansı gösteren geniş-slot elemanını temel alan mikroşerit slot anten (MSA) tasarımları geliştirilmiştir. Bastırma performansı, geliştirilen UWB antene eklenen parazitik yarık-halka yüklemeler ile gerçekleştirilmiştir.

Yüksek veri aktarım hızı (110 Mbit/s), düşük güç tüketimi (0.5 mW), düşük maliyet, düşük girişim gibi dikkat çekici avantajlara sahip UWB sistemler, akademi ve endüstri çevresindeki araştırmaların ilgi odağı olmuştur. UWB iletişim, ev ölçeğindeki kısa mesafelerde sağladığı yüksek veri hızıyla, kişisel veya yerel alan ağlarında (WPAN ve WLAN) kullanılan kablosuz hizmetlerin (Bluetooth, Wi-Fi gibi) açıklarını kapatabilecek bir kablosuz haberleşme teknolojisidir. UWB sistemler, Amerika Birleşik Devletleri Ulusal Haberleşme Komisyonu'nun (FCC) 3.1−10.6 GHz'lik bant genişliğini UWB uygulamalar için tahsis etmesiyle [34] daha büyük bir ilgi odağı olmuştur. Bu sistemlerin en büyük avantajı, düşük güç spektral yoğunlukları nedeniyle diğer haberleşme sistemleri için zaten ayrılmış olan frekans spektrumlarını, diğer sistemlerle minimum düzeyde bir girişim ile veya hiç girişim olmadan kullanabilmekte ve diğer radyo frekans cihazları tarafından beyaz gürültü şeklinde algılanmasıdır.

Mikroşerit antenler, düşük profilli, düşük maliyetli, düşük kayıp ve üretim kolaylığı nedeniyle UWB sistemlerde tercih edilmektedirler [35–46]. Literatürde yer alan mikroşerit anten tasarımları, dikdörtgensel geniş-slot [35–38], modifiye monopol [39–43], eliptik slot [44], yama [45] ve slot [46] elemanlarının kullanıldığı farklı geometrilerdeki yapılarından oluşmaktadır.

Ayrıca UWB uygulamalarında, özellikle WiMAX veya WLAN kullanıcılarından gelebilecek girişimleri önlemek amacıyla, anten performansında bant bastırma karakteristikleri arzu edilmektedir [37–45]. Literatürde bastırma bant performansı; ışıma elemanında [37, 41, 44, 45], besleme ya da toprak düzleminde [38, 42, 43] ya da ışıma elemanın arka tarafında [39, 40] kullanılan farklı şekillerdeki açıklık, yama ya da şerit yüklemelerle gerçekleştirilmektedir. Mandal ve Das tarafından önerilen UWB monopol tasarımında, ışıma elemanına eklenen "U" şeklindeki açıklık elemanıyla, WiMAX, WLAN ve X bantlarında üçlü-bant bastırma karakteristikleri

elde edilmiştir [42]. Liu ve diğ. önerdikleri eliptik monopol anten tasarımında, toprak ve besleme yapılarına eklenen kıvrımlı şerit hatlarla, 5.5 GHz WLAN bandında bant bastırma performansı sağlamışlardır [43]. Fallahi ve diğ., eliptik slot anten açıklığına yerleştirilen parazitik ters "U" şerit yapısıyla, 5.5 GHz WLAN uygulamaları için benzer bir bant bastırma performansı elde etmişlerdir [44]. Chu ve Yang önerdikleri CPW beslemeli UWB tasarımında, anten yapısına eklenen iki adet "C" şeklindeki slot elemanı ile WLAN ve WiMAX bantları için çift-bant bastırma performansı sağlamışlardır [45]. Bu tez çalışmasında; geliştirilen makul boyutlu geniş-slot elemanını temel alan UWB anten tasarımlarına eklenen parazitik yarık-halka yüklemeler ile ilgili WLAN/WiMAX bantlarında tek-bant [47] ya da çift-bant bastırma performansları gerçekleştirilmiştir.

Öte yandan bastırma bantlarının anahtarlanabilir ya da frekans ayarlanabilir olması bazı durumlarda tercih edilebilir. Örneğin; geliştirilen bir UWB sistemin üst WLAN bandında (5.75–5.825 GHz) haberleşmesi gerekiyorken, haberleşmenin olmadığı alt WLAN bandından (5.15–5.35 GHz) istenmeyen girişimlere maruz kalabilir. Böyle bir sistemde kullanılacak antenin alt WLAN bandını bastırması, üst WLAN bandında ise çalışması gerekebilir. Ayrıca, istenmeyen bu girişimler, haberleşmenin gerçekleştirildiği yere göre de değişebilir. Örneğin; WLAN, Amerika'da IEEE 802.11a standardına göre 5.15–5.35 GHz ve 5.752–5.825 GHz bantlarını kullanıyorken, Avrupa'da ise HIPERLAN/2 standardına göre 5.15–5.35 ve 5.47–5.725 GHz bantlarında hizmet sunmaktadır. Sonuç olarak, UWB sistemlerde kullanılabilecek antenlerin dar-bant işaret bastırma özelliğinin, zamana ve ortama göre değişkenlik gösterebilen girişimlere karşı ayarlanabilir/anahtarlanabilir olması arzu edilmektedir [48–52]. Xia ve diğ. ışıma elemanı ve toprak düzlemine yerleştirilen ince slot (açıklık) elemanları ile WLAN ve WiMAX bantları için durdurma performansı sağlamışlar ve her bir slota eklenen kapasitör veya bobin elemanları ile ilgili bastırma bantlarını ayrı ayrı kontrol edebilmişlerdir [48]. Antonino- Daviu ve diğ. ise, WLAN üst bandında ayarlamalı bant-bastırma performansını, ışıma elemanına yerleştirilen varaktör elemanlı rezonant slot yapısı ile sağlamışlardır [49]. Ayrıca, yarık-halka yüklemelerin yarığına yerleştirilebilecek varaktör ile bastırma bantlarının dinamik bir şekilde kontrol edilebileceği, yapılan analiz çalışmalarında gösterilmiştir. Hu ve diğ., 4.8–7.4 GHz aralığında

ayarlanabilen bant-bastırma performansını, piramit monopolün her bir yüzünde bulunan slot yapısındaki varaktör elemanı ile elde etmişlerdir [50]. Dikmen ve diğ. ise, toprak düzlemine paralel yerleştirilen metal şerit ile toprak arasına yerleştirilen pin diyot elemanı ile dinamik anahtarlanabilir bant durdurma performansı sağlamışlardır [51]. Bu tez çalışmasında, yarık-halka elemanın yarığına yerleştirilen varaktör (varikap diyot: gerilimle kapasitansı değiştirilebilen yarı-iletken) elemanı ile bant-durdurma performansının dinamik olarak ayarlanabileceği gösterilmektedir. Li ve diğ., benzer bir yaklaşım ile ayarlanabilir bant-bastırma karakteristiği elde etmişlerdir [52].

Bu tez çalışmasında ayrıca, geniş-slot anten elemanını temel alan ve literatürde çeşitli uygulama alanları bulunan [53–56] UWB dizi anten tasarımları gerçekleştirilmiştir [57]. Önerilen 1×2 UWB dizi tasarımının performansı, özel bir duvar arkası görüntüleme senaryosu kapsamında sayısal olarak incelenmiştir.

Bu tez çalışmasında önerilen anten yapılarının sayısal analiz ve tasarımları, zaman uzayında sonlu integral metodunu temel alan CST Microwave Studio benzetim programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen antenlerin prototip üretimleri, Bölüm laboratuarımızda, baskı-devre ve etching (aşındırma) teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Anten ölçümleri (giriş yansıma katsayısı ve ışıma örüntüsü) ise, laboratuar bünyesindeki, ZVB8 Vector-Network Analizörü ve bu tez çalışması kapsamında geliştirilmiş anten ışıma örüntüsü ölçüm düzeneği (bkz. EK–A) ile gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışması beş ana bölümden oluşmaktadır. Giriş bölümünde, MSA'larla ilgili literatürde yer alan çalışmalar özetlenerek teze giriş yapılmış, tez çalışmasının amacından ve özgün katkılarından bahsedilmiştir. Tezin diğer bölümleri ise aşağıdaki gibi organize edilmiştir:

Bölüm 1'de; MSA'ların genel ışıma karakteristiklerine ve MSA besleme tekniklerine yer verilmiş, MYA'larla karşılaştırılarak avantaj ve dezavantajları incelenmiştir. Ayrıca MSA'ların kullanıldığı, kablosuz haberleşme sistemlerine de bu bölümde yer verilmektedir.

Bölüm 2'de; WLAN/WiMAX uygulamaları için, geniş-slot elemanını temel alan mikroşerit kuplaj beslemeli, geniş-bantlı, çift-bantlı ve üç-bantlı özgün anten tasarımları tanıtılmakta ve ilgili tasarımların analiz ve ölçüm sonuçlarına yer verilmektedir. Ayrıca, önerilen üçlü-bant MSA yapısına ait eşdeğer devre modeli ve yanı sıra bastırma frekanslarının anten parametreleri ile ilişkilendirildiği ampirik formüller tanıtılmaktadır.

Bölüm 3'te; UWB standartlarıyla uyumlu, parazitik yarık-halka ve geniş-slot anten elemanlarını temel alan, tek/çift bant işaret bastırmalı MSA tasarımları sunulmaktadır. Bant durdurma amaçlı kullanılan yarık-halka elemanların açıklığına yerleştirilen uygun kapasitans ile bastırma frekans bantlarının değiştirilebileceği gösterilmiştir. Önerilen tasarımlara ait CST analiz sonuçları ölçüm sonuçları ile desteklenmektedir. Ayrıca, önerilen UWB anten tasarımlara ait eşdeğer devre modellerine de yer verilmektedir.

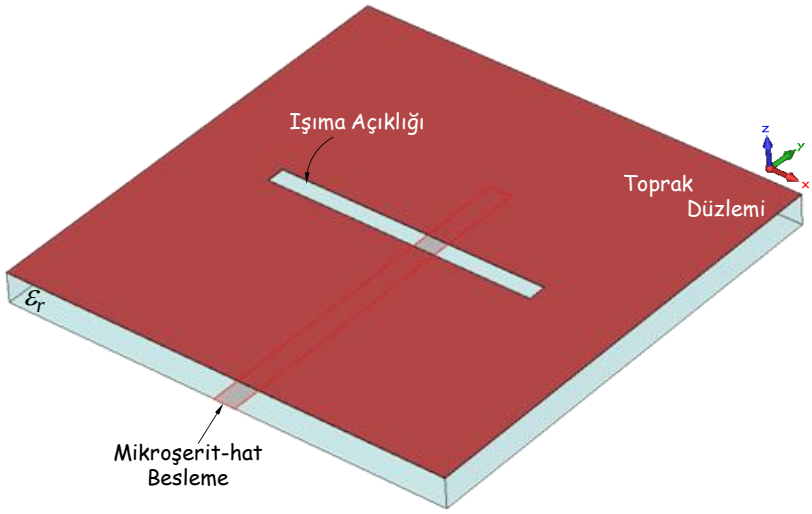
Bölüm 4'te; bir önceki bölümde tanıtımı yapılan UWB anten yapısı temel alınarak tasarlanan 1×2 *E*–düzlemi, 2×1 *H*–düzlemi ve 2×2 dizi anten yapıları tanıtılmakta, ilgili analiz ve ölçüm sonuçlarına yer verilmektedir. Ayrıca, geliştirilen 1×2 UWB dizi tasarımı için duvar ve deriden oluşan basit bir UWB duvar arkası görüntüleme senaryosu sayısal olarak incelenmiştir.

Bölüm 5'te ise, elde edilen sonuçlar özetlenerek, gelecekte yapılabilecek çalışmalarla ilgili görüş ve önerilere yer verilmektedir.

1. MİKROŞERİT SLOT ANTEN GENEL ÖZELLİKLERİ

1.1. Giriş

Literatürde kapsamlı bir şekilde incelenen mikroşerit slot (açıklık) anten (MSA) yapıları, toprak düzlemine yerleştirilen, farklı geometrilerdeki ışıma açıklığının uygun besleme konfigürasyonuyla uyarıldığı yüzey uyumlu anten yapılarıdır [1–4]. Şekil 1.1'de mikroşerit kuplaj beslemeli slot anten yapısına ait genel görünüm yer almaktadır. Görüldüğü üzere MSA, dielektrik tabakanın (ε_r) bir yüzeyinde bulunan toprak düzlemindeki ışıma açıklığı ve diğer yüzeydeki mikroşerit besleme hattından meydana gelmektedir.



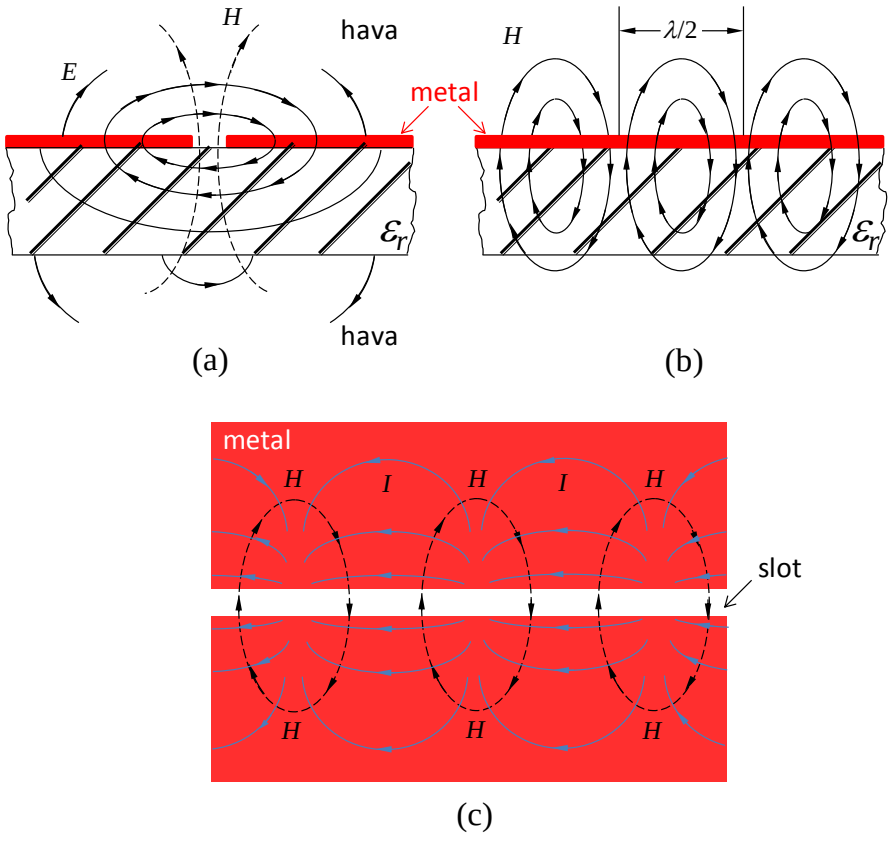
Şekil 1.1. Mikroşerit kuplaj beslemeli slot anten yapısı.

Toprak düzleminde yer alan dipol, kare, halka gibi farklı geometrilerdeki açıklık elemanlarının, uygun besleme uyarımıyla, baskı devre (printed circuit) teknolojisi kullanılarak gerçeklenen MSA'lar; günümüz çok fonksiyonlu haberleşme sistemlerinin gereksinimlerini karşılayabilecek, geniş-bantlı, çift-bantlı ve çok-bantlı anten performansı sergilemektedirler. Ayrıca MSA'lar, sahip oldukları tek yönlü (uni-directional), çift yönlü (bi-directional) ve uçtan (end-fire) ışıma karakteristikleri ile farklı uygulamaların ihtiyaçlarını karşılayabilecek, mikroşerit yama antenlere (MYA) alternatif yapılar olarak ön plana çıkmaktadırlar. Bu bölümde; MSA'ların

genel ışıma karakteristiği ve besleme teknikleri sunulmakta olup, MSA'ların MYA'larla karşılaştırılmasına ve literatürdeki MSA çalışmalarına yer verilmektedir.

1.2. MSA Genel Işıma Karakteristiği

Mikroşerit slot anten yapıları için, elektrik alan (E) ve manyetik alan (H) vektörleri ile akım (I) dağılımlarının gösterildiği, genel ışıma karakteristiği Şekil 1.2'de yer almaktadır [59]. Şekil 1.2(a)'da görüldüğü üzere; E, dielektrik malzeme (ε_r) üzerinde slotun oluşumunu sağlayan karşılıklı metal plakalar doğrultusunda, H ise, slota dik doğrultuda oluşmaktadır. Şekil 1.2(b)'de ise, H'nin, $\lambda/2$ aralıklarla kavisler çizerek slota geri döndüğü görülmektedir. Alan bileşenleri, dielektrik malzeme ve metal yüzeyin her iki tarafında yer alırken, elektromanyetik enerji, dielektrik malzeme içinde ve hava ortamında yayılmaktadır. Şekil 1.2(c)'de ise, iletken yüzey üzerindeki akım dağılımları gözlemlenmektedir. Yüzey akım yoğunluğu slotun kenarlarına doğru artarken, slottan uzaklaştıkça azalmaktadır [59].

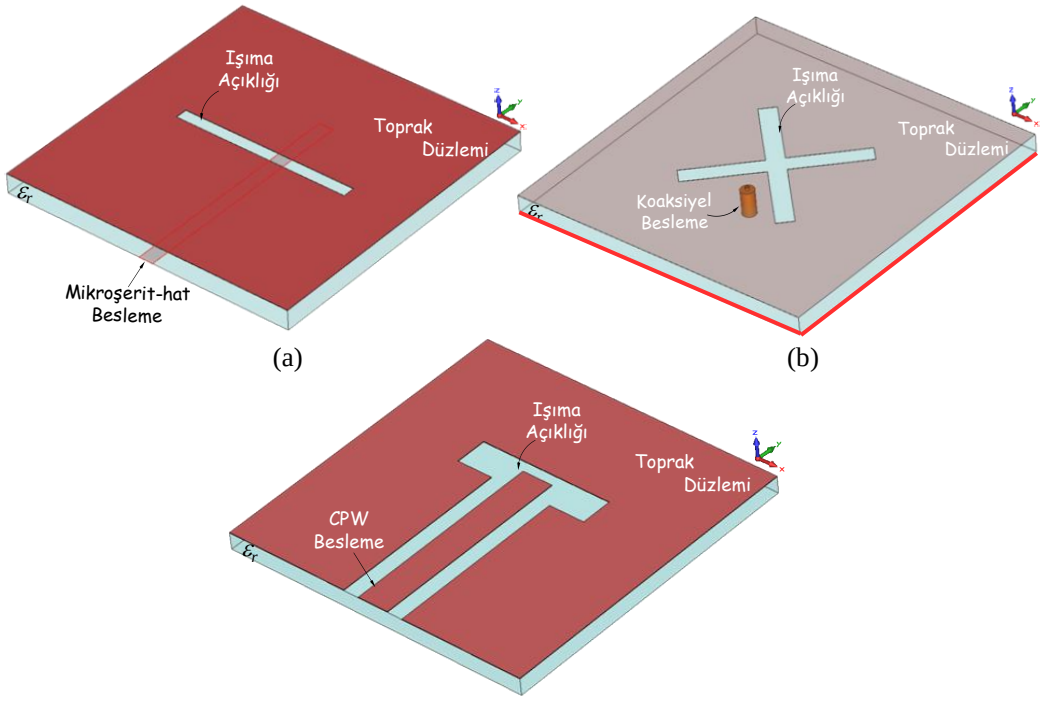


Şekil 1.2. MSA yapısı için alan ve akım dağılımları: (a) Kesitteki E ve H, (b) slot boyunca H, (c) metal yüzeyindeki akım dağılımı [59].

MSA yapılarında, slot hattında TEM olmayan dalga formu oluşmakta ve dolayısıyla karakteristik empedans (Z_0) ve faz hızı (v) frekansa bağlı değişim göstermektedir [58]. Mikroşerit hatlarda ise, Z_0 ve v frekanstan hemen hemen bağımsızdır (quasi-TEM mode) [3]. Slot hatların diğer bir özelliği ise, dalga kılavuzlarının aksine, herhangi bir kesim frekansının olmamasıdır.

1.3. MSA Besleme Teknikleri

Genel olarak MSA'lar, Şekil 1.3'te belirtilen üç temel yöntemle beslenmektedir [1–4]. Başlangıçta slot antenlerin pratik uygulaması, slot antenin besleme hattına bir iletken yardımıyla kısa devre edilmesiyle gerçekleştirilmekteydi. Fabrikasyon ve uygulanabilirlik açısından bir takım zorluklar içerdiğinden, bu kullanım yerini Şekil 1.3 (a)'da resmedilen, ışıma açıklığından itibaren yaklaşık λ/4 ilave uzunluğa sahip besleme hattının kullanıldığı, mikroşerit kuplaj beslemeli tasarımlara bırakmıştır. Öte yandan mikroşerit besleme dışında literatürde yer alan diğer besleme teknikleri eş eksenli (coaxial) ve CPW (coplanar waveguide) besleme teknikleri sırasıyla, Şekil 1.3(b) ve Şekil 1.3(c)'de yer almaktadır. Bu yöntemler arasında, özellikle CPW besleme, mikroşerit kuplaj besleme ile karşılaştırıldığında daha düşük ışıma kayıplarına ve daha az saçınıma sahiptir. Ayrıca, CPW besleme yapısı ile kullanılan anten elemanlarının aynı düzlemde olması sebebiyle üretimi daha kolay olmakta ve olası fabrikasyon hataları minimize edilmektedir. Geniş-bant, çift-bant veya çoklu-bant MSA performansı elde edebilmek için, bu üç temel besleme yöntemi dışında, bu teknikleri temel alan yeni besleme yapıları geliştirilmesi gerekebilir. Bu kapsamda, tasarım aşamasında, anten elemanı seçiminin yanı sıra, ilgili anten geometrisiyle uyumlu optimum besleme tekniği, yapısı ve konumu çok büyük önem arz etmektedir. Örneğin, merkez beslemeli slot elemanı, oldukça yüksek ışıma direncine sahip olduğundan, mikroşerit hattın karakteristik empedansına uyumlu ekstra bir uyumlama devresine ihtiyaç duyabilir. Bu durum göz önünde bulundurulduğunda, besleme hattıyla uyumlu bir tasarım elde etmek için MSA'nın merkez dışı (off-center) beslenmeleri daha uygundur [1–4].



Şekil 1.3. MSA besleme teknikleri: (a) Mikroşerit kuplaj, (b) Eş eksen (coaxial), (c) CPW besleme.

1.4. MSA'ların MYA'larla Karşılaştırılması

Mikroşerit yama ve slot antenlerin karşılaştırmalı incelenmesi Tablo 1.1'de verilmiştir. Görüleceği üzere, her iki mikroşerit anten çeşidinin de çeşitli avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır. Mikroşerit antenlerin tasarım ve fabrikasyonları genel itibariyle kolay olup, sayısal tasarımlar, farklı çözümleme tekniği kullanan CST, HFSS, FEKO ve IE3D gibi hazır-paket elektromanyetik benzetim programları ile gerçekleştirilebilmektedir. Bu tez çalışmasında önerilen yeni MSA tasarımları, zaman uzayında sonlu integrasyon metodunu (finite integration) baz alan CST tam-dalga simülatörüyle, tasarımların üretimi ise baskı devre (printed circuit) teknolojisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Mikroşerit antenler, dikdörtgen, üçgen, daire ve bu elemanların değişik kombinasyonlarından oluşan farklı geometrik yapılarda olabilirler. Her iki tip antende de besleme konumunun değiştirilmesiyle doğrusal ve dairesel polarizasyon, elde edilebilmektedir. Slot antenlerin önemli bir avantajı, tek ve çift yönlü ışıma performansına sahip olmasıdır. Ayrıca, slot antenlerin, yama antenlere kıyasla fabrikasyon toleransları daha az hassasiyet göstermektedir. Her iki anten çeşidinin

standart yapıları, dar-bant frekans karakteristiğine sahip olmalarına rağmen; uygun yapısal değişikliklerle, slot antenlerin bant genişliğinin arttırılması daha kolay gerçekleştirilebilmektedir (örneğin, geniş-slot elemanları) [1−4]

Tablo 1.1. Mikroşerit yama ve slot antenlerin karşılaştırması [3]

Özellik	MYA	MSA
Analiz ve tasarım	Kolay	Kolay
Fabrikasyon	Oldukça kolay (Baskı-devre Tekn.)	Oldukça kolay (Baskı-devre Tekn.)
Fabrikasyon Toleransı	Kritik	Çok kritik değil
Geometrik Esneklik	Herhangi Şekil	Sınırlı
Işıma Alanı	Tek yönlü (Unidirectional)	Tek ve Çift yönlü (Uni/Bidirectional)
Polarizasyon	Doğrusal ve Dairesel	Doğrusal ve Dairesel
Bant-genişliği	Dar-bantlı	Dar-bantlı
Çift-bant performans	Olası	Olası
Parazitik (spurious) ışıma	Makul seviyede	Düşük
Işıyan elemanlar arası izolasyon	Orta	İyi
Frekans Tarama	Mümkün	Mümkün
Çapraz-polarizasyon seviyeleri	Düşük	Çok düşük
End-fire Işıma	Mümkün değil	Mümkün

1.5. MSA'larla İlgili Literatürdeki Çalışmalar

Literatürde, elektromanyetik spektrumundaki çeşitli frekans bantlarında, MSA elemanlarının temel alındığı oldukça fazla sayıda çalışma bulunmaktadır [1−4]. Sağladıkları tek ve çift yönlendirmeli ışıma örüntüleri ile MSA'lar, uygulama gereksinimleri doğrultusunda, slot [23, 27, 28], geniş slot [12, 14, 17, 18, 60], daire [26, 61, 65, 63, 72, 77, 82, 88], kare [17, 19, 23, 34, 51] ve üçgen [95] gibi çok farklı geometrilerde olabilirler. Dairesel slotlar mobil haberleşme için daha çok tercih edilirken, konulduğu düzlem doğrultusunda ışıma yapan konik slot antenler ise milimetre-dalga frekanslarında oldukça fazla uygulama alanı bulmaktadır [3].

Teknolojik ilerlemelere paralel olarak, AR-GE çalışmaları, günümüz haberleşme sistemlerinin ihtiyaçlarını karşılayabilecek yeni kompakt MSA tasarımların

geliştirilmesine yönelmiştir. Bu kapsamda, MSA yapılarının kullanıldığı literatürde yer alan çalışmaları üç başlıkta toplayabiliriz:

- Bant genişliğini arttırma [60, 64, 68, 69, 71, 74, 76, 78, 82, 83, 85, 93, 97, 98, 101].
- Çok-bantlı tasarımlar geliştirme [18, 19, 65, 72, 74, 79, 84, 86, 88, 92, 94–96].
- Minyatürleştirme [71, 79, 80, 90, 99].

MSA'ların uygulamadaki en önemli dezavantajı, yapısından kaynaklanan rezonant dar-bant karakteristik sergilemeleridir. Literatürde, MSA bant genişliğini arttırmaya yönelik çalışmaların önemli bir yeri olup, ilgili bazı teknikler aşağıda listelenmiştir:

- Yüzey kıvrımlama (surface meandering) [69].
- Yapıya bazı parazitik elemanlar ekleme [71, 85].
- Özgün anten/ besleme konfigürasyonu geliştirme [60, 64, 68, 76, 78, 82, 83, 85, 97, 101].
- Birden fazla rezonans [76, 93, 98].
- Çok katmanlı ya da yapay alttaşlı tasarımlar kullanmak [74].

Literatürde önerilen bant genişliğini arttırmaya yönelik teknikler; anten parametrelerinin optimizasyonu, özgün besleme konfigürasyonlarının kullanımı, farklı geometrilere sahip yeni anten elemanlarının önerilmesi ve anten elemanının bulunduğu düzleme yerleştirilecek parazitik elemanların kullanımı olarak özetlenebilir. Örneğin; antenin bant genişliğini arttırmaya yönelik Sze ve Wong tarafından yapılan çalışmada, çatal şeklindeki besleme hattı kullanılarak, empedans bant genişliğinin standart 50 Ω'luk bir mikroşerit-hat ile beslenmesi durumuna göre on kata kadar daha arttırılabildiği gösterilmiştir [64]. Öte yandan, Behdad ve Sarabandi'nin önerdiği yeni bir teknik ile tek bir resonant antenin rezonans sayısını artırarak geniş-bant veya çift-bant çalışma performansı elde edilebilmektedir [76]. Bu teknikte; slot anten merkez dışı (off-center) uyartım ile manyetik akım dağılımı değiştirilmekte, ilk rezonans frekansından daha büyük ikinci bir rezonans oluşturulabilmektedir. Uygun bir besleme tasarımı ile (besleme hattının boyutu, konumu vb.) bu iki frekans birleştirilerek daha geniş bantlı ya da benzer ışıma karakteristiğine sahip iki ayrı bant elde edilebilmektedir. Literatürde geleneksel kuplaj besleme ile karşılaştırıldığında, "+" [78], baklava [97], daire [83], ya da "U"

[101] şeklindeki yama elemanı ile sonlandırılmış mikroşerit besleme hattı kullanarak bant genişliğinin arttırılabildiği gösterilmiştir. Ayrıca, "T" [68], papyon [69], yarık halka [85] şeklindeki farklı geometrilere sahip anten elemanlarının ya tek başına ya da parazitik eleman olarak, uygun bir besleme yapısı ile birlikte kullanımıyla da bant genişliğinin arttırılabildiği gözlenmektedir.

Slot antenlerle ilgili literatürde yer alan diğer bir önemli konu başlığı çok-bantlı tasarımların geliştirilmesidir. Bu kapsamda; çok katmanlı anten tasarımları [74], aynı yüzey üzerinde bulunan farklı boyutlarda birden fazla anten elemanın kullanılması [65, 96], parazitik elemanların anten yapısına dahil edilmesi [18, 71, 86, 91, 100], devre elemanlarının (lumped circuit elements) kullanılması [88], anten yapısında (antenin bulunduğu yüzeyde, toprak düzleminde ya da besleme yapısında) açıklıkların (slot) kullanılması [71, 91] öne çıkan teknikler olarak sıralanabilir. Özel olarak; Bolter ve Louzir, iç içe geçmiş slot antenlerin tek bir mikroşerit hat ile beslenmesiyle elde edilmiş, WLAN standartlarına göre Bluetooth ve HiperLAN/2 bantlarında çalışan yeni bir çift-bant anten tasarımı geliştirmişlerdir [65]. Benzer şekilde, Rakluea ve diğ., besleme hattı doğrultusunda yerleştirilmiş değişik boyutlardaki slot elemanlarını kullanarak, WLAN 802.11a/b/g ve WiMAX standartlarında çalışan yeni bir slot anten tasarımı önermişlerdir [96].

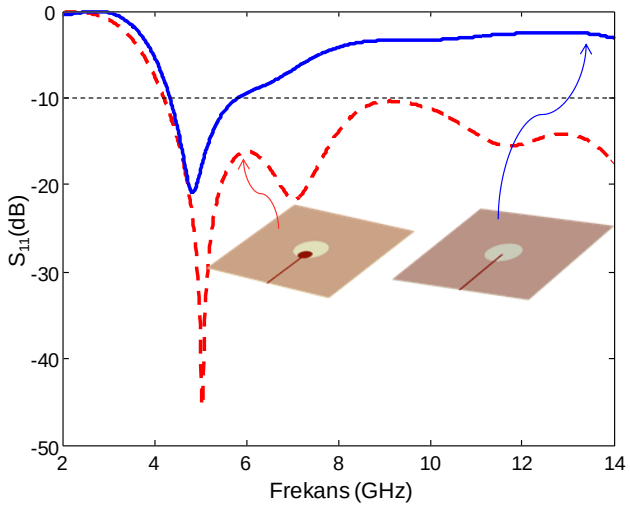
Günümüz kablosuz haberleşme uygulamlarında kullanılan cihazların ağırlıklı olarak taşınabilir olması (diz üstü, cep telefonu, vs.) ve giderek küçük boyutlu, çok fonksiyonlu entegre sistemler (akıllı telefonlar) haline gelmesi bu cihazlarda kullanılacak antenlerin, bu sistemlerle uyumlu olarak daha küçük boyutlu olmasını gerektirmektedir [1–4]. Bu amaçla, antenin efektif uzunluğu, kıvrımlı (meander-line) yapılar kullanılarak arttırılmakta böylece elektriksel boyutunda minyatürizasyon sağlanabilmektedir [70]. Ayrıca, parazitik elemanlar kullanılarak da minyatürizasyon gerçekleştirilebilmektedir. Qing ve diğ. [71], kare-halka slotun ortasına yerleştirilen parazitik "H" şeklindeki slot yapısıyla, [67]'deki çalışma ile karşılaştırıldığında %33'lük bir oranda fiziksel boyutta minyatürizasyon gerçekleştirmişlerdir.

Bu tez çalışmasında önerilen çoklu-bant ve geniş-bant MSA tasarımları, geniş-slot anten elemanı ile uyumlu özgün bir besleme yapısı ve parazitik elemanların kullanımıyla gerçekleştirilmiştir.

Ayrıca, literatürde yer alan kablosuz haberleşme sistemleri odaklı MSA uygulamaları aşağıdaki listede özetlenmiştir:

- UWB uygulamaları [35–38, 81–83, 85, 93, 98–99]
- WLAN uygulamaları [12, 14, 17, 18, 23, 26–28, 65, 67, 71, 84, 91, 92, 94]
  - Bluetooth (2450 MHz) bandı
  - HIPERLAN (5800 MHz) bandı
  - IEEE 802.11a/b/g (5GHz, 2.4GHz)bantları
- WiMAX uygulamaları [12, 14, 17, 18, 23, 26–28, 94, 95]
- RFID uygulamaları [68]
- GSM uygulamaları [70, 79, 91]
  - GSM–900
  - DCS (GSM–1800)
  - PCS (GSM–1900)
- GPS uygulamaları [70]
- ISM–bandı uygulamaları [77]
- X/Ku/R bantları [10, 63, 75]

MSA'ların kullanıldığı uygulamaların başında, yakın zamanda ön plana çıkan ultra-geniş bant (UWB sistemler gelmektedir. UWB sistemler, Amerika Birleşik Devletleri Ulusal Haberleşme Komisyonu'nun (FCC) 3.1–10.6 GHz'lik bant genişliğini UWB uygulamalar için tahsis etmesiyle [34] daha büyük bir ilgi odağı olmuştur. UWB sistemlerin en önemli avantajı; düşük güç spektral yoğunlukları nedeniyle diğer haberleşme sistemleri için tahsis edilmiş olan frekans spektrumlarını, diğer sistemlerle minimum düzeyde veya hiç girişim olmadan kullanabilmesi ve diğer radyo frekans cihazları tarafından beyaz gürültü şeklinde algılanmasıdır. UWB haberleşmenin kullanım alanları olarak; kablosuz haberleşme sistemleri (yerel/kişisel alan ağları, kısa mesafe radyolar, askeri uygulamalar), radar ve algılama (araç radarları, sivil veya askeri kurtarma ve tanımlama amaçlı duvar arkası görüntüleme), tıbbi görüntüleme, gözetleme ve keşif sistemlerini sıralayabiliriz.



Şekil 1.4. [82]'deki çalışmanın CST Microwave Studio ile elde edilmiş S_{11} karakteristiği.

UWB anten tasarımlarında, ilgili 3.1–10.6 GHz bandında ultra-geniş bant performans (VSWR < 2) elde edebilmek için, uygun anten elemanı ve besleme konfigürasyonun seçimi kritik rol oynamaktadır. Bu kapsamda örnek teşkil etmesi sebebiyle, UWB uygulamalar için önerilen kuplaj beslemeli dairesel slot anten [82], tez çalışmalarında kullanılan CST Microwave Studio yazılımı ile modellenmiş ve sayısal analizleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 1.4'te, ilgili antenin iki farklı besleme yapısı için elde edilen S_{11} karakteristiklerine ait benzetim sonuçları yer almaktadır. Görüldüğü üzere; dairesel slot elemanı, standart bir mikroşerit hat ile beslenmesi durumunda, 4.2–5.8 GHz bandında dar-bantlı karakteristik sergilerken, besleme hattı dairesel yama ile sonlandırıldığında, 4.2–12.8 GHz bandında ultra-geniş bant başarım sağlamaktadır [82]. Bu örnek tasarımda görüldüğü üzere; besleme yapısının seçimi arzu edilen anten performansının elde edilmesinde kritik rol oynamaktadır.

MSA'ların, özellikle çift yönlü ışıma özellikleri sebebiyle tercih edildiği uygulamaların başında, geleneksel ağ teknolojilerinin bütün özelliklerini kablolara gerek duymadan telsiz sunan kablosuz yerel alan ağları (WLAN) yer almaktadır. WLAN uygulamaları için 802.11 standardının IEEE tarafından 1997 yılında onaylanmasıyla, bilinen yaygın adıyla Wi-Fi teknolojisi hayatımıza girmiştir. Bugün 802.11 standardı, bina içi veya dışı haberleşmede bir noktadan çok noktaya veya bir noktadan diğer bir noktaya haberleşme için kullanılmaktadır. Kablosuz yerel alan ağları 2.4 GHz ve 5 GHz frekans bantlarında 30 metre uzaklığa kadar maksimum

54 Mb/s veri iletim hızı sunmaktadır. Günümüzde WLAN uygulamaları için 802.11a/b/g (2.4/5 GHz), HiperLAN (5.8 GHz) ve Bluetooth (2.45 GHz) standartları kullanılmaktadır.

MSA'ların kullanıldığı bir diğer uygulama alanı olarak, WiMAX kablosuz haberleşme teknolojisini gösterebiliriz. IEEE 802.16 standartlarını kullanan ve kablosuz hızlı internet erişimi için öngörülmüş WiMAX teknolojisi, verici antenden yaklaşık 50 km mesafeye kadar kapsama (etki) alanı içinde 75 Mb/s indirme (download) hızına sahip kablosuz haberleşmeye olanak sağlamaktadır.

Ayrıca, radyo frekansı kullanarak nesnelerin tekil ve otomatik olarak tanımlandığı RFID sistemleri, MSA yapılarının kullanıldığı bir diğer önemli uygulama alanıdır. RFID, temel olarak bir etiket ve okuyucudan meydana gelmektedir. Dünya genelinde kullanılan RFID sistemler, düşük frekans (LF), yüksek frekans (HF), ultra yüksek frekans (UHF) veya süper yüksek frekans (SHF) bantlarında kullanılmaktadır. Avrupa standartlarının referans alındığı Türkiye'deki RFID sistemlerinin 865.6–867.6 MHz bandında kullanım gücü maksimum 2 Watt olarak belirlenmiştir. Böyle bir sistemde kullanılacak okuyucu antenin, ilgili bantta, her yönden okuma yapabilmesi için dairesel polarizasyona sahip (eksensel oran, AR ~ 0 dB) olması gereklidir.

MSA elemanlarının kullanıldığı bir diğer uygulama alanı ise, cep telefonları ile birlikte anılan mobil iletişim sistemlerinin en gelişmiş iletişim protokolüne sahip GSM sistemleridir. GSM–900 (900 MHz), DCS (GSM–1800, 1800 MHz) ve PCS (GSM–1900, 1900 MHz) şeklinde üç farklı standardı mevcuttur. GSM–1900 sadece ABD'de kullanılırken Türkiye'de GSM–900 ve GSM–1800 kullanılmaktadır.

Mevcut uydu ağı kullanılarak dünya üzerinde yer tespit etmeye yarayan GPS (L1–1227.60 MHz, L2–1575.42 MHz) ve birçok ülkede telsiz iletişimi için sertifikaya veya lisansa gerek olmadan belirli bir çıkış gücü sınırlamasına uyarak, üzerinden yayın yapılabildiği ISM frekans bantlarında da MSA tasarımları geliştirilmiştir. Dünyada ISM bandının yaygın olarak kullanıldığı frekanslar; 433.92 MHz, 915 MHz ve 2.4 GHz'tir.

Bu bölümde, genel MSA özellikleri ve uygulamaları incelenmiş ve literatürde yer alan ilgili çalışmalar özetlenmiştir. Bundan sonraki bölümlerde, bu tez çalışmasında gerçekleştirilen, WLAN/WiMAX ve UWB uygulamları için geniş-slot anten elemanını temel alan özgün MSA tasarımları sunulacaktır.

2. WLAN/WiMAX UYGULAMALARI İÇİN MSA TASARIMI

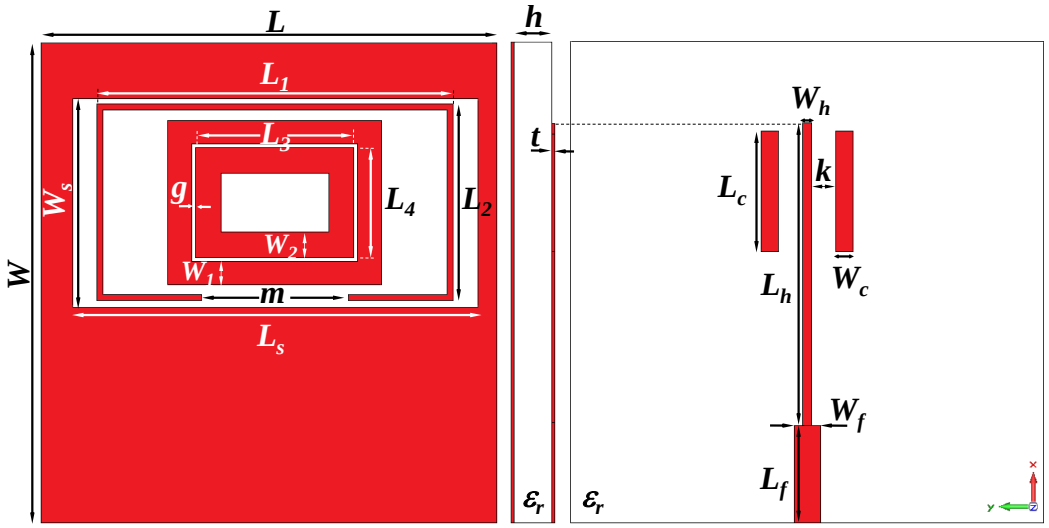
2.1. Giriş

Bu bölümde, WLAN/WiMAX uygulamaları için üç-bantlı mikroşerit slot anten (MSA) tasarımı tanıtılmaktadır. Kuplaj-beslemeli MSA tasarımı 38×39×0.79 mm^3'lük mütevazi boyutu ile ilgili çalışma bandı boyunca oldukça iyi kazanç (5.6–8 dBi) performansı sunmaktadır. Önerilen MSA yapısı, geniş-slot elemanı içine yerleştirilen eş-merkezli bir çift dikdörtgensel döngü (halka) ve bir adet yarık-halka parazitik yüklemeden oluşmaktadır. Slot elemanı tek başına geniş-bant S_{11} (2.1–6.8 GHz) performansı sergilerken, üçlü-bant anten performansı, parazitik yükleme elemanlarının geniş-bant anten tasarımına eklenmesi sonucunda istenmeyen bantların bastırılmasıyla elde edilmiştir. İlgili yapı, zaman uzayında sonlu integral metodunu temel alan CST Microwave Studio benzetim programı aracılığıyla modellenmiş ve sayısal tasarımı gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, MSA prototiplerinin fabrikasyonu gerçekleştirilerek simülasyon sonuçları ilgili ölçümlerle desteklenmiştir. Ek olarak, önerilen MSA yapısına ait basit bir eşdeğer devre modeli ve anten parametreleri ile bastırma frekanslarının ilişkilendirildiği ampirik formüller elde edilmiştir.

2.2. Üç-Bantlı Mikroşerit Kuplaj Beslemeli MSA Tasarımı

Üç-bantlı anten tasarımı, fiziksel parametreleriyle birlikte Şekil 2.1'de verilmiştir. Görüldüğü üzere; toprak düzlemi ($W\times L$) üzerinde dikdörtgensel bir açıklık ile oluşturulan slot elemanı ($W_s\times L_s$) düşük kayıplı (tanδ=0.0009) ve ince (h=0.79 mm) Arlon Diclad 880 (ε_r=2.2) dielektrik tabakanın bir yüzünde yer alırken, diğer yüzüne yerleştirilmiş basamaklı mikroşerit hat aracılığıyla kuplaj besleme ile uyarılmaktadır. Ayrıca, parazitik yükleme olarak, geniş-slot elemanının içine eş-eksenli bir çift dikdörtgensel döngü ve bir adet yarık-halka elemanı yerleştirilmiştir. İlgili tasarımlar benzetim programında modellenirken, metalik yapılar için t=0.05 mm kalınlıklı bakır malzemesi (σ=5.8×10^7 S/m) kullanılmıştır.

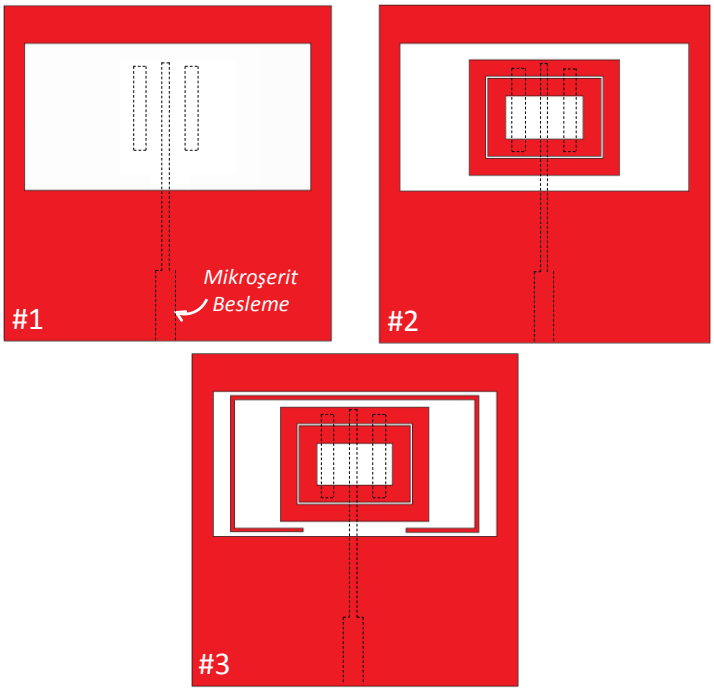
Besleme hattı, 50Ω ($W_f \times L_f$) ve ~100Ω'luk ($W_h \times L_h$) karakteristik empedanslı basamaklı bir yapıya sahiptir. Özellikle üçüncü çalışma bandında daha iyi empedans uyumu sağlamak amacıyla, besleme hattının her iki yanına simetrik olarak yerleştirilen birer adet metalik şerit yükleme ($W_c \times L_c$) yer almaktadır (Şekil 2.1).



Şekil 2.1. Önerilen anten konfigürasyonu; (a) önden, (b) yandan, (c) arkadan görünüşleri. h= 0.79, W=39, L= 38, L_s=33, W_s=18.5, t=0.05, L_1=29, L_2=16, L_3=13, L_4=9 W_1=2, W_2=2.1, W_f=2.2, W_h=0.8, W_c=1.4, L_c=9.7, L_h=24.4, L_f=8, g=0.2, m=12, k=1.9 (hepsi mm), ε_r=2.2.

Çoklu-bant performansı, kullanılan slot anten elemanının kendine özgü yapısal özelliğinden dolayı elde edilebilir [22–24]. Diğer taraftan, benzer bir performans, geniş-bant anten tasarımlarında istenmeyen bantların bastırılması için ilave parazitik yükleme elemanlarının (örneğin, şeritler, slotlar, halkalar vb.) kullanılmasıyla da gerçekleştirilebilir [25]. Bu tez çalışmasında üç-bantlı WLAN/WiMAX tasarımı elde edilirken, benzer bir yaklaşımla, geniş-bant slot elemanı içine yerleştirilen parazitik yüklemelerle ilgili bastırma (durdurma) bantları oluşturulmaktadır. Bu amaçla, Şekil 2.2'de gösterilen tasarım adımları kullanılarak üç-bantlı anten tasarımı elde edilmiştir. İlk olarak, mikroşerit besleme hattına kuple geniş-slot anten elemanı ile geniş-bantlı (#1) tasarım elde edilmiştir. Daha sonra, geniş-bantlı tasarıma iki adet eş-eksenli dikdörtgensel döngü elemanının eklenmesi sonucunda, iç ve dış döngülerden kaynaklanan, sırasıyla 4.5 GHz ve 6.3 GHz civarlarında iki adet bastırma bandı oluşturulmuş ve çift-bantlı (#2) tasarım elde edilmiştir. Son olarak, 3.1 GHz civarında ilave bir durdurma bandı elde etmek amacıyla, çift-bantlı tasarıma

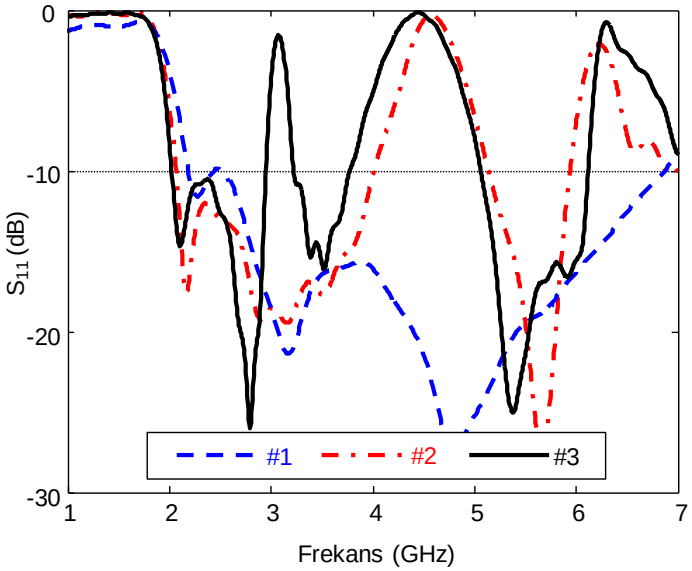
dikdörtgensel döngü elemanlarını çevreleyen ince yarık-halka elemanı eklenmiştir. Böylece, olası girişimleri önlemek amacıyla kullanılmayan bantlar bastırılmış, WLAN/WiMAX uygulamaları için belirlenen frekans bantlarını kapsayan üçlü-bant (#3) tasarım elde edilmiştir.



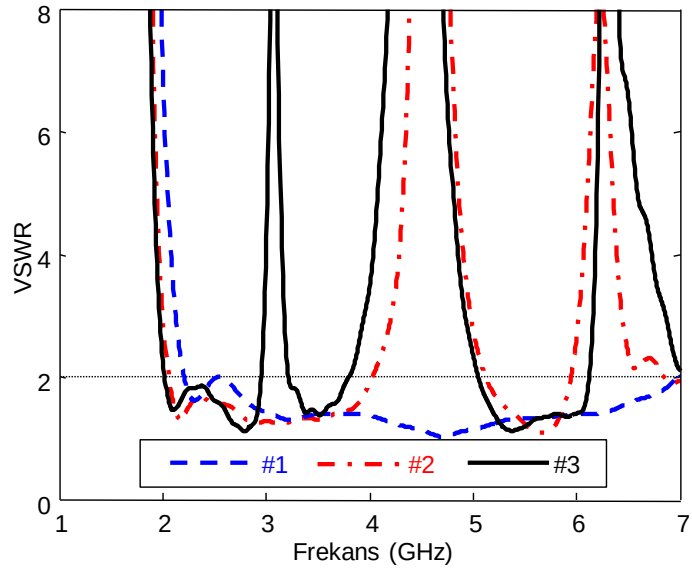
Şekil 2.2. Önerilen anten konfigürasyonu için izlenen tasarım adımları.

Her bir tasarım adımındaki anten konfigürasyonuna ait giriş yansıma katsayısı (S_{11}) benzetim sonuçları Şekil 2.3'te verilmiştir. Görüldüğü üzere, #1 anten tasarımı 2.1–6.8 GHz bandı boyunca geniş-bantlı bir performans sergilerken, #2 anten tasarımı, eklenen parazitik çift-döngü elemanı ile 3.0 GHz ve 5.5 GHz merkezli çift-bant başarım sağlamaktadır [12]. Diğer taraftan, #3 anten tasarımı, döngü ve yarık–halka elemanlarının aracılığıyla 2.6 GHz, 3.5 GHz ve 5.5 GHz merkezli üç-bantlı performans sergilemektedir.

Şekil 2.4'te, çalışma bantları Tablo 2.1'de listelenen #1, #2 ve #3 anten konfigürasyonlarına ait gerilim duran-dalga oranı (VSWR) benzetim sonuçları yer almaktadır. Özel olarak, #3 nihai tasarım, ilgili standartlarca belirlenmiş WLAN (2.4–2.48/5.15–5.35/5.72–5.82 GHz) ve WiMAX (2.5–2.69/3.4–3.69/5.25–5.85 GHz) bantlarını kapsayan üç-bantlı (2–2.96 GHz, 3.2–3.8 GHz ve 5.05–6.12 GHz) çalışma performansı sergilemektedir.



Şekil 2.3. Her bir tasarım adımındaki ilgili anten konfigürasyonuna (#1, #2 ve #3, bkz. Şekil 2.2) ait S_{11} benzetim sonuçları.

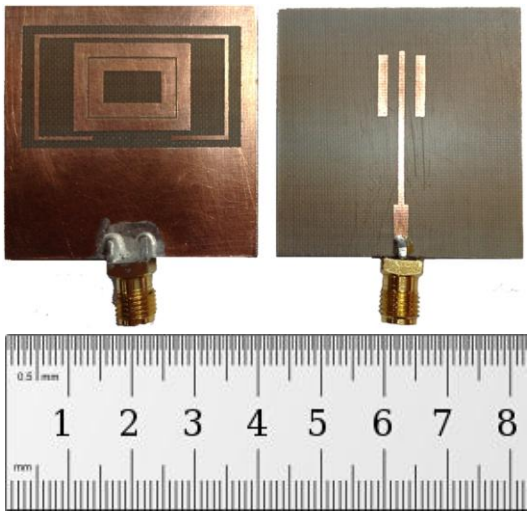


Şekil 2.4. Her bir tasarım adımındaki ilgili anten konfigürasyonuna (#1, #2 ve #3, bkz. Şekil 2.2) ait VSWR benzetim sonuçları.

Tablo 2.1. Önerilen anten tasarımları için çalışma bantları

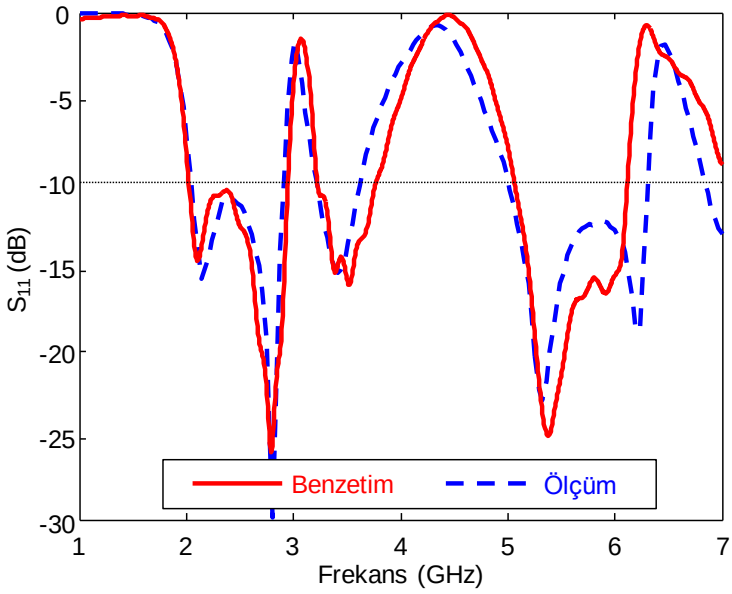
Tasarım	Performans	Frekans aralığı	Bant-Genişliği (%)
#1	Geniş-Bant	2.1–6.8	105
#2	Çift-Bant	2–4 / 5.1–5.9	66 / 14
#3	Üç-Bant	2–2.96 / 3.2–3.8 / 5.05–6.12	38 / 17 / 19

Önerilen üç-bantlı anten tasarımının performans değerlendirmesi için Arlon DiClad 880 (h=0.79 mm, ε_r=2.2) dielektrik alttaş ve baskı-devre kazıma teknolojisi kullanılarak, Şekil 2.5'te görülen prototip fabrikasyonu gerçekleştirilmiştir.

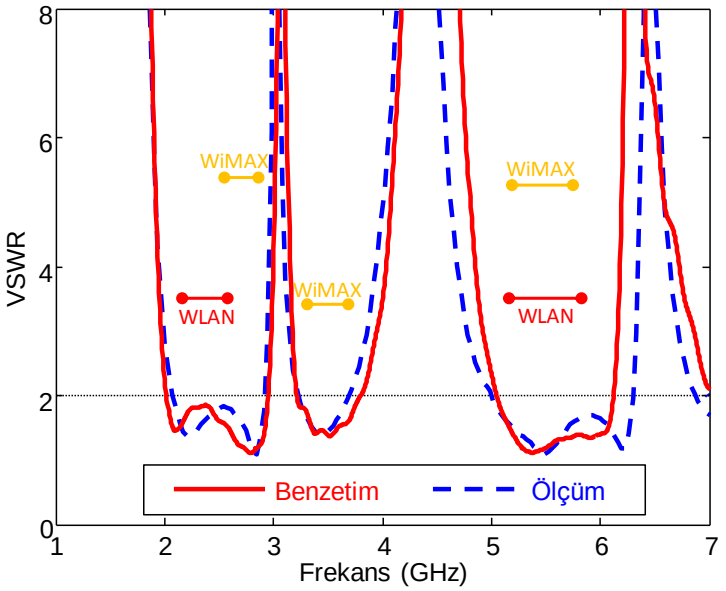


Şekil 2.5. Gerçeklenen üç-bantlı anten prototipine ait ön ve arka görünüşler.

İlgili S_{11} ve VSWR ölçüm/benzetim sonuçları, sırasıyla Şekil 2.6 ve Şekil 2.7'de yer almaktadır. Ölçüm sonuçlarının, olası malzeme ve fabrikasyon toleranslarından kaynaklandığı düşünülen, makul seviye farklılıkları ve frekans kaymaları dışında, benzetim sonuçlarıyla olabildiğince uyumlu olduğu gözlenmektedir. İlgili ölçümler, Rohde & Schwarz ZVB8 Vektör Network Analizörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 2.7'de görüldüğü üzere; prototip anten, beklentiler doğrultusunda, 3.1 GHz, 4.5 GHz ve 6.3 GHz etrafında üçlü bastırma bantlarının mevcut olduğu, WLAN/WiMAX uygulamaları için üç-bantlı (2–2.9/3.2–3.63/5–6.2 GHz) çalışma peformansı sergilemektedir.



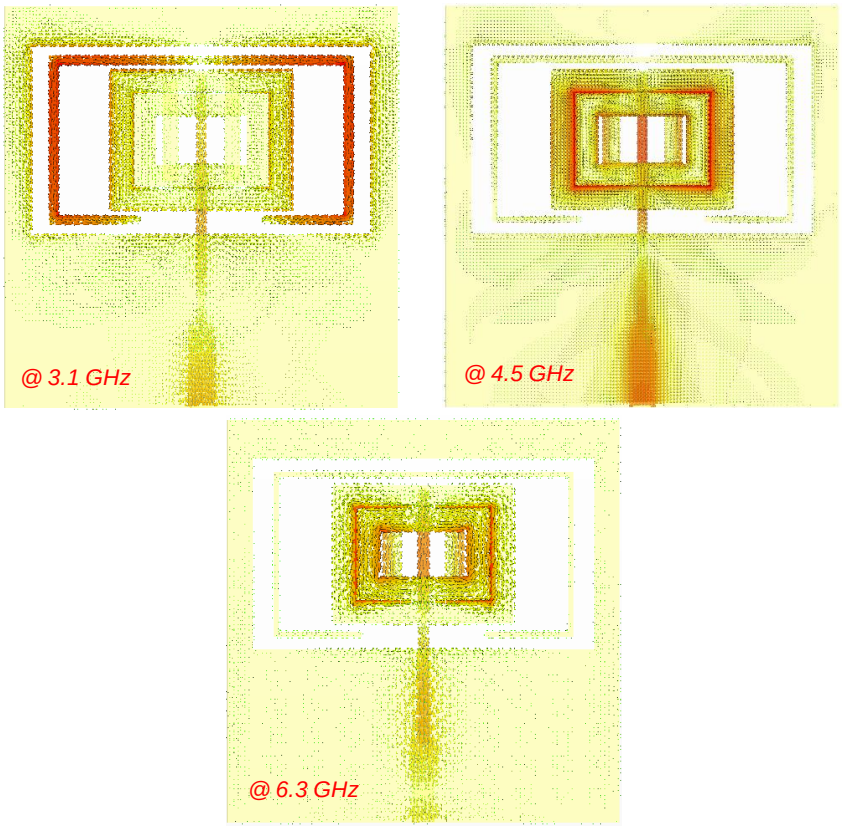
Şekil 2.6. Üç-bantlı anten tasarımına ait S_{11} ölçüm ve CST benzetim sonuçları.



Şekil 2.7. Üç-bantlı anten tasarımına ait VSWR ölçüm ve CST benzetim sonuçları.

Şekil 2.8'de, CST simülatörü aracılığı ile elde edilmiş, bastırma bantlarının merkez frekanslarında (3.1, 4.5 ve 6.3 GHz) ilgili yüzey akım dağılımları verilmiştir. Görüldüğü üzere, 3.1 GHz'deki akım dağılımı büyük oranda yarık halka elemanı üzerinde konsantre olmuşken, 4.5 GHz ve 6.3 GHz frekanslarındaki akım dağılımları ağırlıklı olarak iç ve dış döngü etrafında yoğunlaşmaktadır. Aslında bu sonuçlar, alt (3.1 GHz), orta (4.5 GHz) ve üst (6.3 GHz) bastırma bantlarının, sırasıyla

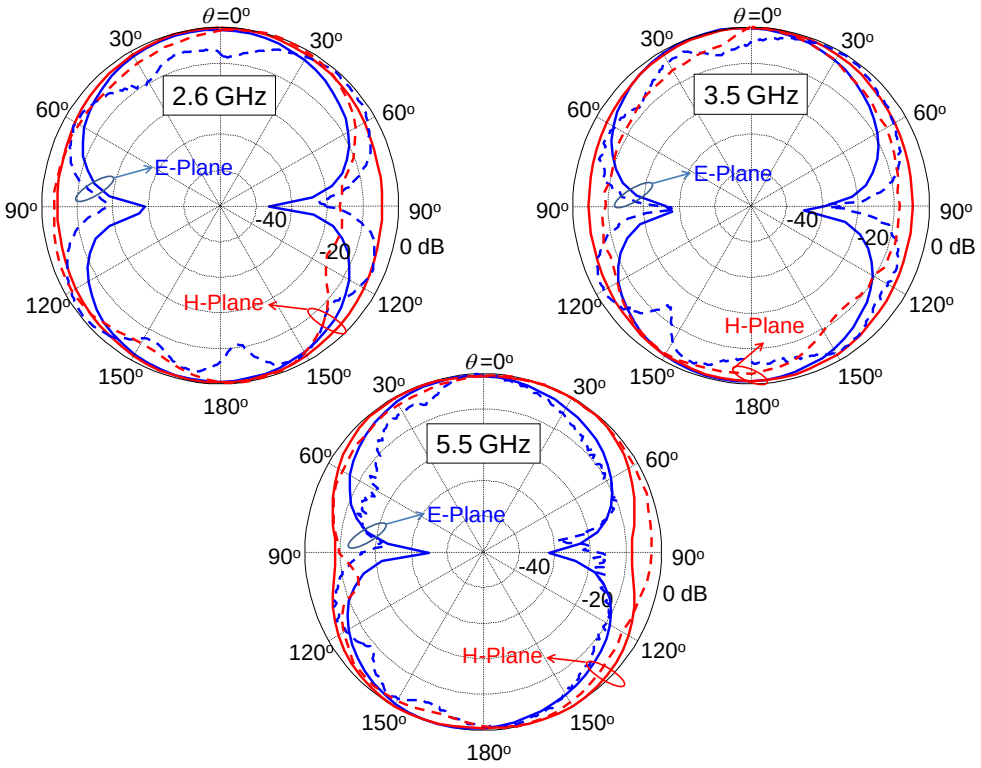
yarık-halka, dıştaki ve içteki döngü elemanlarının katkısıyla oluştuğunu teyit etmektedir. Sonuç olarak, bu parazitik elemanlar ile belirtilen bastırma-bantlarındaki olası istenmeyen girişimler ortadan kaldırılmakta ve böylece bozunumsuz haberleşme gerçekleştirilebilmektedir.



Şekil 2.8. İlgili bastırma frekanslarındaki (3.1/4.5/6.3 GHz) yüzey akım dağılımları.

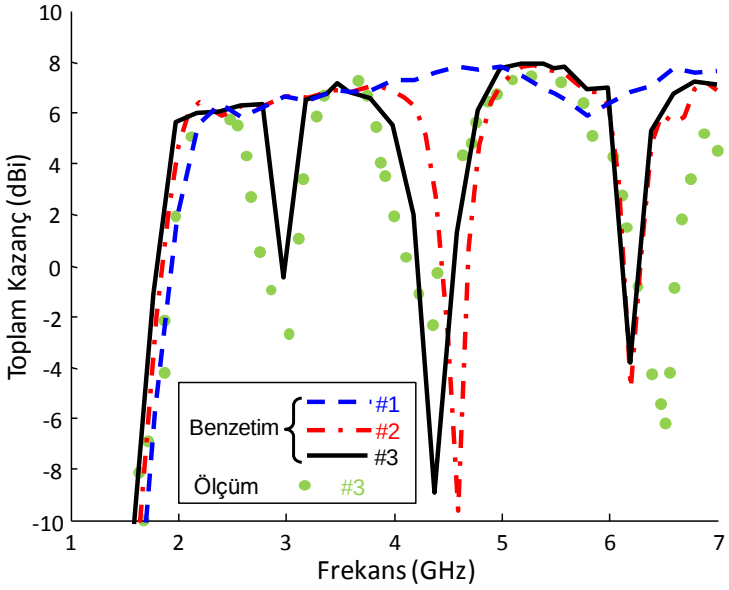
Ayrıca, bu tez kapsamında geliştirilen anten ışıma örüntüsü ölçüm düzeneği (EK–A) ile yalımtısız bir laboratuvar ortamında A-INFO LB-880 DRG horn anten (0.8–8 GHz) kullanılarak nihai tasarıma (#3) ait ışıma örüntü ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 2.9'da, 2.6 GHz, 3.5 GHz ve 5.5 GHz çalışma frekanslarındaki, ışıma örüntüsü benzetim ve ölçüm sonuçları yer almaktadır. Görüldüğü üzere; ölçüm sonuçları, ideal yansımasız bir ortamda yapılmadığından, benzetim sonuçları ile bazı farklılıklar göstermekte, ancak genel itibariyle ilgili sonuçların uyumlu olduğu gözlenmektedir. Ayrıca, üç-bantlı anten tasarımı, *H*-düzleminde yaklaşık olarak her yöne eşit ışıma, *E*-düzleminde ise çift-yönlü ışıma performansı sergilemektedir. Ek olarak, sayısal analiz sonuçlarına göre, ilgili çalışma

bandı boyunca çapraz-polarizasyon (cross-polarization) seviyeleri göz ardı edilebilecek kadar düşük seviyelerdedir.



Şekil 2.9. 2.6/3.5/5.5 GHz frekanslarındaki ışıma örüntüsü benzetim (düz çizgi) ve ölçüm (kesikli çizgi) sonuçları.

Şekil 2.10'da, #1, #2, #3 anten tasarımları (bkz. Şekil 2.2) için ana hüzme (θ=0°) doğrultusunda sayısal analiz sonuçlarına göre hesaplanan toplam kazanç (IEEE kazancı × uyumsuzluk kayıpları) karakteristikleri yer almaktadır. Görüldüğü üzere, üç-bantlı anten tasarımı (#3), 2–2.96 GHz, 3.2–3.8 GHz ve 5.05–6.12 GHz çalışma bantları boyunca, sırasıyla 5.6–6.4 dBi, 6.6–6.8 dBi ve 6–8 dBi seviyelerinde kazanç profili sergilemektedir. İlgili kazanç karakteristiğinde, beklendiği üzere, yükleme elemanlarından (yarık-halka ve çift-döngü) kaynaklanan üç ayrı bastırma bandında kazanç dipleri (düşümleri) gözlemlenmektedir. Şekil 2.10'da ayrıca, üç-bantlı anten tasarımına (#3) ait ölçülen toplam kazanç sonuçları da verilmiştir. Görüldüğü üzere; ideal olmayan ölçüm şartları göz önüne alındığında, ilgili ölçüm ve benzetim kazanç karakteristiklerinin olabildiğince benzer profil sergilediği söylenebilir. Ölçüm kazanç karakteristiği, ana hüzme doğrultusunda kaydedilmiş frekansa bağlı ölçüm örüntü değerleri ve Friis İletim Denklemi [102] kullanılarak hesaplanmıştır.



Şekil 2.10. #1, #2 ve #3 tasarımlarına (bkz. Şekil 2.2) ait benzetim ve ölçüm toplam kazanç karakteristikleri.

Ayrıca, 2.6/3.5/5.5 GHz frekanslarında, toplam anten kazancı (G), empedans uyumsuzluk kaybı (e_m=1–$|S_{11}|^2$) ve ilgili yönlendirme kazancı (D_o) kullanılarak, anten verimlilik (e_{cd}) değerleri $G = e_{cd} \times e_m \times D_o$ formülasyonundan elde edilmiştir. İlgili frekanslarda, ölçüm sonuçlarına göre hesaplanan %97, %95 ve %94 verimlilik değerleri, benzetim sonuçlarından elde edilen %98, %95 ve %97 verimlilik değerleri ile oldukça uyumludur. Tasarımların sayısal modellenmesinde, olası dielektrik ve iletkenlik kayıpları göz önünde bulundurulmuştur.

2.3. Ampirik Tasarım Formülasyonu ve Eş Devre Elektrik Devre Modeli

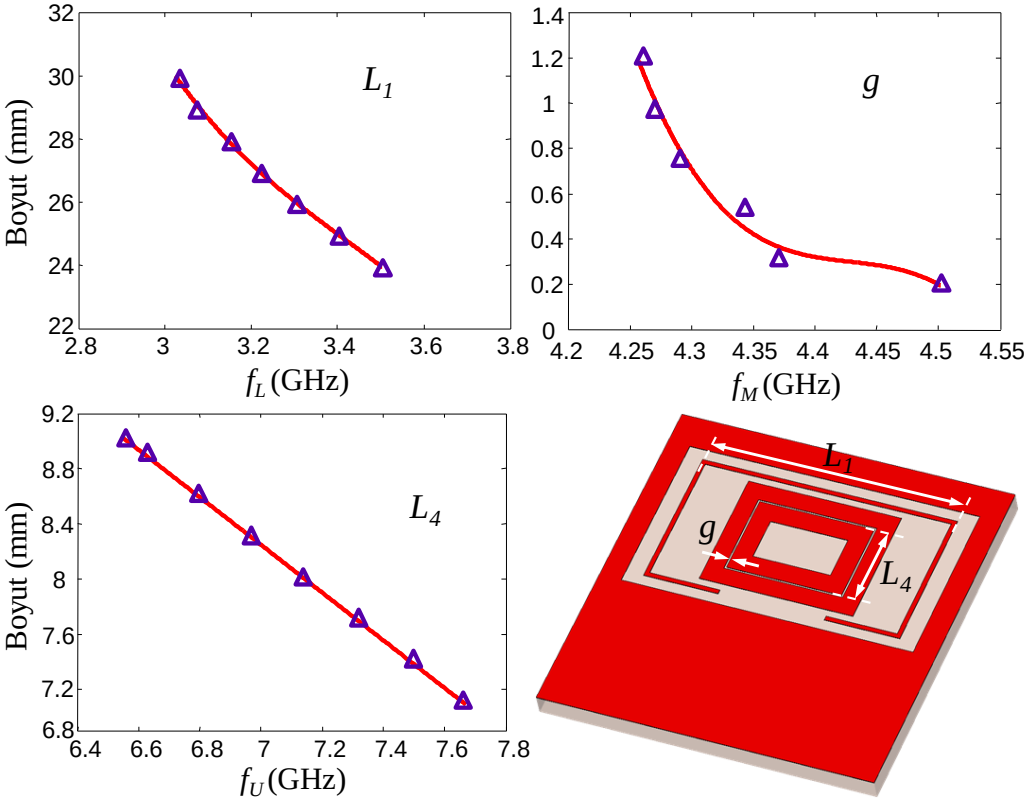
Sistematik tasarım sürecinde, geometrik parametrelerin kritik tasarım frekansları ile ilişkilendirilmesi, tasarımcıya bir yol haritası sunması açısından yararlı olacaktır. Bu amaçla tez çalışmasında, bastırma merkez frekansları (alt frekans: f_L, orta frekans: f_M ve üst frekans: f_U olmak üzere) ile yükleme elemanlarına ait kritik parametrelerin ilişkilendirildiği ampirik formüller geliştirilmiştir. Bu süreçte öncelikle, çift-döngü ve yarık-halka yükleme elemanlarının, ilgili bastırma bantlarını belirleyici parametrelerinin tespiti için, bir dizi simülasyon çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma sonucunda, ilgili bastırma frekanslarını kontrol eden kritik parametrelerin yarık-halka boyutu L_1, döngüler arası boşluk g ve iç-döngü boyutu L_4 olduğu belirlenmiştir. Farklı parametre (L_1, g, L_4) değerleri ve bu değerlere göre CST

simülatörü ile gerçekleştirilen bir dizi simülasyon sonucu elde edilen ilgili bastırma merkez frekans değerleri bir eğri uydurma algoritmasında kullanılmış ve polinom formundaki aşağıdaki ampirik denklemler elde edilmiştir:

$$L_1 = 9.43 f_L^{\,2} - 73.96 f_L + 167.4 \tag{2.1}$$

$$g = -929 f_M^{\,3} + 1.72\times10^4 f_M^{\,2} - 5.24\times10^4 f_M + 7.57\times10^4 \tag{2.2}$$

$$L_4 = -1.72 f_U + 20.35 \tag{2.3}$$

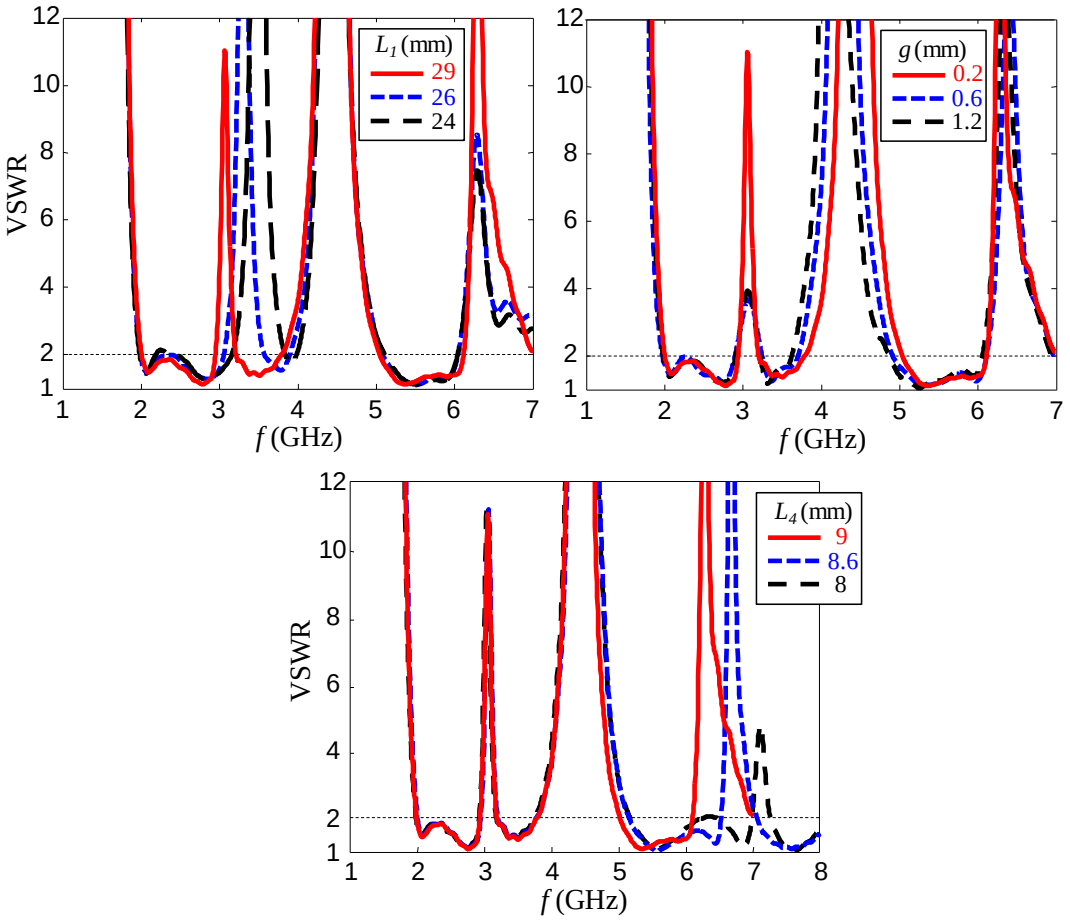


Şekil 2.11. Bastırma merkez frekanslarına göre kritik parametelerin (L_1, g, L_4) değişimini gösteren tasarım eğrileri: CST benzetim sonuçları (Δ) ve ampirik formülasyona (2.1)–(2.3) ait sonuçlar (düz çizgi).

Şekil 2.11'de, ilgili bastırma frekanslarına göre (f_L, f_M, f_U), kritik parametrelerin (L_1, g, L_4) değişimini gösteren tasarım eğrileri yer almaktadır. Görüldüğü üzere önerilen formülasyon ve CST benzetimleri ile elde edilen sonuçlar birbiriyle oldukça uyumludur. Bu çalışma sayesinde, deneme-yanılma metodu yerine, sistematik bir tasarım aracı kullanıcının hizmetine sunulmuştur. Tasarımcı, bastırma frekanslarını

belirledikten sonra Şekil 2.11'deki tasarım eğrilerini kullanılarak özgün bir anten tasarımı gerçekleştirebilir.

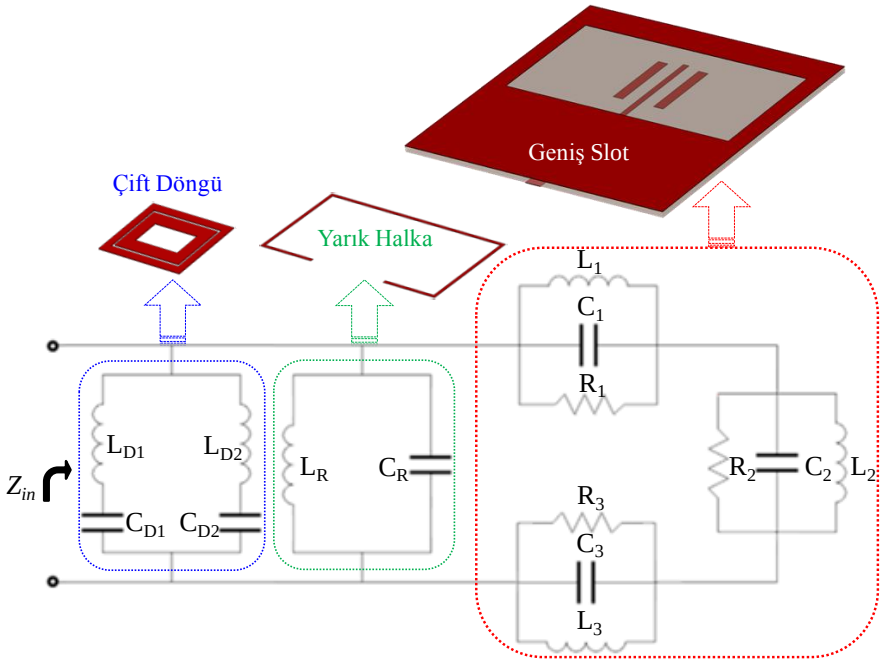
Ampirik formülasyonunun geliştirilmesi sürecinde, parametrik çalışmalar esnasında bir seferde sadece bir parametre değiştirilirken (örneğin, L_1) diğer parametreler (örneğin, g ve L_4) değiştirilmeden muhafaza edilmektedir. Ayrıca, ilgili anten boyutunun değiştirilmesi sırasında bastırma bandı dışında antenin genel frekans cevabında ihmal edilebilecek etkiler gözlenmiştir. Şekil 2.12'den de görüleceği üzere, her bir parametre (L_1, g, L_4) genel itibariyle (hemen hemen sadece) ilgili bastırma bandını (f_L, f_M, f_U) etkilemektedir.



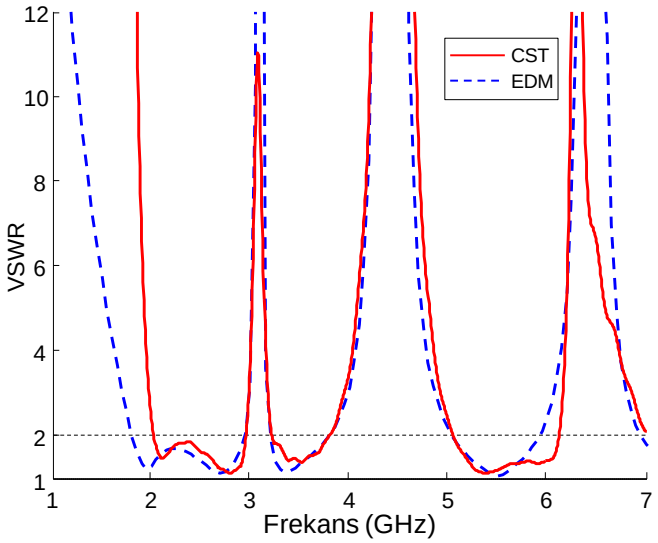
Şekil 2.12. Kritik parametelerin (L_1, g, L_4) VSWR performansına etkisi.

Ayrıca, ilave bir bakış açısı sağlaması açısından üç-bantlı anten tasarımı için eşdeğer devre modeli (EDM) geliştirilmiştir. Şekil 2.13'te gösterildiği üzere, önerilen basit EDM, geniş-slot anten devre modeli [31] ve yükleme elemanlarına ait devre modellerinin (çift-döngü [32] ve yarık-halka) bir araya getirilmesinden meydana

gelmektedir. Bu basit modelin bir araya getirilmesiyle ilgili devre parametreleri (R, L, C) üç-bantlı antene ait VSWR benzetim sonuçlarını temel alan eğri uydurma algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Şekli 2.14'te görüldüğü üzere, CST benzetim ve EDM'ye ait VSWR karakteristikleri karşılaştırıldığında, ilgili sonuçların çalışma bantlarının yanı sıra bastırma bantlarında da oldukça uyumlu olduğu gözlenmektedir. Burada, iki konunun altını çizmekte fayda görülmektedir. Birincisi; önerilen EDM'de, anten yapısında yer alan elemanlar (slot-döngü-halka) arasındaki karşılıklı etkileşim (kuplaj etkisi) dahil edilmemiştir. Özellikle düşük ve yüksek frekans bantlarında CST ve EDM sonuçları arasında görülen farklılıkların temel sebebinin EDM'deki bu eksiklikten kaynaklandığı düşünülmektedir. İkinci önemli nokta ise; Şekil 2.13'te, EDM'de yer alan devre elemanlarının sayısal değerlerinin (endüktans veya kapasitans) fiziksel bir anlamı mevcut değildir. Örneğin, yarık-halka elemanı için tanımlanmış L_R=0.07 pH ve C_R=38 nF değerleri ile yarık-halka elemanından kaynaklanan 3 GHz etrafında oluşan durdurma bandı frekans değerleri arasında doğrudan matematiksel bir ilşki gözükmemektedir. Öncü fakat basit EDM modeli, önerilen tasarım için genel bir model teşkil etmekte ve bahsi geçen eksikliklerin giderilmesi tez sonrası gelecek çalışma planı içinde düşünülmektedir.



Şekil 2.13. Üç-bantlı anten tasarımı için önerilen eşdeğer devre modeli: C_1=11 pF, L_1=0.65 nH, R_1=50 Ω, C_2=4 pF, L_2=0.7 nH, R_2=25 Ω, C_3=0.7 pF, L_3=1.2 nH, R_3=45 Ω, L_R=0.07 pH, C_R=38 nF, L_{D1}=6.5 nH, C_{D1}=0.2 pF, L_{D2}=8.7 nH, C_{D2}=0.07 pF.



Şekil 2.14. Üç-bantlı anten tasarımı için CST benzetim sonuçları ile eşdeğer devre modelinin (EDM) VSWR karakteristiklerinin karşılaştırması.

3. ULTRA-GENİŞ BANT UYGULAMALARI İÇİN MSA TASARIMI

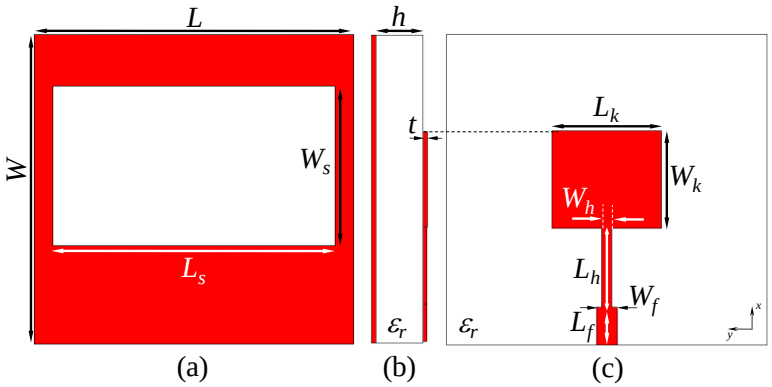
3.1. Giriş

Bu bölümde, önceki bölümde önerilen WLAN/WiMAX anten yapılarına temel teşkil eden geniş-slot elemanı kullanılarak geliştirilmiş ultra-geniş bant (UWB) anten tasarımlarına yer verilecektir. UWB sistemler için tahsis edilen 3.1−10.6 GHz frekansı aralığındaki bazı bantlar aynı zamanda WLAN/WiMAX uygulamaları içinde kullanılmaktadır. Bu durumda, ilgili UWB sistemi, bu özel bantlardan kaynaklanabilecek olası istenmeyen elektromanyetik girişimlere maruz kalabilmektedir. İstenmeyen bu girişimlerin önüne geçebilmek için, UWB sistemlerde dar-bant işaret bastırma özelliği arzu edilmektedir.

Bu bölümde; UWB standartlarıyla uyumlu, farklı besleme yapılarının (kuplaj veya CPW besleme) kullanıldığı, dar-bant işaret bastırma karakteristiğine sahip MSA yapıları sunulmaktadır. Ayrıca, varaktör elemanlarının kullanımıyla frekans ayarlamalı işaret bastırma özelliğine sahip MSA tasarımları da tanıtılmaktadır. Önerilen tasarımların CST analiz sonuçları ölçüm sonuçları ile desteklenmektedir. Ek olarak, önerilen UWB anten tasarımlarına ait eşdeğer devre modelerine de yer verilmektedir.

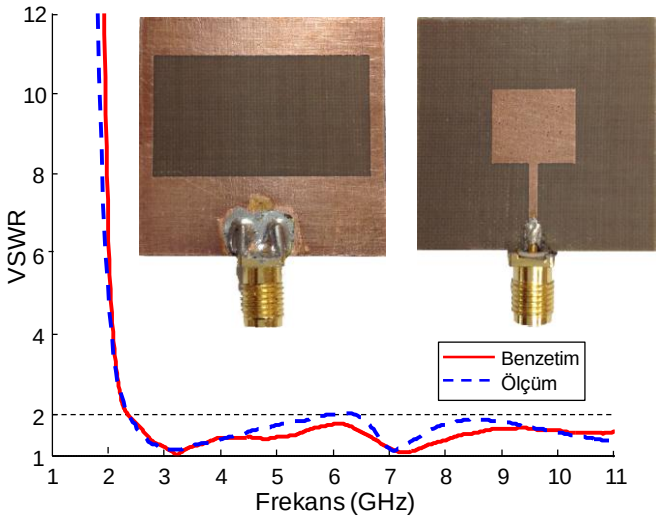
3.2. Kuplaj Beslemeli UWB-MSA Tasarımı

UWB uygulamalar için geliştirilen geniş-slot anten elemanını temal alan konfigürasyon ve ilgili tasarım parametreleri Şekil 3.1'de yer almaktadır. Görüldüğü üzere, daha önceki tasarımlarda ki dielektrik (ε_r=2.2, tanδ=0.0009) malzeme kullanılarak geliştirilen tasarım, basamaklı mikroşerit kuplaj besleme yapısı ve toprak düzleminde bulunan dikdörtgensel açıklıktan meydana gelmektedir. UWB-MSA tasarımı, 50 Ω'a uyumlu hattı takip eden metalik dikdörtgensel eleman ile sonlandırılmış 78 Ω'luk basamaklı mikroşerit hatla beslenmektedir.



Şekil 3.1. Önerilen UWB-MSA konfigürasyonu (a) önden, (b) yandan, (c) arkadan görünüşleri. h= 0.79, W=33, L= 34, W_s=17, L_s=30, L_k=11.6, W_k=10.4, L_f=4, W_f=2.2, W_h=1.1, L_h=8.4 (hepsi mm), ε_r=2.2.

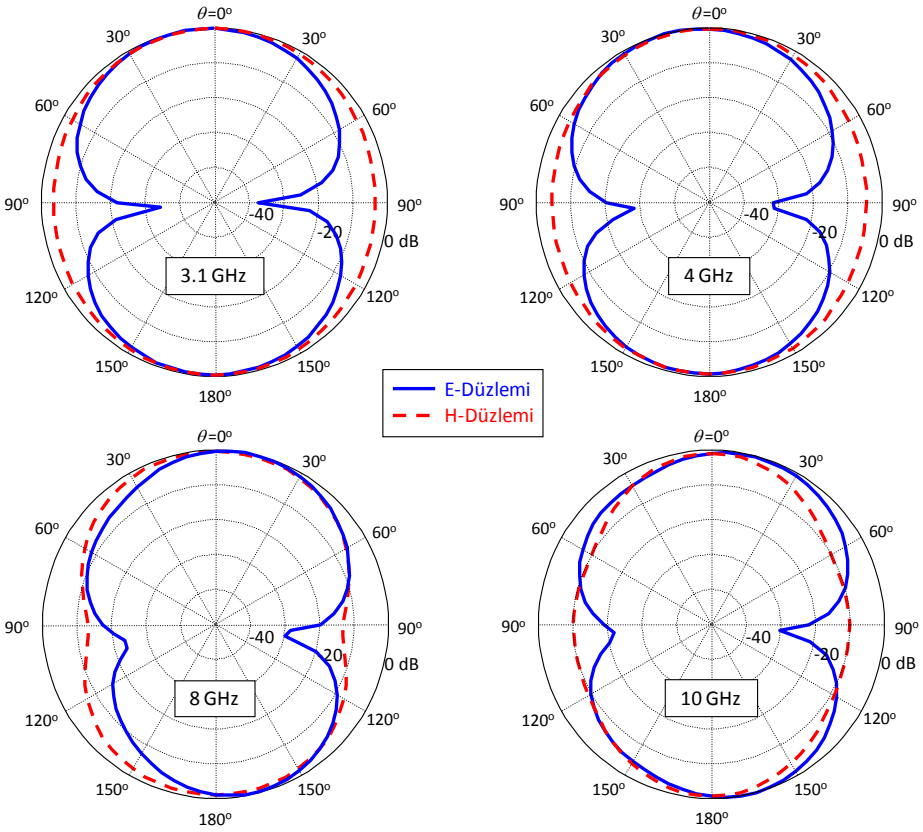
Şekil 3.2'de, UWB-MSA tasarımına ait benzetim ve ölçüm VSWR karakteristikleri yer almaktadır. Görüldüğü üzere, tasarım UWB frekans bandında (3.1–10.6 GHz) 50Ω uyumlu VSWR < 2 performansı sergilemektedir. Gerçeklenen prototip antene ait ölçüm sonuçları analiz sonuçları ile oldukça uyumludur.



Şekil 3.2. UWB–MSA tasarımına ait VSWR performansı.

UWB-MSA tasarımı, sayısal analiz sonuçlarına göre, 2.36–12 GHz çalışma bandında yaklaşık 6 dB seviyelerinde kazanç performansı sergilemektedir. Şekil 3.3'te, 3.1 GHz, 4 GHz, 8 GHz ve 10 GHz frekanslarındaki benzetim ışıma örüntüleri verilmektedir. Önerilen tasarım, ilgili frekanslarda sırasıyla, yaklaşık 6.5, 7.2, 8.7 ve

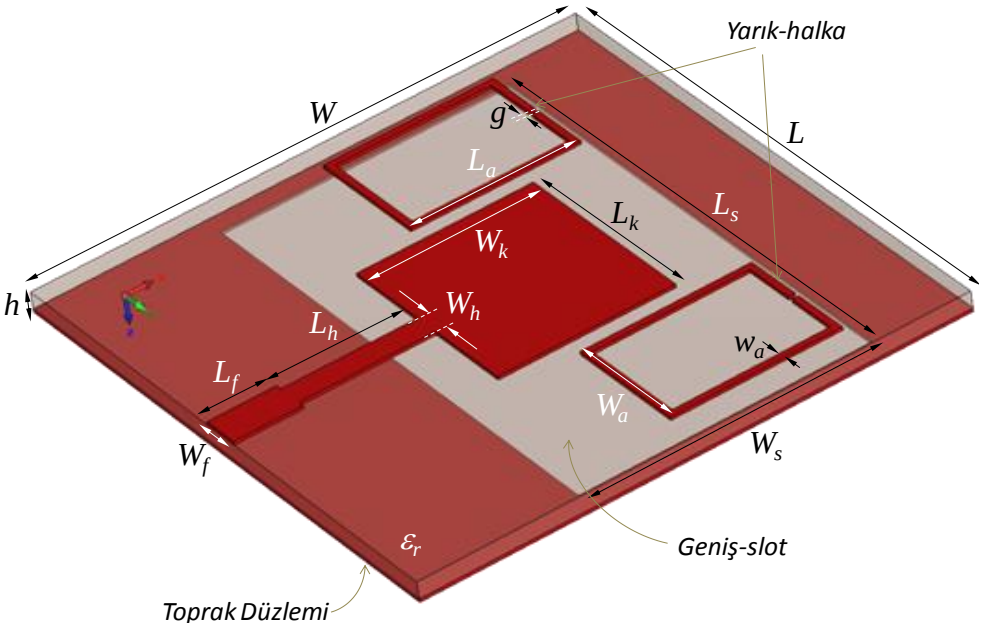
9.8 dBi yönlendirme kazanç (directivity) değerlerine sahip olup, hesaplanan anten verimliliği ilgili bantlarda ortalama %94'tür.



Şekil 3.3. UWB-MSA tasarımına ait benzetim ışıma örüntüleri.

3.2.1. Kuplaj beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı

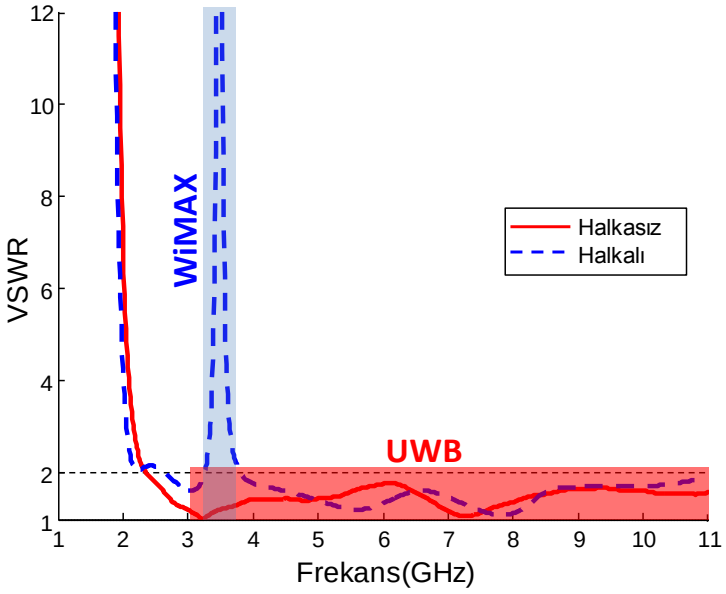
UWB sistemler için tahsis edilen 3.1–10.6 GHz frekansı aralığındaki bazı bantlar aynı zamanda WLAN/WiMAX uygulamaları içinde kullanılmaktadır. İlgili UWB sistemi, bu özel bantlardan kaynaklanabilecek olası istenmeyen elektromanyetik girişimlere maruz kalabilmekte ve bu durumun önüne geçebilmek için dar-bant işaret bastırma özelliği arzu edilmektedir. Bu kapsamda geliştirilen tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı Şekil 3.4'te yer almaktadır. Görüldüğü üzere, dikdörtgensel yama ile sonlandırılmış mikroşerit besleme hattı, anten düzlemindeki dikdörtgensel geniş-slot elemanını beslemektedir. Ayrıca, önerilen tasarımın dar-bant işaret bastırma özelliği için besleme hattı boyunca simetrik olarak yerleştirilmiş iki adet parazitik yarık-halka elemanı kullanılmıştır.



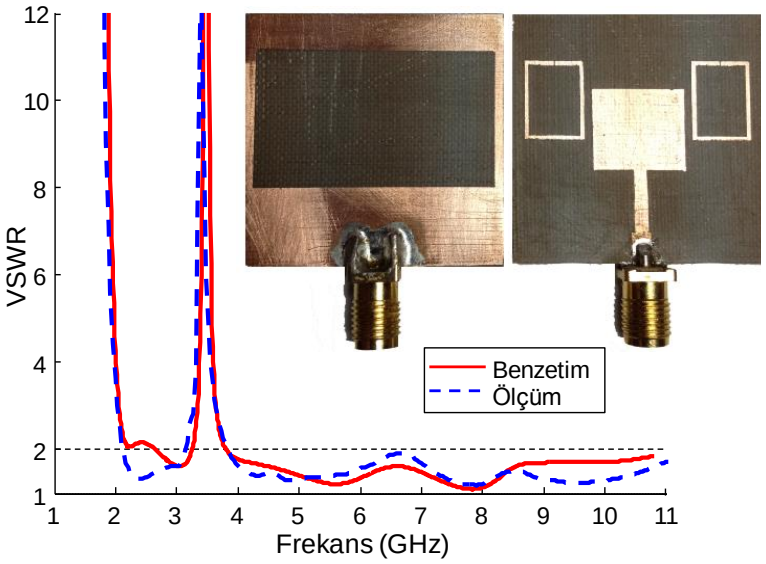
Şekil 3.4. Tek dar-bant bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu: L=W=32, L_s= 29.5, W_s=17, L_k=11.6, W_k=10.4, L_f=4, W_f=2.2, L_h=7.9, L_a=10, W_a=7.3, W_h=1.5, w_a=0.4, g=0.2, h=0.79 (hepsi mm), ε_r=2.2.

Önerilen tek dar-bant işaret bastırmalı UWB anten konfigürasyonuna ait, yarık-halka elemanı varken ve yokken durumlarındaki karşılaştırmalı VSWR karakteristikleri Şekil 3.5'te gösterilmektedir. Görüldüğü üzere, önerilen tasarım halka elemanlarının yokluğunda, 2.2–11.3 GHz frekans bandında ultra-geniş bant performans (VSWR < 2) sergilerken, bu elemanların tasarıma dahil edilmesiyle, WiMAX uygulamaları için tahsis edilen 3.1–3.8 GHz bandında, dar-bant işaret bastırma gözlenmektedir. Ayrıca Şekil 3.6'da görüldüğü üzere, gerçeklenen antenin VSWR ölçüm sonuçları ilgili benzetim sonuçlarıyla oldukça uyumludur.

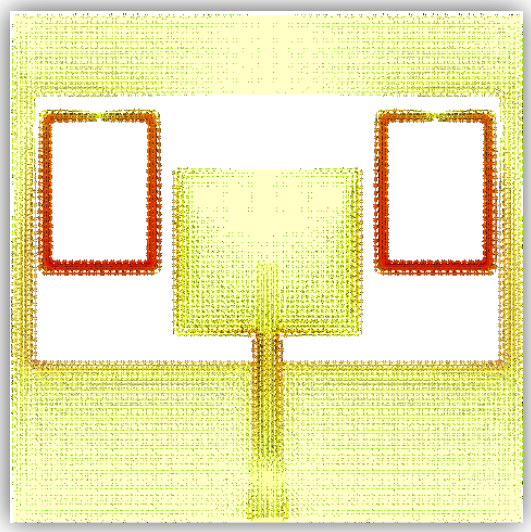
Ek olarak, bastırma bandındaki yüzey akım dağılımları Şekil 3.7'de verilmektedir. Görüldüğü üzere, 3.5 GHz'deki akım dağılımı ağırlıklı olarak yarık-halka elemanları üzerinde yoğunlaşmıştır ki bu durum yarık-halka elemanlarının bastırma bandının oluşmasında kilit rol oynadığını göstermektedir.



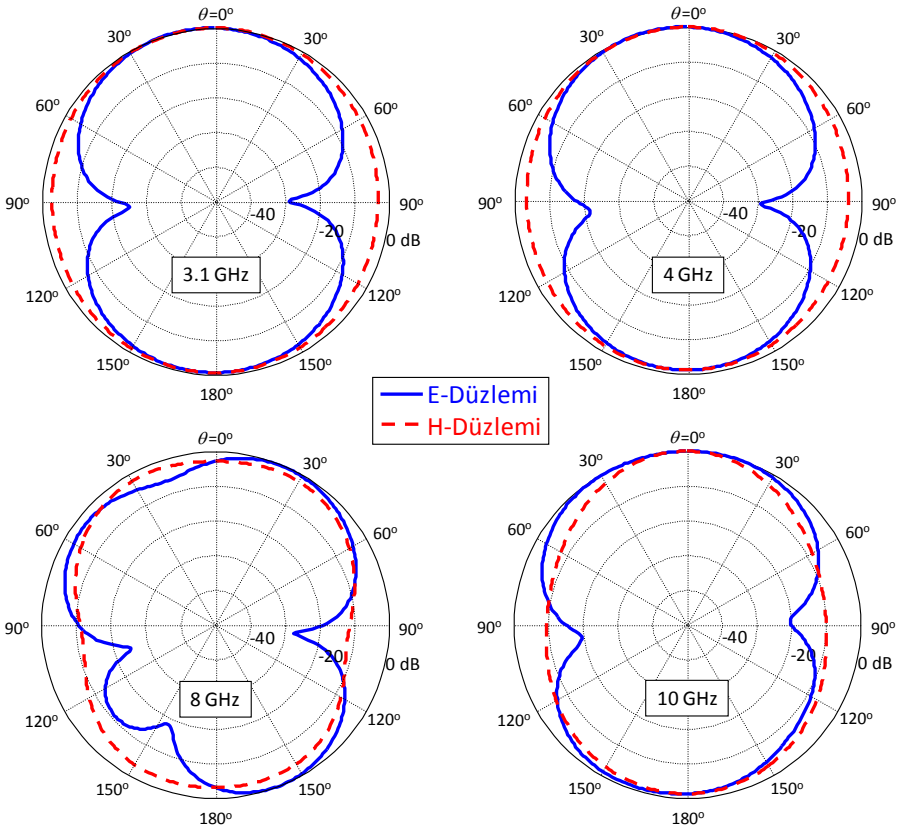
Şekil 3.5. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait VSWR benzetim sonuçları.



Şekil 3.6. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımına ait VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları.



Şekil 3.7. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait 3.5 GHz frekansındaki yüzey akım dağılımı.



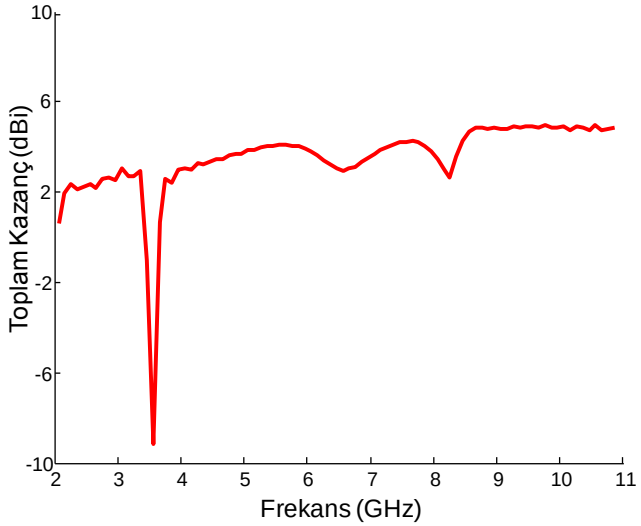
Şekil 3.8. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımına ait benzetim ışıma örüntüleri.

Şekil 3.8'de, tek dar-bant işaret bastırmalı UWB anten tasarımının CST Microwave Studio simülatörü ile elde edilmiş, 3.1, 4, 8, ve 10 GHz frekanslarındaki $E-$ ve

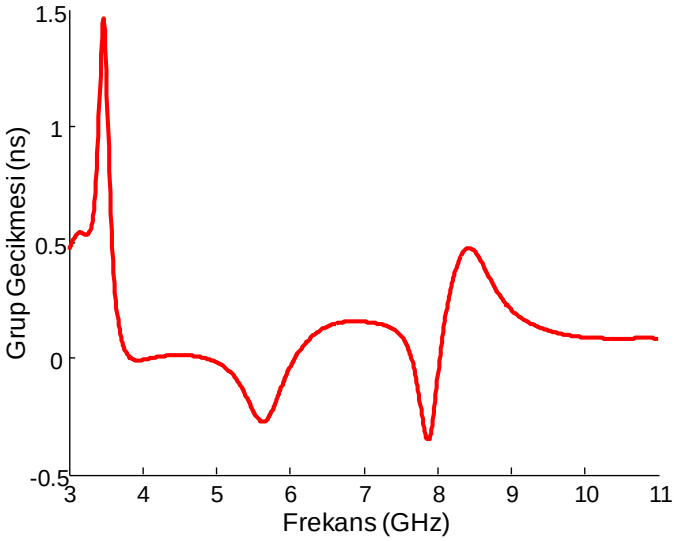
H–düzlemi ışıma örüntüleri yer almaktadır. Görüldüğü üzere, önerilen tasarım, ilgili frekans bandı boyunca *E*–düzleminde çift-yönlü, *H*–düzleminde ise hemen hemen her yöne eşit ışıma performansı sergilemektedir. Buna ek olarak, *E*–düzlemindeki öngürülen çapraz-polarizasyon (cross-polarization) seviyeleri göz ardı edilebilecek düzeylerde olup, *H*–düzleminde ise çalışma frekansın artmasıyla çapraz-polarizasyon seviyelerinde artış gözlemlenmektedir. İlgili bant boyunca antene ait hesaplanan ışıma verimliliği ise ortalama % 90 dır.

Ayrıca, önerilen UWB tasarımı için hesaplanan toplam kazanç (IEEE kazanç × uyumsuzluk kayıpları) karakteristiği Şekil 3.9'da verilmektedir. İlgili tasarımın, beklendiği üzere, keskin kazanç düşüşünün oluştuğu bastırma bandı (~3.5 GHz) dışında, UWB boyunca 2–4.5 dBi aralığında kazanç değerlerine sahip olduğu görülmektedir.

Geniş bantlı bir anten sisteminde, bozunumsuz haberleşme için, yayılan dalganın frekans-bağımsız grup gecikme cevabı ve doğrusal faz cevabına sahip olması arzu edilmektedir. Şekil 3.10'da, önerilen UWB anten tasarıma ait hesaplanan grup gecikmesi yer almaktadır. Görüldüğü üzere grup gecikmesi, bastırma bandının dışında, 3–11 GHz frekans bandı boyunca bozunumsuz haberleşme için makul kabul edilen 1 ns'nin altındadır.

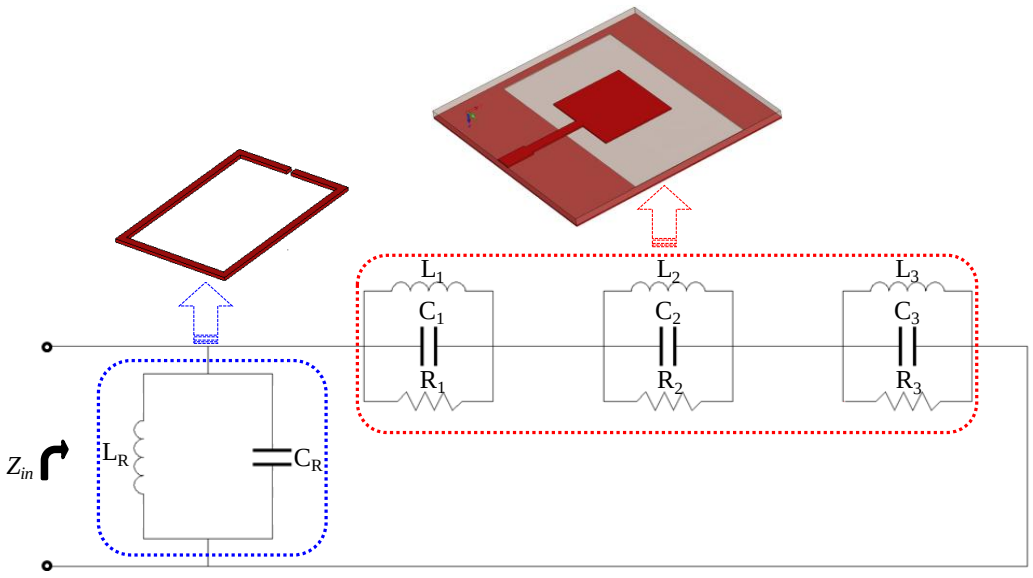


Şekil 3.9. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait broadside ışıma yönündeki kazanç karakteristiği.



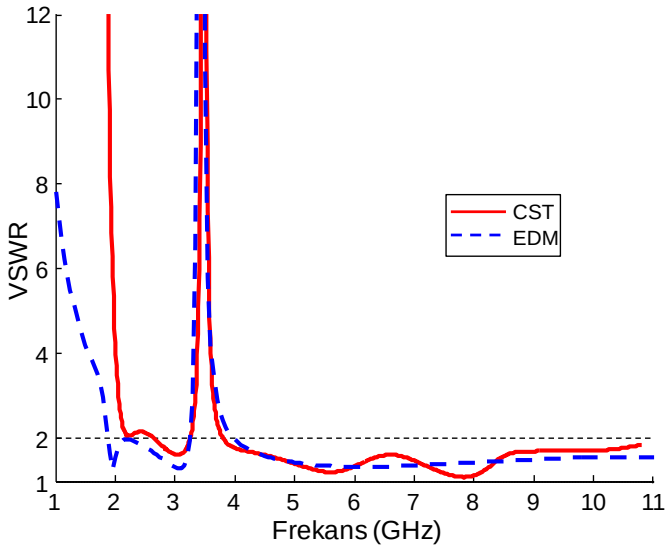
Şekil 3.10. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu için grup gecikmesinin frekansa göre değişimi.

Ayrıca, bir önceki bölümde önerilen eşdeğer devre modeli (EDM) yaklaşımı kullanılarak, önerilen tek-bant bastırmalı UWB anten tasarımı için EDM geliştirilmiştir. Şekil 3.11'de gösterildiği gibi, önerilen EDM, geniş-slot anten devre modeli [31] ve yarık-halka elemanına ait LC paralel rezonans devresinin bütünleştirilmesinden meydana gelmiştir.



Şekil 3.11. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarım için önerilen eşdeğer devre modeli: R_1=32 Ω, C_1=11 nF, L_1=0.55 nH, R_2=23 Ω, C_2=4.9 pF, L_2=0.65 nH, R_3=48 Ω, C_3=0.85 pF, L_3=1.13 nH, C_R=18 nF, L_R=0.12 pH.

Şekil 3.11'deki eşdeğer devre eleman değerleri (R, L, C) UWB antene ait VSWR benzetim karakteristiklerini temel alan eğri uydurma algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Şekil 3.12'de görüldüğü üzere, önerilen EDM, çalışma bantlarının yanı sıra bastırma bandını da (3.1–3.8 GHz) oldukça iyi bir şekilde öngörmektedir. Gözlenen farklılıklar, anteni oluşturan elemanlar arasındaki olası kuplaj etkisinin EDM'ye dahil edilmemesinden kaynaklanmaktadır.



Şekil 3.12. Tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı için benzetim (CST) ve eşdeğer devre modeline (EDM) ait VSWR karakteristiklerinin karşılaştırması.

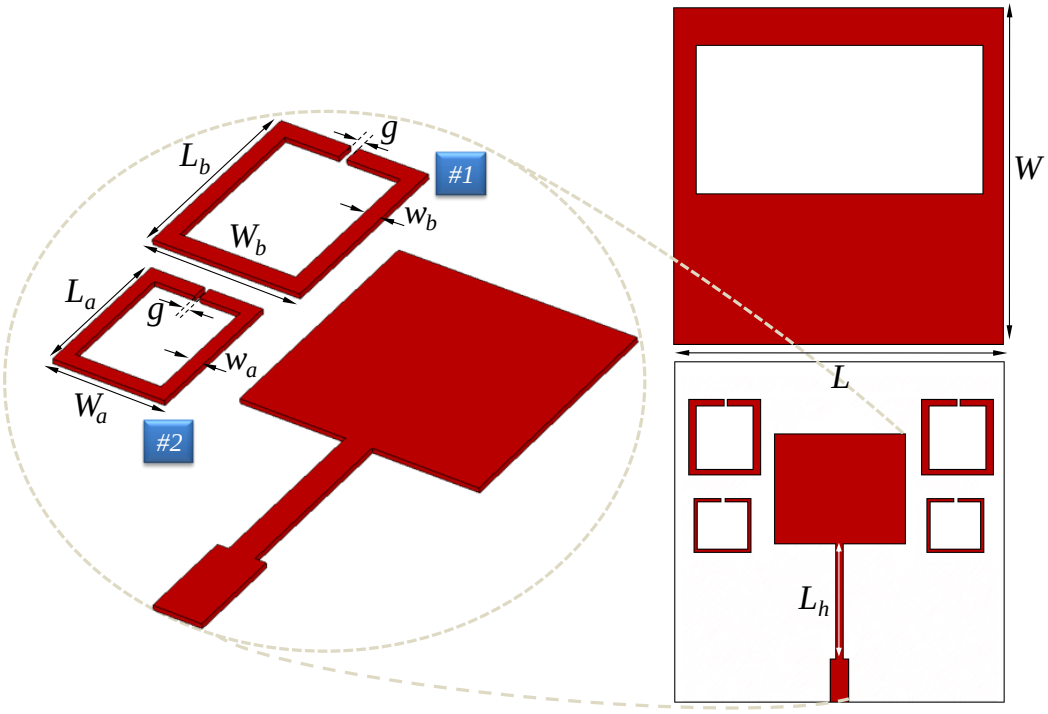
3.2.2. Kuplaj beslemeli çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı

Önceki bölümde tanıtılan tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı geliştirilerek, ilgili WLAN/WiMAX uygulamalarından kaynaklanacak girişimleri önleyebilecek, konfigürasyonu Şekil 3.13'te verilen çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı elde edilmiştir. Görüldüğü üzere, besleme yapısına simetrik olarak yerleştirilmiş dikdörtgensel yarık-halka çiftleri, ilgili WLAN/WiMAX (3.35–3.9 GHz / 5.2–5.9 GHz) frekans bantlarından gelebilecek olası girişimleri engellemek üzere filtreleme amaçlı kullanılmıştır. Tasarım sürecinde, yarık-halka yükleme elemanları UWB-MSA tasarımına eklendikten sonra, anten parametreleri (W, L, L_h) tekrar optimize edilerek, çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı (Şekil 3.13) elde edilmiştir. İlgili bastırma (notch) bantları, her bir yarık-halka yapısının toplam uzunluklarının, arzulanan bastırma frekansındaki yaklaşık

yarım dalga boyu olarak ayarlanmıştır ($L_{\text{halka1,2}}|_{f_{\text{notch1,2}}} \cong \lambda_{g1,2}/2$). Halka boyutlarına göre bastırma frekansı $f_{notch1,2}$ aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

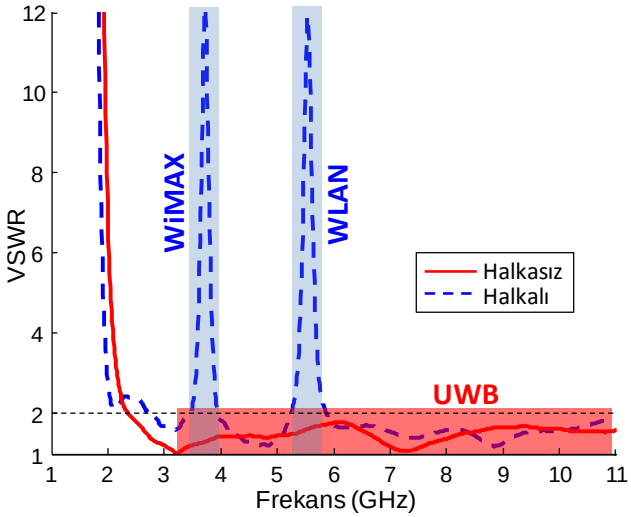
$$f_{\text{notch1,2}} \cong 2\frac{c}{L_{\text{halka1,2}}\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \tag{3.1}$$

$L_{halka1,2}$ her bir yarık-halka elemanının toplam uzunluğunu, c ışık hızını (3×10^8 m/s), ε_{eff} ise efektif dielektrik sabitini temsil etmektedir ($\varepsilon_{eff} \cong (1+\varepsilon_r)/2$).



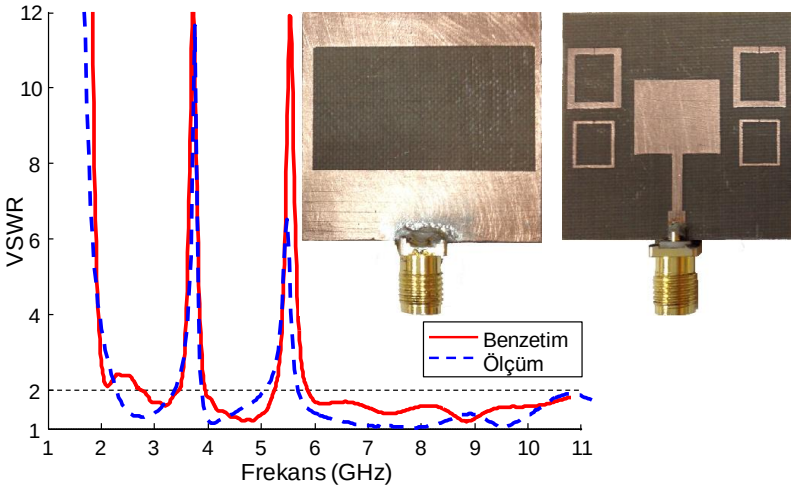
Şekil 3.13. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu: W= L=32, L_a=6.3, W_a=5.4, L_h=7.9, L_b=8.4, W_b=7.2, w_a=0.2, w_b=0.8, g=0.2 (hepsi mm; diğer parametreler Şekil 3.4 ile aynı).

Şekil 3.14'te, çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımına ait yarık-halka elemanları varken ve yokken durumları için karşılaştırmalı VSWR benzetim sonuçları yer almaktadır. Görüldüğü üzere, önerilen tasarım halka elemanlarının yokluğunda, 2.4–11 GHz frekans bandında ultra-geniş bant performans (VSWR < 2) sergilerken, yarık-halka elemanlarının (bkz. Şekil 3.13, #1 ve #2) katkısıyla, arzu edilen çift dar-bant işaret bastırma (3.3–3.9 GHz / 5.2–5.9 GHz) performansı elde edilebilmektedir. Böylece, ilgili WiMAX/WLAN frekanslarından gelebilecek olası girişimler önlenebilmekte ve bozunumsuz UWB iletişim sağlanabilmektedir.



Şekil 3.14. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB MSA konfigürasyonuna ait VSWR benzetim sonuçları.

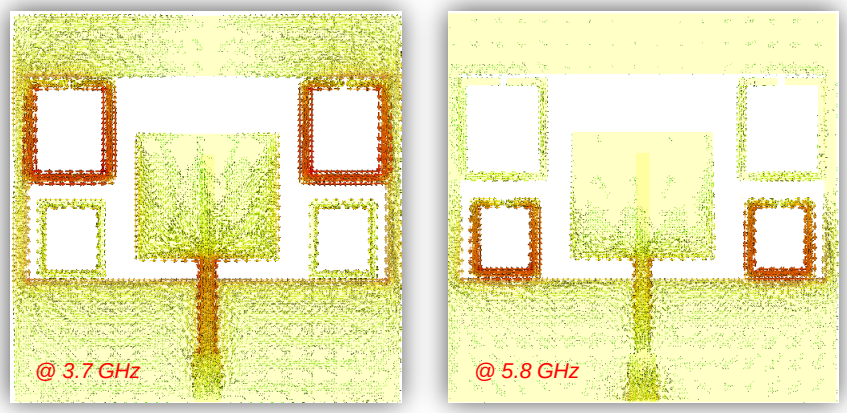
Ayrıca, gerçeklenen UWB-MSA'ya ait VSWR ölçüm sonuçları Şekil 3.15'te yer almaktadır. Görüldüğü üzere, önerilen anten, 3–11 GHz bandında ultra-geniş bant performans (VSWR < 2) sergilerken, yarık-halka (#1 ve #2) çiftleri WiMAX/WLAN frekans bantlarında (3.4–3.9 GHz / 5.2 –5.9 GHz) bant-bastırma performansı sağlamaktadır.



Şekil 3.15. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigü-rasyonuna ait VSWR benzetim ve ölçüm sonuçları.

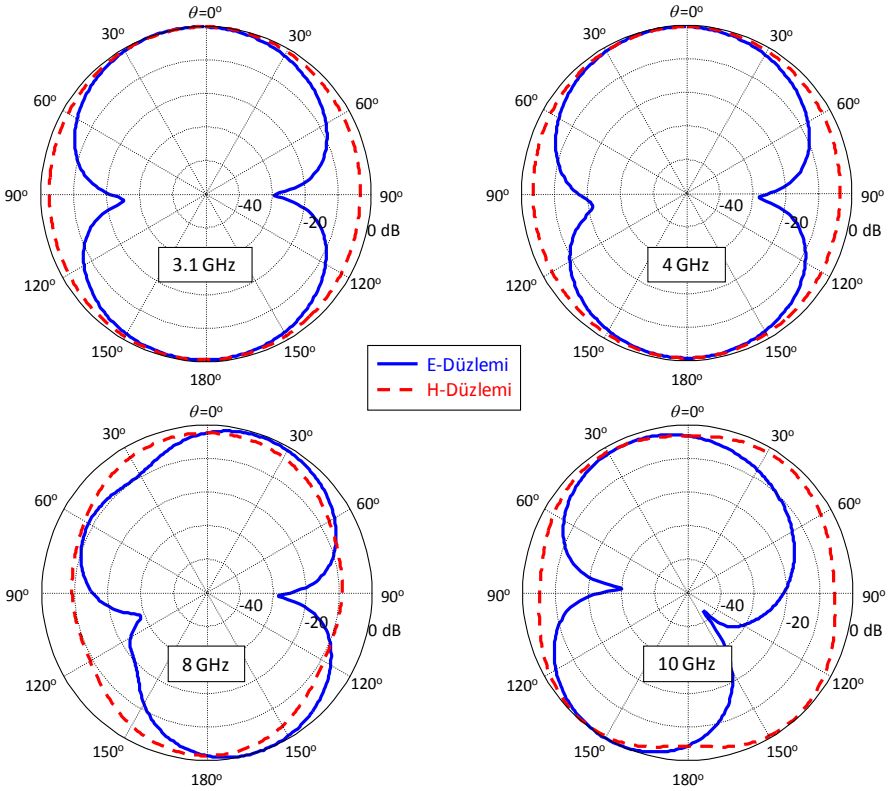
Şekil 3.15'te görüldüğü üzere, ilgili ölçüm ve benzetim sonuçları, seviyelerdeki bir takım farklılıkların dışında, ilgili bastırma ve çalışma bantları boyunca oldukça uyumludur.

Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımına ait ilgili bastırma frekanslarındaki (3.7 GHz / 5.8 GHz) akım dağılımı benzetim sonuçları Şekil 3.16'da yer almaktadır. Akım dağılımlarından da açıkça görüleceği üzere, alt-bant bastırma frekansında ($L_{halka1}|_{3.7\ GHz} \cong 0.38\lambda_g$), akım büyük oranda #1 yarık-halka çiftinin çevresinde akmaktadır. Böylece, uyarılmış yüzey akımlarına karşı bozucu bir girişim oluşmakta ve ilgili frekansta anten yanıt verememektedir [52]. Benzer şekilde, üst banttaki bastırma frekansında ($L_{halka2}|_{5.8\ GHz} \cong 0.44\lambda_g$) akım büyük oranda #2 yarık-halka çiftinin çevresinde yoğunlaşmakta ve 5.8 GHz etrafında durdurma bandı oluşmaktadır.

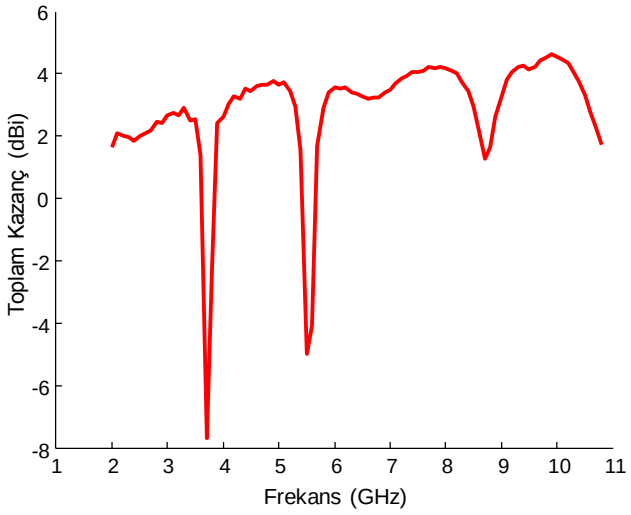


Şekil 3.16. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu ait 3.7 GHz ve 5.8 GHz frekanslarındaki yüzey akım dağılımları.

Şekil 3.17'de ise, çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımına ait 3.1 GHz, 4 GHz, 8 GHz ve 10 GHz frekanslarındaki çift-yönlü ışıma örüntüleri görülmektedir. Önerilen tasarım, ilgili frekanslarda, sırasıyla 3.2, 3.5, 4.8 ve 5.3 dBi yönlendirme kazanç (directivity) değerine sahipken, hesaplanan anten verimliliği ilgili bantlarda ortalama %97'dir. Önerilen UWB-MSA tasarımının ana hüzme (θ=0°) doğrultusundaki toplam kazanç karakteristiği ise Şekil 3.18'de verilmiştir. Görüldüğü üzere, ilgili bastırma bantlarında (3.4–3.9 GHz / 5.2 –5.9 GHz) kazanç keskin bir şekilde düşmektedir. Ancak anten, bastırma bantları dışındaki UWB frekans bandı boyunca 3–4 dBi arasındaki kazanç değerlerine sahiptir. Öte yandan, Şekil 3.18'de 9 GHz etrafında gözlenen kazançtaki düşüş, ilgili bantta ışıma hüzmesinin ana doğrultudan sapması (bkz. Şekil 3.17, 8 GHz ve 10 GHz ışıma örüntüleri) ile yönlendirme kazancındaki azalmadan kaynaklanmaktadır.



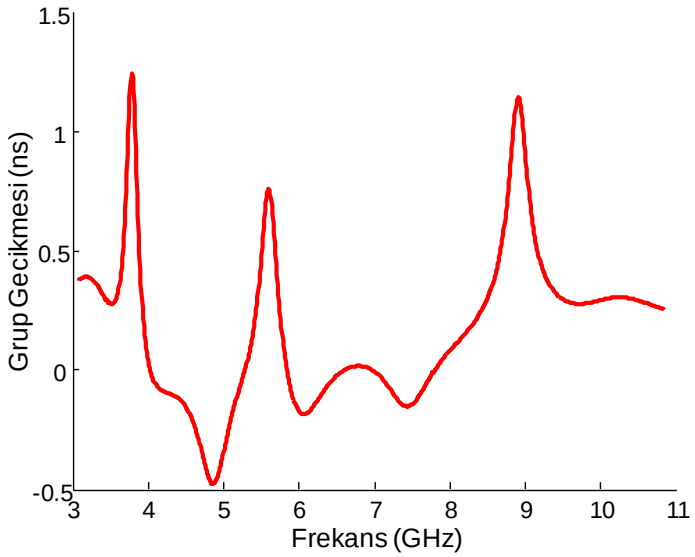
Şekil 3.17. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait ışıma örüntüleri.



Şekil 3.18. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait broadside ışıma yönündeki kazanç karakteristiği.

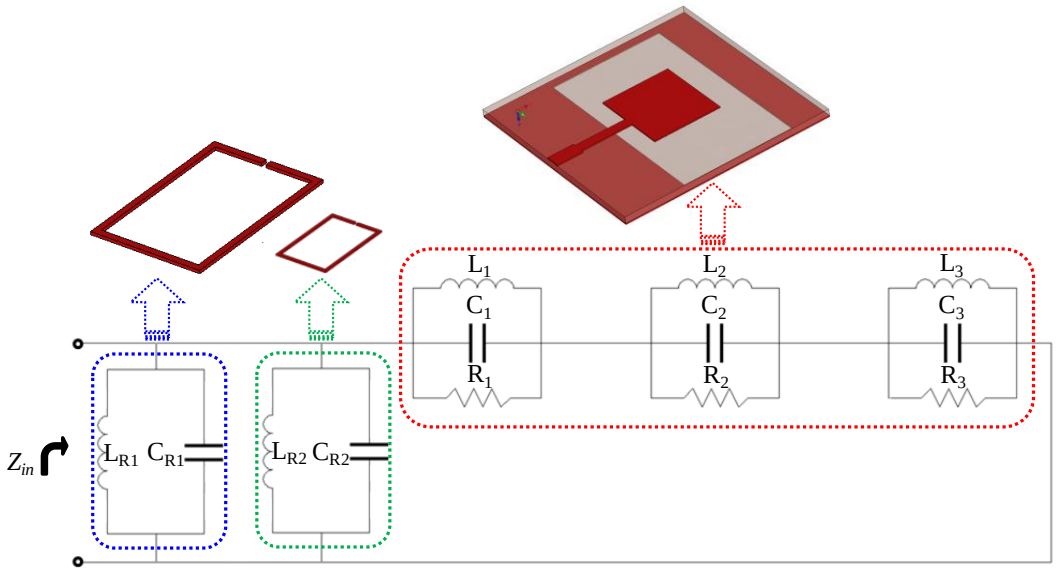
Şekil 3.19'da önerilen çift dar-bant işaret bastırmalı UWB anten tasarımına ait hesaplanan grup gecikmesi frekans karakteristiği yer almaktadır. Görüldüğü üzere grup gecikmesi, bastırma bantlarında ani artışlar göstermekte, bu bantlar dışında ise

bozunumsuz haberleşme için makul kabul edilebilen 1 ns değerinin altında seyretmektedir. Diğer taraftan, kazanç karakteristiğinde görülen 9 GHz bandındaki anamoli, grup gecikmesi profilinde de gözlenmektedir.

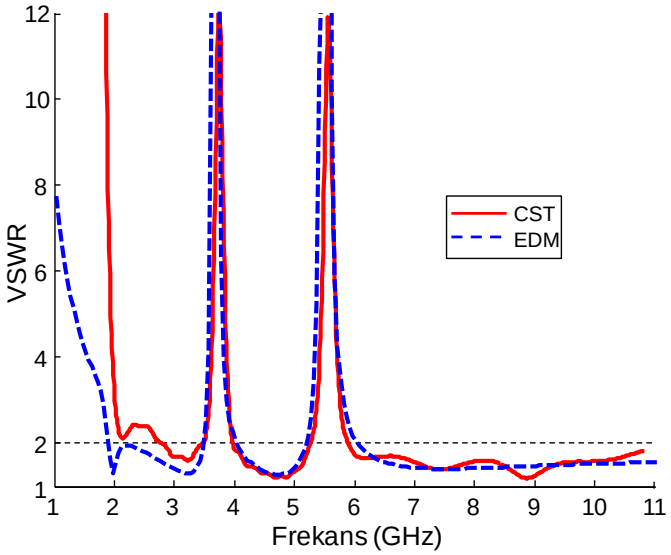


Şekil 3.19. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu için grup gecikmesinin frekansa göre değişimi.

Tek bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı için önerilen eşdeğer devre modeli (EDM) temel alınarak, çift-bant işaret bastırmalı UWB anten tasarımı için EDM geliştirilmiştir. Şekil 3.20'de görüldüğü üzere, önerilen EDM, geniş-slot anten devre modeli [31] ve yarık-halka elemanına ait iki adet LC paralel rezonans devresinin bütünleştirilmesinden meydana gelmiştir. İlgili devre eleman değerleri (R, L, C) benzer şekilde, UWB antene ait VSWR benzetim karakteristiğini temel alan eğri uydurma algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Şekli 3.21'den görüleceği üzere, önerilen EDM, çalışma bantlarının yanı sıra bastırma bantlarını da (3.4–3.9 GHz WiMAX ve 5.2–5.9 GHz WLAN) oldukça iyi bir şekilde öngörmektedir. Gözlenen farklılıkların, anten yapısını oluşturan elemanlar arasındaki olası kuplaj etkisinin EDM'ye dahil edilmemesinden kaynaklandığı tahmin edilmektedir.



Şekil 3.20. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı için geliştirilen eşdeğer devre modeli: C_{R1}=19 nF, L_{R1}=0.1 pH, C_{R2}=12 nF, L_{R2}=0.07 pH ($L_{1..3}$, $C_{1..3}$ ve $R_{1..3}$, devre eleman değerleri bir önceki modelle aynıdır.).

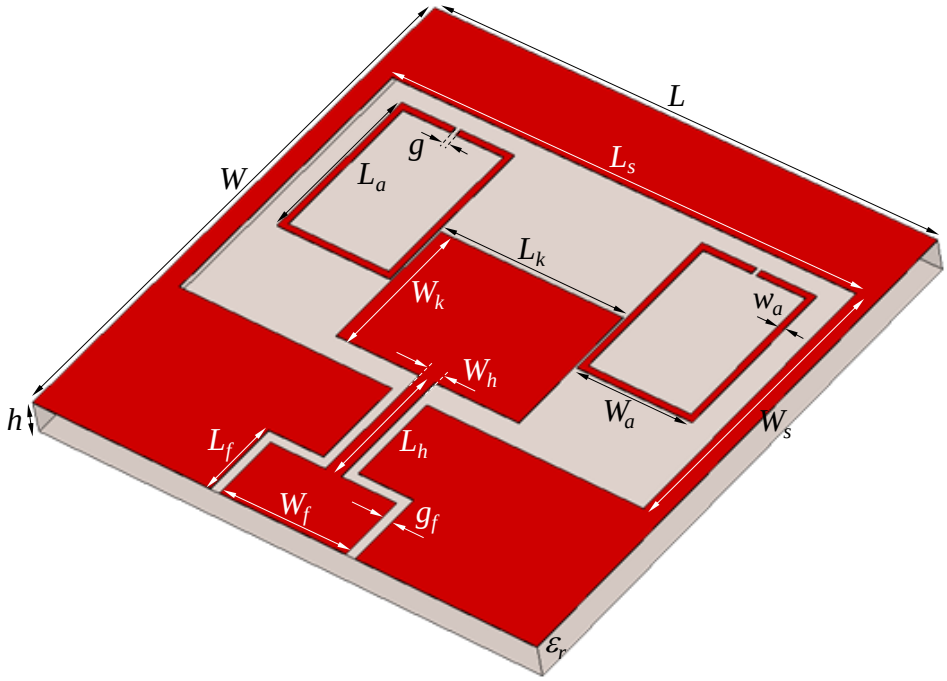


Şekil 3.21. Çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı için benzetim (CST) ve eşdeğer devre modeline (EDM) ait VSWR karakteristiklerinin karşılaştırması.

3.3. CPW Beslemeli UWB-MSA Tasarımı

Mikroşerit slot anten tasarımlarında kullanılan besleme tekniklerinden birisi de eş-düzlemsel dalga klavuzu (CPW) ile uyarımdır. Özellikle, besleme yapısının ve kullanılan anten elemanlarının aynı düzlemde olması, üretim aşamasında büyük kolaylıklar sağlamakta, böylece olası fabrikasyon hataları minimize edilebilmektedir.

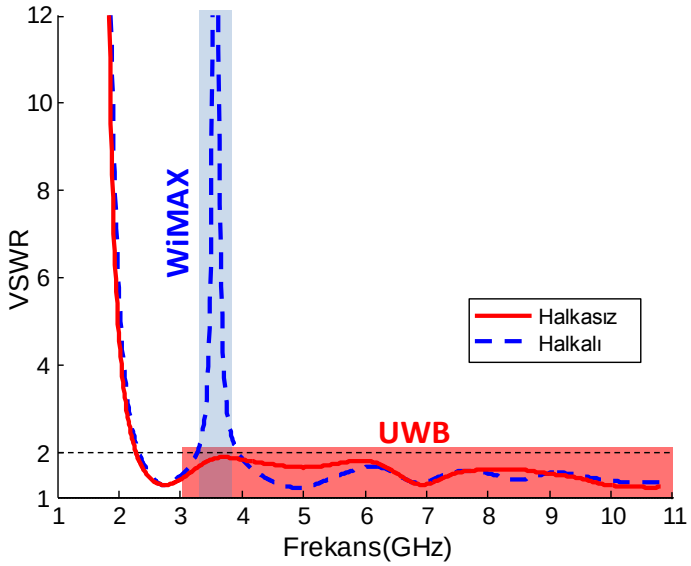
Önerilen CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu Şekil 3.22'de verilmiştir. Görüldüğü üzere, dikdörtgensel yama ile sonlandırılmış mikroşerit CPW besleme hattı, aynı düzlemdeki dikdörtgensel geniş-slot elemanı içinde yer almaktadır. Ayrıca, önerilen tasarımın dar-bant işaret bastırma özelliği, yapıya besleme hattı boyunca simetrik olarak yerleştirilmiş iki adet parazitik yarık-halka elemanı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



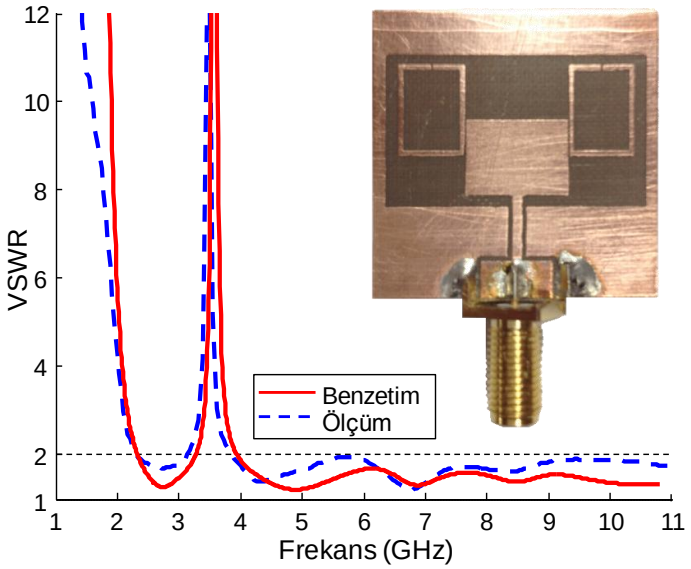
Şekil 3.22. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonu: L=W=32, L_s= 29.5, W_s=17, L_k=11.6, W_k=8.3, L_f=4.6, W_f=8, L_h=7.4, L_a=10, W_a=7.3, W_h=1, w_a=0.4, h=0.79, g=0.2, g_f=0.6 (hepsi mm), ε_r=2.2.

Şekil 3.23'te CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı tasarımında yarık-halka elemanları varken ve yokken durumlarına ait karşılaştırmalı VSWR benzetim sonuçları yer almaktadır. Halka elemanların yokluğunda, önerilen anten, 2.3–11 GHz bandında ultra-geniş bant performans (VSWR < 2) sunarken, yarık-halka eleman çiftinin eklenmesi ile WiMAX frekans bandında (3.3–3.9 GHz), dar-bant işaret bastırma karakteristiği elde edilmektedir. Ayrıca, önerilen tasarıma ait VSWR benzetim ve ölçüm sonuçları Şekil 3.24'te verilmiştir. Görüldüğü üzere gerçeklenen anten, 2.3–11.6 GHz bandında ultra-geniş bant performans (VSWR < 2) sergilerken, yarık-halka eleman çifti WiMAX frekans bandında (3.15–3.85 GHz) bant-bastırma

performansı sağlamaktadır. Ayrıca, hafif frekans kaymaları dışında, ölçüm ve benzetim sonuçları birbiriyle oldukça uyumludur.



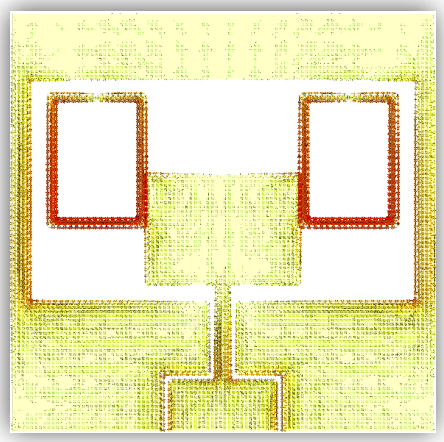
Şekil 3.23. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait VSWR benzetim sonuçları.



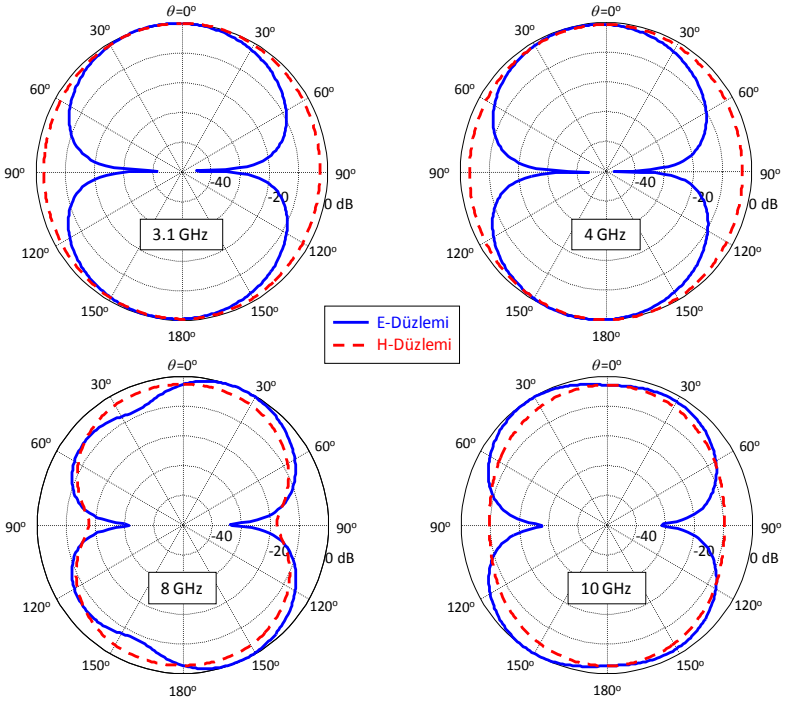
Şekil 3.24. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımına ait VSWR benzetim ve ölçüm sonuçları.

Bastırma bandındaki yüzey akım dağılımları, Şekil 3.25'te gösterilmektedir. Görüldüğü üzere, 3.5 GHz'teki akım dağılımı ağırlıklı olarak yarık-halka elemanı üzerinde hapsedilmekte, böylece halka elemanı, bastırma bandının oluşmasında

kritik rol oynamaktadır. Şekil 3.26'da, CPW-beslemeli UWB-MSA tasarımına ait 3.1 GHz, 4 GHz, 8 GHz ve 10 GHz frekanslarındaki çift-yönlü ışıma diyagramları verilmektedir. Önerilen tasarım, ilgili bantlarda sırasıyla, 3, 3.2, 5.9 ve 6 dBi yönlendirme kazanç değerlerine sahip olup, hesaplanan anten verimliliği ortalama %97 seviyelerindedir.



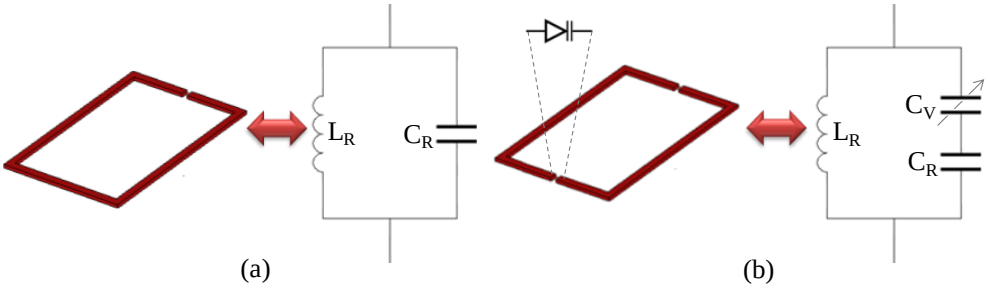
Şekil 3.25. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait 3.5 GHz frekansındaki yüzey akım dağılımı.



Şekil 3.26. CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA konfigürasyonuna ait benzetim ışıma örüntüleri.

3.4. Frekans Ayarlamalı Dar-Bant İşaret Bastırmalı UWB-MSA Tasarımı

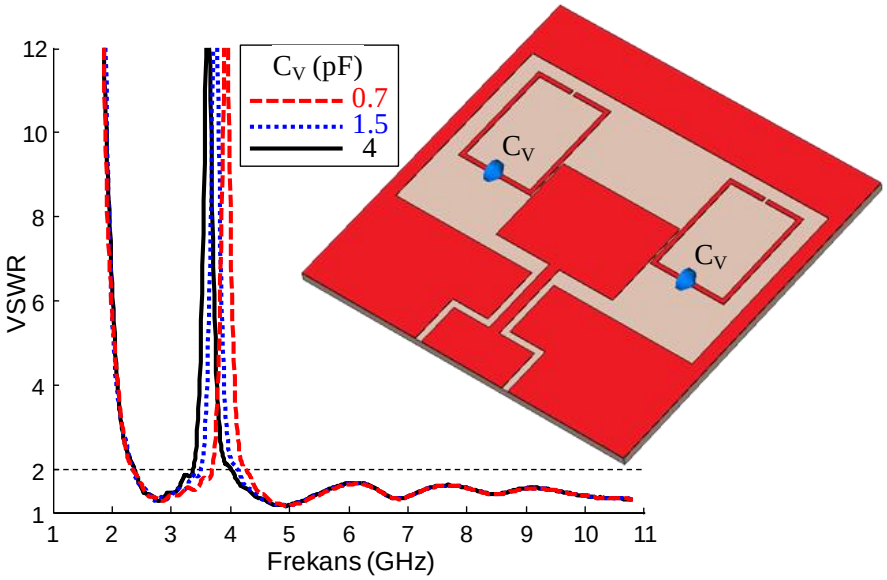
UWB sistemler için tasarlanan anten elemanlarının, tahsis edilen bantları kapsamasının yanı sıra, spekturumu ortak paylaştığı WLAN ve WiMAX haberleşme sistemlerinden gelebilecek girişimlere karşı filtreleme özelliğine de sahip olması tercih edilmektedir. Diğer taraftan bu girişimlerin olduğu frekans bantları, zamana ve konuma göre de değişiklik gösterebilir. Örneğin bir UWB sistemin üst WLAN bandında (5.75–5.825 GHz) haberleşmesi gerekiyorken, haberleşmenin olmadığı alt WLAN bandında (5.15–5.35 GHz) istenmeyen girişimlere maruz kalabilir. Bu durumda böyle bir sistemde kullanılacak antenin alt WLAN bandını bastırması, üst WLAN bandında ise çalışması gerekebilir. Ayrıca, istenmeyen girişimler yere göre de değişebilir; örneğin, WLAN Amerika'da IEEE 802.11a standardına göre 5.15–5.35 GHz ve 5.725–5.825 GHz bantlarını kullanıyorken, Avrupada ise HIPERLAN/2 standardına göre 5.15–5.35 ve 5.47–5.725 GHz bantlarında hizmet sunmaktadır. Dolayısıyla, UWB sistemlerde kullanılabilecek antenlerin dar-bant işaret bastırma özelliğinin, zamana ve ortama göre değişkenlik gösterebilen girişimlere karşı ayarlanabilir (anahtarlanabilir) olması tercih edilebilir [52]. Ayrıca, olası fabrikasyon hatalarından kaynaklanan frekans kaymalarını tolere edebilmek için de ayarlanabilir işaret bastırma özelliği yararlı olacaktır. Bu amaçlar doğrultusunda, frekans ayarlamalı bant durdurma performansı için Şekil 3.27'deki eşdeğer devre modeli (EDM) yaklaşımı göz önünde bulundurularak çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Bu yaklaşımda, Şekil 3.27(a)'da görülen yarık-halka elemanının simetrik koluna ikinci bir yarık açılmış ve Şekil 3.27(b)'de görüldüğü üzere bu yeni halka aralığına kapasitans değeri değiştirilebilen bir devre elemanı (C_V) yerleştirilmiştir. İlgili eşdeğer devre modelinde, paralel LC devresinde C_R kapasitesine seri bağlı olarak yerini alan C_V kapasitansının değişimine göre, devreye ait toplam kapasitif etki değiştirilmekte ve ilgili bastırma frekansı belli bir bant aralığında ayarlanabilmektedir. Pratik uygulamada C_V kapasitansı, ters polarma gerilimi ile kapasitesi değiştirilebilen varaktör diyot kullanarak gerçeklenebilir. Bu bölümde, sırasıyla CPW-beslemeli ve kuplaj-beslemeli olmak üzere, frekans-ayarlamalı bant-bastırma özelliğine sahip UWB-MSA tasarımlarına ait benzetim sonuçları sunulmaktadır.



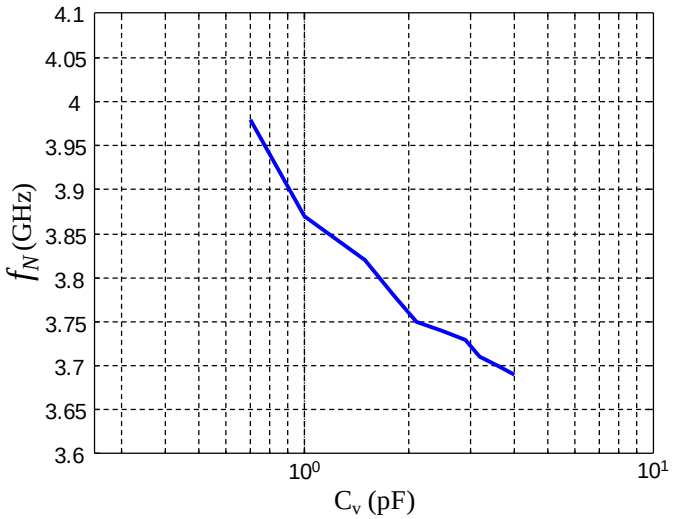
Şekil 3.27. Eşdeğer devre modelleri: (a) Yarık-halka elemanı, (b) frekans-ayarlamalı performans için varaktör diyot (C_V) eklenmiş yarık-halka elemanı.

3.4.1. CPW-beslemeli frekans ayarlamalı tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı

CPW-beslemeli tek dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımında, halka elemanın yarığına simetrik konumda açılan ikinci bir yarığa yerleştirilen C_V kapasitansı ile frekans ayarlamalı işaret bastırma performansı incelenmiştir. CST benzetim programında modellenen anten konfigürasyonu ve ilgili frekans ayarlamalı bant-bastırma performansı Şekil 3.28'de yer almaktadır. Gerçeklenebilir bir tasarım olabilmesi için simulasyonlarda Skyworks firmasına ait SMV1247–079LF model varaktör diyoda ait kapasite değerleri kullanılmıştır ($C_{min}|_{8V}$=0.64pF, $C_{max}|_{0V}$=8.86pF). Şekil 3.28'de görüldüğü üzere, C_V kapasitansı arttırıldığında (0.7pF→4pF) bastırma frekansı aşağı doğru kaymaktadır (3.9GHz→3.6GHz). C_V değerinin değişimi sadece bastırma bandında kaymalara sebep olurken, geri kalan UWB çalışma bandında herhangi bir olumsuz etki oluşturmamaktadır. Frekans ayarlamalı bant-bastırma performansı, ilgili kapasitans değeri C_V ile bastırma bandına ait merkez frekansı f_N arasındaki değişimin gösterildiği Şekil 3.29'da yer alan tasarım eğrisi ile özetlenmektedir. Görüldüğü üzere, düşük C_V kapasitans değerlerinde, f_N frekansında nispeten daha fazla dinamik değişim gözlenmektedir.



Şekil 3.28. CPW-beslemeli UWB-MSA tasarımının frekans ayarlamalı bant bastırma performansı.



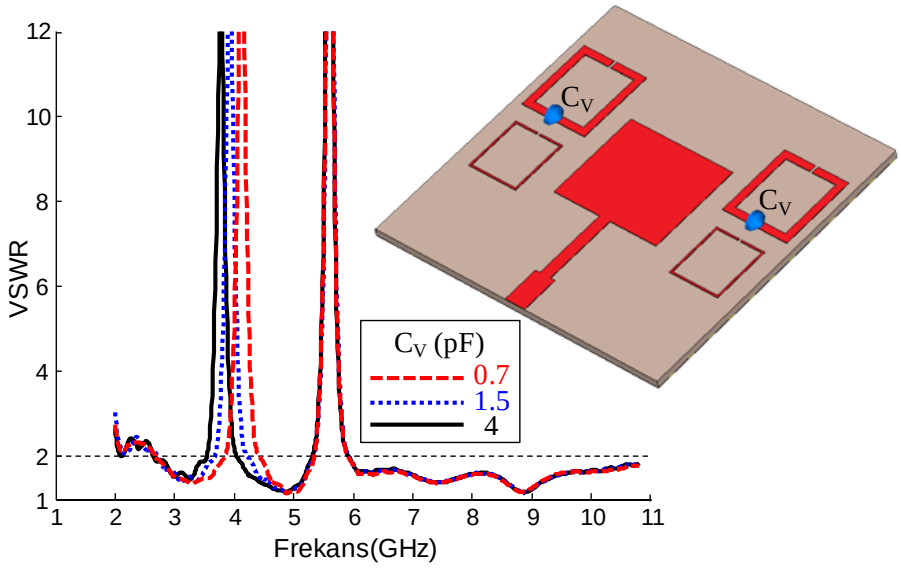
Şekil 3.29. CPW-beslemeli frekans ayarlamalı tek-bant işaret bastırmalı UWB-MSA için tasarım eğrisi.

3.4.2. Kuplaj-beslemeli frekans ayarlamalı çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımı

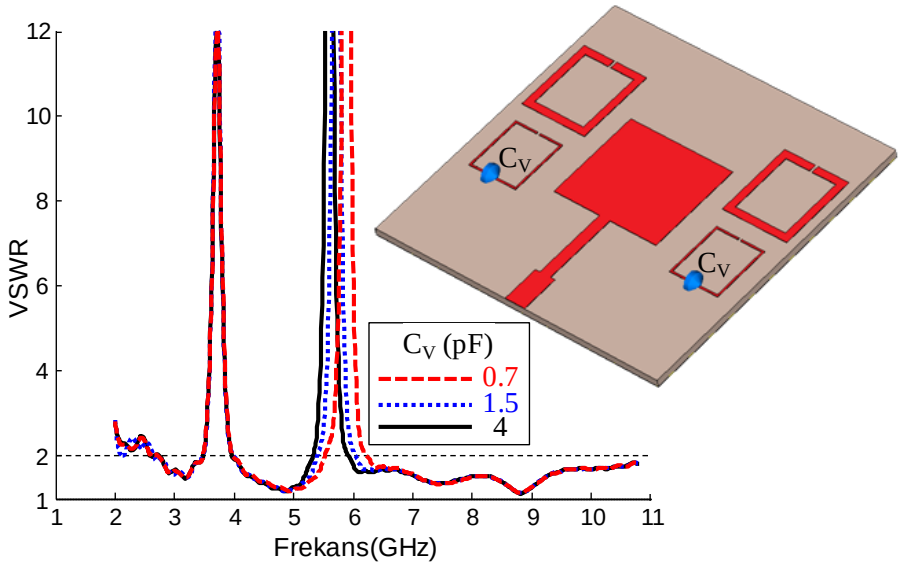
Kuplaj-beslemeli çift dar-bant işaret bastırmalı UWB-MSA tasarımında, alt (3.3–3.9 GHz) ve üst (5.3–5.9 GHz) bastırma bantları için, söz konusu frekans ayarlamalı işaret bastırma performansı incelenmiştir. CST benzetim programında modellenen anten yapıları ve ilgili frekans ayarlamalı bant-bastırma performansları Şekil 3.30 ve Şekil 3.31'da yer almaktadır. Şekil 3.30'da görüldüğü üzere, alt

bastırma bandının oluşumunda katkı sağlayan büyük yarık-halka çiftinde, ilgili konumlara yerleşirilen C_V kapasitesi arttırıldığında (0.7 pF→4 pF), bastırma frekansı aşağı doğru (4.1 GHz→3.7 GHz) kaymaktadır. C_V kapasitansının değişimi, alt-bant bastırma frekansında kaymalar sağlarken, anten genel performansında ve özel olarak üst banttaki bastırma karakteristiğinde herhangi bir bozucu etkiye neden olmamaktadır.

Üst bantta benzer bir frekans ayarlama performansı elde edebilmek için, boyutları daha küçük ve daha ince yarık-halka çiftinde ilgili konumlara C_V kapasitesi yerleştirilmiş ve sayısal analizleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.31'de görüldüğü üzere, C_V kapasitesi arttırıldığında (0.7 pF→4 pF), üst-bant bastırma frekansı aşağı doğru (5.85 GHz→5.62 GHz) kaymaktadır. Benzer şekilde; C_V kapasitansının değişimi, üst-bant bastırma frekansında kaymalar sağlarken, genel anten performansında ve özel olarak alt-bant bastırma karakteristiğinde herhangi bir bozucu etkiye neden olmamaktadır.

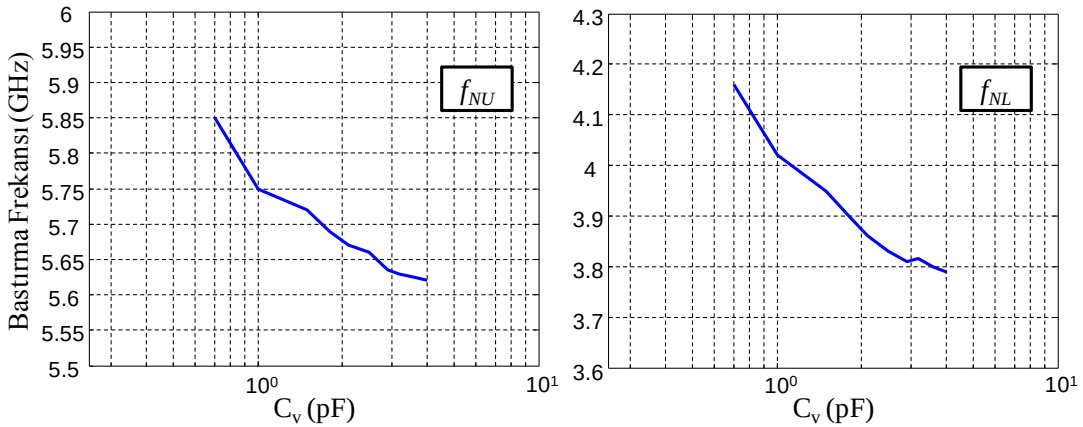


Şekil 3.30. Alt-bant frekans-ayarlamalı UWB-MSA performansı.



Şekil 3.31. Üst-bant frekans-ayarlamalı UWB-MSA performansı.

İlgili kapasitans değeri (C_V) ile bastırma bantlarına ait merkez frekansların (f_{NU} ve f_{NL}) değişimi Şekil 3.32'deki tasarım eğrilerinde yer almaktadır. CPW-besleme tasarımında olduğu gibi, kuplaj-beslemeli tasarımda da düşük C_V kapasitans değerleri için ilgili bastırma frekanslarında (f_{NU} , f_{NL}) nispeten daha fazla dinamik değişim gözlenmektedir.



Şekil 3.32. Frekans-ayarlamalı çift-bant işaret bastırmalı UWB-MSA için tasarım eğrileri.

4. ULTRA-GENİŞ BANT UYGULAMALARI İÇİN DİZİ ANTEN TASARIMLARI

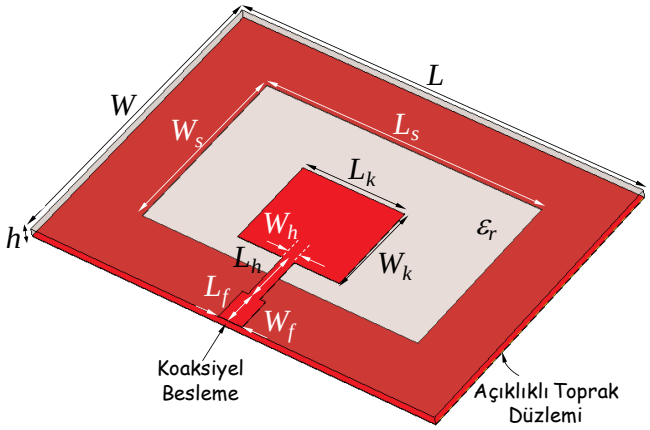
4.1. Giriş

Bir önceki bölümde, UWB uygulamaları için geniş-slot anten elemanını temel alan mikroşerit slot anten (MSA) tasarımlarının tanıtımı yapılarak EM özellikleri incelenmiş, benzetim sonuçlarını destekleyen ölçüm sonuçlarına yer verilmiştir. Bu bölümde, bir önceki bölümde önerilen UWB anten tasarımını temel alan 1×2 *H*–düzlemi, 2×1 *E*–düzlemi ve 2×2 UWB dizi anten tasarımlarına yer verilecektir. Ayrıca, önerilen UWB dizi tasarımlarının CST analiz sonuçları ölçüm sonuçları ile desteklenmektedir.

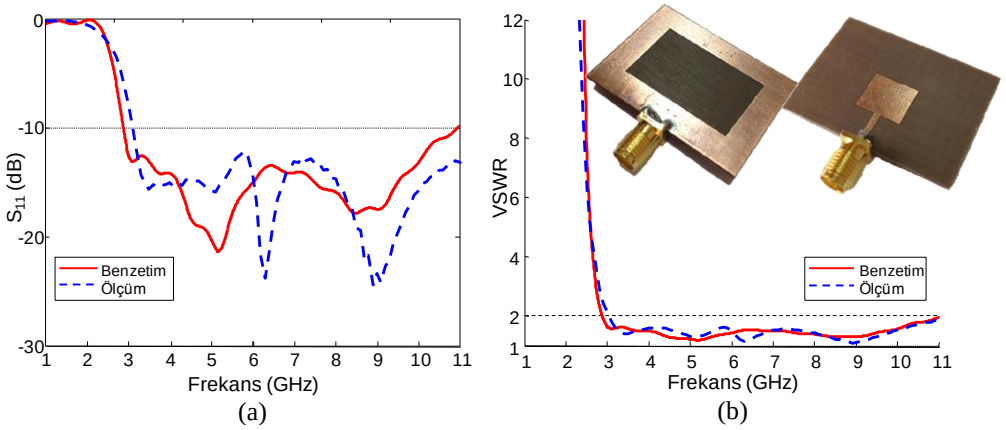
UWB dizi antenler, duvar-arkası görüntüleme (DAG) uygulamalarında tercih edilebilmektedirler. Bu bölümde ayrıca; geliştirilen UWB dizi tasarımı, duvar ve deri yapısından oluşan basit bir UWB-DAG senaryosu kapsamında, CST programında benzetimi gerçekleştirilmiş ve simülasyon sonuçları değerlendirilmiştir.

4.2. 1×1 UWB-MSA Dizi Tasarımı

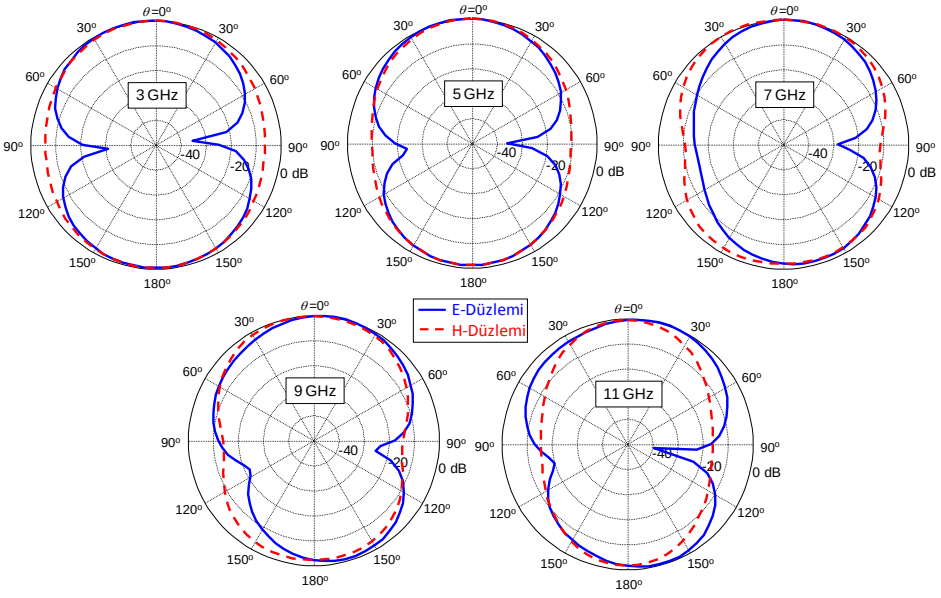
1×2 *H*–düzlemi, 2×1 *E*–düzlemi ve 2×2 UWB dizi anten tasarımlarına temel teşkil eden, geniş-slot anten elemanına ait konfigürasyon Şekil 4.1'de yer almaktadır. Görüldüğü üzere, 38×27×0.79 mm^3 boyutlu (f_0=2.9 GHz: ~$0.38\lambda_0 \times 0.27\lambda_0$) UWB-MSA tasarımı, basamaklı mikroşerit kuplaj besleme yapısı ve toprak düzleminde bulunan dikdörtgensel açıklıktan meydana gelmektedir. Tasarıma ait giriş yansıma katsayısı (S_{11}) ve VSWR ölçüm ve sayısal analiz sonuçları, sırasıyla Şekil 4.2(a) ve (b)'de yer almaktadır. Görüldüğü üzere, ilgili sonuçlar olası malzeme ve imalat toleranslarından kaynaklanabilecek bazı beklenen farklılıklara rağmen olabildiğince uyumludur. Şekil 4.3'te, 1×1 UWB-MSA tasarımının, 3 GHz, 5 GHz, 7 GHz, 9 GHz ve 11 GHz frekanslarındaki benzetim ışıma örüntüleri yer almaktadır. Ayrıca tasarımın ilgili frekanslardaki yönlendirme anten kazancı, sırasıyla 7.3 dBi, 8.5 dBi, 7.9 dBi, 8.9 dBi ve 10.1 dBi seviyelerindedir.



Şekil 4.1. 1×1 UWB-MSA tasarımı: h=0.79, W=27, L=38, W_s=16, L_s=26, L_k=9.6, W_k=8.3, L_f=3, W_f=2.2, W_h=1.1, L_h=4.3 (mm), ε_r=2.2.



Şekil 4.2. 1×1 UWB-MSA tasarımına ait (a) S_{11} ve (b) VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları.

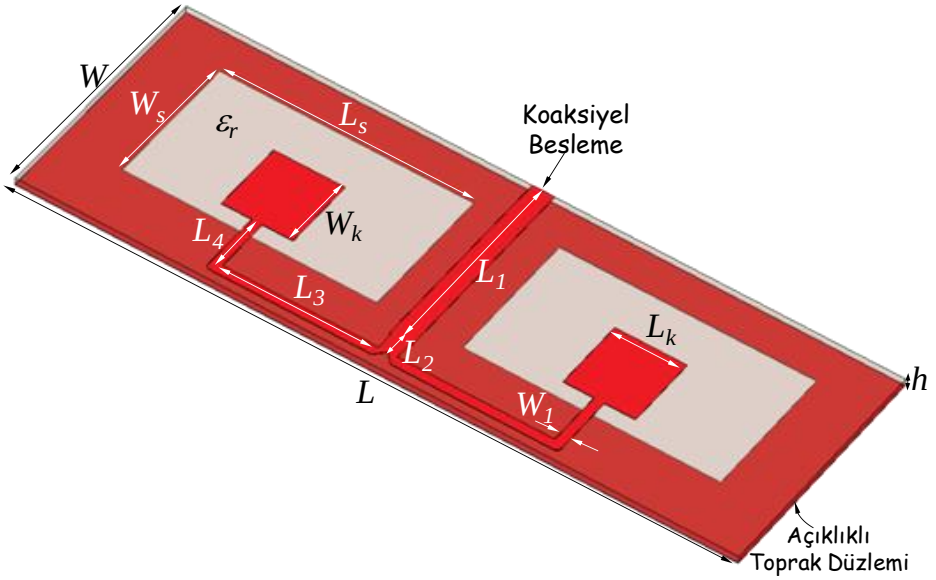


Şekil 4.3. 1×1 UWB-MSA'ya ait ışıma örüntüsü benzetim sonuçları.

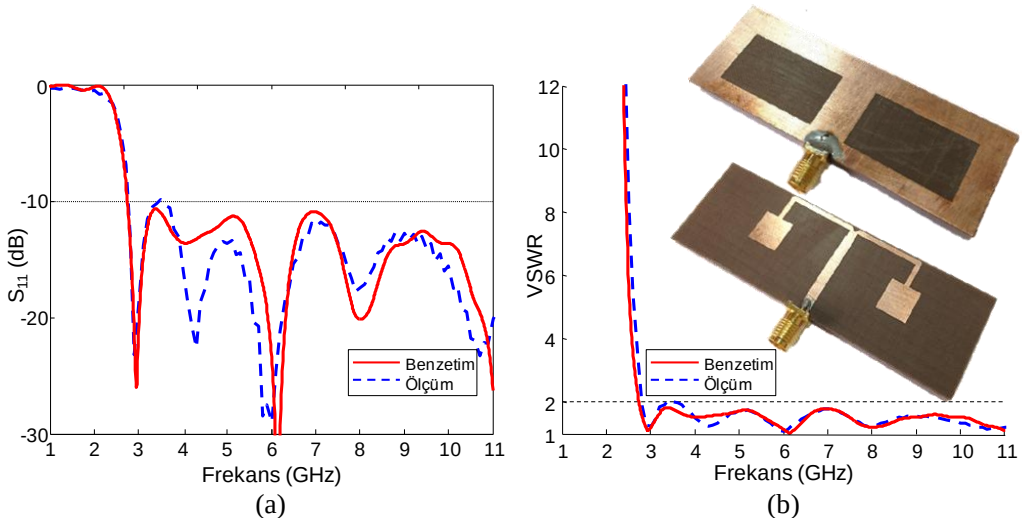
4.3. 1×2 *H*–Düzlemi UWB-MSA Dizi Tasarımı

Şekil 4.1'de verilen 1×1 UWB-MSA tasarımı temel alınarak, Şekil 4.4'te yer alan 1×2 *H*–düzlemi UWB-MSA dizi tasarımı geliştirilmiştir. Optimum dizi konfigürasyonu, bütünleşik besleme ağı (corporate feed network) ve geniş-slot anten elemanının, CST benzetim programında en iyileştirilmesi ile elde edilmiştir. Şekil 4.4'te görüldüğü üzere, ortak besleme yapısında, mikroşerit besleme hatları üzerinden *H*–düzlemi doğrultusundaki iki adet yama elemanına dağıtılan bir adet koaksiyel girişi bulunmaktadır. Ayrıca besleme yapısındaki her bir mikroşerit besleme hattı, geliştirilen dizinin eş-fazlı uyarımı için eşit uzunluğa sahiptir. Basamaklı besleme hatları, daha uyumlu bir uyarım için farklı genişliklere (50Ω ve ~65Ω'luk karakteristik empedanslı) sahiptir.

Tasarıma ait S_{11} ve VSWR ölçüm ve sayısal analiz sonuçları, sırasıyla Şekil 4.5(a) ve (b)'de yer almaktadır. Görüldüğü üzere, ilgili sonuçlar olası malzeme ve imalat toleranslarından kaynaklanabilecek beklenen bazı farklılıklara rağmen olabildiğince uyumludur. Ayrıca Şekil 4.6'da, 1×2 *H*–düzlemi UWB-MSA tasarımının 3 GHz, 5 GHz, 7 GHz, 9 GHz ve 11 GHz frekanslarındaki benzetim ışıma örüntüleri yer almaktadır. Ek olarak, tasarımın ilgili frekanslardaki yönlendirme anten kazancı, sırasıyla 8.9 dBi, 11.1 dBi, 10.9 dBi, 12.2 dBi ve 13.7 dBi seviyelerindedir.

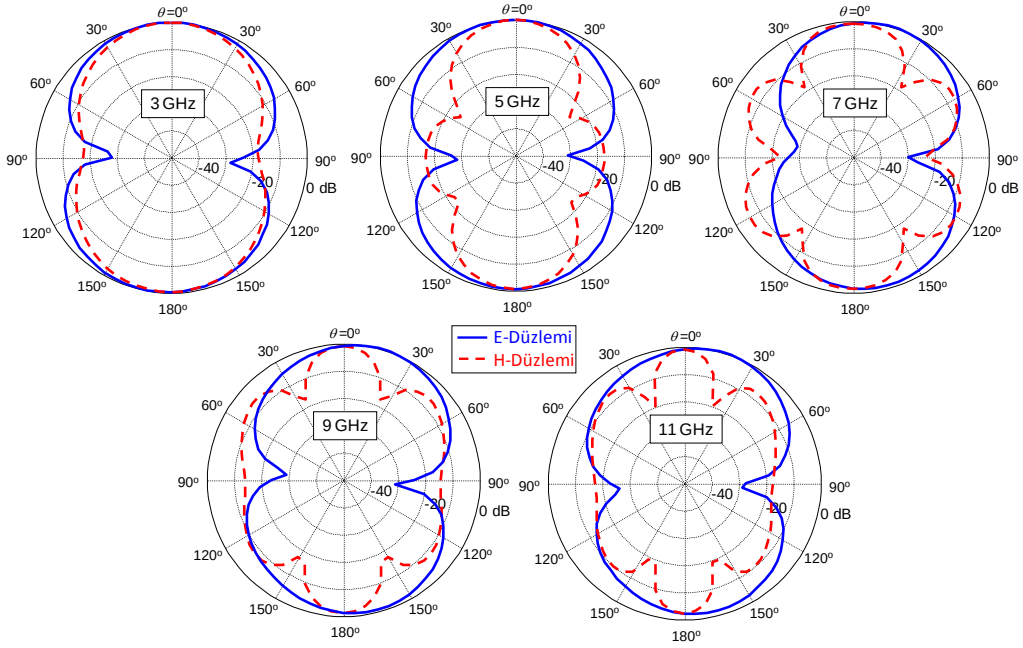


Şekil 4.4. 1×2 UWB-MSA dizi konfigürasyonu: h= 0.79, W=27, L= 76, W_s=15.5, L_s=27, L_k=7.6, W_k=8.3, L_1=22.9, L_2=2, L_3=16.5, L_4=7.4, W_1=1.1 (mm), ε_r=2.2.



(a) (b)

Şekil 4.5. 1×2 UWB-MSA dizi tasarımına ait (a) S_{11} ve (b) VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları.



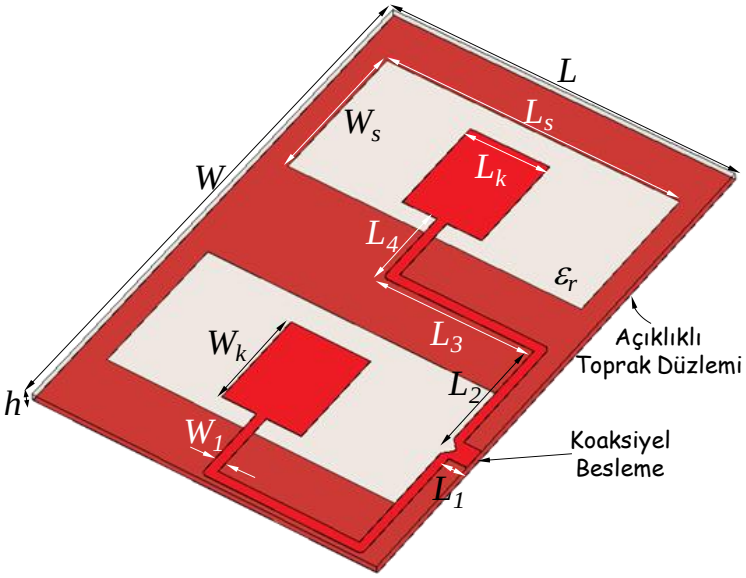
Şekil 4.6. 1×2 UWB-MSA tasarımına ait ışıma örüntüsü benzetim sonuçları.

4.4. 2×1 *E*–Düzlemi UWB-MSA Dizi Tasarımı

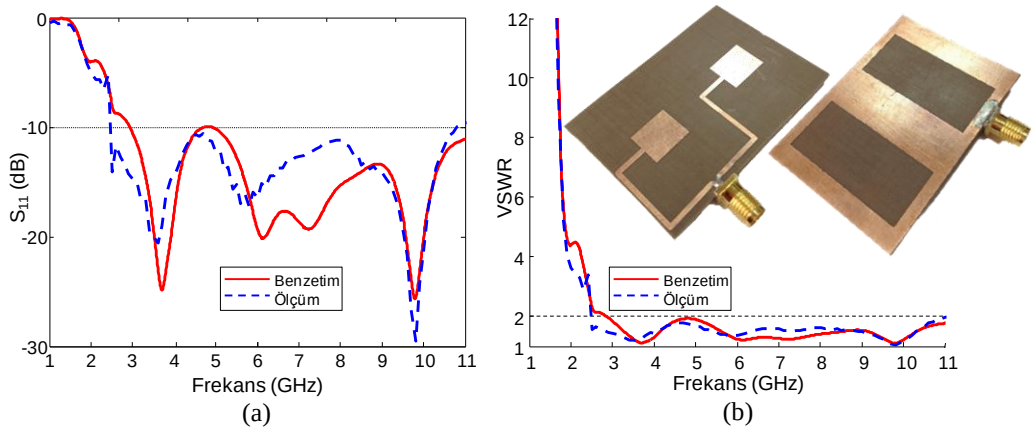
Geliştirilen, 2×1 *E*–düzlemi UWB-MSA dizi konfigürasyonu Şekil 4.7'de yer almaktadır. Görüldüğü üzere 2×1 anten dizisi, 1×2 dizi tasarımındaki yaklaşım kullanılarak, ortak besleme ağı ile birlikte geniş-slot anten elemanının CST benzetim programında optimizasyonu ile geliştirilmiştir. Ortak besleme yapısında, *E*-düzlemi doğrultusundaki iki adet yama elemanın uyarıldığı bir adet koaksiyel girişi

bulunmaktadır. Ayrıca besleme yapısındaki her bir mikroşerit besleme hattı, dizinin eş-fazlı uyarımı için eşit uzunluğa sahiptir.

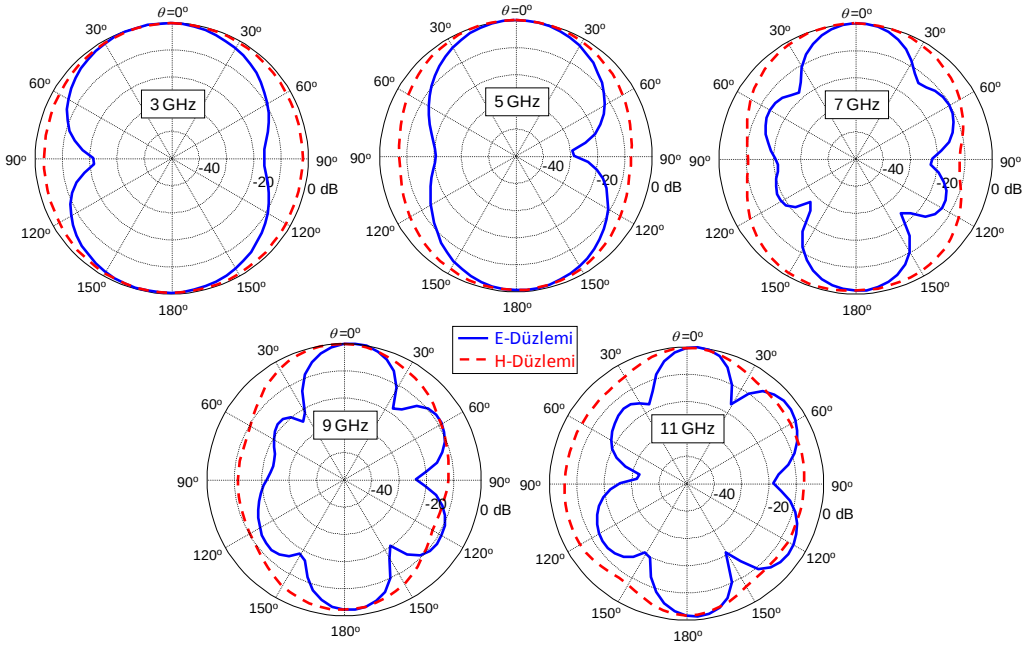
Geliştirilen tasarıma ait S_{11} ve VSWR ölçüm ve sayısal analiz sonuçları, sırasıyla Şekil 4.8(a) ve (b)'de yer almaktadır. Görüldüğü üzere, ilgili sonuçlar bir takım seviye farklılıkları dışında olabildiğince uyumludur. Ayrıca Şekil 4.9'da, 2×1 *E*–düzlemi UWB-MSA tasarımının, 3 GHz, 5 GHz, 7 GHz, 9 GHz ve 11 GHz frekanslarındaki ışıma örüntüleri benzetim sonuçları yer almaktadır. Ayrıca, tasarımın ilgili frekanslardaki yönlendirme anten kazançları, sırasıyla 6.5 dBi, 8.3 dBi, 10.8 dBi, 12.8 dBi ve 12.2 dBi seviyelerindedir.



Şekil 4.7. 2×1 UWB-MSA dizi konfigürasyonu: h= 0.79, W=54, L= 38, W_s=15, L_s=32.5, L_k=8.8, W_k=10.3, L_1=2, L_2=13, L_3=16.6, L_4=8.1, W_1=1.1 (mm), ε_r=2.2.



Şekil 4.8. 2×1 UWB-MSA dizi tasarımına ait (a) S_{11} ve (b) VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları.



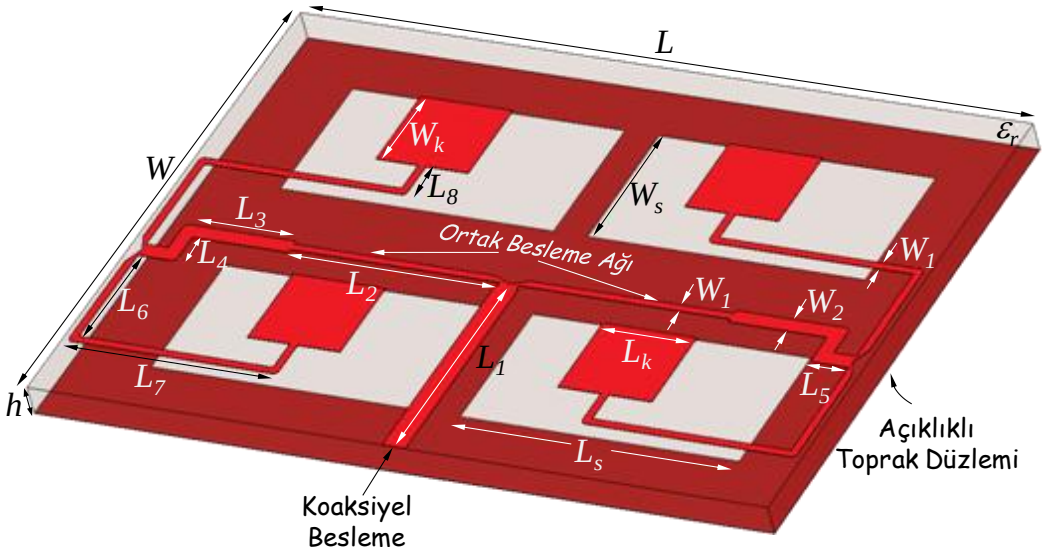
Şekil 4.9. 2×1 UWB-MSA dizi tasarımına ait ışıma örüntüsü benzetim sonuçları.

4.5. 2×2 UWB-MSA Dizi Tasarımı

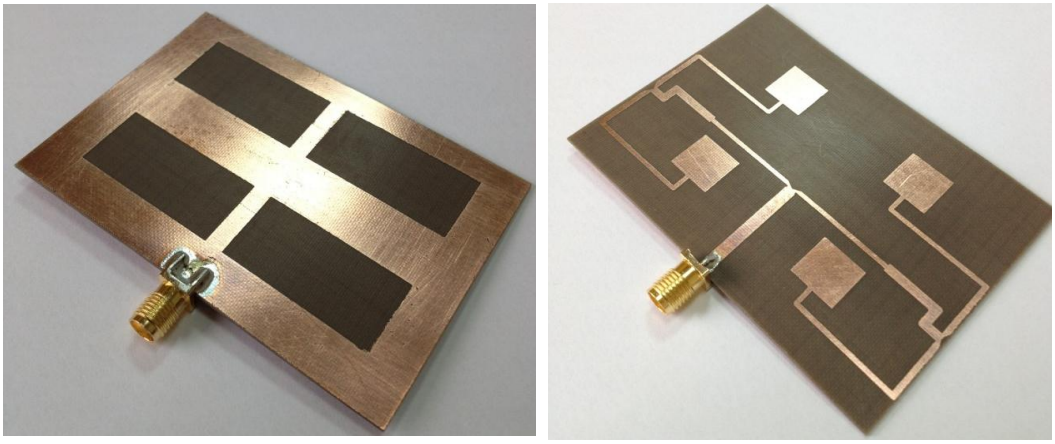
Şekil 4.4 ve Şekil 4.7'de yer alan, sırasıyla 1×2 ve 2×1 UWB dizi tasarımları referans alınarak, Şekil 4.10'daki 2×2 UWB-MSA dizi konfigürasyonu geliştirilmiştir. Optimum tasarım elde edilirken, geniş-slot anten elemanları arası mesafe, dikdörtgensel açıklıkların boyutu ve konumu, besleme yapısındaki kare yamaların boyutu ve konumu, ortak besleme ağının herbir bölümü önemli parametreler olarak gözlemlenmiştir. Ortak besleme yapısında, dört adet yama elemanının uyarıldığı bir adet koaksiyel giriş bulunmaktadır. Ayrıca besleme yapısındaki her bir mikroşerit besleme hattı, geliştirilen dizinin eş-fazlı uyarımı için eşit uzunluklara sahiptir.

Gerçeklenen 2×2 UWB-MSA dizi tasarımına (Şekil 4.11) ait giriş yansıma katsayısı (S_{11}) ve VSWR ölçüm ve sayısal analiz sonuçları, sırasıyla Şekil 4.12(a) ve (b)'de yer almaktadır. Görüldüğü üzere, önerilen 2×2 dizi tasarımı 2.73–10.93 GHz bandında $|S_{11}| < -10$ dB (VSWR < 2) kriterinin sağlandığı, ölçüm sonuçlarıyla da desteklenen ultra-geniş bant performans sergilemektedir. Ayrıca Şekil 4.13'te, 2×2 UWB-MSA tasarımının, 3 GHz, 5 GHz, 7 GHz, 9 GHz ve 11 GHz frekanslarındaki broadside ışıma örüntüleri benzetim sonuçları yer almaktadır. Görüldüğü üzere, önerilen dizi tasarımı, ilgili bant boyunca *E*– ve *H*– düzlemlerinde, çift-yönlü ışıma

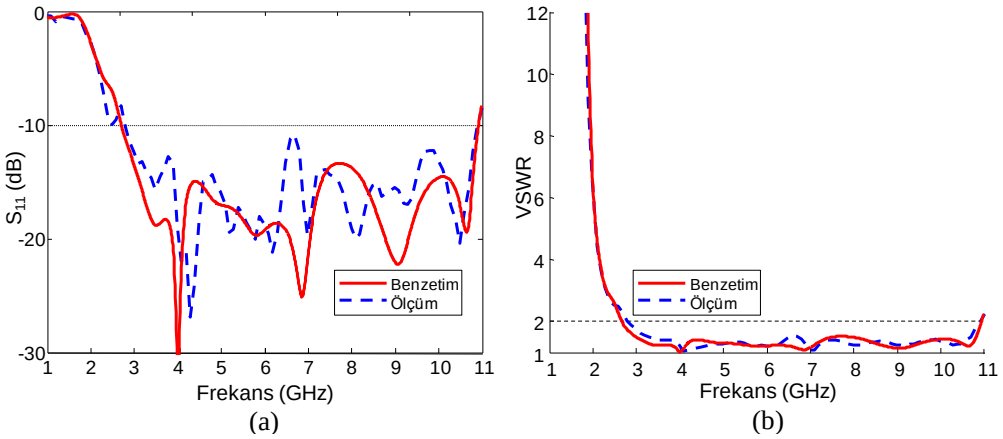
performansı sergilemektedir. Tasarımın ilgili frekanslardaki yönlendirme anten kazancı, sırasıyla 8.6 dBi, 11 dBi, 12.5 dBi, 14.5 dBi ve 14 dBi seviyelerindedir. Çapraz-polarizasyon seviyelerinin ihmal edilebilir değerlerde olduğu ilgili bant boyunca hesaplanan ışıma verimliliği ise %90'dan daha iyidir. Ayrıca, bazı mikrodalga görüntüleme uygulamalarında, broadside anten ışımasının tek yönlü olması tercih edilebilir [54]. Bu amaçla, diziye uygun mesafede yerleştirilecek metalik bir yansıtıcı ile broadside ışıma için makul bir ön-arka hüzme oranı sağlanabilir.



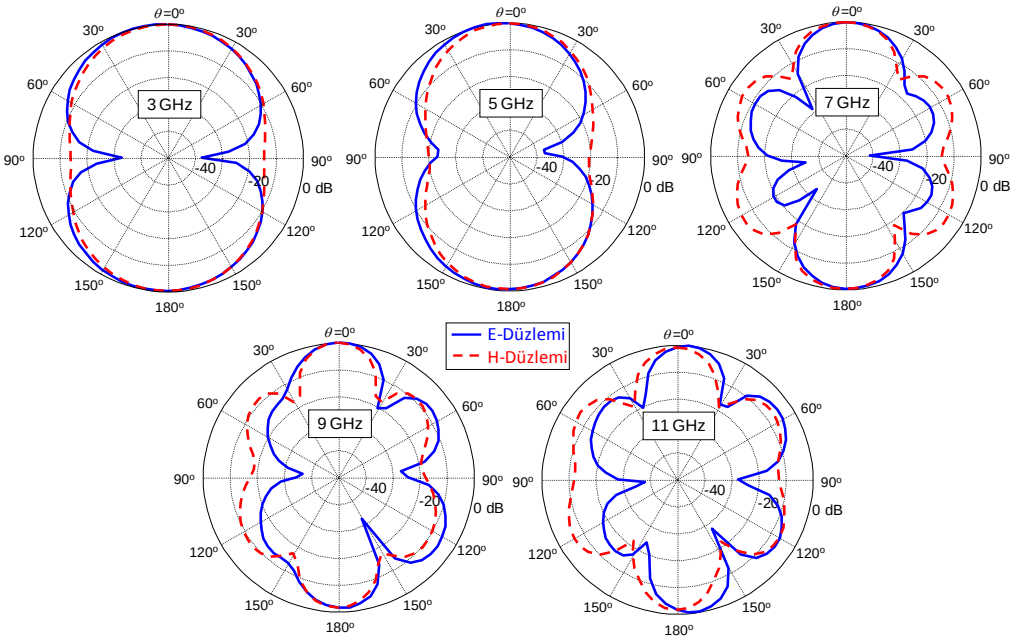
Şekil 4.10. 2×2 UWB-MSA dizi konfigürasyonu: h= 0.79, W=27, L= 38, W_s=16, L_s=30, L_k=9.6, W_k=8.3, L_f=3, W_f=2.2, W_h=1.1, L_h=4.3 (mm), ε_r=2.2.



Şekil 4.11. Gerçeklenen 2×2 UWB-MSA dizi tasarımının ön ve arka görünüşleri.



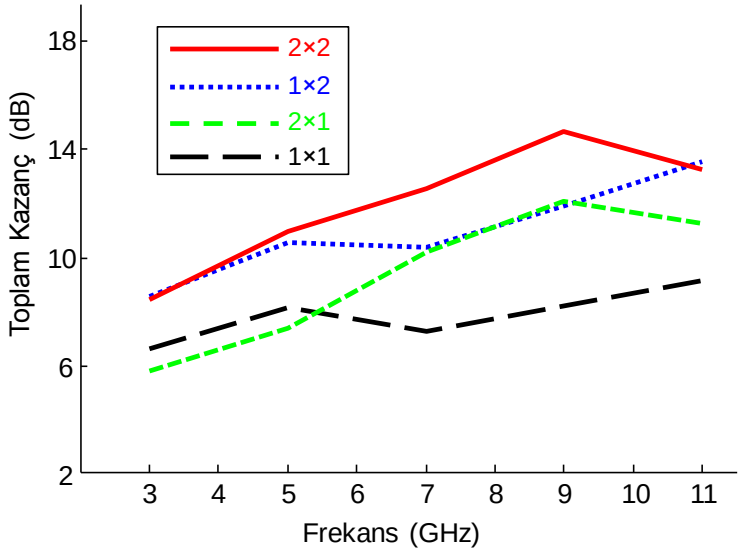
Şekil 4.12. 2×2 UWB-MSA dizi tasarımına ait (a) S_{11} ve (b) VSWR ölçüm ve benzetim sonuçları.



Şekil 4.13. 2×2 UWB-MSA dizi tasarımına ait ışıma örüntüsü benzetim sonuçları.

Ayrıca, geniş-slot elemanını temel alan UWB-MSA dizi tasarımlarına ait ana hüzme doğrultusunda hesaplanan toplam kazanç (yönlendirme kazancı × ışıma verimliliği × empedans-uyumsuzluk kaybı) karakteristiği Şekil 4.14'te verilmiştir. 3–11 GHz bandı boyunca, 1×1, 2×1 ve 1×2 UWB anten dizileri, sırasıyla 6.6–9.1 dBi, 5.8–12.1 dBi ve 8.5–13.5 dBi kazanç seviyelerine sahipken, 2×2 UWB anten dizisi 8.5–14.6 dBi seviyelerinde kazanç performansı sergilemektedir. Beklenildiği üzere, dizideki eleman sayısı arttıkça ilgili kazanç seviyelerinde de artış gözlenmektedir. Özel olarak, 2×2 tasarımının sağladığı (ilgili banttaki) ortalama kazanç değerinin

2×1 tasarımına göre yaklaşık 2.5 dB daha fazla olduğu gözlenmektedir. Dizi elemanları arasındaki kuplaj etkileri ihmal edildiğinde, teorik olarak, dizideki eleman sayısı ikiye katlandığında, 3 dB kazanç artışı beklenmektedir. Dizi tasarımlarının tam-dalga benzetiminde, kuplaj etkilerinin de analiz sonuçlarına katkısı olduğu göz önüne alındığında, kazançtaki 2.5 dB'lik artışın makul bir artış değeri olduğu değerlendirilmektedir.



Şekil 4.14. UWB-MSA dizi tasarımlarına ait hesaplanan toplam kazanç performansları.

4.6. Duvar Arkası Görüntüleme Senaryosu

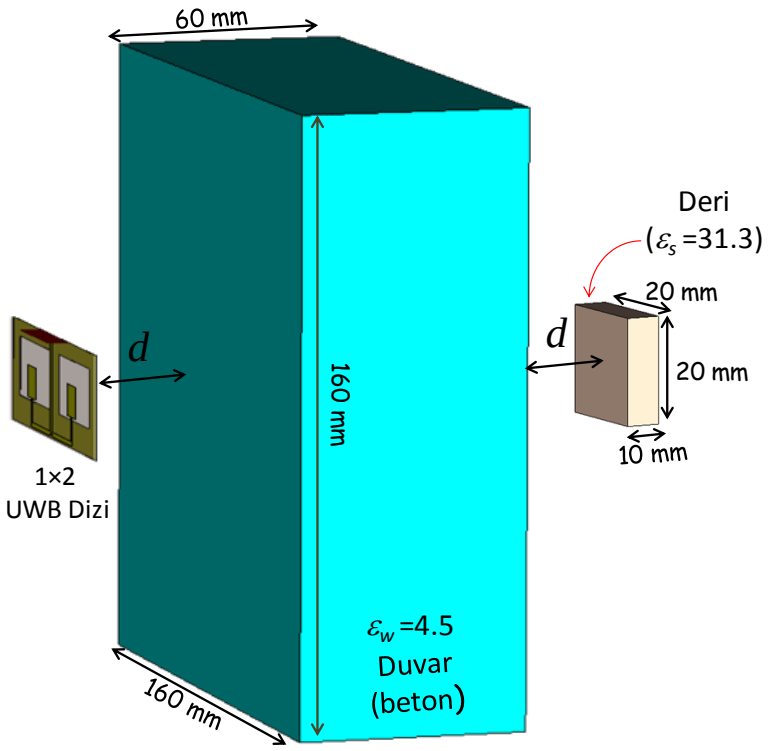
Bu bölümde, geliştirilen UWB dizi tasarımının, duvar ve deri yapısından oluşan basit bir UWB duvar-arkası görüntüleme (DAG) senaryosu kapsamında, CST programında benzetimi gerçekleştirilmiş ve simülasyon sonuçları değerlendirilmiştir. Bu amaç için, UWB-DAG senaryosunun sayısal analizindeki modelleme, hafıza kapasitesi ve çalışma süresinin makul değerlerde olacağı düşünülen 1×2 UWB dizi tasarımı (bkz. Şekil 4.4) tercih edilmiştir. Şekil 4.15'te görüldüğü üzere; dizi anten, duvar ve duvar arkasına yerleştirilen basit bir deri parçası, CST simülatöründe modellenmiş ve sayısal analiz sonuçlarına göre, birim hacime düşen güç kaybı yoğunluğu (power loss density: PLS, Watt/m^3) değerleri aşağıdaki formülasyon kullanılarak hesaplanmıştır.

$$\mathrm{PLS}=\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}}\left(\frac{\mathrm{dW}}{\mathrm{dV}}\right) \tag{4.1}$$

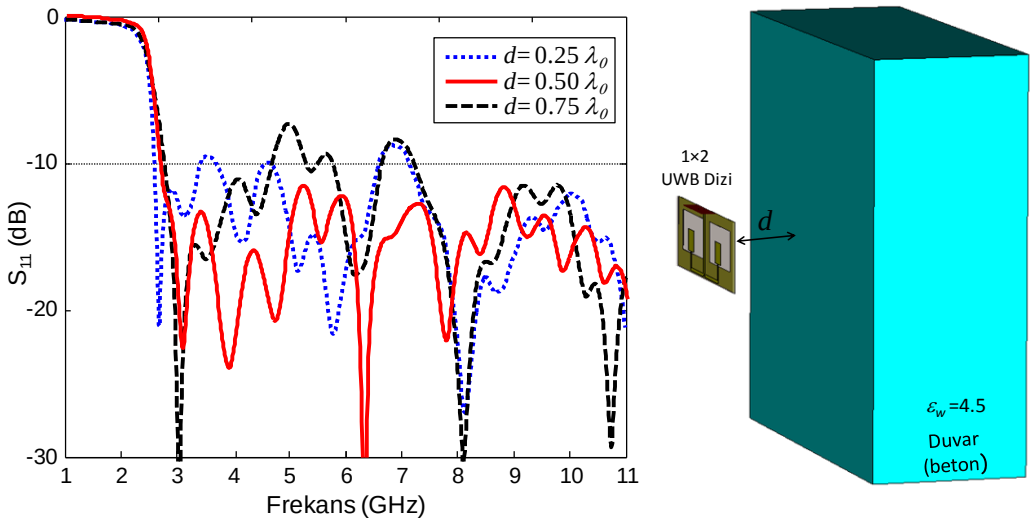
Yukarıdaki denklemde, W toplam gücü (Watt) ve V birim hacmi (m^3) temsil etmektedir.

Şekil 4.15'te yer alan DAG senaryosunda; 160×160×60 mm^3 boyutlarında bir beton duvar (ε_w=4.5, ρ=2400 kg/m^3) ve 20×20×10 mm^3 boyutlarında basit bir deri parçasının (ε_s=31.3, ρ=1100 kg/m^3) CST benzetim programında modellemesi gerçekleştirilmiştir. Yaklaşık 9.7 milyon hesaplama hücresi bulunan UWB-DAG sayısal modelinin, Intel Core 2 Duo 2.53 GHz işlemcili 6 GB RAM kapasitesine sahip dizüstü bilgisayar ile simülasyon süresi yaklaşık 6 saati bulmaktadır.

DAG benzetim çalışması öncesinde; UWB frekans bandında $|S_{11}| < -10$ dB kriterine göre ultra-geniş bant performans sağlanabildiği, anten-duvar arası optimum mesafeyi (d) belirlemek için bir dizi sayısal analizler gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.16'da, anten-duvar konfigürasyonunun farklı d değerleri için S_{11} performansı verilmektedir. Görüldüğü üzere, anten-duvar optimum mesafesi yaklaşık $d=\lambda_0/2$ olarak belirlenmiştir (λ_0 : 7 GHz'deki boşluktaki dalga boyu).

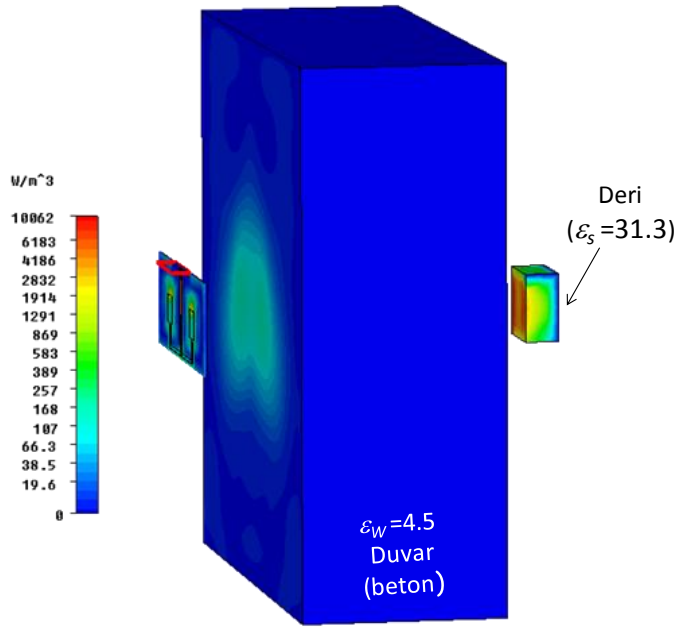


Şekil 4.15. DAG–I senaryosu.



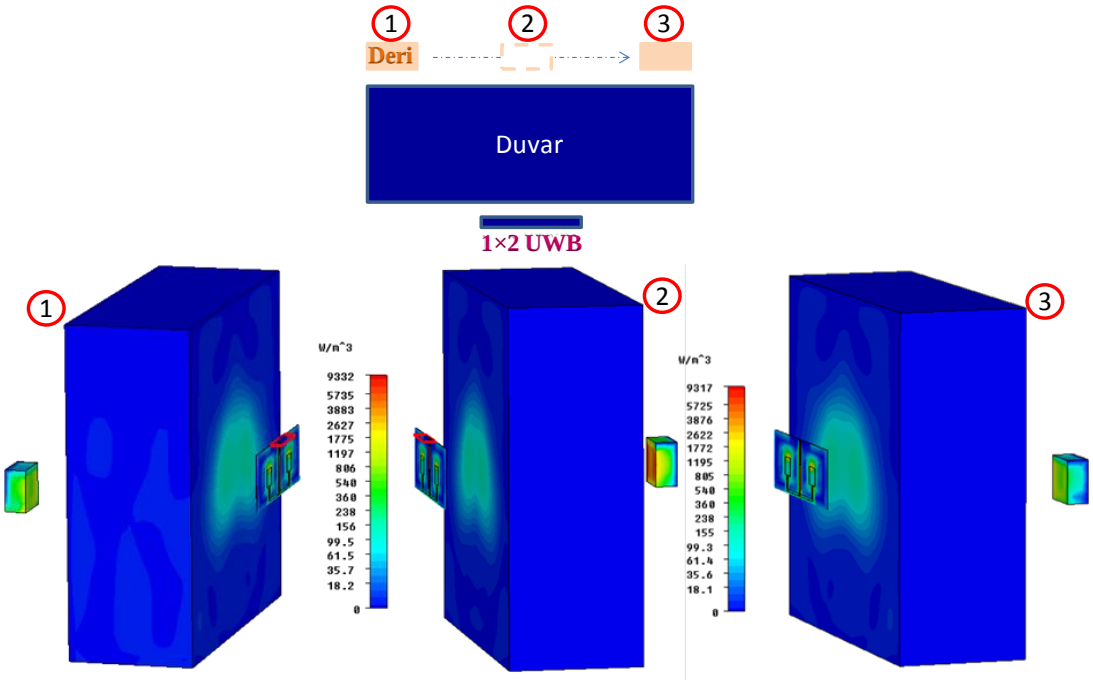
Şekil 4.16. Anten-duvar arası farklı mesafeler (d) için S_{11} performansı.

Optimum d mesafesinin kullanıldığı Şekil 4.15'deki DAG–I senaryosuna ait 3 GHz'deki güç kaybı yoğunluğu benzetim sonuçları Şekil 4.17'de verilmiştir. Görüldüğü üzere, dizi antenden ışıyan elektromanyetik enerji duvardan nüfuz etmekte ve duvar arkasında bulunan deri parçası üzerinde yoğunlaşmaktadır. Bu senaryoda, dizi anten ve deri parçası duvara göre aynı hizada ve simetrik yerleştirilmiştir. Ayrıca bu çalışmada, DAG senaryolarının sayısal modellemesinde, problem uzayındaki bilinmeyen sayısı ve analiz süresinin makul değerlerde olması için çalışma frekansı UWB bandının alt frekans sınırı olan 3 GHz seçilmiştir.



Şekil 4.17. DAG–I senaryosunun 3 GHz'deki güç kaybı yoğunluğu benzetim sonuçları.

Şekil 4.18'de, duvar-arkası hareketli bir cismin (bu modelde basit bir deri parçası) algılanması amaçlı tanımlanmış DAG–II senaryosu görülmektedir. Bu senaryoda, antenin konumunun sabit, deri parçasının ise 1. konumdan 3. konuma doğru hareket ettiği üç farklı konfigürasyon için CST analizleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.18'de görüldüğü üzere; beklentiler doğrultusunda, deri üzerine nüfuz eden güç yoğunluğu, deri parçasının duvara göre antenin tam karşısında bulunduğu 2. konumda, diğer iki konuma göre daha yüksek seviyelere ulaşmaktadır.



Şekil 4.18. DAG–II senaryosunun 3 GHz'deki güç kaybı yoğunluğu benzetim sonuçları.

Bu bölümde; pratik uygulamalarla karşılaştırıldığında basit ancak modelleme ve analiz maliyeti yüksek DAG senaryoları sayısal olarak incelenmiştir. Önerilen UWB dizi tasarımının, duvar-arkası hareketli cisimlerin algılanması amacıyla kullanılabileceği fikri, sayısal analiz sonuçlarıyla desteklenmiştir.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Günümüz kablosuz haberleşme sistemlerinde; bilginin, veri, ses ve video hizmetleri olarak geniş bant ve yüksek haberleşme hızında, yerel veya geniş-alanda güvenli bir şekilde kullanıcıya ulaştırılması hedeflenmektedir. Özel olarak, günümüz kablosuz haberleşme sistemleri, aynı anda birden fazla özelliğin çalıştığı çok fonksiyonlu sistemler olarak dikkat çekmektedir. Bu kapsamda, kullanım şartları standartlarla belirlenmiş ve özel frekans bantları tahsis edilmiş kablosuz haberleşme sitemlerinde (WiMAX, WLAN, UWB vb.) kullanılacak antenlerin seçimi ve tasarımı önem arz etmektedir. Bu noktada bu sistemlerde kullanılacak antenlerin ya çok bantlı karakteristiğe sahip olması ya da ilgili çalışma frekanslarını kapsayan geniş bantlı profil sergilemesi gerekliliği açıkça görülmektedir. Boyut, ağırlık, üretim masrafları, kolay kurulum ve fabrikasyon gibi özelliklerin olmazsa olmaz olduğu bu tür uygulamalarda, küçük hacimli ve yüzey uyumlu mikroşerit antenler ön plana çıkmaktadır. Bu tez çalışmasında; kablosuz haberleşmenin son yıllardaki yaygın kullanım alanlarından WLAN, WiMAX ve UWB uygulamaları için, mikroşerit slot anten tasarımları geliştirilmiştir. Tez çalışmasında önerilen anten yapılarında, tasarım aşamasında ve pratik uygulamada sağladığı esneklik nedeniyle geniş-slot anten elemanı tercih edilmiştir. Önerilen anten yapılarının, sayısal analiz ve tasarımları, CST Microwave Studio tam-dalga elektromanyetik benzetim programı kullanarak gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlarda öngörülen anten performansları, fabrikasyonu gerçekleştirilmiş prototip tasarımların ilgili anten ölçümleri ile desteklenmiştir.

Tez çalışmasının ilk aşamasında, WLAN/WiMAX uygulamaları için, mikroşerit kuplaj-beslemeli, geniş-bant, çift-bant ve üçlü-bant geniş-slot anten tasarımları tanıtılmış ve ilgili tasarımlara ait sayısal analiz ve ölçüm sonuçlarına yer verilmiştir. Bu tasarımlardaki çoklu-bant karakteristiği, istenmeyen (kullanılmayan) bantların bastırılması amacıyla, geniş-bantlı tasarıma ilave edilen parazitik (yükleme) elemanları (dikdörtgensel çift-döngü ve yarık-halka) aracılığıyla sağlanmıştır. Geliştirilen nihai tasarım ile bozucu girişimlerin olası etkilerinden uzak WLAN/WiMAX standartlarında, üç-bantlı anten performansı elde edilmiştir.

Tez çalışmasının ikinci aşamasında, UWB uygulamaları için, kuplaj ve CPW beslemeli, tek/çift dar-bant işaret bastırmalı performans gösterebilen geniş-slot anten tasarımları geliştirilmiştir. UWB uygulamalarında, özellikle WiMAX veya WLAN kullanıcılarından gelebilecek girişimleri önlemek amacıyla, ilgili bantlardaki ışımanın bastırılması istenilmektedir. Tez çalışmasında önerilen UWB geniş-slot anten tasarımlarında, tek-bant ya da çift-bant bastırma performansları, anten açıklığına veya besleme hattının her iki tarafına eklenen parazitik yarık-halka yüklemeler ile gerçekleştirilmiştir. Bu tasarımlara ait ölçüm ve benzetim sonuçlarının oldukça uyumlu olduğu gözlenmiştir. Ayrıca; zamana ve ortama göre değişkenlik gösterebilen girişimlere karşı, her bir yarık-halka elemanında oluşturulan ikinci bir yarığa yerleştirilen kapasitör elemanı ile bastırma frekanslarının ayarlanabileceği sayısal olarak incelenmiştir. Pratikte, sayısal modellemede kullanılan kapasitör elemanı yerine, gerilimle kapasitesi değiştirilebilen varaktör elemanının kullanımı planlanmaktadır. Pratikte, frekansı ayarlanabilir bant-durdurma performansının elde edilebilmesi için anten yapısıyla uyumlu optimum bir DC besleme konfigüras-yonunun geliştirilmesi önem arz etmektedir.

Tez çalışmasının son aşamasında, geniş-slot anten elemanını temel alan, 1×1, 1×2, 2×2 ve 2×2 UWB dizi anten tasarımları ve prototip fabrikasyonları gerçekleştirilmiştir. İlgili benzetim ve ölçüm sonuçlarının oldukça uyumlu olduğu bu tasarımlarda; dizideki eleman sayısı arttıkça, kazanç değerlerinde (beklentiler doğrultusunda) artışlar gözlenmiştir. Bir uygulama örneği olarak; 1×2 dizi antenin ışıma performansı, basit bir duvar arkası görüntüleme (DAG) senaryosu kapsamında sayısal olarak incelenmiştir. 3 GHz'te gerçekleştirilen benzetim sonuçlarına göre; anten ışımasının duvardan nüfuz ederek duvar arkasında yer alan bir deri parçası üzerinde yoğunlaştığı gözlenmiştir. Bu başlangıç çalışması, önerilen UWB dizi tasarımlarının, DAG uygulamalarında kullanılabilme potansiyelinin değerlendirmesi açısından önem arz etmektedir.

Ayrıca bu tez çalışmasında, tasarımcıya alternatif bir bakış açısı sunacağı düşünülen eşdeğer devre modelleri (EDM) tanıtılmıştır. Bu kapsamda, önerilen WLAN/WiMAX ve UWB anten tasarımları için, daha önce literatürde bildirilen basit modellerin entegrasyonuna dayalı başlangıç sayılabilecek eşdeğer devre modelleri önerilmiştir. Basit olmasına rağmen, önerilen devre modellerinin VSWR

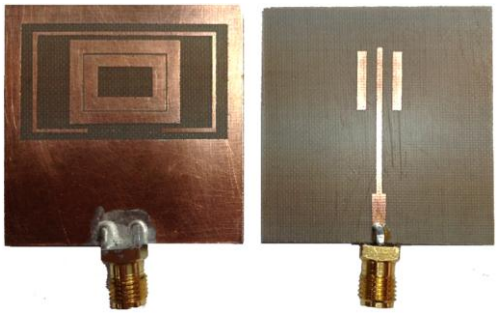
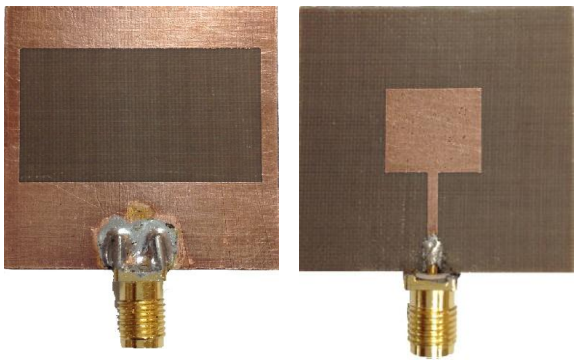
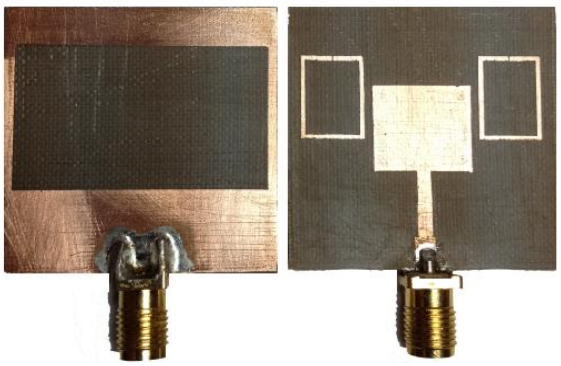
karakteristikleri ile ilgili benzetim sonuçları, bir takım farklılıklar gözlense de oldukça uyumludur. Bu çalışmada göz ardı edilen, anten yapısını oluşturan elemanlar arası kuplaj etkilerinin de devre modeline eklenmesiyle ilgili farklılıkların giderilebileceği öngörülmektedir.

Ayrıca tez kapsamında; üç-bantlı WLAN/WiMAX geniş-slot anten tasarımı için, parazitik elemanların parametreleri ile bastırma frekanslarının ilişkilendirildiği ampirik formülasyonlar geliştirilmiştir. Önerilen formülasyonların, tasarımcıya önemli bir yol haritası sunması beklenmektedir.

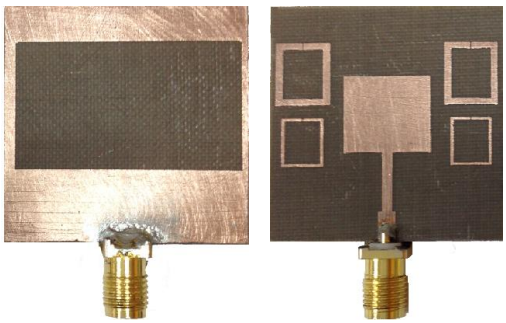
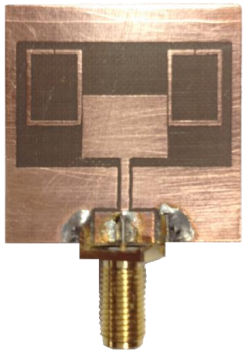
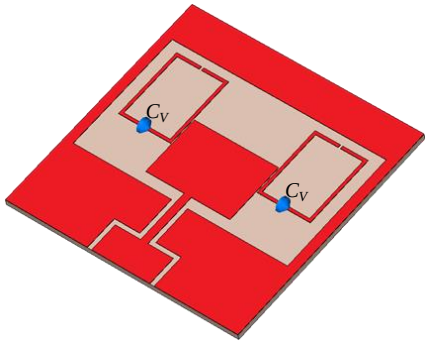
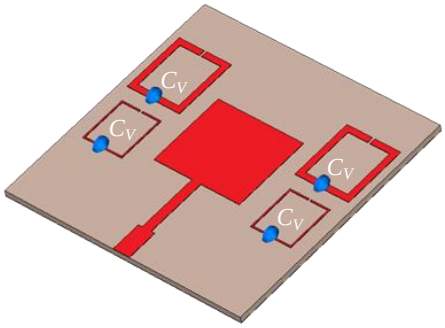
Bu tez çalışmasında, kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere tasarlanmış özgün geniş-bant, çoklu-bant ve frekans-ayarlamalı mikroşerit slot anten tasarımları önerilmiştir. Prototip fabrikasyonları da gerçeklenen tasarımların ölçüm sonuçları ilgili benzetim sonuçlarıyla oldukça uyumludur. Bu tez çalışmasının ürünü olarak, üç adet uluslararası konferans bildirisi [12], [47], [57] ve bir adet ulusal konferans bildirisi [103] yayınlanmış böylece önerilen tasarımlar literatürde yerini almıştır. Ayrıca, tez çalışmasında önerilen tasarımların SCI kapsamındaki dergiler için makale olarak hazırlanması devam etmektedir.

Bu tez çalışması, Kocaeli Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Proje Birimi tarafından desteklenen KOÜ–BAP No: 2012/08 projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir.

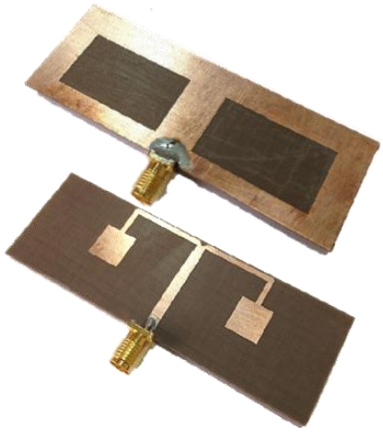
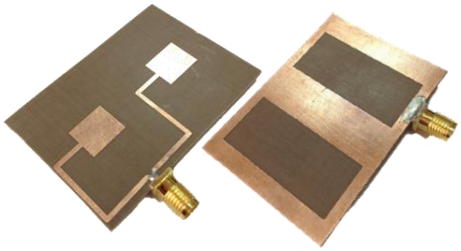
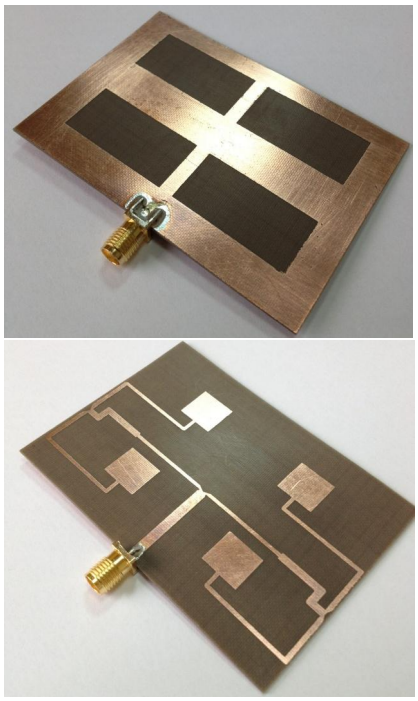
Tablo 5.1. Tezde önerilen anten tasarımları ve özellikleri

Tasarım	Performans
 WLAN/WiMAX MSA-I [12]	Çift Bant 2–4 GHz / 5.1–5.9 GHz Bant genişliği: %66 – %14 Kazanç: 5.6–8 dBi *H*–düzleminde her yöne ışıma *E*–düzleminde çift-yönlü ışıma
 WLAN/WiMAX MSA-II	Üç Bant 2–2.96 / 3.2–3.8 / 5.05–6.12 GHz Bant genişliği: %38 – %17 – %19 Kazanç: 5.6–8 dBi *H*–düzleminde her yöne ışıma *E*–düzleminde çift-yönlü ışıma
 Kuplaj Beslemeli UWB-MSA-I	Ultra-Geniş Bant 2.36–12 GHz Bant Genişliği: %134 Kazanç: ~6 dBi *H*–düzleminde her yöne ışıma *E*–düzleminde çift-yönlü ışıma
 Kuplaj Beslemeli UWB-MSA-II [47]	Ultra-Geniş Bant 2.2–11.3 GHz Bant Genişliği: %134 Tek dar-bant işaret bastırmalı WiMAX: 3.1–3.8 GHz Kazanç: 2–4.5 dBi Bastırma bandı haricinde

Tablo 5.1. (Devam) Tezde önerilen anten tasarımları ve özellikleri

Tasarım	Performans
 Kuplaj Beslemeli UWB-MSA-III	Ultra-Geniş Bant 2.2–11.3 GHz Bant Genişliği: %134 Çift dar-bant işaret bastırmalı WiMAX: 3.2–3.8 GHz WLAN: 5.0–5.6 GHz Kazanç: 3–4 dBi Bastırma bandı haricinde
 CPW Beslemeli UWB-MSA-I	Ultra-Geniş Bant 2.3–11.6 GHz Bant Genişliği: %133 Tek dar-bant işaret bastırmalı WiMAX: 3.15–3.85 GHz Kazanç: 3–6 dBi Bastırma bandı haricinde
 CPW Beslemli UWB-MSA-II	Ultra-Geniş Bant 2.3–11 GHz Bant Genişliği: %130 Frekans ayarlamalı Tek dar-bant işaret bastırmalı C_v: 0.7 pF → 4 pF WiMAX: 3.9 GHz → 3.6 GHz
 Kuplaj Beslemeli UWB-MSA-IV	Ultra-Geniş Bant 2.3–11 GHz Bant Genişliği: %130 Frekans ayarlamalı Çift dar-bant işaret bastırmalı C_v: 0.7 → 4pF WiMAX: 3.9 → 3.6 GHz WLAN: 5.85 → 5.62 GHz

Tablo 5.1. (Devam) Tezde önerilen anten tasarımları ve özellikleri

Tasarım	Performans
 1×2 UWB-MSA	Ultra-Geniş Bant 2.8–17.5 GHz Bant Genişliği: %144 Kazanç: 8.9–13.7 dBi
 2×1 UWB-MSA	Ultra-Geniş Bant 2.5–11 GHz Bant Genişliği: %125 Kazanç: 6.5–12.2 dBi
 2×2 UWB-MSA [57]	Ultra-Geniş Bant 2.85–10.93 GHz Bant Genişliği: %125 Kazanç: 8.6–14 dBi

KAYNAKLAR

[1] Kumar G., Ray K. P., *Broadband microstrip antennas*, Artech House Inc., Norwood, MA, US, 2003.

[2] Mailloux R. J., *Phased array antenna handbook*, 2nd ed., Artech House Inc., Norwood, MA, US, 2005.

[3] Garg R., Bhartia P., Bahl I., Ittipiboon A., *Microstrip antenna design handbook*, Artech House Inc., Norwood, MA, US, 2001.

[4] James J. R., Hall P. S., *Handbook of microstrip antennas*, 1st ed., IEE Electromagnetic Waves Series 28-Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1989.

[5] Greig D. D., Engleman H. F., Microstrip — A new transmission technique for kilomegacycle range, *Proceedings IRE*, 1952, **40**, 1644–1650.

[6] Deschamps G. A., Microstrip microwave antennas, *Proc. of 3rd USAF Symposium on Antenna Research and Development Program*, Robert Allerton Park Monticello, IL, USA, 18–22 October 1953.

[7] Denlinger E. J., Radiation from discontinuities in stripline, *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 1969, **17**, 235–236.

[8] Munson R. E., Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays, *IEEE Trans. Antennas Propogat.*, 1974, **22**, 74–78.

[9] Howell J. Q., Microstrip antennas, *IEEE AP-S. Int. Symp. Digest.*, Williamsburg, VA, USA, 11–14 December 1972.

[10] Yoshimura Y., A microstripline slot antenna, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1972, **20**, 760–762.

[11] Pozar D., A Reciprocity method of analysis. for printed and slot-coupled microstrip antennas, *IEEE Transacations on Antennas and Propogation*, 1986, **34**(12), 1439–1446.

[12] Ucar M. H. B., Erdemli Y. E., Microstripline-coupled printed wide-slot antenna with loop loadings for dual-band WiMAX/WLAN operations, *IEEE Int. Symp. Antennas Propagat*., Chicago, IL, USA, 8–14 July 2012.

[13] Lee S.-Y., Yu C.-C., A novel wideband asymmetric hybrid antenna for WLAN/WiMAX applications, *Microwave Opt. Technol. Lett*., 2009, **4**(51), 1055–1057.

[14] Jan J.- Y., Wang L.- C., Printed wideband rhombus slot antenna with a pair of parasitic strips for multiband applications, *IEEE Trans Antennas and Propag.*, 2009, **4**(57), 1267–1270.

[15] Pan C.- Y., Horng T.- S., Chen W.S., Huang, C.-H., Dual wideband printed monopole antenna for WLAN/WiMAX applications, *IEEE Antennas Wireless Propag. Letts.*, 2007, **6**, 149–151.

[16] Zhou D., Abd- Alhameed R. A., Alhaddad A. G., See C. H. Noras, J. M. Excell, P. S., Gao S., Multi-band weakly ground-coupled balanced antenna design for portable devices, *IET Science, Measurement & Technology*, 2012, **4**(6), 306–310.

[17] Hu L., Hua W., Wide dual-band CPW-fed slot antenna, *Electronics Letters*, 2011, **14**(47), 789–790.

[18] Hsiao H.- M., Wu J.- W., Wang Y.- D., Lu J.-H., Chang S.- H., Novel dual-broadband rectangular-slot antenna for 2.4/5-GHz wireless communication, *Microwave Opt. Technol. Letts.*, 2005, **46**, 197–201.

[19] Bao X. L., Ammann M. J., Microstrip-fed dual-frequency annular-slot antenna loaded by split-ring-slot, *IET Microw. Antennas Propag.*, 2009, **5**(3), 757–764.

[20] Chaimool S., Chung K. L., CPW-fed mirrored-L monopole antenna with distinct triple bands for WiFi and WiMAX applications, *Electronics Letters*, 2009, **18**(45), 928–929.

[21] Wang Y.-F., Sun B.-H., He K., Li R.-H., Wang Y.-J., A compact tri-band antenna for WLAN/WiMAX applications, *Microwave Opt. Technol. Letts.*, 2011, **10**(53), 2371–2375.

[22] Wang T., Yin Y.- Z., Yang J., Zhang Y.- L., Xie J.- J., Compact triple-band antenna using defected ground structure for WLAN/WiMAX applications, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 2012, **35**, 155–164.

[23] Zhang X. Q., Jiao Y. C., Wang W. H., Compact wide tri-band slot antenna for WLAN/WiMAX applications, *Electronics Letters*, 2012, **2**(48), 64–65.

[24] Yuan Z.- X., Yin Y.- Z., Li Y., Ding B., Xie J. J., Multiband printed and double-sided dipole antenna for WLAN/WiMAX applications, *Microwave Opt. Technol. Letts.*, 2012, **54**, 1019–1022.

[25] Liu H.- W., Ku C.-H., Yang C.- F., Novel CPW-fed planar monopole antenna for WiMAX/WLAN applications, *IEEE Antennas Wireless Propag. Letts.*, 2010, **9**, 240–243.

[26] Wei C.- Y., Liu J.- C., Bor S.- S., Hung T.- F., Chen C. C., Compact single-feed circular slot antenna with asymmetrical c-shaped strips for WLAN/WiMAX triband and circular/elliptical polarizations, *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 2013, **2**(55), 272–278.

[27] Dadgarpour A., Abbosh A., Jolani F., Planar multiband antenna for compact mobile transceivers, *IEEE Antennas Wireless Propag. Letts*., 2011, **10**, 651–654.

[28] Saghati A. P., Azarmanesh M., Zaker R., A novel switchable single- and multifrequency triple-slot antenna for 2.4-GHz bluetooth, 3.5-GHz WiMAX, and 5.8-GHz WLAN, *IEEE Antennas Wireless Propag. Letts*., 2010, **9**, 534–537.

[29] Wang J. Li, Ran L.- X., An equivalent circuit modeling method for ultra-wideband antennas, *Prog. Electromagn. Res.*, 2008, **82**, 433–445.

[30] Wang Y.- S., Chung S.- J., A short open-end slot antenna with equivalent circuit analysis, *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, 2010, **58**(5), 1771–1775.

[31] Pele I., Chousseaud A., Toutain S., Simultaneous modeling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation, *IEEE Int. Symp. Antennas Propagat.*, Monterey, CA, USA, 20–26 June 2004.

[32] Luo X. F., Teo P. T., Qing A., Lee C. K., Design of double-square-loop frequency-selective surfaces using differential evolution strategy coupled with equivalent-circuit model, *Microwave Opt. Technol. Letts*., 2005, **44**, 159–162.

[33] Kelly J. R., Hall P. S., Gardner P., Band-notched UWB antenna incorporating a microstrip open-loop resonator, *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, 2011, **59**(8), 3045–3048.

[34] First Report and Order, Revision of part 15 of the commission's rule regarding ultra-wideband transmission system FCC 02–48, *Federal Communications Commission*, 2002.

[35] Ghaderi M. R., Mohajeri F., A compact hexagonal wide-slot antenna with microstrip-fed monopole for UWB application, *IEEE Antennas Wireless Propag.Lett.*, 2011, **10**, 682–685.

[36] Qing X., Chia M. Y. W., Wu X., Wide-slot antenna for UWB applications, *IEEE Ant. and Propag. Society Int. Symp.*, Columbus, OH, USA, 22–27 June 2003.

[37] Subbarao A., Raghavan S., A compact UWB slot antenna with signal rejection in 5–6 GHz band, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2012, **54**(5), 1292–1296.

[38] Li Y., Li W., Yu W., A compact CPW-fed wide-slot ultrawideband antenna with sharp frequency rejection functions for WLAN band and X-band, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2013, **55**, 2972–2976.

[39] Kelly J. R., Hall P. S., Gardner P., Band-notched UWB antenna incorporating a microstrip open-loop resonator, *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2011, **59**(8), 3045–3048.

[40] Li W.- M., Ni T., Quan T., Jiao Y.- C., A compact CPW-fed UWB antenna with WiMAX-band notched characteristics, *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 2011, **26**, 79-85

[41] Wang X.- M., Weng Z.-B., Zhang X., Jiao Y.- C., Planar multilateral monopole antenna with band-notch characterization for UWB applications, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2009, **51**, 2186–2189.

[42] Mandal T., Das S., UWB printed plaque monopole antennas for tri-band rejection, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2013, **55,** 674–680.

[43] Liu L., Cheung S. W., Yuk T. I., Deep band-notched ultra-wideband planar monopole antenna using meander lines, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2013, **55**, 1085–1091.

[44] Fallahi R., Kalteh A. A., Roozbahani M. G., A novel UWB elliptical slot antenna with band-notched characteristics, *Progress In Electromagnetics Research*, 2008, **82**, 127–136.

[45] Chu Q. X., Yang Y. Y., A compact ultrawideband antenna with 3.4/5.5 GHz dual band-notched characteristics, *IEEE Trans. Antennas and Propagations*, 2008, **56**(12), 3637–3644.

[46] Yazdandoost K. Y., Kohno R., Slot antenna for ultra wideband system, *IEEE/ACES Int. Conf. on Wireless Commu. and Appl. Comput. Electromag.*, Honolulu, Hawaii, USA, 3–7 April 2005.

[47] Ucar M. H. B., Sondas A., Erdemli Y. E., Microstripline-fed printed wide-slot antenna with notch-band for UWB applications, *Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, Istanbul, Turkey, 2–5 September 2012.

[48] Xia Y.- Q., Luo J., Edwards D.- J., Novel miniature printed monopole antenna with dual tunable band-notched characteristics for UWB applications, *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2010, **24**(13), 1783–1793.

[49] Antonino-Daviu E., Cabedo- Fabres M., Ferrando- Bataller M., Vila- Jimenez A., Active UWB antenna with tunable band-notched behaviour, *Electronics Letters*, 2007, **43**(18), 959–960.

[50] Hu Z. H., Hall, P. S. Kelly J. R. Gardner P., UWB pyramidal monopole antenna with wide tunable band-notched behaviour, *Electronics Letters*, 2010, **46**(24), 1588–1590.

[51] Dikmen C. M., Çimen S., Çakır G., A novel ultrawideband antenna with switchable notch band., *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2013, **55**, 1461–1466.

[52] Li T., Zhai H., Li L., Liang C., Han Y., Compact UWB antenna with tunable band-notched characteristic based on microstrip open-loop resonator, *IEEE Antennas Wireless Propag.Lett.*, 2012, **11**, 1584–1587.

[53] Tavassolian N., Nikolaou S., Tentzeris M. M., Microwave tumor detection using a flexible UWB elliptical slot antenna with a tuning uneven U-shape stub on LCP, *IEEE Ant. and Propag. Society Int. Symp*., Honolulu, Hawaii, USA, 9–15 June 2007.

[54] Zhu F., Gao S., Ho A. T. S., Brown T. W. C., Li J., Xu J.- D., Low-profile directional ultra-wideband antenna for see-through-wall imaging applications, *Progress In Electromagnetics Research*, 2011, **121**, 121–139.

[55] Wang Y., Yang Y., Fathy A. E., Ultra-wideband vivaldi arrays for see-through-wall imaging radar applications, *IEEE Ant. and Propag. Society Int. Symp.*, North Charleston, South Carolina, USA, 1–5 June 2009.

[56] Kasi B., Chakrabarty C. K., Ultra-wideband antenna array design for target detection, *Progress In Electromagnetics Research C*, 2012, **25**, 67–79.

[57] Ucar M. H. B., Sondas A., Erdemli Y. E., Design of 2×2 UWB printed antenna array for see-through-wall imaging, *Comput. Electromagnetics International Workshop* (*CEM'13*), Izmir, Turkey, 2–5 August 2013.

[58] Janaswamy R., Schaubert D. H., Dispersion characteristics for wide slotlines on low-permittivity substrates, *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 1985, **33**(8), 723–726.

[59] Cohn S. B., Slot line on a dielectric substrate, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1969, **17**(10), 768–778.

[60] Hirokawa J., Arai H., Goto N., Cavity-backed wide slot antenna, *Proc. Inst. Elect. Eng.*, 1989, **136**(1), 29–33.

[61] Mastin P., Rawat B., Williamson M., Design of a microstrip annular slot antenna for mobile communications, *IEEE Antennas and Propagation Symp. AP-S*., Chicago, IL, USA, 18–25 July1992.

[62] Akhavan H. G., Syahkal D. M., Study of coupled slot antennas fed by microstrip lines, *10th Int. Conf. on Antennas and Propagation*, Edinburgh, UK, 14–17 April 1997.

[63] Soliman E. A., Brebels S., Delmotte P., Vandenbosch G. A. E., Beyne E., Bow-tie slot antenna fed by CPW, *Electron. Lett*., 1999, **35**, 514–515.

[64] Sze J.- Y., Wong K.- L., Bandwidth enhancement of a microstrip-line-fed printed wide-slot antenna, *IEEE Trans. Antennas Propag*., 2001, **49**, 1020–1024.

[65] Bolter F. L., Louzir A., Multi-band annular slot antenna for WLAN applications, *IEEE 11th Int. Conf. Antenna. Propagat*., Manchester, UK, 17–20 April 2001.

[66] Chen W.- S., Huang C.- C., Wong K.- L., Microstrip-line-fed printed shorted ring-slot antennas for circular polarization, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2001, **31**(2), 137–140.

[67] Qing X., Chia M., Broadband annular dual slot antenna for WLAN applications, *IEEE AP-S International Symposium*, San Antonio, TX, USA, 16–21 June 2002.

[68] Li Q., Shen Z., Teo P. T., Microstrip-fed cavity-backed slot antennas, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2002, **33**(4), 229–233.

[69] Wi S.- H., Kim J.- M., Yoo T.- H., Lee H.- J., Park J.- Y., Yook J.- G., Park H.- K., Bow-tie-shaped meander slot antenna for 5 GHz application, *EEE Int. Symp. Antenna and Propagation*, San Antonio, TX, USA, 16–21 June 2002.

[70] Mingwei Z., Development of an integrated multi-band antenna for GSM and GPS applications, *9th National Undergraduate Research Opportunities Programme Congress,* Nanyang, Singapore, 13–14 September 2003.

[71] Qing X. M., Chia M. Y. W., A compact dual-slot antenna for WLAN applications, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2003, **37**(4), 311–313.

[72] Chen J. –S., Multi-frequency characteristics of annular-ring slot antennas, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2003, **38**(6), 506–511.

[73] Azadegan R., Sarabandi K., A novel approach for miniaturization of slot antennas, *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, 2003, **51**, 421–429.

[74] Erdemli Y. E., Gilbert R. A., Volakis J. L., A reconfigurable slot aperture design over a broadband substrate/feed structure, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 2004, **52**(11), 2860–2870.

[75] Eldek A. A., Elsherbeni A. Z., Smith C. E., Characteristic of bow-tie slot antenna with tapered tuning stubs for wideband operation, *Progress In Electromagnetics Research, PIER*, 2005, **53**, 227–237.

[76] Behdad N., Sarabandi K., A wide-band slot antenna design employing a fictitious short circuit concept, *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2005, **53**(1), 475–482.

[77] Chen J.- S., Tseng P.- H., CPW-fed ring slot antenna with small ground plane, *8th International Symposium on Communications (ISCOM 2005)*, Kaohsiung, Taiwan, 20–22 November 2005.

[78] Jang Y.- W., Shin C.- C., Park M., Characteristic of ultraband printed slot antenna using FDTD method, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2005,**44**(2), 1578–1580.

[79] Liu J.- C., Zeng B.- H., Wu C.- Y., Chang D.- C., Enhanced double-ring slot antenna with mode-coupling ring for multiband applications, *8th International*

Symposium on Communications (ISCOM 2005), Kaohsiung, Taiwan, 20–22 November 2005.

[80] Hong W., Behdad N., K. Sarabandi, Size reduction of cavity-backed slot antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2006, **54**(5), 1461–1466.

[81] Chair R., Kishk A. A., Lee K.- F., Smith C. E., Kajfez D., Microstrip line and CPW fed ultra wideband slot antennas with U-shaped tuning stub and reflector, *Progress In Electromagnetics Research PIER*, 2006, **56**, 163–182.

[82] Kharakhili F. G., Fardis M., Dadashzadeh G., Ahmadi A., Hojjat N., Circular slot with a novel circular microstrip open ended microstrip feed for UWB applications, *Progress in Electromagnetics Research PIER*, 2007, **68**, 161–167.

[83] Sadat S., Fardis M., F. Gharakhili G., Dadashzadeh G., A compact microstrip square-ring slot antenna for UWB applications, *Progress In Electromagnetics Research PIER*, 2007, **67**, 173–179.

[84] Tao J., Cheng C. H., Zhu H. B., Compact dual-band slot-antenna for WLAN applications, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2007, **49**(5), 1203–1204.

[85] Sadat S., Housmand M., Design of a microstrip square-ring slot antenna filled by an H-shaped slot for UWB applications, *Progress In Electromagnetics Research PIER*, 2007, **70**, 191–198.

[86] Sze J.- Y., Hsu C.- I., Hsu S.- C., Studies of small dualband annular-ring slot antenna with a pair of implanted spur-like slits, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2007, **49**(7), 1578–1581.

[87] Nikolaou S., Bairavasubramanian R., Lugo C., Carrasquillo I., Thompson D. C., Ponchak G. E., Papapolymerou J., Tentzeris M. M., Pattern and frequency reconfigurable annular slot antenna using pin diodes, *IEEE Trans Antennas Propag.*,2006, **54**(2), 439–448.

[88] Behdad N., Design of dual-band cavity-backed slot antennas using lumped elements, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Honolulu, HI, USA, 9–15 June 2007.

[89] Bao X. L., Ammann M. J., Small patch/slot antenna with 53% input impedance bandwidth, *Electron. Lett.*, 2007, **43**(3), 146–147.

[90] Ammann M. J., Bao X. L., Miniaturized annular ring loaded patch antennas, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Honolulu, HI, USA, 9–15 June 2007.

[91] Sabri H., Atlasbaf Z., Two novel compact tripl-band microstrip annular-ring slot antenna for PCS-1900 and WLAN aplications, *Progress In Electromagnetics Research Letters PIER L*, 2008, **5**, 87–98.

[92] Ren W., Compact dual-band slot-antenna for 2.4/5 GHz WLAN applications, *Progress In Electromagnetics Research B PIER B*, 2008, **8**, 319–327.

[93] Javan D. S., Salari M. A., Ghoochani O. H., Cross-slot antenna with U-shaped tuning stub for ultra-wideband applications", *International Journal of Antennas and Propagation*, 2008, **1**, 1–6.

[94] Chen W.- S., Hsieh F.- M., A broadband design for a printed isosceles triangular slot antenna for wireless communications, *Microwave Journal*, 2005, **48**(7), 98–112.

[95] Chen S.- Y., Chen Y.- C., Hsu P., CPW-fed aperture-coupled slot dipole antenna for tri-band operation, *IEEE Antennas Wireless Propag.Lett.*, 2008, **7**, 535–537.

[96] Rakluea P., Anantrasirichai N., Janchitrapongvej K., Wakabayashi T., Multiband microstrip-fed right angle slot antenna design for wireless communication systems," *ETRI Journal*, 2009, **31**(3), 271–281.

[97] Naser-Moghadasi M., Koohestani M., Golpour M., Virdee, B. S., Ultra-wideband square slot antenna with a novel diamond open-ended microstrip feed, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2009, **51**(4), 1075–1080.

[98] Yang G. M., Jin R. H., Xiao G. B., Harris V. G., Sun N. X., Ultrawideband (UWB) antennas with multiresonant split-ring loops, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2009, **57**(1), 256–260.

[99] Abbosh A., Miniaturized microstrip-fed tapered-slot antenna with ultrawideband performance, *IEEE Antennas Wireless Propag.Lett.*, 2009, **8**, 690–692.

[100] Singh K., Konda R. B., Sameena N. M., Mulgi S. N., Design of square microstrip antenna for dual wideband operation, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 2009, **51**(11), 2578–2582.

[101] Li L., Hu Z., A wideband linear U-slot microstrip patch antenna array for wireless application, *International Journal of Electronics*, 2009, **96**(7), 755–765.

[102] Balanis, C. A., *Antenna theory analysis and design*, 3rd ed., New York, Wiley-Interscience, 1029, 2005.

[103] Ucar M. H. B., Uras E., Arslan C. E., Sondas A., Erdemli Y. E., LabVIEW tabanlı anten ışıma örüntüsü ölçüm düzeneği, *İkinci Ulusal EMC Konferansı* (*EMC 2013*), İstanbul, Türkiye, 9–11 Eylül 2013.

[104] Sondas A., Ucar M. H. B., Erdemli Y. E., Dual-band loop-loaded printed dipole array with a corporate balun/feed structure, *IET Microw. Antenna P.*, 2012, **6**(10), 1109–1116.

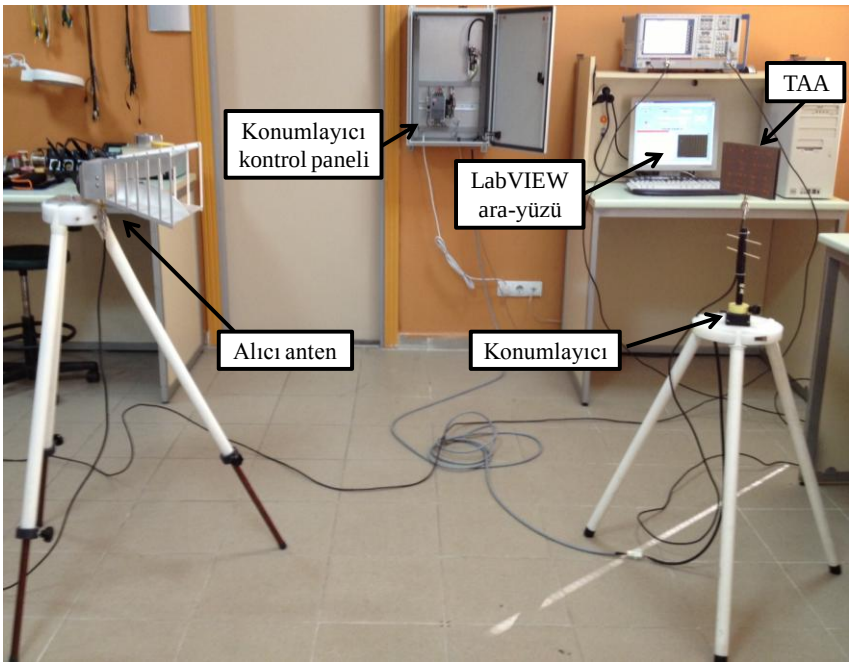
EKLER

EK – A

LabVIEW Tabanlı Anten Işıma Örüntüsü Ölçüm Düzeneği

Bu bölümde, ışıma örüntüsü ölçümleri için tez çalışması kapsamında geliştirilmiş düzeneğin (yazılım ve donanım) tanıtımı yapılacaktır.

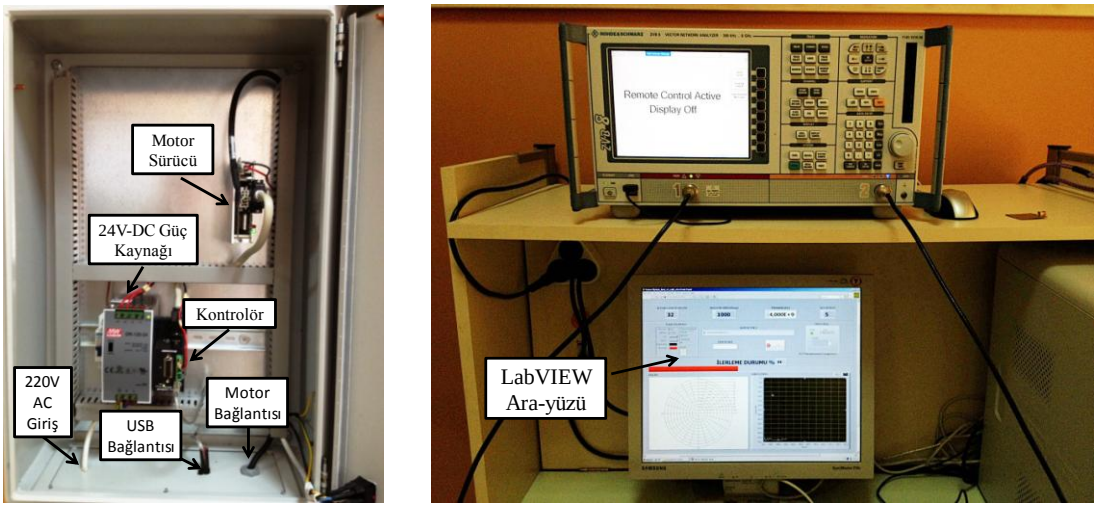
Şekil A.1'de, 0.8–8 GHz frekans aralığında temel düzlemlerde (*E*–düzlemi ve *H*–düzlemi) ışıma ölçümleri yapmaya olanak sağlayan, LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) tabanlı anten ışıma ölçüm düzeneği görülmektedir. Ölçüm düzeneğinde; test altındaki anten (TAA) tek eksenli bir konumlayıcı (döner tabla) aracılığıyla ilgili eksen etrafında döndürülmekte, LabVIEW tabanlı ara-yüz yardımıyla network analizörü kontrol edilmekte ve analizörden gelen sonuçlar polar ve kartezyen olarak gözlemlenebilmektedir. Bu tez kapsamında geliştirilen üç-bantlı WLAN/WiMAX geniş-slot antenine ait ışıma örüntüsü ölçümleri geliştirilen ölçüm düzeneği ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil A.1. Geliştirilen anten ışıma örüntüsü ölçüm düzeneği.

Geliştirilen ölçüm düzeneği donanım ve yazılım olmak üzere iki ana bileşenden oluşmaktadır. Donanım olarak; TAA'nın ilgili eksende hareketini sağlayan konumlayıcı, bir network analizörü, kazancı bilinen geniş bantlı alıcı anten ve konumlayıcı arasındaki eşleme (senkronizasyon) için bir kişisel bilgisayardan oluşmaktadır. Şekil A.2'de, konumlayıcı kontrol paneli ve network analizörü

(Rohde&Schwarz ZVB8) ile bağlantılı kişisel bilgisayar görülmektedir. Kontrol panelinde; kontrolör, motor sürücü devreleri ve bu devreler için gerekli enerjinin sağlandığı 24V–DC güç kaynağı bulunmaktadır. Konumlayıcının hareketi bilgisayar üzerinden, step motora (DG–60 Orientalmotor) ait bir yazılım (Immediate Motion Creator) ile gerçekleştirilmekte, kontrol paneli ve bilgisayar arasındaki iletişim ise USB bağlantısı ile sağlanmaktadır. Konumlayıcının hareketi, step motor yazılımına ait program editöründe, hareket özelliklerinin (adım sayısı, kalkış/duruş ivmesi, hareket hızı ve iki adım arası bekleme süresi) belirlendiği basit bir kod bloğuyla gerçekleştirilmektedir. Diğer taraftan, network analizörün kontrolü, geliştirilen LabVIEW ara-yüzü aracılığıyla kişisel bilgisayar üzerinden sağlanmaktadır.

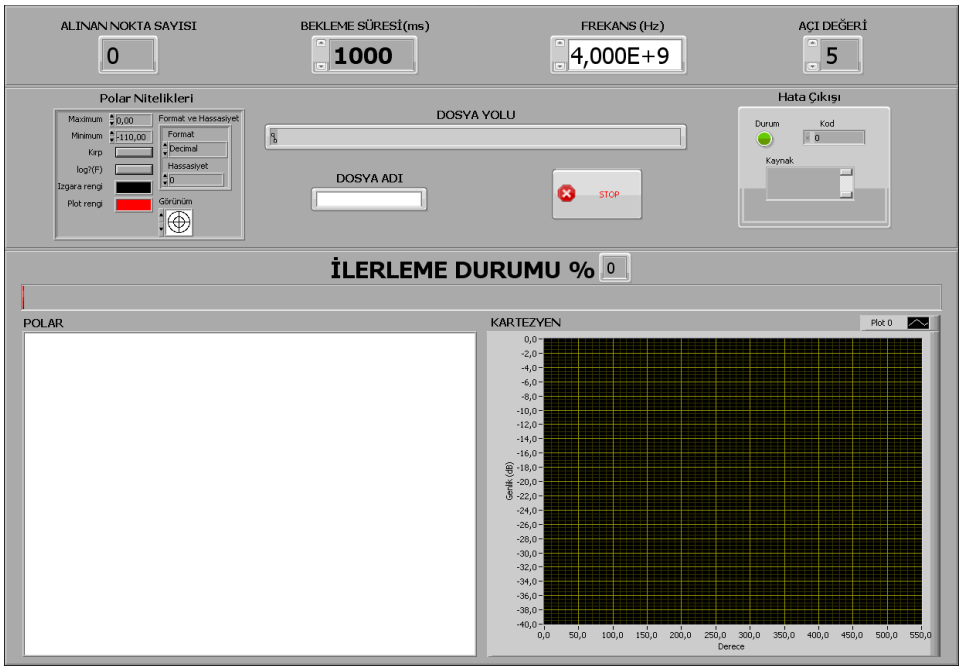


(a) (b)

Şekil A.2. Konumlayıcı kontrol paneli (solda) ve network analizör ile bağlantılı bilgisayar (sağda).

Ölçüm düzeneğinde network analizörünün kontrolü ve ilgili verilerin toplanması/işlenmesi geliştirilen LabVIEW tabanlı yeni bir yazılım aracılığıyla gerçekleştirilmiştir. National Instruments (NI) firması tarafından geliştirilmiş C tabanlı LabVIEW programı, kullanıcıya görsel olduğu kadar kullanıma hazır fonksiyonları sayesinde esnek bir programlama dili sunmaktadır. LabVIEW programları, ön panel ve blok diyagramlardan oluşan ve sanal cihaz (Virtual Instrument, VI) olarak adlandırılan grafiksel kod bloklarından oluşmaktadır. Program içerisindeki fonksiyonlar hatlarla birbirine bağlanmakta, hatlar verinin akışını göstermektedir. Ayrıca LabVIEW programı, özel haberleşme protokolleri (IEEE–488/GPIB, RS–232, TCP/IP LAN) sayesinde uzak cihaz kontrolü ile veri

toplama/işleme kapasitesine sahiptir. İlgili ölçüm düzeneğinde network analizörü ve kişisel bilgisayar arasındaki iletişim TCP/IP ile LAN (Local Area Network) bağlantısı aracılığıyla gerçekleştirilmektedir. LAN bağlantısının kurulabilmesi için, öncelikle ZVB serisi network analizörüne ait VISA (Virtual Instrument Software Architecture) tabanlı sürücülerin ilgili web sayfasından (http://www.rohde-schwarz.com/drivers) temin edilmesi gerekmektedir. Bir endüstri standardı olan VISA, test ve ölçüm şirketleri (Anritsu, Agilent, Rohde & Schwarz vb.) tarafından kullanılan, bilgisayar-ölçüm cihazı haberleşmesi için giriş/çıkış arabirimidir (I/O API). Bu çalışmada kullanılan ve ara-yüzü Şekil A.3'de görülen LabVIEW örüntü ölçüm VI'ı, Rohde&Schwarz ZVB8 Vector Network Analizörüne ait üretici firma tarafından sunulan S–parametresi ölçüm VI'ı (RSZVB Measurement Example.vi) referans alınarak geliştirilmiştir.



Şekil A.3. LabVIEW VI'ına ait ara-yüz.

Alıcı anten konumuna göre belli açı adımlarıyla (1^o, 5^o vb.) tüm ekseni (0^o–360^o) tarayan TAA'dan ışıma değerleri (S_{21}) network analizöre ulaşmakta ve TAA ışıma örüntüsü polar ve kartezyen olarak elde edilmektedir. Konumlayıcı ve network analizörü arasındaki senkronizasyon, girişi yapılacak uygun bir bekleme süresiyle (minimum 1 sn) sağlanabilmektedir. Ayrıca, ölçüm sonuçları, bilgisayarda ara-yüz

üzerinden belirtilen ilgili dosyada saklanabilmekte ve ölçümün yüzdelik olarak hangi aşamada olduğu hakkında kullanıcıya bilgi verilebilmektedir (Şekil A.3).

Geliştirilen düzenekte, network analizörün 1. portuna bağlı TAA için ışıma örüntüsü (paterni), ilgili eksende farklı doğrultularda (0^o–360^o) 2. porta bağlı alıcı antene ulaşan güç verilerinin (S_{21}) işlenmesi ile elde edilmektedir. LabVIEW yazılımı kullanarak, network analizörü LAN üzerinden kontrol edilmekte ve tanımlanmış açı adımlarına (1^o, 5^o, 10^o vb.) göre S_{21} verileri kaydedilmektedir.

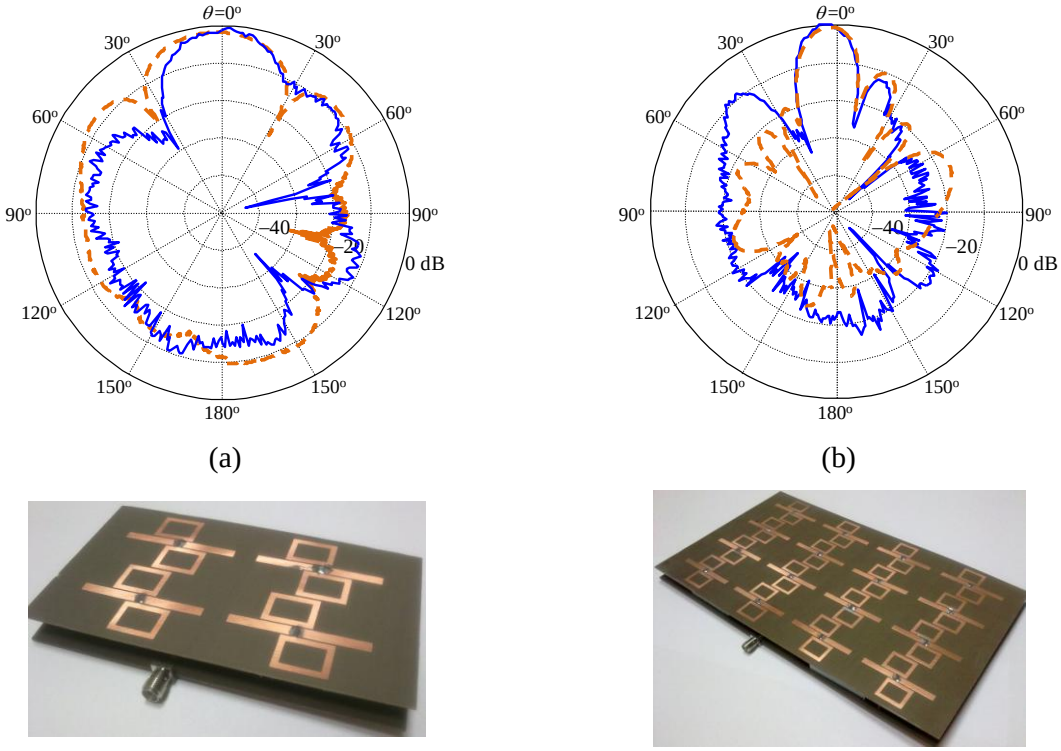
Düzeneğin testi için gerçekleştirilmiş ölçümler, elektromanyetik olarak izole olmayan, açık bir laboratuar ortamında (A.1) nolu uzak alan koşulu dikkate alınarak gerçekleştirilmiştir.

$$r \geq 2D^2 / \lambda \qquad \text{(A.1)}$$

Bu ifadede; r iki anten arasındaki mesafeyi, λ çalışma frekansındaki serbest-uzay dalga-boyunu ve D (28 cm) alıcı antene ait en büyük anten boyutunu belirtmektedir. TAA, kişisel bilgisayar ve konumlayıcı kontrol paneli aracılığıyla ekseni etrafında döndürülmekte, LabVIEW ara-yüzü yardımıyla da analizörden gelen sonuçlar polar ve kartezyen olarak gözlemlenmektedir. Geliştirilmiş olan ölçüm düzeneğinin başarım değerlendirmesi için, 2×2 ve 4×4 mikroşerit anten dizileri [104] test amaçlı kullanılmıştır. İlgili antenlerin, yansımasız odada (anechoic chamber) TÜBİTAK–UEKAE'ye ait ölçüm düzeneği ve açık laboratuar ortamında bu çalışmada geliştirilmiş ölçüm düzeneği ile elde edilen ışıma örüntüleri Şekil A.4'te verilmektedir. Görüldüğü üzere, önerilen ölçüm düzeneğine ait sonuçlar ile referans kabul edilebilecek ölçüm sonuçları bazı farklılıklar dışında (muhtemelen yansımasız oda farkından kaynaklanan) profil bakımından oldukça benzerlik göstermektedir.

Ayrıca, bu tez kapsamında geliştirilen üç-bantlı WLAN/WiMAX geniş-slot antenine ait kazanç ve ışıma örüntüsü ölçümleri geliştirilen ölçüm düzeneği ile gerçekleştirilmiş ve bazı farklılıklar dışında benzetim sonuçlarıyla oldukça uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. Sonuç olarak, bu çalışma kapsamında geliştirilmiş ölçüm düzeneği ile mevcut laboratuvar olanaklarında (hassasiyeti yüksek olmamakla birlikte) beklentileri karşılayabilecek ön değerlendirmenin yapılabileceği

düşünülmektedir. Bu çalışmada geliştirilmiş ölçüm düzeneği 2. Ulusal EMC konferansında sunulmuştur [103].



Şekil A.4. TUBİTAK–UEKAE laboratuvarında gerçekleştirilmiş yansımasız-oda (kesik çizgi) ve geliştirilen ölçüm düzeneği (düz çizgi) ile laboratuvar ortamında elde edilmiş ışıma örüntüleri (f0=5 GHz): (a) 2×2 dizi anten, (b) 4×4 dizi anten.

KİŞİSEL YAYIN VE ESERLER

[1] **Ucar M. H. B.**, Sondas A., Erdemli Y. E., Design of 2×2 UWB Printed Antenna Array for See-Through-Wall Imaging, *Computational Electromagnetics International Workshop (CEM 2013),* İzmir, Turkey, 2–5 August 2013.

[2] **Ucar M. H. B.**, Uras E., Arslan C. E., Sondas A., Erdemli Y. E., LabVIEW Tabanlı Anten Işıma Örüntüsü Ölçüm Düzeneği, *İkinci Ulusal EMC Konferansı (EMC 2013),* İstanbul, Türkiye, 9–11 Eylül 2013.

[3] **Ucar M. H. B.**, Erdemli Y. E., Microstripline-Coupled Printed Wide-Slot Antenna with Loop Loadings for Dual-Band WiMAX/WLAN Operations, *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI National Radio Science Meeting (APS 2012)*, Chicago, IL, US, 8–14 July 2012.

[4] **Ucar M. H. B.**, Sondas A., Erdemli Y. E., Microstripline-Fed Printed Wide-Slot Antenna with Notch-Band for UWB Applications, *The 12th Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2012),* İstanbul, Turkey, 2–5 September 2012.

ÖZGEÇMİŞ

1982 yılında Kadıköy'de doğdu. 1999 yılında lise öğrenimini Tuzla Anadolu Meslek Lisesi'nde tamamladıktan sonra 2000 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü Elektronik Öğretmenliği programından 2004 yılında Elektronik Teknik Öğretmeni olarak mezun oldu. 2004–2007 yılları arasında, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalında yüksek lisans öğrenimini tamamladı. 2007 yılında aynı anabilim dalında doktora eğitimine başladı. 2004 yılının Aralık ayında göreve başladığı, Kocaeli Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümünde halen araştırma görevlisi olarak çalışmakta olup evli ve bir çocuk babasıdır.