

**HAVA VE UZAY PLATFORMLARI İLETİŞİM
SİSTEMLERİNDE KULLANILMAK ÜZERE ÇEŞİTLİ TEMEL
BASKI ANTENLERİN ANALİZİ**

**ANALYSES OF VARIOUS BASIC PRINTED ANTENNAS
TO USE IN COMMUNICATION SYSTEMS ON AEROSPACE
PLATFORMS**

VOLKAN AKAN

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim – Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü

DOKTORA TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2012

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü'ne,

Bu çalışma jürimiz tarafından **ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI 'nda DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Başkan :.....
(Prof. Dr. Gönül TURHAN SAYAN)

Üye (Danışman) :.....
(Prof. Dr. Erdem YAZGAN)

Üye :.....
(Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR)

Üye :.....
(Prof. Dr. Adnan KÖKSAL)

Üye :.....
(Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM)

ONAY

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin ilgili maddeleri uyarınca yukarıdaki jüri üyeleri tarafından/...../..... tarihinde uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulunca/...../..... tarihinde kabul edilmiştir.

Prof.Dr.
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

HAVA VE UZAY PLATFORMLARI İLETİŞİM SİSTEMLERİNDE KULLANILMAK ÜZERE ÇEŞİTLİ TEMEL BASKI ANTENLERİN ANALİZİ

Volkan Akan

ÖZ

Bu çalışmada hafifliği ve az hacim kaplamaları nedeniyle hava ve uzay platformlarında sıklıkla tercih edilebilecek çeşitli baskı antenlerin ön tasarım çalışmalarında kullanılmak üzere analitik analizleri gerçekleştirilmiş ve elde edilen ifadeler tam dalga analiz yöntemiyle çalışan nümerik elektromanyetik simülasyon yardımıyla sınanmıştır. Ayrıca bazı yapılar için prototip üretimleri gerçekleştirilerek nümerik simülasyon yanında deneysel olarak sınamalar da gerçekleştirilmiştir. Ele alınan antenler özellikle düşük kazançlı her yön (omni-directional) baskı antenler ile yarı küresel ve şekillendirilmiş konik ışınma örüntüsüne sahip baskı antenlerden seçilmiştir. Bu yapılar hava ve uzay platformlarında uzölçüm ve uzkomuta haberleşmesi ile birlikte daha yüksek hızlardaki veri haberleşmesi için de tercih edilmektedirler.

Ele alınan anten yapıları farklı modlarda uyarılmış dairesel mikroşerit disk antenler; baskı monopol/dipol, baskı yarık ve bunların iki ince dielektrik katman arasında oluşturulmuş yapıları; baskı devre katlanmış ince şerit ve katlanmış dar yarık anten, yine bu antenlerin iki ince dielektrik katman arasında oluşturulmuş yapıları olarak sıralanabilir. Ayrıca bu yapılar için frekans değiştirilebilirliği sağlamak amacıyla çeşitli önermelerde bulunularak analizleri gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Baskı devre anten, mikroşerit anten, kavite modellemesi konformal dönüşüm, eşdeğer yarıçap teoremi, baskı monopol, baskı dipol, baskı devre dar yarık anten, baskı devre katlanmış ince şerit dipol, baskı devre katlanmış dar yarık anten.

Danışman: Prof.Dr. Erdem YAZGAN, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Anabilim Dalı

ANALYSES OF VARIOUS BASIC PRINTED ANTENNAS TO USE IN COMMUNICATION SYSTEMS ON AEROSPACE PLATFORMS

Volkan Akan

ABSTRACT

In this study, various printed antennas that can be preferred on aerospace platforms because of light-weightness and small volumes have been analysed analytically to use in pre-design studies and also the obtained expressions have been verified by full-wave electromagnetic simulator. In addition, for some antenna structures prototypes have been realized and then experimental measurements have been conducted as additional verifications. The studied antennas have been chosen as low-gain omni directional, hemi-spherical and conically shaped beam printed antennas. These antenna types are preferred for telemetry/telecommand communication on aerospace platforms and also for high data rate communication.

The studied antennas are circular microstrip antennas that are excited in different modes, printed monopole/dipole, printed slot and sandwiched versions of them between two dielectrics, printed folded thin strip and printed folded thin slot antennas and sandwiched versions of them between two dielectrics. In addition for these antenna types in order to provide frequency tunability some proposals have been realized and the modified antennas have been analyzed analytically and numerically.

Keywords: Printed antenna, microstrip antenna, cavity method, conformal mapping, equivalent radius theorem, printed monopole, printed dipole, printed narrow slot antenna, printed folded thin strip antenna, printed folded narrow slot antenna.

Advisor: Prof. Dr. Erdem YAZGAN, Hacettepe University, Department of Electric and Electronic Engineering.

TEŞEKKÜR

Değerli fikir, yardım ve yol göstericiliği ile tezin sonuca ulaşmasında büyük katkıları olan Sayın Prof. Dr. Erdem YAZGAN' a, tezin şekillenmesinde değerli fikirlerini esirgemeyen Sayın Prof. Dr. Birsen SAKA'ya, Sayın Yrd. Doç. Dr. Nursel AKÇAM'a ve tez çalışmasındaki prototip antenlerin ışınma örüntülerinin ölçümü için ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü yankısız odasının kullanımında yardımcı olan Sayın Prof. Dr. Sencer KOÇ'a teşekkürlerimi sunarım.

Her zaman yanımda olan eşim Dr. Aslı ER AKAN' a, tez çalışmamı hazırlarken zaman ayıramadığım biricik oğlum Onur Efe AKAN'a ve aile büyüklerime gösterdikleri büyük fedakârlık ve destekleri için sonsuz teşekkürler.

Ayrıca 2006 yılından beri çalıştığım TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü İletişim Sistemleri Grubu'ndaki değerli çalışma arkadaşlarıma sağladıkları destekler ve fikirler için teşekkürü borç bilirim.

Bu tez çalışması, yaptığım çalışmalar sırasında iki buçuk yıl ayrı kalmak zorunda olduğum sevgili eşim Dr. Aslı ER AKAN ve biricik oğlum Onur Efe AKAN 'a ithaf edilmiştir.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	Sayfa
ÖZ.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ.....	vii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xxiv
1. GİRİŞ.....	1
2. ÇİFT AYAR SAPLAMALI ÇALIŞMA FREKANSI DEĞİŞTİRİLEBİLİR DAİRESEL MİKROŞERİT DİSK ANTEN YAPISININ ANALİZİ.....	12
2.1. Giriş.....	12
2.2. Dairesel Mikroşerit Disk Antenin Kavite Modellemesi ile Analizi.....	12
2.3. Çift Ayar Saplmalı Çalışma Frekansı Değiştirilebilir Dairesel Mikroşerit Disk Anten Yapısının Analizi.....	17
2.4. Kavite Duvar Pertürbasyonu Uygulanarak Saplama Eklenmiş Dairesel Mikroşerit Disk Antenin Rezonans Frekansının Bulunması.....	21
2.5. Dairesel Mikroşerit Disk Anten için Ayar Saplamlarının Etkisinin İncelenmesi.....	28
2.6. Ayarlanabilir Çift Bant Dairesel Mikroşerit Disk Antenlerin Tasarım ve Analizleri.....	48
2.7. Frekansı Ayarlanabilir Dairesel Polarizasyonlu Dairesel Mikroşerit Disk Antenlerin Tasarım ve Analizleri.....	54
2.8. Yorumlar.....	63
3. EŞDEĞER YARIÇAP TEOREMİ VE BASKI ANTENLERE UYGULANMASI.....	65

3.1. Giriş.....	65
3.2. Sonsuz İncelikteki Şerit Antenin Eşdeğer Yarıçapının Hesaplanması.....	67
3.3. İnce Silindirik antenlerin Eşdeğer Yarıçap Kavramının Genelleştirilmesi.....	71
3.4. Baskı Devre Monopol ve Ortadan Beslemeli Dipol Antenlerin Analizi.....	105
3.5. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Dar Yarık Dipol Antenin Analizi.....	109
3.6. Silindirik Kesite Sahip Dielektrik Katman Üzerinde Oluşturulan Filaman Beslemeli Monopol/Dipol Antenin Analizi.....	114
3.7. İki İnce Dielektrik Katman Arasındaki Baskı Devre Monopol/Dipol Antenlerin Analizi.....	117
3.8. İki Dielektrik Katman Arasındaki Baskı Devre Filaman Beslemeli Dar Yarık Antenin Analizi.....	121
3.9. Yorumlar.....	122
4. BASKI DEVRE KATLANMIŞ İNCE ŞERİT ANTEN İLE KATLANMIŞ DAR YARIK ANTENİN ANALİZİ.....	124
4.1. Giriş.....	124
4.2. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış Dipol Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması.....	129
4.3. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış Dar Yarık Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması.....	142
4.4. İki İnce Dielektrik Katman Arasındaki Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış Dar Yarık Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması.....	146
4.5. Yorumlar.....	147
5. FREKANSI AYARLANABİLİR BASKI DEVRE KATLANMIŞ ŞERİT DİPOL VE DAR YARIK ANTENİN ANALİZİ.....	149
5.1. Giriş.....	149

5.2. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış ve Uçlarına Simetrik olarak Yük Yerleştirilmiş Dipol Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması.....	149
5.3. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış ve Kısa Devre Eklenmiş Dipol Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması.....	159
5.4. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış ve Simetrik olarak Yük Yerleştirilmiş Şerit Dipol Antenin Frekans Ayarlanabilirliği.....	168
5.5. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış ve Simetrik olarak İkinci Açık Devre Yerleştirilmiş Dar Yarık Antenin Frekans Ayarlanabilirliği.....	175
5.6. Yorumlar.....	181
6. GENEL DEĞERLENDİRME VE TARTIŞMA.....	182
KAYNAKLAR DİZİNİ.....	188
EK-1 TERİMLER SÖZLÜĞÜ.....	199
ÖZGEÇMİŞ.....	200

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CST MS	Computer Simulation Technology, Microwave Studio
dB	Desibel
DDY	Düşük Dünya Yörüngeli
ϵ	Elektriksel geçirgenlik
GHz	Giga Hertz
K	Kelvin
ITU	International Telecommunication Union
LHCP	Left Hand Circular Polarization
m	Metre
MEMS	Mikro Elektromekanik Sistem
MHz	Mega Hertz
NASA	National Aeronautics and Space Administration
PCB	Printed Circuit Board
QFH	Quadrifilar Helix
RF	Radyo Frekans
RHCP	Right Hand Circular Polarization
TE	Transverse Electric
TM	Transverse Magnetic
TÜBİTAK	Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu
W	Watt
λ	Dalga boyu
Ω	Ohm

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 1.1. T Şekil 1.1. Hesaplama zamanına göre sıralanmış analiz teknikleri (Visser, 2009).....	4
Şekil 1.2. Şekil 1.2. İteratif tam dalga analizi üzerine kurgulanmış olasılıksal optimizasyon tek başına çok fazla hesaplama zamanına ihtiyaç duymaktadır. (Visser,2009).....	6
Şekil 1.3. Yaklaşık modelleme ve tam dalga analizinde çizgi-taraması kombinasyonunda olasılıksal optimizasyon bazlı anten sentezleme yöntemi (Visser, 2009).....	7
Şekil 2.1. Çift ayar saplamalı dairesel mikroşerit disk anten.....	17
Şekil 2.2. Çift ayar saplamalı dairesel mikroşerit disk antenin yandan görünüşü.....	18
Şekil 2.3. Kavite duvar pertürbasyonunun uygulanışı.....	21
Şekil 2.4. $\epsilon_r=2.5$, $h=1.59\text{mm}$, $\tan\delta=0.0017$, $f=3.282\text{GHz}$, $w=5.5\text{mm}$ için Kapasitif yaklaşım ve kavite pertürbasyon yöntemi ile elde edilen sonuçlar a) TM_{11} uyarımı için, b) TM_{21} uyarımı için.....	27
Şekil 2.5. $\epsilon_r=2.5$, $h=1.59\text{mm}$, $\tan\delta=0.0017$, $f=3.282\text{GHz}$, $w=5.5\text{mm}$ için Kapasitif yaklaşım ve kavite pertürbasyon yöntemi ile elde edilen sonuçlar a) TM_{31} uyarımı için, b) TM_{41} uyarımı için.....	27
Şekil 2.6. Yama etrafında besleme referans alınarak yapılan konumlandırma.....	29
Şekil 2.7. TM_{11} modu için dairesel yama etrafında maksimum elektrik alan enerjisinin değişime uğradığı bölgeler.....	29
Şekil 2.8. $f_0= 2.06\text{GHz}$, olan TM_{11} uyarımlı dairesel mikroşerit disk anten için a) elektriksel enerji yoğunluğunun değişim,b) manyetik enerji yoğunluğunun değişimi.....	30
Şekil 2.9. TM_{21} modu için dairesel yama etrafında maksimum elektrik alan enerjisinin değişime uğradığı bölgeler.....	30
Şekil 2.10. $f_0= 3\text{GHz}$, olan TM_{21} uyarımlı dairesel mikroşerit disk anten için a) elektriksel enerji yoğunluğunun değişim,b) manyetik enerji yoğunluğunun değişimi.....	31
Şekil 2.11 TM_{31} modu için dairesel yama etrafında maksimum elektrik alan enerjisinin değişime uğradığı bölgeler.....	31
Şekil 2.12 $f_0= 3.2\text{GHz}$, olan TM_{31} uyarımlı dairesel mikroşerit disk anten için a) elektriksel enerji yoğunluğunun değişim,b) manyetik enerji yoğunluğunun değişimi.....	32
Şekil 2.13. TM_{11} , TM_{21} ve TM_{31} modunda uyarılmış ayar saplamalı dairesel mikroşerit disk antenlerin benzetim için modellenmesi.....	33
Şekil 2.14. RO 4003 $h=1.524\text{mm}$, $\epsilon_r=3.38$, $\tan\delta=0.0027$, TM_{11} $f=1\text{GHz}$, $w=9\text{mm}$ için elde edilen benzetim sonuçları.....	34
Şekil 2.15. RO 4003 $h=1.524\text{mm}$, $\epsilon_r=3.38$, $\tan\delta=0.0027$, TM_{11} $f=1\text{GHz}$, $w=9\text{mm}$ için düzeltilmiş analitik ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma.....	34

Şekil 2.16. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f=2.29\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için elde edilen benzetim sonuçları.....	35
Şekil 2.17 RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f=2.29\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için düzeltilmiş analitik ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma.....	35
Şekil 2.18. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} $f=2.2\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için elde edilen benzetim sonuçları.....	36
Şekil 2.19 RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} $f=2.2\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için düzeltilmiş analitik ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma.....	37
Şekil 2.20. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} $f=3.5\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için elde edilen benzetim sonuçları.....	37
Şekil 2.21. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} $f=3.5\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için düzeltilmiş analitik ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma.....	38
Şekil 2.22. RT 4003 ($\epsilon_r = 3.38$, $\tan\delta=0.0027$) pcb üzerinde $a= 35\text{mm}$, $l=2\text{mm}$ ve $f=0.986\text{GHz}$ olmak üzere TM_{11} modunda uyarılmış DMA'nın ışınma örüntüleri a) $\varphi=0^\circ$ için analitik olarak elde edilen, b) $\varphi=0^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, c) $\varphi=90^\circ$ için analitik olarak elde edilen, d) $\varphi=90^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, e) $\varphi=180^\circ$ için analitik olarak elde edilen, f) $\varphi=180^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, g) $\varphi=270^\circ$ için analitik olarak elde edilen, h) $\varphi=270^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen,.....	39
Şekil 2.23. RO 4350 ($\epsilon_r = 3.48$, $\tan\delta=0.004$) pcb üzerinde $a= 35\text{mm}$, $l=1.6\text{mm}$ ve $f=2.187\text{GHz}$ olmak üzere TM_{21} modunda uyarılmış DMA'nın ışınma örüntüleri a) $\varphi=00$ için analitik olarak elde edilen, b) $\varphi=00$ için CST'de benzetim ile elde edilen, c) $\varphi=450$ için analitik olarak elde edilen, d) $\varphi=450$ için CST'de benzetim ile elde edilen, e) $\varphi=900$ için analitik olarak elde edilen, f) $\varphi=900$ için CST'de benzetim ile elde edilen, g) $\varphi=1350$ için analitik olarak elde edilen, h) $\varphi=1350$ için CST'de benzetim ile elde edilen,.....	41
Şekil 2.24. RT 4003 ($\epsilon_r = 3.38$, $\tan\delta=0.0027$) pcb üzerinde $a= 33.1322\text{mm}$, $l=1.8\text{mm}$ ve $f=3.217\text{GHz}$ olmak üzere TM_{31} modunda uyarılmış DMA'nın ışınma örüntüleri a) $\varphi=00$ için analitik olarak elde edilen, b) $\varphi=00$ için CST'de benzetim ile elde edilen, c) $\varphi=900$ için analitik olarak elde edilen, d) $\varphi=900$ için CST'de benzetim ile elde edilen, e) $\varphi=1800$ için analitik olarak elde edilen, f) $\varphi=1800$ için CST'de benzetim ile elde edilen, g) $\varphi=2700$ için analitik olarak elde edilen, h) $\varphi=2700$ için CST'de benzetim ile elde edilen,.....	43
Şekil 2.25. Dielektrik özellikleri $\epsilon_r=2.5$, $\tan\delta=0.0017$, kalınlığı $h=1.6\text{mm}$ ve yama yarıçapı $a=23.35\text{mm}$ olan deneysel çalışma için üretilmiş prototip dairesel mikroşerit disk anten.....	45
Şekil 2.26. $\epsilon_r=2.5$, $\tan\delta=0.0017$, kalınlığı $h=1.6\text{mm}$ ve yarıçapı $a=23.35\text{mm}$ olan dairesel mikroşerit disk anten için benzetim ve ölçüm sonuçlarına göre a) $l=2\text{mm}$, b) $l=2.2\text{mm}$, c) $l=2.4\text{mm}$, d) $l=2.6\text{mm}$ e) $l=3\text{mm}$, f) $l=3.2\text{mm}$, g) $l=3.4\text{mm}$ için yansıma kaybı.....	46

Şekil 2.27. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f_1=1.955\text{GHz}$, $f_2=2.043\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=6.91\text{mm}$, $l_2=1.011\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk anten.....	49
Şekil 2.28. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f_1=1.955\text{GHz}$, $f_2=2.043\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=6.91\text{mm}$, $l_2=1.011\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları.....	49
Şekil 2.29. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} , $w=4\text{mm}$, $l_1=6.91\text{mm}$, $l_2=1.011\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin üç boyutlu yönlülüğünün ışıma örüntüsü a) $f_1=1.960\text{GHz}$ için, b) $f_2=2.046\text{GHz}$ için.....	50
Şekil 2.30. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $f_1=2.118\text{GHz}$, $f_2=2.195\text{GHz}$, $w=8\text{mm}$, $l_1=4.8\text{mm}$, $l_2=1\text{mm}$, parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetimde kullanılan modeli.....	51
Şekil 2.31. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $f_1=2.118\text{GHz}$, $f_2=2.195\text{GHz}$, $w=8\text{mm}$, $l_1=4.8\text{mm}$, $l_2=1\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları.....	51
Şekil 2.32. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $w=8\text{mm}$, $l_1=4.8\text{mm}$, $l_2=1\text{mm}$, parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin üç boyutlu yönlülüğünün ışıma örüntüsü, a) $f_1=2.118\text{GHz}$ için, b) $f_2=2.195\text{GHz}$ için.....	52
Şekil 2.33 RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} , $f_1=3.528\text{GHz}$, $f_2=3.426\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=1.2\text{mm}$, $l_2=3.6\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetimde kullanılan modeli.....	53
Şekil 2.34. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} , $f_1=3.528\text{GHz}$, $f_2=3.426\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=1.2\text{mm}$, $l_2=3.6\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları.....	53
Şekil 2.35. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} , $f_1=3.528\text{GHz}$, $f_2=3.426\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=1.2\text{mm}$, $l_2=3.6\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin üç boyutlu yönlülüğünün ışıma örüntüsü, a) $f_1=3.535\text{GHz}$ için, b) $f_2=3.426\text{GHz}$ için.....	53
Şekil 2.36. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f_1=1.955\text{GHz}$, $f_2=2.043\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=6.91\text{mm}$, $l_2=1.011\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk anten.....	55
Şekil 2.37. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} , $w=4\text{mm}$, $l_1=l_2=1.011\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit disk antenin $f=2.043\text{GHz}$ için üç boyutlu yönlülüğünün ışıma örüntüsü.....	55

Şekil 2.38. RO4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $f=2.118\text{GHz}$, $w=8\text{mm}$, $l_1=l_2=4.8\text{mm}$, parametrelerine sahip Ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit disk anten.....	56
Şekil 2.39. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $f=2.118\text{GHz}$, $w=8\text{mm}$, $l_1=l_2=4.8\text{mm}$, parametrelerine sahip Ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit disk antenin $f=2.118\text{GHz}$ için üç boyutlu yönlülüğünün ışıma örüntüsü.....	57
Şekil 2.40. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f=2.229\text{GHz}$ için TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip antenin birinci besleme probunun yansıma kaybının frekansa ve farklı saplama uzunluklarına göre değişimi.....	57
Şekil 2.41. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f=2.229\text{GHz}$ için TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip antenin besleme problemleri arasındaki izolasyonunun frekansa ve farklı saplama uzunluklarına göre değişimi.....	58
Şekil 2.42. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f=2.229\text{GHz}$ için $l=2.44\text{mm}$ olmak üzere TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip antenin CST MS'de benzetimle elde edilen besleme problemleri arasındaki izolasyonunun frekansa ve farklı saplama uzunluklarına göre değişimi.....	58
Şekil 2.43. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f=2.229\text{GHz}$ için $l=2.44\text{mm}$ olmak üzere TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip anten.....	59
Şekil 2.44. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f=2.229\text{GHz}$ için $l=2.44\text{mm}$ olmak üzere TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip antenin farklı saplama uzunluk eklemeleri için yansıma ve geçiş kayıpları a) $\Delta l = 0$, b) $\Delta l = 0.8$, c) $\Delta l = 1.6$, d) $\Delta l = 2.4$, e) $\Delta l = -0.8$, f) $\Delta l = -1.6$ Elde edilen ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçları ile uyumlu olduğu görülmektedir.....	59
Şekil 2.45. Farklı azimut açısı değerleri için yükselme açısına göre benzetim ve uzak alan ölçümleri ile elde edilen sonuçlar.....	61
Şekil 3.1. Bir şerit ve şerit etrafında oluşan eş-potansiyel çizgileri.....	65
Şekil 3.2. Bir şerit ve etrafındaki eş-potansiyel çizgilerinin ince tel durumuna dönüştürülmesi.....	67
Şekil 3.3. Keyfi kesitteki bir antenin ve eşdeğer silindirik anten yapıları (Popovic ve Nestic, 1984).....	71
Şekil 3.4. Dielektrik ile kaplı tel antenin birim uzunluktaki kapasitansının hesaplanması için iletim hattı modellenmesi.....	72
Şekil 3.5. İnce tel etrafında d uzaklığındaki bir noktada potansiyelin hesaplanması.....	72
Şekil 3.6. İki telli iletim hattı.....	73
Şekil 3.7. Eş-düzlemli şerit iletim hat için kesit parametreleri.....	76

Şekil 3.8. $\epsilon_r=4.7$, $w=12\text{mm}$, $h=1.5\text{mm}$, $l=300\text{mm}$ için $f=200\text{-}400\text{MHz}$ aralığında analizi yapılan monopul antenin iletkenlik G ve saseptansı B 'nin frekansa karşı çizilen teorik ve deneysel sonuçlar (Popovic ve Nesic, 1984).....	77
Şekil 3.9. Şekil 4.8'deki yapı için b 'nin (dielektrik katmanın dahil olduğu dış yarıçap) D 'ye (iki tel arasındaki mesafe) göre değişimi.....	78
Şekil 3.10. Dielektrik katmanla kaplanmış tel monopul anten.....	78
Şekil 3.11. Dielektrik katmanla kaplanmış tel monopul antenin beslemesinin modellenmesi.....	79
Şekil 3.12. Karşılıklılık teoremini göstermek için beslemelere bağlanmış anten iftleri.....	86
Şekil 3.13. Karşılıklılık probleminin alan teorisi ile ifade edilmesi.....	87
Şekil 3.14. Vakumdaki eşdeğer kaynaklar.....	89
Şekil 3.15. $\epsilon_c = 3.2$ için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).....	92
Şekil 3.16. $\epsilon_c = 9$ için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).....	92
Şekil 3.17. $\epsilon_c = 15$ için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).....	93
Şekil 3.18. $\epsilon_c = 3.2$ için Elliot ve Volakis 'in ifadesi kullanılarak elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).....	94
Şekil 3.19. $\epsilon_c = 9$ için Elliot ve Volakis 'in ifadesi kullanılarak elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).....	94
Şekil 3.20. $\epsilon_c = 15$ için Elliot ve Volakis 'in ifadesi kullanılarak elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).....	95
Şekil 3.21. $\epsilon_c = 3.2$ için elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (CST MS benzetimi ile, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).....	95
Şekil 3.22. $\epsilon_c = 9$ için elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (CST MS benzetimi ile, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).....	96
Şekil 3.23. $\epsilon_c = 15$ için elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (CST MS benzetimi ile, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).....	96
Şekil 3.24 Silindirik dipol antenin, Atlamazoglou ve Uzunoglu (1998) tarafından modellenen geometrisi.....	98
Şekil 3.25. $\epsilon_2=2.3$, $l=125\text{mm}$ için sonsuz toprak düzlem üzerindeki monopul antenin giriş admitansının (G ve B) l/λ_0 'ya göre değişimi.....	104
Şekil 3.26. $\epsilon_2=9$, $l=125\text{mm}$ için sonsuz toprak düzlem üzerindeki monopul antenin giriş admitansının (G ve B) l/λ_0 'ya göre değişimi.....	104
Şekil 3.27. $\epsilon_2=15$, $l=125\text{mm}$ için sonsuz toprak düzlem üzerindeki monopul antenin giriş admitansının (G ve B) l/λ_0 'ya göre değişimi.....	105
Şekil 3.28. Şekil 4.8'deki baskı devre monopulün elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \bigcirc) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu)	106
Şekil 3.29. Şekil 3.8'deki baskı devre monopulün CST MS benzetimi ile elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü.....	107
Şekil 3.30. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $w=0.6\text{mm}$, $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli dipol anten..	107

Şekil 3.31. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Yin, Gin ve Bin (hesaplanan, X ve O) ile Gsim () ve Bsim () (benzetim sonucu).....	108
Şekil 3.32. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli dipol anten için CST MS'de elde edilen S_{11} ($Z_0=50\Omega$) parametresi.....	108
Şekil 3.33. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli dipol antenin CST MS'de elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü.....	109
Şekil 3.34 $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol anten.....	110
Şekil 3.35. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Zin, Rin ve Xin (hesaplanan, X ve O) ile Rsim () ve Xsim () (benzetim sonucu).....	110
Şekil 3.36 $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol anten için CST MS'de elde edilen S_{11} ($Z_0=640\Omega$) parametresi.....	111
Şekil 3.37. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol antenin CST MS'de elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü.....	111
Şekil 3.38. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.508\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.33$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Z_{in} , R_{in} ve X_{in} (hesaplanan, X ve \odot) ile R_{sim} (—) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu).....	112
Şekil 3.39. Prototipi üretilen antenin CST MS'de modellenmesi.....	113
Şekil 3.40. $\epsilon_r=2.08$, $\tan\delta=0.0006$, $h=1.524\text{mm}$ özelliklerine sahip tek yüzlü baskı devre kartı üzerinde $2l=187.5\text{mm}$, $w=1.5\text{mm}$, $L'=340\text{mm}$, $W'=160\text{mm}$ fiziksel parametrelerine göre üretilen prototip anten.....	113
Şekil 3.41. Prototip anten için giriş empedansının analitik, benzetim ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılması a) Gerçek kısım, b) Sanal kısım...	114
Şekil 3.42. Silindirik dielektrik katman üzerindeki monopol/dipol antenin kesiti.....	115
Şekil 3.43. Silindirik kesite sahip dielektrik katman üzerindeki monopol antenin CST MS'da oluşturulan 3-boyutlu modeli.....	115

Şekil 3.44. Silindirik baskı devre monopol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması a) $f_0=1000\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=75\text{mm}$ $h=1.8\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.1$, $r= 6\text{mm}$, $\alpha=27^\circ$, için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \odot) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu), b) $f_0=600\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=125\text{mm}$ $h=1.5\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.1$ olan silindirik baskı $r= 5\text{mm}$, $\alpha =55^\circ$ için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \odot) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu).....	116
Şekil 3.45. İki dielektrik katman arasındaki baskı devre monopol ve dipol için kesit gösterimi.....	117
Şekil 3.46. İki dielektrik katman arasındaki baskı devre monopol ve dipol için hat kapasitesinin modellenmesi amacıyla kullanılan eş-düzlemli şerit iletim hat için kesit parametreleri.....	117
Şekil 3.47. $f_0=1000\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=75\text{mm}$ $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w= 2\text{mm}$ olmak üzere katmanlı baskı devre dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \odot) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu).....	119
Şekil 3.48. $f_0=500\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=150\text{mm}$ $h_1=0.4\text{mm}$, $h_2=0.8\text{mm}$ $\epsilon_{r1} = 3.44$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w= 3\text{mm}$ katmanlı baskı devre monopol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \odot) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu).....	119
Şekil 3.49. $f_0=500\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=150\text{mm}$ $h_1=0.4\text{mm}$, $h_2=0.8\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.44$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w= 3\text{mm}$ katmanlı baskı devre monopol anten için CST MS'de elde edilen 3-boyutlu yönlülüğü.....	120
Şekil 3.50. $l=75\text{mm}$ $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w'= 2\text{mm}$ olmak üzere katmanlı baskı devre, dar yarık antenin CST MS'de modellenmesi	121
Şekil 3.51. $f_0=1000\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=75\text{mm}$ $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w'= 2\text{mm}$ olmak üzere katmanlı baskı devre, dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Z_{in} , R_{in} ve X_{in} (hesaplanan, X ve O) ile R_{sim} () ve X_{sim} () (benzetim sonucu).....	121
Şekil 3.52. $l=75\text{mm}$ $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w'= 2\text{mm}$ olmak üzere katmanlı baskı devre, dar yarık antenin 810MHz'de elde edilen 3-boyutlu yönlülüğü.....	122
Şekil 4.1. Katlanmış dipol antenin yapısı ve ilgili fiziksel parametreleri.....	125
Şekil 4.2. Katlanmış dipol antenin iletim hattı ve anten modu olarak modellenmesi.....	125
Şekil 4.3. $2s=0.00613\lambda$ için katlanmış dipol antenin giriş rezistansı iletim hattı ve moment yöntemiyle karşılaştırılması (Thiele vd., 1980).....	128
Şekil 4.4. $2s=0.00613\lambda$ için katlanmış dipol antenin giriş reaktansının iletim hattı ve moment yöntemiyle karşılaştırılması (Thiele vd., 1980).....	128

Şekil 4.5. Ortadan beslemeli katlanmış şerit antenin yandan ve kesit görüntüleri ile ilgili fiziksel parametreleri.....	129
Şekil 4.6. Ortadan beslemeli katlanmış şerit antenin iletim hattı modunda ve anten modunda üzerinde olduğu varsayılan akım bileşenleri.....	130
Şekil 4.7. Eş-düzlemlı şerit iletim hattının z-düzlemindeki kesit alanının görünüşü.....	131
Şekil 4.8. Jacobi Eliptik fonksiyon kullanılarak yapılan dönüşümden sonra elde edilen yapının t-düzlemindeki kesiti.....	131
Şekil 4.9. $f_0=3000\text{MHz}$, $2l=50\text{mm}$ $w=0.25\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten.....	137
Şekil 4.10 $f_0=3000\text{MHz}$, $2l=50\text{mm}$ $w_1=w_2=0.25\text{mm}$, $2s=0.25$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, x) ile R_{sim} (benzetim sonucu, ,), X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (()) (benzetim sonucu)a) $L/\lambda_0 = 0.2-0.8$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.45-0.49$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.2-0.8$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.45-0.49$ aralığında.....	138
Şekil 4.11 $f_0=3000\text{MHz}$, $2l=50\text{mm}$ $w=0.25\text{mm}$, $2s=0.25$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol için elde edilen S11 parametresi ($Z_0=277$ ohm).....	139
Şekil 4.12 $f_0=3000\text{MHz}$, $2l=50\text{mm}$ $w=0.25\text{mm}$, $2s=0.25$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol için CST MS'de elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü.....	139
Şekil 4.13 $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=0.5\text{mm}$, $w_2=0.75\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması. R_{in} (hesaplanan, x) ile R_{sim} (benzetim sonucu, —), X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.8$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.43-0.45$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.8$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.43-0.45$ aralığında.....	140
Şekil 4.14 $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması. R_{in} (hesaplanan, x) ile R_{sim} (benzetim sonucu, —), X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu)a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.6$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.42-0.46$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.6$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.42-0.46$ aralığında.....	141
Şekil 4.15 Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten ve fiziksel parametreleri.....	143

Şekil 4.16 $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, x) ile R_{sim} (benzetim sonucu, —), X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.75$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.4-0.55$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.75$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.4-0.55$ aralığında.....	143
Şekil 4.17 $f_0=1000\text{MHz}$, $L=150\text{mm}$, $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=3\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması; R_{in} (hesaplanan, x) ile R_{sim} (benzetim sonucu, —), X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.7$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.35-0.5$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.7$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.35-0.5$ aralığında.....	145
Şekil 4.18 İki ince dielektrik katman arasındaki baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık antenin kesit çizimi.....	146
Şekil 4.19 $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$, $w_1=w_2=0.6\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_{r1} = 2.5$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $h_1=h_2 = 1\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması. R_{in} (hesaplanan, x) ile R_{sim} (benzetim sonucu, —), X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.65$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.35-0.5$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-$ 0.65 aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.35-0.5$ aralığında.....	146
Şekil 5.1. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve uçlarına simetrik olarak yük yerleştirilmiş dipol anten a)Fiziksel parametreleri, b) iletim hattı modunda devre modellemesi.....	150
Şekil 5.2. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=10$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında (benzetim sonucu), b) $L/\lambda_0 = 0.4-0.5$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.4-0.5$ aralığında.....	151
Şekil 5.3. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=170$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında (benzetim sonucu), b) $L/\lambda_0 = 0.4-0.47$ aralığında, c) $L/\lambda_0 =$ $0.1-0.9$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.4-0.47$ aralığında.....	152
Şekil 5.4. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=350$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması; R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, o) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında (benzetim sonucu), b) $L/\lambda_0 = 0.4-0.5$ aralığında, c) $L/\lambda_0 =$ $0.1-0.9$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.4-0.5$ aralığında.....	153

Şekil 5.5. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=500$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması; aR_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında (benzetim sonucu), b) $L/\lambda_0 = 0.39-0.45$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.39-0.45$ aralığında.....	154
Şekil 5.6. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=100-100j$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—) (benzetim sonucu).....	155
Şekil 5.7. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=100-100j$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu).....	156
Şekil 5.8. $f=1.94\text{GHz}$ 'de $Z_L= R+1/jwC=100-100j$, $Z_0=185\text{ohm}$ $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ için S11 parametresinin frekansa göre değişimi.....	156
Şekil 5.9. $f=1.94\text{GHz}$ 'de $Z_L= R+1/jwC=100-100j$ $Z_0=185\text{ohm}$ $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ için 3-boyutlu ışınma örüntüsü.....	157
Şekil 5.10. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olmak üzere baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol antenin analitik olarak farklı yük değerleri için giriş empedans rezistansının değişimi.....	157
Şekil 5.11. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olmak üzere baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol antenin analitik olarak farklı yük değerleri için giriş empedans rezistansının değişimi.....	158
Şekil 5.12. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olmak üzere baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol antenin analitik olarak farklı yük değerleri için giriş empedans reaktansının değişimi.....	158
Şekil 5.13. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olmak üzere baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol antenin analitik olarak farklı yük değerleri için giriş empedans reaktansının değişimi.....	159
Şekil 5.14. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve kısa devre eklenmiş dipol anten a) fiziksel parametreleri, b) iletim hattı modunda devre modellenmesi.....	160

Şekil 5.15. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 2\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.9\text{-}2.3\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.9\text{-}2.3\text{GHz}$ aralığında..... 161

Şekil 5.16. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 4\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.9\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.9\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında..... 162

Şekil 5.17. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 6\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.9\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.9\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında..... 163

Şekil 5.18. Şekil $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 8\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı), R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.85\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.85\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında..... 164

Şekil 5.19. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 12\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı), R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.8\text{-}2.05\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.8\text{-}2.05\text{GHz}$ aralığında..... 165

Şekil 5.20. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 14\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.8-2.1\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.8-2.1\text{GHz}$ aralığında.....	166
Şekil 5.21. $d_s= 12\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) ve $Z_0=308.4$ ohm olarak tanımlandığında $S_{11}(\text{dB})$ 'nin frekansa göre değişimi.....	167
Şekil 5.22. $d_s= 12\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) ve $Z_0=308.4$ ohm olarak tanımlandığında CST MS'de elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü.....	168
Şekil 5.23. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve simetrik olarak yük yerleştirilmiş şerit dipol antenin a) fiziksel parametreleri, b) iletim hattı modundaki devre modellemesi.....	169
Şekil 5.24. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan $C=3\text{pF}$ ile yüklenmiş, katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 4\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı), R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.7-2.1\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.7-2.1\text{GHz}$ aralığında.....	170
Şekil 5.25. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan $C=3\text{pF}$ ile yüklenmiş, katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 6\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.5-2.1\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.5-2.1\text{GHz}$ aralığında.....	171
Şekil 5.26. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan $C=3\text{pF}$ ile yüklenmiş, katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 8\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı); R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.2-2.2\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.2-2.2\text{GHz}$ aralığında.....	172

Şekil 5.27. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan $C=3\text{pF}$ ile yüklenmiş, katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s=10\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.2-1.7\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.2-1.7\text{GHz}$ aralığında.....	173
Şekil 5.28. $d_s= 6\text{mm}$ (yerleştirilen yükün antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) ve $Z_0=388\text{ ohm}$ $R=0$, $C=3\text{pF}$ ($Z_{yük}= R+1/j\omega C$) olarak tanımlandığında $S_{11}(\text{dB})$ 'nin frekansa göre değişimi.....	174
Şekil 5.29. $d_s= 6\text{mm}$ (yerleştirilen yükün antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) ve $Z_0=388\text{ ohm}$ olarak tanımlandığında $f=1.898\text{GHz}$ 'de $R=0$, $C=3\text{pF}$ ($Z_{yük}= R+1/j\omega C$), $Z_0=388\text{ohm}$ için elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü.....	175
Şekil 5.30. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve açık devre eklenmiş dar yarık anten ve fiziksel parametreleri.....	176
Şekil 5.31. $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan açık devre bırakılmış katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, $d_s= 4\text{mm}$ (antenin ucundaki açık devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-2.55\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.1-1.5\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-2.55\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.1-1.5\text{GHz}$ aralığında.....	176
Şekil 5.32. $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan açık devre bırakılmış katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 6\text{mm}$ (antenin ucundaki açık devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-2.6\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.2-1.38\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-2.6\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.2-1.38\text{GHz}$ aralığında.....	177
Şekil 5.33. $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan açık devre bırakılmış katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 8\text{mm}$ (antenin ucundaki açık devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, O) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-2.6\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.3-1.38\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-2.6\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.3-1.38\text{GHz}$ aralığında.....	178

Şekil 5.34. $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan açık devre bırakılmış katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 10\text{mm}$ (antenin ucundaki açık devreden olan uzaklığı), R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}3\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.2\text{-}1.36\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}3\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.3\text{-}1.36\text{GHz}$ aralığında.....

179

ÇİZELGELER DİZİNİ

	Sayfa
Çizelge 2.1. Kapasitif, Pertürbasyon yöntemleri, CST MS ve ölçüm sonucu elde edilen rezonans frekansları ve ölçüm sonuçlarına göre hata yüzdeleri.....	46
Çizelge 3.1. Bazı anten yapılarının eşdeğer yarıçapları (Balanis, 2005).....	66
Çizelge 5.1. Farklı uzaklıklardaki ($d_s=2\text{mm}$, 4mm , 6mm , 8mm ve 12mm için) bu tez çalışmasında ve CST MS'de elde edilen sonuçların sayısal karşılaştırılmaları.....	167
Çizelge 5.2. Farklı uzaklıklardaki reaktif yükleme için ($C=3\text{pF}$, $d_s=4\text{mm}$, 6mm , 8mm ve 10mm için) bu tez çalışmasında ve CST MS'de elde edilen sonuçların sayısal karşılaştırılmaları.....	174
Çizelge 5.3. Farklı uzaklıklardaki ikinci açık devre için ($d_s=4\text{mm}$, 6mm , 8mm ve 10mm için) bu tez çalışmasında ve CST MS'de elde edilen sonuçların sayısal karşılaştırılmaları.....	180

1.GİRİŞ

Bilindiği gibi H.Rudolf Hertz 1886 yılında yapmış olduğu deneysel çalışmalarla Maxwell eşitliklerinin doğruluğunu kanıtlamıştır. Bu doğrulamadan günümüze antenler kablosuz haberleşme sistemlerinin donanım kısmıyla serbest uzay arasındaki gerekli ara yüz olma özelliğini korumaktadır. XIX. yüzyılın sonunda Tesla ve Marconi kablosuz iletişimi sağlamak için antenlerin doğru seçilmesi, tasarlanması ve analizi konularında uygulamalı çalışmalar gerçekleştirmişler ve bu çalışmalar önem kazanmaya başlamıştır. İlk olarak Tesla uzaktan kontrollü maket gemileri kablosuz olarak kontrol etmiştir. Bunun için de maket gemiye komut göndermek amacıyla monopol ve halka benzeri antenler kullanmıştır (Tesla, 1898). Marconi (1967) ise testlerine ilk olarak 1.2GHz'de başlamıştır. Silindirik parabolik reflektörlerin odak noktalarını $\lambda/2$ dipol ile besleyerek ilk antenlerini oluşturmuştur. 1901 yılında çok daha büyük dalgaboylarında çalışan monopol antenler oluşturarak uzun dalgaboyları ile Atlantik Okyanusu üzerinden yaklaşık 3684km'lik bir mesafe arasında radyo yayını yapmış ve uzun mesafe kablosuz haberleşmenin önünü açmıştır. Ayrıca Marconi literatüre anten terimini *aerial* veya *elevated wire* (yükseltilmiş tel) olarak kazandırmıştır (Marconi, 1967; Pelosi vd. 2000).

İkinci Dünya Savaşı ile birlikte özellikle radar ve askeri muhabere teknolojileri ciddi olarak önem kazanmış dolayısıyla anten tasarım, analiz ve ölçüm teknikleri konusunda yapılan çalışmalar büyük bir ivme yakalamıştır. Özellikle hava ve deniz savaş taşıtlarına yerleştirilmek üzere düşük hacimli antenlere ihtiyaç duyulmuştur. İkinci Dünya Savaşı'nın ardından sayısal bilgisayarların ortaya çıkmasıyla analitik ve hesaplamalı elektromanyetik teknikleri ile anten analizleri bilgisayar ortamına taşınmaya başlamıştır.

Günümüzde yüksek frekanslarda çalışması için tasarlanan haberleşme sistemlerinde sıkça kullanılan mikrodalga entegre devreleri ve bileşenleri üzerindeki çalışmalar hızla devam etmektedir. Ayrıca bilindiği üzere katı hal araçları ve düzlemsel iletim hatları üzerinde yoğunlaşan teorik ve deneysel çalışmalar, mikrodalga entegre devreleri ve bileşenlerinin gelişimine büyük katkı sağlamış ve kullanım alanlarını yaygınlaştırmıştır

(Chen and Chou, 1997; Knorr and Kuchler, 1975). Bu gelişmeler ışığında düzlemsel antenlere olan ilgi de artmış böylece mikrodalga ve RF sistemlerin kapladığı alan ve hacmi azaltmak adına genellikle yüksek frekans devrelerinin hemen devamında baskı devre antenler tercih edilir hale gelmiştir.

Baskı devre antenlerde en çok uygulama alanı bulmuş olan yapı mikroşerit yama antenlerdir. 1950'li yılların başında fikir olarak ortaya atılan yama anten teorisi 1970'li yıllarda uygulamaları üzerine çalışmalar başlamıştır (Garg vd. 2000; Deschamps, 1953; Gutton ve Baissinot, 1955; Munson, 1973; Howell, 1975; Gürel, 1995 ve 2000). Özellikle farklı yüzeylere kolay uygulanabilirliği, üretim kolaylığı, çalıştığı dalga boyu dikkate alındığında hafif ve az hacimli olması iletişim sistemlerinde bu antenleri ön plana çıkarmıştır. Ayrıca ışımaya karakteristiklerine göre farklı baskı devre antenler de yine uydu haberleşmesinde görev almaktadır. Omni ışımaya karakteristiğinden dolayı baskı devre monopol/dipol; yükselme düzleminde şekillendirilmiş ışımaya örüntüsüne sahip baskı devre dört kıvrımlı heliks (quadrifilar heliks) anten (Kilgus, 1975); yine şekillendirilmiş ışımaya örüntüsüne sahip yüksek dereceli modlarda uyarımlanmış dairesel mikroşerit antenler kullanılan yapılar arasındadır.

Son yıllarda özellikle uydu haberleşme sistemlerinde kullanılan antenlerin az hacim kaplamaları, hafifliği, düşük maliyetli, yüksek kazanç ve yönlülüğe sahip olmaları beklenmektedir. Burada kullanılan antenler verici ve alıcı sistemlerin son elemanları olması nedeniyle her iki tarafın boşluk uzayı üzerinden ilişkilendirilmesini sağlar. Dolayısıyla hem elektriksel hem de fiziksel olarak kullanıldıkları yapının üzerine uygun olmak zorundadırlar. Ayrıca kazanç ve ışımaya örüntüsü karakteristiği bu antenlerin tasarımında kullanılan genel yaklaşımlarla beraber dikkate alınmak zorundadırlar. Baskı devre antenlerin bu kıstasları sağlamada karakteristikleri daha uygundur. Bir diğer önemli özellikleri ise baskı devre teknolojisi ile uyum içerisinde olup RF ve yüksek frekans devre topolojisinin devamı olarak üretimleri gerçekleştirilebilir. Baskı devre antenlerin bir başka avantajı ise düzlemsel olmayan yüzeylere kolayca monte edilebilmeleri ya da esnek baskı devre kartları kullanılarak üretilibilmeleridir. Uyumlandırma devrelerinin gerçekleştirilmesi için yine baskı devre teknolojisine uygun olan indüktif, rezistif ve kapasitif SMD (surface mount device) bileşenler kullanılarak

çok küçük alanlarda ya da baskı devre iletim hatları kullanılarak kolayca uyumlandırma devreleri yapılabilir. Benzer şekilde antenlerin frekans ayarlanabilirliği elektriksel ve mekaniksel olarak çeşitli yöntemlerle sağlanabilmektedir ki kullanım esnekliği açısından bu özellik baskı devre antenleri ayrıcalıklı kılmaktadır.

Genel olarak dünya etrafındaki yörüngesine bağlı olarak uydular dört ana gruba ayrılabilirler:

- Yersabit (geostationary) uydular,
- Yüksek eliptik yörüngeli (high elliptical orbiting-HEO) uydular
- Orta dünya yörüngesine (middle earth orbiting-MEO) sahip uydular
- Düşük dünya yörüngesine-DDY (low earth orbiting-LEO) sahip uydular

DDY tipindeki uydular dünya yüzeyinden 160km ile 1600km aralığında yörüngede dolaşırlar. Bu uydular genelde küçük, fırlatılmaları ve yörüngeye yerleştirilmeleri kolaydır. Farklı amaçlar için kullanılabilirler. Yer gözleme amaçlı olarak, takım uydular yörüngeye yerleştirilerek ses, faks ve veri haberleşmeleri için kullanılabilirler. Özellikle DDY'li uydu haberleşmesi için genellikle dairesel kutuplanmış antenler tercih edilmektedir. Bunun nedeni uydunun sürekli hareket halinde olması ve kutuplanma uyumsuzluk kaybının dikkate alınma zorunluluğudur. Ayrıca uydu üzerinde kısıtlı alan ve hacim bulunmasından dolayı da antenin mümkün olan en küçük boyutlarda ve ağırlıkta olması gerekmektedir. Son olarak uydunun kısıtlı güç bütçesi düşünüldüğünde antenin pasif ve konik bir ışınma örüntüsüne sahip olması elektromanyetik enerjinin düşük yükselme açılarına yönlendirilmesi için oldukça önemlidir.

DDY tipindeki uydularda kullanılan antenler servis haberleşmesi ve faydalı yükler ile ilgili bilgileri yüksek yoğunluktaki verileri yer istasyonuna indirmek için olan antenler olmak üzere ikiye ayrılabilir. Servis haberleşmesi için kullanılan antenlerin görevi bağlı oldukları haberleşme birimleri ile birlikte izleme, uzkomut ve uzölçüm operasyonlarının gerçekleştirilmesidir. Bu amaçla iki veya daha fazla sayıdaki geniş hüzmeli anten beraber ya da anahtarlanarak sürekli kapsama sağlamak için kullanılabilir. Faydalı yük için kullanılacak antenler genelde yüksek veri hızını

destekleyebilmek amacıyla yönlü olarak seçilirler. Ancak yönlü ve kazancı yüksek antenler yer istasyonunu takip etmek zorundadırlar. Dolayısıyla pasif bir anten yönlendirme sistemi ile aktif hale getirilebilir. Bu sistemin faz dizi anten sistemine göre maliyeti ile kapladığı hacim çok daha az olup tasarım ve üretim kolaylığı açısından daha avantajlıdır. Elektromekanik olarak yönlendirebilir antenlere maliyeti daha düşük ve tamamen pasif olan alternatif ise şekillendirilmiş konik ışımaya örüntüsüne sahip antenlerdir. Farklı yapıdaki antenler bunun için kullanılabilir. Eğik çapraz dipol anten bunlardan bir tanesidir (Gatti and Nybakken, 1990).

Yer gözlem uyduları için tahsis edilen frekans aralıkları uydu üzerindeki faydalı yükün özelliklerine göre değişmekle beraber ITU (International Telecommunication Union) tarafından belirlenmiş olup S-Bant için frekans aralıkları kullanılmaktadır. Tez çalışması boyunca da bu frekanslara yakın değerler seçilerek analiz ve tasarımlar gerçekleştirilmiştir.

Uydu fırlatıldıktan sonra uydunun işlevini yerine getirebilmesi için yörüngede istenilen pozisyona getirilebilmesi yani göreve alma işlemi gerçekleştirilir. Bu sırada özellikle uzkomutların (telekomut) uydu tarafından alınabilmesi için genellikle yarı küresel ya da heryön antenler kullanılır. Göreve alındıktan sonra uzölçüm ve faydalı yük verilerinin yer istasyonuna iletilebilmesi için ise yönlü ya da şekillendirilmiş konik ışımaya örüntüsüne sahip antenler tercih edilir. Uydunun yeristasyonu üzerinden geçişi kısıtlı olmasından dolayı özellikle yüksek yoğunluktaki verileri uydudan indirebilmek için uydunun bu geçiş zamanının en etkin şekilde kullanılması istenir ve uydunun 5⁰'lik yükselme açısından itibaren telemetri ya da faydalı yük verileri indirilebilir olmalıdır. Bu nedenle uydunun düşük yükselme derecelerinde daha yüksek anten kazancı gerekirken uydunun normal yer istasyonuna dik olduğu durumda anten kazancı link toleransını pozitif tutacak şekilde bağlı olarak daha düşük olabilir.

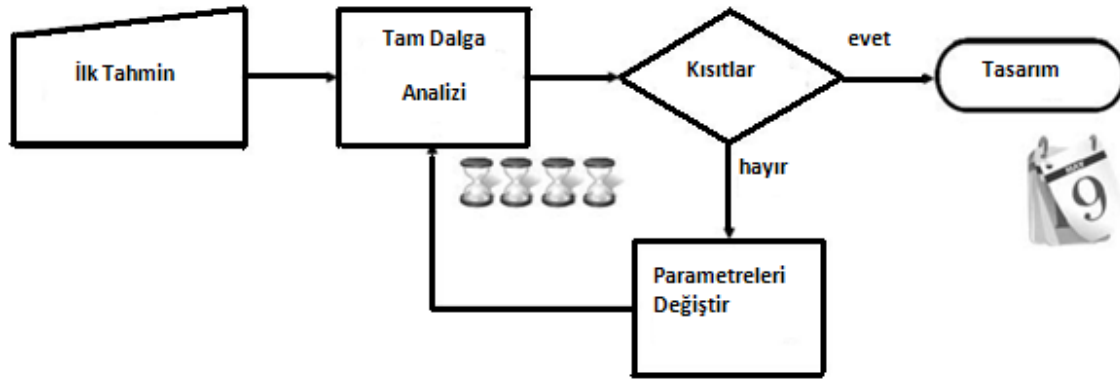
Bu tez çalışmasında DDY'li uydularda uzölçüm/uzkomut ve faydalı yük verilerinin yere indirilmesi için kullanılabilecek heryön ve yarı küresel (konik olarak şekillendirilmiş ışımaya örüntüsüne sahip olanlar da dahil olmak üzere) ışımaya örüntüsüne sahip antenlerden dairesel mikroşerit antenler; baskı dipol/monopol ve katlanmış şerit dipol antenler ile bunların tamamlayıcı yapılarının bilgisayar destekli ön tasarım

çalışmalarında kullanılabilir ifadeler elde edilmiş ve yeni tasarımlar sunulmuştur. Bu antenler ayrıca hava platformlarında (insansız hava aracı, uçak, helikopter vb.) da DDY'li uydulardaki benzer istekleri karşılamak için kullanılabilir. Ancak bu çalışmadaki kullanılan model analizinde DDY'li uydu haberleşmesi esas alınmıştır. Tezin ikinci bölümünde dairesel mikroşerit antenlerin TM_{11} , TM_{21} , TM_{31} ve TM_{41} modundaki uyarımları için ayar saplamalarıyla frekansı ayarlanabilir yapıların ön tasarımlarında kullanmak üzere analitik ifadeler elde edilmiştir. TM_{11} modundaki uyarım uzkomut/uzölçüm haberleşmesinde dairesel polarizasyonlu yarı küresel (dik-bakış açısında maksimum kazanç olmak üzere; 7-8dBic) ışımaya örüntüsü elde etmek üzere, yüksek dereceli TM_{21} , TM_{31} ve TM_{41} modları ise faydalı yüklerden elde edilen verilerin daha yüksek hızda iletilmesinde kullanılmak üzere incelenmiş ve ön tasarım için ifadeler elde edilmiştir. Üçüncü ve dördüncü bölümlerde uzkomut/uzölçüm haberleşmesinde kullanılmak üzere uydunun azimut düzleminde her yön ışımaya karakteristiğindeki (maksimum kazançları 1-2dB olmak üzere) baskı şerit monopol/dipol ile katlanmış ince şerit dipol antenlerin analizleri gerçekleştirilmiştir. Yine bu bölümlerde aynı yapıları çevresel etkilerden korumak amacıyla üzerleri ince dielektrik katmanla kaplanmış hallerinin analizleri gerçekleştirilmiştir. Beşinci bölümde ise katlanmış ince şerit dipol ile bunun tamamlayıcı yapısının toplu devre elemanları ve ek açık/kısa devre yüklemeleri kullanılarak çalışma frekanslarının ayarlanabilir olması sağlanmış ve bu durumlar için analizleri gerçekleştirilmiştir. Böylece bu antenlerin uygulama sırasında oluşabilecek frekans kaymalarının devre elemanları ve açık/kısa devre eklentileriyle ayarlanarak tolere edilmesi hedeflenmiştir.



Şekil 1.1. Hesaplama zamanına göre sıralanmış analiz teknikleri (Visser, 2009).

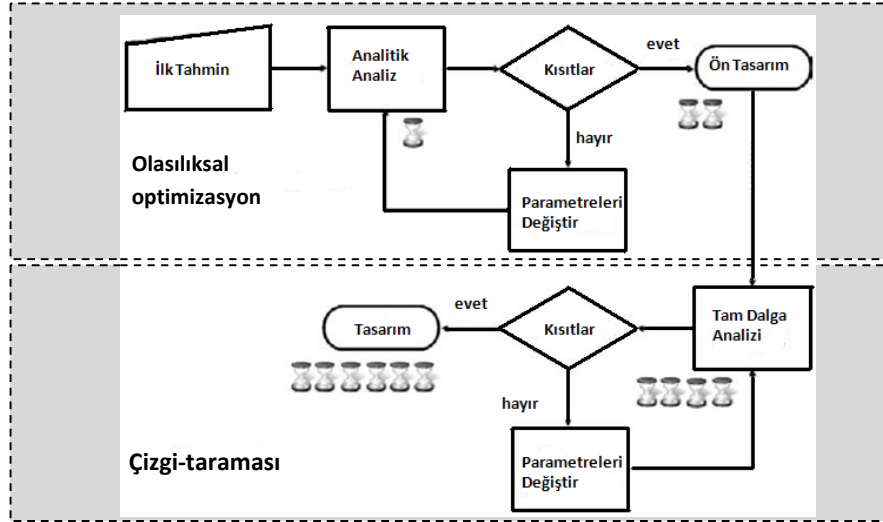
Genel olarak anten tasarımında üç ana yöntem şöyle sıralanabilir: Fiziksel tümevarım, analitik yaklaşım ya da yaklaşık modelleme ve tam dalga analizi. Fiziksel tümevarım için monopol benzeri bir antenin her yön ışınım karakteristiğine sahip olması için boyunun dalgaboyunun dörtte biri olması örnek verilebilir. Bu yöntemlerin sıralanmış hesaplama zamanları Şekil 1.1'de verilmiştir (Visser, 2009). Otomatikleştirilmiş sentezleme için mekaniksel, elektromanyetik kısıtlar ve muhtemel ilk tahmin için olasılıksal (stokastik) optimizasyonu temel almamız gerekmektedir. Bilindiği üzere olasılıksal optimizasyon çok fazla fonksiyon hesaplaması ve analiz adımları gerektirdiği için tam dalga analizi tek başına yöntem olarak seçildiğinde anten tasarımı oldukça uzun bir zaman içinde gerçekleştirilebilir. Bu durum Şekil 1.2.'de gösterilmektedir.



Şekil 1.2. İteratif tam dalga analizi üzerine kurgulanmış olasılıksal optimizasyon tek başına çok fazla hesaplama zamanına ihtiyaç duymaktadır. (Visser,2009)

Genel literatürde toplam tasarım süresini azaltmak için iki aşamalı yaklaşım önerilmektedir. Bu yaklaşımda olasılıksal optimizasyon iki kere kullanılmaktadır: birincisi yaklaşık analizde, ikincisi ise tam dalga analizinde çizgi taraması (line-search) olarak yer almaktadır (Tijhuis vd., 2008). Bu durum Şekil 1.3.'de özetlenmektedir. Şekil 1.3'de görüldüğü üzere ön-tasarım çalışması analitik ya da yaklaşık model ile olasılıksal optimizasyon kullanılarak yapılmakta daha sonra tam dalga analiz yöntemi kullanılarak çizgi-taraması yapılarak tasarıma ulaşılmaktadır. Böylece tam dalga analizinde olasılıksal optimizasyona tasarım öncesi daha yakın değerlerle yaklaşılmakta ve sonrasında toplam tasarım süresi oldukça

kısıtlanmaktadır. Bu tez çalışmasında da çeşitli baskı antenler için ön tasarım yapmak amacıyla analitik yaklaşımların elde edilmesi hedeflenmiş ve hem hesaplamalı hem de deneysel çalışmalarla doğrulukları ve hassasiyetleri test edilmiştir.



Şekil 1.3. Yaklaşık modelleme ve tam dalga analizinde çizgi-taraması kombinasyonunda olasılıksal optimizasyon bazlı anten sentezleme yöntemi (Visser, 2009).

Özellikle iletim hattı tasarımlarında kullanılmak üzere tam dalga analizi tabanlı ticari yazılımlarda analitik ya da yaklaşık modelleme ifadeleri kullanılarak elde edilmiş ara yüzler 2000'lerin başından beri kullanılmaktadır (Akan, 2004; Akan ve Yazgan, 2004 (1,2); Akan ve Yazgan, 2005 (1,2); Akan vd., 2005; Akan ve Yazgan, 2006; Akan vd., 2006; Akan vd., 2008 (1,2,3); Akan vd., 2009; Akan ve Yazgan, 2010 (1,2,3); Akan ve Yazgan 2011 (1,2); Akan vd., 2011; Duyar vd. 2006 (1,2,3); Duyar vd. 2007 (1,2,3); Duyar vd. 2009; Yazgan ve Akan, 2005; Yazgan vd. 2008; Yazgan ve Akan, 2009). Son yıllarda benzer yaklaşım anten tasarımlarında da ortaya çıkmıştır. Analitik modellemeler kullanılarak oluşturulan farklı anten çeşitlerini içeren veri tabanı kullanılarak ön tasarım ara yüzleri meydana getirilmekte burada sentezlenen anten daha sonra tam dalga simülatöründe nümerik olarak modellenmekte ve olasılıksal optimizasyona tabii tutulmaktadır. Böylece toplam tasarım süresi kayda değer ölçüde azaltılmaktadır.

Mikroşerit yapıların anten olarak kullanılması ilk olarak Deschamps (1953) tarafından ortaya atılmıştır. Yapının uygulanması ise Gutton ve Baissinot (1955) tarafından gerçekleştirilmiştir. Malzeme üretimindeki hızlı gelişmeler sayesinde de bu antenlere olan ilgi de artmıştır. İlk pratik uygulama 1970 lerde Munson (1973) ve Howell (1975) tarafından yapılmıştır. 1960'ların sonlarına gelindiğinde ilk olarak Troughton (1968) ve Watkins (1969) tarafından dairesel yapıdaki mikroşerit rezonatörlerin çalışıldığı görülmektedir. Bu yapının anten olarak ayrıntılı ilk çalışmaları ise 1970'lerde Lo (1977), Shen (1977) ve Derneryd (1979) tarafından gerçekleştirilmiştir. Ayrıca koaksiyel prob besleme ile dairesel kutuplanmalı dairesel yapıdaki mikroşerit antenlerin analiz çalışmaları da yine bu yıllarda yapılmış olup konik ışınma örüntüsü sağlamak için de Huang (1984) tarafından çoklu koaksiyel besleme ile bu yapılar üzerine çalışmalar literatüre sunulmuştur. Bu çalışma sonunda elde edilen yapılar dairesel mikroşerit antenin aralarında 90'ar derece faz farkı bulunan 4 problu besleme ile yapılan TM_{11} , TM_{21} , TM_{31} ve TM_{41} modlarının uyarılmasına dayanmaktadır. Çok problu besleme tekniklerinde karşılaşılan en büyük sorun uygulama zorluğudur. Özellikle frekans yükseldiğinde antenin çapı küçülmekte ve besleme noktalarının pozisyonları birbirlerine çok yaklaşmaktadır ki bazı durumlarda uygulama yapılamaz hale gelmektedir. Bu nedenle genel literatürde tek problu çalışmalar da yapılmıştır. Tek problu besleme ile pertürbasyon tekniği kullanılarak dairesel kutuplanmış dörtgen mikroşerit anten çalışması ilk olarak Haneishi vd. (1982) tarafından yapılmıştır. Ayrıca dairesel mikroşerit anten için konik ışınma örüntülü tek prob beslemeli dairesel kutuplanmış yapı için de literatürde çalışmalar mevcuttur (Nakano vd., 1990). Yine bu yapıda da dairesel polarizasyon için çentikler kullanılmış konik ışınma örüntüsü içinse sadece TM_{21} modu için besleme noktasının yeri değiştirilmiştir. Tek problu besleme tekniğinde en önemli dezavantaj ise özellikle aksenal oran bant genişliğinin oldukça düşük olması ve düşük yükselme açılarında aksenal oranın oldukça yüksek değerlere ulaşması olarak sıralanabilir. Özellikle mikroşerit antenlerin bant genişliği oldukça düşük ve kalite faktörü oldukça yüksektir. Yapılan tasarımlarda özellikle taban malzemesinin (dielektrik) tek biçimli olmaması, üretim hataları vb. durumlardan dolayı rezonans frekansının kayması olasıdır ve uygulamada çok karşılaşılan bir sorundur. Bu nedenle bu antenlerin üretiminden sonra çalışma frekansına çekilmesi için kolay

ayar yapılabilir olması uygulama kolaylığı sağlamaktadır. Bu amaçla genel literatürde ayarlama şeritleri kullanılan mikroşerit anten yapıları üzerine çalışmalar yapılmıştır. Dörtgensel mikroşerit anten için Plesis ve Cloete (1994) ile Pozar (1987) tarafından uygulamalı çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Dairesel mikroşerit antenler içinse bu yapı frekans ayarlanabilirliği ve çift frekans da çalışma amacıyla Ray ve Kumar (2000) tarafından yapılmıştır. Bu çalışma sırasında dairesele mikroşerit anten yapılarına saptamalar eklenerek farklı modlardaki uyarımları, dairesele polarizasyondaki ve çift bantta çalışma durumları incelenmiştir.

Dipol antenler monopol antenlerle beraber literatürdeki en eski antenlerdendir. Baskı devre dipol antenin uygulamaya geçmesi mikroşerit yama antenlerin deneysel olarak uygulanmasından hemen sonra olmuştur. Baskı devre antenler iki ana gruba ayrılabilir: baskı şeritler ve baskı yarıklar. En genel iki tipik baskı şerit anten baskı dipol ve baskı halka antendir. Bunlar eş-düzlemli şerit iletim hattı ile beslenebilirler. Baskı yarık olanlar ise yarık dipol ve yarık halka antenlerdir. Bunlar ise eş-düzlemli dalga kılavuzu ile beslenebilirler. Baskı devre dipol antenler özellikle dizi antenlerde çok geniş uygulama alanı bulmuştur. Bunun nedeni diğer baskı devre antenlere göre oldukça az alan kaplamalarıdır (Garg vd., 2000). Baskı devre dipol antenler iki ana konfigürasyon şeklinde gerçekleştirilebilir. Bir tanesi dörtgensel mikroşerit yama antenin dar biçimlisi olan (tipik olarak şerit genişliği $0.05\lambda_0$) mikroşerit dipol ve merkezden beslemeli dipol olarak da adlandırılan baskı devre dipol antendir. İlk olarak Popovic ve Nesic (1984) tarafından Hallen'in eşdeğer yarıçap teoremi baskı devre dipol/monopol için geliştirilerek eşdeğer dielektrik kaplı tel antenlere transfer edilerek analizler gerçekleştirilmiştir. Açık literatürde dielektrik kaplı tel monopol/dipol antenler hakkında teorik ve deneysel olarak Lamnensdorf (1967), Richmond ve Newman (1976), Popovic vd. (1981), Popovic ve Nesic, (1984) Ting (1969) ve son olarak da Jaisson'un (2006,2008) çalışmaları mevcuttur. Baskı devre dipolün bir diğer versiyonu şerit katlanmış dipol antendir. Tel katlanmış dipol antendeki gibi iletim hattı modellemesini ilk olarak Lampe (1985); Flint (2004) gerçekleştirmiştir. Lampe (1985) ve Visser'in (2007) çalışmaları dışında bu antenin analizi ile ilgili literatürde ayrıntılı bir çalışmaya rastlanmamıştır. Baskı devre şerit katlanmış dipol antenin bütünleyeni konumundaki yapı baskı devre katlanmış yarık antendir. Yine bu yapı için bilgisayar

destekli tasarımlamada kullanılacak ayrıntılı çalışmalara bilinen açık literatürde rastlanamamıştır. Bu yapılar koaksiyel kablo ile doğrudan beslenebileceği gibi eş-düzlemlili dalga kılavuzu yardımıyla herhangi bir balun yapısına ihtiyaç duymadan beslenebilir.

Bu tez çalışmasında iki temel anten çeşidi incelenmiştir: Dairesel mikroşerit anten ile baskı devre dipol/monopol antenler. Bilindiği üzere mikroşerit antenlerin analizinde farklı yöntemler mevcuttur. Bilinen literatürde en sık kullanılanları kavite modeli, iletim hattı modeli ve tam dalga analizidir (Gürel, 1995, 2000). İletim hattı modeli dörtgensel mikroşeritler için geliştirilmiş olup kavite modeli farklı şekillerdeki mikroşeritler için daha yaygın kullanıma sahiptir. Tam dalga analizi ise zaman veya frekans uzamında gerçekleştirilebilmektedir. Bu yöntem yapıdaki tüm kayıpları modelleyebilmekte ve alan ifadeleri için herhangi bir yaklaşım yapılmasını ortadan kaldırmaktadır. Çok katmanlı yapılar için kavite yöntemini uygulamak zor olmaktadır ancak tam dalga analizi için böyle bir durum söz konusu değildir. Bu nedenle bu tür çok katmanlı yapılar için genel literatürde daha çok tam dalga analizinin tercih edildiği görülmektedir. Bu tez çalışmasında kavite modeli kullanılmıştır.

Baskı devre dipol/monopol ve yarık anten ile bunun türevlerinde eşdeğer yarıçap teoremi ve analitik yaklaşımlar kullanılabilir. Popovic ve Nesic (1984), Hallen'ın eşdeğer yarıçap teoremini dielektrikle kaplı tel monopol/dipol antenler için genelleştirmişlerdir. Popovic vd. (1981) çalışmalarında ise dielektrikle kaplı tel monopol/dipol antenleri moment yöntemi ile analiz etmektedirler. Böylece hem analitik hem de tam dalga yöntemi beraber kullanılarak baskı devre monopol/dipol antenleri analiz etmek mümkün olmuştur. Jaisson (2008) ise çalışmasında dielektrik ile kaplı ince tel monopol/dipol antenleri analitik yaklaşımlarla analiz etmeyi başarmış ve elde ettiği sonuçları aynı yapılar için deneysel çalışmalar yapan Lamensdorf'un (1967) sonuçlarıyla karşılaştırmıştır. Yapılan karşılaştırmalarda Jaisson'ın kullandığı analitik yaklaşımın oldukça makul sonuçlar verdiği görülmektedir. Ayrıca dielektrik ile kaplı tel antenlerin analizi için hesaplamalı yöntemlerden Moment Yöntemini Galerkin tekniği ile uygulaması da literatürde mevcuttur. Atlamazoglou ve Uzunoglu'nun (1998) çalışmasında bu yöntem ele alınmaktadır. Bu tez çalışmasında eşdeğer yarıçap

teoremi temel alınarak analitik yaklaşımlar oluşturulmuş ve dielektrik kaplı tel monopol anten de analitik yaklaşımı doğrulamak için Moment Yöntemi Galerkin Tekniği ile uygulanmıştır.

2. ÇİFT AYAR SAPLAMALI ÇALIŞMA FREKANSI DEĞİŞTİRİLEBİLİR DAİRESEL MİKROŞERİT DİSK ANTEN YAPISININ ANALİZİ

2.1. Giriş

Özellikle dar bantlı rezonant antenlerde karşılaşılan en önemli sorunlardan birisi rezonans frekansının ayarlanmasıdır. Bu durum üretim toleransları, dielektrik permitivitenin toleransı ve radom kullanılması gibi etkilerden dolayı ortaya çıkabilir. Bundan kaçınmak için tasarımı gerçekleştirilecek olan anten geniş bantlı hale getirilebilir ancak dar bantlı antenlerin en önemli avantajı verici biriminin alıcı birimine olan etkisini azaltmakta yardımcı olması ve harmoniklerin bastırılmasında kullanılan filtrelerle birlikte bastırma kabiliyetini önemli ölçüde arttırmasıdır. Bu amaçla mikroşerit antenlerde rezonans frekansının ayarlanmasında kullanılan çeşitli yöntemler mevcuttur. Bunlardan bir tanesi dielektrik katman içerisinde ayarlanabilir hava katmanıdır (Gürel, 2000). Ancak hem mekanik hem de uygulama olarak bunu gerçekleştirmek oldukça zor ve maliyeti yüksektir. Önerilen ve çok kullanılan yöntemlerden bir diğeri ayar saplamalarının kullanılmasıdır (Plesis ve Cloete, 1994; Pozar, 1987; Ray ve Kumar, 2000). Bu bölümde öncelikle dairesel mikroşerit disk antenin kavite modellemesi ile literatürde gerçekleştirilmiş çalışmalar kullanarak analizi yapılmış daha sonra ayar saplaması eklenmiş dairesel mikroşerit anten için etkin yarıçap hesaplanmasında kullanılan kapasitif yaklaşım kullanılarak rezonans frekansının değişimi hesaplanmıştır. Sonraki bölümde ise kavite duvar pertürbasyon tekniği kullanarak kapasitif yaklaşım doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar nümerik olarak CST MS sonuçları ile karşılaştırılmış ve en son düzeltilmiş analitik yaklaşım elde edilerek saplamaların TM_{11} , TM_{21} ve TM_{31} uyarımları için etkileri incelenmiştir.

2.2. Dairesel Mikroşerit Disk Antenin Kavite Modellemesi ile Analizi

Antenin dielektrik kalınlığının dalga boyundan çok küçük olduğu (üretilen mikroşerit antenlerin dielektrik kalınlıkları dalga boyundan çok küçük olmaktadır, aksi takdirde antenin etkinliği azalmakta ve kayıplar artmaktadır.) durum için dairesel mikroşerit antende TM^z modlar desteklenmektedir (Balanis, 1989). z eksenine dik manyetik mod için

$$\vec{A} = \hat{a}_z A_z(\rho, \phi, z), \quad (2.1)$$

$$\vec{F} = 0, \quad (2.2)$$

ifadeleri yazılabilir. Vektör potansiyel **A** vektör dalga eşitliğini sağlamak zorundadır. Bu nedenle aşağıdaki ifade yazılabilir:

$$\nabla^2 A_z(\rho, \phi, z) + \beta^2 A_z(\rho, \phi, z) = 0, \quad (2.3)$$

Bu eşitliğin çözümü ise şu şekilde yazılabilir

$$A_z(\rho, \phi, z) = [A_1 J_m(\beta_\rho \rho) + B_1 Y_m(\beta_\rho \rho)] \cdot [C_2 \cos(m\phi) + D_2 \sin(m\phi)] \cdot [A_3 e^{-j\beta_z z} + B_3 e^{+j\beta_z z}], \quad (2.4)$$

ve

$$\beta_\rho^2 + \beta_z^2 = \beta^2, \quad (2.5)$$

$A_1, B_1, C_2, D_2, A_3, B_3, m, \beta_\rho$ ve β_z sabitleri sınır koşullarını uygulayarak bulunabilir. A_z vektör potansiyeli ile ilgili TM^z elektrik ve manyetik alanlar şu şekilde diferansiyel olarak ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} E_\rho &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} & H_\rho &= \frac{1}{\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \phi} \\ E_\phi &= -j \frac{1}{\rho} \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi \partial z} & H_\phi &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z & H_z &= 0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Uygulanacak sınır koşulları da aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = 0) &= 0 \\ E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = h) &= 0 \\ H_\phi(\rho' = a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, 0 \leq z' \leq h) &= 0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Sınır koşulları da uygulandıktan sonra vektör potansiyeli A_z aşağıdaki gibi elde edilir

$$A_z = B_{m\rho} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos(k_z z'), \quad (2.8)$$

ve

$$(k_\rho)^2 + (k_z)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon, \quad (2.9)$$

Kesmeli silindirik koordinatlardaki ifadeler kavite içindeki alanları ifade etmektedir. Ayrıca $J_m(x)$ m. dereceden birinci çeşit Bessel fonksiyonunu göstermektedir. a ise dairesel mikroşerit yarıçapını ifade etmektedir. Eş. 2.6'dan H_Φ için A_z kullanılıp sınır koşulundan ötürü sıfıra eşitlenirse $J'_m(k_\rho a)$ ifadesinin sıfıra eşit olması gerekmektedir ki buradan

$$k_\rho = x'_{mn} / a, \quad m=0,1,2,\dots, \text{ ve } n=1,2,3,\dots, \quad (2.10)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{h}, \quad p=0,1,2,\dots, \quad (2.11)$$

elde edilir. Burada x'_{mn} , $J_m(x)$ 'in türevinin sıfır olduğu noktayı ifade etmektedir.

Dairesel mikroşerit antenin $h < 0.05\lambda_0$ için çalışma frekansı

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left(\frac{x'_{mn}}{a_e} \right), \quad (2.12)$$

şeklinde yazılır. Buradaki a_e bir sonraki bölümde eşitliği yazılacak olan dairesel mikroşerit antenin etkin yarıçapını ifade etmektedir. Disk antenin giriş empedansını hesaplamak için aşağıdaki yol izlenebilir (Garg vd.,2000), devre teorisinden bilindiği üzere

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_0}, \quad (2.13)$$

Burada V_{in} besleme noktasındaki RF voltajı ifade etmektedir ve ortalama elektrik alan ifadesinden hesaplanabilir

$$V_{in} = -E_{av} h, \quad (2.14)$$

$$E_{av} = \frac{1}{2\Delta} \int_{\pi-\Delta}^{\pi+\Delta} E_z(\rho_0, \phi) d\phi, \quad (2.15)$$

$$E_{av} = \frac{1}{2\Delta} \sum_m \sum_n A_{mn} J_{mn}(k_{mn}\rho_0) \int_{\pi-\Delta}^{\pi+\Delta} \cos(m\phi) d\phi, \quad (2.16)$$

$$V_{in} = (-1)^{m+1} h \frac{\sin m\Delta}{m\Delta} \sum_m \sum_n A_{mn} J_{mn}(k_{mn}\rho_0), \quad (2.17)$$

besleme akımı I_0

$$I_0 = 2I\Delta, \quad (2.18)$$

ve giriş empedansı da

$$Z_{in} = \frac{1}{2\Delta} \sum_m^0 \sum_n^1 A_{mn} J_{mn}(k_{mn}\rho_0) \frac{\sin m\Delta}{m\Delta} \frac{h}{2I\Delta}, \quad (2.19)$$

şeklinde veya

$$Z_{in} = -j\omega\mu_0 h \left\{ \frac{1}{\pi a^2 k^2} + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{J_0^2(k_{0n}\rho_0)}{\pi a^2 J_0^2(k_{0n}a)(k^2 - k_{0n}^2)} \right\} + \frac{2}{\pi} \sum_m^{\infty} \sum_n^{\infty} \left(\frac{\sin(m\Delta)}{m\Delta} \right)^2 \frac{J_m^2(k_{mn}\rho_0)}{J_m^2(k_{mn}a)} \frac{k_{mn}^2}{(k^2 - k_{mn}^2)(k_{mn}^2 a^2 - n^2)} \quad (2.20)$$

ifade edilebilir. Daha sonra etkin kayıp ve kayıp tanjantı ifadeleri eşitliğe yerleştirilip düzenlenmiş hali elde edilir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta giriş empedansı ifadesindeki $J_m^2(k\rho_0)/J_m^2(ka)$ 'dır. Buna dayanarak antenin giriş direnci

$$R_{in} = R_r \frac{J_m^2(k\rho_0)}{J_m^2(ka)}, \quad (2.21)$$

şeklinde yazılabilir. Burada R_r antenin ışıma direncidir ve

$$R_r = \frac{1}{G_t}, \quad (2.22)$$

olarak ifade edilir. G_t ise antenin toplam iletkenliğini göstermektedir. Bu amaçla

$$G_t = G_{rad} + G_c + G_d, \quad (2.23)$$

olmak üzere G_{rad} ışınım iletkenliğini, G_c metal iletkenliğini ve G_d 'de dielektrik iletkenliğini göstermektedir ve bunlar aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Balanis, 2005),

$$G_{rad} = \frac{(k_0 a_e)^2}{480} \int_0^{\pi/2} [J_{02}'^2 + \cos^2 \theta J_{02}^2] \sin \theta d\theta, \quad (2.24)$$

$$G_c = \frac{\epsilon_{m0} (\pi \mu_0 f_r)^{-3/2}}{4h^2 \sqrt{\sigma}} [(ka_e)^2 - m^2], \quad (2.25)$$

$$G_d = \frac{\epsilon_{m0} \tan \delta}{4\mu_0 h f_r} [(ka_e)^2 - m^2], \quad (2.26)$$

Eş. 2.24'de geçen J_{02}' ve J_{02} ifadeleri

$$J_{02}' = J_0(k_0 a_e \sin \theta) - J_2(k_0 a_e \sin \theta), \quad (2.27)$$

$$J_{02} = J_0(k_0 a_e \sin \theta) + J_2(k_0 a_e \sin \theta), \quad (2.28)$$

olarak şeklinde yazılır ve ayrıca

$$\epsilon_{m0} \rightarrow \begin{cases} 2, & m = 0 \\ 1, & m \neq 0 \end{cases}, \quad (2.29)$$

olarak ifade edilmektedir. Çalışma frekansındaki giriş empedansının reaktans kısmı ise Abboud vd. (1990) tarafından da belirtildiği üzere

$$X_L = \frac{377 f h}{c_0} \log \left(\frac{c_0}{\pi f d_0} \right), \quad (2.30)$$

Burada d_0 probun iç iletkeninin çapını, c_0 'da ışığın boşluktaki hızını göstermektedir. Eş.2.22 ve Eş.2.30'uncu eşitlikten Z_{in}

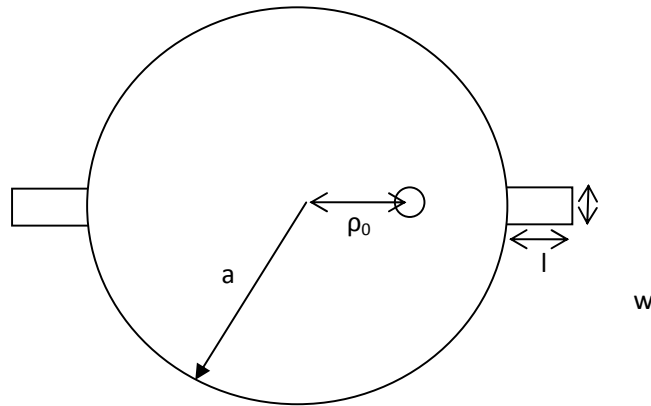
$$Z_{in} = R_m + jX_L, \quad (2.31)$$

olarak ifade edilir.

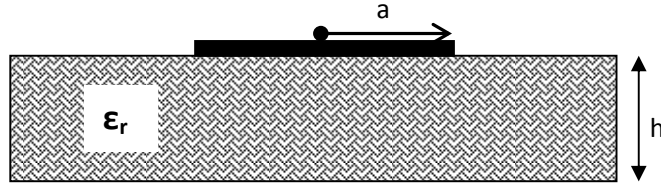
2.3. Çift Ayar Saplmalı Çalışma Frekansı Değiştirilebilir Dairesel Mikroşerit Disk Anten Yapısının Analizi

Bu bölümde dairesel mikroşerit disk anten için tasarım amacıyla başlangıç parametrelerinin hesaplanmasını kapsayan kavite modeline dayanan analitik ifadeler sunulmuş ve besleme probunun hizasında eklenen çift ayar saplamlarının dairesel mikroşerit antenin çalışma frekansını nasıl değiştirdiği incelenmiş ayrıca bu değişimi hesaplamak amacıyla analitik eşitlikler önerilmiştir. Elde edilen sonuçlar CST MS ile yapılan benzetim sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır. Daha sonra çift ayar saplmalı bu yapı prob beslemeli iki çalışma frekansına sahip doğrusal polarizasyonlu anten ile yine iki prob beslemeli dairesel polarizasyona sahip antenlerin tasarımında kullanılmış ve benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Her iki yapı için de antenler, baskın modun dışında yüksek dereceli TM_{21} , TM_{31} modları için de uyarılmış ve konik ışımaya örüntüleri elde edilmiştir.

Şekil 2.1'de çift ayar saplmalı dairesel mikroşerit disk anten görülmektedir. a yamanın yarıçapını, ρ_0 besleme noktasının yamanın merkezinden olan uzaklığını, w saplamanın genişliğini ve l de saplamanın uzunluğunu ifade etmektedir. Şekil 2.2'de ise bu antenin kesit görüntüsü görülmektedir. Burada ϵ_r bağıl dielektrik sabitini, h ise dielektrik tabanın kalınlığını ifade etmektedir.



Şekil 2.1 Çift ayar saplmalı dairesel mikroşerit disk anten



Şekil 2.2. Çift ayar saplamalı dairesel mikroşerit disk antenin yandan görünüşü.

Chew ve Kong 1980 tarafından sunulan çalışmada, etkin yarıçap için aşağıdaki ifade önerilmiştir.

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r a} \left[\ln \left(\frac{a}{2h} \right) + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{h}{a} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right] \right\}^{-1/2}, \quad (2.32)$$

Etkin dielektrik ifadesi ise (Gürel ve Yazgan, 2000) yapı önce dörtgen mikroşerit anten gibi düşünülüp genişliği W

$$W = \frac{\pi a_e}{2}, \quad (2.33)$$

şeklinde ifade edilir daha sonra da dörtgensel mikroşerit antenin iletim hattı modellemesinden şu şekilde yazılabilir (Balanis, 1989)

$$\epsilon_{re} = 0.5(\epsilon_r + 1) + 0.5(\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-1/2}, \quad (2.34)$$

Hesaplamaları daha hassas hale getirmek için yapının dispersif hali dikkate alınmalı ve etkin dielektrik sabitinin frekansa bağımlı hale getirilmesi gerekmektedir. Bu amaçla etkin dielektrik sabiti frekansa bağımlı hale getirilmelidir. Bu da (Wadell, 1991; Kirschning and Jansen, 1982; Atwater, 1988) iletim hatları için dispersif etki incelenerek elde edilen

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_{re} - \frac{\epsilon_{re} - \epsilon_{eff}(f=0)}{1 + P(f)} \quad (2.35)$$

Burada f GHz, h ise cm olarak ifade edilmektedir. Daha sonra

$$P_1 = 0.27488 + \left[0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.157 fh)^{20}} \right] \frac{W}{h} - 0.065683e^{-8.7513 \frac{W}{h}} \quad (2.36)$$

$$P_2 = 0.33622(1.0 - e^{-0.03442 \varepsilon_{re}}) \quad (2.37)$$

$$P_3 = 0.0363e^{-4.6 \frac{W}{h}} \left[1 - e^{-(fh/3.87)^{4.97}} \right] \quad (2.38)$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \left[1 - e^{-(\varepsilon_r/15.916)^8} \right] \quad (2.39)$$

Kullanılarak P(f)

$$P(f) = P_1 P_2 [(0.1844 + P_3 P_4) 10 f h] \quad (2.40)$$

olarak yazılabilir. Elde edilen a_e ve ε_{eff} ifadeleri daha sonra Eş. 2.12 kullanılarak

$$f_{r, nm} = \frac{x'_{mn} c}{2 \pi a_e \sqrt{\varepsilon_{re}}}, \quad (2.41)$$

şeklinde ifade edilir.

Ayar saplamaları içinse (Chew ve Kong, 1980) verilen etkin yarıçap ifadesi durağan kapasite ilişkisinden şu şekilde tekrar yazılabilir,

$$C_{e, stat}(\varepsilon) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r \pi a^2}{h} \left\{ \underbrace{1 + \frac{2h}{\pi \varepsilon_r a} \left[\ln \left(\frac{a}{2h} \right) + 1.41 \varepsilon_r + 1.77 + \frac{h}{a} (0.268 \varepsilon_r + 1.65) \right]}_T \right\}, \quad (2.42)$$

olmak üzere ve ayar saplamalarının toplam alan ifadesi ise

$$\sum A = (L_{e1} \cdot w_{e1}) + (L_{e2} \cdot w_{e2}), \quad (2.43)$$

şeklinde yazılabilir. Buradaki L_{e1} ve w_{e1} etkin uzunluk ve etkin genişliği ifade etmektedir. w_e ni hesaplamak için aşağıdaki yaklaşım kullanılabilir (Wadell, 1991)

$$\Delta w = \frac{t}{\pi} \ln \left[\frac{4e}{\sqrt{(t/h)^2 + \left(\frac{1/\pi}{w/t + 1.1}\right)^2}} \right] \quad (2.44)$$

$$\Delta w' = \Delta w \left(\frac{1 + 1/\epsilon_r}{2} \right) \quad (2.45)$$

$$w_e = w + \Delta w' \quad (2.46)$$

ϵ_r yerine yine frekansa bağlı $\epsilon_{eff}(f)$ yerleştirilerek hassasiyet arttırılabilir. L_e içinse

$$\Delta L = h \cdot 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8\right)} \quad (2.47)$$

olmak üzere

$$L_{eff} = L + \Delta L \quad (2.48)$$

şeklinde yazılabilir. Yeni durağan kapasite ifadesi ise;

$$C'_{e,stat} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\pi a_e'^2}{h} = \frac{\pi \alpha^2 \epsilon_0 \epsilon_r}{h} T + \sum A \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{h}, \quad (2.49)$$

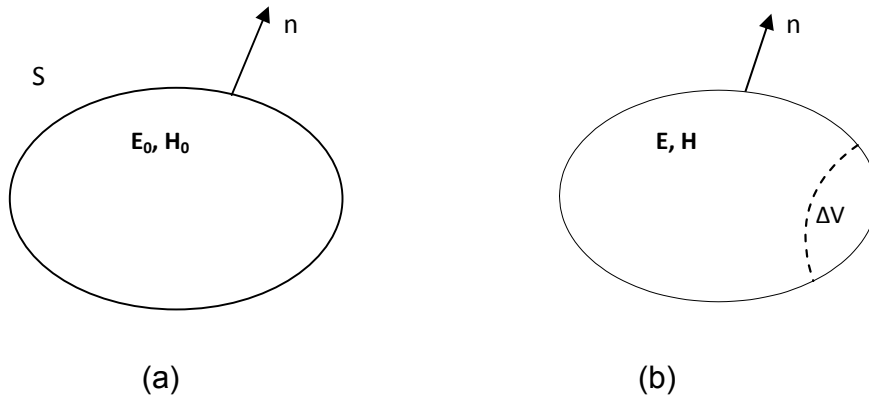
şeklinde ilişkilendirilebilir burada a'_e ayar saplamalarının da etkisini içeren yeni etkin yarıçapı göstermektedir ve şu şekilde yazılabilir

$$a'_e = \left[a^2 T + \frac{1}{\pi} \sum A \right]^{1/2}, \quad (2.50)$$

Önerilen bu ifadeler ilerleyen bölümlerde ele alınacak besleme noktasının belirlenmesinde ve giriş empedansının hesaplanmasında da kullanılacaktır.

2.4. Kavite Duvar Pertürbasyonu Uygulanarak Saplama Eklenmiş Dairesel Mikroşerit Disk Antenin Rezonans Frekansının Bulunması

Şekil 2.3 (a)'da bir iletken S yüzeyi ile çevrelenmiş kayıpsız V hacimli kavite görülmektedir. Şekil 2.3b'de ise iletken yüzeyin alanı $S' = S + \Delta S$ olacak şekilde deforme edilen kavite temsil edilmektedir. Ayrıca bu yüzeyin kapladığı hacimde $V' = V + \Delta V$ ile ifade edilebilir (Harrington, 2001).



Şekil 2.3. Kavite duvar pertürbasyonunun uygulanışı

Buradaki amaç ise kavite duvarından kaynaklanan bu değişiklikten kavitenin rezonans frekansının nasıl değiştiğini hesaplamaktır.

Orjinal kavitedeki alan ve rezonans \bar{E}_0, \bar{H}_0 ve ω_0 ile ifade edilirken, bozulmuş kavitedeki alan ve frekans ise \bar{E}, \bar{H} ve ω ile gösterilsin. Her iki kavite de aşağıdaki Maxwell denklemlerini sağlamak durumundadır ve

$$-\nabla \times \bar{E}_0 = j\omega_0 \mu \bar{H}_0 \quad , \quad -\nabla \times \bar{E} = j\omega \mu \bar{H} \quad (2.51)$$

$$\nabla \times \bar{H}_0 = j\omega_0 \epsilon \bar{E}_0 \quad , \quad \nabla \times \bar{H} = j\omega \epsilon \bar{E} \quad (2.52)$$

Eş.2.52'yi \bar{E}_0^* ile Eş.2.52'in karmaşık eşleniğini de \bar{H} ile nokta çarpımına tabii tutarsak

$$\bar{E}_0^* \cdot (\nabla \times \bar{H}) = j\omega \epsilon \bar{E} \cdot \bar{E}_0^* \quad (2.53)$$

$$-\bar{H} \cdot (\nabla \times \bar{E}_0^*) = -j\omega\mu\bar{H}_0^* \cdot \bar{H} \quad (2.54)$$

Bu iki eşitliği toplarsak

$$\bar{E}_0^* \cdot (\nabla \times \bar{H}) - \bar{H} \cdot (\nabla \times \bar{E}_0^*) = j\omega\varepsilon\bar{E} \cdot \bar{E}_0^* - j\omega\mu\bar{H}_0^* \cdot \bar{H} \quad (2.55)$$

vektör özelliklerinden

$$\nabla \cdot (\bar{A} \times \bar{B}) = \bar{B} \cdot \nabla \times \bar{A} - \bar{A} \cdot \nabla \times \bar{B} \quad (2.56)$$

Eş. 2.55'e uygulanacak olursa

$$\nabla \cdot (\bar{H} \times \bar{E}_0^*) = j\omega\varepsilon\bar{E} \cdot \bar{E}_0^* - j\omega_0\mu\bar{H}_0^* \cdot \bar{H} \quad (2.57)$$

ifadesi elde edilir.

Kalan eşitlikler içinse şu yol izlenmelidir: Önce Eş.2.52 \bar{H}_0^* ile daha sonra Eş. 2.53'ün karmaşık eşleniğini \bar{E} ile nokta çarpımına tabii tutarız. Böylece

$$\bar{H}_0^* \cdot (-\nabla \times \bar{E}) = j\omega\mu\bar{H} \cdot \bar{H}_0^* \quad (2.58)$$

ve

$$\bar{E} \cdot (\nabla \times \bar{H}_0^*) = -j\omega_0\varepsilon\bar{E}_0^* \cdot \bar{E} \quad (2.59)$$

elde edilip toplanırsa

$$\bar{E} \cdot (\nabla \times \bar{H}_0^*) - \bar{H}_0^* \cdot (\nabla \times \bar{E}) = j\omega\mu\bar{H} \cdot \bar{H}_0^* \quad (2.60)$$

ve

$$\nabla \cdot (\bar{A} \times \bar{B}) = \bar{B} \cdot \nabla \times \bar{A} - \bar{A} \cdot \nabla \times \bar{B} \quad (2.61)$$

vektör özelliği uygulanırsa

$$\nabla \cdot (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) = j\omega\mu\bar{H} \cdot \bar{H}_0^* - j\omega_0\epsilon\bar{E}_0^* \cdot \bar{E} \quad (2.62)$$

elde edilir.

Elde edilen bu iki eşitlik toplandıktan sonra iraksama teoremi uygulanırsa

$$\nabla \cdot (\bar{H} \times \bar{E}_0^*) + \nabla \cdot (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) = j\omega\epsilon\bar{E} \cdot \bar{E}_0^* - j\omega_0\mu\bar{H}_0^* \cdot \bar{H} + j\omega\mu\bar{H} \cdot \bar{H}_0^* - j\omega_0\epsilon\bar{E}_0^* \cdot \bar{E} \quad (2.63)$$

$$\begin{aligned} \iiint_V \nabla \cdot (\bar{H} \times \bar{E}_0^* + \bar{H}_0^* \times \bar{E}) dv &= \iint_S (\bar{H} \times \bar{E}_0^* + \bar{H}_0^* \times \bar{E}) \cdot \bar{ds} \\ &= \iiint_V [j\omega\epsilon\bar{E} \cdot \bar{E}_0^* - j\omega_0\mu\bar{H}_0^* \cdot \bar{H} + j\omega\mu\bar{H} \cdot \bar{H}_0^* - j\omega_0\epsilon\bar{E}_0^* \cdot \bar{E}] dv \end{aligned} \quad (2.64)$$

$$\iiint_{V'} \nabla \cdot (\bar{H} \times \bar{E}_0^*) dv + \iiint_{V'} \nabla \cdot (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) dv = \iint_{s'} (\bar{H} \times \bar{E}_0^*) \cdot \bar{ds} + \iint_{s'} (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) \cdot \bar{ds} \quad (2.65)$$

$$\iint_{s'} (\bar{H} \times \bar{E}_0^*) \cdot \bar{ds} + \iint_{s'} (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) \cdot \bar{ds} = \iiint_V [j\omega\epsilon\bar{E} \cdot \bar{E}_0^* - j\omega_0\mu\bar{H}_0^* \cdot \bar{H} + j\omega\mu\bar{H} \cdot \bar{H}_0^* - j\omega_0\epsilon\bar{E}_0^* \cdot \bar{E}] dv \quad (2.66)$$

$\rho = a$ için sınır koşulları uygulanırsa ki $\rho = a$ için yama antenin yan duvarları mükemmel manyetik duvar olarak kabul edildiği için

$$\hat{n} \times \bar{H} = 0 \quad (2.67)$$

yazılabilir. Bu nedenle aşağıdaki vektör özelliği kullanılarak

$$\bar{A} \cdot (\bar{B} \times \bar{C}) = \bar{B} \cdot (\bar{C} \times \bar{A}) = \bar{C} \cdot (\bar{A} \times \bar{B}) \quad (2.68)$$

$$\hat{n} \cdot (\bar{H} \times \bar{E}_0^*) = \bar{E}_0^* \cdot (\hat{n} \times \bar{H}) = 0 \quad (2.69)$$

$$\iint_{s'} (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) \cdot \bar{ds} = j(\omega - \omega_0) \iiint_V (\epsilon\bar{E} \cdot \bar{E}_0^* + \mu\bar{H} \cdot \bar{H}_0^*) dv \quad (2.70)$$

olarak elde edilir ve $S' = S + \Delta S$ ifadesi kullanılarak,

$$\iint_{s'} (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) \cdot \bar{ds} = \iint_S (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) \cdot \bar{ds} + \iint_{\Delta S} (\bar{H}_0^* \times \bar{E}) \cdot \bar{ds} \quad (2.71)$$

ifadesine ulaşılır. Yukarıdaki vektör özelliği tekrar kullanılırsa

$$\hat{n} \cdot (\overline{H}_0^* \times \overline{E}) = \overline{E} \cdot (\hat{n} \times \overline{H}_0^*) = 0 \quad (2.72)$$

Yukarıdaki eşitlik

$$\iint_{s'} (\overline{H}_0^* \times \overline{E}) \cdot d\overline{s} = \iint_{\Delta s} (\overline{H}_0^* \times \overline{E}) \cdot d\overline{s} \quad (2.73)$$

Şeklinde elde edilmektedir. Eş.2.70 ve Eş.2.73 kullanılarak

$$w - w_0 = \frac{-j \iint_{\Delta s} (\overline{H}_0^* \times \overline{E}) \cdot d\overline{s}}{\iiint_V (\epsilon \overline{E} \cdot \overline{E}_0^* + \mu \overline{H} \cdot \overline{H}_0^*) dv} \quad (2.74)$$

ifadesi yazılabilir.

(Balanis, 1989) sayfa 29 Eş.1-75'de verilen ifadeye göre

$$-\nabla \cdot \left(\frac{1}{2} \overline{E} \times \overline{H}^* \right) = \frac{1}{2} \overline{H}^* \cdot \overline{M}_i + \frac{1}{2} \overline{E} \cdot \overline{J}_i + \frac{1}{2} \sigma |\overline{E}|^2 + j2w \left(\frac{1}{4} \mu |\overline{H}|^2 - \frac{1}{4} \epsilon |\overline{E}|^2 \right) \quad (2.75)$$

Bu eşitlik difransiyel formda yazılıp her iki tarafın hacim integrali alınır ve daha sonra sol tarafa iraksama teoremi uygulanırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir,

$$\begin{aligned} -\iiint_V \nabla \cdot \left(\frac{1}{2} \overline{E} \times \overline{H}^* \right) dv &= -\iint \left(\frac{1}{2} \overline{E} \times \overline{H}^* \right) \cdot d\overline{s} \\ &= \frac{1}{2} \iiint_V (\overline{H}^* \cdot \overline{M}_i + \overline{E} \cdot \overline{J}_i) dv \\ &\quad + \frac{1}{2} \iiint_V \sigma |\overline{E}|^2 dv + j2w \iiint_V \left(\frac{1}{4} \mu |\overline{H}|^2 - \frac{1}{4} \epsilon |\overline{E}|^2 \right) dv \end{aligned} \quad (2.76)$$

veya

$$-\frac{1}{2} \iiint_V (\overline{H}^* \cdot \overline{M}_i + \overline{E} \cdot \overline{J}_i) dv = \iint_S \left(\frac{1}{2} \overline{E} \times \overline{H}^* \right) \cdot d\overline{s} + \frac{1}{2} \iiint_V \sigma |\overline{E}|^2 dv + j2w \iiint_V \left(\frac{1}{4} \mu |\overline{H}|^2 - \frac{1}{4} \epsilon |\overline{E}|^2 \right) dv \quad (2.77)$$

olur. Burada

$$P_s = P_e + P_d + j2\omega(\overline{W}_m - \overline{W}_e) \quad (2.78)$$

$$P_s = -\frac{1}{2} \iiint_v (\overline{H}^* \cdot \overline{M}_i + \overline{E} \cdot \overline{J}_i^*) dv, \quad \text{kompleks güç kaynağı}$$

Kompleks güç kaynağı dışarıdan enerji verilmediği için sıfırdır.

$$P_e = \iint_s \left(\frac{1}{2} \overline{E} \times \overline{H}^* \right) \cdot d\overline{s}, \quad \text{uyaran kompleks güç}$$

$$P_d = \frac{1}{2} \iiint_v \sigma |\overline{E}|^2 dv, \quad \text{harcanan gerçek güç}$$

$$\overline{W}_m = \iiint_v \frac{1}{4} \mu |\overline{H}|^2 dv, \quad \text{zamana göre ortalama manyetik enerji}$$

$$\overline{W}_e = \iiint_v \frac{1}{4} \varepsilon |\overline{E}|^2 dv, \quad \text{zamana göre ortalama elektrik enerjisi}$$

Kaba bir yaklaşımla \overline{E} ve \overline{H} yerine sırasıyla bozulmamış \overline{E}_0 ve \overline{H}_0 alanları yazılabilir. Çünkü yamanın altında oluşan alanların sadece saplama bölgesinde bozulmaya uğradığı ve saplama bölgesinin de yamanın alanına göre oldukça küçük bir alana sahip olduğunu bilmekteyiz. Bu nedenle

$$\iint_{\Delta s} (\overline{H}_0^* \times \overline{E}) \cdot d\overline{s} \cong \iint_{\Delta s} (\overline{H}_0^* \times \overline{E}_0) \cdot d\overline{s} \quad (2.79)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Eş. 2.77'deki P_d ya da harcanan gerçek güç (kayıp) sıfır olarak kabul edilirse

$$\iint_{\Delta s} \frac{1}{2} (\overline{H}_0^* \times \overline{E}_0) \cdot d\overline{s} = j2\omega_0 (\overline{W}_m - \overline{W}_e) \quad (2.80)$$

olarak yazılabilir. Bu ifade açılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$\begin{aligned}
\iint_{\Delta s} (\overline{H}_0^* \times \overline{E}_0) \cdot \overline{ds} &= j4w_0 \left(\iiint_{\Delta v} \frac{1}{4} \mu |\overline{H}_0|^2 dv - \iiint_{\Delta v} \frac{1}{4} \varepsilon |\overline{E}_0|^2 dv \right) \\
&= jw_0 \left(\iiint_{\Delta v} \mu |\overline{H}_0|^2 dv - \iiint_{\Delta v} \varepsilon |\overline{E}_0|^2 dv \right)
\end{aligned} \tag{2.81}$$

Bu ifade yukarıdaki ifadenin payına yerleştirilirse oransal frekans kayması için

$$\frac{w - w_0}{w_0} = \frac{\iiint_{\Delta v} \mu |\overline{H}_0|^2 dv - \iiint_{\Delta v} \varepsilon |\overline{E}_0|^2 dv}{\iiint_{\Delta v} (\mu |\overline{H}_0|^2 + \varepsilon |\overline{E}_0|^2) dv} \tag{2.82}$$

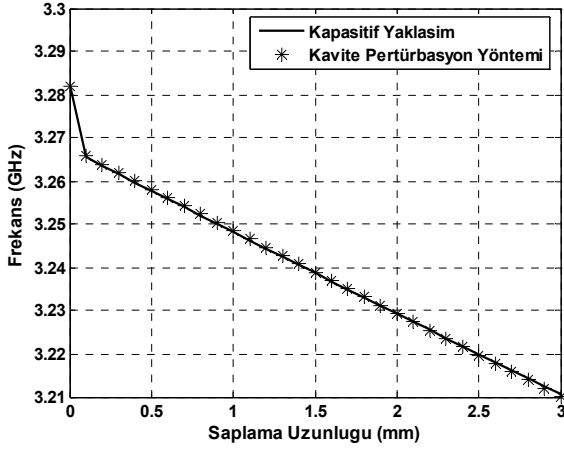
ifadesine ulaşılır. Ayrıca karmaşık gücün korunumundan dolayı $\overline{W}_m = \overline{W}_e$ 'dir ve bu kullanılarak ve saplamanın elektrik alan enerjisinin maksimum olduğu bölgeye yerleştirildiği düşünülürse Eş.2.82

$$\frac{w - w_0}{w_0} = \frac{-\Delta s}{2S} \tag{2.83}$$

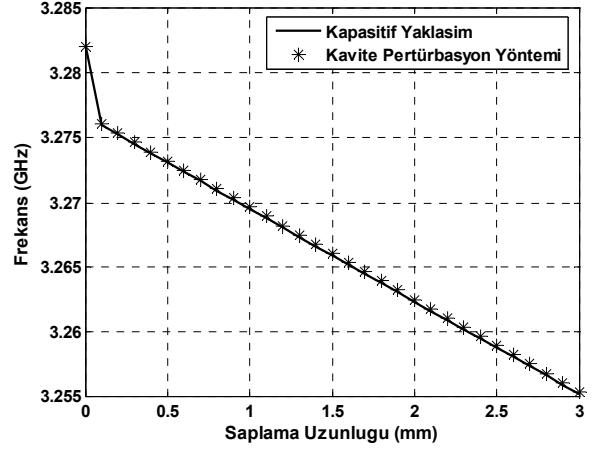
şeklinde yazılabilir. Böylece saplamanın etkisi matematiksel olarak modellenenebilir. İki saplama içinse bu ifade

$$\frac{w - w_0}{w_0} = \frac{-\Delta s}{S} \tag{2.84}$$

şeklinde olacaktır. Bağlı dielektrik sabiti 2.5, dielektrik kalınlığı 1.59mm, çalışma frekansı 3.282GHz, kayıp tanjantı 0.0017 olan TM_{11} , TM_{21} , TM_{31} ve TM_{41} modlarında uyarılmış dairesel yama anten için kapasitif yaklaşım ve kavite pertürbasyon yöntemi ile elde edilen sonuçlar aşağıda (Şekil 2.4.-2.5.) görüldüğü üzere birbirine çok yakın olarak elde edilmiştir.

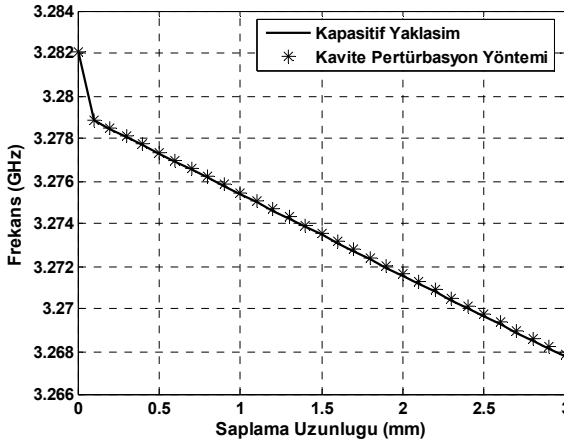


(a)

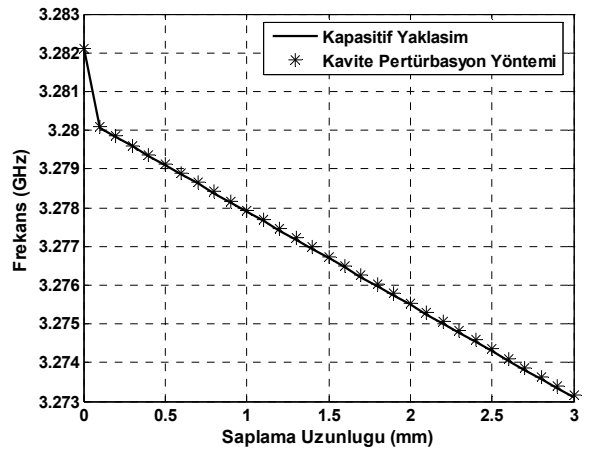


(b)

Şekil 2.4. $\epsilon_r=2.5$, $h=1.59\text{mm}$, $\tan\delta=0.0017$, $f=3.282\text{GHz}$, $w=5.5\text{mm}$ için Kapasitif yaklaşım ve kavite perturbasyon yöntemi ile elde edilen sonuçlar a) TM_{11} uyarımı için, b) TM_{21} uyarımı için



(a)



(b)

Şekil 2.5. $\epsilon_r=2.5$, $h=1.59\text{mm}$, $\tan\delta=0.0017$, $f=3.282\text{GHz}$, $w=5.5\text{mm}$ için Kapasitif yaklaşım ve kavite perturbasyon yöntemi ile elde edilen sonuçlar a) TM_{31} uyarımı için, b) TM_{41} uyarımı için

2.5. Dairesel Mikroşerit Disk Anten için Ayar Saplamlarının Etkisinin İncelenmesi

Dairesel mikroşerit disk antenin kavite modeline göre içinde oluşan elektrik alan ifadesi (Derneryd, 1979)

$$E_{\rho} = E_{\phi} = 0 \quad (2.85)$$

olmak üzere

$$E_z = E_0 J_1(k\rho') \cos \phi' \quad (2.86)$$

$$E_{\rho} = E_{\phi} = 0 \quad (2.87)$$

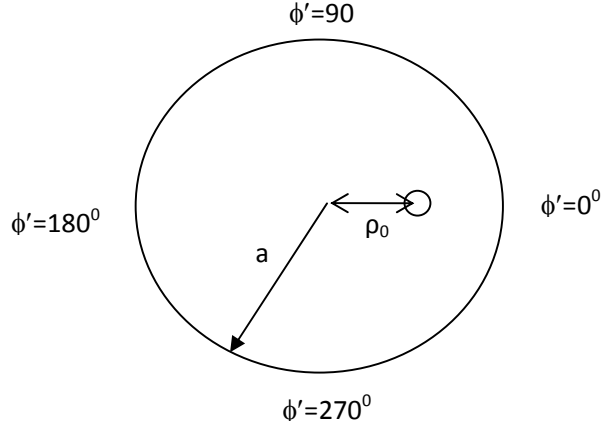
olmak üzere

$$E_z = E_0 J_1(k\rho') \cos(m\phi') \quad (2.88)$$

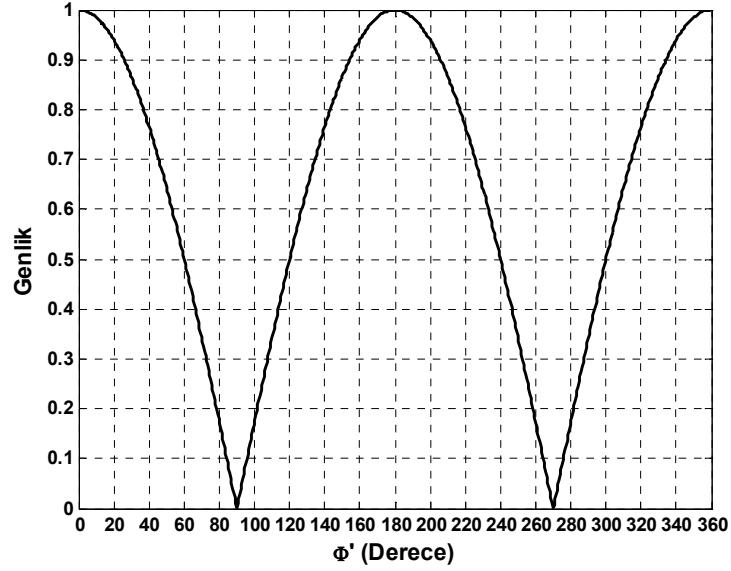
şeklindedir ve yamanın kenarında ise ($\rho'=a_e$)

$$E_z = E_0 J_1(ka_e) \cos(m\phi') \quad (2.89)$$

şeklinde yazılabilir. Şekil 2.6.'da besleme noktasına göre yapılan saplama konumlandırılmaları görülmektedir. Bu nedenle yamanın kenarındaki elektriksel alan değişimi besleme referans alınmak üzere (besleme eksenini $\phi'=0$ olmak üzere) TM_{11} modu için teorik olarak elde edilmektedir (Şekil 2.9.). Yama üzerindeki ϕ' açısının aldığı değerler aşağıdaki şekilde görülmektedir. Böylece yama üzerindeki maksimum elektrik enerjisi değişimi $\phi'=0^0$ ve $\phi'=180^0$ 'de olacağı açıktır (Şekil 2.7.).

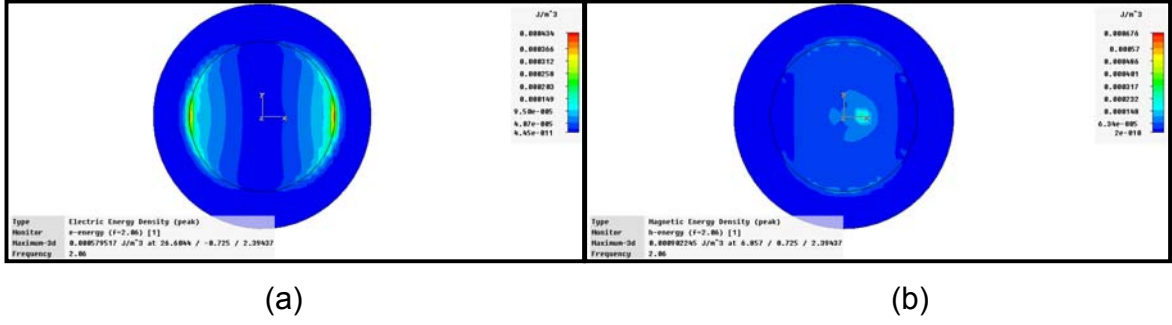


Şekil 2.6. Yama etrafında besleme referans alınarak yapılan konumlandırma.

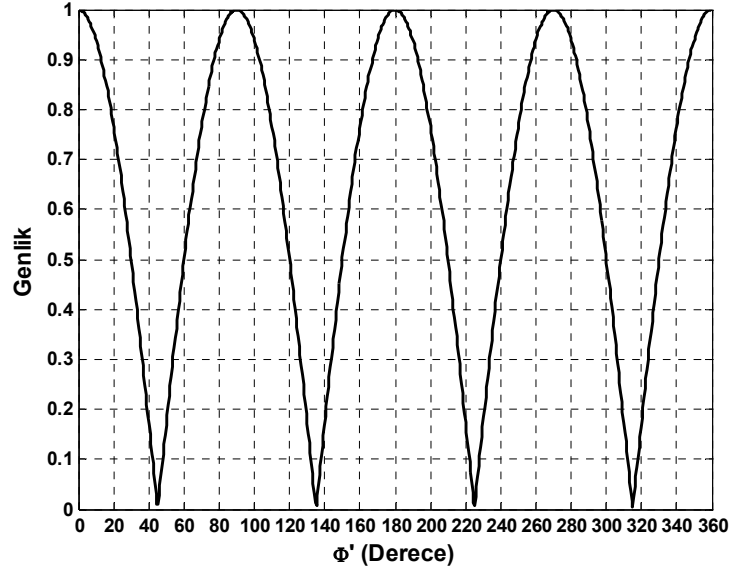


Şekil 2.7. TM_{11} modu için dairesel yama etrafında maksimum elektrik alan enerjisinin değişime uğradığı bölgeler.

Ayrıca TM_{11} modunda uyarılmış bir dairesel mikroşerit disk anten için benzetim sonucu elde edilen kavite içindeki elektriksel ve manyetik enerji yoğunluğunun değişimi aşağıdaki şekilde görülmektedir (Şekil 2.8.). Beklenildiği üzere maksimum elektriksel enerji değişimi besleme probunun bulunduğu eksen (burada x-ekseni) üzerindeki yamanın ucunda oluşmaktadır. Kavite Pertürbasyon tekniğine göre maksimum alan değişiminin olduğu bölge rezonans frekansının değiştirilmesi için seçilmelidir.

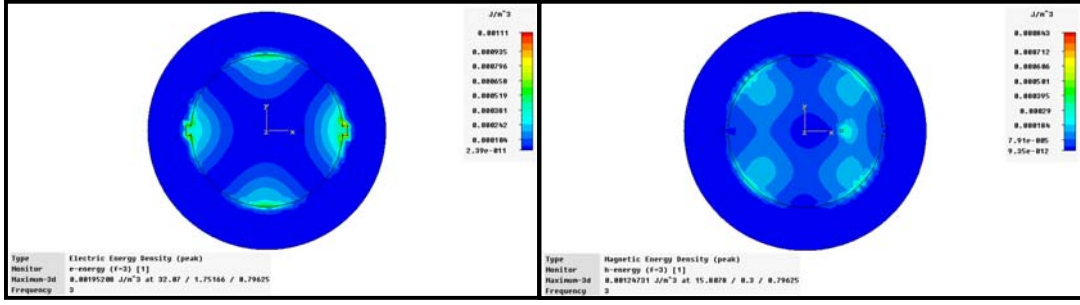


Şekil 2.8. $f_0= 2.06\text{GHz}$, olan TM_{11} uyarımlı dairesel mikroşerit disk anten için a) elektriksel enerji yoğunluğunun değişim, b) manyetik enerji yoğunluğunun değişimi.



Şekil 2.9. TM_{21} modu için dairesel yama etrafında maksimum elektrik alan enerjisinin değişime uğradığı bölgeler.

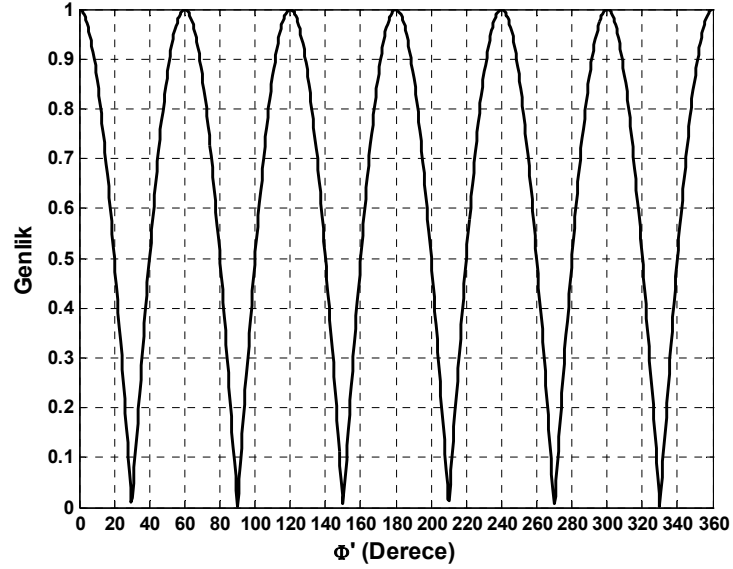
TM_{21} modu için yama üzerindeki maksimum elektrik enerjisi değişimi $\phi'=0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ ve 270° 'de olacağı açıktır. Bu durum Şekil 2.9.'da görülmektedir. Benzer bir benzetim TM_{21} modu için gerçekleştirildiğinde ise elde edilen elektriksel manyetik enerji yoğunluğunun değişimi Şekil 2.10.'da görülmektedir. Buna göre elektrik alanın maksimum değişim gösterdiği pozisyonlar besleme probunun olduğu eksenenden itibaren 90 derecelik ϕ açıları ile oluşmaktadır.



(a)

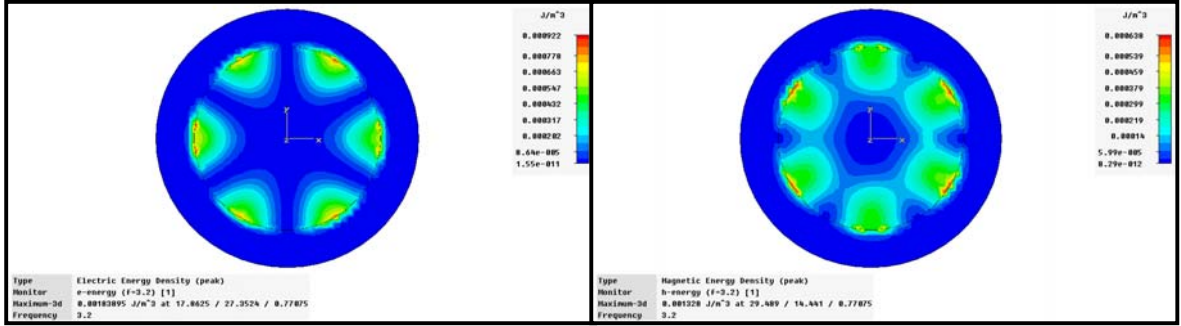
(b)

Şekil 2.10. $f_0 = 3\text{GHz}$, olan TM_{21} uyarımlı dairesel mikroşerit disk anten için a) elektriksel enerji yoğunluğunun değişim, b) manyetik enerji yoğunluğunun değişimi.



Şekil 2.11 TM_{31} modu için dairesel yama etrafında maksimum elektrik alan enerjisinin değişime uğradığı bölgeler.

TM_{31} modu için yama üzerindeki maksimum elektrik enerjisi değişimi Şekil 2.11'de gösterildiği gibi besleme probunun olduğu eksenden itibaren 60° lik ϕ açıları ile oluşmaktadır. Benzetimle elde edilen sonuç ise Şekil 2.12'de verildiği gibidir.



(a)

(b)

Şekil 2.12 $f_0 = 3.2$ GHz, olan TM_{31} uyarımlı dairesel mikroşerit disk anten için a) elektriksel enerji yoğunluğunun değişim, b) manyetik enerji yoğunluğunun değişimi.

Ayar saplamalarının etkilerini incelemek için TM_{11} , TM_{21} ve TM_{31} modunda uyarılmış DMA'lar için benzetimler gerçekleştirilmiş ve bu benzetimler sonucunda kavite pertürbasyon yöntemiyle elde edilip durağan kapasitans ve etkin yarıçap formülasyonları ile doğrulanmış aşağıdaki frekans değişim ifadesi olan

$$\frac{w - w_0}{w_0} \approx \frac{-\iiint_V (\epsilon |\bar{E}_0|^2) dv}{2\iiint_V (\epsilon |\bar{E}_0|^2) dv} \approx \frac{-\Delta S}{2S} \quad (2.90)$$

eşitliğin

$$w \approx w_0 \left(1 - \frac{4\Delta S}{S}\right) + 2\pi 10^7 \quad (2.91)$$

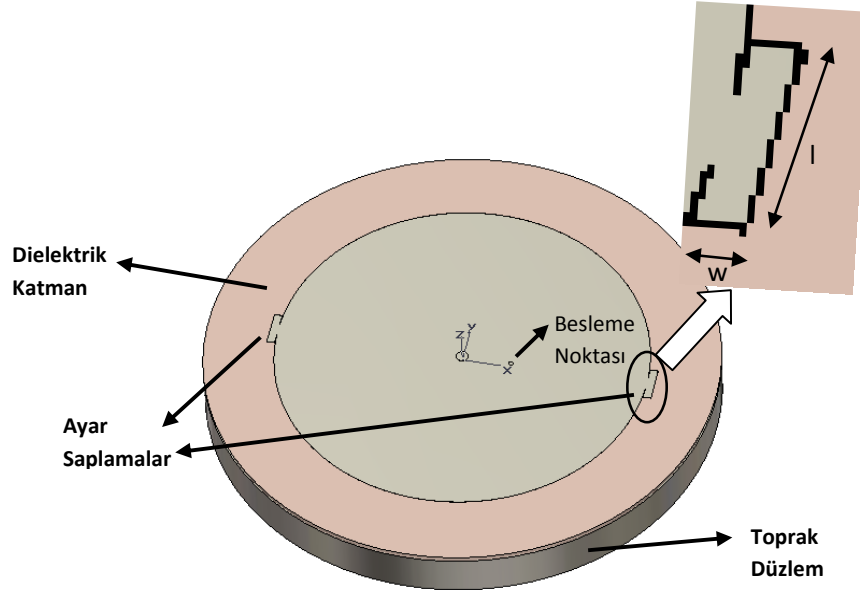
benzetim sonuçlarına dayanarak ampirik olarak değiştirilmesi benzetim sonuçlarına daha yakın değerler sağlamaktadır. Karşılaştırılan rezonans frekansları arasındaki sapma genellikle %1'in altında kalmaktadır.

Ayrıca ayar saplamalarının yerine ayar yarıkları da yerleştirilebilir. Böylece rezonans frekansının değişimi şu şekilde verilebilir:

$$w \approx w_0 \left(1 + \frac{4\Delta s}{S}\right) + 2\pi 10^7 \quad (2.92)$$

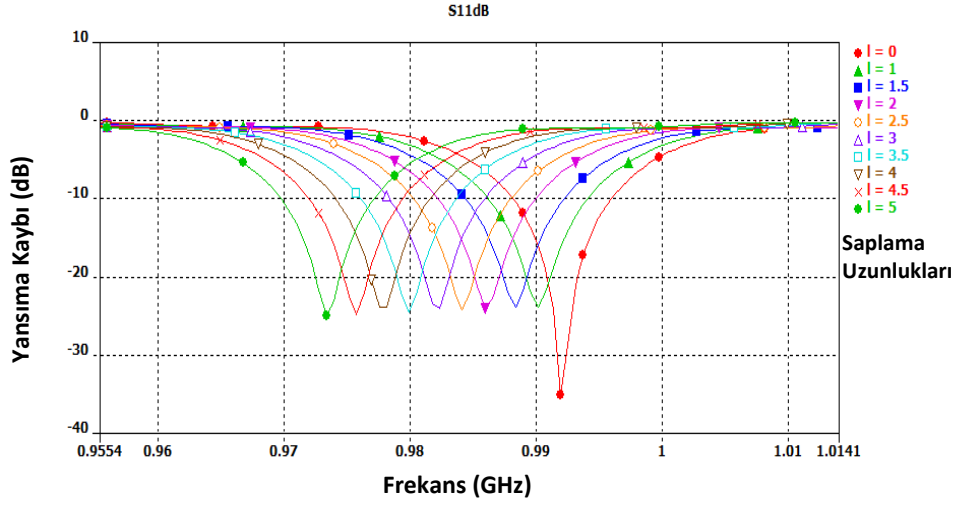
Bunun nedeni ayar yarıklarının yerleştirildiği yerlerdeki maksimum elektrik alan enerjisinin değişiminin olduğu bölgelerde oluşturulan kavite bozulmasıdır.

Benzetim sonuçları için kullanılan model Şekil 2.13.'de görülmektedir. Besleme ekseninin her iki ucuna yerleştirilen ayar saplamalarının uzunlukları değiştirilerek rezonans frekansının değişimi sağlanmaktadır. Tek ayar saplamasının *kullanılmamasının* nedeni ise tek saplamanın anteni besleme eksenine dik diğer eksene göre asimetrik hale getirmesi ve antenin uygulama merkezini kaydırıp yansıma kaybının artmasını sağlamasıdır.

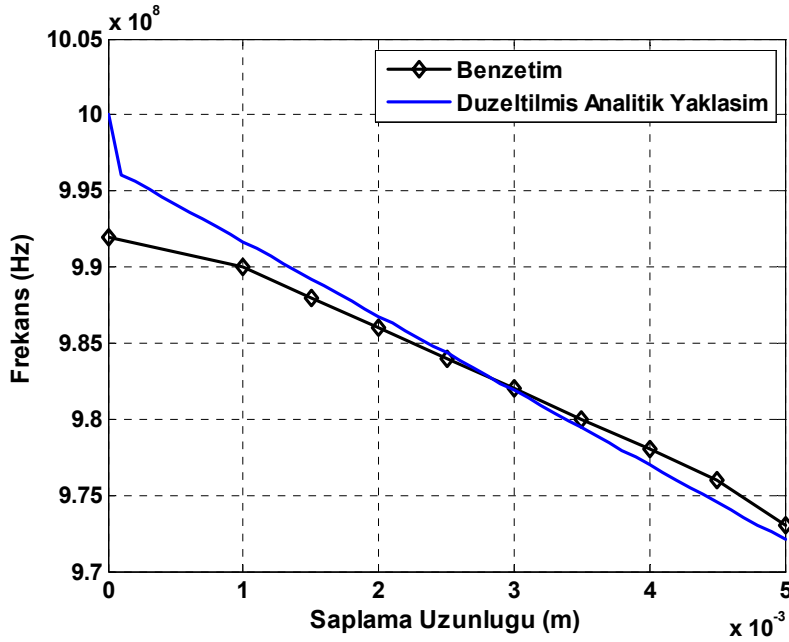


Şekil 2.13. TM_{11} , TM_{21} ve TM_{31} modunda uyarılmış ayar saplamalı dairesel mikroşerit disk antenlerin benzetim için modellenmesi.

Şekil 2.18'de ise RO 4003 (Rogers Microwave Laminates) PCB'si kullanılarak TM_{11} modunda 1GHz için uyarılmış ve saplama genişlikleri $w=9\text{mm}$ olan dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları görülmektedir.



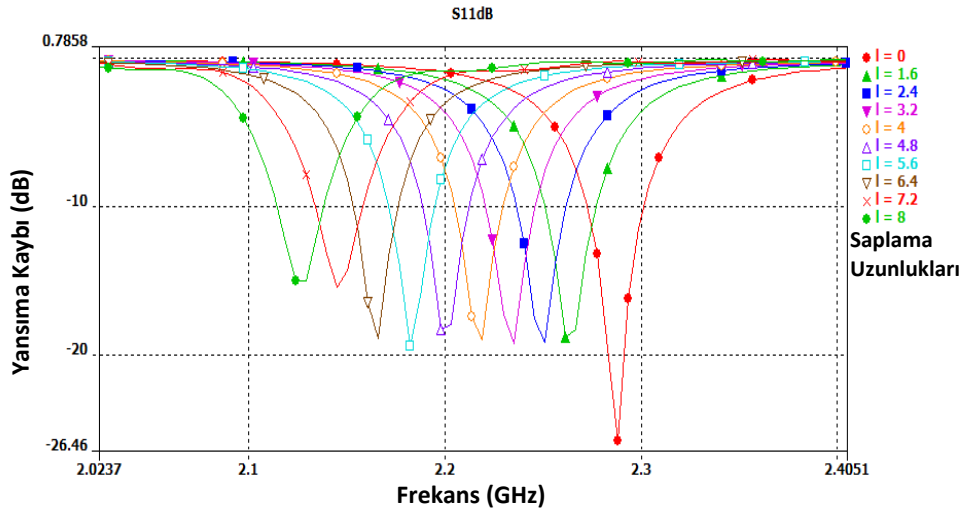
Şekil 2.14. RO 4003 $h=1.524\text{mm}$, $\epsilon_r=3.38$, $\tan\delta=0.0027$, TM_{11} $f=1\text{GHz}$, $w=9\text{mm}$ için elde edilen benzetim sonuçları.



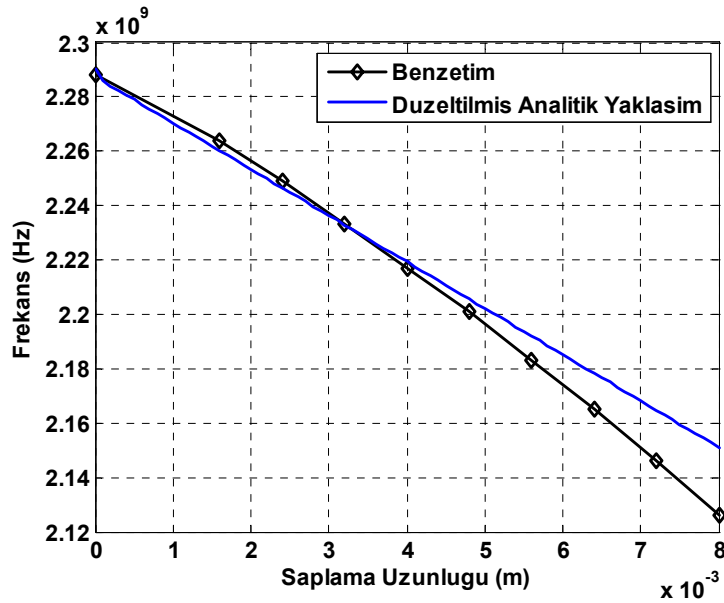
Şekil 2.15. RO 4003 $h=1.524\text{mm}$, $\epsilon_r=3.38$, $\tan\delta=0.0027$, TM_{11} $f=1\text{GHz}$, $w=9\text{mm}$ için düzeltilmiş analitik ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma.

Şekil 2.14.'de görüldüğü üzere saplama uzunlukları 0 ile 5mm arasında değiştirildiğinde dairesel mikroşerit disk antenin frekans değişimi 973MHz ile 992MHz arasında olmaktadır. $l=0$ ile $l=5\text{mm}$ aralığında frekans ayarlama yüzdesi buradan %1.92 olarak hesaplanmaktadır. Ayrıca Şekil 2.15.'de düzeltilmiş analitik ifade

yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma görülmektedir. Buna göre maksimum sapma oranı %0.8'dir. RT 5880 (Rogers® Microwave Laminates) PCB'si kullanılarak TM_{11} modunda 2.29GHz için uyarılmış ve saplama genişlikleri $w=9\text{mm}$ olan dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları Şekil 2.21.'de verilmiştir.

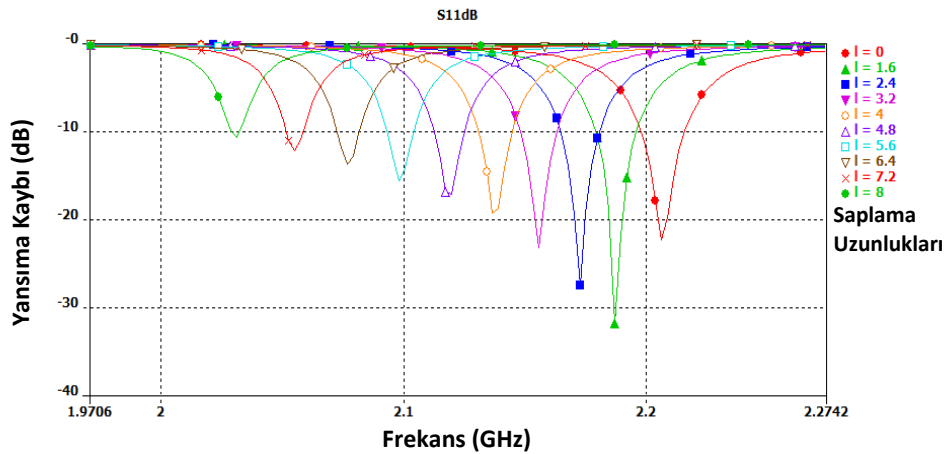


Şekil 2.16. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f=2.29\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için elde edilen benzetim sonuçları.



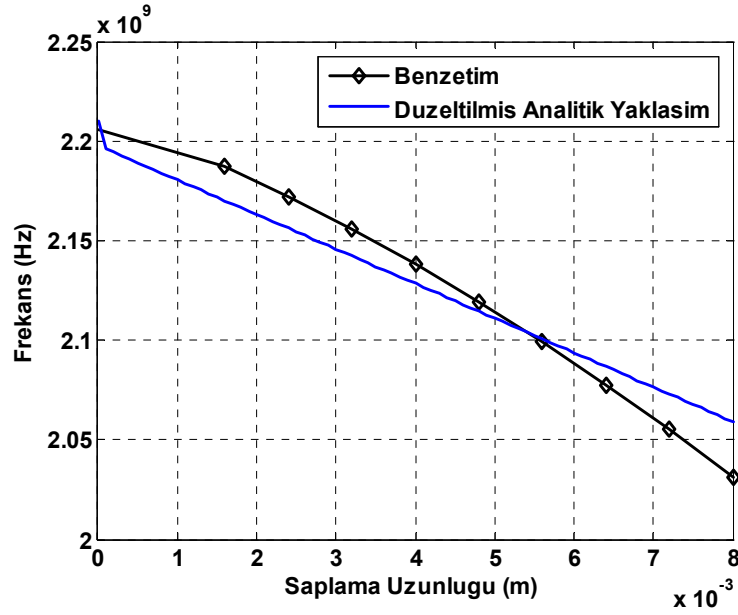
Şekil 2.17 RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f=2.29\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için düzeltilmiş analitik ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma.

Şekil 2.16'da görüldüğü üzere saplama uzunlukları 0 ile 8mm arasında değiştirildiğinde dairesel mikroşerit disk antenin frekans değişimi 2.288GHz ile 2.127GHz arasında olmaktadır. $l=0$ ile $l=8$ mm aralığında frekans ayarlama yüzdesi buradan %7.03 olarak hesaplanmaktadır. Ayrıca Şekil 2.17.'de Eş.2.92'de verilen ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma görülmektedir. Buna göre analitik ifade ile benzetim sonuçları arasındaki maksimum sapma oranı %0.7'dir. RO 4350 (Rogers Microwave Laminates) PCB'si kullanılarak TM_{21} modunda 2.2GHz için uyarılmış ve saplama genişlikleri $w=8$ mm olan dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları Şekil 2.18.'de verilmiştir. Burada görüldüğü üzere saplama uzunlukları 0 ile 8mm arasında değiştirildiğinde dairesel mikroşerit disk antenin frekans değişimi 2.206GHz ile 2.032GHz arasında olmaktadır. $l=0$ ile $l=8$ mm aralığında frekans ayarlama yüzdesi buradan %7.89 olarak hesaplanmaktadır.



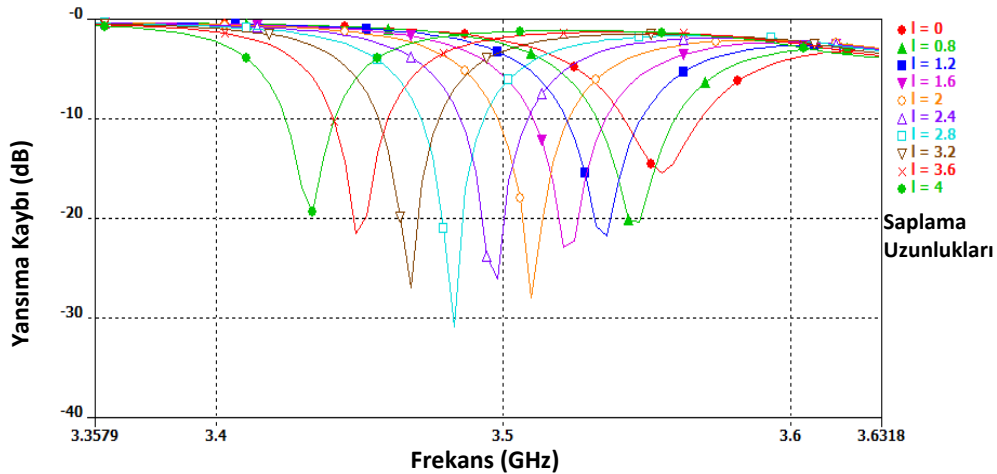
Şekil 2.18. RO 4350 $h=1.575$ mm, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} $f=2.2$ GHz, $w=4$ mm için elde edilen benzetim sonuçları.

Ayrıca Şekil 2.19.'da Eş.2.91'de verilen ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma görülmektedir. Buna göre analitik ifade ile benzetim sonuçları arasındaki maksimum sapma oranı %1.3'dür.

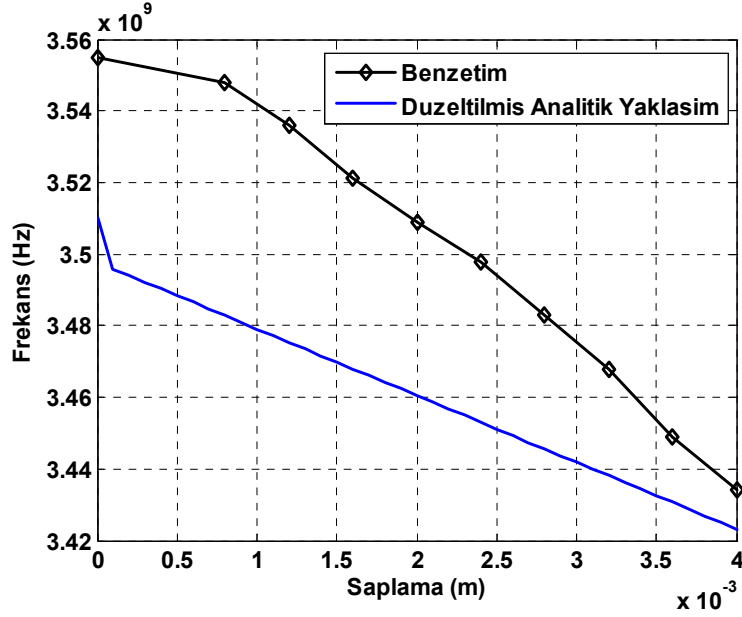


Şekil 2.19 RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} $f=2.2\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için düzeltilmiş analitik ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma.

RO 4350 (Rogers Microwave Laminates) PCB'si kullanılarak TM_{31} modunda 3.5GHz için uyarılmış ve saplama genişlikleri $w=8\text{mm}$ olan dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları Şekil 2.20'de verilmiştir. Şekil 2.20'de görüldüğü üzere saplama uzunlukları 0 ile 8mm arasında değiştirildiğinde dairesel mikroşerit disk antenin frekans değişimi 3.556GHz ile 3.433GHz arasında olmaktadır.



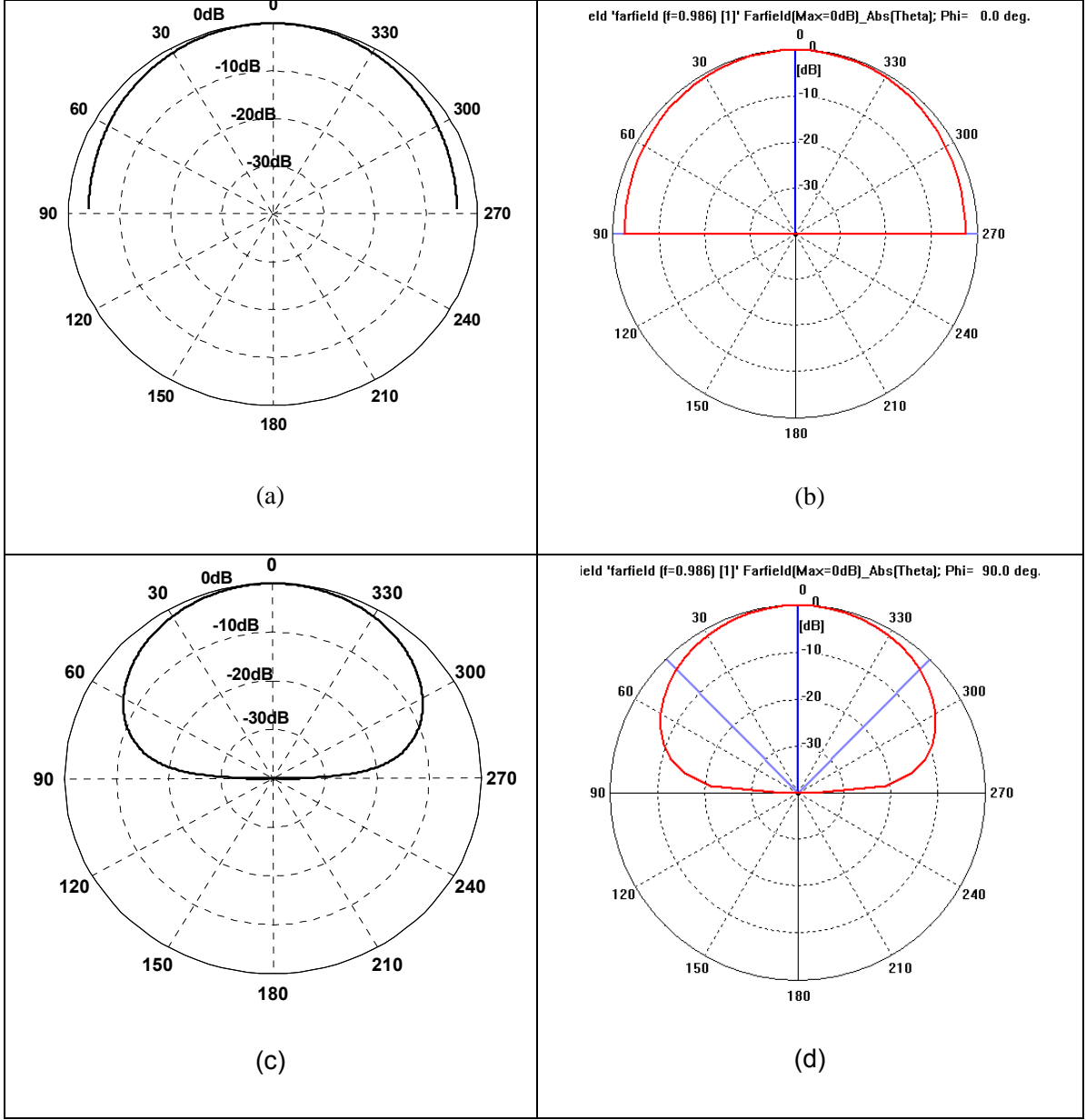
Şekil 2.20. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} $f=3.5\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için elde edilen benzetim sonuçları.



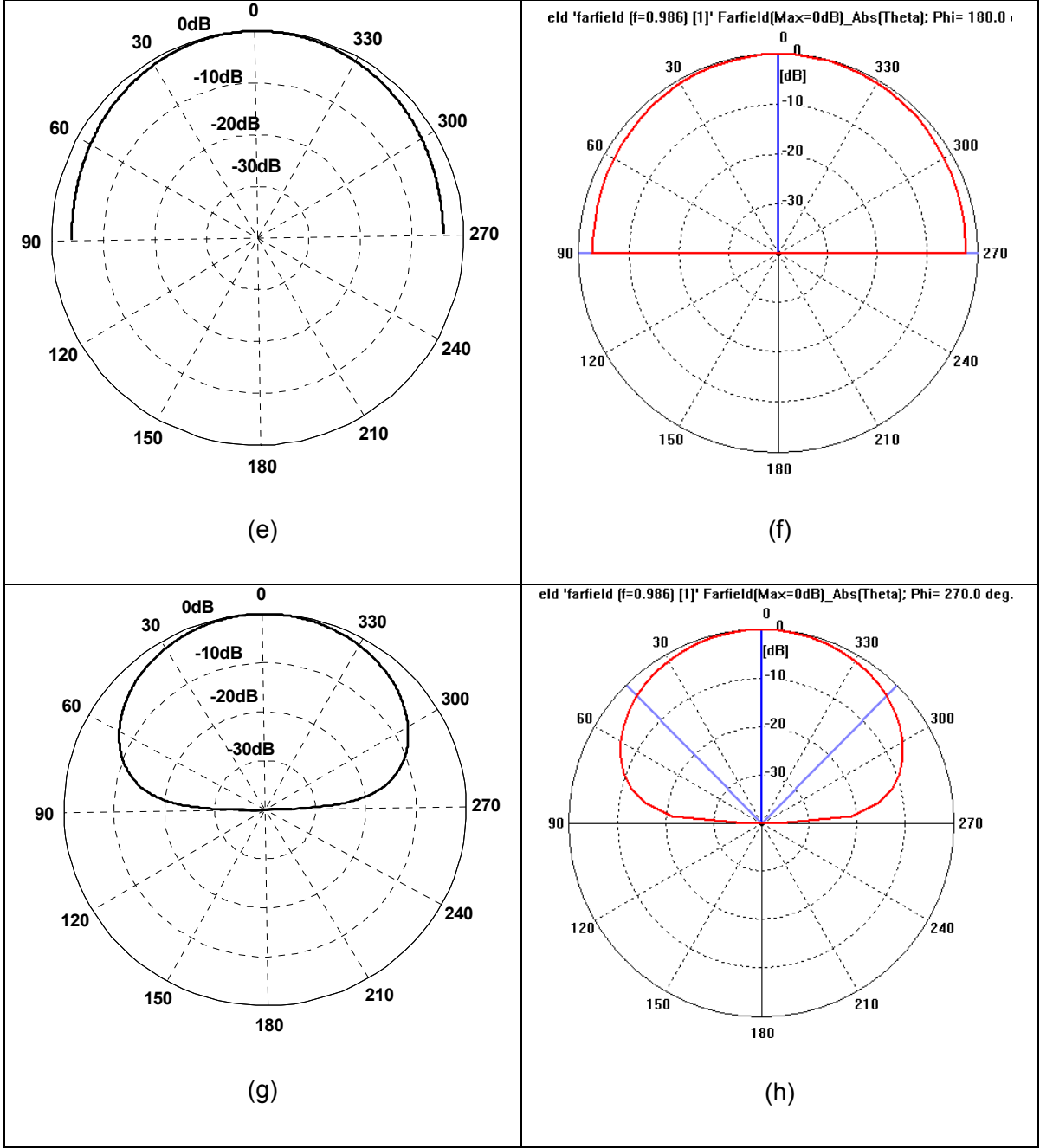
Şekil 2.21. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} $f=3.5\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$ için düzeltilmiş analitik ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma.

$l=0$ ile $l=4\text{mm}$ aralığında frekans ayarlama yüzdesi buradan %3.46 olarak hesaplanmaktadır. Ayrıca Şekil 2.21'de Eş.2.91'de verilen ifade yardımı ile elde edilen sonuçlarla yapılan karşılaştırma görülmektedir. Buna göre analitik ifade ile benzetim sonuçları arasındaki maksimum sapma oranı %1.2'dir.

Eş. 2.85-2.89 kullanılarak uzak alan ifadeleri TM_{11} , TM_{21} ve TM_{31} uyarımları için hesaplanabilir. Elde edilen sonuçlardan normalize yönlülük hesaplanıp yükselme açısına göre değişimi CST MS ile gerçekleştirilen benzetimlerde elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Buna göre Şekil 2.22'de analitik ifadeler ve benzetim ile elde edilen sonuçlar beklenildiği üzere dik bakış açısında maksimum kazanç olacak şekilde ve azimut düzleminde her yön karakteristiğinde ışınma örüntüsünün elde edildiğini göstermektedir.

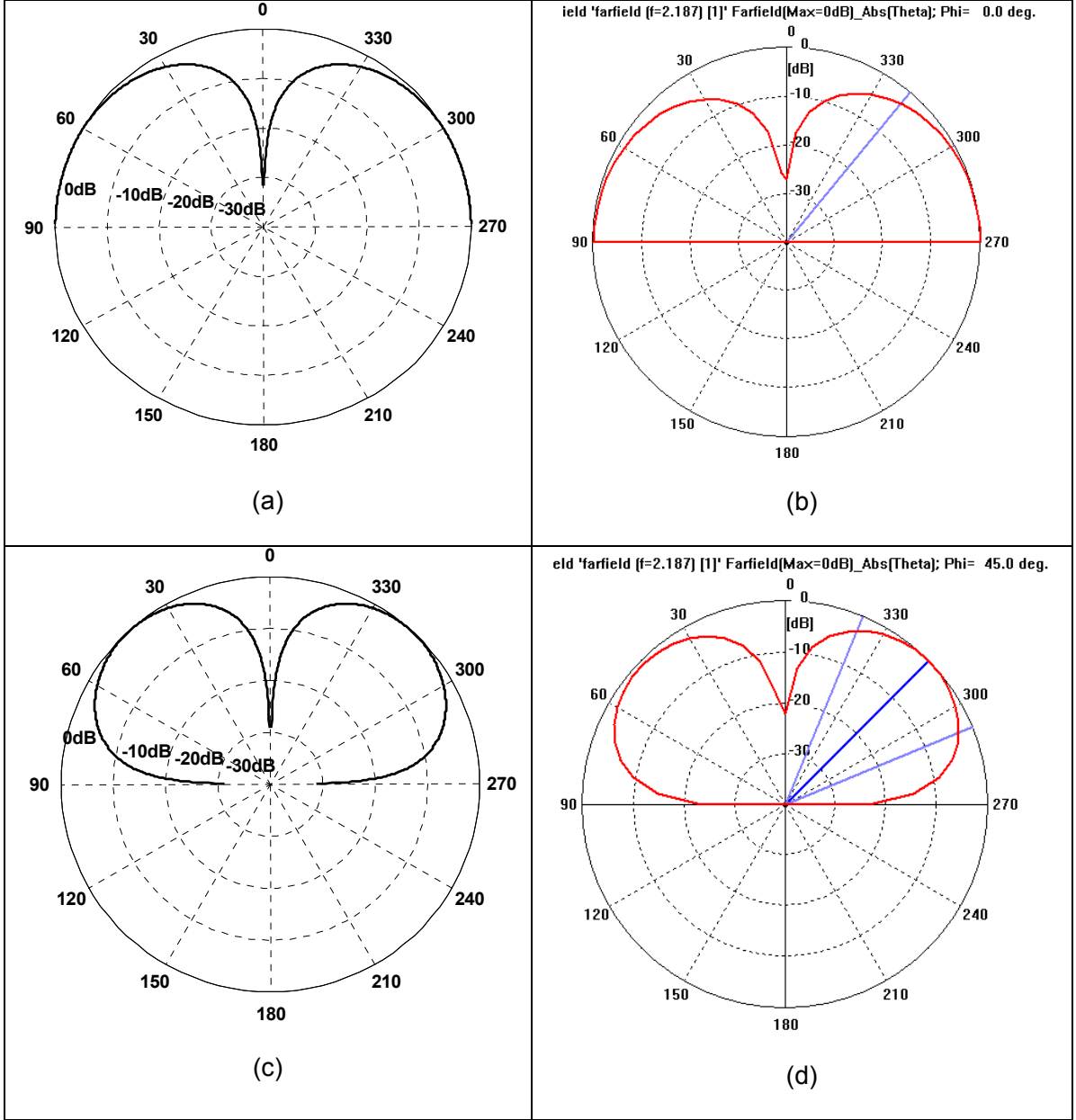


Şekil 2.22. RT 4003 ($\epsilon_r = 3.38$, $\tan\delta = 0.0027$) pcb üzerinde $a = 35\text{mm}$, $l = 2\text{mm}$ ve $f = 0.986\text{GHz}$ olmak üzere TM₁₁ modunda uyarılmış DMA'nın ışınma örüntüleri a) $\varphi = 0^\circ$ için analitik olarak elde edilen, b) $\varphi = 0^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, c) $\varphi = 90^\circ$ için analitik olarak elde edilen, d) $\varphi = 90^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, e) $\varphi = 180^\circ$ için analitik olarak elde edilen, f) $\varphi = 180^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, g) $\varphi = 270^\circ$ için analitik olarak elde edilen, h) $\varphi = 270^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen,

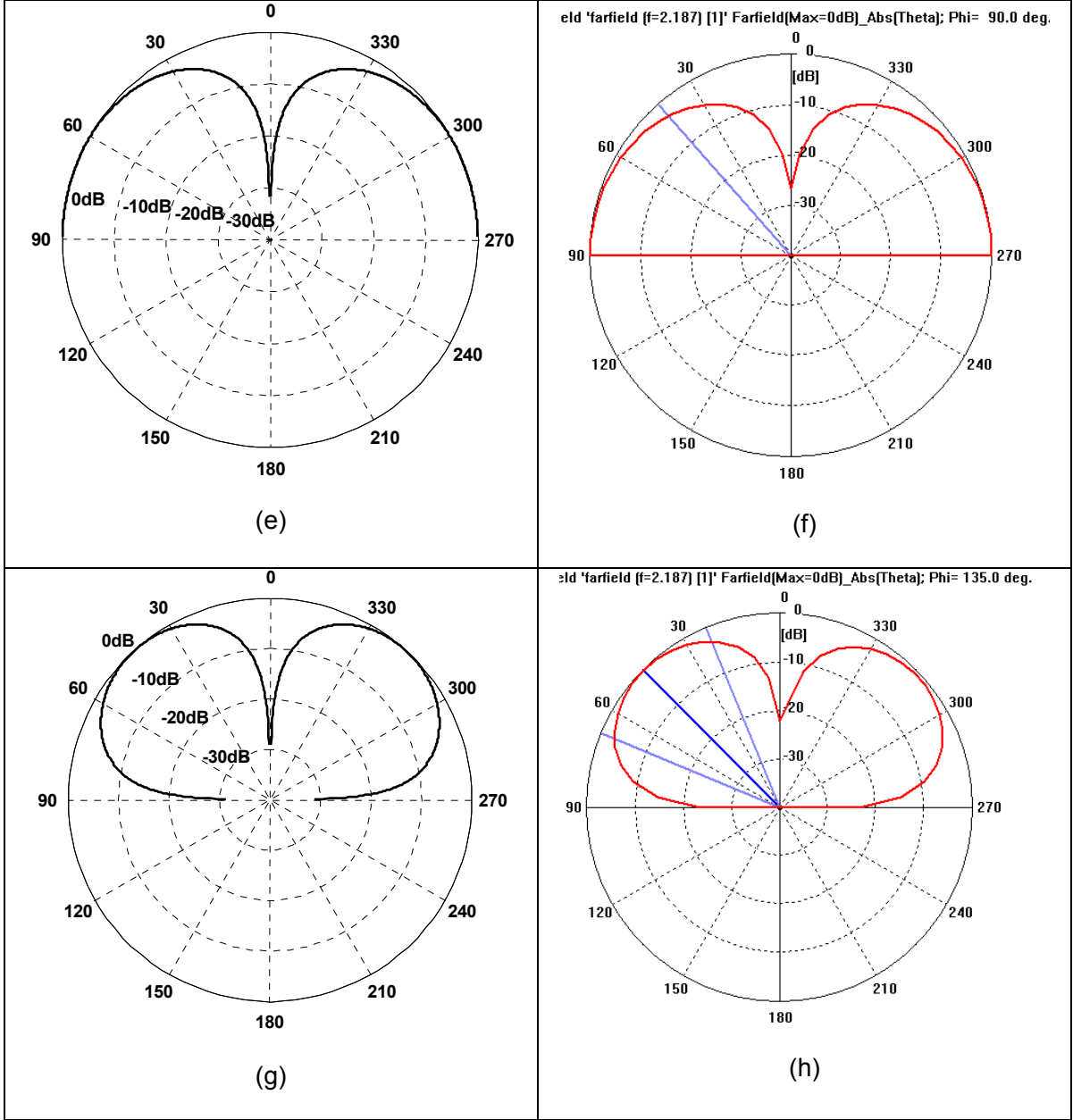


Şekil 2.22. devam ediyor

Benzer şekilde TM_{21} uyarımı için Eş. 2.84-2.88 ifadeleri kullanılarak analitik olarak ve benzetimle elde edilen sonuçlar Şekil 2.23'de görülmektedir. Elde edilen sonuçlara ve Şekil 1.15'e göre $\pm 40^\circ$ yükselme açısı civarında maksimum kazanç elde edilmektedir. Her iki analizde bunu desteklemektedir.

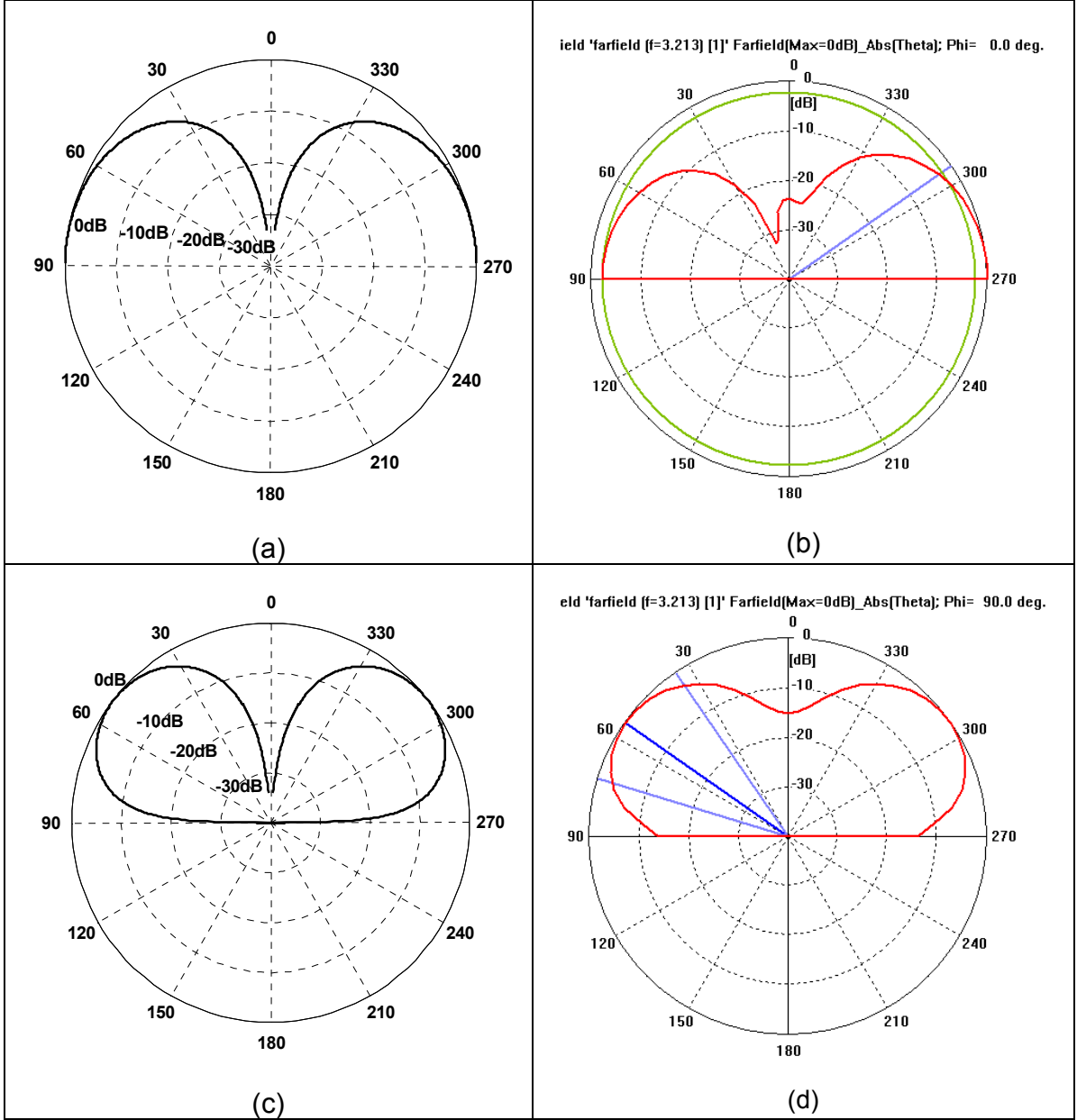


Şekil 2.23. RO 4350 ($\epsilon_r = 3.48$, $\tan\delta = 0.004$) pcb üzerinde $a = 35\text{mm}$, $l = 1.6\text{mm}$ ve $f = 2.187\text{GHz}$ olmak üzere TM_{21} modunda uyarılmış DMA'nın ışınma örüntüleri a) $\phi = 0^\circ$ için analitik olarak elde edilen, b) $\phi = 0^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, c) $\phi = 45^\circ$ için analitik olarak elde edilen, d) $\phi = 45^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, e) $\phi = 90^\circ$ için analitik olarak elde edilen, f) $\phi = 90^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, g) $\phi = 135^\circ$ için analitik olarak elde edilen, h) $\phi = 135^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen,

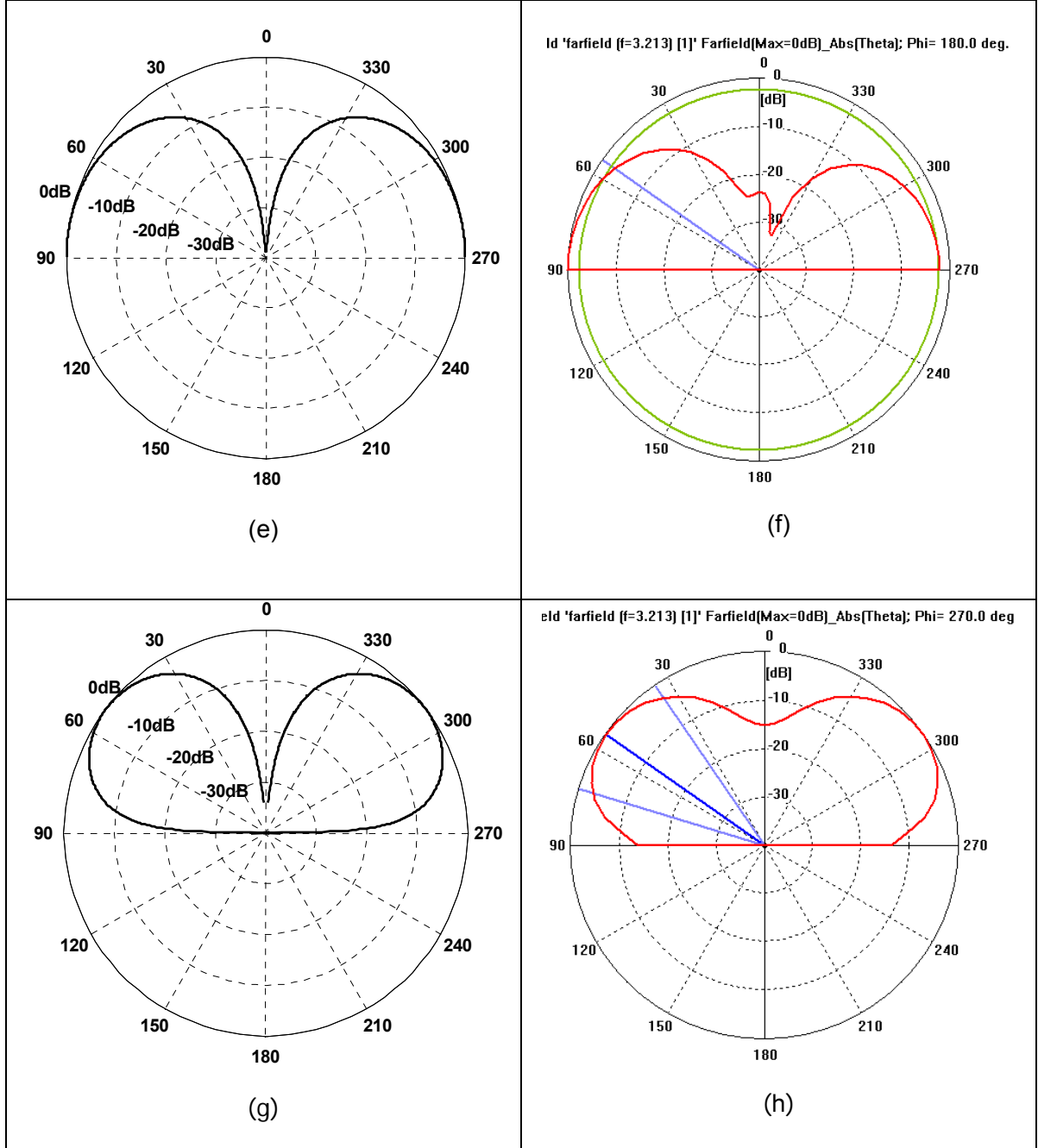


Şekil 2.23. devam ediyor

Son olarak Şekil 2.24'de TM_{31} uyarımı için Eş. 2.85-2.89 ifadeleri kullanılarak analitik olarak ve benzetimle elde edilen sonuçlar görülmektedir.



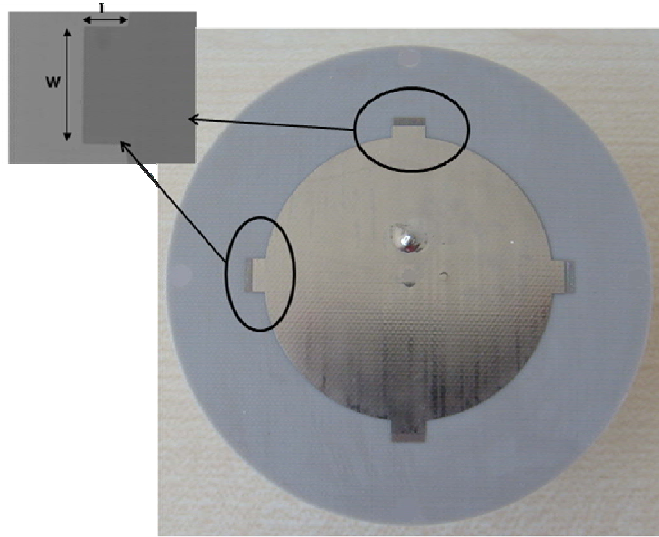
Şekil 2.24. RT 4003 ($\epsilon_r = 3.38$, $\tan\delta=0.0027$) pcb üzerinde $a= 33.1322\text{mm}$, $l=1.8\text{mm}$ ve $f=3.217\text{GHz}$ olmak üzere TM_{31} modunda uyarılmış DMA'nın ışınma örüntüleri a) $\phi=0^\circ$ için analitik olarak elde edilen, b) $\phi=0^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, c) $\phi=90^\circ$ için analitik olarak elde edilen, d) $\phi=90^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, e) $\phi=180^\circ$ için analitik olarak elde edilen, f) $\phi=180^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen, g) $\phi=270^\circ$ için analitik olarak elde edilen, h) $\phi=270^\circ$ için CST'de benzetim ile elde edilen,



Şekil 2.24.devam ediyor

Elde edilen sonuçlara ve Şekil 1.15'e göre $\pm 50^0$ yükselme açısı civarında maksimum kazanç elde edilmektedir. Her iki analizde bunu desteklemektedir. Böylece Şekil 2.22-2.24'de elde edilen analitik ve nümerik sonuçlara göre hava ve uzay araçlarında özellikle aracın düşük yükselme açısında maksimum kazanç hedeflenerek uygun

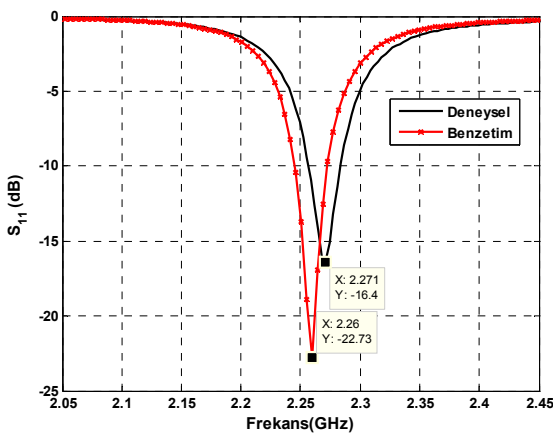
tipteki ışımaya örüntüsüne sahip anten seçilebilir. Dielektrik özellikleri $\epsilon_r=2.5$, $\tan\delta=0.0017$, kalınlığı $h=1.6\text{mm}$ ve yama yarıçapı $a=23.35\text{mm}$ olan TM_{11} modunda uyarılmış dairesel mikroşerit disk anten için saplama genişliği $w=5.5\text{mm}$ olmak üzere farklı saplama uzunlukları için kapasitif, pertürbasyon ve düzeltilmiş analitik yaklaşım ve CST MS ile analizler yapılmış ayrıca belirtilen özellikteki kart üzerine prototip anteni üretilmiş (Şekil 2.25) ve deneysel olarak antenin rezonans frekansları ölçülmüş ve Tablo 2.1'de karşılaştırılmıştır. Ayrıca bu karşılaştırmaya göre ölçüm sonuçları ve CST MS (Computer Simulation Technology GmbH, 2008) benzetim sonuçları referans alınarak yüzdeler hata oranları hesaplanmıştır. Görüldüğü üzere CST MS benzetim sonuçları %0.5'in altında iken düzeltilmiş analitik yaklaşımda %0.81 ile %1.23 arasında değişmektedir. Bu nedenle düzeltilmiş analitik yaklaşım sonuçlarının öntasarım için yeterli hassasiyette olduğu söylenebilir.



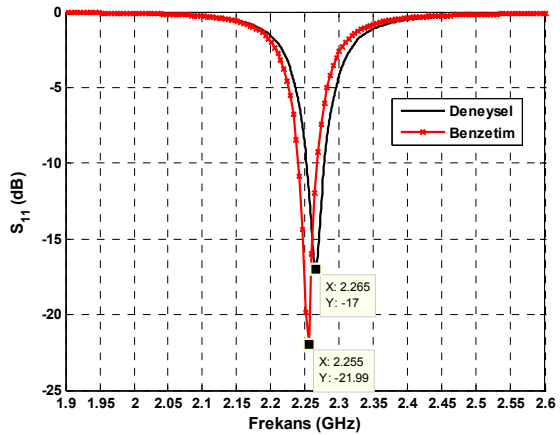
Şekil 2.25. Dielektrik özellikleri $\epsilon_r=2.5$, $\tan\delta=0.0017$, kalınlığı $h=1.6\text{mm}$ ve yama yarıçapı $a=23.35\text{mm}$ olan deneysel çalışma için üretilmiş prototip dairesel mikroşerit disk anten.

Çizelge 2.1. Kapasitif, Pertürbasyon yöntemleri, CST MS ve ölçüm sonucu elde edilen rezonans frekansları ve ölçüm sonuçlarına göre hata yüzdeleri.

Saplama Uzunluğu (mm)	Kapasitif ve Pertürbasyon Yöntemi ile Elde Edilen Rezonans Frekansı (GHz)	Düzeltilmiş Analitik Yaklaşım ile Edilen Rezonans Frekansı (GHz)	CST MS Benzetim Sonucu Elde Edilen Rezonans Frekansı (GHz)	Ölçüm Sonucu Elde Edilen Rezonans Frekansı (GHz)	Hata Yüzdesi Kapasitif ve Pertürbasyon Yönt.-Ölçüm	Hata Yüzdesi Düzeltilmiş Analitik Yak.-Ölçüm	Hata Yüzdesi CST MS-Ölçüm	Hata Yüzdesi Düzeltilmiş Analitik Yak.-CST MS
2	2.289	2.243	2.260	2.271	0.79	1.23	0.48	0.7522
2.2	2.288	2.238	2.255	2.266	0.97	1.24	0.49	0.7539
2.4	2.286	2.233	2.251	2.259	1.20	1.15	0.35	0.7996
2.6	2.285	2.227	2.246	2.253	1.42	1.15	0.3	0.8459
2.8	2.284	2.222	2.237	2.248	1.6	1.16	0.49	0.6705
3	2.282	2.216	2.233	2.242	1.78	1.16	0.4	0.7613
3.2	2.281	2.211	2.228	2.238	1.92	1.2	0.45	0.763
3.4	2.280	2.206	2.235	2.234	2.06	0.81	-0.05	1.2975

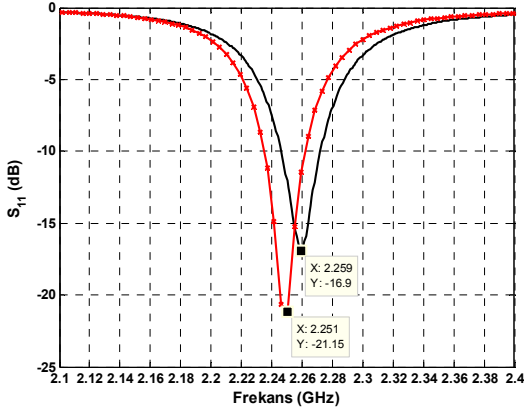


(a)

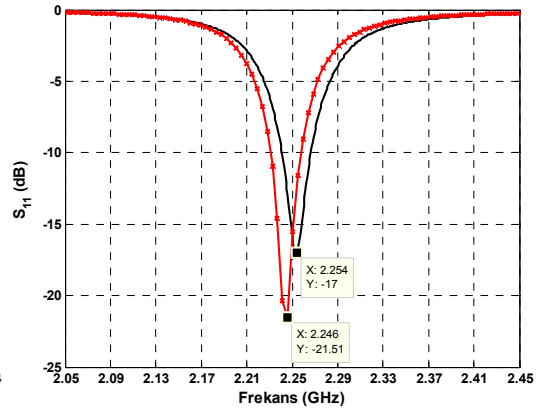


(b)

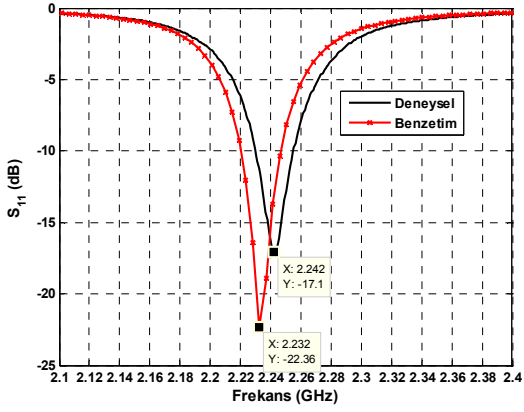
Şekil 2.26. $\epsilon_r=2.5$, $\tan\delta=0.0017$, kalınlığı $h=1.6\text{mm}$ ve yarıçapı $a=23.35\text{mm}$ olan dairesel mikroşerit disk anten için benzetim ve ölçüm sonuçlarına göre a) $l=2\text{mm}$, b) $l=2.2\text{mm}$, c) $l=2.4\text{mm}$, d) $l=2.6\text{mm}$ e) $l=3\text{mm}$, f) $l=3.2\text{mm}$, g) $l=3.4\text{mm}$ için yansıma kaybı.



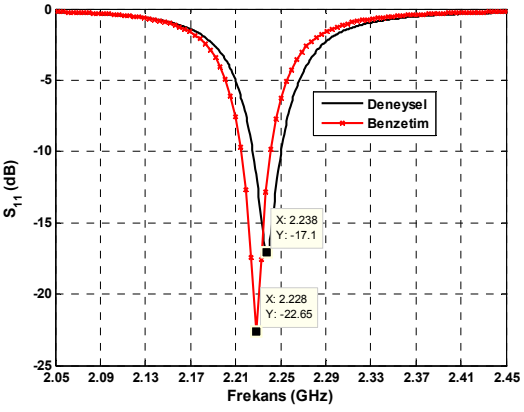
(c)



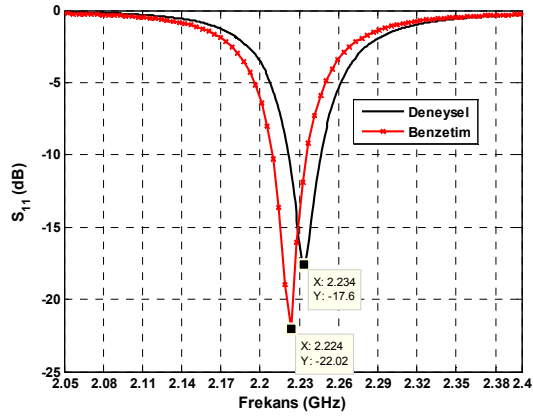
(d)



(e)



(f)



(g)

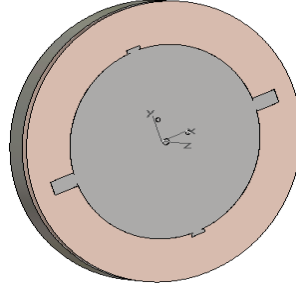
Şekil 2.26. devam ediyor

Ayrıca kapasitif ve kavite pertürbasyon yöntemi ile elde edilen sonuçlar görüldüğü gibi saplama uzunluğu arttırıldıkça rezonans frekansının yeterli oranda değişmediğini göstermektedir. Bu nedenle düzeltilmiş analitik yaklaşım (Eş.2.91 kullanılarak) üzerinden öntasarım çalışmalarını gerçekleştirmek daha hassas sonuçlar verecektir. Ayrıca yaklaşık 300MHz'lik bant aralığında benzetim ve ölçüm sonucu elde edilen farklı saplama boyları için elde edilen yansıma kaybının karşılaştırmaları Şekil 2.26.'da görülmektedir. Bu karşılaştırmalara göre Eş.2.1-Eş.2.50 ve Eş.2.91 ifadeleri kullanılarak elde edilen tasarım parametreleri ile CST MS'de modellenen bu yapı için prototip üretimi gerçekleştirilerek deneysel olarak yansıma kaybı ölçülmüş ve sonuçlar karşılaştırıldığında elde edilen rezonans frekans değerleri arasındaki fark %0.35 ile %0.48 arasında değiştiği görülmüştür. Ayrıca yapının frekans ayarlanabilirliğinin prototip anten baz alındığında toplamda 1.8mm'lik saplama uzunluğu için %1.63 olduğu görülmüştür.

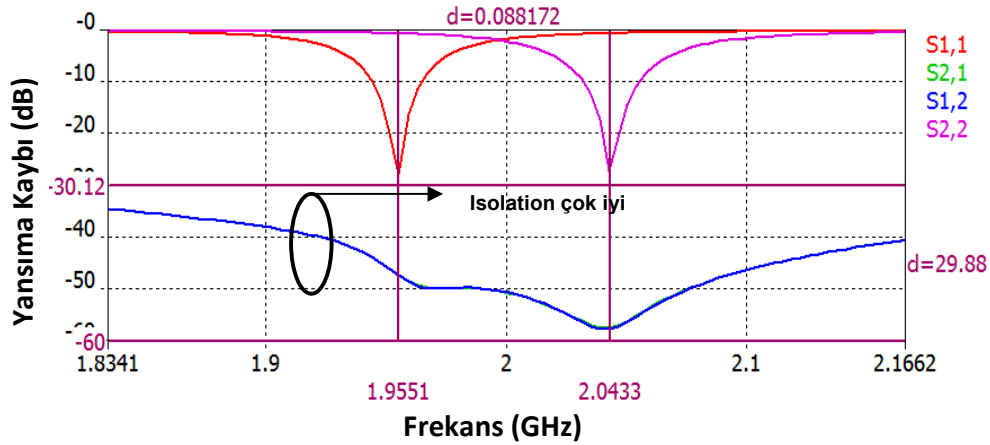
2.6. Ayarlanabilir Çift Bant Dairesel Mikroşerit Disk Antenlerin Tasarım ve Analizleri

Ayarlanabilir frekansa sahip dairesele mikroşerit disk antenler aynı zamanda çift bantlı dairesele mikroşerit disk antenlerin tasarımı için de kullanılabilir. Bunun için Şekil 2.8 ve Şekil 2.9'da görüldüğü üzere elektrik alan enerjisinin minimum değiştiği bölge hizasındaki eksene ikinci bir prob yerleştirmekle ikinci bir rezonans frekansı yaratılabilir Ancak iki prob kullanılması durumunda problemlerin aralarındaki bağlaşımın (coupling) oldukça düşük olması gerekmektedir. Aksi durumda antenin ışımaya karakteristiği ve etkinliği bundan olumsuz etkilenecektir. Şekil 2.23.'de RT 5880 üzerine yapılmış çift bantlı dairesele mikroşerit disk antenin benzetimi için yapılan modellenmesi görülmektedir. Burada görüldüğü üzere x ve y eksenleri üzerine iki prob TM_{11} modunda uyarım sağlayacak şekilde yerleştirilmiştir. Bu tasarım Şekil 2.9.'da verilen TM_{11} modunda rezonansa geçen tek problu dairesele mikroşerit disk anten üzerindeki elektriksel enerji yoğunluğunun değişimi incelenerek gerçekleştirilmiştir. Bu elektriksel enerji dağılımından x-ekseni üzerindeki birinci probun yarattığı minimum elektriksel enerji yoğunluğunun bulunduğu eksene (y-eksenine) ikinci probun yerleştirilmesi ile ikinci bir rezonans frekansının

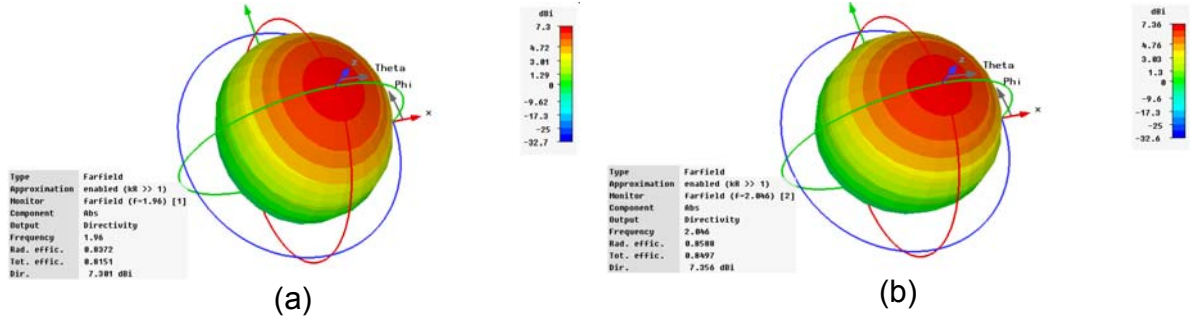
yaratılabileceği açıktır. Ancak dairesel mikroşerit disk antenin fiziksel parametreleri (yama yarıçapı, probun merkezden olan uzaklığı) aynı olduğu için rezonans frekansları da aynı olacaktır. Bu nedenle her iki prob ekseninin uç taraflarına farklı uzunlukta (aynı kalınlığa sahip) ayar saplamaları yerleştirilerek iki farklı rezonans frekansı sağlanabilir.



Şekil 2.27. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f_1 = 1.955\text{GHz}$, $f_2 = 2.043\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=6.91\text{mm}$, $l_2=1.011\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk anten.



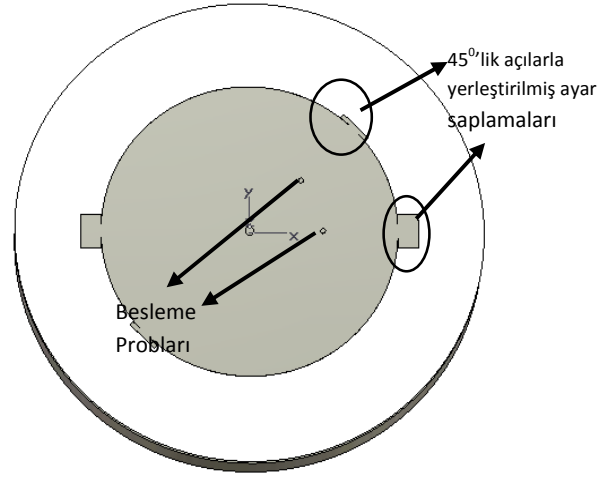
Şekil 2.28. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f_1 = 1.955\text{GHz}$, $f_2 = 2.043\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=6.91\text{mm}$, $l_2=1.011\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları.



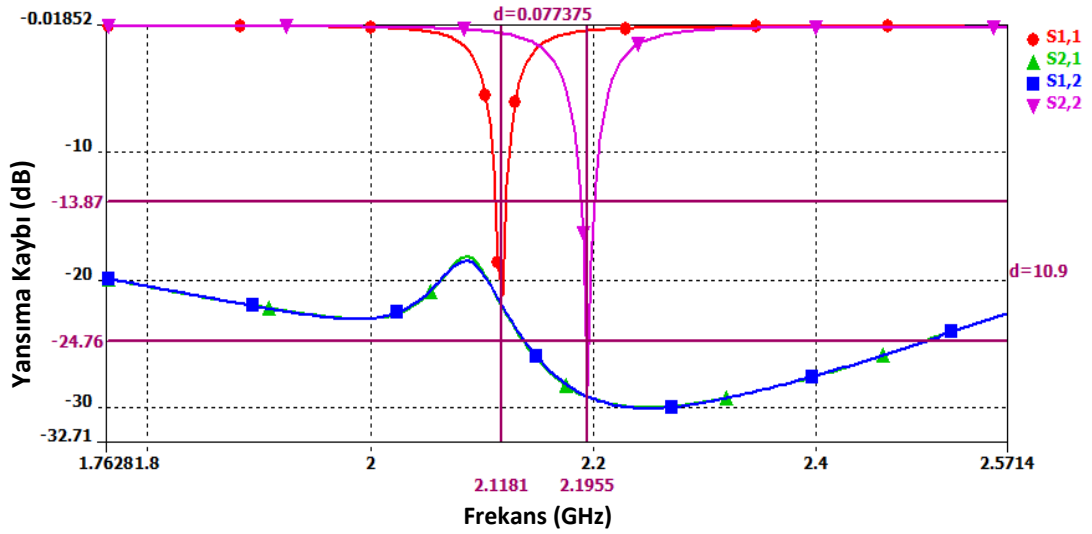
Şekil 2.29. RT 5880 $h=1.575$ mm, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} , $w=4$ mm, $l_1=6.91$ mm, $l_2=1.011$ mm parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin üç boyutlu yönlülüğünün ışıma örüntüsü a) $f_1 = 1.960$ GHz için, b) $f_2 = 2.046$ GHz için

Şekil 2.27.'de görülen bu antenin benzetimi Şekil 2.28.'de yer almaktadır. Şekil 2.29.'da $f_1 = 1.960$ GHz ve $f_2 = 2.046$ GHz için antenin üç boyutlu yönlülüğünü gösteren ışıma örüntüleri sunulmuştur.

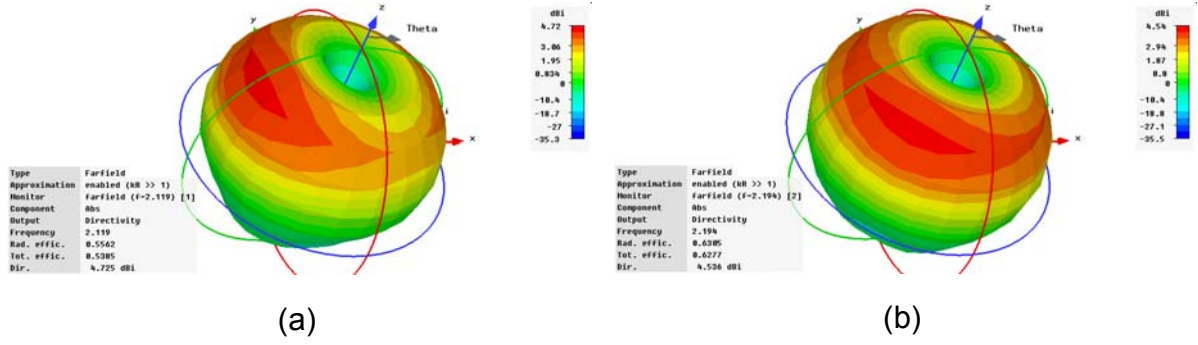
Şekil 2.30.'da RO 4350 üzerine yapılmış çift bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetimi için yapılan modellemesi görülmektedir. Bu şekilde gösterildiği üzere birinci prob uyarımından kaynaklı elektrik alan enerji değişiminin minimum olduğu x eksenine 45° lik açı yapan bir diğer eksen üzerine iki prob yerleştirilmiştir. Bu tasarım Şekil 2.11.'de verilen TM_{21} modunda rezonansa geçen tek problu dairesel mikroşerit disk anten üzerindeki elektriksel enerji yoğunluğunun değişimi incelenerek gerçekleştirilmiştir. Bu elektriksel enerji dağılımından x-ekseni üzerindeki birinci probun yarattığı minimum elektriksel enerji yoğunluğunun bulunduğu eksene (x-eksenine 45° lik açı yapan eksen) ikinci probun yerleştirilmesi ile ikinci bir rezonans frekansının yaratılabileceği açıktır. Ancak dairesel mikroşerit disk antenin fiziksel parametreleri (yama yarıçapı, probun merkezden olan uzaklığı) aynı olduğu için rezonans frekansları da aynı olacaktır. Bu nedenle her iki prob ekseninin hizasındaki kenarlara farklı uzunlukta ayar saplamaları yerleştirilerek iki farklı rezonans frekansı sağlanabilir.



Şekil 2.30. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $f_1 = 2.118\text{GHz}$, $f_2=2.195\text{GHz}$, $w=8\text{mm}$, $l_1=4.8\text{mm}$, $l_2=1\text{mm}$, parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetimde kullanılan modeli.

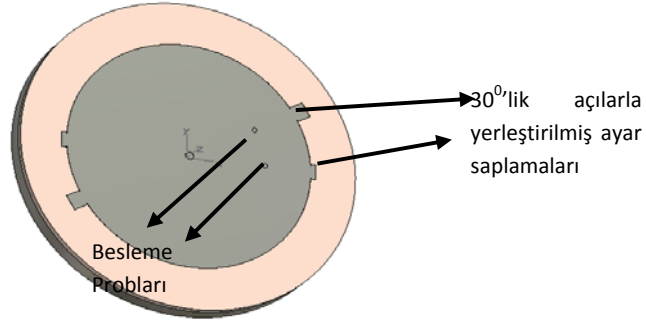


Şekil 2.31. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $f_1 = 2.118\text{GHz}$, $f_2=2.195\text{GHz}$, $w=8\text{mm}$, $l_1=4.8\text{mm}$, $l_2=1\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları.

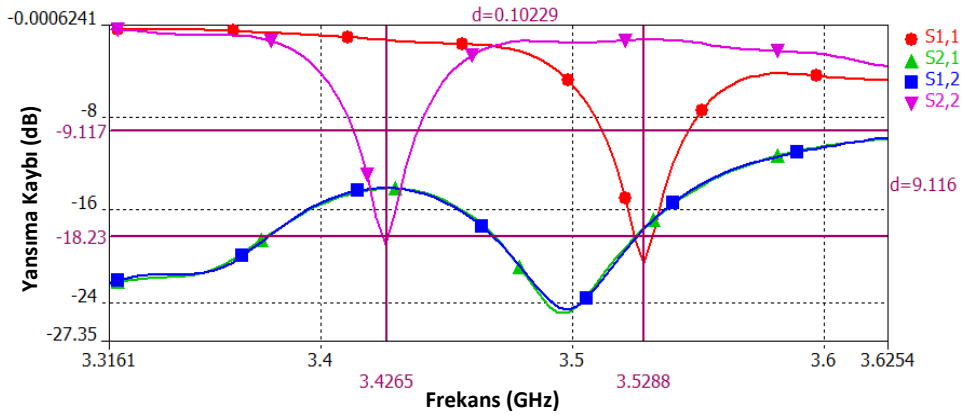


Şekil 2.32. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $w=8\text{mm}$, $l_1=4.8\text{mm}$, $l_2=1\text{mm}$, parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin üç boyutlu yönlülüğünün ışımaya örüntüsü, a) $f_1 = 2.118\text{GHz}$ için, b) $f_2 = 2.195\text{GHz}$ için

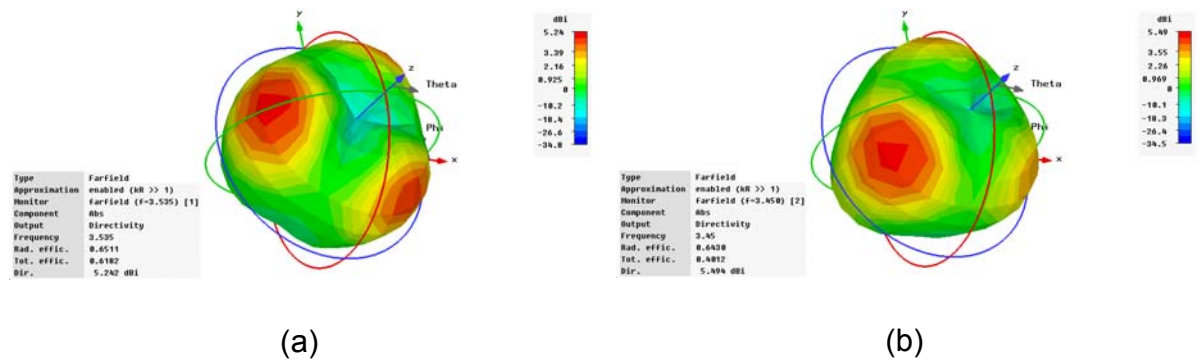
Şekil 2.30.'da görülen $f_1 = 2.119\text{GHz}$ ve $f_2 = 2.195\text{GHz}$ çalışma frekanslarına sahip bu antenin benzetimi sonucu elde edilen yansıma kaybı sonuçları Şekil 2.31'de yer almaktadır. Şekil 2.32'de ise $f_1 = 2.119\text{GHz}$ ve $f_2 = 2.195\text{GHz}$ için antenin üç boyutlu yönlülüğünü gösteren ışımaya örüntüsü verilmektedir. RO 4350 üzerine yapılmış çift bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetimi için yapılan modellenmesi Şekil 2.33.'de görülmektedir. Bu şekilde görüldüğü üzere x eksenine 30° 'lik açı yapan bir diğer eksen üzerine iki prob yerleştirilmiştir. Bu tasarım Şekil 2.11.'de verilen TM_{31} modunda rezonansa geçen tek problu dairesel mikroşerit disk anten üzerindeki elektriksel enerji yoğunluğunun değişimi incelenerek gerçekleştirilmiştir. Bu elektriksel enerji dağılımından x-ekseni üzerindeki birinci probun yarattığı minimum elektriksel enerji yoğunluğunun bulunduğu eksene (x-eksenine 30° 'lik açı yapan eksen) ikinci probun yerleştirilmesi ile ikinci bir rezonans frekansının yaratılabileceği açıktır. Ancak dairesel mikroşerit disk antenin fiziksel parametreleri (anten yarıçapı, probun merkezden olan uzaklığı) aynı olduğu için rezonans frekansları da aynı olacaktır. Bu nedenle her iki prob ekseninin uç taraflarına farklı uzunlukta ayar saplamaları yerleştirilerek iki farklı rezonans frekansı sağlanabilir. Şekil 2.33.'de görülen bu antenin benzetimi Şekil 2.33.'de yer almaktadır. Şekil 2.35.'de $f_1 = 3.528\text{GHz}$ ve $f_2 = 3.426\text{GHz}$ için antenin üç boyutlu yönlülüğünü gösteren ışımaya örüntüsü sunulmuştur.



Şekil 2.33. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} , $f_1 = 3.528\text{GHz}$, $f_2=3.426\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=1.2\text{mm}$, $l_2=3.6\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetimde kullanılan modeli.



Şekil 2.34. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} , $f_1 = 3.528\text{GHz}$, $f_2=3.426\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=1.2\text{mm}$, $l_2=3.6\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin benzetim sonuçları.



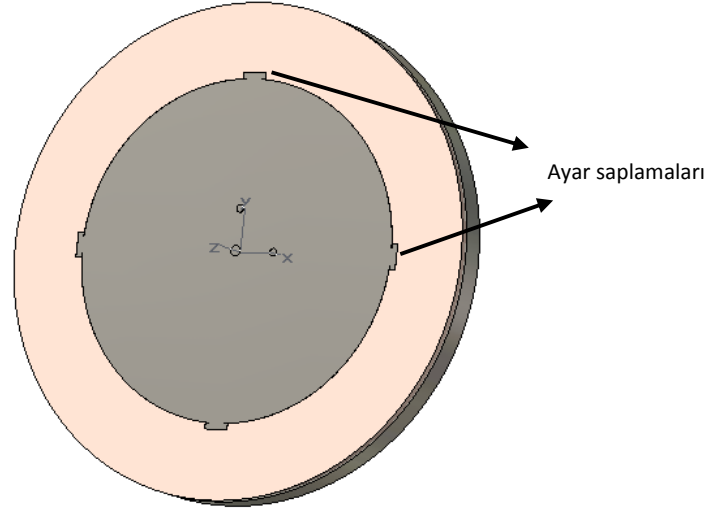
Şekil 2.35. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{31} , $f_1 = 3.528\text{GHz}$, $f_2=3.426\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=1.2\text{mm}$, $l_2=3.6\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk antenin üç boyutlu yönlülüğünün ışınma örüntüsü, a) $f_1 = 3.535\text{GHz}$ için, b) $f_2=3.426\text{GHz}$ için

Şekil 2.35.'den anlaşılacağı üzere ışınma örüntüsünün istenilen heryön-kapsamayı tam olarak sağlamadığı görülmektedir. Bunun nedeninin problemlerin birbirine çok yakın olmasından kaynaklandığı düşünülmektedir.

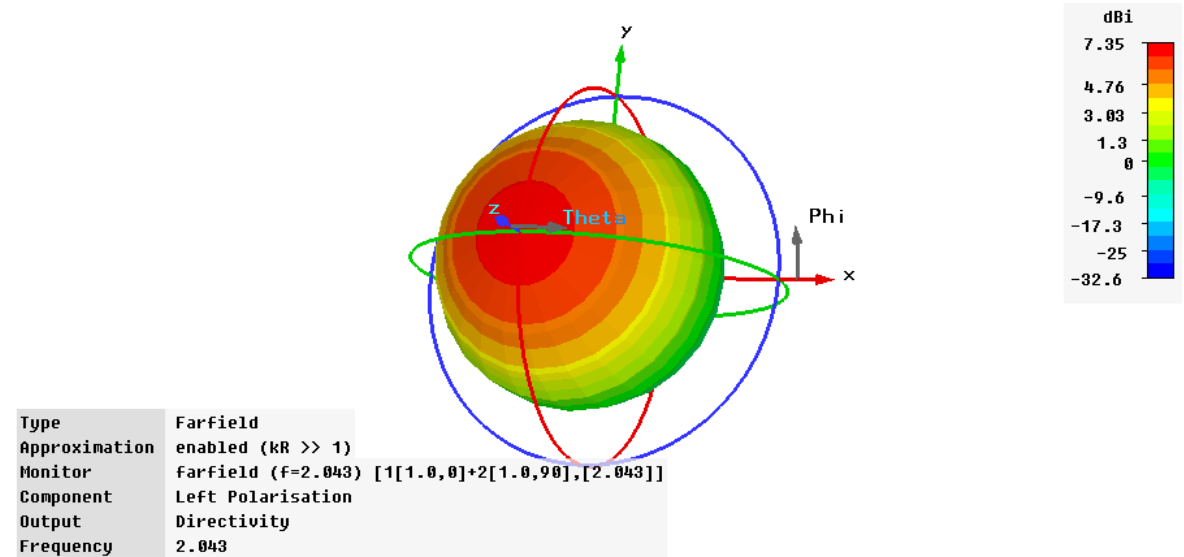
2.7. Frekansı Ayarlanabilir Dairesel Polarizasyonlu Dairesel Mikroşerit Disk Antenlerin Tasarım ve Analizleri

Ayarlanabilir frekansa sahip dairesele mikroşerit disk anteni dairesele polarizasyonlu antenlerin tasarımı için de kullanmak mümkündür. Bu amaçla daha önceki bölümlerde açıklanan dairesele mikroşerit disk anten üzerinde oluşan elektriksel alan enerji değişimlerinin maksimum ve minimum olduğu bölgelerden yararlanarak çift problu besleme tekniğinden yararlanılabilir. İki prob beslemeli bu yapıda beslemeler arasında 90^0 faz farkı sağlanarak antenin dairesele polarizasyonda ışınma yapması hedeflenmiştir. Şekil 2.36.'da RT 5880 üzerine yapılmış dairesele polarizasyonlu dairesele mikroşerit disk antenin benzetimi için yapılan modellemesi görülmektedir. Buradan görüldüğü üzere x ve y eksenleri üzerine birer prob yerleştirilmiştir. Ayrıca beslemeler arasında birbirlerine göre 90^0 faz farkı oluşturulmuştur. Bu tasarım Şekil 2.13.'de verilen TM_{11} modunda rezonansa geçen tek problu dairesele mikroşerit disk anten üzerindeki elektriksel enerji yoğunluğunun değişimi incelenerek gerçekleştirilmiştir. Bu elektriksel enerji dağılımından x-ekseni üzerindeki birinci probun yarattığı minimum elektriksel enerji yoğunluğunun bulunduğu eksene (y-eksenine) diğerine göre 90^0 faz farkına sahip ikinci probun yerleştirilmesi ile ikinci bir rezonans frekansının yaratılabileceği açıktır. Ancak dikkat edilmesi gereken nokta her iki beslemenin de aynı frekansa ayarlanması gerektiğidir. Aksi takdirde ekstenel oran oldukça düşük olacaktır. Bu nedenle ayar saplamalarının ideal koşullarda aynı rezonans frekansı için aynı uzunlukta olması gerekmektedir. Bununla beraber uygulamalar sırasında en çok karşılaşılan sorunlardan birisi kullanılan baskı devre kartlarının parametrelerinin çok az da olsa değişim göstermesi ve üretim sırasındaki oluşabilecek diğer etkiler (prob yerlerinin kayması, lehimlemeden kaynaklanabilecek olumsuzluklar vb.) rezonans frekansının değişimine neden olabilir. Her iki prob ekseninde bulunan ayar saplamaları bu tür frekans kaymalarını tolere etmek için

rahatlıkla kullanılabilir. Şekil 2.37.'de bu antenin benzetim sonucu elde edilen LHC polarizasyonunda 3-boyutlu yönlülüğü görülmektedir.

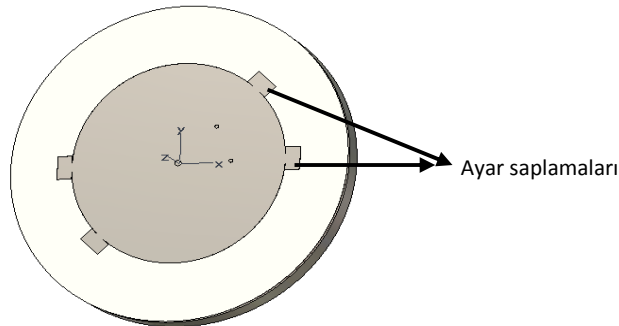


Şekil 2.36. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} $f_1 = 1.955\text{GHz}$, $f_2 = 2.043\text{GHz}$, $w=4\text{mm}$, $l_1=6.91\text{mm}$, $l_2=1.011\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir Çift Bantlı dairesel mikroşerit disk anten.

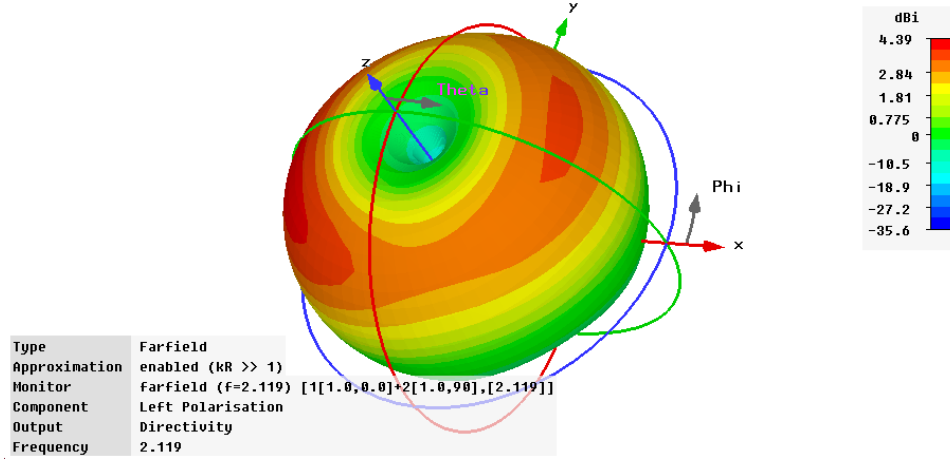


Şekil 2.37. RT 5880 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.2$, $\tan\delta=0.0009$, TM_{11} , $w=4\text{mm}$, $l_1= l_2=1.011\text{mm}$ parametrelerine sahip Ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit disk antenin $f = 2.043\text{GHz}$ için üç boyutlu yönlülüğünün ışınma örüntüsü.

Şekil 2.38'de RO 4350 üzerine yapılmış ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit disk antenin benzetimi için yapılan modellemesi görülmektedir. Buradan görüldüğü üzere x eksenine 45° 'lik açı yapan bir diğer eksen üzerine ikinci prob TM_{21} modunda uyarım sağlayacak şekilde yerleştirilmiştir (Akan, V., ve Yazgan, E., 2010 (3)). Problardan biri diğerine göre 90° 'lik faz farkı ile beslenmektedir. Böylece antenin dairesel polarizasyonda ışımaya yapması sağlanmaktadır. Bu tasarım Şekil 2.13'de verilen TM_{21} modunda rezonansa geçen tek problu dairesel mikroşerit disk anten üzerindeki elektriksel enerji yoğunluğunun değişimi incelenerek gerçekleştirilmiştir. Bu elektriksel enerji dağılımından x-ekseni üzerindeki birinci probun yarattığı minimum elektriksel enerji yoğunluğunun bulunduğu eksene (x-eksenine 45° 'lik açı yapan eksen) ikinci probun yerleştirilmesi ile ikinci bir rezonans frekansının yaratılabileceği açıktır. Ancak dairesel mikroşerit disk antenin fiziksel parametreleri (yama yarıçapı, probun merkezden olan uzaklığı) aynı olduğu için rezonans frekansları da aynı olacaktır. Bu nedenle her iki prob ekseninin uç taraflarına ayar saplamaları yerleştirilerek iki farklı rezonans frekansı sağlanabilir. Ancak bir önceki anten de olduğu gibi dikkat edilmesi gereken nokta her iki beslemenin de aynı frekansa ayarlanması gerektiğidir. Aksi polarizasyon aksanel oranı oldukça düşük olacaktır. Bu nedenle ayar saplamalarının ideal koşullarda aynı rezonans frekansı için aynı uzunlukta olması gerekmektedir. Yine bu tasarımda da her iki prob ekseninde bulunan ayar saplamaları frekans kaymalarını tolere etmek için kullanılmaktadır. Şekil 2.39'da bu antenin benzetim sonucu elde edilen LHC polarizasyonunda 3-boyutlu yönlülüğü görülmektedir.

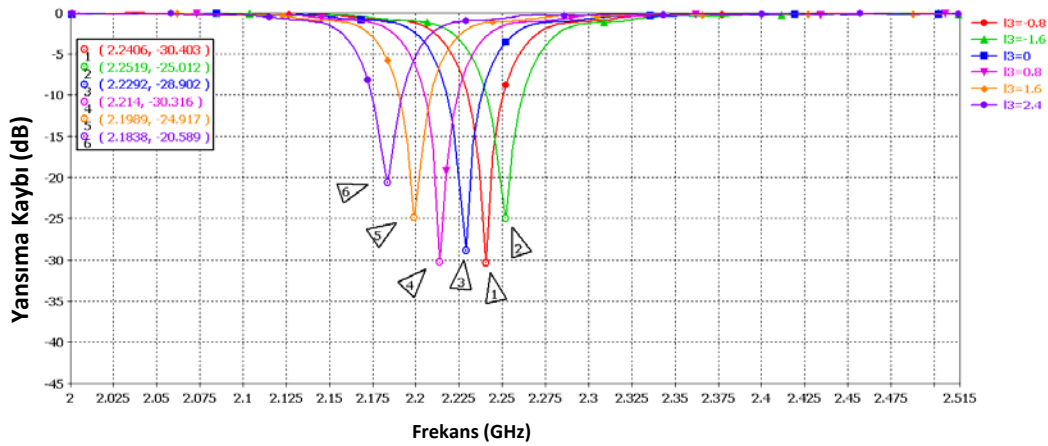


Şekil 2.38. RO4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $f =2.118\text{GHz}$, $w=8\text{mm}$, $l_1= l_2=4.8\text{mm}$, parametrelerine sahip Ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit disk anten.

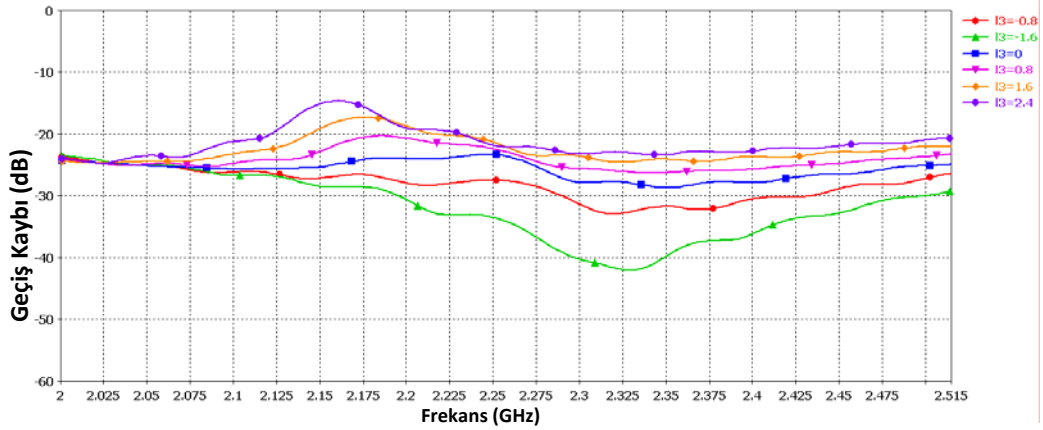


Şekil 2.39. RO 4350 $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=3.48$, $\tan\delta=0.004$, TM_{21} , $f = 2.118\text{GHz}$, $w=8\text{mm}$, $l_1= l_2=4.8\text{mm}$, parametrelerine sahip Ayarlanabilir frekanslı LHCP dairesel mikroşerit disk antenin $f = 2.118\text{GHz}$ için üç boyutlu yönlülüğünün ışıma örüntüsü.

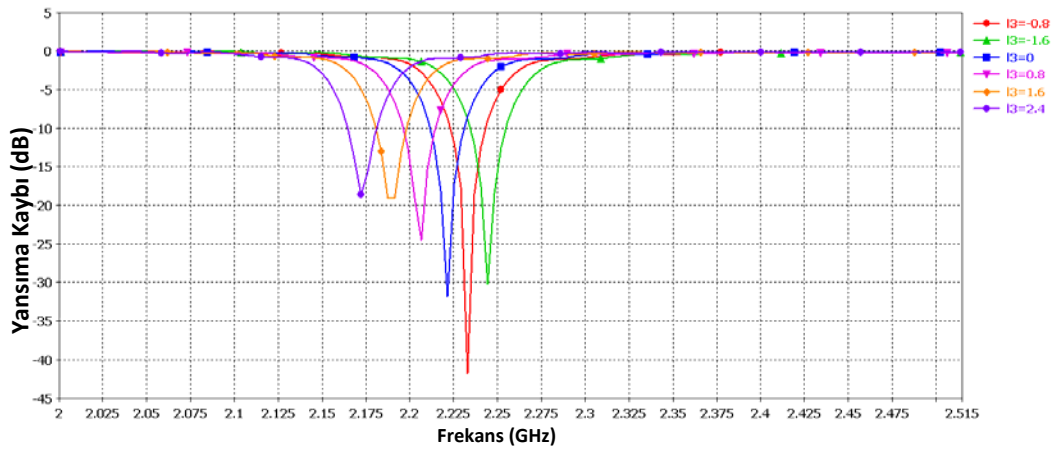
Frekansı ayarlanabilir dairesel mikroşerit disk antenin deneysel olarak doğrulamasını yapmak için $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f = 2.229\text{GHz}$ için TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere prototip anten üretilmiş ve ölçümler gerçekleştirilmiştir. Ölçümler öncesi elde edilen benzetim sonuçları Şekil 2.40, 2.41 ve 2.42'de görülmektedir. Buna göre saplama uzunluğu 0.8 ile 2.4mm arasında değiştirildiğinde her iki prob için yansımaya kayıpları ile besleme problemleri arası geçiş kaybı bu şekillerde sırasıyla verilmektedir.



Şekil 2.40. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f = 2.229\text{GHz}$ için TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip antenin birinci besleme probunun yansımaya kaybının frekansa ve farklı saplama uzunluklarına göre değişimi.



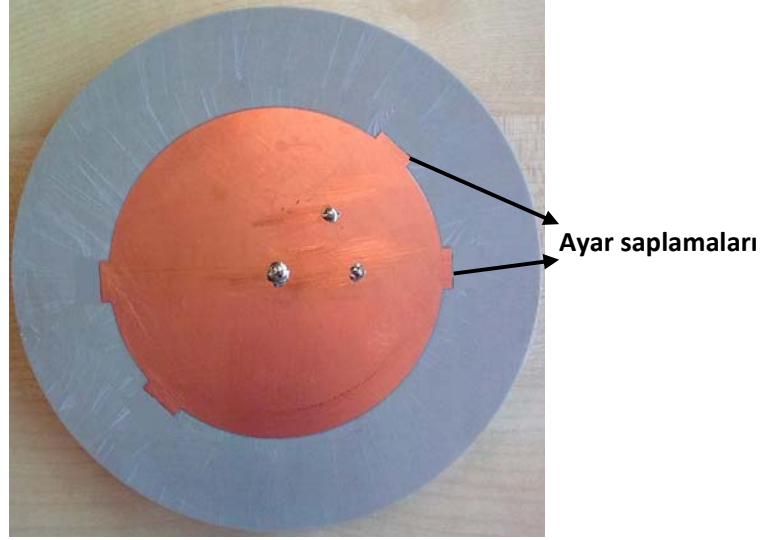
Şekil 2.41. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f=2.229\text{GHz}$ için TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip antenin besleme problemleri arasındaki izolasyonunun frekansa ve farklı saplama uzunluklarına göre değişimi.



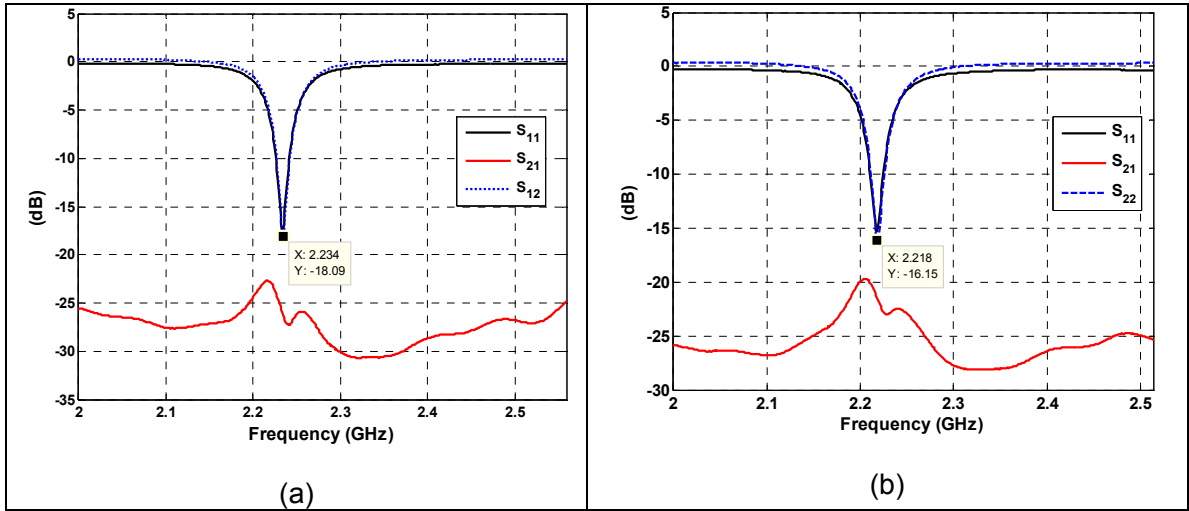
Şekil 2.42. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f=2.229\text{GHz}$ için $l=2.44\text{mm}$ olmak üzere TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip antenin CST MS'de benzetimle elde edilen besleme problemleri arasındaki izolasyonunun frekansa ve farklı saplama uzunluklarına göre değişimi.

Yapılan benzetimlere göre 0.8 ile 2.4mm'lik saplama uzunluğu değişimi ile 57MHz'lik ayar kabiliyeti sağlanabilmektedir. Bu sırada problemler arasında oluşan bağlaşım oranı da -15dB ile -19dB arasında değişmektedir. Üretilen prototip anten Şekil 2.43.'de görülmektedir (Akan, V., ve Yazgan, E., 2010 (3)). Prototip antende farklı saplama

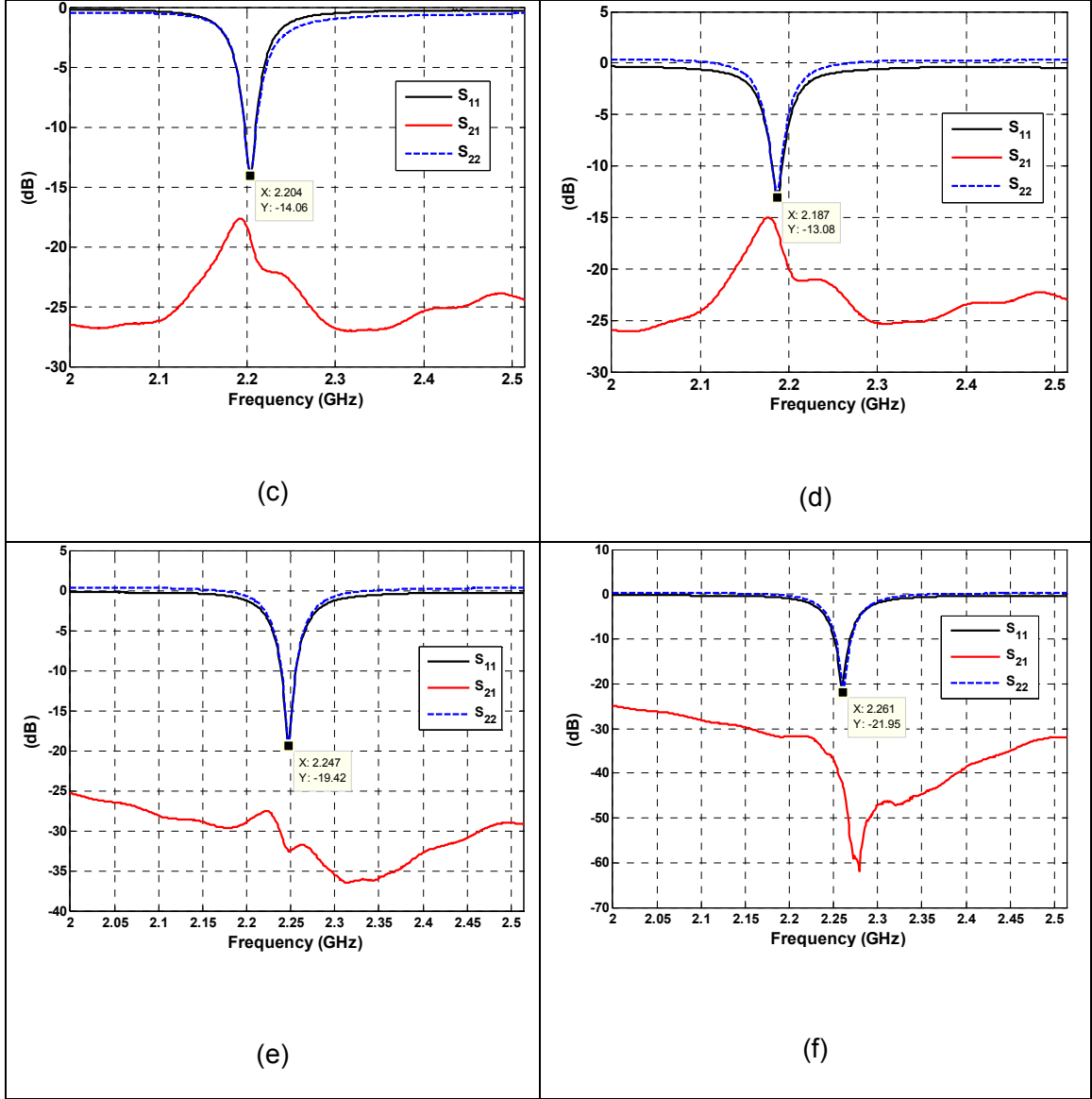
uzunluklarına göre elde edilen proplar için yansıma ve proplar arası geçiş kayıpları Şekil 2.44.'de verilmiştir.



Şekil 2.43. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f=2.229\text{GHz}$ için $l=2.44\text{mm}$ olmak üzere TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip anten

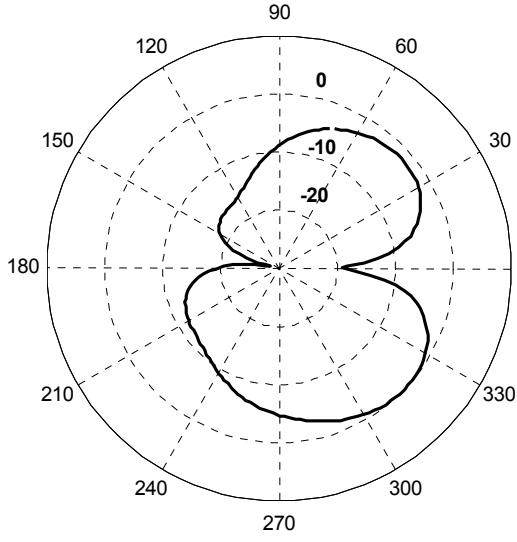


Şekil 2.44. $h=1.575\text{mm}$, $\epsilon_r=2.45$, $\tan\delta=0.0016$, özelliklerinde baskı devre kartı üzerinde $f=2.229\text{GHz}$ için $l=2.44\text{mm}$ olmak üzere TM_{21} modunda uyarım sağlamak üzere üretilmiş prototip antenin farklı saplama uzunluk eklemeleri için yansıma ve geçiş kayıpları a) $\Delta l = 0$, b) $\Delta l = 0.8$, c) $\Delta l = 1.6$, d) $\Delta l = 2.4$, e) $\Delta l = -0.8$, f) $\Delta l = -1.6$ Elde edilen ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçları ile uyumlu olduğu görülmektedir.

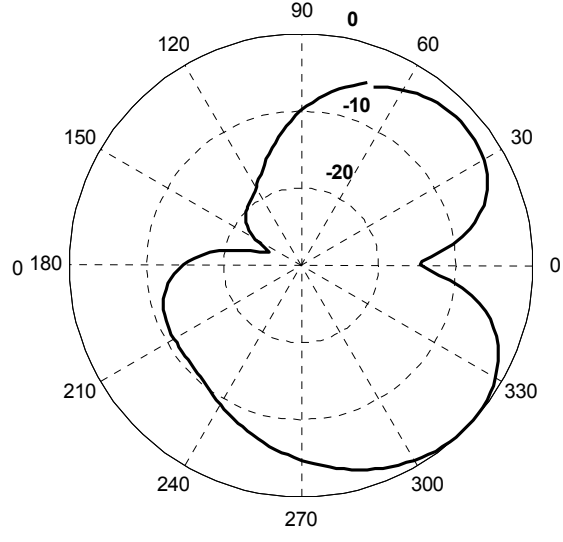


Şekil 2.44. devam ediyor.

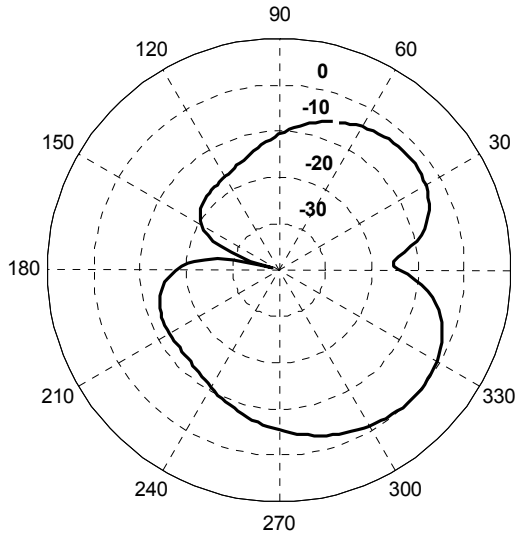
Ayrıca besleme problemleri arasındaki izolasyon genel olarak antenin çalışma frekans aralığında 15dB'nin altındadır. Bir diğer ölçüm antenin yönlülüğü ve kazancı için yansımaz odada gerçekleştirilmiştir. Farklı azimut açı değerleri için yükselme açısına göre benzetim ve uzak alan ölçümleri ile elde edilen sonuçlar Şekil 2.45.'de görülmektedir.



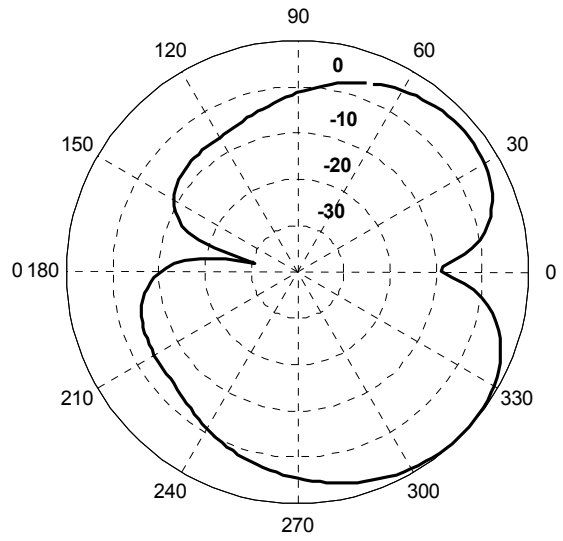
a) E-düzlemi $\phi=0^\circ$



b) E-düzlemi $\phi=45^\circ$

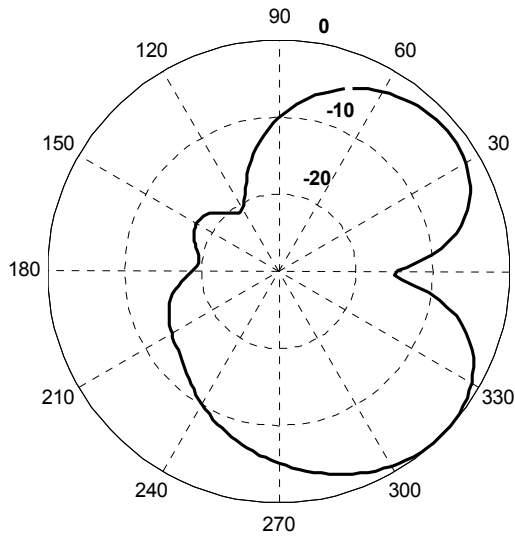


c) E-düzlemi $\phi=90^\circ$

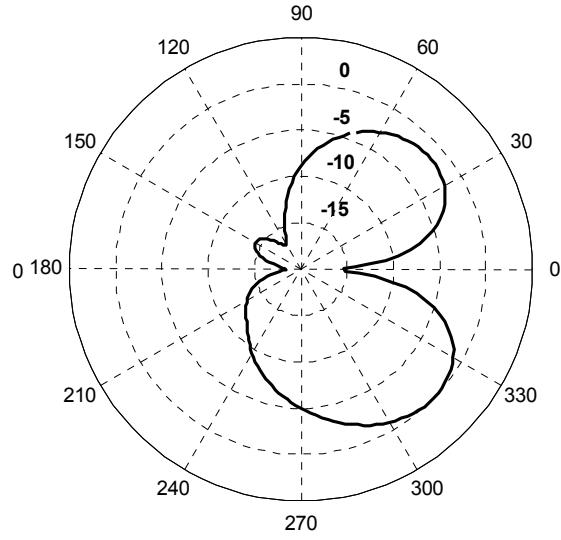


d) E-düzlemi $\phi=135^\circ$

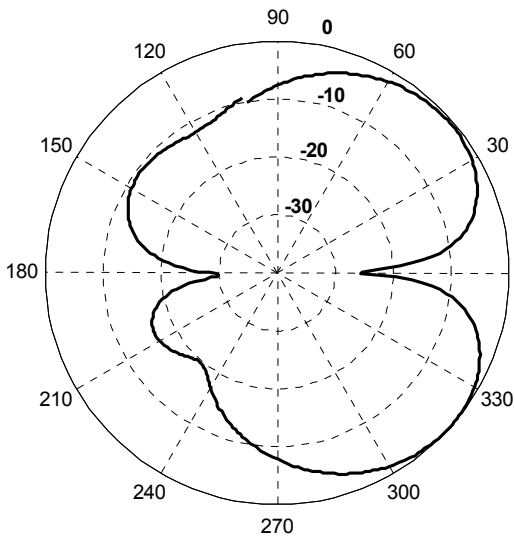
Şekil 2.45. Farklı azimut açı değerleri için yükselme açısına göre benzetim ve uzak alan ölçümleri ile elde edilen sonuçlar (a,b,c,d)



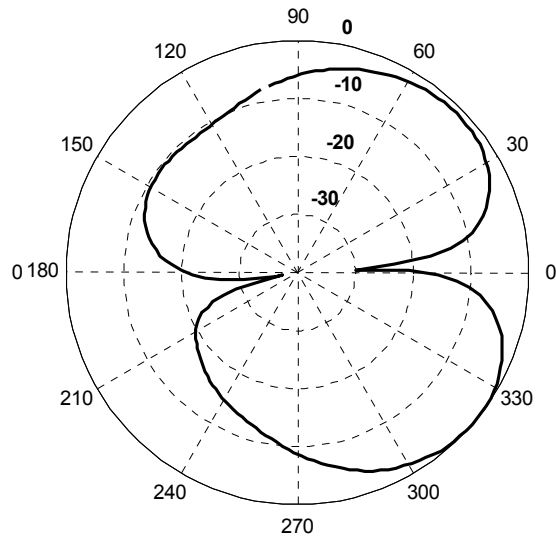
e) E-düzlemi $\phi=180^\circ$



f) E-düzlemi $\phi=270^\circ$

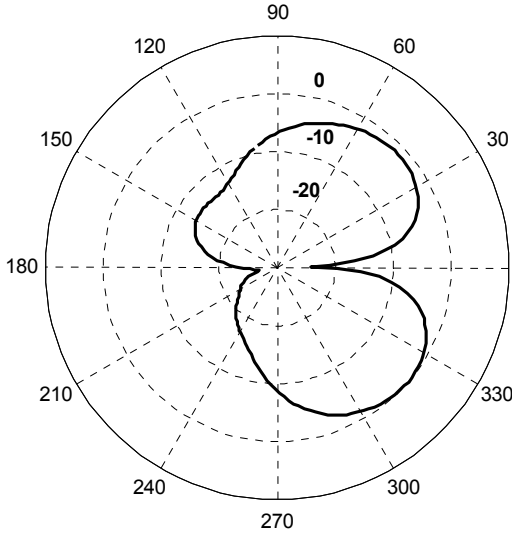


g) H-düzlemi $\phi=0^\circ$

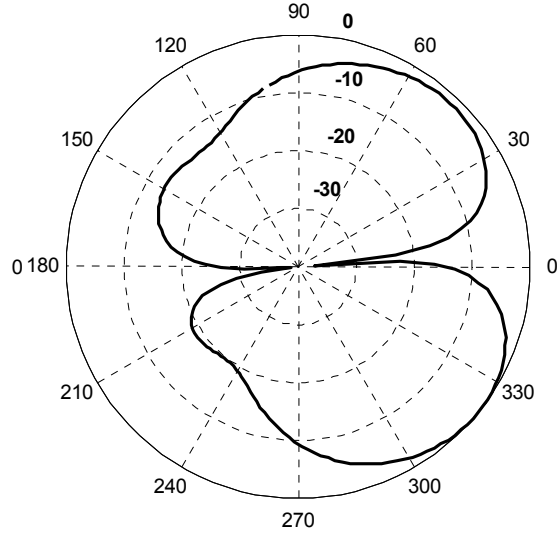


h) H-düzlemi $\phi=45^\circ$

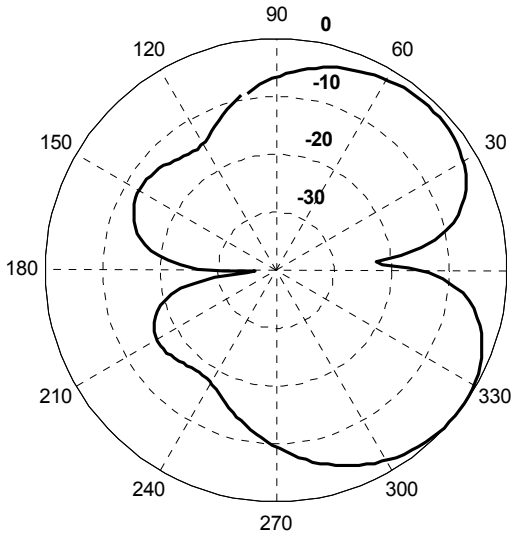
Şekil 2.45. devam ediyor. Farklı azimut açı değerleri için yükselme açısına göre benzetim ve uzak alan ölçümleri ile elde edilen sonuçlar (e,f,g,h)



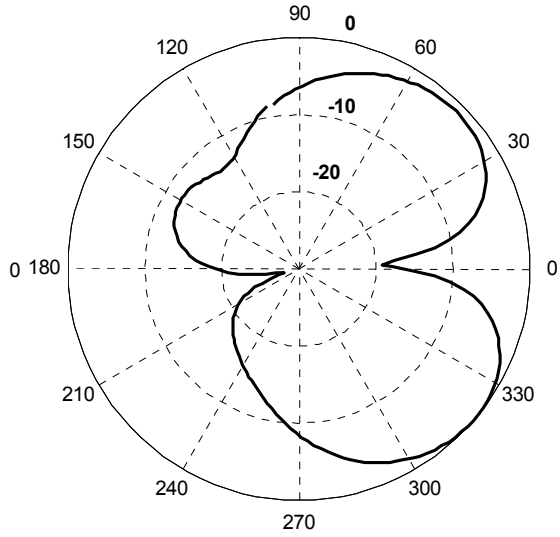
i) H-düzlemi $\phi=90^\circ$



j) H-düzlemi $\phi=135^\circ$



e) H-düzlemi $\phi=180^\circ$



f) H-düzlemi $\phi=270^\circ$

Şekil 2.45. Farklı azimut açı değerleri için yükselme açısına göre benzetim ve uzak alan ölçümleri ile elde edilen sonuçlar (i,j,e,f)

2.8. Yorumlar

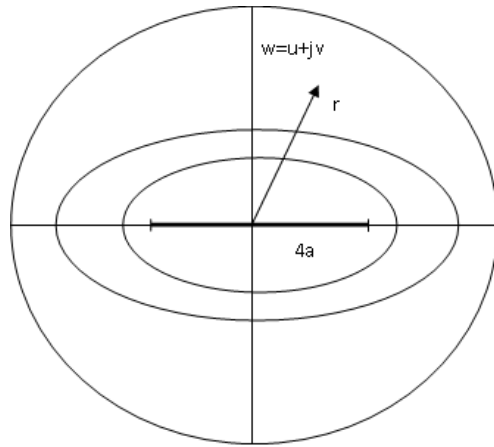
Çift ayar saplamalı çalışma frekansı değiştirilebilir dairesel mikroşerit disk antenin sırasıyla Bölüm 2.2. ve Bölüm 2.3.'de kapasitif yaklaşım ve kavite duvar pertürbasyonu yöntemiyle analizi gerçekleştirilmiştir. Daha sonra ayar saplamalarının

farklı TM uyarımları için dairesel mikroşerit disk anten için maksimum elektriksel alan enerji değişimleri incelenerek fiziksel anlamı yorumlanmış ve ayrıca ayar saplamalarından dolayı bu antenler için rezonans frekanslarının değişimi analitik olarak elde edilmiştir. Elde edilen edilen analitik yaklaşımlar benzetim ve prototip anten üzerinde gerçekleştirilen ölçüm sonuçları ile sınıanmıştır. Benzetim sonuçlarında elde edilen veriler ışığında da analitik yaklaşım düzeltilmiş ve genel kullanılabilir hale getirilmiştir. Yine bu antenlerin maksimum elektriksel alan enerji değişimleri incelenerek çalışılan antenler çift bantlı hale getirilmeye çalışılmıştır. Benzer şekilde çift beslemeli dairesel mikroşerit disk antenin dairesel polarizasyonda farklı TM uyarımları benzetimleri gerçekleştirilmiştir. TM_{21} uyarımı için ayrıca prototip anten üretilmiş ve elde edilen S-parametreleri ile ışınma örüntüleri için sonuçlar analiz sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen analitik, nümerik ve deneysel çalışmalara göre bu antenler hava ve uzay platformlarındaki uzölçüm ve uzkomut haberleşme sistemlerinde kullanılabilir.

3. EŞDEĞER YARIÇAP TEOREMİ VE BASKI ANTENLERE UYGULANMASI

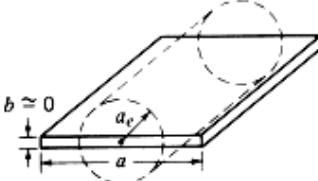
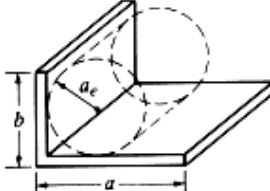
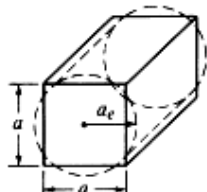
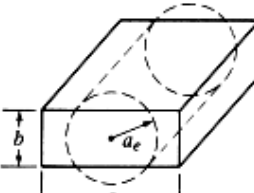
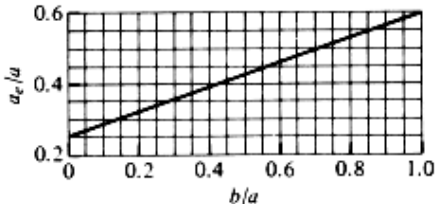
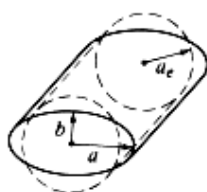
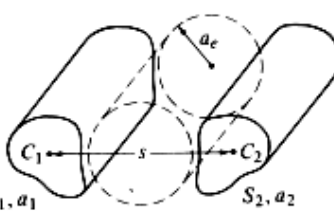
3.1. Giriş

Bilindiği üzere karmaşık düzlemsel elektrostatik ve yaklaşık durağan problemler konformal dönüşüm yöntemleri ile çözümlenebilmektedir, (Akan, 2004; Yazgan vd., 2008). Homojen ortamda bulunan ve kesiti silindirik olmayan ince tel antenlerin çözümlenmesi için ilk olarak Hallen (1962) ve King (1956) tarafından ortaya atılmıştır. Detaylı uygulamalar ise Uda ve Mushiake (1954) tarafından gerçekleştirilmiştir. Hallen (1962) tarafından önerilen eşdeğerlik teoremi iki boyutlu elektrostatik yaklaşıma dayanmaktadır ve esas antenin ince tel antene dönüştürülmesi dolayısıyla eşdeğer yarıçapın hesaplanması gerekmektedir. Bu yaklaşımda ilgili antenin birim uzunluktaki kapasitansının bilinmesi gerekmektedir. Konformal dönüşüm yöntemi ile birçok kesitteki antenin eşdeğer yarıçapını hesaplamak mümkün olmuştur (Balanis, 2005). Bunlar aşağıdaki tabloda listelenmiştir. Çizelge 3.1. verilen ilk yapı özellikle şerit yapıdaki antenler için rahatlıkla kullanılabilir. Böylece analizi daha karmaşık olan yapılar silindirik ince tel olarak modellenip çözümleri bilinen bir yapıda yapılabilir. Hallen'in eşdeğer yarıçap kavramının da temeli olan bu yapı için aşağıdaki şekilde gösterilen düzlem kullanılabilir. Şekil 3.1.'de verilen eğriler bir şerit ve şerit etrafında oluşan eş-potansiyel çizgilerini ifade etmektedir. Bilindiği gibi eş-potansiyel eğrilerine dik olarak da akı (elektriksel potansiyel için elektrik alan çizgileri) fonksiyonları tanımlanabilir.



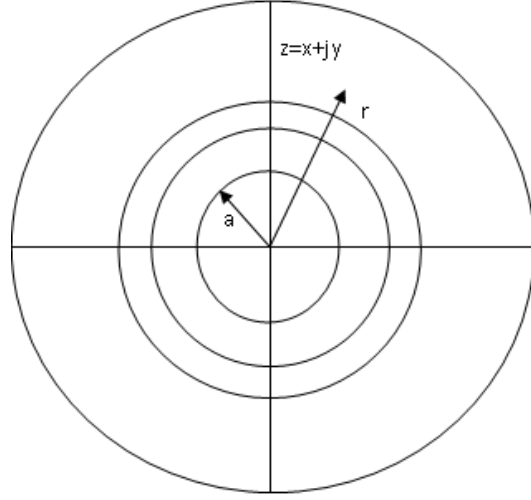
Şekil 3.1. Bir şerit ve şerit etrafında oluşan eş-potansiyel çizgileri

Çizelge 3.1. Bazı anten yapılarının eşdeğer yarıçapları (Balanis, 2005).

Geoemtrik Şekil	Elektriksel Eşdeğer Yarıçap
	$a_e = 0.25a$
	$a_e \approx 0.2(a + b)$
	$a_e = 0.59a$
	
	$a_e = \frac{1}{2}(a + b)$
	$\ln a_e \approx \frac{1}{(S_1 + S_2)^2} \times [S_1^2 \ln a_1 + S_2^2 \ln a_2 + 2S_1 S_2 \ln s]$ <p> S_1, S_2 = peripheries of conductors C_1, C_2 a_1, a_2 = equivalent radii of conductors C_1, C_2 </p>

3.2. Sonsuz İncelikteki Şerit Antenin Eşdeğer Yarıçapının Hesaplanması

Şekil 3.1.'deki şerit ve dönüştürülecek olan ince tel ile bunların etrafında oluşan eş-potansiyel çizgileri Şekil 3.2.'de gösterilmektedir.



Şekil 3.2. Bir şerit ve etrafındaki eş-potansiyel çizgilerinin ince tel durumuna dönüştürülmesi.

Aşağıdaki iki fonksiyon iki düzlem arasındaki konformal dönüşümü sağlamaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta eş-odaklı elipsler boyut olarak küçültüldüğünde Şekil 3.2.'de görüldüğü gibi çizgiye indirgenir ki bu şerit antenin kesiti için kullanılacak olan modeldir. Dönüşüm fonksiyonu olarak

$$w = z + \frac{a}{z} \quad \text{ve} \quad z = \frac{w}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{w}{2}\right)^2 - a^2} \quad (3.1)$$

kullanılırsa z için

$$z = r e^{j\phi} \quad (3.2)$$

tanımı yapılırsa

$$u = \left(r + \frac{a^2}{r}\right) \cos \phi, \quad v = \left(r - \frac{a^2}{r}\right) \sin \phi \quad (3.3)$$

ifadeleri elde edilir. Bu ifadelerde eş-eksenli çemberler ve radyal çizgiler w-düzlemindeki eş-odaklı elips ve hiperbollere transfer edilmektedir. Ayrıca bu ifadelerdeki r ya da ϕ 'nin elenmesi ile

$$\left(\frac{u}{r+a^2/r}\right)^2 + \left(\frac{v}{r-a^2/r}\right)^2 = 1, \quad \left(\frac{u}{2a \cos \phi}\right)^2 - \left(\frac{v}{2a \sin \phi}\right)^2 = 1, \quad (3.4)$$

eşitliklerine ulaşılır. Bu ifadelerden anlaşılacağı üzere $r=a$ çemberi, genişliği $4a$ olan şerit yapısına transfer edilmektedir.

Eşdeğer yarıçap kavramı başka bir analitik yol ile de gösterilebilir. Bunun için Butler (1982) iletken silindir yüzeyi üzerinde ve dar şerit üzerinde indüklenen akım yoğunluklarının ifadelerini karşılaştırmaktadır. Genel bir kesite sahip mükemmel iletken silindir üzerinde integral eşitliği silindir eksenine göre değişmeyecek şekilde gelen TM dalgası tarafından indüklenen yüzey akımı için sınır koşulu uygulanarak elde edilen ifade (Harrington, 1968)

$$\frac{k\eta}{4} \int_C J_z(\rho') H_0^{(2)}(k|\rho - \rho'|) dl' = E_z^{inc}(\rho) \quad (3.5)$$

olarak yazılabilir. Burada $k=w(\mu\epsilon)^{-1/2}$, $\eta=(\mu/\epsilon)^{-1/2}$, ve $H_0^{(2)}(.)$ sıfırıncı dereceden ikinci çeşit Hankel fonksiyonudur. J_z ise silindir eksenini doğrultusunda E_z^{inc} elektrik alanı tarafından silindir yüzeyinde indüklenen yüzey akımıdır. ρ ve ρ' sırasıyla silindir üzerindeki gözlem ve kaynak noktalarını ifade etmektedir. Yapı dairesel silindir olduğu durumda Eş. 3.5

$$\frac{k\eta}{4} \int_C J_z(\phi') H_0^{(2)}(2ka|\sin[(\phi - \phi')/2]) a dl' = E_z^{inc}(\phi), \quad \phi \in (-\pi, \pi) \quad (3.6)$$

olarak yazılabilir. Eğer yapı $2w$ genişliğinde şerit olarak düzenlenirse Eş.3.5'deki ifade

$$\frac{k\eta}{4} \int_{-w}^w J_z(x') H_0^{(2)}(|x-x'|) dx' = E_z^{inc}(x), \quad x \in (-w, w) \quad (3.7)$$

şeklinde düzenlenebilir. Eş.3.5 ve Eş.3.6 sırasıyla yarıçapı a olan dairesel bir silindir ve genişliği $2w$ olan bir şerit için geçerlidir.

$|ka| \ll 1$ olduğu durumda E_z^{inc} silindirin kesitin sabit bir değere sahip olduğu düşünülebilir. Ayrıca z-ekseni üzerindeki değeriyle ifade edilebilir ve $E_z^{inc} = E_z^{inc}(0)$ eşitliği yazılabilir. $|ka| \ll 1$ olduğu ve E_z^{inc} sabit olduğundan silindir üzerinde indüklenen akım Φ 'den bağımsızdır. Bu nedenle $J_z(\Phi) \approx I/2\pi a$ olarak yaklaşılabılır. Burada I silindir eksenini üzerindeki toplam akımdır. Eş.3.6'da J_z yerine $I/2\pi a$ yerleştirilirse ve ince silindir koşulları uygulanırsa aksenal akım

$$I = \frac{8\pi}{k\eta} \frac{E_z^{inc}(0)}{\int_C H_0^{(2)}(2ka|\sin(\phi'/2)|) d\phi'} \quad |ka| \ll 1 \quad (3.8)$$

olarak yazılabilir. Bu eşitlikte görüldüğü üzere Φ 'den bağımsız olduğumuz için değeri 0 kabul edilmiştir.

Dar bir şerit için indüklenen akım ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Butler ve Wilton, 1980)

$$J_z \approx \left\{ \frac{1}{kw} \frac{j2E_z^{inc}(0)}{\eta \left[\gamma + \ln\left(\frac{kw}{4}\right) + j\frac{\pi}{2} \right]} + 2H_y^{inc}(0) \left(\frac{x}{w}\right) \right\} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{w}\right)^2}} \quad |kw| \ll 1 \quad (3.9)$$

burada $\gamma=0.5772$ Euler sabiti olup $H_y^{inc}(0)$ şerit yüzeyinin merkezine dik gelen H- alanının bileşenini göstermektedir. Eş. 3.9 elde edilirken $E_z^{inc}(x)$, $x=0$ için bu ifadenin Taylor serisinin ilk iki terimi olarak ifade edilmektedir. Bu nedenle bu ifadenin hassasiyeti E_z^{inc} 'ye bağlıdır. Belirli bir $E_z^{inc}(x)$ için $|kw|$ azaldıkça bu yaklaşımın

hassasiyeti de artmaktadır. $E_z^{inc}(0) = 0$ ve $H_y^{inc}(0) \neq 0$ olmadıkça Eş. 3.9'un ilk terimi baskındır. Birinci terimdeki $1/kw$ çarpanından dolayı şerit genişliği daraldıkça baskınlığı belirgin şekilde artar. Dik gelen düzlem dalga uyarılmasında $E_z^{inc}(x) = E_z^{inc}(0)$ eşitliği tam olarak sağlanır ve ikinci terim 0 olur. Sıyırma açısında gelme durumunda ise ikinci terim varlığını korur fakat dar şerit için birinci terim hala baskındır. Bu nedenle $E_z^{inc}(0) = 0$ fakat $[(\partial/\partial x)E_z^{inc}]_{x=0} \neq 0$, olduğu durum için dar şerit akımı hassas olarak Eş. 3.9 'daki ilk terime yaklaştırılabilir.

Eş. 3.9'daki ifadenin ikinci terimi ihmal edildiğinde şerit üzerindeki akım

$$J_z = \frac{1}{\pi w} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{x}{w}\right)^2\right)}} I \quad (3.10)$$

burada dar şerit tarafından taşınan toplam akım

$$I = \int_{-w}^w J_z(x) dx \quad (3.11)$$

ile gösterilebilir. $J_z(x)$ Eş. 3.10 ile ifade edilirse Eş. 3.7

$$\frac{k\eta}{4\pi w} I \int_{-w}^w \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{x'}{w}\right)^2\right)}} H_0^{(2)}(|x - x'|) dx' = E_z^{inc}(0), \quad x \in (-w, w) \quad (3.12)$$

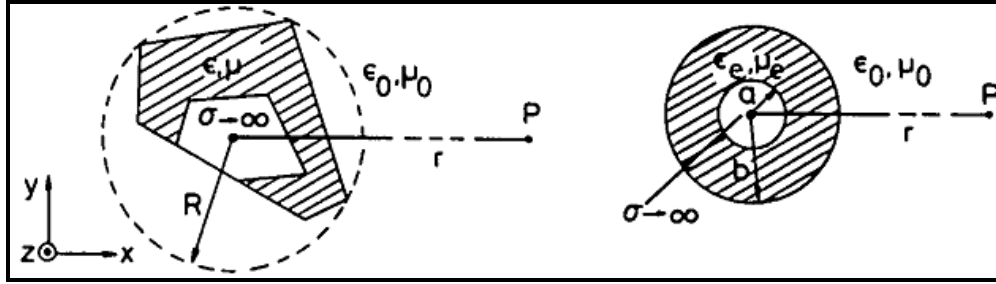
olarak yazılabilir. Bu eşitlikteki $E_z^{inc}(x)$, $E_z^{inc}(0)$ olarak yaklaştırılmıştır. $|kw| \ll 1$ için Eş. 3.10'daki $J_z(x)$ Eş. 3.12'deki ifadenin sol tarafının $-w < x < w$ aralığında temel olarak sabit olmasına neden olur. Bu nedenle Eş. 3.12'deki x yerine 0 kullanılmıştır. Son olarak Eş. 3.12'deki x' değişkeni $w \sin(\Phi/2)$ ile değiştirilirse dar şeritteki aksenal toplam akım

$$I = \frac{8\pi}{k\eta} \frac{E_z^{inc}(0)}{\int_{-\pi}^{\pi} H_0^{(2)}(kw|\sin(\phi'/2)|) d\phi'}, \quad |kw| \ll 1 \quad (3.13)$$

olarak ifade edilebilir. Eş. 3.13 ile 3.8 karşılaştırıldığında $w=2a$ olduğu dolayısıyla eşdeğer silindirin yarıçapının şerit genişliğinin dörtte biri olduğu açıktır.

3.3. İnce Silindirik antenlerin Eşdeğer Yarıçap Kavramının Genelleştirilmesi

Şekil 3.3.'de keyfi kesitteki bir antenin ve eş-eksenli olacak şekilde bunu çevreleyen ϵ ve μ parametrelerine sahip kılıf yapısı görülmektedir.

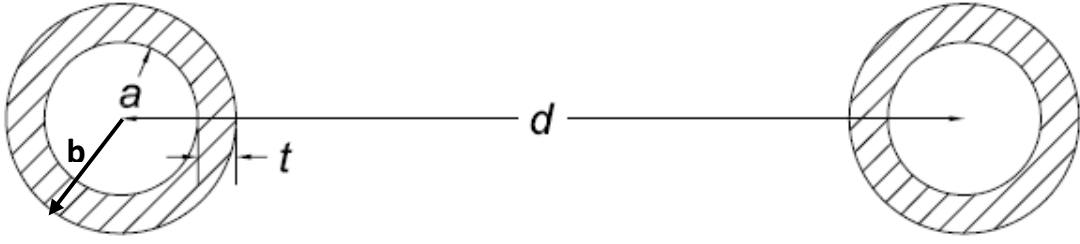


Şekil 3.3. Keyfi kesitteki bir antenin ve eşdeğer silindirik anten yapıları (Popovic ve Nestic, 1984).

Popovic ve Nestic (1984) tarafından özellikle baskı şerit antenlerin eşdeğer yapısı elde edilmiştir. Böylece problem bilinen bir anten yapısına-ki burada ince tel anten olarak dikkate alınmıştır-indirgenmiştir. Bu yapılar için yapılan varsayımlar kullanılan metallerin mükemmel iletken, ortamların basit ve ince tel antenin yarıçapının dalga boyundan çok küçük ($r \ll \lambda$) olduğu şeklinde sıralanabilir.

Öncelikle dielektrik ya da manyetik bir katmanla kaplanan ince tel yapının birim uzunluktaki kapasitansı ya da indüktansı elde edilmelidir. Eğer yapının dielektrik bir katmanla kaplı olduğunu varsayarsak bu yapının aynı fiziksel parametrelere sahip

başka bir eşleniğinin d uzaklığında olduğu ve $d \gg b$ olduğu varsayılırsa (bkz. Şekil 3.4.) yapının kapasitansı elektrostatik yaklaşımla hesaplanabilir.



Şekil 3.4. Dielektrik ile kaplı tel antenin birim uzunluktaki kapasitansının hesaplanması için iletim hattı modellemesi.

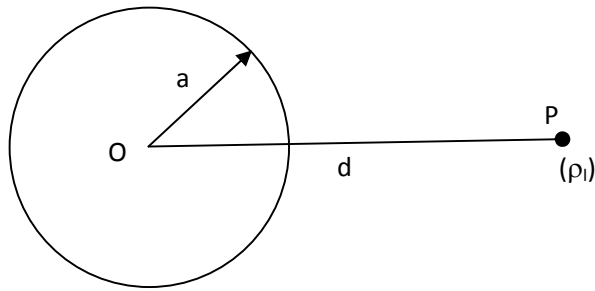
Bilindiği gibi çizgi yükü ve buna paralel iletken silindir üzerindeki toplam potansiyel (Cheng, 1989) Şekil 3.5.'deki gibi modellenirse M noktasındaki potansiyel

$$V = -\int_{r_0}^r E_r dr = -\frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \int_{r_0}^r \frac{1}{r} dr = \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_0}{r} \quad (3.14)$$

$$V_M = \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_0}{r} - \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_0}{r_i} \quad (3.15)$$

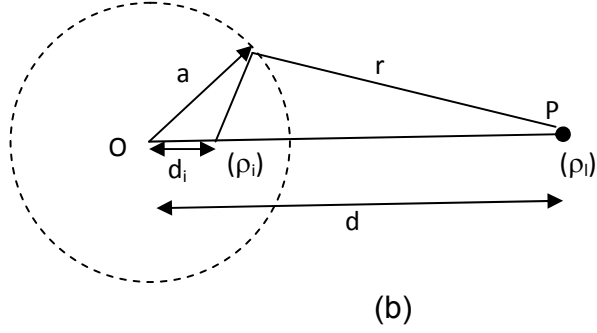
$$V_M = \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_i}{r} \quad (3.16)$$

olarak ifade edilir.



(a)

Şekil 3.5. İnce tel etrafında d uzaklığındaki bir noktada potansiyelin hesaplanması



Şekil 3.5. devam ediyor

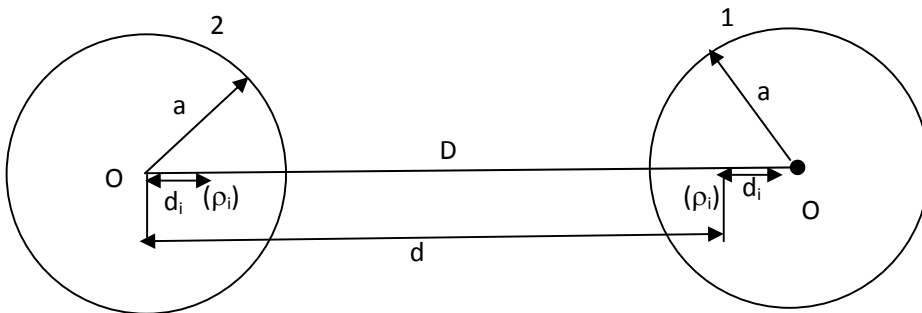
Burada üçgenler arasındaki benzerlikten

$$\frac{r_i}{r} = \frac{a}{d} = \frac{d_i}{a} \quad (3.17)$$

kullanılırsa

$$V_M = \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{a}{d} \quad (3.18)$$

olarak yeniden düzenlenebilir. Elde edilen bu yöntem Şekil 3.6.'da gösterilen iki telli iletim hattının kapasitansını hesaplamak için kullanılabilir.



Şekil 3.6. İki telli iletim hattı.

Sırasıyla 1 ve 2 yüzeyindeki potansiyeller yazılacak olursa

$$V_1 = -\frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{a}{d} \quad (3.19)$$

$$V_2 = \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{a}{d} \quad (3.20)$$

$$C = \frac{\rho_l}{V_1 - V_2} = \frac{\pi\epsilon_0}{\ln(d/a)} \quad (3.21)$$

$$d = D - d_i = D - \frac{a^2}{d} \quad (3.22)$$

Eğer $D \gg a$ olursa $d = D$ 'dir.

Benzer yaklaşım Şekil 3.4.'deki dielektrik katman ile kaplanmış iki telli iletim hattı için uygulanırsa toplam potansiyel

$$V = \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{b}{a} + \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{D}{b} - \left[\frac{-\rho_l}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{b}{a} - \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{D}{b} \right] \quad (3.23)$$

olarak elde edilir ve daha sonra kapasitans

$$\begin{aligned} C_{\text{iki telli hat}} &= \frac{\rho_l}{\frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{b}{a} + \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{D}{b} - \left[\frac{-\rho_l}{2\pi\epsilon_0\epsilon_r} \ln \frac{b}{a} - \frac{\rho_l}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{D}{b} \right]} \\ &= \frac{\pi\epsilon_0}{\frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{b}{a} + \ln \frac{D}{b}} \\ &= \frac{\pi\epsilon_0}{\ln \frac{D}{a} - \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r}\right) \ln \frac{b}{a}} \end{aligned} \quad (3.24)$$

olarak yazılır. Elde edilen bu ifadeye göre ince silindirik tel haline indirgenmiş asıl yapının kapasitesi belirlenirse eşdeğer antendeki dış katmanın kalınlığı hesaplanabilir. Bu durum için Eş. 3.24 düzenlenirse

$$\frac{b}{a} = \exp\left[\frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \left(\ln(D/a) - \frac{\pi\epsilon_0}{C'} \right)\right] \quad (3.25)$$

İfadesi elde edilir. Böylece dielektrik katman üzerinde oluşturulmuş bir şerit için dışı b-a kalınlığındaki dielektrik katmanla izole edilmiş eşdeğer yapının parametreleri bulunabilir. Buradaki iletim hattı modellemesi kullanılarak elde edilecek hat kapasitansı eş-düzlemlî şerit (coplanar strip line) hat modellemesi kullanılarak elde edilmektedir. Bunun için de aşağıdaki yaklaşım kullanılabilir (Nguyen, 2001).

Yapı için etkin dielektrik ifadesi

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{(\epsilon_{r1} - 1) K(k'_0) K(k_1)}{2 K(k_0) K(k'_1)} \quad (3.26)$$

Şeklinde ifade edilirken karakteristik empedans değeri

$$Z_0 = \frac{120\pi K(k'_0)}{\sqrt{\epsilon_{eff}} K(k_0)} \quad (3.27)$$

olarak yazılabilir. Burada K(k) birinci dereceden tam eliptik integrali ifade eder, k eliptik modülü ve K(k'), K(k)' nin, $k' = \sqrt{1 - k^2}$ olmak üzere, tamamlayıcıdır.

$$k_0 = \frac{S/2}{L/2} \quad (3.28)$$

ve

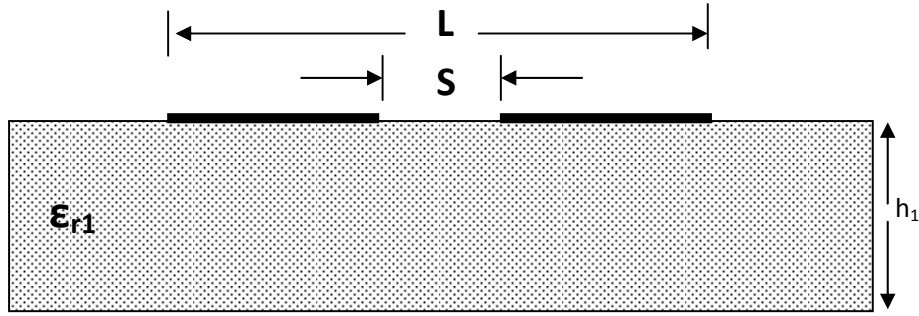
$$k_1 = \frac{\sinh(\pi S / 4h)}{\sinh(\pi L / 4h)} \quad (3.29)$$

olarak ifade edilir. Hat kapasitesi ise

$$C' = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c_0 Z_0} \quad (3.30)$$

olarak yazılabilir. Burada c_0 boş uzaydaki ışık hızını ifade etmektedir.

Şekil 3.7.'deki yapı için $L=S+2w$ ve $S=D$ 'dir. Popovic ve arkadaşlarının yaptıkları bu çalışma antenin durağan kapasitansının doğrudan hesaplanması yerine iletim hattı modellemesi yaparak bunu elde etmeye çalıştıklarını göstermektedir. Ancak Eşitlik 3.25'den anlaşılacağı üzere eşdeğer antendeki dielektrik katman kalınlığı seçilen D uzaklığına göre değişim göstermektedir. Buna ek olarak dielektrik kalınlığı b 'nin D 'nin büyük değerleri için belli bir değere yakınsaması gerekmektedir. Şekil 3.8.'deki yapı için yapılan analizde Popovic ve Nesic (1984) $D/a > 9$ önerisinin yeterli olmadığı Şekil 3.9.'da açıkça görülmektedir. Şekil 3.9.'a göre b 'nin 6'ya yakınsaması ancak $S=D=100a=300\text{mm}$ civarında başlamaktadır (Akan, V., ve Yazgan, E., 2010 (2)).

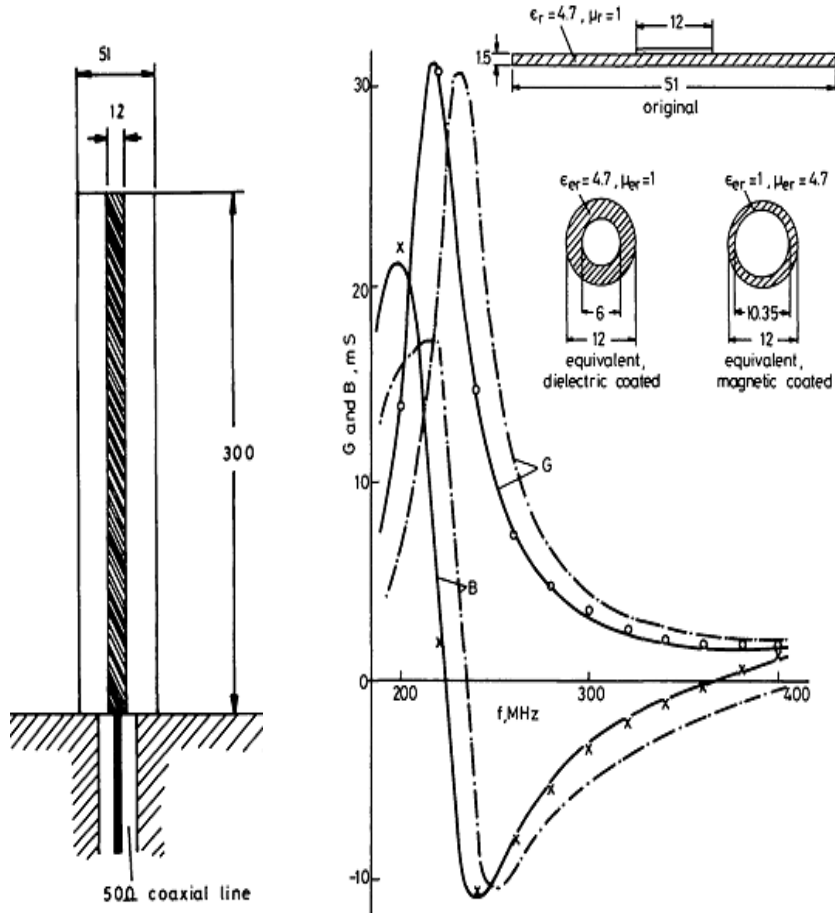


Şekil 3.7. Eş-düzlemli şerit iletim hat için kesit parametreleri.

Şekil 3.9.'da görüldüğü üzere elde edilen teorik sonuçlar deneysel verilerle doğrulanmıştır. Elde edilen ifadeler baskı monopollü ve dipollü antenler için kullanılabilir. Bununla beraber bu tez çalışmasında eşdeğer tel yapıya transfer edilen antenlerin giriş empedansları ve hatta dielektrikten kaynaklanan rezonans frekansının değişiminin hesaplanabileceği öngörülmektedir.

Ancak bu hesaplamaları gerçekleştirebilmek için dielektrik kaplı tel antenin giriş empedansı hesaplanmalıdır. Literatürde bununla ilgili Lamensdorf (1967), Richmond and Newman (1976), Popovic vd. (1981), Ting (1969), Jaisson (2008) tarafından çalışmalar yapılmıştır. Jaisson'ın (2008) çalışmasında ince dielektrik katmanla ($b=4a$ 'ya kadar) kaplanmış monopollü ve dipollü antenlerin giriş empedanslarını hesaplamak için ifadeler elde edilmiş ve elde edilen bu ifadeler deneysel sonuçlar ile

birbirlerine oldukça yakın çıkmışlardır. Jaisson'ın çalışmasında kullandığı dielektrik katmanla kaplı monopol anten modeli Şekil 3.10'da görülmektedir.

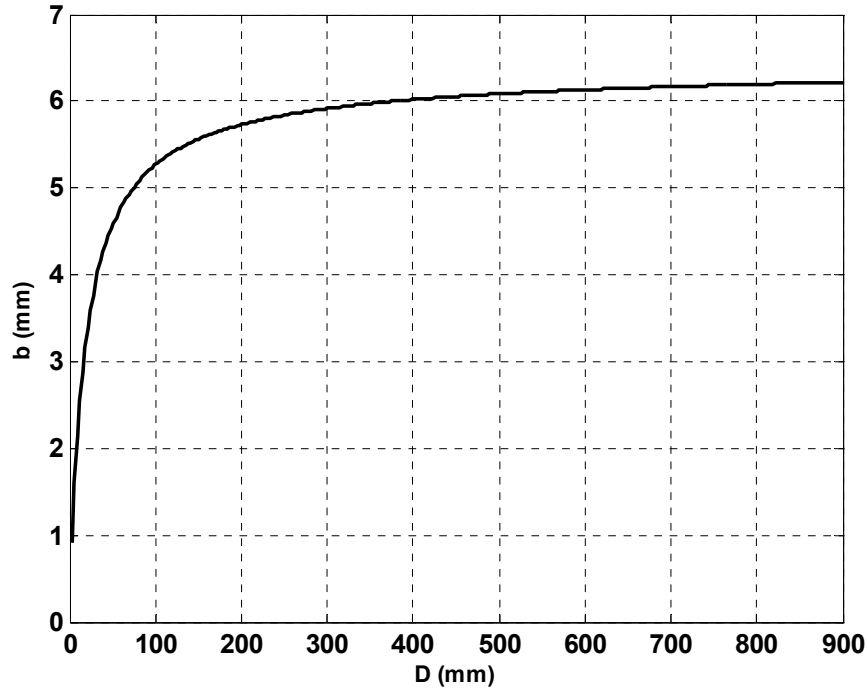


----- Teorik analiz

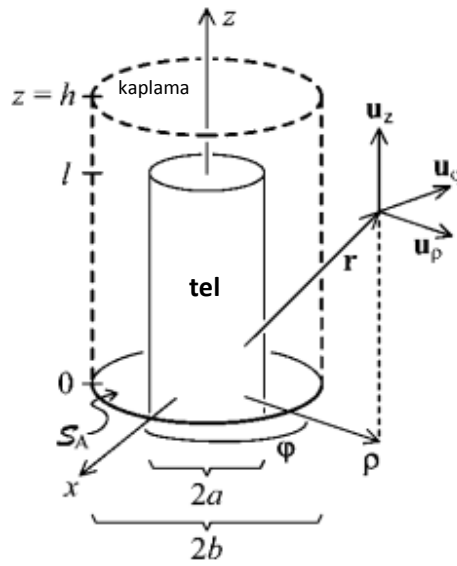
O, x Deneysel

----- Dielektrik katman olmadan çıplak anten için hesaplanan teorik

Şekil 3.8. $\epsilon_r=4.7$, $w=12\text{mm}$, $h=1.5\text{mm}$, $l=300\text{mm}$ için $f=200\text{-}400\text{MHz}$ aralığında analizi yapılan monopol antenin iletkenlik G ve saseptansı B'nin frekansa karşı çizilen teorik ve deneysel sonuçlar (Popovic ve Nesic, 1984).



Şekil 3.9. Şekil 3.8'deki yapı için b 'nin (dielektrik katmanın dahil olduğu dış yarıçap) D 'ye (iki tel arasındaki mesafe) göre değişimi (Akan, V., ve Yazgan, E., 2010 (2)).



Şekil 3.10. Dielektrik katmanla kaplanmış tel monopol anten.

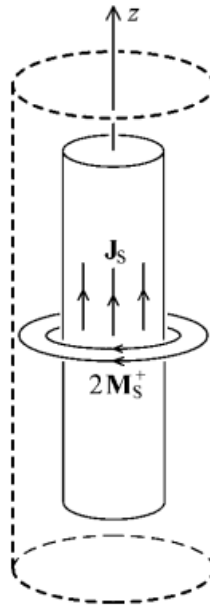
Dielektrik kaplı bu antenin beslemesi Şekil 3.11.'de görüldüğü üzere fril kaynak $2M_s^+$ ile modellenmiştir. Analizi basitleştirmek için $z=0$ 'da monopul toprak düzlem üzerine yerleştirilebilir. Kaplanmış tel dipol Şekil 3.11'de görüldüğü gibi $2M_s^+$ döner kaynak

tarafından uyarılmaktadır. Böylece Şekil 3.10 yerine Şekil 3.11 hesaplamalar için kullanılacaktır. \mathbf{J}_s , $2\mathbf{M}_s^+$ tarafından telin yüzeyi S_w 'da (ince tel yüzeyi) indüklenen akım yoğunluğundan ince tel dipolde olduğu gibi \mathbf{a}_z yönünde parçalı sinüs akım varsayılabilir (Collin, 1966; 1969; Schelkunoff and Friis, 1952) ve dipolün uçlarındaki bağlı olarak küçük akım ihmal edilirse

$$\overline{J}_s(z) = \frac{I Z(z) \hat{a}_z}{2\pi a} \quad (3.31)$$

ifadesi yazılabilir. Burada $Z(z)$

$$Z(z) = \begin{cases} \frac{\sin(k_\epsilon(l - |z|))}{\sin(k_\epsilon l)}, & |z| \leq l \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (3.32)$$



Şekil 3.11. Dielektrik katmanla kaplanmış tel monopol antenin beslemesinin modellenmesi.

I için yukarı yönlü olarak $z=0$ boyunca

$$I = \oint_{C_A} \overline{H} \cdot d\overline{l} \quad (3.33)$$

olarak ifade edilebilir. Burada $C_A S_A$ 'nın iç konturudur. ($\rho=a^+$, $z=0$).

$Z(z)$ için tanımlanan k_ε henüz bilinmemekle beraber deneyler k_ε 'nin k_0 ile yaklaşık aynı değerde olduğunu göstermektedir. Üstelik \mathbf{a}_n yönündeki alanların uzaysal değişimleri $b \ll \lambda_0/4$ olduğundan kaplamanın içinde k_ε 'den daha büyüktür. Bir başka deyişle bu bölgedeki alanlar yaklaşık durağan sayılabilir ve bu özellik

$$k_\varepsilon \ll |\nabla| \quad (3.34)$$

olarak ifade edilebilir.

\mathbf{E} , S_w 'ya diktir ve yüzey elektrik yükleri ile belirlenir.

$$q_s = \varepsilon_0 \varepsilon_c \hat{n} \cdot \bar{\mathbf{E}} \quad (3.35)$$

Bu eşitlik \mathbf{J}_s ile süreklilik eşitliği dolayısıyla ilişkilidir (Jaisson, 2008)

$$\nabla \cdot \delta(p-a) \bar{\mathbf{J}}_s = -j\omega \delta(p-a) q_s \quad (3.36)$$

δ burada Dirac vuru-pulse fonksiyonunu ifade etmektedir. $Z' = \partial Z / \partial z$ 'nin $z=0$ 'da $k_\varepsilon l = \pi/2$ olmadıkça süreksiz ve $z = \pm l$ de süreksiz olduğuna dikkat edilerek Eş. 3.31'ye göre

$$q_s(z) = \frac{-IZ'(z)}{j\omega 2\pi a} \quad (3.37)$$

ve Eş. 3.37'de kullanılarak $\rho=a^+$ yüzeyinde ve $0 < |z| < l$ için

$$\bar{\mathbf{E}}(\varepsilon_c, r) = \frac{-IZ'(z) \hat{u}_p}{j\omega 2\pi a \varepsilon_0 \varepsilon_c} \quad (3.38)$$

yazılabilir. Eş. 3.33, 3.34, 3.38 kullanılarak bu yüzeyde

$$\left| \frac{\partial \bar{\mathbf{E}}_p}{\partial z} \right| \ll \left| \frac{\partial \bar{\mathbf{E}}_p}{\partial \rho} \right| \quad (3.39)$$

olarak ifade edilebilir. Telin hemen yakınındaki yaklaşık durağan Maxwell eşitliği $\nabla \times \mathbf{E} = 0$ kullanılarak

$$\nabla \times \mathbf{E} = \begin{vmatrix} \hat{u}_\rho & \hat{u}_\phi \rho & \hat{u}_z \\ \frac{\partial}{\partial \rho} & \frac{\partial}{\partial \phi} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_\rho & \rho E_\phi & E_z \end{vmatrix} = \hat{u}_\phi \rho \left(\frac{\partial E_z}{\partial \rho} - \frac{\partial E_\rho}{\partial z} \right) = 0 \quad (3.40)$$

buradan

$$\frac{\partial E_z}{\partial \rho} = \frac{\partial E_\rho}{\partial z} \quad (3.41)$$

eşitliği elde edilir. Eş. 3.38, 3.39 ve 3.41'e göre $a < \rho < b$, $|z| \leq l$ bölgesinde $z=0, \pm l$ 'den uzak bölgelerde $|\mathbf{E}_z| \ll |\mathbf{E}_\rho|$ 'dır. Bu nedenle Gauss yasası Eş.3.38 ile birlikte uygulanırsa

$$\bar{E}(\epsilon_c, r) = \frac{-IZ'(z) \hat{u}_\rho}{j\omega 2\pi \rho \epsilon_0 \epsilon_c} \quad (3.42)$$

eşitliği yazılabilir.

\mathbf{J}_s dipolün uçlarında ihmal edildiği için buralarda $q_s=0$ olarak kabul edilebilir. Bu nedenle $\rho \ll l$ ve $|z| > l$ olduğu durum için

$$\bar{E}(\epsilon_c, r) \cong 0 \quad (3.43)$$

olarak kabul edilebilir. Bunun asıl nedeni Şekil 3.10'da gösterilen monopolün ucunda herhangi bir yüzey dalgasının oluşmadığının varsayılmasıdır. Dielektrik bölgedeki \mathbf{E} daha çok ρ 'ya göre değiştiği için Eş. 3.42 $z \equiv 0^\pm$ için de uygulanabilir. f_r 'ın birinci rezonans frekansı olduğu kabul edildiği durum için

$$k_\epsilon l = \pi / 2 \quad (3.44)$$

Eşitliği yazılırsa, $f \ll f_r$ için

$$\bar{E}(\varepsilon_c, r) \cong \frac{\bar{E}(1, r)}{\varepsilon_c} \quad (3.45)$$

olarak yazılır. Şekil 3.11'deki dipolün kaplamasında saklanan zamana göre ortalama elektrik enerjisi (Harrington, 1961; Collin 1960)

$$W_E(\varepsilon_c) = \frac{\varepsilon_0}{4} \iiint_V \varepsilon_r(\hat{r}) |\bar{E}(\varepsilon_c)|^2 dv \quad (3.46)$$

olarak ifade edilebilir. Burada ε_0 serbest uzaydaki elektriksel geçirgenlik, V tüm uzayı ifade ederken, dielektrik kaplamanın içinde $\varepsilon_r = \varepsilon_c$ ve $\rho > b$ için $\varepsilon_r = 1$ 'dir. $f \ll f_r$ olduğu varsayılırsa (f_r rezonans frekansını ifade etmektedir) dielektrik kaplama kaldırılır ve tel haricindeki ortamın tamamıyla homojen olarak W_E değişmeyecek şekilde permitivitesi ε_{sta} olan materyal ile kaplandığı varsayılırsa Eş. 3.43-3.45 ifadeleri dikkate alındığında ε_{sta} için

$$W_E(\varepsilon_c) = \frac{W_E(1)}{\varepsilon_{sta}} \quad (3.47)$$

eşitliği yazılabilir. Eş.3.38'deki integral dielektrik bölge içi ve dışı olmak üzere parçalı olarak yazılırsa

$$W_E(\varepsilon_c) = \frac{\varepsilon_0}{4} \iiint_{a \leq \rho \leq b} \varepsilon_c(\hat{r}) |\bar{E}(\varepsilon_c, r)|^2 dv + \frac{\varepsilon_0}{4} \iiint_{\rho \geq b} |\bar{E}(\varepsilon_c, r)|^2 dv \quad (3.48)$$

ifadesi elde edilir. Ayrıca $a < \rho < b$ için Eş.3.45 kullanılabilir ve $b < \rho \ll l$ içinse

$$\bar{E}(\varepsilon_c, r) \cong \bar{E}(1, r) \quad (3.49)$$

yaklaşımı yapılabilir. Ayrıca ρ 'nun çok büyük değerleri için

$$\bar{E}(\varepsilon_c, r) \cong \bar{E}(1, r) \cong 0 \quad (3.50)$$

yaklaşımı yapılabilir. Bu durumda Eş. 3.48

$$W_E(\varepsilon_c) = \frac{\varepsilon_0}{4\varepsilon_c} \iiint_{a \leq \rho \leq b} |\bar{E}(1, r)|^2 dv + \frac{\varepsilon_0}{4} \iiint_{\rho \geq b} |\bar{E}(1, r)|^2 dv \quad (3.51)$$

haline dönüşür. Dielektrik katman kaldırılıp da bu bölge boşluk ortamı olarak varsayıldığında burada depolanan elektriksel enerji

$$\Delta W_E = \varepsilon_0 \iiint_{a \leq \rho \leq b} |\bar{E}(1, r)|^2 dv \quad (3.52)$$

olarak yazılırsa Eşitlik 4.51 şu şekilde

$$W_E(\varepsilon_c) = \frac{\Delta W_E}{\varepsilon_c} + W_E(1) - \Delta W_E \quad (3.53)$$

yazılabilir. Daha sonra dielektrik katman kaldırıldığında tüm uzayın bağıl permitivitesi ε_{sta} olan materyalle doldurulduğu düşünülebilir. Bu durumda ortamdaki elektrik alan her yerde $\mathbf{E}(1, r) / \varepsilon_{sta}$ olarak yazılabilir ve tutulan elektrik enerji

$$W_E(1) / \varepsilon_{sta} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{sta}}{4} \iiint_V |\bar{E}(\varepsilon_c, r) / \varepsilon_{sta}|^2 dv \quad (3.54)$$

şeklinde ifade edilir. Ayrıca $W_E(\varepsilon_c) = W_E(1) / \varepsilon_{sta}$ ifadesi kullanılarak

$$W_E(\varepsilon_c) = W_E(1) / \varepsilon_{sta} = \frac{\Delta W_E}{\varepsilon_c} + W_E(1) - \Delta W_E \quad (3.55)$$

yazılabilir. Dolayısıyla

$$1 / \varepsilon_{sta} = 1 - \frac{\Delta W_E}{W_E(1)} \left(1 - \frac{1}{\varepsilon_c} \right) \quad (3.56)$$

eşitliği elde edilir.

Çıplak tel antenin kapasitansı (Schelkunoff, 1952)

$$C = \frac{\pi \varepsilon_0 l}{[\ln(l/a) - 1]} \quad (3.57)$$

olarak bulunur, ΔW_E ise $\varepsilon_c = 1$ olduğu durum için katman içinde tutulan elektrik enerjisini gösterdiği yukarıda belirtilmişti. Bu nedenle ΔW_E Eş. 3.57'ye benzer şekilde

$$\Delta W_E \cong \frac{I^2 \ln(b/a)}{4\pi \varepsilon_0 w^2 l} \quad (3.58)$$

olarak hesaplanabilir. Ayrıca bir kapasitörde depolanan enerji $(1/4)CV^2$ olarak ifade edilirse $V=IZ$ 'den (Z empedansı ifade etmektedir ve $Z=1/j\omega C$) dolayısıyla

$$W_E = \frac{1}{4} C I^2 |Z|^2 = \frac{1}{4} \frac{I^2}{\omega^2 C} \quad (3.59)$$

Daha sonra Eş. 3.56 yeniden düzenlenirse

$$\frac{1}{\varepsilon_{sta}} = 1 - \left(1 - \frac{1}{\varepsilon_c}\right) \frac{\ln(b/a)}{[\ln(l/a) - 1]} \quad (3.60)$$

ifadesine ulaşılır.

Şekil 3.11.'deki yapıyı homojen olan eşdeğeri üzerinden incelemek daha kolay olacağı için kaplamayı polarizasyon akımı ile değiştirmek daha faydalı olacaktır.

$$\bar{J}_\varepsilon(r) = j\omega \varepsilon_0 (\varepsilon_c - 1) \bar{E}(\varepsilon_c, r) \quad (3.61)$$

Böylece \mathbf{E} ve \mathbf{H} üzerinde herhangi bir değişiklik yapılmasına gerek yoktur. \mathbf{J}_s yine $2\mathbf{M}_s^+$ (kaynak) tarafından indüklenen akım yoğunluğunu ifade ederken \mathbf{J}_ε dielektrik üzerinde oluşan akım yoğunluğunu göstermektedir. \mathbf{E} ve \mathbf{H} ile ilgilenildiği sürece vakumdaki \mathbf{J}_s ve \mathbf{J}_ε , $2\mathbf{M}_s^+$ ile uyarılmış dielektrik kaplı dipole eşdeğerdir. Ayrıca \mathbf{J}_s ve \mathbf{J}_ε $2\mathbf{M}_s^+$ 'dan bağımsız olarak kaynak olarak Şekil 3.14'deki gibi düzenlenebilir.

Bir süreliğine $\epsilon_c = 1$ olduğu varsayılırsa ve manyetik vektör potansiyel eşitliği $\mathbf{H} = \nabla \times \mathbf{A}$ kullanılarak (Harrington, 1961)

$$\bar{E}_s = \left(\frac{\nabla \nabla}{j\omega \epsilon_0} - j\omega \mu_0 \right) \bar{A} \quad (3.62)$$

ki \mathbf{A} burada

$$\bar{A}(r) = \frac{1}{4\pi} \iiint \delta(\rho' - a) \bar{J}_s(z') \frac{e^{-jk_0 |\bar{r} - \bar{r}'|}}{|\bar{r} - \bar{r}'|} dv' \quad (3.63)$$

$r' = \rho' + z' \mathbf{u}_z$ ve $dv' = \rho' d\rho' d\phi' dz'$ olmak üzere yukarıdaki şekilde ifade edilebilir. Eş. 3.31, Eş. 3.63'e yerleştirilirse ve çıkan sonuç da Eş.3.62'de de kullanılıp ρ' üzerinden integral alınır

$$\bar{E}_s(r) = \frac{I}{4\pi} \int_0^{2\pi} d\phi' \left(\frac{\nabla \nabla}{j\omega \epsilon_0} - j\omega \mu_0 \right) \frac{\hat{u}_z}{2\pi} \int_{-l}^{+l} Z(z') \frac{e^{-jk_0 |\bar{r} - \bar{r}'|}}{|\bar{r} - \bar{r}'|} dz' \quad (3.64)$$

Burada $|\rho'| = a$ ve ϕ' ile ifade edilen integral $\rho = \rho'$ ekseninde r uzaklığında elektriksel akım düzgün filamentleri tarafından oluşturulan EL'dir ve doğrusal yoğunluğa sahip akım yoğunluğu da $J_L(z) = Z(z)$ uz eşitliği ile ifade edilebilir.. $\phi = 0$ için $E_{sp} = \mathbf{u}_p \cdot E_s$ hesaplamak için $\rho' = 0$ durumundaki \mathbf{E}_L için Jordan ve Balmain'nin ifadesi kullanılmıştır. Bu nedenle

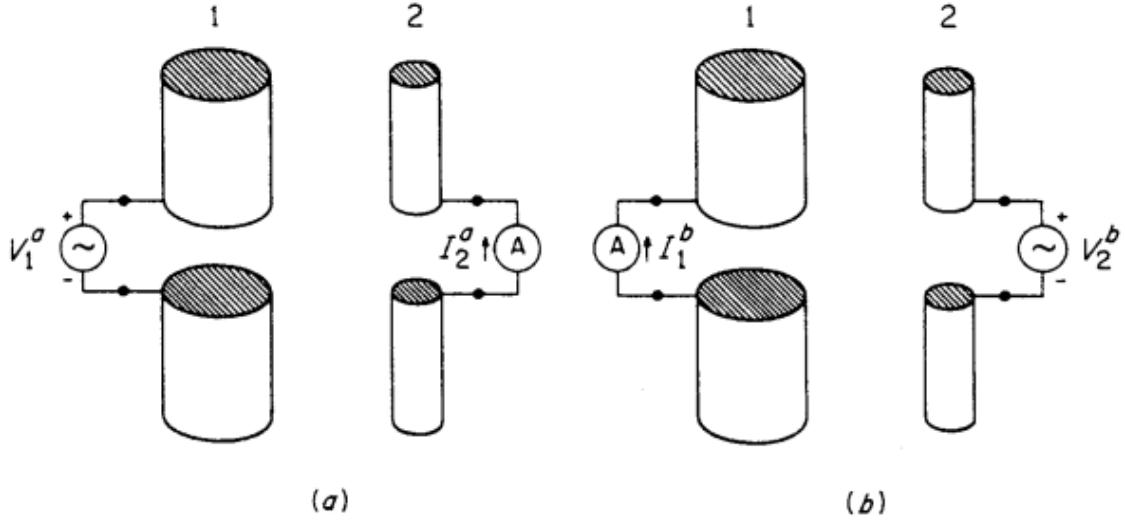
$$\bar{E}_{s\rho}(r) = \frac{Z_0 I}{8\pi^2 \sin(k_0 l)} \int_0^{2\pi} d\phi' \left(\frac{\cos \phi'}{d} \sum_{n=-1}^{+1} A_n \frac{z + nl}{R_n} e^{-jk_0 R_n} \right) d\phi' \quad (3.65)$$

burada $d = |\rho - \rho'|$, $A_n = (-1)^n (|n| - 2) \cos((|n| - 1)k_0 l)$ ve $R_n^2 = d^2 + (z + nl)^2$.

Antenin giriş empedansını hesaplamak için karşılık ilkesi (reciprocity principle) kullanılabilir. Bu prensibe göre

$$\int (\bar{E}^a \cdot \bar{J}^b - \bar{H}^a \cdot \bar{M}^b) dV = \int (\bar{E}^b \cdot \bar{J}^a - \bar{H}^b \cdot \bar{M}^a) dV \quad (3.66)$$

olarak yazılabilir.



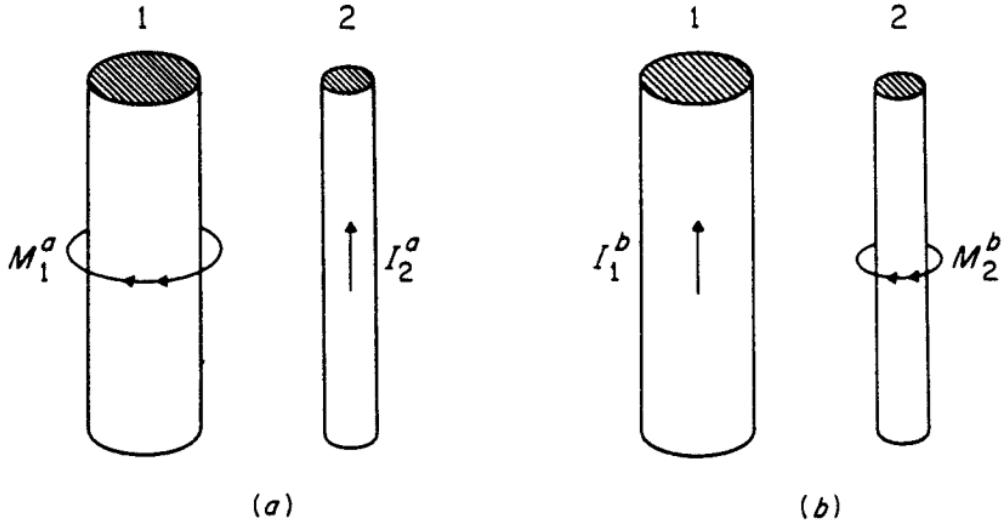
Şekil 3.12. Karşılıklılık teoremini göstermek için beslemelere bağlanmış anten çiftleri.

Şekil 3.12.'deki gösterimlerde empedansı 0 olan voltaj kaynağı ve akımölçer kullanıldığı varsayılmıştır. a ve b durumlarında görüldüğü üzere voltaj kaynağının ve akım kaynağının yerleri değiştirilmiştir. Karşılıklılık teoreminin alan formülasyonu bu probleme farklı şekillerde uygulanabilir ve sonsuz bölgede geçerli olan Eşitlik 3.66 kullanılabilir. a ve b durumları benzer koşulları ve çevreyi içermektedir. Her iki durumda da Şekil 3.13.'de gösterildiği üzere kısa devre anten yapısının devamlılığı ve voltaj kaynağı ise kısa devrenin etrafında manyetik akım halkası olarak ifade edilmektedir.

Şekil 3.13.'den de anlaşılacağı üzere alan problemindeki kaynak akımları M_1^a ile M_2^a olmak üzere karşılıklılık teoremine uygulanırsa

$$\int \bar{H}_1^b \cdot M_1^a dV = \int \bar{H}_2^a \cdot M_2^b dV \quad (3.67)$$

eşitliğe ulaşılır. Burada M_1^a yarıçapı ρ_0 olan bir manyetik akım filamentini ifade ederken Eş.3.67'nin sol tarafı aşağıdaki gibi hesaplanır.



Şekil 3.13. Karşılık probleminin alan teorisi ile ifade edilmesi.

$$\begin{aligned}
 \int \bar{H}_1^b \cdot M_1^a dV &= \int \bar{H}_1^b \cdot [-\hat{a}_\phi V_1^a \delta(\rho - \rho_0) \delta(z)] \rho d\rho dz \\
 &= - \int_0^{2\pi} H_{1\phi}^b V_1^a \rho_0 d\phi \\
 &= -V_1^a H_{1\phi}^b 2\pi\rho_0 \\
 &= -V_1^a I_1^b
 \end{aligned} \tag{3.68}$$

Aynı eşitliğin sağ tarafı da benzer şekilde hesaplanırsa

$$\frac{V_1^a}{I_2^a} = \frac{V_2^b}{I_1^b} \tag{3.69}$$

ve dolayısıyla

$$Z_{12} = Z_{21} \tag{3.70}$$

elde edilir.

Eş. 3.67'nin sol tarafı \mathbf{E}_a , S içinde sıfır olduğundan sıfıra eşittir. Ayrıca sağ taraftaki ikinci integralde uygulanan voltaj V^a terminal bölgesinden geçen toplam akım I^b cinsinden ifade edilirse

$$-I^b V^a = \int E^b \cdot J^a dV \quad (3.71)$$

elde edilir. Uygulanan voltaj V^a ise

$$V^a = I^a Z^a \quad (3.72)$$

olarak yazılabilir. Buradaki Z^a antenin empedansını ifade etmektedir. Eş. 3.72, Eş. 3.71'e yerleştirilirse

$$Z_a = -\frac{1}{I^a I^b} \int \bar{E}^b \bar{J}^a dV \quad (4.73)$$

ifadesine ulaşılır. Bu ifade de Şekil 3.12'deki (a) ve (b) durumlarındaki akım dağılımları benzer olduğunda yani $J^a = J^b = J$ olduğunda özel bir durum ortaya çıkar. Eğer \mathbf{E} indüklenen akım \mathbf{J} 'nin (serbest uzayda akan) alanı ise Eş. 3.73 yaygın olarak kullanılan empedans formülü

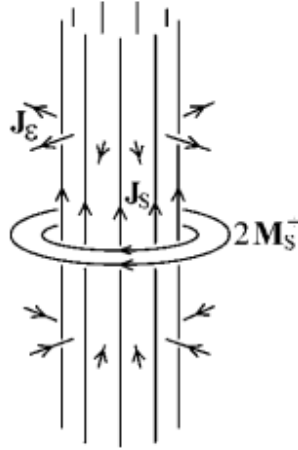
$$Z_a = -\frac{1}{I^2} \int \bar{E} \bar{J} dV \quad (3.74)$$

haline dönüşür.

Dielektrik katmanlı tel dipol içinse bu eşitliğe dayanarak

$$Z_D = -\frac{1}{I^2} \int_{S_s} \bar{H}_s \cdot 2\bar{M}_s^+ ds = -\frac{1}{I^2} \int_{S_w} \bar{E}_s \cdot \bar{J}_s ds - \frac{1}{I^2} \int_{S_s} \bar{E}_s \cdot \bar{J}_\varepsilon ds \quad (3.75)$$

elde edilir. Z_D dielektrik kaplı dipolün giriş empedansını, Z_s 2l uzunluğundaki z yönlü ince telden oluşan iki dipolün karşılıklı (mutual) empedansını, Z_ε ise polarizasyon (dielektrikteki) akımının katkısını ifade etmektedir. Dolayısıyla Z_s ve Z_ε 'nin bulunmasıyla Z_D elde edilmiş olacaktır. Deneysel çalışmalarda dielektrik katmandan dolayı serbest uzay için hesaplanan dalga numarası k_0 yerine k_ε alınmalıdır. Burada k_ε , k_0 'dan küçük olacaktır.



Şekil 3.14. Vakumdaki eşdeğer kaynaklar.

Homojen olmayan ortamda ilgili hesaplamaların yapılması oldukça güçtür. Bunun yerine eşdeğer ışınım ortamı μ_{rad} ve ϵ_{rad} ile oluşturulmalıdır. Buna dayanarak eşdeğer ışınım ortamı için dalga numarası $k_e = k_0(\mu_{rad}\epsilon_{rad})^{1/2}$ olarak ifade edilebilir. ϵ_{rad} içinse daha önce Eş. 3.56 ve 3.60'da elde edilen ϵ_{sta} kullanılabilir. Jaisson (2006) bir önceki çalışmasında $\epsilon_{rad} = \epsilon_{sta}$ eşitliğini kullanmıştır. Bu durum $b-a \ll a$ için geçerlidir. Fakat ϵ_c 'nin büyük değerleri ve kalın kaplamalar için hesaplama yapmak gerekli olabilir. Eşdeğer ışınım ortamının öz empedansını (intrinsic impedance) vakum ortamınıninkine eşitlesek

$$\sqrt{\frac{\mu_{rad} \mu_0}{\epsilon_{rad} \epsilon_0}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \Rightarrow \mu_{rad} = \epsilon_{rad} \quad (3.76)$$

ve buradan da

$$k_e = k_0 \sqrt{\epsilon_{sta}} = k_0 \sqrt{\mu_{rad} \epsilon_{rad}} = k_0 \epsilon_{rad} \quad (3.77)$$

ifadesine ulaşılır. Bundan dolayı

$$\epsilon_{rad} = \sqrt{\epsilon_{sta}} \quad (3.78)$$

yazılabilir.

Daha öncede belirtildiği üzere Z_s 2l uzunluğundaki z yönlü ince telden oluşan ortamın içindeki $z=0$ merkezli ve a kadar mesafesi olan iki dipolün karşılıklı (mutual) empedansını ifade etmektedir. Z_s 'i hesaplamak için Jaisson, kapasitansı Schelkunoff'un (1952)

$$Z_s = Z_0 (2(2 + \cos(2\theta)) \cdot E(\theta_0) + e^{-j\theta_2} \cdot E(\theta_{+2}) + e^{-j\theta_2} \cdot E(\theta_{-2}) - 4 \cos(\theta) (e^{-j\theta_1} \cdot E(\theta_{+1}) + e^{-j\theta_1} \cdot E(\theta_{-1}))) / 4\pi \sin^2(\theta) \quad (3.79)$$

elde ettiği ifadeye başvurmuştur. Burada $\theta = k_\epsilon l$, $\theta_n = k_\epsilon [((nl)^2 + a^2)^{1/2} + nl]$ ve $E(\theta) = Ci(\theta) - jSi(\theta)$ 'dir. $Ci(\theta)$ ve $Si(\theta)$ fonksiyonlarını hesaplamak amacıyla $\theta \geq 1$ için rasyonel yaklaşımlarla yapılan değerler literatürde mevcuttur (Abramovitz ve Stegun, 1970).

Polarizasyon akımının katkısıyla oluşan Z_ϵ ise $\partial/\partial\phi = 0$ olduğu düşünülerek ve Eş. 3.42, Eş. 3.43, Eş. 3.61, Eş. 3.67 ifadelerine göre

$$Z_\epsilon = -\frac{2\pi}{I^2} \iint_{\phi=0} E_{S\rho} J_{\epsilon\rho} \rho d\rho dz \quad (3.80)$$

olarak ifade edilebilir. Burada $J_{\epsilon\rho} = \mathbf{u}_\rho \cdot \mathbf{J}_\epsilon$ 'dur. Eşdeğer ortam homojen olduğundan Eş. 3.65 buraya uygulanırsa ki burada k_0 k_ϵ ile yer değiştirmektedir,

$$Z_\epsilon = \frac{jZ_0(1 - 1/\epsilon_c)k_\epsilon}{2\pi^2 \sin^2(k_\epsilon l)} \int_a^b d\rho \left(\frac{\cos \phi'}{d} S(d) \right) d\phi' \quad (3.81)$$

ifadesine ulaşılır. Buradaki $S(d)$ fonksiyonu (Jaisson, 2008)

$$S(d) = \sum_{n=-1}^{+1} (-1)^n (|n| - 2) \cos(|n| - 1) k_\epsilon l \int_0^l \frac{z + nl}{R_n} \cos(k_\epsilon(z - l)) e^{-jk_\epsilon R_n} dz \quad (3.82)$$

olarak yazılabilir. Bunu hesaplamak için

$$S(d) \cong S(0) + d \cdot \left. \frac{\partial S}{\partial d} \right|_{d=0} \quad (3.83)$$

yaklaşımı kullanılırsa

$$Z_{\varepsilon} = \frac{jZ_0(1-1/\varepsilon_c)k_{\varepsilon}}{2\pi^2 \sin^2(k_{\varepsilon}l)} \left(1 + \frac{\sin(2k_{\varepsilon}l)}{2k_{\varepsilon}l} \right) g(b/a) \quad (3.84)$$

g fonksiyonunu hesaplamak içinse

$$g(\alpha > 1) \cong g_a = 1 - \alpha + \frac{\beta^2}{2} + (5\alpha + 47) \frac{\beta^4}{128} - (\ln(\beta/4))(\alpha - 1 - (\alpha + 3) \frac{\beta^2}{4} - 3(\alpha + 7) \frac{\beta^4}{128}) \quad (3.85)$$

İfadesi kullanılabilir (Jaisson, 2008). Eş. 3.84 için $\beta = (\alpha-1)/(\alpha+1)$ ve $\alpha = b/a$ 'dır. Jaisson tarafından makalesinde belirtildiği üzere bu hesaplamalarda $b/a \leq 6$ için %2 hassasiyette sonuç alınmaktadır.

Z_s aşağıdaki gibi

$$Z_s = -2jZ_0 \cot(k_{\varepsilon}l) + \frac{\hat{R} + j \left[\hat{X} + (Z_0 - \frac{1}{2}\hat{K}) \sin(2k_{\varepsilon}l) \right]}{\sin^2(k_{\varepsilon}l)} \quad (3.86)$$

ifade edilmektedir. Burada

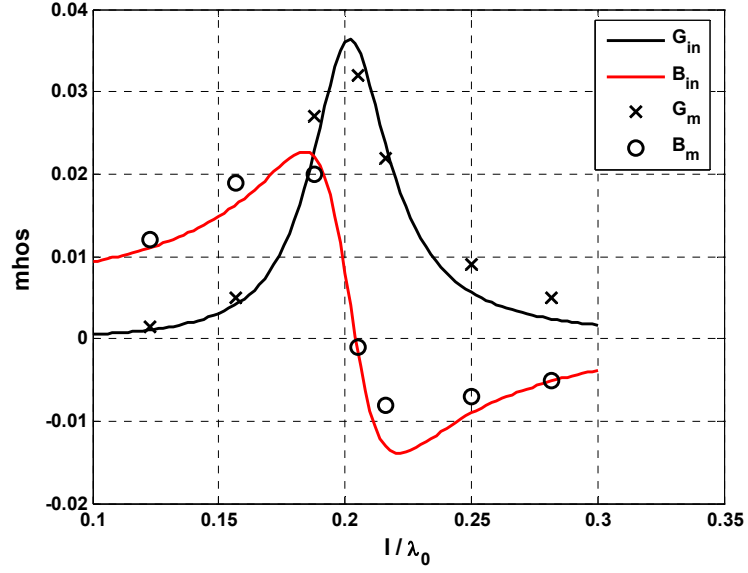
$$\hat{R} = 60Cin(2k_{\varepsilon}l) + 30(Si(4k_{\varepsilon}l) - 2Si(2k_{\varepsilon}l))\sin(2k_{\varepsilon}l) + 30(2Cin(2k_{\varepsilon}l) - 4Cin(4k_{\varepsilon}l))\cos(2k_{\varepsilon}l) \quad (3.87)$$

ve

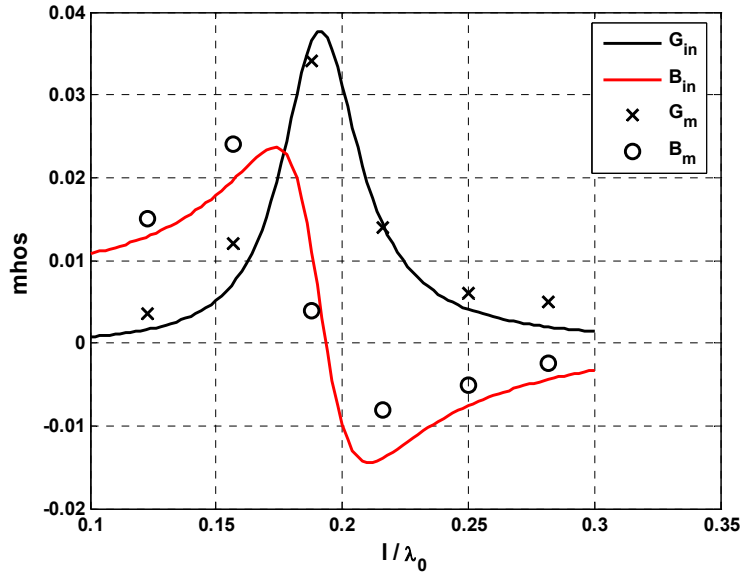
$$\hat{X} = 60Si(2k_{\varepsilon}l) + 30(2Si(2k_{\varepsilon}l) - Si(4k_{\varepsilon}l))\cos(2k_{\varepsilon}l) + 30(2Cin(2k_{\varepsilon}l) - Cin(4k_{\varepsilon}l) - 2Cin(k_{\varepsilon}l) + 2\ln 2)\sin(2k_{\varepsilon}l) \quad (3.88)$$

olarak yazılabilir. Jaisson, Lamnesdorf'un (1967) çalışmasını temel alarak elde ettiği ifadeleri sınamıştır. Buna göre $\varepsilon_c = 3.2, 9$ ve 15 olmak üzere $f = 600\text{MHz}$ ($l = \lambda_0/4 = 125\text{mm}$) $a = 0.125''$ ve $b = 0.25''$ için giriş admitanslarını karşılaştırmıştır. Eş.

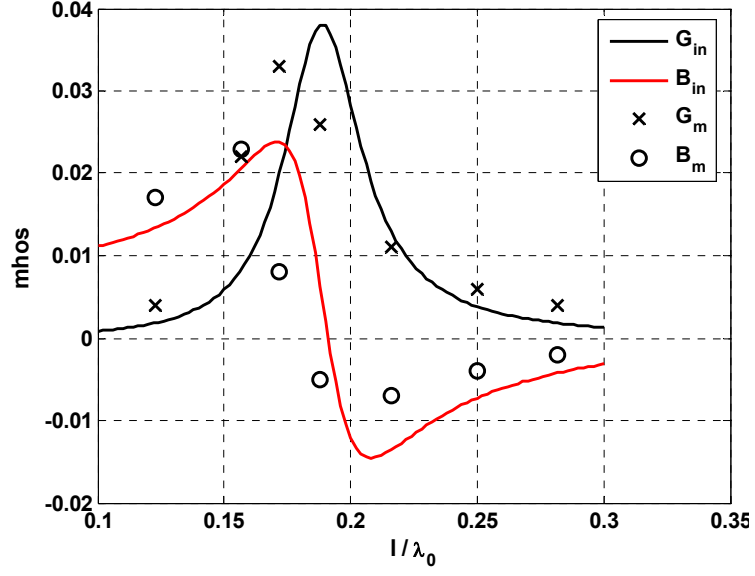
3.86'daki Z_s kullanıldığında elde edilen sonuçlar Şekil 3.15.-3.17.'de görülmektedir. Burada G kondüktansı, B ise saseptansı ifade etmektedir. Görüldüğü üzere sonuçlar birbirine yakındır.



Şekil 3.15. $\epsilon_c=3.2$ için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen)



Şekil 3.16. $\epsilon_c=9$ için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen)



Şekil 3.17. $\epsilon_c=15$ için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen)

Ayrıca Z_s için kullanılabilecek bir diğer ifade Elliot (1981) ve Volakis (2007) tarafından

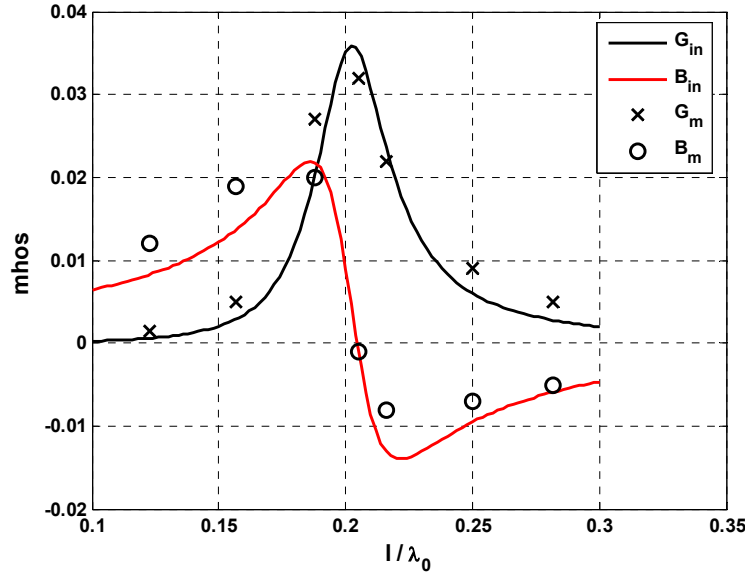
$$Z_s = R(k_\epsilon l) - j \left[120 \left(\ln \frac{l}{a} - 1 \right) \cot(k_\epsilon l) - X(k_\epsilon l) \right] \quad (3.89)$$

olmak üzere R ve X sırasıyla

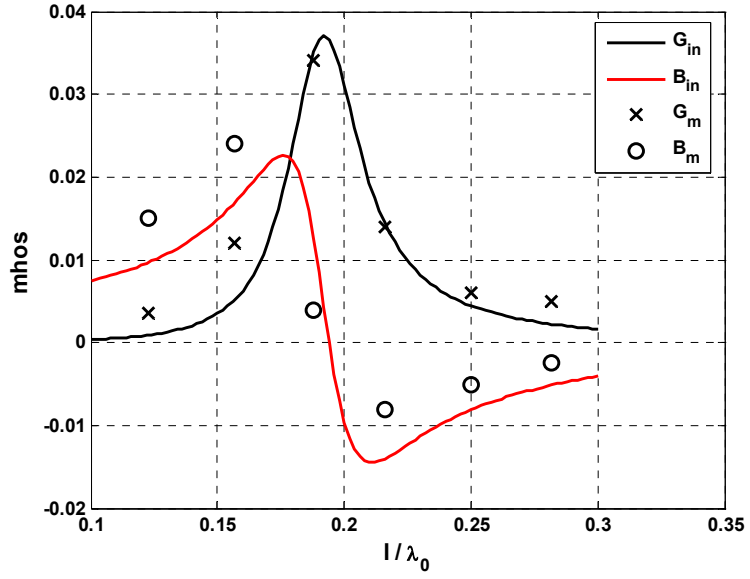
$$R(k_\epsilon l) = -0.4787 + 7.3246k_\epsilon l + 0.3963(k_\epsilon l)^2 + 15.6131(k_\epsilon l)^3 \quad (3.90)$$

$$X(k_\epsilon l) = -0.4456 + 17.0082k_\epsilon l - 8.6793(k_\epsilon l)^2 + 9.603(k_\epsilon l)^3 \quad (3.91)$$

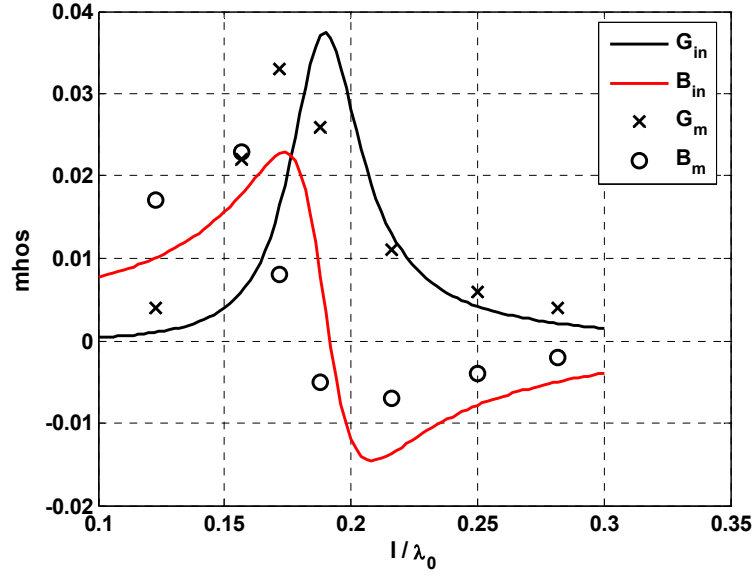
şeklinde ifade edilmektedir. Bu ifadeler uygulandığında ise Şekil 3.18.-3.20.'de görüldüğü üzere sonuçlar ölçüm sonuçlarına oldukça yakın çıkmaktadır.



Şekil 3.18. $\epsilon_c=3.2$ için Elliot ve Volakis 'in ifadesi kullanılarak elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).

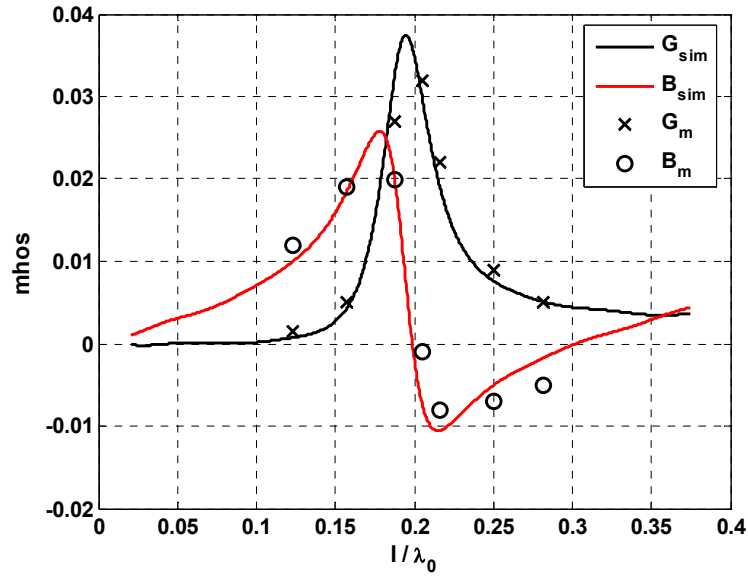


Şekil 3.19. $\epsilon_c=9$ için Elliot ve Volakis 'in ifadesi kullanılarak elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).

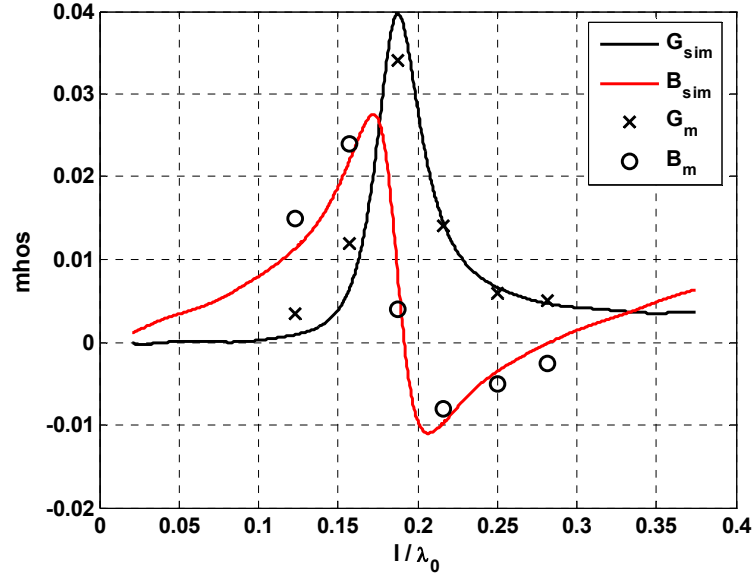


Şekil 3.20. $\epsilon_c=15$ için Elliot ve Volakis 'in ifadesi kullanılarak elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).

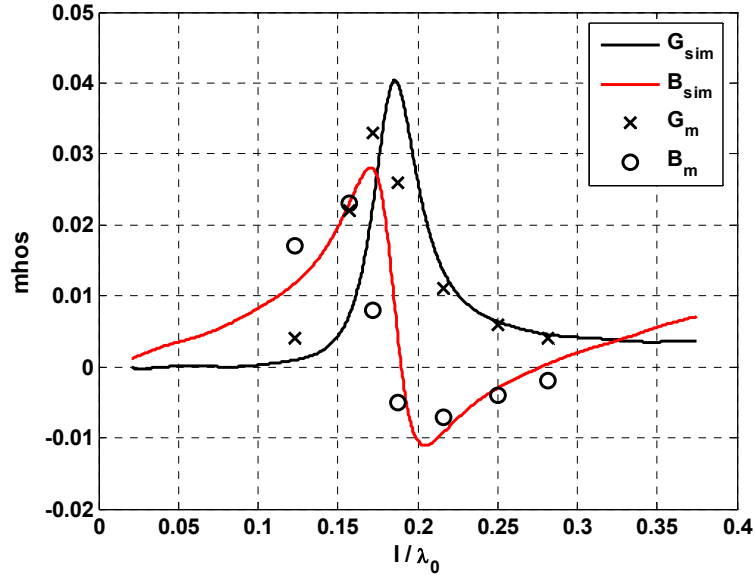
Daha sonra aynı yapı CST MS'de modellenmiş ve elde edilen sonuçlar ölçüm sonuçları ile Şekil 3.21-3.23'de karşılaştırılmıştır. Görüldüğü gibi sonuçlar birbirlerine oldukça yakın elde edilmiştir.



Şekil 3.21. $\epsilon_c=3.2$ için elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (CST MS benzetimi ile, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).



Şekil 3.22. $\epsilon_c=9$ için elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (CST MS benzetimi ile, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).



Şekil 3.23. $\epsilon_c=15$ için elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (CST MS benzetimi ile, -) ile G_m (X) ve B_m (O) (ölçülen).

Bir diğer önemli nokta ise Jaisson'ın belirttiği üzere $b/a > 3.7$ için analitik modellemenin hassasiyeti önemli ölçüde azalmaktadır. Bu durum kalınlık arttıkça anten boyunca oluşan yüzey dalgaları ile açıklanmaktadır. Yüzey dalgalarının etkisi burada hesaplanmadığı için sonuçlardaki hassasiyet azalmaktadır. Bir diğer önemli parametre ise b ve a 'nın dalga boyuna oranıdır. Yukarıda elde edilen ifadeler a ve b

$\lambda_0/50$ 'den küçük olduğu durumlar için hassas sonuçlar vermektedir. Ancak bu orandan daha büyük a ve b için hem ifadeler geçerliliğini yitirmekte hem de antenin rezonans ve ışıma karakteristiği bozulmaktadır. Bu nedenle a ve b seçilirken $\lambda_0/50$ 'den küçük olmasına dikkat edilmelidir.

Bu tez çalışmasında, Jaison 'ın (2008) dielektrik kaplı ince tel monopol/dipol anten üzerine çalışmasını doğrulamak için CST dışında ayrıca *Moment Yöntemi* uygulanarak sonuçlar karşılaştırılmıştır. Bu amaçla Atlamazoglou ve Uzunoglu'nun (1998) izole edilmiş tel antenler için *Galerkin Moment Yöntemi* uygulanmıştır. Bu çalışmalarında taban ve test fonksiyonları olarak parçalı sinüzoidleri kullanılmaktadırlar. Dielektrik kılıf ise basitçe iletim akım dağılımı ile ilintili olan eşdeğer polarizasyon akımları ile modellenmektedir. Böylece fazladan bilinmeyen probleme eklenmemekte ve moment yöntemi ile elde edilen matrisin büyüklüğü çıplak antende elde edilene göre değişmemektedir.

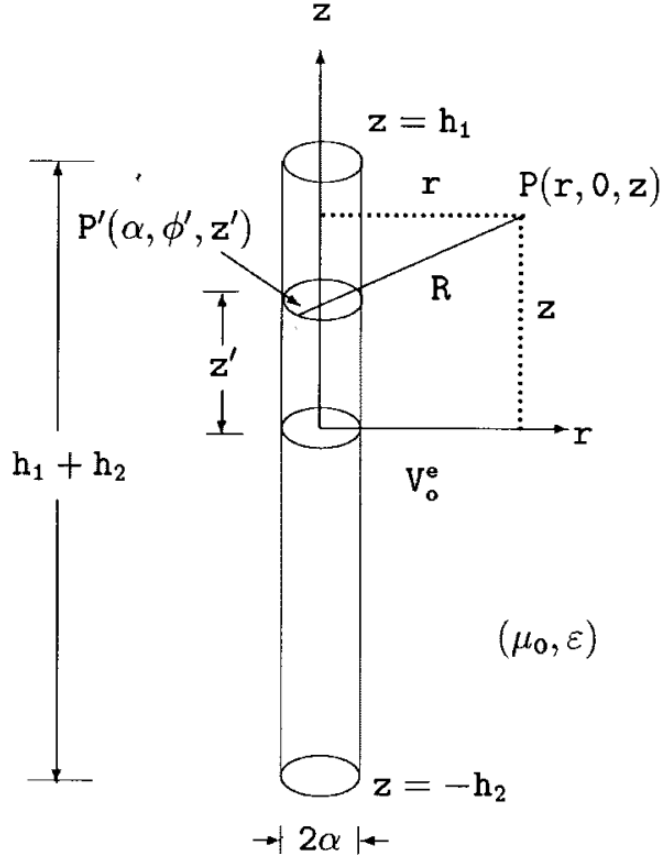
Çıplak tel anten için formülasyon Rumsey'in (1954) elektromanyetikte sınır değer problemlerini kolaylaştırmak için ortaya koyduğu tepki kavramı (reaction concept) temel alınmaktadır. Aynı frekanstaki monokromatik a ve b kaynağı arasındaki J_a ve J_b elektrik akım yoğunlukları ile M_a ve M_b manyetik akım yoğunluklarını içeren tepki

$$\langle a, b \rangle = \iiint_{V_b} (\bar{E}_a \cdot \bar{J}_b - \bar{H}_a \cdot \bar{M}_b) dV \quad (3.92)$$

olarak yazılabilir. Burada a ve b kaynakları tarafından oluşturulan elektrik ve manyetik alanlar sırasıyla \mathbf{E}_a , \mathbf{H}_a ile \mathbf{E}_b ve \mathbf{H}_b 'dir. İntegral hacmi V_b , \mathbf{J}_b ve \mathbf{M}_b 'yi kapsamaktadır. Şekil 3.24'de çıplak tel anten görülmektedir. Schelkunoff'un yüzey eşdeğerlilik teoremi uygulanırsa silindirik tel aşağıda ifade edildiği gibi S yüzeyinde oluşan akım yoğunlukları dikkate alınarak çevre ortamıyla yer değiştirilebilir.

$$\bar{J}_s = \hat{n} \times \bar{H} \quad (3.93)$$

$$M_s = \hat{n} \times \bar{E} \quad (3.94)$$



Şekil 3.24 Silindirik dipol antenin, Atlamazoglu ve Uzunoglu (1998) tarafından modellenen geometrisi.

burada \mathbf{n} , S üzerinde dışarı yönlü birim vektörü ifade etmektedir. Eş. 3.93 ve 3.94'de \mathbf{J}_s ve \mathbf{M}_s dikkate alındığında silindirik anten içindeki toplam alan sıfırdır.

Çıplak antenin ışınım problemine yaklaşık çözüm \mathbf{J}_s ve \mathbf{M}_s kaynaklarını yaklaşık olanları ile değiştirerek sağlanabilir.

Bir grup elektrik test kaynağı \mathbf{J}_t çıplak tel antenin yüzeyine yerleştirilir. Karşılıklılık teoreminden \mathbf{J}_s ve \mathbf{M}_s 'in \mathbf{J}_t 'nin üzerindeki etkisi \mathbf{J}_t 'nin \mathbf{J}_s ve \mathbf{M}_s üzerindeki tepkisine eşittir.

$$\iint_S (\bar{\mathbf{E}}_t \cdot \bar{\mathbf{J}}_s - \bar{\mathbf{H}}_t \cdot \bar{\mathbf{M}}_s) dS = \iint_S (\bar{\mathbf{E}}_s \cdot \bar{\mathbf{J}}_t) dS \quad (3.95)$$

Anten mükemmel iletken olduğu varsayılırsa $\mathbf{M}_s = 0$. Eş. 3.95'deki integral iyi bilinen ince tel yaklaşımı ile basitleştirilebilir. Bu yaklaşımlar antenin yarıçapı ortamdaki

dalgaboyundan daha küçük olduğu zaman geçerlidir. Bu nedenle silindirin düz uçlarındaki integral ve dönele bileşen J_ϕ ihmal edilebilir. Böylece J_z 'nin aksenal bileşeni Φ 'den bağımsız olarak düşünülebilir. Bu yaklaşımların sonucu olarak çıplak anten için tepki integral eşitliği

$$\frac{jW\mu_0}{8\pi^2} \int_{-h_2}^{h_1} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\int_{-h_2}^{h_1} \int_{-\pi}^{\pi} \left(1 + \frac{1}{k^2} \frac{\partial}{\partial z^2} \right) \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot I_t(z') d\phi' dz' \right) I_s(z) d\phi dz = V_0^e I_t(0) \quad (3.96)$$

olarak ifade edilebilir.

Burada

$$R = \sqrt{(z - z')^2 + 4\alpha^2 \sin^2 \left(\frac{\phi - \phi'}{2} \right)} \quad (3.97)$$

Eş. 3.96 Moment Yöntemi ile çözümlenebilir (Harrington, 1968). Bu amaçla $I_s(z)$ sonlu dizi olarak aşağıdaki gibi açılabilir

$$I_s(z) = \sum_{n=1}^N A_n F_n(z) \quad (3.98)$$

Burada A_n bilinmeyen katsayıları, $F_n(z)$ ise bilinen taban seti ifade etmektedir. Parçalı sünüzoidler açılım fonksiyonları olarak seçilmişlerdir. Bunlar

$$F_n(z) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{\sin(k(z - z_{n-1}))}{\sin(k \Delta z)}, & z_{n-1} \leq z \leq z_n \\ \frac{\sin(k(z_{n+1} - z))}{\sin(k \Delta z)}, & z_n \leq z \leq z_{n+1} \\ 0, & \text{diğer yerlerde} \end{array} \right\} \quad (3.99)$$

burada $\Delta z = z_n - z_{n-1} = z_{n+1} - z_n$ 'dir. Bu fonksiyonlar mükemmel iletken ince tel üzerindeki akım dağılımına benzemektedir ve Eş. 3.96'daki integrallerin analitik olarak alınmasını sağlamaktadır. $F_n(z)$ taban fonksiyonlarının silindirik anten yüzeyinde birbirleriyle çakışan diziler halinde olması anten üzerindeki akım sürekliliğinin

korunmasını sağlamaktadır. Parçalı sinüzoid $F_n(z)$ 'ler ayrıca test fonksiyonu olarak seçilmektedir. Böylece test kaynakları açılım modlarına benzer olduğundan moment yöntemi Galerkin tekniğinin uygulaması olmaktadır. Eş. 3.98, Eş.3.96'ya yerleştirilir ve N ayrı test kaynağı F_n uygulanırsa aşağıdaki doğrusal cebirsel eşitlikler sistemi elde edilir:

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} A_n(z) = V_m, \quad m = 1, 2, \dots, N. \quad (3.100)$$

Katsayı matrisi Z_{mn} 'nin herbir elemanı açılım ile test fonksiyonu arasındaki (F_m ve F_n) bağlaşımı (coupling) ifade etmektedir. Eş. 3.96-3.100 kullanılarak

$$Z_{mn} = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi k \sin^2(k\Delta z)} \int_{z_{m-1}}^{z_{m+1}} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{e^{-jkR_{n+1}}}{R_{n+1}} + \frac{e^{-jkR_{n-1}}}{R_{n-1}} - 2 \cos(k\Delta z) \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right) \cdot \sin(k(\Delta z - |z' - z_m|)) d\phi' dz' \quad (3.101)$$

burada

$$R_l = \sqrt{(z' - z_l)^2 + 4\alpha^2 \sin^2\left(\frac{\phi'}{2}\right)}, \quad l = n+1, n-1, n \quad (3.102)$$

Bu tez çalışmasında sayısal hesaplama yoğunluğunu azaltmak için Z_{mn} matrisinin hesaplanmasında ince tel yaklaşımına dayanılarak Eş. 3.102 Φ' 'den bağımsız olarak

$$R_l = \sqrt{(z' - z_l)^2 + \alpha^2}, \quad l = n+1, n-1, n \quad (3.103)$$

yazılırsa Eş. 3.101'deki Z_{mn} tek integral hesaplamasına dönüşür ve

$$Z_{mn} = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi k \sin^2(k\Delta z)} \int_{z_{m-1}}^{z_{m+1}} \left(\frac{e^{-jkR_{n+1}}}{R_{n+1}} + \frac{e^{-jkR_{n-1}}}{R_{n-1}} - 2 \cos(k\Delta z) \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \right) \cdot \sin(k(\Delta z - |z' - z_m|)) dz' \quad (3.104)$$

olarak ifade edilebilir.

Çıplak tel anten için elde edilen yukarıdaki formülasyon izole edilmiş tel anten için dielektrik katmanın varlığı dikkate alınarak genişletilebilir. İzolasyon katmanının homojen ve manyetik geçirgenliğinin çevresel ortamla aynı olduğu varsayılmaktadır. Hacimsel eşdeğerlilik teoremi kullanılarak dielektrik kaplama çevre ortamıyla değiştirilebilir ve bir eşdeğer hacimsel polarizasyon akımı

$$J_p = j\omega(\epsilon_2 - \epsilon)\bar{E} \quad (3.105)$$

olarak yazılabilir. Burada \mathbf{E} dielektrik katman içindeki alanı ϵ_2 ve ϵ sırasıyla dielektrik katmanın ve çevre ortamının elektriksel geçirgenliğini ifade etmektedir. Bu nedenle kaplı dipolü modelleyen akımın iki bileşeni vardır. Birinci bileşen antenin $r = \alpha$ iletken yüzeyinde z-ekseni boyunca akan yüzey akımı J_s 'dir. İkinci bileşen ise hacim polarizasyon akımı J_p 'dir. Bu bileşen dielektrik katman içinde radyal olarak oluşur ve dielektrik katmanın dışında sıfıra eşittir. Bu bileşenler dikkate alındığında Eş. 3.95'deki tepki integralindeki J_s , $J_s + J_p$ olarak değiştirilir. Dolayısıyla Eş. 3.95'ün sol tarafına hacim integrali eklenmelidir. Integralin sınırlarını dielektrik katmanın hacmi ($\alpha < r < c$, $-\pi < \Phi < \pi$, $-h_2 < z < h_1$) belirlemektedir. Ayrıca integral içi kaplamanın içindeki test kaynağı tarafından oluşturulan radyal elektrik alan ile polarizasyon akımının çarpımına eşittir. Eş. 3.95'in sağ tarafı ise polarizasyon akımının aksel bileşeni $r = \alpha$ üzerinde ihmal edildiği için değişmeden kalır:

$$\iint_S E_{tz} \cdot J_{sz} dS + \iiint_V E_{tr} \cdot J_{pr} dV = \iint_S E_{sz} \cdot J_{tz} dS \quad (3.106)$$

Süreklilik eşitliğine göre antenin iletken yüzeyindeki ($r = \alpha$) yüzey akım yoğunluğu

$$\rho_s = \frac{j}{\omega 2\pi\alpha} \frac{dI_s(z)}{dz} \quad (3.107)$$

şeklinde elde edilir. Mükemmel elektrik iletken silindirler için elektrik akı yoğunluğu \mathbf{D} 'nin silindir yüzeyindeki r bileşeni ρ_s 'e eşittir. Sonuç olarak dipolün yüzeyindeki ($r = \alpha$) elektrik alan

$$\bar{E}_{(r=\alpha)} = E_r \hat{r} = \frac{D_r}{\epsilon_2} \hat{r} = \frac{\rho_s}{\epsilon_2} \hat{r} = \frac{j}{\omega 2\pi\alpha\epsilon_2} \frac{dI_s(z)}{dz} \hat{r} \quad (3.108)$$

olarak yaklaşılabilir. Dielektrik kılıfın içerisinde \mathbf{E} 'nin z ve Φ bileşenleri ihmal edilebilir büyüklüktedir. Dielektrik katman içinde \mathbf{E} 'nin r bileşeni yaklaşık durağan yaklaşım ile

$$\bar{E}_r(r, z) = \frac{j}{w2\pi\alpha\epsilon_2} \frac{dI_S(z)}{dz} \quad (3.109)$$

olarak kullanılabilir. Bu ifade Eş. 3.105'e polarizasyon akımı için yerleştirilirse

$$\bar{J}_p = \frac{(\epsilon - \epsilon_2)}{2\pi r \epsilon_2} \frac{dI_S(z)}{dz} \quad (3.110)$$

ifadesine ulaşılır. Bu analizle beraber iletim akımının açılımında kullanılan taban fonksiyonların herbirinin hacim polarizasyon akımının radyal bileşeni ile ilişkisi olduğu açıkça ifade edilmektedir. Bu nedenle moment yöntemi ile elde edilen Z_{mn} dielektrik ile kaplı anten için ek bir terime sahip olmaktadır. Eş. 3.110 ve 3.106 kullanılarak bu ek terim

$$\begin{aligned} \Delta Z_{mn} &= \int_{\alpha}^c \int_{-h_2}^{h_1} \int_{-\pi}^{\pi} E_{trm}(r', z') J_{Prn}(z') r' d\phi' dz' dr' \\ &= \int_{\alpha}^c \int_{-z_{n-1}}^{z_{n+1}} \frac{\epsilon - \epsilon_2}{\epsilon_2} E_{trm}(r', z') \frac{dF_n(z')}{dz'} dz' dr' \end{aligned} \quad (3.111)$$

Φ' 'a göre integral E_{tr} ve J_{Pr} 'nin Φ' 'dan bağımsız olduğu varsayılarak alınabilir. Integralin sınırları α ve c dielektrik katmanın sırasıyla iç ve dış yarıçaplarını ifade etmektedir. Tekrar yaklaşık durağan yaklaşım yaparak Eş.3.111'deki test kaynak alanı E_{trm} iletim akımı açılım fonksiyonu F_m 'in z' 'a göre türevi şeklinde yazılabilir:

$$\bar{E}_{trm}(r', z') = \frac{j}{w2\pi r \epsilon} \frac{dF_m(z')}{dz'} \quad (3.112)$$

Elde edilen bu ifade Eş. 3.111'e yerleştirilirse ΔZ_{mn}

$$\begin{aligned}
\Delta Z_{mn} &= \int_{\alpha - z_{n-1}}^c \int_{-z_{n-1}}^{z_{n+1}} \frac{\varepsilon - \varepsilon_2}{\varepsilon_2} \frac{j}{w2\pi r \varepsilon} \frac{dF_m(z')}{dz'} \frac{dF_n(z')}{dz'} dz' dr' \\
&= \frac{j}{w2\pi \varepsilon} \int_{\alpha}^c \frac{\varepsilon - \varepsilon_2}{\varepsilon_2 r'} dr' \int_{-z_{n-1}}^{z_{n+1}} \frac{dF_m(z')}{dz'} \frac{dF_n(z')}{dz'} dz' \\
&= \frac{j}{w2\pi \varepsilon} \frac{\varepsilon - \varepsilon_2}{\varepsilon_2} \ln\left(\frac{c}{\alpha}\right) \int_{-z_{n-1}}^{z_{n+1}} \frac{dF_m(z')}{dz'} \frac{dF_n(z')}{dz'} dz'
\end{aligned} \tag{3.113}$$

haline dönüşür. ΔZ 'nin elemanları taban ve test fonksiyonları parçalı sinüzoidler seçilirse analitik olarak hesaplanabilir.

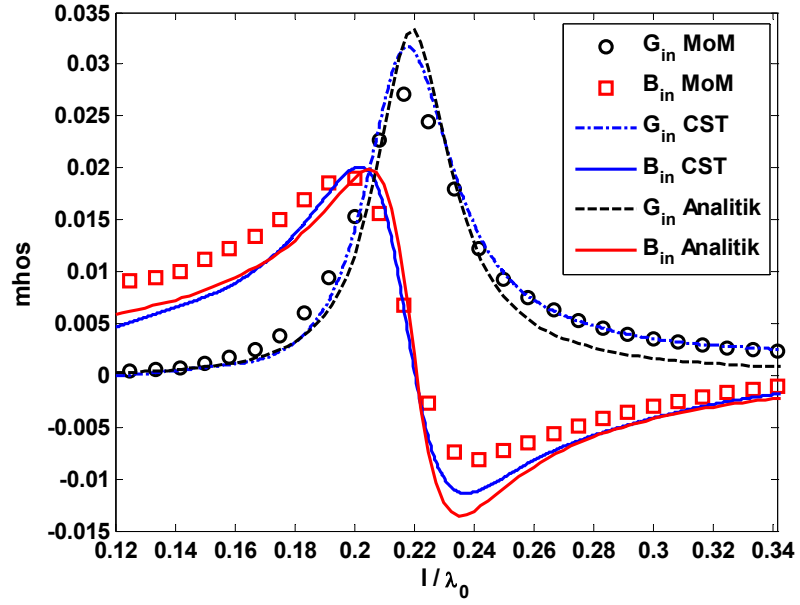
ΔZ matrisi sadece köşegen olan elemanları sıfıra eşit olmamak üzere üçlü köşegen (tridiagonal) özelliğe sahiptir. Bu özellik kullanılan parçalı sinüzoid taban fonksiyonlardan kaynaklanmaktadır. Ayrıca ΔZ matrisi Z matrisinde olduğu gibi simetrik ve Toeplitz özelliğine sahiptir. Dolayısıyla ΔZ matrisinin elemanları

$$\begin{aligned}
\Delta Z_{n,n} &= \frac{jk}{w2\pi \varepsilon} \frac{\varepsilon - \varepsilon_2}{\varepsilon \varepsilon_2} \ln\left(\frac{c}{\alpha}\right) \left(\frac{k\Delta z}{\sin^2(k\Delta z)} + \frac{1}{\tan(k\Delta z)} \right) \\
\Delta Z_{n,n-1} &= \frac{-jk}{w4\pi \sin(k\Delta z)} \frac{\varepsilon - \varepsilon_2}{\varepsilon \varepsilon_2} \ln\left(\frac{c}{\alpha}\right) \left(1 + \frac{k\Delta z}{\tan(k\Delta z)} \right) \\
\Delta Z_{n-1,n} &= \Delta Z_{n,n-1}
\end{aligned} \tag{3.114}$$

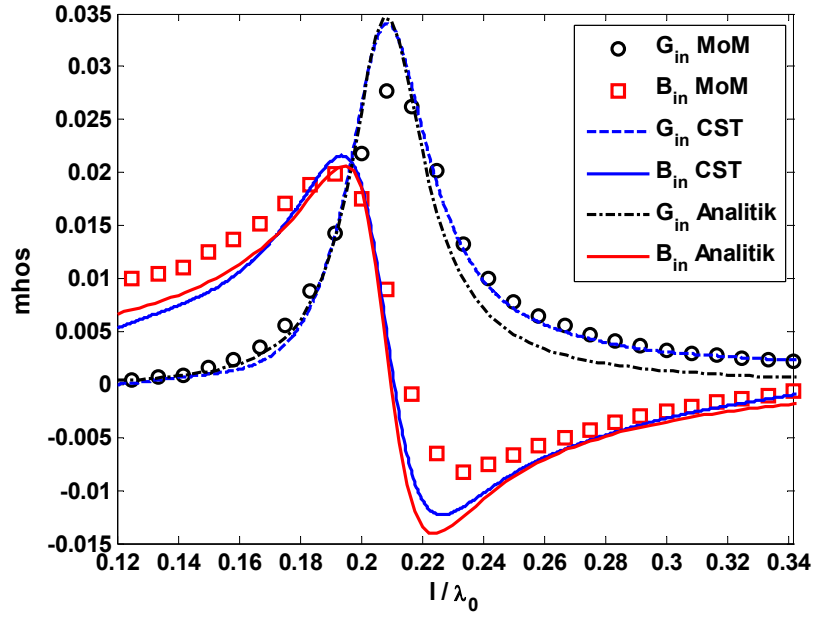
ile hesaplanabilir. Bu analizle beraber dielektrik ile kaplı dipole anten için moment yönteminin uygulanması ile birlikte aşağıdaki $N \times N$ doğrusal sistemi elde edilir:

$$\sum_{n=1}^N (Z_{mn} + \Delta Z_{mn}) A_n = V_m, \quad m = 1, 2, \dots, N. \tag{3.115}$$

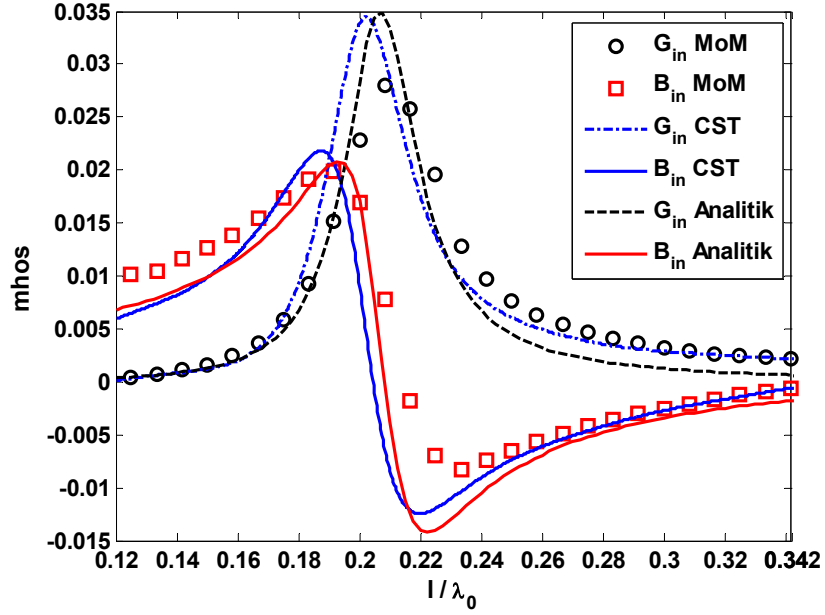
Burada A, Z ve V çıplak tel anten analizinde elde edilen ifadeler olup ΔZ dielektrik kaplamanın etkisini ifade etmektedir. Galerkin tekniğinin Moment Yöntemi ile kullanılması ile beraber yukarıda elde edilen analiz tekniği kullanılarak daha önceki analitik yöntem, CST MS ile dielektrik kaplı anten için yapılan analiz sonuçları karşılaştırılmıştır. Bu sonuçlar Şekil 3.25, 3.26 ve 3.27'de görülmektedir.



Şekil 3.25. $\epsilon_2=2.3$, $l=125\text{mm}$ için sonsuz toprak düzlem üzerindeki monopol antenin giriş admitansının (G ve B) l/λ_0 'ya göre değişimi.



Şekil 3.26. $\epsilon_2=9$, $l=125\text{mm}$ için sonsuz toprak düzlem üzerindeki monopol antenin giriş admitansının (G ve B) l/λ_0 'ya göre değişimi.



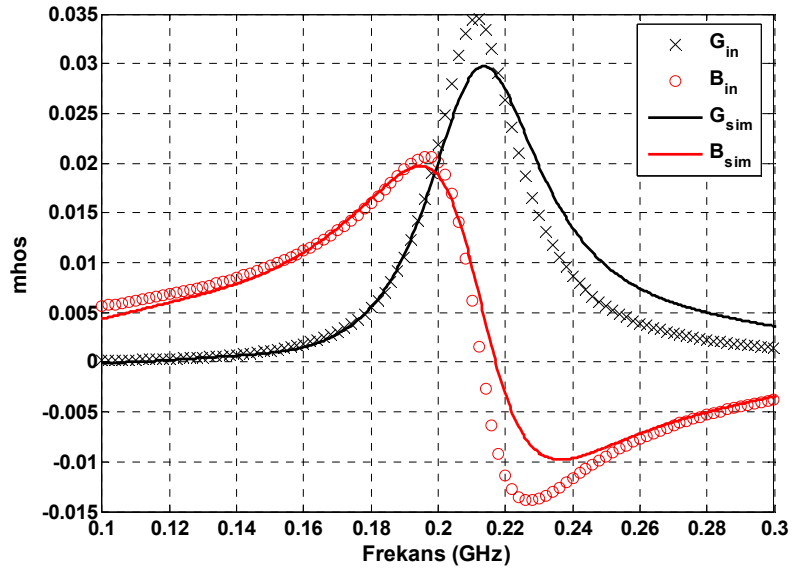
Şekil 3.27. $\epsilon_2=15$, $h=125$ mm için sonsuz toprak düzlem üzerindeki monopol antenin giriş admitansının (G ve B) l/λ_0 'ya göre değişimi.

elde edilen bu karşılaştırmalar göre sonuçlar uyum içerisindedir. Ancak yukarıda kullanılan analitik yöntem bilgisayar ortamındaki hesaplamalarda nümerik yöntemle göre oldukça hızlı sonuç vermektedir. Yukarıdaki grafiklerin elde edilmesi için MatLAB 2006'da 31 farklı l/λ_0 değeri için uygulaması yapılan moment yöntemiyle Intel (R) Xeon işlemcili ve herbiri 2GHz'de 8 çekirdekli ve 8Gb RAM'e sahip bilgisayarda toplam hesaplama süresi 671.3sn sürerken aynı işlem analitik yöntemle aynı bilgisayar ve yazılımda 31 farklı l/λ_0 değeri için 2.9sn sürmektedir.

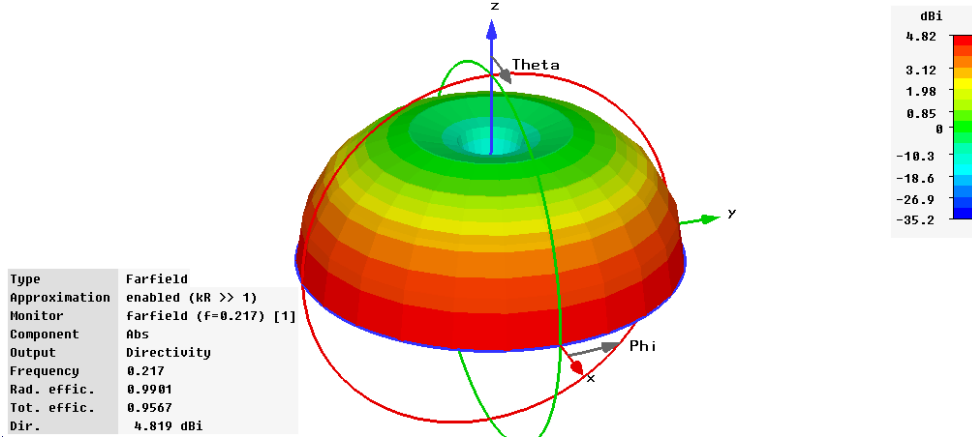
3.4. Baskı Devre Monopol ve Ortadan Beslemeli Dipol Antenlerin Analizi

Dielektrikle kaplı tel monopol ve dipolün analitik olarak giriş empedans ve admitansları bir önceki bölümde ifade edilmiş ve sonuçlar CST MS ile doğrulanmıştı. Bu bölümde ise baskı devre monopolün giriş empedansı ve admitansının analitik olarak önceki bölümlerde elde edilen ifadelerle hesaplanabileceği gösterilecektir. Bunun için bölüm 3.3'deki Popovic ve Nestic'in (1984) düzeltilmiş yaklaşımı dolayısıyla Eş. 3.24-3.30 ve Eş. 3.60-3.88 ifadelerinin beraber kullanımıyla baskı devre monopol ve dipolün giriş admitansını analitik olarak hesaplamak mümkündür. Bu ifadeler kullanılarak frekansa karşı elde edilen admitans değerleri Şekil 3.8.'deki yapı için

karşılaştırılmıştır. Şekil 3.28.'de verildiği üzere sonuçlar birbiriyle uyumlu gözükmemektedir. Rezonans frekansı 215MHz'den daha küçük frekans değerlerinde karşılaştırılan admitans değerlerinin birbirlerine oldukça yakın olduğu görülürken 222.5MHz civarında hata oranı özellikle admitansın kompleks kısmında %100 değerine ulaşmaktadır. Ancak burada admitans değerinden ziyade antenin rezonans frekansının değerini hesaplamak çok daha kritiktir. Dolayısıyla bu ifadelerin ortak kullanımı baskı devre rezonant antenlerin analitik olarak bilgisayar destekli tasarım ortamında sentezlemenin yolunu açmaktadır. Şekil 3.28'de G_{in} , B_{in} analitik olarak elde edilen admitansın sırasıyla gerçek ve sanal kısmını gösterirken G_{sim} , B_{sim} ise aynı parametrelerin CST MS ile benzetimi sonucu elde edilmiş halleridir.

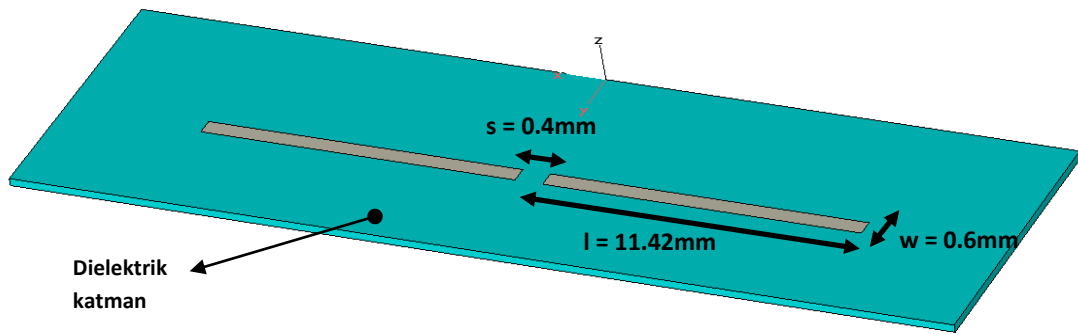


Şekil 3.28. Şekil 3.8'deki baskı devre monopolün elde edilen Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \circ) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu).

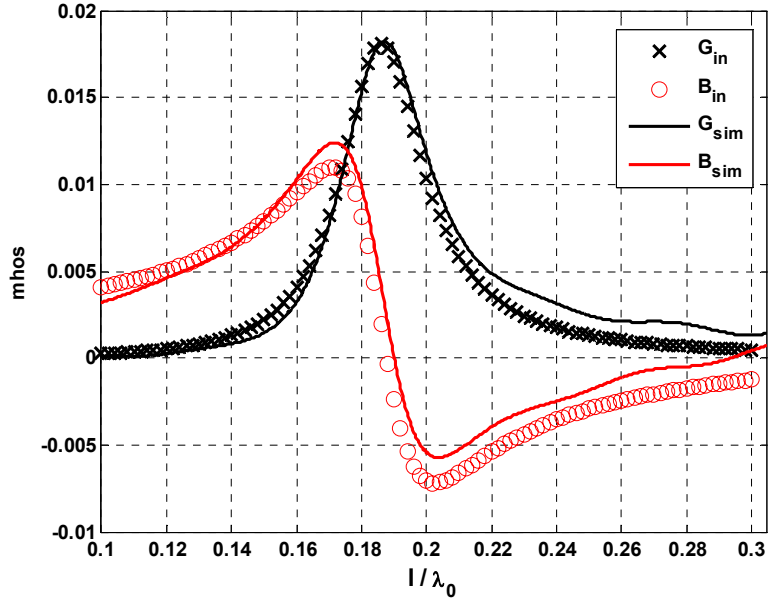


Şekil 3.29. Şekil 3.8'deki baskı devre monopolün CST MS benzetimi ile elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü

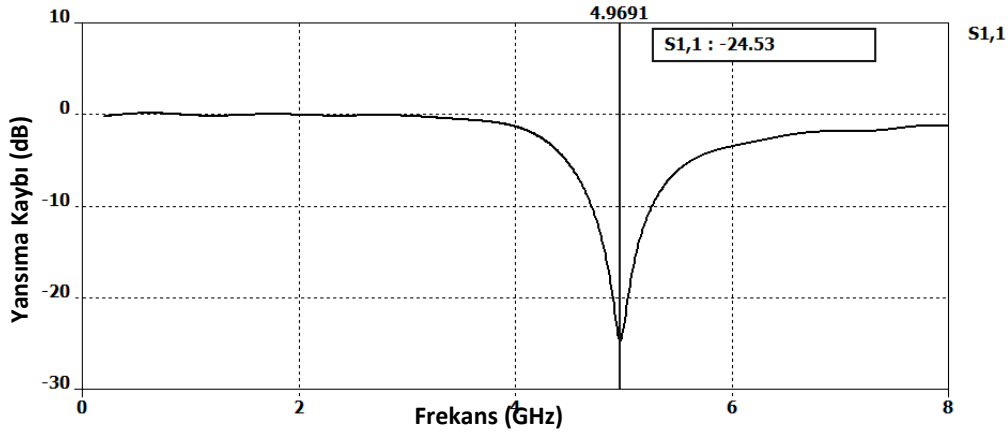
Ayrıca yapının elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü Şekil 3.29.'da görülmektedir. Daha sonra rezonans frekansı $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre dipol anten Şekil 3.30.'da görüldüğü üzere modellenip analiz ve benzetimi yapılmış elde edilen sonuçlar Şekil 3.31.'de karşılaştırılmıştır (Akan, V., ve Yazgan, E., 2011 (1)). Şekilde görüldüğü üzere sonuçlar birbirine oldukça yakın çıkmıştır. Böylece yüksek frekanslarda baskı devre dipolün giriş admitansının analitik olarak elde edilen Eş. 3.24-3.30 ve Eş. 3.60-3.88 ile hesaplanabileceği gösterilmiştir. Şekil 3.32.'de elde edilen S_{11} parametresine göre ise antenin rezonans frekansı 4975MHz civarındadır.



Şekil 3.30. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $w=0.6\text{mm}$, $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli dipol anten (Akan, V., ve Yazgan, E., 2011 (1)).

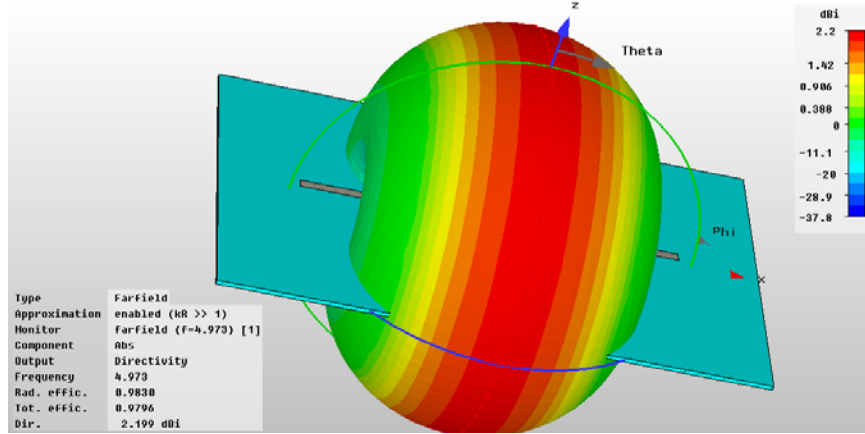


Şekil 3.31. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli dipol anten için analitik olarak ve CST MS’de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \odot) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu).



Şekil 3.32. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli dipol anten için CST MS’de elde edilen S_{11} ($Z_0=50\Omega$) parametresi.

CST MS’de elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü ise dipol anten üzerinde Şekil 3.33.’de gösterilmiştir.



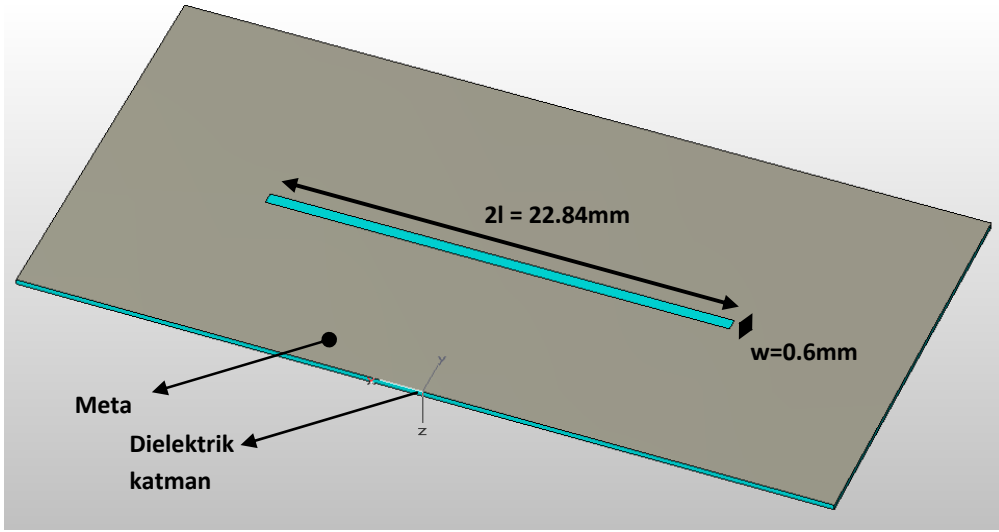
Şekil 3.33. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli dipol antenin CST MS'de elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü.

3.5. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Dar Yarık Dipol Antenin Analizi

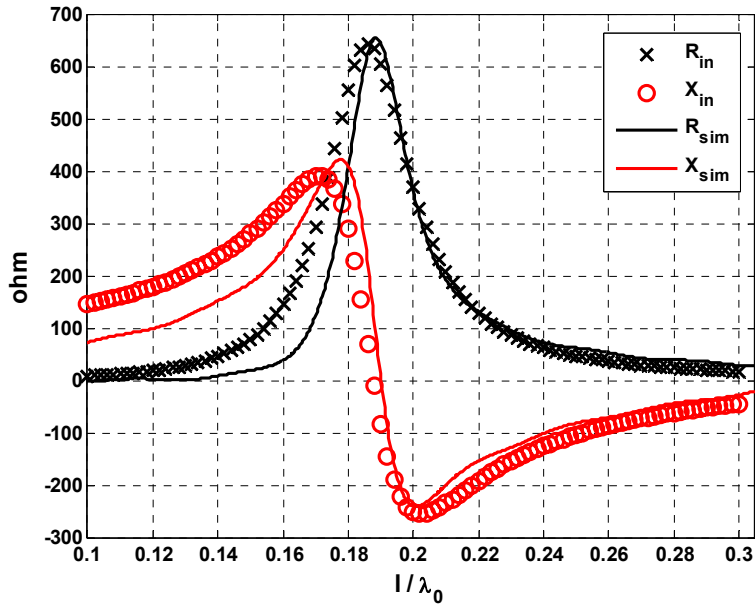
Şekil 3.30.'daki yapının tamamlayıcısı Şekil 3.34'de görülmektedir. Booker ve Babinet (Kraus, 2002) prensibi kullanılarak

$$Z_s Z_d = \frac{\eta_0^2}{4} \quad (3.116)$$

elde edilir. Bu eşitliğin yardımı ve Eş. 3.75-3.88 ve Eş. 3.116 ifadelerinin beraber kullanılmasıyla baskı yarık dipolün giriş empedansını hesaplamak mümkündür. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 3.35'de görülmektedir. Sonuçlar birbirlerine oldukça yakın çıkmıştır. Benzetim sonuçları analitik yaklaşımı desteklemektedir. Ayrıca Şekil 3.35.'de gösterilen karşılaştırmaya göre $0.19\lambda_0$ 'den sonra bu çalışmada elde edilen sonuçlar benzetim sonuçlarına $0.19\lambda_0$ 'den önceki değerlere göre daha yakın çıkmaktadır.

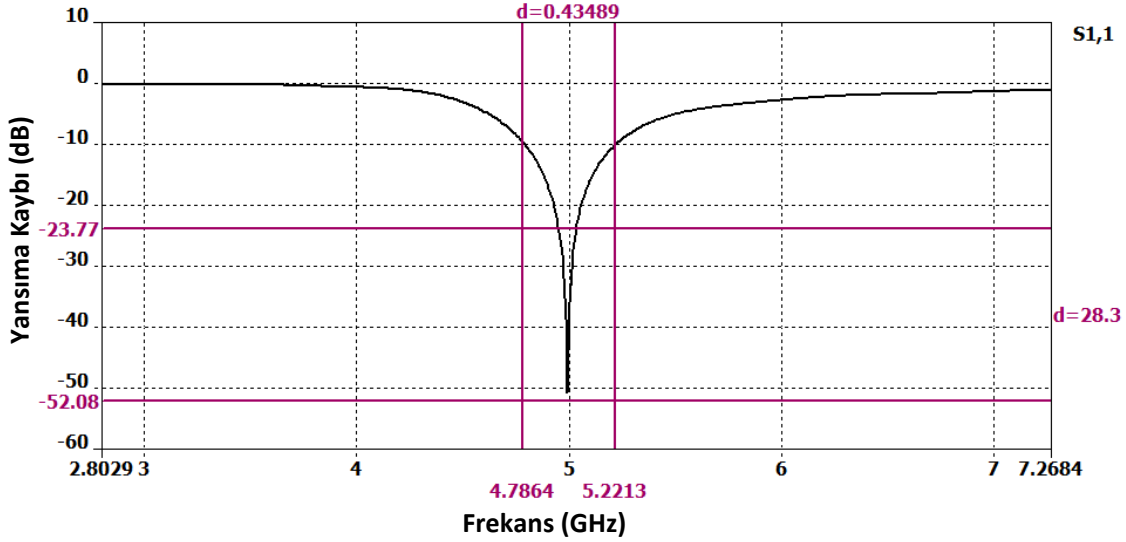


Şekil 3.34 $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol anten.

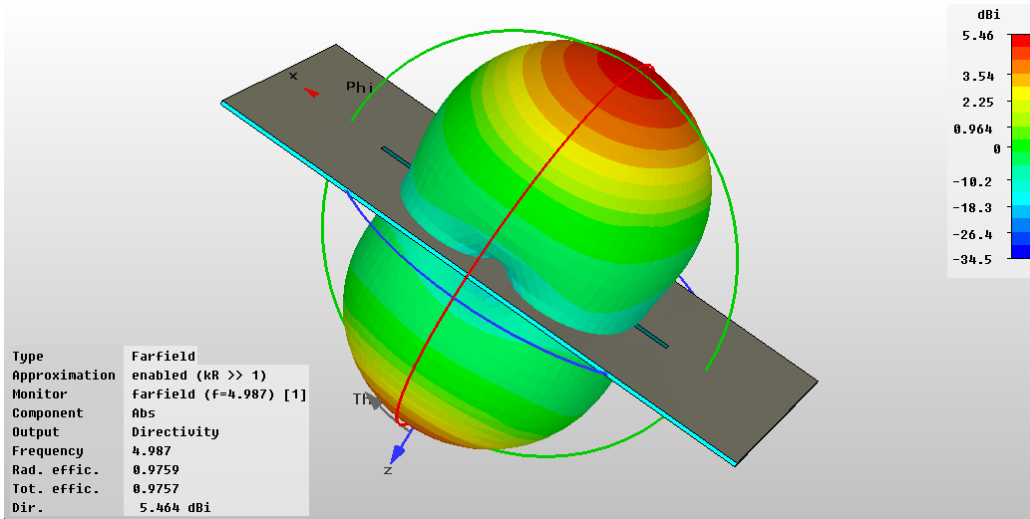


Şekil 3.35. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.293\text{mm}$, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Z_{in} , R_{in} ve X_{in} (hesaplanan, X ve \circ) ile R_{sim} (—) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu).

Benzetimle elde edilen S_{11} parametresinin frekansa göre değişimi Şekil 3.36.'da, yapının ışımaya örüntüsü karakteristiğinin 3-boyutlu hali Şekil 3.37.'de gösterilmektedir.



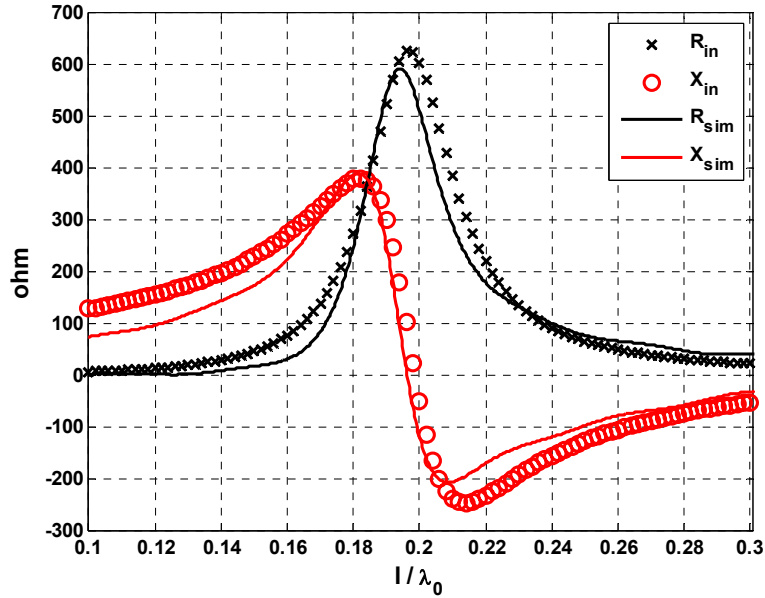
Şekil 3.36 $f_0=6567$ MHz (serbest uzayda), $l=11.42$ mm $h=0.293$ mm, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol anten için CST MS'de elde edilen S_{11} ($Z_0=640\Omega$) parametresi.



Şekil 3.37. $f_0=6567$ MHz (serbest uzayda), $l=11.42$ mm $h=0.293$ mm, $\epsilon_r = 3.44$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol antenin CST MS'de elde edilen 3-boyutlu ışımaya örüntüsü.

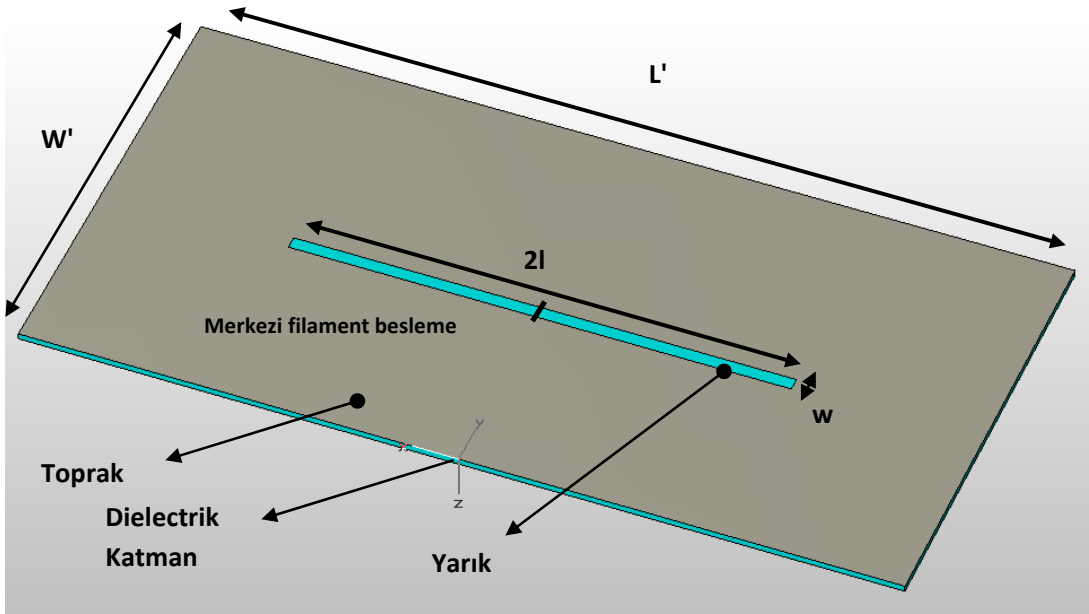
Eş. 3.80-3.88 ve Eş. 3.116 ifadelerinin beraber kullanılmasıyla oluşturulan analitik yaklaşımla ve benzetimle elde edilen sonuçlar ayrıca $\epsilon_r=2.33$, $h=0.508$ mm,

$l=11.42\text{mm}$ ve $w=0.6\text{mm}$ parametreleri için gerçekleştirilmiştir. Yapılan karşılaştırma Şekil 3.38.'de görülmektedir. Burada da sonuçlar birbirlerine oldukça yakın elde edilmiştir.

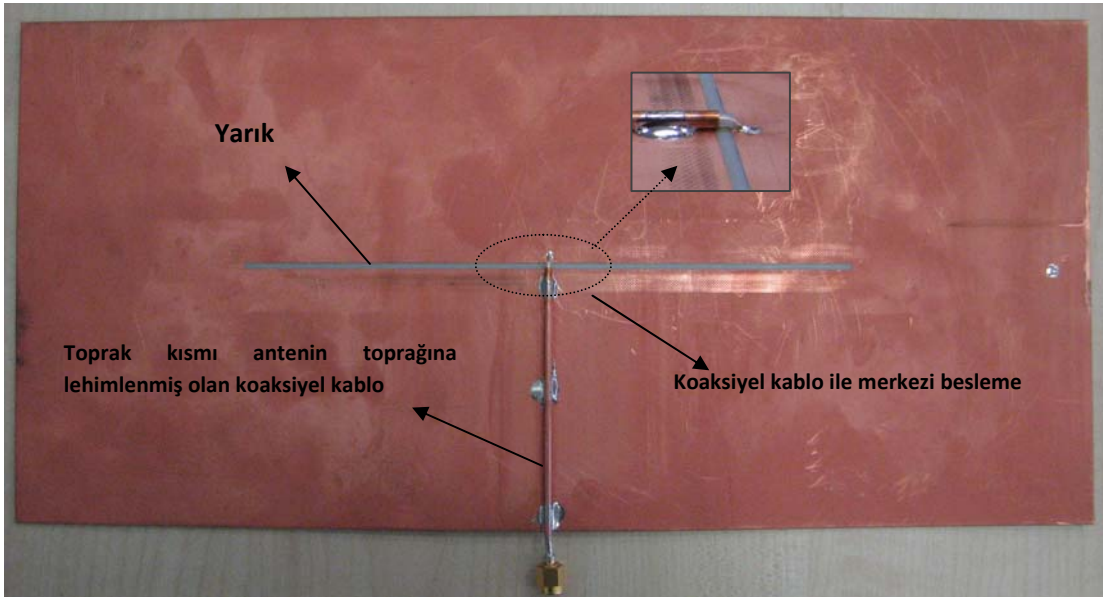


Şekil 3.38. $f_0=6567\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=11.42\text{mm}$ $h=0.508\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.33$ olan baskı devre ortadan beslemeli yarık dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Z_{in} , R_{in} ve X_{in} (hesaplanan, X ve \circ) ile R_{sim} (—) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu).

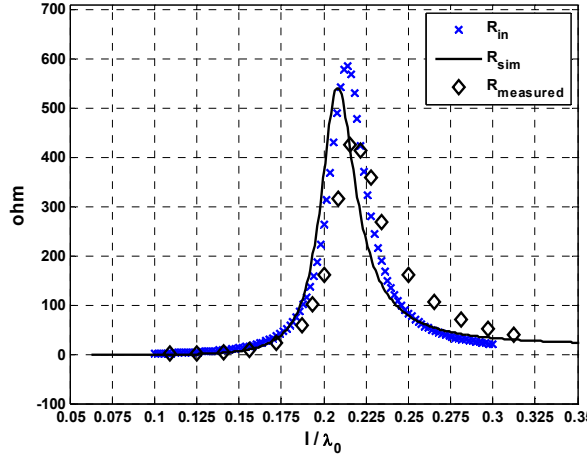
Elde edilen analitik ifadeler ve yapılan benzetimleri deneysel olarak doğrulamak amacıyla dielektrik sabiti $\epsilon_r=2.08$, kayıp tanjantı $\tan\delta=0.0006$, ve kalınlığı $h=1.524\text{mm}$ olan tek taraflı baskı devre kartı üzerinde prototip anten üretilmiştir. Şekil 3.39.'da bu antenin CST MS'de modellenmesi, Şekil 3.40.'da ise üretilmiş prototipin fotoğrafı yer almaktadır. Antenin diğer fiziksel parametreleri ise $2l=187.5\text{mm}$, $w=1.5\text{mm}$, $L'=340\text{mm}$, $W'=160\text{mm}$ şeklindedir ve burada $2l= \lambda_0/2=187.5\text{mm}$ 'dir. Besleme hattı olarak 50ohm 'luk yarı sert eş-eksenli kablo kullanılmıştır. Bu kablonun dış iletken çapı 2.2mm , dalga hız faktörü 70% ve 1GHz çalışma frekansında birim uzunluktaki kaybı 0.72dB/m 'dir. Kablonun canlı ucu yarığın merkezinde karşı tarafa, kablonun toprağı da antenin toprağına fotoğrafta görüldüğü üzere lehimlenmiştir. Kablonun SMA konnektör ucundan toplam uzunluğu 10.1cm 'dir.



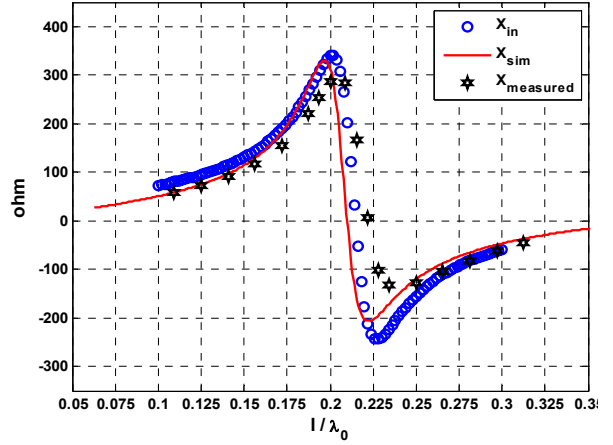
Şekil 3.39. Prototipi üretilen antenin CST MS'de modellenmesi (Akan, V., ve Yazgan, E.,2011 (2)).



Şekil 3.40. $\epsilon_r=2.08$, $\tan\delta=0.0006$, $h=1.524\text{mm}$ özelliklerine sahip tek yüzlü baskı devre kartı üzerinde $2l=187.5\text{mm}$, $w=1.5\text{mm}$, $L'=340\text{mm}$, $W'=160\text{mm}$ fiziksel parametrelerine göre üretilen prototip anten (Akan, V., ve Yazgan, E.,2011 (2)).



(a)



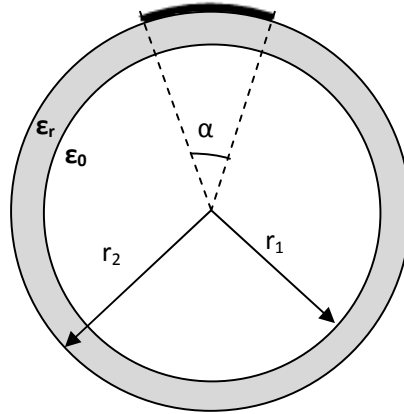
(b)

Şekil 3.41. Prototip anten için giriş empedansının analitik, benzetim ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılması a) Gerçek kısım, b) Sanal kısım (Akan, V., ve Yazgan, E.,2011 (2)).

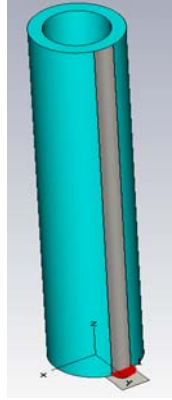
Analitik, nümerik ve deneysel ölçüm sonuçları giriş empedansının gerçek ve sanal kısımları için sırasıyla Şekil 3.41.'de verilmiştir. Ölçümler sırasında eş-eksenli kablodan yarığa geçiş etkisi çalışılan frekansta baskın bir etkiye sahip olmadığı için ihmal edilmiştir. Şekil 3.41 (a)'ya göre gerçek kısım analitik yaklaşımda en fazla 580 Ω benzetimde 540 Ω olarak hesaplanırken üretilen prototipte en fazla 430 Ω civarında ölçülmüştür. Sanal kısım ise benzetimde l/λ_0 0.22'de 0 olurken, bu tez çalışmasında elde edilen analitik yaklaşımda 0.212'de, deneysel olarak ölçümde ise 0.224 civarında ölçülmüştür. Böylece tez çalışmasında elde edilen analitik ifadelerle ön tasarım çalışması kolaylıkla yapılabilir.

3.6. Silindirik Kesite Sahip Dielektrik Katman Üzerinde Oluşturulan Filaman Beslemeli Monopol/Dipol Antenin Analizi

Şekil 3.42.'de silindirik dielektrik katman üzerinde oluşturulan şerit monopol/dipol antenin kesiti görülmektedir. r_2 , dielektrik sabiti ϵ_r olan dielektrik silindirin dış yarıçapını r_1 ise iç yarıçapını ifade etmektedir. Bu silindir üzerinde sonsuz incelikte ve α genişliğinde şerit monopol/dipol bulunmaktadır. Bu yapının CST MS'da oluşturulan 3-boyutlu modeli Şekil 3.43.'de görülmektedir.

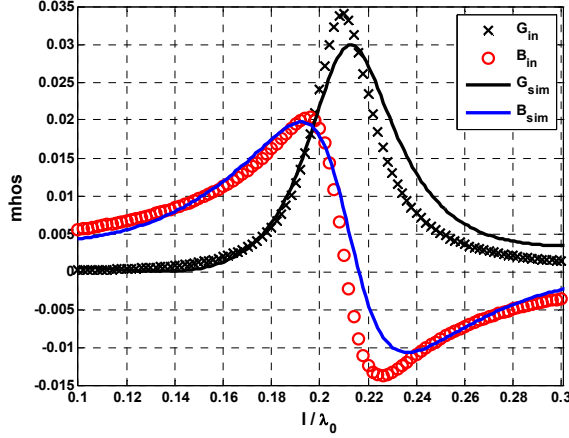


Şekil 3.42. Silindirik dielektrik katman üzerindeki monopol/dipol antenin kesiti.

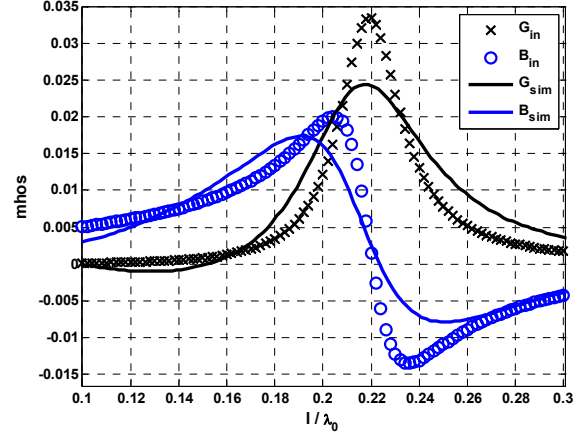


Şekil 3.43. Silindirik kesite sahip dielektrik katman üzerindeki monopol antenin CST MS'da oluşturulan 3-boyutlu modeli.

Analitik hesaplamalar sırasında şerit metal düzlemsel bir dielektrik üzerindeymiş gibi dikkate alınmıştır. Daha sonra da Eş. 3.25-3.30 ve Eş. 3.75-3.88 ifadelerinin beraber kullanımıyla giriş empedansı değerlerine ulaşmak mümkündür. Böylece problem, genişliği $w=\alpha r_2$ ve şeridin kalınlığı r_2-r_1 olan dielektrik üzerinde oluşturulmuş olduğu varsayılarak düzlemsel hale getirilmiştir. Ancak analitik yaklaşımın hassasiyeti α 'nın büyüklüğünün dolayısıyla w 'nın artması ile azalmaktadır. Bu azalma Şekil 3.45.'de görülmektedir. $l=75\text{mm}$, $r_2 = 6\text{mm}$, $r_1=4.2\text{mm}$ ve $\alpha=27^\circ$ olan silindirik baskı devre monopul antenin giriş admitansı için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 3.44.(a)'da görülmektedir. Bu şekilde sonuçların birbirlerini destekler nitelikte olduğu açıkça gösterilmektedir.



(a)



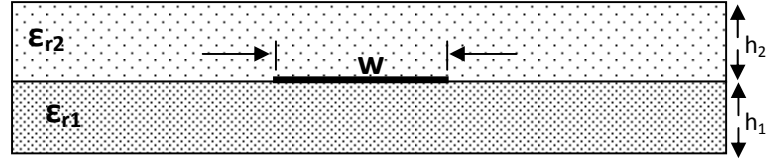
(b)

Şekil 3.44. Silindirik baskı devre monopol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması a) $f_0=1000\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=75\text{mm}$ $h=1.8\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.1$, $r=6\text{mm}$, $\alpha=27^\circ$ için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \bullet) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu), b) $f_0=600\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=125\text{mm}$ $h=1.5\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.1$ olan silindirik baskı $r=5\text{mm}$, $\alpha=55^\circ$ için G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \bullet) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu).

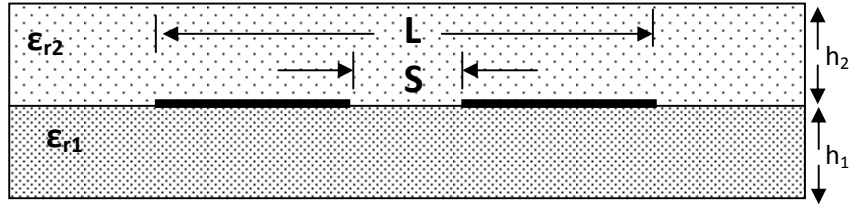
Şekil 3.44.(b).de görüldüğü üzere α 'nın 55° olduğu başka bir analiz ve benzetim gerçekleştirilmiştir. $\alpha=27^\circ$ için admitansın gerçek kısmının en büyük değeri tez çalışmasında elde edilen yaklaşımla (Eş. 3.25-3.30 ve Eş. 3.75-3.88 ifadelerinin beraber kullanımıyla) 0.034mhos elde edilirken, CST MS'de gerçekleştirilen benzetimde 0.03 mhos civarındadır. Antenin admitansının sanal kısmı tez çalışmasında elde edilen yaklaşımla $l/\lambda_0 = 0.21$ civarında sifıra yakın değerlere ulaşırken CST MS'de yapılan benzetimde ise $l/\lambda_0 = 0.216$ 'da sifır değerine yaklaşmaktadır. $\alpha=55^\circ$ için G'nin en yüksek değeri tez çalışmasında kullanılan yöntemle 0.034 mhos civarında elde edilirken CST MS'de gerçekleştirilen benzetimde 0.024 mhos civarındadır. α arttırılınca G'nin en yüksek değerler arasındaki fark artmaktadır. Antenin rezonansa geçtiği $B=0$ tez çalışmasında elde edilen analitik yöntemle $l/\lambda_0=0.2205$ olurken benzetimde 0.2208 olarak hesaplanmıştır. Böylece antenin rezonans frekansındaki değişim tez çalışmasındaki yöntemle yaklaşık olarak hesaplanabileceği görülmektedir.

3.7. İki İnce Dielektrik Katman Arasındaki Baskı Devre Monopol/Dipol Antenlerin Analizi

Baskı devre antenler dış etkilerden korunmak için üzerleri genelde radom olarak adlandırılan bir kapak ya da ince dielektrik kaplama ile kaplanmaktadır. h_1 kalınlığında ve dielektrik sabiti ϵ_{r1} olan bir dielektrik katman üzerinde oluşturulan üzeri h_2 kalınlığında ve dielektrik sabiti ϵ_{r2} olan katman ile kaplanan baskı monopol antenin kesit geometrisi Şekil 3.45.'de görülmektedir. Şekil 3.46.'da ise antenin birim uzunluktaki kapasitesini belirlemek için iletim hattı yaklaşımında kullanılmak üzere oluşturulan eş-düzlemlı şerit iletim hattının kesiti görülmektedir.



Şekil 3.45. İki dielektrik katman arasındaki baskı devre monopol ve dipol için kesit gösterimi.



Şekil 3.46. İki dielektrik katman arasındaki baskı devre monopol ve dipol için hat kapasitesinin modellenmesi amacıyla kullanılan eş-düzlemlı şerit iletim hattı için kesit parametreleri.

Yukarıdaki yapı için birim uzunluktaki kapasite C' aşağıdaki gibi hesaplanır (Akan, 2004),

$$C' = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c_0 Z_0} \quad (3.117)$$

c_0 burada vakumdaki ışık hızını, Z_0 hattın karakteristik empedansını ve ϵ_{eff} etkin dielektrik sabitini ifade etmektedir. Z_0

$$Z_0 = \frac{120\pi K(k_0)}{\sqrt{\epsilon_{eff}} K(k'_0)} \quad (3.118)$$

ve ϵ_{eff}

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{(\epsilon_{r1} - 1) K(k'_0) K(k_1)}{2 K(k_0) K(k'_1)} + \frac{(\epsilon_{r2} - 1) K(k'_0) K(k_2)}{2 K(k_0) K(k'_2)} \quad (3.119)$$

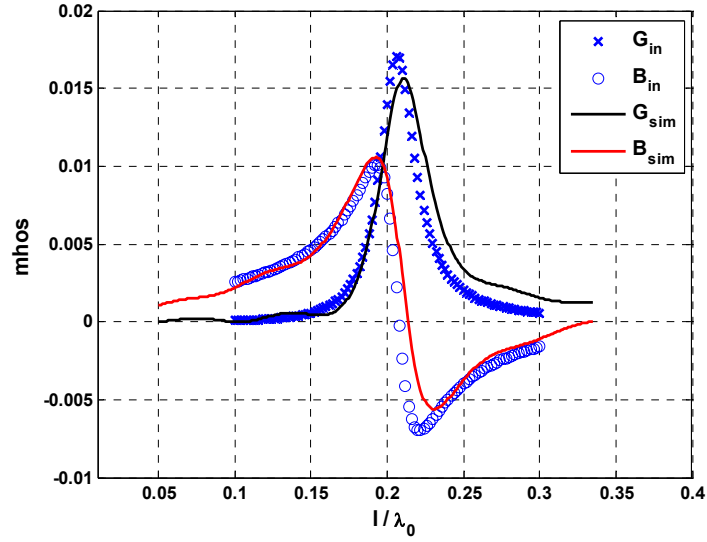
olarak ifade edilir (Akan, 2004). Burada $K(k)$ birinci dereceden tam eliptik integrali ifade eder, k eliptik modülü ve $K(k')$, $K(k)'$ nin, $k' = \sqrt{1-k^2}$ olmak üzere, tamamlayıcıdır. Eliptik modüller sırasıyla hava, birinci dielektrik katman ve ikinci dielektrik katman için aşağıda verilmiştir.

$$k_0 = \frac{S/2}{L/2} \quad (3.120)$$

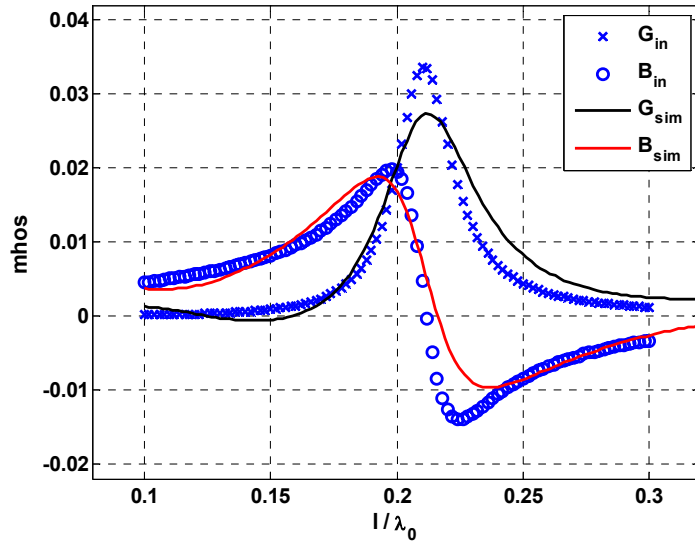
$$k_1 = \frac{\sinh(\pi S / 4h_1)}{\sinh(\pi L / 4h_1)} \quad (3.121)$$

$$k_2 = \frac{\sinh(\pi S / 4h_2)}{\sinh(\pi L / 4h_2)} \quad (3.122)$$

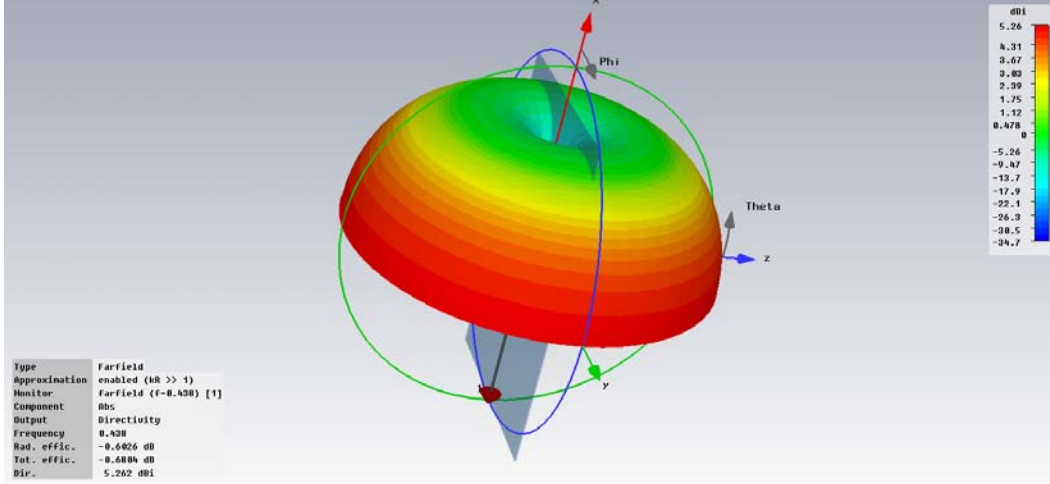
Hesaplanan birim uzunluktaki hat kapasitesi, $a=w/4$ ve $D=300a$ ifadeleri Eş. 3.25'de yerine yerleştirilirse eşdeğer dielektrik kaplı tel monopoldaki dielektrik kalınlığı hesaplanabilir. Eşdeğer yapıdaki dielektrik sabiti ϵ_{r1} veya ϵ_{r2} olarak alınabilir. Bu çalışmada ϵ_{r1} olarak dikkate alınmıştır. İlgili parametreler dielektrik kaplı tel monopol antenin analizinde kullanılan eşitliklerde (Eş. 3.25-3.30 ve Eş. 3.75-3.88 ifadelerinin beraber kullanımıyla) yerine yerleştirildiğinde iki dielektrik katman arasındaki baskı devre monopoldipol antenin giriş empedansı hesaplanabilmektedir. $l=75\text{mm}$, $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$ katmanlı $w= 2\text{mm}$ olmak üzere baskı devre dipol antenin giriş admitansı için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 3.47'de görülmektedir. Yapılan bu karşılaştırmaya göre sonuçlar birbirlerini destekler niteliktedir.



Şekil 3.47. $f_0=1000\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=75\text{mm}$ $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w= 2\text{mm}$ olmak üzere katmanlı baskı devre dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \circ) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu).



Şekil 3.48. $f_0=500\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=150\text{mm}$ $h_1=0.4\text{mm}$, $h_2=0.8\text{mm}$ $\epsilon_{r1} = 3.44$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w= 3\text{mm}$ katmanlı baskı devre monopül anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Y_{in} , G_{in} ve B_{in} (hesaplanan, X ve \circ) ile G_{sim} (—) ve B_{sim} (—) (benzetim sonucu).

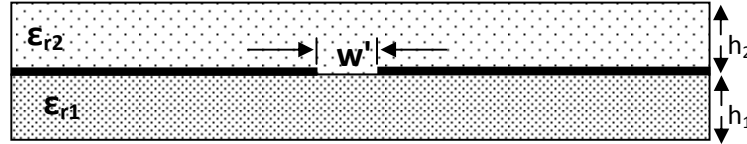


Şekil 3.49. $f_0=500\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=150\text{mm}$ $h_1=0.4\text{mm}$, $h_2=0.8\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.44$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w= 3\text{mm}$ katmanlı baskı devre monopol anten için CST MS’de elde edilen 3-boyutlu yönlülüğü.

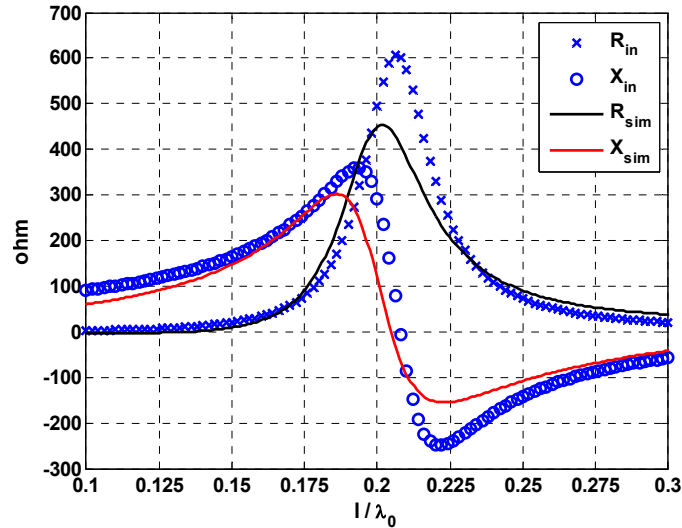
Özellikle antenin rezonansa geçtiği l/λ_0 değer bölgesi incelendiğinde tez çalışmasında kullanılan analitik yaklaşım ile hesaplamada anten $l/\lambda_0 = 0.21$ civarında rezonansa geçerken bu CST MS’de yapılan benzetimde 0.23 ’de rezonansa geçmektedir. Maksimum G değeri ise tez çalışmasındaki yaklaşım ile yapılan hesaplamada 0.0175 mhos değeri elde edilirken CST MS’deki benzetimde 0.0155 mhos değeri elde edilmiştir. Şekil 3.48.’de ise sonsuz toprak düzlem üzerine dik olarak yerleştirilmiş ve iki dielektrik katman arasında, $l=150\text{mm}$ $h_1=0.4\text{mm}$, $h_2=0.8\text{mm}$ $\epsilon_{r1} = 3.44$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w= 3\text{mm}$ için oluşturulmuş baskı monopol antenin giriş admitansının analitik ve nümerik olarak karşılaştırılması yer alırken Şekil 3.49.’da ise antenin CST MS’de elde edilen 3-boyutlu yönlülüğü verilmiştir. Şekil 3.49’daki karşılaştırmalar incelendiğinde dielektrik katman kalınlıkları arttıkça özellikle G’nin maksimum değerindeki sapmanın arttığı görülmektedir. Antenin rezonansa geçtiği l/λ_0 değer bölgesi incelendiğinde tez çalışmasında kullanılan analitik yaklaşım ile hesaplamada anten bir önceki analiz ve benzetimdeki değerlere yakın olarak $l/\lambda_0 = 0.21$ civarında rezonansa geçerken CST MS’de yapılan benzetimde 0.23 ’de rezonansa geçmektedir.

3.8. İki Dielektrik Katman Arasındaki Baskı Devre Filaman Beslemeli Dar Yarık Antenin Analizi

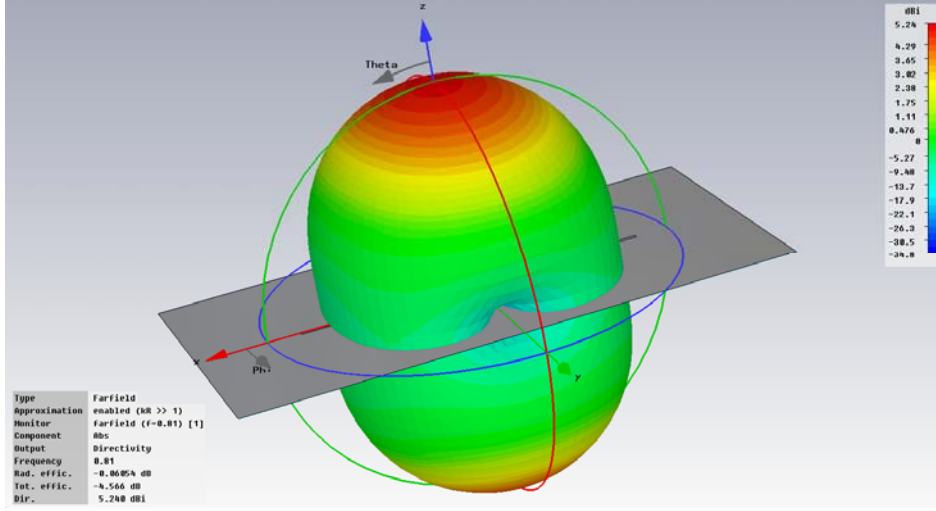
Bölüm 3.7'deki antenin tamamlayıcı durumundaki yapı da benzer şekilde bu bölümde incelenmektedir. İki dielektrik katman arasındaki baskı devre filaman beslemeli dar yarık antenin giriş empedansını hesaplamak için Eş. 3.25-3.30 ve Eş. 3.75-3.88 ifadelerinin beraber kullanımıyla bir önceki bölümde analizi yapılan dipol antenin giriş empedansı hesaplandıktan sonra Babinet (Balanis,2005; Kraus, 2002) prensibinden yararlanılıp Eşitlik 3.116 kullanılarak dar yarık antenin giriş empedansına ulaşılabilir. Şekil 3.50'de modellenen iki dielektrik katman arasındaki baskı devre filaman beslemeli dar yarık antenin kesiti gösterilmektedir.



Şekil 3.50. $l=75\text{mm}$ $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w'=2\text{mm}$ olmak üzere katmanlı baskı devre, dar yarık antenin CST MS'de modellenmesi



Şekil 3.51. $f_0=1000\text{MHz}$ (serbest uzayda), $l=75\text{mm}$ $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w'=2\text{mm}$ olmak üzere katmanlı baskı devre, dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, Z_{in} , R_{in} ve X_{in} (hesaplanan, \times ve \circ) ile R_{sim} (—) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu).



Şekil 3.52. $l=75\text{mm}$ $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w'=2\text{mm}$ olmak üzere katmanlı baskı devre, dar yarık antenin 810MHz'de elde edilen 3-boyutlu yönlülüğü.

Şekil 3.51.'de $l=75\text{mm}$ $h_1=h_2=0.4\text{mm}$, $\epsilon_{r1} = 3.2$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $w'=2\text{mm}$ olmak üzere katmanlı baskı devre, dar yarık antenin giriş empedansı için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması yer almaktadır. Sonuçlar birbirilerine yakın elde edilmiştir. Bölüm 4.7'deki katlanmış dipol antenin analizinde elde edilen sonuçlara benzer olarak R'nin maksimum değerindeki fark 155Ω 'u bulmaktadır. Ancak antenin rezonansa girdiği l/λ_0 değeri hem bu bölümdeki analitik yöntem hem de CST MS'de gerçekleştirilen benzetimde 0.21 civarında elde edilmiştir. Şekil 3.52.'de ise bu antenin 810MHz'de elde edilen 3-boyutlu yönlülüğü görülmektedir. Yarık antenin genel karakteristiği olarak dik bakış açısında (boresight) maksimum kazanç elde edilmektedir.

3.9. Yorumlar

Elektrostatik yaklaşıma dayanan Hallen'in (1962) eşdeğer yarıçap teoremi şerit antenlerin giriş empedanslarının hesaplanmasında silindirik kesitli tel antene dönüşüm sağlayarak kullanılabilir. Bu yaklaşımda temel prensip ilgili antenin birim uzunluktaki kapasitansının hesaplanmasına dayanmaktadır. Popovic ve arkadaşları (1981, 1984) ise Hallen'in (1962) bu çalışmasını bir adım ileriye götürerek ince dielektrik katman üzerindeki şerit monopol antenler için eşdeğer dielektrik ile kaplı silindirik tel antenlere dönüşüm sağlamıştır. Bununla beraber Jaisson'ın yaptığı

çalışma ile ince dielektrik katmanla kaplı silindirik tel antenin giriş empedansı için analitik ifadeler ortaya konmuştur. Ayrıca Atlamazoglou ve Uzunoglu'nun (1998) çalışmalarında yaptıkları *Moment Yönteminin Galerkin* tekniği ile uygulanması elde edilen analitik ifadelerin doğrulanması için kullanılmıştır. Yapılan karşılaştırmalar elde edilen sonuçları doğrular niteliktedir. Ayrıca analitik sonuçlar beklenildiği üzere Moment Yöntemine göre daha hızlı sonuç vermektedir. Tez çalışmasının bu bölümünde Hallen (1962), Popovic ve arkadaşları (1981, 1984) ve Jaisson'ın (2006, 2008) ilgili çalışmaları temel alınarak ince dielektrik üzerinde sırasıyla şerit monopol/dipol anten, ortadan beslemeli dar yarık anten, silindirik kesite sahip katman üzerinde oluşturulan filaman beslemeli monopol/dipol anten, iki ince dielektrik katman arasındaki baskı monopol/dipol anten ile baskı devre filaman beslemeli dar yarık antenin giriş empedansları için analitik yaklaşımlar ortaya konmuş ve bu ifadeler gerek benzetim gerekse deneysel olarak sınanmıştır. Üzerinde çalışılan bu yapılardan özellikle silindirik dielektrik katman üzerinde oluşturulan monopolde, iki dielektrik katman arasındaki monopol/dipol ve yarık antenin bu tez çalışmasındaki analitik yaklaşım ve CST MS'da elde edilen benzetim sonuçlarına göre R (giriş empedansının gerçek kısmı) ve G'nin (giriş admitansının gerçek kısmı) maksimum değerleri arasındaki fark yüksek çıkmaktadır. Ancak antenin rezonansa geçtiği $B=0$ için l/λ_0 değeri analitik yaklaşımda elde edilen haliyle ön tasarım çalışmalarında kullanılabilir.

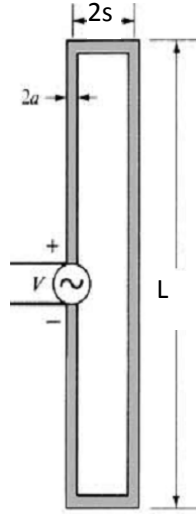
4. BASKI DEVRE KATLANMIŞ İNCE ŞERİT ANTEN İLE KATLANMIŞ DAR YARIK ANTENİN ANALİZİ

4.1. Giriş

Tez çalışmasının Giriş bölümünde belirtildiği üzere uzay ve hava platformlarının telemetri/telekomut haberleşmesinde her yönüyle antenler geniş kapsama alanı sağlamak için özellikle tercih edilmektedirler. Buna en iyi örnek DDY'li uydularda uydunun göreve alınması sırasındaki telemetri/telekomut haberleşmesidir. Uydu bu fazda izlediği yörüngede kendi eksenini etrafında çok hızlı olmasa da taklalar atmaktadır. Bu sırada uydunun attığı taklaların sönmülendirilmesi ve birincil görev yazılımlarının buna göre yüklenebilmesi için yer istasyonunun iletişim konisi içerisindeyken kısa süreli geçiş zamanı (DDY uydusu için ortalama 10 dakikadır) çok iyi değerlendirilmelidir. Aksi takdirde tek yer istasyonu kullanıldığı durumlar için uydu kaybedilebilir. Bu bölümde de dipol/monopol antene alternatif olarak katlanmış ince şerit dipol anten ile bunun bütünleyeni yapı incelenmektedir.

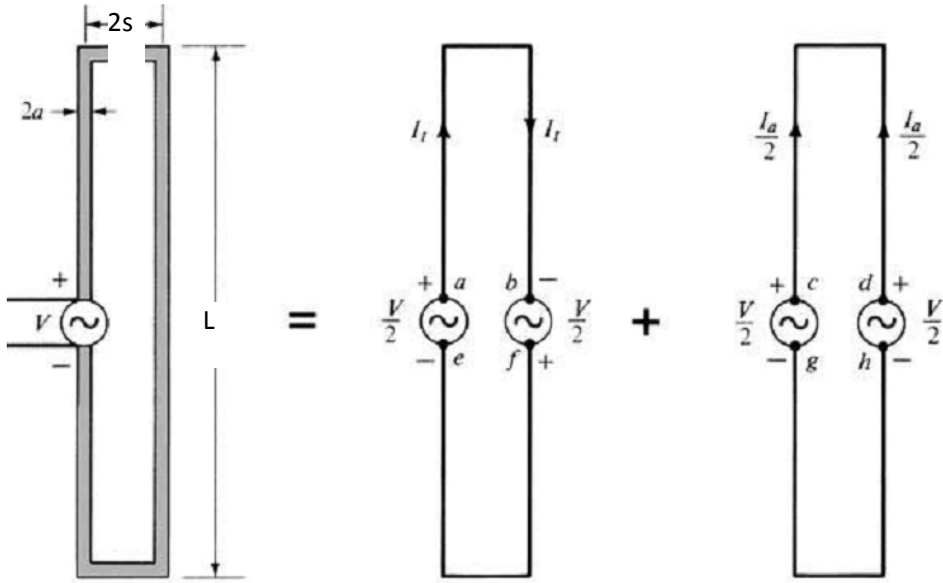
Bilindiği üzere çıplak tel ile oluşturulmuş dipol antenin giriş empedansı $Z_{in} \approx 73 + j42.5$ 'dir. Bunları beslemede ise genellikle 50Ω veya 75Ω 'luk koaksiyel kablo kullanılmaktadır. Pratikte ise koaksiyel kablo dışındaki çoğu iletim hattının karakteristik empedansı 50Ω 'dan daha yüksektir. Buna en iyi örnek iki telli (twin lead) iletim hattıdır ve genellikle karakteristik empedansı 300Ω civarındadır.

İyi bir uyumlandırma karakteristiği yakalamak için dipol antenin çeşitli varyasyonları kullanılabilir. Bunlardan bir tanesi katlanmış dipol antendir. Bu antenin yapısı Şekil 4.1.'de görülmektedir. Burada görüldüğü üzere yapı dörtgensel çok ince ($2s \ll \lambda$) bir çemberden oluşmaktadır. Burada $2s < 0.05\lambda$ olduğu zaman yapı aynı zamanda "step up" empedans dönüştürücü olarak adlandırılmaktadır. $L=2l=\lambda/2$ için anten rezonant ve giriş empedansı 300Ω civarındadır. Katlanmış dipol anten temel olarak dengesiz (un-balanced) iletim hattı olarak çalışmaktadır ve tel üzerindeki akım iki ayrı moda incelenebilir.



Şekil 4.1. Katlanmış dipol antenin yapısı ve ilgili fiziksel parametreleri.

Birincisi iletim hattı modu ve diğeri anten modudur. Böylece bu antenin giriş empedansı $s \ll \lambda$ için yüksek hassasiyette hesaplanabilmektedir. Şekil 4.2.'de her iki moda görülmektedir.



Şekil 4.2. Katlanmış dipol antenin iletim hattı ve anten modu olarak modellenmesi.

Şekil 4.2.'de eşitliğin sağ tarafındaki birinci yapı iletim hattı modellemesini temsil etmektedir. Buna göre a-b veya e-f arasındaki giriş empedansı empedans transformasyon eşitliği ile

$$Z_t = Z_0 \left[\frac{Z_L + jZ_0 \tan(kl')}{Z_0 + jZ_L \tan(kl')} \right]_{\substack{l'=l \\ Z_L=0}} = jZ_0 \tan(kl) \quad (4.1)$$

şeklinde yazılabilir. Burada Z_0 iki-telli iletim hattının karakteristik empedansını ifade etmektedir ve

$$Z_0 = \frac{\eta}{\pi} \ln \left[\frac{2s/2 + \sqrt{(2s/2)^2 - a^2}}{a} \right] \quad (4.2)$$

şeklinde ifade edilebilir (Balanis, 2005). $s/2 \gg a$ olarak varsayılır ve karakteristik empedans ifadesi yeniden düzenlenirse

$$Z_0 \cong \frac{\eta}{\pi} \ln \left(\frac{2s}{a} \right) \cong 0.733\eta \log_{10} \left(\frac{2s}{a} \right) \quad (4.3)$$

ifadesine ulaşılabilir (Balanis, 2005). Burada η ise ortamın öz empedansını göstermektedir.

a-b noktaları arasındaki voltaj $V/2$ olduğundan $l/2$ uzunluğundaki iletim hattına uygulandığında iletim hattındaki akım

$$I_t = \frac{V/2}{Z_t} \quad (4.4)$$

olarak elde edilir.

Şekil 4.52'de görülen anten modu içinse üreteç noktaları c-d ve g-h 'dan her biri aynı potansiyeldedir ve kayıpsız kabul edilip dipolü oluşturmak üzere birbirine bağlanmıştır. Dipolün her bir ayağı c-d veya g-h noktalarından başlayıp kısa devre

olan yere kadar birbirine çok yakın ($s \ll \lambda$) bir çift tel ile gitmektedir. Bu nedenle anten modundaki akım (Balanis, 2005)

$$I_a = \frac{V/2}{Z_d} \quad (4.5)$$

olarak verilir. Burada Z_d eşdeğer dipolün giriş empedansdır ve eşdeğer yarıçap (Balanis, 2005)

$$\ln(a_e) = \frac{1}{2} \ln(a) + \frac{1}{2} \ln(2s) = \ln(a) + \frac{1}{2} \ln\left(\frac{2s}{a}\right) = \ln \sqrt{2as} \quad (4.6)$$

dolayısıyla

$$a_e = \sqrt{2as} \quad (4.7)$$

şeklinde ifade edilebilir.

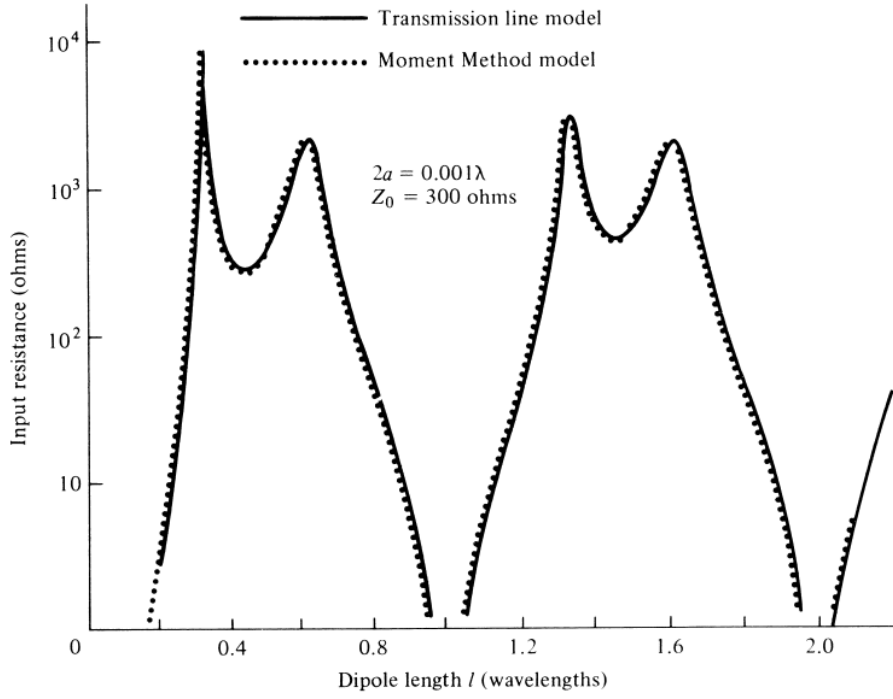
Yapının besleme ayağındaki toplam akım

$$I_{in} = I_t + \frac{I_a}{2} = \frac{V}{2Z_t} + \frac{V}{4Z_d} = \frac{V(2Z_d + Z_t)}{4Z_t Z_d} \quad (4.8)$$

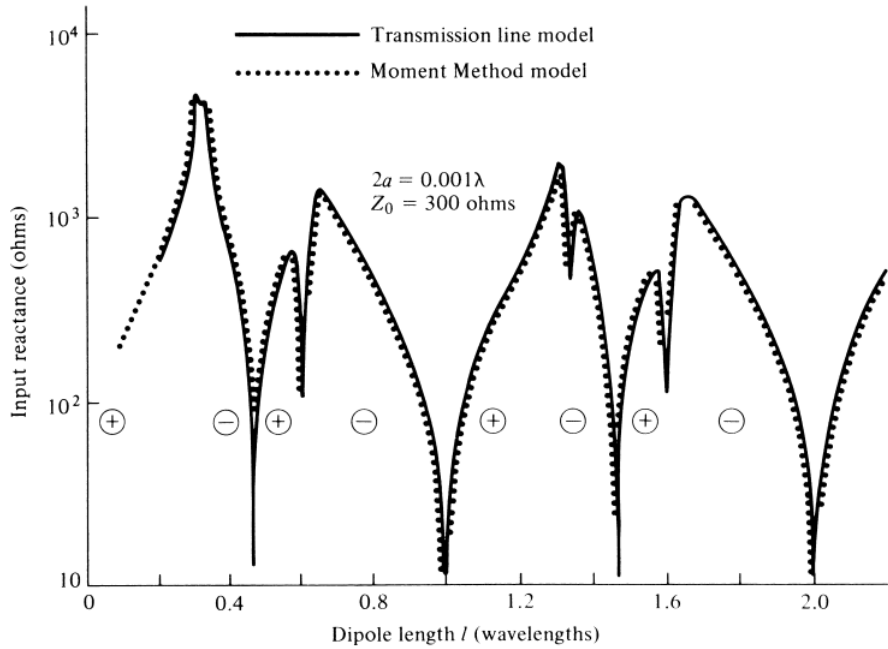
şeklinde yazılabilir ve beslemeden bakıldığında antenin görülen giriş empedansı

$$Z_{in} = \frac{V}{I_{in}} = \frac{2Z_t(4Z_d)}{2Z_t + 4Z_d} = \frac{4Z_t Z_d}{2Z_d + Z_t} \quad (4.9)$$

olarak elde edilir. İletim hattı modellemesiyle elde edilen ifadelerin hassasiyetini göstermek amacıyla Thiele ve arkadaşları (1980) çalışmasında moment yöntemi ile karşılaştırılmış ve Şekil 4.3. ve Şekil 4.4.'de görüldüğü üzere sonuçlar birbirine çok yakın çıkmıştır.



Şekil 4.3. $2s=0.00613\lambda$ için katlanmış dipol antenin giriş rezistansı iletim hattı ve moment yöntemiyle karşılaştırılması (Thiele vd., 1980).



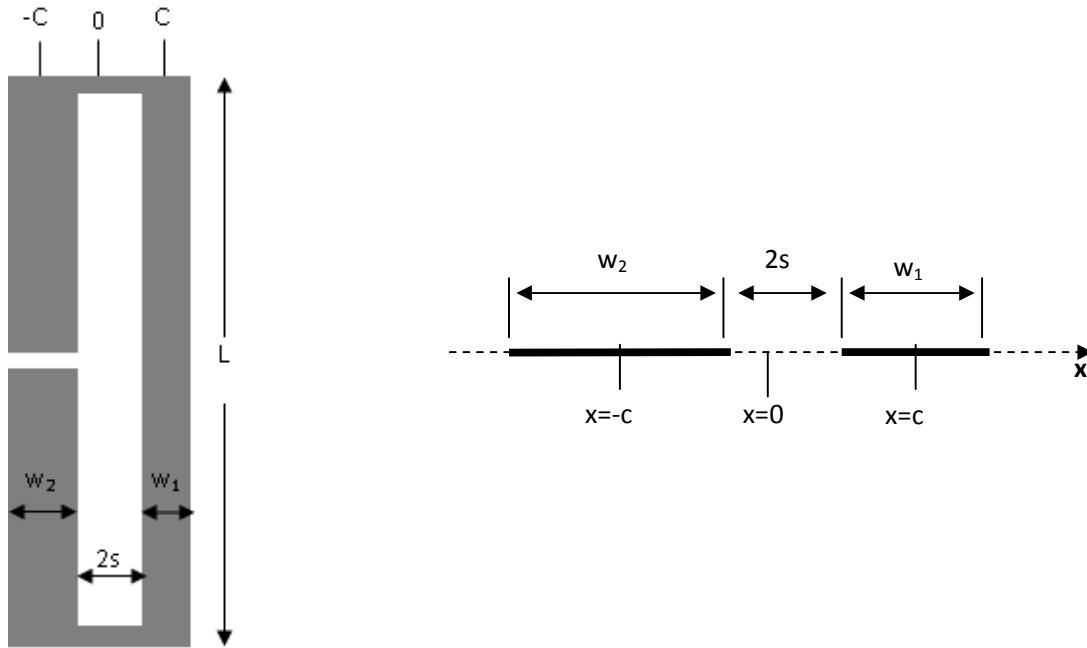
Şekil 4.4. $2s=0.00613\lambda$ için katlanmış dipol antenin giriş reaktansının iletim hattı ve moment yöntemiyle karşılaştırılması (Thiele vd., 1980).

4.2. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış Dipol Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması

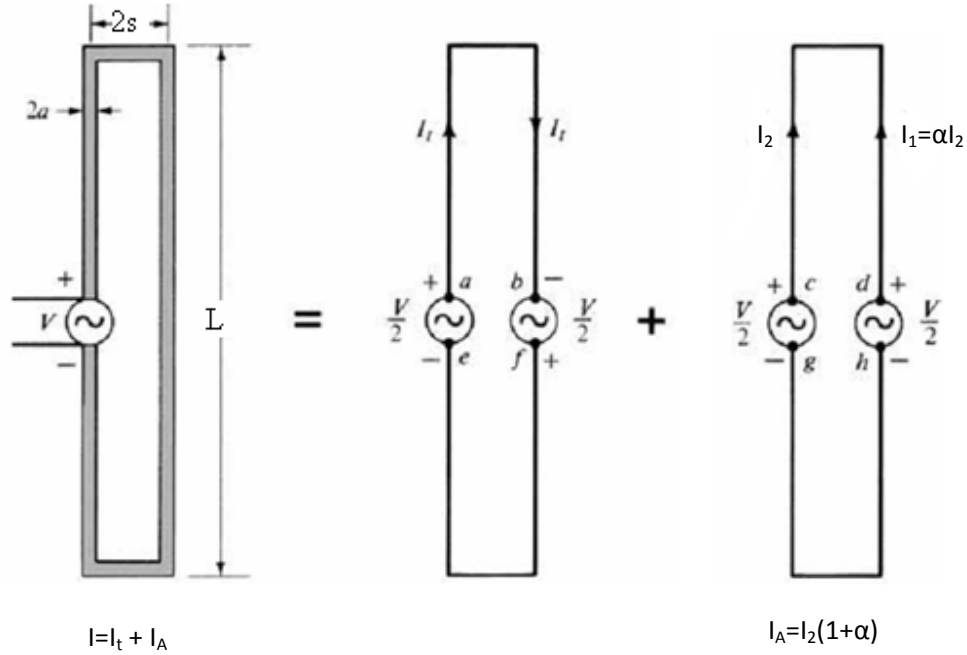
Hava ortamında eş-düzlemlü şerit katlanmış dipol antenin analizini Lampe (1985) gerçekleştirmiştir. Lampe bu çalışmasında yapıyı asimetrik olarak ele almıştır. Bu durumda beslenen şeritle buna kısa devre yapılmış diğer şeridin kalınlıkları eşit değildir. Bu nedenle asimetrik katlanmış dipol antenin giriş empedansı Guertler (1950) ve Lampe'nin (1985) çalışmalarında belirtildiği üzere

$$Z_{in} = \frac{2(1+\alpha)^2 Z_t Z_d}{2Z_t + (1+\alpha)^2 Z_d} \quad (4.10)$$

ile ifade edilmektedir.

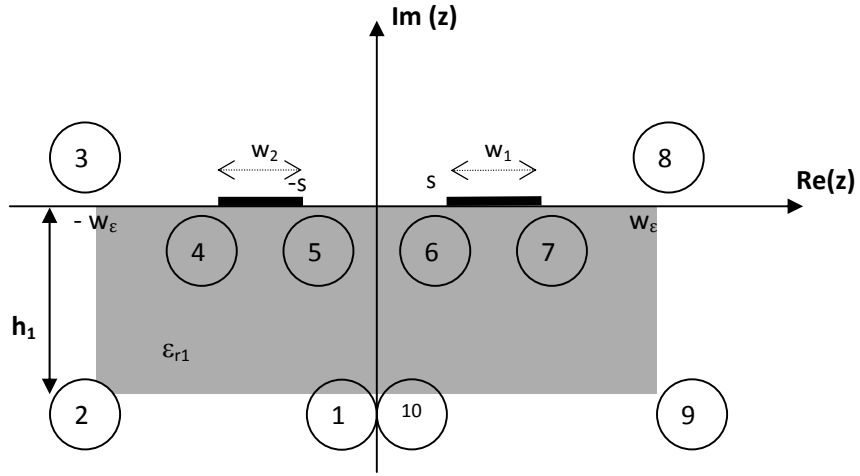


Şekil 4.5. Ortadan beslemeli katlanmış şerit antenin yandan ve kesit görüntüleri ile ilgili fiziksel parametreleri.

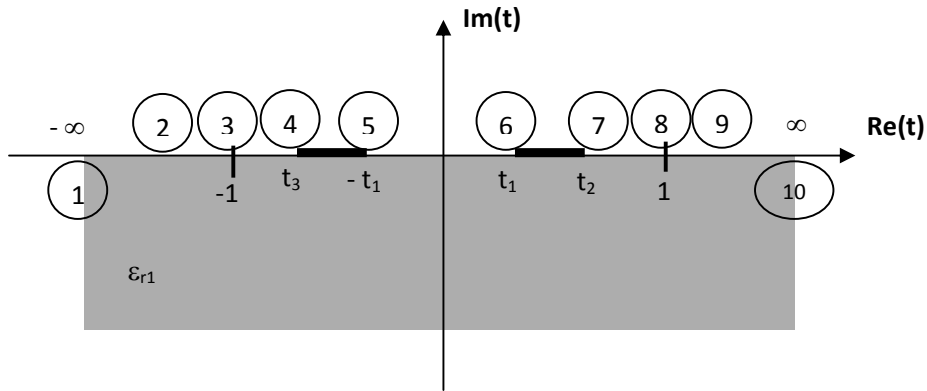


Şekil 4.6. Ortadan beslemeli katlanmış şerit antenin iletim hattı modunda ve anten modunda üzerinde olduğu varsayılan akım bileşenleri.

$(1 + \alpha)^2$ burada empedans güçlendirme oranı, α anten modu dikkate alındığında parasitik şerit ile beslenen şerit üzerindeki akımların oranını, Z_d eşdeğer dipolün giriş empedansını ve Z_t iletim hattı modundaki empedansı ifade etmektedir. Lampe bu çalışmasında anteni çevreleyen ortamı homojen kabul etmiş; dielektrik katmanın etkileri, antenin beslemesinde kullanılan iletim hattının etkileşimlerini ve toprak düzlemin saçıcı etkilerini dikkate almamıştır. Son olarak dipol antenin en önemli fiziksel karakteristiğini oluşturan birbirine paralel iletkenler arasındaki boşluğun çalışılan frekansın dalga boyuna göre oldukça küçük olduğu düşünülerek analiz gerçekleştirilmiştir. Bu iletkenlerin birbirlerine yakınlığı zaten iletim hattı modellemesi ve *yaklaşık durağan* yaklaşım için gerek koşuldur. Dielektrik-hava sınırları manyetik duvar varsayılarak Şekil 4.7, Şekil 4.8'e dönüştürülür (Akan ve Yazgan, 2005 (1)).



Şekil 4.7. Eş-düzlemlı şerit iletım hattının z-düzlemindeki kesit alanının görünüşü.



Şekil 4.8. Jacobi Eliptik fonksiyon kullanılarak yapılan dönüşümden sonra elde edilen yapının t-düzlemindeki kesiti.

İletim hattı modundaki empedansı hesaplamak için öncelikle yapının karakteristik empedansı hesaplanmalıdır. Yapı iletim hattı modunda eş-düzlemlı şerit iletım hattı ile eşdeğerdır. Eşdüzlemlı şerit iletım hattının karakteristik empedans hesaplaması için Akan (2004) tarafından ifade edilen yöntem takip edilebilir. Schwarz-Christoffel dönüşümü kullanılarak kısmi sığa ifadeleri elde edilir. Eşdüzlemlı şerit iletım hattının birim uzunluktaki toplam hat sığası C' , C'_0 ve C_1 , nin toplamıyla aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$C' = C'_0 + C_1 \quad (4.11)$$

Şekil 4.7'de görülen yapı hava sığasının hesaplanması amacıyla

$$t_1^{(0)} = s, t_2^{(0)} = s + w_1, t_3^{(0)} = -(s + w_2). \quad (4.12)$$

ile t düzlemine taşınırken, dielektrik katmandan kaynaklanan kapasite hesaplaması için ise aşağıdaki transformasyon fonksiyonu kullanılarak Şekil 4.7, Şekil 4.8'e transfer edilir.

$$t_{1,2,3}^{(1)} = sn \left(\left(K_{(m_1)} / w \right) z, m_1 \right) \quad (4.13)$$

burada m_1 aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$m_1 = \left[\frac{\exp(\pi w_\epsilon / h_1) - 2}{\exp(\pi w_\epsilon / h_1) + 2} \right]^2, \quad 1 \leq w / h_1 < \infty \text{ için} \quad (4.14)$$

$$m_1 = \sqrt{1 - \left[\frac{\exp(\pi h_1 / w_\epsilon) - 2}{\exp(\pi h_1 / w_\epsilon) + 2} \right]^4}, \quad 0 < w / h_1 < 1 \text{ için}$$

Hava sığası için

$$C'_0 = 2\epsilon_0 \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad (4.15)$$

eşitliği kullanılırken dielektrikten kaynaklanan sığa

$$C_1 = \epsilon_0 (\epsilon_{r1} - 1) \frac{K(k'_1)}{K(k_1)} \quad (4.16)$$

ile ifade edilmektedir. Eş. 4.15 ve 4.16'daki eliptik modüller

$$k_i = \sqrt{\frac{2 t_1^{(i)} (t_2^{(i)} + t_3^{(i)})}{(t_1^{(i)} + t_2^{(i)}) (t_1^{(i)} - t_3^{(i)})}} \quad i=0,1. \quad (4.17)$$

ile hesaplanabilir. Böylece toplam hat sığası

$$C' = 2\varepsilon_0 \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} + \varepsilon_0 (\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k'_1)}{K(k_1)} \quad (4.18)$$

olarak yazılabilir. Etkin dielektrik sabitini

$$\varepsilon_{eff} = 1 + q_1 \frac{(\varepsilon_{r1} - 1)}{2} \quad (4.19)$$

olarak ve dielektrik dolum faktörünü

$$q_1 = \frac{K(k'_1) K(k_0)}{K(k_1) K(k'_0)} \quad (4.20)$$

şeklinde ifade edersek hattın karakteristik empedansı Z_0

$$Z_0 = \frac{60 \pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (4.21)$$

olarak ifade edilebilir.

Z_0 bulunduktan sonra Z_t aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$Z_t = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (4.22)$$

burada β

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (4.23)$$

ve

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (4.24)$$

ile ifade edilebilir.

$L=\lambda/2$ durumunda anten rezonanstadır dolayısıyla iletim hattı modundaki empedans Z_t sonsuza ıraksar ve giriş empedansı yeniden düzenlenirse

$$(Z_{in})_{Z_t \rightarrow \infty} = (1 + \alpha)^2 Z_d \quad (4.25)$$

ifadesine ulaşılır.

Bu eşitlikten görüldüğü üzere antenin giriş empedansı empedans güçlendirme oranına göre değişmektedir. Bu antenin giriş empedansını değiştirmek için alternatif bir yol sağlamaktadır. Şekilde görüldüğü üzere anten uç etkileri ihmal edilirse (antenna end effect) iletkenler eşit potansiyele sahip oldukları zaman akım yüklerin oranı gibi iki iletken arasında paylaşılır. I_2 'nin sürülen (beslenen) iletkendeki akım Q_2 'nin de aynı iletkendeki yük olduğu düşünülürse (Lampe, 1985)

$$\alpha = \frac{I_1}{I_2} = \frac{Q_1}{Q_2} \quad (4.26)$$

olarak yazılabilir ki burada I_1 ve Q_1 sırasıyla parasitik iletkendeki toplam akım ve toplam yükür.

Gerekli olan birim uzunluktaki yükler Q_1 ve Q_2 iki boyutlu asimetric eş-düzlemlı şerit probleminin çözümleriyle bulunabilir. İletkenler anten modunda düşünöldüğünden her iki iletkendeki potansiyeller eşittir. Bu durumu açıklayan integral eşitliğı aşağıda verilmiştir.

$$V_{(x)} = \int_{S_1} q_1(x') \ln|x - x'| dx' + \int_{S_2} q_2(x') \ln|x - x'| dx' \quad (4.27)$$

Burada $q_1(x)$ ve $q_2(x)$ sırasıyla şeritlerin S_1 ve S_2 yüzeylerindeki bilinmeyen yük dağılımlarını ifade etmektedir. Her bir şeritteki yük

$$Q_{\frac{1}{2}} = \int_{\frac{s_1}{2}}^{\frac{s_1}{2}} q_1(x) dx' \quad (4.28)$$

$q_1(x)$ ve $q_2(x)$ 'yi ifade etmek üzere tek terimli, tam alan (domen) açılım fonksiyonları kullanılarak bu problem yaklaşık olarak çözülebilir. Potansiyeller her bir şeritin merkezlerinde nokta uyumlandırma ile test edilirler. Yük dağılımları $q_1(x)$ ve $q_2(x)$ aynı fonksiyonel formlara sahip tek şerit yük dağılımı aşağıdaki gibi yaklaşık olarak ifade edilir (Lampe, 1985).

$$q_{\frac{1}{2}} \approx a_1 \left[\left(\frac{w_1}{2} \right)^2 - (x \pm c)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4.29)$$

Burada a_1 ve a_2 bilinmeyen katsayılarıdır ve S_1 şeridi için + işareti kullanılır. Bu ifade yukarıdaki potansiyel integraline yerleştirilirse ve toplam yük integrali ile hesaplanırsa yük oranı dolayısıyla akım oranı

$$\alpha = \frac{I_1}{I_2} = \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{\ln \left[4c + 2 \left((2c)^2 - (w_2/2)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right] - \ln[w_2]}{\ln \left[4c + 2 \left((2c)^2 - (w_1/2)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right] - \ln[w_1]} \quad (4.30)$$

w_1 , w_2 ve c burada ilgili şekilde belirtilen fiziksel büyüklüklerdir.

Yapı için eşdeğer dipol yarıçap aşağıdaki gibi ifade edilebilir

$$-Q_T \ln(a_e) = \int_{S_1} q_1(x') \ln|x-x'| dx' + \int_{S_2} q_2(x') \ln|x-x'| dx' \quad (4.31)$$

ki burada

$$Q_T = \int_{S_1} q_1(x) dx' + \int_{S_2} q_2(x) dx' = Q_1 + Q_2 \quad (137) \quad (4.32)$$

olarak yazılabilir.

Empedans güçlendirme oranının bulunması probleminde olduğu gibi sırasıyla S_1 ve S_2 şeritlerinin yüzeyindeki yük dağılımları $q_1(x)$ ve $q_2(x)$ 'yi Eş.4.29'daki gibi yaklaşık olarak hesaplanabilir. Eşdeğer yarıçap anten modunda hesaplandığından Eş. 4.29,

4.31 ve 4.32'de yerine yerleştirilirse ve ayrıca her şeritin ortasındaki potansiyel hesaplanarak eşdeğer silindirik tel dipol yarıçapı için aşağıdaki ifadeye ulaşılır.

$$\ln(a_e) = \frac{Q_2}{Q_1 + Q_2} \ln(w_2/4) + \frac{Q_1}{Q_1 + Q_2} \ln \left[c + \left(c^2 - (w_1/4)^2 \right)^{1/2} \right] \quad (4.33)$$

ve buradan

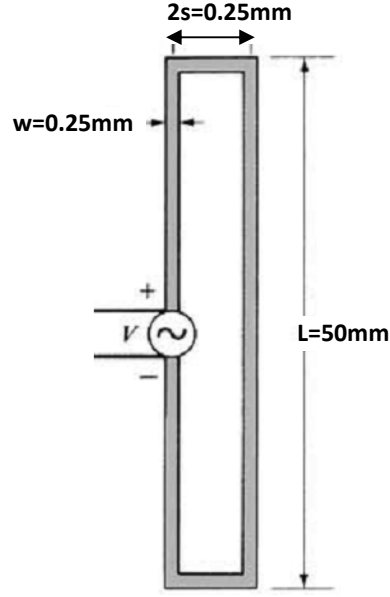
$$a_e = \left(\frac{w_1}{4} \right)^{1/(1+\alpha)} \left[c + \sqrt{c^2 - \left(\frac{w_2}{4} \right)^2} \right]^{1+\alpha} \quad (4.34)$$

ifadesine ulaşılır.

Eşdeğer silindirik tel dipolün etrafındaki silindirik dielektrik katmanı içeren eşdeğer yarıçap içinse yapı şerit dipole transfer edilerek birim uzunluktaki kapasitesi C' hesaplanarak Eş 3.21'den b_e 'ye ulaşmak mümkündür. Bu nedenle şerit dipol için şerit genişliği

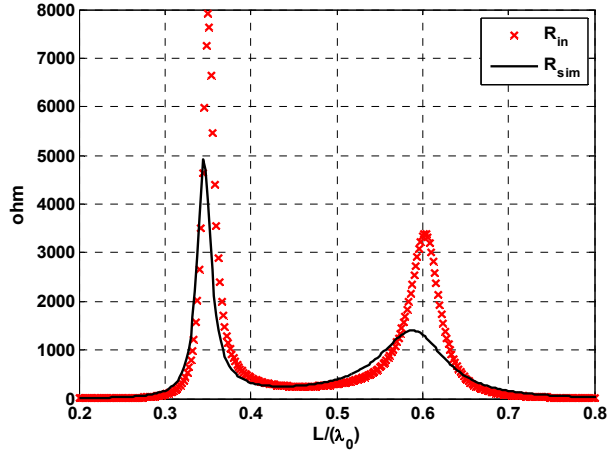
$$w_e = 4a_e \quad (4.35)$$

olarak yazılabilir (Bölüm 3.2). Eş. 3.26-3.30 kullanılarak eşdeğer şerit dipol anten için C' bulunabilir. Daha sonra elde edilen parametreler Eş. 3.16' da yerine yerleştirilirse b_e elde edilir. Eş. 3.75-3.88 kullanılarak eşdeğer dielektrik katmanlı silindirik dipol antenin dolayısıyla baskı devre şerit katlanmış dipol antenin giriş empedansı bulunur. Öncelikle boş uzayda oluşturulan yapı için analizler ve benzetimler gerçekleştirilmiştir. $f_0=3000\text{MHz}$, $l=50\text{mm}$ $w=0.25\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak Eş. 3.26-3.30, Eş. 3.75-3.88 ifadeleri kullanılarak) ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçları Şekil 4.10 ve 4.11'de görülmektedir. Özellikle antenin rezonansa geçtiği $l/\lambda_0 = 0.5$ civarında sonuçlar tatmin edicidir.

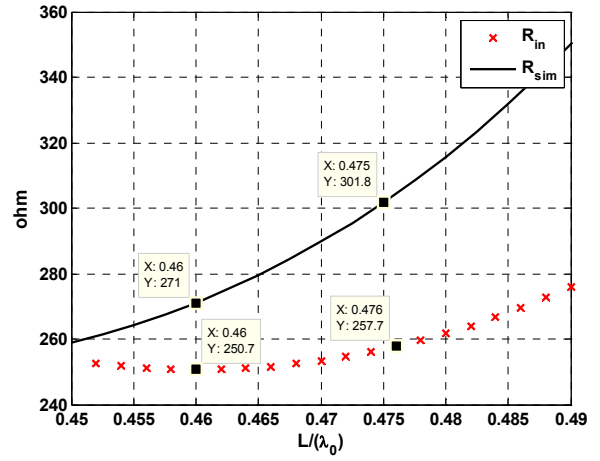


Şekil 4.9. $f_0=3000\text{MHz}$, $2l=50\text{mm}$ $w=0.25\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten.

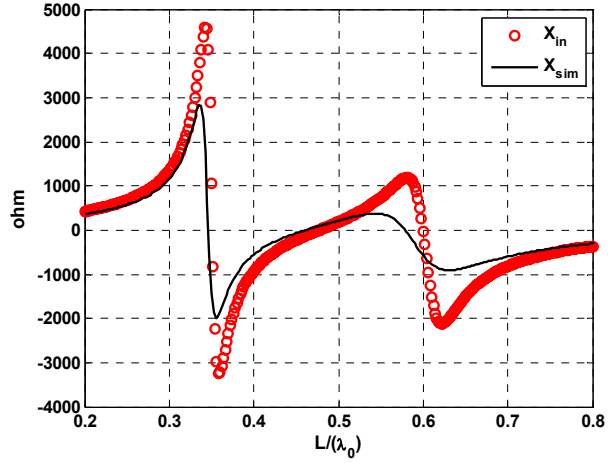
Şekil 4.11'de $Z_0=277$ ohm için elde edilen S_{11} parametresi görülmektedir. Beklenildiği üzere $2l=0.47\lambda_0$ civarında minimum değerine ulaşmaktadır. Ayrıca Şekil 4.12'de görüldüğü üzere ortadan beslemeli katlanmış şerit dipolün ışınım karakteristiği beklenildiği gibi dipol antenle aynıdır. Benzer analizler dielektrik bir katman üzerinde oluşturulmuş baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için de gerçekleştirilmiştir. Serbest uzayda rezonans frekansı 1500MHz ve dolayısıyla boyu $L=100\text{mm}$, $w_1=0.5\text{mm}$, $w_2=0.75\text{mm}$ olan katlanmış şerit dipol anten, kalınlığı 0.5mm , dielektrik sabiti 2.33 olan dielektrik katman üzerinde oluşturulduğunda giriş empedansının gerçek ve sanal kısımlarının L/λ_0 'ya göre değişimi Şekil 4.13'de sırasıyla görülmektedir. Sonuçlar özellikle antenin rezonans frekansının olduğu $L/\lambda_0 \approx 0.45$ civarında birbirine oldukça yakındır.



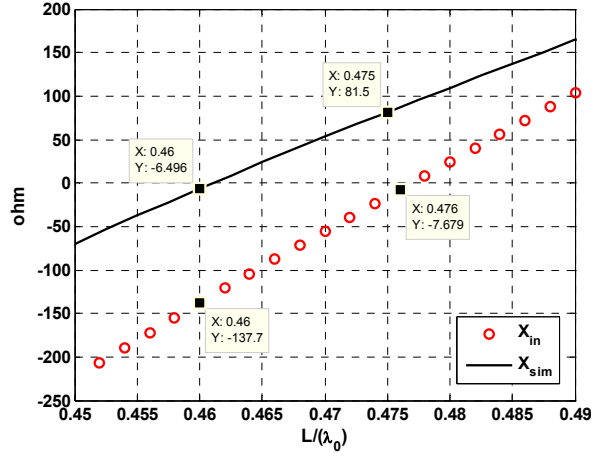
(a)



(b)

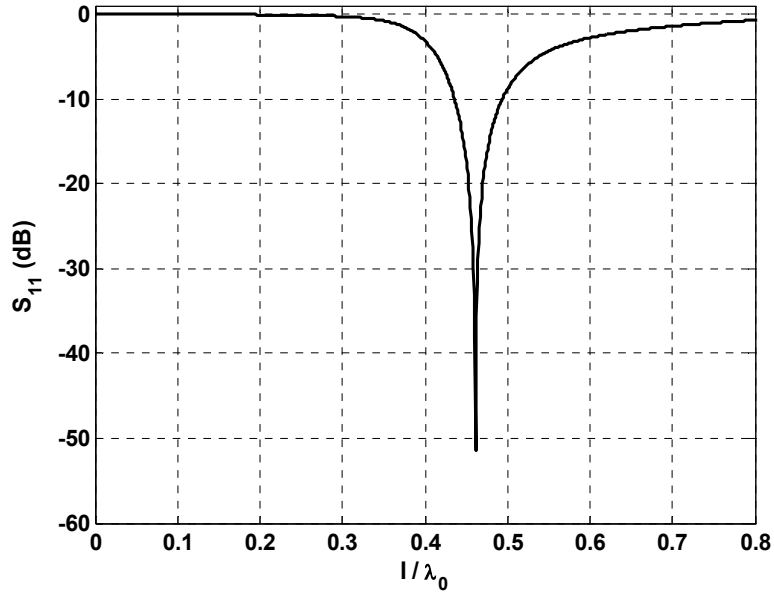


(c)

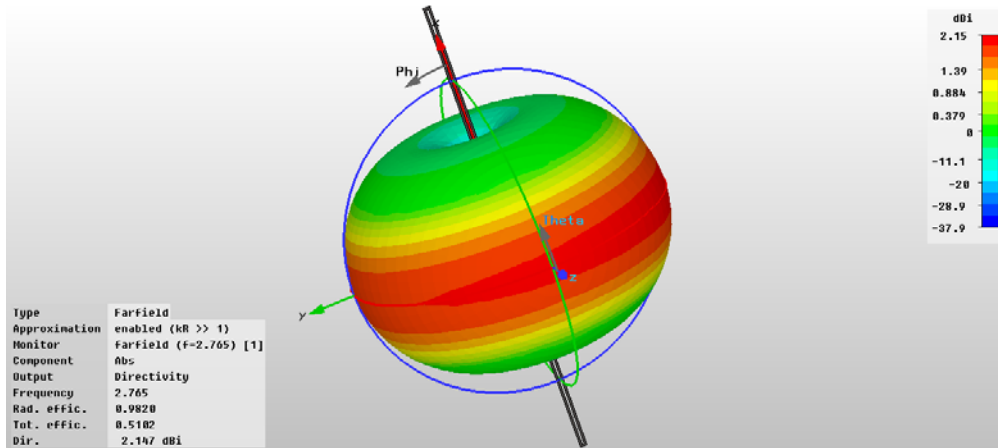


(d)

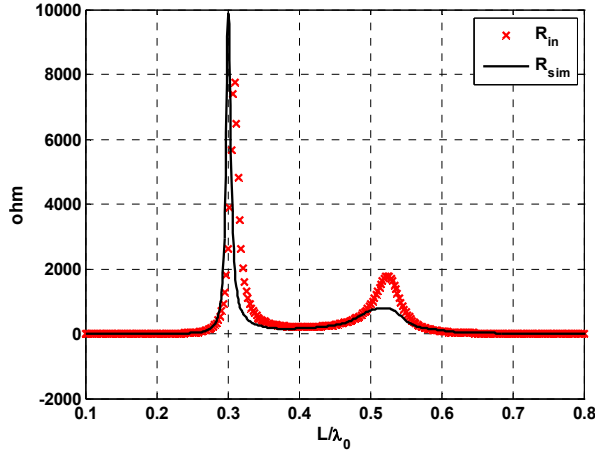
Şekil 4.10 $f_0=3000\text{MHz}$, $2l=50\text{mm}$ $w_1=w_2=0.25\text{mm}$, $2s=0.25$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, \times) ile R_{sim} (benzetim sonucu, —), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu) a) $L/\lambda_0 = 0.2-0.8$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.45-0.49$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.2-0.8$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.45-0.49$ aralığında



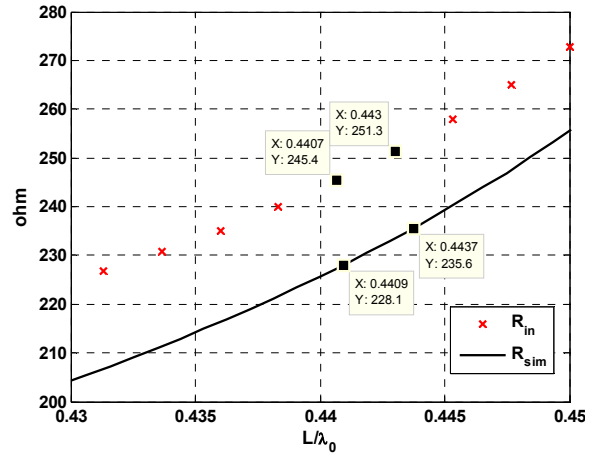
Şekil 4.11 $f_0=3000\text{MHz}$, $2l=50\text{mm}$ $w=0.25\text{mm}$, $2s=0.25$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol için elde edilen S_{11} parametresi ($Z_0=277$ ohm)



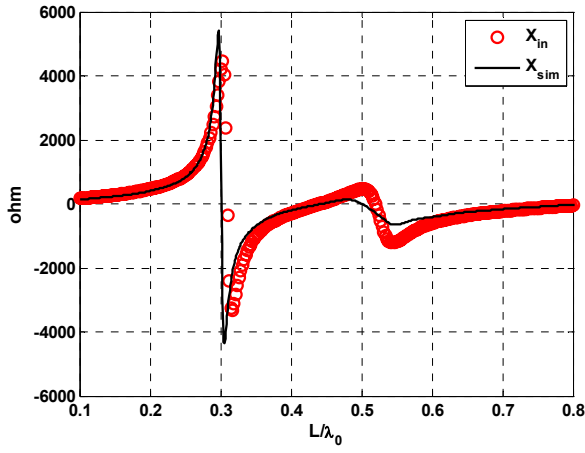
Şekil 4.12 $f_0=3000\text{MHz}$, $2l=50\text{mm}$ $w=0.25\text{mm}$, $2s=0.25$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol için CST MS'de elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü



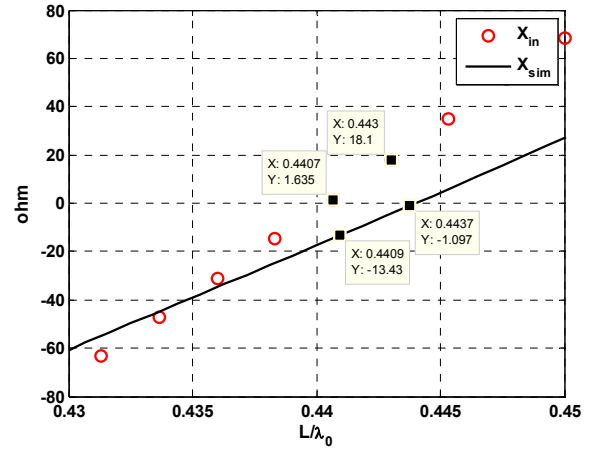
(a)



(b)

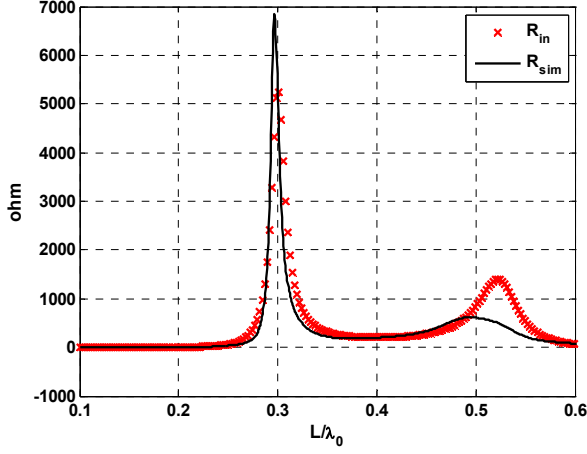


(c)

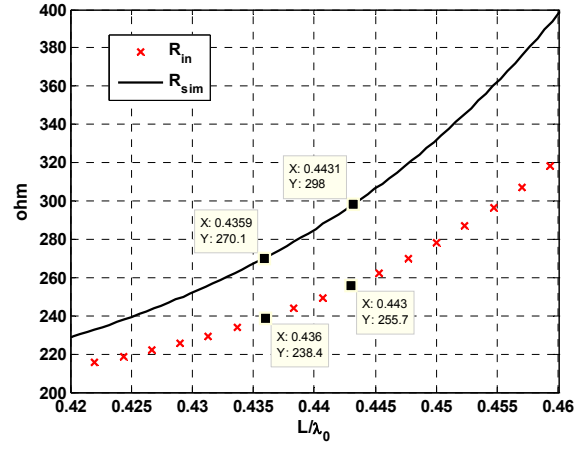


(d)

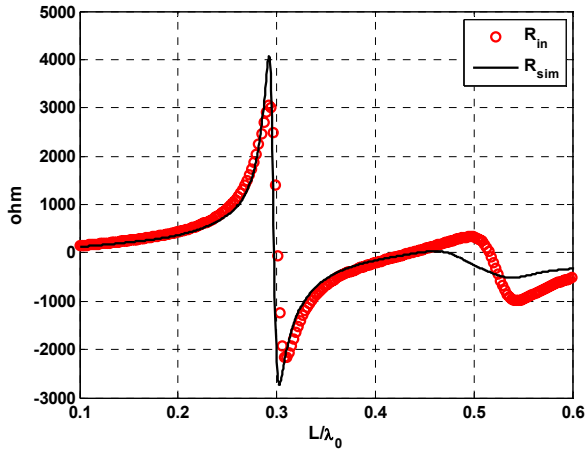
Şekil 4.13 $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=0.5\text{mm}$, $w_2=0.75\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması. R_{in} (hesaplanan, \times) ile R_{sim} (benzetim sonucu, $—$), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} ($—$) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.8$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.43-0.45$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.8$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.43-0.45$ aralığında



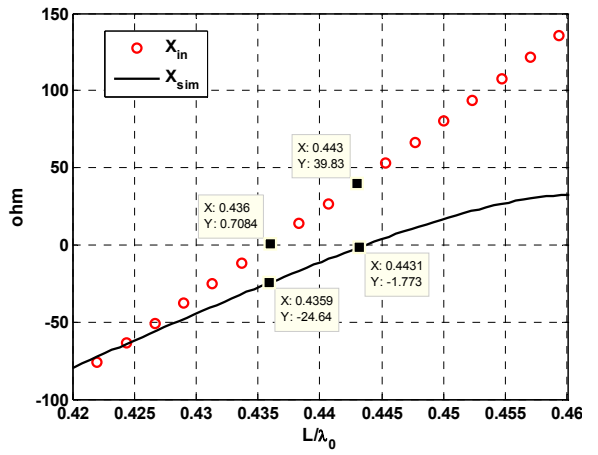
(a)



(b)



(c)



(d)

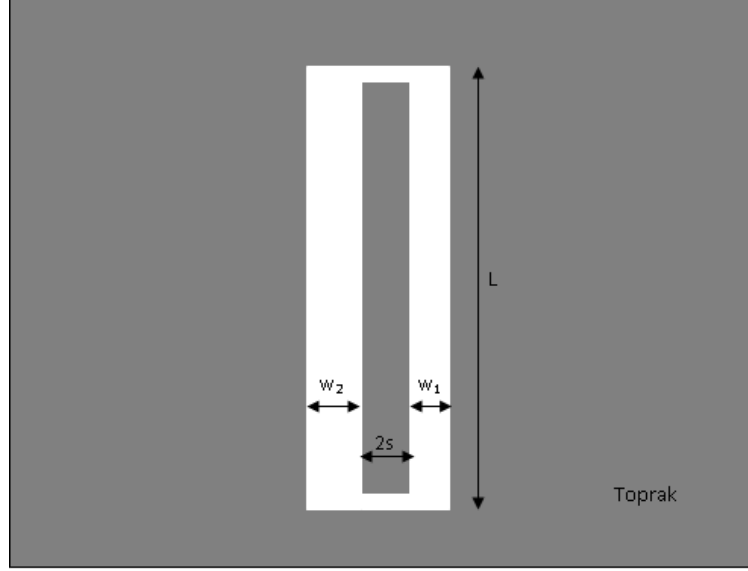
Şekil 4.14 $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması. R_{in} (hesaplanan, \times) ile R_{sim} (benzetim sonucu, —), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu) a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.6$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.42-0.46$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.6$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.42-0.46$ aralığında

Şekil 4.14'de ise serbest uzayda rezonans frekansı 2400MHz ve dolayısıyla boyu $L=62.5\text{mm}$, $w_1=w_2=1\text{mm}$ olan katlanmış şerit dipol anten, kalınlığı 0.508 mm, dielektrik sabiti 2.33 olan dielektrik katman üzerinde oluşturulduğunda giriş empedansının gerçel ve sanal kısımlarının L/λ_0 'ya göre değişimi görülmektedir. Aynı şekilde elde edilen analitik ve nümerik sonuçlar özellikle antenin rezonans frekansının olduğu $L/\lambda_0 \approx 0.435$ civarında birbirine oldukça yakındır. Antenin rezonansa girdiği L/λ_0 oranı tez çalışmasındaki analitik yaklaşımla 0.436, CST MS'de benzetimle 0.443

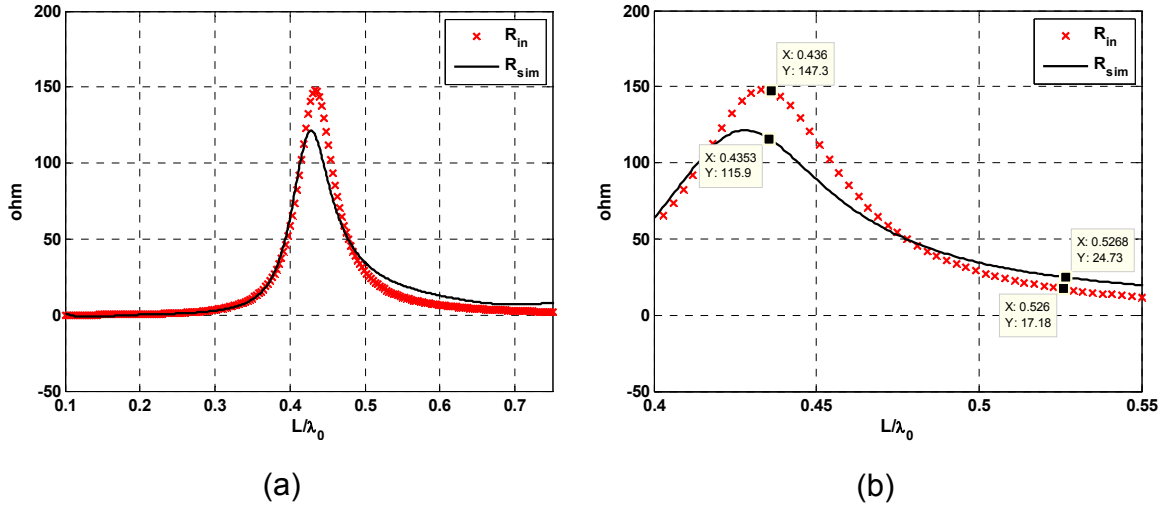
olarak hesaplanmaktadır. Aradaki sapma %1.58 civarındadır. Belirtilen değerler için $\lambda_0/(w+2s)=83.33$, $\lambda_0/h=246$ olarak hesaplanmaktadır. Bu değerlere göre eşdeğer dielektrik kaplı tel dipol antende $\lambda_0/a=207.1$, $\lambda_0/b=121.5$ olarak elde edilmektedir. Eşdeğer yapıda λ_0/a ve λ_0/b oranı 100'den küçük olduğu zaman analitik hesaplamalardaki hassasiyet azalmaktadır. Ayrıca hesaplamalardaki hassasiyeti etkileyen bir diğer parametre ise λ_0/h oranıdır. Katlanmış baskı devre dipol antenin giriş empedansı için elde edilen ifadeler $\lambda_0/h < 200$ için hassasiyetini yitirmektedir.

4.3. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış Dar Yarık Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması

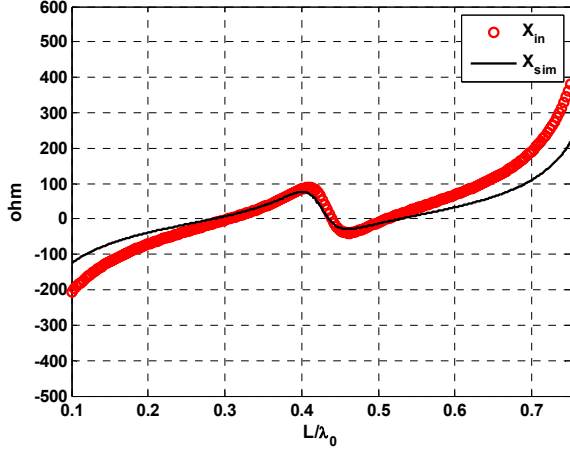
Toprak düzlem üzerinde yarıklarla oluşturulan ve baskı devre katlanmış şerit dipol antenin tamamlayıcı formunda olan baskı devre yarık anten özellikle eş-düzlemli dalga kılvaızları ile balun (BALanced-UNbalanced) ihtiyacı olmadan beslenebildikleri için tercih edilmektedirler. Özellikle arkalarına kavite yerleştirilerek dik bakış açısında maksimum kazanç verecek şekilde tasarlanabilmektedirler. Şekil 4.15 'de baskı devre katlanmış dar yarık antenin yapısı görülmektedir. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten, şeritler yerine dar yarıklar oluşturacak şekilde baskı devre katlanmış şerit dipol antenin bütünleyenisidir. Bu nedenle bu antenin giriş empedansı hesaplanırken Babinet prensibinden yararlanılabilir. Öncelikle bütünleyen yapı baskı devre katlanmış şerit antenin giriş empedansı, Eş. 3.25-3.30, Eş. 4.75-4.88 ve Eş. 4.10-4.35 kullanılarak hesaplandıktan sonra Eş. 3.116'da yerine yerleştirilerek baskı devre ortadan beslemeli dar yarık antenin giriş empedansına ulaşılabilir.



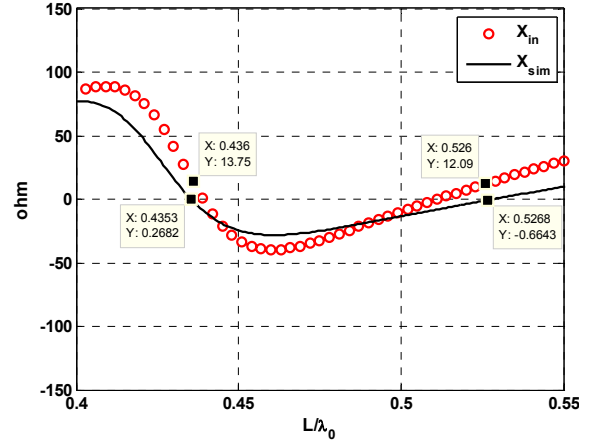
Şekil 4.15 Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten ve fiziksel parametreleri.



Şekil 4.16 $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, \times) ile R_{sim} (benzetim sonucu, —), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.75$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.4-0.55$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.75$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.4-0.55$ aralığında



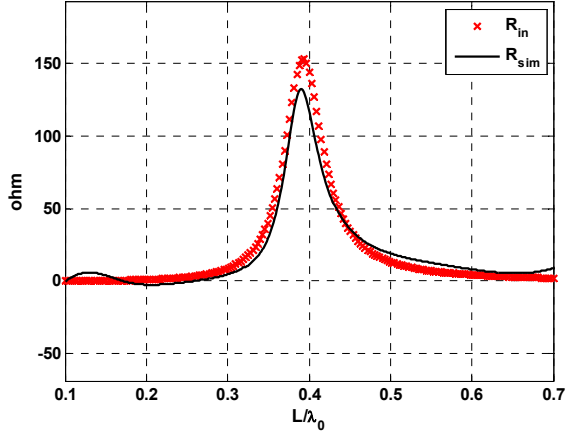
(c)



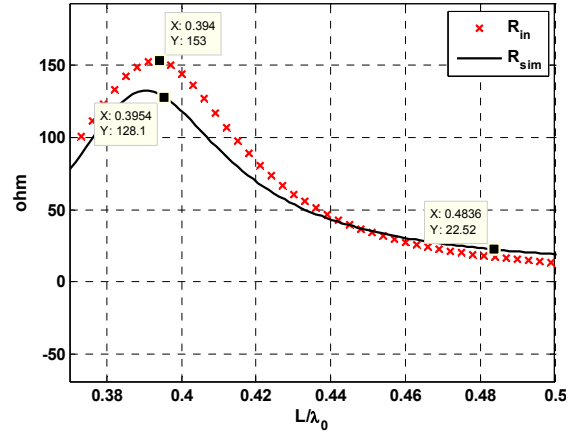
(d)

Şekil 4.16 devam ediyor

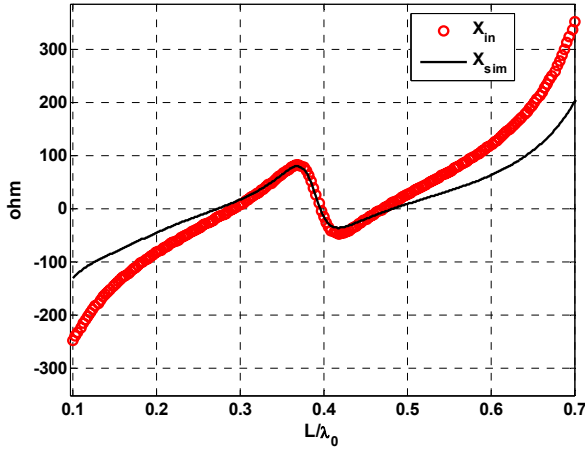
Serbest uzayda rezonans frekansı 1500MHz ve dolayısıyla boyu $L=100\text{mm}$, $w_1=w_2=0.5\text{mm}$ ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten, kalınlığı 0.5mm, dielektrik sabiti 2.33 olan dielektrik katman üzerinde oluşturulduğunda giriş empedansının gerçel ve sanal kısımlarının L/λ_0 'ya göre değişimi Şekil 4.16'da sırasıyla görülmektedir. Sonuçlar özellikle antenin rezonans frekansının olduğu $L/\lambda_0 \approx 0.42$ civarında birbirine oldukça yakın elde edilmiştir. CST MS'deki benzetim sonuçlarına göre antenin birinci rezonansının L/λ_0 oranı 0.435 değerindeyken, Eş. 3.25-3.30, Eş. 3.75-3.88 Eş. 4.10-4.35 ve Eş. 3.116 kullanılarak yapılan analize göre ise 0.437'de olduğu görülmektedir. Dolayısıyla hesaplamalar arasındaki sapma %0.46'dır. Ayrıca antenin direnci R 'nin maksimum değeri analitik hesaplamada 149Ω iken CST MS benzetiminde 120Ω civarındadır ve yaklaşık 29Ω 'luk bir sapma mevcuttur. Benzer olarak serbest uzayda 1000MHz'lik rezonans frekansına sahip ve dolayısıyla boyu $L=150\text{mm}$, $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5\text{mm}$ olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten, kalınlığı 3mm, dielektrik sabiti 2.33 olan dielektrik katman üzerinde oluşturulduğunda giriş empedansının gerçel ve sanal kısımlarının L/λ_0 'ya göre değişimi Şekil 4.17'de sırasıyla görülmektedir.



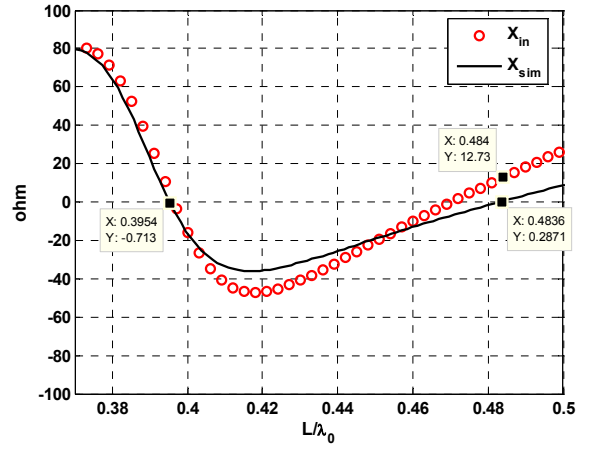
(a)



(b)



(c)



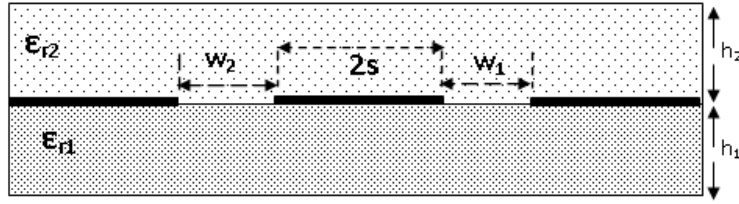
(d)

Şekil 4.17 $f_0=1000\text{MHz}$, $L=150\text{mm}$, $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=3\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması; R_{in} (hesaplanan, \times) ile R_{sim} (benzetim sonucu, $—$), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} ($—$) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.7$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.35-0.5$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.7$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.35-0.5$ aralığında

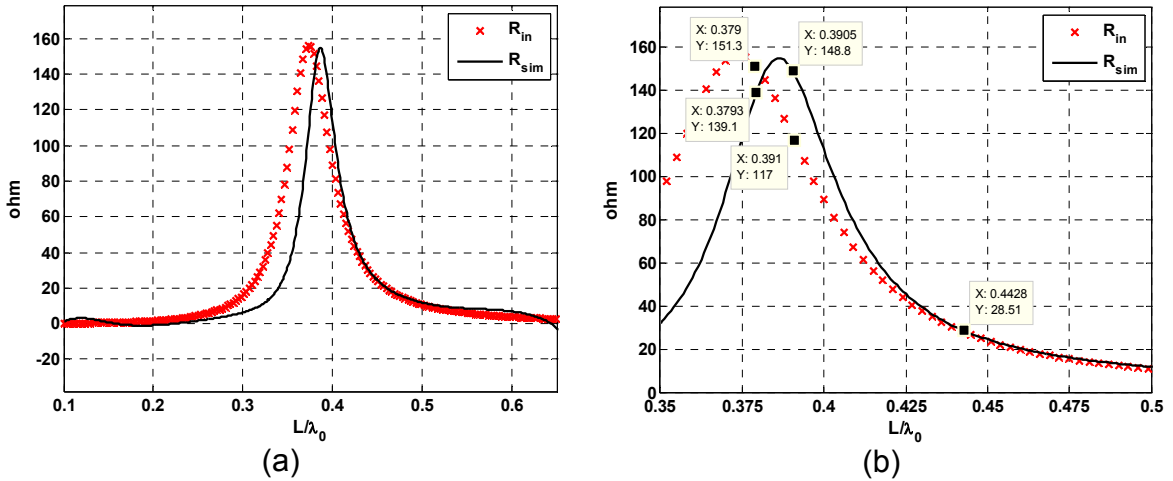
Yapılan bu karşılaştırmalarda CST MS'deki benzetim sonuçlarına göre antenin birinci rezonansının L/λ_0 oranı 0.395 değerindeyken, Eş. 3.25-3.30, Eş. 3.75-3.88, Eş. 4.10-4.35 ve Eş. 3.116 kullanılarak yapılan analize göre ise 0.396'da olduğu görülmektedir. Dolayısıyla hesaplamalar arasındaki sapma %0.25'dir. Ayrıca antenin direnci R 'nin maksimum değeri analitik hesaplamada 155Ω iken CST MS benzetiminde 128Ω civarındadır ve yaklaşık 27Ω 'luk bir sapma mevcuttur.

4.4. İki İnce Dielektrik Katman Arasındaki Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış Dar Yarık Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması

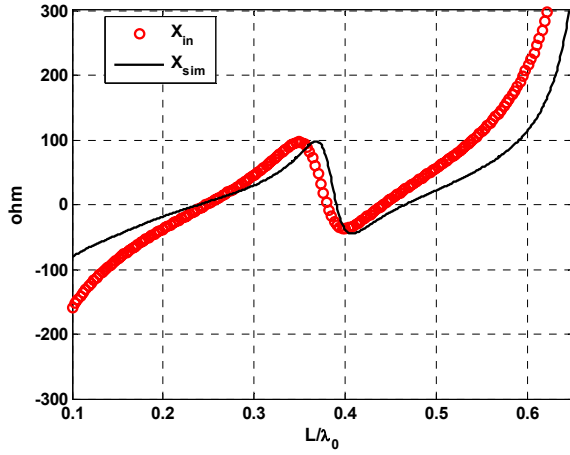
Tez çalışmasının önceki bölümlerinde de belirtildiği üzere özellikle baskı antenleri çevresel koşulların olumsuz etkilerinden (uzay ortamındaki moleküler oksijen korozyonundan, ani ısıl etkilerden vb.) korumak amacıyla dielektrik kaplama yoluna gidilmektedir. Şekil 4.18'de kesiti görülen iki ince dielektrik katman arasındaki baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık antenin giriş empedansını hesaplamak için yapı öncelikle bütünleyeni yapı olan baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit anten olarak bir önceki bölümde ele alınan yaklaşımlar ele alındıktan sonra eşdeğer dipol analizi için Bölüm 3.7'deki Eş. 3.117-121 ile Eş. 3.25-3.30 ve Eş.3.75-3.88 ifadelerinin beraber kullanımıyla antenin giriş empedansına ulaşılabilir.



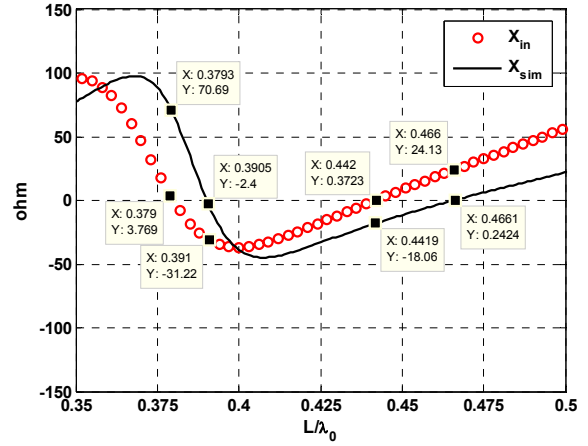
Şekil 4.18 İki ince dielektrik katman arasındaki baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık antenin kesit çizimi.



Şekil 4.19 $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$, $w_1=w_2=0.6\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_{r1} = 2.5$, $\epsilon_{r2} = 2.1$, $h_1=h_2 =1\text{mm}$, olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması. R_{in} (hesaplanan, \times) ile R_{sim} (benzetim sonucu, —), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.65$ aralığında, b) $L/\lambda_0 = 0.35-0.5$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.65$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.35-0.5$ aralığında



(c)



(d)

Şekil 4.19 devam ediyor

Serbest uzayda 1500MHz'lik rezonans frekansına sahip ve dolayısıyla boyu $L=100\text{mm}$, $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5\text{mm}$ olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten, kalınlığı 0.5mm , dielektrik sabiti 2.33 olan dielektrik katman üzerinde oluşturulduğunda giriş empedansının gerçel ve sanal kısımlarının L/λ_0 'ya göre değişimi Şekil 4.19'da sırasıyla görülmektedir. Elde edilen nümerik ve analitik sonuçların birbirlerine yakın olduğu görülmektedir. Yapılan bu karşılaştırmalarda CST MS'deki benzetim sonuçlarına göre antenin birinci rezonansının L/λ_0 oranı 0.391 değerindeyken, Eş. 3.117-121 ile Eş. 3.25-3.30 ve Eş.3.75-3.88 ifadelerinin kullanılarak yapılan analize göre ise 0.379 'da olduğu görülmektedir. Dolayısıyla hesaplamalar arasındaki sapma $\%3.1$ 'dir. Ayrıca antenin direnci R 'nin maksimum değeri analitik hesaplamada 158Ω iken CST MS benzetiminde 152Ω civarındadır ve yaklaşık 6Ω 'luk bir sapma mevcuttur.

4.5. Yorumlar

Tez çalışmasının bu bölümünde uzay ve hava platformlarının telemetri/telekomut haberleşmesinde heryön (omni-directional) antenler olarak monopul/dipol antenlere alternatif olan katlanmış ince şerit dipol anten ile bunun bütünleyeni katlanmış yarık antenlerin analizleri gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu analizlerde katlanmış tel dipol antenin iletim hattı modellemesi ele alınarak baskı devre katlanmış şerit dipol

antenlere uygulanmıştır. Bu uygulama üçüncü bölümde baskı devre şerit monopol/dipol antenin analizi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzer şekilde Brooker ve Babinet prensibinden de yararlanılarak baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık antenin giriş empedansı için analitik ifadeler elde edilmiş ve CST MS'de gerçekleştirilen benzetimlerle doğrulanmıştır. Böylece bu antenlerin bilgisayar destekli ortamlarda ön tasarım çalışmaları için rahatlıkla kullanılacak analitik ifadeler elde edilmiştir. Ayrıca bu yapıların frekans değiştirilebilirliği üzerine farklı yaklaşımlar ele alınabilir. Bu yaklaşımlar beşinci bölümde ayrıntılı olarak sunulmaktadır.

5. FREKANSI AYARLANABİLİR BASKI DEVRE KATLANMIŞ ŞERİT DİPOL VE DAR YARIK ANTENİN ANALİZİ

5.1. Giriş

Bölüm 2'de belirtildiği üzere özellikle dielektrik üzerinde oluşturulan rezonant bileşenlerin üretimi sırasında gerek malzemenin dielektrik sabitinde gerekse baskı devrenin oluşturulması sırasındaki toleranslar nedeniyle çalışma frekansında değişimler meydana gelebilir. Yapı oluşturulduktan sonra da gerek bu değişimleri tolere etmek için gerekse antenin farklı rezonans frekanslarında çalışması operasyonel olarak amaçlandığında farklı yöntemler kullanılabilir. Bu bölümde de baskı devre şerit dipol ve dar yarık anten için farklı yükleme yöntemleri ile bu yapıların frekans değiştirilebilirliği ele alınmış ve analitik olarak elde edilmiştir. Ayrıca elde edilen ifadeler benzetim programı yardımıyla elde edilmeye çalışılmıştır.

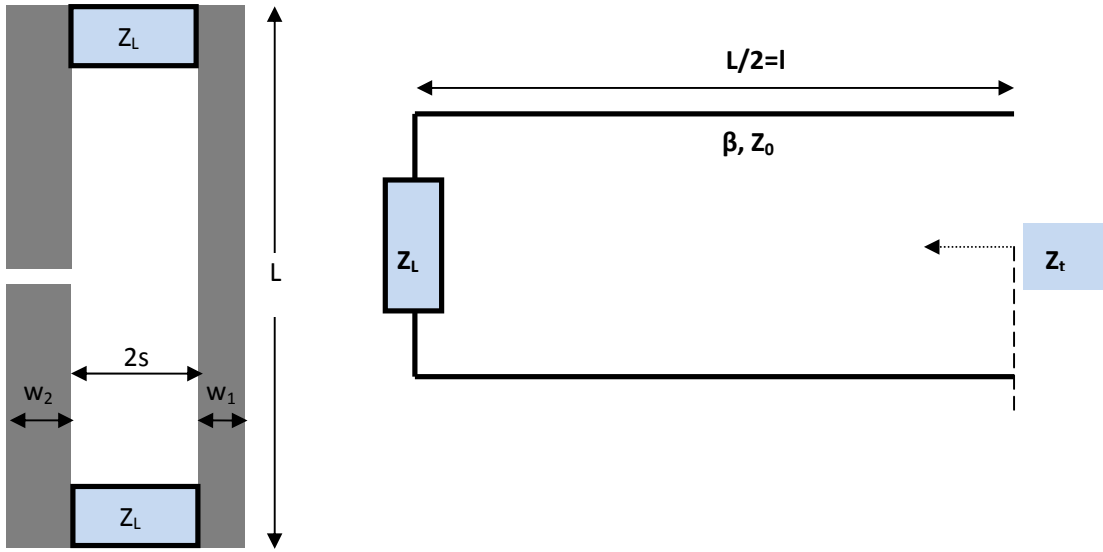
5.2. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış ve Uçlarına Simetrik olarak Yük Yerleştirilmiş Dipol Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması

Şekil 5.1'de baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve uçlarına simetrik olarak yük yerleştirilmiş dipol antenin fiziksel parametreleri ile iletim hattı modunda devre modellenmesi görülmektedir. Buna göre antenin besleme noktasından bakıldığında bu noktaya $L/2$ mesafede Z_L yükü yer almaktadır ve

$$Z_t = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta L / 2)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta L / 2)} \quad (5.1)$$

olarak ifade edilebilir.

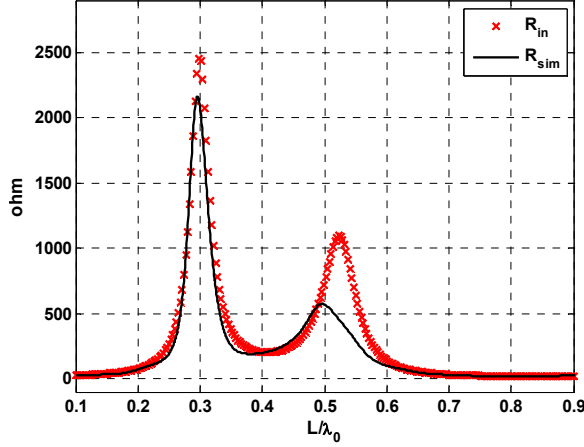
Z_0 eş düzlemlili şerit iletim hattının karakteristik empedansını ifade etmektedir ve Bölüm 5.2'deki Eş. 4.10.-4.21. ifadeleri kullanılarak hesaplanabilir. β ise hattın yayılma sabitini göstermektedir ve Eş.4.23'deki gibi ifade edilmektedir.



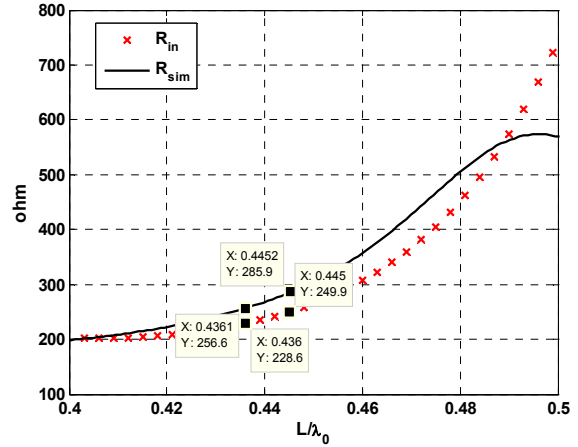
Şekil 5.1. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve uçlarına simetrik olarak yük yerleştirilmiş dipol anten a) Fiziksel parametreleri, b) iletim hattı modunda devre modellemesi

Yukarıda belirtilen iletim hattı ve devre modeli, Eş. 4.10-4.35, Eş. 3.26-3.30 ile Eşitlik 3.75-3.88 ifadeleri beraber kullanılarak bu antenin giriş empedansı ve rezonans frekansındaki değişim hesaplanabilir. Örnek olay incelemesi olarak serbest uzayda 2400MHz'lik rezonans frekansına sahip ve bu frekansta rezonansa geçtiği uzunluğu $L=62.5\text{mm}$, $w_1 = w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5\text{mm}$ olan ortadan beslemeli katlanmış dar yarık anten, kalınlığı 0.508mm , dielektrik sabiti 2.33 olan dielektrik katman üzerinde oluşturulduğunda giriş empedansının gerçek ve sanal kısımlarının farklı rezistif yüklerle ($Z_L = 10\Omega$, 170Ω , 350Ω ve 500Ω olduğu durum için) ve L/λ_0 'ya göre değişimi bu bölümde elde edilen analitik yaklaşım ve CST MS'de gerçekleştirilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 5.2 - 5.5 arasında görülmektedir. Elde edilen analitik ve benzetim sonuçlarının birbirlerine yakın olduğu görülmektedir. Şekil 5.2'de görüldüğü üzere yapılan bu karşılaştırmalarda CST MS'deki benzetim sonuçlarına göre antenin birinci rezonansının L/λ_0 oranı 0.445 değerindeyken, iletim hattı ve devre modeli, Eş.4.10-4.35, Eş. 3.26-3.30 ile Eş. 3.75-3.88 ifadelerinin kullanılarak yapılan analize göre ise 0.436 'da olduğu görülmektedir. Dolayısıyla hesaplamalar arasındaki sapma $\%2.02$ 'dir. Ayrıca antenin direnci R 'nin antenin rezonanstaki değeri analitik

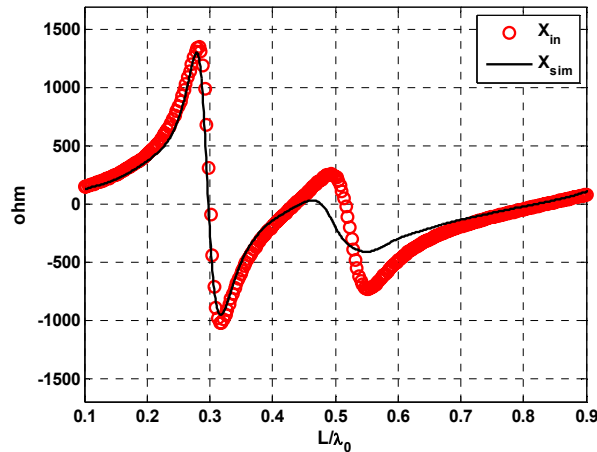
hesaplamada 257Ω iken CST MS benzetiminde 286Ω 'dur ve yaklaşık 29Ω 'luk bir sapma mevcuttur.



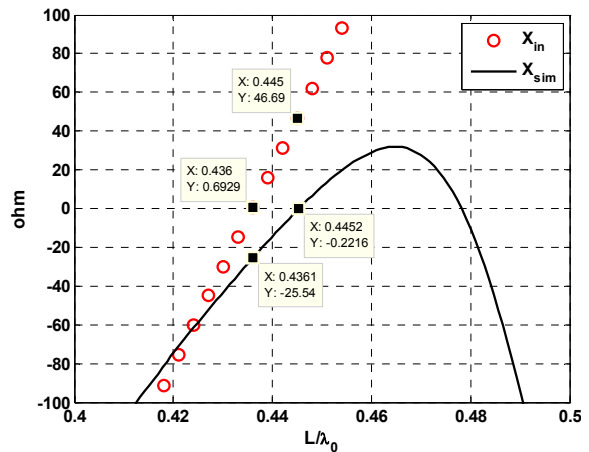
(a)



(b)



(c)

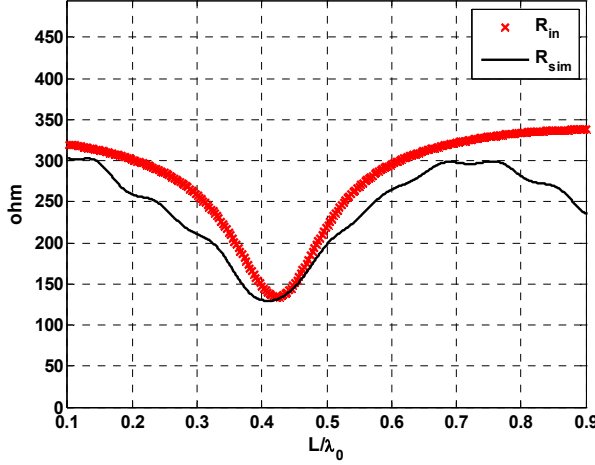


(d)

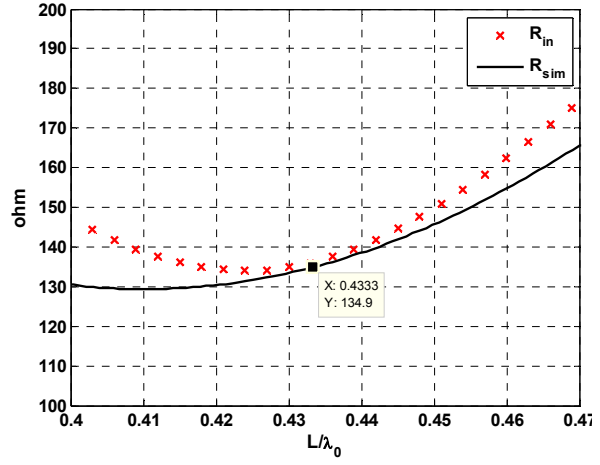
Şekil 5.2. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=10$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında (benzetim sonucu), b) $L/\lambda_0 = 0.4-0.5$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.4-0.5$ aralığında

Şekil 5.3'de görüldüğü üzere yapılan karşılaştırmalarda bu bölümde elde edilen analitik yaklaşım ve CST MS'deki benzetim sonuçlarına göre antenin birinci rezonansında L/λ_0 oranı 0.433 değerinde olduğu görülmektedir. Ayrıca antenin direnci

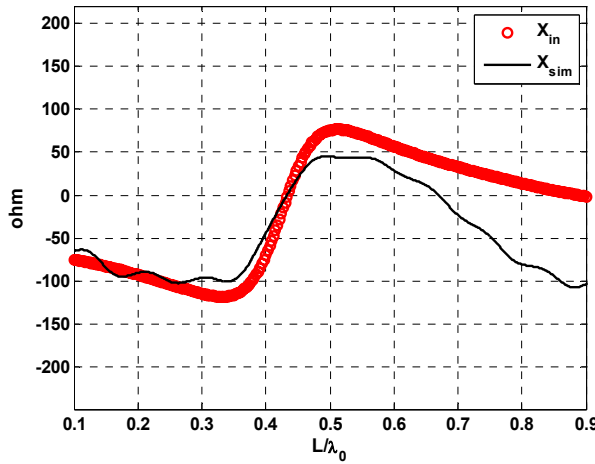
R'nin antenin rezonanstaki değeri hem analitik hesaplamada hem de CST MS benzetiminde 135Ω olarak elde edilmiştir.



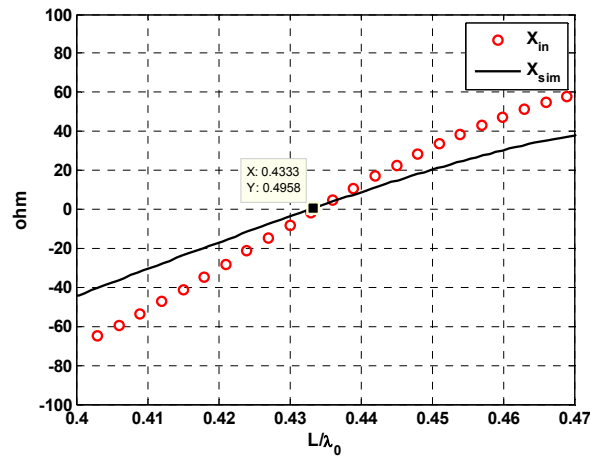
(a)



(b)



(c)

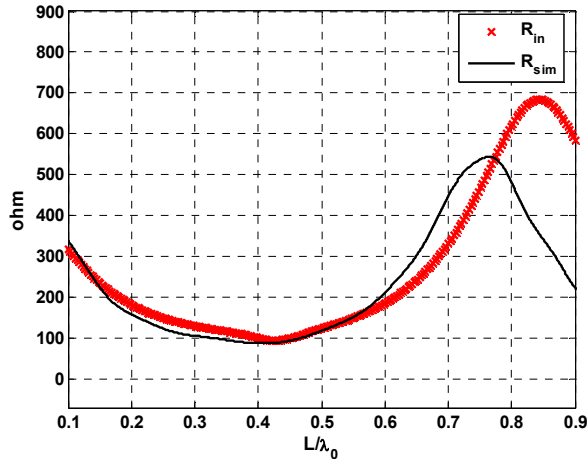


(d)

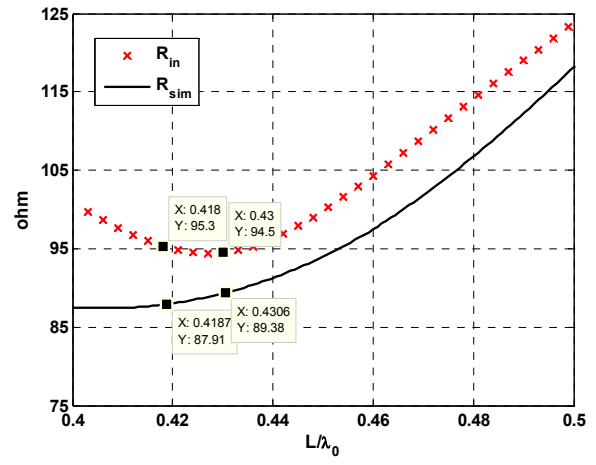
Şekil 5.3. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=170$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında (benzetim sonucu), b) $L/\lambda_0 = 0.4-0.47$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.4-0.47$ aralığında

Şekil 5.4'de görüldüğü üzere yapılan bu karşılaştırmalarda CST MS'deki benzetim sonuçlarına göre antenin birinci rezonansının L/λ_0 oranı 0.419 değerindeyken, iletim hattı ve devre modeli, Eş. 4.10-4.35, Eş. 3.26-3.30 ile Eş. 3.75-3.88 ifadelerinin

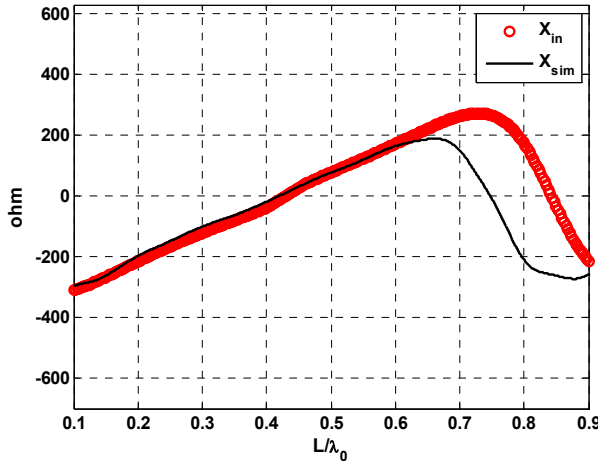
kullanılarak yapılan analize göre ise 0.43'de olduğu görülmektedir. Dolayısıyla hesaplamalar arasındaki sapma %2.63'dür. Ayrıca antenin direnci R 'nin antenin rezonanstaki değeri analitik hesaplamada 95.3Ω iken CST MS benzetiminde 87.91Ω 'dur ve yaklaşık 7.39Ω 'luk bir sapma mevcuttur.



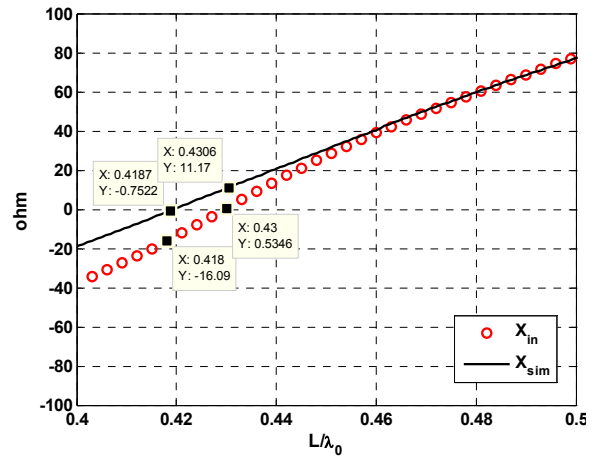
(a)



(b)



(c)

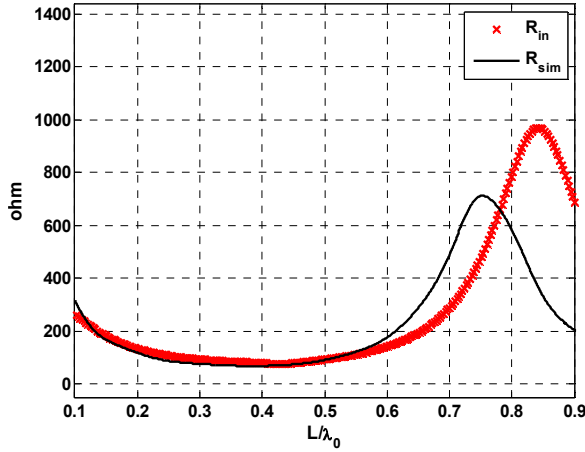


(d)

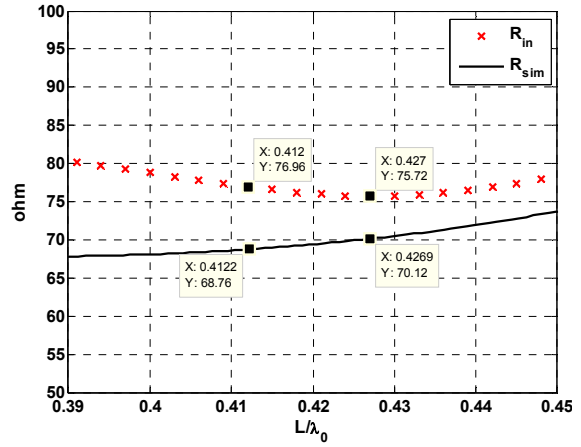
Şekil 5.4. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=350$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması; R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında (benzetim sonucu), b) $L/\lambda_0 = 0.4-0.5$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.4-0.5$ aralığında

Şekil 5.5'de ise yapılan karşılaştırmalarda CST MS'deki benzetim sonuçlarına göre antenin birinci rezonansının L/λ_0 oranı 0.412 değerindeyken, iletim hattı ve devre

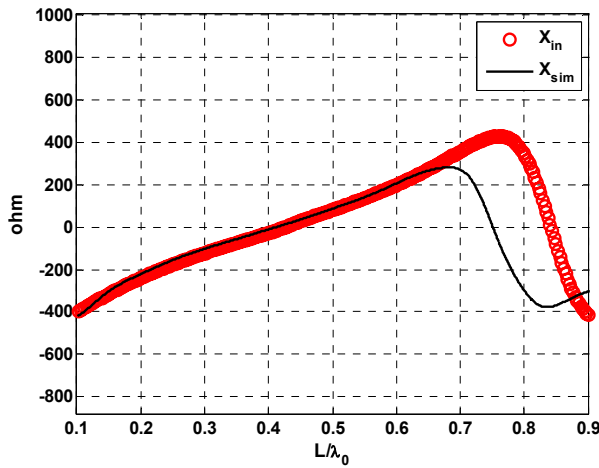
modeli, Eş. 4.10-4.35, Eş.3.26-3.30 ile Eş. 3.75-3.88 ifadelerinin kullanılarak yapılan analize göre ise 0.427'de olduğu görülmektedir. Dolayısıyla hesaplamalar arasındaki sapma %3.64'dür. Ayrıca antenin direnci R 'nin antenin rezonanstaki değeri analitik hesaplamada 76.96Ω iken CST MS benzetiminde 68.76Ω 'dur ve yaklaşık 8.2Ω 'luk bir sapma mevcuttur.



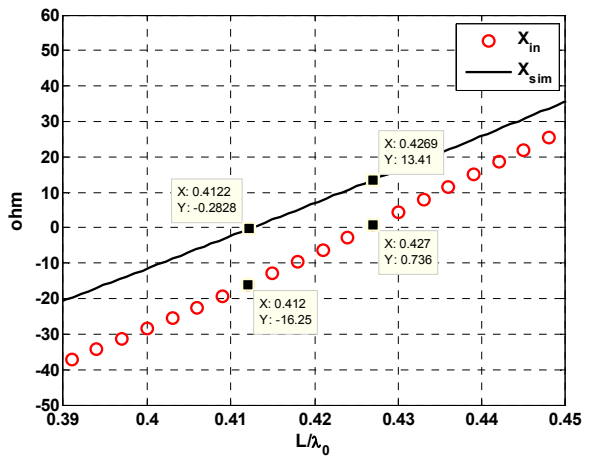
(a)



(b)



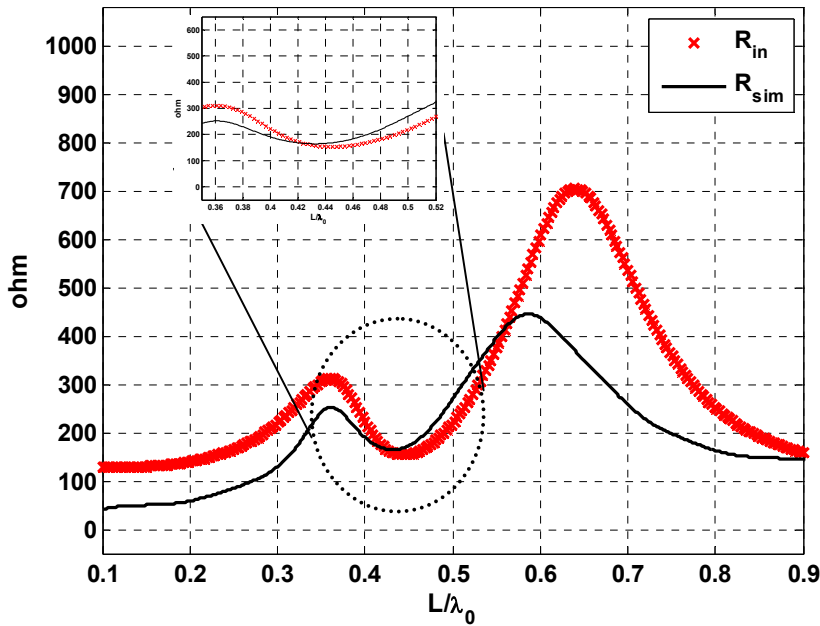
(c)



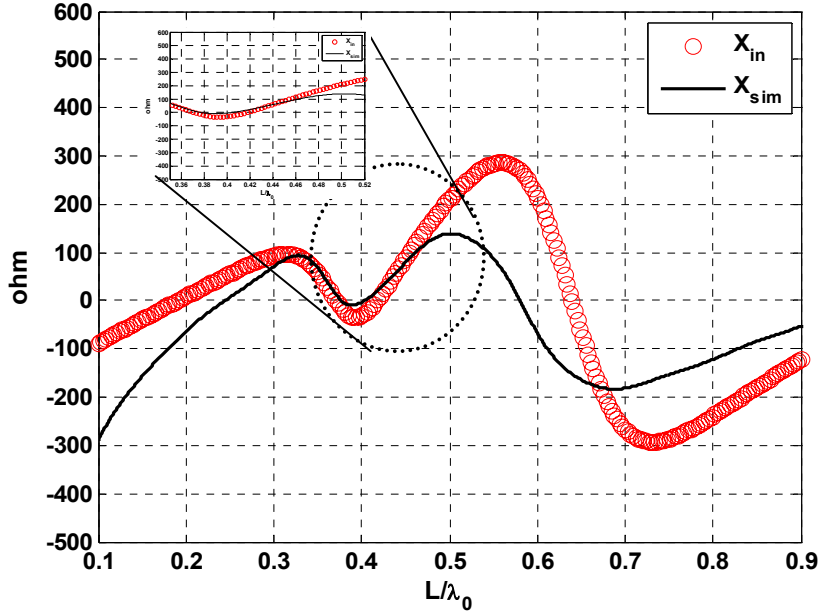
(d)

Şekil 5.5. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=500$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması; aR_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında (benzetim sonucu), b) $L/\lambda_0 = 0.39-0.45$ aralığında, c) $L/\lambda_0 = 0.1-0.9$ aralığında, d) $L/\lambda_0 = 0.39-0.45$ aralığında

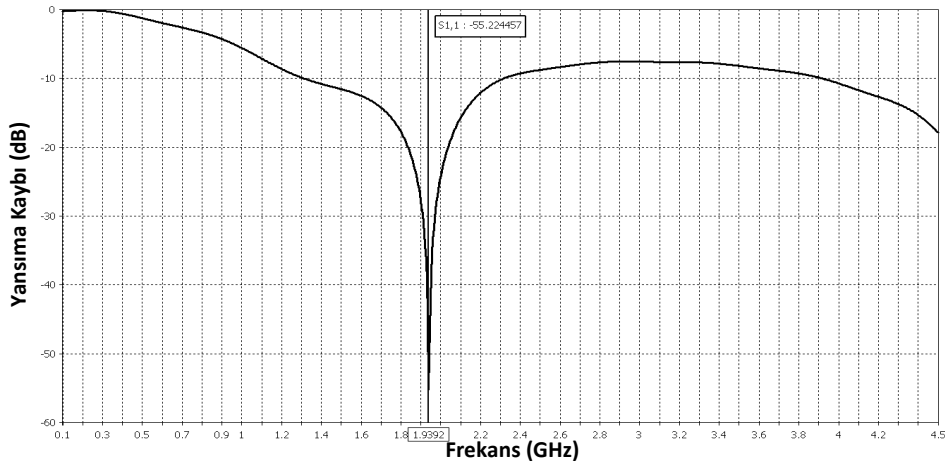
Şekil 5.6 ve 5.7'de ise $Z_L=100-100j$ için elde edilen ifade ve yaklaşımlarla ulaşılan analitik sonuçlarla nümerik olanlarının karşılaştırılması görülmektedir. Nümerik modelleme CST MS'de yapılırken uçlara yerleştirilen yük toplu eleman olarak tanımlanabildiğinden rezonans frekansı $f=1.94\text{GHz}$ civarında $Z_L= R+1/j\omega C=100-100j$ 'i sağlayacak direnç $R=100\Omega$ ve reaktif kısım için $C=0.82\text{pF}$ seri bağlanmış olarak yerleştirilmiştir. Bu nedenle $1/j\omega C$ 'den dolayı rezonans frekansı civarı dışındaki aralıkta giriş empedansı belirgin şekilde farklılık gösterecektir. Nitekim Şekil 5.6. ve 5.7.'de bu açıkça görülmektedir. Şekil 5.8.'de aynı yapı için ise $Z_L= R+1/j\omega C=100-100j$, $Z_0=185\text{ohm}$ olmak üzere benzetim sonucu elde edilen S_{11} parametresinin frekansa göre değişimi görülmektedir. Rezonans frekansının 1.94GHz 'de olduğu açıkça görülmektedir. Ayrıca bu frekanstaki CST MS'de yapılan benzetimle elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü Şekil 5.9.'da yer almaktadır. Antenin uygulanabilir maksimum kazancı 0dBi civarındadır. Yük yerleştirilmemiş durumda 2.3dBi olması gereken maksimum kazancın 2dB azalmasının nedeni anteni yüklemeye kullanılan 100Ω 'luk dirençtir. Kazançtaki azalma direncin değerine göre değişiklik gösterecektir.



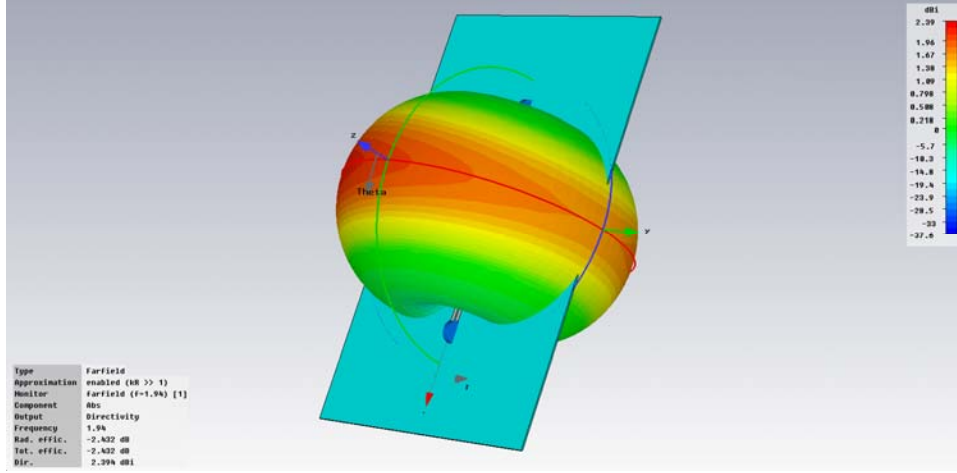
Şekil 5.6. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=100-100j$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması R_{in} (hesaplanan, X) ve R_{sim} (—) (benzetim sonucu).



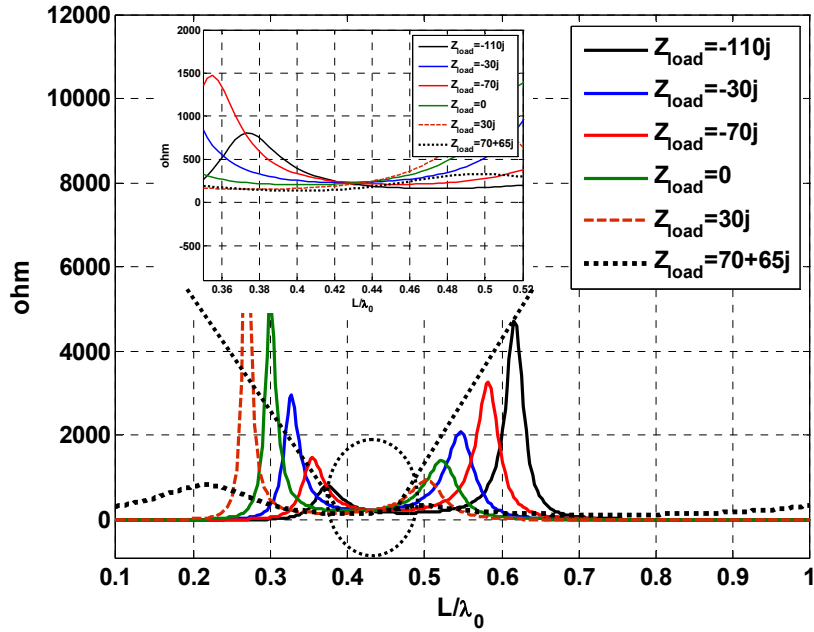
Şekil 5.7. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, $Z_L=100-100j$ olan ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu).



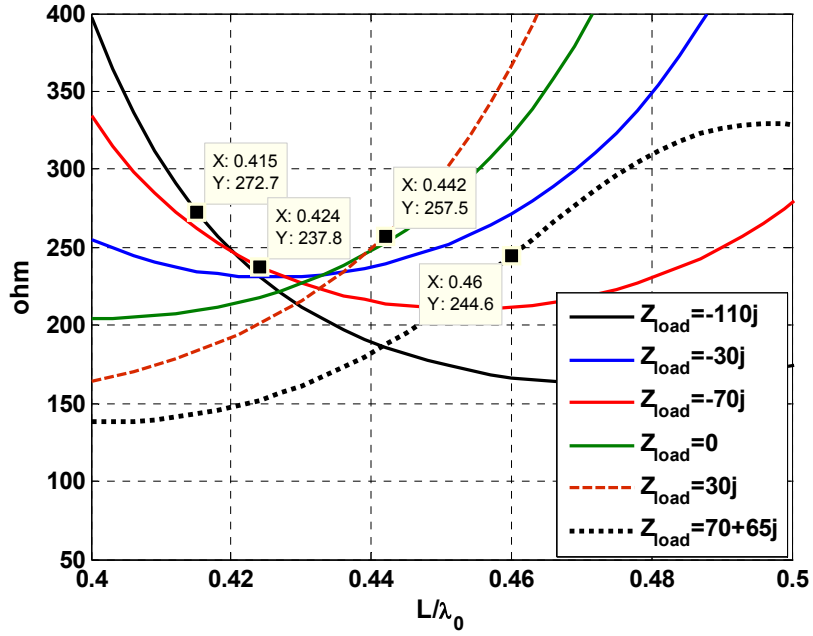
Şekil 5.8. $f=1.94\text{GHz}$ 'de $Z_L= R+1/jwC=100-100j$, $Z_0=185\text{ohm}$ $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5\text{mm}$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ için S11 parametresinin frekansa göre değişimi.



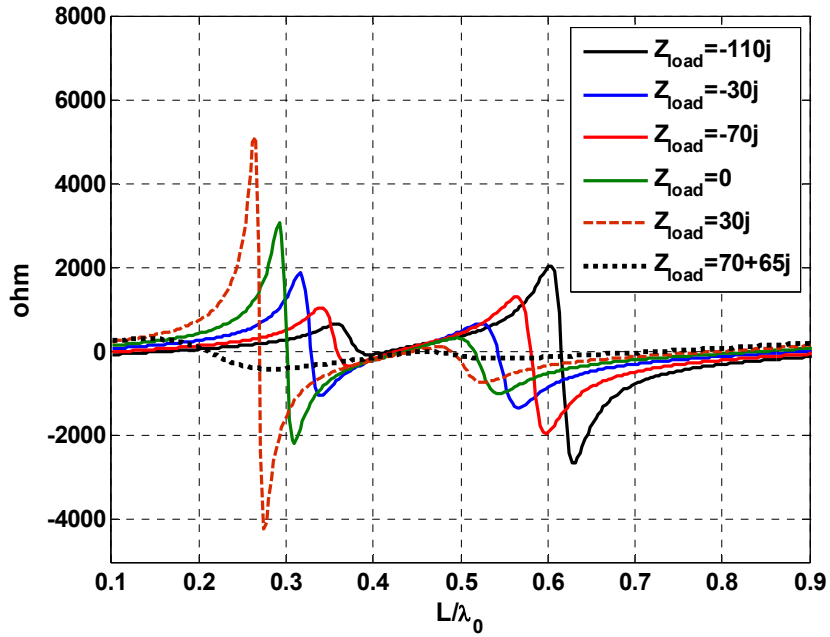
Şekil 5.9. $f=1.94\text{GHz}$ 'de $Z_L = R+1/j\omega C=100-100j$ $Z_0=185\text{ohm}$ $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ için 3-boyutlu ışınma örüntüsü



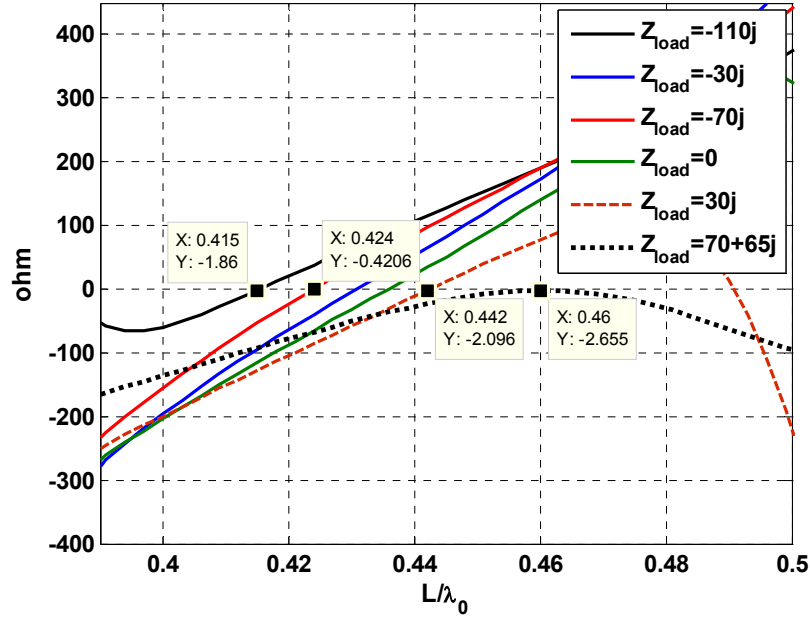
Şekil 5.10. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olmak üzere baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol antenin analitik olarak farklı yük değerleri için giriş empedans rezistansının değişimi.



Şekil 5.11. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olmak üzere baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol antenin analitik olarak farklı yük değerleri için giriş empedans rezistansının değişimi.



Şekil 5.12. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olmak üzere baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol antenin analitik olarak farklı yük değerleri için giriş empedans reaktansının değişimi.



Şekil 5.13. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olmak üzere baskı devre ortadan beslemeli katlanmış şerit dipol antenin analitik olarak farklı yük değerleri için giriş empedans reaktansının değişimi.

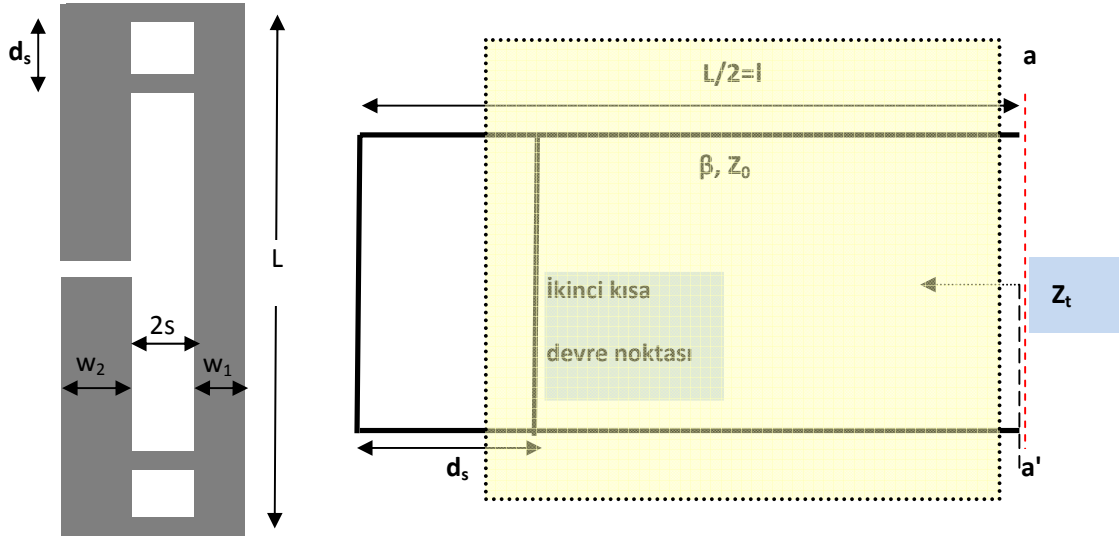
Aynı yapı için $Z_L = -110j, -30j, -70j, 0, 30j, 70+65j$ kullanılarak antenin giriş empedansının değişimi elde edilen analitik yaklaşımla Şekil 5.10.-5.13 arasında incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre simetrik farklı yükleme değerleri için antenin giriş empedansının reaktif kısmının 0Ω olduğu L/λ_0 değeri 0.41 ile 0.46 arasında değişirken rezistif kısmı 237Ω ile 272Ω arasında aralığında değişmektedir. Böylece antenin rezonans frekansını belirtilen yük değerleri ile %10 civarında değiştirmek mümkün olmaktadır.

5.3. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış ve Kısa Devre Eklenmiş Dipol Antenin Giriş Empedansının Hesaplanması

Bölüm 5.2'de baskı devre katlanmış dipol antenin üretimi sırasında karşılaşılabilecek frekans kaymalarını tolere edebilmek amacıyla her iki ucuna simetrik olarak yükleme yapılması incelenmişti. Bu bölümde ise baskı devre katlanmış dipol antenin giriş empedansını dolayısıyla rezonans frekansını değiştirmek için uçlarına simetrik olarak yük yerleştirmeye alternatif olarak antenin her iki ucu ile besleme noktası arasında ikinci bir kısa devre yerleştirilmesi önerilmektedir. Şekil 5.14.'de önerilen yapı ve fiziksel boyutları görülmektedir. Bu antenin iletim hattı modundaki devre modellemesi

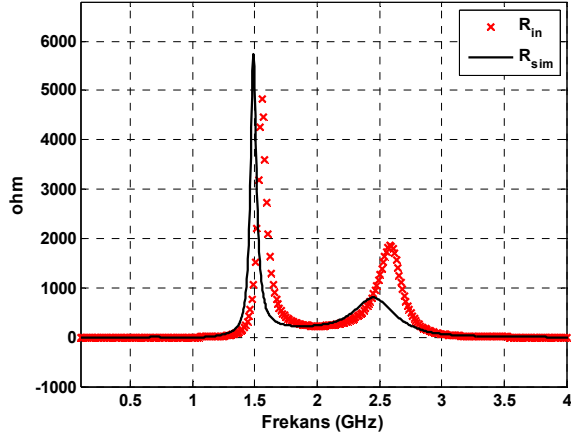
ise Şekil 5.15'de görülmektedir. Şekil 5.14.'de görüldüğü üzere iletim hattı modunda iken devre üzerinde dolaşan akım giriş empedansının hesaplanmaya çalışıldığı a-a' noktasına en yakın olan ikinci kısa devre üzerinden geçeceği için antenin ucundaki kısa devre dikkate alınmamalıdır. Bu durumda Z_t Eş. 5.1'de yerine yerleştirilirse

$$Z_t = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan[\beta (L/2 - d_s)]}{Z_0 + jZ_L \tan[\beta (L/2 - d_s)]} \quad (5.2)$$

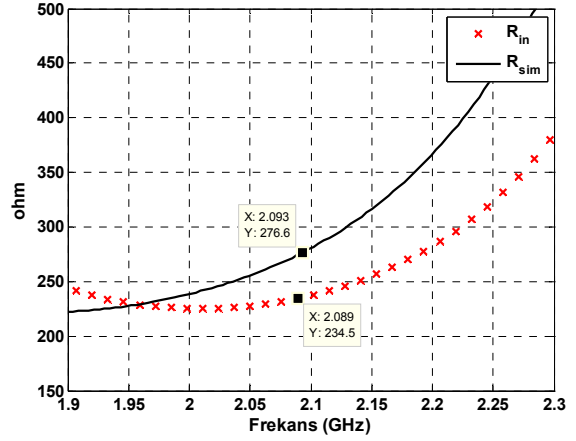


Şekil 5.14. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve kısa devre eklenmiş dipol anten a) fiziksel parametreleri, b) iletim hattı modunda devre modellemesi

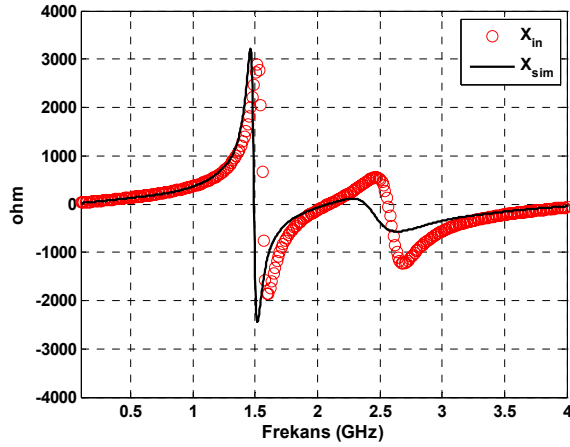
olarak elde edilir. Z_0 eş düzlemlili şerit iletim hattının karakteristik empedansını ifade etmektedir ve Bölüm 4.2'deki Eş. 4.10.-4.21. ifadeleri kullanılarak hesaplanabilir. β ise hattın yayılma sabitini göstermektedir ve Eş. 4.23'deki gibi ifade edilmektedir. Yukarıda belirtilen iletim hattı ve devre modeli, Eş. 4.10-4.35, Eş. 3.26-3.30 ile Eş. 3.75-3.88 ifadeleri beraber kullanılarak bu antenin giriş empedansı ve rezonans frekansındaki değişim hesaplanabilir. Şekil 5.15-5.20'de belirtilen fiziksel parametreler için bu bölümde elde edilen analitik yaklaşımla ve CST MS'de gerçekleştirilen benzetimle $d_s=2\text{mm}$, 4mm , 6mm , 8mm , 12mm ve 14mm olduğu durumlarda giriş empedansının gerçek ve sanal kısımlarının frekansa göre değişimi görülmektedir.



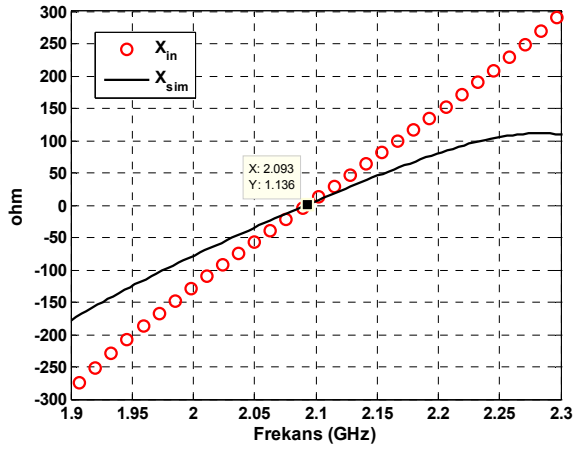
(a)



(b)

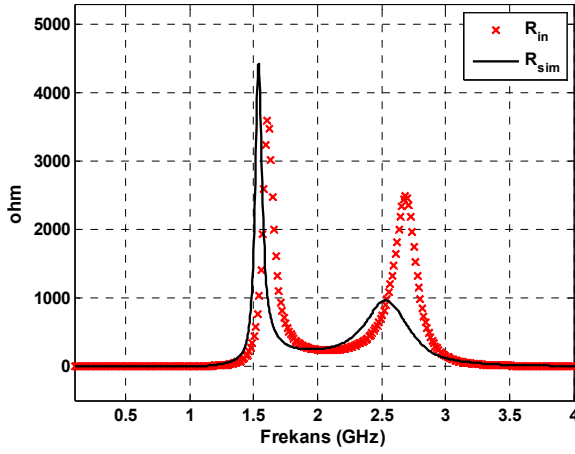


(c)

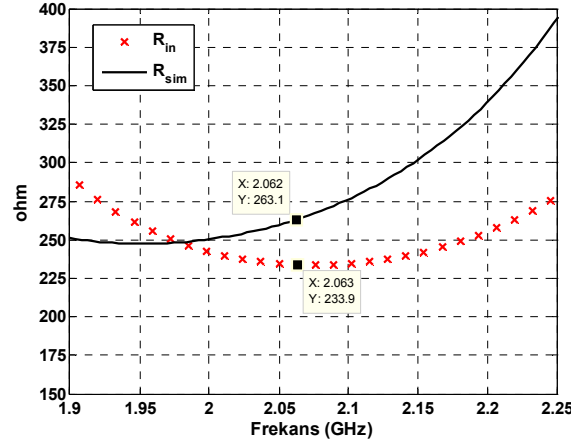


(d)

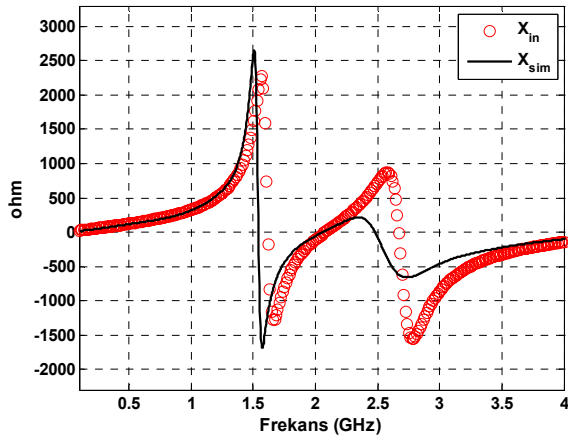
Şekil 5.15. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 2\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.9\text{-}2.3\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.9\text{-}2.3\text{GHz}$ aralığında



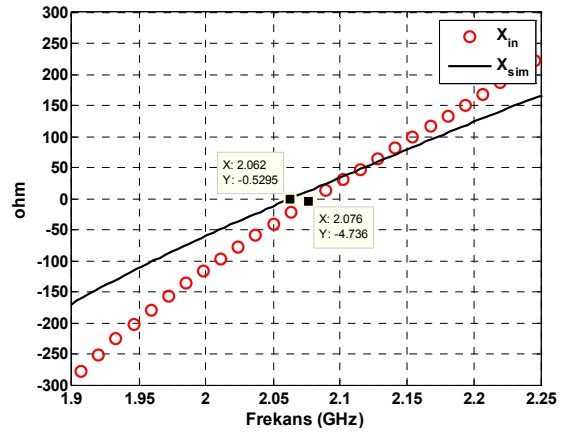
(a)



(b)

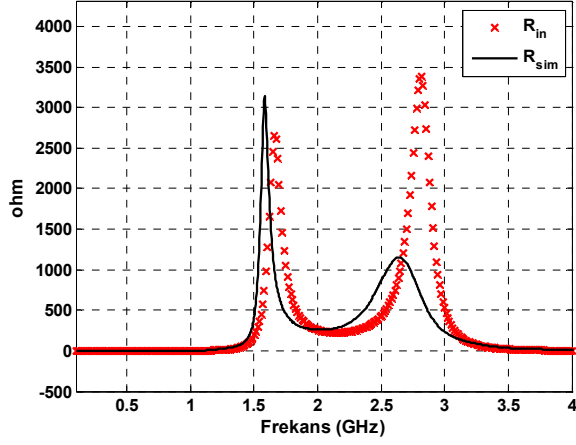


(c)

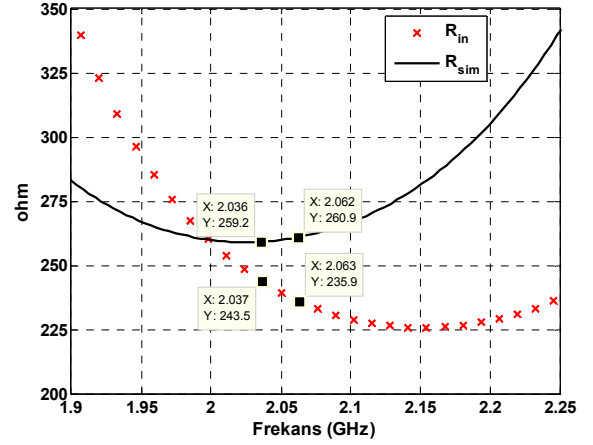


(d)

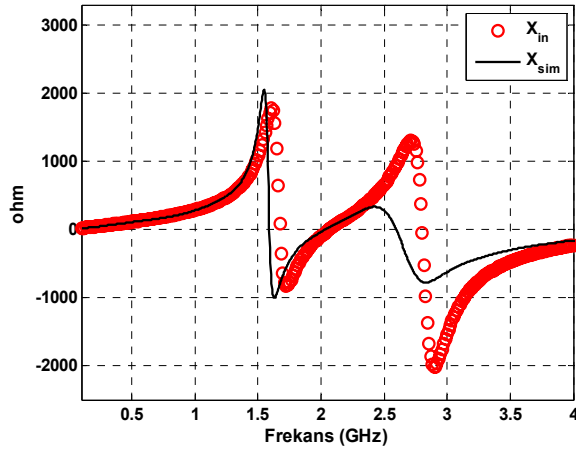
Şekil 5.16. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 4\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.9\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.9\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında



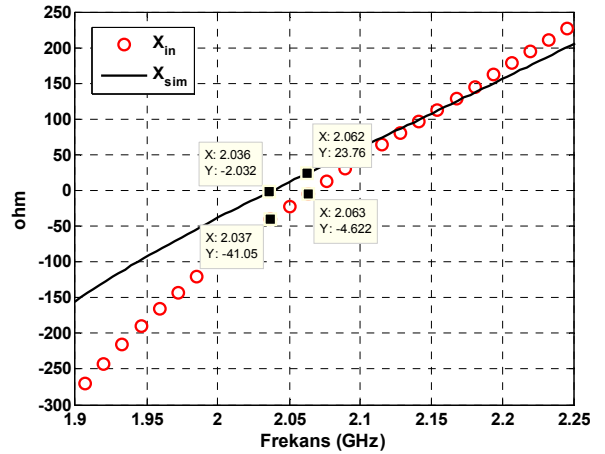
(a)



(b)

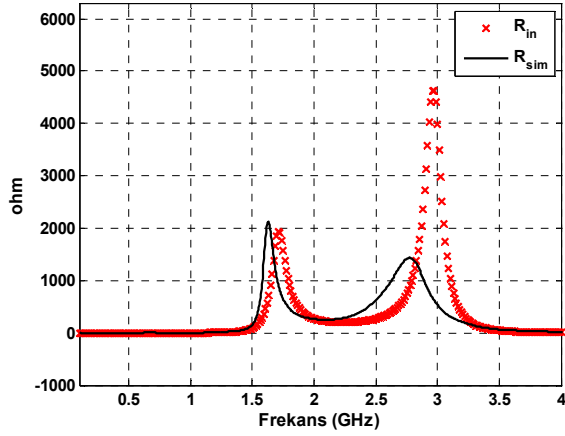


(c)

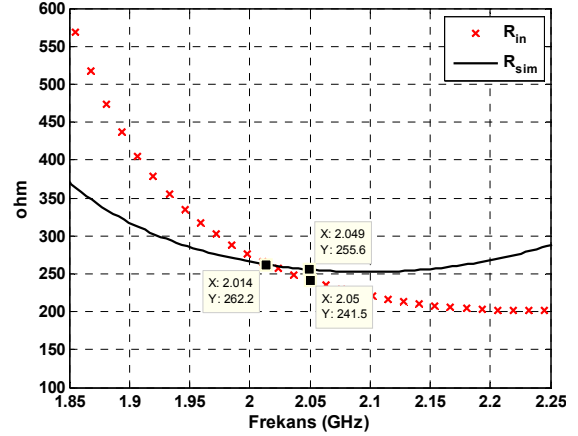


(d)

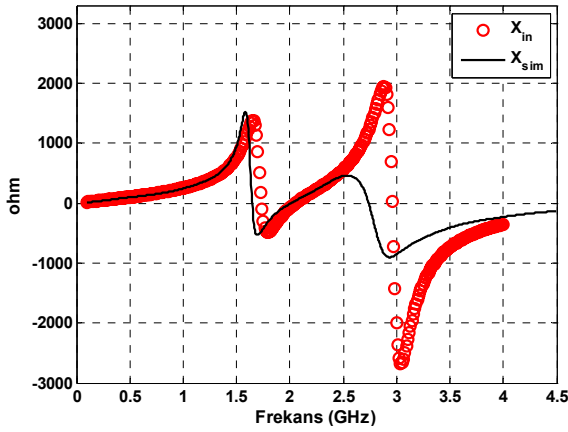
Şekil 5.17. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 6\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.9\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.9\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında



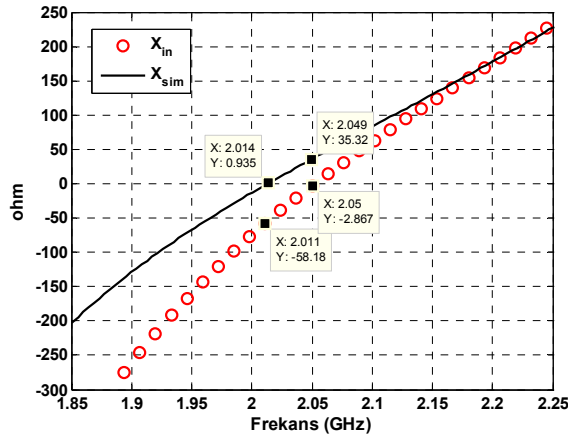
(a)



(b)

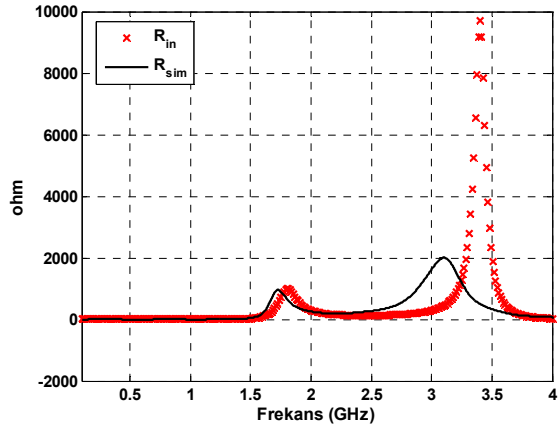


(c)

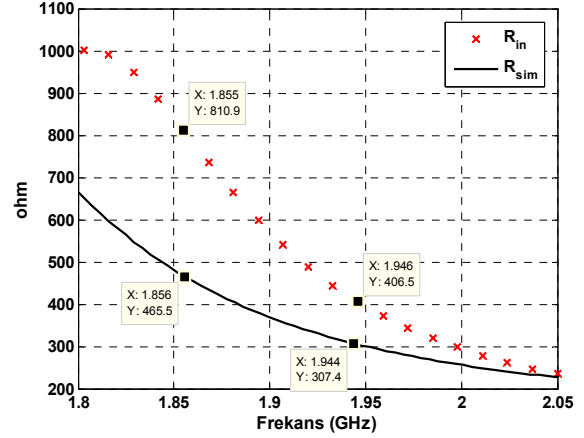


(d)

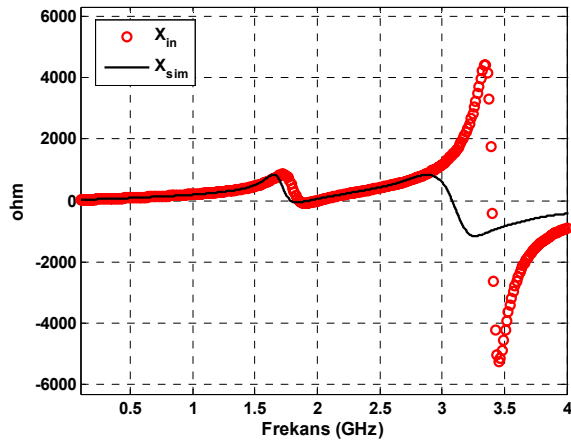
Şekil 5.18. Şekil $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 8\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı), R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.85\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.85\text{-}2.25\text{GHz}$ aralığında



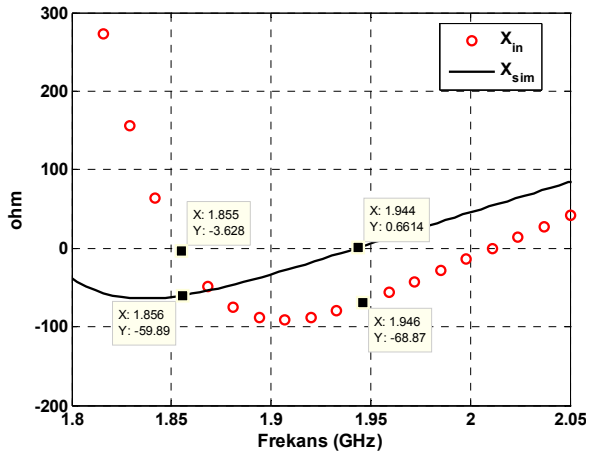
(a)



(b)

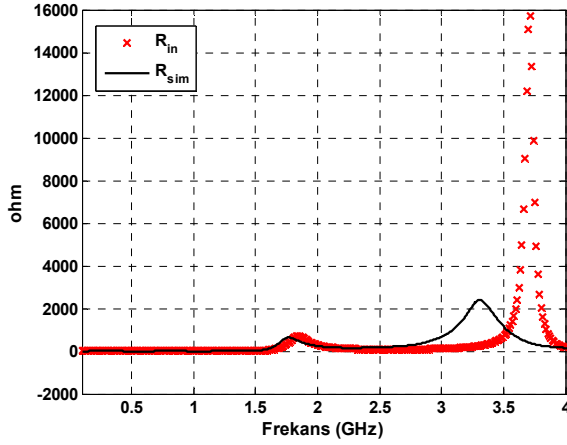


(c)

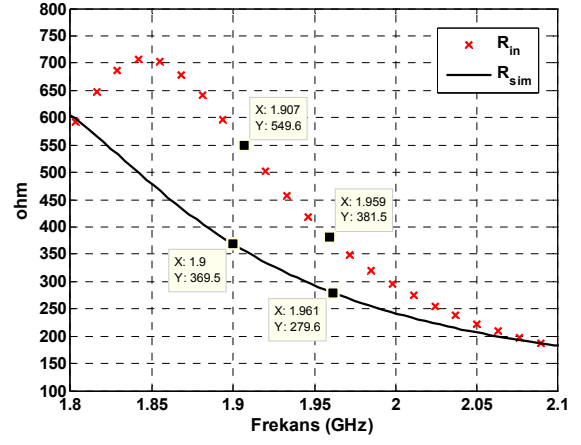


(d)

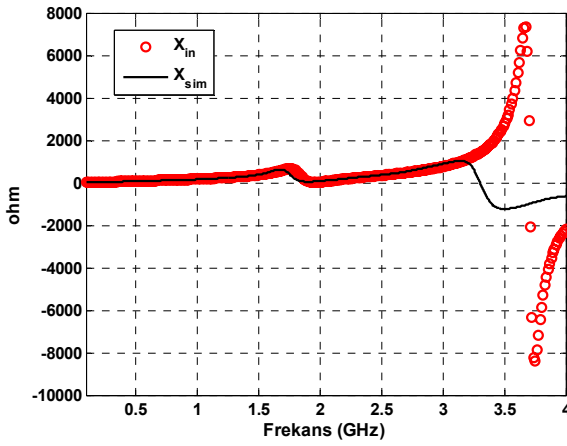
Şekil 5.19. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 12\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı), R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.8\text{-}2.05\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.8\text{-}2.05\text{GHz}$ aralığında



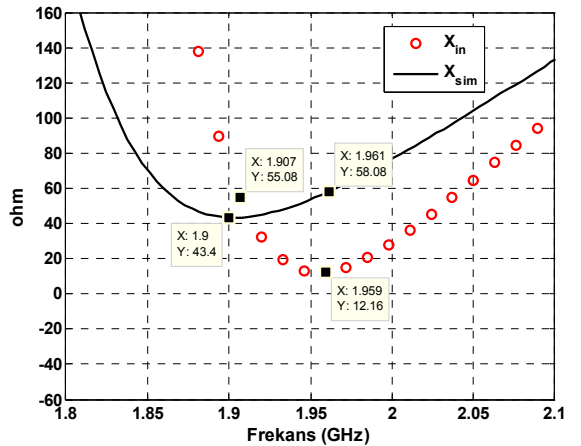
(a)



(b)



(c)



(d)

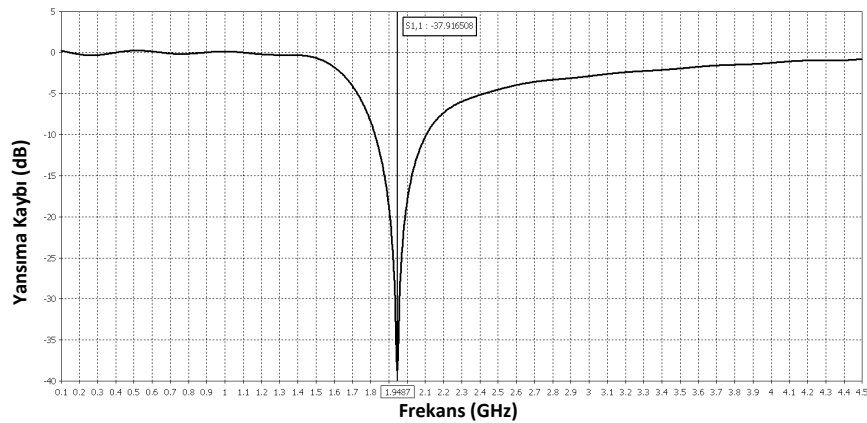
Şekil 5.20. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan kısa devrelenmiş katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s = 14\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.8\text{-}2.1\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.8\text{-}2.1\text{GHz}$ aralığında

Şekil 5.15-5.20'de karşılaştırılan giriş empedanslarının gerçek ve sanal kısımları, bu bölümdeki analitik yaklaşım sonucu elde edilen sonuçların nümerik olarak CST MS'de elde edilen sonuçlara yakın olduğunu göstermektedir. Karşılaştırma sonuçları Çizelge 5.1.'de ayrıntılı olarak verilmektedir.

Çizelge 5.1. Farklı uzaklıklardaki ($d_s=2\text{mm}$, 4mm , 6mm , 8mm ve 12mm için) bu tez çalışmasında ve CST MS'de elde edilen sonuçların sayısal karşılaştırılmaları.

İkinci devre uzaklığı	Kısa Bu çalışmada elde edilen rezonans frekansı	CST MS'de elde edilen rezonans frekansı	Sapma %	Benzetim dikkate alınarak $d_s=2\text{mm}$ 'ye göre çalışma frekansının değişimi (%)	Antenin Rezonansta elde edilen giriş rezistans değeri (Ω) –Bu tez çalışması	Antenin Rezonansta elde edilen giriş rezistans değeri (Ω) -CST MS Benzetimi
$d_s=2\text{mm}$	2093MHz	2093MHz	0	-	235	277
$d_s=4\text{mm}$	2076MHz	2062MHz	0.68	1.48	234	263
$d_s=6\text{mm}$	2063MHz	2036MHz	1.33	2.72	236	260
$d_s=8\text{mm}$	2050MHz	2014MHz	1.79	3.78	242	262
$d_s=12\text{mm}$	1855MHz	1944MHz	4.58	7.12	810	307
$d_s=14\text{mm}$	Tam rezonans elde edilemedi					

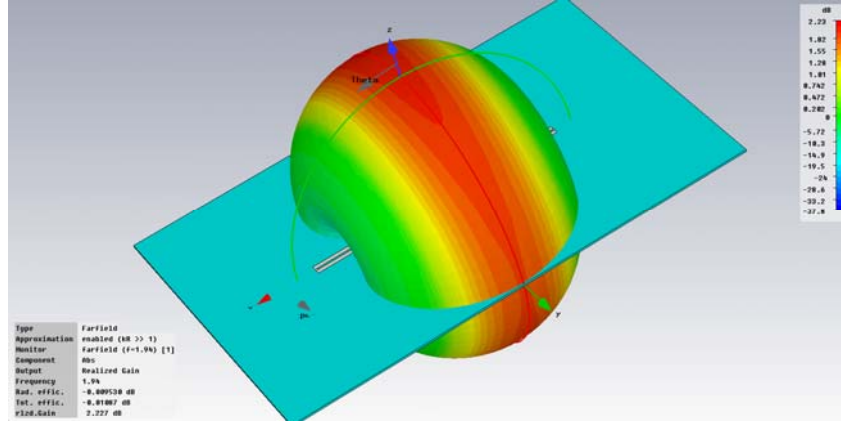
Ayrıca CST MS'de gerçekleştirilen benzetimde $d_s=12\text{mm}$ için $Z_0=308.4$ ohm olarak tanımlandığında elde edilen S_{11} parametresi Şekil 5.21'de ve 3-boyutlu ışınma örüntüsü Şekil 5.22'de görülmektedir.



Şekil 5.21. $d_s=12\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) ve $Z_0=308.4$ ohm olarak tanımlandığında $S_{11}(\text{dB})$ 'nin frekansa göre değişimi.

Şekil 5.21.'de görüldüğü üzere ikinci bir kısa devre olmadığı durumda 2.1GHz civarında olan rezonans frekansı 1.95GHz 'e gerilemektedir. Böylece kısa devrenin

anten boyunca pozisyonu değiştirilerek rezonans frekansı değiştirilebilir olduğu görülmektedir.



Şekil 5.22. $d_s= 12\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) ve $Z_0=308.4$ ohm olarak tanımlandığında CST MS'de elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü

Şekil 5.22.'de görüldüğü gibi antenin elde edilen kazancında herhangi bir azalma olmamış ve 2.23dBi olarak gerçekleşmiştir.

5.4. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış ve Simetrik olarak Yük Yerleştirilmiş Şerit Dipol Antenin Frekans Ayarlanabilirliği

Bölüm 5.3'de baskı devre katlanmış dipol antenin üretimi sırasında karşılaşılabilecek frekans kaymalarını tolere edebilmek amacıyla antenin her iki ucu ile besleme noktası arasına ikinci bir kısa devre yerleştirilmesi önerilmişti. Bu bölümde ise baskı devre katlanmış dipol antenin giriş empedansını dolayısıyla rezonans frekansını değiştirmek için kısa devre noktası ile besleme noktası arasına simetrik olarak kapasitif yük yerleştirildiğinde antenin giriş empedansının ve rezonans frekansının incelenmesi hedeflenmiştir. Belirtilen bu yapı Şekil 5.23'de görülmektedir. Burada Z_L yükü antenin kısa devre ucundan d_s kadar uzağına yerleştirilmiştir. Buna göre kısa devrenin b-b' noktasına aktarılmış empedansı

$$Z_{sh} = Z_0 \frac{Z'_L + jZ_0 \tan(\beta d_s)}{Z_0 + jZ'_L \tan(\beta d_s)} = jZ_0 \tan(\beta d_s) \quad (5.3)$$

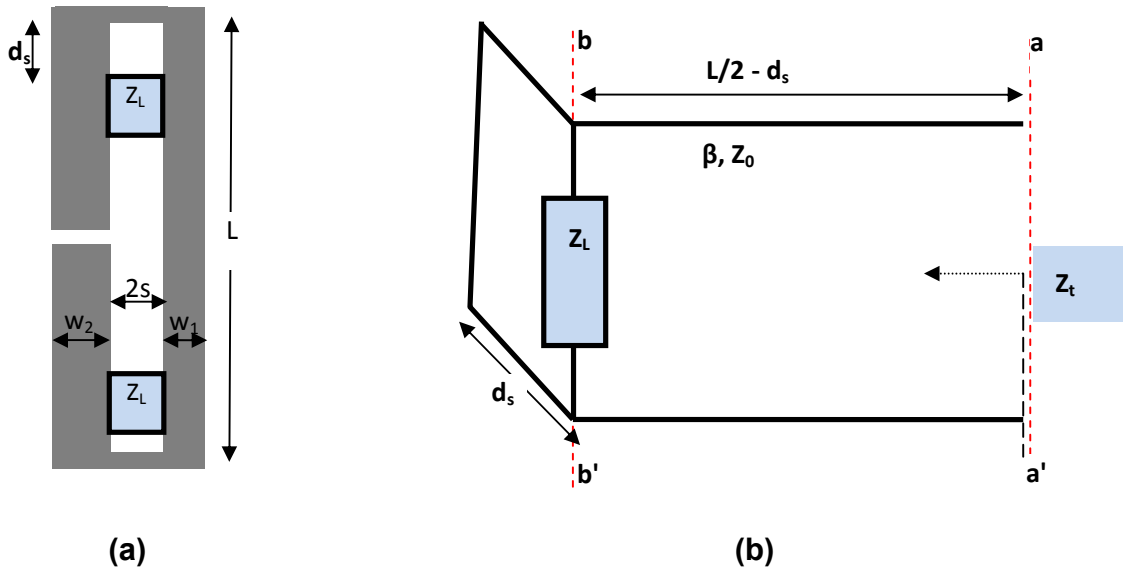
olarak yazılabilir. Bu nedenle b-b' noktasındaki eşdeğer empedans

$$Z_{eş} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{sh}} + \frac{1}{Z_L}} \quad (5.4)$$

olarak ifade edilebilir. Daha sonra a-a' noktasındaki eşdeğer empedans Z_t

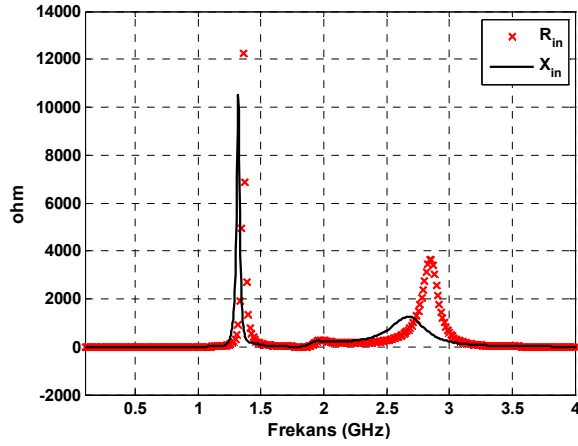
$$Z_t = Z_0 \frac{Z_{eş} + jZ_0 \tan[\beta (L/2 - d_s)]}{Z_0 + jZ_{eş} \tan[\beta (L/2 - d_s)]} \quad (5.5)$$

şeklinde elde edilir. Z_0 eş düzlemlı şerit iletim hattının karakteristik empedansını ifade etmektedir ve Bölüm 4.2.'deki Eş. 4.10.-4.21. ifadeleri kullanılarak hesaplanabilir. β ise hattın yayılma sabitini göstermektedir ve Eş. 4.23'deki gibi ifade edilmektedir. Yukarıda belirtilen iletim hattı ve devre modeli, Eş. 4.10-4.35, Eş. 3.26-3.30 ile Eş. 3.75-3.88 ifadeleri beraber kullanılarak bu antenin giriş empedansı ve rezonans frekansındaki değışim hesaplanabilir.

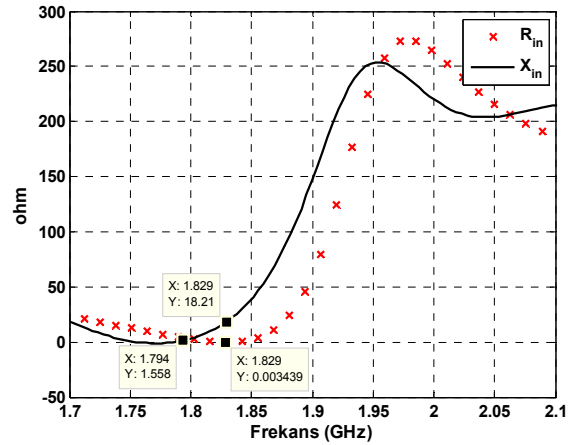


Şekil 5.23. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve simetrik olarak yük yerleştirilmiş şerit dipol antenin a) fiziksel parametreleri, b) iletim hattı modundaki devre modellemesi.

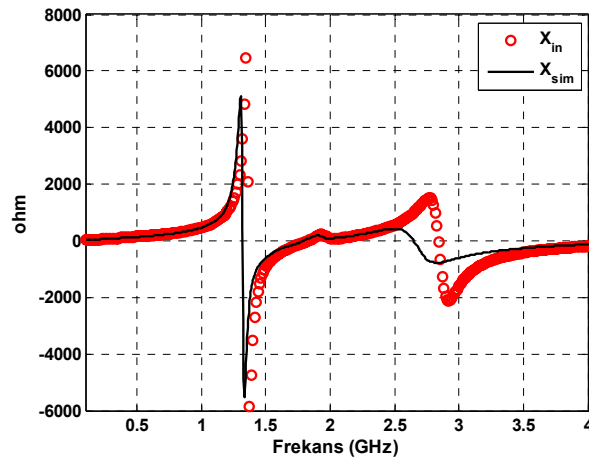
Bu ifadeler ve analitik yaklaşımlar kullanılarak ulaşılan giriş empedansının gerçek ve sanal kısımları CST MS'de gerçekleştirilen benzetim ile edilen sonuçlarla farklı d_s değerleri için Şekil 5.24.-5.27.'de karşılaştırılmıştır. Z_L ise $3pF$ 'lık kapasite yerleştirilerek $Z_L=1/j\omega C$ olarak oluşturulmuştur.



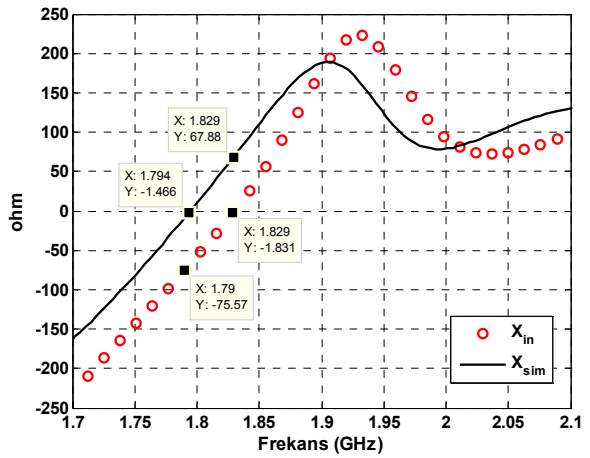
(a)



(b)

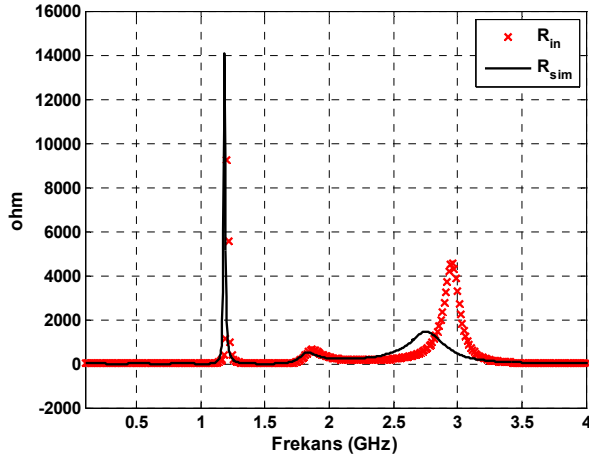


(c)

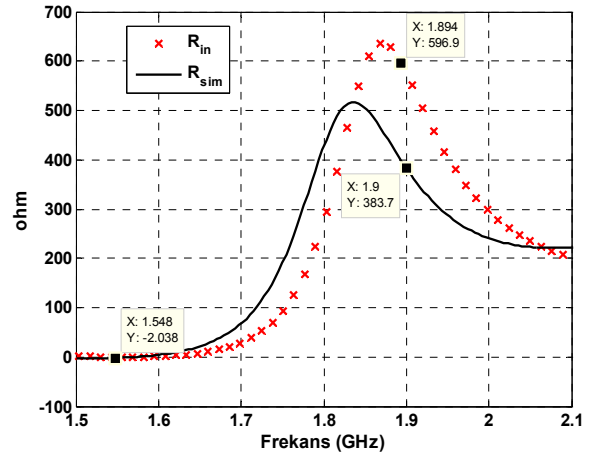


(d)

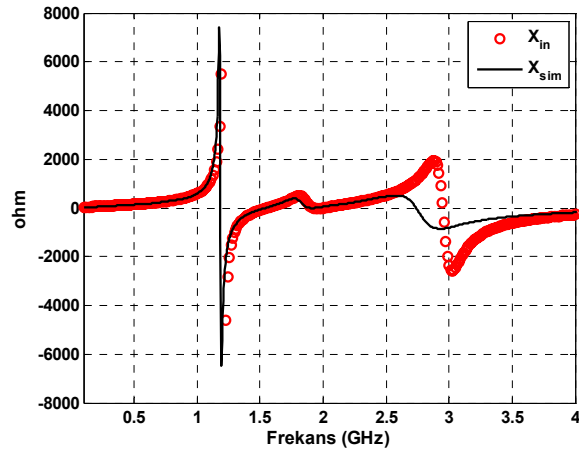
Şekil 5.24. $f_0=2400MHz$, $L=62.5mm$ $w_1=w_2=1mm$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508mm$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan $C=3pF$ ile yüklenmiş, katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s=4mm$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı), R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-4GHz$ aralığında, b) $f = 1.7-2.1GHz$ aralığında, c) $f = 0.1-4GHz$ aralığında, d) $f = 1.7-2.1GHz$ aralığında



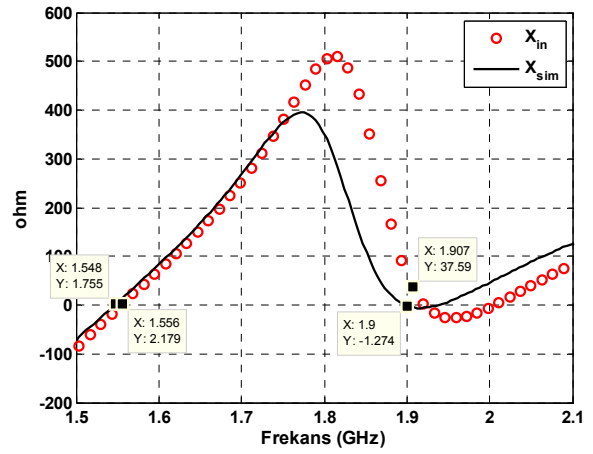
(a)



(b)

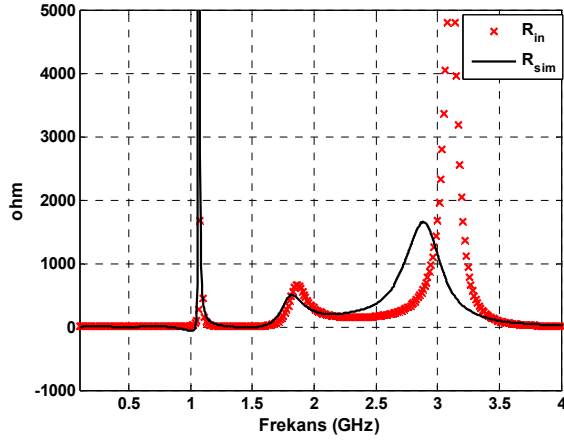


(c)

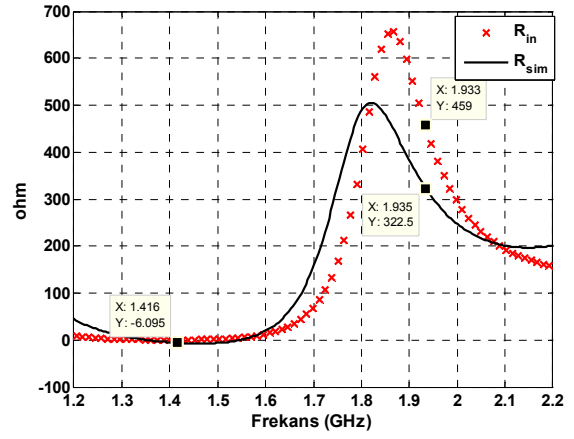


(d)

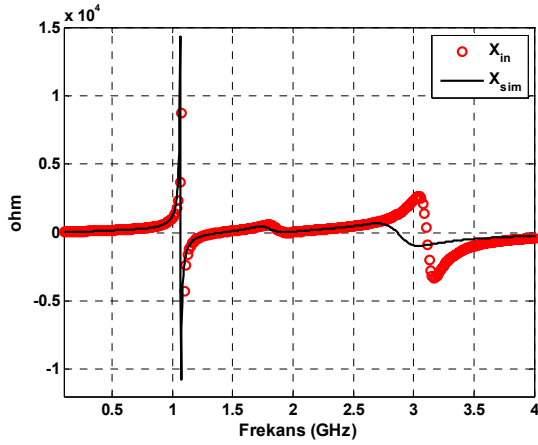
Şekil 5.25. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan $C=3\text{pF}$ ile yüklenmiş, katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 6\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.5\text{-}2.1\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.5\text{-}2.1\text{GHz}$ aralığında



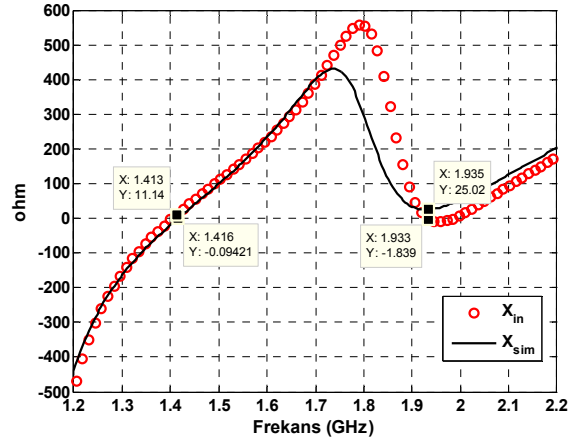
(a)



(b)

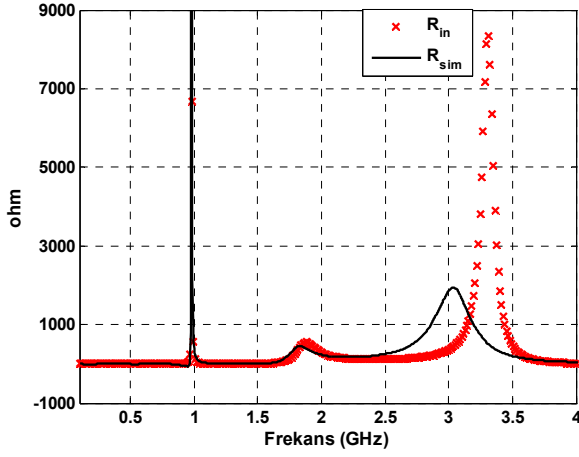


(c)

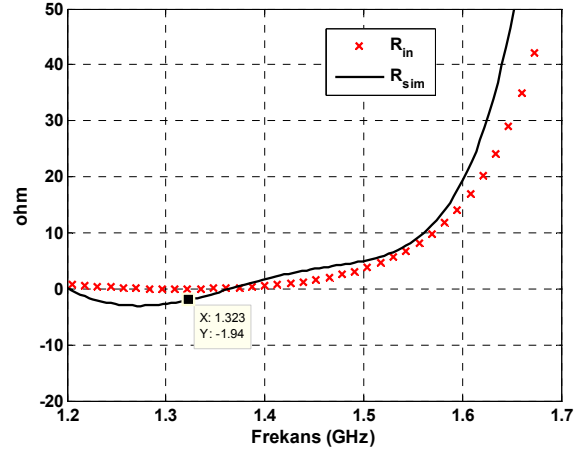


(d)

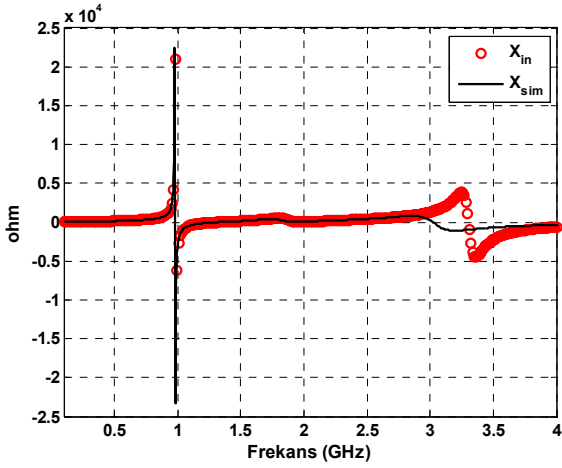
Şekil 5.26. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan $C=3\text{pF}$ ile yüklenmiş, katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 8\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı); R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.2\text{-}2.2\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.2\text{-}2.2\text{GHz}$ aralığında



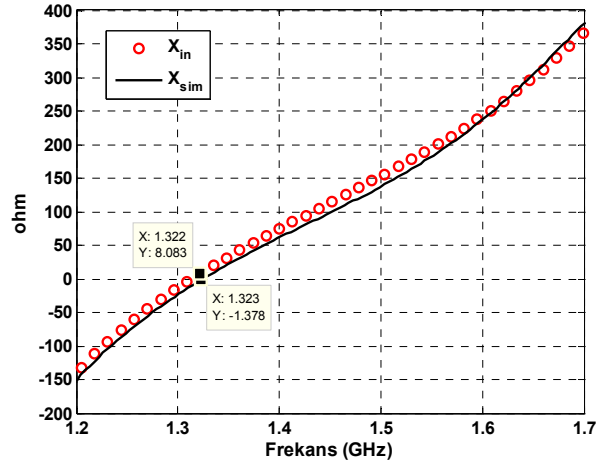
(a)



(b)



(c)



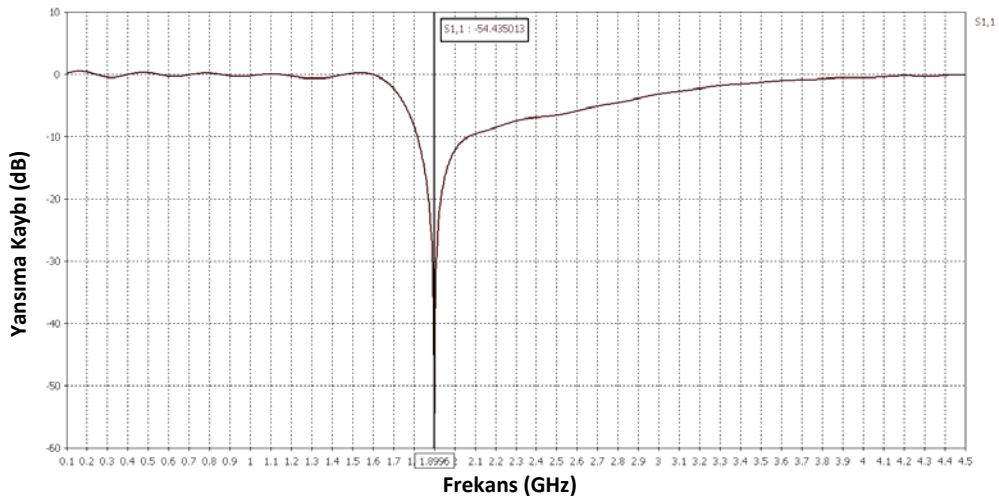
(d)

Şekil 5.27. $f_0=2400\text{MHz}$, $L=62.5\text{mm}$ $w_1=w_2=1\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.508\text{mm}$ olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan $C=3\text{pF}$ ile yüklenmiş, katlanmış şerit dipol anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 10\text{mm}$ (antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.2\text{-}1.7\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}4\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.2\text{-}1.7\text{GHz}$ aralığında

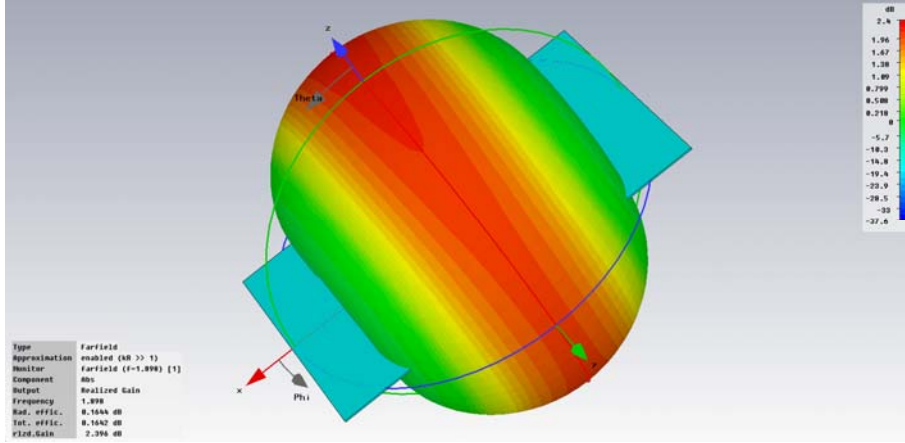
Şekil 5.24-5.27'de karşılaştırılan giriş empedanslarının gerçık ve sanal kısımları, bu bölümdeki analitik yaklaşım sonucu elde edilen sonuçların nümerik olarak CST MS'de elde edilen sonuçlara yakın olduğunu göstermektedir. Karşılaştırma sonuçları Çizelge 5.2.'de ayrıntılı olarak sunulmaktadır.

Çizelge 5.2. Farklı uzaklıklardaki reaktif yükleme için ($C=3\text{pF}$, $d_s=4\text{mm}$, 6mm , 8mm ve 10mm için) bu tez çalışmasında ve CST MS'de elde edilen sonuçların sayısal karşılaştırılmaları.

Kapatif yük uzaklığı	Bu çalışmada elde edilen rezonans frekansı	CST MS'de elde edilen rezonans frekansı	Sapma %	Benzetim dikkate alınarak $d_s=4\text{mm}$ 'ye göre çalışma frekansının değişimi (%)	Antenin Rezonansta elde edilen giriş rezistans değeri (Ω) –Bu tez çalışması	Antenin Rezonansta elde edilen giriş rezistans değeri (Ω) -CST MS Benzetimi
$d_s=4\text{mm}$	1829MHz	1794MHz	1.95	-	0	1.56
$d_s=6\text{mm}$	1940MHz	1900MHz	2.1	5.9	596	383
$d_s=8\text{mm}$	1933MHz	1940MHz	0.36	8.14	460	320
$d_s=10\text{mm}$	Tam rezonans elde edilemedi					



Şekil 5.28. $d_s= 6\text{mm}$ (yerleştirilen yükün antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) ve $Z_0=388\ \text{ohm}$ $R=0$, $C=3\text{pF}$ ($Z_{yük}= R+1/j\omega C$) olarak tanımlandığında $S_{11}(\text{dB})$ 'nin frekansa göre değişimi.



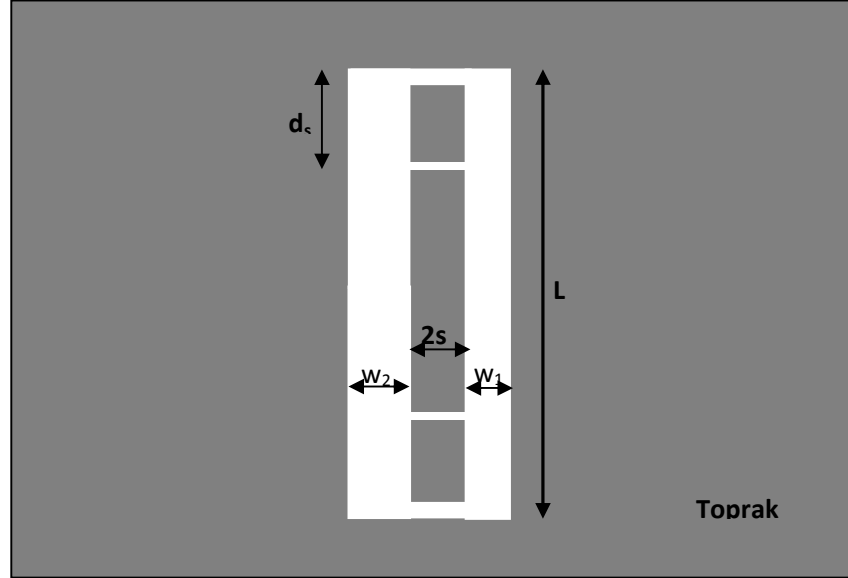
Şekil 5.29. $d_s = 6\text{mm}$ (yerleştirilen yükün antenin ucundaki kısa devreden olan uzaklığı) ve $Z_0 = 388\ \Omega$ olarak tanımlandığında $f = 1.898\text{GHz}$ 'de $R = 0$, $C = 3\text{pF}$ ($Z_{\text{yük}} = R + 1/j\omega C$), $Z_0 = 388\ \Omega$ için elde edilen 3-boyutlu ışınma örüntüsü.

Ayrıca benzetim programında $d_s = 6\text{mm}$ için $Z_0 = 388\ \Omega$ olarak tanımlandığında elde edilen S_{11} parametresi Şekil 5.28.'de ve 3-boyutlu ışınma örüntüsü Şekil 5.29'da görülmektedir. Görüldüğü üzere antenin ucundaki kısa devreye belli bir mesafede yük yerleştirilmediği durumda 2.1GHz civarında olan rezonans frekansı 1.89GHz 'e gerilemektedir. Böylece kısa devrenin anten boyunca pozisyonu değiştirilerek rezonans frekansı değiştirilebilir. Şekil 5.29'da görüldüğü üzere antenin elde edilebilir maksimum kazancı 2.4dBi civarındadır.

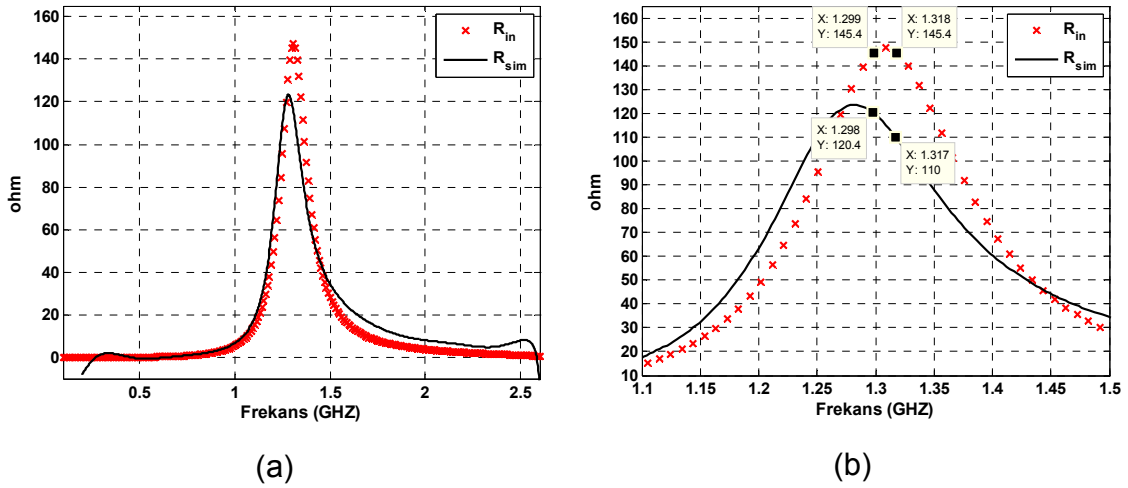
5.5. Baskı Devre Ortadan Beslemeli Katlanmış ve Simetrik olarak İkinci Açık Devre Yerleştirilmiş Dar Yarık Antenin Frekans Ayarlanabilirliği

Bu bölümde baskı devre katlanmış dipol antenin giriş empedansını değiştirmek için uçlarına ucu ile besleme noktası arasında ikinci bir kısa devre yerleştirmede olduğu gibi baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık antenin ucuyla besleme noktası arasında ikinci bir açık devre yerleştirilmesi önerilmektedir. Şekil 5.30'da önerilen yapı ve fiziksel boyutları görülmektedir. Bu anten Şekil 5.14'deki baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve kısa devre eklenmiş dipol antenin tamamlayıcıdır. Bu nedenle Bölüm 5.2. ve 5.3.'deki modelleme ile Eş. 5.1 ve 5.2'nin Eş. 4.10-4.21, Eşitlik 5.10-5.35, Eş. 3.26-3.30 ile Eş. 3.75-3.88 ifadelerinin beraber kullanılmasıyla bu antenin giriş empedansı ve rezonans frekansındaki değişim hesaplanabilir. Şekil 5.30-5.40 'da belirtilen fiziksel parametreler için $d_s = 4\text{mm}$, 6mm , 8mm , 10mm olduğu

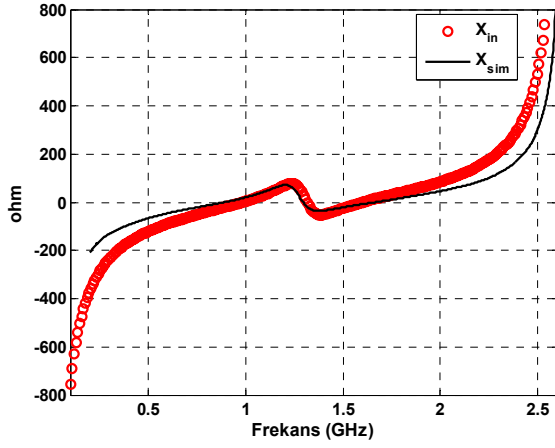
durumlarda giriş empedansının gerçek ve sanal kısımlarının frekansa göre değişimi görülmektedir.



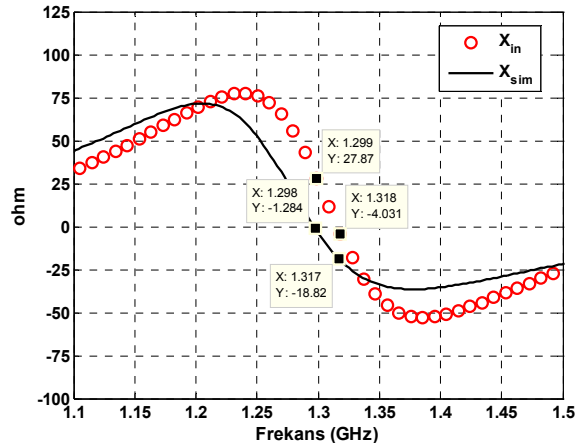
Şekil 5.30. Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış ve açık devre eklenmiş dar yarık anten ve fiziksel parametreleri



Şekil 5.31. $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan açık devre bırakılmış katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması, $d_s=4\text{mm}$ (antenin ucundaki açık devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, **X**) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, **O**) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-2.55\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.1-1.5\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-2.55\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.1-1.5\text{GHz}$ aralığında

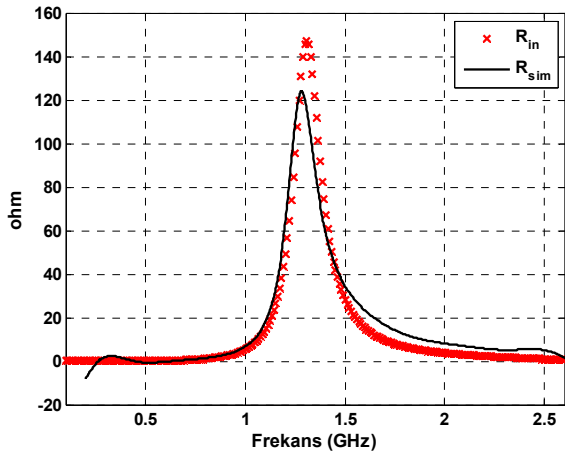


(c)

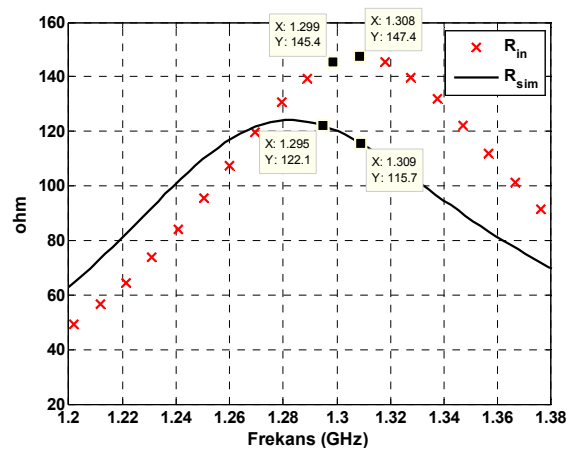


(d)

Şekil 5.31. devam ediyor

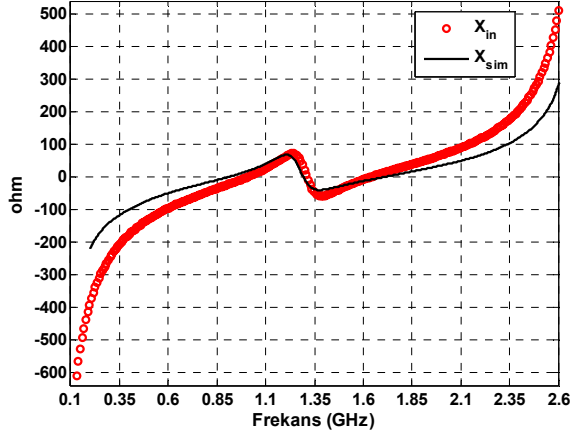


(a)

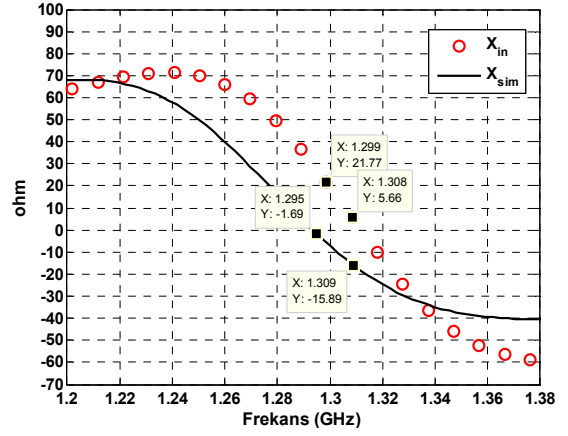


(b)

Şekil 5.32. $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan açık devre bırakılmış katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s=6\text{mm}$ (antenin ucundaki açık devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}2.6\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.2\text{-}1.38\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}2.6\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.2\text{-}1.38\text{GHz}$ aralığında

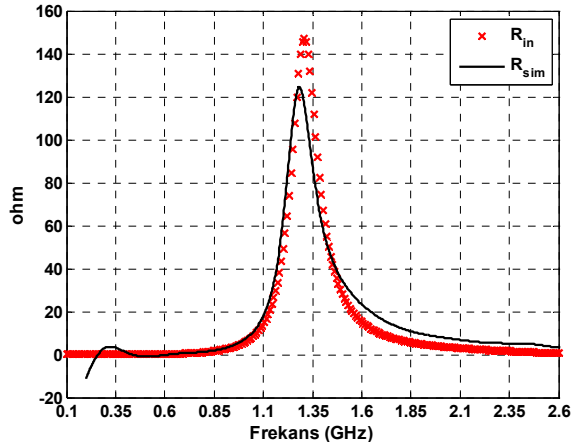


(c)

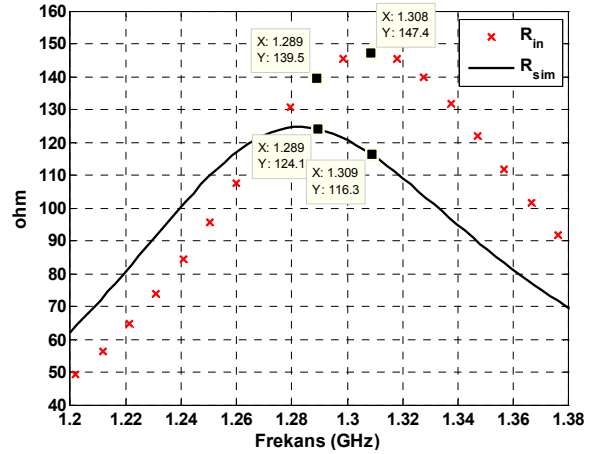


(d)

Şekil 5.32. devam ediyor

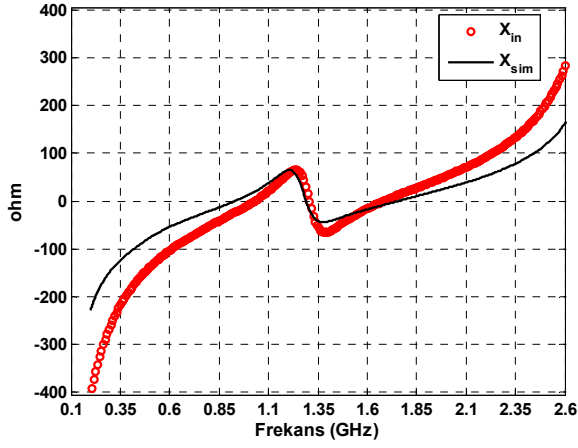


(a)

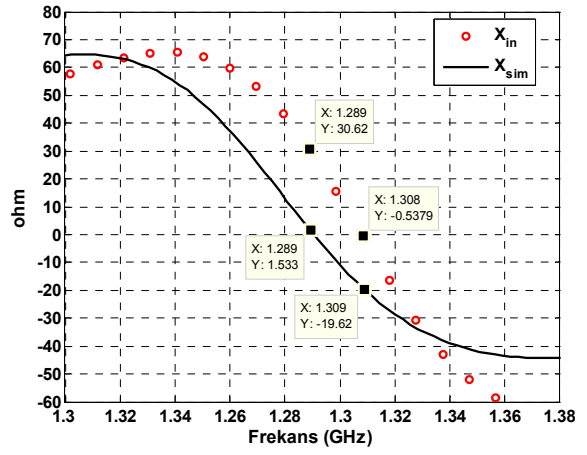


(b)

Şekil 5.33. $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan açık devre bırakılmış katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s=8\text{mm}$ (antenin ucundaki açık devreden olan uzaklığı) R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} (—), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} (—) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1-2.6\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.3-1.38\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1-2.6\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.3-1.38\text{GHz}$ aralığında

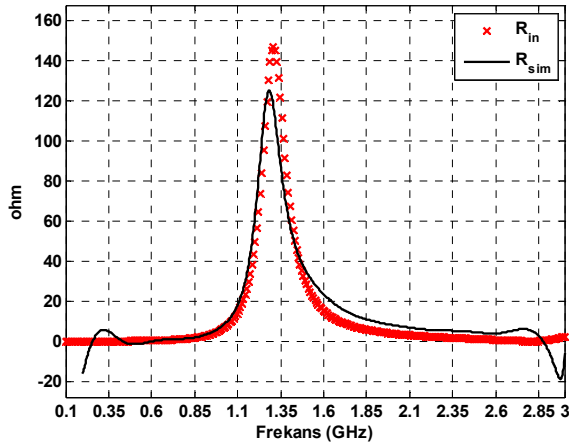


(c)

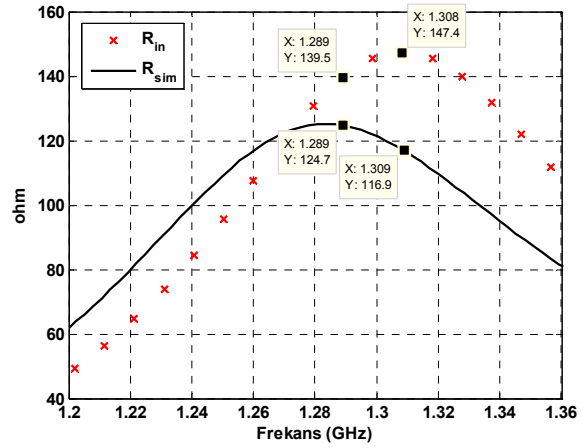


(d)

Şekil 5.33. devam ediyor

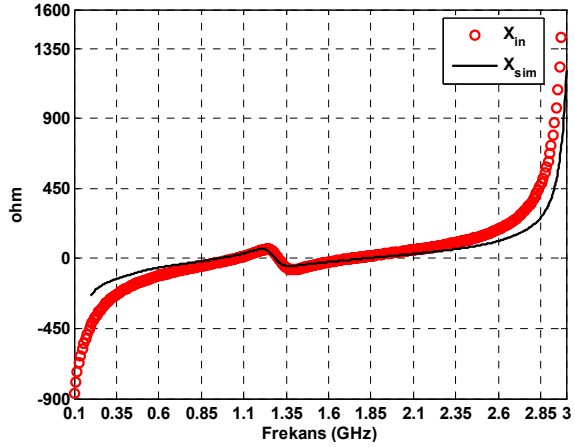


(a)

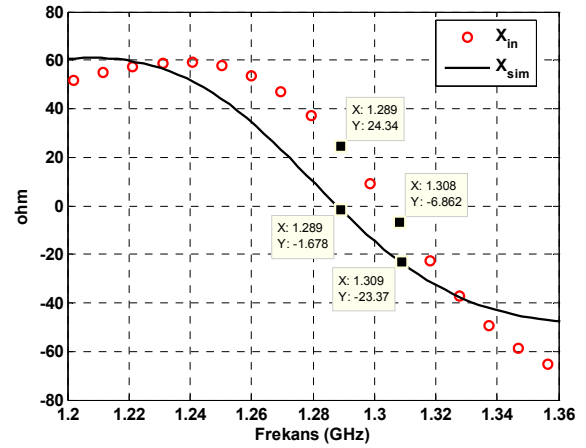


(b)

Şekil 5.34. $f_0=1500\text{MHz}$, $L=100\text{mm}$ $w_1=w_2=0.5\text{mm}$, $2s=0.5$, $\epsilon_r = 2.33$, $h=0.5\text{mm}$, olan baskı devre ortadan beslemeli ve ikinci noktadan açık devre bırakılmış katlanmış dar yarık anten için analitik olarak ve CST MS'de elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması $d_s= 10\text{mm}$ (antenin ucundaki açık devreden olan uzaklığı), R_{in} (hesaplanan, \times) ve R_{sim} ($—$), X_{in} (hesaplanan, \circ) ve X_{sim} ($—$) (benzetim sonucu), a) $f = 0.1\text{-}3\text{GHz}$ aralığında, b) $f = 1.2\text{-}1.36\text{GHz}$ aralığında, c) $f = 0.1\text{-}3\text{GHz}$ aralığında, d) $f = 1.3\text{-}1.36\text{GHz}$ aralığında



(c)



(d)

Şekil 5.34. devam ediyor

Çizelge 5.3. Farklı uzaklıklardaki ikinci açık devre için ($d_s=4\text{mm}$, 6mm , 8mm ve 10mm için) bu tez çalışmasında ve CST MS'de elde edilen sonuçların sayısal karşılaştırmaları.

Kapatif yük uzaklığı	Bu çalışmada elde edilen rezonans frekansı	CST MS'de elde edilen rezonans frekansı	Sapma %	Benzetim dikkate alınarak $d_s=4\text{mm}'ye göre çalışma frekansının değişimi (%)$	Antenin Rezonansta elde edilen giriş rezistans değeri (Ω) –Bu tez çalışması	Antenin Rezonansta elde edilen giriş rezistans değeri (Ω) -CST MS Benzetimi
$d_s=4\text{mm}$	1318MHz	1298MHz	1.54	-	145.4	120.4
$d_s=6\text{mm}$	1308MHz	1295MHz	1	0.23	147.4	122.1
$d_s=8\text{mm}$	1308MHz	1290MHz	1.4	0.62	147.4	124.1
$d_s=10\text{mm}$	1300MHz	1287MHz	1.01	0.85	145	125

Çizelge 5.3.'de yapılan sayısal karşılaştırmalara göre belirtilen fiziksel parametreler için %0.85'e kadar frekans ayarlanabilirliği sağlanmaktadır. İkinci açık devrenin pozisyonuna göre frekans ayarlanabilirliği için % değişiminin düşük olduğu değerlendirilmektedir. Ayrıca bu bölümde elde edilen analitik yaklaşım ile CST MS'de gerçekleştirilen benzetim sonuçları arasındaki sapma %1 ile %1.54 arasında değişmektedir.

5.6. Yorumlar

Bu bölümde baskı devre katlanmış şerit dipol antenin çalışma frekansının değişimi toplu devre elemanı, kısa devre hattı ya da bunların her ikisinin anten üzerinde kullanımıyla sağlanabileceği gösterilmiştir. Bu yapılar için ön tasarım amaçlı analitik yaklaşımlar elde edilmiş ve benzetimlerle desteklenmiştir. Bölüm 5.2'de dielektrik katman üzerinde ortadan beslemeli katlanmış dar yarık antenin frekans ayarlanabilirliği için simetrik olarak yapının iki tarafına da yerleştirilen yüklerle oluşturulmuş yapı önerilmiş ve analizi gerçekleştirilmiştir. Farklı rezistif ve reaktif değerlerle oluşturulan yüklemeler denenmiş ve yapının frekans ayarlanabilirliği incelenmiştir. Bölüm 5.3'de ise yine baskı devre katlanmış ve ikinci kısa devre eklenmiş yapı frekans ayarlanabilirliği için önerilmiştir. Bu yapıda ikinci kısa devre noktalarının antenin uçlarına olan uzaklığı değiştirilerek giriş empedansının ve çalışma frekansının değişimi gözlenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre frekans ayarlanabilirliği %7.12'ye kadar çıktığı sonucuna ulaşılmıştır. Benzer şekilde Bölüm 5.4.'de antenin uçlarına belli uzaklıklarda yükleme yapılarak yapının giriş empedansı ve çalışma frekansının değişimi incelenmiş; rezonans frekansında % 8.14'e kadar bir değişimin elde edilebileceği görülmüştür. Bölüm 5.5.'de ise Baskı devre ortadan beslemeli katlanmış dar yarık antenin uçlarından belli bir mesafeye ikinci bir yarık eklenmiş ve benzer olarak bu yapının çalışma frekansının değişimi incelenmiştir. Yapılan hesaplamalarda çalışma frekans değişimi en fazla %0.85 olarak elde edilmiştir. Önerilen ve incelenen bu yapılar ayrıca RF anahtarlama ve RF-MEMS kullanılarak elektriksel olarak kontrol edilebilir hale getirilebilir. Bu tür uygulamaların tez çalışmasının devamı niteliğindeki çalışmalarda yapılması hedeflenmektedir.

6. GENEL DEĞERLENDİRME VE TARTIŞMA

Antenler üzerine çalışmalar 1800'lü yılların sonunda ilk olarak Hertz, Tesla ve Marconi ile başlamış ve günümüze kadar kesintisiz bir şekilde sürmüş olup halen devam etmektedir. Haberleşme sistemlerinde artık sadece ses iletimi değil, yüksek çözünürlükte görüntü, koordinat ve yönelim bilgileri, hareketli araçlar için uzölçüm ve uzkomuta gibi çok farklı yüksek kapasiteli sayısal veriler tekli ya da çoklu kullanıcılara iletilmekte ya da onlardan alınmaktadır. Bu da sivil ve askeri haberleşme sistemlerinde bant genişliğini dolayısıyla da çalışma frekansının yukarı çekilmesini zorunlu kılmaktadır. Çalışma frekanslarının RF/mikrodalga bandında yukarıya çekilmesi daha yoğun ve az hacimli sistemlerin oluşmasına imkân tanırken bu sistemlerin karmaşık olmasını özelliklerinin ve kapasitelerinin daha yüksek olmasını gerektirmektedir. Bu isterler kablosuz haberleşme sistemlerinin vazgeçilmezi olan antenleri de aynı ölçüde etkilemektedir. Dolayısıyla bu sistemlerde kullanılacak antenlerin geniş bantlı, farklı kutuplanmaları destekler, küçük ve az hacimli olmaları gerekmektedir. Bir diğer faktör de kolay ve ucuz üretilebilir olmaları gerekliliğidir. Bu nedenlerle son yirmi yıldır RF/mikrodalga tümleşik devrelerde olduğu gibi antenlerde de baskı devre teknolojisine yönelim hızla artmış böylece antenlerin kullanılan haberleşme sistemleri ile bütünleştirilmeleri ağırlık, hacim ve maliyet olarak kolaylaşmıştır.

Günümüzde kablosuz haberleşmenin en yoğun kullanıldığı alanlardan birisi de uydu sistemleridir. Bilindiği üzere dünya yörüngesine haberleşme, navigasyon, yer-gözlem, astronomi ve çeşitli bilimsel araştırmalar için sivil ve askeri uydular yerleştirilmek üzere gönderilmektedir. Bu uyduların sağlık bilgilerinin kontrolü, göreve alınması, uydunun görevini yerine getirebilmesi için yerden uzkomutların uyduya gönderilebilmesi ve uydu üzerindeki faydalı yüklerden verilerin yere indirilebilmesi için kablosuz haberleşme sistemlerine ihtiyaç vardır. Bu nedenle gerek uydu üzerinde gerekse yer kesiminde kullanılacak antenler bu sistemler için önem teşkil etmektedir. Bu tez çalışmasında da özellikle DDY' e yerleştirilen mikro uydular için düşük kazanç ve maliyetli, az hacimli, üretimleri ve ayarlanmaları kolay olan çeşitli baskı devre antenler ele alınmış bunların frekans ayarlanabilirliği, çift frekansta çalışabilmeleri,

üretimleri sırasında oluşan frekans kaymalarını tolere edebilmek için yeni öneriler sunulmuş analitik, nümerik ve bazılarında da deneysel çalışmalar ile desteklenmiştir. Özellikle elde edilen analitik yaklaşım ve ifadelerle öntasarım öncesi hedeflenen değerlere daha hızlı yaklaşılması ve toplam benzetim süresinin azaltılması amaçlanmıştır.

70'li yıllardan beri üzerine çalışılan yama antenlerin uydu haberleşmesi için uygulamaları literatürde taranmış ve bunlar birinci bölümde sunulmuştur. Bu çalışmalardan dairesel mikroşerit anten yapıları için Bölüm 2'de temel çalışma modu olan TM_{11} ve diğer yüksek dereceli modlar için frekans ayarlanabilirliğini sağlayabilmek amacıyla çift ayar saplamalı durum incelenmiştir. Bu yapılar için kavite modeli ile etkin yarıçap ilişkisi ifade edilerek bu yaklaşım kavite duvar pertürbasyonu ile doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar ayrıca ticari bir elektromanyetik benzetim aracında modellenen yapılar için karşılaştırılmaya tabii tutulmuştur. Yapılan karşılaştırmada elde edilen sonuçların hata oranı (benzetim sonuçları referans alındığında) %1.28 ile %3.35 arasında değişmektedir. Bu oranı daha düşürmek için ayar saplamalarından dolayı frekanstaki değişimin kavite pertürbasyon tekniği ile elde edilmiş analitik ifadesi benzetim sonuçları kullanılarak ampirik ifade elde edilmiştir. Bu ifade hem nümerik benzetim hem de üretilen prototip anten üzerinde deneysel olarak test edilmiş ve sonuçların düşük dielektrik sabitli baskı devre kartların L ve S-band 'da kullanılabileceği görülmüştür. Gerçekleştirilen bir tasarım için benzetim ve ölçüm sonuçları ile analitik ifade sonuçları karşılaştırılmıştır. Buna göre düzeltilmiş analitik yaklaşım ile benzetim sonuçları arasındaki sapma oranı %0.05 ile %0.49 arasında değişmektedir. Ölçüm sonuçları referans alındığında ise sapma oranı %0.81 ile %1.24 aralığındadır. Bu bölümde ayrıca dairesel mikroşerit antenlerin farklı modlarda uyarımları gerçekleştirildiğinde maksimum elektriksel ve manyetik enerji yoğunlukları incelenmiştir. Buna göre elektriksel enerji yoğunluklarının maksimum değişimlerinin besleme noktasıyla aynı eksen ve yakın kenarda mutlaka oluştuğu ayrıca TM_{m1} modu için $\cos(m\phi')$ 'nin fonksiyonu olarak ortaya çıktıkları görülmüştür. Buna göre minimum elektriksel enerji değişimlerinin olduğu eksenlere ikinci bir besleme yerleştirilip ayar saplamaları ile çalışma frekansları birbirlerinden uzaklaştırılarak çift frekanslı yapılar elde edilmiştir. Aynı zamanda bu yapı beslemeler arasında doksan

derecelik faz farkı oluşturularak uyarıldığında frekansı ayarlanabilir dairesel kutuplanmalı ışına örüntüsüne sahip antenler elde edilebileceği gösterilmiştir. $TM_{2,1}$ modunda uyarılmış bir anten için tasarım ve prototip çalışması yapılmış ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Ayrıca üretilen prototip anten için uzak alan ışına örüntüsü ölçülmüştür. Yüksek dereceli modlarda özellikle uydu haberleşmesinde sıkça ihtiyaç duyulan konik ışına örüntüsüyle beraber frekans ayarlanabilirliği üretim sırasında ve malzemedeki kaynaklanabilecek kaymaları tolere edebilme yeteneği kazandırmaktadır (Akan ve Yazgan; 2010 (1), (3)). Bu bölümde yapılan çalışmaların devamı olarak farklı geometrilerdeki mikroşerit yama antenlere ayar saplamaları uygulanabilir. Ayrıca ayar saplamalarının aşamalı olarak RF-MEMS (RF-Mikro Elektromekanik Sistem) ya da anahtarlamalı diyot vasıtasıyla elektriksel kontrolünün sağlanabileceği ve bunun üzerine çalışmaların devam edilebilir olduğu düşünülmektedir.

Hallen (1962) tarafından önerilen eşdeğer yarıçap teoremi aslında iki boyutlu elektrostatik yaklaşıma dayanmaktadır ve konformal dönüşüm tekniği kullanılarak ince silindirik tel anten ile ince şerit antenin eşdeğerliği gösterilebilir. Tez çalışmasının üçüncü bölümünde bu açıkça ifade edilmektedir. Ayrıca Butler (1982) tarafından literatüre sunulan çalışma yine bu bölümde eşdeğer yarıçap kavramını göstermek için kullanılmaktadır. Bu çalışmada iletken silindir ve iletken şerit üzerinde elde edilen integral eşitlikleri karşılaştırılarak aralarındaki ilişki ortaya konmaktadır. Popovic ve Nesic (1984) ise Hallen'in (1962) bu çalışmasını bir adım ileriye götürerek ince bir dielektrikle kaplanmış silindirik tel antenin yine ince dielektrik katman üzerinde oluşturulmuş şerit anten olarak eşdeğerinin bulunabileceğini göstermişlerdir. Jaisson ise çalışmasında ince dielektrikle kaplı silindirik tel antenin (monopol/dipol) giriş empedansı için analitik yaklaşımlar elde etmiş ve bunu Lamnesdorf'un (1967) deneysel çalışma sonuçları ile karşılaştırmıştır. Bu karşılaştırmalara göre Jaisson'un (2008) elde ettiği ifadeler ön tasarım için rahatlıkla kullanılabilir hassasiyettedir. Atlamazoglou ve Uzunoglu (1998) ince dielektrik ile kaplı tel dipolün analizi için Moment Yöntemini Galerkin tekniği ile birlikte uygulamışlardır. Bu bölümde bu uygulama monopol için gerçekleştirilmiş ve analitik ifadelerle elde edilen giriş admitansları karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmalarda sonuçlar birbirlerini

desteklemektedirler. Analitik ifadelerle elde edilen sonuçlar Moment Yöntemine göre aynı bilgisayarda yaklaşık 232 kat daha hızlı ulaşılmıştır. Dolayısıyla bu analitik ifadeler ön tasarım çalışmalarında hızlı sonuç vermesi nedeniyle tercih edilebilir. Çalışmanın dördüncü Bölümünde anlatıldığı üzere Hallen (1962), Popovic ve Nesic (1984), Jaisson (2008) ile Schelkunoff'un (1952) çalışmaları birleştirilerek ince ve düşük dielektrik sabitli katman üzerinde baskı devre şerit antenlerin analizleri gerçekleştirilmiş ve literatüre sunulmuştur. Ayrıca kullanılan dielektrik katman çok ince olduğu için Booker ve Babinet prensibinin uygulanmasına izin vermektedir. Dolayısıyla şerit dipol için elde edilen giriş empedansı ifadesine Babinet prensibi uygulandığında dar yarık anten için ifadelerle kolaylıkla ulaşılmaktadır. Bölüm 4.5'de bu yol izlenerek baskı devre ortadan beslemeli dar yarık antenin analizi gerçekleştirilmiştir. Farklı kalınlıklarda farklı dielektrik katsayısına sahip malzemeler üzerinde dar yarık antenler için elde edilen ifadeler benzetim sonuçları karşılaştırılmış ayrıca yapılardan biri için prototip anten gerçekleştirilmiştir. Prototip anten için analitik ifadelerle elde edilen giriş empedansının gerçek ve sanal kısımları nümerik benzetim ve deneysel ölçüm sonuçları ile karşılaştırılmış ve sonuçların uyum içerisinde olduğu görülmüştür.

Kısım 3.6'da farklı kesitli dielektrik katman üzerinde filaman beslemeli monopol/dipol antenlere örnek olan silindirik kesitli yapı incelenmiştir. Düzlemsel yapıya yakın olan dar açılı yay şerit için analitik ifade ve benzetim sonuçları birbirlerine yakın çıkarken geniş açılı yay şerit için sonuçlar arasındaki hata oranı artmaktadır.

Bilindiği üzere antenler iletişim sistemlerinin giriş ve çıkışlarındaki ilk ya da sonuncu bileşenler olduğu için çevresel faktörlerden etkilenmeleri kaçınılmazdır. Bu nedenle radom denilen ve antenin hemen üzerine yerleştirilen ikinci bir dielektrik katmanla korunmaya çalışılırlar. Kısım 3.7'de iki ince dielektrik katman arasındaki baskı devre monopol/dipol antenlerin analizi gerçekleştirilmiş ve bu yapı için giriş empedansının hesaplaması için ifadeler elde edilmiştir. Daha sonra bu ifadeler benzetim programı yardımı ile sınıanmıştır. Yapılan karşılaştırmalara göre 1GHz ve altındaki frekanslarda yapılacak ön tasarımlar için sonuçların tatmin edici olduğu görülmektedir. Benzer çalışma iki dielektrik katman arasındaki baskı devre filaman beslemeli dar yarık anten

için kısım 3.8'de gerçekleştirilmiştir. Yine burada Babinet ve Booker prensibinden yararlanılmıştır. Elde edilen sonuçlar birbirine çok yakın olmamakla beraber 1GHz'in altındaki frekanslarda ön tasarım için yeterli olduğu görülmektedir.

Pratik uygulamalarda kullanılan iletim hatlarından birisi de iki telli iletim hattıdır. Ancak bu iletim hattının karakteristik empedansı 50Ω veya 75Ω 'luk değerlere göre yüksek olan 300Ω civarındadır. Bu amaçla pratik uygulamalarda dipol antenlerde anten empedansının hat empedansına uyumlandırılmasını sağlamak için dipol antenin farklı varyasyonları kullanılabilir. Bunlardan biri de katlanmış ince dipol antendir. İnce silindirik kesitli antenler ile gerçekleştirilen katlanmış dipol antenlerin analizi literatürde ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. Analizler özellikle bu antenin iletim hattı modellemesi üzerine yoğunlaşmıştır. Bu analiz kısım 3.9'da anlatılmaktadır. Kısım 4.1'de ise ince dielektrik katman üzerinde baskı devre ile oluşturulmuş katlanmış dipol antenin giriş antenin hesaplanması için ifadeler elde edilmiştir. Bu ifadeler benzetim programı yardımıyla sınanmış ve bu ifadelerin ön tasarım için kullanılabileceği görülmüştür. Benzer biçimde bu yapının tamamlayıcısı olan baskı devre katlanmış dar yarık antenin giriş empedansının hesaplanması için analitik ifadeler kısım 4.2'de elde edilmiştir. Bu ifadelerle elde edilen sonuçlarla benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Özellikle rezonans frekansına yakın bölgede sonuçların birbirlerine yakın elde edildiği görülmüştür. Bu tamamlayıcı yapının üzerinde ikinci bir dielektrik katman eklenerek analizler tekrarlanmış ve benzetim programı yardımıyla doğrulama çalışması yapılmıştır. Bunların sonuçları da kısım 4.3'de görülmektedir. Bu sonuçlar da elde edilen ifadelerin ön tasarım öncesi kullanılabileceğini göstermektedir.

Kısım 5.2'de baskı devre katlanmış antenlerin frekans ayarlanabilirliğini sağlamak için her iki ucuna simetrik olarak yük yerleştirilmesi önerilmiş ve analizleri gerçekleştirilmiştir. Öncelikle rezistif yüklerle elde edilen sonuçlar benzetim sonuçları ile karşılaştırılmış ve sonuçların birbirlerine oldukça yakın oldukları görülmüştür. Daha sonra analizlere reaktif yüklerle devam edilmiş ve sonuçlar benzetim programıyla doğrulama çalışması yapılmıştır. Önerilen bir başka yapı ise kenarlara d_s uzaklığında olan ikinci bir kısa devre eklenmiş katlanmış dipol antendir. Elde edilen analitik

ifadelerle ulaşılan sonuçlar benzetim programıyla sınanmıştır. Bu karşılaştırmalara göre sonuçlar birbirlerine oldukça yakın elde edilmiştir. Frekans ayarlanabilirliği için önerilen bir başka yapı da katlanmış antenin uçlarına d_s uzaklığında simetrik olarak yerleştirilmiş katlanmış şerit dipol antendir. Benzer şekilde iletim hattı modellemesi ile elde edilen ifadeler kullanılarak elde edilen sonuçlar benzetim yapılarak elde edilen sonuçlarla karşılaştırmaya tabii tutulmuştur. Buna göre ifadelerin hassasiyeti ön tasarım için tatmin edici seviyededir. Kısım 5.5'de ise tamamlayıcı yapı katlanmış dar yarık antenin uçlarındaki açıklıklardan d_s uzaklığında olan ikinci bir yarık eklenmesi halinde bu d_s uzaklığına göre frekans ayarlanabilirliğinin elde edilebildiği gösterilmiştir. Bu bölümde üzerinde çalışılan baskı devre katlanmış şerit dipol anten ile bunun tamamlayıcısı olan katlanmış farklı yükleme (reaktif, ikinci kısa ve açık devre ekleme gibi) ile yarık antenin frekans ayarlanabilirliği için bu yüklemeler RF-MEMS veya anahtarlama diyotlar kullanılarak gerçekleştirilebilir. Böylece bu antenler için elektriksel kontrol sağlanabilir ki bu çalışmanın devamı olacak çalışmalarda bunlar hedeflenmektedir. Ayrıca bu çalışmada tek eleman olarak analizleri gerçekleştirilen ve önerilen yapıların anhtarlanarak ya da dizi halinde beraber kullanılmaları ve hava/uzay platformlarındaki ihtiyaca göre örüntülerinin şekillendirilebilir olması için bir araya getirilip kullanılmaları da hedeflenen çalışmalar arasındadır.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- Abboud, F., Damiano, J.P., ve Papiernik, A., 1990, A New Model for Calculating the Input Impedance of Coax Fed Circular Microstrip Antennas with and without Air Gaps, IEEE Antennas Propagat., Vol.38, No.11, pp.1882-1885.
- Abramovitz, M., Stegun I.A. 1970, Handbook of mathematical functions' (Dover Publications, New York, p. 232, 358, 374.
- Akan, V., 2004, Farklı Kesitlerdeki Şerit İletim Hatlarına Konformal Dönüşüm Tekniklerinin Uygulanması, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Lisans Tezi.
- Akan, V., Duyar, M. Yazgan, E., Bayrak, M., 2005, Sonlu Toprak Düzlem Genişliklerine ve Dielektrik Katman Kalınlığına Sahip Eş Düzlemli Kuplajlı Dalga Kılavuzunun Yarı-Durağan Tem Analizi, Elektrik, Elektronik, Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi, İstanbul.
- Akan, V., Duyar, M. Yazgan, E., Bayrak, M., 2006, Novel Analytical Analyses Methods Of Shielded Broadside Coupled Coplanar Waveguides, Mediterranean Microwave Symposium, Genova, Italy, Sept.
- Akan, V., Duyar, M. Yazgan, E., Bayrak, M.,2008 (1), Designs and Analyses of Some Cylindrical CPW Discontinuities, European Electromagnetics-EUROEM 2008, Lausanne, Switzerland, 21-25 July.
- Akan, V., Duyar, M. Yazgan, E., Bayrak, M., 2008 (2), Silindirik Eş-Düzlemli Dalga Kılavuzlarının Analizi ve Gerçeklenmesi, IV. URSI-Türkiye Bilimsel Kongresi Ulusal Genel Kurul Toplantısı, Antalya, 20-22 Ekim
- Akan, V., Duyar, M. Yazgan, E., Bayrak, M.,2008 (3), Bazı Silindirik Eş-düzlemli Dalgakılavuzu Süreksizliklerinin RF/Mikrodalga Pasif Devre Elemanı olarak Tasarım ve Analizleri, ELECO- 2008 Elektrik - Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, Bursa, 26-30 Kasım.

- Akan, V., Duyar, M. Yazgan, E., Bayrak, M., 2009, Designs and Analyses of Some RF/Microwave Passive Elements on Cylindrical CPWs, Progress in Electromagnetic Research Letters, vol.8, pp.43-51.
- Akan, V., Duyar, M. Yazgan, E., 2011 Effect Of Conductor Backing On Coupled Coplanar Waveguide With Finite Ground Planes", XXX. URSI General Assembly and Scientific Symposium of International Union Of Radio Science-URSI GAAS,13-20 Aug, Istanbul.
- Akan, V., ve Yazgan,E., 2004 (1), A Simple Formulation for Quasistatic Solutions of Elliptical, Cylindrical and Asymmetrical Coplanar Strip Lines, Microwave and Optical Technology Letters, vol.41, No.1, pp.18-21, April.
- Akan, V., ve Yazgan,E., 2004 (2), Quasistatic TEM Characteristics of Multilayer Elliptical and Cylindrical Coplanar Waveguides, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 42, No.4, pp.317-322, Aug.
- Akan, V., ve Yazgan,E. ,2005 (1), "Quasi-static solutions of multilayer elliptical, cylindrical coplanar striplines and multilayer coplanar striplines with finite dielectric dimensions - asymmetrical case" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol.53, No:12, Dec, pp.3681 – 3686,.
- Akan, V., ve Yazgan, E., 2005 (2), A Novel Quasistatic Analysis Method for Multilayer Asymmetric Shielded Stripline, Mediterranean Microwave Symposium, Athens, Greece.
- Akan, V., ve Yazgan,E., 2006, Quasistatic TEM analyses of elliptical, cylindrical, and asymmetric shielded striplines: Multilayered case, Int. Journal of RF and Microwave CAD Engineering, Vol.16, No.2, March, pp.181-191,.
- Akan, V., ve Yazgan, E., 2010 (1), Dairesel Polarizasyonlu Frekansı Değiştirilebilir Konik Işıma Örüntüsüne Sahip Mikroşerit Anten Tasarım ve Analizi", V. URSI - TÜRKİYE'2010 BİLİMSEL KONGRESİ, 25-27 Ağustos. ODTÜ-Kuzey Kıbrıs Kampusu, KKTC.

- Akan, V., ve Yazgan, E., 2010 (2), Analysis of the Relation Between Printed Strip Monopole and Dielectric Coated Thin Cylindrical Monopole", 10th Mediterranean Microwave Symposium-MMS'2010, 25-27 Aug., Middle East Technical University - Northern Cyprus Campus,
- Akan, V., ve Yazgan, E., 2010 (3), Analysis and Design of Circularly Polarized and Frequency Tunable Microstrip Antenna having Conical Radiation Pattern Characteristic, 32nd ESA Antenna Workshop on Antennas for Space Applications, 05-08 Oct. European Space & Technology Centre (ESTEC), Noordwijk Netherlands.
- Akan, V., ve Yazgan, E., 2011 (1), Simple Analytical Calculation Approach for Input Impedance of Printed Monopole and Dipole Antenna on Thin Substrate , Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 53, No. 4, April, pp.827-830.
- Akan, V., ve Yazgan, E.,2011 (2), New Analytical Input Impedance Calculation for Fast Design of Printed Narrow Slot Antenna, International Journal of Electronics, vol.98, No.9, Sep, pp.1229-1237.
- American Society for Testing and Materials, 1980, Standard Test Method for Total Mass Loss and Collected Volatile Condensable Materials from Outgassing in a Vacuum Environment, Annual Book of Standards, ANSI/ASTM E595-77, West Conshohocken, Pennsylvania, pp. 1–8.
- Atlamazoglou, P.E. and Uzunoglu, N.K., 1998, A Galerkin Moment Method for the Analysis of an Insulated Antenna in a Dissipative Dielectric Medium, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol.46, No:7, July, pp.988-996.
- Atwater, H.A., 1988, Tests of Microstrip Dispersion Formulas, IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech. Vol. MTT-36, No.3, pp.619-621.
- Bahl, I. J., ve Bhartia, P., 1980, Microstrip Antennas, Artech House, Dedham, Massachusetts.

- Balanis, C.A., 1989, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley USA.
- Balanis, C.A., 2005, Antenna Theory Analysis And Design, 3rd Edition, Wiley-Interscience, Hoboken, New Jersey.
- Butler, C. M., ve Wilton, D.R., General Analysis of Narrow Strips and Slots, IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-28, No.1, Jan , pp. 42-48.
- Butler, C. M., 1982, The Equivalent radius of a Narrow Conducting Strip, IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-30, No.4, July , pp. 755-758.
- Campbell, W. A., Marriott, R. S., Park, J.J., 1987, Outgassing Data for Selecting Spacecraft Materials, NASA Reference Publication 1124, National Aeronautics and Space Administration, Washington, District of Columbia, August.
- Chen, E. and Chou, S. Y., 1997, Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates: Modeling and experiments, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 45, no. 6, pp. 939–945.
- Cheng, D.K., 1989, Field and Wave Electromagnetics, Adisson Wesley.
- Chew, W.C. ve Kong, J.A., 1980, Effects of Fringing Field on the Capacitance of Circular Microstrip Disk, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, pp.98-104.
- Collin, R.E., 1960, Field Theory of Guided Waves, McGraw-Hill, New York, pp.3,10, 24,39,480.
- Collin, R.E., 1966, Antennas and radiowave propagation, McGraw-Hill, New-York, pp.32, 295.
- Collin, R.E., 1969, Antenna Theory Part I, McGraw-Hill, New-York, pp.25,49.
- Computer Simulation Technology GmbH, 2008, CST Microwave Studio Handbook,

- Constantine A. Balanis, 2005, Antenna Theory Analysis And Design, 3rd Edition, Wiley-Interscience.
- Corazza, G. C., 1998, Marconi's History, Proceedings of the IEEE, Vol. 86, No. 7, pp. 1307–1311.
- Derneryd, A.G., 1979, Analysis of the Microstrip Disk Antenna, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-27, pp.660-664.
- Derneryd, A.G., 1979, Analysis of the Microstrip Disk Antenna Element, IEEE Trans. Antennas Propagat., AP-27, No. 5, pp.1882-1885.
- Deschamps, G. A., 1953, Microstrip Microwave Antennas, Proc. 3rd USAF Symposium on Antennas.
- Dupont Company, 1969, Radiation Tolerance of Teflon Resins, The Journal of Teflon, vol. 10, no. 1, , January–February.
- Duyar, M., Akan V. Yazgan, E., Bayrak, M., 2006 (1), Analyses of Elliptical Coplanar Coupled Waveguides and Coplanar Coupled Waveguides with Finite Ground Width”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.54, No:4, Apr, pp.1388 – 1395.
- Duyar, M., Akan V. Yazgan, E., Bayrak, M. ,2006 (2), Eliptik ve Silindirik Kesitli Kuplajlı Şerit İletim Hattın Analizi, III. URSI-Türkiye Bilimsel Kongresi Ulusal Genel Kurul Toplantısı, Hacettepe Üniversitesi, 6-8 Eylül, Ankara,.
- Duyar, M., Akan V., Yazgan, E., Bayrak, M., 2006 (3), New Accurate Analytical Analyses of Shielded Planar Transmission Lines”, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 48, No.6, pp.1079-1085, June.
- Duyar, M., Akan V. , Yazgan, E., Bayrak, M., 2007 (1), Two Novel Transmission Lines With Vertical Conductors Added To Ground Planes, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 7, July, pp.1653-1656.

- Duyar, M., Akan V. , Yazgan, E., Bayrak, M., 2007 (2), Quasi-static solutions of Elliptical, cylindrical-coupled Parallel coplanar waveguide, and coupled parallel coplanar Waveguide with finite ground Planes ", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 7, July, pp.1702-1708.
- Duyar, M., Akan V. , Yazgan, E., Bayrak, M., 2007 (3), Analytical Attenuation Calculation of Asymmetrical Coplanar Waveguide with Finite-Extent Ground Planes for Coplanar Waveguide Mode", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 9, September 2007, pp.2082-2087.
- Duyar, M., Akan V. , Yazgan, E., Bayrak, M., 2009, Conductor Loss Calculation of Elliptical, Cylindrical Coplanar Waveguides and Coplanar Waveguides with Finite Conductor Thickness", International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, Vol.29, Number:3-4 pp.185-195.
- Eldek, A. A., Elsherbeni, A. Z., Smith, C. E., and Lee, K. F., 2004, Wideband planar slot antennas, Applied Computational Electromagnetics Society (ACES) Newsletter, Vol. 19, no. 1, pp. 35-48.
- Elliot, R.S., 1981, Antenna Theory and Design, Prentice Hall, USA.
- Elliot, R.S., 1999, Electromagnetics: History, Theory and Applications,, John Wiley and Sons, NY.
- Flint, J.A., Vardaxoglou, J.C., 2004, "Exploitation of nonradiating modes in asymmetric coplanar strip folded dipoles", IEE Proceedings, Microwaves, Antennas and Propagation, vol.151, No.4, pp.307-310.
- Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., Ittipiboon, A., 2000, Microstrip Antenna Design Handbook, Artech House, Boston-London.
- Gatti, M.S., ve Nybakken, D.J., 1990, A Circularly Polarized Crossed Drooping Dipole Antenna, Proceedings of the Joint Antennas and Propagation and Microwave Theory and Techniques International Symposium, and URSI Radio Science Meeting, IEEE, May 7–11, pp. 254–257,

- Guertler, 1950, R., Impedance Transformation in Folded Dipoles, Proceedings of the IRE, vol.38, No.9, pp.1042-1047.
- Gutton, H., ve Baissinot, G., 1955, "Flat Aerial for Ultra High Frequencies," French Patent No. 70313.
- Gürel, Ç.S., 1995, Dairesel Disk ve Halka Mikroşerit Parça Antenlerinin Spektral Uzayda Tam Dalga Analizleri, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Mühendislik Tezi.
- Gürel, Ç.S., 2000, Farklı Katman Özellikli ve Parça Şekli Mikroşerit Yapıların Analizi, Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Doktora Tezi.
- Gürel, Ç.S. ve Yazgan, E., 2000, Resonant Frequency of An Air Gap Tuned Circular Disc Microstrip Antenna, Int. J. Electronics, vol.87, pp.973-979.
- Hallen, E. 1962, Electromagnetic theory, Chapman & Hall, London, pp. 61-64.
- Haneishi, M., Nambara, T., Yoshida, S., 1982, Study on Ellipticity Properties of Single-Feed-Type Circularly Polarized Microstrip Antennas, Electronics Letters, Vol. 18, No. 5, pp. 191-193.
- Haneishi, M., Yoshida, S., 1981, A Design Method of Circularly Polarized Rectangular Microstrip Antenna by One-Point Feed, Electronics and Communications in Japan, Vol. 64-B, No.4., Apr, pp.46-54.
- Harrington, R.F., 1961, Time-harmonic electromagnetic fields, McGraw-Hill, New York, pp.2,22,77,107,117,126,428.
- Harrington, R.F., 1968, Field Computation by Moment Methods, New York: Macmillan, p.42.
- Howell, J. Q., 1975, Microstrip Antennas, IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-23, Jan , pp. 90–93.
- Huang, J., 1984, Circularly Polarized Conical Patterns from Circular Microstrip Antennas, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-32, No.9, pp.991-994.

- Hughes Aircraft Company, 1961, Radiation Resistance of Teflon in a Simulated Space Environment, TM-6871, Components and Material Laboratory.
- Jaisson D., 2006, Fast design of a printed dipole antenna with an integrated balun', IEE Proc. Microw. Antennas Propag., 153, (4), pp. 389–394.
- Jaisson, D., 2008, Simple model for the input impedance of a wire monopole radiator with a dielectric coat , IET Microw. Antennas Propag., Vol. 2, No. 4, pp. 316–323.
- James, J. R., ve Hall, P. S., 1989, Handbook of Microstrip Antennas, Peter Peregrinus Limited, London, England.
- King, R.W.P., 1956, The theory of linear antennas, Harvard University, Press, MA, pp. 16-20.
- Kirschning, M. And R.H. Jansen, 1982, Accurate Model for Effective Dielectric Constant of Microstrip with Validity up to Millimeter-Wave Frequencies, Electronics Letters, vol.18, pp.272-273.
- Knorr, J. B. and Kuchler, K. D., 1975, "Analysis of coupled slots and coplanar strips on dielectric substrate, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.MTT-23, pp. 541–547.
- Kraus, J.D., 2002, Antennas for All Applications, McGraw Hill, NY.
- Lamensdorf, D., 1967, An experimental investigation of dielectric-coated antennas, IEEE Trans. Antennas Propag., 15, (6), pp. 767–771.
- Lampe, R.S., 1985, Design Formulas for an Asymmetric Coplanar Strip Folded Dipole, IEEE Trans. Ant. Propag., Vol. AP-33, No.9, pp.1028-1031.
- Lo, Y.T., Solomon,D., Ore,F. R., Harrison,D. D., Deschamps,G. A., 1977, Study of Microstrip Antennas, Microstrip Phased Arrays, and Microstrip Feed Networks, Univ. Illinois Tech. Rep., RADDC-TR-77-406.

- Lo, Y.T., Solomon, D., Richards, W., 1979, Theory and experiment on microstrip antennas, IEEE Trans. on Antennas and Prop., Vol. AP-27, pp.137-145.
- Lo, Y.T., Richards, W.F., 1981, Perturbation Approach to Design of Circularly Polarized Microstrip Antennas, Electron. Lett., pp.2-24.
- Marconi, G., 1967, Wireless telegraphic communications, Nobel Lectures in Physics, 1901–21, Elsevier.
- Munson, R. E., 1973, Single Slot Cavity Antennas Assembly, U.S. Patent No. 3713162, January 23.
- Nakano, H.; Vichien, K.; Sugiura, T.; Yamauchi, J., 1990, Singly-fed patch antenna radiating a circularly polarised conical beam, Electronics Letters, Vol. 26, Issue 10, pp.638 – 640.
- Nguyen, C., 2001, Analysis Methods for RF, Microwave, and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structures, John Wiley & Sons.
- Pelosi, G., Selleri S., ve Valotti, B.A., 2000, Antennae, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 42, No. 1, pp. 61–63.
- Plesis, M., Cloete, J., 1994, Tuning Stubs for Microstrip-Patch Antennas, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 36, No. 6, pp.52-56.
- Popovic´ B.D., Djordjevic A.R., Kircanski, N.M.,1981, Simple method for analysis of dielectric-coated wire antennas, Radio Electron. Eng., 51, (3), pp. 141–145.
- Popovic B.D., ve Nestic, A., 1984, Generalisation of the concept of equivalent radius of thin cylindrical antennas, IEE Proceedings, Vol.131, Pt. H, No.3.
- Pozar, D.M., 1987, Trimming Stubs For Microstrip Feed Networks and Patch Antennas, IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, pp.26-28.
- Ray, K.P., Kumar, G., 2000, Tuneable and Dual-Band Circular Microstrip Antenna with Stubs, IEEE Transactions on Antennas And Propagat., Vol. 48, No. 7, pp.1036-1039.

- Richards, W.F., Yuen Lo, Harrison, D, 1981, An Improved Theory for Microstrip Antennas and Applications, IEEE Trans. on Antennas and Prop., Vol. AP-29, pp.38-46.
- Richmond J.H., Newman E.H., 1976, Dielectric coated wire antennas, Radio Sci., 11, (1), pp. 13–20.
- Rumsey, V.H., 1954, Reaction Concept in Electromagnetic Theory, Phys. Rev., vol94, no.6, pp.1483-1491.
- Schelkunoff S.A., Friis H. T., 1952, Antennas, Theory and Practice, Chapman & Hall, New York, pp. 238,306,409.
- Shen, L. C., Long, S., Allarding, M., Walton, M., 1977, Resonant Frequency of a Circular Disc, Printed Circuit Antenna, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-25, pp.595-596.
- Tesla, N., 1898, Method of and Apparatus for Controlling Mechanism of Moving Vessels, US Patent No. 613,809, Nov. 8, application filed July 1, 1898.
- Thiele, G., Ekelman, E. Jr., and L. Henderson, 1980, On the Accuracy of the Transmission Line Model for Folded Dipole, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-28, No. 5, pp. 700–703.
- Tijhuis, A.G., Van Beurden, M.C., de Hon B.P., and Visser, H.J., 2008, From engineering electromagnetics to electromagnetic engineering: Using computational electromagnetics for synthesis problems, Elektrik, Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, Vol. 16, No. 1, pp. 7–19.
- Ting, C.Y., 1969, Theoretical study of finite dielectric-coated cylindrical antenna, J. Math. Phys., 10,(3), pp. 480–493.
- Troughton, P. 1968, High Q Factor Resonators in Microstrip, Electronic Letters, vol.4 No.4,Nov, pp. 520-522.

- Uda, S., ve Mushiake, Y., 1954, Yagi-Uda antenna, Sasaki Printing and Publishing Co., Ltd., Sendai, Japan, pp. 13-16.
- Visser, H.J., 2007, Improved design Equations for Asymmetric Coplanar Strip folded Dipoles on a Dielectric Slab, Proc. 7nd European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh, UK.
- Visser, H. J., 2009, Approximate antenna analysis for CAD, John Wiley & Sons, UK.
- Volakis, J.H., 2007, Antenna Engineering Handbook, McGraw-Hill Professional; 4. edition, USA.
- Wadell, B.C., 1991, Transmission Line Design Handbook, Artech House, Norwood, USA, pp.95.
- Watkins, J., 1969, Circular Resonant Structures in Microstrip, Electronic Letters, Vol.5, No.21, pp.524-525.
- Yazgan, E. ve Akan, V., 2005, Conformal Mapping Techniques, Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, J. Wiley and Sons, USA
- Yazgan, E., Duyar, M., Akan, V., 2008, Farklı Kesit Geometrilerine Sahip Şerit İletim Hatlarını Kullanarak Çeşitli Mikrodalga Devre Elemanlarının Tasarlanması, Analizi ve Gerçeklenmesi, TÜBİTAK EEEAG-105E022 Proje Sonuç Raporu, Ankara, Türkiye.
- Yazgan, E. ve Akan, V., 2009, Eliptik, Silindirik ve Asimetrik Eş-Düzemli Şerit İletim Hattı ve Dalga Kılavuzu Tasarımı ve Yapımı ", Hacettepe Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Birimi 03 02 602 012 No'lu Proje Sonuç Raporu, Ankara, Türkiye.

EK-1 TERİMLER SÖZLÜĞÜ

Cavity Method	Kavite Yöntemi
Cavity Wall Perturbation	Kavite Duvar Pertürbasyonu
Coplanar Strip Line	Eş Düzlemlî Şerit Hat
Coupling	Bağlaşım
Eş Düzlemlî Dalga Kılavuzu	Coplanar Wave Guide
Dropped Cross Dipole Antenna	Eğik Çapraz Dipol Anten
Equivalent Radius Theorem	Eşdeğer Yarıçap Teoremi
Feed Loss	Besleme Kaybı
Folded Dipole Antenna	Katlanmış Dipol Anten
Free Space Loss	Serbest Uzay Kaybı
Full Wave Analysis	Tam Dalga Analizi
Gases Absorption	Gaz Yutumu
Geostationary	Yersabit
High Elliptical Orbiting	Yüksek Eliptik Yörüngeli
Low Earth Orbiting	Düşük Dünya Yörüngeli
Microwave Integrated Circuit	Mikrodalga Entegre Devre
Microstrip Antenna	Mikroşerit Anten
Middle Earth Orbiting	Orta Dünya Yörüngeli
Quadrifilar Helix Antenna	Dört Kıvrımlı Sarmal Anten
Rain Loss	Yağmur Kaybı
Slot Antenna	Yarık Anten
Stub	Saplama
Telemetry/telecommand	Uzölçüm/uzkomut

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : VOLKAN AKAN

Doğum Yeri : KONYA

Doğum Yılı : 1979

Medeni Hali : EVLİ

Eğitim ve Akademik Durumu:

<i>Doktora</i>	2012,	Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
<i>Yüksek Lisans</i>	2004,	Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
<i>Lisans</i>	2001,	Hacettepe Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
<i>Lise</i>	1997,	Antalya Karatay Lisesi
Yabancı Dil:	İNGİLİZCE	

İş Tecrübesi:

2010-	Başuzman Araştırmacı, TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü, İletişim Sistemleri Grubu
2008-2010	Uzman Araştırmacı, TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü, İletişim Sistemleri Grubu
2006-2008	Uzman Araştırmacı, TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü, İletişim Sistemleri Grubu
2006-2008	Uzman Araştırmacı, TÜBİTAK Uzay Teknolojileri Araştırma Enstitüsü, Uydu Teknolojileri Grubu
2001-2006	Araştırma Görevlisi, Hacettepe Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü