

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**RoF TABANLI ÇOK BANDLI BİLİŞSEL RADYO İÇİN YENİDEN
YAPILANDIRILABİLİR SIERPINSKI FRAKTAL ANTEN SİSTEMİ TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

Elektronik Yük. Müh. Ayhan YAZGAN

**ŞUBAT 2015
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**RoF TABANLI ÇOK BANDLI BİLİŞSEL RADYO İÇİN YENİDEN
YAPILANDIRILABİLİR SIERPINSKI FRAKTAL ANTEN SİSTEMİ TASARIMI**

Elektronik Yüksek Mühendisi Ayhan YAZGAN

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
“DOKTOR (ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ)”
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 26.12.2014
Tezin Savunma Tarihi : 12.02.2015**

Tez Danışmanı : Prof. Dr. İ. Hakkı ÇAVDAR

Trabzon 2015

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik–Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında
Ayhan YAZGAN Tarafından Hazırlanan

RoF TABANLI ÇOK BANDLI BİLİŞSEL RADYO İÇİN YENİDEN
YAPILANDIRILABİLİR SIERPINSKI FRAKTAL ANTEN SİSTEMİ TASARIMI

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 13 / 01 / 2015 gün ve 1585 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda

DOKTORA TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Ahmet AKSEN

Üye : Prof. Dr. İsmail Hakkı ÇAVDAR

Üye : Prof. Dr. Cemal KÖSE

Üye : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA

Üye : Yrd. Doç. Dr. Kadir TÜRK

Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ
Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Bu doktora tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik Mühendisliği Bilim Dalı Doktora Programı'nda hazırlanmıştır.

Bu tez çalışmasında RoF tabanlı çok bandlı bilişsel radyo için yeniden yapılandırılabilir Sierpinski Fraktal anten sisteminin optimizasyonu, tasarımı ve prototip antenin testleri gerçekleştirilmiştir.

Tüm eğitim-öğretim hayatım boyunca benden maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen babam Alim YAZGAN'a, annem Fatma YAZGAN'a, eşim Kevser YAZGAN'a kardeşlerim Ali YAZGAN, Murat YAZGAN ve Onur Emre YAZGAN'a teşekkür ederim.

Tez çalışmam süresince bilimsel desteği ve değerli düşünceleriyle bana her aşamada yardımcı olan danışmanım Sayın Prof. Dr. İ. Hakkı ÇAVDAR'a, değerli katkılarından ötürü Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA'ya ve Prof. Dr. Cemal KÖSE'ye teşekkür ederim.

Doktora çalışması süresince zor anlarımda yanımda olan Dr. Emin TUĞCU'ya ve değerli annesi Memnune TUĞCU'ya teşekkürü bir borç bilirim.

Çalışma süresince desteklerini esirgemeyen Dr. Oğuzhan ÇAKIR'a, Doç. Dr. İsmail KAYA'ya, Yrd. Doç. Dr. Kadir TÜRK'e, Yrd. Doç. Dr. Yusuf SEVİM'e ve Yrd. Doç. Dr. Gökçe HACIOĞLU'na teşekkür ederim. Doktora tez çalışmam ile alakalı isteklerime olumlu yaklaşan Prof. Dr. Alemdar BAYRAKTAR'a ve Prof. Dr. İ. Hakkı ALTAŞ'a, tüm KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü hocalarıma ve teknisyenlerine, ayrıca Ferda TÜRKMEN ve Engin BAKI'ye teşekkür ederim. Çalışma süresince desteklerinden ötürü tüm Araştırma görevlisi arkadaşlarıma ayrı ayrı teşekkür ederim.

Çalışmayı destekleyen (BAP-10400) Karadeniz Teknik Üniversitesi BAP birimine, Türk Telekom, EmCOS ve Turkcell şirketlerine teşekkürü bir borç bilirim.

Bu çalışmayı tamamlayabilecek gücü ve sağlığı bana bahşeden yüce Allaha hamd olsun. Bu tezin bundan sonraki çalışmalara katkı sağlaması temennisiyle.

Ayhan YAZGAN

Trabzon 2015

TEZ BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum “RoF Tabanlı Çok Bandlı Bilişsel Radyo için Yeniden Yapılandırılabilir Sierpinski Fraktal Anten Sistemi Tasarımı” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. İ. Hakkı ÇAVDAR’ın sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma süresince bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 12/02/2015

Ayhan YAZGAN

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VIII
SUMMARY	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ	X
TABLolar DİZİNİ.....	XV
SEMBOLLER DİZİNİ	XVI
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Fiber Üzerinden Radyo Haberleşmesi.....	5
1.2.1. RoF Mimarisi İçerisinde Kullanılan Donanımlar.....	8
1.2.1.1. Optik Fiberler	8
1.2.1.2. Lazer Diyotlar.....	9
1.2.1.3. Fotodiyotlar	12
1.2.1.4. Optik Modülatörler.....	12
1.2.1.5. Optik Demodülatörler.....	15
1.2.2. RoF Hatlarda Dispersiyon Etkisi.....	18
1.2.3. Optik Fiberlerde Sinyal Zayıflaması	21
1.3. Bilişsel Radyo.....	22
1.4. Anten Teorisi	27
1.4.1. Anten Empedansı	28
1.4.2. Geri Dönüş Kaybı.....	30
1.4.3. Katı Açılı ve Işıma Yegınlığı.....	31
1.4.4. Anten Yönelimi ve Kazancı	32
1.4.5. Anten Verimi	33
1.4.6. Anten Band Genişliği	34
1.4.7. Anten Işıma Örüntüsü	34

1.4.8.	Anten Polarizasyonu.....	35
1.5.	Fraktal Antenler.....	36
1.6.	Parçacık Sürü Optimizasyonu	37
1.7.	Anten Yapılandırma Teknikleri.....	41
1.7.1.	Optiksel Yapılandırma	41
1.7.2.	Elektronik Yapılandırma	43
1.7.3.	Elektromekanik Yapılandırma	44
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA.....	46
2.1.	Giriş.....	46
2.2.	OFDM-RoF Sistemi İçin Gerçekleştirilen Benzetim Çalışmaları.....	50
2.2.1.	OFDM İşaretinin Üretilmesi	51
2.2.1.1.	Dikgenlik Şartı	53
2.2.1.2.	Çevrimsel Ön Ek	53
2.2.1.3.	OFDM İşaretinin Matematiksel İfadesi.....	54
2.2.2.	OFDM Tabanlı RoF Sistemi	56
2.2.2.1.	RoF Sistemi İçin Optik Kanal Modeli.....	57
2.2.2.2.	Lazer Faz Sürüklenmesi ve Kestirimi	59
2.2.3.	OFDM Tabanlı RoF Sisteminin Haberleşme Performansının İncelenmesi	60
2.2.3.1.	40 Gbps OFDM-RoF Benzetim Sonuçları	61
2.2.3.2.	100 Gbps OFDM-RoF Benzetim Sonuçları	65
2.3.	Önerilen Bilişsel Radyo Anteni İçin Gerçekleştirilen Matematiksel Model ve Benzetim Çalışmaları	68
2.3.1.	Dört İterasyonlu Bilişsel Radyo Anteni İçin Benzetim Çalışmaları	73
2.3.2.	Beş İterasyonlu Bilişsel Radyo Anteni İçin Benzetim Çalışmaları.....	79
2.3.2.1.	Xiter260C2 Anteni	80
2.4.	Önerilen Bilişsel Radyo Anteni İçin Deneysel Çalışmalar	82
2.4.1.	Yalıtkansız Üretilen Bilişsel Radyo Anteni İçin Gerçekleştirilen Deneysel Çalışmalar.....	91
2.4.1.1.	Işıma Yapmayan İletken Bölgelerin Rezonans Frekansına Olan Etkisi.....	94
2.4.2.	Yalıtkan Malzeme Kullanarak Üretilen Bilişsel Radyo Anteni İçin Gerçekleştirilen Deneysel Çalışmalar	95
2.4.3.	PIN Diyot ile Elektronik Anten Yapılandırma Çalışmaları	101
2.4.3.1.	PIN Diyot ile Monopol Anten İçin Elektronik Yapılandırma Çalışmaları	101

2.4.3.2. PIN Diyot ile Bilişsel Radyo Anteni İçin Elektronik Yapılandırma Çalışmaları	104
2.5. ARC Tasarımı.....	110
3. SONUÇLAR	112
4. ÖNERİLER	115
5. KAYNAKLAR.....	116
ÖZGEÇMİŞ	

Doktora Tezi

ÖZET

RoF TABANLI ÇOK BANDLI BİLİŞSEL RADYO İÇİN YENİDEN
YAPILANDIRILABİLİR SİERPİNSKİ FRAKTAL ANTEN SİSTEMİ TASARIMI

Ayhan YAZGAN

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim dalı
Danışman: Prof. Dr. İ. Hakkı ÇAVDAR
2015, 129 Sayfa

Gelecek nesil haberleşme sistemleri için önerilen yüksek hızlı RoF (Fiber üzerinden Radyo) tabanlı bilişsel radyonun çözülmesi gereken problemlerinden bir tanesi farklı frekans bantları için farklı yapıda ya da boyda anten bulundurma gereksinimidir. Ayrıca yüksek hızlı RoF sistemlerine ayak uydurmak için bilişsel radyo antenlerinin yapılandırılabilir çok bantlılık özelliğine sahip olması gerekmektedir. Bu doktora çalışmasında bilişsel radyonun her frekans için farklı anten yapısını bulundurma ihtiyacını ortadan kaldırmak için yeni bir yapılandırılabilir anten sistemi önerilmiştir. Önerilen anten sistemi, anten yapılandırma kontrolörü çıkışına göre çalışma frekansını değiştirebilme kabiliyetine sahiptir. Anten karakteristiğinin dinamik değiştirilmediği durumda, istenen bantlara uygun çok sayıda anten bulundurma gereksinimi, bilişsel radyoyu uygulamada kullanılmaz hale getirmektedir. Bu doktora çalışmasında önerilen anten sistemi ile çok bantlı bilişsel radyo uygulamalarını kısıtlayan önemli problemlerden biri ortadan kaldırılmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Bilişsel radyo, Fraktal antenler, RoF sistemleri, CO-OFDM sistemleri, Parçacık sürü optimizasyonu

PhD. Thesis

SUMMARY

SIERPINSKI FRACTAL RECONFIGURABLE ANTENNA SYSTEM DESIGN FOR
RoF BASED MULTIBAND COGNITIVE RADIO

Ayhan YAZGAN

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical and Electronics Engineering Program
Supervisor: Prof. Dr. İ. Hakkı ÇAVDAR
2015, 129 Pages

Considering the high speed RoF (Radio over Fiber) based cognitive radio which is suggested for the future communication systems, one of the important problems to be solved is the necessity of antennas in different sizes or structures for each frequency band. Additionally, in order to keep up with the high speed RoF systems, cognitive radio antennas should have the reconfigurable multiband properties. In this PhD thesis, to get rid of the need of different antenna structures when the cognitive radio changes its operating frequency bands, a novel reconfigurable antenna system is proposed. The proposed antenna system has the ability of changing its operating frequency depending on the antenna reconfiguration controller output. Unless the antenna characteristic is changed dynamically, the necessity of having many antennas to operate at each specific band makes cognitive radio unusable. With the antenna system proposed in this PhD thesis, one of the important problems limits the high speed multiband cognitive radio applications is removed.

Key Words: Cognitive Radio, Fractal Antennas, Radio over Fiber systems, CO-OFDM systems, Particle Swarm Optimization

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. RoF tabanlı kablosuz haberleşme sistemi	7
Şekil 1.2. RoF tabanlı kablosuz haberleşme sisteminde merkezi birim ve RAU yapısı	7
Şekil 1.3. Soğrulma (a), rasgele emisyon (b), uyarılmış emisyon (c)	10
Şekil 1.4. Dört enerji seviyeli lazer oluşumu	10
Şekil 1.5. Direk modülatörler	13
Şekil 1.6. Harici modülatörler	13
Şekil 1.7. Mach-Zehnder modülatör	14
Şekil 1.8. Optik evre uyumsuz demodülatör	16
Şekil 1.9. Optik evre uyumlu demodülatör	17
Şekil 1.10. Örnek CR blok diyagramı	24
Şekil 1.11. Berkeley Araştırma merkezinde bir spektrum ölçümü	25
Şekil 1.12. Anten eşdeğer devresi	29
Şekil 1.13. İki kapılı hat örneği (a) ve S parametreleri (b)	30
Şekil 1.14. Birim katı açısı	31
Şekil 1.15. Dual band LTE antenin S_{11} değişimi	34
Şekil 1.16. Yarım dalga dipol antenin üç boyutlu ışınma diyagramı	35
Şekil 1.17. Beş iterasyonlu Sierpinski fraktal anteni	37
Şekil 1.18. Peak fonksiyonu	39
Şekil 1.19. PSO karesel hatanın iterasyona göre değişimi	39
Şekil 1.20. PSO parçacıkların konum değişimi, 10 iterasyon (a), 30 iterasyon (b), 50 iterasyon (c), 80 iterasyon (d), 120 iterasyon (e), 150 iterasyon (f)	40
Şekil 1.21. Optik silikon anahtar eşdeğeri	41
Şekil 1.22. SOD-523 paket BAP63-02 PIN diyotu ve boyutları (mm)	43
Şekil 1.23. PIN diyot iletim eşdeğeri	44
Şekil 1.24. PIN diyot kesim eşdeğeri	44
Şekil 1.25. Elektromekanik anahtar eşdeğeri	45
Şekil 2.1. Tasarlanan sistemin blok diyagramı	48
Şekil 2.2. Bilişsel radyo için spektrum ölçümü (0- 3 GHz)	49
Şekil 2.3. Bilişsel radyo için spektrum ölçümü (3-3.5 GHz)	49
Şekil 2.4. Bilişsel radyo için spektrum ölçümü (3.5-6 GHz)	50

Şekil 2.5. OFDM verici blok diyagram	52
Şekil 2.6. OFDM alıcı blok diyagram	52
Şekil 2.7. CO-OFDM tabanlı RoF sistemi	56
Şekil 2.8. 1550 nm bandının optik spektrum analizör ile ölçümü	57
Şekil 2.9. 1550 nm bandındaki güç spektrumu.....	58
Şekil 2.10. Optik kanal modeli	58
Şekil 2.11. 40 Gb/s QPSK SNR-BER değişimi, L: 100–300 km, Dt: 17 ps/(nm.km)	62
Şekil 2.12. 40 Gb/s QPSK BER-Link uzunluğu değişimi, L: 0–3000 km	63
Şekil 2.13. 40 Gb/s QPSK yıldız küme diyagramları, L: 200 km, Dt: 17 ps/(nm km).....	64
Şekil 2.14. 100 Gb/s 16PSK SNR-BER değişimi, Dt: 17 ps/(nm km).....	66
Şekil 2.15. 100 Gb/s 16PSK BER-Link uzunluğu değişimi, L: 0–800 km	66
Şekil 2.16. 100 Gb/s 16PSK yıldız küme diyagramları, L: 50 km, Dt: 17 ps/(nm km).....	67
Şekil 2.17. 100 Gb/s 16PSK BER-Link uzunluğu değişimi, L: 0–200 km	68
Şekil 2.18. Anten terminolojisi ve bir örneği	69
Şekil 2.19. Yalıtkansız 4iter260C1 anteni için Moment metodu ile FEM metodunun deneysel çalışma ile kıyası.....	73
Şekil 2.20. Yalıtkansız 4iter260C1 antenin HFSS benzetim ortamı	74
Şekil 2.21. Yalıtkansız 4iter260C1 antenin EMCoS benzetim ortamı	74
Şekil 2.22. Yalıtkansız 4iter260C1 antenin HFSS 1600 MHz üç boyutlu ışınma örüntüsü, E_{total} bileşeni	75
Şekil 2.23. Yalıtkansız 4iter260C1 antenin EMCoS 1600 MHz üç boyutlu ışınma örüntüsü, E_{total} bileşeni	75
Şekil 2.24. 4iter260CX Sierpinski fraktal anteni ve optik anahtar yerleşimi, $k=12.6mm$.	77
Şekil 2.25. Yalıtkansız 4iter260C1 antenin 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışınma diyagramları S_{11} değişimi (a), VSWR değişimi (b), Empedansın gerçel kısmının değişimi (c), Empedansın sanal kısmının değişimi (d), Kazancın değişimi (e), Yayılan güç değişimi (f).....	78
Şekil 2.26. Tasarlanan 5iter260CX Sierpinski Fraktal anteni ve anahtar pozisyonları, $k=6.8mm$	79
Şekil 2.27. Tasarlanan 4iter260C2 anteni PCB gösterimi.....	80
Şekil 2.28. 4iter260C2 antenin simülasyon modeli	81
Şekil 2.29. Tasarlanan 4iter260C2 antenin rezonans frekansları band0:500MHz, band2a:1.55 GHz, band2b:2.38GHz, band3:3.39GHz, band4:6.72GHz	82
Şekil 2.30. 3iter253C1 prototip antenin Network analizör ile ölçümü	83
Şekil 2.31. 3iter253C1 prototip antenin S_{11} ölçümü için oluşturulan deneysel düzenek	83

Şekil 2.32. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin iletken düzlem üzerindeki görünümü; lazerler kesim durumunda (a), lazerler iletim durumunda (b).....	84
Şekil 2.33. Üretilen 3iter253C1 prototip antenin düzlem üzerindeki görünümü; lazerler kesim durumunda (a), lazerler iletim durumunda (b).....	84
Şekil 2.34. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki benzetim ve deneysel S_{11} sonuçları; lazerler kesimde (a), Lazerler iletimde (b)	86
Şekil 2.35. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 20x20 cm iletken düzlem üzerindeki benzetim ve deneysel S_{11} sonuçları; lazerler kesimde (a), Lazerler iletimde (b)	86
Şekil 2.36. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 1.3 GHz'de lazerler kesimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışın diyagramları; S_{11} değişimi (a), VSWR değişimi (b), Empedansın gerçel kısmının değişimi (c), Empedansın sanal kısmının değişimi (d), Kazancın değişimi (e), Yayılan güç değişimi (f)	88
Şekil 2.37. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 1.3 GHz'de lazerler kesimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışın diyagramları; E_{θ} bileşeni $\phi=0$ (a), E_{θ} bileşeni $\theta=90$ (b)	89
Şekil 2.38. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 4.8 GHz'de lazerler kesimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışın diyagramları; E_{θ} bileşeni $\phi=0$ (a), E_{θ} bileşeni $\theta=90$ (b)	89
Şekil 2.39. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 720 MHz'de lazerler iletimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışın diyagramları; E_{θ} bileşeni $\phi=0$ (a), E_{θ} bileşeni $\theta=90$ (b)	90
Şekil 2.40. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 2.5 GHz'de lazerler iletimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışın diyagramları; E_{θ} bileşeni $\phi=0$ (a), E_{θ} bileşeni $\theta=90$ (b)	90
Şekil 2.41. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 4.7 GHz'de lazerler iletimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışın diyagramları; E_{θ} bileşeni $\phi=0$ (a), E_{θ} bileşeni $\theta=90$ (b)	91
Şekil 2.42. Yalıtkansız 4iter260C1 anteni	91
Şekil 2.43. Yalıtkansız 4iter260C1 antenin S_{11} değişimleri	92
Şekil 2.44. Yalıtkansız 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki iki boyutlu ışın örüntüleri $\theta=90$, E_{θ} bileşeni; 440 MHz (a), 1600 MHz (b)	92
Şekil 2.45. Yalıtkansız 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki iki boyutlu ışın örüntüleri $\theta=90$, E_{θ} bileşeni; 3030 MHz (a), 6530 MHz (b)	93
Şekil 2.46. Yalıtkansız 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki üç boyutlu ışın örüntüleri, E_{θ} bileşeni	93
Şekil 2.47. Tasarlanan 4iter260C2 ve 4iter260C2v2 antenlerinin rezonans frekansları, band0:480MHz, band2a:1.55GHz, band2b: 2.37GHz, band3: 3.39GHz, band4:6.69GHz	94
Şekil 2.48. Tasarlanan 4iter260C2 (kırmızı) ve 4iter260C2v2 (mavi) antenin rezonans frekansları band0:480 MHz ve band2a:1.55 GHz için ışın örüntüleri	94

Şekil 2.49. Açık (a) ve kapalı (b) optik anahtar modeli örneği.....	95
Şekil 2.50. Rogers4350 malzemesi ile üretilen 4iter260C1 anteni	96
Şekil 2.51. Rogers4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C1 antenin S_{11} değişimi	96
Şekil 2.52. Benzetim çalışmalarında Rogers 4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki iki boyutlu ışınma örüntüleri $\theta=90$, E_{θ} bileşeni	97
Şekil 2.53. Deneysel çalışma: Rogers 4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki iki boyutlu ışınma örüntüleri $\theta=90$, E_{θ} bileşeni (kırmızı) ve E_{ϕ} bileşeni (mavi).....	98
Şekil 2.54. Rogers4350 malzemesi ile üretilen 4iter260C2 anteni	99
Şekil 2.55. Rogers4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C2 antenin S_{11} değişimi	99
Şekil 2.56. 4iter260C2v2 anteni.....	100
Şekil 2.57. Rogers4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C2_v2 antenin S_{11} değişimi	100
Şekil 2.58. BAP6302 PIN diyotu ile monopol anten yapılandırma: Deneysel çalışma ...	101
Şekil 2.59. BAP6302 PIN diyotu ile monopol anten yapılandırma benzetim çalışması (a) anahtar açık durumu (b) anahtar kapalı durumu	102
Şekil 2.60. BAP6302 PIN diyotu ile monopol anten yapılandırma deneysel çalışma.....	102
Şekil 2.61. BAP6302 PIN diyotu ile monopol anten yapılandırma için benzetim çalışması S_{11} değişimi	103
Şekil 2.62. BAP6302 PIN diyotu ile monopol anten yapılandırma için deneysel çalışma S_{11} değişimi	104
Şekil 2.63. BAP6302 PIN diyotu ile 3iter253C1 antenin yapılandırması, benzetim çalışması: Diyot iletim durumu (a), diyot kesim durumu (b)	104
Şekil 2.64. BAP6302 PIN diyotu ile 3iter253C1 antenin elektronik yapılandırılması..	105
Şekil 2.65. Deneysel çalışmada kullanılan elektronik donanımlar	105
Şekil 2.66. 3iter253C1 antenin yapılandırması; benzetim sonuçları	106
Şekil 2.67. BAP6302 PIN diyotu ile 3iter253C1 antenin elektronik yapılandırması ...	106
Şekil 2.68. BAP6302 PIN diyotu ile 3iter253C1 antenin test sürecinde Network analizör görüntüsü	107
Şekil 2.69. 4iter260C1 anteni ve iletken yüzey	108
Şekil 2.70. 4iter260C1 anteni ve ölçüm düzeneği	108
Şekil 2.71. 4iter260C2v2 anteni ve ölçüm düzeneği	109
Şekil 2.72. 4iter260C2 anteni ve ölçüm düzeneği	109
Şekil 2.73. 4iter260C7v2 antenin tasarlanan ARC ile istenilen frekanslar için anahtarlama	110

Şekil 2.74. 4iter260C4v2 anteninin tasarlanan ARC ile istenilen frekanslar için anahtarlamaı 111

TABLULAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. Işık üreten bazı yarıiletken bileşikler.....	11
Tablo 1.2. Silikon malzemenin hareketlilik (mobility) parametreleri	42
Tablo 2.1. IEEE 802.11a için zamana bağlı temel parametreler	53
Tablo 2.2. Benzetim çalışmasında kullanılan optiksel parametreler	60
Tablo 2.3. 40 Gbps OFDM parametreleri	61
Tablo 2.4. 100 Gbps OFDM parametreleri	65
Tablo 2.5. 4iter260C1 anteninin frekans hesabı için önerilen yöntemin literatürdeki teorik yöntemler ile kıyaslanması	72
Tablo 2.6. 4iter260CX anteninin yapılandırılması sonucu elde edilen rezonans frekanslar bantları	76
Tablo 2.7. 4iter260CXv2 anteninin yapılandırılması sonucu elde edilen rezonans frekans bantları	76
Tablo 2.8. 5iter260CX anteninin yapılandırılması sonucu elde edilen rezonans frekans bantları	79

SEMBOLLER DİZİNİ

ARC	: Anten yapılandırma kontrolörü
a_{eff}	: Antenin etkin kenar uzunluğu
arg	: Sembol faz açısı
APD	: Çığ fotodiyot
B	: Manyetik alan vektörü
B_{opt}	: Tek yan bant 3 dB bant genişliği
BW	: Bant genişliği
BER	: Bit Hata Oranı
c	: Boşluktaki ışık hızı
c_{mn}	: Verici çıkışındaki m. sembol n. alt taşıyıcıya karşılık gelen bileşen
c'_{mn}	: Alıcıda girişindeki m. sembol n. alt taşıyıcıya karşılık gelen bileşen
c_{mn}^{fs}	: Alıcıda denkleştirmeden sonra m. sembol n. alt taşıyıcıya karşılık
CR	: Bilişsel radyo
$C_c(t)$: OFDM için alt taşıyıcının zamanla değişen genliği
CO-OFDM	: Koherent Optik OFDM
CP	: Çevrimsel Önek
DDO	: Duran dalga oranı
DFT	: Ayrık Fourier dönüşümü
D	: Anten yöneltimi
D_t	: Kromatik dispersiyon parametresi
E	: Elektrik alan vektörü
$E_c(t)$: Optik taşıyıcı dalga alanı

$E(t)$: Zamanla değişen elektrik alan
E_g	: Bant aralığı enerjisi
eV	: Elektronvolt
e_t	: Anten verimi
e_{iy}	: İletkenlik yalıtkanlık anten verimini
e_y	: Yansımaya ilşikin anten verim
exp	: Deneysel çalışma
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü
F(M)	: Aşırı gürültü faktörü
f_L	: Lazer frekansı
f_n	: OFDM sembolündeki n. alt taşıyıcı frekansı
f_s	: Örnekleme frekansı
G	: Anten kazancı
GI	: Güvenlik aralığı
GDK	: Geri dönüş kaybı
IDFT	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
IEEE	: Elektrik-Elektronik Mühendisleri Enstitüsü
IF	: Ara Frekans
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
H	: Manyetik alan şiddeti
h	: Anten boyu
h_p	: Plank sabiti
h_n	: Kanalın frekans tepkisinin n. alt taşıyıcı bileşeni
h_y	: Yalıtkan kalınlığı
ICI	: Taşıyıcılar Arası Girişim
ISI	: Semboller Arası Girişim

J	: Akım yoğunluğu
K_m	: Modülasyon sabiti
k_B	: Boltzman sabiti
L	: Link uzunluğu
L_{max}	: Maksimum link mesafesi
LMS	: En küçük ortalama karesel algoritması
L_p	: Lineer polarizeli mod
M	: Çarpım faktörü
MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı
n	: Ortamın kırılma indisi
n_{mn}	: m. sembol n. alt taşıyıcıya ait gürültü bileşeni
NRZ	: Sıfıra Dönüşsüz Anahtarlama
N_{SC}	: OFDM için alt taşıyıcı sayısı
N_{SD}	: OFDM için veri alt taşıyıcı sayısı
N_{SEMBOL}	: OFDM sembol sayısı
NSP	: OFDM için pilot alt taşıyıcı sayısı
OFDM	: Dikgen Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
OOK	: Açık –Kapalı Anahtarlama
OTR	: Optik-RF modülasyon
CSI	: Kanal durum bilgisi
PSO	: Parçacık sürü optimizasyonu
QPSK	: Quadratür Faz Kaydırmalı Anahtarlama
P_{is}	: Anten ışınma gücü
P_k	: Anten kayıp gücü
P_b	: Anten besleme gücü
r	: Veri hızı

R	: Fotodiyot hassasiyeti
R_r	: Anten ışıma direnci
R_k	: Anten kayıp direnci
RAU	: Uzak anten ünitesi
RF	: Radyo Frekansı
RoF	: Fiber üzerinden radyo haberleşmesi
RTO	: RF–Optik modülasyon
RZ	: Sıfıra dönmeli anahtarlama
SDR	: Yazılım tabanlı radyo
sim	: Benzetim çalışması
SNR	: İşaret/Gürültü Oranı
SSMF	: Standart Tek Modlu Fiber
$S(t)$: Modüle edilecek elektriksel sinyal
TCP	: Çevrimsel önek süresi
TE	: Enine Elektrik Alan
TM	: Enine Manyetik Alan
T_s	: Örnekleme periyodu
T_{SYM}	: OFDM sembol süresi
T_U	: Faydalı sembol süresi
U	: Işıma şiddeti
$U_0(\theta, \phi)$: Yönsemez bir antenin ışıma yeğinliği
v	: Fiber ortamında ışık hızı
VSWR	: Voltaj duran dalga oranı
WAN	: Geniş Alan Ağı
Z_a	: Anten giriş empedansı
Z_i	: Kaynak empedansı

$\bar{\varphi}_i$: Alıcıda kestirilen sabit lazer faz sürüklenmesi
φ_0	: Zamanla değişmeyen sabit faz terimi
$\varphi(t)$: Zamanla değişen faz terimi
φ_m	: m. sembol için lazer faz sürüklenmesi
$\varphi_c(t)$: OFDM için alt taşıyıcının zamanla değişen fazı
$\varphi_{D(n)}$: Kromatik dispersiyon kaynaklı rastgele değişen faz terimi
λ_{LD}	: Lazer dalga boyu
α	: Anten Flare açısı
α_{fiber}	: Fiber zayıflatması
β	: Faz sabiti
β_2	: Grup hızı dispersiyon parametresi
Γ	: Yansıma katsayısı
$\nabla \times$: Rotasyonel
$\nabla \cdot$: Diverjans
ϵ_o	: Ortamın bağıl dielektrik sabiti
ϵ_{eff}	: Etkin yalıtkanlık katsayısı
μ_o	: Ortamın bağıl manyetik geçirgenliği
ρ_v	: Hacimsel yük yoğunluğu
Δf	: Frekans aralığı
Δf_L	: Lazer bant genişliği
$\Delta \lambda$: Dalga boyu aralığı
$\Delta \lambda_L$: Lazer dalga boyu aralığı
σ	: Darbe yayılımı
σ_m	: Materyal kromatik dispersiyon kaynaklı etkin darbe yayılımı
σ_s	: Modlar arası dispersiyon kaynaklı etkin darbe yayılımı

- δ_{mm} : Kroneker delta fonksiyonu
- δ : Scale faktörü
- ξ : Scale faktörün çarpmaya göre tersi
- 16PSK : 16- Faz kaydırmalı anahtarlama

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Yüksek hızlı haberleşme sistemleri için önemli bir gereksinim olan frekans verimliliği, özellikle artan frekans ihtiyacı düşünüldüğünde son yıllarda araştırmacıların ve mühendislerin üzerinde çalışması gereken güncel bir problem haline gelmiştir. Bu çalışmaların bir sonucu olarak ortaya atılan bilişsel radyo, frekans verimliliğini önemli ölçüde artırmaktadır. Üzerinde günümüzde de yoğun çalışmalar yapılan bilişsel radyo, en genel haliyle, haberleşme bandındaki kullanılmayan frekansları, o frekansın varsa lisanslı sahibi kullanmaya başlayana kadar kullanıp sonrasında terk etme ya da ortak kullanma prensibine göre çalışmaktadır. Böylelikle frekans verimliliği artmaktadır. Gelecek nesil haberleşme sistemi olarak öngörülen bilişsel radyonun belirli bir band içerisinde kalma koşulu ile farklı frekanslarda haberleşme yapma gereksiniminden dolayı kullanıma sunulmadan önce çözülmeyi bekleyen pek çok problemi bulunmaktadır. Bunlardan bir tanesi de her frekans için farklı yapıda ya da boyda anten bulundurma gereksinimidir. Bu sorunun çözümü için kullanılacak antenin dinamik olarak karakteristiğini değiştirebilme özelliğine sahip olması gerekmektedir. Gelecekteki hız gereksinimleri de düşünüldüğünde, yakın zamanda önerilen Cognitive Wireless Local Area Network over Fibers (CWLANoF) [1] yöntemi, bilişsel radyoyu fiber optik haberleşme ile birleştirerek verimliliği ve hızı yüksek bir haberleşmeye imkan vermektedir. Yakın zamanda yapılan çalışmalar gelecekte bilişsel radyonun çok bandlı bir mimariye de olanak sağlayacağını göstermektedir [2]. Bu amaçla RoF tabanlı çok bandlı bilişsel radyo sistemleri için çok bandlı yapısı ve uygun boyutları nedeniyle Sierpinski fraktal antenin uygun bir çözüm olacağı düşünülmüş ve bu doktora çalışması bu motivasyon ile hazırlanmıştır. Antenin frekans yapılandırması için değişik yapılandırma teknikleri incelenmiş olup bozucu etkisi en az olan ve Fiber üzerinden Radyo (Radio over Fiber, RoF) sistemi ile uyumlu optiksel yapılandırmanın uygun bir çözüm olduğu öngörülmüştür. Bilişsel radyonun önemli bir parametresi olan kanal durum bilgisi (CSI) [3] ve spektrum delikleri, antenin yeniden yapılandırma sürecinde hangi frekansların uygun olduğunun belirlenmesinde kullanılmakta ve anten yapılandırma kontrolörü (ARC) için bir giriş parametresi olmaktadır.

Anten yapılandırmasında elektromekanik, elektronik ve optik anahtarlama sistemleri günümüzde bu alanda çalışan araştırmacıların sıklıkla tercih ettiği yöntemlerin öne çıkanlarıdır. Silikon anahtarlar ile yapılabilen optiksel yapılandırmada, optik anahtarların hızlı olması ve iletken barındırmaması anten empedansı ve ışıma diyagramını değiştiren bozucu etkileri azaltmaktadır. Bu nedenlerden dolayı anten yapılandırması için tercih edilebilir bir yöntem olduğu açıktır [4, 5, 6]. Bu alanda yapılan çalışmalar son zamanlarda başlamış olup günümüzde de devam etmektedir. Optik anahtarlar kullanılarak yapılandırılan ve bilişsel radyo için önerilen anten tasarımları 2011 yılında yayımlanan makaleler ile sunulmuştur [7, 8]. Çalışmalarda da optik anahtarlar kullanılmış ve spektrum sezme anteni ile yeni bir geometri sunulmuştur. Anteni döndürerek oluşturulan yapılandırmanın optik anahtarlama ile birlikte sunulduğu çalışmada ise yine geniş bandlı bir sezici anten ile yapılandırılan haberleşme anteni aynı dielektrik malzeme üzerinde oluşturulmuştur [9]. Optiksel yapılandırma farklı elektromanyetik sistemler için daha önce kullanılmış olsa da [4, 5, 6, 7, 8, 9, 10] Sierpinski fraktal anteni için daha önceki çalışmalarda kullanılmamıştır. Bu alandaki ilk çalışma 2012 yılında 37. International Conference on Telecommunications and Signal Processing adlı konferansta yayımlandıktan sonra daha da geliştirilerek Telecommunication Systems dergisinde yayınlanmak üzere kabul edilmiştir [11]. Öte yandan fraktal sistemlerin anten boyutlarında oluşturduğu dikkat çekici küçültme etkisi, mobil uygulamalarda bir avantaj olarak kullanılabilir. Antenlerin yeniden yapılandırılması, bilişsel radyonun CSI parametresinden gelen bilgi ile gerçekleştirilebilir. Ancak antenin bu boş frekansta rezonansa gelebilmesi için hangi optik anahtarların açılması gerektiğinin belirlenmesinde iki değişik yöntem kullanılmıştır. Bunlardan birincisi bir look up tablosu kullanmak, ikincisi ise optimizasyon yapmaktır. Literatür araştırması yapıldığında bilişsel radyo ile ilgili anten çalışmalarının çok güncel bir konu olduğu görülmektedir. Her ne kadar yeniden yapılandırılabilir antenler 2000’li yılların başlarında RF-MEMS ya da PIN diyot gibi değişik yapıda anahtarlar ile denenmiş olsa da [12, 13], bilişsel radyo amacıyla tasarlanan antenler ancak 2007 yılında ortaya çıkmaya başlamıştır. Yazılım tabanlı radyonun (SDR) bilişsel radyonun temelini oluşturduğu düşünüldüğünde, 2007 yılında bir sempozyumda yayımlanan “Reconfigurable antennas for SDR and cognitive radio” isimli çalışma bilişsel radyo ile ilgili ilk anten çalışmalarındandır [14]. Bu çalışmada 5 farklı radyo bandı için iki değişik anten önerilmiştir. Aynı yıl yayımlanan bir başka çalışmada adaptif anten dizisi kullanılarak anten ışıma örüntüsü yapılandırılmıştır [15]. Yapılandırma tekniği MEMS olan, 2008

yılında yayımlanan çalışmada ise 5 bandlı sistemler için bir çözüm sunulmuştur [16]. Bu alandaki çalışmalar, 2008 yılında bilişsel radyo anteni için hangi gereksinimlerin olduğunu araştıran bir makale ile devam etmiş [17] ve 2009 yılında yayımlanan makalede belirtilen iki antenli sistem ile değişik bir bakış açısı kazanmıştır [18]. Burada geniş bandlı anten 3-11 GHz arasında spektrum sezme işlemini gerçekleştirirken dar bandlı anten ise haberleşmeyi 5.15 -5.35 GHz bandında gerçekleştirmektedir. Aynı yıl yayımlanan benzer makalede yine iki antenli bir bilişsel radyo anteni önerilmiştir [19]. Bu çalışmada spektrum sezme için yaklaşık olarak aynı band kullanılmış ve haberleşme için kullanılan band genişletilmiştir. Yine 2009 yılında PIFA anteni SDR için yapılandırılmış ve yeni bir yöntem önerilmiştir [20]. PIFA antenler için gerçekleştirilen bir yapılandırma çalışmasında yeniden yapılandırılabilir antenlerin bilişsel radyo için kullanılabilirliği yorumlanmıştır [21]. Dar bantlı haberleşme için kullanan ve spektrum sezme anteni ile birlikte bütünleşik bir anten oluşturan çalışmalar 2009 yılında yayımlanmıştır [22, 23]. Geniş bandlı yama antenini (5-7GHz) PIN diyotlar kullanarak yapılandıran çalışma da aynı yıl yayımlanmıştır [24]. 2010 yılında yayımlanan bir diğer çalışmada benzer şekilde iki antenli sistemler üzerine çalışılmış ve üç bandlı yapılandırma önerilmiştir [25]. Baz istasyonları için dört bandlı yapılandırılabilir bir anten ise 2010 yılında yayımlanmıştır [26]. Spektrum sezme üzerine yoğunlaşılacak bu yıllarda, çoklu anten yapılarının kullanımı önerilmiş ve değişik yaklaşımlar sunulmuştur [27, 28, 29, 30, 31]. Benzer çalışmalar 2012 ve sonraki yıllarda da devam etmiş olup yapılan bir diğer çalışmada bilişsel radyo antenlerinin gereksinimleri belirtilmiştir. Çalışmada yeniden yapılandırılabilir antenlerin önemine özellikle vurgu yapılmıştır [32]. Daha sonraki yıllarda bilişsel radyo anteni ile ilgili çalışmalar daha da hız kazanmış ve sadece frekans değil polarizasyon [33] ve ışına örüntüsü yapılandırması [34] ile ilgili çalışmalar da sunulmuştur. Bir başka çalışmada sadece UWB anten tasarlanmış ve bilişsel radyonun spektrum sezme uygulaması için önerilmiştir [35]. Değişik geometri ile iki antenin tek bir yalıtkan malzeme üzerine bastırılmasıyla oluşan dört anahtarlı bilişsel radyo anteni, 8.2-10.6 GHz arasında çalışmak üzere tasarlanmış ve test edilmiştir [36]. Bir başka çalışmada GaAs FET kullanılarak yapılan bilişsel radyo anteninde, besleme hattı için önerilen tekniğin anten ışın diyagramını etkilemediği belirtilmiş ve bu çalışmada yapılandırılan anten, spektrum sezme anteninin bir parçası şeklinde tasarlanmıştır [37]. Antenler üzerine daha önceden de bilinen hüzme şekillendirme sistemleri de çok kullanıcı *underlay* bilişsel radyo uygulamalarının performanslarını artırmak için uygulanmaktadır [38, 39]. Hüzme şekillendirmenin MIMO destekli bilişsel radyo için de önerildiği

bilinmektedir [40]. Önerilen çalışmada ikincil kullanıcının kapasitesini sınırlı güçler için artırmak hedeflenmiştir. Malzeme açısından bakılan çalışmalarda ise optimum performansın elde edilebilmesi için hangi malzemelerin anten yapılandırmasında kullanılacağı konusu irdelenmiş ve değişik anten konfigürasyonları önerilmiştir [41]. Bilişsel radyo için önerilen anten yapılandırma çalışmalarından bir diğerinde 5-6 GHz arasını haberleşme için kullanan bir slot anten ve geniş band antenden oluşan sistem yayımlanmıştır. Varaktor diyot kullanılan bu çalışmada önerilen antenin boyutları üzerine vurgu yapılmıştır [42]. Daha önceden bilinen bir anten tipi olan Vivaldi anten ise 4.9-6.0 GHz bandında bilişsel radyo haberleşmesi için önerilmiştir [43]. Uzun zamandır literatürde olan bir başka Yagi-Uda anteni de bilişsel radyo için denenmiş ve yayımlanmıştır [44]. Çalışmada varaktor diyotlar kullanılmış ve UHF bandı önerilmiştir. Geniş bantlı bilişsel radyo uygulamaları için üç çentikli yapılandırılabilir anten tasarımı, 2013 yılında yayımlanmıştır. Bu çalışmada önerilen anten 3.1-14 GHz arasında ışına yapmakla birlikte bazı lisanslı bandlar için sunduğu yüksek S_{11} sayesinde girişimi minimum seviyeye indirmektedir [45]. Aynı yıl içerisinde özel uygulamalar için hareket algılayıcılar ile anten frekansını değiştiren radyo sistemi yayımlanmıştır. Özellikle askeri alanlar için düşünülen sistem, IR LED ile aktive edilmektedir [46]. PIN diyotların kullanıldığı bir başka çalışmada, modifiye edilmiş bir monopol anten 2.39-3.0 GHz bandında bilişsel radyo için önerilmiştir [47]. Bilişsel radyo için önerilebilecek bir başka çalışmada, dalga kılavuzu kullanılarak polarizasyon yapılandırması için önerilen anten ile dairesel ve lineer polarizasyona sahip ışına örüntüleri elde edilmiştir [48]. Çalışmada frekansın yeniden yapılandırması söz konusudur. Parçacık sürü optimizasyonunu (PSO) kullanarak slot uzunluğunu değiştiren ve böylelikle frekans yapılandırmasını gerçekleştiren bilişsel radyo çalışması, yama antenler için gerçekleştirilmiştir [49]. Optiksel yapılandırmaya farklı bir bakış açısı sunan bir diğer bilişsel radyo anteni çalışmasında, anahtarların besleme hattına yerleştirilmesiyle kullanılan optik güç miktarlarının azaltılacağı öne sürülmüştür [50]. 2014 yılında yayımlanan bir başka çalışma ile filtre ve anten kelimelerini birleştirerek “*filtennas*” tanımı yapılmış ve bilişsel radyo uygulamaları için 3.9-4.5 GHz arasında ayarlanabilir band geçiren filtre yapısı ile anten yapılandırılmıştır [51].

Gerçekleştirilen bu doktora çalışmasının öncelikli amacı, bilişsel radyonun anlık ihtiyaç duyduğu boş frekans bandı içerisinde haberleşmeyi sağlaması için o frekans bandına göre farklı yapıda ve boyda anten kullanma zorunluluğunu ortadan kaldırmaktır. Bu amaç doğrultusunda çalışmada, yeniden yapılandırma teknikleri kullanılarak önerilen

bilişsel radyo anteninin bazı ışımaya özellikleri değiştirilmektedir. Diğer bir amaç ise veri hızını maksimum seviyeye çıkarabilmek için RoF sistemi üzerinden çok bantlı bilişsel radyo sistemini destekleyen çok bantlı bir anteni tasarlamak ve minimum boyutlarda gerçekleştirmektir. Fraktal antenlerin tercih edilmesindeki en büyük neden de budur. Ayrıca literatürde bulunan Sierpinski fraktal anteni ile ilgili teorik çalışmalar irdelenmiş ve bu antenlerin rezonans frekans ifadelerini elde etmek için yeni bir yöntem önerilmiştir. Tasarlanan anten ile merkezi birim arasında yüksek hız gereksinimi nedeniyle RoF sistemi önerilmiştir. Bu nedenle yüksek hız için RoF sisteminin benzetimi ve performansı da incelenmiştir.

Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde bilişsel radyo anten sisteminin spektrum sezme ve haberleşme için ayrı iki antenden oluşmasının uygun olacağı görülmektedir. Bunlardan birincisi spektrumun sezilmesi ve boş frekansların belirlenmesi amacıyla kullanılmaktadır. Burada kullanılacak banda göre standart bir geniş bantlı anten kullanılabilir. Ancak anten sisteminin ikinci kısmında ise istenen bandda rezonansa gelebilecek bir anten gereklidir. Yapılan bu çalışmada fiber üzerinden radyo haberleşmesi (RoF) tabanlı çok bantlı bilişsel radyo erişimi için önerilen yeniden yapılandırılmalı bilişsel radyo anteni, spektrumun sezilmesi için gerekli olan geniş bantlı anteni kapsamamaktadır. Önerilen anten spektrumun sezilmesi sonrasında yapılacak haberleşme için tasarlanmıştır.

1.2. Fiber Üzerinden Radyo Haberleşmesi

Günümüz iletişim teknolojisinin bel kemiğini oluşturan fiber optik haberleşme sistemlerinin verimli olarak kullanılmaya başlanması lazer ve fiber teknolojisindeki gelişmelerle mümkün olmuştur. 1966 yılında Kao ve Hockman tarafından yayımlanan makale ile fiberlerin haberleşmede kullanılma fikri daha da güçlenmiştir [52]. Daha sonraki yıllarda radyo sinyallerinin fiber optik kanallardan iletimi üzerine çalışmalar devam etmiş [53, 54] ve analog mikrodalga sinyallerinin fiber optik hat üzerinden iletimi gerçekleştirilmiştir [55, 56]. Lazer teknolojilerindeki gelişmeler ilerledikçe [57] haberleşme hızları ve performansları da artmaya başlamıştır [58]. Sonraki yıllarda hücreli sistemler içerisinde fiber optik hatların kullanılmasının avantajlı olacağı fikri ortaya atılmıştır [59, 60].

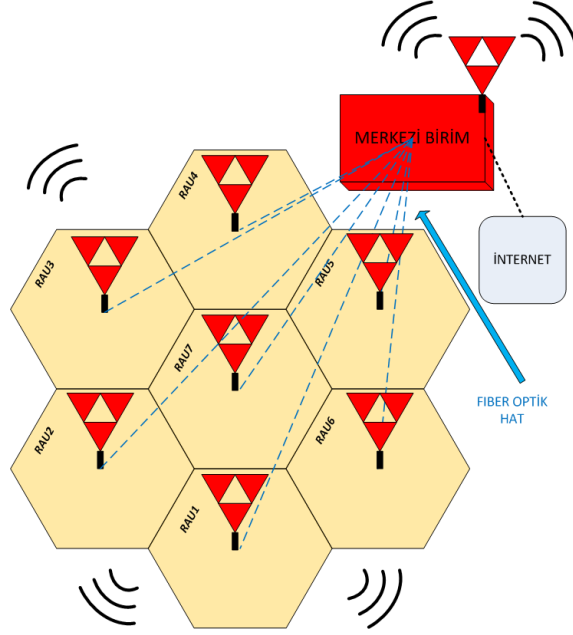
RoF sistemleri fiber üzerinden analog haberleşmeye imkan tanıyan ve böylelikle RF sinyalleri temel banda dönüştürmeden hücreli yapılanmaya göre uygun yerlere kolaylıkla

yüksek SNR, düşük BER, düşük dispersiyon ve zayıflatma ile iletmeye olanak sağlayan bir mimariye sahiptir. Fiber optik haberleşmede RoF sistemlerin yanısıra farklı sistemler de mevcuttur. Lazeri açıp kapatma (ON-OFF keying) suretiyle iletişime olanak sağlayan sistemler günümüz haberleşmesinde yoğun olarak kullanılmaktadır. RoF ve diğer sistemlerin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları olduğu durumlar bulunmaktadır. Bundan dolayı her iki sistemin de avantajlarının olduğu ortamlarda kullanılması gerekmektedir. Günümüzde RoF sistemleri; CATV, Uydu ve Fi-Wi (Fiber-Wireless) kablosuz haberleşme için önerilen uzak anten ünitelerinde (RAU) kullanılmaktayken, diğer sistemler lazeri açıp kapatma (ON-OFF keying) suretiyle, sayısal Synchronous Optical Network (SONET), Ethernet, Gbit Passive Optical Network (GPON) ve Ethernet Passive Optical Network (EPON) gibi fiber ağ sistemlerinde tercih edilmektedir.

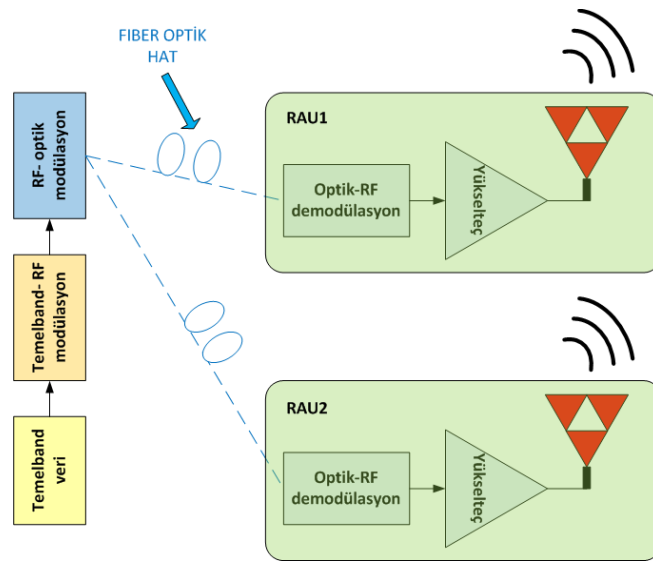
Elektriksel haberleşme sistemlerinin yüksek hızlı veri iletiminde yetersiz kalması, optik haberleşme sistemlerinin 60 GHz haberleşme standardı (IEEE 802.15.3c) için de uygulanmasının yolunu açmıştır [61]. OFDM tekniğinin MIMO ile birleştirilmesi sonucu 51 Gbps hıza ulaşılmış ve 60 GHz sistemindeki 7 GHz serbest band içerisinde 7bps/Hz spektral verimlilik elde edilmiştir [62]. 2014 yılında ise OFDM yerine single-sideband suppressed-carrier (SSB-SC) tekniği kullanılarak 12bps/Hz spektral verimlilik ile 60 GHz sistemindeki 7 GHz serbest band içerisinde 84 Gbps haberleşme hıza ulaşılmıştır [63]. Yarıiletken lazerlerin gelişmesi, fiber zayıflamalarının düşük seviyelere gelmesi ve yeni yöntemlerin ortaya çıkması yüksek hızlı haberleşme sistemlerinin gelişimine olanak sağlamaktadır. Bu doğrultuda son yıllarda uzak mesafe için önerilen haberleşme sistemlerinde CO-OFDM yöntemi ön plana çıkmıştır. CO-OFDM üzerine yapılan çalışmalar 2006 yılında başlamış ve fiber optik haberleşme sistemlerinde RZ, NRZ modülasyonlarının kullanıldığı direk modülatörlere karşı çok iyi bir alternatif olma noktasına gelmiştir [64, 65, 66, 67, 68, 69].

RoF sistemleri, yüksek hızlı data erişimi ihtiyacını karşılamak amacıyla RF sinyallerin fiber optik kablo üzerinden taşınmasıyla veri iletişimini gerçekleştirirken elektromanyetik girişim ve gürültü etkisinin minimuma indirilmesi, daha az karmaşık RF devre tasarımları gibi önemli avantajları da bünyesinde barındırmaktadır. Bu nedenden dolayı RoF sistemi WiMAX ve UMTS gibi günümüzde kullanılan hücresel kablosuz haberleşme standartlarında da kullanılmaya başlanmış ve gelecek nesil sistemler için de önerilmiştir [70, 71]. Şekil 1.1'de örnek bir RoF tabanlı kablosuz haberleşme sisteminin blok diyagramı verilmektedir. Blok diyagramda yedi adet uzak anten ünitesi (remote

antenna unit, RAU), merkezi birim ile RoF üzerinden haberleşmektedir. Şekil 1.1 ile verilen diyagramda bulunan RAU'ların içeriği ise Şekil 1.2'de verilmektedir. RAU'ya gelen optik sinyal Optik-RF demodülasyon yapılarak RF sinyale dönüştürülmektedir. Daha sonra RF sinyal, güç durumuna göre RF yükseltece aktarılmaktadır. RF yükselteç çıkışı ise sinyali antene aktarmakta ve optik sinyal RF olarak antenden uzaya yayılmaktadır.



Şekil 1.1. RoF tabanlı kablosuz haberleşme sistemi



Şekil 1.2. RoF tabanlı kablosuz haberleşme sisteminde merkezi birim ve RAU yapısı

1.2.1. RoF Mimarisi İçerisinde Kullanılan Donanımlar

RoF içerisinde bulunan donanımların çoğu, ışık eksenli çalıştığından ışığın fiziksel bazı özelliklerinden bahsetmek bütünlük açısından yararlı olacaktır.

Hızı, içerisinde bulunduğu ortamın kırılma indisine bağlı olarak değişen ışık boşlukta yaklaşık 3.10^8 m/s hızla ilerler. (1.1) ve (1.2) bağıntılarında c , boşluktaki ışık hızını; n , fiberin kırılma indisini; v , kırılma indisi n olan malzeme içerisindeki ışık hızını; f , frekansı ve λ , dalga boyunu ifade etmektedir [72, 73, 74].

$$v = \frac{c}{n} \quad (1.1)$$

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (1.2)$$

Optik domende band genişliği ifadesi için dalga boyu referansı kullanılmaktadır. Frekans domenindeki karşılığı Δf olan bir bandın optik domendeki karşılığı, dalga boyu aralığı $\Delta \lambda$ olmak üzere (1.3) denklemi ile verilmektedir [74]. Bu denkleme göre 1550 nm dalga boyunda, 0.8 nm aralığında bir dalga boyu aralığı 100 GHz değerinde bir frekans bandına karşılık gelmektedir.

$$\Delta f = \pm \frac{c}{\lambda^2} \Delta \lambda \quad (1.3)$$

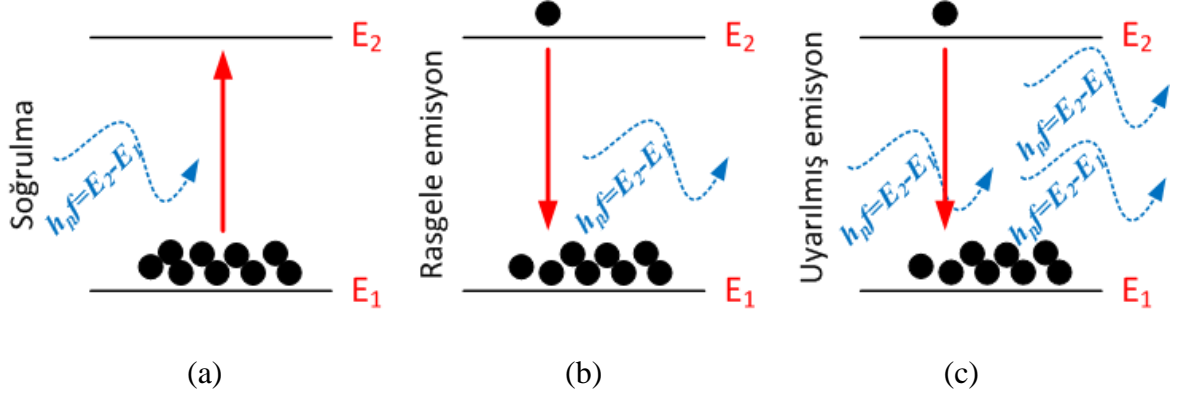
1.2.1.1. Optik Fiberler

RoF mimarisindeki önemli donanımlardan birisi şüphesiz optik fiberlerdir. Yüksek band genişliği ve düşük zayıflatma özelliği, elektromanyetik alanlardan etkilenmemeleri, tekrarlayıcı gereksiniminin daha az olması, belirli bir mesafeden sonra kanal başına düşen maliyetin bakır ya da koaksiyel kabloya göre daha düşük olması haberleşmede optik fiberlerin tercih sebebi olmasındaki önemli faktörlerden bazılarıdır. Değişik tip ve özellikte fiberler haberleşmede kullanılmaktadır. Ancak tek modlu cam fiberler hem düşük

dispersiyon (17ps/nm.km) hem de düşük zayıflatma özelliğinden dolayı (1550 nm için $\alpha_{\text{fiber}}=0.2$ dB/m) özellikle uzak mesafe haberleşmelerinde en yaygın kullanılan fiber çeşididir. Fiberlerin kullanıldığı RoF sistemlerinde modüle edilmiş veri RF katına çıkarıldıktan sonra RF-optik verici aracılığı ile seçilen en uygun fiber optik hat üzerinden optik alıcıya ulaştırılır. Optik-RF demodülatör ise optik işareti elektriksel işarete dönüştürüp antene ileterek sinyalin uygun frekansta uzaya yayılımını sağlar.

1.2.1.2. Lazer Diyotlar

Lazer terimi “Light amplification by stimulated emission of radiation” kelimelerinin baş harflerinden oluşmuştur. Lazerlerin yaydıkları ışığın evre uyumlu (coherent: yayılan ışık aynı dalga boyunda ve aynı fazda) olması ve LED'lere göre spektrumunun daha az yayılmış olması optik haberleşme sistemlerinde tercih edilmelerindeki en önemli nedendir. Optik haberleşmede sıklıkla Fabry-Perot (FP), Vertical Cavity Surface Emitting Laser (VCSEL) ve Distributed Feedback (DFB) lazerler kullanılmaktadır. Lazerlerin çalışma prensibi atom ile foton arasındaki ilişki ile açıklanmaktadır. Temelde bir foton ile atom arasındaki ilişki Şekil 1.3'de görüldüğü gibi üç şekilde açıklanır. Bunlar soğrulma, rasgele emisyon ve uyarılmış emisyon olarak adlandırılır. E_1 enerji seviyesindeki bir atom bir fotonu soğurduğunda E_2 enerji seviyesine çıkar. Belirli bir süre sonra E_2 seviyesindeki kararsız yapıdaki atom E_1 enerji seviyesine geri gelir ve (1.4) ifadesindeki gibi açığa enerjisi $h_p c / \lambda_{21}$ olan bir foton çıkarır. Bu olay rasgele emisyon olarak bilinmektedir. Eğer atom E_2 enerji seviyesindeyken enerjisi $h_p c / \lambda_{21}$ olan bir foton ile çarpışırsa enerjisi aynı olan aynı fazda bir başka fotonun yayılımına neden olur. Bu olay ise uyarılmış emisyon olarak adlandırılır. Kararlı durumda uyarılmış emisyon oranı ile rasgele emisyon oranının toplamı soğrulma oranına eşit olmaktadır [75]. Uyarılmış emisyonun foton açığa çıkarması ise yüksek enerji seviyesindeki elektron yoğunluğunun alçak enerji seviyesinden fazla olmasıyla gerçekleşir (population inversion). Bunun sağlanması için iki seviye yerine üç seviye lazerler kullanılır. Burada atomun üçüncü seviyedeki kalma süresi (lifetime) kısa olup esas yayılımın yapılacağı ikinci seviyede uzundur. Bu sayede yüksek enerji seviyesindeki atomların birikmesi ve uyarılmış emisyon ile lazerler oluşturulur.

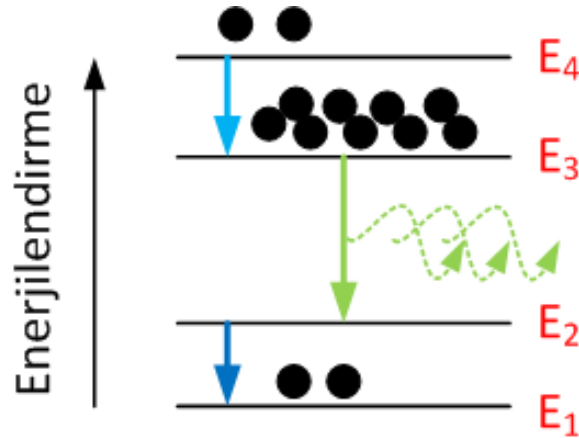


Şekil 1.3. Soğrulma (a), rasgele emisyon (b), uyarılmış emisyon (c)

$$h_p f = E_2 - E_1 = \frac{h_p c}{\lambda} \quad (1.4)$$

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp\left(-\frac{h_p f}{k_B T}\right) \quad (1.5)$$

E_1 ve E_2 ayırık enerji seviyesindeki elektronların sırasıyla N_1 ve N_2 olduğu düşünülürse kararlı durumda yukarıda (1.5) ile verilen Boltzman dağılımı geçerlidir ($N_1 > N_2$). Burada f ve λ sırasıyla frekans ve dalga boyunu, c ise boşluktaki ışık hızını göstermektedir. Lazerlerin çalışabilmeleri için yukarıdaki durumun tersine $N_2 > N_1$ durumunun sağlanması gerekir ki bu durum da ancak population inversion ile sağlanır. Bu amaç için günümüzde üç yerine dört enerji seviyeli lazerler de kullanılmaktadır. Şekil 1.4’de dört seviyeli lazer için enerji band aralığı örneği verilmiştir.



Şekil 1.4. Dört enerji seviyeli lazer oluşumu

Lazerlerin faz gürültüsü evre uyumlu alıcılarda düşünülmesi gereken bir etkidir. Doğrudan algılmalı alıcılarda ise bu durumun çok büyük bir etkisi olmamaktadır [73]. Lazerlerde ışığın evre uyumlu olması, uyarılmış (stimulated) yayılımla gerçekleşir. Ancak lazerlerde ek olarak kendi kendine olan (spontaneous) yayılım da gerçekleşebilmektedir. İstenmeyen bu durum, (1.6) ile verilen lazerlerin matematiksel modelinde de görülen ve dikkate alınması gereken bir husustur [73].

$$E(t) = |E| e^{j\phi_0} e^{j\phi(t)} e^{j2\pi f_{LD} t} \quad (1.6)$$

(1.6) denkleminde $E(t)$ yayılan optik dalganın lazer çıkışındaki elektrik alan ifadesini; $\phi(t)$, kendi kendine olan faz değişimini; ϕ_0 , zamanla değişmeyen sabit faz bileşenini; f_{LD} ise yayılım yaptığı frekansı göstermektedir [73]. Lazerlerin yayılım yaptıkları dalga boyu, üretildikleri malzemenin yapısına bağlıdır. Malzemenin band aralık enerjisi ile açığa çıkan ışık arasında ilişki (1.7) denklemiyle verilmektedir.

$$\lambda = \frac{1.244}{E_g} \quad (1.7)$$

Bu denklemde E_g , eV cinsinden band aralığı enerjisidir. Örnek olarak Ga, Al ve As elementlerinin belirli oranlarda karışımı ile elde edilen bir bileşikte, $E_g = 1.51$ eV elde edildiğinde buna ilişkin üretilen ışığın dalga boyu $\lambda=0.82$ μm olacaktır [72]. Tablo 1.1 ile ışık üreten yarıiletken bileşikler ve üretilen ışığın dalga boyları verilmektedir.

Tablo 1.1. Işık üreten bazı yarıiletken bileşikler [75]

Malzeme	Dalga boyu (nm)
$\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{As}_{1-y}\text{P}_y$	1100-1600
$\text{Ga}_{0.47}\text{In}_{0.53}\text{As}$	1550
$\text{Ga}_{0.27}\text{In}_{0.73}\text{As}_{0.63}\text{P}_{0.37}$	1300
GaP	690
$\text{GaAs}_{0.6}\text{P}_{0.4}$	660
$\text{GaAs}_{0.4}\text{P}_{0.6}$	620

Tablo 1.1 içerisindeki bileşikler fiber optik haberleşmede sıklıkla kullanılan dalga boyları için verilmiştir. Bunların dışında kullanılan bileşikler de mevcuttur.

1.2.1.3. Fotodiyotlar

RoF sistemlerinde fiber optik hattın sonunda bulunan optik alıcıların en önemli bileşenleri fotodiyotlardır. Alıcı içerisinde filtre ve düşük gürültülü yükselteç de bulunabilmektedir. Fotodiyotlar, fiberden gelen optik sinyali elektriksel sinyale dönüştürürler. Haberleşmede optik alıcılar içerisinde PIN (Positive-Intrinsic-Negative fotodiyot) ya da APD (Avalanche fotodiyot) tipi fotodiyotlar kullanılmaktadır [73].

(1.8) eşitliğinde fotodiyotların önemli bir parametresi olan hassasiyetin hesaplanmasında kullanılan matematiksel ifade A/W cinsinden verilmektedir. Hassasiyet, birim giriş gücüne karşılık üretilen akım olarak ifade edilir ve R ile gösterilir. M değeri APD için bir ortalama kazanç katsayısıdır ve PIN fotodiyotlar için 1 değerini alır. (1.8) eşitliğinde kullanılan e elektron yüküdür. η ise kuantum verimidir (quantum efficiency) ve (1.9) ile hesaplanır. I_p saniyede üretilen elektron-delik çifti ve P_r saniyede gelen foton sayısını ifade etmektedir [73].

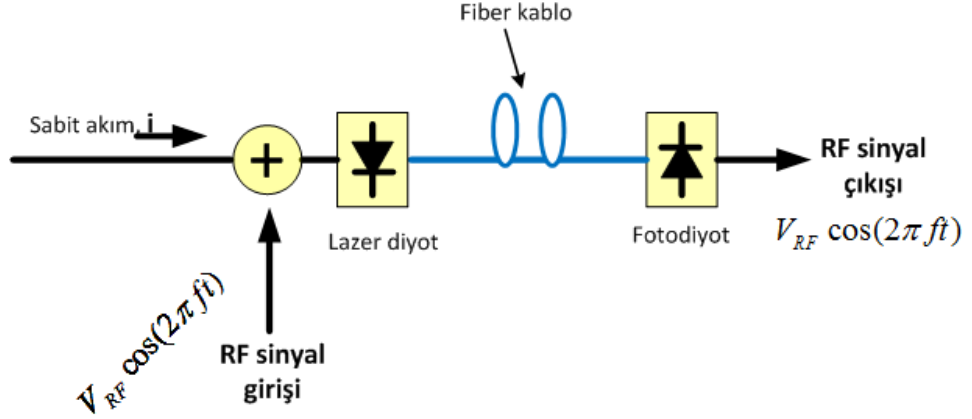
$$R = \frac{I_0}{P_0} = \frac{M \cdot e \cdot \eta}{h_p \cdot f} \quad (1.8)$$

$$\eta = \frac{I_p}{P_r} \quad (1.9)$$

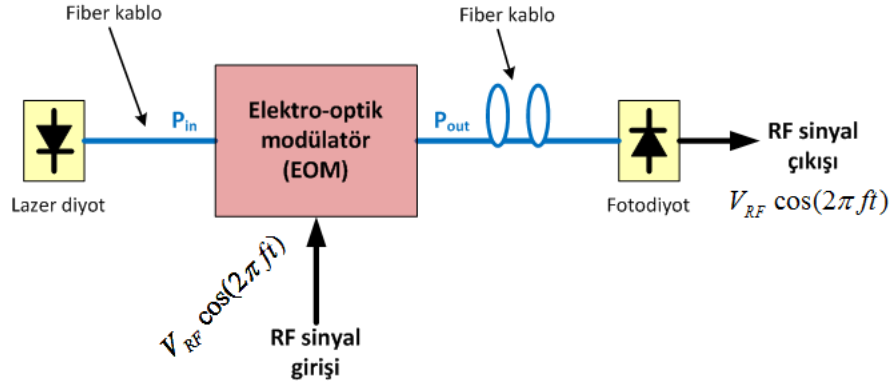
1.2.1.4. Optik Modülatörler

Optik modülatörler, içerisinde bulunan lazerler aracılığı ile elektriksel işareti optik işarete dönüştürür. Yapılacak modülasyon türüne ve iletilecek bilgiye göre verici lazerin genliği, fazı ya da frekansı değiştirilir. Böylece modüle edilmiş elektriksel sinyal, optik frekanslara kaydırılır. Çalışma prensibi, içerisinde bulunan kristalin (Lithium Niobate, LiNbO3) kırılma indisinin uygulanan elektrik alanın doğrusal bir fonksiyonu olması (Pockel effect) ile açıklanabilmektedir. Uygulanan elektrik alan nedeniyle ışık hızında oluşan değişim, sinyalin fazında değişime neden olmaktadır. Modülatörler, direk ve harici olarak sınıflandırılmaktadır. Şekil 1.5 ile verilen direk modülatörlerde bilgi sinyali DC akıma bindirilir ve bu akım lazeri modüle eder. Direk modülatörlerin basit yapısı vardır,

frekans cıvıdaması (chirping) oluşumu nedeniyle sınırlı band genişliği imkanı sunarlar. Elektriksel modülasyon tipi OOK (RZ ya da NRZ) olduğunda direk modülatörler daha fazla tercih edilirler. Şekil 1.6'da gösterilen harici modülatörlerde ise frekans cıvıdaması oluşumu çok daha azdır ve yüksek band genişliği imkanı sunarlar. Elektro-optik modülatörler (EOM), faz ya da genlik modülatörü olarak tasarlanabilirler.



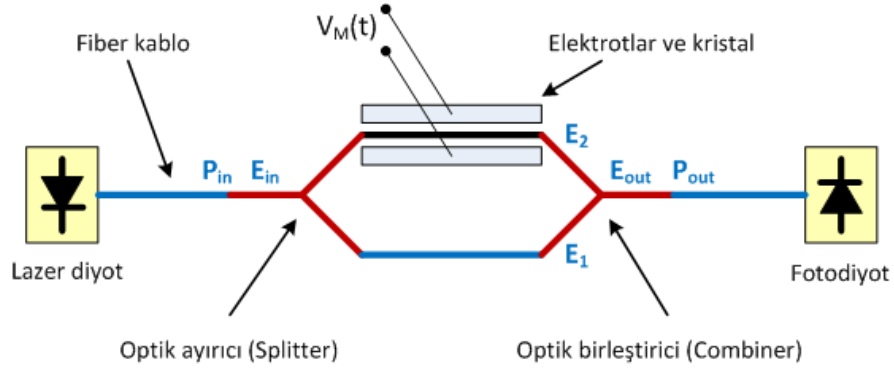
Şekil 1.5. Direk modülatörler



Şekil 1.6. Harici modülatörler

Yüksek hız ve uzak mesafe haberleşmesindeki avantajları nedeniyle harici modülatörler optik haberleşmenin önemli donanımlarındandır. Son zamanlarda Elektro-optik polimer üzerine yapılan araştırmalar yoğunlaşmakta ve LiNbO₃ yerine *in house materials* adı verilen bazı polimerlerin tercih edileceği öngörülmektedir. Daha düşük V_{π} gerilimi ve frekans chirp özelliği elektro-optik polimer modülatörlerin avantajlarındandır [76, 77]. Günümüzde ise harici modülatörlerin en sık kullanılanı, Mach Zehnder modülatörlerdir [78, 79]. Son yıllarda Mach Zehnder modülatörlerin silikon malzeme

kullanılarak tasarımı ilgi çekmektedir. Yapılan bir bilimsel çalışmada Si-MZM ve LiNbO3-MZM performans kıyaslamaları yapılmış ve silisyumun iyi bir alternatif olacağı gösterilmiştir [80]. Aşağıda Şekil 1.7’de görüldüğü gibi genlik modülasyonu Mach Zehnder modülatörü ile yapılabilmektedir. Çalışma prensibine göre, gelen ışık, ışın ayırıcı ile iki kola ayrılır. Kollardan bir tanesine faz modülatörü uygulanır. Kollar birleştirici ile birleştirilince genlik modülatörü oluşmuş olur. Mach-Zehnder modülatörle ilgili denklemler (1.10-1.14) ile verilmektedir [81].



Şekil 1.7. Mach-Zehnder modülatör

$$E_{out} = \frac{\sqrt{2}}{2} (E_1 e^{j\varphi_1} + E_2 e^{j\varphi_2}) \quad (1.10)$$

$$P_{in} = E_1^2 + E_2^2 \quad (1.11)$$

$$P_{out} = |E_{out}|^2 = \frac{1}{2} (E_1^2 + E_2^2 + 2E_1 E_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)) \quad (1.12)$$

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \Delta\varphi + \varphi_0 \quad (1.13)$$

$$T_{MZI} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{2} (1 + b \cos(\Delta\varphi + \varphi_0)) \quad (1.14)$$

$$b = \frac{2E_1 E_2}{E_1^2 + E_2^2} \quad (1.15)$$

$$E_1 = E_2 \quad (1.16)$$

$$b = 1, \varphi_0 = 0 \quad (1.17)$$

$$T_{MZI} = \frac{1}{2} (1 + \cos(\Delta\varphi)) = \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \quad (1.18)$$

Yukarıda E_{in} , modülatörün girişine gelen alanı; E_{out} , modülatörden çıkan alanı; E_1 , modülatörün faz gecikmesi olmayan koldaki alanın genliğini; E_2 , modülatörün faz gecikmesi olan kolundaki koldaki alanın genliğini; P_{in} , modülatörün girişine gelen gücü; P_{out} , modülatörden çıkan gücü; b , dengesizlik faktörünü ve T_{MZI} , Mach Zehnder modülatörün transfer fonksiyonunu ifade etmektedir. (1.15) ile verilen dengesizlik faktörü, gerilim uygulanmadığı durum için oluşan φ_0 faz farkı ve optik alan genlikleri ile ilgili (1.16-1.17) şartları sağlandığında, modülatörün transfer fonksiyonu (1.18) ile ifade edilebilir. Bu ifade, modülatöre gelen optik sinyaller arasında modülatör çıkışında bir faz gecikmesi olduğunda çıkış optik sinyalinin genliğinin bu faz farkına bağlı olacağını göstermektedir.

1.2.1.5. Optik Demodülatörler

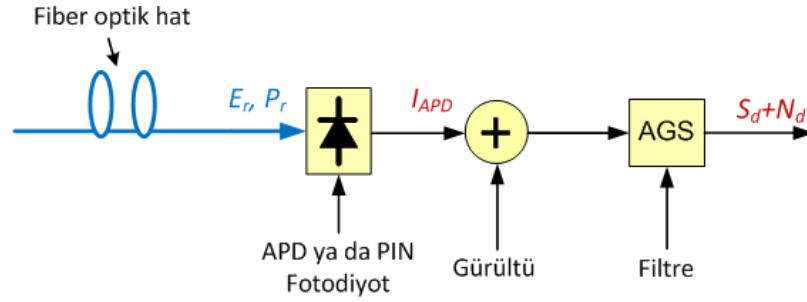
Fiber optik hattın sonunda, gelen sinyallerin kullanıcıya ulaşması için optik alıcı içerisinde demodülatörlere ihtiyaç vardır. Bu amaçla evre uyumlu (coherent) ya da evre uyumsuz (incoherent) sistemler sıklıkla kullanılmaktadır. Evre uyumlu ve evre uyumsuz sistemlerin her ikisinde de fotodiyot akımı (1.19)'daki ifade de görüldüğü gibi gelen alanın karesiyle ve böylece alınan optik güç P_r ile doğrudan orantılıdır [72, 73, 74].

Optik evre uyumsuz demodülatör yapısı Şekil 1.8'de gösterilmektedir. Bu tip demodülatörlerde fiberden gelen optik sinyaller fotodiyot vasıtası ile elektriksel sinyale dönüştürülür. Gürültü de içeren bu sinyal, elektriksel olup filtreleme benzeri işlemler ile veriye dönüştürülür. Fotodiyot çıkışından alınan akım, sinyal ve gürültü gücü sırasıyla (1.20), (1.21) ve (1.22) denklemleri ile verilmektedir. Bu gürültü bileşenleri, yükselteçler ve dirençlerden oluşan termal gürültü G_{th} , fotodiyotun karanlık akımı ve alınan güç ile doğru orantılı G_{dark} ve fotodiyot kuantum (shot) gürültüsü G_{ds} , G_{cs} olarak sıralanabilir.

Gürültü bileşenlerindeki d ve c indisi, evre uyumsuz ve evre uyumlu demodülatörleri simgelemektedir. Aşırı gürültü faktörü, uygulamaların çoğunda (excess noise factor) $F(M)$, (1.23) bağıntısı ile hesaplanır. Ayrıca bu denklemden x fotodiyot yarı iletken maddesine bağlı bir katsayıdır. BW kullanılan alçak geçiren filtrenin çift yan band genişliği olarak kabul edilirse işaret gürültü oranı (1.24) denkleminde hesaplanır [72, 73, 74].

$$I_{APD} \sim E_r^2 \sim P_r \quad (1.19)$$

$$I_{APD} = RMP_r \quad (1.20)$$



Şekil 1.8. Optik evre uyumsuz demodülatör

$$S_d = (I_{APD})^2 = R^2 M^2 P_r^2 \quad (1.21)$$

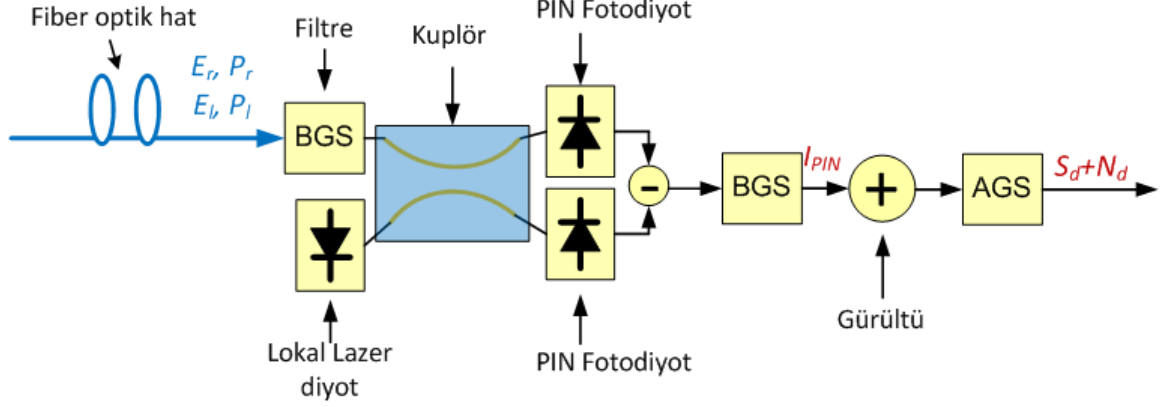
$$N_d = (G_{ds} + G_{dark} + G_{th}) \cdot BW = e \cdot M^{2+x} (R \cdot P_r + I_{dark}) B + G_{th} \cdot BW \quad (1.22)$$

$$F(M) = M^x \quad (1.23)$$

$$SNR = \frac{(R \cdot M \cdot P_r)^2}{e \cdot M^{2+x} (R \cdot P_r + I_{dark}) B + G_{th} \cdot BW} \quad (1.24)$$

Optik evre uyumlu demodülatörlerde Şekil 1.9’da verilen blok diyagramında da görüldüğü gibi alıcı tarafta da bir optik sinyal üretici (lazer) ve optik koplör bulunur. Fiberden alınan optik sinyal filtreden sonra koplörün bir koluna iletilirken diğer kola lokal lazer diyot bağlanır. Bu iki sinyal, optik koplör vasıtasıyla birleştirilir ve fotodiyot

yüzeyinde karıştırılır. Gelen optik sinyalin dalga boyu, alıcıdaki lazerin dalga boyu ile aynı ise bu durumda demodülatör, homodin evre uyumlu olarak adlandırılır. Eğer dalga boyları arasında farklılık varsa optik demodülatör, heterodin evre uyumlu olarak adlandırılır.



Şekil 1.9. Optik evre uyumlu demodülatör

Evre uyumlu demodülatörlerde (1.25) denkleminde de görüldüğü gibi fotodiyot akımını üç bileşen oluşturmaktadır. Bu tip demodülatörlerde demodülatör, homodin evre uyumlu ise çıkışta oluşan sinyal temel band işareti olur ve 3. bileşen oluşmaz. Heterodin evre uyumlu demodülatörde ise alınan optik sinyalin frekansı ile alıcıdaki lazerin ürettiği optik frekans arasındaki farka eşit olan IF frekansı oluşur. Fotodiyotun ürettiği 1. ve 2. bileşenler, filtreleme ve benzeri yöntemlerle yok edilir. Evre uyumlu demodülatörlerde diyot akımı (1.25) denklemi ile, sinyal gücü (1.26) denklemi ile, gürültü gücü (1.27) denklemi ile ve işaret gürültü oranı (1.28) denklemiyle hesaplanır.

$$I_{PIN} = R(P_r + P_l + 2\sqrt{P_r \cdot P_l}) \quad (1.25)$$

$$S_c = 4.R^2.P_r.P_l \quad (1.26)$$

$$N_c = (G_{cs} + G_{dark} + G_{th}).B = e.(R.P_l + I_{dark}).B + G_{th}.BW \quad (1.27)$$

$$SNR = \frac{4.R^2.P_r.P_l}{e.(R_0.P_l + I_{dark}).BW + G_{th}.BW} \quad (1.28)$$

Gürültü gücü hesaplamalarında, sadece alıcıdaki lazerin ürettiği sinyalin kullanılmasının nedeni, gelen optik sinyalin fiber kabloda zayıflayarak alıcıya ulaşması ve dolayısıyla alınan optik sinyalin demodülatörde lokal lazer ile üretilenden çok daha zayıf olmasıdır. Evre uyumlu optik sistemler, alıcıdaki güçten bağımsız gürültü seviyesine sahip olması nedeniyle doğrudan algılamalı optik sistemlere göre avantajlıdır. Ancak evre uyumlu optik sistemlerde oluşan lazer faz gürültüsü, bu avantajın yanında dikkat edilmesi gereken bir dezavantaj olarak bulunmaktadır [72, 73, 74].

1.2.2. RoF Hatlarda Dispersiyon Etkisi

Fiber optik iletişimde, uzak mesafelere ya da yüksek veri hızına erişimde sınırlayıcı etkilerden birinin, alıcı tarafta yüksek hızlarda sinyaller arası girişime neden olan dispersiyon olduğu rahatlıkla söylenebilir. Bu nedenden ötürü dispersiyon, fiber optik haberleşmede, tasarımda dikkate alınması gereken önemli bir parametredir. Dispersiyonun değişik fiber tipleri için farklı çeşitleri vardır. Mesela çok modlu fiberlerde dispersiyon, farklı modların farklı zamanlarda fiberin sonuna ulaşmasından ötürü oluşan yayılmanın bir sonucudur.

Bu çalışmada yüksek hız ve mesafe için tek modlu fiber kullanıldığından çok modlu fiberlerdeki dispersiyon üzerinde durulmayacaktır. Tek modlu fiberlerde oluşan dispersiyon, kromatik dispersiyon ve polarizasyon mod dispersiyonudur (PMD). (1.29) ve (1.30) denklemleriyle fiber optik haberleşmeye olan etkisi matematiksel olarak verilen PMD, ışığın kılavuzlandığı fiber malzemesinin çiftkırılım (birefringence) özelliğini barındırmasından dolayı oluşmaktadır. Fiber optik hat girişinde ilerleyen modun, haberleşme dalga boyunda yayılma yönüne dik olarak aynı düzlemde birbirine dik iki bileşeni vardır. Fiber kablonun çiftkırılım özelliği nedeniyle kesit yüzeyinde yatay ve düşey eksen boyunca kırılma indisi sabit değildir. Bu değişkenlik, ışığın hattın başında birbirine dik olan mod bileşenlerinin hat boyunca farklı hızlarda ilerlemelerinden dolayı hattın sonunda ayrılmasına neden olacaktır. Bu olay PMD olarak bilinmektedir. Kromatik dispersiyona göre etkisi oldukça düşük olan PMD, özellikle uzak mesafe fiber hatlarda dikkate alınması gereken bir parametredir [52, 53].

$$\Delta T_{PMD} = D_{PMD} \sqrt{L} \quad (1.29)$$

$$D_{PMD} = 0.05 ps\sqrt{km} \quad (1.30)$$

Kromatik dispersiyonun malzeme (material), dalga kılavuzu (waveguide) ve profil (profile) dispersiyonu olmak üzere üç bileşeni vardır. Bu bileşenlerden profil dispersiyonu ve dalga boyu dispersiyonu, malzeme dispersiyonu ile zıt etki oluştururlar. Bu nedenle spektrumda dispersiyonun sıfır olduğu dalga boyu oluşabilmektedir. Kromatik dispersiyonu oluşturan bileşenlerden malzeme dispersiyonunun nedeni, fiber optik kablunun kırılma indisinin haberleşme dalga boyunun bir fonksiyonu olmasından kaynaklanmaktadır. Buna göre lazer ışığı içerisindeki farklı dalga boyundaki spektral bileşenler farklı gecikmelerle hat sonuna ulaşarak malzeme dispersiyonunu oluşturmaktadırlar. Dalga kılavuzu dispersiyonunda ise ışığın ilerlediği iki bölüm olan çekirdek (core) ve kaplama (cladding) bölgesinin farklı kırılma indisine sahip olması neticesinde farklı dalga boylarında ışığın kaplama ve çekirdek bölgesindeki yoğunluk oranı değişir. Bu sonuç da dalga kılavuzu dispersiyonunun oluşmasına sebebiyet verir. Çekirdek ile kaplama arasındaki güç dağılım oranı, dalga boyunun bir fonksiyonudur. Ayrıca uzun dalga boyu kullanımında, ışığın kaplama bölgesinde bulunma oranı artmaktadır. Materyal kromatik dispersiyon olmasa dahi dalga boyunun değişimi fiberde yayılan güç dağılımının değişmesine ve sonuç olarak etkin kırılma indisinin ya da yayılım sabitinin değişmesine sebebiyet verip darbe yayılımına neden olacaktır. Profil (profile) dispersiyonu olarak isimlendirilen üçüncü bileşen ise çekirdek ve kaplamanın farklı kırılma indislerinden ötürü farklı malzeme dispersiyonuna maruz kalmaları sonucu oluşur. Üç bileşen içerisinde malzeme dispersiyonu en baskın olanıdır. Dispersiyonun dalga boyuna göre değişimi incelendiğinde kromatik dispersiyonun değişim grafiğinin malzeme dispersiyonuna yakın olduğu ortaya çıkmaktadır.

Dispersiyonun oluşum süreci matematiksel olarak açıklanırken faz ve grup hızı kavramlarının irdelenmesi gerekmektedir.

Tek dalga boyuna sahip bir ışık dalgası yayılırken sabit fazlı noktaların oluşturduğu yüzey olan dalga cephesinin ilerleme hızı, faz hızı ile belirlenir. (1.31) ile verilen v_p , faz hızını ifade eder ve boşlukta ışık hızına eşittir. Ancak en kaliteli lazerlerde bile tek dalga boyu içeren sinyal üretilmesi zor bir süreçtir ve böyle bir lazer piyasada bulunmamaktadır. Nitekim yapılan çalışmalarda incelenen 1550 nm'lik lazer spektrumunda, 10-20nm civarında bir yayılım gözlenmiştir. Bu nedenden dolayı optik haberleşme amacıyla kullanılan lazerler için faz hızı yerine farklı dalga boylu sinyallerin oluşturduğu dalga

paketinin hızını ifade eden grup hızı kavramını kullanmak daha doğru bir yaklaşımdır. Grup hızı v_g ile gösterilmekte olup (1.32) denklemiyle hesaplanmaktadır.

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (1.31)$$

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} \quad (1.32)$$

Optik fiberdeki çekirdek ve kaplamanın kırılma indislerinin n_1 ve n_2 olduğu ve etkin kırılma indisinin n olduğu kabulü ile ($n_1 > n > n_2$) faz hızı, (1.33) denklemi ile verildiğinde grup hızı, (1.34) denklemi ile ifade edilebilir. Burada n_g , (1.35) denkleminde verildiği gibi dalga boyuna ya da frekansa göre değişen kırılma indisini göstermektedir.

$$v_p = \frac{c}{n} \quad (1.33)$$

$$v_g = \frac{c}{n_g} \quad (1.34)$$

$$n_g = n + \omega \frac{dn}{d\omega} \quad (1.35)$$

Spektral band genişliği $\Delta\omega$ olan bir darbenin L km mesafe sonundaki genişlemesi ise yukarıdaki denklemler ışığında (1.36) denklemi ile hesaplanmaktadır. Burada β_2 grup hızı dispersiyon (GVD) parametresidir ve değişimi (1.37) ile verilmektedir. (1.38) ve (1.39) denklemleri (1.36) denkleminde yerine konursa (1.40) denklemi elde edilir. (1.40) denkleminde (1.32) ifadesi yerine yazılırsa (1.41) denklemi elde edilir. (1.41) denklemindeki D_T dispersiyon parametresi, ps/(nm.km) cinsinden kromatik dispersiyonu ifade eder ve belirlenmiş bir dalga boyu için sabittir. Bu değer bazı durumlarda sıfır olabilmektedir. Örnek olarak, standart tek modlu fiber optik hatlarda 1310 nm için $D_T=0$ olmasının nedeni – yönlü dalga boyu dispersiyonu ile + yönlü malzeme dispersiyonun 1308-1312 nm aralığında (bazı optik fiber kataloglarında aralık daha az olabilir)

birbirlerinin etkisini yok etmesinden kaynaklanmaktadır. Standart tek modlu fiber optik hattın 1550 nm civarında ise $D_t=17-18$ ps/(nm.km) olarak kataloglarda yer almaktadır. Genel olarak haberleşme için kullanılan C bandı (1528-1560 nm) ve L bandı (1566-1612 nm) için D_t parametresi, eğrisel olarak dalga boyu ile orantılı bir şekilde malzeme dispersiyonu eğrisini pozitif eğimle ve yaklaşık 2-4 ps/(nm.km) farkla takip etmektedir [52, 53].

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{V_g} \right) \Delta\omega = L \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \quad (1.36)$$

$$\beta_2 = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} \quad (1.37)$$

$$\omega = \frac{2\pi c}{\lambda} \quad (1.38)$$

$$\Delta\omega = \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \Delta\lambda \quad (1.39)$$

$$\Delta T = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{L}{V_g} \right) \Delta\lambda = D_t L \Delta\lambda \quad (1.40)$$

$$D_t = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{V_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (1.41)$$

1.2.3. Optik Fiberlerde Sinyal Zayıflaması

Haberleşmede optik fiberlerin kullanılmasının pek çok nedeni vardır. Fiber optik hattın çok yönlü sönümlenmeli frekans seçici bir kanal yerine frekans düz bir kanal gibi davranması, sürekli LOS (line of sight) olması ve yüksek veri hızı bu nedenlere örnek verilebilir. Fiber optik hatların en büyük avantajlarından bir diğeri de kablosuz haberleşmeye ya da metalik kablolarla oranla sinyalin vericiden alıcıya çok daha az bir

kayıpla ulaştırılabilmesidir. Bu nedenle zayıflama ya da transmisyon kayıpları, fiber optik haberleşmenin önemli parametrelerdendir. Yapılan araştırmalar, 1550 nm'nin fiber optik haberleşme için zayıflamanın en az olduğu dalga boyu olduğunu ortaya çıkarmıştır. Bu nedenle uzak mesafe haberleşmede sıklıkla bu dalga boyu tercih edilmektedir. Fiberlerin metalik kablolarla tercih edilmeye başlandığı zamanlarda kilometre başına düşen fiber zayıflaması hemen hemen metalik kablolarla aynı seviyelerde (5 dB/km) iken günümüzde bu oran 0,2 dB/km seviyelerindedir. Bu zayıflamanın ifadesi (1.42) denklemi ile verilmektedir [52, 53].

$$\alpha_{fiber} L = 10 \log \left(\frac{P_i}{P_o} \right) \quad (1.42)$$

(1.42) ifadesinde α_{fiber} , birim uzunluktaki hat için dB cinsinden zayıflamayı ve L , fiber uzunluğunu ifade etmektedir.

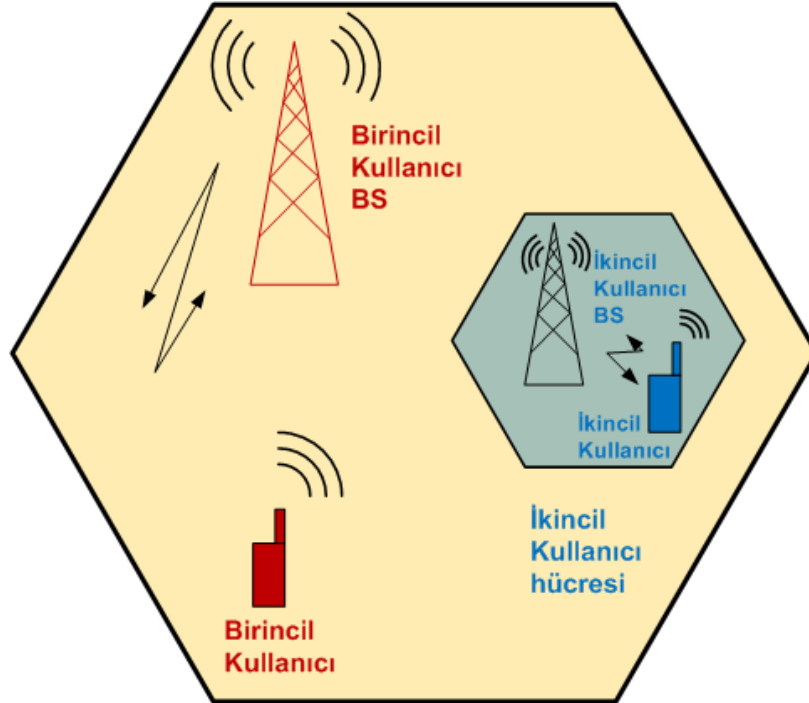
1.3. Bilişsel Radyo

Kablosuz haberleşme kanallarını kapsayan lisanslı elektromanyetik spektrum, belirli frekans aralıklarından oluşan bandlara bölünmüş durumdadır. Bu frekans bandları VHF (30–300 MHz) ve UHF (300–3000 MHz) bandında karasal analog yayın yapan radyo ve televizyon kanalları ile başlayıp, 800–3000 MHz bandında kablosuz internet ve haberleşme amaçlı yayın yapan lisanslı kanalları da kapsayarak daha boş olan 3–10 GHz arasındaki spektrumu da içermektedir [82]. Yapılan bilimsel çalışmalar, pek çok lisanslı frekans bandın azımsanmayacak ölçüde verimsiz kullanıldığını göstermektedir [82]. Günümüzde 3 GHz altındaki haberleşme sistemlerinin, 3–10 GHz arasındaki sistemlere göre daha yoğun olarak kullanıldığı bilinmektedir. Bunun yanında yoğun olarak kullanılan bazı frekansların bazı bölgelerde %85 oranında kullanıldığı, bazı bölgelerde bu ise oranın %15 seviyelerine kaldığı ölçülmüştür [83]. Kablosuz haberleşme standartlarının ivmeli güncellenme hızı da düşünüldüğünde spektrumun verimsiz kullanımının oluşturduğu sıkıntıların daha da artacağı açıktır. Nitekim yakın geçmişe kadar çok yaygın olarak kullanılan GSM standardı, yerini 3G standardına bırakmaktadır. WiMAX ve LTE ile 4G standardı ise 3G'nin yerini alacak ve bu değişim kullanıcıların hız ve güvenilirlik isteklerine göre hızlanacaktır. Bazı

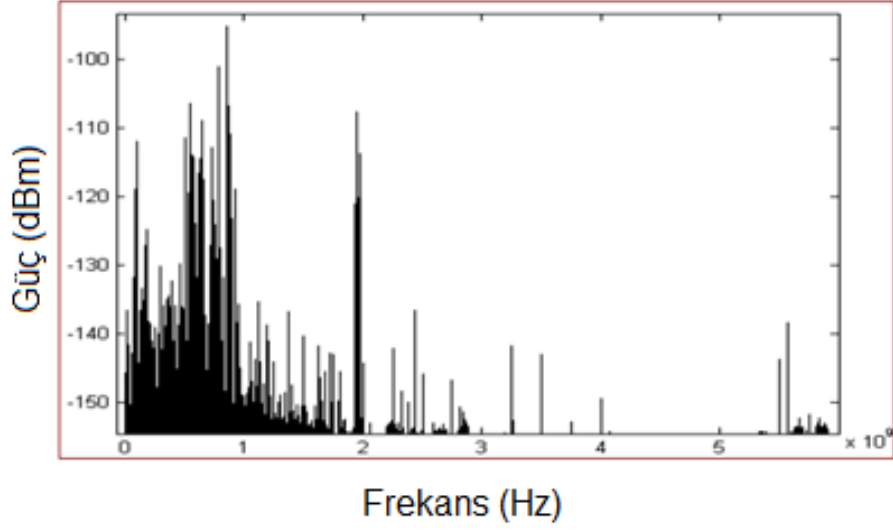
ülkelerde ise bu değişim daha hızlı olmuş ve buralarda WiMAX ve LTE çoktan kullanıma sunulmuştur. Sürekli yenilenen sistemler ise kullanılan frekans bandlarını sıkıştırmakta ve verimsiz kullanımına yol açmaktadır. Bu soruna bir çözüm olması amacıyla elektromanyetik spektrumun daha etkin ve verimli kullanılmasına olanak sağlayan, günümüzde de yoğun bir şekilde geliştirilmeye çalışılan, ayrıca gelecek nesil haberleşme sistemi olarak da önerilen bilişsel radyo (CR) haberleşme spektrumunu daha verimli kullanmak üzere önerilmiştir [84, 85, 86, 87, 88, 89]. Aslında bilişsel radyonun, yazılım tabanlı radyonun (SDR) gelişmiş bir versiyonu olduğu düşünülebilir. Çünkü SDR, yazılımsal olarak modülasyon, frekans ve dalga biçimleri değiştirilebilen bir haberleşme donanımına sahiptir. Bu durumda CR'yi çevresinden haberdar SDR olarak tanımlamak, aralarındaki ilişkiyi anlamak açısından yararlı olacaktır. Ayrıca Federal haberleşme komisyonunun yaptığı bilişsel radyo tanımı da aynı doğrultudadır. "Cognitive radio: A radio or system that senses its operational electromagnetic environment and can dynamically and autonomously adjust its radio operating parameters to modify system operation, such as maximize throughput, mitigate interference, facilitate interoperability, access secondary markets." [90]. Sonuç olarak CR, SDR'yi içerisinde barındıran ancak çevresindeki frekans spektrumunu sürekli tarayarak SDR'yi kontrol eden bir yapıya sahiptir. Bilişsel radyonun band verimliliğini artırmasının altında günümüzde kullanılan sabit frekans tahsisine yerine dinamik frekans tahsisinin tercih edilmesi yatmaktadır. Bilişsel radyo, sürekli boş olan ya da anlık olarak boş olan lisanslı ya da lisanssız bir frekans bandını, dinamik olarak bu frekans bandını değişebilme ya da lisanslı olan kullanıcı ile paylaşılabilme ilkesine dayanarak daha verimli kullanmayı hedeflemektedir. Son yıllarda bu yeni teknolojinin standartlaşma süreci başlamış ve IEEE 802.22 (WRAN) standardı oluşturulmuştur [91, 92]. Klasik bilişsel radyonun iyileştirilme süreci yeni fikirlerle desteklenmektedir. Bu anlamda bilişsel radyonun mimarı Joseph Mitola, önerdiği yeni bir yöntemle bilgi kalitesini artırmaya yönelik akıllı sistemler üzerine bir çalışma yapmıştır [93]. Bir başka çalışmada, iki lisanslı iki bilişsel radyo kullanıcısı olduğu durumdaki haberleşme stratejileri ve limitleri belirlenmiştir [94]. Bilişsel radyoyu alt sınıflara bölen çalışmalarda ise standart bir yapı oluşmuştur. Literatürde birincil kullanıcı (PU) ile ikincil kullanıcı (SU) arasındaki iletişim derecesine göre üç farklı yöntem üzerinde çalışmalar şekillenmektedir. Bunlar *interweave*, *underlay* ve *overlay* sistemlerdir [95]. *Interweave* bilişsel radyo, bunlar arasında en basit yapıya sahip olan yöntemdir. SU spektrumu sezerek PU'nun olmadığı durumda haberleşme yapabilmektedir. *Underlay* bilişsel radyo ise PU'nun varlığı

durumunda belirlenen bir rahatsızlık seviyesinin altında kalmak koşulu ile SU'nun haberleşme yapabilmesine olanak sağlamaktadır. *Overlay* sistemlerde ise PU ile SU arasında sıkı bir ilişki vardır ve spektrumun paylaşılması söz konusudur. *Overlay* sistemlerde PU ve SU arasında yüksek seviyeli bir işbirliği gerekmektedir. Üç yöntemde de SU'ların PU'lara olan etkisi değerlendirilmelidir [95]. Birinci yöntemde SU'lar sadece boş bir frekans bandı yakaladıklarında haberleşebilirler ve bunun için spektrumunu sürekli tarayıp kanalın durumunu kontrol etmek durumundadırlar. İkinci durumda ise SU, PU'yu etkilemeyecek eşik gücün altında kalmak koşulu ile PU'ların varlığında haberleşme yapabilmektedir. İki durumda da antenlerin yapılandırması bilişsel radyo için büyük önem arz etmektedir. Çok bandlı çok kullanıcılı *underlay* bilişsel radyo sistemlerinin performans limiti incelendiğinde PU ile SU arasında haberleşme hızı ve oluşan bozucu etki için bir avantaj/fayda-ikilemi olduğu ve bununla logaritmik bir ifadeye bağlı olduğu sonucuna varılmıştır [96, 97].

Örnek bir CR blok diyagramı aşağıda Şekil 1.10 ile verilmektedir. Şekilde PU ve SU aynı hücre içerisinde bulunmaktadır.



Şekil 1.10. Örnek CR blok diyagramı



Şekil 1.11. Berkeley Araştırma merkezinde bir spektrum ölçümü [98]

Ayrıca Şekil 1.11’de 0-3 GHz bandının çok yoğun olarak kullanıldığı ve bununla beraber 3-6 GHz bandının ise büyük bir kısmının boş olduğu görülmektedir [98]. Bu durumda spektrumun daha etkin kullanımı amacıyla bilişsel radyo, birincil kullanıcıların bandı kullanmadığı anlarda ikincil kullanıcılar olarak devreye girebilir. Birincil kullanıcı fark edildiğinde ise ikincil kullanıcı başka bir frekansta haberleşmeye devam edebilir. Kullanılabilecek frekans bandının belirlenmesi için bilişsel radyo sisteminin, çevresindeki spektrumu belirli aralıklarla taraması gerekmektedir. Özellikle Game teorisinin önerildiği spektrumun paylaşımı [99] ya da spektrum deliklerinin [100] kestirimi için çeşitli algoritmalar geliştirilmiş ve geliştirilmeye de devam edilmektedir [101, 102, 103, 104, 105, 106]. Ayrıca işbirlikçi spektrum sezme yöntemi, özellikle lisanslı birincil kullanıcıların tespiti için önerilmiştir [107, 108, 109]. Son zamanlarda spektrum verimliliğini daha da artırmak ve bilişsel radyo gereksinimlerini sağlamak amacıyla OFDM [110] ve LTE [111] fiziksel yapısı üzerine bilişsel radyo sistemini entegre eden çalışmalar da sunulmaktadır. Bilişsel radyoda *underlay* sistemler için verici gücünün sabit ve dinamik olduğu durumların incelendiği çalışmada, sembol hata oranına olumsuz etkisi ile birlikte, sabit güç profilinin data hızı açısından olumlu sonuç verdiği ispatlanmıştır [112]. Bilişsel radyonun donanım tasarımı ile ilgili gelişmeler de hızla ilerlemektedir. Bu bağlamda, yapılan bir çalışma da bilişsel radyonun önemli donanımlarından olan yükselteçlerin tasarımı konusunda gerçekleşmiştir [113]. Bu çalışmada 50 MHz ile 10 GHz arasında çalışan bir LNA (Low noise amplifier), CMOS teknolojisi ile üretilmiştir. Fiziksel katman, ağ katmanı ve MAC üzerine yapılan bir başka çalışma ise 2011 yılında yayımlanmıştır [114]. Bir

başka çalışmada SU'ların PU yoğunluğundan daha az etkilenmesi için önerilen yeni bir yöntem sunulmuştur. İkinci kullanıcının spektrumu tarama periyodu ile enerji konusundaki ikileme bir bakış açısı getiren çalışma 2013 yılında yayımlanmıştır [115]. Yapılan başka bir çalışmada ise kullanıcılar hareketli olduğunda boş spektrumların sürekli değiştiği durum incelenmiştir [116]. Bütün bu veriler dikkate alındığında, gelecek haberleşme standartlarının bilişsel radyoyu desteklemesi gereği ortaya çıkmaktadır. Son aylar içerisinde bilişsel radyo konulu akademik çalışmalarda özellikle spektrumun sezilmesi [117, 118, 119, 120], bilişsel radyonun güç ve enerji gereksinimleri ve optimizasyonları [121, 122, 123, 124, 125] ile OFDM tabanlı bilişsel radyo konuları [126, 127, 128, 129, 130, 131] sıklıkla yer bulmakta olup bu konular bilişsel radyo için güncelliklerini korumaktadır.

Kısaca listelemek gerekirse bir CR haberleşme sistemi, aşağıda verilen işlem basamaklarını sırasıyla yapmalıdır.

1. Kullanılabilecek elektromanyetik spektrumun belirlenmesi
2. Spektrumdaki en uygun kanalın belirlenmesi
3. Bu kanalın haberleşme bandı olarak belirlenmesi
4. Haberleşme donanımlarının bu kanal için yapılandırılması
5. Birincil kullanıcı tespit edildiğinde haberleşmenin bitirilmesi yada ortak kullanımı

Yukarıda da belirtildiği gibi bilişsel radyo sisteminin o frekans bandında iletişim yapabilmesi için haberleşme donanımlarının da buna uygun hale getirilmesi gerekmektedir. Bu bağlamda haberleşme sisteminin en önemli donanımlarından olan anten tasarımının da bilişsel radyonun ihtiyaçlarına uygun olarak yapılması kaçınılmazdır. Bilişsel radyonun spektrumu taraması için geniş bantlı bir alıcı antene ihtiyacı olduğu gibi, uygun bantın tespitinden sonra da haberleşmesi için yapılandırılabilir bir antene ihtiyacı vardır. RoF destekli çok bantlı bilişsel radyo sistemi ve bu sisteme uygun yeni bir yapılandırılabilir antenin tasarımı bu noktada önem kazanmıştır. Bu nedenle, bu doktora çalışmasında bilişsel radyonun anlık ihtiyaç duyduğu boş frekans bandı içerisinde haberleşmeyi sağlaması için o frekans bandına göre anten değiştirme zorunluluğunu ortadan kaldırmak ve yüksek hızlı haberleşmeyi destekleyecek bir sistem önermek üzerine yoğunlaşmıştır. Aksi halde istenen bandlara uygun çok sayıda anten bulundurma gereksinimi, bilişsel radyoyu uygulamada kullanılmaz hale getirecektir. Burada önerilen yöntemle bilişsel radyonun etkin kullanımını sınırlayan önemli sorunlardan biri ortadan kaldırılmış olacaktır.

1.4. Anten Teorisi

Antenler genel bir ifadeyle radyo dalgalarını yayan ya da alan metal elemanlar olarak tanımlanabilirler. Farklı bir tanımda ise antenler, boşluk ve dalga kılavuzu arasındaki geçiş elemanı olarak ifade edilmektedirler. Kılavuz, bir koaksiyel kablo ya da iletim borusu olabileceği gibi bir mikroşerit hat da olabilir. Diğer taraftan antenden yayılan sinyaller elektromanyetik dalgalarla ifade edilirler ve elektromanyetik dalgaların davranışları ya da herhangi bir ortamdaki yayılımı Maxwell denklemlerine bağlıdır. Aşağıda boşluk için geçerli olan Maxwell denklemleri verilmiştir. Denklemlerde E ve B sırasıyla elektrik ve manyetik alan vektörlerini; J , akım yoğunluğunu; ρ_v ise yük yoğunluğunu ifade etmektedir. $\nabla \times$ ve $\nabla \cdot$ operatörleri sırasıyla rotasyonel ve diverjansı ifade etmekte olup her bir koordinat sistemi için farklı şekilde tanımlanmaktadır. Yukarıdaki açıklamalar ışığında (1.43) denklemi, Amper yasasının Maxwell tarafından düzeltilmiş halini ifade etmektedir. (1.44), Faraday yasasıdır. (1.45), Gauss yasası ve (1.46) denklemi ise Manyetik alanda Gauss yasasını ifade etmektedir. Amper yasası, üzerinden akım geçen bir iletken telin etrafında oluşan manyetik alanın, telden geçen akıma bağlı olduğunu ifade etmektedir. Faraday yasası, bir iletken telden geçen zamanla değişen akımın yakınındaki bir diğer iletken telin uçlarında bir potansiyel fark oluşturduğunu, Gauss yasası ise kapalı bir hacmin içindeki toplam yük miktarının o hacimden dışarı çıkan toplam elektrik akısına eşit olduğunu ifade etmektedir [132].

$$\nabla \times \vec{B} = \mu_0 J + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (1.43)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.44)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho_v}{\epsilon_0} \quad (1.45)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.46)$$

ϕ , matematiksel bir fonksiyon ve A , bir vektör olmak üzere; Maxwell denklemlerinde kullanılan nabla operatörü, gradyan, diverjans ve rotasyonel sırasıyla (1.47), (1.48), (1.49) ve (1.50) ile ifade edilebilir [133].

$$\vec{\nabla} = \frac{\partial}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial}{\partial z} \hat{z} \quad (1.47)$$

$$\vec{\nabla} \phi = \frac{\partial \phi}{\partial x} \hat{x} + \frac{\partial \phi}{\partial y} \hat{y} + \frac{\partial \phi}{\partial z} \hat{z} \quad (1.48)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{A} = \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z} \quad (1.49)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{A} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ A_x & A_y & A_z \end{vmatrix} \quad (1.50)$$

Bir antenin belirli bir noktada oluşturduğu alan ifadelerinin çıkarılması için antenin üzerindeki akım dağılımının bilinmesi gerekir. Antenin, bileşeni olduğu haberleşme sistemine olan uygunluğu ise aşağıda alt başlıklar ile verilen kısımlarda açıklanmaktadır.

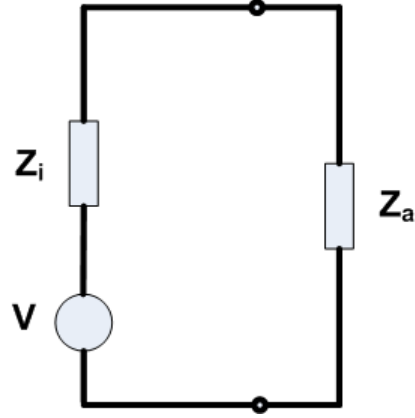
1.4.1. Anten Empedansı

Şekil 1.12 ile verilen eşdeğer devredeki antenin uçları arasındaki gerilimin akıma oranı, antenin giriş empedansına eşittir. (1.51), (1.52) ve (1.53) denklemleriyle verilen Z_a ve Z_i sırasıyla anten giriş ve kaynak empedansını göstermektedir. Denklemlerdeki R_r ve R_k sırasıyla antenin ışıma ve kayıp dirençlerini ifade etmektedir [134, 135].

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (1.51)$$

$$R_a = R_r + R_k \quad (1.52)$$

$$Z_i = R_i + jX_i \quad (1.53)$$



Şekil 1.12. Anten eşdeğer devresi

Şekil 1.12 ile verilen devrede dolaşan I akımı ve genliği (1.54) ve (1.55) ile hesaplanabilir. Bu durumda antenin ışıma ve kayıp direncine aktarılan güçler ise (1.56) ve (1.57) ile elde edilir. Burada P_{is} , ışımlanan gücü; P_k , kayıp gücü ifade etmektedir. Gücün geriye kalan kısmı P_i ise (1.58)'de görüldüğü gibi kaynaktan ısıya dönüşmektedir. Kaynaktan antene maksimum gücün aktarılabilmesi için empedans uygunluğunun sağlanması gerekmektedir. Bunun için (1.59) ve (1.60) koşulların sağlanması gerekmektedir. Bu koşullar sadece belirli bir frekans bandında sağlanır [135].

$$I = \frac{V}{Z_a + Z_i} = \frac{V}{(R_a + R_i) + j(X_a + X_i)} \quad (1.54)$$

$$|I| = \frac{V}{Z_a + Z_i} = \frac{V}{\sqrt{(R_a + R_i)^2 + (X_a + X_i)^2}} \quad (1.55)$$

$$P_{is} = \frac{1}{2} |I|^2 R_r = \frac{|V|^2 R_r}{2((R_a + R_i)^2 + (X_a + X_i)^2)} \quad (1.56)$$

$$P_k = \frac{1}{2} |I|^2 R_k = \frac{|V|^2 R_k}{2((R_a + R_i)^2 + (X_a + X_i)^2)} \quad (1.57)$$

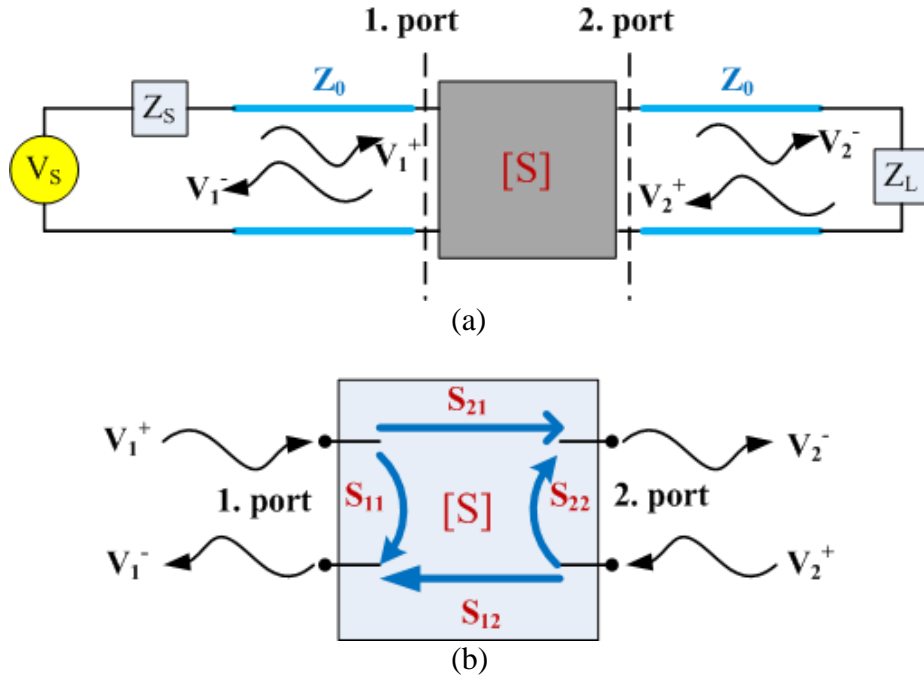
$$P_i = \frac{1}{2} |I|^2 R_i = \frac{|V|^2 R_i}{2 \left((R_a + R_i)^2 + (X_a + X_i)^2 \right)} \quad (1.58)$$

$$R_a = R_r + R_k = R_i \quad (1.59)$$

$$X_a = -X_i \quad (1.60)$$

1.4.2. Geri Dönüş Kaybı

Ger i dönüş kaybı (GDK), bir transmisyon hattından yüke doğru aktarılan gücün ne derece iletilebildiğinin bir ölçütüdür. Şekil 1.13 ile verilen blok diyagramlarda gelen ve yansıyan akım-gerilim değerleri ile transmisyon sistemlerinde oldukça yaygın olan S parametreleri verilmektedir. S parametreleri, (1.61) denklemi ile hesaplanmaktadır. GDK, yansıma katsayısı (Γ) ve duran dalga oranı (DDO), (1.62-1.64) denklemleri ile hesaplanmaktadır. Antenler için GDK değerinin çalışma bölgesinde -10 dB'nin altında olması istenir. Ancak GDK da frekansa bağılı bir parametredir ve sadece belirli bir frekans aralığında istenen değeri sağlar [133].



Şekil 1.13. İki kapılı hat örneği (a) ve S parametreleri (b)

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (1.61)$$

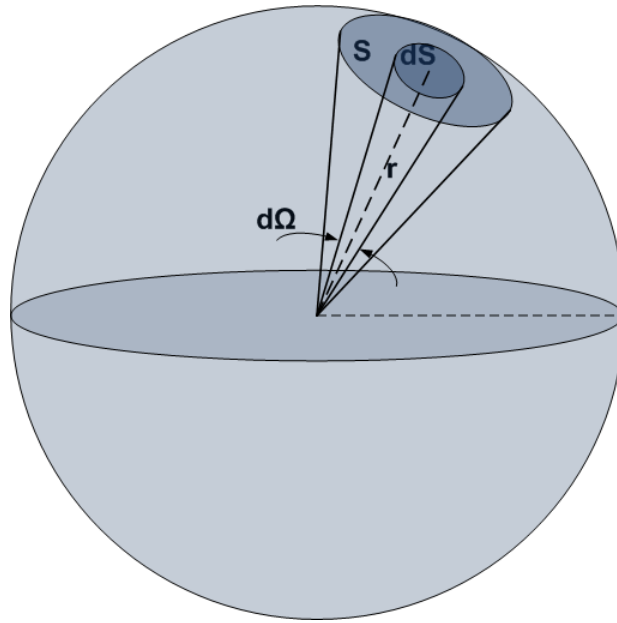
$$\Gamma_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (1.62)$$

$$GDK = -20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_i^+} \right| = -20 \log |\Gamma_i| \quad (1.63)$$

$$DDO = \frac{1 + |\Gamma_i|}{1 - |\Gamma_i|} \quad (1.64)$$

1.4.3. Katı Açı ve Işıma Şiddeti

Katı açı, ışıma şiddeti (U) ile ilişkili olduğundan antenin yaydığı P_{is} gücünün, açısal olarak hesaplanmasında önem arz etmektedir. (1.65-1.70) denklemleri ile hesabı yapılan U , (1.71) denkleminde yerine konarak antenin yaydığı gücün bulunmasında kullanılabilir. Şekil 1.14, birim katı açının bir temsilini göstermektedir [135].



Şekil 1.14. Birim katı açı

$$dS = r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad (1.65)$$

$$d\Omega = \sin \theta d\theta d\phi \quad (1.66)$$

$$d\Omega = \frac{dS}{r^2} \quad (1.67)$$

Burada S , m^2 cinsinden yüzey alanını; Ω , katı açığı ve r ise küre merkezi ile yüzey arasındaki mesafeyi ifade etmektedir.

Işıma şiddeti (U), $W/st-rad$ cinsinden birim katı açıda yayılan güçtür. Ayrıca W_{is} W/m^2 cinsinden ışırma yoğunluğunu ifade etmektedir.

$$dP_{is} = W_{is} dS \quad (1.68)$$

$$dP_{is} = r^2 W_{is} d\Omega \quad (1.69)$$

$$U = \frac{dP_{is}}{d\Omega} = r^2 W_{is} \quad (1.70)$$

$$P_{is} = \int_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.71)$$

1.4.4. Anten Yöneltilimi ve Kazancı

Anten kazancı (G), referans bir antene göre tanımlanmaktadır. Ancak bundan önce ortalama güç yoğunluğu (W_{ort}) ve yöneltilim (D) kavramları üzerinde durulacaktır. Ortalama güç yoğunluğu, W/m^2 cinsinden (1.72) denklemi ile hesaplanmaktadır. Denkleme göre elektromanyetik güç yoğunluğu, dalganın elektrik ve manyetik alan bileşenlerine bağlıdır. (1.73) denklemi ile de ortalama güç yoğunluğu ile yayılan gücün ilişkisi verilmektedir. Bu durumda (1.74) denkleminde verildiği gibi, $U_2(\theta, \phi)$ yönsemez bir antenin ışırma şiddeti ($U_0(\theta, \phi)$) olarak kabul edilirse, birinci antenin ışırma şiddeti $U_1(\theta, \phi)$ olmak üzere, anten yöneltilimi (1.75) denklemi ile verilmektedir [135].

$$W_{ort} = \frac{1}{2} \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*] \quad (1.72)$$

$$P_{is} = P_{ort} = \int_s W_{is} dS = \int_s W_{ort} \cdot \vec{n} da = \int_s \frac{1}{2} \text{Re}[\vec{E} \times \vec{H}^*] \cdot \vec{dS} \quad (1.73)$$

$$U_2 = U_0 = \frac{P_{is}}{4\pi} \quad (1.74)$$

$$D(\theta, \phi) = \frac{U_1(\theta, \phi)}{U_2(\theta, \phi)} = \frac{4\pi U_1(\theta, \phi)}{P_{is}} \quad (1.75)$$

Anten kazancı hesabı için yaydıkları güç yerine besleme güçleri eşit olan iki anten düşünelim. İkinci anten yine yönsemez kabul edilirse anten kazancı aşağıdaki gibi (1.76) ve (1.77) denklemleri ile hesaplanabilir.

$$U_2 = U_0 = \frac{P_b}{4\pi} \quad (1.76)$$

$$G = \frac{U_1(\theta, \phi)}{U_2(\theta, \phi)} = \frac{4\pi U_1(\theta, \phi)}{P_b} \quad (1.77)$$

1.4.5. Anten Verimi

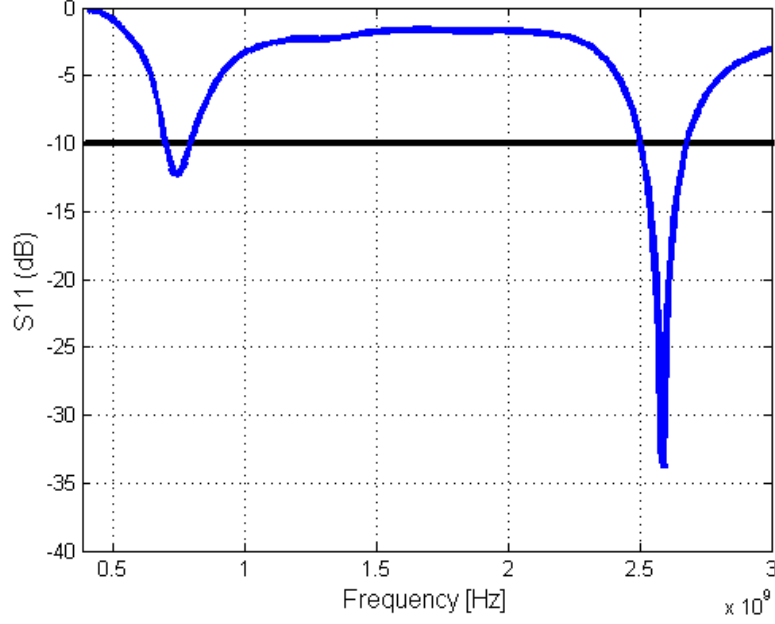
Antenin toplam verimi, iletkenlik yalıtkanlık verimi ile yansıma veriminin çarpımı şeklinde ifade edilebilir ve e_t ile gösterilir. Denklemlerde e_{iy} , iletkenlik yalıtkanlık verimini ve e_y ise anten ile hattın empedans uyumsuzluğundan kaynaklı yansıma ilişkili verimi ifade eder. Anten verimini ifade eden denklemler (1.78) ve (1.79) ile verilmektedir [135].

$$e_{iy} = \frac{P_{is}}{P_b} \quad (1.78)$$

$$e_t = e_{iy} e_y = e_{iy} (1 - |\Gamma|^2) \quad (1.79)$$

1.4.6. Anten Band Genişliği

Antenin band genişliği, antenin diğer parametrelerinin (empedans, geri dđnüş kaybı, ışım diyagramı, kazanç, verimlilik) kabul edilebilir seviyede olduğu frekans aralığıdır.



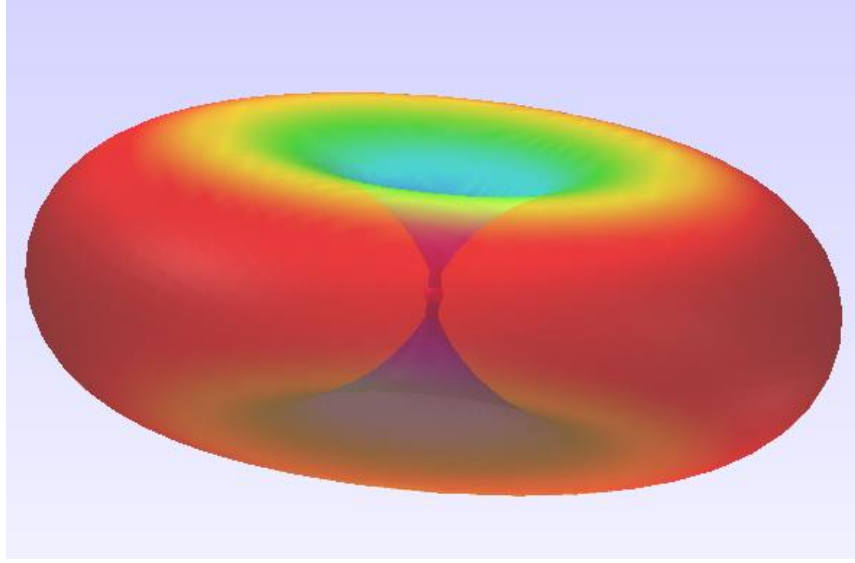
Şekil 1.15. Dual band LTE antenin S11 değişimi [136].

Genellikle bu şart (1.80) ile verilen S11 saçılım parametresiyle ilişkilendirilir. Şekil 1.15’de LTE için tasarlanan dual band anten için bu şartın iki frekansta sağlandığı görülmektedir.

$$S_{11}(f) \leq -10dB \quad (1.80)$$

1.4.7. Anten Işıma Örüntüsü

Işıma diyagramı, küresel koordinatların bir fonksiyonu olarak bir antenin ışım özelliklerinin grafiksel ya da matematiksel olarak ifadesidir. Şekil 1.16’da örnek olarak bir yarım dalga dipol antenin üç boyutlu ışım diyagramının benzetim sonucu elde edilmiştir. Ayrıca antenin θ ve ϕ ’ye bağlı yaklaşık elektrik ve magnetik alan ifadeleri de (1.81) ve (1.82) denklemleri ile verilmektedir [134].



Şekil 1.16. Yarım dalga dipol antenin üç boyutlu ışınma diyagramı

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right] \quad (1.81)$$

$$H_{\phi} \approx j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin \theta} \right] \quad (1.82)$$

1.4.8. Anten Polarizasyonu

Polarizasyon, haberleşme için önemli anten parametrelerinden biridir. Antenlerdeki polarizasyonu anlamak için elektromanyetik dalganın polarizasyonu üzerinden gidilmesi daha doğru olacaktır. Tanım olarak polarizasyon, elektromanyetik dalganın yayılımı esnasında elektrik alan vektörünün çizdiği yoldur. Antenler de elektromanyetik dalganın polarizasyonuna duyarlıdırlar. Özetle düşey olarak yerleştirilmiş bir anten, ancak düşey polarizeli bir elektromanyetik dalgayı algılayabilmektedir. Polarizasyon uyumsuzluklarında ise sinyalde uyumsuzluk ölçüsünde açısız olarak bir zayıflama olmaktadır.

Doğrusal, dairesel ve eliptik olmak üzere değişik üç tip polarizasyon yöntemi vardır. +z yönünde ilerleyen bir elektromanyetik dalganın polarizasyonu, dalganın elektrik alan bileşeninin vektörel ifadesindeki (1.83) ve (1.84) ile verilen E_x ve E_y bileşenlerinin genlikleri ve aralarındaki faz farkına göre belirlenebilir. Buna göre elektromanyetik alanın (1.85) ile verilen Elektrik alan bileşeni için doğrusal polarizasyonda, θ açısı π 'nin tam katlarıdır ve genliklerle ilgili bir sınır yoktur. Dairesel polarizasyonda faz farkı $\pi/2$ ve genlikler birbirlerine eşit olmalıdır. Son olarak eliptik polarizasyon durumunda ise faz farkı $\pi/2$, genlikler ise birbirinden farklı olmaktadır [133].

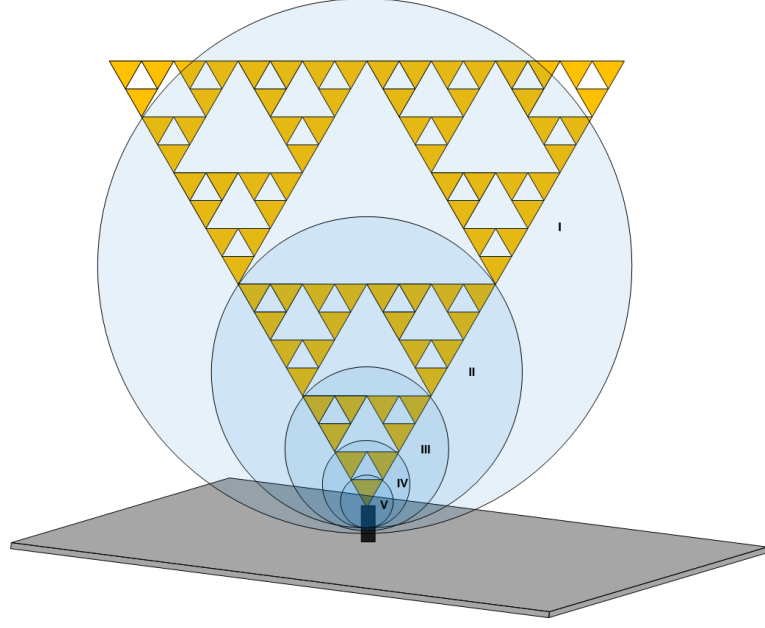
$$E_x(t) = A_x \cos(\omega t - \beta z) \quad (1.83)$$

$$E_y(t) = A_y \cos(\omega t - \beta z + \theta) \quad (1.84)$$

$$E(t) = A_x \cos(\omega t - \beta z) \hat{x} + A_y \cos(\omega t - \beta z + \theta) \hat{y} \quad (1.85)$$

1.5. Fraktal Antenler

Kendi doğal yapısından dolayı çok bandlı haberleşme imkanını küçük fiziksel boyutlarla sunan fraktal antenler, bu alanda çalışan araştırmacılar ve mühendisler için ilgi çeken bir konu olma özelliğini yıllardır korumaktadır. Haberleşme alanındaki yenilikler ve hız gereksinimleri, haberleşmenin en önemli donanımlarından birisi olan antenlerde de yeni gelişmelerin olmasını tetiklemektedir. Bu nedenden dolayı literatürde değişik pek çok fraktal anten üzerine incelemeler ve araştırmalar yapılmaktadır. Bu bağlamda, fiziksel olarak bow-tie antene olan benzerliği ve rezonans frekanslarının bazı yaklaşıklıklar ile elde edilebilmesi sebebiyle literatürde sıklıkla çalışılan fraktal antenlerden biri de Sierpinski fraktal antenidir. Şekil 1.17'de bu antenin beş iterasyonlu (beş frekans için rezonansa gelen) monopol yapısı, toprak düzleminde görülmektedir. Ancak beş iterasyonlu antenin yapılandırması için dört iterasyonlu antenden daha fazla optik ya da elektronik anahtara ihtiyaç duyulması nedeniyle yapılan çalışmalarda üç ve dört iterasyonlu antenler üzerinde yoğunlaşmıştır. Antenlerin deneysel ve benzetim sonuçları kıyaslanmış ve birbirleriyle uyum içerisinde oldukları gözlenmiştir. Ayrıca rezonans frekans hesabı için farklı bir yaklaşım önerilmiştir.



Şekil 1.17. Beş iterasyonlu Sierpinski fraktal anteni

Yapılan literatür çalışmaları incelenmiş ve Sierpinski antenin sadece iletken kullanıldığı durumu için teorik ve deneysel çalışmaların yetersiz olduğu, literatürde var olan çalışmaların ise birbirleri ile çelişen noktalarının olduğu gözlemlenmiştir. Bu nedenden dolayı yeni bir rezonans frekans hesaplama yöntemi de bu çalışmada önerilmiştir. Bu kısım, yapılan çalışmalar bölümünde detaylı bir şekilde açıklanmıştır.

1.6. Parçacık Sürü Optimizasyonu

PSO, 1995 yılında Kennedy ve Eberhart tarafından, balık ve kuş sürülerinin (bird flock and bird school) davranışlarından esinlenerek geliştirilmiş, bölgesel minimumlara yakınsama ihtimali benzer algoritmalara göre daha düşük olan bir algoritmadır [137, 138, 139]. Son zamanlarda haberleşme için yapılan kanal kestirimi [140] ve antenlerin optimizasyonu [141] uygulamalarında, hızlı yakınsama özelliği nedeniyle tercih sebebi olmuştur. PSO algoritmasındaki her parçacığın, kendine ait bir konum ve hız vektörü bulunmaktadır. PSO bünyesindeki parçacıklar, hız ve konum güncellemeleri ile sürekli haberleşme halindedirler. İterasyonlar süresince parçacıklar, o iterasyon için kendi en iyi değeri olan *pbest* ve sürünün en iyi değeri olan *gbest* değerine yakınsama eğilimindedirler. Parçacıklar, algoritma boyunca en iyi uygunluk fonksiyonu değerine sahip olan *gbest*

parçacığını takip etmektedirler. Algoritma, belirli bir iterasyon sayısında ya da belirli eşik değere ulaşıncaya sonlandırılır. Bu durumdaki $gbest$ değeri problemin çözümüdür.

$$v_i(k+1) = v_i(k) + c_1 \cdot rand_1(k)(pbest_i(k) - x_i(k)) + c_2 \cdot rand_2(k)(gbest_i(k) - x_i(k)) \quad (1.86)$$

$$x_i(k+1) = x_i(k) + v_i(k+1) \quad (1.87)$$

Yukarıdaki (1.86) ve (1.87) denklemlerinde v ve x sırasıyla hız ve konum vektörünü; i , parçacık indisini ve k , iterasyon indisini göstermektedir. $rand_1$ ve $rand_2$, parçacığın çözüm uzayında gezinmesini sağlayan 0 ile 1 arasında düzgün dağılımlı rastgele reel sayılardır. c_1 ve c_2 , öğrenme faktörleridir. Parçacığın kendi tecrübesine göre mi yoksa sürünün tecrübesine göre mi hareket edeceğini belirleyen katsayılarıdır. Çoğu uygulamada 0 ile 4 arasında değer almakta olup, genelde $c_1 = c_2 = 2$ seçilmektedir.

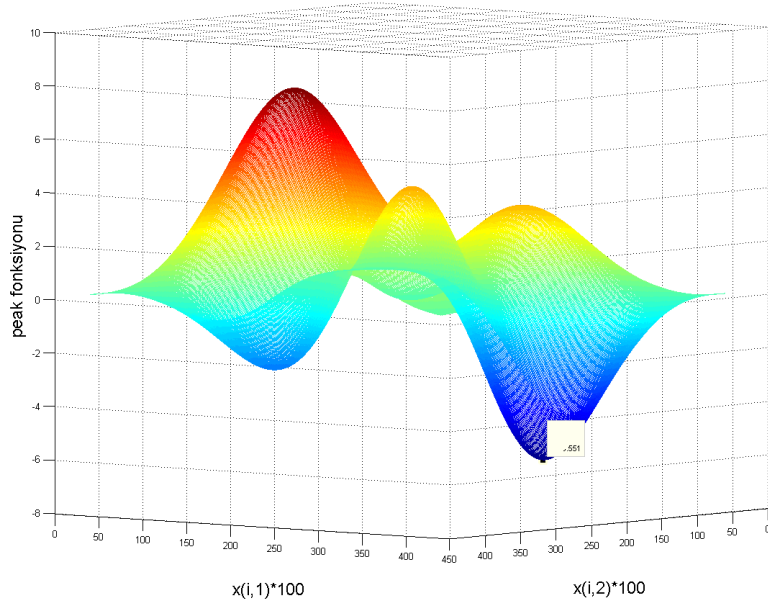
MATLAB ortamında yapılan bir örnek uygulama ile (1.88) denklemi ve Şekil 1.18 ile verilen peak fonksiyonun minimum olduğu nokta, PSO ile hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned} y(x_1, x_2) = & 3(1-x_1)^2 \cdot \exp(-x_1^2 - (x_2+1)^2) \\ & -10\left(\frac{x_1}{5} - x_1^3 - x_2^5\right) \cdot \exp(-x_1^2 - x_2^2) \\ & -\frac{1}{3} \exp(-(x_1+1)^2 - x_2^2) \end{aligned} \quad (1.88)$$

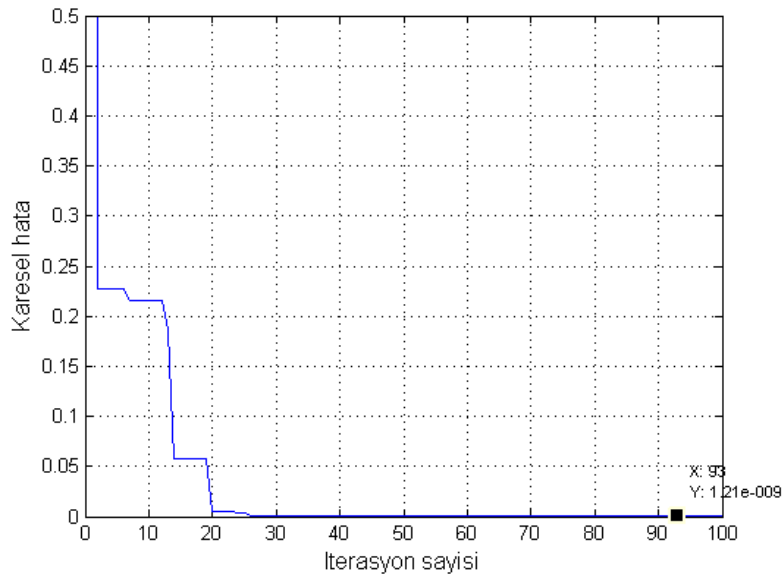
$$\begin{aligned} f(x(i,1), x(i,2)) = & 3(1-x(i,1))^2 \cdot \exp(-x(i,1)^2 - (x(i,2)+1)^2) \\ & -10\left(\frac{x(i,1)}{5} - x(i,1)^3 - x(i,2)^5\right) \cdot \exp(-x(i,1)^2 - x(i,2)^2) \\ & -\frac{1}{3} \exp(-(x(i,1)+1)^2 - x(i,2)^2) \end{aligned} \quad (1.89)$$

Her bir parçacık iterasyon sonunda uygunluk fonksiyonun bir çözümü olacağından ve (1.88) ile verilen peak fonksiyonun denkleminde iki değişkeni olduğundan, her bir parçacığın iki bileşeni olması uygun olacaktır. (1.89)'de verilen uygunluk fonksiyonun çözümü -6.5511 noktasına yakınsamıştır. Bu sonuca 93. iterasyonda, 1.21×10^{-9} hata ile ulaşılmıştır. Fonksiyonun minimum olduğu noktayı PSO algoritması $gbest = [x(i,1),$

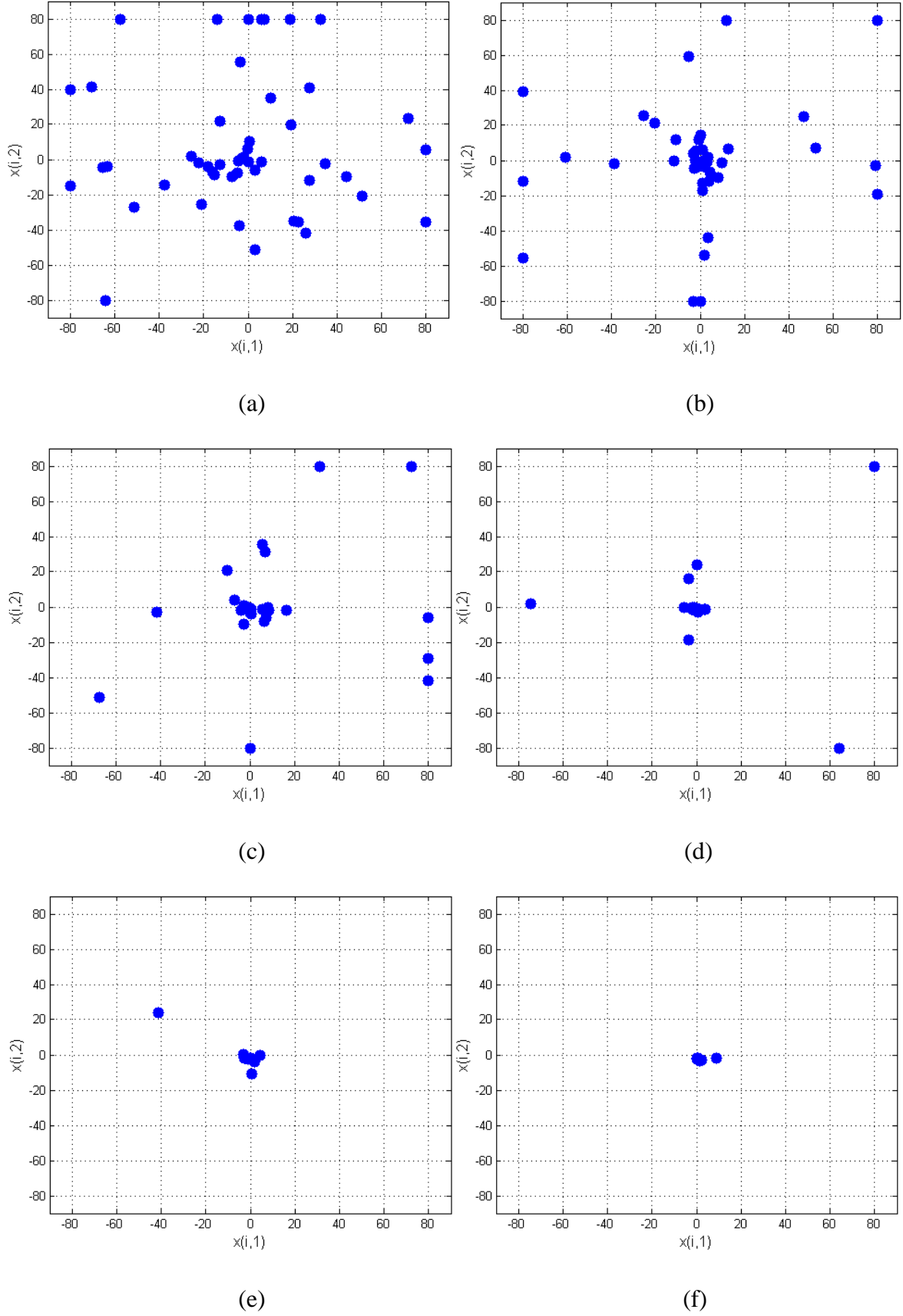
$x(i,2)]=(-0.22828, -1.6255)$ olarak hesaplamıştır. LMS (least mean square) algoritması ile yapılan çalışmalarda algoritmanın yerel minimumlara takılıp ve yakınsamanın olmadığı durumlar gözlenmiştir. Bu nedenle optik kanal kestirimi ve anten optimizasyonlarında PSO tercih edilmiştir. Bu örnek için peak fonksiyonu, Şekil 1.18 ile, iterasyon sayısı ve karesel hatanın değişimi Şekil 1.19'da verilmektedir. Şekil 1.20'de ise iterasyon sayısına göre algoritmanın parçacıkları nasıl doğru değere doğru sürüklediği görülmektedir.



Şekil 1.18. Peak fonksiyonu



Şekil 1.19. PSO karesel hatanın iterasyona göre değişimi



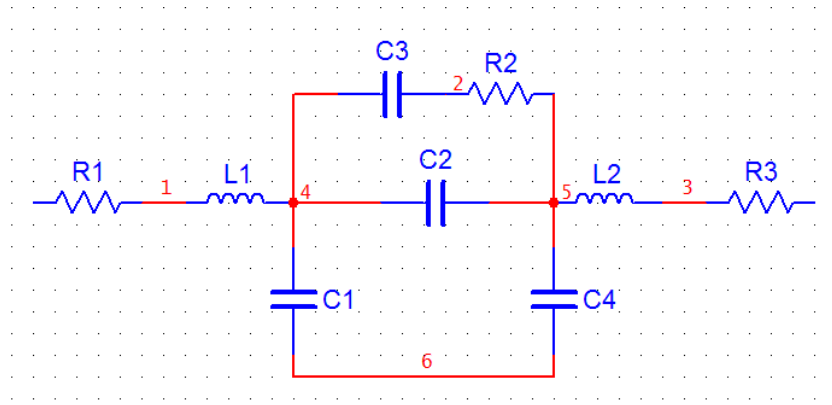
Şekil 1.20. PSO parçacıkların konum değişimi, 10 iterasyon (a), 30 iterasyon (b), 50 iterasyon (c), 80 iterasyon (d), 120 iterasyon (e), 150 iterasyon (f)

1.7. Anten Yapılandırma Teknikleri

Antenlerin ya da mikrodalga elemanların yeniden yapılandırılması için bu zamana kadar önerilen yöntemler, bu kısımda incelenecektir. Ayrıca bu yapılandırmayı kontrol edecek olan ve anten yapılandırma kontrolörü (ARC) olarak isimlendirdiğimiz mikroişlemci tabanlı bir kontrol kartının donanım ve yazılımı ile ilgili detaylı bilgiler de yapılan çalışmalar bölümünde verilmektedir.

1.7.1. Optiksel Yapılandırma

Herhangi bir elektriksel sinyal taşımadan yapılandırılabilirliğin sağlanabilmesi, optik yapılandırmanın en önemli avantajlarından biridir. Bu nedenle araştırmacılar optik yapılandırmayı bazı uygulamalarda kullanmış [4, 5, 6] ancak fraktal antenlere uygulaması ilk kez 2012 yılında tamamladığımız çalışmayla gerçekleşmiştir [11]. Optik silikon anahtarın eşdeğer devresi Şekil 1.21 ile verilmektedir. Bu yaklaşım, optik anahtarlar ve antendeki boşlukların transmisyon hattı içerisindeki aralıklarını, kapastif etki olarak; endüktans ve direnç değerlerini ise kayıp olarak değerlendirmiştir [4].



Şekil 1.21. Optik silikon anahtar eşdeğeri

Optiksel yapılandırmadaki temel prensip, yarıiletken malzemelerin uygun dalga boyunda ışık ile aydınlatılması ve bunun neticesinde foton parçacıklarının elektron-delik çiftleri oluşturmasıdır. Bu sayede yarıiletken malzemenin iletkenliğinin arttığı bilinmektedir [75].

Tablo 1.2. Silikon malzemenin hareketlilik (mobility) parametreleri [6]

Parametre	Elektronlar	Delikler
μ_{min}	52.2	44.9
μ_{max}	1417	471
N_{ref}	9.68×10^{16}	2.23×10^{17}
α_c	0.68	0.719

Optiksel yapılandırılmada, silikon malzemeye ışık uygulandığında malzemedeki yüklerin hareketliliği azalsa da yoğunlukları artmaktadır. Bu süreç, ışık altındaki malzemenin elektriksel iletkenliğini artırmaktadır. Elektronların ve deliklerin hareketlilikleri (1.90) ile verilmektedir. Burada μ , elektron ya da delikler (taşıyıcı) için hareketliliği $\text{cm}^2/\text{V.s}$ cinsinden ifade etmektedir. N_{ref} (cm^{-3}), referans taşıyıcı yoğunluğunu; μ_{min} ve μ_{max} , hareketliliğin minimum ve maksimum değerlerini; N , taşıyıcı yoğunluğunu; α_c ise Tablo 1.2 ile verilen bir sabiti ifade etmektedir.

Daha önceden verilen (1.4) denkleminde, bu işlem sırasında atomik E_1 seviyesindeki atomun, atomik E_2 seviyesine ulaşması için gerekli foton enerjisinin; ışık hızına, h_p Planck sabitine ve λ dalga boyuna bağlı olduğu bilinmektedir [75]. Ayrıca yapılan bir bilimsel çalışmada optik anahtara uygulanan 212 mW ışık gücüyle yaklaşık 622 S/m değerinde bir iletkenlik değişiminin oluşabildiği deneysel olarak kanıtlanmıştır [6]. Malzemeye uygulanan ışık şiddeti artırıldığında taşıyıcı yoğunluğunun artması beklenmektedir. Yalıtkan malzemenin kayıp tanjantının artmasından dolayı daha kayıplı olması da beklenir. Bu durumda iletkenlik de artırılmış olacaktır. Bu artışların malzemenin yalıtkanlık sabitini de azaltması gerekmektedir. Bu değişimin ifadesi de (1.91) ile verilmektedir. Burada ϵ_L , statik yalıtkanlık katsayısı; m , kg cinsinden etkin kütle; ω , Hz cinsinden frekansı; n , elektron delik konsantrasyonunu (cm^{-3}); ve τ ise çarpışma süresini ifade etmektedir [6]. Genel olarak bir yarıiletken malzemenin iletkenliği σ , üzerinde bulunan taşıyıcı yoğunluğu ve taşıyıcıların hareketliliği ile orantılıdır. Bu durumun matematiksel ifadesi (1.92) ile verilmektedir.

$$\mu = \mu_{min} + \frac{\mu_{max} - \mu_{min}}{1 + \left(\frac{N}{N_{ref}} \right)^{\alpha_c}} \quad (1.90)$$

$$\varepsilon_r = \varepsilon_L + \frac{ne^2}{m \cdot \varepsilon_0 \left(-\omega^2 + j \frac{\omega}{\tau} \right)} \quad (1.91)$$

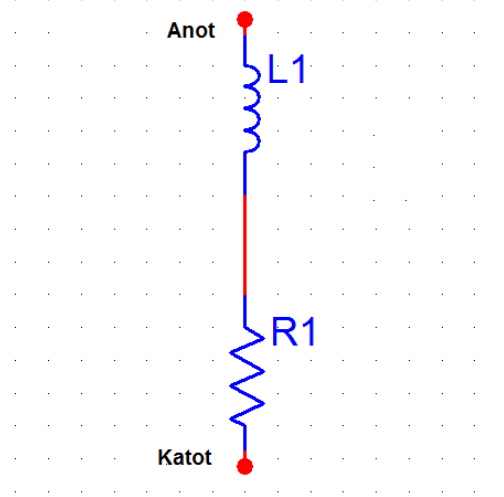
$$\sigma = q(n\mu_e + p\mu_h) \quad (1.92)$$

1.7.2. Elektronik Yapılandırma

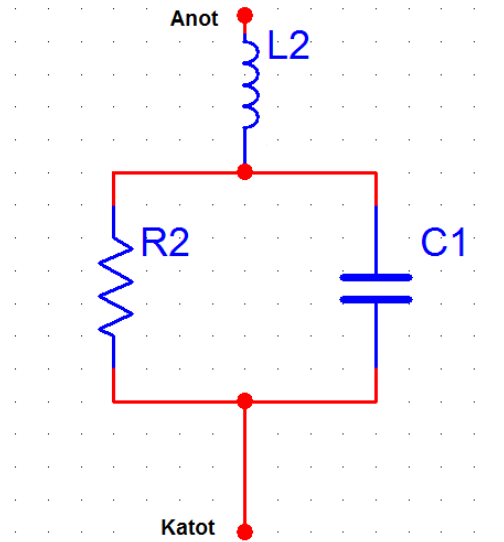
Antenin yeniden yapılandırılması için kullanılabilir en düşük maliyetli çözümlerden biri de PIN diyotlardır. NXP firmasına ait BAP6302 PIN diyotu kullanılarak düşük akımlar ile yüksek frekans sinyalleri anahtarlanabilmektedir. BAP6302 PIN diyotunun paket yapısı Şekil 1.22 ile verilmiştir. SOD-523 paketi ile 1.20x0.80 mm boyutlarında üretilen PIN diyotlar, fraktal antenin daha önceden belirlenmiş noktalarına yerleştirildiğinde, antenin geometrik yapısında bir değişikliğe neden olmadan gerekli yapılandırma ARC ile sağlanabilmektedir. PIN diyotun yaklaşık iletim ve kesim eşdeğerleri Şekil 1.23 ve Şekil 1.24 ile verilmektedir. Özellikle kesim eşdeğeri incelenirse ideal bir durumun söz konusu olamayacağı görülecektir. Bu durumda PIN diyot eşdeğeri ideal anahtar gibi açık ya da kapalı olarak alınan benzetim çalışmaları ile deneysel çalışmaların rezonans frekansı açısından bazı farklılıkları içerebileceği de anlaşılmaktadır.



Şekil 1.22. SOD-523 paket BAP63-02 PIN diyotu ve boyutları (1.2x0.8 mm)



Şekil 1.23. PIN diyot iletim eşdeğeri

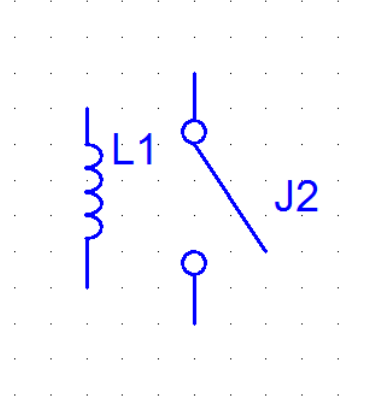


Şekil 1.24. PIN diyot kesim eşdeğeri

1.7.3. Elektromekanik Yapılandırma

Elektromekanik olarak antenin yapılandırılması için milimetrik boyutlarda röle sistemlerinin anten üzerine montajının gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Şu anki boyutları ve iç yapısı nedeniyle optik ya da PIN diyot sistemlerinin anten yapılandırma da daha etkin bir çözüm olacağı düşünülmektedir. Ancak sinyal kontrolü için üretilmiş minyatür röleler kullanarak hızlı değişim göstermeyen sinyaller anahtarlanabilir. Piyasadaki bazı firmaların ürettiği bu tip ürünler ile anteni yapılandırmak mümkündür. Bununla birlikte kısa ömürlü olmaları, mekanik yüzeylerin aşınması ve kirlenmesi gibi dezavantajları da tasarım

esnasında dikkate alınması gereken hususlardır. Elektromekanik anahtar eşdeğer devresi Şekil 1.25 ile verilmektedir.



Şekil 1.25. Elektromekanik anahtar eşdeğeri

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA

2.1. Giriş

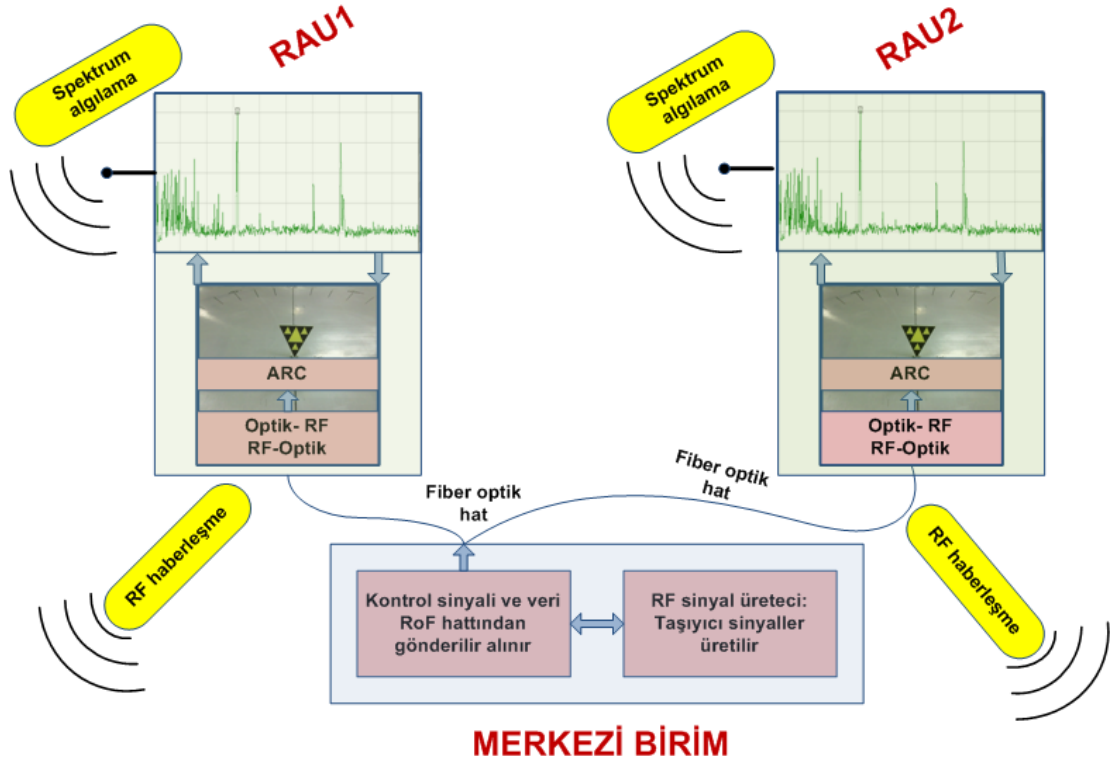
Band verimliliği ve yüksek veri hızı gereksinimi, haberleşme alanında çalışan bilim insanlarını ve araştırmacıları bu alanda yenilikler yapmaya zorlamaktadır. Bilişsel radyo, buna verilebilecek en iyi örneklerden birisidir [86, 87, 89, 93]. RoF tabanlı çok bandlı bilişsel radyonun getirdiği avantajlarıyla, gelecek nesil yüksek hızlı haberleşme sistemleri için uygun bir alternatif olacağı düşünülmektedir. Bu anlamda henüz çok bandlı mimariyi içermiyor olsa da RoF ile bilişsel radyonun, spektrum verimliliği açısından çözüm olabileceği araştırmacılar tarafından fark edilmeye başlanmıştır. 2012 yılında önerilen Cognitive Wireless Local Area Network over Fibers (CWLANoF) buna örnek verilebilir [1]. Bilişsel radyo için gerekli alt yapılar tamamlandığında, haberleşme bandının verimsiz kullanımından doğan sorunlar, önemli bir ölçüde giderilecektir. Bunun yanında, günümüzdeki gelişmiş haberleşme teknolojileri gibi bilişsel radyonun da RoF teknolojisini çok bandlı haberleşme alt yapısı ile birleştirerek yüksek veri hızlarına olanak sağlaması beklenmektedir. Literatürde haberleşme sistemleri alanında yapılan çalışmaların azımsanmayacak bir bölümü de anten tasarımı üzerinedir. Haberleşmenin en önemli araçlarından olan antenlerin de gelişen yeni haberleşme standartlarına ayak uydurması gerekmektedir [142]. Nitekim bu çalışmada önerilen RoF tabanlı çok bandlı bilişsel radyo için yeni bir anten tasarımının gerekliliği literatürde vurgulanmıştır [32]. Bu çalışmada önerilen yeniden yapılandırılmalı Sierpinski fraktal antenin, %40 boyut azaltma özelliği ile mobil uygulamalarda ya da sınırlı alanlardaki haberleşme sistemlerinde kullanılabilecek uygun bir çözüm olduğu görülmektedir [11]. Ayrıca bu alanda yapılan çalışmalar incelendiğinde elde edilen yeni bulgularda ağırlıklı olarak bilgisayar destekli tasarımlar (CAD) kullanıldığı görülmüştür. Bunların yanında Sierpinski fraktalı için teorik olarak antenin rezonans frekansının hesaplanması ile ilgili yapılan çalışmalar da literatürde mevcuttur. Ancak bu çalışmalarda anten rezonans hesabı için çok önemli olan yalıtkansız durum incelenmemiştir [143]. Bundan dolayı, literatürde yapılan çalışmalardaki matematiksel ifadelerin değiştirilemeyecek bir yalıtkanlık sabitine bağlı olması, farklı malzemeler üzerinde gerçekleştirilecek antenlerin rezonans frekansı hesabı için bir çelişkiye neden olmaktadır. Ayrıca, yalıtkan üzerine basılı Sierpinski anteninin rezonans

frekans hesabı yapılırken de antenin yalıtıksız durumdaki davranışının bilinmesi gerekmektedir. Literatürde bulunan çelişkili yaklaşımlar, yalıtıksız Sierpinski fraktal antenin rezonans frekansının hesabı için yeni bir yöntemin gerekliliğini ortaya koymaktadır. Bu amaç doğrultusunda, literatürde yayımlanan makalelerdeki matematiksel analitik ifadeler ile yaptığımız matematiksel ve deneysel çalışmalar, ilerleyen kısımlarda karşılaştırılmış ve sonuçlar tablo halinde sunulmuştur. Ayrıca antenin yapılandırma sürecinde Sierpinski antenin fiziksel yapısı üzerinde oluşturulan yeni modeller ile de antenin çalışma bölgesi değiştirilebilmektedir [144, 145, 146, 147]. Ancak bu tip çalışmalarda anten için teorik ifadelerin elde edilmesi oldukça zor bir süreçtir.

Çalışmanın RoF kısmında, modern haberleşme sistemlerinde (802.11a/g, WiFi, HiperLAN2, 802.16 WIMAX) tercih edilen OFDM tabanlı fiber optik haberleşme sisteminin; farklı mesafe, dispersiyon ve haberleşme hızlarında benzetimi gerçekleştirilmiştir. Modeli gerçekleştirilen fiber optik haberleşme kanalına ait parametreler, günümüzde piyasada bulunabilecek malzemelerin parametrelerine yakın seçilmiştir. Sistem başarımı için BER/SNR grafikleri, yıldız kümesi diyagramları ve BER/mesafe grafikleri elde edilmiş ve yorumlanmıştır [148, 149, 150, 151].

Anten tasarımları için benzetimler, çalışma boyunca EMCoS Antenna virtual Lab ve HFSS 13 ile gerçekleştirilmiştir. RoF linki için yapılan çalışmalar ise Microsoft Visual Studio C++ yazılımı ve MATLAB yazılımı ile tamamlanmıştır. Anten ölçümleri için deneysel çalışmalar, İstanbul Teknik Üniversitesi bünyesindeki yansısız odada ve Karadeniz Teknik Üniversitesi Mikrodalga Laboratuvarındaki HP8719D Network analizörü ile tamamlanmıştır. Optik ölçümleri için Anritsu MS9740A optik spektrum analizörü (OSA) ve bilişsel radyo ölçümleri için Tektronix WCA380 Kablosuz Haberleşme analizörü kullanılmıştır. Doktora çalışmasının tasarım özeti Şekil 2.1’de verilmektedir. Buna göre spektrum algılama sonrası elde edilen veri ile sürekli boş spektrumun ya da birincil kullanıcının anlık kullandığı ve bıraktığı boş spektrumun hangi frekanslarda olduğu bilgisi elde edilmektedir. Bu bilgi ile ARC (Antenna reconfiguration controller) donanımı, anten üzerindeki optik anahtarlardan hangilerinin açık hangilerinin kapalı olması gerektiğini, üzerinde koşan PSO (Particle Swarm Optimization) algoritmasıyla [137, 138] ya da look-up tablosuyla belirlemektedir.

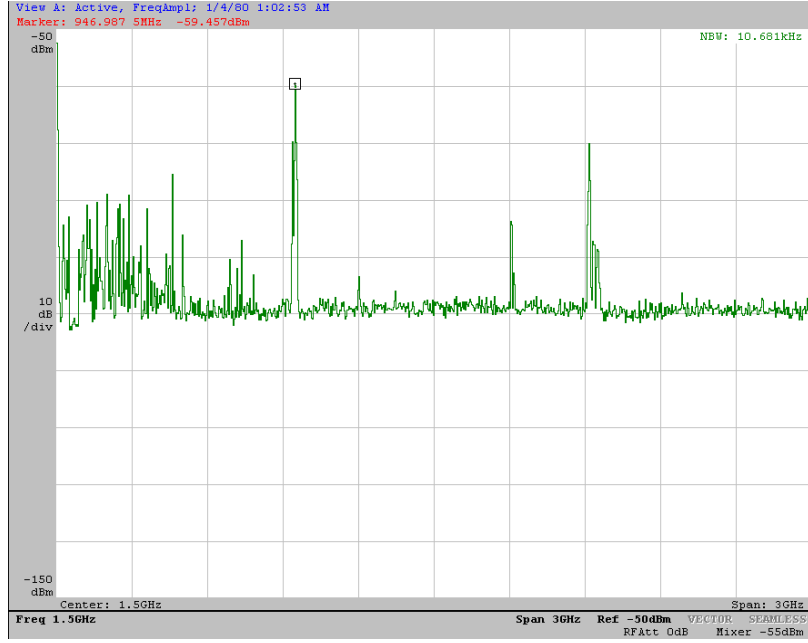
Yapılan çalışmalar bölümünde sunulan grafiklerde, benzetim çalışması için “sim”, deneysel çalışma için ise “exp” kısaltmaları kullanılmıştır. Yapılan bu doktora çalışması KTÜ BAP 10400 kodlu proje ile desteklenmiştir.



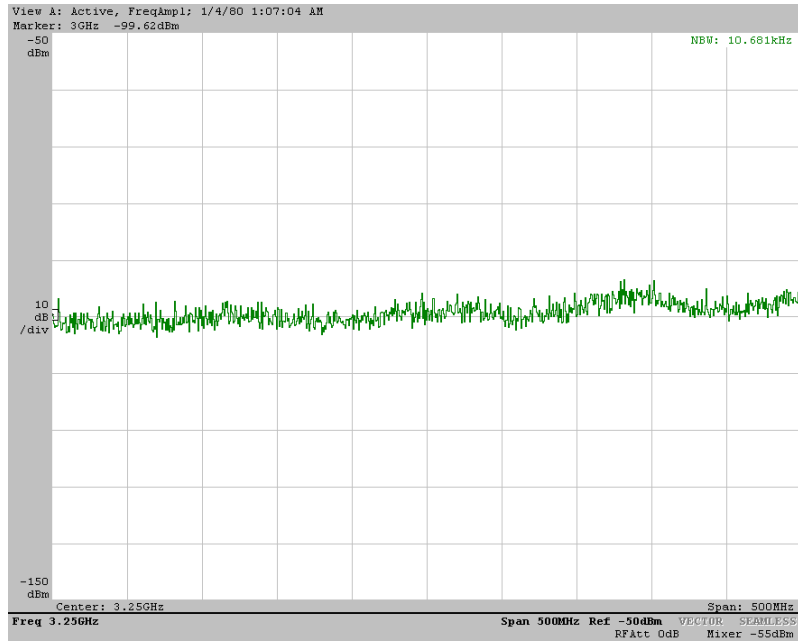
Şekil 2.1. Tasarlanan sistemin blok diyagramı

RoF sistemi üzerinden gerçekleştirilen haberleşme ile uzak anten ünitelerinden (RAU) gelen veriler, yüksek hızlarda merkez istasyona ulaştırılmaktadır. Şekil 2.1'deki gibi RAU'lar içerisinde bulunan ARC, bilişsel radyo antenini spektrum sezme işleminin ardından uygun frekans bantları için yapılandırmaktadır. Spektrum bilgisi, aynı zamanda RoF sistemi ile RF sinyal üreticine de iletilmektedir. Bu sayede anten dışındaki sistemlerin yapılandırılması, merkezi birim içerisindeki donanımlar ile gerçekleştirilmektedir.

Genel bilgiler bölümünde, farklı coğrafyalarda alınan ölçümler sonucu spektrumun verimsiz kullanıldığı ve buna bir çözüm olarak bilişsel radyonun önerildiği belirtilmişti. Bu kısımda laboratuvar ortamında elde edilen sonuçlara göre yaklaşık olarak aynı bandların çok yoğun kullanıldığı tespit edilmiştir. Bilişsel radyonun kullanılabileceği band aralıklarının belirlenmesi için Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümü içerisinde kapalı alanda spektrum ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Ölçümler, Tektronix WCA 380 Wireless Communication Analyser kullanılarak farklı bandlardaki spektrumların incelenmesi ile elde edilmiştir. Şekil 2.2'den de anlaşılacağı gibi 0-3 GHz arasındaki bandın 0-950 MHz'lik aralığı ve 1.8-2.1 GHz aralığı yoğun bir şekilde kullanılmaktadır.

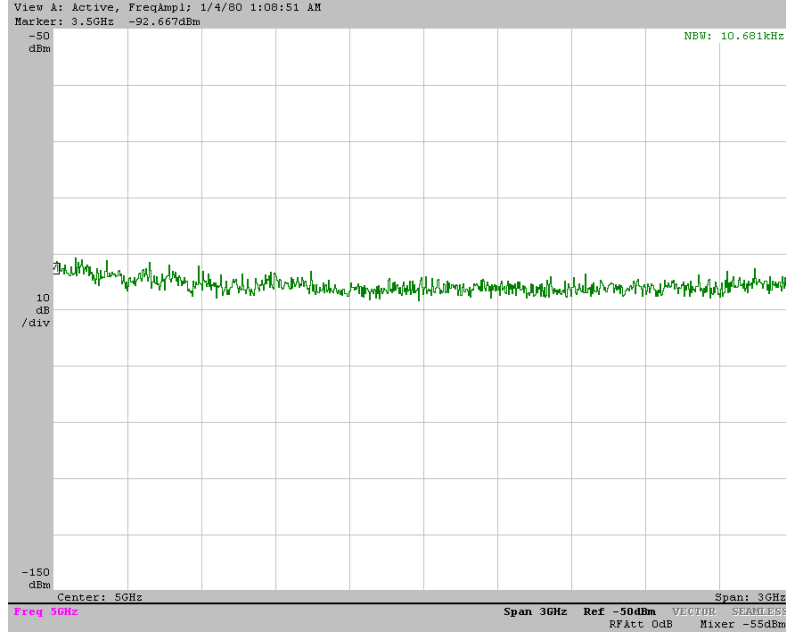


Şekil 2.2. Bilişsel radyo için spektrum ölçümü (0- 3 GHz)



Şekil 2.3. Bilişsel radyo için spektrum ölçümü (3-3.5 GHz)

Şekil 2.3 incelendiğinde ise 3-3.5 GHz arasında yapılan ölçümlerde, 3.35- 3.45 GHz arasında bir kullanımın söz konusu olduğu ve diğer band içerisindeki güç seviyesinin gürültü tabanında olduğu gözlenmiştir. 0-3 GHz arasında yapılan bu ölçümlerde, bulunduğumuz kapalı ortam içerisindeki güç seviyelerinin yaklaşık olarak -105 dBm ile -59 dBm arasında değiştiği tespit edilmiştir.



Şekil 2.4. Bilişsel radyo için spektrum ölçümü (3.5-6 GHz)

Şekil 2.4, 3.5-6 GHz arasındaki frekans spektrumunu göstermektedir. Bu band içerisinde 3.5-3.8 GHz arasında, gürültü seviyesinden yüksek sayılabilecek bir band olduğu ve geriye kalan bandın ise kullanılmadığı ya da kullanılan bölgeye olan uzaklığın bilişsel radyo haberleşmesi için yeterli olduğu anlaşılmaktadır.

Yapılan ölçümlere göre haberleşme spektrumundaki bazı frekans bandlarının çok yoğun kullanıldığı ancak bazı bandların ise kullanılmadığı tespit edilmiştir. Ortaya çıkan bu durum, haberleşme spektrumun verimsiz kullanıldığı bilgisini doğrulamaktadır. Bu tespitlerden yola çıkarak çok bandlı bilişsel radyonun OFDM-RoF ile birlikte spektrum verimliliğini ve veri hızını önemli ölçüde artıracığı açıktır.

2.2. OFDM-RoF Sistemi İçin Gerçekleştirilen Benzetim Çalışmaları

Bu kısımda, RoF sistemini OFDM desteği ile hem dispersiyon hem de verimlilik açısından daha avantajlı hale getirmek amaçlanmıştır. RoF destekli bilişsel radyonun yüksek veri hızlarına ulaşması amacıyla düşünülen bu sistem için tasarlanacak antenin çok bandlı olması ve boyutlarının da taşınabilir cihazlar için uygun olması gerekmektedir. Bu amaç doğrultusunda fraktal antenlerin bir çözüm olabileceği öngörülmüş ve çalışmanın ikinci kısmında bu antenin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu noktada OFDM sinyalinin nasıl oluşturulduğu bilgisinin verilmesi gerekmektedir.

2.2.1. OFDM İşaretinin Üretilmesi

Haberleşme sistemlerinde kanalın bir gecikme yayılması söz konusudur (τ_m) ve bu gecikme yayılması nedeniyle yüksek hızlı haberleşme sistemlerinde semboller arası girişim (ISI) oluşmaktadır. (2.1) ile verilen koşulun sağlanması durumunda ISI'nın haberleşmeyi etkilemeyeceği varsayılmıştır. Burada, T_s sembol süresini ifade etmektedir [152,153]. Bu durumda M seviyeli bir modülasyon kullanıldığında tek taşıyıcılı bir sistemde haberleşme hızı r , (2.2) denklemindeki gibi ifade edilebilir. Oysa kanal gecikmesinin sembol süresinden büyük olması durumunda ISI haberleşmeyi büyük ölçüde etkiler. Bu etkiyi ortadan kaldırabilmenin bir yolu da, çok taşıyıcılı sistemlerdir. Örnek olarak band genişliği BW/N_{SC} olan N_{SC} adet taşıyıcı kullanılırsa toplam band genişliği değişmeyecek ancak her bir taşıyıcının veri hızı daha yavaş olacağından sembol süresi T_s artacak ve ISI'nın haberleşmeyi etkilemediği duruma gelecektir.

$$\tau_m < T_s \quad (2.1)$$

$$r = \log_2(M)T_s^{-1} \quad (2.2)$$

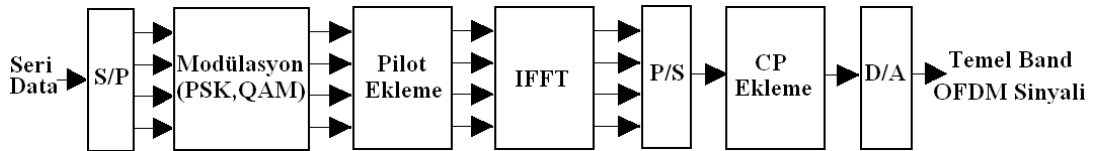
Alt taşıyıcıların alıcı tarafta kolaylıkla geri alınabilmesi için dikkatle belirlenmesi gerekmektedir. Çok taşıyıcılı sistemlerde alt taşıyıcılar dikgen seçilirse, aynı iletim bandında daha fazla taşıyıcının yer alabilmesine dolayısıyla da daha fazla verinin gönderilebilmesine imkan doğar. Birbirleriyle dikgen taşıyıcılar oluşturmanın en kolay yolu verici tarafta bir IFFT (Hızlı ters Fourier dönüşümü) bloğu kullanmaktır. Hızlı olması, daha az işlem karmaşıklığına sahip olmasından kaynaklanmaktadır. Ayrıca dikgenlik nedeni ile birbirleriyle çakışan (overlap) taşıyıcılar, haberleşme bandının FDM' e göre daha verimli kullanımını sağlamaktadır. OFDM sisteminde taşıyıcı sayısının artması durumunda aynı veri hızını elde edebilmek için kullanılacak frekans bandının azalacağı bilinmektedir [152]. N_{SC} , taşıyıcı sayısını ve BW istenen band genişliğini göstermek üzere FDM yerine OFDM kullanılması durumunda ihtiyaç duyulan band genişliği ve FDM ile oluşan fark sırasıyla (2.3) ve (2.4) ile verilmektedir. Ancak taşıyıcı sayısı teorik olarak sonsuza götürüldüğünde oluşan limit değer, bu verimliliğin en fazla %50 olabileceğini göstermektedir. Bu durum, (2.5) denklemi ile anlaşılmaktadır [152,153].

$$BW = \frac{(N+1)}{N} r \quad (2.3)$$

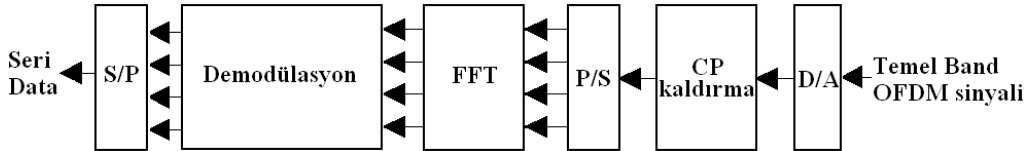
$$\Delta BW = 2r - \left(\frac{N_{SC} + 1}{N_{SC}} \right) r = \frac{(N_{SC} - 1)}{N_{SC}} r \quad (2.4)$$

$$\lim_{N_{SC} \rightarrow \infty} \Delta BW = \lim_{N_{SC} \rightarrow \infty} \left(2r - \left(\frac{N_{SC} + 1}{N_{SC}} \right) r \right) = r \quad (2.5)$$

OFDM verici alıcı yapısı içerisindeki donanımlar, blok diyagram halinde Şekil 2.5 ve Şekil 2.6 ile verilmiştir.



Şekil 2.5. OFDM verici blok diyagram



Şekil 2.6. OFDM alıcı blok diyagram

OFDM sisteminde gönderilecek sinyal, frekans bölgesinde tanımlanmaktadır. Seri olarak gelen sayısal veri, seri paralel dönüştürücüden geçtikten sonra alt taşıyıcı sayısı kadar paralel hata ayrılır. Daha sonra sayısal modülasyon işlemi (QPSK, QAM gibi) gerçekleştirilir ve alıcıda kanal takibini sağlamak amacıyla OFDM sembolüne pilot taşıyıcılar eklenir. Daha sonra IFFT alınıp paralel veri tekrar seri hale dönüştürülür. ISI etkisini azaltmak amacıyla çevrimsel ön ek eklenir ve OFDM sembolü oluşturulmuş olur. Son aşama olarak sembol dijital analog çeviriciden geçirilip RF ya da optik taşıyıcılara bindirilerek kanala gönderilir [152,153]. Aşağıda verilen Tablo 2.1'de IEEE 802.11a

standardı için OFDM sisteminde kullanılan ve sistem başarımını etkileyen parametreler (taşıyıcı sayısı, pilot sayısı, çevrimsel önek süresi, örnekleme frekansı) verilmiştir [153].

Tablo 2.1. IEEE 802.11a için zamana bağlı temel parametreler

Parametre	Değer
Örnekleme frekansı, f_s	20 MHz
Örnekleme periyodu, T_s	50 ns
Faydalı sembol süresi T_U	3.2 μ s
Çevrimsel önek süresi, $T_{CP}=T_{GI}$	0.8 μ s
Sembol süresi $T_{SYM}=T_U+T_{CP}$	4 μ s
Veri alt taşıyıcı sayısı N_{SD}	48
Pilot alt taşıyıcı sayısı N_{SP}	4
Toplam alt taşıyıcı sayısı $N_{SC}=N_{SD}+N_{SP}$	52
Alt taşıyıcı aralığı Δf	0.3125 MHz

2.2.1.1. Dikgenlik Şartı

Bir önceki kısımda OFDM tekniğinin veriyi birbirleriyle örtüşebilen ve düşük hızda veri taşıyan taşıyıcılar kullanarak alt kanallara böldüğü belirtilmişti. Ayrıca kullanılan her bir alt taşıyıcının diğerleriyle girişim yapmaması ve frekans bandının daha verimli kullanılabilmesi için dikgenlik şartının sağlanması gerekmektedir. Dikgenlik şartı (2.6) ve (2.7) denklemleri ile ifade edilmektedir.

$$\int_{t=0}^{T_s} f_n(t) f_m^*(t) dt = \begin{cases} 0, n \neq m \\ 1, n = m \end{cases} = A_n \delta_{nm} \quad (2.6)$$

$$\delta_{nm} = \begin{cases} 0, n \neq m \\ 1, n = m \end{cases} \quad (2.7)$$

2.2.1.2. Çevrimsel Ön Ek

Bazı haberleşme kanallarında, alıcıya ilk ulaşan semboller ile gecikerek ulaşan semboller birbirine karışmakta ve semboller arası girişim ortaya çıkmaktadır. Bu etki çok yollu yayılım olarak bilinmektedir. Bu etkiyi en aza indirmek için her ne kadar OFDM kullanılıyor olsa da en az kanalın gecikme yayılması kadar bir süreye sahip koruma aralığı

(guard interval) ya da diğerk bir ifadeyle çevrimsel önek (cyclic prefix) kullanılmaktadır. Çevrimsel ön ek, OFDM sembolünün sonundaki bir kısım örneğin sembolün başına getirilmesiyle oluşturulur. Bu sayede alt taşıyıcılar arasındaki girişim önlenip aralarındaki dikgenlik korunmuş olur ve ISI etkisi en aza indirilir. Alıcıda, boyutu haberleşme standardı ile belirlenen bu ön ek atılır ve geriye kalan taşıyıcılar üzerinden gerekli işlemler devam eder [152,153].

2.2.1.3. OFDM İşaretinin Matematiksel İfadesi

OFDM tekniğinde alt taşıyıcıların belirlenmesi için düşünülebilecek basit bir yöntem, birbirlerinin tam katı olan sinüzoidal taşıyıcılar ile verilerin iletilmesidir. Bu ifadeden yola çıkılırsa f_c , alt taşıyıcının frekansını; $c_c(t)$, alt taşıyıcının zamanla değişen genliğini ve $\phi_c(t)$, alt taşıyıcının zamanla değişen fazını göstermek üzere her bir taşıyıcı (2.8) denklemi ile ifade edilebilmektedir.

$$S_c(t) = c_c(t) \exp(j(2\pi f_c t + \phi_c(t))) \quad (2.8)$$

OFDM sembolünde N_{SC} adet dikgen taşıyıcı (2.9) denklemi ile ifade edilebilir. Aşağıda verilen (2.10) denklemindeki Δf , taşıyıcılar arasındaki frekans aralığını ifade etmektedir.

$$S_s(t) = \frac{1}{N_{SC}} \sum_{n=0}^{N_{SC}-1} c_n(t) \exp(j(2\pi f_n t + \phi_n(t))) \quad (2.9)$$

$$f_n = f_0 + n\Delta f \quad (2.10)$$

(2.11) ve (2.12) eşitliklerinde olduğu gibi alt taşıyıcı genlik ve fazının bir sembol süresince değişmediği varsayılırsa ve (2.13)'deki gibi örneklenirse ($k=0$ 'dan $N_{SC}-1$ 'e kadar tamsayıları göstermek üzere) OFDM sembolünün daha anlaşılır bir ifadesi olan (2.14) denklemi elde edilir.

$$c_n(t) = c_n \quad (2.11)$$

$$\phi_n(t) = \phi_n \quad (2.12)$$

$$f_s = 1/T_s \quad (2.13)$$

$$S_s(kT_s) = \frac{1}{N_{SC}} \sum_{n=0}^{N_{SC}-1} c_n \exp(j(2\pi(f_0 + n\Delta_f)kT_s + \phi_n)) \quad (2.14)$$

Sembol süresi (2.15) olmak üzere (2.16) eşitliği yerine konulup $f_0=0$ alınırsa örneklenmiş işaret, (2.17) denklemi ile ifade edilebilir.

$$T_{SYM} = (N_{SC}T_s) \quad (2.15)$$

$$\Delta_f = 1/(N_{SC}T_s) \quad (2.16)$$

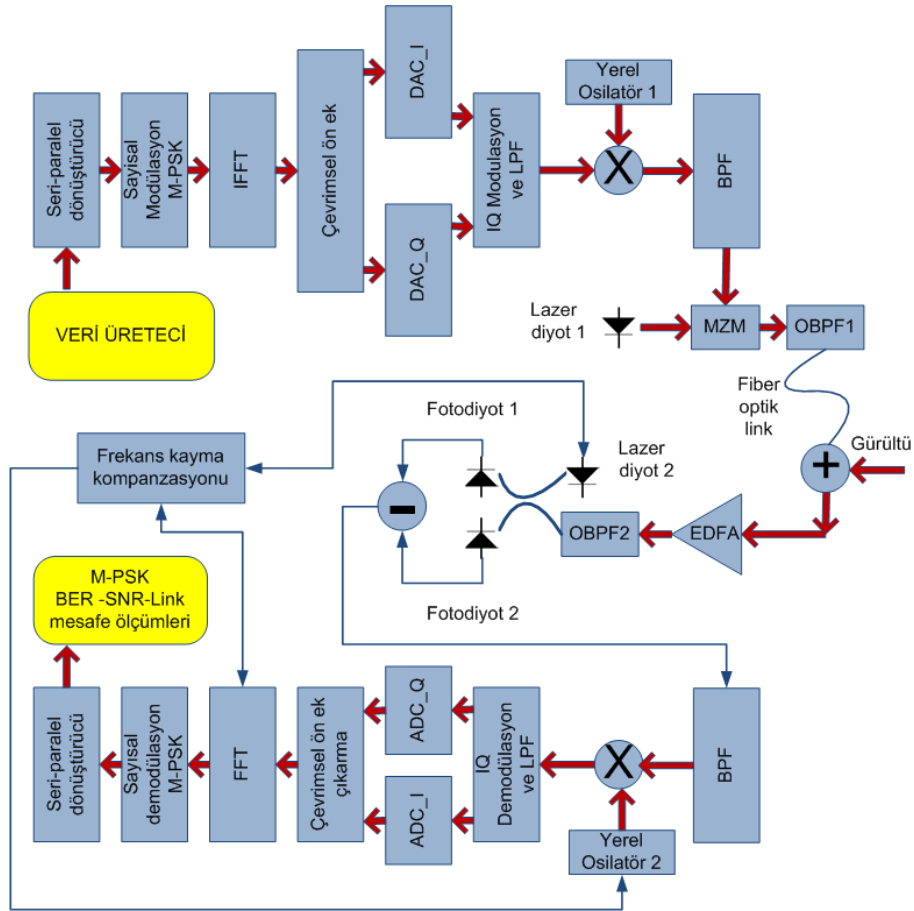
$$S_s(kT_s) = \frac{1}{N_{SC}} \sum_{n=0}^{N_{SC}-1} c_n \exp(j2\pi n \frac{k}{N_{SC}}) \cdot \exp(j\phi_n) \quad (2.17)$$

Burada dikkat edilmesi gereken nokta, (2.17) denklemindeki ifadenin aslında elemanları $c_n e^{j\phi_n}$ olan N_{SC} elemanlı bir dizinin ters ayrık Fourier dönüşümü olduğudur. Bu bilgi, OFDM sembolünün oluşturulmasında dikgenlik şartının sağlanabilmesi için gerekli koşulların (alt taşıyıcıların başlangıç fazlarının aynı olması yanında frekanslarının da birbirlerinin tam katları olması gerekmektedir) ayrık Fourier dönüşümü (DFT) kullanarak sağlanabileceğini göstermektedir. Çünkü her bir alt taşıyıcı için hassas bir osilatör gereksinimi düşünüldüğünde verici ve alıcı tasarımının karmaşıklıkları ve boyutları oldukça artmaktadır.

Günümüzde, DFT yerine algoritmadaki toplam ve çarpım sayısını azaltıp hızlı çalışmasını sağlayan hızlı Fourier dönüşümü (FFT) kullanılmaktadır [152,153]. OFDM sistemlerindeki spektrum verimliliği, son zamanlarda RoF sistemlerinde de kullanılmaya başlanmıştır.

2.2.2. OFDM Tabanlı RoF Sistemi

Kanalın kromatik dispersiyonuna karşı gösterdiği direnç, OFDM tekniğinin optik frekanslarda yapılan çalışmalarda da kullanılabilmesi fikrini desteklemektedir. Optik haberleşmede OFDM kullanılması fikri, giriş kısmında da bahsedildiği gibi son zamanlarda kullanılan yeni bir yöntemdir. Bu metod için değişik yapılar önerilmiş olsa da evre uyumlu optiksel OFDM (CO-OFDM) sistemi; sağladığı uzak mesafe haberleşme, dispersiyon kompanzasyonu ve yüksek veri hızı özellikleri ile ön plana çıkmıştır [64, 154]. Doktora çalışmasının bu kısmında OFDM-RoF sistemi için gerçekleştirilen benzetim çalışmalarında, CO-OFDM tekniğinin 40 Gb/s ve 100 Gb/s için benzetimi gerçekleştirilmiştir. Yapılan benzetimlerde, haberleşme kanalının doğrusal olmayan etkileri dikkate alınmamıştır [150,151]. CO-OFDM sistemi, Şekil 2.7’de anlaşılacağı gibi RF-OFDM verici; RF-Optik dönüştürücü (RTO), optik kanal, Optik-RF dönüştürücü (OTR) ve RF-OFDM alıcı olarak özetlenebilir.



Şekil 2.7. CO-OFDM tabanlı RoF sistemi

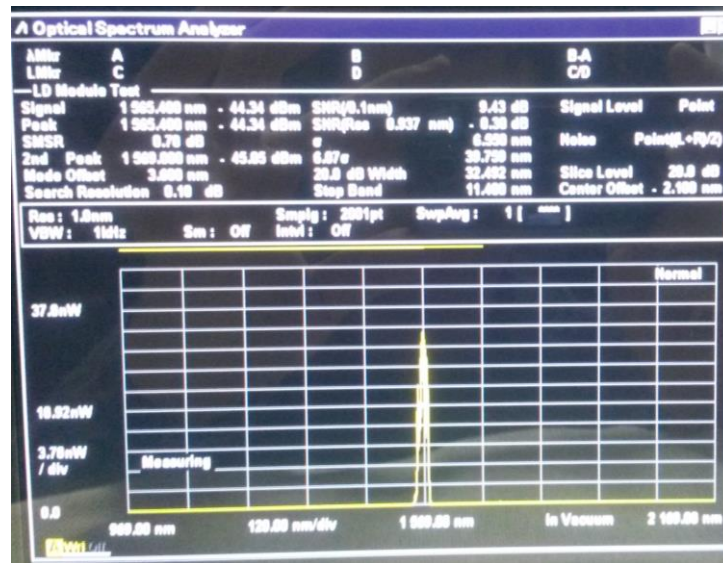
Doğrusallığın sağlanabilmesi için optik modülatörler de bu amaca uygun olarak belirlenmelidir. Yapılan çalışmalar, MZM modülatörlerin sıfır noktasında (null point) çalıştırılması neticesinde RF sinyal ile optik alan dönüşümünün doğrusal olarak yapılabildiğini rapor etmiştir [155].

Oluşturulan OFDM işaretinin optik domene taşınması sonucu oluşan ifade, (2.18) denklemi ile verilmektedir.

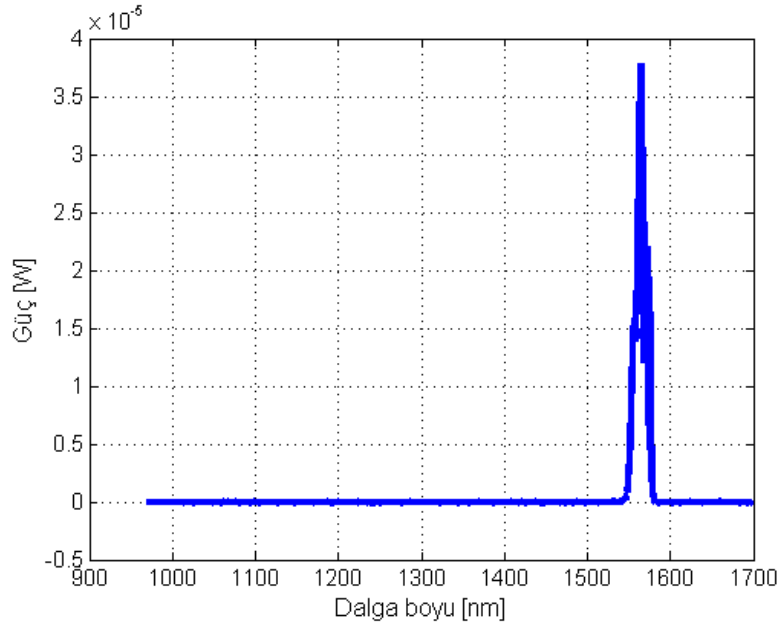
$$E_s = \exp(j(2\pi(f_{LD1} + f_{LO1})t + \phi_{LD1})). \sum_{n=0}^{N_{sc}-1} c_n \cdot \exp(j2\pi \cdot f_n t) \exp(j\phi_D(n)) \quad (2.18)$$

2.2.2.1. RoF Sistemi İçin Optik Kanal Modeli

Daha önceki bölümde RoF haberleşmesi için lazer diyotların kullanılmasının en uygun çözüm olduğu belirtilmişti. Burada, optik kanal modelinin teorik ifadeleri verilmeden önce kullanılan lazer spektrumu hakkında bilgilendirme yapılacaktır. 1550 nm bandında haberleşme için tasarlanmış lazer diyotun doğrusal olmayan etkilerinin en aza indirilmesi için, haberleşme mesafesi de dikkate alınarak, gücünün minimum seviyede tutulması gerekmektedir. Şekil 2.8’de 1550 nm bandı için lazer diyotun alıcıda -44 dBm civarında bir optik güç oluşturduğu spektrum analizör ile görülmektedir. Spektrumun daha açık görülebilmesi için bilgisayar ortamında çizimi Şekil 2.9 ile verilmiştir.

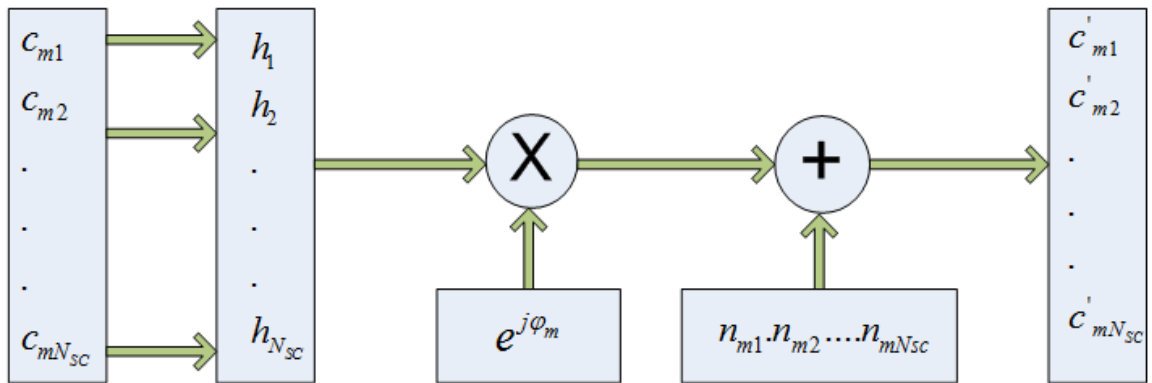


Şekil 2.8. 1550 nm bandının optik spektrum analizör ile ölçümü



Şekil 2.9. 1550 nm bandındaki güç spektrumu

RoF sistemindeki fiber haberleşmesi için oluşturulan optik kanal modeli Şekil 2.10 ile verilmektedir.



Şekil 2.10. Optik kanal modeli

Kanal modelinde c_{mn} , verici çıkışındaki m . OFDM sembolünün n . alt taşıyıcısını ve h_n , kromatik dispersiyon kaynaklı grup hız gecikmesinden etkilenen n . alt taşıyıcının transfer fonksiyonunu göstermektedir. Kanalda belirtilen φ_m , lazer faz sürüklenmesini (laser phase drift); n , gürültü bileşenlerinin toplamını (lazer faz gürültüsü ile alıcı kaynaklı rasgele oluşan gürültüler); τ_0 , ilk alt taşıyıcının gecikmesiyle orantılı doğrusal bir terimi; c'_{mn} ise alıcı girişindeki OFDM sinyalini ifade etmektedir.

$$\beta_2 = \frac{\lambda_{LD1}^2}{2\pi v} D_t \quad (2.19)$$

$$\varphi_D(n) = \frac{1}{2} \beta_2 \omega_n^2 L \quad (2.20)$$

$$\varphi_D(n) = \frac{v \cdot \pi}{f_{LD1}^2} D_t f_n^2 L \quad (2.21)$$

$$h_n = |h_n| \exp(j(\varphi_0 + 2\pi\tau_0 f_n + \varphi_D(n))) \quad (2.22)$$

$$c'_{mn} = c_{mn} \cdot h_n \cdot \exp(j\varphi_m) + n_{mn} \quad (2.23)$$

(2.19-2.23) denklemleri, optik kanalı matematiksel olarak modellemektedir. Bu denklemlerde f_n , alt taşıyıcıyı; c , m/s cinsinden ışık hızını; f_{LD1} , optik taşıyıcı frekansını; D_t , ps/(nm.km) cinsinden toplam kromatik dispersiyonu ve β_2 ise grup hız dispersiyon parametresini ifade etmektedir [64, 65, 150, 151, 154, 155].

CO-OFDM sisteminde ISI oluşumu, alt taşıyıcılar arasında girişime sebep olmakta ve taşıyıcılar arasındaki dikgenlik bozulmaktadır. Bunun önlenmesi için OFDM sembolünün sonundan bir kopya alınıp sembolün başına eklenir. Bu yöntemle (2.24) denkleminde verilen şart sağlanmakta ve ISI etkisi tolere edilebilmektedir. Açıkça görülmektedir ki eğer kanalın gecikme yayılmasından daha uzun bir çevrimsel önek CO-OFDM sembolünün önüne eklenirse kanalda kromatik dispersiyondan dolayı oluşan gecikme yayılması, semboller arası girişime neden olmayacaktır.

$$\frac{c}{f_{LD1}^2} |D_t| N_{sc} \Delta_f \leq \Delta_G \quad (2.24)$$

2.2.2.2. Lazer Faz Sürüklenmesi ve Kestirimi

Lazer faz sürüklenmesi, CO-OFDM sistemlerde doğrudan algılamalı sistemlere göre daha etkilidir. Alıcı tarafta ise verinin elde edilmesi için lazer faz sürüklenmesi etkisinin kestirilip alınan sinyal üzerindeki etkisinin giderilmesi gerekmektedir. Bunun için OFDM

sinyali içerisinde yerleştirilen pilot taşıyıcılar kullanılabilir. Pilot taşıyıcıların sayısı, OFDM sistemi içerisinde standartlar çerçevesinde belirlenmekte ve uygulanmaktadır.

$$\varphi_m^- = \frac{1}{N_{SP}} \sum_{n=1}^{N_{SP}} [\arg(c'_{mn}) - \arg(c_{mn})] \quad (2.25)$$

Gönderilen ve alınan bütün pilot alt taşıyıcıların fazları arasındaki farkın ortalaması, lazer faz sürüklenmesinin sonucu oluşan faz kaymasına yakın bir değer olacaktır. Lazer faz sürüklenmesi kestirildikten sonra faz düzeltme işlemi yapılır. (2.25), (2.26) ve (2.27) denklemlerinde faz düzeltme işlemi ve verinin kestirilen ifadesi verilmektedir.

$$c_{mn}^{fs} = c'_{mn} \exp(-j\varphi_m^-) \quad (2.26)$$

$$c_{mn}^- = c_{mn}^{fs} \frac{h_n^*}{|h_n|^2} \quad (2.27)$$

2.2.3. OFDM Tabanlı RoF Sisteminin Haberleşme Performansının İncelenmesi

Bu kısımda Tablo 2.2, Tablo2.3 ve Tablo 2.4 ile verilen parametreler dikkate alınarak yapılan çalışmalar sırasıyla sunulmaktadır. Farklı seviyeli sayısal modülasyon teknikleri kullanılarak gerçekleştirilen Monte Carlo benzetimlerinde, optik haberleşme için bir standart olan 40 Gb/s ve 100 Gb/s hızları çalışılmıştır. Optik kanal daha önce yapılan çalışmalarda, LMS ve PSO algoritmaları ile kestirilmiş ve performansları kıyaslanmıştır [156]. PSO algoritmasının LMS'e göre daha karmaşık ancak daha az iterasyonla daha doğru bir sonuca yakınsadığı belirlenmiştir [156]. Bundan dolayı 40 Gb/s ve 100 Gb/s için yapılan çalışmalarda, kanalın kestirilmiş olduğu varsayılmıştır.

Tablo 2.2. Benzetim çalışmasında kullanılan optiksel parametreler

Parametre	Değer
λ	1549.32nm
v	200000 km/s
Link mesafesi	100 -3000 km
D_t	6 ps/(nm.km), 10 ps/(nm.km) 17 ps/(nm.km)

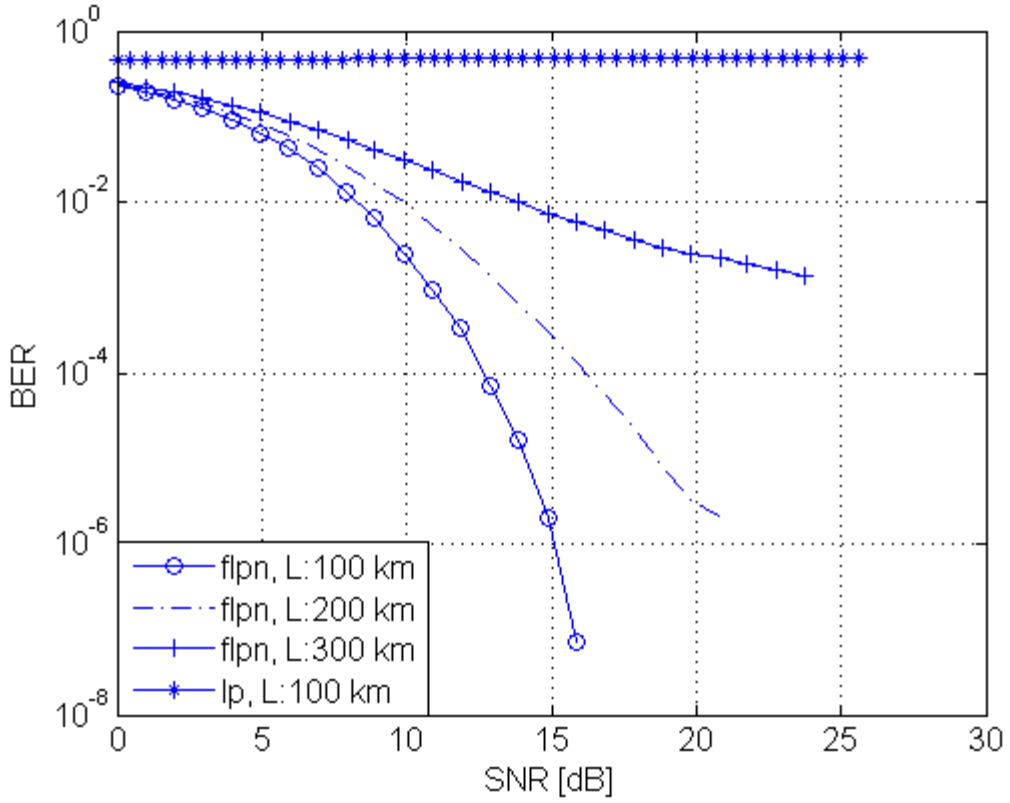
Çalışmanın ikinci kısmında önerilen RoF tabanlı bilişsel radyo anteni için bu haberleşme hızları yüksek görünüyorsa da, LTE-Advanced teknolojisinin yakın zamanda 3Gbit/s haberleşme hızlarına ulaşabileceği, 2009 yılında yayımlanan bir çalışmada vurgulanmıştır [157]. Bu durumda gelişen teknoloji ile kablosuz haberleşme hızlarının daha da artacağı düşünüldüğünde, optik haberleşme için benzetimlerde kullanılan hız değerleri daha anlamlı olmaktadır.

2.2.3.1. 40 Gbps OFDM-RoF Benzetim Sonuçları

Bu kısımda link mesafesinin ve lazer faz gürültüsünün haberleşme performansına olan etkisi incelenmiştir. Kullanımda bulunan tek modlu fiber optik kablo parametreleri, (0.2 dB/km fiber zayıflatması ve 17ps/nm.km fiber dispersiyonu) benzetimlerde kullanılmış ve sonuçlar Şekil 2.11 ile sunulmuştur. Ayrıca farklı dispersiyon parametreleri için haberleşme performansının nasıl değiştiğini incelemek amacıyla benzetimler, üç farklı dispersiyon parametresi ile koşturulmuş ve sonuçlar Şekil 2.12 ile sunulmuştur. Yıldız kümesi diyagramları, bazı sabit parametreler için Şekil 2.13 ile verilmiştir. Sonuçlardaki “fpln”, lazer faz gürültüsünün alıcıda düzeltilmediği durumu ve “lp” ise düzeltilmediği durumu ifade etmektedir. Çalışmaya ilişkin bazı haberleşme parametreleri, Tablo 2.3 ile verilmektedir.

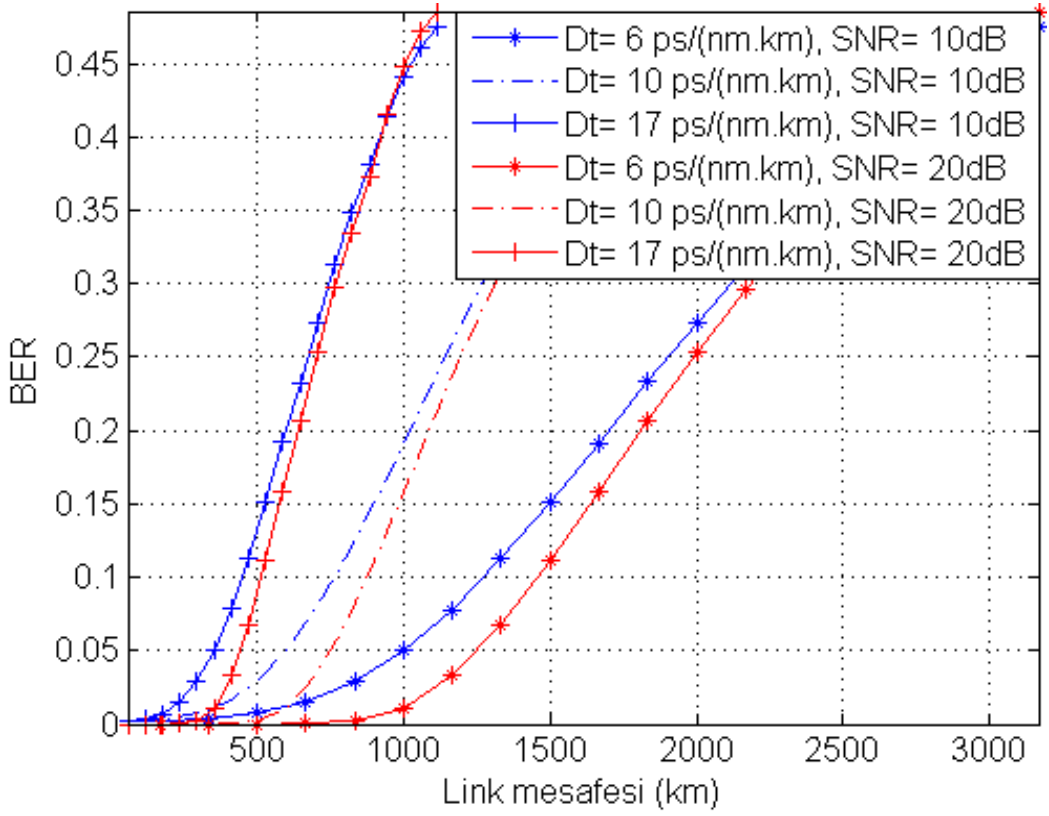
Tablo 2.3. 40 Gbps OFDM parametreleri

Parametre	Değer
Örnekleme frekansı, f_s	20 GHz
Örnekleme periyodu, T_s	50 ps
Faydalı sembol süresi T_U	25.6 ns
Çevrimsel önek süresi, $T_{CP}=T_{GI}$	3.2ns, 6.4 ns
Sembol süresi $T_{SYM}=T_U+T_{CP}$	28.8 ns, 32ns
Veri alt taşıyıcı sayısı N_{SD}	448
Pilot alt taşıyıcı sayısı N_{SP}	32, 64
Toplam alt taşıyıcı sayısı $N_{SC}=N_{SD}+N_{SP}$	512



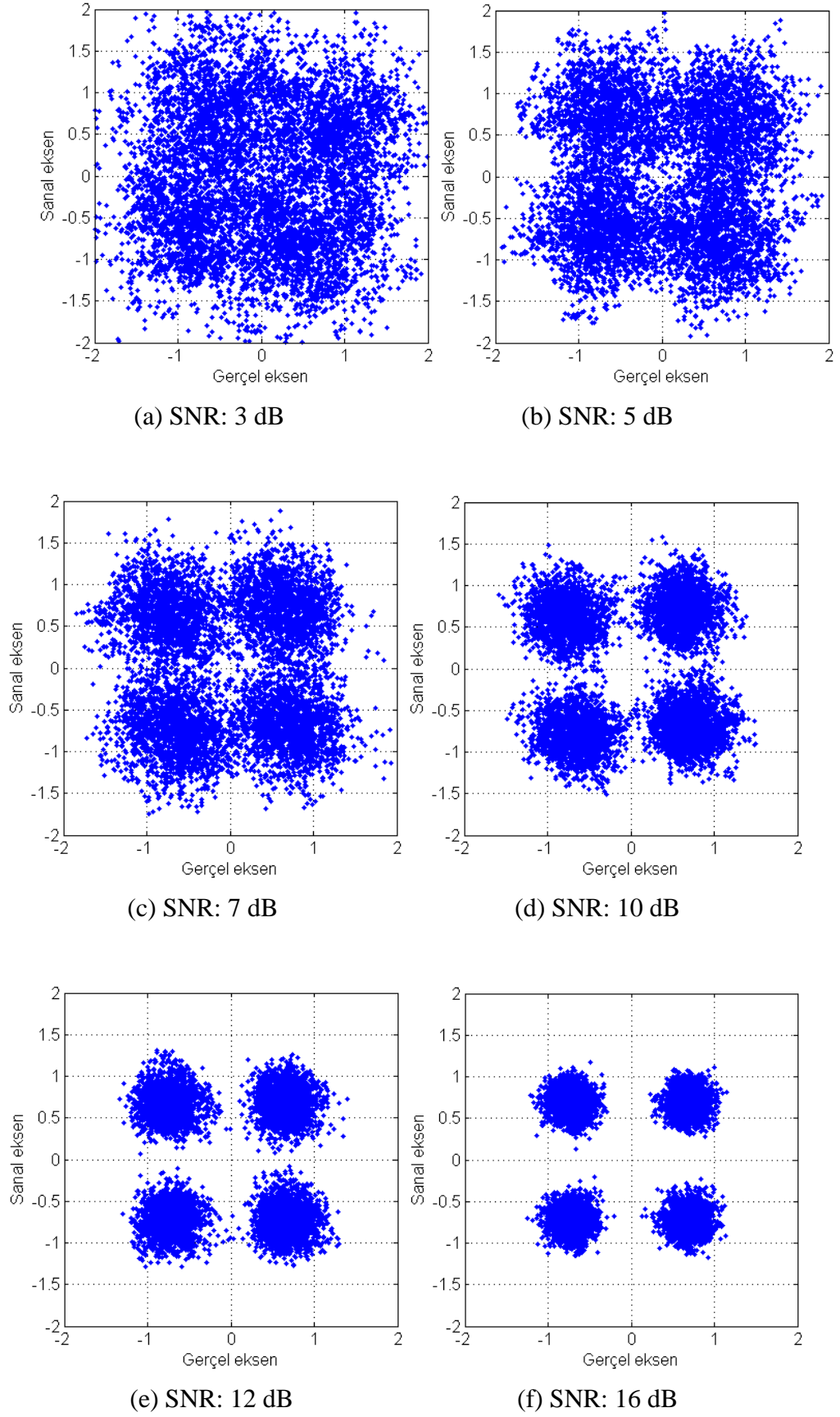
Şekil 2.11. 40 Gb/s QPSK SNR-BER değişimi, L: 100–300 km, D_i : 17 ps/(nm.km)

Sonuçlar incelendiğinde lazer faz gürültüsünün alıcıda kestirilip düzeltilmesiyle sonuçların iyileştiği hatta bu düzeltme olmaksızın haberleşmenin mümkün olamayacağı Şekil 2.11’de gözlemlenmektedir. Ayrıca sonuçlar, beklendiği gibi haberleşme mesafesinin artması durumunda aynı SNR değeri için daha fazla hata yapılacağı bilgisini de doğrulamaktadır. Şekil 2.11 daha detaylı incelendiğinde 16 dB işaret gürültü oranında 100 km link mesafesi için yapılan hata, BER: 10^{-7} olarak gözlemlenmiştir. Bu sonuç Şekil 2.13 ile verilen yıldız kümesi diyagramlarında da gözlemlenmektedir. Ayrıca BER: 10^{-3} durumunda haberleşme mesafesini 100 km’den 200 km’ye çıkarmak için işaret gürültü oranını 2.5 dB artırmak gerektiği yine Şekil 2.11’den anlaşılmaktadır. Buna rağmen haberleşme mesafesini 200 km’den 300 km’ye çıkarmak için ise aynı BER değeri için işaret gürültü oranını 11 dB civarında artırmak gerektiği de bu sonuçtan ortaya çıkmaktadır. Elde edilen bu veriler optik haberleşme için geçerliliği daha önceden bilinen bir başka veriyi de doğrulamaktadır. Kromatik dispersiyon, yüksek hızlarda ve uzun mesafelerde çok daha fazla etkili olmaktadır.



Şekil 2.12. 40 Gb/s QPSK BER-Link uzunluğu değişimi, L: 0–3000 km

Şekil 2.12’de ise 10 dB ve 20 dB SNR değeri için değişik dispersiyon parametreleri kullanıldığında haberleşme mesafesinin BER değeri ile değişimi incelenmiştir. Bu durumda beklendiği gibi düşük dispersiyon parametresine sahip tek modlu fiberlerin kullanılması durumunda aynı SNR ve BER değerleri için daha fazla link mesafelerine ulaşılabileceği Şekil 2.12’den anlaşılmaktadır. Alıcı tarafta lazer faz gürültüsünün düzeltildiği durum için elde edilen QPSK yıldız kümesi diyagramları; 200 km link mesafesi, 17 ps/nm.km dispersiyon parametresi ve 6 değişik SNR değeri için Şekil 2.13 ile verilmektedir. Sinyal gücünün arttığı durumlar için verilerin kolaylıkla ayrıştığı, özellikle 16 dB SNR için haberleşmenin bu veri kümesi ve link mesafesi için neredeyse hatasız gerçekleştiği Şekil 2.13-f ile verilen benzetim sonuçlarından anlaşılmaktadır.



Şekil 2.13. 40 Gb/s QPSK yıldız küme diyagramları, $L:200$ km, $D_i:17$ ps/(nm km)

2.2.3.2. 100 Gbps OFDM-RoF Benzetim Sonuçları

CO-OFDM tabanlı RoF sistemi için gerçekleştirilen çalışmaların ikinci kısmında, haberleşme hızı 40 Gb/s'den 100 Gb/s'e çıkarılmıştır. Bunun için örnekleme frekansı ve modülasyon tipi gibi bazı parametrelerde Tablo 2.4'de verilen değişiklikler yapılmıştır. Bu kısımda haberleşme hızının 100 Gb/s seçilmesinin nedeni, bu hızın aynı zamanda 2011 yılında IEEE Computer Society tarafından yayımlanan IEEE 802.3bg standardı ile desteklenmesidir.

Tablo 2.4. 100 Gbps OFDM parametreleri

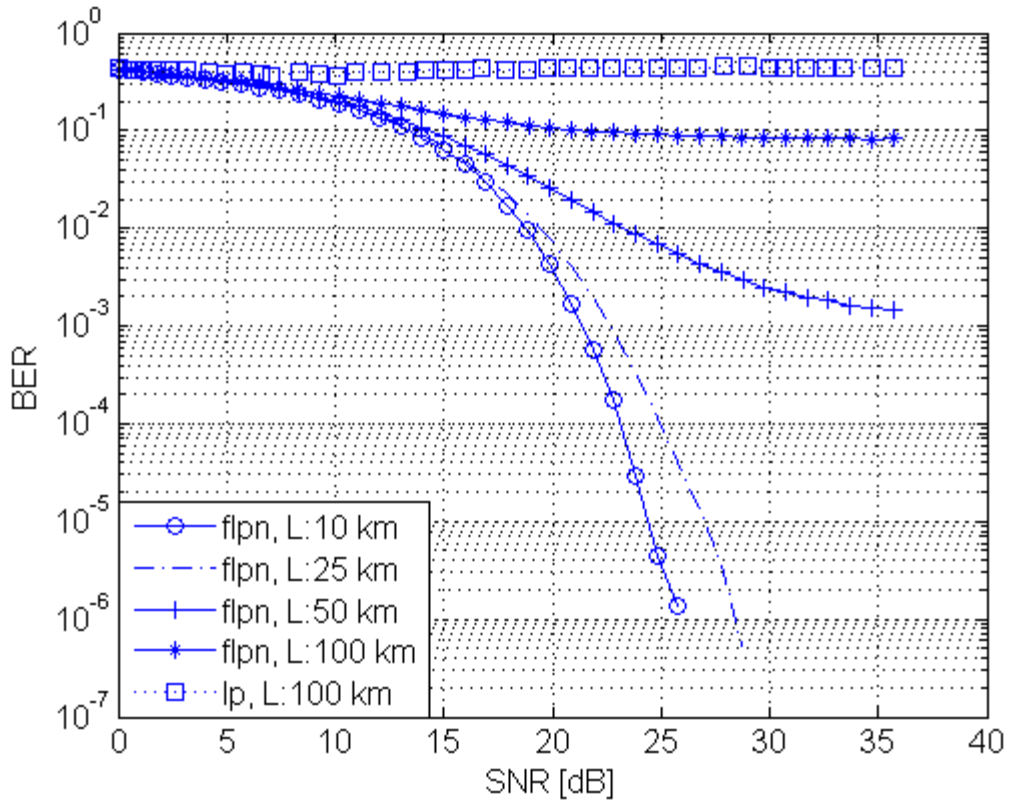
Parametre	Değer
Örnekleme frekansı, f_s	30 GHz
Örnekleme periyodu, T_s	33.3 ps
Faydalı sembol süresi T_U	17 ns
Çevrimsel önek süresi, $T_{CP}=T_{GI}$	2.1 ns, 4.2 ns
Sembol süresi $T_{SYM}=T_U+T_{CP}$	19.1 ns, 21.2 ns
Veri alt taşıyıcı sayısı N_{SD}	448
Pilot alt taşıyıcı sayısı N_{SP}	32, 64
Toplam alt taşıyıcı sayısı $N_{SC}=N_{SD}+N_{SP}$	512

Yüksek veri hızlarına ulaşıldığında özellikle işaret gürültü oranlarında iyileştirme yapmak gerekmektedir. Ayrıca lazer faz gürültüsü kestirimi olmaksızın haberleşmenin yapılamayacağı Şekil 2.14'dan anlaşılmaktadır. Kanal kodlama yöntemi kullanmaksızın 50 km ve 100 km için BER: 10^{-3} değerine ulaşamadığı da yine Şekil 2.14'dan anlaşılmaktadır. 100 Gb/s haberleşme hızlarında BER: 10^{-5} için 10 km link mesafesini 25 km'ye çıkarmak için SNR değerinde 2.5 dB bir artış yapılması gerektiği Şekil 2.14'dan anlaşılmaktadır. Şekil 2.15, Şekil 2.16 ve Şekil 2.17'den elde edilen sonuçlara göre aşağıdaki yorumlar yapılabilir.

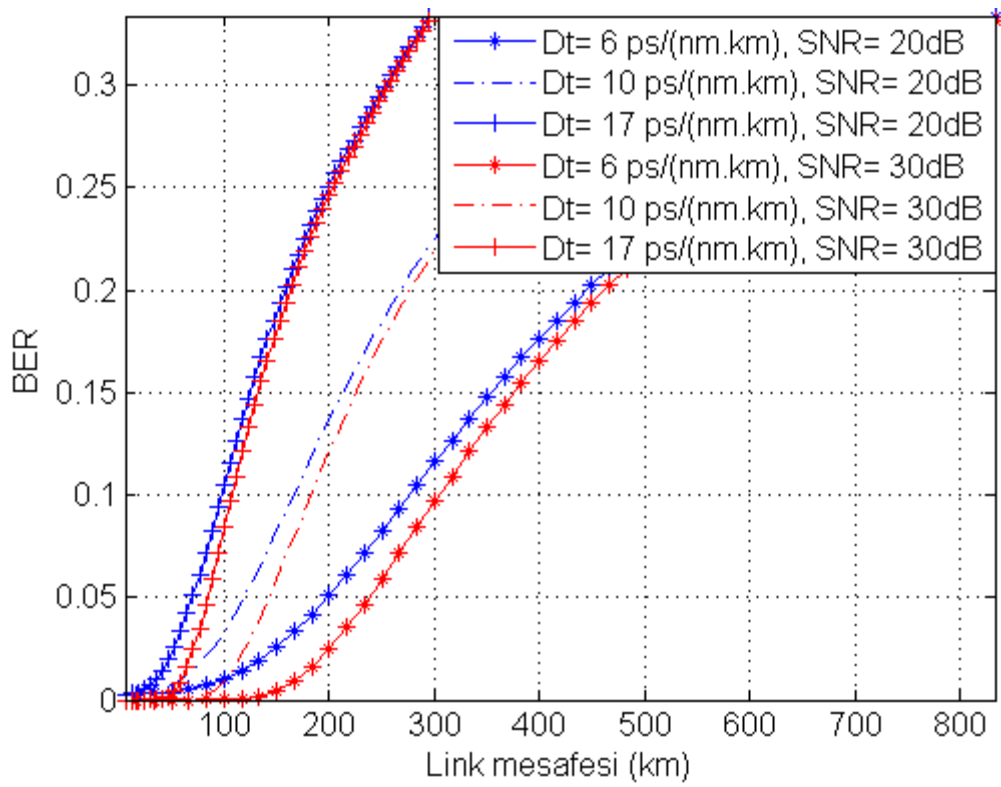
SNR: 20 dB, BER: 10^{-2} için kromatik dispersiyon parametreleri; 6 ps/(nm km), 10 ps/(nm km) ve 17 ps/(nm km) için optik link mesafeleri sırasıyla 100 km, 60 km ve 35 km olarak gözlenmiştir.

SNR: 30 dB, BER: 10^{-5} için kromatik dispersiyon parametreleri; 6 ps/(nm km), 10 ps/(nm km) ve 17 ps/(nm km) için optik link mesafeleri sırasıyla 85-100 km, 50-60 km ve 30-35 km olarak gözlenmiştir.

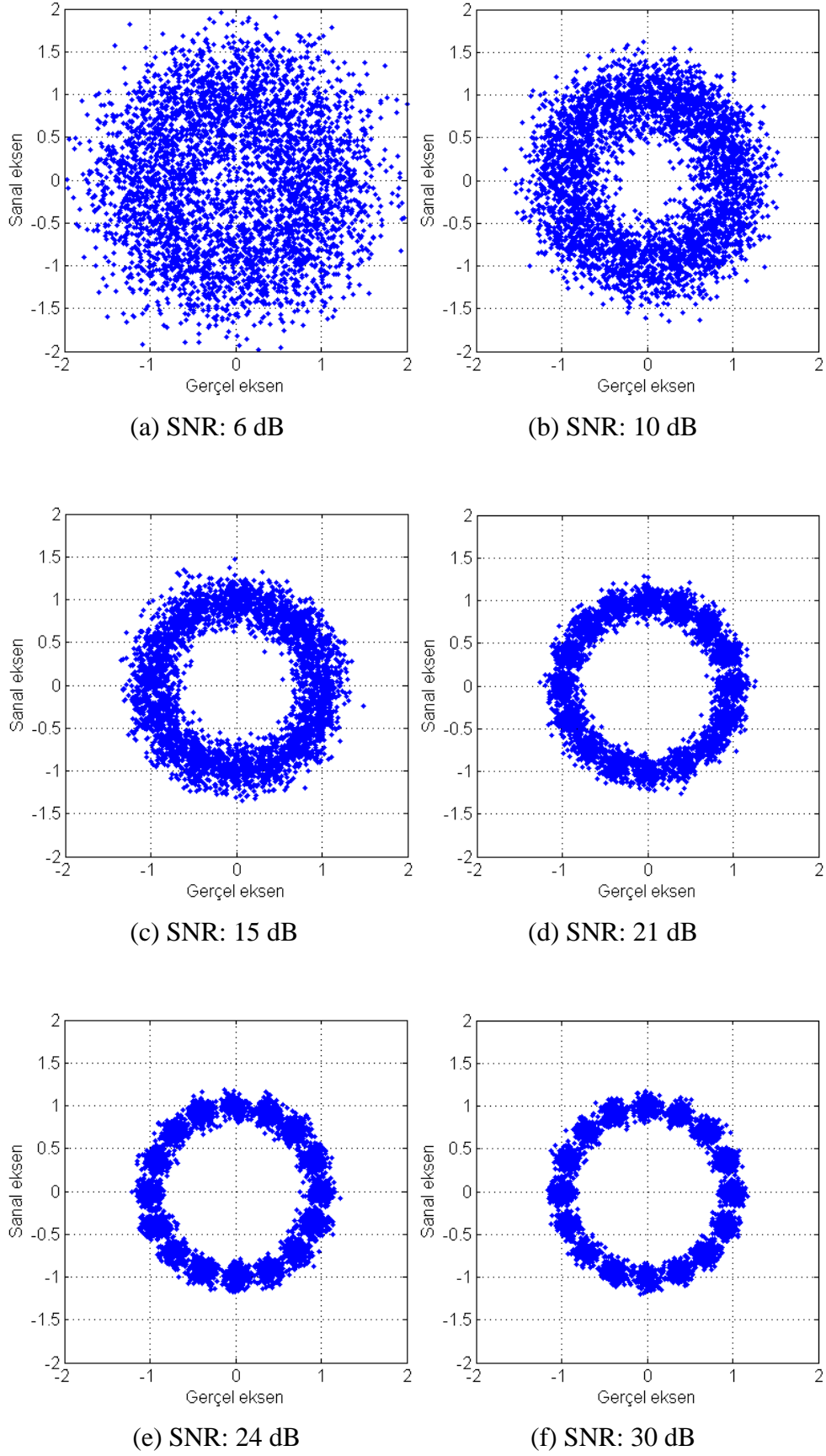
Şekil 2.16 incelenirse, ayrılmış yıldız kümesi diyagramlarını elde etmek için 40 Gb/s değerlerine göre 100 Gb/s için daha yüksek SNR gerektiği de açıkça görülmektedir.



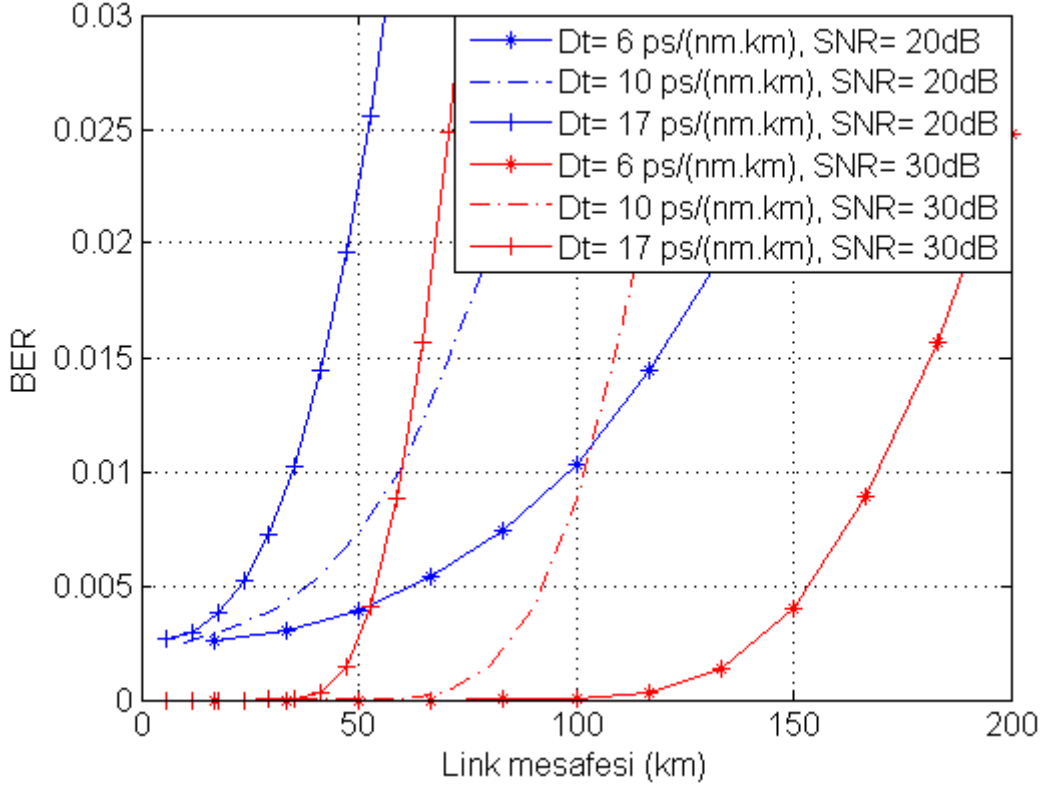
Şekil 2.14. 100 Gb/s 16PSK SNR-BER değişimi, D_t : 17 ps/(nm.km)



Şekil 2.15. 100 Gb/s 16PSK BER-Link uzunluğu değişimi, L: 0–800 km



Şekil 2.16. 100 Gb/s 16PSK Yıldız küme diyagramları, $L:50$ km, $D_t:17$ ps/(nm km)



Şekil 2.17. 100 Gb/s 16PSK BER-Link uzunluğu değişimi, L: 0–200 km

Bu sonuçlardan yola çıkarak 40 Gb/s den 100 Gb/s e çıkıldığında aynı BER oranını elde etmek için daha yüksek SNR ya da daha kısa link mesafesi gerektiği açıkça ortaya çıkmaktadır.

2.3. Önerilen Bilişsel Radyo Anteni İçin Gerçekleştirilen Matematiksel Model ve Benzetim Çalışmaları

Giriş kısmında, bilişsel radyonun verimli kullanılabilmesi için yeni anten tasarımlarının gerekliliği açıklanmıştır. Doktora çalışmasının bu kısmında ise RoF tabanlı çok bantlı bilişsel radyo için çok bantlı ve yeniden yapılandırılabilir antenin rezonans frekansının hesaplanabilmesi için literatürde önerilen matematiksel ifadeler incelenmiş ve yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Yeniden yapılandırılabilir anten, alt bantları arasında bilişsel radyonun CSI (channel state information [3, 39]) bilgisine göre dinamik olarak geçişler yapabilme yeteneğine sahiptir. Önerilen anten sayesinde her frekans için farklı bir anten yapısı kullanım zorunluluğu ortadan kalkmaktadır. Diğer taraftan, önerilen anten ile RoF tabanlı bilişsel radyo sistemleri için çeşitlilik kazancı da sağlanabilmektedir.

Önerilen antenin dinamik yapısını, tasarlanan ARC kontrol etmektedir. ARC içerisinde bulunan mikroişlemci ile daha önceden anten üzerindeki belirli noktalara yerleştirilen optik, elektronik ya da elektromekanik anahtarların kontrolünü bilişsel radyonun o anki CSI durumuna göre yaparak antene yeniden yapılandırılabilirlik özelliğini sağlamaktadır. Bunun için en uygun iki seçenek optimizasyon yapmak ya da look-up tablosu kullanmaktır. Daha hızlı bir yapılandırma süreci için bu çalışmada ARC için look-up tablosu kullanılmıştır. Optimizasyon ise antenin değişmeyen parametrelerinin (flare açısı, scale faktörü, correction faktörü, anten boyu) belirlenmesinde kullanılmıştır. Hızlı yakınsama özelliği ve yerel minimumlara takılmama avantajı sayesinde parçacık sürü optimizasyonu (PSO), çalışmanın bu kısmında tercih sebebi olmuştur [136]. Bilişsel radyo için televizyon bandlarının da kullanıma alınabileceği düşünüldüğünde anten ışınma örüntüsünün istenilen biçimde olması için anten boyutlarının özellikle düşük frekanslarda istenmeyen boyutlara ulaşabileceği açıktır. Fraktal antenlerin doğal yapısından kaynaklanan özelliği, düşük frekanslarda da küçük boyutlu antenlerin tasarımını mümkün kılmaktadır. Böylece fraktal geometrinin getirdiği anten boyutlarındaki küçülme sayesinde aynı frekanslar için daha küçük boyutlarda antenler kullanılabilir. Yapılan çalışmalardan elde edilen sonuçlara göre 5iter260C1 anteninin, standart çeyrek dalga monopol antenine göre %40 civarında boyut azaltma etkisine sahip olduğu belirlenmiştir. Anten tanımlamasında Şekil 2.18 ile verilen terminoloji kullanılmıştır.

İTERASYON SAYISI	SCALE FAKTORÜ	FLARE AÇISI	ANTEN INDEKSİ
4iter	2	60	C2

Şekil 2.18. Anten terminolojisi ve bir örneği

Antenler üzerine yapılan çalışmalar ve yenilikler incelendiğinde, teorik yaklaşımların yanı sıra araştırmacıların ve bilim insanlarının literatüre yeni geometriler ya da sistemler de kattıkları bilinmektedir [158, 159]. Yapılan tüm çalışmalar için her ne kadar elektromanyetik analizin ancak Maxwell denklemleriyle açıklanabileceği bilirse de bazı geometrik yapıların standartların dışına çıkmış olması nedeniyle standart anten denklemlerine uymadığı ve bu nedenle yaklaşık ifadeler ya da Maxwell denklemlerini

ayrık olarak çözebilen yazılımlar kullanıldığı bilinmektedir [134]. Çalışmanın bu kısmında Sierpinski fraktal anteni için daha önceden elde edilmiş yaklaşık ifadeler revize edilmiş ve yalıtkansız durum için yeni parametreler belirlenmiştir. Ayrıca Moment metodunu kullanan EMCoS yazılımı ve deneysel çalışmalar ile bu değerlerin doğruluğu test edilmiştir. Yapılan çalışmalar sonucunda gözlemlenen bir diğer sonuç ise fraktal antenin geometrik olarak yeniden yapılandırılmasında elde edilen bazı konfigürasyonların (5iter260C2, 4iter260C2) standart Sierpinski antenden daha iyi S_{11} değerlerine sahip olduğudur. Bununla ilgili bulgular sonuçlar kısmında yer almaktadır.

Yapılan literatür çalışmaları incelenmiş ve şu sonuçlara varılmıştır. Özellikle standart Sierpinski Fraktal anteni için dört değişik frekans hesabı olduğu ve genel olarak diğerlerinin de bunların türevleri olduğu belirlenmiştir [160, 161, 162, 163]. Ayrıca Sierpinski fraktal anteni için literatürde bulunan teorik ifadeler incelendiğinde aşağıda verilen (2.28) ve (2.29) denklemlerinin sırasıyla, $\epsilon_r=2.5$, $h_y=1.5$ mm ve $\epsilon_r=2.5$, $h_y=1.6$ mm ortamında elde edildiği (h_y : yalıtkan kalınlığı), ancak denklemlerin yalıtkanlık sabitine bağlı olmasına rağmen içeriğinde bu ifadelerin yer almadığı yayımlandıkları makalelerde gözlenmiştir [160, 161]. Dolayısıyla anten rezonans frekans ifadelerinin, farklı bir yalıtkanlık katsayısına sahip bir malzeme için bir geçerliliği araştırılmalıdır.

$$f_n = 0.26 \left(\frac{c}{h} \right) (\delta^n) \quad (2.28)$$

$$f_n = 0.152 \left(\frac{c}{h} \right) (\delta^n) \left(\cos \left(\frac{\alpha}{2} \right) \right) \quad (2.29)$$

Diğer çalışmada ise (2.30-2.32) denklemlerinde görüldüğü gibi yalıtkanlık sabiti verilmiş olmasına rağmen uygulanan modelin farklı yalıtkanlık katsayılarında beklenen değişimi her durum için göstermediği benzetimlerde gözlenmiştir [162]. Bu durumda ortaya çıkan teorik ifadelerin araştırılması ve geliştirilmesi gereği ortaya çıkmaktadır. Burada h_e ve s_e sırasıyla anten etkin boy ve kenar uzunluğunu; h_y , yalıtkan kalınlığını; ζ , scale faktörün çarpmaya göre tersini (δ^{-1}); x , 1. ve yukarı iterasyon için 1, 0. iterasyon için ise 0; $\rho=\zeta-0.230735$ ve n ise band numarasını göstermektedir.

$$h_e = \frac{3^{\frac{1}{2}} s_e}{2} \quad (2.30)$$

$$s_e = s + h_y (\varepsilon_r)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.31)$$

$$f_r = \left\{ \begin{array}{l} (0.15345 + 0.34\rho x) \frac{c}{h_e} (\xi^{-1})^n, n = 0 \\ (0.26) \frac{c}{h_e} \delta^n, n > 0 \end{array} \right\} \quad (2.32)$$

Denklemleri (2.33-2.36) ile verilen ve Sierpinski fraktal antenini eşkenar üçgen gibi düşünüp modelleyen bir başka çalışmada [163] ise yama anten modelinin modifiye edilmesi neticesinde yeni denklemler elde edilmiş ancak yaptığımız çalışmalar sonucunda denklemlerin yama anten modelini kullanmaları nedeniyle istenilen rezonans değerlerini sağlamadıkları görülmüştür.

$$f_{m,n,1} = \left(\frac{2c}{3a(\varepsilon_r)^{\frac{1}{2}}} \right) (m^2 + mn + n^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.33)$$

$$a_{eff} = a + h_y (\varepsilon_r)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.34)$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{4}(\varepsilon_r - 1) \left(1 + \frac{12h_y}{a} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.35)$$

$$f_{m,n} = \frac{2c}{3a_{eff}} (\varepsilon_{eff})^{1/2} (m^2 + mn + n^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.36)$$

Burada a , antenin kenar uzunluğunu; a_{eff} , antenin etkin kenar uzunluğunu; ε_{eff} , etkin yalıtkanlık katsayısını; h_y , yalıtkan kalınlığını; m ve n ise TM_{mn} baskın modunun indekslerini ifade etmektedir (TM_{01} gibi). [143] ile verilen çalışmada ise antenin her bir bandı için farklı teorik ifadeler tanımlanmış ve sonuçları tablo ile verilmiştir.

Yukarıda literatürde bulunan çalışmaların, bu çalışmada önerilen antenin rezonans frekans hesabı için yeterli olmadığı ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle önerdiğimiz yapılandırılabilir bilişsel radyo anteninin yanı sıra bu antenin standart versiyonu olan Sierpinski fraktalı için yalıtkansız durumunda rezonans frekans ifadelerinin elde edilmesi

için [160, 161] çalışmalardaki denklemler revize edilerek teorik ifadelerde bazı iyileştirmeler yapılmıştır. Yapılan iyileştirmeler neticesinde elde edilen hesaplamalar karşılaştırmalı olarak aşağıda Tablo 2.5 ile sunulmuştur.

Tablo 2.5 4iter260C1 anteninin frekans hesabı için önerilen yöntemin literatürdeki teorik yöntemler ile kıyaslanması

Band No	Benzetim (Sim) (MHz)	Deneysel (Exp) (MHz)	Teorik (MHz)	[160] (MHz)	[161] (MHz)	[162] (MHz)	[163] (MHz)	[143] (MHz)
0	440	450	455	773.8	391.8	456	1718.2	587.3
1	-	-	-	1547.6	783.5	1547.6	-	783
2	1600	1640	1599	3095.2	1567	3095.2	-	2321.3
3	3050	3149	3198	6190.5	3134.2	6190.5	-	-
4	6470	6499	6396	-	6268.4	-	-	-

Yeni durumda standart Sierpinski anteninin rezonans frekans ifadeleri, (2.37-2.39) denklemleriyle verilmektedir. Burada f_n , Hz cinsinden n . üst bandı; h , m cinsinden anten boyunu (besleme noktasından iletken düzleme dik olarak alınan uzunluk) ; δ , scale faktörü sabitini; α , flare açısını ve c , m/s cinsinden ışık hızını ifade etmektedir. c_{opt} ise anten için elde edilen optimize sabitleri ifade etmektedir. Toprak düzlemine yerleştirilmiş monopollü anten için bu sabitler (c_{opt1} ve c_{opt2}) sırasıyla, 0.86 ve 0.98 olarak elde edilmiştir. Anten tasarımında look up tablosu yerine optimizasyon kullanılması durumunda PSO algoritmasının hız ve konum güncellemeleri için gerekli denklemler ve optimizasyonun uygunluk fonksiyonu (2.40-2.42) ile verilmiştir.

$$f_n = a(\delta^n) \left(\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right) \quad (2.37)$$

$$a = 0.152 \left(\frac{c}{h} \right) (c_{opt})^{-1} \quad (2.38)$$

$$c_{opt} = \begin{cases} c_{opt1}, & \mathbf{n} = 0 \\ c_{opt2}, & \mathbf{n} \geq 2 \end{cases} \quad (2.39)$$

$$fv_i(k+1) = fv_i(k) + c_1 \cdot rand_1(k) (pbest_i(k) - x_i(k)) + c_2 \cdot rand_2(k) (gbest(k) - x_i(k)) \quad (2.40)$$

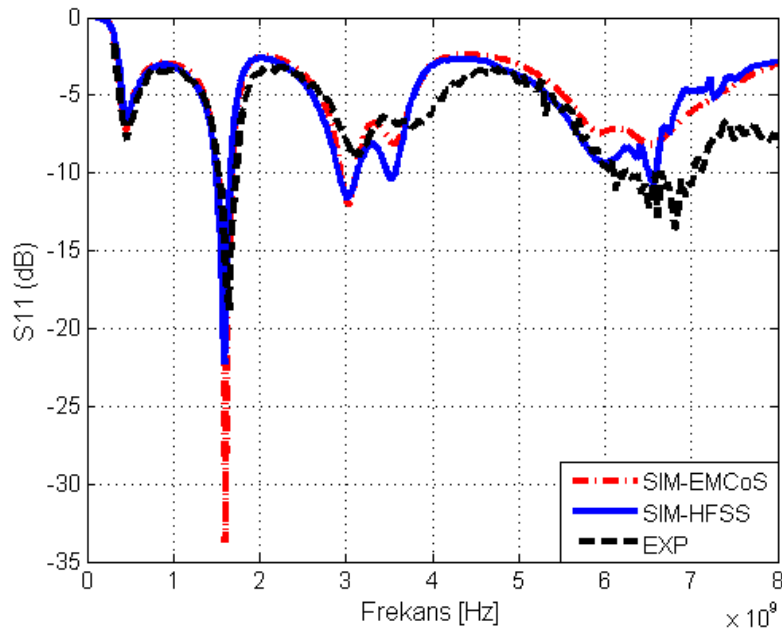
$$fx_i(k+1) = fx_i(k) + fv_i(k+1) \quad (2.41)$$

Optimizasyonda fv_i ve fx_i sırasıyla aranan parametreler için parçacıklara ait hız ve konumları ifade etmektedir. PSO algoritmasının arama uzayında istenen frekansa uygun parametreleri belirlemesi için tanımlanacak uygunluk fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$fitness = abs \left(a \left(\cos \left(\frac{\alpha}{2} \right) \right) (\delta^n) - f_n \right) \quad (2.42)$$

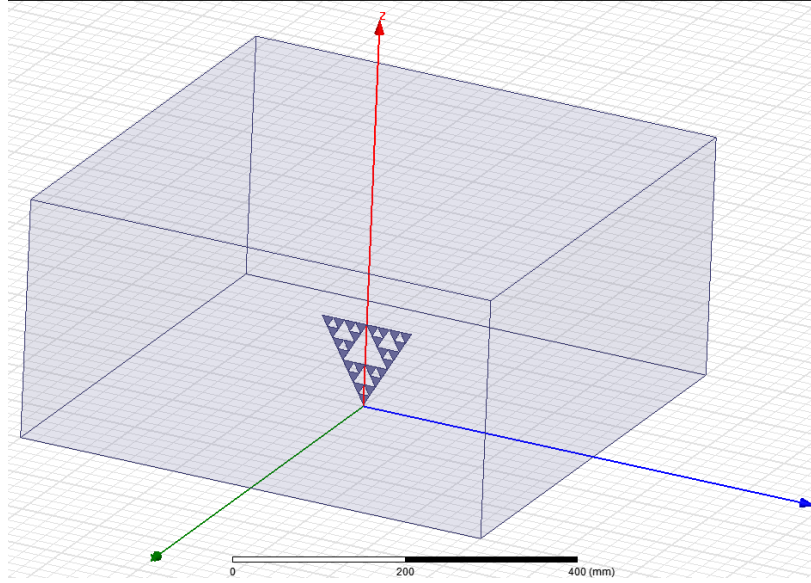
2.3.1. Dört İterasyonlu Bilişsel Radyo Anteni İçin Benzetim Çalışmaları

Önerilen bilişsel radyo antenin dört iterasyonlu bir modelinin benzetimi Moment metodunu ve sonlu elemanlar metodunu (FEM) kullanan yazılımlar ile gerçekleştirilmiştir. FEM metodunu kullanan HFSS 13 ve Moment metodunu kullanan EMCoS yazılımları elektromanyetik uyumluluk ve antenler ile yapılan çalışmalarda sıklıkla tercih edilmektedirler. 4iter260C1 anteni için iki farklı yazılım, birbirleri ve deneysel çalışma ile kıyaslanmıştır. Aşağıda Şekil 2.19 ile verilen grafikte 4iter260C1 antenin, 0-8 GHz bandında S_{11} değişimleri incelenmiştir.

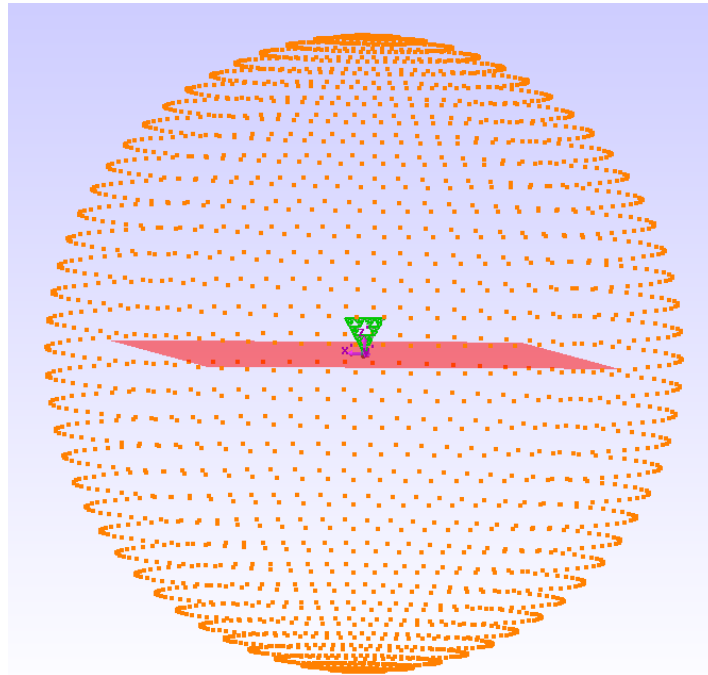


Şekil 2.19. Yalıtıksız 4iter260C1 anteni için Moment metodu ile FEM metodunun deneysel çalışma ile kıyası

Özellikle sıfırncı (455 MHz) ve ikinci band (1599MHz) için deneysel çalışma ile yazılımlar arasında mükemmel bir uyum gözlenmektedir. Üçüncü (3198 MHz) ve dördüncü (6396 MHz) bandlar ele alındığında ise sonuçların daha az uyumlu olmasına rağmen beklenen hata aralığında olduğu söylenebilir. Şekil 2.20 ile HFSS benzetim ortamı, Şekil 2.21 ile de EMCoS benzetim ortamı verilmektedir.

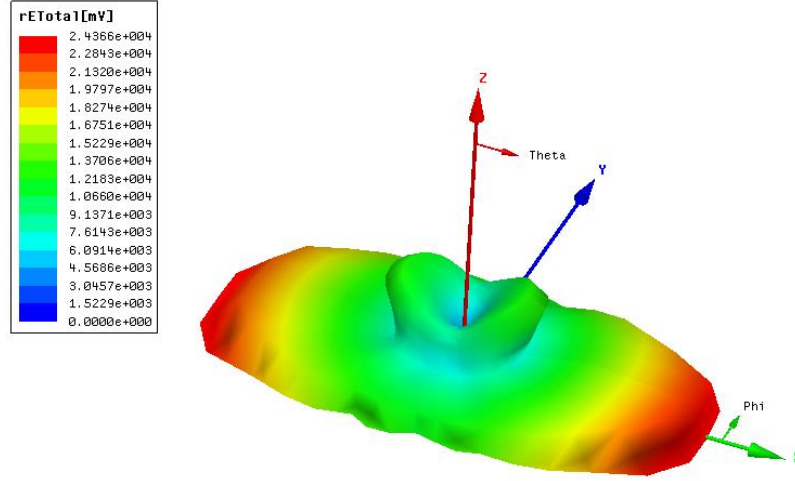


Şekil 2.20. Yalıtıksız 4iter260C1 antenin HFSS benzetim ortamı

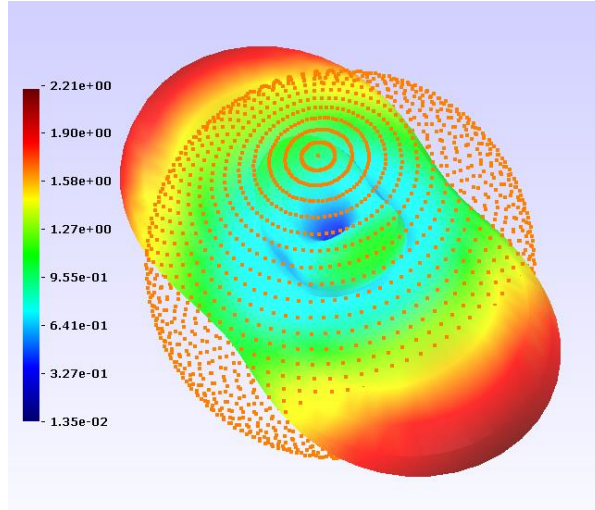


Şekil 2.21. Yalıtıksız 4iter260C1 antenin EMCoS benzetim ortamı

Şekil 2.22’de HFSS yazılımı ile elde edilen yalıtksız 4iter260C1 antenin, 1600 MHz’deki üç boyutlu ışına örüntüsü için E_{total} bileşeni verilmektedir. Benzer sonucun EMCoS yazılımı kullanılarak elde edildiği Şekil 2.23’den anlaşılmaktadır.



Şekil 2.22. Yalıtksız 4iter260C1 antenin HFSS 1600 MHz üç boyutlu ışına örüntüsü, E_{total} bileşeni



Şekil 2.23. Yalıtksız 4iter260C1 antenin EMCoS 1600 MHz üç boyutlu ışına örüntüsü , E_{total} bileşeni

Yazılımların birbirleri ile olan kıyasları, anten ışına örüntüleri için de gerçekleştirilmiştir. Yüksek oranda gözlemlenen bu benzerlikten sonra çalışmanın geri kalan kısımlarında sadece EMCoS yazılımı kullanılmış ve sonuçlar bu yazılım ile üretilen benzetim çalışmaları, deneysel çalışmalar ve matematiksel ifadeler ile yorumlanmıştır.

4iter260CX ve 4iter260CXv2 antenlerinin daha önceden belirlenen noktalara yerleştirilen optik anahtarlar ile yeniden yapılandırılması neticesi oluşan çalışma bölgeleri aşağıda Tablo 2.6 ve Tablo 2.7 ile verilmektedir.

Yapılan çalışma neticesinde 4iter260CX ve 4iter260CXv2 antenlerinin rezonans frekansı açısından $X=1-5$ arasında benzerlik gösterdiği, $X=6-10$ arasında da bazı bandlar için farklılıkların olduğu gözlemlenmiştir. Antenin matematiksel incelemesinde sadece XiterXXC1 ve XiterXXC2 anteni incelendiğinden matematiksel olarak rezonans frekans hesabında bir farklılık söz konusu olmamaktadır.

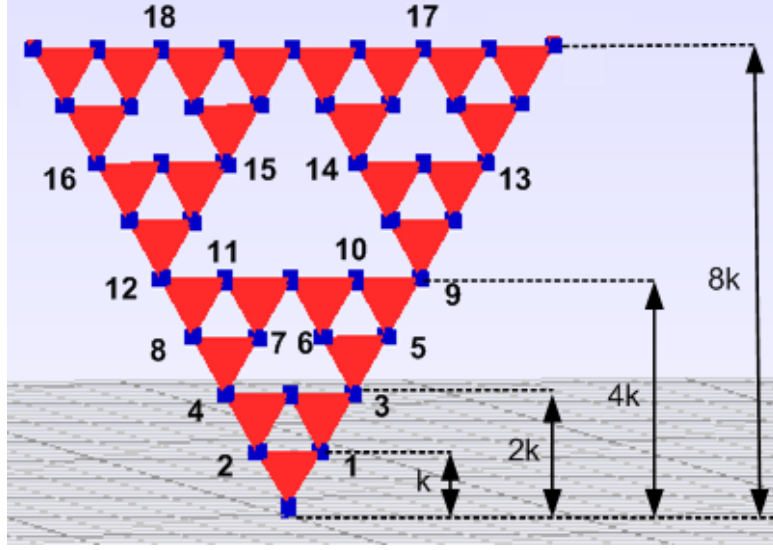
Tablo 2.6. 4iter260CX anteninin yapılandırılması sonucu elde edilen rezonans frekans bandları

Anten tipi	Optik anahtarlar	4iter260 frekans bandları (GHz)
4iter260C10	NC	2.790-3.400
4iter260C9	1, 2	1.530-1.780/5.980-6.530
4iter260C8	1-4	1.100-1.260/3.830-4.140/6.500-6.900
4iter260C7	1-4,5,8	0.860-0.980/2.890-3.120/4.805-4.970/ 6.580-6.950
4iter260C6	1-4, 6, 7	0.890-1.050/2.910-3.170/4.600-4.860/ 6.450-6.990
4iter260C5	1-8,10,11	0.810-0.910/2.960-3.300/5.780-6.330
4iter260C4	1-12	0.575-0.640/1.930-2.100/3.245-3.455/ 5.810-6.890
4iter260C3	1-12,13,16	0.450-0.505/1.475-1.590/2.420-2.510/3.290-3.470/6.210-6.770
4iter260C2	1-12, 14, 15	0.470-0.541/1.470-1.615/2.325-2.420/ 3.260-3.505/5.810-6.930
4iter260C1	1-18	0.430-0.460/1.505-1.685/2.920-3.130/ 5.800-6.800

Tablo 2.7. 4iter260CXv2 anteninin yapılandırılması sonucu elde edilen rezonans frekans bandları

Anten tipi	Optik anahtarlar	4iter260 frekans bandları (GHz)
4iter260C10v2	NC	2.340-3.580
4iter260C9v2	1, 2	1.280-1.510/5.980-6.560
4iter260C8v2	1-4	0.920-1.570/3.840-4.110/6.500-6.900
4iter260C7v2	1-4,5,8	0.830-0.940/2.890-3.080/4.730-4.960/ 6.580-6.950
4iter260C6v2	1-4, 6, 7	0.810-1.020/2.860-3.090/4.690-4.870/ 6.560-7.060
4iter260C5v2	1-8,10,11	0.760-0.910/2.950-3.230/5.780-6.250
4iter260C4v2	1-12	0.575-0.640/1.930-2.100/3.220-3.430/ 6.480-6.950
4iter260C3v2	1-12,13,16	0.450-0.505/1.475-1.590/2.370-2.460/3.250-3.400/5.9-6.8
4iter260C2v2	1-12, 14, 15	0.470-0.541/1.470-1.615/2.325-2.420/ 3.260-3.505/5.81-6.93
4iter260C1v2	1-18	0.430-0.460/1.505-1.685/2.920-3.130/ 5.800-6.800

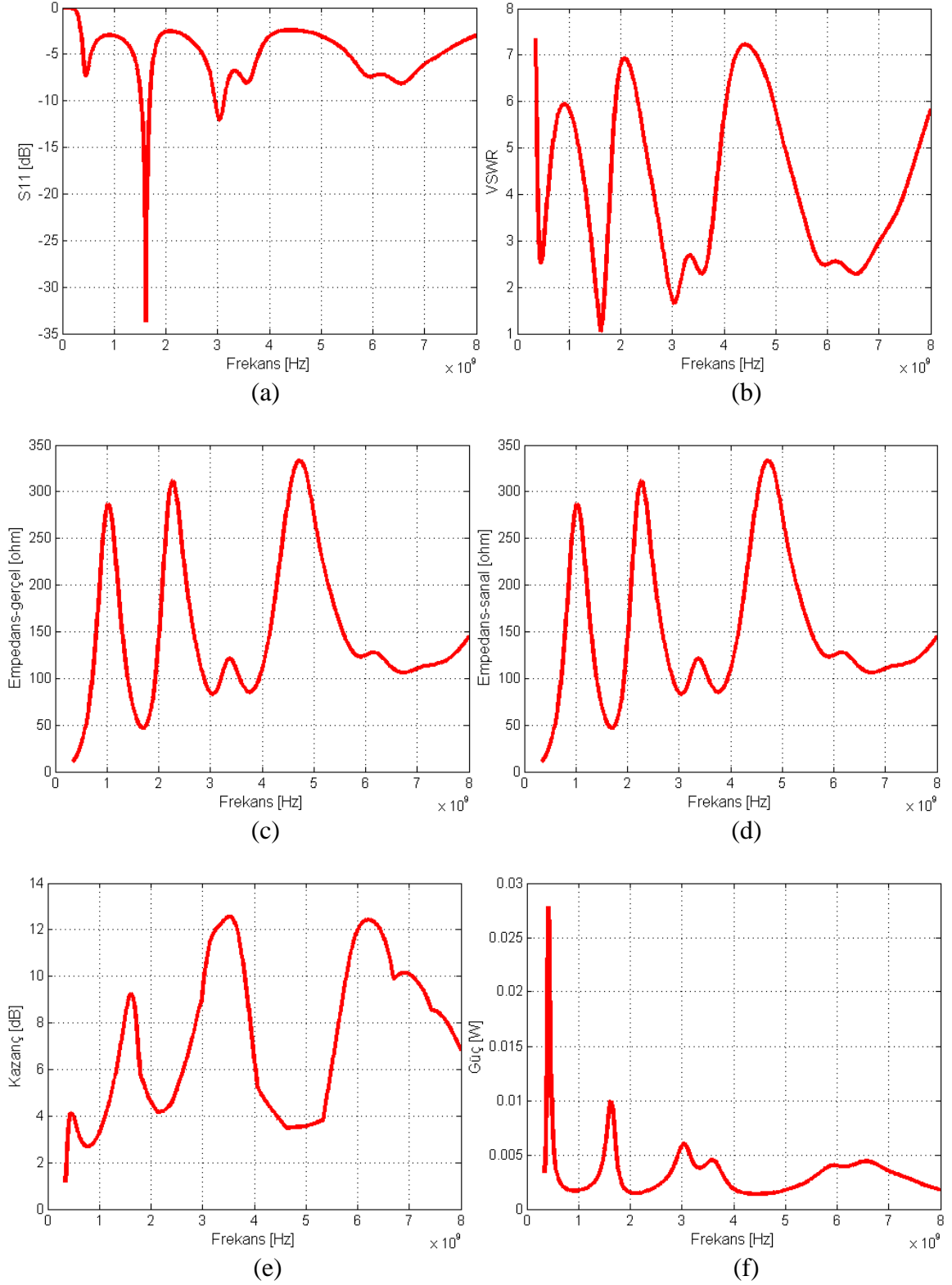
4iter260C1 monopol anteni için yapılan çalışmalarda benzetimler sonucu anten kazancının birinci band için yaklaşık 4 dB, ikinci, üçüncü ve dördüncü bandlar için ise 9,5-11dB bandında değiştiği belirlenmiştir. Bu durumun tasarım aşamasında dikkate alınması gerekmektedir.



Şekil 2.24. 4iter260CX Sierpinski fraktal anteni ve optik anahtar yerleşimi, $k=12.6\text{mm}$

Şekil 2.24 ile geometrik yapısı verilen 4iter260CX antenin (anten topolojisinden de anlaşılacağı üzere) flare açısı, 60 derece seçilmiştir. Literatürde, maksimum band genişliğinin 60 derecede elde edilebileceği bilgisinin bulunmasından dolayı antenlerin bu açığa yakın olarak tasarlanmasına özen gösterilmiştir. Ayrıca scale faktörü, 2; toprak düzlemi 120×120 cm ve k değeri 12.6 mm olarak belirlenmiştir. Haberleşme için kullanılan farklı rezonans frekanslarının elde edilmesi için 4iter grubunda 18 adet nokta belirlenmiştir. Bu noktalar optik, PIN diyot ya da elektromekanik yöntemlerle yapılandırılmakta ve ARC tarafından gelen kanal durum bilgisine göre kontrol edilmektedir. Tasarlanan tüm antenlerin iletken yüzey kalınlıkları 1mm'den küçüktür.

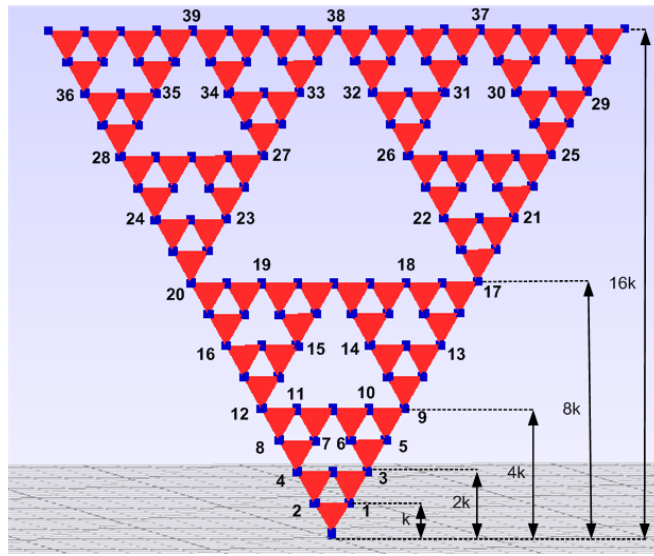
Yapılandırma sonucu oluşan değişik konfigürasyonlardan bir tanesi de Xiter260C2 antenidir. n iterasyon olmasına rağmen $n+1$ frekansta rezonansa gelen bu anten biraz daha detaylı incelenmiş ve bu anten için özel bir başlık açılmıştır. 4iter260C1 anteni ise dört iterasyonlu bilişsel radyo antenin model olduğu ve klasik Sierpinski özelliklerini taşıdığı için detaylıca incelenmiştir. 4iter260C1 antenin benzetim çalışmaları sürecinde S_{11} , VSWR, anten kazancı, anten empedansı ve ışınlanan güç değerleri incelenmiş ve Şekil 2.25 ile sunulmuştur. Antenin; 440 MHz, 1600 MHz, 3050 MHz ve 6540 MHz merkez frekansını kapsayan bandlarda ışınım yaptığı gözlemlenmiştir. Anten kazancının 4dB ile 12.5 dB arasında değiştiği ve anten empedansının da bu verilerle paralel değiştiği elde edilen sonuçlardan anlaşılmaktadır. 4iter260C1 antenin ışınım örüntüleri, çalışmanın ilerleyen kısımlarında detaylıca incelenecektir.



Şekil 2.25. Yalıtıksız 4iter260C1 antenin 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışıma diyagramları S_{11} değişimi (a), VSWR değişimi (b), Empedansın gerçel kısmının değişimi (c), Empedansın sanal kısmının değişimi (d), Kazançın değişimi (e), Yayılan güç değişimi (f)

2.3.2. Beş İterasyonlu Bilişsel Radyo Anteni İçin Benzetim Çalışmaları

Tasarlanan 5iter260CX antenini geometrik yapısı, aşağıda Şekil 2.26 ile verilmektedir. Flare açısı, 60 derece seçilmiştir. Scale faktörü, 2; toprak düzlemi, 120x120 cm ve k değeri 6.8 mm olarak belirlenmiştir. Haberleşme için kullanılan ve Tablo 2.8 ile verilen farklı rezonans frekanslarının elde edilmesi için 5iter grubunda 39 adet nokta belirlenmiştir. Bu noktalar optik, PIN diyot ya da elektromekanik yöntemlerle yapılandırılmakta ve ARC tarafından kontrol edilmektedir.



Şekil 2.26. Tasarlanan 5iter260CX Sierpinski Fraktal anteni ve anahtar pozisyonları, k=6.8mm

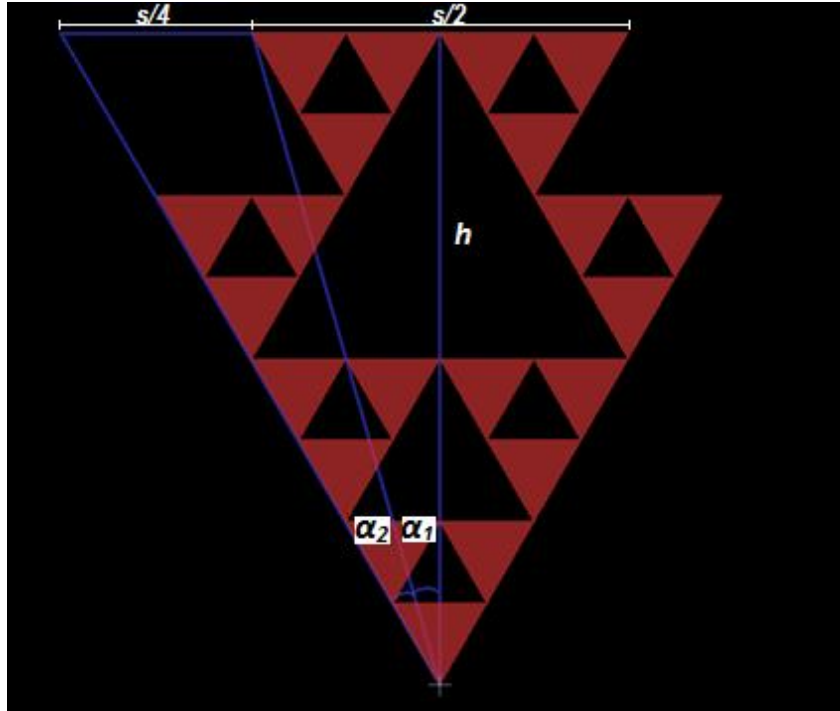
Tablo 2.8: 5iter260CX anteninin yapılandırılması sonucu elde edilen rezonans frekans bandları

Anten tipi	Optik anahtarlar	5iter260 frekans bandları (GHz)
5iter260C14	NC	6.40-8.16
5iter260C13	1, 2	3.21-3.89/11.94-13.47
5iter260C12	1-4	2.23-2.67/7.46-8.04/12.87-13.78
5iter260C11	1-4, 6, 7	1.79-2.22/5.51-6.10/8.68-9.19/ 12.89-13.98
5iter260C10	1-8, 10, 11	1.61-1.90/5.77-6.48 /11.41-12.01/13.09-13.21
5iter260C9	1-12	1.12-1.30/3.66-3.88/6.25-6.63 /12.49-14.45
5iter260C8	1-12, 14, 15	0.90-1.08/2.75-3.03/4.26-4.51 /6.24-6.75/ 12.39-14.40
5iter260C7	1-16, 18, 19	0.81-0.93/2.86-3.16/5.51-6.98/12.13-14.38
5iter260C6	1-20	0.72-0.80/2.30-2.46/3.22-3.42/5.76-7.00/ 12.30-14.40
5iter260C5	1-24	0.56-0.65/1.81-1.88/3.10-3.22/6.04-6.94/ 12.25-14.38
5iter260C4	1-28	0.41-0.45/1.42-1.54/2.72-3.40/5.86-6.92/ 12.30-13.00
5iter260C3	1-24, 25, 28, 29, 30, 35, 36	0.43-0.49/1.41-1.43/2.21-2.24 /3.13-3.23/ 5.89-6.94/12.34-13.00
5iter260C2	1-24, 26, 27, 31-34, 38	0.45-0.52/1.36-1.46/2.08-2.18/ 3.07-3.26/ 5.98-6.85/12.64-13.00
5iter260C1	1-39	0.42-0.44/1.42-1.54/2.70-3.42/5.86-6.90/ 12.26-13.00

2.3.2.1. Xiter260C2 Anteni

Xiter260C2 anteni, klasik Sierpinski anteninin yapılandırılmasıyla oluşturabileceği gibi özel olarak da üretilebilir. Bu antenin dört iterasyonlu hali, 4iter260C2 olarak adlandırılmakta ve Şekil 2.27’de Eagle programı ile çizilen PCB’si verilmektedir. Şekil 2.28 ile benzetim modeli verilen 4iter260C2 anteninin yaklaşık rezonans frekans ifadeleri, 2.43-2.48 denklemleri ile elde edilebilmektedir.

4iter260C2 anteninin dört iterasyon yapısında olmasına rağmen beş değişik frekansta rezonansa gelmesi, klasik Sierpinski anteni ile arasındaki önemli bir farktır. Ayrıca antenin S_{11} değerleri, klasik Sierpinski antenine göre daha iyidir. Hesaplamalarda, daha önceden tanımlanan optimizasyon sabitleri geçerlidir. Ancak haricen yeni bir band daha ortaya çıktığı için $n=2$ olduğu durumu modellemek için c_{opt2a} ve c_{opt2b} olmak üzere iki yeni sabit tanımlanmıştır.



Şekil 2.27. Tasarlanan 4iter260C2 anteni PCB gösterimi

4iter260C2 monopol anteni için yapılan çalışmalarda, anten kazancının benzetimler sonucu sıfıncı band için yaklaşık 8 dB; ikinci, üçüncü ve dördüncü bandlar için ise 14-16dB bandında değiştiği belirlenmiştir.

$$f_n = a(\delta^n)(\cos(\alpha_1)) \quad (2.43)$$

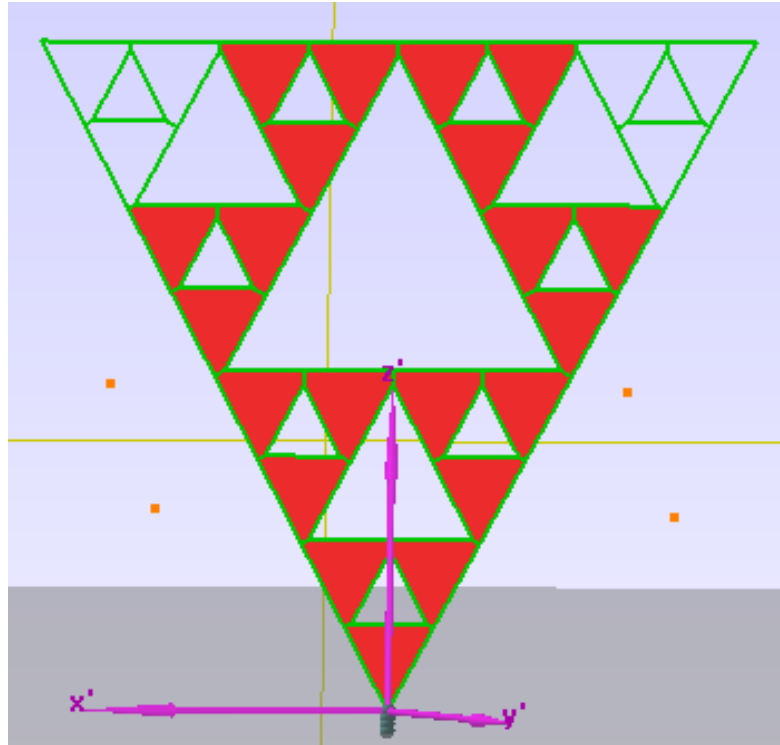
$$\alpha = 2(\alpha_1 + \alpha_2) \quad (2.44)$$

$$\alpha_1 = \text{arc}\left(\tan\left(\frac{s}{4h}\right)\right) \quad (2.45)$$

$$a = 0.152\left(\frac{c}{h}\right)(c_{opt})^{-1} \quad (2.46)$$

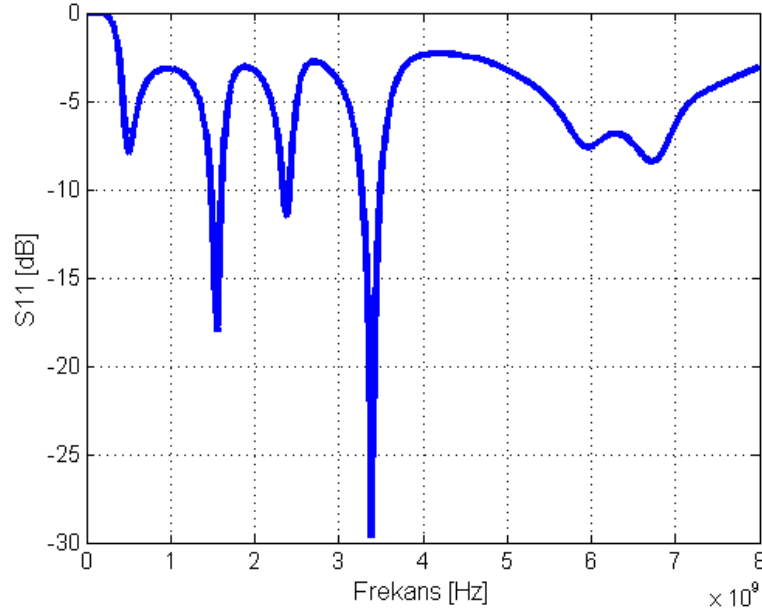
$$(c_{opt2a})(c_{opt2b}) = 0.75 \quad (2.47)$$

$$c_{opt} = \begin{cases} c_{opt1}, \mathbf{n} = 0 \\ c_{opt2a}, c_{opt2b}, \mathbf{n} = 2 \\ c_{opt2}, \mathbf{n} \geq 3 \end{cases} \quad (2.48)$$



Şekil 2.28. 4iter260C2 antenin simülasyon modeli

4iter260C2 antenin yapılandırma süreci olmaksızın özel olarak üretilmesi sonucu oluşan rezonans bandları, Şekil 2.29'da görülmektedir. Antenin ortaya çıkan yeni bandı, ikinci ile üçüncü band arasında oluşmaktadır. Daha önce verilen matematiksel ifadeler ile benzetim sonuçları benzerlik göstermektedir.



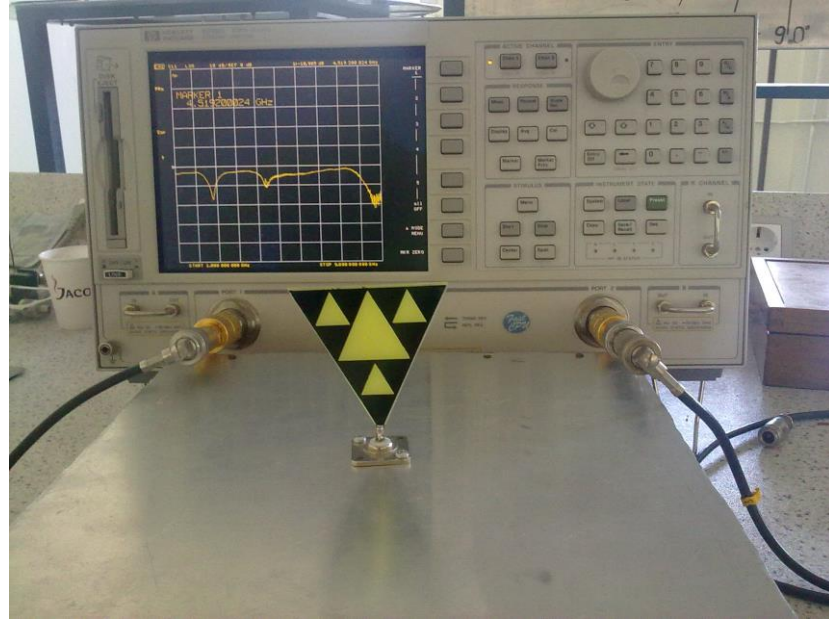
Şekil 2.29. Tasarlanan 4iter260C2 antenin rezonans frekansları band0:500 MHz, band2a:1.55 GHz, band2b:2.38GHz, band3:3.39GHz, band4:6.72GHz

2.4. Önerilen Bilişsel Radyo Anteni İçin Deneysel Çalışmalar

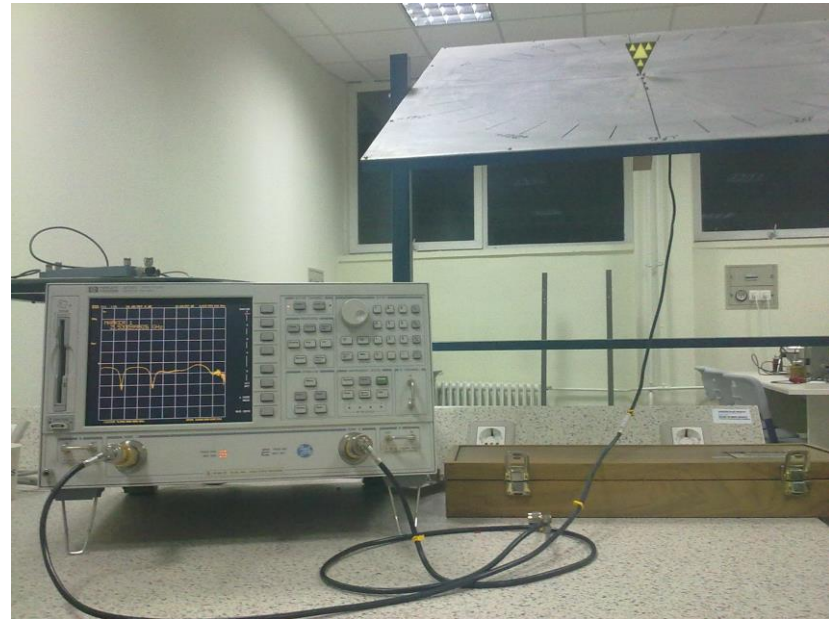
Önerilen bilişsel radyo antenin deneysel çalışmaları, KTÜ mikrodalga laboratuvarı ve İTÜ'deki yansımaz oda kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Yansımaz oda içerisinde bulunan düzenek, MiDAS Far Field Antenna Measurement and Analysis system ile kontrol edilmektedir. Yapılan deneysel ve benzetim çalışmaları arasındaki uyumu göstermek amacıyla farklı bir anten tasarlanmış ve sonuçları yorumlanmıştır.

Üç iterasyonlu anten için $\alpha=53$ derece flare açısı ve $\delta=2$ scale faktörü değerleri seçilmiştir. Böylelikle daha önceden belirlediğimiz anten terminolojisine göre 3iter253C1 anteni tasarlanmıştır. Anten boyu 65 mm seçilmiş ve günümüzdeki bazı haberleşme standartlarını kapsaması amaçlanmıştır. Antenin 120x120 cm toprak düzlemi üzerinde deneysel ve benzetim çalışma sonuçları incelendiğinde, büyük oranda benzerlik gösterdikleri açıkça görülmektedir. Epoxy malzeme üzerinde baskı yöntemi kullanılarak

üretilen 3iter253C1 anteni, antene ait ölçümleri gösteren Network analizör görüntüsü ve deney düzeneği Şekil 2.30 ve Şekil 2.31 ile verilmektedir. 300 MHz - 6 GHz arasındaki rezonans bandları incelenen 3iter253C1 antenin lazer-iletim durumunda 700 MHz, 2.5 GHz ve 4.7 GHz'de; lazer-kesim durumunda ise 1.3 GHz ve 4.8 GHz'de ışıma yaptığı gözlenmiştir.

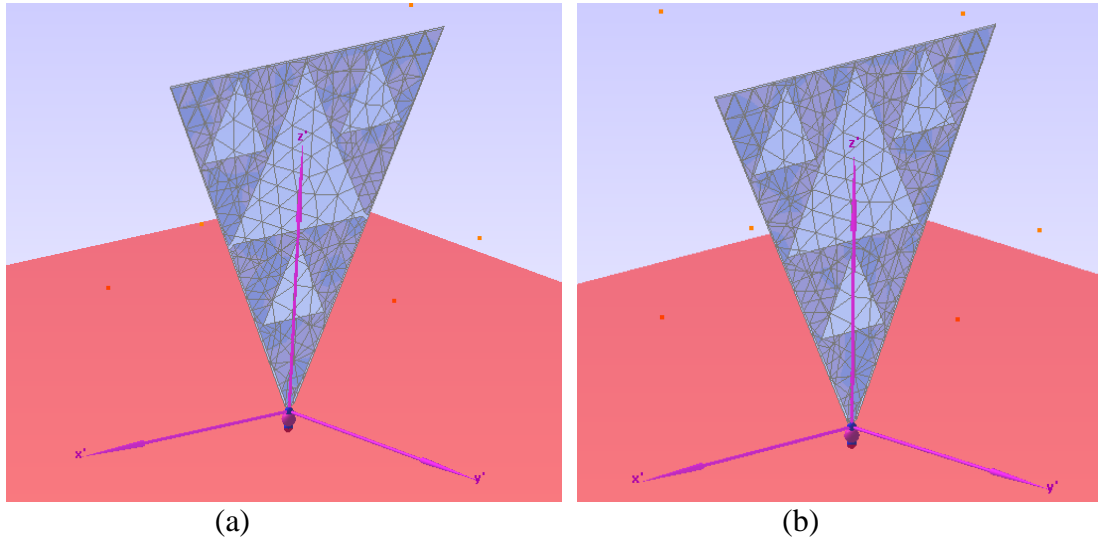


Şekil 2.30. 3iter253C1 prototip antenin Network analizör ile ölçümü

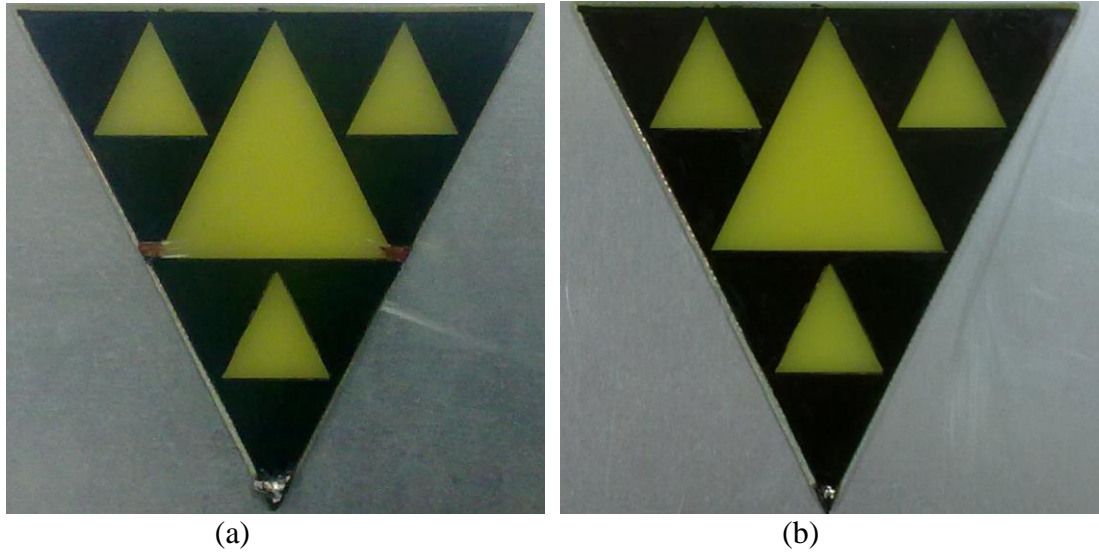


Şekil 2.31. 3iter253C1 prototip antenin S_{11} ölçümü için oluşturulan deneysel düzenek

Tasarlanan 3iter253C1 antenin, lazerlerin iletim ve kesimde olduğu durumlar için oluşturulan benzetim modelleri, Şekil 2.32-a ve Şekil 2.32-b ile verilmektedir. Bu şekillerde daha önceden de bahsedilen optik anahtarların iletim ve kesim durumu için bir model oluşturulmuştur. Deneysel çalışma için aynı boyutlardaki antenler, yalıtkan malzeme üzerinde baskı yöntemiyle üretilmiştir. Şekil 2.33-a ve Şekil 2.33-b, optik model için üretilen antenleri göstermektedir.



Şekil 2.32. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin iletken düzlem üzerindeki görünümü; lazerler kesim durumunda (a), lazerler iletim durumunda (b)



Şekil 2.33. Üretilen 3iter253C1 prototip antenin düzlem üzerindeki görünümü; lazerler kesim durumunda (a), lazerler iletim durumunda (b)

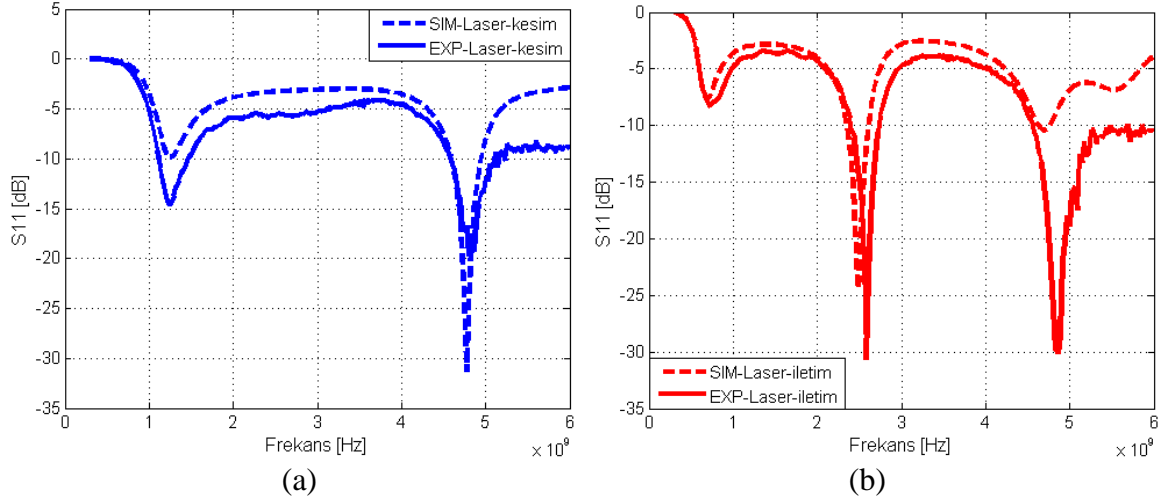
Sonuçlara ilişkin verilen grafiklerde SIM-Laser-kesim, lazerin kesimde olduğu benzetim sonucunu; EXP-Laser-kesim ise lazerin kesimde olduğu deneysel sonucu ifade etmektedir. Ayrıca SIM-Laser-iletim, lazerin iletimde olduğu benzetim sonucunu; EXP-Laser-iletim ise lazerin iletimde olduğu deneysel sonucu ifade etmektedir.

Yapılan çalışmada, lazerin kesim durumu için beklendiği gibi, antenin iki rezonans frekansı oluşmaktadır. Bu bandlar Şekil 2.34-a'da görüldüğü gibi 1.3 GHz ve 4.8 GHz olarak elde edilmiştir. Şekil 2.34-a ile verilen S_{11} değişimi incelendiğinde lazerlerin kesimde olduğu durumda, 120x120 cm iletken düzlem için benzetim ve deneysel sonucun benzerlik gösterdiği görülmektedir. Ayrıca beklendiği gibi antenin üst bandında 50 ohm hat empedansına daha iyi bir uyum sağlandığı, verilen S_{11} değişimlerinden de anlaşılmaktadır. Lazerlerin iletim durumunda, antenin üç frekans bandı oluşmaktadır. Bu bandlar Şekil 2.34-b'de görüldüğü gibi 700 MHz, 2.5 GHz ve 4.7 GHz olarak gözlenmiştir. Şekil 2.34-b incelendiğinde benzetim ile deneysel sonuçların birbirine yakın olduğu görülmektedir. Benzer bir biçimde üst bandların 50 ohm değerine daha iyi uyum sağladığı da Şekil 2.34-b'den anlaşılmaktadır.

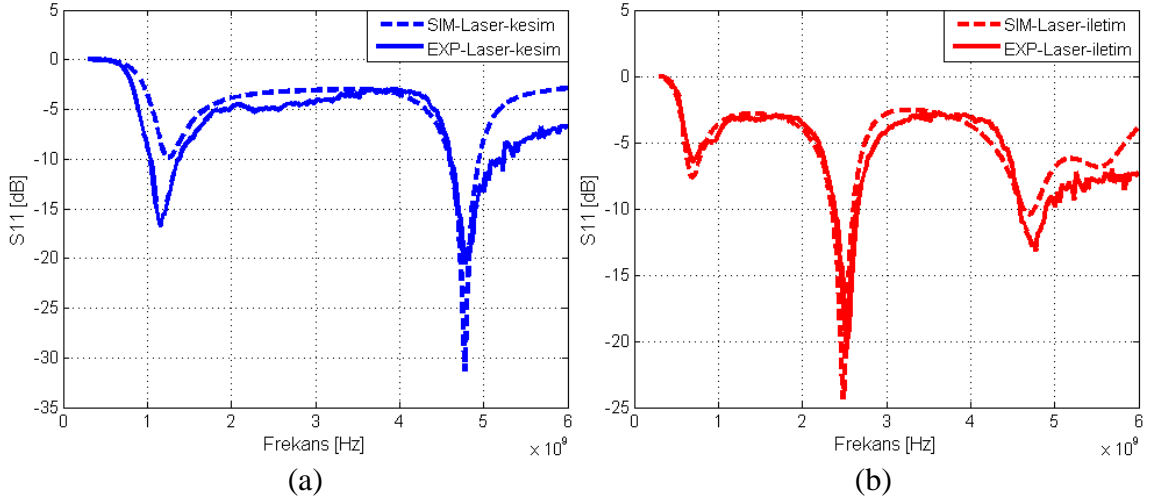
Yapılan çalışmada, antenlerin üzerinde buldukları iletken düzlemin anten rezonans frekansına olan etkisi de incelenmiş ve sonuçlar Şekil 2.35 ile verilmiştir. Gerçekleştirilen iletken düzlem boyut değişikliğinin, anten rezonans frekansında bir değişikliğe neden olmadığı ancak deneysel çalışmada yüksek frekans için 20x20 cm iletken düzlemin dalgalanmalara sebep olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca 3iter253C1 anteni için yapılan bu çalışmadan çıkarılacak bir başka sonuç ise 50 ohm değerindeki hat empedansına olan uyum farklılığıdır. Özellikle lazerlerin iletim durumunda, 120x120 cm iletken düzlemindeki antenlerin 20x20 cm iletken düzlemine yerleştirilen antenlere göre 50 ohm hat empedansına daha uyumlu oldukları gözlemlenmiştir. Bu sonuç, anten fiziksel boyunun büyük olması durumunda antenin dalga boyuna göre daha büyük bir iletken düzleme ihtiyaç duyması olarak yorumlanmıştır.

Sonuçlar detaylı incelenecek olunursa, lazerlerin kesim durumunda, antenin 1.3 GHz ve 4.8 GHz frekanslarında rezonansa geldiği ve deneysel sonuç ile benzetim sonucunun benzerlik gösterdiği gözlemlenmektedir. Bu sonuç Şekil 2.35-a ile verilmektedir. Lazerlerin iletim durumunda ise antenin 700 MHz, 2.5 GHz ve 4.7 GHz frekanslarında rezonansa geldiği görülmektedir. Gözlemlenen bu sonuç, Şekil 2.35-a ile verilmektedir.

Yukarıda bahsi geçen antenlerin rezonansa geldikleri frekanslar, benzetim sonuçlarına göre verilmiştir.



Şekil 2.34. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 120x120cm iletken düzlem üzerindeki benzetim ve deneysel S_{11} sonuçları; lazerler kesimde (a),Lazerler iletimde (b)



Şekil 2.35. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 20x20 cm iletken düzlem üzerindeki benzetim ve deneysel S_{11} sonuçları; lazerler kesimde (a), Lazerler iletimde (b)

Üretilen 3iter253C1 antenin bazı parametreleri, (VSWR değişimi, empedansın gerçel kısmının değişimi, empedansın sanal kısmının değişimi, kazancın değişimi, yayılan güç değişimi) sadece benzetim çalışmaları ile sunulmuştur. Anten, 120x120 cm iletken düzlem üzerinde ve 65 mm boyunda seçilmiştir. Çalışmaya ilişkin sonuçlar, Şekil 2.36 ile verilmektedir.

Deneysel çalışma ile de incelenen S_{11} parametresinin lazerin iletim ve kesim olduğu durumlar için aynı grafik üzerinde görünümü Şekil 2.36-a ile verilmektedir. Bu grafikte

lazerin iletim durumundaki üç farklı rezonans bandı ile kesim durumundaki iki farklı bandı görülmektedir.

Lazerin iletim ve kesim durumundaki üst bandın rezonansa geldiği frekans, beklendiği gibi değişmemektedir. Diğer durumlardaki değişiklikler ise Şekil 2.36-a ile verilmektedir.

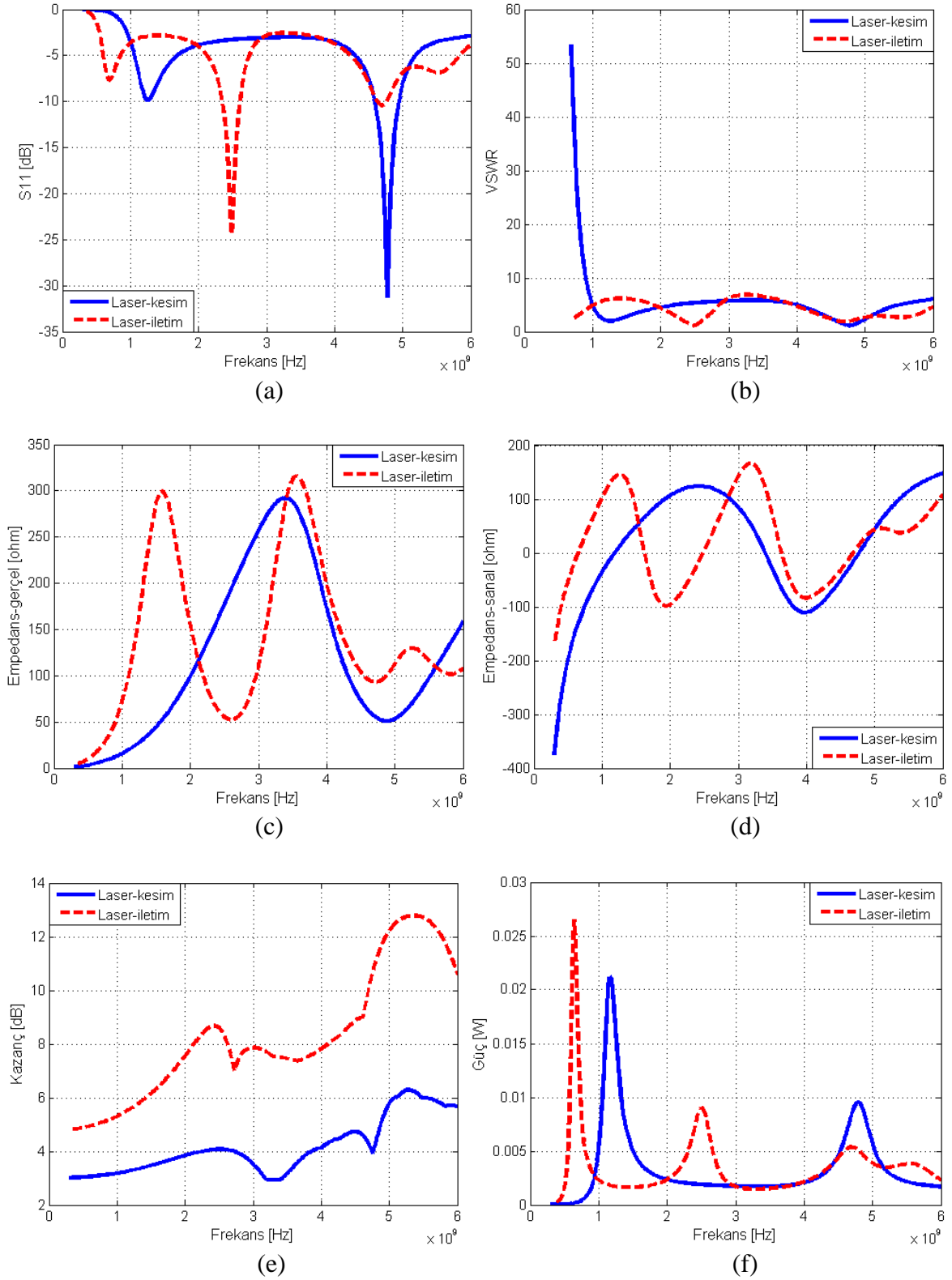
Duran dalga oranı, S_{11} ile ilişkili olan bir başka anten parametresidir. Lazerin kesimde olduğu durumda iki minimum, iletimde olduğu durumda ise üç band için üç minimum noktası olduğu Şekil 2.36-b'de görülmektedir. Duran dalga oranının mümkün mertebeye küçük olması ve 1'e doğru yaklaşması antenin o frekansta maksimum ışımaya yapmasını sağlamaktadır.

Bir başka ilişkili sonuç, Şekil 2.36-c ile verilmektedir. Burada lazerlerin kesim ve iletim durumları için anten empedansının ohm cinsinden gerçel kısmının değişimi incelenmiştir. Anten empedansının, 0 ile 320 ohm arasında değişim gösterdiği görülmektedir. Değişik frekanslar için değişik değerler içeren bu grafikte, rezonans frekansında 50 ohm değerine olan yakınlık arzu edilmektedir.

Anten empedansının sanal kısmının değişimi ise Şekil 2.36-d ile verilmektedir. Bu grafikte lazerlerin iletim ve kesim durumuna göre hangi frekanslarda sıfır değerinden geçtiği incelenmelidir. Eğer Şekil 2.36-d ve Şekil 2.36-a birlikte incelenirse antenin rezonansa geldiği noktalarda anten empedansının sanal kısmının sıfıra yakın, anten empedansının gerçel kısmının ise 50 ohm'a yakın değerlerde olduğu görülmektedir.

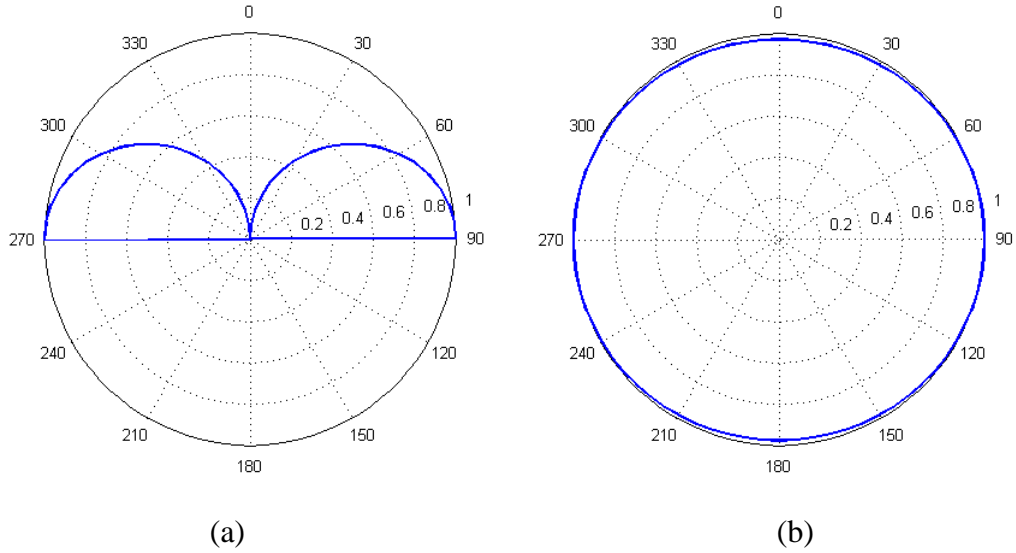
Tasarlanan antenin bir diğer önemli parametresi olan anten kazancının değişimi Şekil 2.36-e ile verilmektedir. Lazerlerin kesim durumunda 300 MHz ile 6 GHz bandında yaklaşık olarak 3 dB ile 6 dB arasında değişen anten kazancı, lazerlerin iletim durumunda antenin fiziksel boyunun değişmesiyle değişkenlik göstermektedir. Bu değişimi iki farklı band için incelemek yararlı olacaktır. 300 MHz - 4 GHz bandında anten kazancı yaklaşık olarak 5 dB ile 8.5 dB aralığında değişmekteyken 4-GHz- 6GHz aralığında bu fark 8 dB ile 14 dB arasında değişmektedir. Antenin rezonans frekansları dikkate alındığında üst band için 10 dB seviyesinde olduğu gözlemlenmektedir. Önerilen bilişsel radyo anteninin bir hücre için pilot uygulaması gerçekleştirilirken bu kazanç farklılıklarının dikkate alınması gerekmektedir.

Antenden ışınlanan güç, Şekil 2.36-f ile verilmektedir. Beklendiği gibi lazerlerin kesimde ya da iletimde olmalarına bakılmaksızın rezonans frekanslarında ışınlanan güç artmakta ve diğer frekanslarda azalmaktadır.

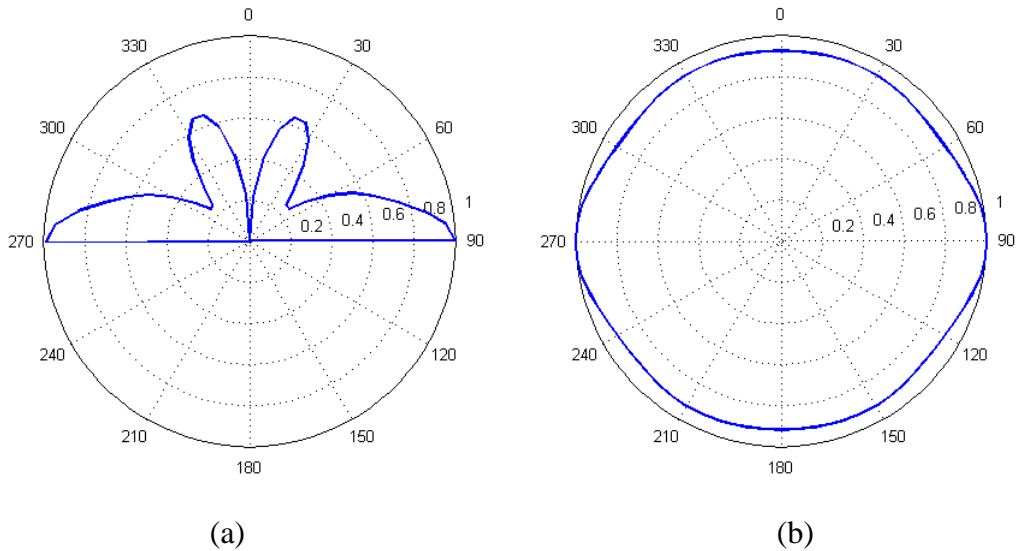


Şekil 2.36. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 1.3 GHz’de lazerler kesimde iken 120x 120 cm iletken düzlem üzerindeki ışına diyagramları; S_{11} değişimi (a), VSWR değişimi (b), Empedansın gerçel kısmının değişimi (c), Empedansın sanal kısmının değişimi (d), Kazançın değişimi (e), Yayılan güç değişimi (f)

Tasarlanan antenin ışına örüntüleri lazerin kesimde olduğu durum için Şekil 2.37 ve Şekil 2.38 ile verilmektedir. Şekil 2.37’de anten rezonans frekansı 1.3 GHz olduğu durum için ışına örüntüsü verilmiştir. Bu şekilde antenin $\theta=90$ derece ve $\phi=0$ olduğu durumlardaki E_θ bileşenin değişimi incelenmiştir. Lazerin kesim durumunda elde edilen bir diğer band olan 4.8 GHz için ise aynı değişimler Şekil 2.38 ile verilmiştir.

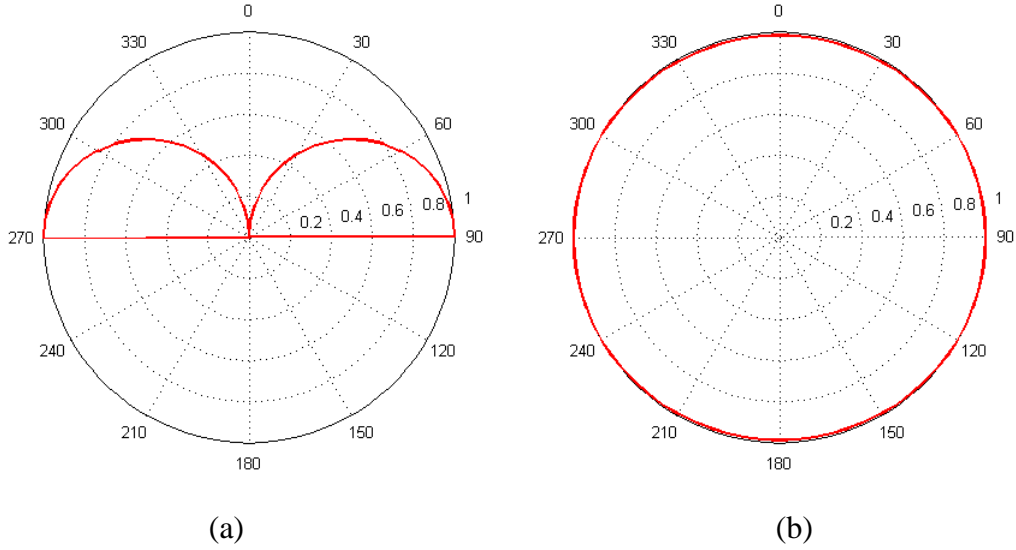


Şekil 2.37. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 1.3 GHz’de lazerler kesimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışına diyagramları; E_θ bileşeni $\phi=0$ (a), E_θ bileşeni $\theta=90$ (b)

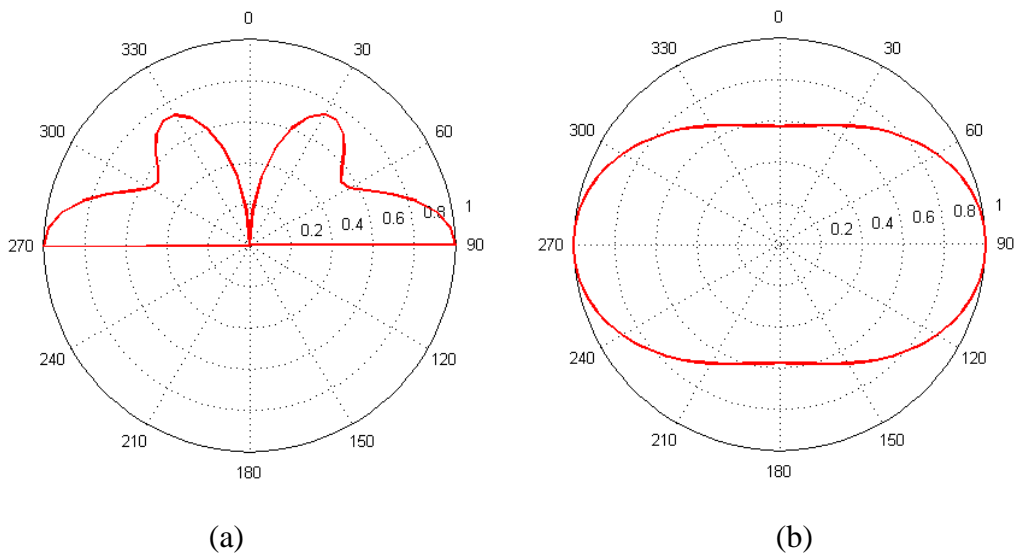


Şekil 2.38. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 4.8 GHz’de lazerler kesimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışına diyagramları; E_θ bileşeni $\phi=0$ (a), E_θ bileşeni $\theta=90$ (b)

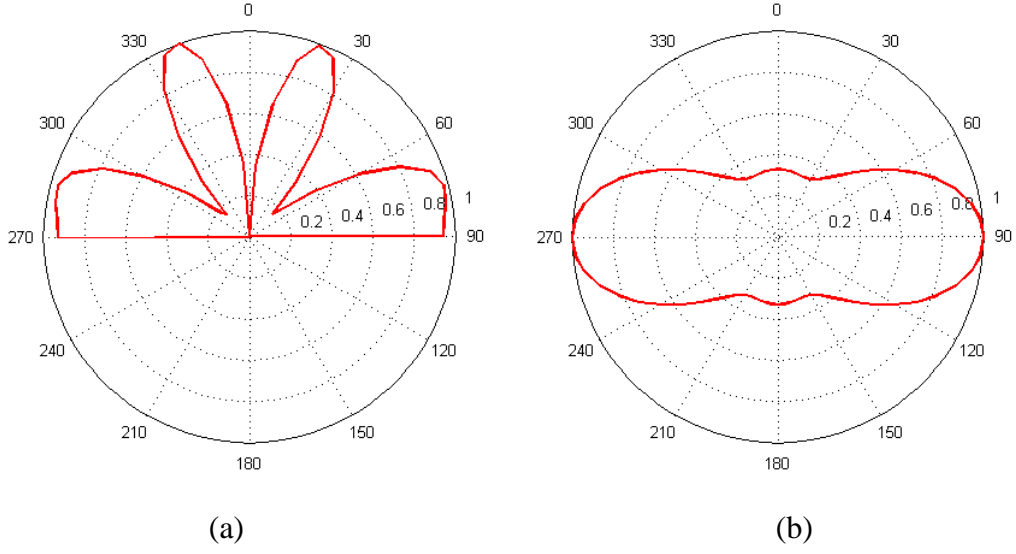
Lazerin iletimde olduğu durum için tasarlanan antenin ışınma örüntüleri Şekil 2.39, Şekil 2.40 ve Şekil 2.41 ile verilmektedir. Şekil 2.39’da anten rezonans frekansı 720 MHz olduğu durum için ışınma örüntüsü verilmiştir. Bu şekilde antenin $\theta=90$ derece ve $\phi=0$ olduğu durumlardaki E_θ bileşenin değişimi incelenmiştir. Lazerin iletim durumunda elde edilen 2.5 GHz ve 4.7 GHz bandları için ışınma örüntüleri sırasıyla Şekil 2.40 ve Şekil 2.41 ile verilmektedir.



Şekil 2.39. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 720 MHz’de lazerler iletimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışınma diyagramları; E_θ bileşeni $\phi=0$ (a), E_θ bileşeni $\theta=90$ (b)



Şekil 2.40. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 2.5 GHz’de lazerler iletimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışınma diyagramları; E_θ bileşeni $\phi=0$ (a), E_θ bileşeni $\theta=90$ (b)



Şekil 2.41. Tasarlanan 3iter253C1 prototip antenin 4.7 GHz'de lazerler iletimde iken 120x120 cm iletken düzlem üzerindeki ışınma diyagramları; E_{θ} bileşeni $\phi=0$ (a), E_{θ} bileşeni $\theta=90$ (b)

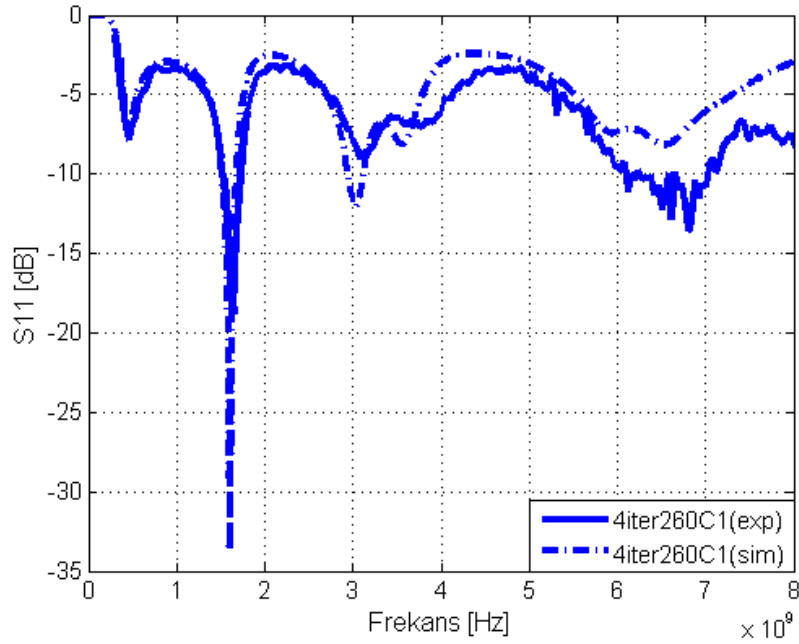
2.4.1. Yalıtıksız Üretilen Bilişsel Radyo Anteni İçin Gerçekleştirilen Deneysel Çalışmalar

Bilişsel radyo için önerdiğimiz optiksel yapılandırmalı Sierpinski anteni için literatürde farklı malzemeler kullanılarak elde edilen teorik ifadelerin genel olmaması nedeniyle yalıtıksız durumda önerdiğimiz matematiksel modelin geçerliliğinin deneysel olarak da doğrulanması için Şekil 2.42 ile verilen anten üretilmiştir.

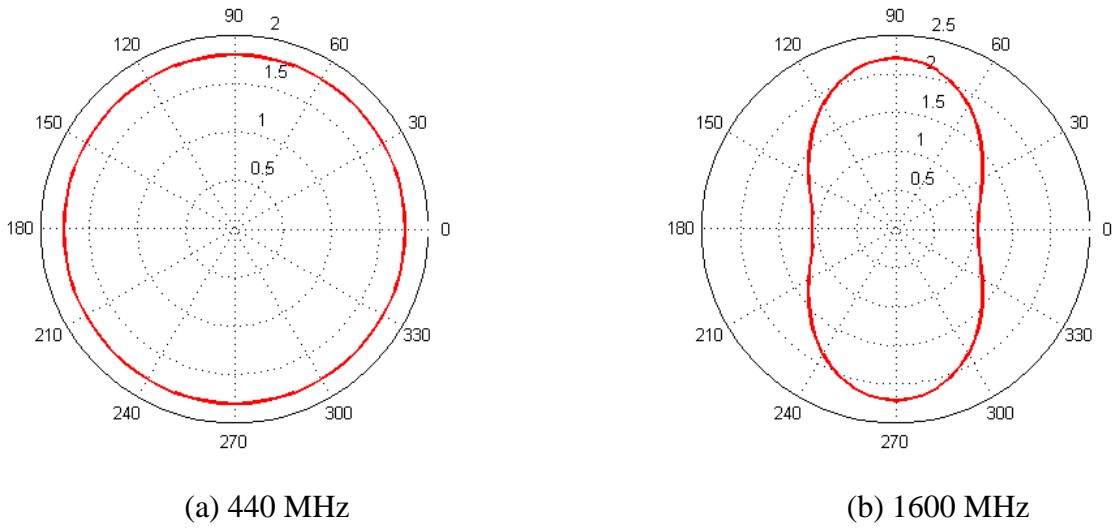


Şekil 2.42. Yalıtıksız 4iter260C1 anteni

Şekil 2.42’de verilen, yalıtıksız üretilen 4iter260C1 anteni için önerilen matematiksel modele göre elde edilmesi gereken rezonans frekanslarının 455 MHz, 1599 MHz, 3198 MHz ve 6396 MHz olması gerekmektedir. Yapılan benzetim ve deneysel çalışmalarda da bu merkez frekansları kapsayan bandlar içerisinde bulunduğu Şekil 2.43’de görülmektedir. Ayrıca antenin iki boyutlu ve üç boyutlu ışınma diyagramları da yine Şekil 2.44, Şekil 2.45 ve Şekil 2.46 ile verilmektedir.



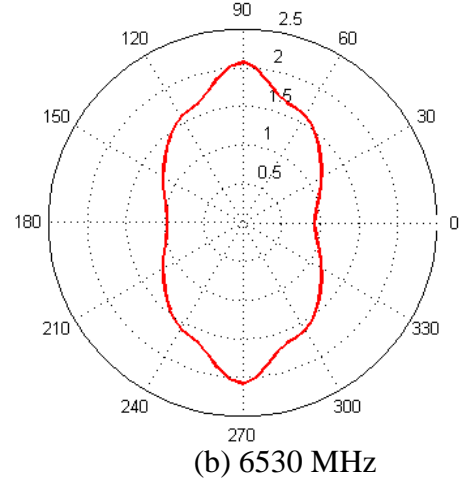
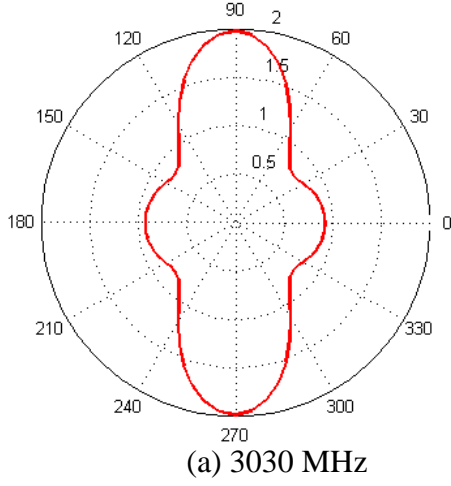
Şekil 2.43. Yalıtıksız 4iter260C1 antenin S_{11} değişimleri



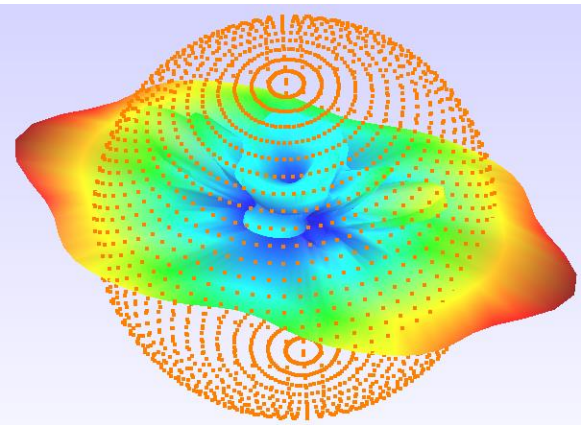
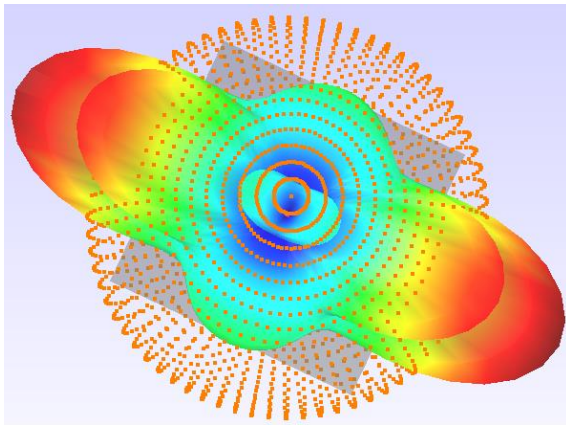
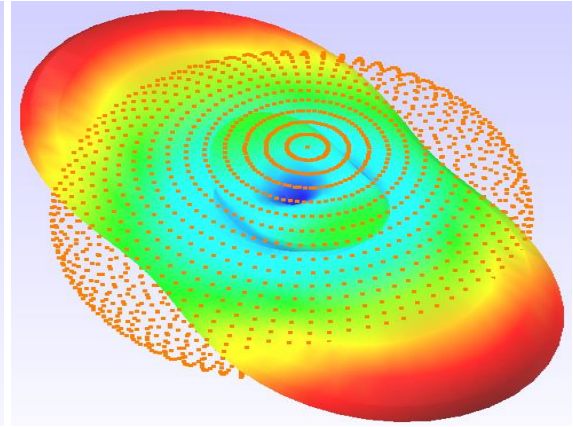
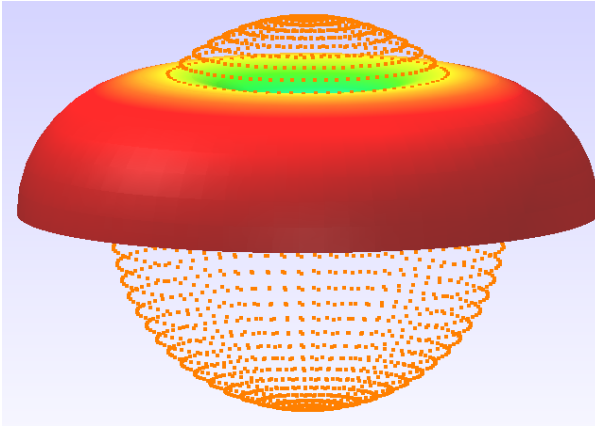
(a) 440 MHz

(b) 1600 MHz

Şekil 2.44. Yalıtıksız 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki iki boyutlu ışınma örüntüleri $\theta=90$, E_{θ} bileşeni; 440 MHz (a), 1600 MHz (b)



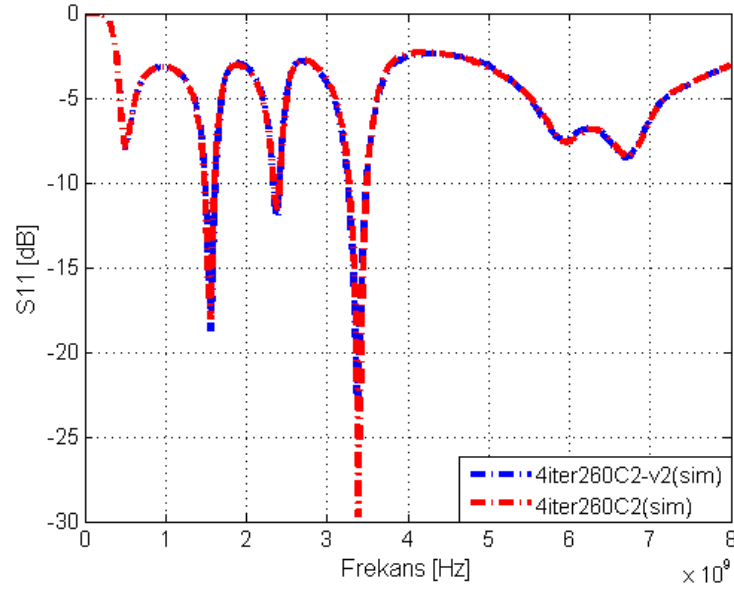
Şekil 2.45. Yalıtksız 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki iki boyutlu ışım örüntüleri $\theta=90$, E_θ bileşeni; 3030 MHz (c), 6530 MHz (d)



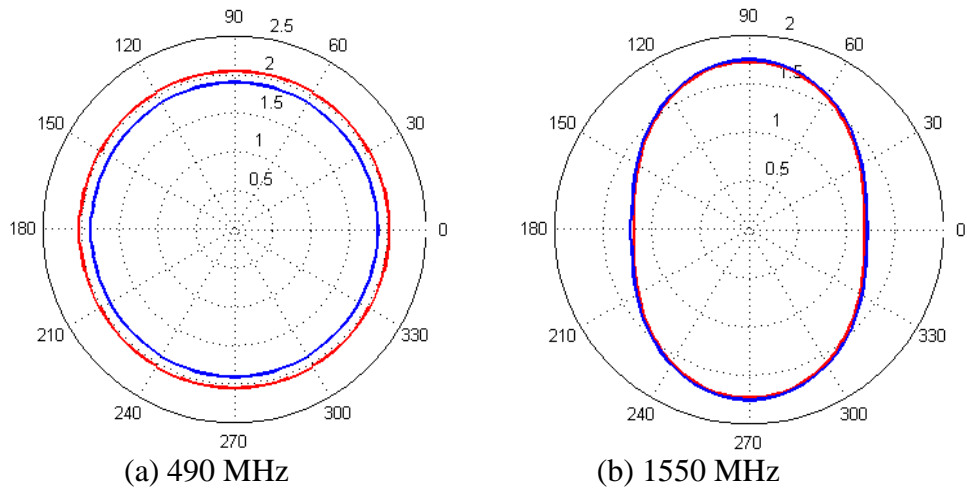
Şekil 2.46. Yalıtksız 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki üç boyutlu ışım örüntüleri, E_θ bileşeni

2.4.1.1. Işıma Yapmayan İletken Bölgelerin Rezonans Frekansına Olan Etkisi

Önerilen bilişsel radyo anteninin farklı rezonans frekanslarında yapılandırması sonucunda antenin bazı iletken kısımları ile kaynak bağlantısı kesilmekte ve bu iletken kısımlar ışımaya bir katkı yapmamaktadır. Bu pasif kısımların anten rezonans frekansına ya da ışıma örüntüsüne olan etkileri incelenmiştir. Bu çalışmada model olarak 4iter260C2 anteni incelenmiş ve sonuçlar Şekil 2.47 ve Şekil 2.48 ile verilmiştir.



Şekil 2.47. Yalıtıksız 4iter260C2 ve 4iter260C2v2 antenlerinin rezonans frekansları, band0:480MHz, band2a:1.55GHz, band2b:2.37GHz, band3: 3.39GHz, band4:6.69GHz



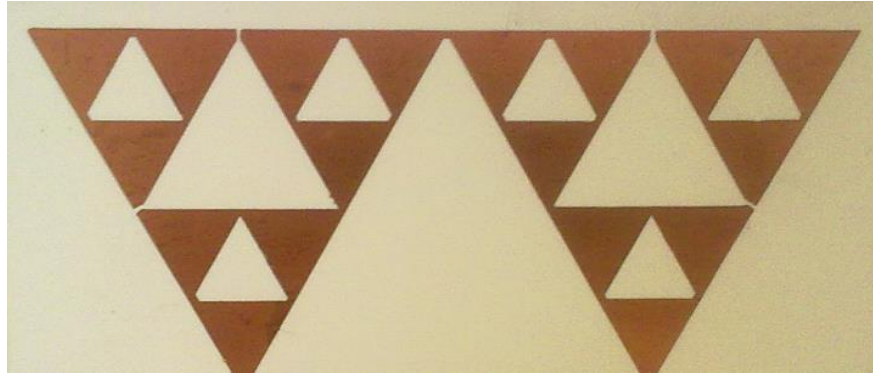
Şekil 2.48. Tasarlanan 4iter260C2 (kırmızı) ve 4iter260C2v2 (mavi) antenin rezonans frekansları band0:480 MHz ve band2a:1.55 GHz için ışıma örüntüleri

Şekil 2.47’de yaklaşık olarak bütün rezonans frekanslarının iki durum için üst üste çakıştığı görülmektedir. Ayrıca ışınma örüntüleri için Şekil 2.48 incelendiğinde band0 ve band2a için ışınma örüntülerinde genlik haricinde açısall bir değişimin olmadığı görülmektedir. Ayrıca bu genlik değişiminin band2a (1.55GHz) için daha az olduğu da yine benzetim sonuçlarından anlaşılmaktadır.

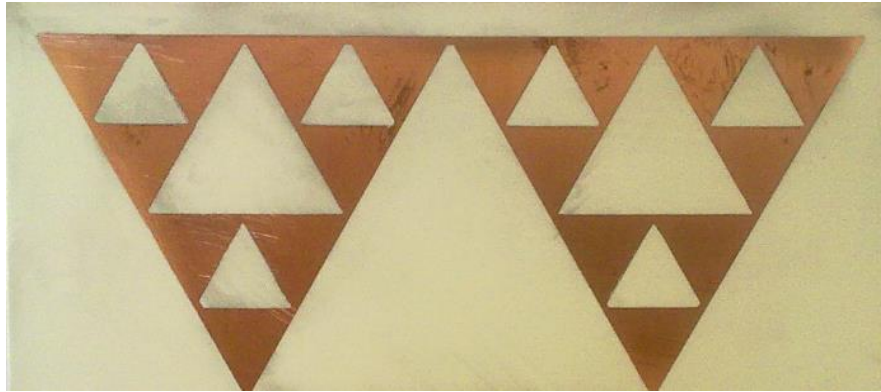
Daha önce yapılan çalışmalarda da $X=1-5$ için bu benzerliğin oluştuğu gözlemlenmiştir.

2.4.2. Yalıtkan Malzeme Kullanarak Üretilen Bilişsel Radyo Anteni İçin Gerçekleştirilen Deneysel Çalışmalar

Önerilen bilişsel radyo anteni, yapılandırma sürecindeki bazı optik anahtar pozisyonları için üretilmiştir. Bu antenlerde optik anahtarların açık ve kapalı olma durumlarına göre iletken kesitin iletkenliği değiştirilmiştir. Bu duruma ilişkin anahtarın açık ve kapalı modeli aşağıda Şekil 2.49 ile verilmektedir.



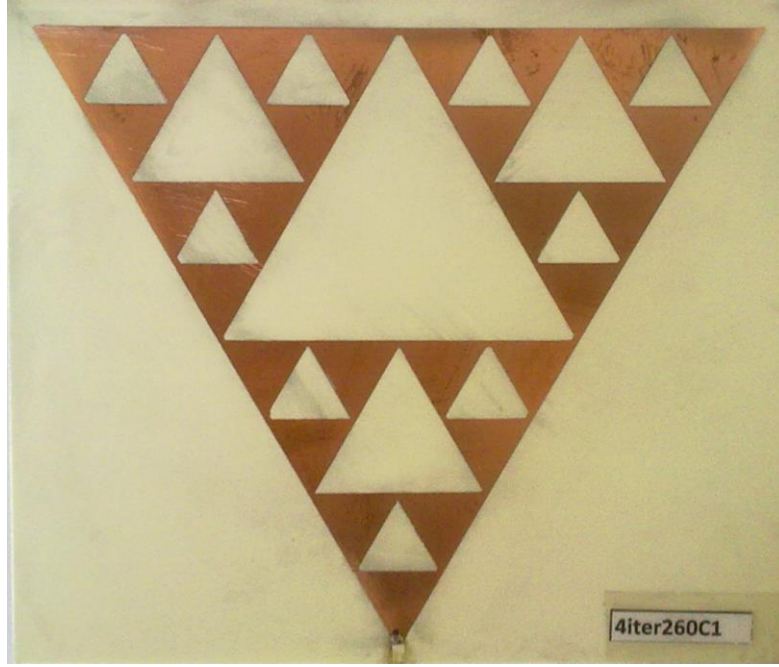
(a)



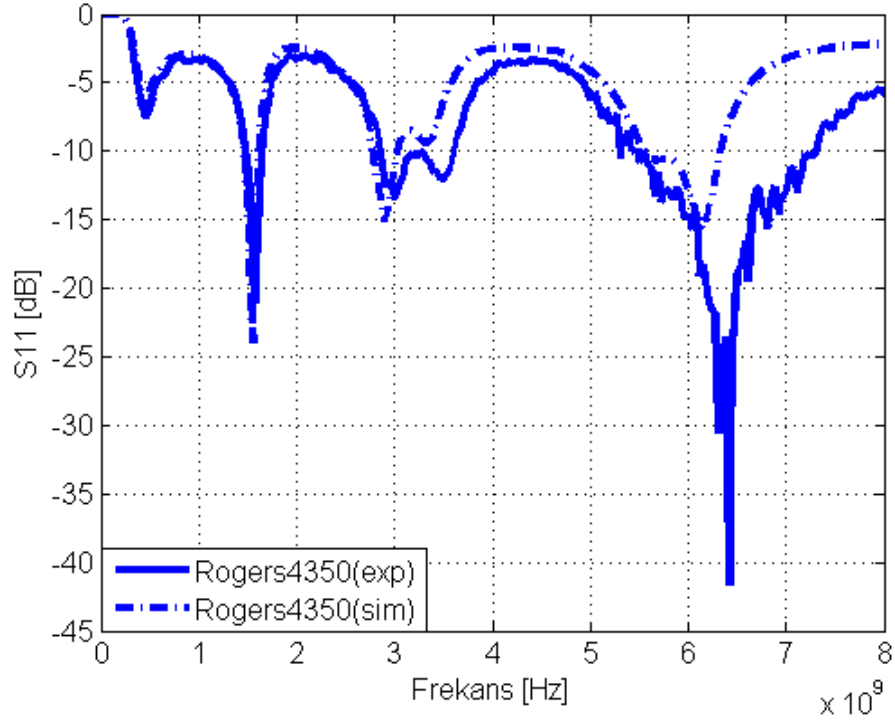
(b)

Şekil 2.49. Açık (a) ve kapalı (b) optik anahtar modeli örneği

Önerilen bilişsel radyo antenlerinden donanımsal olarak tasarlanıp üretilen 4iter260C1 anteni, Şekil 2.50 ile verilmektedir.

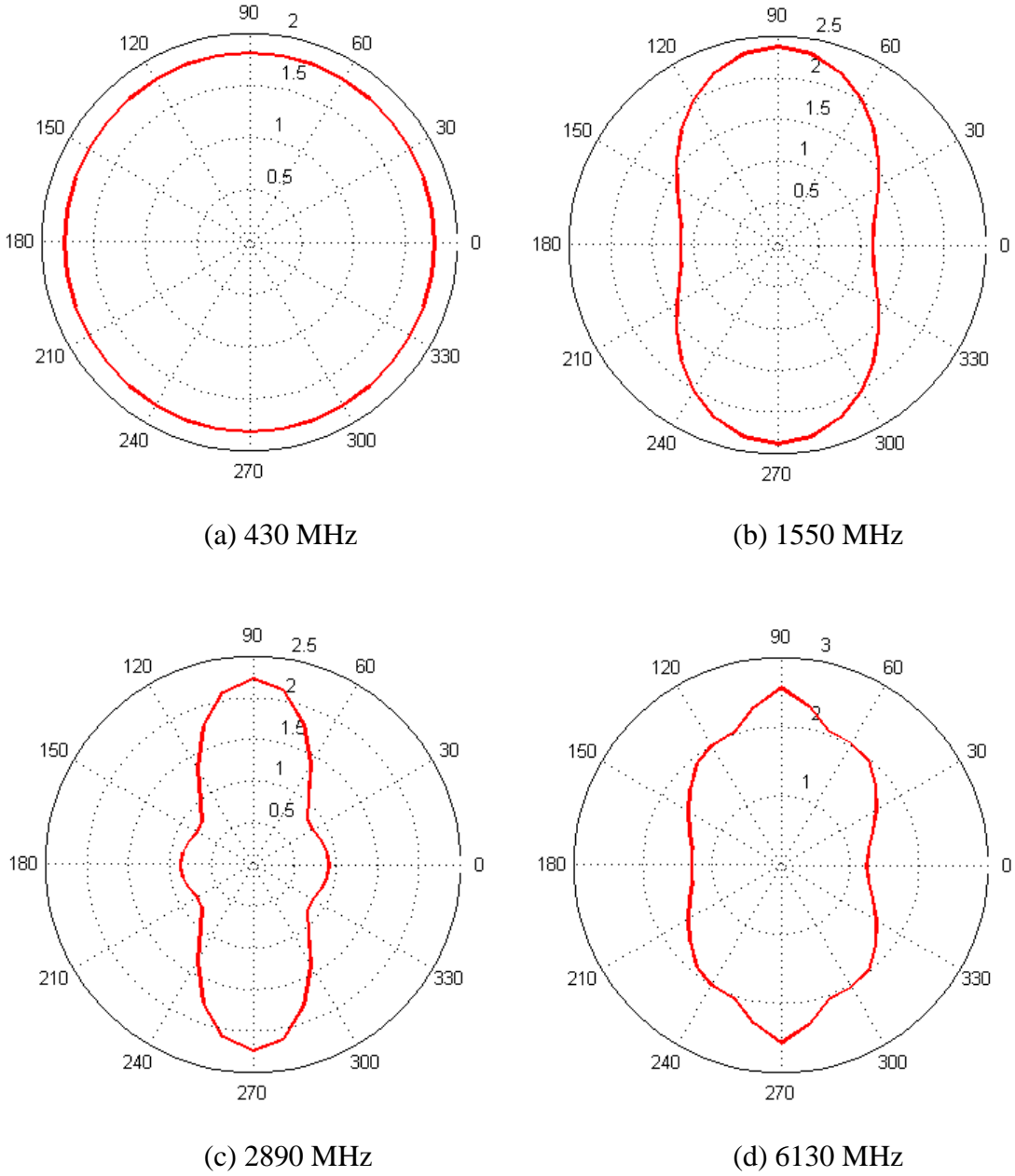


Şekil 2.50. Rogers4350 malzemesi ile üretilen 4iter260C1 anteni



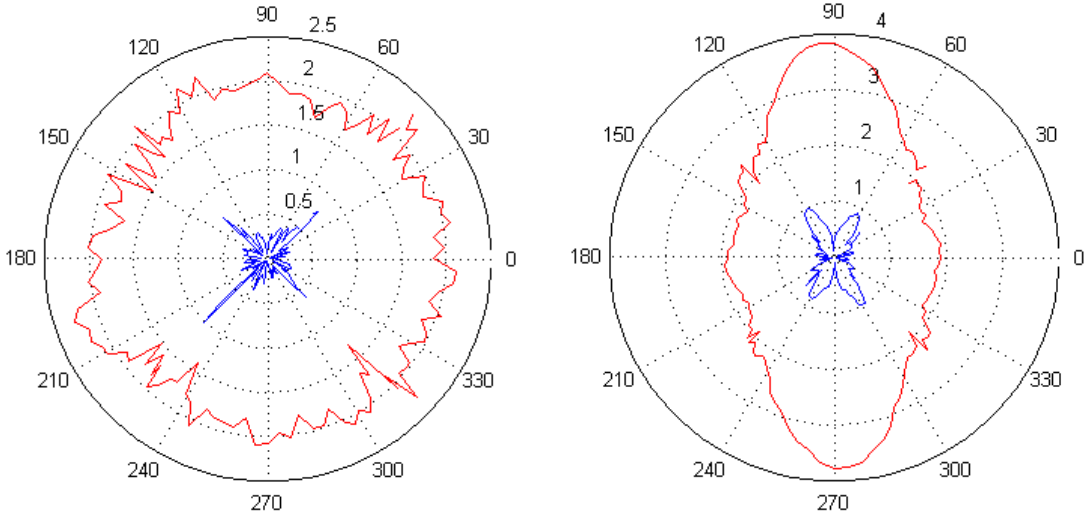
Şekil 2.51. Rogers4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C1 antenin S_{11} değışımi

Yapılan benzetim ve deneysel çalışmalar neticesinde elde edilen sonuçlardan S_{11} değişimleri, Şekil 2.51 ile verilmektedir. Deneysel ve benzetim çalışma sonuçları incelendiğinde, antene ait dördüncü band haricinde rezonans frekanslarının benzerlik gösterdiği görülmektedir. Rogers 4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C1 anteninin ışına örüntüleri için yapılan benzetim ve deneysel çalışmaların sonuçları, sırasıyla Şekil 2.52 ve Şekil 2.53 ile verilmektedir.



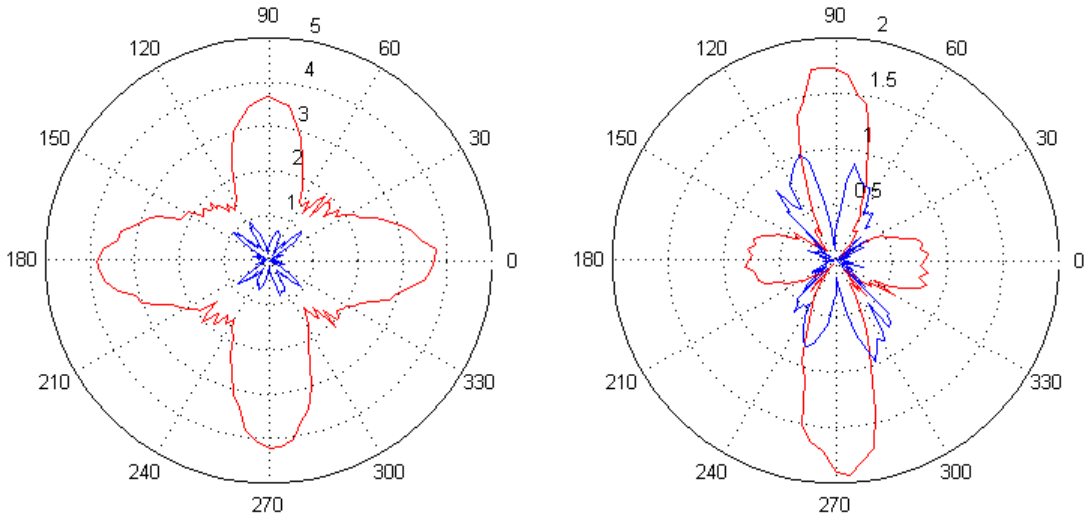
Şekil 2.52. Benzetim çalışmalarında Rogers 4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki iki boyutlu ışına örüntüleri $\theta=90$, E_θ bileşeni

Şekiller incelendiğinde sonuçların benzerlik gösterdiği görülmektedir. Ancak bazı frekanslar için bazı lobların benzetim sonuçlarına göre daha güçlü olduğu da deneysel sonuçlardan anlaşılmaktadır. Bu değişimler, ölçüm düzeneği ile benzetim ortamındaki bazı farklılıklardan kaynaklanmaktadır.



(a) 430 MHz

(b) 1550 MHz

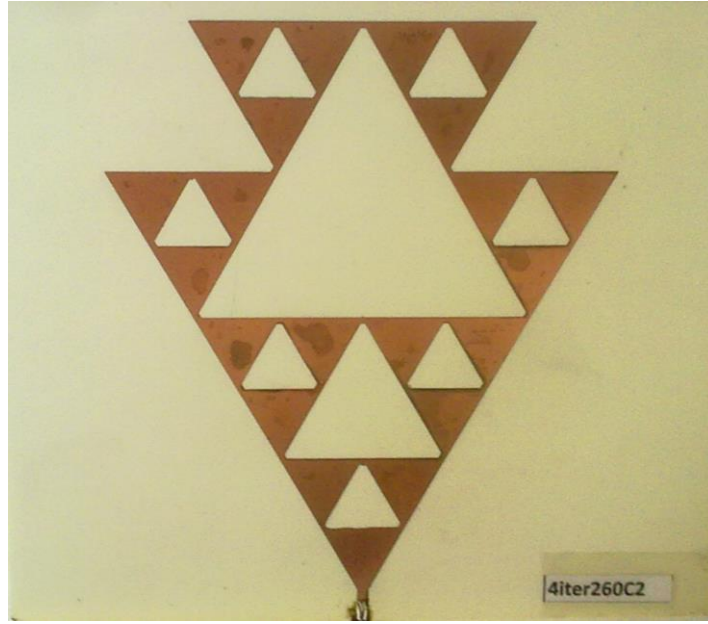


(c) 2890 MHz

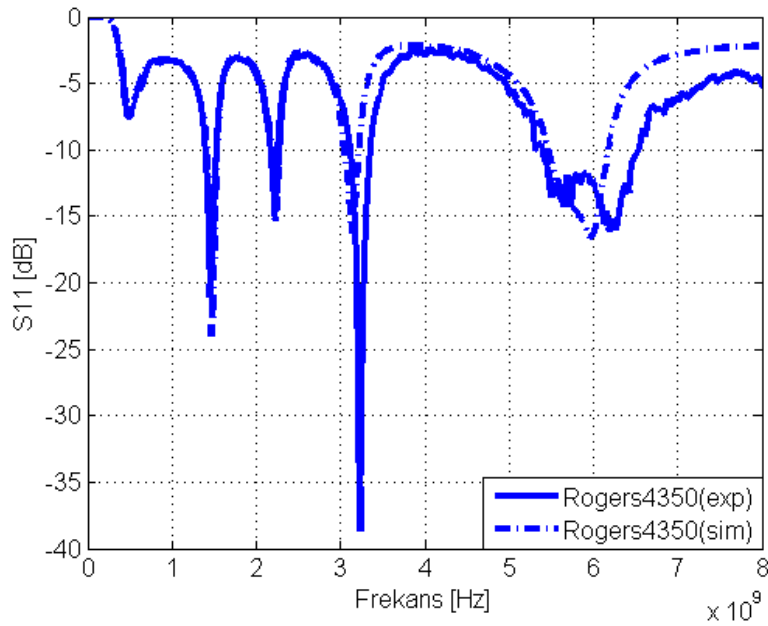
(d) 6130 MHz

Şekil 2.53. Deneysel çalışma: Rogers 4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C1 antenin rezonans frekanslarındaki iki boyutlu ışınma örüntüleri $\theta=90^\circ$, E_θ bileşeni (kırmızı) ve E_ϕ bileşeni (mavi)

Rogers 4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C2 ve 4iter260C2v2 antenlerinin benzetim ve deneysel çalışmalar sonucunda elde edilen S_{11} değişimleri bu kısımda incelenmiştir. Şekil 2.54 ile verilen 4iter260C2 antenine ait S_{11} değişimleri Şekil 2.55 ile verilmektedir. Sonuçların yaklaşık olarak tüm bandlarda örtüştüğü görülmektedir.

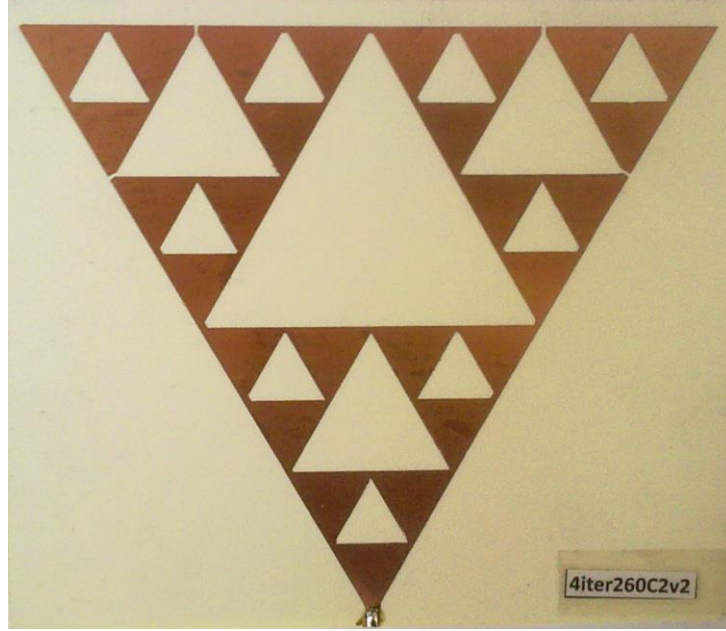


Şekil 2.54. Rogers4350 malzemesi ile üretilen 4iter260C2 anteni

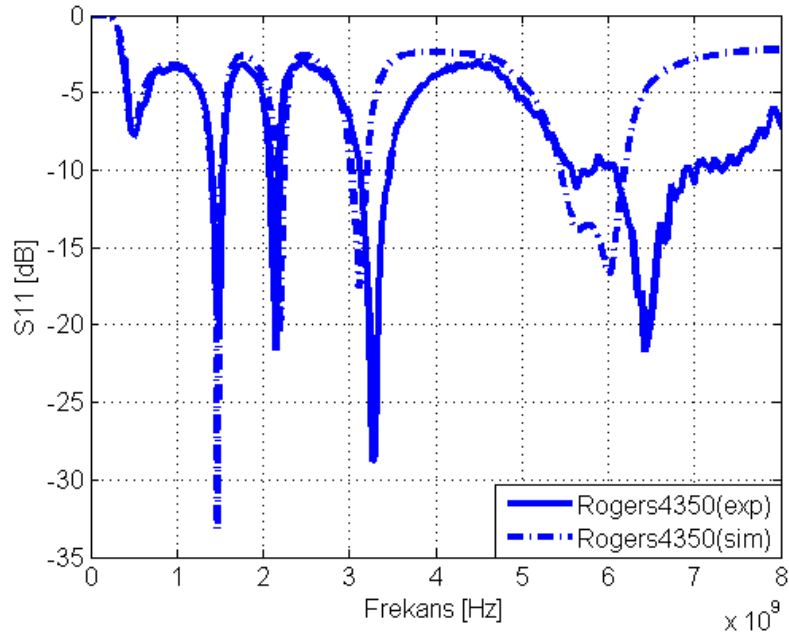


Şekil 2.55. Rogers4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C2 antenin S_{11} değişimi

Şekil 2.56 ile verilen 4iter260C2 antenine ait S_{11} değişimleri ise Şekil 2.57 ile verilmektedir. Sonuçların beşinci band haricinde yaklaşık olarak tüm bandlarda örtüştüğü görülmektedir.



Şekil 2.56. 4iter260C2v2 anteni



Şekil 2.57. Rogers4350 malzemesi kullanılarak üretilen 4iter260C2_v2 antenin S_{11} değişimi

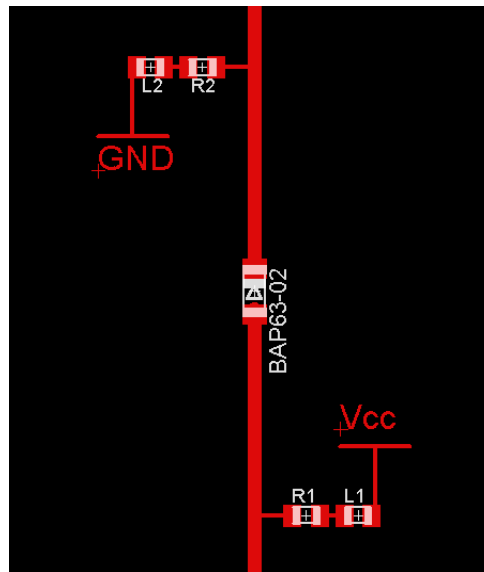
2.4.3. PIN Diyot ile Elektronik Anten Yapılandırma Çalışmaları

Antenlerin yapılandırma çalışmaları için optik düzenek kurulumunun laboratuvar imkanları dahilinde olmaması nedeni ile çalışmanın deneysel kısmında optik yapılandırma model olarak, elektronik yapılandırma ise PIN diyot ile gerçekleştirilmiştir.

2.4.3.1. PIN Diyot ile Monopol Anten İçin Elektronik Yapılandırma Çalışmaları

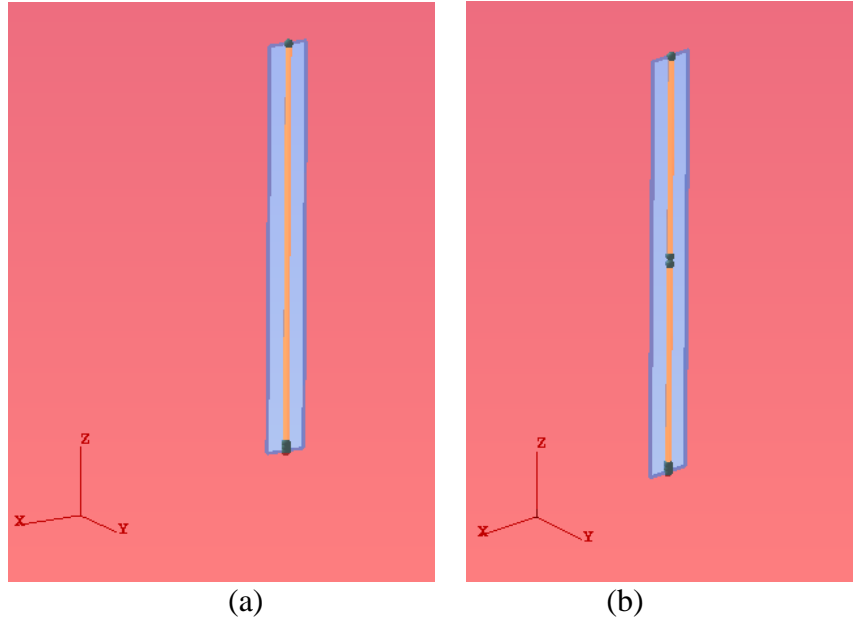
PIN diyotlar katkılı (extrinsic) p-n ekleminden oluşan klasik diyotlardan farklı olarak eklem bölgesi genişletilmiş ve özgül (intrinsic) yarıiletken malzeme ile doldurulmuş bir yapıdadır. Oluşan yapı, eklem bölgesini genişlettiği için (2.49) denklemindeki gibi eklem kapasitesini düşürmektedir. Burada C , kapasite değerini; ϵ , yalıtkanlık katsayısını; A , yüzey alanını ve d , eklem mesafesini göstermektedir. Düşük eklem kapasitesi, PIN diyotların yüksek frekanslarda kullanılmasına olanak sağlamaktadır. PIN diyotların yüksek frekanslardaki iletkenliği, üzerinden akıtılan akıma bağlı olup değişik firmaların ürünleri için farklılık gösterebilmektedir. Bu veriler, firmaların kataloglarından elde edilebilir. Şekil 2.58, oluşturulan RF devreyi göstermektedir. Burada $L1$ ve $L2$ elektromanyetik izolasyonu sağlamak için, $R1$ ve $R2$ ise diyot akımını sınırlamak için kullanılmıştır.

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (2.49)$$

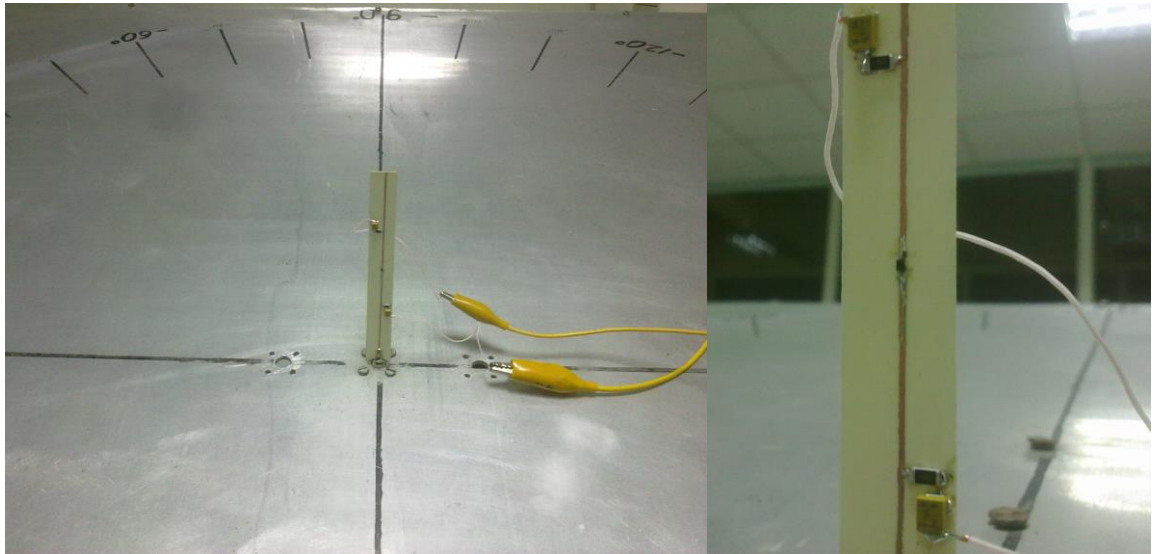


Şekil 2.58. BAP6302 PIN diyotu ile monopol anten yapılandırma: Deneysel çalışma

Çalışmanın bu kısmında elektronik yapılandırma için kullanılacak olan PIN diyotun testi için monopollü anten üzerinde bazı çalışmalar yürütülmüştür. Yapılan çalışmalarda NXP firmasına ait BAP6302 PIN diyotunun optiksel yapılandırmada bulunmayan bazı dezavantajlarına rağmen anten yapılandırmasında kullanılabileceği sonucu ortaya çıkmaktadır. Aşağıda Şekil 2.59 ve Şekil 2.60'da sırasıyla benzetim ve deneysel çalışma durumları için açık ve kapalı anahtar durumları verilmektedir.

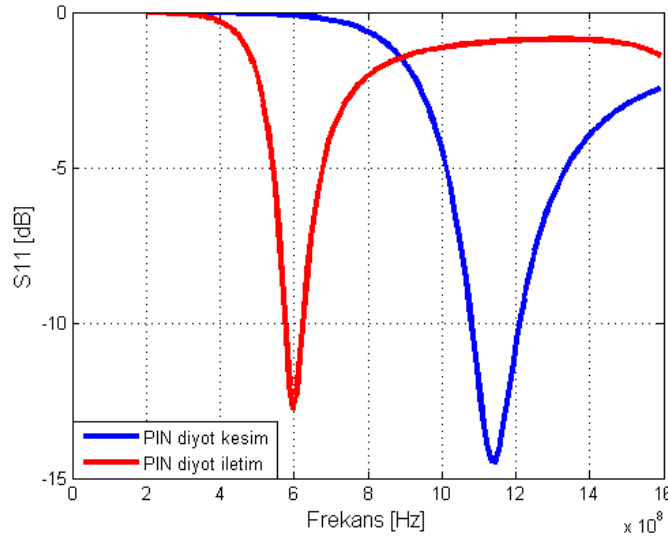


Şekil 2.59. BAP6302 PIN diyotu ile monopollü anten yapılandırma benzetim çalışması (a) anahtar açık durumu (b) anahtar kapalı durumu



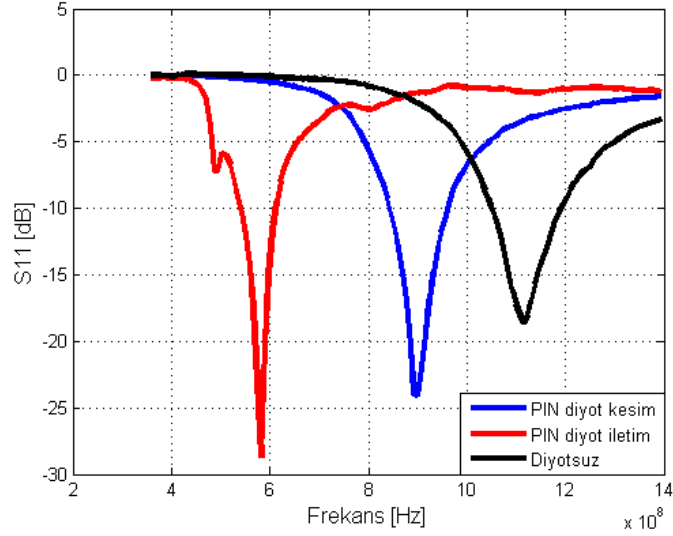
Şekil 2.60. BAP6302 PIN diyotu ile monopollü anten yapılandırma deneysel çalışma

Monopol anten için yapılan benzetim çalışmasında anahtarın kapalı olduğu (diyot iletim) durum modelinde, antenin 597 MHz civarındayken; açık olduğu (diyot kesim) durum modelinde ise 1150 MHz civarında rezonansa geldiği Şekil 2.61’de görülmektedir. Yapılan deneysel çalışmada ise bu frekansların; PIN diyotun iletimde, kesimde ve hiç olmadığı durumlar için sırasıyla 582 MHz, 900 MHz ve 1120 MHz olarak elde edildiği Şekil 2.62’den anlaşılmaktadır. Benzetim ve deneysel çalışma için anten boyu 100 mm seçilmiş ve Rogers 4350 yalıtkan malzemesi ($\epsilon_r=3.48$) kullanılmıştır.



Şekil 2.61. BAP6302 PIN diyotu ile monopol anten yapılandırma için benzetim çalışması S_{11} değişimi

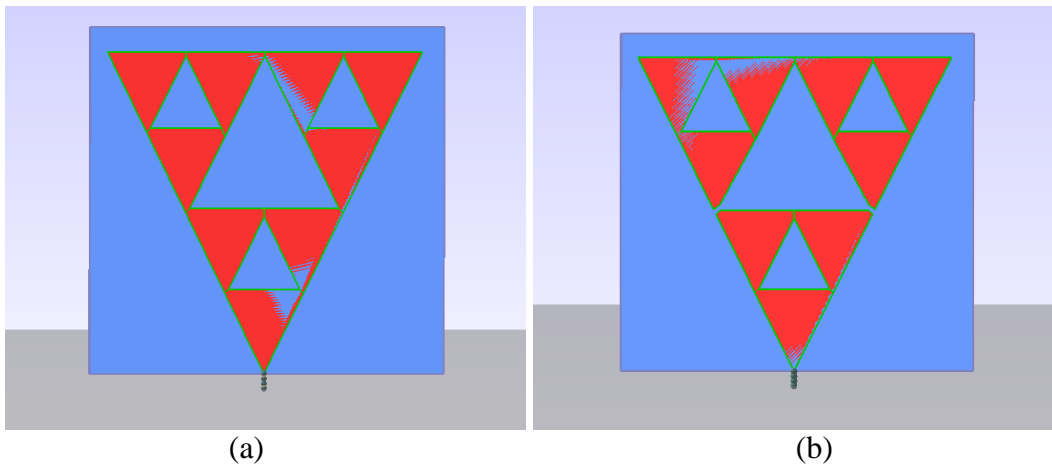
Deney düzeneğinde kullanılan ek donanımlar (elektrik iletimi için kablo, kondansatör ve endüktanslar) benzetim ve deneysel sonuçlardaki frekans kaymalarını açıklamaktadır. Ancak bu frekans kaymasının en önemli nedeni, PIN diyot anten üzerinden kaldırıldığında ortaya çıkmaktadır. PIN diyot iletim durumundayken antenin deneysel çalışma sonucunda elde edilen rezonans frekansı, benzetim sonuçlarına çok yakın bir değer göstermektedir. Diyot içerisinden akan akım sıfır olacak şekilde anahtar açıldığında bile benzetimlerde elde edilen ve deneysel çalışmada beklenen 1120 MHz civarındaki rezonans frekansına ulaşamamaktadır. Bu noktada kullanılan PIN diyotun kesimde olduğu durumdaki etkisini anlayabilmek için Şekil 2.62’de diyotsuz olan eğri incelenmelidir. Bu eğride beklenen sonuca yaklaşık olarak ancak PIN diyotun kesimdeki etkisinin ortadan kaldırılmasıyla ulaşılabilirliği görülmektedir. Bu sonuç bir başka açıdan da elektronik yapılandırmanın dezavantajını ortaya çıkmaktadır.



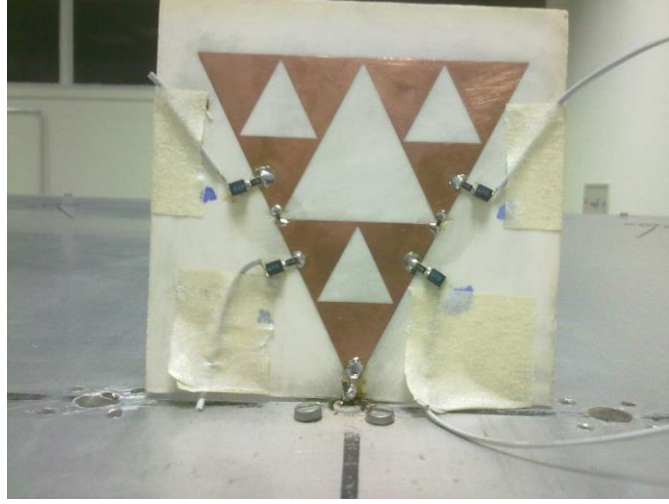
Şekil 2.62. BAP6302 PIN diyotu ile monopol anten yapılandırma için deneysel çalışma S_{11} değişimi

2.4.3.2 PIN Diyot ile Bilişsel Radyo Anteni İçin Elektronik Yapılandırma Çalışmaları

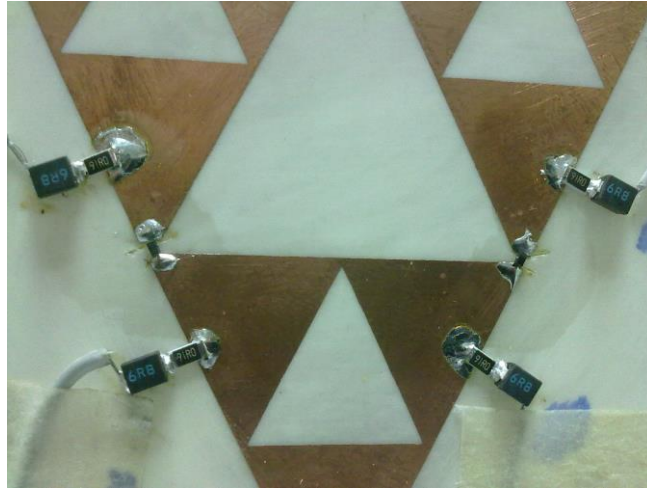
Elektronik anahtarın (BAP63-02) optik anahtarlar kadar uygun olmasa da bazı dezavantajları ile anten yapılandırması için kullanılabileceği, monopol anten üzerinde gerçekleştirilen benzetim ve deneysel çalışmalar ile görülmüştür. Çalışmanın bu kısmında ise BAP63-02 PIN diyotunun 65 mm boyundaki 3iter253C1 antenini yapılandırma süreci incelenecektir. Anten 120x120 cm toprak düzlemi üzerine yerleştirilmiştir. 3iter253C1 anteninin benzetim çalışması için oluşturulan açık anahtar ve kapalı anahtar modelleri Şekil 2.63 ile verilmektedir. Şekil 2.64 deneysel düzeneği göstermektedir.



Şekil 2.63. BAP6302 PIN diyotu ile 3iter253C1 anteninin yapılandırma, benzetim çalışması: Diyot iletim durumu (a), diyot kesim durumu (b)

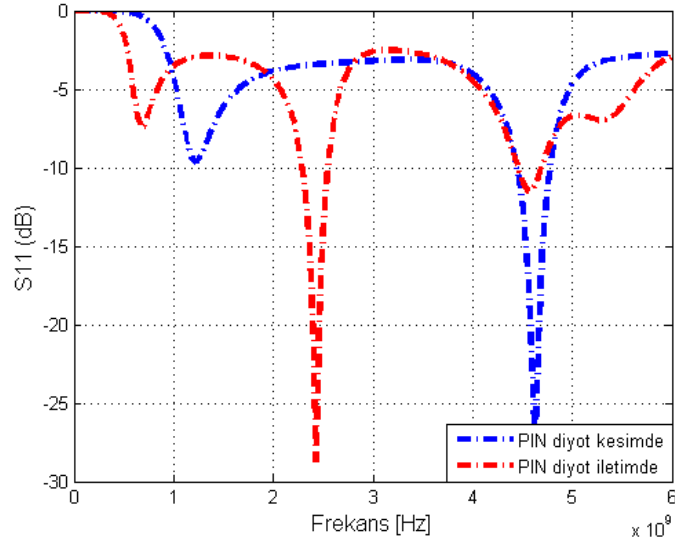


Şekil 2.64. BAP6302 PIN diyotu ile 3iter253C1 antenin elektronik yapılandırılması



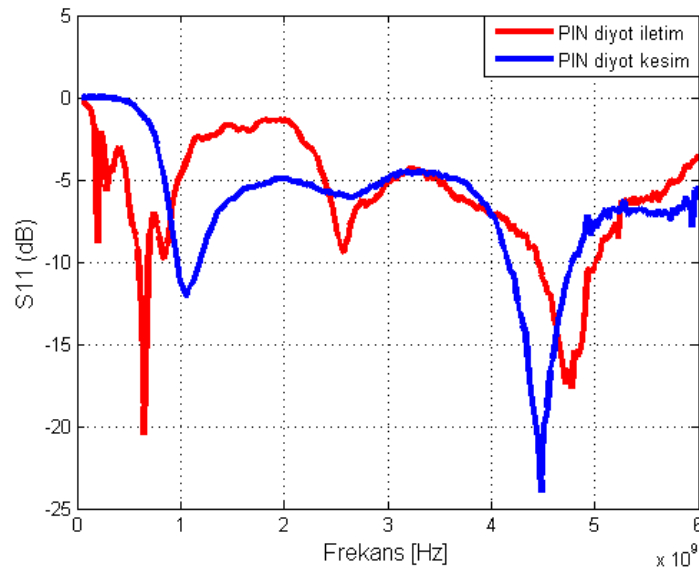
Şekil 2.65. Deneysel çalışmada kullanılan elektronik donanımlar

Deneysel çalışma, Rogers 4350 yalıtkan malzemesi ($\epsilon_r=3.48$) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Verilen deneysel düzenekte kullanılan ek donanımların detaylı bir görünümü, Şekil 2.65’de görülmektedir. Burada iletken olup ışımaya katkı yapmayan yüzeylerin, ışımaya herhangi bir bozucu etki yapabileme ihtimali göz önünde bulundurularak bu yüzeyler benzetimde de işin içerisine katılmıştır. Bu yüzeylerin etkisi daha önceki bölümlerde incelenmiştir. 3iter253C1 anteni için gerçekleştirilen benzetim çalışmalarında antenin, PIN diyotun kesimde (açık) ve iletimde (kapalı) olduğu durumlardaki rezonans frekansları Şekil 2.66’daki S_{11} değişiminden anlaşılmaktadır.



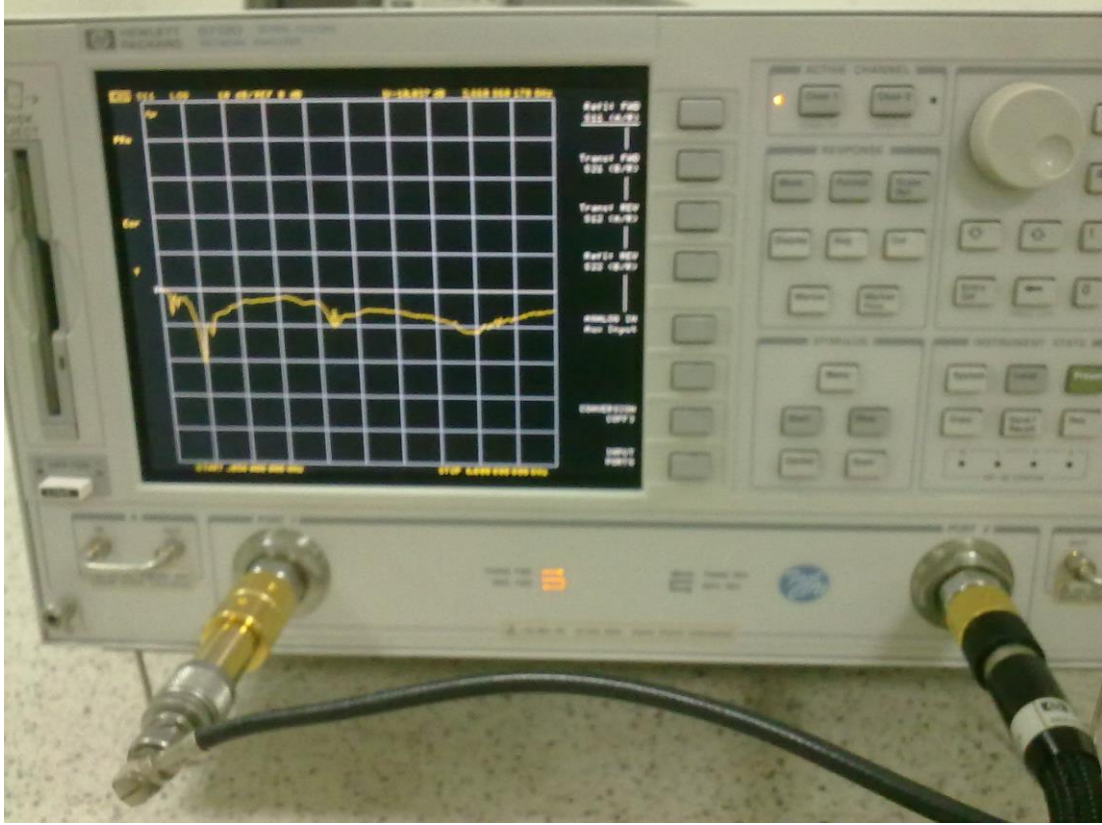
Şekil 2.66. 3iter253C1 antenininin yapılandırması; benzetim sonuçları

Benzetim sonucuna göre PIN diyot iletimde olduğunda anten; 680 MHz, 2.42 GHz ve 4.56 GHz bandlarında rezonansa gelmekteyken PIN diyot tıkamaya geçirildiğinde 1.22 GHz ve 4.62 GHz bandlarında rezonansa gelmektedir. Yapılan deneysel çalışmada ise PIN diyot iletimde olduğunda 3iter253C1 anteni; 645 MHz, 2.57 GHz ve 4.72 GHz bandlarında rezonansa gelmekteyken PIN diyot tıkamaya geçirildiğinde 1.06 GHz ve 4.48 GHz bandlarında rezonansa gelmektedir. Bu durum 0-6 GHz bandındaki S_{11} değişimlerini içeren Şekil 2.67’de verilmektedir.



Şekil 2.67. BAP6302 PIN diyotu ile 3iter253C1 antenininin elektronik yapılandırması

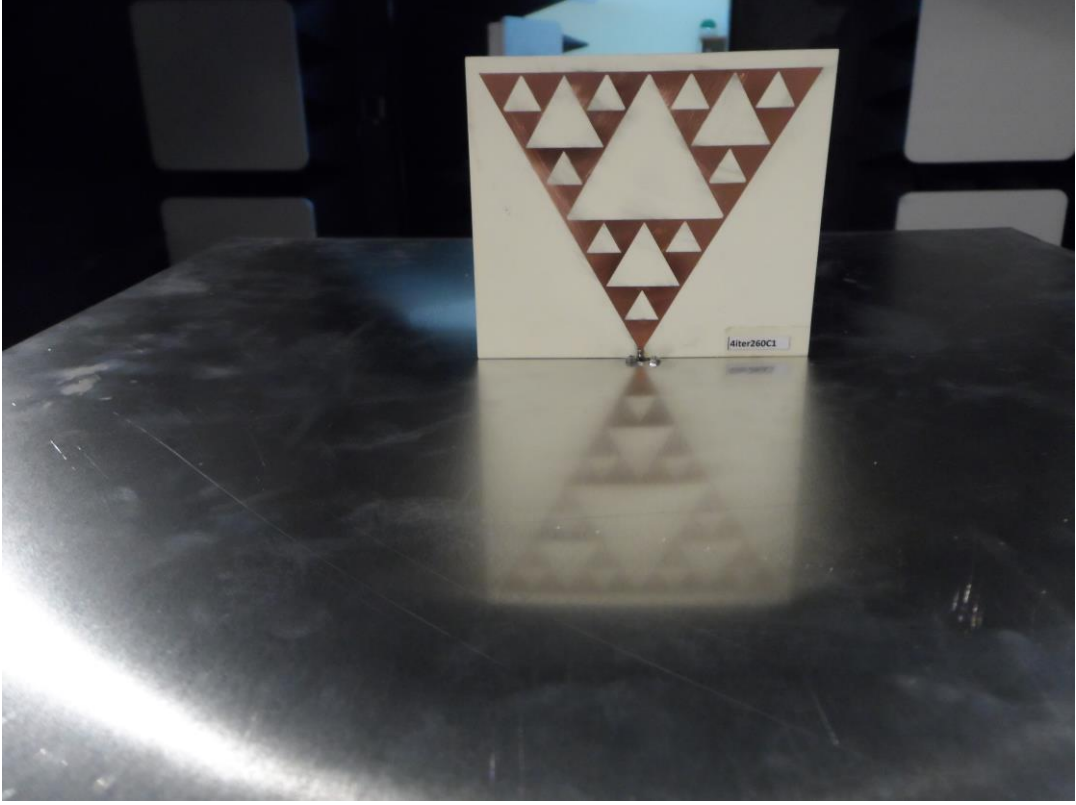
PIN diyotların iletim ve kesim durumlarına göre antenin rezonans frekansındaki değişimler, Şekil 2.67 ile açık bir şekilde görülmektedir. Bununla birlikte elektronik elemanların anten empedansına olan bozucu etkisi de grafiklerden anlaşılmaktadır.



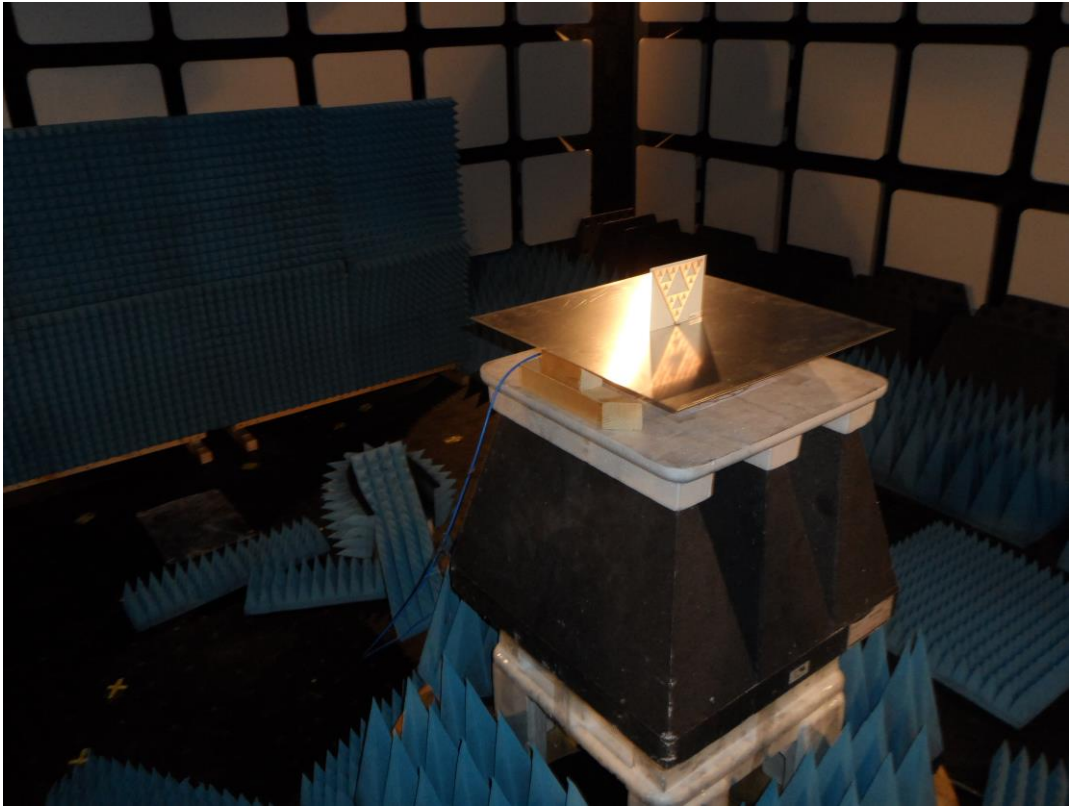
Şekil 2.68. BAP6302 PIN diyotu ile 3iter253C1 antenin test sürecinde Network analizör görüntüsü

Çalışmanın yapıldığı esnada, PIN diyotlar üzerinden 2 mA akıtıldığı durumda alınan Network analizör görüntüsü de Şekil 2.68’de verilmiştir. BAP63-02 PIN diyotu yüksek frekanslar için uygun gözükse de diyodun ve kullanılan elemanların frekansa olan bağımlılığı, bazı frekans değerlerinde kaymalara ve bozulmalara neden olmaktadır.

İstanbul Teknik Üniversitesi Mikrodalga Laboratuvarı içerisinde bulunan yansımaz oda içerisinde gerçekleştirilen çalışmalarda, önerilen antenin ışınma örüntüleri elde edilmiştir. Bu çalışma esnasında alınan bazı fotoğraflar aşağıda verilmektedir. Şekil 2.69 ve Şekil 2.70 ile 4iter260C1 antenin üzerinde bulunduğu iletken yüzeyi ve ölçüm düzeneğini, Şekil 2.71 4iter260C2 antenin ölçüm düzeneğini, Şekil 2.72 ise ölçümlerin yapıldığı yansımaz odanın bir fotoğrafını göstermektedir.



Şekil 2.69. 4iter260C1 anteni ve iletken yüzey



Şekil 2.70. 4iter260C1 anteni ve ölçüm düzeneği



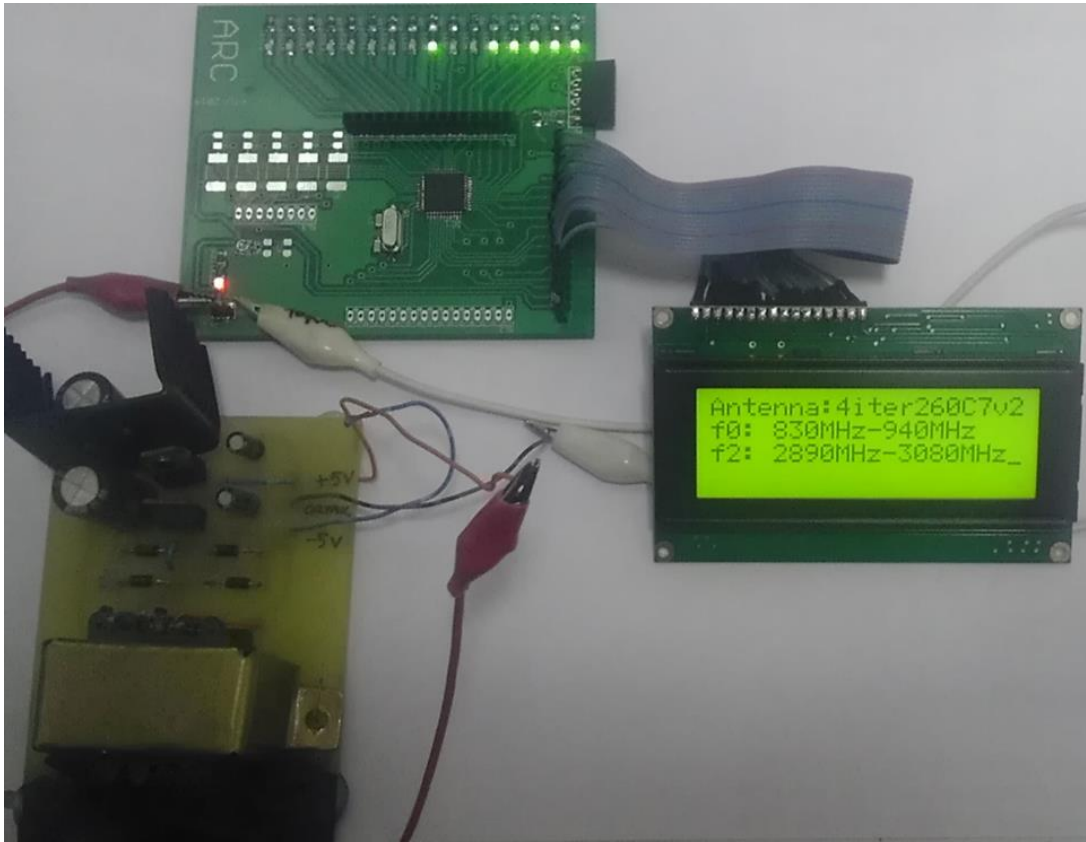
Şekil 2.71. 4iter260C2v2 anteni ve ölçüm düzeneği



Şekil 2.72. 4iter260C2 anteni ve ölçüm düzeneği

2.5. ARC Tasarımı

Microchip firmasına ait bir işlemci ile tasarlanan ARC'nin Eagle 6.2 Layout Editör yazılımı ile oluşturulan şematiği ve PCB tasarımı sonrasında elde edilen elektronik donanım sırasıyla Şekil 2.73 ve Şekil 2.74'de görülmektedir. ARC, bilişsel radyonun anlık durumuna göre haberleşme yapılacak frekansların CSI'den alınması neticesinde gerekli noktaları aktif ya da deaktif ederek istenen haberleşme bandının kullanımına olanak sağlamaktadır. Tasarımda 18 adet noktaya erişim sağlayacak işlemcinin IO pinleri çıkış olarak yönlendirilmiştir. CSI verisine göre en uygun konfigürasyonu işlemci belleğinde daha önce yazılmış olan look up tablosu kullanılarak antenin yeniden yapılandırılması gerçekleştirilmiştir. Donanımın besleme gücünü sağlayacak bir güç kaynağı da şekillerde görülmektedir. Şekil 2.73 antenin yapılandırılması esnasında oluşan 4iter260C7v2 antenin anahtarlandığı anı, Şekil 2.74 ise antenin yapılandırılması esnasında oluşan 4iter260C4v2 antenin anahtarlandığı anı göstermektedir.



Şekil 2.73. 4iter260C7v2 antenin tasarlanan ARC ile istenilen frekanslar için anahtarlaması



Şekil 2.74. 4iter260C4v2 anteninın tasarlanan ARC ile istenilen frekanslar için anahtarlaması

3. SONUÇLAR

- Yapılan bu çalışma ile 40 Gb/s ve 100 Gb/s RoF sistemlerinin değişik fiber parametreleri için haberleşme performansları incelenmiştir. Ayrıca IEEE 802.3ba standardında verilen dört optik taşıyıcı yerine tek optik taşıyıcı için OFDM tabanlı RoF sisteminin benzetim sonuçları verilmiştir. 40 Gb/s haberleşme için 16 dB işaret gürültü oranında 100 km link mesafesi için yapılan hata BER: 10^{-7} olarak gözlemlenmiştir. BER: 10^{-3} olduğu durumda haberleşme mesafesini 100 km'den 200 km'ye çıkarmak için işaret gürültü oranını 2.5 dB artırmak gerektiği, diğer taraftan haberleşme mesafesini 200 km'den 300 km'ye çıkarmak için ise aynı BER değeri için işaret gürültü oranını 11 dB civarında artırmak gerektiği gözlemlenmiştir. 100 Gb/s optik haberleşme benzetimi için SNR: 20 dB, BER: 10^{-2} için kromatik dispersiyon parametreleri; 6 ps/(nm km), 10 ps/(nm km) ve 17 ps/(nm km) için optik link mesafeleri sırasıyla 100 km, 60 km ve 35 km olarak elde edilmiştir. SNR: 30 dB, BER: 10^{-5} için kromatik dispersiyon parametreleri; 6 ps/(nm km), 10 ps/(nm km) ve 17 ps/(nm km) için optik link mesafeleri sırasıyla 85-100 km, 50-60 km ve 30-35 km olarak elde edilmiştir. Bu mesafelerin RAU'lar için yeterli bir RoF linki olduğu bilinmektedir. Yıldız kümesi diyagramlarında 40 Gb/s değerlerine göre 100 Gb/s için daha yüksek SNR gerektiği de açıkça görülmektedir.
- RoF tabanlı bilişsel radyo için çok bandlı optiksel yapılandırılabilir bir anten önerilmiştir. Antenlerin monopul yapıları 120x120 cm ve 20x20 cm iletken düzlem üzerinde test edilmiş ve iletken düzlemin etkileri incelenmiştir.
- Antenlerin yapılandırma sürecinde ışına yapmayan iletken parçaların, rezonans frekansına olan etkileri incelenmiştir.
- Bilişsel radyonun, anlık ihtiyaç duyduğu boş frekans bandı içerisinde haberleşmeyi sağlaması için o frekans bandına göre anten değiştirme zorunluluğunu ortadan kaldıran bir yöntem önerilmiştir.
- Özellikle düşük frekanslarda çalışan uygulamalar için monopul antenler ile kıyaslandığında %40 daha küçük boyutlu bir anten önerilmiştir.

- Yeniden yapılandırma sürecinde Sierpinski fraktal anteni için kapsamlı bir anten terminolojisi geliştirilmiştir. Bu süreçte oluşan bazı yeni anten konfigürasyonları için matematiksel yaklaşımlar elde edilmiştir.
- Yalıtıksız üretilen 4iter260C1 anteninde, EMCoS ve HFSS yazılımları benzetim aşamasında kullanılmıştır. Benzetim sonuçları ile deneysel sonuçlar kıyaslandığında benzetimlerde antenin sıfırncı (455 MHz) ve ikinci (1599MHz) bandları için deneysel çalışma ile yazılımlar arasında mükemmel bir uyum gözlenmektedir. Üçüncü (3198 MHz) ve dördüncü (6396 MHz) bandlar ele alındığında ise sonuçların daha az uyumlu olmasına rağmen kabul edilebilir hata aralığında olduğu söylenebilir. Ayrıca anten ışınma örüntüleri de bu frekanslar için elde edilmiş ve sonuçlar yansımaz oda içerisinde doğrulanmıştır.
- 3iter253C1 anteni için yapılan benzetim ve deneysel çalışmalarda 300 MHz-4 GHz bandında anten kazancının yaklaşık olarak 5 dB ile 8.5 dB aralığında değiştiği, 4-6 GHz aralığında ise bu farkın 8 dB ile 14 dB arasında değiştiği gözlenmiştir. Antenin rezonans frekansları dikkate alındığında üst band için 10 dB seviyesinde olduğu gözlenmiştir. Önerilen bilişsel radyo anteninin bir hücre için pilot uygulaması düşünüldüğünde bu kazanç farklılıklarının dikkate alınması gerektiği sonucu ortaya çıkmaktadır.
- RoF tabanlı çok bandlı bilişsel radyo için çok bandlı ve yeniden yapılandırılabilir antenin yalıtıksız kullanılması durumunda, rezonans frekansı hesabı için literatürde önerilen matematiksel ifadeler incelenmiş ve yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Sierpinski fraktal anteninin rezonans frekansının, kullanılan yalıtkanlık malzemesinin bazı parametrelerine bağlı olduğu bilinmektedir. Bu bağıllık literatürde vurgulansa da Sierpinski fraktal anteni için önerilen modeller henüz yeterli değildir. Önerdiğimiz yöntem ile antenin yalıtıksız kullanıldığı durumda elde edilen rezonans frekans ifadelerinin çoğu band indeksleri için antenin gerçek rezonans frekans ifadesine literatürdeki sonuçlardan daha yakın çıktığı gözlenmiştir.
- Yapılan deneysel çalışmalarda, PIN diyotun, frekansı 3 GHz olan bir sinyali anahtarlayabilmesi için katalog verilerinde olduğu gibi üzerinden 1-2 mA değerinde akım akıtılmasının yeterli olduğu, daha yüksek akım değerlerinde ise S_{11} değerlerinde dikkate değer bir değişimin olmadığı gözlenmiştir.

- PIN diyot ile gerçekleştirilen anten yapılandırmasında diyotların kesimde olduğu durumda önerilen fraktal antenlerin, monopol antenlere göre benzetim sonuçlarına daha fazla yaklaştığı gözlenmiştir.
- Önerilen bilişsel radyo anteninin yeniden yapılandırılmasında elde edilen bazı konfigürasyonların (5iter260C2, 4iter260C2), standart Sierpinski antenden daha iyi S_{11} değerlerine sahip olduğu ve yapısı gereği n iterasyon olmasına rağmen (n+1). bandı da barındırdığı gözlenmiştir.
- Mikroişlemci tabanlı bir ARC tasarımı ve üretimi gerçekleştirilmiştir.
- Veri hızını maksimum seviyeye çıkarabilmek için RoF sistemi üzerinden çok bandlı bilişsel radyo sistemini destekleyen bir anten tasarlanmış ve üretilme aşamasına gelinmiştir.
- Önerdiğimiz yöntem ile hızlı haberleşmenin bel kemiği olan optik haberleşme, gelecek nesil haberleşme sistemi olarak önerilen bilişsel radyo ile birleşmektedir. Bu çalışma ile bilişsel radyonun uygulanabilirliği konusundaki önemli bir problem de çözülmektedir. Ayrıca önerdiğimiz çok bandlı bilişsel radyo anteninin, bu alanda çalışan araştırmacılarda yeni fikirlerin oluşmasını sağlayacağı da öngörülmektedir.

4. ÖNERİLER

- Bu çalışmada, bilişsel radyonun olası farklı haberleşme bandlarında iletişimine uygun bir anten tasarlanmıştır. Çok bandlı yapının getirdiği yüksek hıza uyumlu olması açısından RAU'lar ile merkezi birim arasındaki haberleşmeyi RoF sisteminin sağladığı bir benzetim gerçekleştirilmiştir. Bu benzetimde 40 Gb/s ve 100 Gb/s hızlarında farklı mesafe ve fiber parametreleri için RoF çalışmaları benzetim ortamında yürütülmüştür. RoF çalışmaları için de deneysel düzenek kurulup ihmal edilen bazı parametrelerin etkileri incelenebilir.
- Anten tasarımında fraktal mimarinin avantajlarından yararlanılırken, çalışmalarda yeniden yapılandırmaya uygunluğu nedeni ile Sierpinski fraktalı kullanılmıştır. Literatürde var olan başka fraktal antenler ile çalışmalar yapılabilir ve sonuçlar Sierpinski fraktalı ile kıyaslanabilir.
- Optiksel yapılandırmanın sağlayacağı avantajlar, elektronik yapılandırmaya göre daha fazladır. Ayrıca anten empedansını ve ışın diyagramını değiştirebilecek bazı iletken kabloların kullanılması, elektronik yapılandırmanın önemli bir dezavantajıdır. Çalışmada, deneysel olarak elektronik yapılandırma gerçekleştirilmiştir. Optik yapılandırmanın sağladığı avantajlar ve dezavantajlar da, deneysel olarak gözlemlenebilir.
- Tasarlanan optik haberleşme linkinde, fiber kablonun doğrusal olmayan etkileri ihmal edilmiştir. Bu etkiler dikkate alındığında özellikle uzun mesafelerde haberleşme performansları incelenebilir.
- Elektronik yapılandırma için kullanılan PIN diyot kesim durumunda beklendiği etkiyi tam olarak gösterememektedir. Kesim durumu için yalıtkanlığın yüksek frekanslarda da korunduğu bir PIN diyot tercih edilebilir.
- Önerilen bilişsel radyo anteninin bir hücre için pilot uygulaması düşünüldüğünde anten kazanç farklılıklarının ve ışın diyagramlarındaki bazı değişikliklerin dikkate alınması ya da tolere edilmesi gerekebilir.
- Bu çalışmada bilişsel radyonun spektrum algılama kısmı çalışılmamıştır. Spektrum algılama için uygun geniş bandlı bir anten tasarlanıp sistem bütünlük olarak üretilebilir.

5. KAYNAKLAR

1. Attar A., Li H., Leung V. C. M. ve Pang Q., Cognitive Wireless Local Area Network over Fibers: Architecture, Research Issues and Testbed Implementation, IEEE Communications Magazine, 50,6 (2012) 107–113.
2. Hattab G. ve Ibnkahla M., Multiband Spectrum Access: Great Promises for Future Cognitive Radio Networks, Proceedings of the IEEE, 102,3 (2014) 282-306.
3. Zhang L., Liang Y. C., Xin Y. ve Poor H. V., Robust Cognitive Beamforming with Partial Channel State Information, IEEE Transactions on Wireless Communications, 8,8 (2009) 4143-4153.
4. Panagamuwa C. J., Chauraya A. ve Vardaxoglou J. C., Frequency and Beam Reconfigurable Antenna Using Photoconducting Switches, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 54,2 (2006) 449-454.
5. Tawk Y., Al-Husseini M., Hemmady S., Albrecht A. R., Balakrishnan G. ve Christodoulou C. G., Implementation of a Cognitive Radio Front-End Using Optically Reconfigurable Antennas, International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Şubat 2010, Sydney, Bildiriler Kitabı: 294-297.
6. Tawk Y., Albrecht A. R., Hemmady S., Balakrishnan G., Christos G. ve Christodoulou C. G., Optically Pumped Frequency Reconfigurable Antenna Design, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 9 (2010) 280-283.
7. Tawk Y., Hemmady S., Christodoulou C. G., Costantine J. ve Balakrishnan G., A Cognitive Radio Antenna Design Based on Optically Pumped Reconfigurable Antenna System (OPRAS), IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Haziran 2011, Washington, Bildiriler Kitabı: 1116-1119.
8. Tawk Y., Bkassiny M., El-Howayek G., Jayaweera S. K., Avery K. ve Christodoulou C. G., Reconfigurable Front-End Antennas for Cognitive Radio Applications, IET Microwaves, Antennas & Propagation, 5,8 (2011) 985-992.
9. Tawk Y., Costantine J., Avery K. ve Christodoulou C. G., Implementation of a Cognitive Radio Front-End Using Rotatable Controlled Reconfigurable Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 59,5 (2011) 1773-1778.
10. Tawk Y., Costantine J., Hemmady S., Balakrishnan G, Avery K. ve Christodoulou C. G, Demonstration of a Cognitive Radio Front End Using an Optically Pumped Reconfigurable Antenna System (OPRAS), IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 60,2 (2012) 1075-1083.

11. Yazgan A., Kaya H. ve Cavdar I. H., Optically Reconfigurable Fractal Antennas for RoF Systems, Telecommunication Systems, accepted 2015.
12. Weedon W. H., Warwick, R. I., Payne W. J. ve Rebeiz G. M., MEMS-Switched Reconfigurable Antennas, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Temmuz 2001, Bildiriler Kitabı: 654-657.
13. Peroulis D., Sarabandi K. ve Katehi L. P. B., Design of Reconfigurable Slot Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 53,2 (2005) 645-654.
14. Boyle K. R., Steeneken P. G., Liu Z., Sun Y., Simin, A., Huang, T., Spits E., Kuijken O., Roedle, T. ve Van Straten, F., Reconfigurable Antennas for SDR and Cognitive Radio, The Second European Conference on Antennas and Propagation, (EuCAP), Kasım 2007, Edinburgh, Bildiriler Kitabı: 1-6.
15. Di Taranto R., Nishimori K., Popovski P., Yomo H., Takatori Y., Prasad R. ve Kubota S. Simple Antenna Pattern Switching Interference-Induced Multi-Hop Transmissions for Cognitive Radio Networks, 2th IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, Nisan 2007, Dublin, Bildiriler Kitabı: 543-546.
16. Cetiner B. A. ve Biyikli N., Penta-Band Planar Inverted F-Antenna (PIFA) Integrated by RF-NEMS Switches, 17th Biennial University/Government/Industry Micro/Nano Symposium, Temmuz 2008, Louisville, Bildiriler Kitabı: 116-119.
17. Gardner P., Hamid M. R., Hall P. S., Kelly J., Ghanem F. ve Ebrahimi E., Reconfigurable Antennas for Cognitive Radio: Requirements and Potential Design Approaches, IET Seminar on Wideband, Multiband Antennas and Arrays for Defence or Civil Applications, Mart 2008, London, Bildiriler Kitabı: 89-94.
18. Ebrahimi E. ve Hall P. S., A Dual Port Wide-Narrow Band Antenna for Cognitive Radio, 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Mart 2009, Berlin, Bildiriler Kitabı: 809-812.
19. Tawk Y. ve Christodoulou C. G., A New Reconfigurable Antenna Design for Cognitive Radio, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 8 (2010) 1378-1381.
20. Manteghi M., A Switch-Band Antenna for Software Defined Radio Applications, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 8 (2009) 3-5.
21. Christodoulou C. G., Reconfigurable Antennas in Cognitive Radio that can Think for Themselves?, IEEE 3rd International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, Ekim 2009, Beijing, Bildiriler Kitabı: 1-3.

22. Ghanem F., Hall P.S. ve Kelly J.R. Two Port Frequency Reconfigurable Antenna for Cognitive Radios, Electronics Letters, 45,11 (2009) .
23. Ebrahimi E., Kelly J. ve Hall P. S., A Reconfigurable Narrowband Antenna Integrated with Wideband Monopole for Cognitive Radio Applications, Haziran 2009, Charleston, Bildiriler Kitabı: 1-4.
24. AbuTarboush H. F., Khan S., Nilavalan R., Al-Raweshidy H. S. ve Budimir D., Reconfigurable Wideband Patch Antenna for Cognitive Radio, Antennas & Propagation Conference (LAPC), Kasım 2009, Loughborough Bildiriler Kitabı: 141-144.
25. Al-Husseini M., Tawk Y., Christodoulou C. G., Kabalan K. Y. ve A. El Hajj, A., Reconfigurable Cognitive Radio Antenna Design, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Temmuz 2010, Toronto, Bildiriler Kitabı: 1-4.
26. Wu T., Li R. L., Eom S. Y., Myoung S. S., Lim K., Laskar J., Jeon S. I. ve Tentzeris M. M., Switchable Quad-Band Antennas for Cognitive Radio Base Station Applications, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 58,5 (2010) 1468-1476.
27. Zhang R., Lim T. L., Liang Y. C. ve Zeng Y., Multi-Antenna Based Spectrum Sensing For Cognitive Radios a Girt Approach, IEEE Transactions on Communication, 58,1 (2010) 84-88.
28. Wang P., Fang, J., Han N. ve Li H., Multiantenna-Assisted Spectrum Sensing for Cognitive Radio, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 59,4 (2010) 1791-1800.
29. Taherpour A., Masoumeh Nasiri-Kenari M. ve Gazor S., Multiple Antenna Spectrum Sensing in Cognitive Radio, IEEE Transactions on Wireless Communications, 9,2 (2010) 814-823.
30. Bixio L., Oliveri G., Ottonello M., Raffetto M. ve Regazzoni C. S., Cognitive Radios with Multiple Antennas Exploiting Spatial Opportunities, IEEE Transactions on Signal Processing, 58,5 (2010) 4453-4459.
31. Zhou J., Li Y. ve Evans B., Antenna Selection for Multiple-Input and Single-Output Cognitive Radio Systems, IET Communications, 6,8 (2012) 917-930.
32. Hall P.S., Gardner P. ve Faraone A., Antenna Requirements for Software Defined and Cognitive Radios, Proceedings of the IEEE, 100,7 (2012) 2262-2270.
33. Aboufoul T., Alomainy A. ve Parini C., Polarization Reconfigurable Ultrawideband Antenna for Cognitive Radio Applications, Microwave and Optical Technology Letters, 55,3 (2013) 501-506.

34. Aboufoul T., Shoaib I., Alomainy A. ve Xiaodong C. Pattern Reconfigurable Planar UWB Antenna Array for Future Cognitive Radio Portable Devices, Antennas and Propagation Conference (LAPC), Kasım 2012, Loughborough, Bildiriler Kitabı: 1-4.
35. Nayak P. B., Verma S. ve Kumar P., Ultrawideband (UWB) Antenna Design for Cognitive Radio, 5th international conference on computers and devices for Communication (CODEC), Aralık 2012, Kolkata, Bildiriler Kitabı: 1-4.
36. Li Y., Li W. ve Mitra R., A Cognitive Radio Antenna Integrated with Narrow-Ultra-Wideband Antenna and Switches, IEICE Electronics Express, 9,15 (2012) 1273-1283.
37. Aboufoul T., Alomainy A. ve Parini C., Reconfiguring UWB Monopole Antenna for Cognitive Radio Applications Using GaAs FET Switches, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 11 (2012) 392-394.
38. Ku M. L., Wang L. C. ve Su Yu T., Toward Optimal Multiuser Antenna Beamforming for Hierarchical Cognitive Radio Systems, IEEE Transactions on Communications, 60,10 (2012) 2872-2885.
39. Noh J. H. ve Oh S. J., Beamforming in a Multi-User Cognitive Radio System with Partial Channel State Information, IEEE Transactions on Wireless Communications, 12,2 (2013) 616-625.
40. Zeng X., Li Q., Zhang Q. ve Qin J., Joint Beamforming and Antenna Subarray Formation for MIMO Cognitive Radios, IEEE Signal Processing Letters, 20,5 (2013) 479-482.
41. Christodoulou C. G., Tawk Y., Lane S. A. ve Erwin S. C., Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications, Proceedings of the IEEE, 100,7 (2012) 2250-2261.
42. Erfani E., Nourinia J., Ghobadi C., Niroo-Jazi M. ve Denidni T. A., Design and Implementation of an Integrated UWB Reconfigurable-Slot Antenna for Cognitive Radio Applications, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 11 (2012) 1536-1225.
43. Augustin G. ve Denidni T. A., An Integrated Ultra Wideband Narrow Band Antenna in Uniplanar Configuration for Cognitive Radio Systems, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 60,11 (2012) 5479-5484.
44. Cai Y., Guo Y. J. ve Bird T. S., A Frequency Reconfigurable Printed Yagi-Uda Dipole Antenna for Cognitive Radio Applications, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 60,6 (2012) 2905-2912.

45. Li Y., Li W. ve Ye Q., A Reconfigurable Triple-Notch-Band Antenna Integrated with Defected Microstrip Structure Band-Stop Filter for Ultra-Wideband Cognitive Radio Applications, International Journal of Antennas and Propagation, 2013 (2013) 1-13.
46. Costantine J., Tawk Y. ve Christodoulou C. G., Motion-Activated Reconfigurable and Cognitive Radio Antenna Systems, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 12 (2013) 1114-1117.
47. Cao Y., Cheung S. W., Sun X. L. ve Yuk T. I., Frequency-Reconfigurable Monopole Antenna with Wide Tuning Range for Cognitive Radio, Microwave and Optical Technology Letters, 56,1 (2014) 145-152.
48. Zhao Y., Wei K., Zhang Z. ve Feng Z., A Bidirectional Waveguide Antenna with Polarization Reconfigurable Capability, Microwave and Optical Technology Letters, 56,2 (2014) 422-427.
49. Rajagopalan H., Kovitz J. M. ve Rahmat-Samii Y., MEMS Reconfigurable Optimized E-Shaped Patch Antenna Design for Cognitive Radio, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 62,3 (2014) 1056-1064.
50. Pendharker S., Shevgaonkar R. K. ve Chandorkar A. N., Optically Controlled Frequency-Reconfigurable Microstrip Antenna with Low Photoconductivity, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 13 (2014) 99-102.
51. Tawk Y., Costantine J. ve Christodoulou C. G. Reconfigurable Filtennas and MIMO in Cognitive Radio Applications, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 62,3 (2014) 1074-1083.
52. Kao, K. C. ve Hockham, G. A., Dielectric-Fibre Surface Waveguide for Optical Frequencies, Proceedings of IEEE, 113,7 (1966) 1151-1158.
53. Marcuse D., Optical fibres for Communications, Radio and Electronic Engineer, 43,11 (1973) 655-664.
54. Brenci M. ve Checcacci P. F., Reference Signal Transport by Optical Fibers, IEEE Transactions on Communications, 28,10 (1980) 1847-1848.
55. Stephens W. E., Joseph T. R. ve Chen B. U., Analog Microwave Fiber Optic Communications Links, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Mayıs 1984, San Fransisco, Bildiriler Kitabı: 533-534.
56. Ogawa H., Polifko D. ve Seiichi B., Millimeter-Wave Fiber Optics Systems for Personal Radio Communication, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 40,12 (1992) 2285-2293.

57. Su C. B., Lanzisera V., Powazinik W., Meland E., Olshansky R. ve Lauer R. B., 12.5 GHz Direct Modulation Bandwidth of Vapor Phase Regrown 1.3m InGaAsP Buried Heterostructure Lasers, Applied Physics Letters, 46,4 (1985) 344-346.
58. Wake D., Smith I. C., Walker N. G., Henning I. D. ve Carver R. D., Video Transmission Over a 40 GHz Radio-Fibre Link, Electronics Letters, 28,21 (1992) 2024-2025.
59. Donald M. F., Design of Fiber Optic Antenna Remoting Links for Cellular Radio Applications, 40th IEEE Vehicular Technology Conference, Mayıs 1990, Orlando, Bildiriler Kitabı: 622-625.
60. Chu T. S. ve Gans M. J., Fiber Optic Microcellular Radio, 41. IEEE Vehicular Technology Conference, Mayıs 1991, St. Louis Bildiriler Kitabı: 339-344.
61. Weis M., Huchard M., Stohr A., Charbonnier B., Fedderwitz S. ve Jager D., 60-GHz Photonic Millimeter-Wave Link for Short- to Medium-Range Wireless Transmission up to 12.5 Gb/s, IEEE Journal of Lightwave technology, 26,15 (2008) 2424-2429.
62. Ho C. H., Jiang W. J., Sambaraju R., Lee W. Y., Lu T. H., Wang C. Y., Yang H., Lin C. T., Wei C. C., Chi S. ve Ngoma A., Performance Evaluation of a 60 GHz Radio-over-Fiber System Employing MIMO and OFDM Modulation, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 31,12 (2013) 780-787.
63. Lin C. T., Ho C. H., Huang H. T. ve Cheng Y. H., Ultrahigh Capacity 2x2 MIMO RoF System at 60 GHz Employing Single-Sideband Single-Carrier Modulation, Optics Letters, 39,6 (2014) 1358-1361.
64. Djordjevic I. B. ve Vasic B. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for High-Speed Optical Transmission, Optics Express, 14, (2006) 3767-3775.
65. Shieh W. ve Athaudage C. Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Electronics Letters, 42,10 (2006) 587-589.
66. Yi. X, Shieh W. ve Tang, Y. Phase Estimation for Coherent Optical OFDM, IEEE Photonics Technology Letters, 13, (2007) 919-921.
67. Jansen S. L., Morita I., Takeda N. ve Tanaka H. (2007). 20-Gb/s OFDM Transmission over 4,160km SSMF Enabled by RF-Pilot Tone Phase Noise Compensation, Optical Fiber Communication conference, Mart 2007, California, Bildiriler Kitabı: 1-3.
68. Lowery A. J., Liang D. ve Armstrong J. Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Adaptive Dispersion Compensation in Long Haul WDM Systems, Optical Fiber Communication conference, Mart 2006, California, Bildiriler Kitabı: 1-3.

69. Tang J. M. ve Shore K. A., 30 Gbps Signal Transmission Over 40 km Directly Modulated DFB Laser Based Single Mode Fiber Links without Optical Amplification and Dispersion Compensation, IEEE Journal of Lightwave Technology, 24 (2007) 2318–2327.
70. Visani D., Tartarini G., Tarlazzi L. ve Faccin P., Transmission of UMTS and WIMAX Signals Over Cost-Effective Radio Over Fiber Systems, Microwave and Wireless Components Letters, 19 (2011) 831-833.
71. Presi M., Prince K., Chiuchiarelli A., Cerutti I., Contesabile G., Tafur I. M. ve Ciaramella E., Adaptive Antenna System for OFDMA Wimax Radio-Over-Fiber Links using a Directly Modulated R-SOA and Optical Filtering, Mart 2009, San Diego, Bildiriler Kitabı: 1-3.
72. Matthew N. ve Sadiku O., Optical and Wireless Communications Next Generation Networks, CRC Pres, 2002.
73. Franz J. H. ve Jain, V. K., Optical Communications Components and Systems, Alpha Science International Ltd, 2000.
74. Rajiv R. ve Kumar N. S., Optical Networks A Practical Perspective, İkinci Baskı, Morgan Kaufmann Publishers, 2002.
75. Sze S. M. ve Kwok K. N., Physics of Semiconductor Devices, Third Edition, John Wiley Sons inc., 2006.
76. Yu G., Mallari J., Shen H., Miller E., Wei C., Shofman V., Jin D., Chen B., Chen H. ve Dinu R., 40 GHz Zero Chirp Single-Ended EO Polymer Modulators with Low Half-Wave Voltage, Mayıs 2011, Baltimore, Bildiriler Kitabı: 1-2.
77. Mo X., Kinemura K., Yamada T., Otomo A., Taguchi D., Manaka T. ve Iwamoto M., Evaluation of Thermal Stability of Electro-Optic Polymer by Thermally Stimulated Depolarization Current Measurement, Japanese Journal of Applied Physics, 53 (2014) 1-5.
78. Li G. L. ve Yu P. K. L., Optical Intensity Modulators for Digital and Analog Applications, IEEE Journal of Lightwave Technology, 21, 9 (2003) 2010-2030.
79. Perez J. ve Lorente R., On the Performance of a Linearized Dual Parallel Mach–Zehnder Electro-Optic Modulator, Optics Communications, 318,1 (2014) 212–215.
80. Yi H., Long Q., Tan W., Li L., Wang X. ve Zhou Z., Demonstration of Low Power Penalty of Silicon Mach-Zehnder Modulator in Long-Haul Transmission, Optics Express, 20,25 (2012) 27562-27568.

81. Haitao C., Development of an 80 Gbit/s InP-based Mach-Zehnder Modulator, Doktora Tezi, Electrical Engineering and Computer Science, Berlin Technical University, Berlin, 2007.
82. Spectrum policy task force report, Federal Communications Commissions, Teknik Rapor, No. 02-135, Kasım 2002.
83. Spectrum policy task force report, Federal Communications Commission, Teknik Rapor, No. 02-155, Kasım 2002.
84. Akyildiz I. F., Lee W. Y., Vuran M.C. ve Mohanty S., Next Generation Dynamic Spectrum Access Cognitive Radio Wireless Networks: A Survey, Computer Networks, 50,13 (2006) 2127-2159.
85. Mitola J., Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications, IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications, Kasım 1999, San Diego, Bildiriler Kitabı: 3-10.
86. Mitola J. ve Maguire G. Q., Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal. IEEE Personal Communications, 6,4 (1999) 13–18.
87. Mitola J., Cognitive Radio: An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio. Doktora Tezi, Royal institute of Technology (KTH), Stockholm, 2000.
88. Haykin S., Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications, IEEE Journal on Selected Areas in Communications 23,2 (2005) 201–220.
89. Mitola J., Cognitive Radio Architecture. Wiley, New York, 2006.
90. Notice of Proposed Rule Making and Order: Facilitating Opportunities for Flexible, Efficient, and Reliable Spectrum Use Employing Cognitive Radio Technologies, Federal Communications Commissions, Teknik Rapor, No. 03-108, 2005.
91. IEEE standard, 802.22 Working Group, IEEE 802.22 D1: Draft Standard for Wireless Regional Area Networks, 2008.
92. Stevenson C. R., Chouinard G., Lei Z., Hu W., Shellhammer S. J. ve Caldwell W., IEEE 802.22: The First Cognitive Radio Wireless Regional Area Network Standard, IEEE Communications Magazine, 47,1 (2009) 130–138.
93. Mitola J., Cognitive Radio Architecture Evolution, Proceedings of the IEEE, 97,4 (2009) 626-641.
94. Devroye N., Mitran P., ve Tarokh V., Limits on Communications in a Cognitive Radio Channel, IEEE Communications Magazine, 44,6 (2006) 44-49.

95. Blasco-Serrano R., Lv J., Thobaben R., Jorswieck E. ve Skoglund M., Multi-Antenna Transmission for Underlay and Overlay Cognitive Radio with Explicit Message-Learning Phase, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 195 (2013) 1-21.
96. Li Y. ve Nosratinia A., Capacity Limits of Multiuser Multiantenna Cognitive Networks, IEEE Transactions on Information Theory, 58,7 (2012) 4493-4508.
97. Sarvendranath R. ve Mehta N. B., Antenna Selection in Interference-Constrained Underlay Cognitive Radios SEP-Optimal Rule and Performance Benchmarking, IEEE Transactions on Communications, 61,2 (2013) 496-506.
98. Cabric D., Mischra S. M. ve Brodersen R. W., Implementation Issues in Spectrum Sensing for Cognitive Radios. 38. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Kasım 2004, California, Bildiriler Kitabı: 772-776.
99. Ji Z. ve Liu K. J. R., Dynamic Spectrum Sharing: A Game Theoretical Overview, IEEE Communications Magazine, (2007) 88-94.
100. Tandra R., Mishra S. M. ve Sahai A., What is a Spectrum Hole and What Does it Take to Recognize One?, Proceedings of the IEEE, 97,5 (2009) 824-848.
101. Chen H.S., Gao W. ve Daut D. G., Signature Based Spectrum Sensing Algorithms for IEEE 802.22 WRAN, IEEE International Conference on Communications, Haziran 2007, Glasgow, Bildiriler Kitabı: 6487-6492.
102. Yonghong Z. ve Ying-Chang L., Eigenvalue-Based Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio, IEEE Transactions on Communications, 57,6 (2009) 1784-1793.
103. Urriza P., Rebeiz E. ve Cabric D., Multiple Antenna Cyclostationary Spectrum Sensing Based on the Cyclic Correlation Significance Test, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 31,11 (2013) 2185-2195.
104. Wilcox D., Tsakalaki E., Kortun A., Ratnarajah T., Papadias C. B. ve Sellathurai M., On Spatial Domain Cognitive Radio Using Single-Radio Parasitic Antenna Arrays, IEEE Journal on Selected Areas In Communications, 31,3 (2013) 571-580.
105. Yucek T. ve Arslan H., A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications, IEEE Communications Surveys & Tutorials, 11,1 (2009) 116-130.
106. Zhou J., Shen Y. ve Tang Y., Optimal Antenna Location of Secondary User for Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks, IEEE Communications Letters, 17,9 (2013) 1746-1749.

107. Ganesan G. ve Li Y., Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio, Part I: Two User Networks, IEEE Transactions on Wireless Communications, 6,6 (2007) 2204-2213.
108. Ganesan G. ve Li Y. Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio, Part II: Multiuser Networks, IEEE Transactions on Wireless Communications, 6,6 (2007) 2214-2222.
109. Unnikrishnan J. ve Veeravalli V. V., Cooperative Sensing for Primary Detection in Cognitive Radio, IEEE Journal Of Selected Topics In Signal Processing, 2,1 (2008) 18-27.
110. Mahmoud H.A., Yucek T. ve Arslan H., OFDM For Cognitive Radio: Merits and Challenges, IEEE Wireless Communications, 16,2 (2009) 6-15.
111. Kouassi B., XDeneire Ll., Zayen B., Knopp R., Kaltenberger F., Negro F., Slock D. ve Ghauri I., Design and Implementation of Spatial Interweave LTE-TDD Cognitive Radio Communication on an Experimental Platform, IEEE Wireless Communications, 20,2 (2013) 60-67.
112. Hakim H., Boujemaa H. ve Ajib W., Performance Comparison between Adaptive and Fixed Transmit Power in Underlay Cognitive Radio Networks, IEEE Transactions on Communications, 61,12, (2013) 4836-4846.
113. Razavi B., Cognitive Radio Design Challenges and Techniques, IEEE Journal Of Solid-State Circuits, 45,8 (2010) 1542-1553.
114. Liang Y. C., Chen K. C., Li Y. ve Mahonen P., Cognitive Radio Networking and Communications, an Overview, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 60,7 (2011) 3386-3407.
115. Wang S., Tosato F. ve P. Coon J. P., Reliable Energy-Efficient Spectrum Management and Optimization in Cognitive Radio Networks: How Often Should We Switch?, IEEE Wireless Communications, 20,6 (2013) 14-20.
116. Woongsup L. ve Dong-Ho C., Channel Selection and Spectrum Availability Check Scheme for Cognitive Radio Systems Considering User Mobility, IEEE Communication Letters, 17,3 (2013) 463-466.
117. Xin Y., Zhang H. ve Lai L., A Low-Complexity Sequential Spectrum Sensing Algorithm for Cognitive Radio, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 32,3 (2014) 387-389.
118. Balieiro A., Yoshioka P., Kelvin D., Cavalcanti D. ve Cordeiro C., A Multi-Objective Genetic Optimization for Spectrum Sensing in Cognitive Radio, Expert Systems with Applications, 41,8 (2014) 3640-3650.

119. Hosseini S. M. Amindavar H. ve Nadarajah S, Statistical Analysis of Cognitive Radio Operation in a Periodic Pattern of Sensing and Transmission, Wireless Personal Communication, 75,4 (2014) 2323–2353.
120. Li F. ve Xu Z., Sparse Bayesian Hierarchical Prior Modeling Based Cooperative Spectrum Sensing in Wideband Cognitive Radio Networks, IEEE Signal Processing Letters, 21,5 (2014) 586-590.
121. Li F. ve Wang L., A Dynamic Game Algorithm for Power Allocation in Cognitive Relay Transmission, IEEE Transactions on Communications, 61,11 (2013) 4440-4447.
122. Fu L., Zhang Y. J. A. ve Huang J., Energy Efficient Transmissions in MIMO Cognitive Radio Networks, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 31,11 (2013) 2420-2431.
123. Xu Y. ve Zhao X., Robust Power Control for Multiuser Underlay Cognitive Radio Networks Under QoS Constraints and Interference Temperature Constraints, Wireless Personal Communications, 75,4 (2014) 2383–2397.
124. Duong N. D. ve Madhukumar A. S., Non-Cooperative Power Control and Spectrum Allocation in Cognitive Radio Networks: A Game Theoretic Perspective, Wireless Communication and Mobile Computing, 14,5 (2014) 516–525.
125. Zhai X., Zheng L. ve Tan C. W., Energy-Infeasibility Tradeoff in Cognitive Radio Networks: Price-Driven Spectrum Access Algorithms, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 32,3 (2014) 528-538.
126. Sidhu G. A. S., Gao F., Wang W. ve Chen W., Resource Allocation in Relay-Aided OFDM Cognitive Radio Networks, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 62,8 (2013) 3700-3710.
127. Pao W. C. ve Chen Y. F., Adaptive Gradient-Based Methods for Adaptive Power Allocation in OFDM-Based Cognitive Radio Networks, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 63,2 (2014) 836-848.
128. Yang C., Fu Y., Zhang Y., Yu R. ve Liu Y., An Efficient Hybrid Spectrum Access Algorithm in OFDM-Based Wideband Cognitive Radio Networks, Neurocomputing, 125 (2014) 33–40.
129. Rahimian N., Georgiades C. N., Shakir M. Z. ve Qaraqe K. A., On the Probabilistic Model for Primary and Secondary User Activity for OFDMA-Based Cognitive Radio Systems: Spectrum Occupancy and System Throughput Perspectives, IEEE Transactions on Wireless Communications, 13,1 (2014) 356-369.

130. Qi C., Yue G., Wu L. ve Nallanathan A., Pilot Design for Sparse Channel Estimation in OFDM-Based Cognitive Radio System, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 63,2 (2014) 982-987.
131. Chen Z., Yang L. J., Zhang Y. ve Zhang X. D., Sensing OFDM Systems with Timing and Frequency Offset for Cognitive Radio Networks, International Journal of Communication Systems, 27,1 (2014) 184–193.
132. Cheng D, K., Mühendislik Elektromanyetiğinin Temelleri, Palme Yayıncılık, Ankara, 2006.
133. Demarest K. R., Engineering Electromagnetics, Prentice Hall, 1997.
134. Balanis C.A., Antenna Theory, Wiley, USA, 2005.
135. Erdoğan K., Antenler 1, İnce Antenler, Karadeniz Teknik Üniversitesi Basımevi, Trabzon 1993.
136. Yazgan A., Cavdar I. H. ve Kaya, H., An Optimized LTE Antenna Implementation Using Sierpinski Gasket Fractal Structure, 36. International Conference on Telecommunications and signal processing (TSP 2013), Haziran 2013, Rome, Bildiriler Kitabı: 367-370.
137. Kennedy J. ve Eberhart E., Particle Swarm Optimization, IEEE International Conference on Neural Networks, Aralık 1995,Perth, Bildiriler Kitabı: 1942–1948.
138. Eberhart R. ve Kennedy J., A New Optimizer Using Particle Swarm Theory, Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science, Ekim 1995, Nagoya, Bildiriler Kitabı: 39-43.
139. Shi Y. ve Eberhart R., Empirical Study of Particle Swarm Optimization, Proceedings of the Congress on Evolution Computation, Temmuz 1999, Washington, 1945-1950.
140. Guldogan M. B. ve Arikan O., Multipath Channel Identification by using Global Optimization in Ambiguity Function Domain, Signal Processing, 91,11 (2011) 2647–2660.
141. Bayraktar Z., Werner P. L. ve Werner D. H., The Design of Miniature Three-Element Stochastic Yagi-Uda Arrays Using Particle Swarm Optimization, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 5,1 (2006) 22,26.
142. IEEE standard (IEEE802.22), Wireless Regional Area Networks (WRAN), 2011.

143. Anagnostou D. E., Chryssomallis M. T., Lyke J. C., Poncjak G. E., Papapolymerou J. ve Chritodoulou C. G., Design, Fabrication, and Measurements of an RF-MEMS-Based Self-Similar Reconfigurable Antenna, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 54,2 (2006) 422-432.
144. Viani F., Salucci M., Robol F., Oliveri G. ve Massa A., Design of a UHF RFID/GPS Fractal Antenna for Logistics Management, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 26,4 (2012) 480-492.
145. Lizzi L., Azaro R., Oliveri G. ve Massa A., Multiband Fractal Antenna for Wireless Communication Systems for Emergency Management, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 26,1 (2012) 1-11.
146. Viani F., Dual-Band Sierpinski Pre-Fractal Antenna for 2.4GHz-WLAN and 800MHz-LTE Wireless Devices, Progress In Electromagnetics Research C, 35 (2013) 63-71.
147. Lai M. I., Wu T.Y., Hsieh J. C., Wang C. H. ve Jeng, S.-K. Design of Reconfigurable Antennas Based on an L-shaped Slot and PIN Diodes for Compact Wireless Devices, IET Microwave Antennas Propagation, 3,1 (2009) 47-54.
148. Yazgan A., Fiber Optik Ortamda OFDM Tabanlı Kromatik Dispersiyon Kompanzasyonu, Yüksek Lisans Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh. Böl., Trabzon, 2008.
149. Yazgan A., Performance Analysis and Link Design of Longhaul Coherent Optical OFDM Systems, Yüksek Lisans Tezi, Halmstad University Microelectronics and Phonics program, Halmstad, 2011.
150. Yazgan A. ve Cavdar I. H., Optimum Link Distance Determination for a Constant Signal to Noise Ratio in M-ary PSK modulated Coherent Optical OFDM Systems, Telecommunication Systems 55,4 (2014) 461-470.
151. Yazgan A. ve Cavdar I. H., The Tradeoff between Bit Error Rate and Optical Link Distance Using Laser Phase Noise Fixing Process in Coherent Optical OFDM Systems, Wireless Personal Communications 68,3 (2013) 907-919.
152. Ye L. ve Gordon L.S., Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications, Springer, 2006.
153. Soysal B., OFDM Tabanlı Kablosuz İletişim Sistemleri için Yüksek Başarımli Alıcı Tasarımı, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2004.
154. Lowery A. J. ve Armstrong J., Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Dispersion Compensation of long Haul Optical Systems, Optical Society of America, Optics Express, 14,6 (2006) 2079-2084.

155. Shieh W., Bao H. ve Tang Y., Coherent Optical OFDM Theory and Design, Optics Express, 16,2 (2008) 841-859.
156. Yazgan A. ve Cavdar I. H., A Comparative Study Between LMS and PSO Algorithms on the Optical Channel Estimation for Radio over Fiber Systems, Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 125,11 (2014) 2582-2586.
157. Mogensen P. E., Koivisto T., Pedersen K. I., Kovacs I. Z. Raaf B., Pajukoski K. ve Rinne M. J., LTE-Advanced: The Path Towards Gigabit/s in Wireless Mobile Communications, 1st Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace and Electronic Systems Technology, Mayıs 2009, Aalborg, Bildiriler Kitabı: 147-151.
158. Yang X. X., Jiang C., Elsherbeni A. Z., Yang F. ve Wang Y. Q., A Novel Compact Printed Rectenna for Data Communication Systems, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 61,5 (2013) 2532-2539.
159. Yuan C. W., Peng S. R., Shu T., Li Z. Q. ve Wang H., Designs and Experiments of a Novel Radial Line Slot Antenna for High-Power Microwave Application, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 61,10 (2013) 4940-4946.
160. Baliarda C. P., Romeu J., Pous R. ve Cardama A., On the Behavior of the Sierpinski Multiband Fractal Antenna, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 46,4 (1998) 517-524.
161. Baliarda C. P., Borau C. B., Rodero M. N. ve Robert J. R., An Iterative Model for Fractal Antennas: Application to the Sierpinski Gasket Antenna, 2000, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 48,5 (2002) 731-719.
162. Mishra R. K., Ghatak R. ve Poddar, D. R., Design Formula for Sierpinski Gasket Pre-Fractal Planar-Monopole Antennas, IEEE Antennas and Propagation Magazine, 50,3 (2008) 104-107.
163. Malik J. ve Kartikeyan M. V., A Stacked Equilateral Triangular Patch Antenna with Sierpinski Gasket Fractal for WLAN Applications, Progress in Electromagnetics Research Letters, 22 (2011) 71-81.

ÖZGEÇMİŞ

13.01.1981 tarihinde Trabzon'da doğdu. Lise öğrenimini Trabzon Lisesi'nde tamamladı. İki yıl Fransa'da (Collège Max Jacob, Quimper) dil öğrenimi gördükten sonra 2000 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı. Bir yıl İngilizce hazırlık eğitiminin ardından 2005 yılında bu bölümden mezun oldu. 2005 yılında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine kabul edildi. Aynı yıl İstanbul'da özel bir firmada Elektronik Mühendisi olarak iş hayatına başladı. Bir dönem sonra 2006 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesinde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı ve kendi isteği ile Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü'nden ayrılarak yüksek lisans öğrenimine Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nde devam etti. 2008 yılında, optik haberleşme alanında yüksek lisansını tamamladı. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nde Doktora programına başladı. 2009 yılında Halmstad University Microelectronics and Photonics Programından yüksek lisans için kabul aldı. 2011 yılında bu programdan Degree of Master of Science with a major in Electrical Engineering derecesi ile mezun oldu. Halen Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik Fakültesinde Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır. Optical Society of America (OSA) ve The Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) üyesidir. Fransızca ve İngilizce bilmektedir.

Doktora süresince yayımlanan çalışmaları aşağıda verilmektedir.

Uluslararası hakemli dergilerde yayınlanan makaleler (SCI / SCI-E):

1. Yazgan A., Kaya H., ve Cavdar I. H., Optically reconfigurable fractal antennas for RoF based communication systems, Telecommunication Systems, DOI: 10.1007/s11235-014-9905-42015 (2015).
2. Yazgan A. ve Cavdar I. H., Optimum Link Distance Determination for a Constant Signal to Noise Ratio in M-ary PSK modulated Coherent Optical OFDM Systems, Telecommunication Systems, 55,4 (2014) 461-470.

3. Yazgan A. ve Cavdar I. H., The Tradeoff between Bit Error Rate and Optical Link Distance Using Laser Phase Noise Fixing Process in Coherent Optical OFDM Systems, Wireless Personal Communications, 68,3 (2013) 907-919.
4. Yazgan A. ve Cavdar I. H., A Comparative Study Between LMS and PSO Algorithms on the Optical Channel Estimation for Radio over Fiber Systems, Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 125,11 (2014) 2582-2586.
5. Cakir O., Kaya I., Yazgan A. ve Cakir Ö., Dynamic Orientation of Receiver Arrays Using Particle Swarm Optimization, Electronics Letters, 49, 21 (2013) 1313 –1315.
6. Cakir O., Kaya I., Yazgan A., Cakir Ö. ve Tugcu E., Emitter location finding using particle swarm optimization, Radioengineering, 23,1 (2014) 252-258.

Uluslararası bilimsel toplantılarda sunulan ve bildiri kitabında basılan bildiriler:

1. Najafpour M., Manshouri N., Yazgan A. ve Maleki M., A novel Semicircular Fractal Antenna Design with Single Band-Notch Property for Ultra Wide Band systems, 37. International Conference on Telecommunications and signal processing, Temmuz 2014 Berlin, Bildiriler Kitabı.
2. Manshouri N., Najafpour M., Yazgan A., Maleki M. ve Kaya H., A Novel Rectangular Microstrip Antenna for Ultra-Wideband Applications with Dual Band-Notched Characteristic, 22. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Nisan 2014, Trabzon, Bildiriler Kitabı: 1035-1038. (DOI): 10.1109/SIU.2014.6830409.
3. Cakir O., Yazgan A., ve Kaya I., Accuracy Comparison of Time Difference of Arrival Based Source Localization Methods, 37. International Conference on Telecommunications and signal processing, Temmuz 2014, Berlin, , Bildiriler Kitabı.
4. Yazgan A., Cavdar I. H. ve Kaya H., An Optimized LTE Antenna Implementation Using Sierpinski Gasket Fractal Structure, 36. International Conference on Telecommunications and signal processing (TSP 2013), Haziran 2013, Rome, Bildiriler Kitabı, 367-370. (DOI):10.1109/TSP.2013.6613954.
5. Yazgan A., Cavdar I. H. ve Kaya H., The effect of optimization algorithms on the Optical Channel Estimation for RoF systems, International Optical Society of America Network of students (IONS-13), Ocak 2013, Zurich.
6. Cakir O., Kaya I., ve Yazgan A., Optimization of Receiver Arrangements for Emitter Location Finding using Time Difference of Arrival, 36. International Conference on Telecommunications and signal processing Telecommunications

- and Signal Processing, Temmuz 2013, Rome, Bildiriler Kitabı:376–379. (DOI):10.1109/TSP.2013.6613956.
7. Cakir O., Kaya I., ve Yazgan A., Propagation Speed Free Emitter Location Finding using TDOA, 21. IEEE Telecommunications Forum, Kasım 2013, Belgrade, 405–407. (DOI): 10.1109/TELFOR.2013.6716254.
 8. Yazgan A., Cakir O., Kaya H., ve Cavdar I. H., Optically Reconfigurable Fractal Antennas for RoF Systems, 35. International Conference on Telecommunications and signal processing, Temmuz 2012, Prague, Bildiriler Kitabı: 233-236. (DOI): 10.1109/TSP.2012.6256288.
 9. Yazgan A., The Tradeoff between BER and link distance for a constant signal to noise ratio in Coherent Optical OFDM Systems, 34. International Conference on Telecommunications and signal processing Ağustos, 2011, Budapest, Bildiriler Kitabı: 126-130. (DOI): 10.1109/TSP.2011.6043758.
 10. Yazgan A. ve Cavdar I. H., Examination of the Effect of Fixing Laser Phase Noise in Coherent Optical OFDM Systems with Different Channel Parameters, 34. International Conference on Telecommunications and signal processing, Ağustos 2011, Budapest, Bildiriler Kitabı: 121-125. (DOI): 10.1109/TSP.2011.6043759.
 11. Cakir O., Yazgan A., Cakir Ö., Tugcu E., ve Kaya I., Novel Composite Method for Determining The Location of The Transmitter Using Particle Swarm Optimization, 35. International Conference on Telecommunications and signal processing, Temmuz 2012, Prague, Bildiriler Kitabı:335–339. (DOI): 10.1109/TSP.2012.6256310.
 12. Cakir O., Yazgan A., Cakir Ö., Tugcu E., ve Kaya I., Different Perspective of Time Difference of Arrival Averaging, 35. International Conference on Telecommunications and signal processing, Temmuz 2012, Prague, Bildiriler Kitabı: 344–347. (DOI):10.1109/TSP.2012.6256312.
 13. Mahmutoglu Y., Yazgan A., Tugcu E. ve Cavdar I. H., The Effects of Sea Environmental Conditions on the Underwater Acoustic Communication Systems, 36. International Conference on Telecommunications and signal processing (TSP 2013), Temmuz 2013, Rome, Bildiriler Kitabı:133-137, (DOI):10.1109/TSP.2013.6613906.
 14. Çakır O., Tuğcu E., Şimşek C., Yazgan A. ve Kaya İ., Neural Network Based Learning and RF Probing Measurements using Non-Specific Mode Wave Guide, International Symposium on Innovations in Intelligent SysTems and Applications, Haziran 2009, Trabzon, Bildiriler Kitabı:342–348.

Ulusal bilimsel toplantılarda sunulan bildiri kitabında basılan bildiriler:

1. Türk K., Kaya I., Kahveci S., Şimşek C. ve Yazgan A., Experimental BER Performance Evaluation for Single-Carrier WiMax Radio in 3.5 GHz, 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Antalya, Nisan 2009, Bildiriler Kİtabı: 400-403, 9-11 (DOI): 10.1109/SIU.2009.5136417.
2. Yazgan A., Tugcu E., Simsek C. ve Aydemir Ö., Performance analysis of OFDM system over AWGN channels, Akademik Bilişim 11-13 Şubat 2009, Şanlıurfa, Bildiriler Kitabı:785-790.
3. Yazgan A. ve Simsek C., TCP/IP üzerinden mikrodenetleyici kontrollü oda tasarımı, ELECO Electrical – Electronic – Computer Symposium, Bursa, Kasım 2008, Bildiriler Kitabı:462-465.

Ödüller ve destekler

1. TÜBİTAK BİDEB 2224-A - Yurt Dışı Bilimsel Etkinliklere Katılma Destek ödülü.
2. Turkcell Teknoloji Liderleri Lisansüstü Burs ödülü, 2013.
3. Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu Uluslararası Bilimsel Yayınları Teşviği, 2013.
4. Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu Uluslararası Bilimsel Yayınları Teşviği, 2013.
5. Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu Uluslararası Bilimsel Yayınları Teşviği, 2014.
6. Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu Uluslararası Bilimsel Yayınları Teşviği, 2014.