

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**AŞIRI GENİŞ BANTLI SİSTEMLERDE DALGA BİÇİMİ OLUŞTURMA VE
ANTEN SİSTEMİNİN BOZUCU ETKİSİNİN AZALTILMASI**

DOKTORA TEZİ

Elektronik Yük. Müh. Yasin OĞUZ

**TEMMUZ 2008
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**AŞIRI GENİŞ BANTLI SİSTEMLERDE DALGA BİÇİMİ OLUŞTURMA VE
ANTEN SİSTEMİNİN BOZUCU ETKİSİNİN AZALTILMASI**

Elektronik Yüksek Mühendisi Yasin OĞUZ

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
“Doktor (Elektronik Mühendisliği)”
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 06.06.2008

Tezin Savunma Tarihi : 16.07.2008

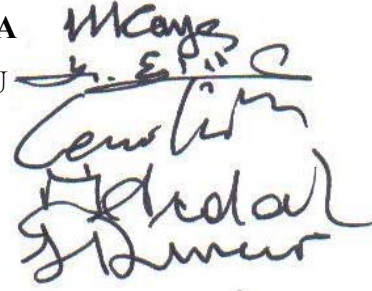
Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA

Jüri Üyesi : Prof. Dr. Kemal ERDOĞDU

Jüri Üyesi : Yrd.Doç. Dr. Cemal KÖSE

Jüri Üyesi : Doç. Dr. İ. Hakkı ÇAVDAR

Jüri Üyesi : Prof. Dr. Hasan DİNÇER



Enstitü Müdürü V. : Doç. Dr. Salih TERZİOĞLU

Trabzon 2008

ÖNSÖZ

Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora programı çerçevesinde gerçekleştirilmiş olan bu çalışma, aşırı geniş bantlı sistemlerde spektral yayılım sınırlarına uygun, yüksek spektrum kullanma verimine sahip dalga biçimi oluşturmayı ve kullanılan anten sisteminin bozucu etkisini azaltmak için anten transfer fonksiyonu optimizasyonunu ele almaktadır.

Öncelikle bu çalışmam esnasında bilgi ve tecrübelerini esirgemeyen danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Haydar KAYA'ya vermiş olduğu destekten dolayı çok teşekkür ederim.

Tez izleme jürisinde görev alarak çalışmalarına katkıda bulunan hocalarım Prof. Dr. Kemal Erdoğan'ya ve Yrd. Doç. Dr. Cemal Köse'ye çok teşekkür ederim.

Ayrıca lisans eğitimimden bu yana üzerimde emeği olan Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümündeki bütün hocalarıma bu vesileyle teşekkür ederim.

İhtiyaç duyduğumda benden bilgisini esirgemeyen arkadaşım Yusuf SEVİM'e, vermiş oldukları manevi destekten dolayı arkadaşlarım Gökçe HACIOĞLU, Mevlüt TOPALOĞLU, Emre ÖZKOP, Oğuzhan ÇAKIR ve Ömür AKYAZIYA'ya en içten duygularıyla şükranlarımı sunarım.

Enformatik Bölümü'nde bana destek veren, bugüne kadar birlikte çalıştığımız ve çalışmakta olduğumuz tüm hocalarıma ve mesai arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Son olarak, beni bugüne kadar yalnız bırakmayan, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen, sevgili annem Fatma OĞUZ'a, babam Ali Osman OĞUZ'a ve kardeşim Adem OĞUZ'a bu vesileyle sevgi ve saygılarımı sunarım.

Yasin OĞUZ

Trabzon 2008

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VII
TABLolar DİZİNİ.....	XI
SEMBOLLER DİZİNİ.....	XII
KISALTMALAR DİZİNİ	XVIII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş	1
1.2. Aşırı Geniş Bantlı Haberleşme	2
1.2.1. Büyük Mutlak Bant Genişliği.....	2
1.2.2. Büyük Bağlı Bant Genişliği.....	3
1.2.3. Uygulama Alanları.....	4
1.3. FCC AGB Spektral Yayılım Maskesi.....	6
1.4. Aşırı Geniş Bantlı İşaretler	9
1.4.1. Sönümlü Sinüzoidal İşaret.....	9
1.4.2. Gaussian Dalga Biçimli İşaretler	11
1.4.3. Tek Çevrimli Gaussian İşaret	14
1.4.4. Çift Çevrimli Gaussian İşaret	17
1.4.5. Gaussian Modülasyonlu Sinüzoidal İşaret.....	20
1.5. AGB Sistemlerde Antenlerin Etkisi.....	23
1.6. AGB Sistemler İçin Optimizasyon Çalışmalarıyla İlgili Literatür Çalışması	31
1.7. Doğrusal Olmayan En Küçük Kareler Problemi İçin Çözüm Yöntemleri	45
1.7.1. Gauss-Newton Yöntemi.....	46
1.7.2. Levenberg-Marquardt Yöntemi	48
1.7.3. Güvenli Bölge Yöntemi.....	49
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE İRDELEME	51
2.1. Giriş	51
2.2. Doğrusal İşaret Birleşimi İle Dalga Biçimi Oluşturma	51

2.2.1. 0-960 MHz Bölgesi İçin Dalga Biçimi Oluşturma	57
2.2.2. 3.1-10.6 GHz Bölgesi İçin Dalga Biçimi Oluşturma.....	63
2.2.3. Alt Bant Uygulamalar İçin Dalga Biçimi Oluşturma	70
2.2.4. Seçilen Alt Bant Bölgesinin Bant Genişliğinin Artırılmasının Elde Edilen Spektrum Kullanma Verimine Etkisi.....	76
2.3. Moment Yöntemiyle Anten Analizi	78
2.3.1. Dipol Antenin Moment Yöntemiyle Analizi	78
2.3.2. Dipol Anten Dizilerinin Moment Yöntemiyle Analizi.....	82
2.4. Herhangi Bir Alt Bant Bölgesinde LPDA Anten Sisteminden AGB İşaret Yayılımı	86
2.5. Transfer Fonksiyonu Optimizasyon Modeli.....	93
2.5.1. Transfer Fonksiyonu Optimizasyonu İçin Ön Giriş İşaretinin Elde Edilmesi.....	94
2.6. Herhangi Bir Alt Bant Bölgesi İçin Transfer Fonksiyonu Optimizasyonu	96
2.7. Transfer Fonksiyonu Optimizasyon Modeli İçin Kullanılacak İşaret Sayısının Belirlenmesi	102
2.8. Farklı Spektrum Kullanma Verimine Sahip AGB İşaretler İçin Transfer Fonksiyonu Optimizasyonu İle Elde Edilen Başarımın Değişimi.....	114
3. SONUÇLAR.....	118
4. ÖNERİLER.....	121
5. KAYNAKLAR	122
ÖZGEÇMİŞ.....	135

ÖZET

Çok kısa süreli temel bant işaretlerle haberleşme ilkesine dayanan AGB teknolojisini kullanan sistemler, haberleşme ve radar uygulamalarında son yıllarda büyük ilgi görmekte ve bu nedenle hızla gelişmektedir. AGB işaretlerin çok geniş frekans aralığına yayılmış bir spektrumu işgal etmelerinden dolayı, AGB uygulamalarında dikkate alınması gereken en önemli konulardan biri frekans bölgesi paylaşımıdır. Mevcut haberleşme sistemleri ile olası bozucu girişimleri engellemek veya en aza indirmek amacıyla AGB uygulamalarında uyulması gereken EIRP sınır değerlerinin spektral dağılımı FCC tarafından belirlenmiştir. Herhangi bir AGB uygulaması için kullanılan AGB işaretlerinin spektral güç dağılımları FCC tarafından belirlenen bu yayılım maskesine uygun olmalıdır. Bu çalışmada ilk olarak, belirlenmiş bir EIRP yayılım maskesine uygun ve spektrum kullanma verimi yüksek spektral güç dağılımına sahip işaretler üretebilmek için bir doğrusal işaret birleşim modeli kurulmuş ve gerekli matematiksel ifadeler çıkarılmıştır.

AGB radar ve haberleşme uygulamalarında ana problemlerden biri de, AGB işaretin yüksek verimde yayılımı için uygun anten kullanımınıdır. AGB verici ve alıcı anten sisteminin çalışma frekans bölgesinde ideal olarak frekansın değişimine göre düz bir genlik tepkesine sahip olması beklenir. Anten özelliklerinin tümü büyük oranda frekansa bağlı parametreler olduğu için gönderilen dalga biçimi anten yapısı tarafından bir çeşit süzgeçleme işlemine tabi tutulur. Anten transfer fonksiyonu olarak bilinen bu süzgeç karakteristiğinde meydana gelen ideal durumdan sapmalar başlangıç işaretinin spektral dağılımında bozulmalara neden olmaktadır.

Bu tezde, AGB uygulamalarında anten transfer fonksiyonunun spektral genlik dağılımındaki ideal durumdan sapmaların etkisini en aza indirmek amacıyla bir optimizasyon çalışması yapılmıştır. AGB işaretinin spektral güç dağılımının anten çıkışında aynı kalması için giriş dalga biçimini uygun şekilde değiştirecek ön giriş işaretlerinin elde edilmesini sağlayan bir transfer fonksiyonu optimizasyon modeli ve çözümü sunulmuştur. Önerilen modelle anten girişindeki AGB işaretin spektral dağılımı üzerinde anten sisteminin meydana getirdiği bozucu etki çok yüksek oranda giderilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Aşırı Geniş Bant, Darbe Biçimlendirme, Dalga Biçimi Oluşturma, Anten Transfer Fonksiyonu, Optimizasyon

SUMMARY

Designing Waveform and Compensating Corruptive Influence of Antenna System in Ultra Wideband Systems

Systems that use UWB technology based on communication with baseband signals of very short duration recently attract attention in communication and radar application, and thereof have been improving rapidly. Because UWB signals occupy a spectrum that is spread about very wide frequency band, one of the principal issues that need to be considered in UWB applications is the frequency allocation. In order to minimize or prevent possible distorting interferences with existing communication systems, spectral distribution of mandatory EIRP limit values has been determined by FCC in UWB applications. Spectral power distributions of UWB signals used for any UWB application have to be suitable to the mask that has been determined by FCC. In this study firstly, a linear signal combination model has been designed and needful mathematical equations have been formed to generate signals possessing spectral power distribution that is suitable to a designated EIRP mask and has high spectrum utilization efficiency.

In UWB radar and communication applications, another major problem is sufficient antenna usage for high efficiency propagations of UWB signal. Ideally, UWB transmitter and receiver antenna system is desired to have a flat amplitude response in accordance with frequency in operation frequency band. Because all antenna's properties strongly depend on the frequency, the transmitted waveform is filtered by the antenna structure. Deviations from ideal situation that occurred in the filter characteristic known as antenna transfer function cause distortions in spectral distribution of input signal.

In this thesis, an optimization study has been done to minimize influence of deviations from ideal situation in spectral amplitude distribution of antenna transfer function in UWB applications. A transfer function optimization model and solution have been presented in order to obtain pre-input signals which change input waveform properly to make spectral power distribution of UWB signal in antenna output remain the same. The corruptive influence of antenna system has been highly compensated with proposed model.

Key Words: UWB, Pulse Shaping, Waveform Design, Antenna Transfer Function, Optimization.

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. Bina içi uygulamalar için FCC tarafından belirlenmiş AGB EIRP maskesi.....	8
Şekil 1.2. Bina dışı uygulamalar için FCC tarafından belirlenmiş AGB EIRP maskesi.....	8
Şekil 1.3. Sönümlü sinüzoidal işaretin zamanla değişimi	10
Şekil 1.4. Sönümlü sinüzoidal işaretin spektral dağılımı	10
Şekil 1.5. Gaussian dağılımlı işaretin zamanla değişimi	13
Şekil 1.6. Gaussian dağılımlı işaretin spektral dağılımı	13
Şekil 1.7. Tek çevrimli Gaussian dağılıma sahip işaretin zamanla değişimi	16
Şekil 1.8. Tek çevrimli Gaussian dağılıma sahip işaretin spektral dağılımı	16
Şekil 1.9. Çift çevrimli Gaussian dağılıma sahip işaretin zamanla değişimi	19
Şekil 1.10. Çift çevrimli Gaussian dağılıma sahip işaretin spektral dağılımı	19
Şekil 1.11. Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin zamanla değişimi	22
Şekil 1.12. Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin spektral dağılımı	22
Şekil 1.13. xyz düzlemine yerleştirilmiş bir verici-alıcı anten çifti.....	25
Şekil 1.14. Verici-alıcı anten sisteminin eşdeğer devre gösterimi	26
Şekil 1.15. $L=33$ için süzgeç çıkışının spektral dağılımı.....	36
Şekil 1.16. Yöntem 1 ile elde edilen dalga biçiminin spektral dağılımı.....	37
Şekil 1.17. Yöntem 2 ile elde edilen dalga biçiminin spektral dağılımı.....	38
Şekil 1.18. Yöntem 3 ile elde edilen dalga biçiminin spektral dağılımı.....	38
Şekil 1.19. Yöntem 4 ile elde edilen dalga biçiminin spektral dağılımı.....	39
Şekil 1.20. Gaussian işaret ve türevlerinin birleşiminden elde edilen işaretin spektral dağılımı.....	40
Şekil 1.21. Morlet dalgacık birleşimi ile elde edilen işaretin spektral dağılımı	41
Şekil 1.22. Gaussian işaretin türevlerinin birleşiminden elde edilen işaretin spektral dağılımı.....	42
Şekil 2.1. Bina içi haberleşme için güç değeri olarak normalize FCC AGB yayılım maskesi	52
Şekil 2.2. Bina dışı haberleşme için güç değeri olarak normalize FCC AGB yayılım maskesi	52
Şekil 2.3. Bina içi haberleşme için işaret genliği olarak normalize FCC AGB yayılım maskesi	53
Şekil 2.4. Bina dışı haberleşme için işaret genliği olarak normalize FCC AGB yayılım maskesi	54

Şekil 2.5. Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretlerle doğrusal işaret birleşimi.....	54
Şekil 2.6. Doğrusal işaret birleşimi parametre hesaplama adımları	56
Şekil 2.7. Doğrusal işaret birleşimini kullanan AGB işaret üretici.....	56
Şekil 2.8. 0-960 MHz bölgesi için doğrusal işaret birleşimi ile dalga biçimi elde etme...	58
Şekil 2.9. $N=1 \dots 30$ ve $B_c=0.1 \dots 0.9$ değerleri için ψ 'nin değişimi.....	60
Şekil 2.10. $N=14$ ve $B_c=0.5$ için $ V_{cs} ^2$ ve $NEIRP_{FCC}$ 'nin 0-960 MHz aralığı için spektral dağılımı.....	61
Şekil 2.11. $N=8$ ve $B_c=0.6$ için $ V_{cs} ^2$ ve $NEIRP_{FCC}$ 'nin 0-960 MHz aralığı için spektral dağılımı.....	61
Şekil 2.12. 0-960 MHz aralığı için $N=14$, $B_c=0.5$ ve $N=8$, $B_c=0.6$ için V_{cs} 'nin zamanla değişimi	62
Şekil 2.13. Bina içi uygulamalarda 3.1-10.6 GHz bölgesi için doğrusal işaret birleşimi ile dalga biçimi elde etme.....	63
Şekil 2.14. Bina dışı uygulamalarda 3.1-10.6 GHz bölgesi için doğrusal işaret birleşimi ile dalga biçimi elde etme.....	64
Şekil 2.15. Bina içi FCC yayılım maskesine göre 3.1-10.6 GHz aralığında ψ 'nin farklı B_c değerleri için N 'ye göre değişimi	67
Şekil 2.16. Bina dışı FCC yayılım maskesine göre 3.1-10.6 GHz aralığında ψ 'nin farklı B_c değerleri için N 'ye göre değişimi	67
Şekil 2.17. $N=14$ ve $B_c=0.5$ için $ V_{cs} ^2$ ve $NEIRP_{FCC}$ 'nin 3.1-10.6 GHz aralığı için spektral dağılımı	68
Şekil 2.18. $N=8$ ve $B_c=0.6$ için $ V_{cs} ^2$ ve $NEIRP_{FCC}$ 'nin 3.1-10.6 GHz aralığı için spektral dağılımı.....	69
Şekil 2.19. 3.1-10.6 GHz aralığı için $N=14$, $B_c=0.5$ ve $N=8$, $B_c=0.6$ için V_{cs} 'nin zamanla değişimi	69
Şekil 2.20. Alt bant uygulamalar için doğrusal işaret birleşimi	70
Şekil 2.21. 4-6 GHz alt bant uygulaması için örnek $NEIRP_{SBM}$ spektral dağılımı	73
Şekil 2.22. $NEIRP_{SBM}$ alt bant maskesi için, $B_c=0.1 \dots 0.9$ değerlerinde doğrusal işaret birleşimi yöntemiyle elde edilen ψ 'nin N ile değişimi	74
Şekil 2.23. $NEIRP_{SBM}$ alt bant maskesi için $N=16$ ve $B_c=0.5$ ile oluşturulan $ V_{cs} ^2$ 'nin spektral dağılımı	75
Şekil 2.24. $NEIRP_{SBM}$ alt bant maskesi için $N=12$ ve $B_c=0.6$ ile oluşturulan $ V_{cs} ^2$ 'nin spektral dağılımı	75
Şekil 2.25. $NEIRP_{SBM}$ alt bant maskesi için $N=16$, $B_c=0.5$ ve $N=12$, $B_c=0.6$ ile elde edilen V_{cs} işaretlerinin zamanla değişimleri.....	76
Şekil 2.26. Aynı işaret sayısı ve B_c değeri için spektrum kullanma veriminin bant genişliğiyle değişimi	77

Şekil 2.27. Herhangi bir doğrultuda yerleştirilmiş dipol anten	78
Şekil 2.28. Herhangi bir doğrultuda ve konumda yerleştirilmiş dipol antenler	82
Şekil 2.29. Genel LPDA yapısı	86
Şekil 2.30. NEIRP _{SBM} alt bant maskesi için N=16 ve B _c =0.6 ile oluşturulan $ V_{cs} ^2$ 'nin spektral dağılımı	87
Şekil 2.31. (a) 3.1 GHz (b) 3.7 GHz (c) 4.3 GHz (d) 4.9 GHz (e) 5.5 GHz (f) 6.1 GHz için 11 elemanlı LPDA'nın kartezyen koordinat sisteminde uzak alan ışınma örüntüleri	89
Şekil 2.32. 3.1-6.2 GHz için 11 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için uzak alan frekans tepkesi.....	90
Şekil 2.33. 3.1-6.2 GHz aralığında 11 elemanlı LPDA'nın $\theta=0-180^\circ$ için (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ de uzak alan uzay-frekans tepkesi.....	90
Şekil 2.34. 3.1-6.2 GHz için 11 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için kazancının frekansla değişimi	91
Şekil 2.35. 3.1-6.2 GHz için 11 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için normalize EIRP değerinin frekansla değişimi	91
Şekil 2.36. 3.1-6.2 GHz bölgesi için V_{cs} işareti ile beslenen 11 elemanlı LPDA'nın çıkışındaki normalize EIRP'nin spektral dağılımı	92
Şekil 2.37. Transfer fonksiyonu uygunlaştırma için verici blok diyagramı	93
Şekil 2.38. $V_{opt}(f)$ işaretinin oluşturulması için kullanılan model.....	95
Şekil 2.39. 3.1-6.2 GHz bölgesi için tasarlanan 11 elemanlı LPDA'ya ait $V_{ideal}(f)$ dağılımı.....	97
Şekil 2.40. Tablo 11'deki değerler için elde edilen V_{opt} işaretinin spektral dağılımı	98
Şekil 2.41. Tablo 11'deki değerler için elde edilen V_{opt} işaretinin zamanla değişimi	99
Şekil 2.42. 3.1-6.2 GHz aralığı için $V_{ideal}(f)$ dağılımı ile $V_{opt}(f)$ işaretinin spektral dağılımı.....	99
Şekil 2.43. Şekil 2.42'deki $V_{opt}(f)$ işareti için $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ de verici sistem transfer fonksiyonu $H_T(f)$	100
Şekil 2.44. Şekil 2.42'deki $V_{opt}(f)$ işareti için $\theta=0-180^\circ$ aralığında (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ de verici sistem uzay-frekans tepkesi.....	101
Şekil 2.45. 11 elemanlı LPDA ve $V_{opt}(f)$ ön giriş bloğundan oluşan verici sistemin 3.1-6.2 GHz aralığında $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için normalize EIRP değerinin frekansla değişimi	101
Şekil 2.46. Şekil 2.43'teki transfer fonksiyonuna sahip verici sistemin Şekil 2.30'da verilen V_{cs} işareti için verici sistem çıkışındaki normalize EIRP'nin spektral dağılımı.....	102
Şekil 2.47. (a) 3.1 GHz (b) 3.7 GHz (c) 4.3 GHz (d) 4.9 GHz (e) 5.5 GHz (f) 6.1 GHz için 6 elemanlı LPDA'nın kartezyen koordinat sisteminde uzak alan ışınma örüntüleri	104

Şekil 2.48. 3.1-6.2 GHz için 6 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için uzak alan frekans tepkisi.....	105
Şekil 2.49. 3.1-6.2 GHz aralığında 6 elemanlı LPDA'nın $\theta=0-180^\circ$ için (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ de uzak alan uzay-frekans tepkisi.....	106
Şekil 2.50. 3.1-6.2 GHz için 6 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için kazancının frekansla değişimi	106
Şekil 2.51. 3.1-6.2 GHz için 6 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için normalize EIRP değerinin frekansla değişimi	107
Şekil 2.52. 3.1-6.2 GHz bölgesi için V_{cs} işareti ile beslenen 6 elemanlı LPDA'nın çıkışındaki normalize EIRP'nin spektral dağılımı	107
Şekil 2.53. 3.1-6.2 GHz bölgesi için tasarlanan 6 elemanlı LPDA'ya ait $V_{ideal}(f)$ dağılımı.....	108
Şekil 2.54. Kullanılan işaret sayısı ile RMSE değerinin değişimi.....	109
Şekil 2.55. Tablo 13 ve Tablo 14'teki değerler için elde edilen V_{opt} işaretlerinin spektral dağılımı.....	110
Şekil 2.56. Tablo 13 ve Tablo 14'teki değerler için elde edilen V_{opt} işaretlerinin zamanla değişimi	111
Şekil 2.57. 3.1-6.2 GHz aralığında $V_{ideal}(f)$ dağılımı ile $N=4$ ve $N=8$ için $V_{opt}(f)$ işaretlerinin spektral dağılımı.....	111
Şekil 2.58. $N=4$ ve $N=8$ için $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ de verici sistem transfer fonksiyonu.....	112
Şekil 2.59. $N=4$ olması durumunda $\theta=0-180^\circ$ için (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ de verici sistem uzay-frekans tepkisi.....	112
Şekil 2.60. $N=8$ olması durumunda $\theta=0-180^\circ$ için (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ de verici sistem uzay-frekans tepkisi.....	113
Şekil 2.61. $N=4$ ve $N=8$ için Şekil 2.30'da verilen V_{cs} işareti giriş olmak üzere verici sistem çıkışındaki normalize EIRP'nin spektral dağılımı	114
Şekil 2.62. ψ_{ant} 'nin ψ_{cs} ile değişimi	115
Şekil 2.63. $\psi_{cs}-\psi_{ant}$ 'nin ψ_{cs} ile değişimi.....	115
Şekil 2.64. ψ_T 'nin ψ_{cs} ile değişimi.....	116
Şekil 2.65. $\psi_{cs}-\psi_T$ 'nin ψ_{cs} ile değişimi	116

TABLULAR DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. AGB uygulamalar için frekans aralıklarının uygulama türüne göre dağılımı	7
Tablo 2. AGB uygulamalar için FCC tarafından belirlenen EIRP sınır değerlerinin frekansa göre değişimi	7
Tablo 3. Dairesel ve disk dizi yapıları için giriş işaretleri olarak optimize edilmiş işaretlerin Gaussian işaretine göre enerji örüntüsü yan kulak seviyeleri arasındaki fark	34
Tablo 4. Süzgeç boyuna göre başarımlar oranı [126].	36
Tablo 5. [123], [125] ve [127] de önerilen yöntemler kullanılarak elde edilen dalga biçimlerinin FCC yayılım maskesine uygunluk oranları [127].	37
Tablo 6. 5 farklı durum için SNR değerleri	43
Tablo 7. 0-960 MHz aralığında doğrusal işaret birleşimi yöntemi ile $N = 14$, $B_c = 0.5$ ve $N = 8$, $B_c = 0.6$ için kullanılan temel işaret parametreleri	62
Tablo 8. 3.1-10.6 GHz aralığında bina için yayılım maskesine göre doğrusal işaret birleşimi yöntemi ile $N = 14$, $B_c = 0.5$ ve $N = 8$, $B_c = 0.6$ için kullanılan temel işaret parametreleri	68
Tablo 9. NEIRP _{SBM} yayılım maskesine göre doğrusal işaret birleşimi yöntemi ile $N=16$, $B_c = 0.5$ ve $N = 12$, $B_c = 0.6$ için kullanılan temel işaret parametreleri...	74
Tablo 10. 3.1-6.2 GHz bölgesi için tasarlanan 11 elemanlı LPDA parametreleri	88
Tablo 11. Şekil 2.39'daki $V_{ideal}(f)$ için elde edilen $V_{opt}(f)$ işaretine ait parametre değerleri	98
Tablo 12. 3.1-6.2 GHz bölgesi için tasarlanan 6 elemanlı LPDA parametreleri	103
Tablo 13. Şekil 2.53'teki $V_{ideal}(f)$ için $N=4$ ile elde edilen $V_{opt}(f)$ işaretine ait parametre değerleri	109
Tablo 14. Şekil 2.53'teki $V_{ideal}(f)$ için $N=8$ ile elde edilen $V_{opt}(f)$ işaretine ait parametre değerleri	110
Tablo 15. Anten çıkışındaki ve önerilen model çıkışındaki spektrum kullanma verimleri	119

SEMBOLLER DİZİNİ

A	: Genlik değeri
A_{redk}	: k. iterasyon için gerçek indirgeme
B_c	: Komşu iki temel işaret için kesişim noktası değeri
B_{cf}	: Merkez frekansla kesişim noktasının frekans değeri arasındaki fark
BW_R	: Bağlı bant genişliği
c	: Işık hızı
d_k	: (k+1). iterasyon için x_k 'nin değişim miktarı
d_n	: LPDA yapıları için n. antenle (n+1). anten arasındaki mesafe
E_{gauss}	: Gaussian işaretin enerjisi
E_{gd}	: Çift çevrimli Gaussian (Gaussian doublet) işaretin enerjisi
E_{gm}	: Tek çevrimli Gaussian (Gaussian monocycle) işaretin enerjisi
E_{gms}	: Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin enerjisi
\vec{E}_{rad}	: Verici antenden r kadar uzaktaki bir noktada oluşan elektrik alan vektörü
\vec{E}_θ	: Elektrik alan vektörünün θ bileşeni
\vec{E}_ϕ	: Elektrik alan vektörünün ϕ bileşeni
F_θ	: Uzak alan ışınım vektörünün θ bileşeni
F_ϕ	: Uzak alan ışınım vektörünün ϕ bileşeni
$f(x)$: Amaç fonksiyonu
f_c	: Merkez frekansı
f_{cn}	: n. işaret için merkez frekansı
f_l	: Alt kesim frekansı
F_N	: Örnek frekans sayısı
f_s	: Sönümlü sinüzoidal işaret için merkez frekansı
f_u	: Üst kesim frekansı
$g(x)$: Amaç fonksiyonunun gradyanı
$G(x)$: Amaç fonksiyonunun Hessian matrisi

$G_f(x)$: Gauss fonksiyonu
G_R	: Alıcı anten kazancı
G_T	: Verici anten kazancı
$H(\omega)$: Verici antenle alıcı arasındaki transfer fonksiyonu
$H_{ant}(f)$: Verici anten transfer fonksiyonu
h_n	: Moment yöntemi için alt bölge temel fonksiyonu
\vec{h}_T	: Verici antenin etkin boy vektörü
$H_T(f)$: Verici sistem transfer fonksiyonu
\vec{h}_R	: Alıcı antenin etkin boy vektörü
\vec{H}_{rad}	: Verici anten transfer vektörü
[I]	: Moment yöntemi için akım dağılımı katsayı matrisi
I_{mn}	: Moment yöntemi için m. anten üzerindeki n. akım katsayısı
$I_m(\omega, \ell)$: m. anten üzerindeki akım dağılımı
I_R	: Alıcı anten çıkış akımı
I_T	: Verici anten giriş akımı
$J(x)$: $r(x)$ fonksiyonunun Jacobian matrisi
$\vec{\ell}$: Dipol antenin doğrultu vektörü
L	: Süzgeç boyu
L_a	: Dipol antenin boyu
L_m	: m. anten elemanının boyu
$\vec{\ell}_m$: m. anten elemanının doğrultu vektörü
L_n	: LPDA yapıları için n. anten elemanının boyu
M	: Dizideki anten elemanı sayısı
N	: Doğrusal işaret birleşimi için kullanılan temel işaret sayısı
N_m	: Moment yöntemi için m. anten üzerinde alınan parça sayısı
N_{ps}	: Moment yöntemi için dipol anten üzerinde alınan parça sayısı
N_s	: Örnek sayısı
P_R	: Alıcı anten çıkış gücü

P_{redk}	: k. iterasyon için tahmini indirgeme
P_T	: Verici anten giriş gücü
$q(x)$: 2. dereceden yaklaşım modeli
r	: Verici anten ile alıcı anten arasındaki mesafe
\vec{r}_m	: m. anten elemanının konum vektörü
$r(x)$: Kalan hata fonksiyonu
R_G	: İşaret kaynağının iç direnci
r_k	: k. iterasyon için gerçek indirgemenin tahmini indirgemeye oranı
R_L	: Alıcı anten yük direnci
r_{pm}	: \vec{r}_{pm} vektörünün boyu
\vec{r}_{pm}	: P uzak alan noktası konum vektörü ile m. antenin konum vektörü arasındaki fark
R_R	: Alıcı antenin çıkış direnci
R_T	: Verici antenin giriş direnci
[V]	: Moment yöntemi için dipol anten giriş işaret matrisi
$V_{bs}(f)$: Doğrusal işaret birleşimi için kullanılan temel işaret fonksiyonu
$V_{cs}(f)$: Doğrusal işaret birleşimi ile üretilen işaretin frekansa bağlı değişimi
$V_{ds}(f)$: Sönümlü sinüzoidal işaretin frekansa bağlı değişim fonksiyonu
$v_{ds}(t)$: Sönümlü sinüzoidal işaretin zamana bağlı değişim fonksiyonu
$V_{FCC}(f)$: Normalize FCC spektral maskesinin normalize işaret genliği olarak spektral dağılımı
$V_{gauss}(f)$: Gaussian işaretin frekansa bağlı değişim fonksiyonu
$v_{gauss}(t)$: Gaussian işaretin zamana bağlı değişim fonksiyonu
$V_{gd}(f)$: Çift çevrimli Gaussian (Gaussian doublet) işaretin frekansa bağlı değişim fonksiyonu
$v_{gd}(t)$: Çift çevrimli Gaussian (Gaussian doublet) işaretin zamana bağlı değişim fonksiyonu
$V_{gm}(f)$: Tek çevrimli Gaussian (Gaussian monocycle) işaretin frekansa bağlı değişim fonksiyonu
$v_{gm}(t)$: Tek çevrimli Gaussian (Gaussian monocycle) işaretin zamana bağlı değişim fonksiyonu

$V_{gms}(f)$: Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin frekansa bağlı değişim fonksiyonu
$v_{gms}(t)$: Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin zamana bağlı değişim
$V_{gn}(f)$: n. temel işaretin spektral dağılımı
$V_{ideal}(f)$: İdeal ön girişi işareti
$V_{oc}(\omega)$: Alıcı antenin uçlarındaki açık devre gerilimi
$V_{opt}(f)$: Transfer fonksiyonu optimizasyonu için ön giriş işareti
V_R	: Alıcı anten çıkış işareti
$V_{SBM}(f)$: Alt bant uygulamalar için işaret genliği olarak spektral dağılım maskesi
V_T	: Verici anten giriş işareti
V_{gd}^{\max}	: Maksimum $V_{gd}(f)$ değeri
V_{gm}^{\max}	: Maksimum $V_{gm}(f)$ değeri
W_T	: Verici antenden r kadar uzaktaki bir uzak alan noktası için ışınma güç yoğunluğu
\bar{x}	: Kartezyen koordinat sisteminde x doğrultusundaki birim vektör
X_G	: İşaret kaynağının iç reaktansı
x_k	: k. iterasyon için x değeri
X_L	: Alıcı anten yük reaktansı
X_R	: Alıcı antenin çıkış reaktansı
X_T	: Verici antenin giriş reaktansı
\bar{y}	: Kartezyen koordinat sisteminde y doğrultusundaki birim vektör
\bar{z}	: Kartezyen koordinat sisteminde z doğrultusundaki birim vektör
$[Z]$: Moment yöntemi için dipol anten giriş empedans matrisi
Z_G	: İşaret kaynağının iç empedansı
Z_L	: Alıcı anten yük empedansı
Z_R	: Alıcı antenin çıkış empedansı
Z_T	: Verici antenin giriş empedansı
Γ_R	: Alıcı antenin çıkışındaki yansımaya katsayısı
Γ_T	: Verici antenin girişindeki yansımaya katsayısı

σ	: İletkenlik katsayısı
σ_{sf}	: LPDA yapıları için elemanlar arası mesafe faktörü
σ_{std}	: Standart sapma
ρ_a	: Dipol antenin yarıçapı
$\hat{\rho}_R$: Alıcı anten polarizasyonu doğrultusundaki birim vektör
$\hat{\rho}_T$: Verici anten polarizasyonu doğrultusundaki birim vektör
Δ_k	: k. iterasyon için TR yarıçapı
μ_0	: Boşluğun manyetik geçirgenlik sabiti
α	: Sönümlü sinüzoidal işaret için üstel sönüm katsayısı
η	: Serbest uzay karakteristik empedansı
ε	: Hata tolerans değeri
β	: Faz sabiti
λ	: Çalışma frekansındaki dalga boyu
ω	: Açısal frekans
θ	: Yükselme açısı
θ_ℓ	: Dipol antenin doğrultu vektörünün yükselme açısı
θ_m^ℓ	: m. antenin doğrultu vektörünün yükselme açısı
θ_{pm}	: \vec{r}_{pm} vektörünün yükselme açısı
ϕ	: Yönelme açısı
ϕ_ℓ	: Dipol antenin doğrultu vektörünün yönelme açısı
ϕ_m^ℓ	: m. antenin doğrultu vektörünün yönelme açısı
ϕ_{pm}	: \vec{r}_{pm} vektörünün yönelme açısı
φ	: Antenin doğrultu vektörü ile uzak alan noktası konum vektörü arasındaki açı
φ_R	: Alıcı antenden kaynaklanan faz değişimi
φ_T	: Verici antenden kaynaklanan faz değişimi
ψ	: Spektrum kullanma verimi
ψ_{ant}	: Anten çıkışındaki normalize EIRP dağılımının spektrum kullanma verimi

- Ψ_{cs} : Giriş işaretinin spektrum kullanma verimi
- Ψ_T : Verici sistem çıkışındaki normalize EIRP dağılımının spektrum kullanma verimi
- τ : Zaman ölçekleme faktörü
- τ_{sf} : LPDA yapıları için ölçekleme faktörü

KISALTMALAR DİZİNİ

AGB	: Aşırı Geniş Bant
BGS _{ÇFA}	: Çalışma Frekans Aralığı için Bant Geçiren Süzgeç
ÇFA	: Çalışma Frekans Aralığı
DARPA	: US Defense Advanced Research Project Agency
EIRP	: Equivalent Isotropically Radiated Power
FCC	: Federal Communications Commission
FH	: Frequency Hopping
FIR	: Finite Impulse Response
GPR	: Ground Penetrating Radar
LMMSE	: Linear Minimum Mean Square Error
LPDA	: Log Periodic Dipole Array
LSM	: Least Squares Method
MHP	: Modified Hermite Polynomials
NEIRP _{FCC}	: Normalized FCC Equivalent Isotropically Radiated Power
NEIRP _{SBM}	: Normalized Subband Equivalent Isotropically Radiated Power
NEIRP _{rad}	: Normalized Equivalent Isotropically Radiated Power
NESP	: Normalized Effective Signal Power
NLS	: Nonlinear Least Squares
NLSA	: Nonlinear Least Squares Algorithms
OFDMA	: Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAM	: Pulse Amplitude Modulation
PPM	: Pulse Position Modulation
PSD	: Power Spectral Density
RMSE	: Root Mean Square Error
SDP	: Semidefinite Programming

SNR : Signal to Noise Ratio
TH : Time Hopping
TR : Trust-Region
UWB : Ultra Wideband
WPAN : Wireless Personal Area Network

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Geleneksel kablosuz haberleşme sistemlerinin büyük çoğunluğu dar bir frekans bandına ve bilgiyi iletmek için sinüzoidal taşıyıcıları kullanan bir yapıya sahiptir. Bunun nedenlerinden biri, sinüzoidal işaretlerin yaygın olarak kullanılan basit LC devreleriyle kolayca üretilebilmeleridir. Bu devrelerin salınım özellikleri, aynı zamanda, istenilen frekanslardaki işaretlerin seçimine de imkân sağlamaktadır. Bundan dolayı, kablosuz haberleşme sistemlerinde bilgi kanalı paylaşımının en temel yolu bu frekans seçimidir.

Geleneksel kablosuz haberleşme mühendisliğinin teori ve uygulamasının temeli taşıyıcı frekansından çok daha küçük bir frekans bandının kullanımına dayanmaktadır. Birim zamanda iletilen bilginin miktarı kullanılan bant genişliğiyle orantılı olduğu için dar bant işaretler haberleşme sisteminin bilgi iletim kapasitesini sınırlandırır. Bilgi iletim kapasitesini artırmak için bu frekans bandının genişletilmesi gerekmektedir. Buna alternatif olarak bilgi iletim zamanının artırılması gösterilebilir. Ancak bu çözüm bilgi iletim zamanının sınırlı olduğu radar ve haberleşme uygulamalarında geçerli bir yol değildir. Bu nedenle kablosuz haberleşme sistemleri ve radar uygulamalarında bilgi iletim kapasitesini artırabilmek için aşırı geniş bantlı (AGB) haberleşme teknolojilerinin gelişimi önem kazanmıştır [1-3].

Aşırı Geniş Bantlı (UWB - Ultra Wideband) iletişim çok kısa süreli temel bant işaretler ile haberleşme ilkesine dayanır. Genellikle birkaç Hz'den birkaç GHz seviyelerine kadar ulaşan bir frekans bandına sahip olan nanosaniyelik değişik darbe biçimlerinden oluşan işaretler kullanılır [4-6]. AGB işaretler, tipik olarak %20'den büyük bağıl bant genişliğine ya da 500 MHz'den büyük mutlak bant genişliğine sahip işaretlerdir. Bu büyük bant genişliği hem haberleşme hem de radar uygulamalarında yeni olanaklar sunmaktadır [7,8]. Aşırı geniş bantlı işaretlerin kullanımı özellikle radar haberleşmesinde hedef bilginin geniş bir frekans bandına yayıldığı yüksek zamansal ve uzamsal çözünürlüklü uygulamalar için tercih edilmektedir [9-15]. Yere nüfuz eden radar sistemlerinde, tıbbi radar uygulamalarında, radar görüntüleme, yüzey tarama amaçlı radar sistemlerinde, duvar ötesi görüntüleme gibi sistemlerde kullanımı yaygınlaşmaktadır. Ayrıca teknolojik gelişmelerin hız kazanmasıyla birlikte yüksek hızlı, düşük maliyetli ve düşük güçte çalışan kısa mesafe

kablosuz haberleşme sistemlerinin geliştirilmesinde aşırı geniş bant teknolojileri son yıllarda ön plana çıkmaktadır. Bilgisayarlar ve çoklu ortam cihazları gibi aygıtların birbiriyle haberleşmesini sağlayan çeşitli bina içi kablosuz haberleşme uygulamalarında da kullanılmaktadır [16-21].

Bu çalışmanın genel bilgiler bölümünde, yapılan çalışmalara temel teşkil edecek ön bilgiler verilmektedir. Bölüm 1.2’de, AGB ile ilgili temel kavramlar ve uygulama alanları hakkında bilgiler verilmiştir. Bölüm 1.3’te, AGB uygulamalar için FCC (Federal Communications Commission) tarafından belirlenmiş yayılım maskesi ve sınırlamalar üzerinde durulmuştur. Bölüm 1.4’te, AGB işaretler için literatürde en çok karşılaşılan temel dalga biçimleri irdelenmiştir. Bölüm 1.5’te, AGB uygulamalarda kullanılan anten sisteminin etkisinden bahsedilmiştir. Bölüm 1.6’da, AGB sistemlerde haberleşme başarımını artırmak amacıyla ve FCC tarafından belirlenmiş yayılım maskelerine uygun dağılıma sahip dalga biçimleri elde etmek için yapılan optimizasyon çalışmalarına ilişkin bir literatür özeti sunulmuştur. Bölüm 1.7’de, yapılan çalışmalar bölümünde oluşturulan doğrusal olmayan en küçük kareler problemleri için parametre kestirimlerinde kullanılabilecek bazı optimizasyon yöntemleri hakkında bilgiler verilmiştir.

1.2. Aşırı Geniş Bantlı Haberleşme

AGB haberleşme, son yıllarda büyük ilgi gören ve bu nedenle hızla gelişen bir kablosuz haberleşme teknolojisidir. Aşırı geniş bant terimi, büyük bağıl bant genişliğine ya da büyük mutlak bant genişliğine sahip işaretler veya haberleşme sistemleri için kullanılan bir terimdir [22].

1.2.1. Büyük Mutlak Bant Genişliği

Büyük mutlak bant genişliği terimi genellikle 500 MHz’den büyük bant genişliğine sahip sistemleri ifade etmek için kullanılır. Bu büyük mutlak bant genişliği, işaret bant genişliğinin sembol hızına oranının yani yayılım faktörünün çok büyük olmasına imkân sağlar. Büyük bant genişliğine sahip işaretin spektral güç yoğunluğu (PSD) ise çok düşüktür. Öyle ki dar bant sistemler tarafından gürültü seviyesinde kabul edilir. Bu nedenle AGB sistemler için dar bant sistem girişimi çok küçüktür. Yayılım faktörünün çok büyük

değerlere çıkabilmesi ve geleneksel dar bant sistemlere girişim yapmayacak güç değerlerinde haberleşmenin gerçekleştirilmesi AGB sistemlerin ayırt edici özelliklerinden biridir. Geniş bir frekans bandına yayılmış düşük güç yoğunluğuna sahip işaretlerle haberleşmenin bir faydası da yetkisiz sistemler tarafından algılanamaz olmasıdır.

Büyük mutlak bant genişliğine sahip işaretleri kullanmanın diğer bir avantajında bayımlara karşı yüksek başarımla elde edilebilmesidir. Dar bant sistemlerde, verici, alıcı ve saçıcıların konumlarına bağlı olarak birbirleriyle güçlendirici veya zayıflatıcı girişimler yaparak alınan toplam işaret gücünde dalgalanmalara neden olan farklı saçıcılardan gelen çoklu yol bileşenleri mevcuttur. Alıcıda toplanan çok sayıda ayrıştırılamaz çoklu yol bileşeninden dolayı alıcıdaki toplam işaretin genlik istatistiği tipik olarak karmaşık Gaussian'dır. Bir AGB alıcı büyük mutlak bant genişliğine sahip bu işareti alır ve çoklu yol bileşenlerinin çoğunu ayrıştırabilir. Alıcı sistemlerin bayımların olasılığını daha küçük bir değere çekebilmek için farklı çoklu yol bileşenlerini ayrı olarak işleyerek en uygun bir şekilde toplayabilir. Diğer bir deyişle, çok sayıda ayrıştırılabilir çoklu yol bileşeni yüksek oranda bir gecikme çeşitlemesi sağlar. Sonuç olarak, büyük mutlak bant genişliği mesafe ve konum belirleme uygulamalarında çok yüksek doğrulukta kestirim yapılabilmesine imkân sağlar [8,22].

Menzil tespit sistemlerinin çoğu, verici ve alıcı arasındaki haberleşme süresini belirleme ilkesine göre çalışır. Kullanılan işaretin bant genişliği arttıkça menzil tespitinin doğruluğu artar. Böylece, ilk yol için varış zamanını belirlemek amacıyla kullanılan karmaşık yüksek çözünürlük algoritmalarına gerek kalmaksızın, bir AGB sistemi ile çok yüksek çözünürlüklerde menzil tespiti yapılabilir [22].

1.2.2. Büyük Bağlı Bant Genişliği

Büyük bağlı bant genişliği terimi, bağlı bant genişliği %20'den büyük olan sistemler için kullanılan bir terimdir. Bağlı bant genişliği ifadesi,

$$BW_R = \frac{f_u - f_l}{f_c} \quad (1.1)$$

bağıntısıyla tanımlanır.

Burada,

f_u : 10 dB üst kesim frekansı

f_l : 10 dB alt kesim frekansı

f_c : Merkez frekansı

dır. Merkez frekansı f_c ,

$$f_c = \frac{f_u + f_l}{2} \quad (1.2)$$

olarak tanımlanır [20,23,24]. Üst kesim frekansı f_u ve alt kesim frekansı f_l için bazı kaynaklarda 10 dB yerine 3 dB noktaları referans alınmaktadır [25].

Büyük bağıl bant genişliği, veri iletimi için işaret dayanıklılığını oldukça artırır ve özellikle radar uygulamaları için önemli avantajlar sağlar. Farklı frekans bileşenleri sayesinde büyük bağıl bant genişliğine sahip işaret farklı yayılım ortamlarında bilgi iletimini gerçekleştirebilir. Diğer bir deyişle, farklı özelliklere sahip engellere nüfuz ederek geçtikleri ortamlardan farklı ortam bilgileri toplayabilirler. Bu avantaj, özellikle tipik olarak birkaç MHz'den birkaç GHz'e kadar olan frekans bölgesini kullanan bir temel bant sistemde dikkat çekicidir.

Büyük bağıl bant genişliğine sahip işaretin yüksek frekans bileşenleri yüksek güçte yansıyan işaretlerin elde edilmesini sağlarken, alçak frekans bileşenleri ise kolayca duvar veya toprak gibi yapılara nüfuz edebilir. Özellikle radar ve konum belirleme uygulamaları için duvar ve zemine nüfuz etme kapasitesinin yüksek olması arzu edilen bir durumdur [8,22].

Sonuç olarak, çoklu yol bileşenleri arasındaki girişime daha dayanıklı olan büyük mutlak bant genişliğine sahip sistemlerin aksine, büyük bağıl bant genişliğine sahip işaret gölgeleme etkilerine karşı daha dayanıklıdır [22].

1.2.3. Uygulama Alanları

Çok kısa süreli temel bant işaretlerle haberleşme ilkesine dayanan AGB teknolojisi oldukça yeni bir teknoloji olmasına rağmen, bu konuda yapılan çalışmalar 1960'lı yıllara kadar dayanır. AGB terimi ilk olarak 1980'li yıllarda DARPA (US Defense Advanced Research Project Agency) tarafından kullanılmaya başlanmıştır. AGB işaretlerle

haberleşme, önceki yıllara ait literatürde temel bant veya sinüzoidal olmayan işaretlerle haberleşme, taşıyıcıdan bağımsız haberleşme gibi farklı adlar altında geçmektedir. İlk uygulamalar daha çok askeri veya sivil amaçlı radar ve konum belirleme üzerine yoğunlaşmıştır [4,15,25,26].

AGB uygulamalar genel olarak üç kategori altında toplanabilir.

1. Radar uygulamaları
2. Konum belirleme ve izleme uygulamaları
3. Kablosuz haberleşme ve algılayıcı ağ uygulamaları

AGB işaretler çok kısa süreli dalga biçimlerine sahip işaretler olması nedeniyle yüksek zamansal ve uzamsal çözünürlüklü radar ve menzil tespit sistemleri ana uygulama alanları olarak görülmektedir.

Radar uygulamaları için özellikle yüksek çözünürlüklü radar sistemlerinin geliştirilmesi noktasında geçmiş yıllardan beri yoğun bir şekilde çalışılmaktadır [27-33]. AGB işaretler geniş bir frekans spektrumuna sahip dalga biçimlerinden oluştuğu için özellikle güçlendirilmiş beton, alçıpan, tuğla, ahşap, plastik, seramik, cam elyaf gibi farklı tipteki malzemelerden oluşan yapılara nüfuz edebilme kapasitesi çok yüksektir [21,34]. Bu nedenle özellikle yüksek duyarlılıklı duvar ötesi görüntüleme ve hareket tespiti yapan radar sistemlerinin geliştirilmesine imkân sağlamaktadır. AGB radar sistemleri ile duvar ötesi görüntüleme ve hareket tespiti üzerine uygulamalar oldukça yaygınlaşmaktadır [35-50]. Bunun yanında yere nüfuz eden radar ve yüzey tarama uygulamalarında da kullanılmaya başlanmıştır [51-57].

AGB radar sistemlerinin bir diğer uygulama alanı da tıbbi görüntüleme noktasında ortaya çıkmaktadır. Tıbbi görüntüleme alanında, özellikle kanser gibi hastalıkların tespiti üzerine yapılan çalışmalar ve ultrasonografi benzeri biyomedikal uygulamalar dikkat çekmektedir. Bunun yanında yine AGB radar sistemleri ile canlıların kalp atışı, nefes alıp-verme sıklığı, kan akış hızı gibi yaşamsal aktivitelerinin tespiti üzerine ve elektrokardiyografi benzeri uygulamalarda örnek olarak verilebilir [58-70].

Ayrıca araçlar için park etme, çarpışmayı önleyici sistemler, yol kestirim sistemleri, güvenlik sistemleri de ilgi çekici uygulamalardır [71-73].

AGB tabanlı konum belirleme ve izleme uygulamaları ile hastane, alışveriş merkezleri, ulaşım merkezleri gibi karmaşık yapıya sahip bina içi alanlarda, güvenlik ve takip amaçlı yüksek doğruluğa sahip sistemler gerçekleştirilmektedir [21].

Haberleşme amaçlı AGB uygulamaları, düşük hızlı ve yüksek hızlı uygulamalar olmak üzere iki sınıfa ayrılabilir. Düşük hızlı AGB uygulamaları genellikle bina içi kontrol ve güvenlik sistemlerinde tercih edilen uygulamalardır. AGB sistemler ile kablolu veya kablosuz, direkt görüş gerektiren kontrol ve güvenlik amaçlı geleneksel sistemlerin yerine direkt görüş gerektirmeyen, konumdan bağımsız yüksek kapasiteli kontrol ve güvenlik sistemleri geliştirilebilmektedir. Ayrıca kablosuz bilgisayar çevre birimlerinin (monitör, klavye, kulaklık, mikrofon gibi...) geliştirilmesinde yeni bir teknoloji olarak ortaya çıkmaktadır.

Yükse hızlı AGB uygulamaları ise daha çok yüksek yoğunluklu çoklu ortam uygulamalarında ve yüksek hızlı kablosuz kişisel alan ağlarının (WPANs) oluşturulmasında ön plana çıkmaktadır. AGB teknolojisi ile gerçekleştirilen WPAN uygulamalarında mesafeye bağlı olarak 110 Mbps ile 480 Mbps arasında hızlara ulaşılabilmektedir [19,21,74].

AGB algılayıcı ağ uygulamaları ise ev, iş yeri, araç güvenliği ile ilgili alanlarda yeni sistemlerin geliştirilmesine olanak sağlamaktadır. Bunun yanında tıbbi uygulamalarda hastaların yaşamsal aktivitelerinin ölçülmesinde ve iletiminde mevcut kablolu sistemlerin yerini alması kaçınılmaz görülmektedir [21].

1.3. FCC AGB Spektral Yayılım Maskesi

AGB uygulamalarında dikkate alınması gereken en önemli konulardan biri de frekans bölgesi paylaşımıdır [25]. Yukarıda örnekleri verilen AGB teknolojisini kullanan sistemlerin çok geniş frekans aralığına yayılmış bir spektrumu işgal etmelerinden dolayı mevcut haberleşme sistemleri ile olası bozucu girişimlerini engellemek veya en aza indirmek amacıyla FCC tarafından Şubat 2002'de yayınlanan raporda, AGB uygulamalar için eşdeğer izotropik ışıma gücü (EIRP) sınır değerlerinin spektral dağılımı belirlenmiştir [75].

Herhangi bir AGB uygulaması için uygulamanın türüne bağlı olarak kullanılan AGB işaretlerinin güç-frekans dağılımları FCC tarafından verilen yayılım maskesine uygun olmalıdır. Bu nedenle, AGB uygulamalar için FCC tarafından belirlenmiş bu yayılım maskesine uygun dalga biçimlerinin üretilmesi AGB ile ilgili literatürde geniş yer alan çalışma alanlarından biridir. Bölüm 1.6'da bu konuda bir literatür özeti sunulacaktır.

Bu çalışmada da, FCC tarafından belirlenmiş AGB yayılım maskesine uygun dalga biçimlerinin üretilebilmesi için bir doğrusal işaret birleşimi modeli kurulmuş ve ilgili matematiksel ifadeler çıkartılmıştır.

Tablo 1’de AGB uygulamalar için frekans aralığının uygulama türüne göre paylaşımı ve Tablo 2’de FCC tarafından belirlenmiş olan AGB uygulamalar için EIRP sınır değerlerinin frekansa göre dağılımı gösterilmiştir [22,25,76].

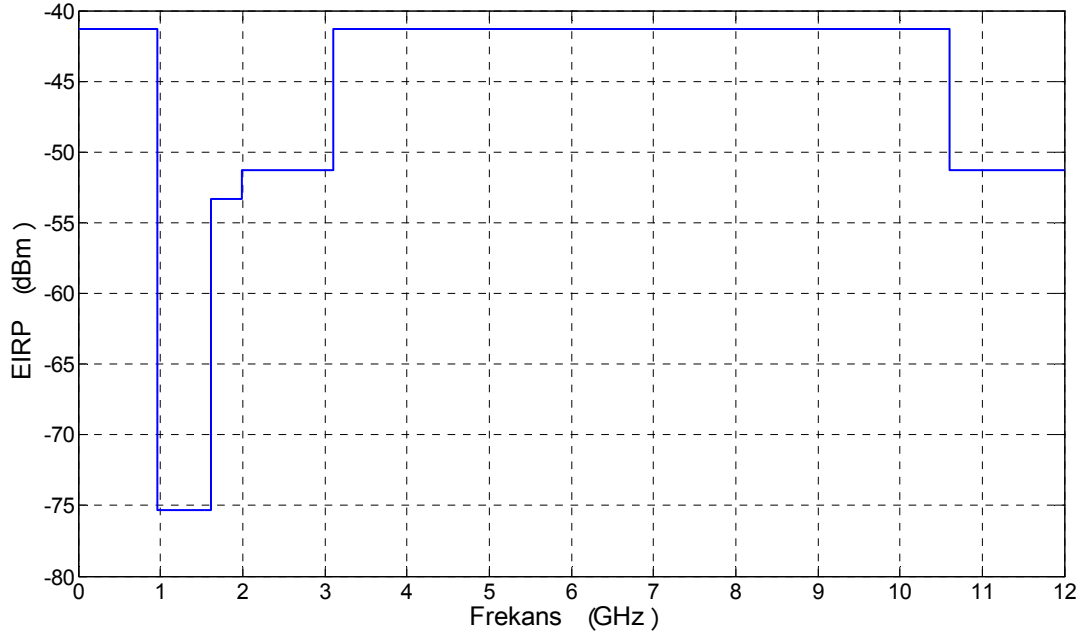
Tablo 1. AGB uygulamalar için frekans aralıklarının uygulama türüne göre dağılımı

Uygulama Türü	Frekans Aralığı
Haberleşme ve Ölçüm Sistemleri	3.1 GHz -10.6 GHz
GPR, Radar Görüntüleme, Tıbbi Radar Sistemleri	<960 MHz veya 3.1 GHz -10.6 GHz
Duvar Ötesi Görüntüleme Sistemleri	<960 MHz veya 1.99 GHz -10.6 GHz
Yüzey Tarama Sistemleri	1.99 GHz -10.6 GHz
Araçsal Radar Sistemleri	24 GHz – 29 GHz

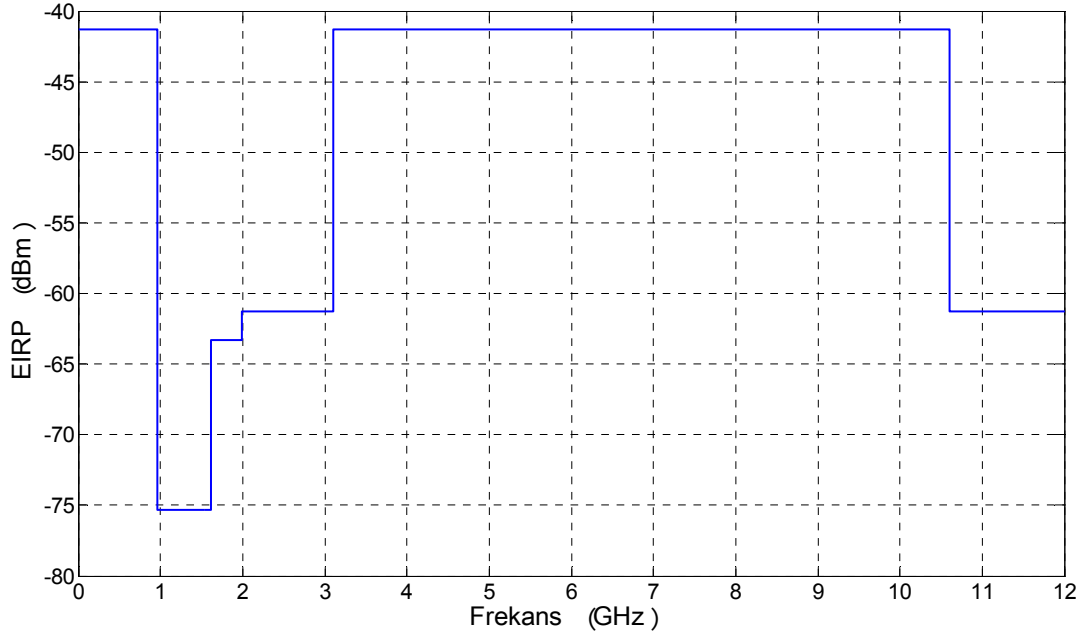
Tablo 2. AGB uygulamalar için FCC tarafından belirlenen EIRP sınır değerlerinin frekansa göre değişimi

Frekans (MHz)	Bina İçi EIRP (dBm)	Bina Dışı EIRP (dBm)
<960	-41.3	-41.3
960-1610	-75.3	-75.3
1610-1990	-53.3	-63.3
1990-3100	-51.3	-61.3
3100-10600	-41.3	-41.3
>10600	-51.3	-61.3

Şekil 1.1 ve Şekil 1.2’de Tablo 2’de verilen EIRP sınır değerlerinin spektral dağılımı grafik olarak gösterilmiştir.



Şekil 1.1. Bina içi uygulamalar için FCC tarafından belirlenmiş AGB EIRP maskesi



Şekil 1.2. Bina dışı uygulamalar için FCC tarafından belirlenmiş AGB EIRP maskesi

1.4. Aşırı Geniş Bantlı İşaretler

Haberleşme sistemlerinde en temel işlemlerden biri, bilgi sembolünün bir haberleşme kanalından iletimi için bir analog dalga biçimiyle ifade edilmesidir. Bu işlem AGB uygulamalarında belli bir dalga biçimine sahip çok kısa süreli çeşitli darbe işaretleri kullanılarak gerçekleştirilir. Kullanılacak olan dalga biçiminin seçimi sistem tasarımı ve uygulamanın gereklilikleri ile yüksek oranda ilişkilidir [24,34]. Bu bölümde AGB uygulamaları için literatürde en çok kullanılan temel dalga biçimlerinden bazıları incelenmektedir.

1.4.1. Sönümlü Sinüzoidal İşaret

Sönümlü sinüzoidal işaretler, belirli bir frekansa sahip bir sinüzoidal işaret ile üstel azalım fonksiyonunun modüle edilmesi sonucu oluşan dalga biçimleridir.

Sönümlü sinüzoidal işaret zaman bölgesinde,

$$v_{ds}(t) = Ae^{-\alpha t} \sin(2\pi f_s t) \quad (1.3)$$

olarak tanımlanır. Burada,

A : İşaretin genliği

α : Üstel sönüm katsayısı

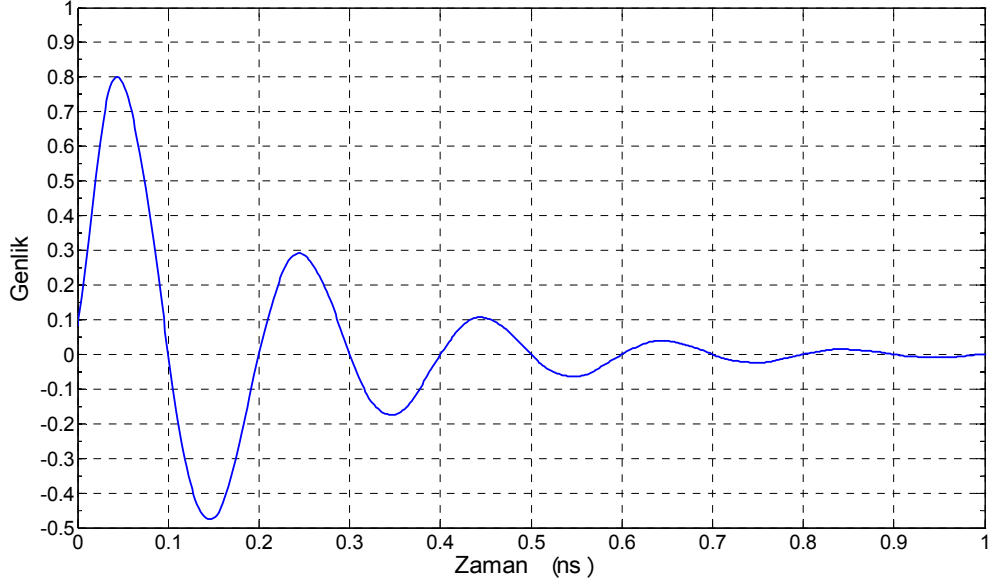
f_s : Sinüzoidal işaretin frekansı

dır. (1.3) denklemiyle zamanla değişimi verilen sönümlü sinüzoidal işaretin frekans bölgesindeki değişim ifadesi Fourier dönüşümü yapılarak,

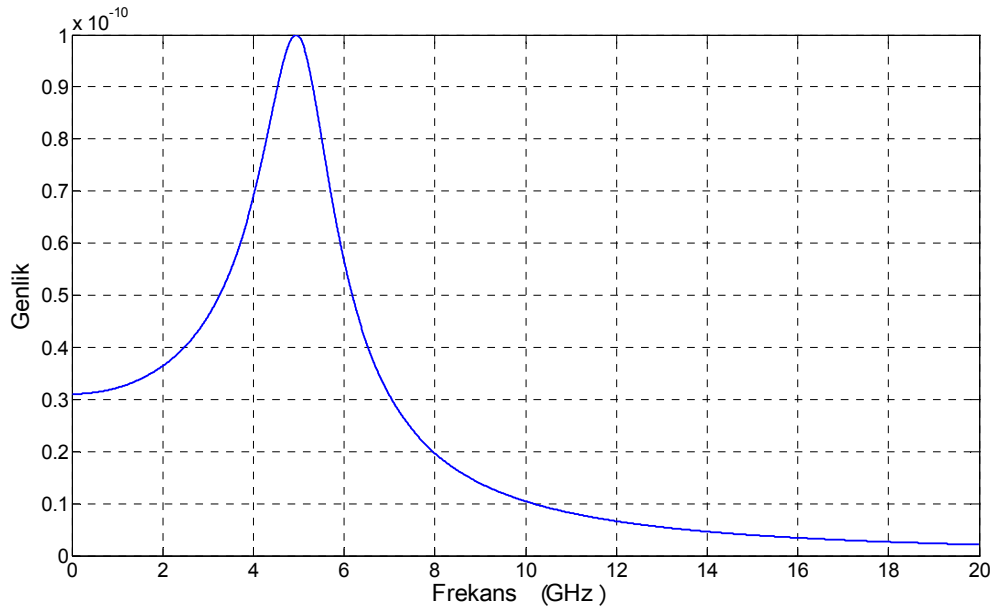
$$\begin{aligned} V_{ds}(f) &= \mathfrak{F}\{v_{ds}(t)\} \\ &= \int_0^{\infty} Ae^{-\alpha t} \sin(2\pi f_s t) e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \frac{2\pi f_s A}{\alpha^2 - 4\pi^2(f^2 - f_s^2) + j4\pi\alpha f} \end{aligned} \quad (1.4)$$

şeklinde elde edilir [24,26].

$A=1$, $\alpha =5\times 10^9$ ve $f_s = 5$ GHz olmak üzere sönümlü sinüzoidal işaretin zamanla değişimi Şekil 1.3'te gösterilmiştir. Şekil 1.3'teki sönümlü sinüzoidal işaretin spektral dağılımı Şekil 1.4'te verilmiştir.



Şekil 1.3. Sönümlü sinüzoidal işaretin zamanla değişimi



Şekil 1.4. Sönümlü sinüzoidal işaretin spektral dağılımı

Şekil 1.4'te spektral dağılımı verilen işaret için 10 dB kesim noktaları $f_i = 0.703$ GHz ve $f_u = 6.945$ GHz'dir. Bu değerler için

$$10 \text{ dB mutlak bant genişliği} = f_u - f_i = 6.24 \text{ GHz}$$

$$10 \text{ dB bağıl bant genişliği} = 1.63 = \%163$$

olarak hesaplanır.

Sönümlü sinüzoidal dalga biçimi için bant genişliği, f_s ve α parametrelerine bağlıdır. α azaldıkça bant genişliği de azalır. Şekil 1.4'ten de açıkça görülmektedir ki sönümlü dalga biçimleri için α katsayısı küçüldükçe etkin bant genişliği de azalmakta ve işaret spektrumunda belirli bir frekans tepe değer yapmaktadır. Bu da FCC tarafından belirlenmiş olan spektruma uygun olma gerekliliğiyle çelişmektedir. Bu nedenle mevcut haberleşme sistemleri ile girişim yapma olasılığından dolayı sönümlü sinüzoidal dalga biçimlerinin AGB haberleşme için kullanılması çok uygun görülmemektedir [24,34].

1.4.2. Gaussian Dalga Biçimli İşaretler

Matematiksel olarak Gauss fonksiyonuna benzer bir dağılıma sahip dalga biçimleridir. Sıfır ortalamalı ve σ_{std} standart sapmasına sahip Gauss fonksiyonu,

$$G_f(x) = \left(1/\sqrt{2\pi\sigma_{std}^2}\right)e^{-x^2/2\sigma_{std}^2} \quad (1.5)$$

şeklinde tanımlanabilir. AGB uygulamalar için literatürde en çok kullanılan dalga biçimleri olan Gaussian dağılımlı işaretlerin temel fonksiyonu (1.5) denkleminde,

$$v_{gauss}(t) = Ae^{-(t/\tau)^2} \quad (1.6)$$

olarak tanımlanır. Burada,

A : Genlik katsayısı

τ : Zaman ölçekleme faktörü

dür. Zaman ölçekleme faktörü τ , Gaussian işaretin darbe genişliğini belirleyen parametredir. (1.6) denkleminde verilen Gaussian işaretinin enerjisi,

$$\begin{aligned}
E_{gauss} &= \int_{-\infty}^{\infty} (v_{gauss}(t))^2 dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} A^2 e^{-2(t/\tau)^2} dt \\
&= A^2 \tau \sqrt{\pi/2}
\end{aligned} \tag{1.7}$$

şeklinde hesaplanabilir. Ya da belirli bir E_{gauss} enerjisine sahip bir Gaussian işaretin maksimum genlik değeri,

$$A = \sqrt{\frac{E_{gauss}}{\tau \sqrt{\pi/2}}} \tag{1.8}$$

olarak elde edilir. (1.6) denklemiyle zamanla değişimi verilen Gaussian dalga biçimine sahip işaretin frekans bölgesindeki değişimi,

$$\begin{aligned}
V_{gauss}(f) &= \mathfrak{F}\{v_{gauss}(t)\} \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} A e^{-(t/\tau)^2} e^{-j2\pi ft} dt \\
&= A \tau \sqrt{\pi} e^{-(\pi f)^2}
\end{aligned} \tag{1.9}$$

ifadesiyle elde edilir [24,34].

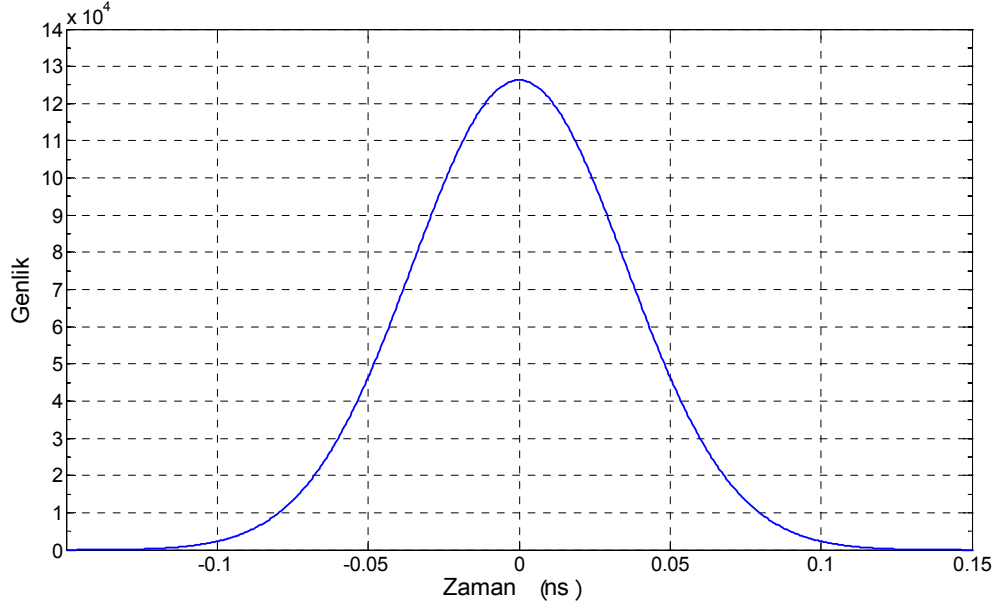
V_{gauss} dağılımının maksimum değeri $f=0$ değeri için sağlanır ve

$$V_{gauss}(0) = A \tau \sqrt{\pi} \tag{1.10}$$

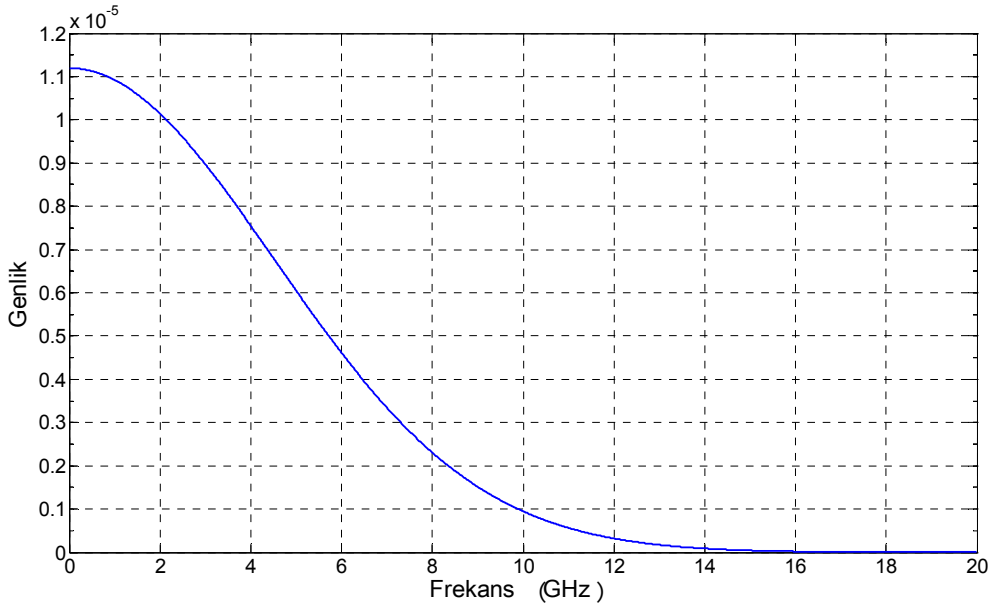
olarak yazılabilir. (1.8) denklemi (1.10) denklemin de yerine konursa V_{gauss} dağılımının maksimum değeri,

$$\begin{aligned}
V_{gauss}(0) &= \sqrt{\frac{E_{gauss}}{\tau \sqrt{\pi/2}}} \tau \sqrt{\pi} \\
&= \sqrt{E_{gauss} \tau \sqrt{2\pi}}
\end{aligned} \tag{1.11}$$

ile hesaplanabilir. $E_{gauss}=1$ ve $\tau = 0.05$ ns için Gaussian dalga biçimine sahip işaretin zamanla değişimi Şekil 1.5'te verilmiştir. Şekil 1.5'teki Gaussian dağılımlı işaretin spektral dağılımı Şekil 1.6'da gösterilmiştir.



Şekil 1.5. Gaussian dağılımlı işaretin zamanla değişimi



Şekil 1.6. Gaussian dağılımlı işaretin spektral dağılımı

Şekil 1.6'dan da açıkça görülmektedir ki Gaussian dağılımlı işaret, alçak frekans bileşenlerinin yüksek genlik değerine, yüksek frekans bileşenlerinin düşük genlik değerine sahip olduğu bir dalga biçimidir. Bu dalga biçimine sahip işaretin 10 dB kesim noktası f_u 'yu bulmak için (1.8) denklemi (1.9) denkleminde yerine konur ve (1.9) ifadesi $V_{gauss}(0)/\sqrt{10}$ değerine eşitlenirse,

$$f_u = \frac{\sqrt{-\ln(\sqrt{0.1})}}{\pi\tau} \quad (1.12)$$

şeklinde bulunur. (1.12) denklemine bakıldığında işaretin bant genişliğinin sadece τ parametresine bağlı olduğu görülmektedir. τ değeri azaldıkça işaretin bant genişliği artar. Şekil 1.6'daki dağılım için f_u değeri 6.83 GHz'dir. $f_l = 0$ olduğu için 10 dB mutlak bant genişliği 6.83 GHz olarak elde edilir.

Gaussian dalga biçimleri literatürde AGB uygulamaları için en çok kullanılan işaret biçimleridir. Temel Gaussian dalga biçimi bir çeşit yüksek geçiren süzgeçleme işlemiyle farklı dalga biçimleri elde etmek için kullanılabilir. Bu süzgeçleme işlemi (1.6) denkleminin türevini alma yoluyla gerçekleştirilebilir. Örneğin (1.6) denkleminin birinci dereceden türevi alınırsa tek çevrimli Gaussian (Gaussian monocycle) dalga biçimi elde edilir. Eğer (1.6) denkleminin ikinci dereceden türevi alınacak olursa çift çevrimli Gaussian (Gaussian doublet) dalga biçimine ulaşılır [24,34].

1.4.3. Tek Çevrimli Gaussian İşaret

Tek çevrimli Gaussian dalga biçimi temel Gaussian dalga biçiminin birinci türevi alınarak elde edilen işaret türüdür. (1.6) denkleminin türevi alınırsa tek çevrimli Gaussian işaretin zaman bölgesindeki ifadesi,

$$v_{gm}(t) = A \frac{-2t}{\tau^2} e^{-(t/\tau)^2} \quad (1.13)$$

şeklinde elde edilir. (1.13) denkleminin verilen tek çevrimli Gaussian işaretin enerjisi,

$$\begin{aligned}
E_{gm} &= \int_{-\infty}^{\infty} (v_{gm}(t))^2 dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} A^2 \frac{4t^2}{\tau^4} e^{-2(t/\tau)^2} dt \\
&= \frac{A^2 \sqrt{\pi/2}}{\tau}
\end{aligned} \tag{1.14}$$

şeklinde hesaplanabilir. (1.14) denkleminde E_{gm} enerjisine sahip işaret için,

$$A = \sqrt{\frac{\tau E_{gm}}{\sqrt{\pi/2}}} \tag{1.15}$$

olarak elde edilir. (1.13) denklemiyle zamanla değişimi verilen tek çevrimli Gaussian dalga biçimine sahip işaretin frekans bölgesindeki değişim ifadesi,

$$\begin{aligned}
V_{gm}(f) &= \mathfrak{F}\{v_{gm}(t)\} \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} A \frac{-2t}{\tau^2} e^{-(t/\tau)^2} e^{-j2\pi ft} dt \\
&= A \tau \sqrt{\pi} (j2\pi f) e^{-(\pi f)^2}
\end{aligned} \tag{1.16}$$

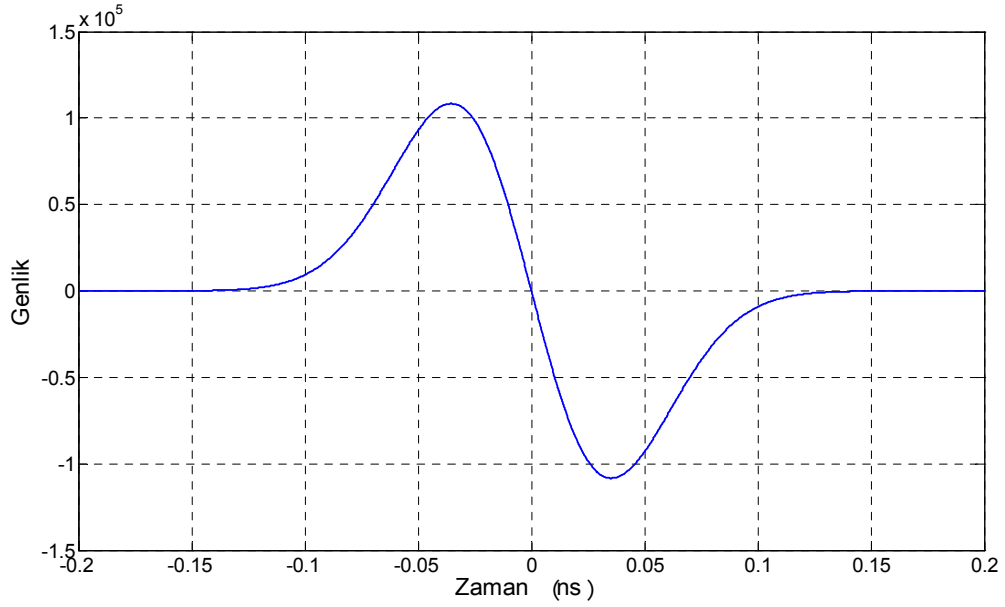
olarak elde edilir [24,34]. (1.16) denkleminde de görülmektedir ki, tek çevrimli Gaussian dalga biçimine sahip işaretin spektral dağılımı, (1.9) denklemiyle verilen Gaussian dalga biçimli işaretin spektral dağılımının $(j2\pi f)$ ile çarpımına eşittir. V_{gm} dağılımının değerini maksimum yapan frekans değerini bulmak için (1.16) denkleminin türevi alınarak sıfıra eşitlenirse,

$$f = \frac{1}{\sqrt{2\pi\tau}} \tag{1.17}$$

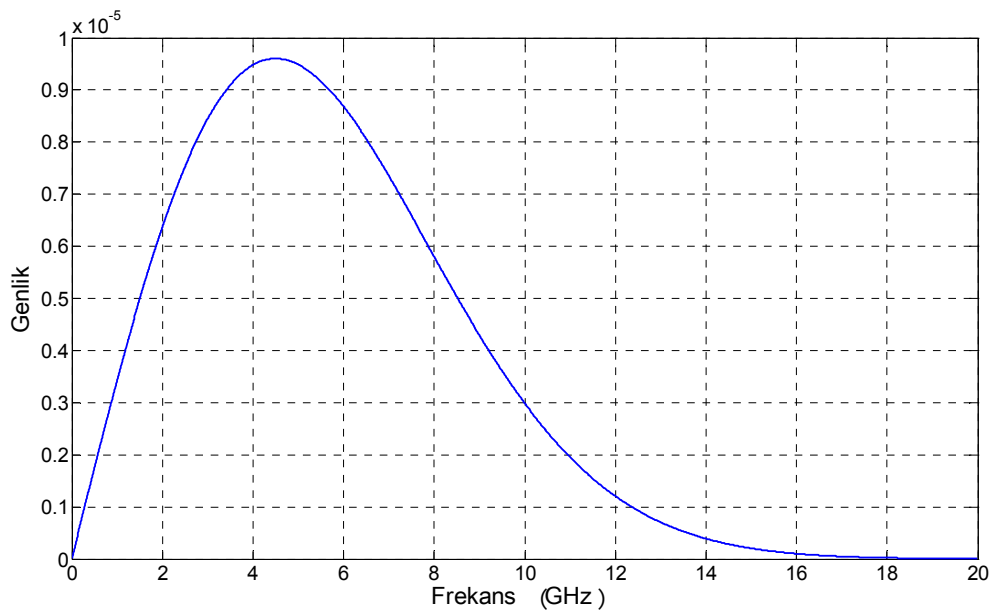
ifadesiyle (1.16) denklemini maksimum yapan f değeri bulunur. (1.17) ve (1.15) denklemleri (1.16) denkleminde yerine konulursa maksimum V_{gm} değeri,

$$V_{gm}^{\max} = \sqrt{2\tau E_{gm} \sqrt{2\pi} e^{-0.5}} \quad (1.18)$$

olarak bulunur. $E_{gm}=1$ ve $\tau = 0.05$ ns için tek çevrimli Gaussian dalga biçimine sahip işaretin zamanla değişimi Şekil 1.7’de verilmiştir. Şekil 1.7’deki tek çevrimli Gaussian işaretin spektral dağılımı Şekil 1.8’de gösterilmiştir.



Şekil 1.7. Tek çevrimli Gaussian dağılıma sahip işaretin zamanla değişimi



Şekil 1.8. Tek çevrimli Gaussian dağılıma sahip işaretin spektral dağılımı

10 dB kesim noktaları olan f_l ve f_u değerlerini bulmak için (1.18) denklemiyle hesaplanan maksimum değer $1/\sqrt{10}$ 'nuna düştüğü frekans değerleri Şekil 1.8'deki dağılımdan elde edilir. Buna göre $f_l = 0.88$ GHz ve $f_u = 9.955$ GHz olarak bulunur. f_l ve f_u değerleri kullanılarak,

$$10 \text{ dB mutlak bant genişliği} = 9.075 \text{ GHz}$$

$$10 \text{ dB bağıl bant genişliği} = 1.68 = \%168$$

olarak elde edilir.

1.4.4. Çift Çevrimli Gaussian İşaret

Temel Gaussian dalga biçiminin ikinci türevi alındığında ortaya çıkan dalga biçimi çift çevrimli Gaussian dalga biçimidir. (1.6) denkleminin ikinci türevi alınrsa çift çevrimli Gaussian işaretin zaman bölgesinde ifadesi,

$$v_{gd}(t) = A \frac{-2}{\tau^2} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2} \right) e^{-(t/\tau)^2} \quad (1.19)$$

olarak yazılabilir. (1.19) denklemiyle verilen çift çevrimli Gaussian işaretin enerjisi,

$$\begin{aligned} E_{gd} &= \int_{-\infty}^{\infty} (v_{gd}(t))^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} A^2 \frac{4}{\tau^4} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2} \right)^2 e^{-2(t/\tau)^2} dt \\ &= \frac{3A^2 \sqrt{\pi/2}}{\tau^3} \end{aligned} \quad (1.20)$$

şeklinde hesaplanabilir. (1.20) denkleminde E_{gd} enerjisine sahip işaret için,

$$A = \tau \sqrt{\frac{\tau E_{gd}}{3\sqrt{\pi/2}}} \quad (1.21)$$

olarak elde edilir. (1.19) denklemiyle zamanla değişimi verilen çift çevrimli Gaussian dalga biçimine sahip işaretin frekans bölgesindeki değişim ifadesi,

$$\begin{aligned}
V_{gd}(f) &= \mathfrak{F}\{v_{gd}(t)\} \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} A \frac{-2}{\tau^2} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2}\right) e^{-(t/\tau)^2} e^{-j2\pi ft} dt \\
&= A \tau \sqrt{\pi} (j2\pi f)^2 e^{-(\pi f)^2}
\end{aligned} \tag{1.22}$$

şeklinde elde edilir [24,34]. Çift çevrimli Gaussian dalga biçimine sahip işaretin spektral dağılımının, (1.9) denklemiyle verilen Gaussian dalga biçimli işaretin spektral dağılımının $(j2\pi f)^2$ ile çarpımına eşit olduğu (1.22) denklemden görülmektedir. Buradan bir genelleştirme yapılacak olunursa, n. dereceden türevi alınan bir Gaussian işaretin frekansla değişim ifadesi (1.9) denklemiyle verilen temel Gaussian dalga biçiminin spektral dağılımının $(j2\pi f)^n$ ile çarpımından oluştuğu sonucuna varılır.

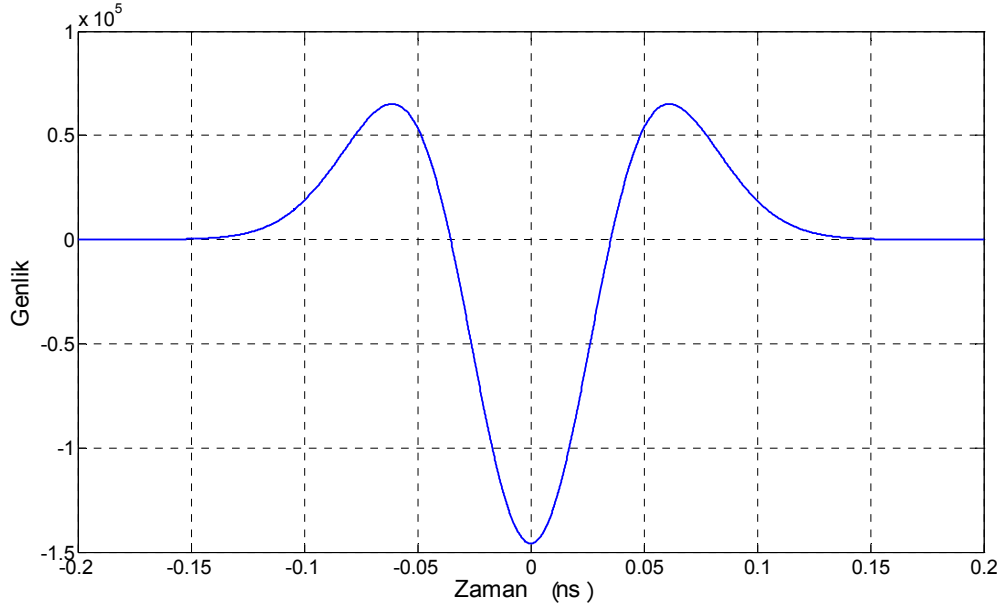
V_{gd} dağılımının değerini maksimum yapan frekans değerini bulmak için (1.22) denkleminin türevi alınarak sıfıra eşitlenirse,

$$f = \frac{1}{\pi\tau} \tag{1.23}$$

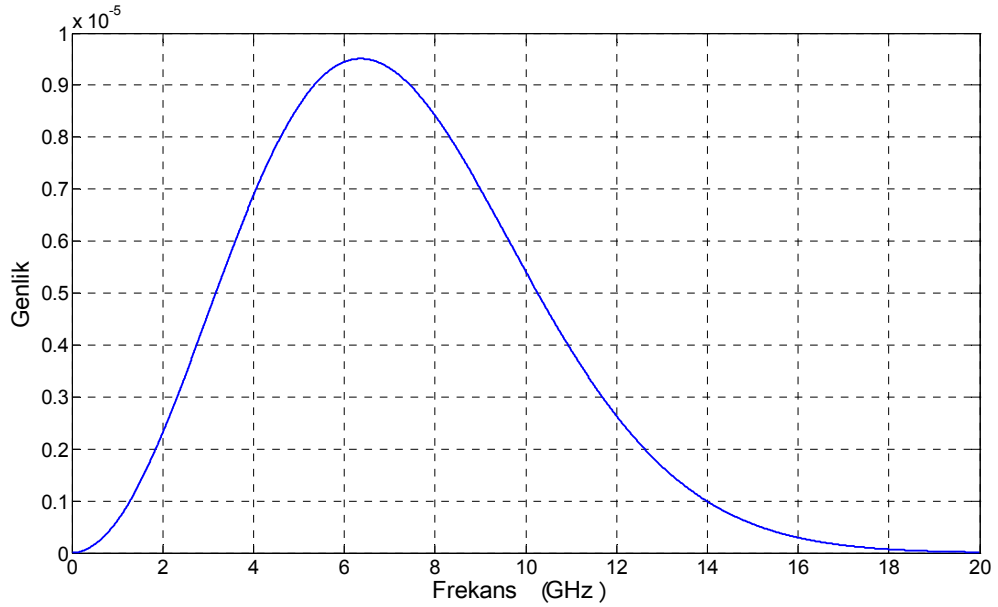
ifadesiyle (1.22) denklemini maksimum yapan f değeri bulunur. (1.23) ve (1.21) denklemi (1.22) denkleminde yerine konulursa maksimum V_{gd} değeri,

$$V_{gd}^{\max} = 4 \sqrt{\frac{\tau E_{gd} \sqrt{2\pi}}{3}} e^{-1} \tag{1.24}$$

şeklinde elde edilir. $E_{gd}=1$ ve $\tau = 0.05$ ns için çift çevrimli Gaussian dalga biçimine sahip işaretin zamanla değişimi Şekil 1.9’da verilmiştir. Şekil 1.9’daki çift çevrimli Gaussian işaretin spektral dağılımı Şekil 1.10’da gösterilmiştir.



Şekil 1.9. Çift çevrimli Gaussian dağılıma sahip işaretin zamanla değişimi



Şekil 1.10. Çift çevrimli Gaussian dağılıma sahip işaretin spektral dağılımı

(1.24) denklemiyle hesaplanan maksimum değer $1/\sqrt{10}$ 'nuna düştüğü frekans değerleri Şekil 1.10'daki dağılımdan elde edilerek 10 dB kesim noktaları olan $f_l = 2.351$ GHz ve $f_u = 11.62$ GHz olarak bulunur. Böylece,

10 dB mutlak bant genişliği = 9.27 GHz

10 dB bağıl bant genişliği = 1.33 = %133

olarak elde edilir.

Şekil 1.8 ve Şekil 1.10'daki işaretler karşılaştırıldığında, aynı τ değerinde Gaussian dalga biçiminden türetilen işaretler için her türev alma işleminde ortaya çıkan dalga biçiminin merkez frekansı artarken, bağıl bant genişliğinin azalmakta olduğu görülmektedir.

1.4.5. Gaussian Modülasyonlu Sinüzoidal İşaret

Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretler, belirli bir frekansa sahip bir sinüzoidal işaretin (1.6) denklemiyle verilen Gaussian işaret ile modüle edilmesi sonucu elde edilen dalga biçimleridir. Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaret zaman bölgesinde,

$$v_{gms}(t) = \sqrt{2}Ae^{-(t/\tau)^2} \cos(2\pi f_c t) \quad (1.25)$$

şeklinde yazılabilir [24,34]. Burada f_c sinüzoidal işaretin frekansını gösterir.

(1.25) denklemiyle verilen Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin enerjisi,

$$\begin{aligned} E_{gms} &= \int_{-\infty}^{\infty} (v_{gms}(t))^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} 2A^2 e^{-2(t/\tau)^2} \cos^2(2\pi f_c t) dt \\ &= A^2 \tau \sqrt{\pi/2} \left(1 + e^{-2(\pi f_c \tau)^2}\right) \end{aligned} \quad (1.26)$$

olarak elde edilir. (1.26) denklemi (1.7) ifadesi kullanılarak,

$$E_{gms} = E_{gauss} \left(1 + e^{-2(\pi f_c \tau)^2}\right) \quad (1.27)$$

şeklinde de belirtilebilir. E_{gms} enerjisine sahip işaret için,

$$A = \sqrt{\frac{E_{gms}}{\sqrt{\pi/2} \tau (1 + e^{-2(\pi f_c \tau)^2})}} \quad (1.28)$$

şeklinde yazılabilir. (1.27) denklemini (1.28) denkleminde yerine konulursa,

$$A = \sqrt{\frac{E_{gauss}}{\sqrt{\pi/2\tau}}} \quad (1.29)$$

olarak tanımlanabilir. (1.25) denkleminde zamanla değişimi verilen Gaussian modülasyonlu sinüzoidal dalga biçimine sahip işaretin frekans bölgesindeki değişim ifadesi,

$$\begin{aligned} V_{gms}(f) &= \mathfrak{F}\{v_{gms}(t)\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{2} A e^{-(t/\tau)^2} \cos(2\pi f_c t) e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} A \tau \left(e^{-(\pi\tau(f-f_c))^2} + e^{-(\pi\tau(f+f_c))^2} \right) \end{aligned} \quad (1.30)$$

şeklinde elde edilir [24,34]. (1.6) denkleminde verilen temel Gaussian dalga biçiminin spektral dağılımının maksimum değeri (1.9) denkleminde görüleceği gibi $f=0$ değeri için sağlanmaktadır. Temel Gaussian işaretinin f_c frekansına sahip bir sinüzoidal taşıyıcı ile modüle edilmesi sonucu ortaya çıkan bu yeni dalga biçiminin spektral dağılımı da temel dalga biçiminin spektral dağılımının f_c kadar kaydırılmış hali olur. Buradan, $V_{gms}(f)$ dağılımını maksimum yapan frekans değeri $f=f_c$ olarak bulunur. 10 dB kesim noktaları ise (1.12) denkleminde yararlanılarak,

$$f_l = f_c - \frac{\sqrt{-\ln(\sqrt{0.1})}}{\pi\tau} \quad (1.31)$$

$$f_u = f_c + \frac{\sqrt{-\ln(\sqrt{0.1})}}{\pi\tau} \quad (1.32)$$

olarak yazılabilir.

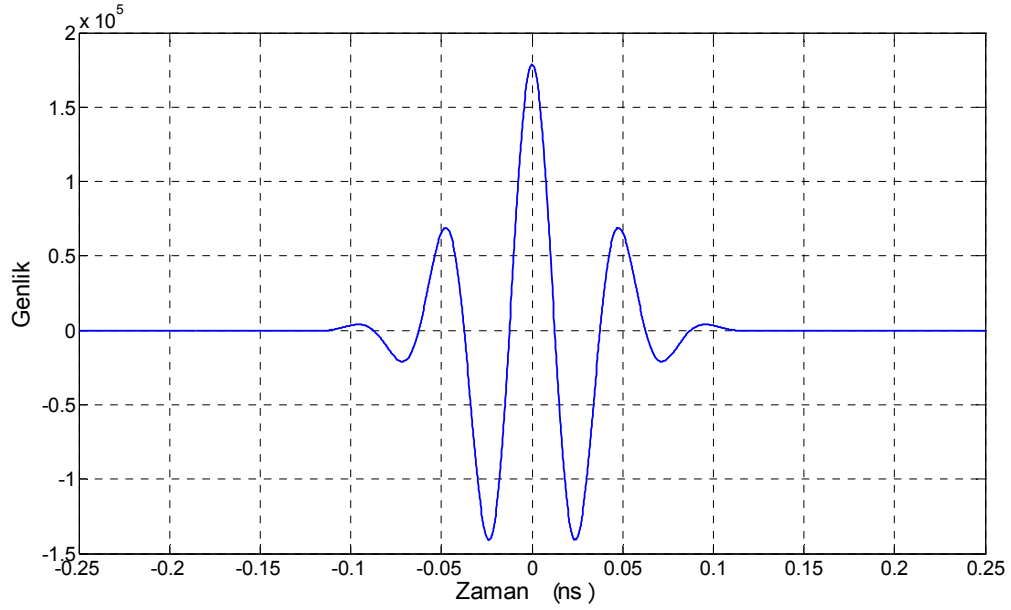
$E_{gauss}=1$ ve $\tau = 0.05$ ns ve $f_c = 20$ GHz için Gaussian modülasyonlu sinüzoidal dalga biçimine sahip işaretin zamanla değişimi Şekil 1.11'de verilmiştir. Şekil 1.11'deki Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin spektral dağılımı Şekil 1.12'de gösterilmiştir.

Şekil 1.12'de verilen işaret için 10 dB kesim noktaları (1.31) ve (1.32) denklemi kullanılarak $f_l = 13.17$ GHz ve $f_u = 26.83$ GHz olarak hesaplanır. Buradan,

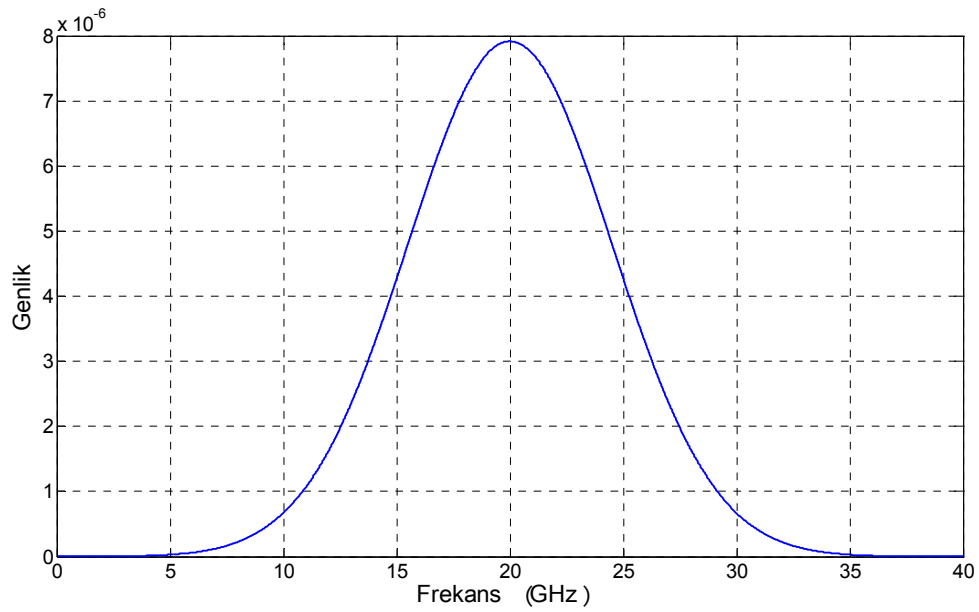
10 dB mutlak bant genişliği = 13.66 GHz

10 dB bağıl bant genişliği = 0.68 = %68

olarak elde edilir.



Şekil 1.11. Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin zamanla değişimi



Şekil 1.12. Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin spektral dağılımı

1.5. AGB Sistemlerde Antenlerin Etkisi

Anten sistemleri kablosuz haberleşme için sistem başarımını etkileyen en önemli öğelerden biridir. AGB radar ve haberleşme uygulamalarında da ana problemlerden biri AGB işaretin yüksek verimde yayılımı için uygun anten kullanımınıdır. AGB sistemlerin başarımı üzerinde verici ve alıcı sistemlerde kullanılan anten veya anten dizilerinin büyük ölçüde etkisi görülmektedir.

Özellikle AGB verici ve alıcı anten sisteminin çalışma frekans bölgesinde ideal olarak frekansın değişimine göre düz bir genlik tepkesine sahip olması beklenir. Anten özelliklerinin tümü büyük oranda frekansa bağlı parametrelerdir. Diğer bir deyişle, gönderilen dalga biçimi anten yapısı tarafından bir çeşit süzgeçleme işlemine tabi tutulur. Serbest uzay yayılım kanalı için kanal birim vuruş tepkisi yalnızca antenin bu filtre karakteristiğine bağlıdır. Bu karakteristikte meydana gelen ideal durumdan sapmalar başlangıç işaretinde bozulmalara neden olmaktadır. Bu noktada antenin geçici verici ve alıcı karakteristiği AGB işaretin yayılımını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu nedenle, AGB uygulamalarında kullanılan anten sisteminin çalışma frekans bölgesinde frekansın değişimine göre mümkün mertebe düz bir genlik ve doğrusal bir faz tepkesine sahip olması istenir [77, 78].

Ayrıca zengin çoklu yol bileşenlerine sahip bir haberleşme ortamı için haberleşme başarımı hesaplanırken kullanılan anten sisteminin bu süzgeçleme etkisinin yanında uzamsal karakteristiği de önem kazanmaktadır. Bu da, zengin çoklu yol bileşenlerine sahip bir haberleşme kanalı için uzamsal olarak farklı frekans karakteristiklerinin dikkate alınması gerekeceği sonucunu ortaya çıkarmaktadır. Bunun için, AGB sistemlerde uygun anten tasarımının gerçekleştirilebilmesi için AGB antenlerin uzay-zaman veya uzay-frekans karakteristiğinin göz önüne alınması gerekir [77]. Ayrıca AGB uygulamalar için anten seçiminde gerçekleştirilecek uygulamanın türü de etkilidir. Bu nedenle, kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılan antenlerin AGB uygulamalar için analizi ve AGB anten tasarımı yoğun olarak çalışılan konuların başında gelmektedir. Bu noktada literatürde, dipol antenler gibi haberleşme sistemlerinde sıklıkla kullanılan anten tiplerinin AGB işaretlerle uyarılması durumunda ışınma karakteristiklerinin incelenmesi [79-85], mevcut anten yapılarının daha geniş bant bir yapıya dönüştürülmesi [86-91] ve yeni geniş bant anten tasarımları [92-97] üzerine günümüze kadar yapılmış çok sayıda çalışma

bulunmaktadır. Ayrıca, anten dizilerinin AGB analizi ve değişik uygulamalar için dizi antenlerin AGB başarımları da incelenen konular arasındadır [78,98-109].

Şekil 1.13'teki gibi bir verici-alıcı anten sistemi için,

V_T : Verici antenin giriş işareti

V_R : Alıcı antenin çıkış işareti

Γ_T : Verici antenin girişindeki yansımaya katsayısı

Γ_R : Alıcı antenin çıkışındaki yansımaya katsayısı

G_T : Verici antenin kazancı

G_R : Alıcı antenin kazancı

$\hat{\rho}_T$: Verici anten polarizasyonu doğrultusundaki birim vektör

$\hat{\rho}_R$: Alıcı anten polarizasyonu doğrultusundaki birim vektör

r : Verici anten ile alıcı anten arasındaki mesafe

λ : Çalışma frekansındaki dalga boyu

olmak üzere verici antenle alıcı anten arasındaki Friis iletim ifadesi,

$$\frac{P_R}{P_T} = (1 - |\Gamma_T|^2)(1 - |\Gamma_R|^2)G_T G_R |\hat{\rho}_T \cdot \hat{\rho}_R|^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (1.33)$$

şeklinde yazılabilir.

Burada,

P_R : Alıcı antenin çıkış gücü

P_T : Verici antenin giriş gücü

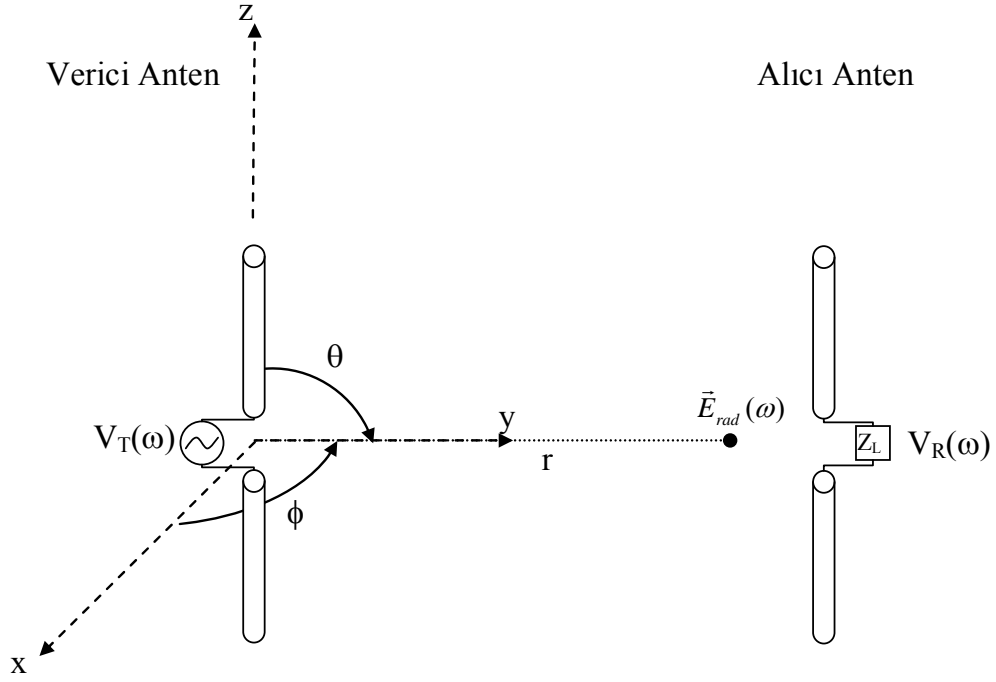
olarak alınır.

(1.33) denkleminde verici antenin kazancı G_T ve alıcı antenin kazancı G_R , θ ve ϕ açılarına bağlı olarak değişim gösterir. (1.33) denklemi sadece belirli bir çalışma frekansı için geçerli bir değer üretir. (1.33) denkleminde kullanılan terimler dar bir frekans bandı için çok fazla değişim göstermediğinden dar bant sistemler için merkez çalışma frekansı için hesaplanan değer kullanılabilir. Ancak, AGB sistemler için verici ve alıcı arasındaki bu güç transfer ifadesi frekansa bağımlı olarak çıkartılmalıdır.

(1.33) ifadesi frekansa bağılı olarak yeniden yazılacak olursa,

$$\frac{P_R(\omega)}{P_T(\omega)} = (1 - |\Gamma_T(\omega)|^2)(1 - |\Gamma_R(\omega)|^2)G_T(\omega)G_R(\omega)|\hat{\rho}_T(\omega) \cdot \hat{\rho}_R(\omega)|^2 \left(\frac{\lambda(\omega)}{4\pi r} \right)^2 \quad (1.34)$$

şeklinde verilebilir [110].



Şekil 1.13. xyz düzlemine yerleştirilmiş bir verici-alıcı anten çifti

Şekil 1.14'te Şekil 1.13'te verilen verici-alıcı anten sistemi için eşdeğer devre verilmiştir.

Şekil 1.14'te ki eşdeğer devre için, Z_G , işaret kaynağının iç empedansını gösterir ve

$$Z_G(\omega) = R_G(\omega) + jX_G(\omega) \quad (1.35)$$

şeklinde ifade edilir. Z_T , verici antenin giriş empedansını gösterir ve

$$Z_T(\omega) = R_T(\omega) + jX_T(\omega) \quad (1.36)$$

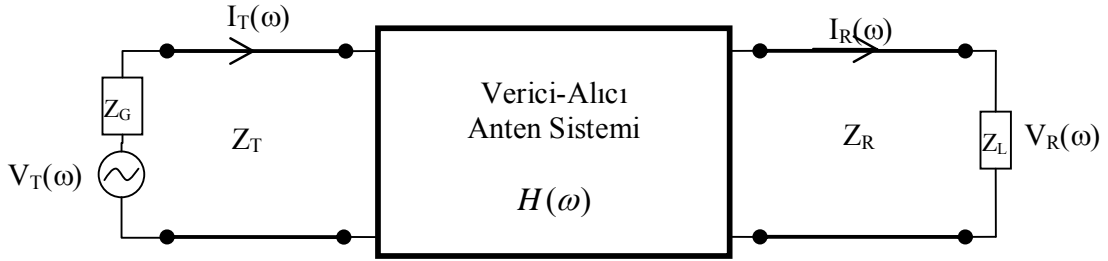
şeklinde ifade edilir. Z_R , alıcı antenin çıkış empedansını gösterir ve

$$Z_R(\omega) = R_R(\omega) + jX_R(\omega) \quad (1.37)$$

şeklinde ifade edilir. Z_L , alıcı antenin uçlarına bağlanan yük empedansını gösterir ve

$$Z_L(\omega) = R_L(\omega) + jX_L(\omega) \quad (1.38)$$

şeklinde ifade edilir.



Şekil 1.14. Verici-alıcı anten sisteminin eşdeğer devre gösterimi

Verici antenin girişindeki akım değeri,

$$I_T(\omega) = \frac{V_T(\omega)}{Z_G(\omega) + Z_T(\omega)} \quad (1.39)$$

ve alıcı antenin çıkışındaki akım değeri,

$$I_R(\omega) = \frac{V_R(\omega)}{Z_L(\omega)} \quad (1.40)$$

olarak yazılabilir.

(1.34) denklemindeki P_T ve P_R güç ifadeleri,

$$\begin{aligned}
 P_T &= \text{Re}(V(\omega)I^*(\omega)) \\
 &= \text{Re}\left(\frac{V_T(\omega)}{Z_G(\omega) + Z_T(\omega)} Z_T(\omega) \left(\frac{V_T(\omega)}{Z_G(\omega) + Z_T(\omega)}\right)^*\right) \\
 &= \frac{|V_T(\omega)|^2 \text{Re}(Z_T(\omega))}{|Z_G(\omega) + Z_T(\omega)|^2}
 \end{aligned} \tag{1.41}$$

$$\begin{aligned}
 P_R &= \text{Re}(V_R(\omega)I_R^*(\omega)) \\
 &= \frac{|V_R(\omega)|^2}{\text{Re}(Z_L(\omega)^*)}
 \end{aligned} \tag{1.42}$$

şeklinde yazılabilir.

Maksimum güç aktarımı için $Z_G = Z_T^*$ ve $Z_L = Z_R^*$ olarak alınırsa,

$$P_T = \frac{|V_T(\omega)|^2}{4R_G} \tag{1.43}$$

$$P_R = \frac{|V_R(\omega)|^2}{R_L} \tag{1.44}$$

olarak elde edilir [111].

Şekil 1.14'teki $H(\omega)$ terimi verici anten ile alıcı anten arasındaki transfer fonksiyonunu göstermektedir ve

$$\frac{V_R(\omega)}{V_T(\omega)} = |H(\omega)|e^{-j\varphi(\omega)} \tag{1.45}$$

olarak tanımlanır.

Burada, $H(\omega)$ transfer fonksiyonu güç değerleri cinsinden yazılırsa,

$$H(\omega) = \left| \sqrt{\frac{P_R R_L}{P_T 4R_G}} \right| e^{-j\varphi(\omega)} \quad (1.46)$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_T(\omega) + \varphi_R(\omega) + \frac{\omega r}{c} \quad (1.47)$$

şeklinde gösterilebilir.

φ_T : Verici antenden kaynaklanan faz değişimi

φ_R : Alıcı antenden kaynaklanan faz değişimi

r : Verici antenle alıcı anten arasındaki mesafe

c : Işık hızını

göstermektedir. (1.34) ve (1.46) ifadeleri incelendiğinde $H(\omega)$ transfer fonksiyonunun, verici anten ile alıcı anten arasındaki iletim başarımını belirleyen empedans uyumu, kazanç, polarizasyon uyumu, yol kaybı ve faz değişimi gibi parametreleri içerdiği görülmektedir [110].

Verici antenden r kadar uzaktaki bir noktada oluşan elektrik alan değeri,

$$\vec{E}_{rad}(\omega) = -j\omega\mu_o I_T(\omega) \vec{h}_T(\omega) \frac{e^{-j\beta(\omega)r}}{4\pi r} \quad (1.48)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada,

\vec{h}_T : Verici antenin etkin boy vektörü

$$\beta = 2\pi/\lambda$$

μ_o : Boşluğun manyetik geçirgenlik sabiti

dir. (1.39) denklemi (1.48) denklemine yerine konursa,

$$\vec{E}_{rad}(\omega) = -j\omega\mu_o \frac{V_T(\omega)}{Z_G(\omega) + Z_T(\omega)} \vec{h}_T(\omega) \frac{e^{-j\beta(\omega)r}}{4\pi r} \quad (1.49)$$

olarak verilebilir [112].

Verici anten transfer vektörü,

$$\vec{H}_{rad}(\omega) = \frac{-j\omega\mu_o/4\pi}{Z_G(\omega) + Z_T(\omega)} \vec{h}_T(\omega) \quad (1.50)$$

olmak üzere (1.49) denklemi,

$$\vec{E}_{rad}(\omega) = \vec{H}_{rad}(\omega) V_T(\omega) \frac{e^{-j\beta(\omega)r}}{r} \quad (1.51)$$

ile ifade edilir. Alıcı antenin uçlarındaki açık devre gerilimi $V_{oc}(\omega)$ olmak üzere yük empedansı üzerinde oluşan gerilim,

$$V_R(\omega) = \frac{V_{oc}(\omega) Z_L(\omega)}{Z_L(\omega) + Z_R(\omega)} \quad (1.52)$$

ile elde edilir. (1.52) denklemdeki $V_{oc}(\omega)$ açık devre gerilimi,

$$V_{oc}(\omega) = \vec{h}_R(\omega) \cdot \vec{E}_{rad}(\omega) \quad (1.53)$$

ifadesi ile verilir. Burada, \vec{h}_R , alıcı antenin etkin boy vektörü'dür [112]. (1.53) denklemi (1.52) denklemde yerine konulursa alıcı antenin çıkış işareti,

$$V_R(\omega) = \vec{h}_R(\omega) \cdot \vec{E}_{rad}(\omega) \frac{Z_L(\omega)}{Z_L(\omega) + Z_R(\omega)} \quad (1.54)$$

şeklinde elde edilir. Burada $\vec{E}_{rad}(\omega)$ yerine (1.51) denklemi konulursa,

$$V_R(\omega) = \vec{h}_R(\omega) \cdot \vec{H}_{rad}(\omega) V_T(\omega) \frac{Z_L(\omega)}{Z_L(\omega) + Z_R(\omega)} \frac{e^{-j\beta(\omega)r}}{r} \quad (1.55)$$

olarak yazılabilir. Buradan,

$$H(\omega) = \vec{h}_R(\omega) \cdot \vec{H}_{rad}(\omega) \frac{Z_L(\omega)}{Z_L(\omega) + Z_R(\omega)} \frac{e^{-j\beta(\omega)r}}{r} \quad (1.56)$$

olarak elde edilir.

Verici antenden r kadar uzaktaki bir uzak alan noktası için ışınma güç yoğunluğu,

$$W_T(\omega) = \frac{P_T(\omega)G_T(\omega)}{4\pi r^2} \quad (1.57)$$

olarak verilebilir. Bu ifade aynı zamanda,

$$W_T(\omega) = \frac{|\vec{E}_{rad}(\omega)|^2}{\eta} \quad (1.58)$$

şeklinde de yazılabilir.

Verici anten için EIRP değeri ise,

$$EIRP(\omega) = P_T(\omega)G_T(\omega) \quad (1.59)$$

olduğundan (1.59) ifadesi (1.57) denkleminde yerine konur ve (1.58) denklemiyle eşitlenirse EIRP değeri,

$$EIRP(\omega) = \frac{4\pi r^2}{\eta} |\vec{E}_{rad}(\omega)|^2 \quad (1.60)$$

olarak yazılabilir. Burada η , serbest uzay karakteristik empedansı'dır ve değeri 120π ohm'dur [111].

(1.51) denklemi (1.60) denkleminde yerine konulursa,

$$EIRP(\omega) = 4\pi \frac{|\vec{H}_{rad}(\omega)|^2 |V_T(\omega)|^2}{\eta} \quad (1.61)$$

ifadesi elde edilir.

(1.61) denkleminden de açıkça görülmektedir ki verici anten için EIRP değerinin frekansla değişimi $\vec{H}_{rad}(\omega)$ transfer fonksiyonu ve $V_T(\omega)$ giriş işareti ile orantılıdır. Bu iki parametre kullanılarak AGB uygulamalar için FCC tarafından belirlenmiş olan yayılım maskesine uygun dalga biçimine sahip işaretler oluşturulabilir.

1.6. AGB Sistemler İçin Optimizasyon Çalışmalarıyla İlgili Literatür Çalışması

Literatüre bakıldığında günümüzde AGB ile ilgili optimizasyon konusunda yapılan çalışmalara temel teşkil eden yayınlar 1980'li yıllara kadar gitmektedir. Bu bölümde bu konuda yapılan çalışmalarla ilgili kısa bir literatür özeti sunulmaktadır.

Sunulan ilk çalışmalar incelediğinde daha çok verici-alıcı arasındaki haberleşme kalitesini yükseltmek, enerji iletim verimini maksimize etmek ve farklı uygulamalara yönelik başarımların artırımı sağlayabilmek için çeşitli optimizasyon çözümleri ön plana çıkmaktadır.

[113]'te bir darbe işareti ile uyarılan herhangi bir dipol anten için uzamsal olarak belirli bir uzak alan noktasında ve belirli bir andaki elektrik alan genliğinin maksimum olmasını sağlayacak gerekli giriş işaretinin elde edilebilmesi için dalga biçimi optimizasyonu yapılmıştır. Bu çalışmada, ilk önce moment yöntemi kullanılarak dipol antenin ışıma ifadeleri frekansa bağlı olarak çıkartılmıştır. Daha sonra Langrange çarpanları yöntemi ile giriş enerjisi kısıtlaması altında belli bir bağıl bant genişliği için herhangi bir noktadan uyarılan dipol antenin herhangi bir anda ve herhangi bir noktadaki elektrik alan değerini maksimum yapacak giriş işaretinin frekansla dağılımı elde edilmiştir. Optimize edilmiş giriş işareti ve Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretin kullanılması ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak, 1 J'lük giriş enerjisi için, optimize edilmiş dalga biçiminin giriş işareti olarak kullanılması durumunda Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işarete göre bağıl bant genişliği arttıkça maksimum alan

değerinde 6 dB'ye kadar fark olduğu gösterilmiştir. Ayrıca ele alınan problemin kısa dipol anten için kapalı form çözümleri sunulmuştur.

[114]'te ise [113]'te ele alınan problem bu kez doğrusal dipol anten dizisi için irdelenmiştir. Burada, toplam giriş enerjisi kısıtlaması altında, belli bir bağıl bant genişliğinde, belli bir uzak alan noktasında ve belli bir anda maksimum elektrik alan genliğini sağlayacak optimize edilmiş giriş işaretleri anten dizisindeki her bir eleman için elde edilmiştir. Yapılan çalışmada $\lambda/2$ dipol anten elemanlarından oluşan 8 elemanlı bir dizi için %40 bağıl bant genişliğine ve 1 J'lük toplam giriş enerjisine sahip maksimum alan değerini verecek giriş dalga biçimleri elde edilmiştir. 1 J'lük toplam giriş enerjisi için dizideki elemanlar arası mesafeyle farklı yönelme açılarında herhangi bir andaki maksimum alan genliklerinin değişimi gösterilmiştir. Ayrıca, önerilen çözüm uzamsal enerji örüntüsü için yan kulak sınırlandırması durumunda da irdelenmiştir.

[115]'te belirli bir zaman aralığı ve uzak alan noktası için enerji yoğunluğunu maksimum yapacak bir dalga biçimi optimizasyonu sunulmuştur. Bu çalışmada, 8 elemanlı bir doğrusal dipol anten dizisiyle 1 J'lük toplam giriş enerjisi ve %50 bağıl bant genişliği durumunda enine ve boyuna ışına yönlerinde maksimum enerji yoğunluğu için her bir elemanın optimize edilmiş giriş dalga biçimleri ve uzamsal enerji - elektrik alan örüntüleri çıkartılmıştır. %25, %50, %100 bağıl bant genişlikleri için enine ve boyuna ışına yönlerinde belli bir zaman aralığındaki enerji yoğunluğunun toplam enerji yoğunluğuna oranının zaman aralığına göre değişimi irdelenmiştir. Burada, bağıl bant genişliği arttıkça bu oranın zaman aralığının artmasıyla maksimum oran değerine yakınsamasının daha çabuk olduğu gösterilmiştir.

[116]'da bir dipol anten için herhangi bir uzak alan noktasında zaman bölgesinde değişimi önceden belirlenmiş bir elektrik alan dağılımını elde edebilmek için gerekli olan giriş işaretleri için bir optimizasyon algoritması verilmiştir. Optimizasyon çözümü için Langrange çarpanları yöntemi kullanılmıştır.

[117]'de, Bölüm 1.5'te verilen verici antenle alıcı anten arasındaki transfer ifadelerinden yararlanılarak çeşitli optimizasyon çözümleri sunulmuştur. Bu çalışmada,

- a) Giriş enerjisi kısıtlaması altında belirli bir andaki alıcı anten çıkış işaretinin genliğini maksimum yapacak uygun giriş işareti dalga biçiminin elde edilmesi,
- b) Giriş enerjisi kısıtlaması altında alıcı anten çıkış işaretinin seçikliğinin (sharpness) maksimum olması için uygun giriş işaretinin elde edilmesi,

c) Verici anten için EIRP değeri sınırlandırılması durumunda alıcı tarafından alınan enerjinin maksimum olabilmesi için gerekli giriş işaretini dalga biçiminin elde edilmesi,

d) Verici anten için giriş işaretini genlik değeri sınırlandırılması durumunda alıcı tarafından alınan enerjinin maksimum olabilmesi için gerekli giriş işaretini dalga biçiminin elde edilmesi,

gibi problemler için kullanılabilir çözümler geliştirilmiştir.

Verilen örnek sonuçlarda, verici ve alıcı anten olarak 15 cm boyunda ve 0.02 cm yarıçapında dipol antenler kullanılmıştır. (a)'da verilen problem için, 1 J'lük giriş enerjisi ve 2 GHz'lik mutlak bant genişliğinde kayıpsız ($\sigma=\infty$) dipol anten ve $\sigma=1000$ S/m omik yüklü dipol anten için $Z_G = 50$ ohm ve $Z_L = \infty$ olması durumunda optimize edilmiş giriş işaretleri için maksimum çıkış genlikleri arasında 4.9 dB ve alınan enerji için 5.4 dB'lik bir fark ortaya çıkmaktadır. Aynı koşullarda giriş işaretini olarak Gaussian dalga biçimine sahip bir işaretin kullanılması durumunda optimize edilmiş giriş işaretine göre, maksimum çıkış genlikleri arasında kayıpsız dipol anten için 6.3 dB ve kayıplı dipol anten için 4.8 dB'lik bir düşüş olmaktadır. Ayrıca verici ve alıcı anten arasındaki transfer fonksiyonunun frekansa göre genlik dağılımının, anten iletkenliği (σ)'nin değişimine oranla alıcı yük empedansının değişiminden daha çok etkilendiği gösterilmiştir.

[118]'de bir verici-alıcı çifti için verici tarafta EIRP bant genişliği verimini maksimum yapacak giriş işaretini parametrelerinin ve alıcı tarafta en yüksek işaret algılama için gerekli olan şablon işaretinin belirlenebilmesi için 3 farklı optimizasyon modeli önerilmiştir. Önerilen modeller, dar bant ince dipol anten ve geniş bant düzlemsel dipol anten örnekleri için türevsel evrim (differential evaluation) algoritması kullanılarak gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

[119]'da belirli bir yük empedansı için bir verici-alıcı anten çifti arasında alınan enerjinin giriş enerjisine oranını maksimum yapacak uygun giriş işaretini dalga biçimini elde etmek için bir çözüm yöntemi sunulmuştur. Yapılan çalışmada, belirtilen optimizasyon problemi bir doğrusal özdeğer (linear eigenvalue) problemine dönüştürülerek kısa dipol ve küçük halka anten için Gauss-Hermite dalga biçimi temel giriş işaretini alınarak istenilen oranı maksimum yapacak optimize edilmiş dalga biçimleri elde edilmiştir.

[120] ve [121]'de dairesel ve disk dizi yapıları için yüksek açısız çözünürlüğe sahip uzamsal enerji örüntüleri sağlayacak giriş işaretini için dalga biçimi optimizasyonu yapılmıştır. Yüksek açısız çözünürlük özellikle konum belirleme ve yön bulma

uygulamaları için talep edilen bir ölçüttür. Burada, dizi yarıçapı 0.1 m, 0.6 m ve 1.2 m olan dairesel ve disk dizi yapıları için 6 farklı model üzerinden sonuçlar verilmiştir. 10 GHz'lik mutlak bant genişliği için giriş işaretleri olarak optimize edilmiş dalga biçimleri ve Gaussian dalga biçimleri kullanılması durumunda uzamsal enerji örüntülerindeki yan kulak seviyeleri arasındaki fark Tablo 3'te verilmiştir. Tablo 3'ten de görüldüğü gibi önerilen optimizasyon çözümü kullanıldığında elde edilen giriş dalga biçimleri ve Gaussian dalga biçimi arasında uzamsal enerji örüntüleri yan kulak enerji seviyelerinde 5 dB ile 32 dB arasında bir düşüş olmaktadır. Diğer bir deyişle özellikle konum belirleme ve yön bulma uygulamaları için optimize edilmiş giriş işaretleri Gaussian işarete oranla daha iyi bir girişim bastırma başarımına ve yüksek açılal çözünürlüğe sahip olmaktadır.

Tablo 3. Dairesel ve disk dizi yapıları için giriş işareti olarak optimize edilmiş işaretlerin Gaussian işarete göre enerji örüntüsü yan kulak seviyeleri arasındaki fark

Dizi Yapısı	Dizi yarıçapı (m)	Yan Kulak Seviyeleri Arasındaki Fark (dB)
Dairesel	0.1	13.24
	0.6	9.40
	1.2	8.47
Disk	0.1	5.05
	0.6	26.46
	1.2	32.75

2002 yılından sonra AGB ile ilgili optimizasyon çalışmaları, AGB sistemler için FCC tarafından belirlenen EIRP dağılımının sınır değerlerini gösteren spektral yayılım maskesine uygun spektral dağılıma sahip giriş dalga biçimleri üretme, diğer bir deyişle darbe biçimlendirme noktasında yoğunlaşmaktadır.

[122]'de FCC tarafından belirlenmiş AGB yayılım maskesine uygun frekans dağılımına sahip dalga biçimi oluşturmak için geliştirilmiş bir yöntem sunulmuştur. Bu çalışmada, frekans bölgesinde *sinc* fonksiyonu temel işaret olarak seçilip, bu temel işaretin kaydırılmış iki biçimi ile birlikte 3 işaretin birleşimi kullanılmıştır. 3 işaretin birleşimi ile elde edilen ana biçim belli bir frekansa sahip sinüzoidal işaretle modüle edilip ve gerekli faz kaydırma uygunlaştırmaları yapıldıktan sonra FCC yayılımı maskesi için istenilen

biçime sahip AGB işaret üretilmektedir. Verilen örnek sonuçlarda sunulan yöntem kullanılarak 3.1 GHz ile 10.6 GHz bandı için elde edilen dalga biçimi ile %95'e varan uygunlaştırma oranlarına ulaşıldığı belirtilmektedir.

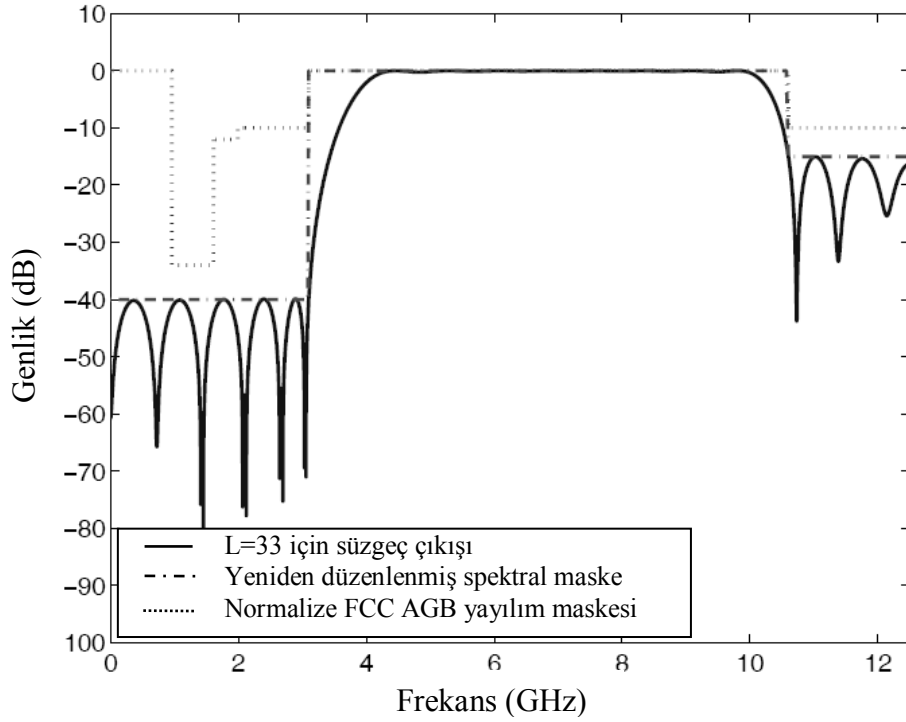
[123]'te 3.1 GHz ile 10.6 GHz aralığındaki frekans bandı için FCC yayılım maskesine uygun spektral dalga biçimine sahip ve zaman bölgesinde belli bir darbe süresiyle sınırlandırılmış işaretler üretmek için özdeğer ayrıştırma (eigenvalue decomposition) tabanlı yeni bir darbe tasarım algoritması önerilmiştir. Burada önerilen yöntemde, $|t| < T_m/2$ olmak üzere zaman bölgesinde belirli T_m süresiyle sınırlandırılmış bir işaret temel işaret olarak alınıp zaman bölgesinde örneklenmektedir. Verilen örnek sonuçlarda, $T_m = 1$ ns ve örnek sayısı da $N_s=64$ olarak alınmıştır. Yani 64 GHz'lik bir örnekleme hızı gerektirmektedir. Bu yüksek örnekleme hızı sistem gerçekleşmesini zorlaştırmaktadır.

[124-127]'de herhangi bir yayılım maskesine uygun dalga biçimi üretmek için FIR (Finite Impulse Response - Sonlu Dürtü Tepkeli) süzgeç tabanlı darbe biçimlendirme çözümleri irdelenmiştir. [124]'te ele alınan amaç iki alt optimizasyon problemi olarak düşünülmüştür. İlk olarak en küçük kareler (least squares) yöntemiyle maske dağılımına uygun dalga biçimi elde edilmiştir. Daha sonra elde edilen bu işaretin uygunluk oranını artırmak için bu dalga biçimi başlangıç noktası alınıp sinir ağları (neural network) yöntemiyle doğrusal olmayan optimizasyon problemi çözülerek sonuç dalga biçimi üretilmiştir.

[125]'te ise temel işaret olarak tek çevrimli Gaussian dağılımı seçilerek PPM (darbe konum modülasyonu - pulse position modulation) kullanılan TH (zaman atlamalı - time hopping) ve FH (frekans atlamalı - frequency hopping) AGB haberleşme sistemi için uygun frekans maskesini oluşturacak FIR süzgeç tabanlı bir darbe biçimlendirme yöntemi verilmiştir. Verilen gerçekleştirme örnekleri, tüm bant ve alt bant uygulamalar için ayrı ayrı ele alınmıştır. Bu çalışmada, yapılan tasarımda haberleşme için kullanılan anten sisteminin transfer fonksiyonunun bir türev alıcı gibi davrandığı varsayılmıştır. Bu nedenle temel işaret olarak, Gaussian işaretinin türevi alınarak elde edilen tek çevrimli Gaussian işaretin seçildiği belirtilmiştir. Ancak daha sonra bu varsayımın gerçek koşulları ne oranda sağlayacağı bir soru olarak vurgulanmıştır.

[126]'da yapılan çalışmada [125]'te verilen FIR süzgeç tasarımından yola çıkılarak PAM (darbe genlik modülasyonu - pulse amplitude modulation) kullanılan TH AGB haberleşme sistemleri için darbe biçimlendirme sürecini, konveks alt problemler olarak ele

alan bir optimizasyon çözümü yapılmıştır. Burada, optimizasyon çözümü için SDP (yarı belirli programlama – semidefinite programming) tabanlı bir yöntem kullanılmıştır. Temel işaret olarak tek çevrimli Gaussian işaret seçilmiştir. Verilen örnek sonuçlarda, Tablo 4’te gösterildiği gibi süzgeç boyu (süzgeç katsayı adedi) L ’ye bağlı olarak %85’lere varan bir başarımla elde edilmiştir. Şekil 1.15’te $L=33$ için elde edilen süzgeç çıkışı ve normalize FCC yayılım maskesi karşılaştırılmıştır.



Şekil 1.15. $L=33$ için süzgeç çıkışının spektral dağılımı

Tablo 4. Süzgeç boyuna göre başarımla oranı [126].

L	Başarımla (%)
33	83.77
36	84.97
37	85.47

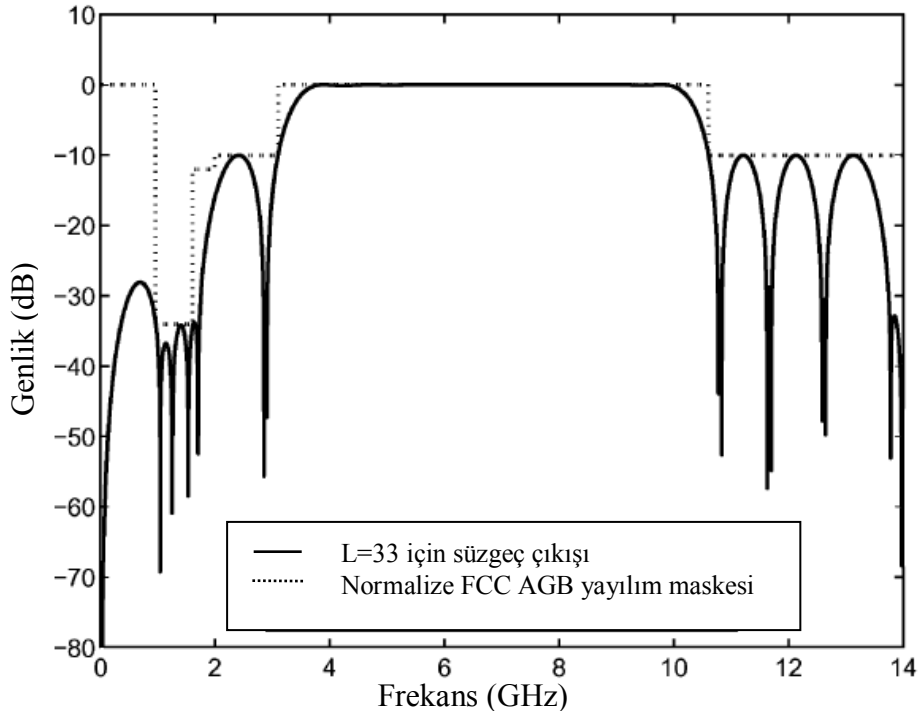
[127]'de ise [126]'nın devamı olarak PAM kullanılan TH AGB sistemler için FCC yayılım maskesine uygun dalga biçimine sahip çıkış işaretleri üreten iki farklı FIR süzgeç tasarımı önerilmiştir. Tek çevrimli Gaussian işaret temel işaret alınarak her iki tasarım için

üretileen sonuçların başarımlı ile [123] ve [125]'te verilen yöntem kullanılarak elde edilen sonuçların başarımlı oranları karşılaştırılmıştır. Tablo 5'te görüldüğü gibi burada önerilen her iki model de diğerlerine göre daha yüksek başarımlı sağlamaktadır. Tablo 5'teki bütün süzgeç tasarımları için süzgeç boyu $L=33$ olarak alınmıştır.

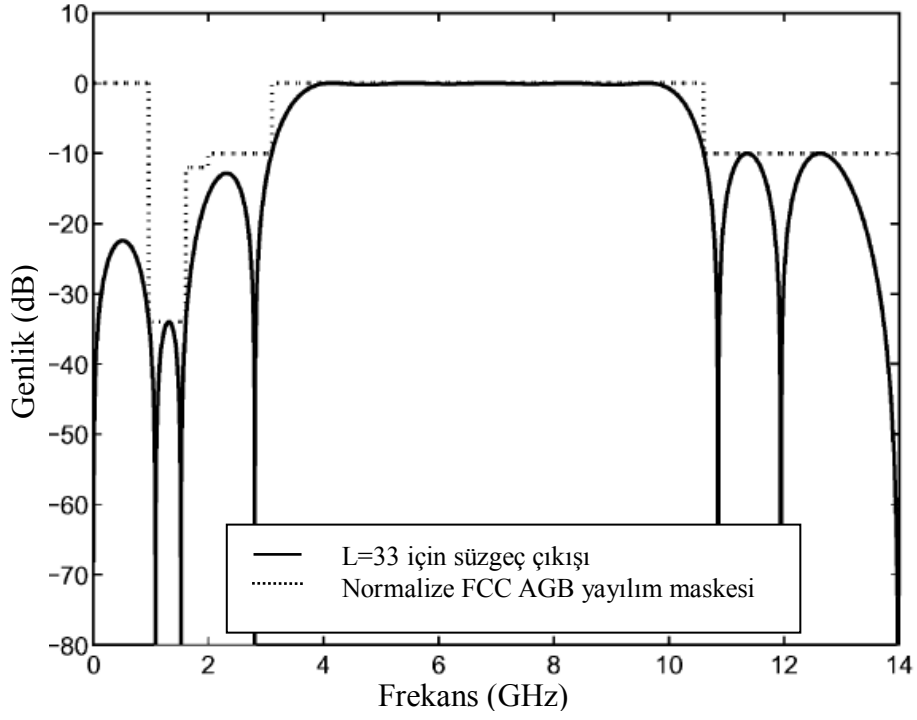
Tablo 5. [123], [125] ve [127] de önerilen yöntemler kullanılarak elde edilen dalga biçimlerinin FCC yayılmı maskesine uygunluk oranları [127].

Yöntem	Başarımlı (%)
Yöntem 1 [127]	92.16
Yöntem 2 [127]	88.98
Yöntem 3 [125]	72.41
Yöntem 4 [123]	32.11

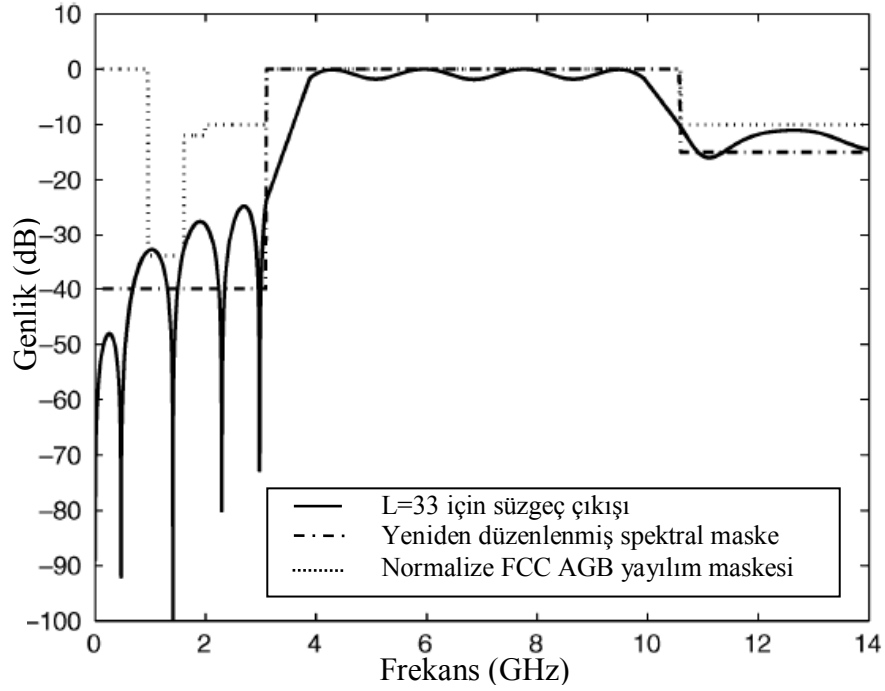
Şekil 1.16 - Şekil 1.19'da Tablo 5'te verilen yöntemler için başarımlı sonuçlarını sağlayan dalga biçimlerinin frekansa göre dağılımları verilmiştir [127].



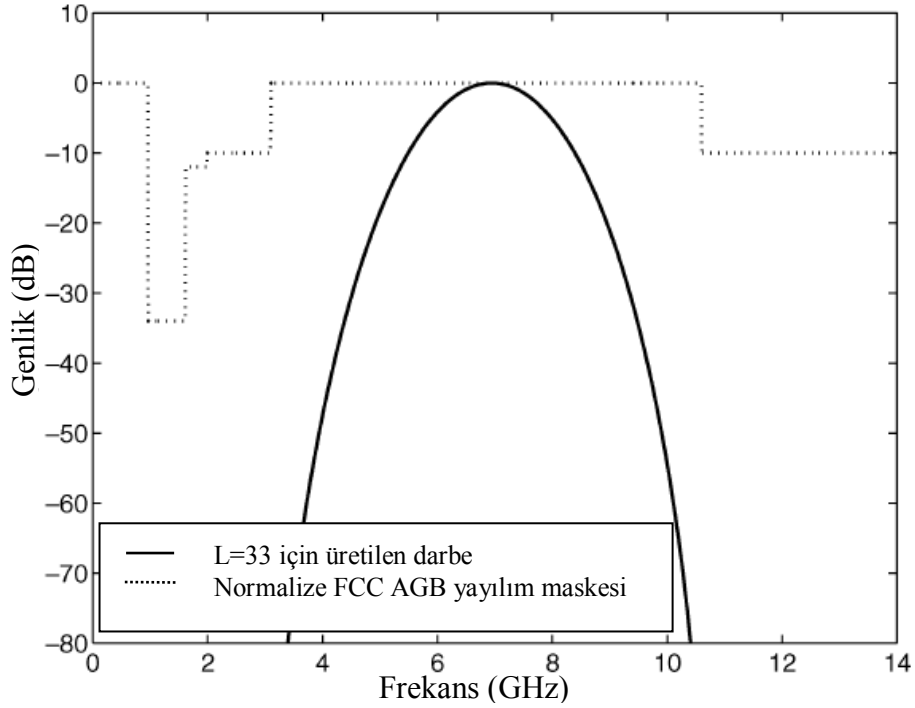
Şekil 1.16. Yöntem 1 ile elde edilen dalga biçiminin spektral dağılımı



Şekil 1.17. Yöntem 2 ile elde edilen dalga biçiminin spektral dağılımı



Şekil 1.18. Yöntem 3 ile elde edilen dalga biçiminin spektral dağılımı



Şekil 1.19. Yöntem 4 ile elde edilen dalga biçiminin spektral dağılımı

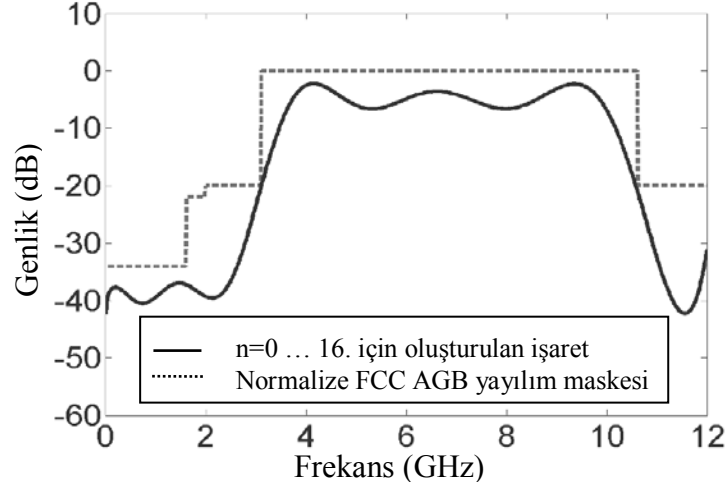
[127]'de yapılan çalışmada ayrıca OFDMA (dikgen frekans paylaşımli çoklu erişim – orthogonal frequency division multiple access) sistemler için dikgen darbe biçimleri elde etmek amacıyla önerilen iki farklı süzgeç tasarımı da irdelenmiştir.

[125-127]'de yapılan çalışmalarda dikkat çekilen bir nokta da, [123]'te önerilen yöntemin gerçekleşmesi esnasında gerekli olan yüksek örnekleme hızının sistem tasarımını zorlaştırmasıdır. Fakat bu çalışmalarda önerilen yöntemlerle daha düşük örnekleme hızlarıyla yüksek başarımlar elde edilebileceği belirtilmektedir.

[128-130]'da verilen çalışmalarda ise FCC yayılım maskesine uygun spektral dağılıma sahip darbe biçimleri elde etmek için değiştirilmiş hermite polinomları (MHP-modified hermite polynomials)'ni kullanarak uygun dalga biçimleri üreten yeni yaklaşımlar sunulmuş ve başarımları irdelenmiştir.

[131-133]'te yapılan çalışmalarda, şu ana kadar ağırlıklı olarak önerilen süzgeç tasarımına dayanan çözümler yerine, bir temel işaret seçilerek bu işaretin farklı parametre değerleri için doğrusal birleşimini esas alan yöntemler önerilmiştir. [131]'de FCC maskesine uygun spektral dağılıma sahip dalga biçimleri elde etmek için temel işaret olarak Gaussian dalga biçimi seçilmiş ve bu temel işaretin türevlerinin uygun genlik

katsayıları ile çarpılarak doğrusal birleşimi çözüm olarak sunulmuştur. Burada uygun genlik katsayılarını bulabilmek için optimizasyon yöntemi olarak LSM (en küçük kareler yöntemi – least square method) kullanılmıştır.

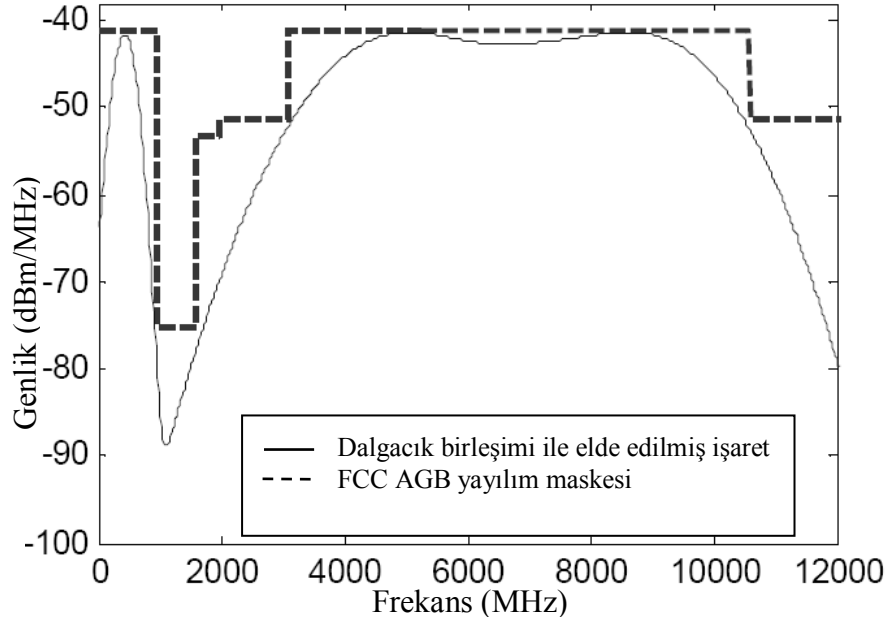


Şekil 1.20. Gaussian işaret ve türevlerinin birleşiminden elde edilen işaretin spektral dağılımı

Gaussian temel işaretinin türevini almak için iletim hatları kullanılarak oluşturulan bir analog mikrodalga türev alıcı tasarlanmıştır. Ancak çalışmada verilen türev alıcı yapı türev mertebesi arttıkça çıkış işaretinde gerçek sonuca göre bozulmalar meydana getirmektedir. Diğer bir sorunda kullanılan işaretin bant genişliği arttıkça kullanılan yapı bu bant genişliği için yeterli olmamaktadır. Şekil 1.20’de, n türev mertebesini göstermek üzere $n=0-16$ arasında önerilen yöntem kullanılarak 17 işaretin birleşiminden oluşan dalga biçimi gösterilmektedir.

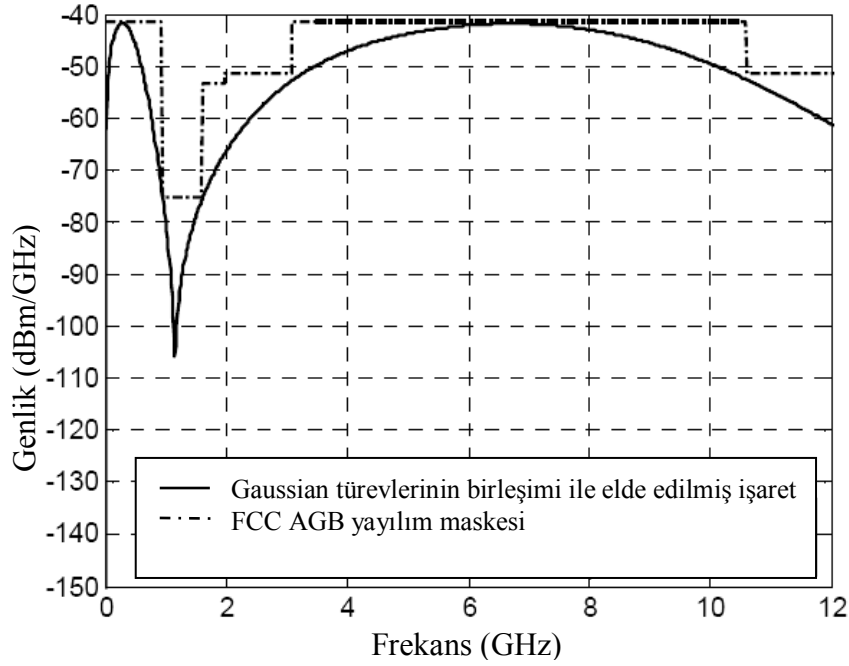
[132]’de istenilen dalga biçimine ulaşmak için yeni bir yinelemeli dalgacık birleşim algoritması sunulmuştur. Bu çalışmada, temel işaret olarak Morlet dalgacığı kullanılmıştır. Verilen yöntemde önce kullanılacak her dalgacık için Morlet dalgacık fonksiyonuna ait dönüşüm, genişleme ve spektral kayma faktörleri FCC maskesinin köşe noktalarından yararlanılarak uygun şekilde belirlenmektedir. Daha sonra belirlenen bu dalgacıkların birleşimi için genlik optimizasyonu gerçekleştirilmektedir. Bunun için LMMSE (doğrusal en küçük ortalama karesel hata – linear minimum mean square error) tekniği kullanılmaktadır. Şekil 1.21’de verilen örnek sonuç için 5 Morlet dalgacığı kullanılarak %91.97’lik bir uygunluk başarımı elde edilmiştir. Bu çalışmada ayrıca elde edilen dalga

biçiminin PPM-TH AGB sistemler için başarımı farklı yöntemlerle üretilen dalga biçimlerinin başarımıyla karşılaştırılmış ve daha iyi sonuçlar verdiği belirtilmiştir.



Şekil 1.21. Morlet dalgacık birleşimi ile elde edilen işaretin spektral dağılımı

[133]'te ise [131]'de olduğu gibi Gaussian dalga biçiminin türevleri kullanılarak elde edilen bir yinelemeli birleşim algoritması önerilmiştir. Yapılan çalışmada, Şekil 1.22'de verilen sonuç için $n=1\dots 8$ 'e olmak üzere n . dereceden Gaussian işaretin türevi olan 8 dalga biçimi için en uygun darbe genişliği ve darbe genliği değerleri önerilen yinelemeli algoritma kullanılarak elde edilmiştir.



Şekil 1.22. Gaussian işaretin türevlerinin birleşiminden elde edilen işaretin spektral dağılımı

[122-133]'teki gibi FCC EIRP yayılım maskesine uygun dalga biçimleri elde etmek için yapılan çalışmaların büyük çoğunluğunda önerilen optimizasyon çözümlerinde kullanılan anten sistemi ideal olarak kabul edilmiş ve aslında dikkate alınması gereken antenlerin transfer tepkelerinin yayımlanan işaretin EIRP dağılımı üzerindeki bozucu etkisi göz ardı edilmiştir. [134-137]'de verilen çalışmalar AGB sistemler üzerinde antenlerin etkisini irdelemekte ve bahsedilen giriş işaretinin spektral güç dağılımındaki bozucu etkiyi hesaba katarak giderilmesini amaçlayan bazı darbe biçimlendirme yöntemleri içermektedir.

[134]'te farklı anten modelleri kullanılarak AGB sistemlerde kullanılan anten sisteminin transfer karakteristiğinin haberleşme başarımı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Örnek olarak düzlemsel dipol anten ve yuvarlatılmış diamond anten kullanılmıştır. Burada yapılan çalışmada bir verici-alıcı çifti için kullanılan antenlerin SNR (işaret gürültü oranı – signal noise ratio) değerlerine etkisi gösterilmiştir. Verilen sonuçlarda 5 farklı durum için SNR oranlarındaki değişim irdelenmiştir.

1. durum: Verici tarafta giriş işareti olarak ideal FCC dağılımı kullanılmış ve verici-alıcı anten olarak ideal anten (frekansa göre düz bir genlik tepkesine sahip anten) kullanıldığı varsayılmıştır.

2. durum: Verici tarafta giriş işareti olarak ideal FCC dağılımı kullanılmış ve verici-alıcı anten olarak yuvarlatılmış diamond anten kullanıldığı varsayılmıştır.

3. durum: Verici tarafta giriş işareti olarak FCC yayılım maskesine uygun olarak üretilmiş bir işaret dağılımı kullanılmış ve verici-alıcı anten olarak yuvarlatılmış diamond anten kullanıldığı varsayılmıştır.

4. durum: Verici tarafta giriş işareti olarak FCC yayılım maskesine uygun olarak üretilmiş bir işaret dağılımı kullanılmış ve verici-alıcı anten olarak düzlemsel dipol anten kullanıldığı varsayılmıştır.

5. durum: Verici tarafta giriş işareti olarak FCC yayılım maskesine uygun tek çevrimli Gaussian işareti kullanılmış ve verici-alıcı anten olarak düzlemsel dipol anten kullanıldığı varsayılmıştır.

Tablo 6’da yukarıda verilen 5 durum için SNR değerlerinin değişimi gösterilmiştir.

Tablo 6. 5 farklı durum için SNR değerleri

Durum	SNR (dB)
1. durum	0
2. durum	-1.5
3. durum	-3.5
4. durum	-6.3
5. durum	-7.9

[135]’te ise tasarlanan bir AGB anten örneği için uygun giriş işaretinin elde edilebilmesine yönelik bir sayısal yordam sunulmuştur. Burada, öncelikle verilen anten için FCC tarafından belirlenen sınır EIRP değerlerini aşmayacak şekilde olması gereken giriş gücünün spektral dağılımı çıkartılmıştır. Daha sonra bu dağılımı sağlayacak giriş işareti dalga biçimi zaman bölgesinde Gaussian işaretlerin doğrusal birleşimi kullanılarak LMMSE yöntemiyle oluşturulmuştur.

[136]’da öncelikle yukarıda bazı örnekleri verilen -anten sisteminin işaret yayılımı üzerindeki etkisini dikkate almadan- FCC yayılım maskesine uygun dalga biçimi elde etmek için yapılan çalışmalar hakkında bir literatür bilgisi verilmiştir. Daha sonra AGB sistemlerde kullanılan antenlerin frekans karakteristiklerinin yayımlanan işaretin spektral dağılımı üzerinde ihmal edilemeyecek kadar önemli ölçüde bir bozulmaya neden olduğu vurgulanmıştır. Bu nedenle, bu çalışmada antenin bozucu etkisini de hesaba katan bir darbe

biçimlendirme tekniği önerilmiştir. Önerilen yöntem dikgen dalgacık tabanlı bir darbe biçimlendirme çözümdür. Verilen yöntemde temel işaret olarak Meyer dalgacığı kullanılmıştır. Üretilen örnek dalga biçimleri için antenin bozucu etkisinin giderilmiş ve giderilmemiş olduğu durumlarda elde edilen sonuçlar irdelenmiştir.

[137]'de [136]'da olduğu gibi anten sisteminin yayımlanan işaretin spektral dağılımı üzerindeki bozucu etkisi üzerinde durulmuştur. Bu nedenle anten transfer fonksiyonu da dikkate alınarak önerilen çözüm yöntemiyle [125] ve [126]'daki yöntemlere göre daha yüksek bir başarımla sağlandığı belirtilmiştir.

Bölüm 1.5'te belirtildiği gibi AGB sistemler için kullanılan anten sisteminin spektral olarak düz bir genlik tepkesine sahip olması idealde olması istenen durumdur. Bu nedenle AGB sistemler için dalga biçimi oluşturma çalışmalarının çoğunda anten sisteminin bu ideal duruma sahip olduğu kabul edilir. (1.61)'de verilen EIRP ifadesi incelendiğinde, anten çıkışındaki yayımlanan işaretin spektral EIRP dağılımı antenin transfer fonksiyonu $\vec{H}_{rad}(\omega)$ ve giriş işareti $V_T(\omega)$ ile ilişkilidir. Çoğunlukla uygun EIRP dağılımı elde etmek için $|\vec{H}_{rad}(\omega)|=1$ kabul edilerek $V_T(\omega)$ dağılımı üzerinden optimizasyon çalışmaları yapılmaktadır. Ancak gerçekte $\vec{H}_{rad}(\omega)$ dağılımı bu ideal durum kabulünden farklı olduğu için üretilen giriş işaretinin spektral güç dağılımında anten çıkışında bozulmalar meydana gelmekte ve yayılım maskesine uygunluk verimi düşmektedir.

Bu tezde, anten transfer fonksiyonunda meydana gelen bu ideal durumdan sapmaların en aza indirgenmesi ve EIRP dağılımı üzerindeki bozucu etkilerin azaltılarak başlangıçtaki giriş dalga biçimi ile elde edilen yayılım maskesine uygunluk veriminin aynı kalması hedeflenmiştir. Bu nedenle anten sisteminin önüne yerleştirilen bir uygunlaştırma bloğu ile $|\vec{H}_{rad}(\omega)|=1$ varsayımına en yakın transfer fonksiyonunun gerçekleştirilmesi amacıyla bir transfer fonksiyonu optimizasyon modeli ve çözümü sunulmuştur. Önerilen modelde optimizasyon problemi için bir amaç fonksiyonu oluşturulmuş ve bu amaç fonksiyonu doğrusal olmayan en küçük kareler (NLS- Nonlinear Least Squares) problemi olarak ele alınıp en küçük karesel hata için parametre değerlerinin kestirimi yapılmıştır. Bu parametre değerlerinin kestirimi için kullanılacak bazı doğrusal olmayan en küçük kareler yöntemleri (NLSA - Nonlinear Least Squares Algorithms) hakkında Bölüm 1.7'de bilgi verilmektedir.

1.7. Doğrusal Olmayan En Küçük Kareler Problemi İçin Çözüm Yöntemleri

Bir optimizasyon probleminde,

$$\min_{x \in \mathbb{R}^n} f(x) = \frac{1}{2} r(x)^T r(x) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m (r_i(x))^2 \quad , \quad m \geq n \quad (1.62)$$

şeklinde verilen amaç fonksiyonu için eğer $r(x)$, x 'e bağlı doğrusal olmayan bir fonksiyon ise (1.62) ile verilen problem bir doğrusal olmayan en küçük kareler problemi olarak tanımlanır. (1.62) ifadesiyle verilen problem, m adet doğrusal olmayan denklem şeklinde,

$$r_i(x) = 0 \quad , \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (1.63)$$

olarak yazılabilir. Burada $r_i(x)$ kalan hata (residual) fonksiyonu olarak adlandırılır.

Doğrusal olmayan en küçük kareler problemleri veri uydurma, parametre kestirimi, fonksiyon yaklaşımı gibi optimizasyon çözümlerinde yaygın olarak karşılaşılan problemlerdir. Örneğin, (t_i, y_i) $i = 1, 2, \dots, m$ şeklinde verilen bir veri kümesi için $f_a(t, x)$ ile tanımlı bir doğrusal olmayan fonksiyon uydurulmak istenirse,

$$r_i(x) = f_a(t_i, x) - y_i \quad , \quad i = 1, \dots, m \quad (1.64)$$

olarak tanımlanan kalan hata fonksiyonu için problem,

$$\min \sum_{i=1}^m (f_a(t_i, x) - y_i)^2 \quad (1.65)$$

şeklinde ifade edilir. Bu tarz problemlerin çözümünde genellikle Newton's yöntemleri kullanılır [138].

1.7.1. Gauss-Newton Yöntemi

Newton's yöntemleri genel olarak birinci ve ikinci türevleri kullanan çözüm yöntemleridir. (1.62) denkleminde verilen amaç fonksiyonu $f(x)$, 2. dereceden yaklaşım modeli (quadratic model) ile,

$$f(x) \approx f(x_k) + (x - x_k)^T g(x_k) + \frac{1}{2} (x - x_k)^T G(x_k) (x - x_k) \equiv q(x) \quad (1.66)$$

şeklinde x_k noktası civarında seri açılım şeklinde yazılabilir.

Burada $g(x)$, $f(x)$ 'in gradyanı olup,

$$g(x) = \nabla f(x) = \sum_{i=1}^m r_i(x) \nabla r_i(x) = J(x)^T r(x) \quad (1.67)$$

dir. $G(x)$ ise $f(x)$ 'in Hessian matrisini ifade eder ve

$$\begin{aligned} G(x) &= \sum_{i=1}^m (\nabla r_i(x) \nabla r_i(x)^T + r_i(x) \nabla^2 r_i(x)) \\ &= J(x)^T J(x) + S(x) \end{aligned} \quad (1.68)$$

ile verilir. (1.68) denklemindeki $S(x)$,

$$S(x) = \sum_{i=1}^m r_i(x) \nabla^2 r_i(x) \quad (1.69)$$

olarak açılabilir. (1.67) ve (1.68) denklemlerindeki $J(x)$ ise $r(x)$ fonksiyonunun Jacobian matrisidir ve

$$J(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_1(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial r_1(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial r_1(x)}{\partial x_n} \\ \frac{\partial r_2(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial r_2(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial r_2(x)}{\partial x_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial r_m(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial r_m(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial r_m(x)}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (1.70)$$

şeklinde elde edilir. (1.66) ifadesi (1.67) ve (1.68) denklemlerinden yararlanılarak,

$$q(x) = \frac{1}{2} r(x_k)^T r(x_k) + (x - x_k)^T (J(x_k)^T r(x_k)) + \frac{1}{2} (x - x_k)^T (J(x_k)^T J(x_k) + S(x_k))(x - x_k) \quad (1.71)$$

olarak açılabilir. $q(x)$ fonksiyonunun minimum noktası için $\nabla q(x)=0$ olacağından,

$$\nabla q(x) = g(x_k) + G(x_k)(x - x_k) = 0 \quad (1.72)$$

ifadesinden

$$x_{k+1} = x_k - G(x_k)^{-1} g(x_k) \quad (1.73)$$

olarak elde edilir. (1.67) ve (1.68) denklemleri (1.73) denkleminde yerine konulursa,

$$x_{k+1} = x_k - (J(x_k)^T J(x_k) + S(x_k))^{-1} J(x_k)^T r(x_k) \quad (1.74)$$

olur. Bu çözüm genel Newton's yöntemini ifade eder. Newton's yönteminin dezavantajı Hessian matrisi $G(x)$ 'deki ikinci dereceden türev içeren $S(x)$ teriminin hesaplamasının zorluğudur. Bu nedenle hesaplamayı azaltmak için $S(x)$ terimi ihmal edilerek (1.71) denklemi,

$$\begin{aligned}
q(x) &= \frac{1}{2} r(x_k)^T r(x_k) + (x - x_k)^T (J(x_k)^T r(x_k)) \\
&+ \frac{1}{2} (x - x_k)^T (J(x_k)^T J(x_k)) (x - x_k)
\end{aligned} \tag{1.75}$$

olarak ele alınırsa,

$$x_{k+1} = x_k + d_k = x_k - (J(x_k)^T J(x_k))^{-1} J(x_k)^T r(x_k) \tag{1.76}$$

şekline dönüşür. Bu çözüm ise Gauss-Newton yöntemi olarak bilinir. (1.76) çözümündeki d_k terimi bir sonraki x_k için değişim miktarını gösterir [138, 139].

Aşağıda Gauss-Newton çözümü için gerçekleştirilecek iterasyon adımları gösterilmiştir.

1. adım : $k=0$ için x_0 başlangıç değerini ve tolerans değerini $\varepsilon > 0$ belirle.
2. adım : Eğer $\|g(x_k)\| \leq \varepsilon$ ise iterasyonu bitir.
3. adım : $(J(x_k)^T J(x_k))d_k = -J(x_k)^T r(x_k)$ 'yi d_k için çöz.
4. adım : $x_{k+1} = x_k + d_k$ yap ve 2. Adım'a dön.

Burada, $\|X\|$ ifadesi X 'in norm'unu gösterir ve genel ifadesi,

$$\|X\|_p = \left(\sum_{i=1}^n |X_i|^p \right)^{1/p} \tag{1.77}$$

şeklinde verilir [138].

1.7.2. Levenberg-Marquardt Yöntemi

Newton's yöntemindeki potansiyel bir sorunda (1.73) ile verilen çözüm ifadesindeki $G(x)$ Hessian matrisinin pozitif tanımlı olmaması durumunda yöntemin azalan yönde belirli bir noktaya doğru yakınsamamasıdır. Aynı sorunla Gauss-Newton yöntemi için (1.76) çözümündeki $(J(x)^T J(x))$ matrisinin pozitif tanımlı olmaması durumunda karşılaşılır.

Bu nedenle (1.76) ile verilen Gauss-Newton çözümü,

$$x_{k+1} = x_k + d_k = x_k - (J(x_k)^T J(x_k) + \mu_k I)^{-1} J(x_k)^T r(x_k) \quad (1.78)$$

şeklinde bir değişimle tersi alınacak matris ifadesinin pozitif tanımlı olması sağlanır. Bu çözüm Levenberg-Marquardt yöntemi olarak bilinir. (1.78) ifadesindeki μ_k terimi , $\mu_k \geq 0$ ile tanımlı bir değerdir. I terimi ise birim matrisi ifade eder. Uygulamada μ_k çok küçük bir değerle başlatılır ve iterasyon azalan yönde belli bir noktaya yakınsayınca $(f(x_{k+1}) < f(x_k))$ kadar artırılır [139].

1.7.3. Güvenli Bölge Yöntemi

Gauss-Newton yöntemi aslında doğrusal olmayan en küçük kareler problemi için bir doğrusallaştırma yöntemidir. Ancak bu doğrusallaştırma işlemi bütün $(x-x_k)$ 'lar için geçerli değildir. Bu nedenle (1.66) ifadesindeki yaklaşım modeli için alınacak $(x-x_k)$ değerinin doğrusallaştırma işlemini gerçekleyen bir bölge içinde olması sağlanmalıdır.

Bu kısıtlamadan dolayı Gauss-Newton yönteminde, amaç fonksiyonu yaklaşım modeli olarak ele alınan (1.75) ifadesindeki $q(x)$ fonksiyonu için optimizasyon problemi belli bir $(x-x_k)$ kısıtlaması altında,

$$\begin{aligned} \min \quad q(x) &= \frac{1}{2} r(x_k)^T r(x_k) + (x - x_k)^T (J(x_k)^T r(x_k)) \\ &\quad + \frac{1}{2} (x - x_k)^T (J(x_k)^T J(x_k)) (x - x_k) \\ \text{s.t.} \quad \|x - x_k\| &\leq \Delta_k \end{aligned} \quad (1.79)$$

şeklinde tanımlanır. $\{x : \|x - x_k\| \leq \Delta_k\}$ ile verilen bu kısıtlanmış bölgeye güvenli bölge (Trust-Region, TR) adı verilir. (1.79) ile verilen çözüm modeli de TR yöntemi olarak adlandırılır. (1.79)'daki Δ_k terimi mevcut iterasyon için seçilen TR yarıçapını ifade eder ve $\Delta_k > 0$ ile tanımlıdır. Uygulamada genellikle Δ_k değeri mümkün olduğunca büyük alınarak iterasyona başlanır ve bir sonraki iterasyon adımı için Δ_k değeri,

$$r_k = \frac{A_{redk}}{P_{redk}} \quad (1.80)$$

oranına göre güncellenir. Burada,

A_{redk} : Gerçek indirgeme (actual reduction) değerini

P_{redk} : Tahmini indirgeme (predicted reduction) değerini

ifade eder ve

$$A_{redk} = f(x_k) - f(x_k + d_k) \quad (1.81)$$

$$P_{redk} = q(x_k) - q(x_k + d_k) \quad (1.82)$$

olarak tanımlanır [138].

r_k oranı amaç fonksiyonu $f(x)$ ile yaklaşım modeli $q(x)$ arasındaki uygunluğu belirtir. Eğer r_k , 1'e yakınsa bu uygunluğun iyi olduğunu ve bir sonraki iterasyon için tanımlanan güvenli bölgenin genişletilebileceğini gösterir. Eğer r_k , sıfıra yakın veya negatifse bir sonraki iterasyon için güvenli bölgenin daraltılması gerekir. r_k 'nin diğer durumları için güvenli bölge değiştirilmez.

Aşağıda TR tipi Levenberg-Marquardt yöntemi için gerçekleştirilecek iterasyon adımları gösterilmiştir [138].

1. adım : $k=0$ için x_0 , $\bar{\Delta} > 0, \Delta_0 \in (0, \bar{\Delta})$ TR bölgesini ve yarıçapını, tolerans değeri

$\varepsilon > 0$, $0 < \varsigma_1 \leq \varsigma_2 < 1$ ve $0 < \gamma_1 < 1 < \gamma_2$ değerlerini belirle.

2. adım : Eğer $\|g(x_k)\| = \|J(x_k)^T r(x_k)\| \leq \varepsilon$ ise iterasyonu bitir.

3. adım : $(J(x_k)^T J(x_k) + \mu_k I)d_k = -J(x_k)^T r(x_k)$ 'yi d_k için çöz.

4. adım : $r_k = \frac{A_{redk}}{P_{redk}}$ oranını hesapla.

5. adım : Eğer $r_k < \varsigma_1$ ise $\Delta_k = \gamma_1 \Delta_k$ yap ve 3. Adım'a dön.

6. adım : $x_{k+1} = x_k + d_k$ ve

$$\Delta_{k+1} = \begin{cases} \min\{\gamma_2 \Delta_k, \bar{\Delta}\} & , \quad r_k \geq \varsigma_2 \text{ ve } \|d_k\| = \Delta_k \\ \Delta_k & , \quad \text{diğer} \end{cases} \text{ yap.}$$

7. adım : $k=k+1$ yap ve 2. Adım'a dön.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE İRDELEME

2.1. Giriş

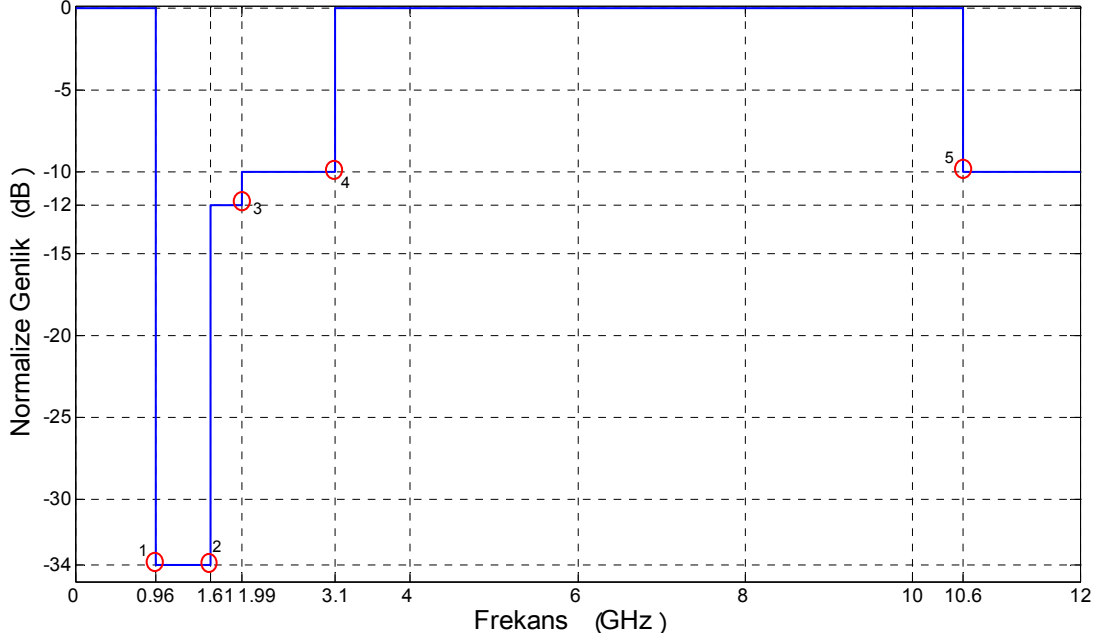
Genel bilgiler bölümünde, AGB ile ilgili bazı temel kavramlar, uygulama alanları, yayılım standartları hakkında bilgiler verilmiştir. Kullanılan temel dalga biçimleri gösterilmiş ve yayılım standartlarına uygun dalga biçimi oluşturma çalışmaları ile ilgili literatür bilgileri sunulmuştur. AGB uygulamalarında haberleşme başarımını etkileyen en önemli faktörlerden biri olan anten sisteminin etkisi üzerinde durulmuştur. Ayrıca yapılan çalışmalarda kullanılacak doğrusal olmayan en küçük kareler problemleri için uygulanabilecek bazı optimizasyon yöntemleri ile ilgili bilgiler sunulmuştur.

Yapılan çalışmalarda ilk olarak Bölüm 2.2’de, FCC tarafından belirlenmiş AGB yayılım maskesine uygun dalga biçimlerinin üretilebilmesi için bir doğrusal işaret birleşimi modeli kurulmuş ve ilgili matematiksel ifadeler çıkartılmıştır. Verilen model kullanılarak bazı frekans bölgeleri için elde edilen sonuçlar sunulmuştur. Bölüm 2.3’te, AGB işaret yayılımında kullanılacak örnek anten sistemi için moment yöntemiyle ışınma süreçlerinin analizi yapılmıştır. Bölüm 2.4’te, üretilen AGB işaretlerin tasarlanan anten sisteminden yayılımı ve anten transfer fonksiyonunun bozucu etkisi gösterilmiştir. Bölüm 2.5 – Bölüm 2.8’de, ise anten sisteminin bozucu etkisini azaltmak için önerilen optimizasyon modeli ve çözümü verilerek başarımların irdelemesi yapılmıştır.

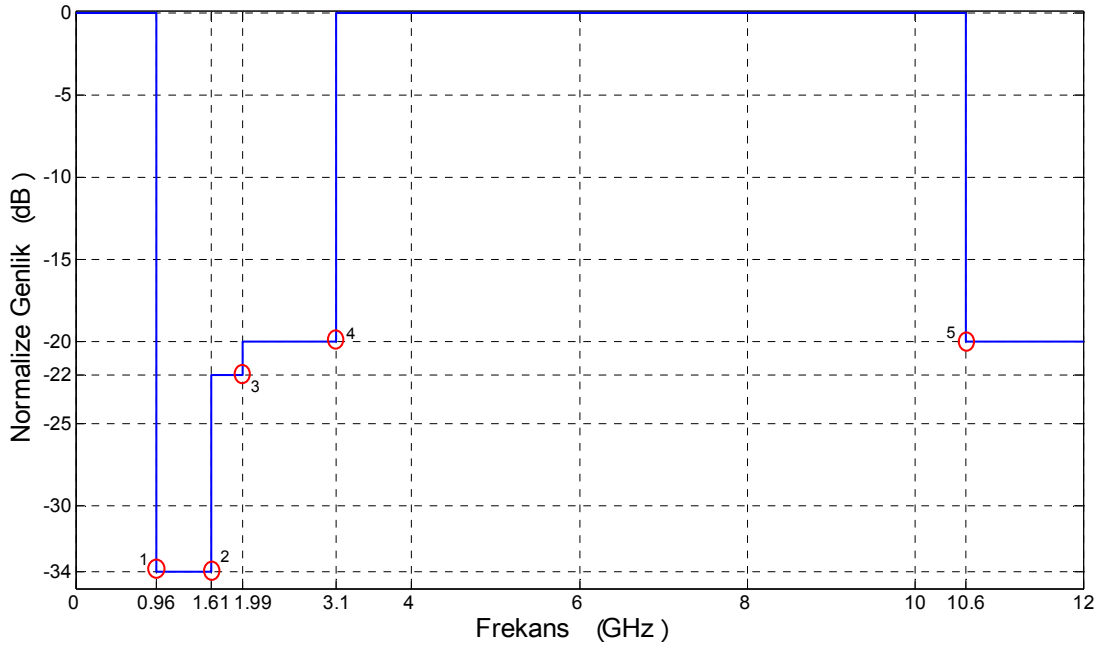
2.2. Doğrusal İşaret Birleşimi İle Dalga Biçimi Oluşturma

[131-133] ve [136]’da verilen çalışmalarda kullanılan doğrusal işaret (veya dalgacık) birleşimi yöntemi ile seçilen temel bir işaret üzerinden frekans bölgesinde uygun genlik değerleri, işaret bant genişlikleri ve spektral konumları belirlenerek çoklu sayıda işaretin birleşimi yoluyla istenilen işaret dalga biçimi elde edilmesi hedeflenmektedir. İşaret bant genişlikleri ve spektral konumlar ile ilgili parametreler Şekil 2.1 ve Şekil 2.2’de verilen normalize FCC yayılım maskelerinde belirtilen 1,2,3,4 ve 5 nolu köşe noktalarından yararlanılarak belirlenir. Kullanılacak işaretler için genlik değerleri ise çeşitli optimizasyon

teknikleriyle elde edilebilir. Seçilen temel işaret veya dalgacık fonksiyonuna bağlı olarak kullanılan işaret sayısı ve spektrum kullanma verimi değişmektedir.



Şekil 2.1. Bina içi haberleşme için güç değeri olarak normalize FCC AGB yayılım maskesi

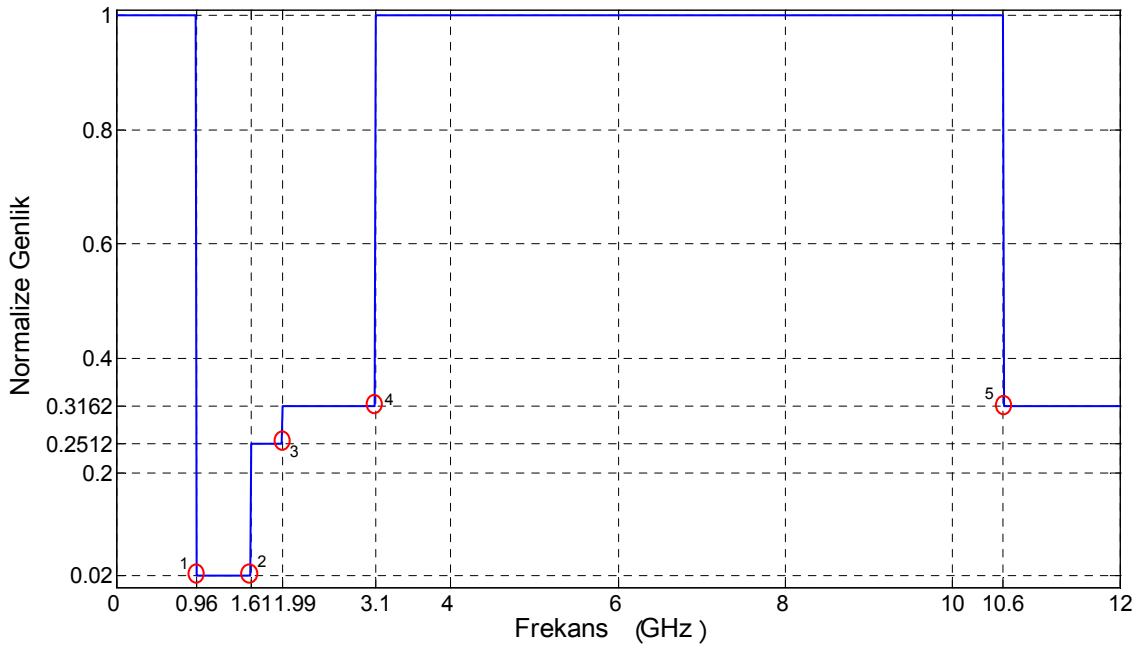


Şekil 2.2. Bina dışı haberleşme için güç değeri olarak normalize FCC AGB yayılım maskesi

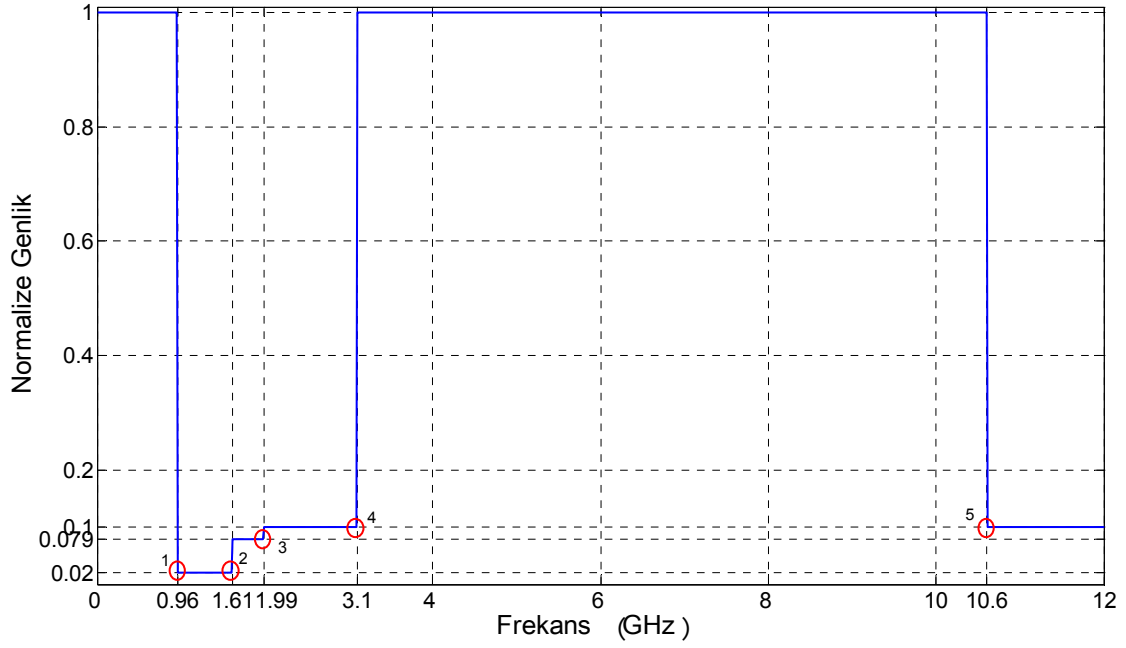
Bu bölümde yapılan çalışmalarda Şekil 1.1 ve Şekil 1.2’de verilen EIRP spektral dağılımları normalize edilerek kullanılmıştır. Şekil 2.1 ve Şekil 2.2’de verilen normalize FCC EIRP spektral dağılımı ($NEIRP_{FCC}$)’nda gösterilen 1,2,3,4 ve 5 nolu köşe noktaları dalga biçimi oluşturma çalışmalarında temel alınan güç-frekans noktalarıdır. Ancak burada kullanılacak olan doğrusal işaret birleşimi modeli için güç değerleri üzerinden normalize edilmiş spektral dağılım yerine Şekil 2.3 ve Şekil 2.4’te verilen giriş işaret genliğinin normalize spektral dağılımı (V_{FCC}) üzerindeki köşe noktaları esas alınmaktadır. Bu köşe noktaları temel dalga biçimi için aşılmaması gereken sınır noktalarıdır.

$$V_{FCC}(f) = \sqrt{NEIRP_{FCC}(f)} \quad (2.1)$$

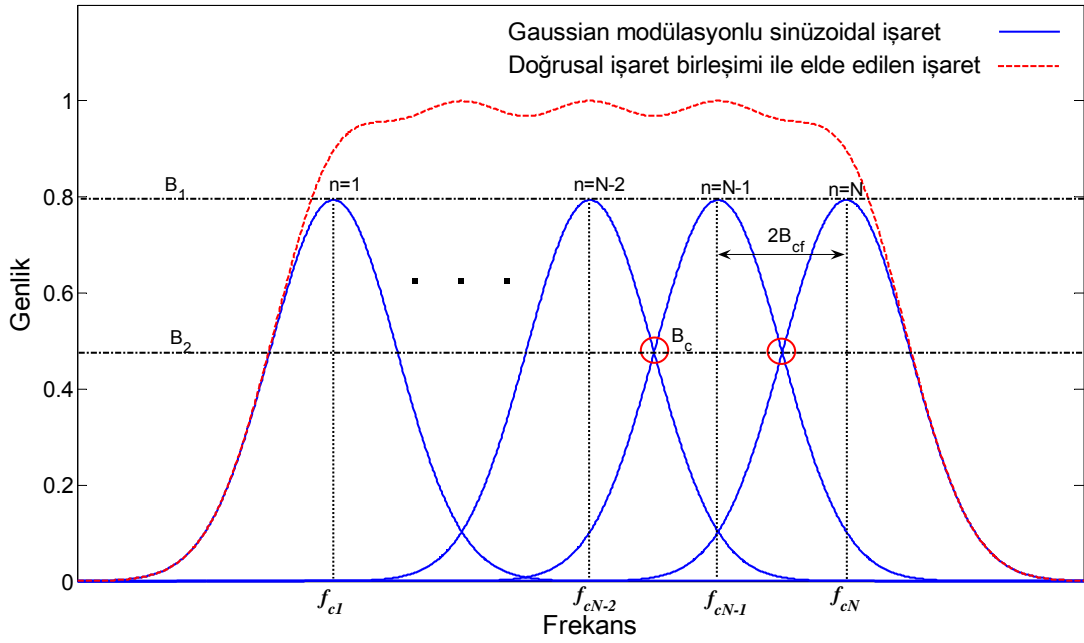
dir. Burada irdelenecek yöntem için temel işaret olarak Bölüm 1.4.5’te verilen Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaret seçilmiştir. Şekil 2.5’te, N sayıda temel işaret için elde edilen birleştirmiş işaret dalga biçimi temsili olarak gösterilmiştir. Şekil 2.5’te N kullanılacak işaret sayısını, $2B_{cf}$ değeri ardışık olarak konumlandırılmış iki temel işaret için merkez frekansları (f_{cn}) arasındaki kayma miktarını, B_c ise temel işaretlerin spektral konumlarını belirleyen kesişim noktasını göstermektedir ve $B_c = B_2/B_1$ şeklinde tanımlanır.



Şekil 2.3. Bina içi haberleşme için işaret genliği olarak normalize FCC AGB yayılım maskesi



Şekil 2.4. Bina dışı haberleşme için işaret genliği olarak normalize FCC AGB yayılım maskesi



Şekil 2.5. Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretlerle doğrusal işaret birleşimi

Doğrusal işaret birleşimi ile üretilen dalga biçiminin genel ifadesi frekans bölgesinde,

$$V_{cs}(f) = \sum_{n=1}^N V_{bs}^n(f) \quad (2.2)$$

şeklinde verilebilir.

Burada,

V_{bs} : Kullanılan temel işaret fonksiyonunu

n : İşaret indisini

belirtmektedir.

Temel işaret fonksiyonu Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaret olarak seçildiği için (1.30) denkleminde,

$$V_{bs}(f) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} A \tau \left(e^{-\pi\tau(f-f_c)^2} + e^{-\pi\tau(f+f_c)^2} \right) \quad (2.3)$$

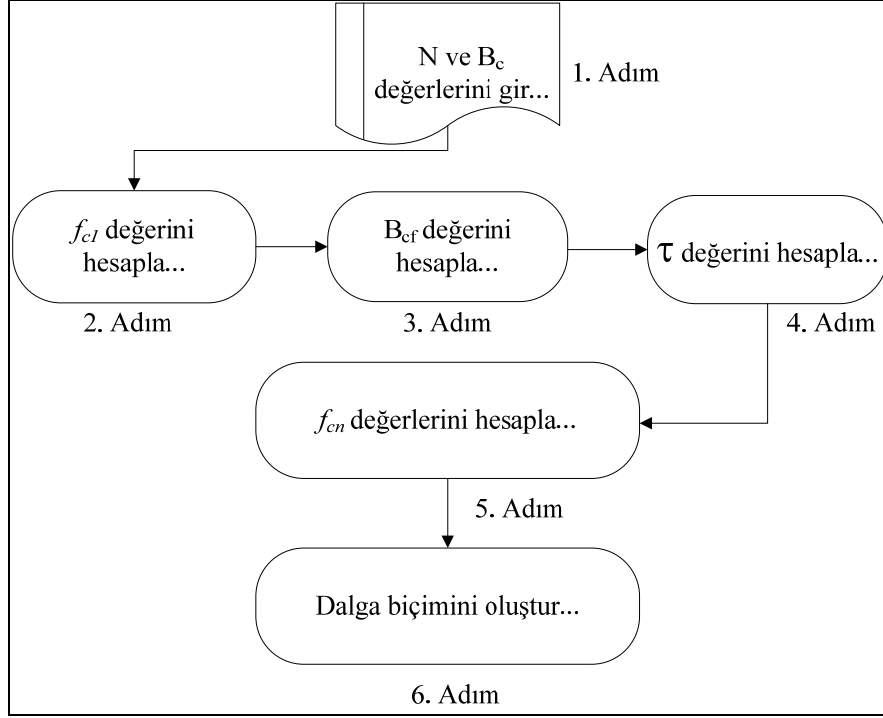
olarak yazılabilir.

(2.3) denklemi (2.2) denkleminde yerine konulursa,

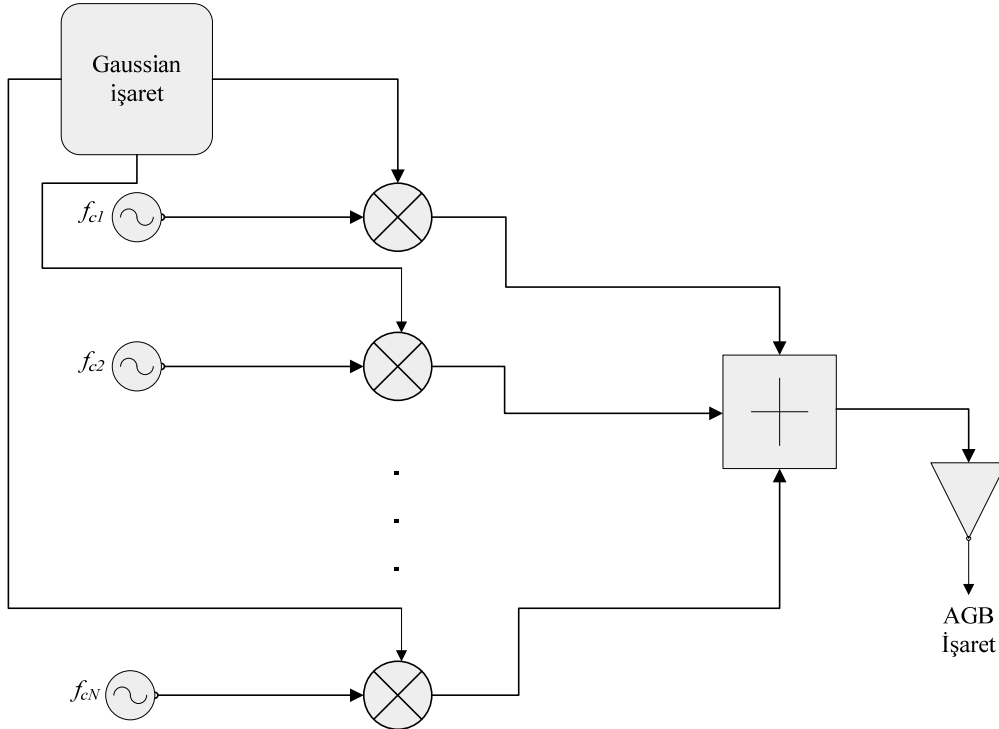
$$V_{cs}(f) = \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{\pi}{2}} A \tau \left(e^{-\pi\tau(f-f_{cn})^2} + e^{-\pi\tau(f+f_{cn})^2} \right) \quad (2.4)$$

şeklinde elde edilir. (2.4) denklemindeki τ ve f_{cn} değerleri, N sayısı, B_c değeri ile uygulama alanına ve çalışma frekans aralığına bağlı olarak Şekil 2.3 veya Şekil 2.4'te verilen 1,2,3,4 ve 5 nolu köşe noktaları yardımıyla belirlenir.

Şekil 2.6'da doğrusal işaret birleşimi için parametre hesaplama adımları ve Şekil 2.7'de önerilen doğrusal işaret birleşimi modelini kullanan AGB işaret üretici verilmiştir.



Şekil 2.6. Doğrusal işaret birleşimi parametre hesaplama adımları



Şekil 2.7. Doğrusal işaret birleşimini kullanan AGB işaret üretici

Bu bölümde ilk olarak, AGB uygulamalarında spektral güç yayılım kısıtlamalarını dikkate alarak seçilen bir çalışma frekans aralığını en yüksek verimle kullanan uygun giriş dalga biçimleri üretmek için doğrusal işaret birleşimi yöntemine ilişkin bazı tasarım yordamları sunulmuştur. Alt bölümlerde FCC AGB spektral yayılım maskesinde farklı frekans aralıkları için yukarıda kısaca açıklanan doğrusal işaret birleşiminde kullanılacak işaret sayısı N ve komşu iki temel işaretin kesişim noktası B_c ile spektrum kullanma verimi arasındaki ilişki irdelenmiştir.

Literatürde daha çok normalize etkin işaret gücü (NESP- normalized effective signal power) olarak kullanılmakta olan spektrum kullanma verimi ya da yayılım maskesine uygunluk verimi,

$$\psi = \frac{\int_{\text{ÇFA}} |V_{cs}(f)|^2 df}{\int_{\text{ÇFA}} |V_{FCC}(f)|^2 df} \quad (2.5)$$

ile tanımlanır [126]. Burada ÇFA, çalışma frekans aralığını göstermektedir.

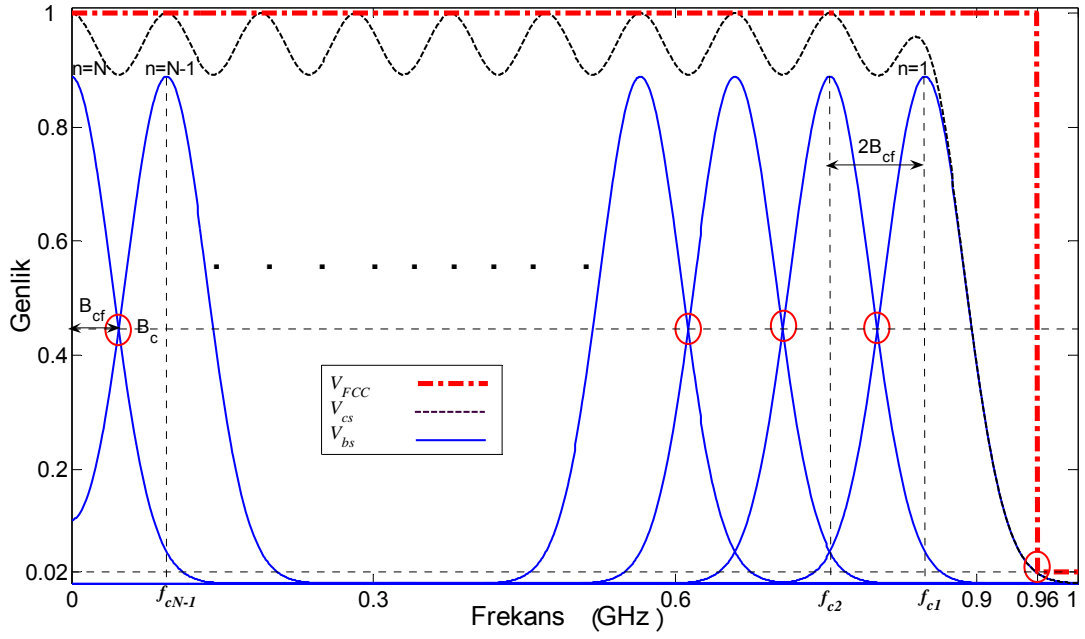
2.2.1. 0-960 MHz Bölgesi İçin Dalga Biçimi Oluşturma

Bu bölümde, 0-960 MHz frekans aralığı için FCC tarafından belirlenen AGB spektral yayılım maskesine uygun dalga biçimleri elde etmek amacıyla kullanılacak olan doğrusal işaret birleşimi yöntemi irdelenmektedir.

Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'te görüldüğü gibi 0-960 MHz aralığı için normalize FCC maskesinde sınırlandırıcı nokta olarak sadece 1 nolu köşe noktası bulunmaktadır. Bu noktada 0.96 GHz için normalize genlik değeri 0.02 değerini aşmayacak şekilde bir spektral işaret dağılımı belirlenmelidir. Şekil 2.8'de 0-960 MHz aralığı için V_{FCC} dağılımı sınırları içinde kalan dalga biçimi elde etmek için Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretlerle doğrusal işaret birleşimi yönteminin uygulanışı grafiksel olarak gösterilmiştir.

Şekil 2.6'da gösterilen hesaplama adımlarında yapılacak işlemler aşağıda verilmiştir.

1. adım: Kullanılacak işaret sayısı N ve B_c değeri giriş olarak verilir.
2. adım: 1 nolu köşe noktası (0.96 GHz - 0.02)'ni aşmayacak dağılıma sahip 1. temel işaret için f_{c1} değeri hesaplanır.



Şekil 2.8. 0-960 MHz bölgesi için doğrusal işaret birleşimi ile dalga biçimi elde etme

f_{c1} değeri,

$$f_{c1} - 2B_{cf}(N-1) = 0 \quad (2.6)$$

eşitliğinden yola çıkılarak hesaplanabilir. Burada B_{cf} değeri için (1.9) denkleminde,

$$B_2 = B_1 e^{-(\pi B_{cf})^2} \quad (2.7)$$

$$\frac{B_2}{B_1} = e^{-(\pi B_{cf})^2} \quad (2.8)$$

ifadesi elde edilir. $B_c = B_2/B_1$ eşitliği (2.8) denkleminde yerine konulursa,

$$B_c = e^{-(\pi B_{cf})^2} \quad (2.9)$$

$$B_{cf} = \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\pi\tau} \quad (2.10)$$

şeklinde bulunur. (2.10) denkleminde bilinmeyen τ değeri için 1 nolu köşe değeri 0.02 kullanılarak,

$$\tau = \frac{\sqrt{-\ln(0.02)}}{\pi(0.96 \times 10^9 - f_{c1})} \quad (2.11)$$

ifadesi yazılabilir. (2.11) ifadesi (2.10) denkleminde yerine konulursa,

$$B_{cf} = \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(0.02)}} (0.96 \times 10^9 - f_{c1}) \quad (2.12)$$

olarak yazılabilir. (2.12) ifadesi (2.6) eşitliğinde yerine konur ve gerekli düzenlemeler yapılırsa,

$$f_{c1} = \frac{2 \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(0.02)}} (N-1)(0.96 \times 10^9)}{\left(2 \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(0.02)}} (N-1) + 1 \right)} \quad (2.13)$$

şeklinde elde edilir.

3. adım: f_{c1} değeri hesaplandıktan sonra (2.12) denkleminde B_{cf} değeri bulunur.
4. adım: τ değeri (2.11) denkleminde hesaplanır.
5. adım: Önceki adımlarla bilinmeyen tüm dağılım parametreleri hesaplandıktan sonra,

$$f_{cn} = f_{c1} - 2B_{cf}(n-1) \quad (2.14)$$

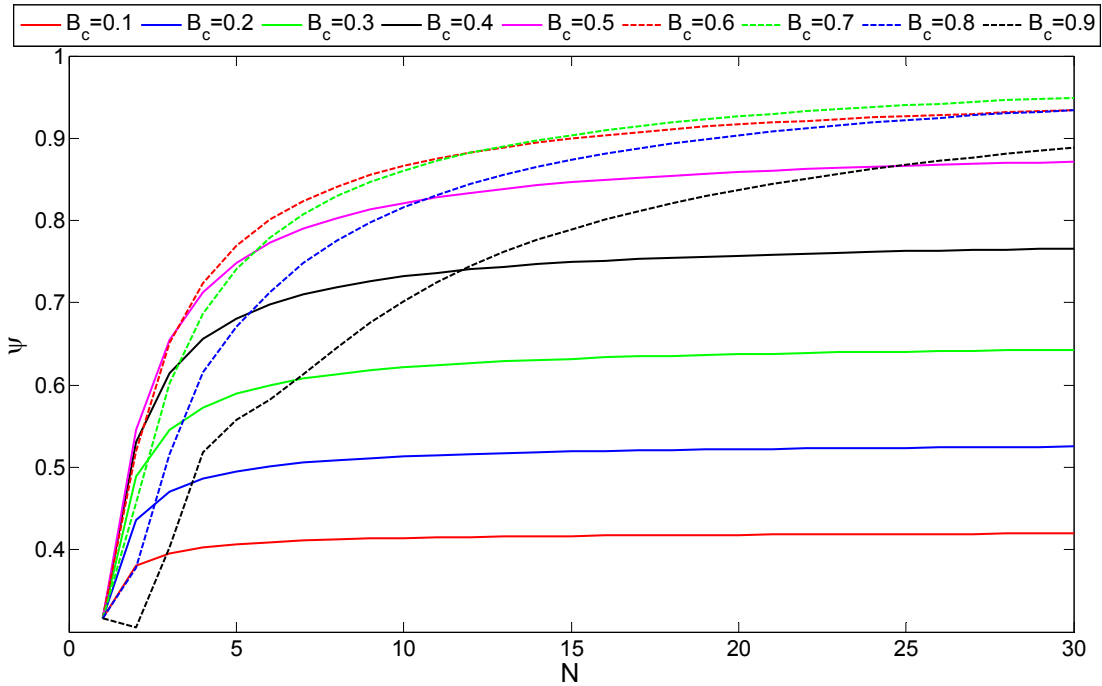
ile $n=1 \dots N$ 'ye kadar tüm temel işaretler için f_c değerleri bulunur.

6. adım: Hesaplanan değerler kullanılarak (2.4) ifadesiyle istenilen dalga biçimi belli bir ψ değeriyle elde edilir. Ancak (2.4) denklemindeki A değeri V_{cs} dağılımı maksimum 1 değerini alacak şekilde normalize edilerek alınmalıdır.

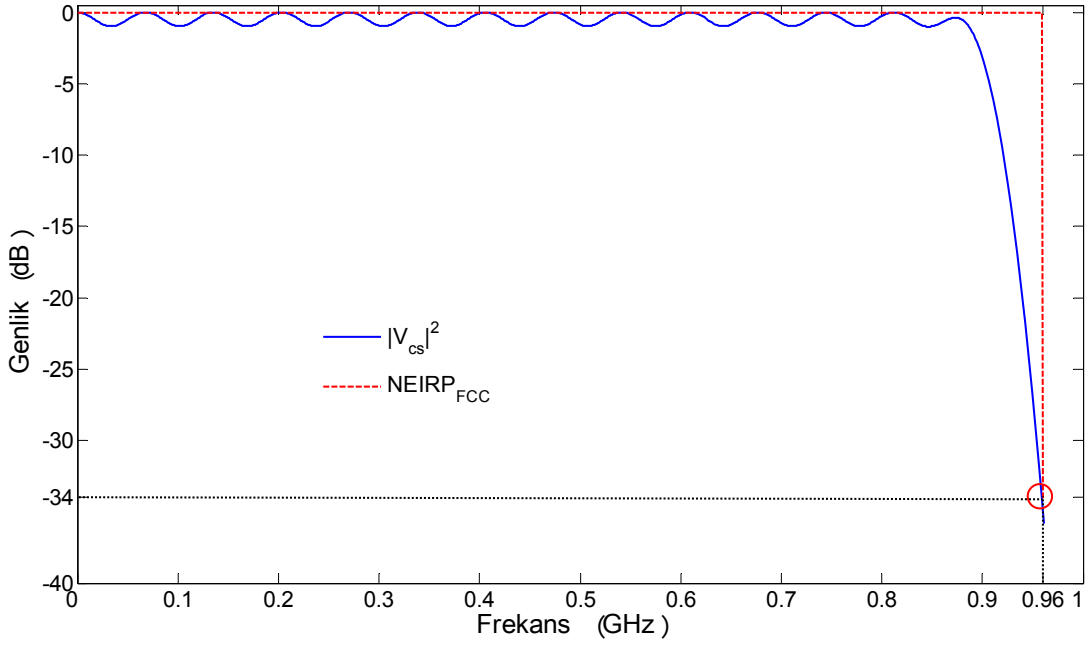
Yayımlı maskesine uygunluk verimi ψ kullanılan işaret sayısı N ve B_c değeri ile değişmektedir. Şekil 2.9’da farklı B_c değerleri için uygunluk verimi ψ ’nin kullanılan işaret sayısı N ile değişimleri gösterilmiştir.

Şekil 2.9 incelediğinde $N=3$ değerine kadar maksimum verim değerinin $B_c = 0.5$ ’te elde edildiği, $N>3$ için $B_c = 0.6$ değerinin daha büyük ψ değerlerine ulaşabildiği görülmektedir. Ayrıca Şekil 2.9’da görüldüğü gibi işaret sayısı arttıkça bazı B_c değerleri için ψ değeri doyuma gitmektedir.

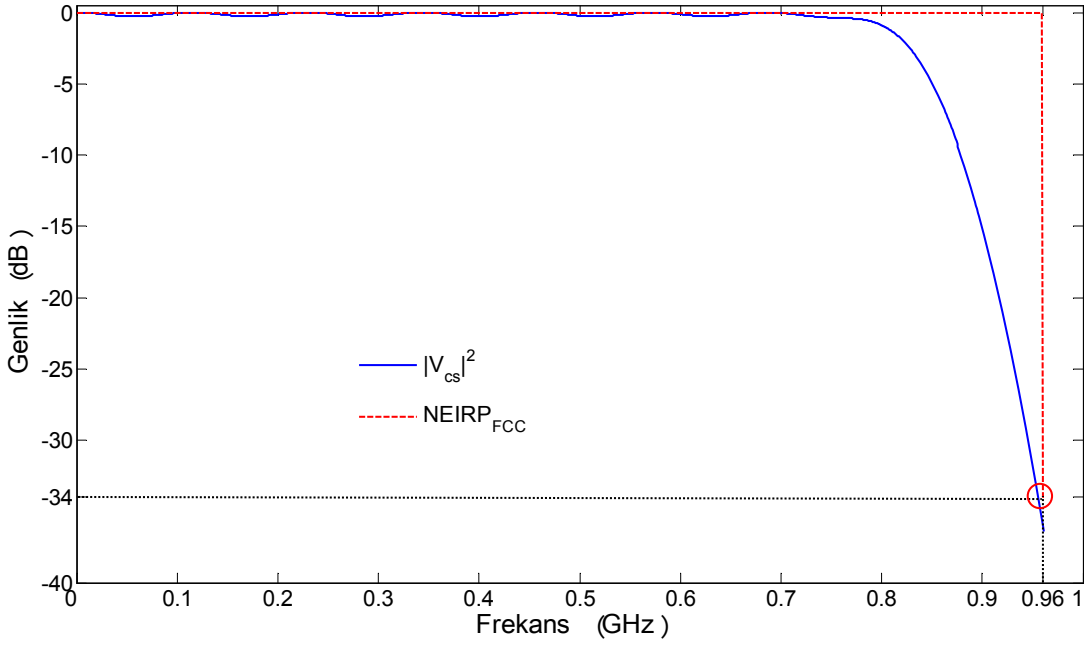
Sonuçlardan da görülmektedir ki verilen bir işaret sayısı sınırlandırması durumunda en büyük spektrum kullanma verimini elde edebilmek için B_c değerinin seçimi oldukça önemlidir. Bu nedenle herhangi bir N değeri için maksimum ψ değerini verecek B_c değeri uygun şekilde seçilmelidir.



Şekil 2.9. $N=1...30$ ve $B_c=0.1...0.9$ değerleri için ψ ’nin değişimi



Şekil 2.10. $N=14$ ve $B_c = 0.5$ için $|V_{cs}|^2$ ve $NEIRP_{FCC}$ 'nin 0-960 MHz aralığı için spektral dağılımı



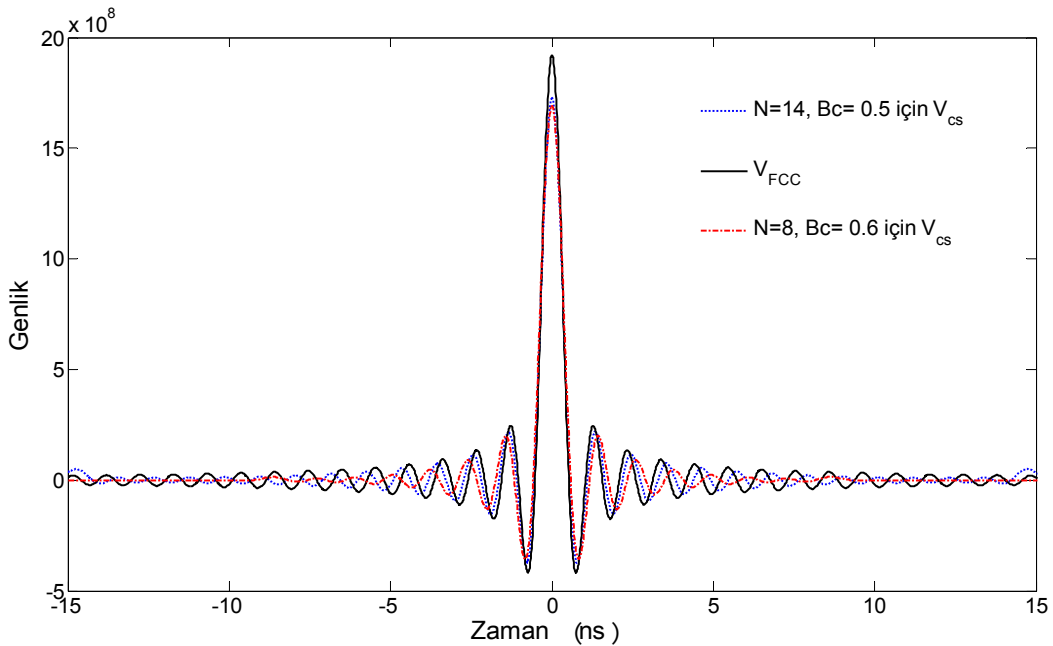
Şekil 2.11. $N=8$ ve $B_c = 0.6$ için $|V_{cs}|^2$ ve $NEIRP_{FCC}$ 'nin 0-960 MHz aralığı için spektral dağılımı

Şekil 2.10'da $N=14$, $B_c=0.5$ ve Şekil 2.11'de $N=8$, $B_c=0.6$ olmak üzere, 0-960 MHz aralığı için Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretler kullanılarak doğrusal işaret birleşimi yöntemi ile elde edilen dalga biçimlerinin spektral dağılımları gösterilmektedir. Tablo 7'de ise bu dalga biçimleri için kullanılan temel işaret parametreleri verilmiştir.

Tablo 7. 0-960 MHz aralığında doğrusal işaret birleşimi yöntemi ile $N = 14$, $B_c = 0.5$ ve $N = 8$, $B_c = 0.6$ için kullanılan temel işaret parametreleri

	$N = 14$, $B_c=0.5$	$N = 8$, $B_c=0.6$
f_{c1}	879.63 MHz	801.56 MHz
B_{cf}	33.832 MHz	57.254 MHz
τ	7.8332 ns	3.9736 ns

Her iki dalga biçimi için de spektrum kullanma verimi $\psi = 0.84$ olarak hesaplanmıştır. Görüldüğü gibi aynı spektrum kullanma verimini, uygun B_c değeri seçimiyle daha az sayıda temel işaret kullanılarak elde etmek mümkün olmaktadır. Şekil 2.12'de $N=14$, $B_c=0.5$ ve $N=8$, $B_c=0.6$ için elde edilen işaretlerin zaman bölgesindeki dağılımları gösterilmiştir.



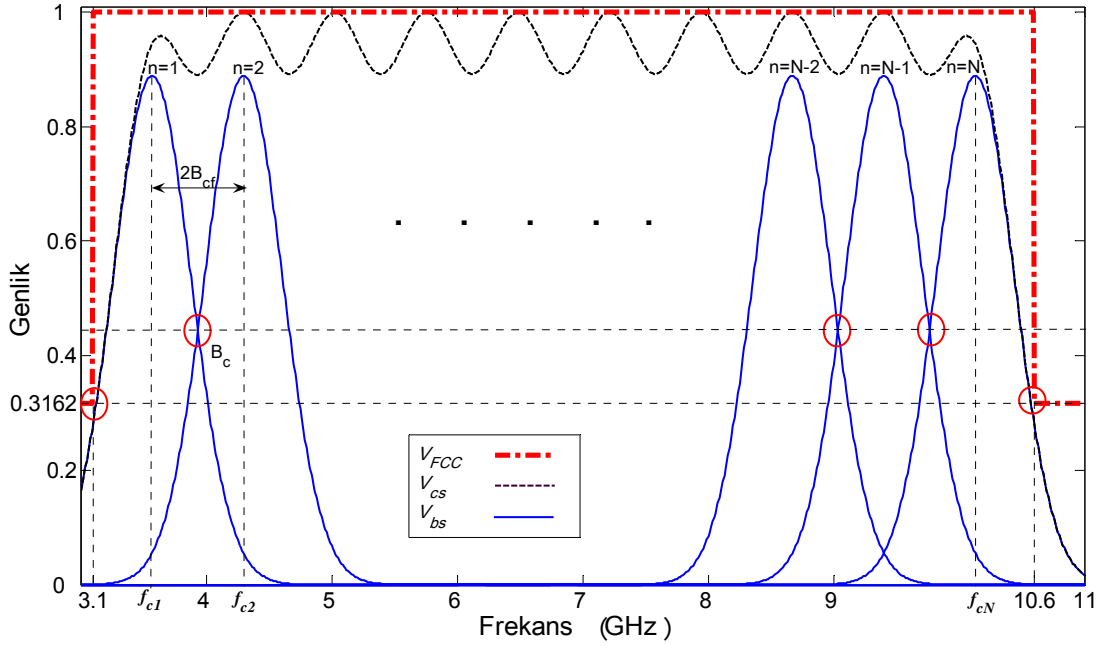
Şekil 2.12. 0-960 MHz aralığı için $N=14$, $B_c=0.5$ ve $N=8$, $B_c=0.6$ için V_{cs} 'nin zamanla değişimi

2.2.2. 3.1-10.6 GHz Bölgesi İçin Dalga Biçimi Oluşturma

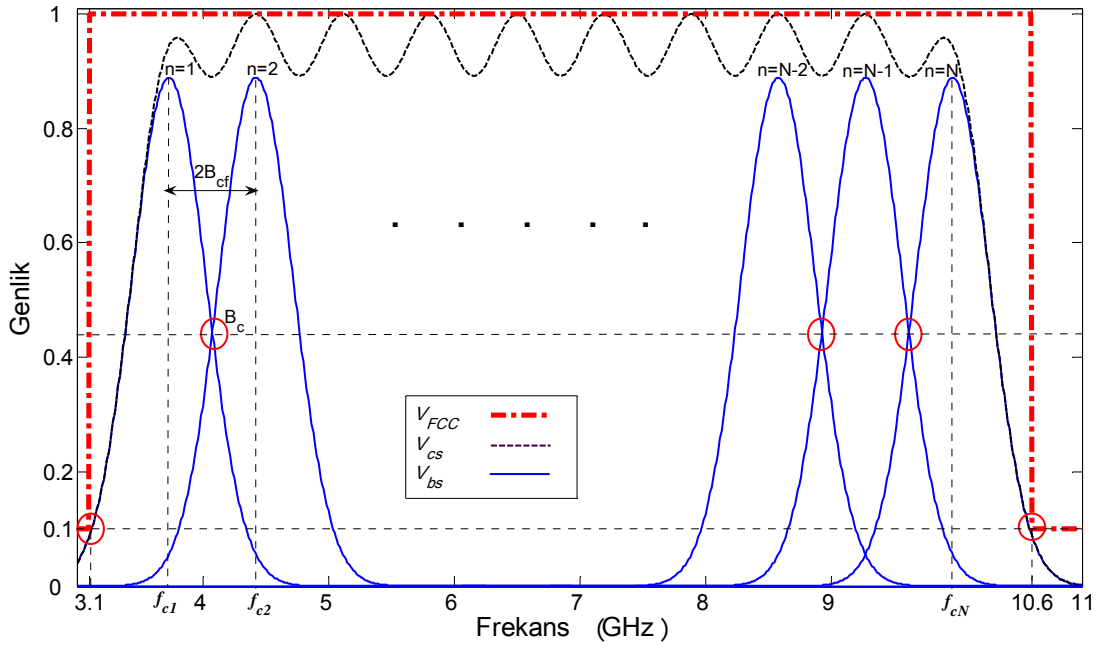
Yukarıda sunulan örneklerde seçilen çalışma frekans aralığı için tek yönde bir sınırlandırma noktası bulunmaktadır. Bu kez iki sınırlandırma noktasına sahip 3.1 GHz - 10.6 GHz çalışma frekans aralığı için NEIRP_{FCC} maskesine uygun dalga biçimleri elde etmek amacıyla kullanılacak olan doğrusal işaret birleşimi yöntemi irdelenmektedir.

Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'te görüldüğü gibi 3.1 GHz – 10.6 GHz aralığı için normalize FCC maskesinde sınırlandırıcı nokta olarak 4 ve 5 nolu köşe noktaları bulunmaktadır. Bu köşe noktaları 3.1 GHz ve 10.6 GHz frekans noktalarında, bina içi uygulamalar için 0.3162, bina dışı uygulamalar için 0.1 değerleridir.

Şekil 2.13 ve Şekil 2.14'te, 3.1 GHz – 10.6 GHz aralığında V_{FCC} dağılımı sınırları içinde kalan dalga biçimi elde etmek için Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretlerle doğrusal işaret birleşimi yönteminin uygulanışı grafiksel olarak gösterilmiştir.



Şekil 2.13. Bina içi uygulamalarda 3.1-10.6 GHz bölgesi için doğrusal işaret birleşimi ile dalga biçimi elde etme



Şekil 2.14. Bina dışı uygulamalarda 3.1-10.6 GHz bölgesi için doğrusal işaret birleşimi ile dalga biçimi elde etme

Şekil 2.6'da verilen yöntem adımları bu problem için aynen uygulanabilir. Ancak 2. adımdan itibaren istenilen değerlerin hesaplama ifadeleri değişmektedir.

1. adım: N ve B_c değerleri belirlenir.

2. adım: 4 ve 5 nolu köşe noktalarını aşmayacak dağılıma sahip temel işaret için f_{c1} değeri hesaplanır. f_{c1} değeri,

$$f_{c1} + 2B_{cf}(N-1) = f_{cN} \quad (2.15)$$

ifadesiyle hesaplanabilir. 3.1 GHz ve 10.6 GHz için sınır genlik değerleri aynı olduğundan,

$$f_{c1} - 3.1 \times 10^9 = 10.6 \times 10^9 - f_{cN} \quad (2.16)$$

eşitliği yazılabilir. (2.16) denkleminde f_{cN} değeri,

$$f_{cN} = 10.6 \times 10^9 - (f_{c1} - 3.1 \times 10^9) \quad (2.17)$$

olur. (2.17) ifadesi (2.15) denkleminde yerine konur ve gerekli düzenlemeler yapılırsa,

$$f_{c1} + B_{cf}(N-1) = 6.85 \times 10^9 \quad (2.18)$$

ifadesi elde edilir. (2.10) denkleminde τ değeri yerine 4 nolu köşe noktasından yararlanarak,

$$\tau = \frac{\sqrt{-\ln(0.3162)}}{\pi(f_{c1} - 3.1 \times 10^9)} \quad (2.19)$$

ifadesi yazılırsa,

$$B_{cf} = \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(0.3162)}}(f_{c1} - 3.1 \times 10^9) \quad (2.20)$$

olarak elde edilir. (2.19) ve (2.20) ifadelerinde bina içi uygulamalarda geçerli olan sınırlandırma değerleri kullanıldığı için, bina dışı uygulamalarda bu ifadeler,

$$\tau = \frac{\sqrt{-\ln(0.1)}}{\pi(f_{c1} - 3.1 \times 10^9)} \quad (2.21)$$

$$B_{cf} = \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(0.1)}}(f_{c1} - 3.1 \times 10^9) \quad (2.22)$$

şeklinde kullanılmalıdır. (2.20) ifadesi (2.18) denkleminde yerine konur ve gerekli düzenlemeler yapılırsa Şekil 2.13 için f_{c1} değeri,

$$f_{c1} = \frac{6.85 \times 10^9 + 3.1 \times 10^9 \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(0.3162)}}(N-1)}{1 + \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(0.3162)}}(N-1)} \quad (2.23)$$

olarak elde edilir.

Benzer şekilde (2.22) ifadesi (2.18) denkleminde yerine konulursa Şekil 2.14 için f_{c1} değeri,

$$f_{c1} = \frac{6.85 \times 10^9 + 3.1 \times 10^9 \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(0.1)}} (N-1)}{1 + \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(0.1)}} (N-1)} \quad (2.24)$$

olarak çıkartılır.

3. adım: Verilen N ve B_c değerleri için f_{c1} değeri elde edildikten sonra Şekil 2.13 için (2.20) ve Şekil 2.14 için (2.22) denklemleri kullanılarak B_{cf} değeri bulunur.

4. adım: τ değeri, Şekil 2.13 için (2.19) ve Şekil 2.14 için (2.21) ifadeleriyle hesaplanır. Böylece temel işaret için gerekli dalga biçimi parametreleri çıkartılmış olur.

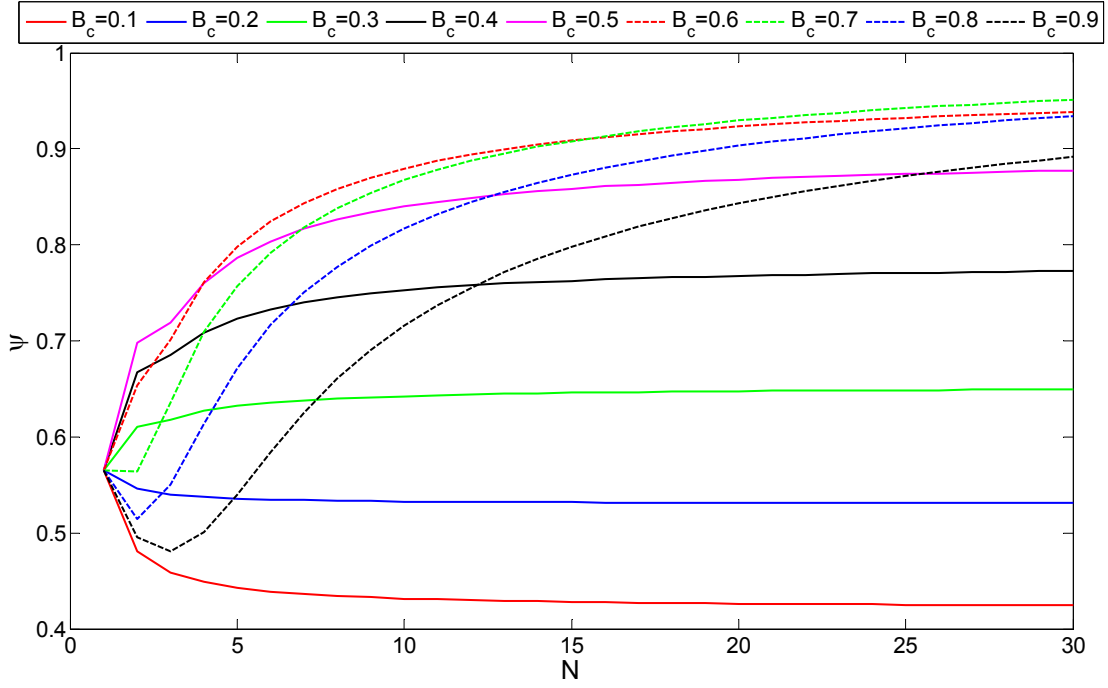
5. adım: $n=1 \dots N$ 'ye kadar tüm temel işaretler için f_c değerleri,

$$f_{cn} = f_{c1} + 2B_{cf}(n-1) \quad (2.25)$$

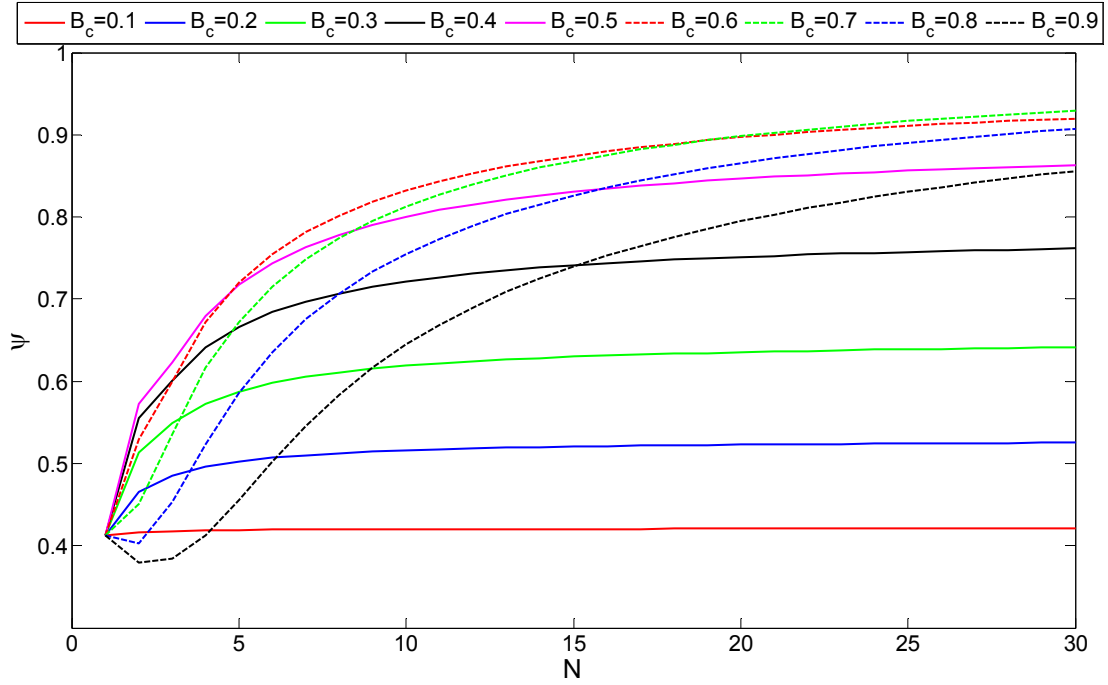
ile bulunur.

6. adım: Son olarak elde edilen bütün değerler (2.4) denkleminde yerine konursa istenilen dalga biçimi belli bir ψ değeriyle elde edilir.

Şekil 2.15 ve Şekil 2.16'da farklı B_c değerleri için uygunluk verimi ψ 'nin kullanılan işaret sayısı N ile değişimleri farklı sınırlandırma değerlerine sahip bina içi ve bina dışı uygulamalar için ayrı ayrı gösterilmiştir. Verilen şekillerden de görüldüğü üzere ψ 'nin değeri kullanılacak işaret sayısı N artıkça B_c nin düşük değerleri için doyuma gitmektedir. Diğer bir deyişle herhangi bir B_c değeri için ulaşılabilecek belli bir ψ değeri vardır. Bu değerden sonra işaret sayısının arttırılması uygunluk verimini çok fazla arttırmamaktadır. Kullanılacak işaret sayısını arttırdıkça buna bağlı olarak B_c değerini de belli noktalardan sonra arttırmak daha yüksek spektrum kullanma verimi elde edilmesini sağlar. Sonuç olarak, ulaşılmak istenen belli bir spektrum kullanma verimi için uygun B_c değeri seçilerek daha az sayıda temel işaretle istenilen dalga biçimi elde edilebilir.



Şekil 2.15. Bina içi FCC yayılım maskesine göre 3.1-10.6 GHz aralığında ψ 'nin farklı B_c değerleri için N 'ye göre değişimi



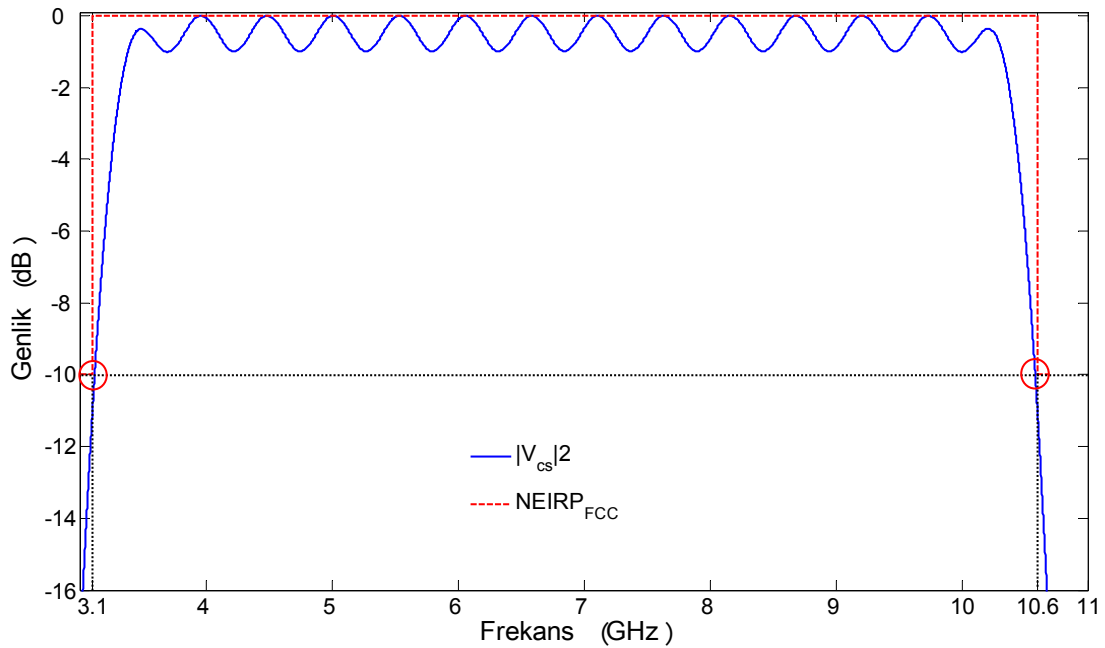
Şekil 2.16. Bina dışı FCC yayılım maskesine göre 3.1-10.6 GHz aralığında ψ 'nin farklı B_c değerleri için N 'ye göre değişimi

Şekil 2.17’de $N=14$, $B_c=0.5$ ve Şekil 2.18’de $N=8$, $B_c=0.6$ olmak üzere, bina içi uygulamalar için 3.1–10.6 GHz aralığında Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretler kullanılarak doğrusal işaret birleşimi yöntemi ile elde edilen dalga biçimlerinin spektral dağılımları gösterilmektedir. Tablo 8’de ise bu dalga biçimleri için kullanılan temel işaret parametreleri verilmiştir.

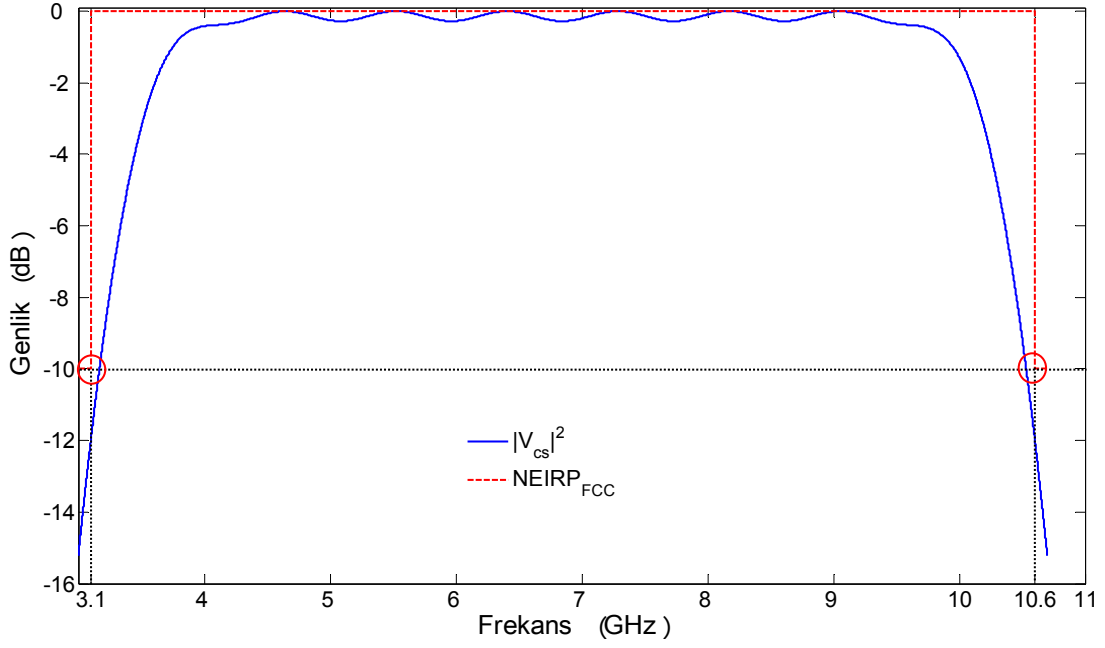
Tablo 8. 3.1-10.6 GHz aralığında bina için yayılım maskesine göre doğrusal işaret birleşimi yöntemi ile $N = 14$, $B_c = 0.5$ ve $N = 8$, $B_c = 0.6$ için kullanılan temel işaret parametreleri

	$N = 14$, $B_c=0.5$	$N = 8$, $B_c=0.6$
f_{c1}	3.4382 GHz	3.7622 GHz
B_{ef}	262.44 MHz	441.11 MHz
τ	1.0098 ns	0.5157 ns

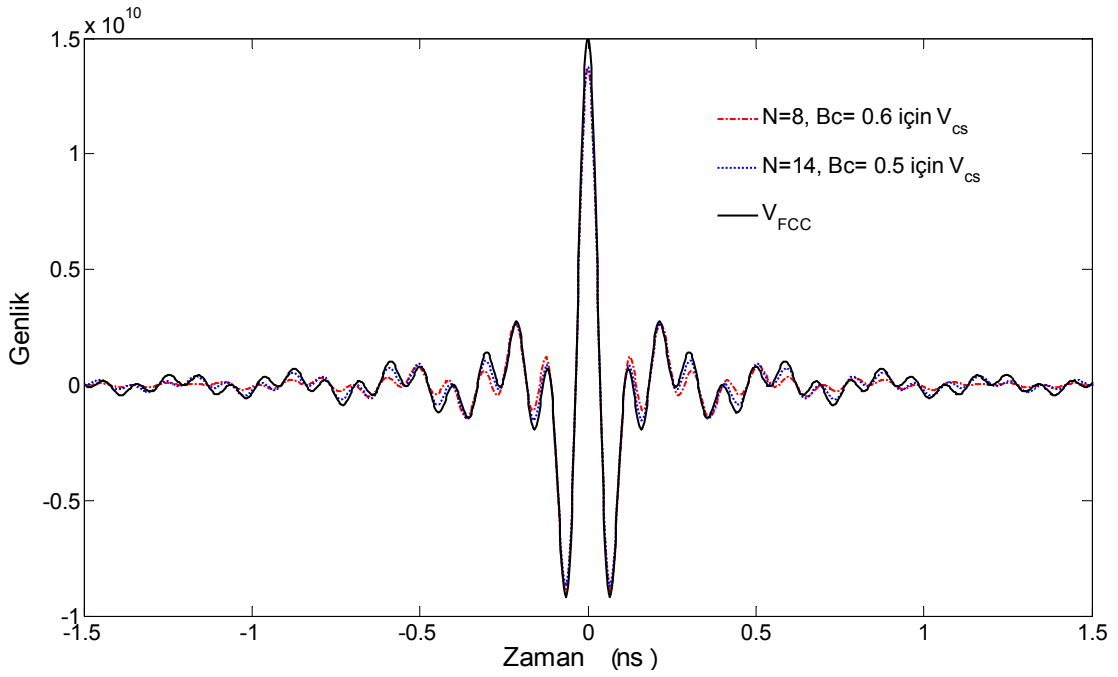
Elde edilen her iki dalga biçimi için de spektrum kullanma verimi $\psi=0.85$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 2.19’da $N=14$, $B_c=0.5$ ve $N=8$, $B_c=0.6$ için elde edilen işaretlerin zaman bölgesindeki dağılımları gösterilmiştir.



Şekil 2.17. $N=14$ ve $B_c=0.5$ için $|V_{cs}|^2$ ve $NEIRP_{FCC}$ 'nin 3.1-10.6 GHz aralığı için spektral dağılımı



Şekil 2.18. $N=8$ ve $B_c = 0.6$ için $|V_{cs}|^2$ ve $NEIRP_{FCC}$ 'nin 3.1-10.6 GHz aralığı için spektral dağılımı



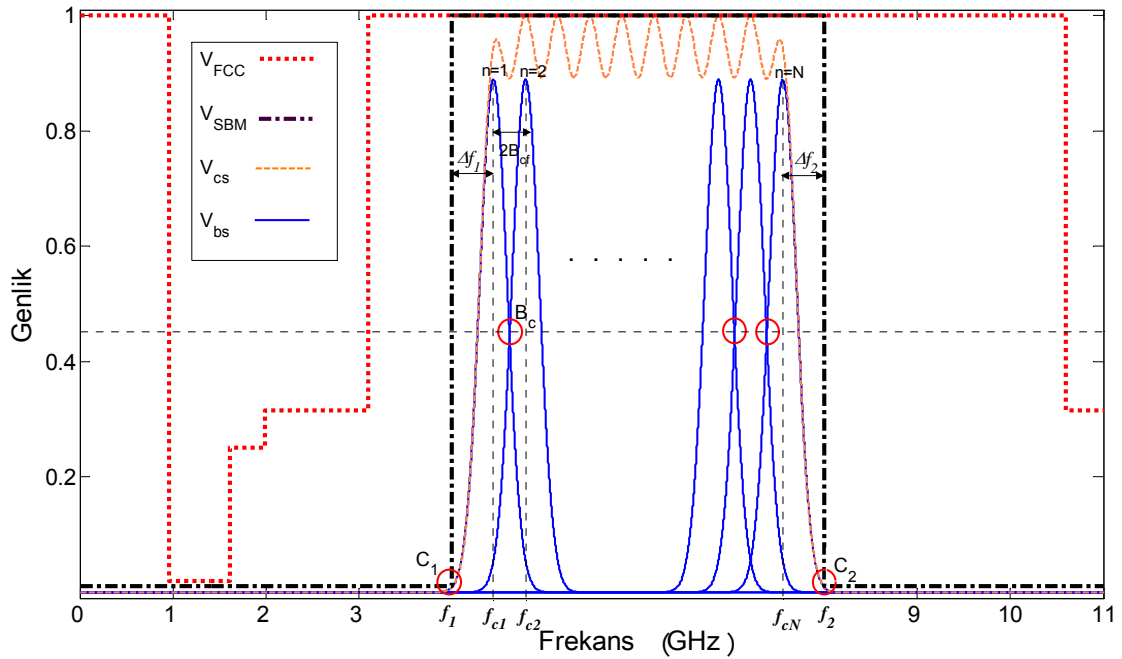
Şekil 2.19. 3.1-10.6 GHz aralığı için $N=14$, $B_c=0.5$ ve $N=8$, $B_c = 0.6$ için V_{cs} 'nin zamanla değişimi

2.2.3. Alt Bant Uygulamalar İçin Dalga Biçimi Oluşturma

Bu bölümde, 3.1-10.6 GHz aralığındaki herhangi bir alt bant bölgesi için uygun dalga biçimleri oluşturmak amacıyla kullanılan doğrusal işaret birleşimi yöntemine ilişkin matematiksel ifadeler çıkartılmıştır. Şekil 2.20’de alt bant uygulamalar için Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretlerle doğrusal işaret birleşimi gösterilmiştir. Burada V_{SBM} , seçilen alt bant için işaret genliği olarak uyulması gereken sınırlandırma maskesini göstermektedir. Seçilen alt bant için normalize EIRP ($NEIRP_{SBM}$) spektral dağılımı,

$$NEIRP_{SBM} = |V_{SBM}|^2 \quad (2.26)$$

şeklinde elde edilebilir. Şekil 2.20’deki C_1 ve C_2 köşe noktaları, seçilen alt bant için alt frekans (f_1) ve üst frekans (f_2) noktalarındaki sınır değerlerini göstermektedir. Bu köşe noktaları, oluşturulacak dalga biçimi için aşılmaması gereken sınır noktalarıdır.



Şekil 2.20. Alt bant uygulamalar için doğrusal işaret birleşimi

İstenilen dalga biçimini oluşturmak aşağıdaki adımlar izlenir.

1. adım: N , B_c değerleri ile C_1 ve C_2 noktaları belirlenir.

2. adım: C_1 ve C_2 köşe noktalarını aşmayacak dağılıma sahip temel işaret için f_{c1} değeri hesaplanır. f_{c1} değeri,

$$f_{c1} + 2B_{cf}(N-1) + \Delta f_2 = f_2 \quad (2.27)$$

eşitliğinden yola çıkılarak bilinen değerlere bağlı olarak çıkartılabilir. (2.10) denkleminde Δf_1 ve Δf_2 değerlerine karşı düşen C_1 ve C_2 sınır noktalarına ilişkin τ değeri için,

$$\tau = \frac{\sqrt{-\ln(C_1)}}{\pi \Delta f_1} \quad (2.28)$$

$$\tau = \frac{\sqrt{-\ln(C_2)}}{\pi \Delta f_2} \quad (2.29)$$

eşitlikleri yazılabilir. (2.28) ve (2.29) ifadeleri birbirine eşitlenip Δf_2 değeri Δf_1 cinsinden yazılacak olursa,

$$\Delta f_2 = \frac{\sqrt{-\ln(C_2)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}} \Delta f_1 \quad (2.30)$$

elde edilir. Δf_1 yerine,

$$\Delta f_1 = f_{c1} - f_1 \quad (2.31)$$

eşitliği konulursa,

$$\Delta f_2 = \frac{\sqrt{-\ln(C_2)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}} (f_{c1} - f_1) \quad (2.32)$$

olur. (2.32) ifadesi (2.27) denkleminde yerine konulursa,

$$f_{c1} + 2B_{cf}(N-1) + \frac{\sqrt{-\ln(C_2)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}}(f_{c1} - f_1) = f_2 \quad (2.33)$$

şeklinde elde edilir. Burada (2.28) denklemi (2.10) denkleminde yerine konursa B_{cf} değeri yerine,

$$B_{cf} = \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}} \Delta f_1 \quad (2.34)$$

yazılabilir. Δf_1 yerine (2.31) eşitliği yazılırsa,

$$B_{cf} = \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}}(f_{c1} - f_1) \quad (2.35)$$

olarak çıkar.

Bu ifade (2.33) denkleminde yerine yazılarak elde edilen,

$$f_{c1} + 2 \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}}(f_{c1} - f_1)(N-1) + \frac{\sqrt{-\ln(C_2)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}}(f_{c1} - f_1) = f_2 \quad (2.36)$$

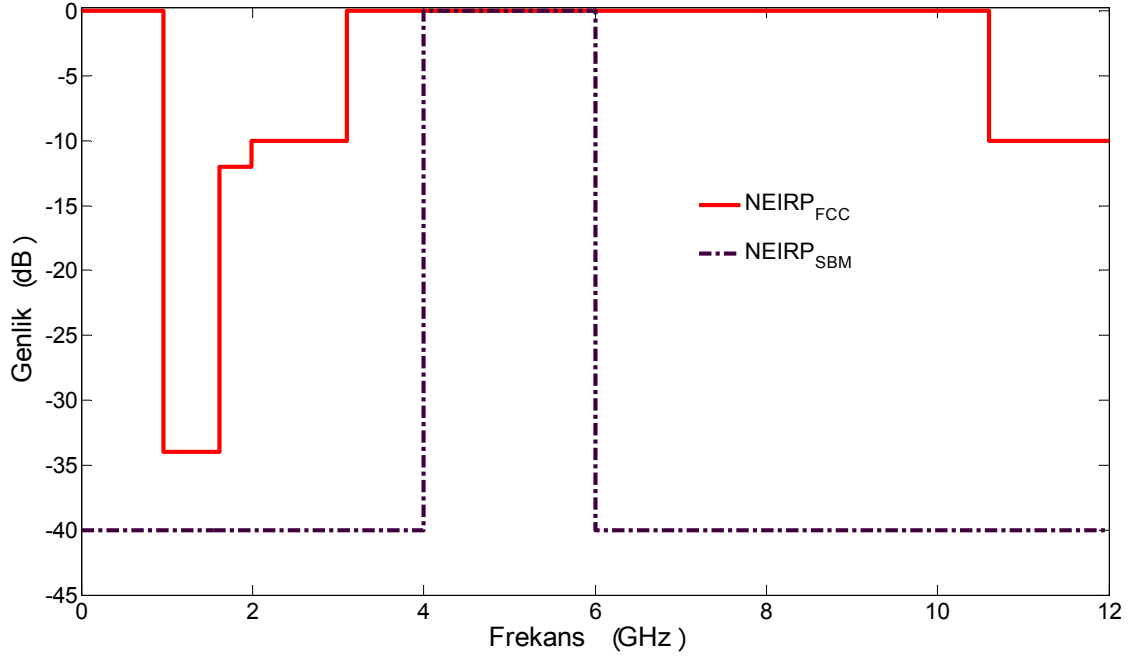
ifadesinden f_{c1} değeri çekilirse,

$$f_{c1} = \frac{f_2 + 2(N-1) \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}} f_1 + \frac{\sqrt{-\ln(C_2)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}} f_1}{1 + 2(N-1) \frac{\sqrt{-\ln(B_c)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}} + \frac{\sqrt{-\ln(C_2)}}{\sqrt{-\ln(C_1)}}} \quad (2.37)$$

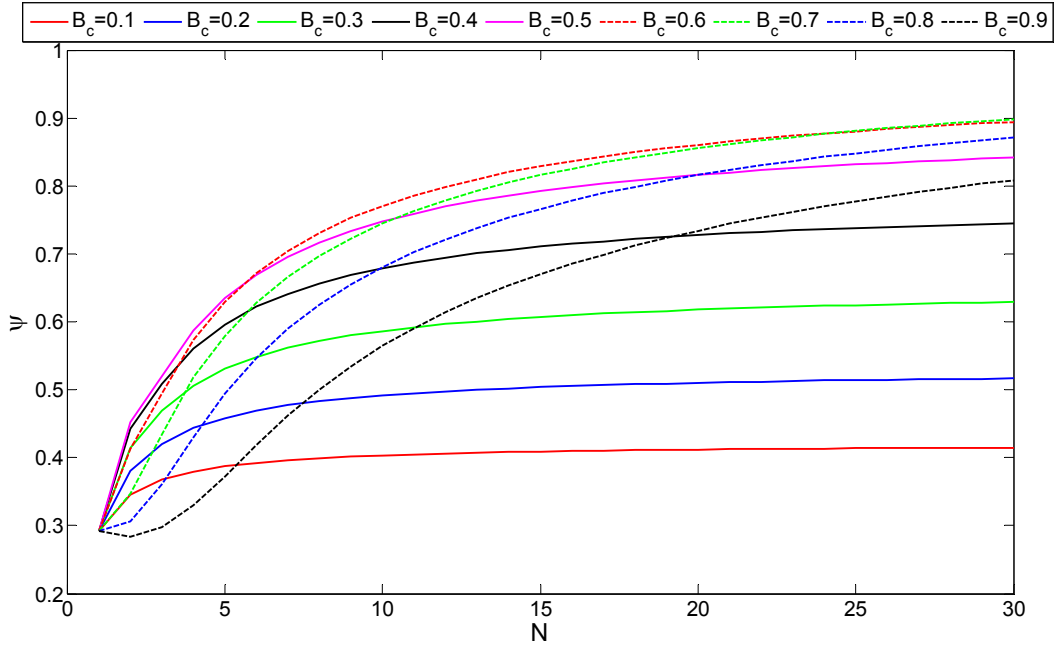
olarak elde edilir.

3. adım: B_{cf} değeri (2.35) denklemiyle hesaplanır.
4. adım: τ değeri (2.28) denklemiyle hesaplanır.
5. adım: N adet temel işaret için (2.25) ifadesiyle f_{cn} değerleri bulunur.
6. adım: Hesaplanan değerler (2.4) ifadesinde yerine konarak istenilen dalga biçimi belli bir ψ değeriyle elde edilir.

Benzetim örneği için, Şekil 2.21’de verilen $NEIRP_{SBM}$ spektral dağılımı kullanılmıştır. Verilen örnek maske için $f_1 = 4$ GHz, $f_2 = 6$ GHz, $C_1 = C_2 = 0.01$ olarak alınmıştır. Şekil 2.22’de verilen örnek alt bant maskesi için farklı B_c değerlerine göre uygunluk verimi ψ ’nin kullanılan işaret sayısı N ile değişimleri gösterilmiştir.



Şekil 2.21. 4-6 GHz alt bant uygulaması için örnek $NEIRP_{SBM}$ spektral dağılımı

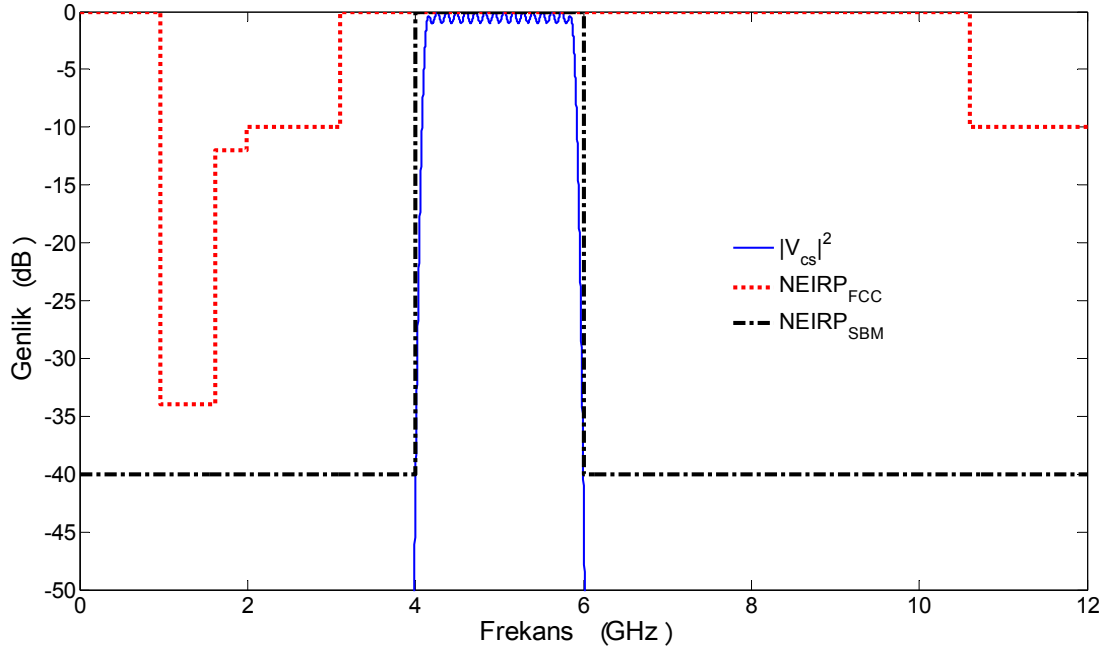


Şekil 2.22. NEIRP_{SBM} alt bant maskesi için, $B_c = 0.1 \dots 0.9$ değerlerinde doğrusal işaret birleşimi yöntemiyle elde edilen ψ 'nin N ile değişimi

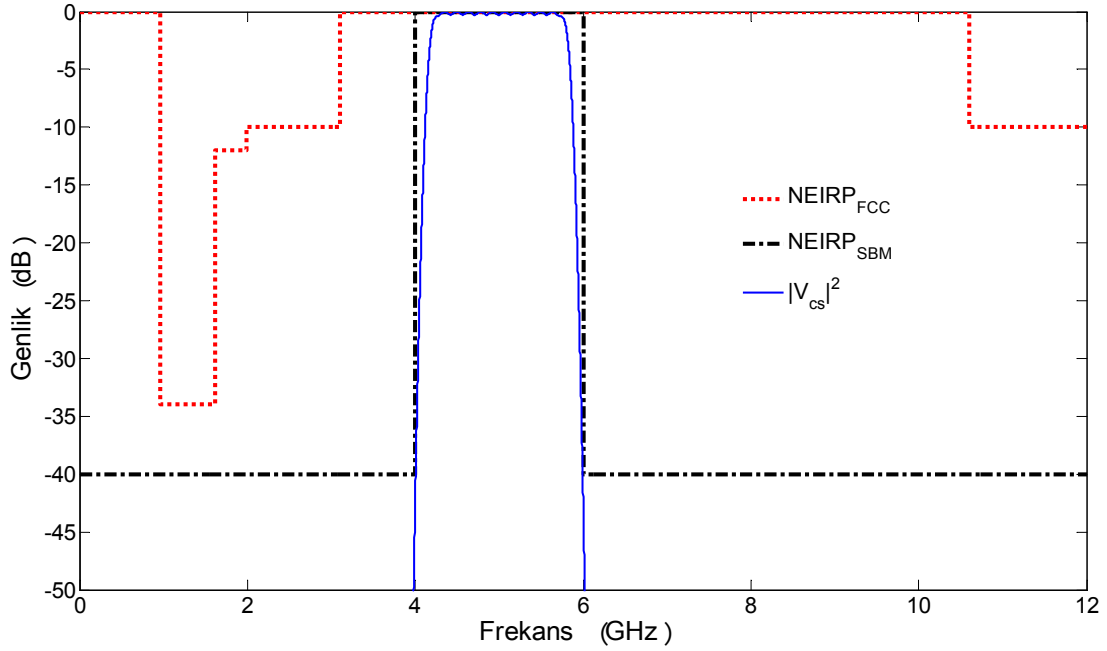
Şekil 2.23'te $N=16$, $B_c = 0.5$ ve Şekil 2.24'te $N=12$, $B_c = 0.6$ olmak üzere, NEIRP_{SBM} spektral maskesi için Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaretler kullanılarak doğrusal işaret birleşimi yöntemi ile elde edilen dalga biçimlerinin spektral dağılımları gösterilmektedir. Tablo 9'da ise bu dalga biçimleri için kullanılan temel işaret parametreleri verilmiştir. Her iki dalga biçimi için de spektrum kullanma verimi $\psi = 0.80$ olarak hesaplanmıştır. Spektrum kullanma verimleri aynı olmasına karşın $B_c = 0.6$ için daha az sayıda işaret kullanılmıştır. İşaret sayısı artırılarak daha yüksek ψ değerlerine çıkılabileceği Şekil 2.22'den görülmektedir. Ancak bu artım her B_c değeri için farklı hızda olmaktadır.

Tablo 9. NEIRP_{SBM} yayılım maskesine göre doğrusal işaret birleşimi yöntemi ile $N=16$, $B_c = 0.5$ ve $N = 12$, $B_c = 0.6$ için kullanılan temel işaret parametreleri

	$N = 16$, $B_c=0.5$	$N = 12$, $B_c=0.6$
f_{c1}	4.1466 GHz	4.2144 GHz
B_{cf}	56.891 MHz	71.416 MHz
τ	4.6582 ns	3.1856 ns

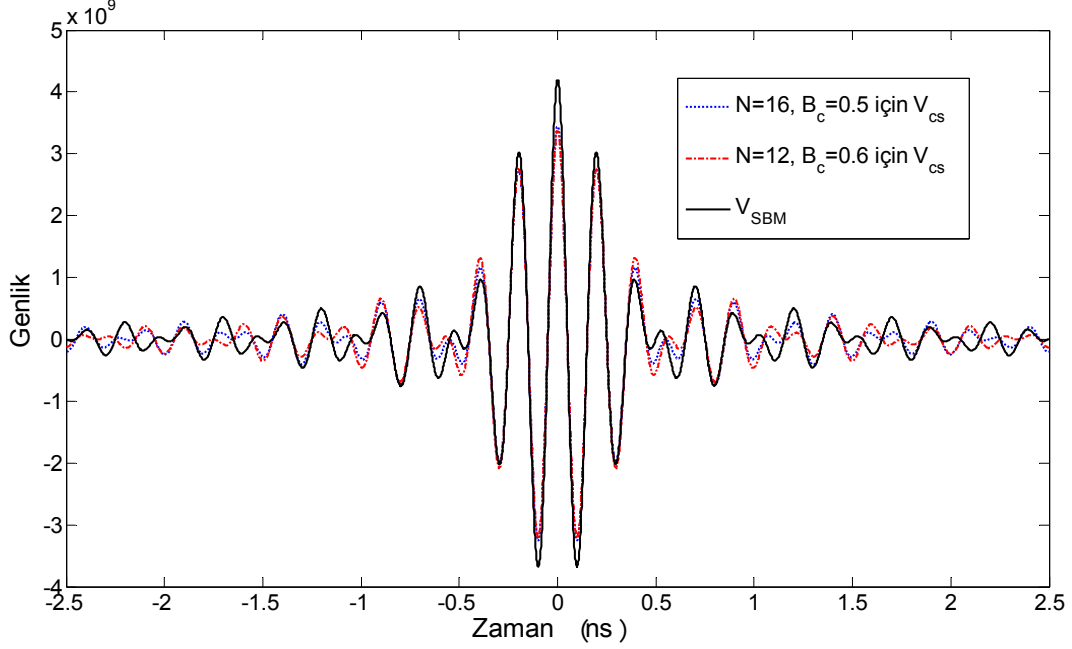


Şekil 2.23. NEIRP_{SBM} alt bant maskesi için $N=16$ ve $B_c=0.5$ ile oluşturulan $|V_{cs}|^2$ 'nin spektral dağılımı



Şekil 2.24. NEIRP_{SBM} alt bant maskesi için $N=12$ ve $B_c=0.6$ ile oluşturulan $|V_{cs}|^2$ 'nin spektral dağılımı

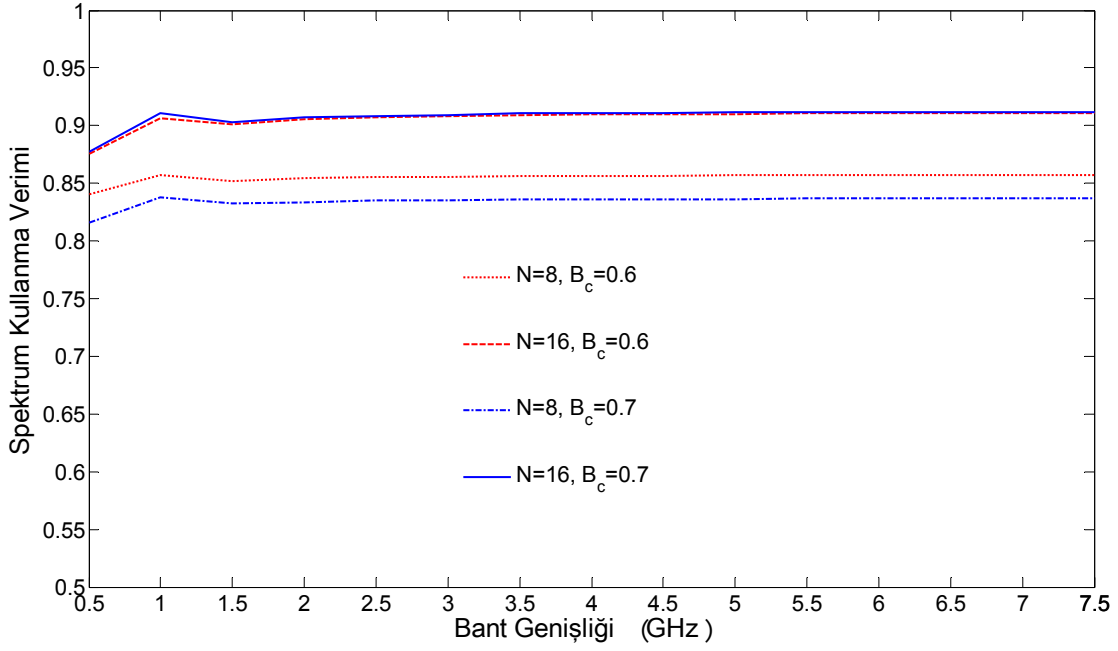
Şekil 2.25'te $N=16$, $B_c=0.5$ ve $N=12$, $B_c=0.6$ için elde edilen işaretlerin zaman bölgesindeki dağılımları gösterilmiştir.



Şekil 2.25. NEIRP_{SBM} alt bant maskesi için $N=16$, $B_c=0.5$ ve $N=12$, $B_c=0.6$ ile elde edilen V_{CS} işaretlerinin zamanla değişimleri

2.2.4. Seçilen Alt Bant Bölgesinin Bant Genişliğinin Artırılmasının Elde Edilen Spektrum Kullanma Verimine Etkisi

Bu bölümde, doğrusal işaret birleşimi yoluyla üretilen dalga biçimleri için seçilen alt bant bölgesinin bant genişliğinin artırılması durumunda aynı işaret sayısı ve B_c değerinde elde edilen spektrum kullanma veriminin değişimi incelenmektedir. Şekil 2.26'da bina içi AGB FCC yayılım maskesine göre seçilen alt bant bölgesinin 3.1 GHz'den 10.6 GHz'e kadar bant genişliğinin 500 MHz aralıkla artırılması durumunda $N=8$, 16 ve $B_c=0.6$, 0.7 değerleri için spektrum kullanma veriminin bant genişliğiyle değişimi verilmiştir. Şekil 2.26'dan da görüldüğü gibi üretilecek işaret için aynı işaret sayısı ve B_c değerinde spektrum kullanma verimi bant genişliğinin artmasıyla çok fazla değişmemektedir. Buradan da, gösterilen doğrusal işaret birleşimi modeliyle belli bir spektrum kullanma veriminde daha geniş bant bölgeleri için kullanılan işaret sayısının artırılmasının gerekmediği anlaşılmaktadır.



şekil 2.26. Aynı işaret sayısı ve B_c değeri için spektrum kullanma veriminin bant genişliğiyle değişimi

Yukarıda verilen çalışmalarda, AGB uygulamalarda FCC tarafından belirlenen yayılım maskesine uygun dalga biçimleri oluşturmak için kullanılabilir bir doğrusal işaret birleşimi modeli irdelenmiştir. Bu model, literatürde verilen modellere göre daha basit bir yapıya sahip olmasının yanında, türev alma gibi gerçeklenmesi uygulama açısından zor olan işlemler ve farklı dalga biçimlerine sahip birden fazla işaretin kullanılması yerine sadece oluşturulan tek bir Gaussian işaret üzerinden taşıyıcı modülasyonu ile elde edilen işaretlerin doğrusal birleşimine dayanmaktadır. Ayrıca diğer modellerde olduğu gibi bazı parametrelerin kestirimi için optimizasyon tekniklerine gereksinim duymamaktadır.

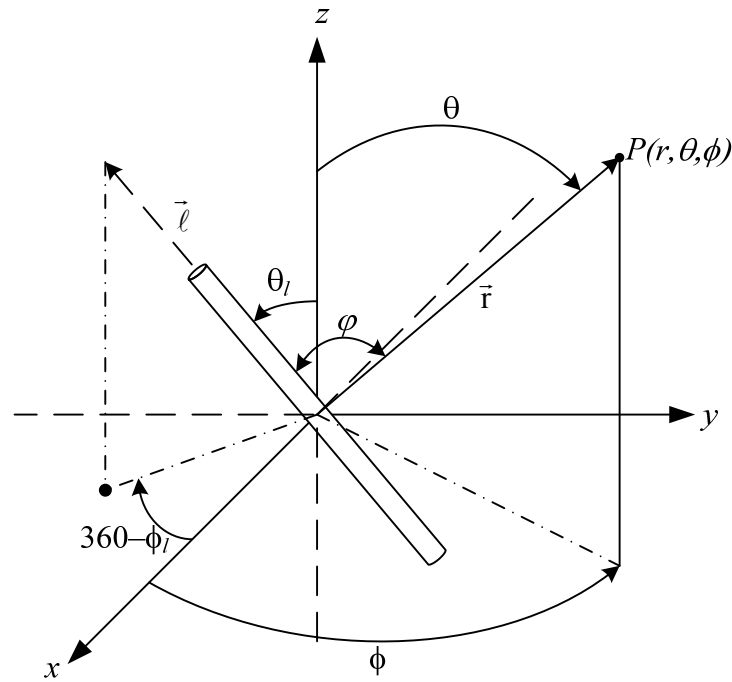
Buraya kadar verilen örnek sonuçlarda bazı normalize spektral EIRP maskeleri için üretilen uygun giriş dalga biçimlerinin normalize spektral güç dağılımları sunulmuştur. Ancak bu dağılımlar, AGB uygulamalarında kullanılan verici anten sisteminin ideal kabul edilmesi durumunda anten çıkışındaki normalize EIRP spektral dağılımlarını göstermektedir. Gerçekte kullanılacak anten sistemi bu ideal durumdan farklı bir transfer fonksiyonuna sahip olacağı için, elde edilen giriş işaretlerinin anten çıkışındaki normalize EIRP dağılımı, giriş işaretinin normalize spektral güç dağılımından farklı olacaktır. Bundan sonraki bölümlerde, kullanılan anten sisteminin bu bozucu etkisi üzerinde durulmaktadır. rnek anten sistemi olarak LPDA (Log Periodic Dipole Array) yapıları

kullanılmıştır. Bölüm 2.3'te LPDA yapılarının transfer fonksiyonlarının elde edilebilmesi için moment yöntemi ile ışınma süreçlerinin analizi yapılmıştır.

2.3. Moment Yöntemiyle Anten Analizi

Antenlerin ışınma süreçlerinin analizinde, akım dağılımını ve giriş empedansını belirleyebilmek için en çok kullanılan yöntemlerden biri moment yöntemidir. Moment yöntemi en genel şekliyle, çözümü istenen anten problemi için çıkarılan bir integral denklemini bilgisayar yardımıyla çözülebilecek matris denklemine dönüştürme tekniğidir. Anten problemlerinde bulunması gereken parametre akım dağılımı olduğu için moment yöntemiyle çözümde akım dağılımı bilinmeyen olarak alınır. Akım dağılımı belirlendikten sonra diğer istenenler kolaylıkla hesaplanabilir [140-143]. Bu bölümde LPDA gibi dipol antenlerden oluşan herhangi bir yapıdaki dizinin ışınma sürecinin analizi için bir moment çözümü çıkartılmıştır. Kullanılan analiz çözümünde moment yönteminin özel bir yaklaşımı olan “parçalı sinüzoidal Galerkin” yöntemi kullanılmıştır.

2.3.1. Dipol Antenin Moment Yöntemiyle Analizi



Şekil 2.27. Herhangi bir doğrultuda yerleştirilmiş dipol anten

Şekil 2.27'deki gibi herhangi bir şekilde konumlandırılmış L_a boyundaki ρ_a yarıçaplı bir dipol anten için P uzak alan noktasındaki frekansa bağlı elektrik alan bileşenleri,

$$\vec{E}_\theta(r, \theta, \phi, \omega) = \frac{j\omega\mu_o}{4\pi r} e^{-j\beta(\omega)r} F_\theta(\theta, \phi, \omega) \vec{\theta} \quad (2.38)$$

$$\vec{E}_\phi(r, \theta, \phi, \omega) = \frac{j\omega\mu_o}{4\pi r} e^{-j\beta(\omega)r} F_\phi(\theta, \phi, \omega) \vec{\phi} \quad (2.39)$$

ifadeleriyle hesaplanabilir. Burada,

$$F_\theta(\theta, \phi, \omega) = \left[\sum_{n=1}^{N_{ps}-1} I_n(\omega) \left[\int_{\ell_{n-1}}^{\ell_n} h_n(\omega, \ell) e^{j\beta(\omega)\ell \cos(\varphi)} + \int_{\ell_n}^{\ell_{n+1}} h_n(\omega, \ell) e^{j\beta(\omega)\ell \cos(\varphi)} d\ell \right] \right. \\ \left. \times \begin{bmatrix} \sin(\theta_\ell) \cos(\phi_\ell) & \sin(\theta_\ell) \sin(\phi_\ell) & \cos(\theta_\ell) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos(\phi) \\ \cos(\theta) \sin(\phi) \\ -\sin(\theta) \end{bmatrix} \right] \quad (2.40)$$

$$F_\phi(\theta, \phi, \omega) = \left[\sum_{n=1}^{N_{ps}-1} I_n(\omega) \left[\int_{\ell_{n-1}}^{\ell_n} h_n(\omega, \ell) e^{j\beta(\omega)\ell \cos(\varphi)} + \int_{\ell_n}^{\ell_{n+1}} h_n(\omega, \ell) e^{j\beta(\omega)\ell \cos(\varphi)} d\ell \right] \right. \\ \left. \times \begin{bmatrix} \sin(\theta_\ell) \cos(\phi_\ell) & \sin(\theta_\ell) \sin(\phi_\ell) & \cos(\theta_\ell) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -\sin(\phi) \\ \cos(\phi) \\ 0 \end{bmatrix} \right] \quad (2.41)$$

şeklinde tanımlanır [144,145]. (2.40) ve (2.41) denklemlerindeki, N_{ps} değeri moment yöntemi için anten üzerinde alınan parça sayısını belirtir. φ açısı $\vec{\ell}$ vektörü ile \vec{r} vektörü arasındaki açıyı gösterir ve

$$\varphi = \cos^{-1} \left(\frac{\vec{\ell} \cdot \vec{r}}{|\vec{\ell}| |\vec{r}|} \right) \\ = \cos^{-1} (\sin(\theta_\ell) \cos(\phi_\ell) \sin(\theta) \cos(\phi) + \sin(\theta_\ell) \sin(\phi_\ell) \sin(\theta) \sin(\phi) + \cos(\theta_\ell) \cos(\theta)) \quad (2.42)$$

şeklinde hesaplanır. Burada, $\vec{\ell}$ vektörü anten doğrultusundaki birim vektörü göstermektedir ve

$$\vec{\ell} = \sin(\theta_\ell) \cos(\phi_\ell) \vec{x} + \sin(\theta_\ell) \sin(\phi_\ell) \vec{y} + \cos(\theta_\ell) \vec{z} \quad (2.43)$$

şeklinde ifade edilir. \vec{r} vektörü ise,

$$\vec{r} = r \times (\sin(\theta) \cos(\phi) \vec{x} + \sin(\theta) \sin(\phi) \vec{y} + \cos(\theta) \vec{z}) \quad (2.44)$$

ile tanımlıdır.

I_n değerleri ise bulunması gereken akım katsayılarını gösterir.

$$\sum_{n=1}^{N_{ps}-1} Z_{mn}(\omega) I_n(\omega) = V_m(\omega) \quad m = 1, 2, \dots, (N_{ps} - 1) \quad (2.45)$$

ifadesi matrisel biçimde,

$$[Z][I] = [V] \quad (2.46)$$

şeklinde yazılır ve buradan $[I]$ çekilerek,

$$[I] = [Z]^{-1}[V] \quad (2.47)$$

şeklinde elde edilir.

$[V]$ giriş işaret matrisi ve $[Z]$ empedans matrisini oluşturan Z_{mn} değerleri için,

$$[V] = [0 \quad 0 \quad \dots \quad V_T(\omega) \quad \dots \quad 0 \quad 0]_{N_{ps}-1} \quad (2.48)$$

$$Z_{mn}(\omega) = -\frac{j30}{\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_n)} \left[\int_{\ell_{m-1}}^{\ell_m} h_m(\omega, \ell) + \int_{\ell_m}^{\ell_{m+1}} h_m(\omega, \ell) \right] \times \left[\frac{e^{-j\beta(\omega)R_{n-1}}}{R_{n-1}} - 2 \cos(\beta(\omega)\Delta\ell_n) \frac{e^{-j\beta(\omega)R_n}}{R_n} + \frac{e^{-j\beta(\omega)R_{n+1}}}{R_{n+1}} \right] d\ell \quad (2.49)$$

ifadeleri tanımlanabilir. (2.49) denklemindeki h_m terimi,

$$h_m(\omega, \ell) = \begin{cases} \frac{\sin(\beta(\omega)(\ell - \ell_{m-1}))}{\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_m)} & , \ell_{m-1} \leq \ell \leq \ell_m \\ \frac{\sin(\beta(\omega)(\ell_{m+1} - \ell))}{\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_m)} & , \ell_m \leq \ell \leq \ell_{m+1} \\ 0 & , \text{diğer yerlerde} \end{cases} \quad (2.50)$$

şeklinde tanımlıdır. (2.50) ifadesi (2.49) denkleminde yerine konulursa,

$$Z_{mn}(\omega) = -\frac{j30}{\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_n)} \left[\int_{\ell_{m-1}}^{\ell_m} \frac{\sin(\beta(\omega)(\ell - \ell_{m-1}))}{\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_m)} + \int_{\ell_m}^{\ell_{m+1}} \frac{\sin(\beta(\omega)(\ell_{m+1} - \ell))}{\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_m)} \right] \times \left[\frac{e^{-j\beta(\omega)R_{n-1}}}{R_{n-1}} - 2 \cos(\beta(\omega)\Delta\ell_n) \frac{e^{-j\beta(\omega)R_n}}{R_n} + \frac{e^{-j\beta(\omega)R_{n+1}}}{R_{n+1}} \right] d\ell \quad (2.51)$$

olarak yazılır. Burada,

$$R_{n-1} = \sqrt{\rho_a^2 + (\ell - \ell_{n-1})^2} \quad (2.52)$$

$$R_n = \sqrt{\rho_a^2 + (\ell - \ell_n)^2} \quad (2.53)$$

$$R_{n+1} = \sqrt{\rho_a^2 + (\ell - \ell_{n+1})^2} \quad (2.54)$$

$$\Delta\ell_n = \ell_n - \ell_{n-1} = \ell_{n+1} - \ell_n \quad (2.55)$$

$$\Delta\ell_m = \ell_m - \ell_{m-1} = \ell_{m+1} - \ell_m \quad (2.56)$$

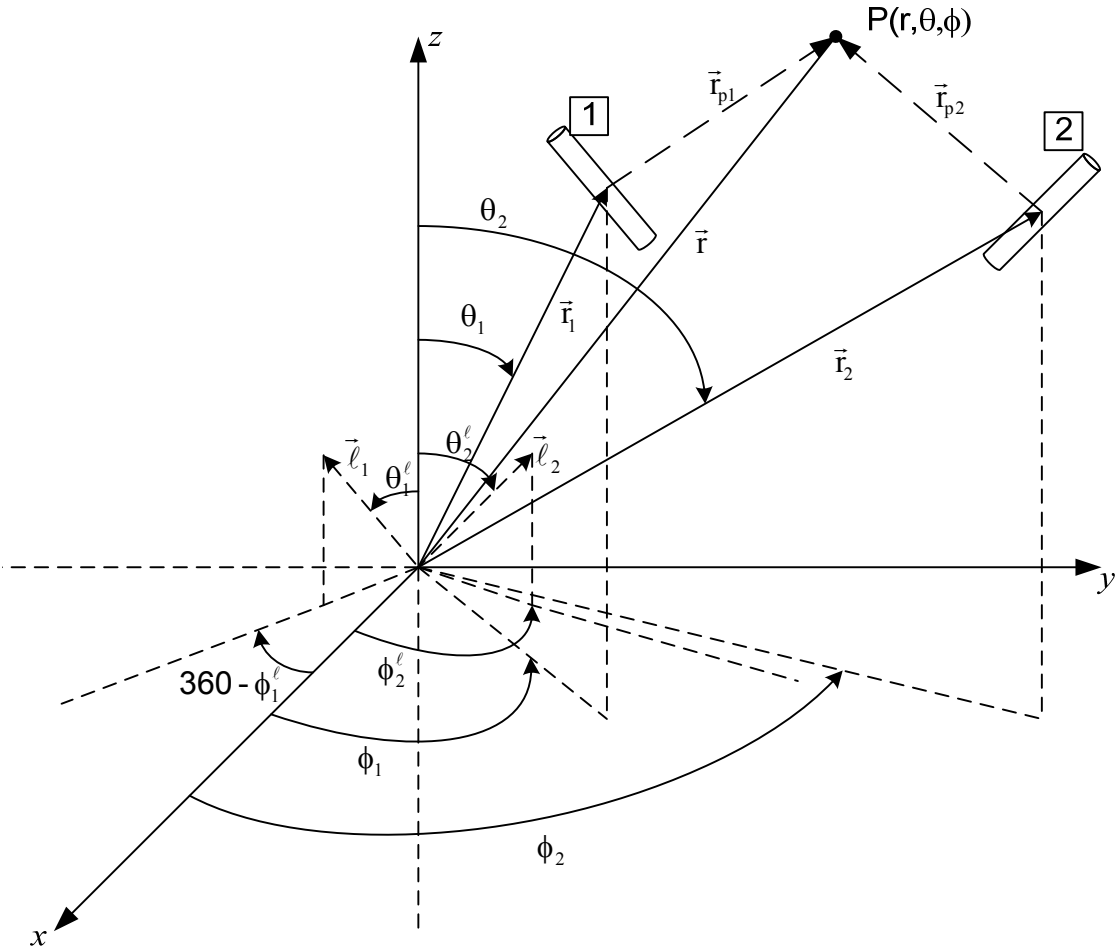
$$\ell_n = -\frac{L_a}{2} + (n-1) \frac{L_a}{N_{ps}} \quad (2.57)$$

dir [143, 146].

2.3.2. Dipol Anten Dizilerinin Moment Yöntemiyle Analizi

Şekil 2.28’de gösterildiği gibi \vec{r}_m vektörü ile konumlandırılmış, $\vec{\ell}_m$ birim vektörü doğrultusundaki elemanlardan meydana gelmiş herhangi bir dipol anten dizi yapısı için herhangi bir uzak alan noktasındaki elektrik alan bileşenlerinin frekansa bağlı ifadeleri moment yöntemi kullanılarak çıkartılabilir.

Bunun için öncelikle bu yapıyı meydana getiren her bir anten elemanın -bütün elemanlar arasında ortak kuplaj hesaba katılarak- empedans matrisinin ve üzerindeki akım dağılımının çıkartılması gerekir.



Şekil 2.28. Herhangi bir doğrultuda ve konumda yerleştirilmiş dipol antenler

Şekil 2.28'deki gibi herhangi bir konumda ve doğrultuda yerleştirilmiş M adet elemandan meydana gelen bir yapıda m . eleman için,

L_m : m . antenin boyu

N_m : m . antenin üzerinde alınan parça sayısı

$\vec{\ell}_m$: m . anten doğrultusundaki birim vektör

\vec{r}_m : m . antenin konum vektörü

olmak üzere empedans matrisi için Z_{kt}^{pq} değerleri $p \neq q$ için,

$$Z_{kt}^{pq}(\omega) = \frac{j30}{\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_p)\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_q)} \times \left[\int_{\ell_{pk}}^{\ell_{p(k+1)}} \sin(\beta(\omega)(\ell - \ell_{pk})) + \int_{\ell_{p(k+1)}}^{\ell_{p(k+2)}} \sin(\beta(\omega)(\ell_{p(k+2)} - \ell)) \right] \times \left[\frac{e^{j\beta(\omega)R_t^{pq}}}{R_t^{pq}} + \frac{e^{j\beta(\omega)R_{t+2}^{pq}}}{R_{t+2}^{pq}} - 2\cos(\beta(\omega)\Delta\ell_q) \frac{e^{j\beta(\omega)R_{t+1}^{pq}}}{R_{t+1}^{pq}} \right] d\ell \times \vec{\ell}_p \cdot \vec{\ell}_q \quad (2.58)$$

şeklinde yazılabilir. Burada,

$$\vec{\ell}_m = \sin(\theta_m^\ell) \cos(\phi_m^\ell) \vec{x} + \sin(\theta_m^\ell) \sin(\phi_m^\ell) \vec{y} + \cos(\theta_m^\ell) \vec{z} \quad (2.59)$$

$$\vec{r}_m = \sin(\theta_m) \cos(\phi_m) \vec{x} + \sin(\theta_m) \sin(\phi_m) \vec{y} + \cos(\theta_m) \vec{z} \quad (2.60)$$

olmak üzere

$$p = 1 \dots M$$

$$q = 1 \dots M$$

$$k = 1 \dots (N_p - 1)$$

$$t = 1 \dots (N_q - 1)$$

$$\Delta\ell_p = \frac{L_p}{N_p} \quad (2.61)$$

$$\Delta\ell_q = \frac{L_q}{N_q} \quad (2.62)$$

$$\ell_{pk} = -\frac{L_p}{2} + (k-1)\Delta\ell_p \quad (2.63)$$

$$R_t^{pq} = \left| \vec{r}'_{pk}(\ell) - \vec{r}'_{qt} \right| \quad (2.64)$$

$$R_{t+1}^{pq} = \left| \vec{r}'_{pk}(\ell) - \vec{r}'_{q(t+1)} \right| \quad (2.65)$$

$$R_{t+2}^{pq} = \left| \vec{r}'_{pk}(\ell) - \vec{r}'_{q(t+2)} \right| \quad (2.66)$$

$$\vec{r}'_{pk}(\ell) = \vec{r}_p + \ell \times \vec{\ell}_p \quad (2.67)$$

$$\vec{r}'_{qt} = \vec{r}_q + \ell_{qt} \times \vec{\ell}_q \quad (2.68)$$

$$\vec{r}'_{q(t+1)} = \vec{r}_q + \ell_{q(t+1)} \times \vec{\ell}_q \quad (2.69)$$

$$\vec{r}'_{q(t+2)} = \vec{r}_q + \ell_{q(t+2)} \times \vec{\ell}_q \quad (2.70)$$

dir. $p = q$ için Z_{kt}^{pq} değerleri (2.51) denklemiyle hesaplanabilir. Bilinmeyen akım katsayıları I_{mn} ise (2.47) ifadesinden yararlanılarak bulunur. Akım katsayıları elde edildikten sonra m. anten üzerindeki akım dağılımı,

$$I_m(\omega, \ell_m) = \sum_{n=1}^{N_m-1} I_{mn}(\omega) h_n(\omega, \ell_m) \quad (2.71)$$

ifadesiyle bulunur. Burada,

$$h_n(\omega, \ell_m) = \begin{cases} \frac{\sin(\beta(\omega)(\ell - \ell_{m(n-1)}))}{\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_m)} & , \ell_{m(n-1)} \leq \ell \leq \ell_{mn} \\ \frac{\sin(\beta(\omega)(\ell_{m(n+1)} - \ell))}{\sin(\beta(\omega)\Delta\ell_m)} & , \ell_{mn} \leq \ell \leq \ell_{m(n+1)} \\ 0 & , \text{diğer yerlerde} \end{cases} \quad (2.72)$$

olarak tanımlıdır.

Yukarıdaki ifadeler kullanılarak her bir eleman için akım dağılımı elde edildikten sonra P uzak alan noktasındaki elektrik alan bileşenlerinin frekansa bağlı ifadeleri,

$$\vec{E}_\theta(r, \theta, \phi, \omega) = \sum_{m=1}^M \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r_{pm}} e^{-j\beta(\omega)r_{pm}} F_\theta^m(\theta_{pm}, \phi_{pm}, \omega) \vec{\theta} \quad (2.73)$$

$$\vec{E}_\phi(r, \theta, \phi, \omega) = \sum_{m=1}^M \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r_{pm}} e^{-j\beta(\omega)r_{pm}} F_\phi^m(\theta_{pm}, \phi_{pm}, \omega) \vec{\phi} \quad (2.74)$$

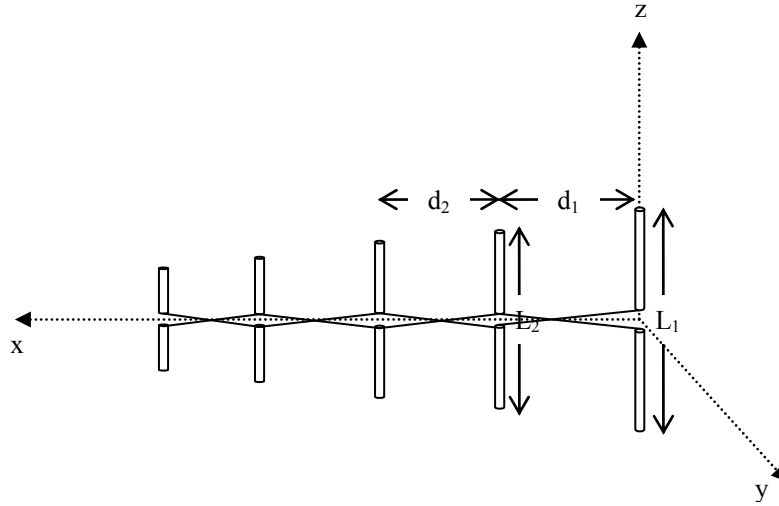
ifadeleri ile elde edilir. Burada,

$$\vec{r}_{pm}(r_{pm}, \theta_{pm}, \phi_{pm}) = \vec{r} - \vec{r}_m \quad (2.75)$$

dir. $F_\theta^m(\theta_{pm}, \phi_{pm}, \omega)$ değeri (2.40) denklemi ve $F_\phi^m(\theta_{pm}, \phi_{pm}, \omega)$ değeri (2.41) denklemi kullanılarak hesaplanabilir.

Burada verilen yöntemle Şekil 2.29'daki gibi herhangi bir LPDA yapısında her bir eleman için gerekli konum ve doğrultu vektörleri ile anten boyu ve yarıçap değerleri verildikten sonra tasarlanan yapı için istenilen analiz gerçekleştirilebilir.

LPDA yapılarının tasarımında τ_{sf} (ölçekleme faktörü - scale factor) ve σ_{sf} (elemanlar arası mesafe faktörü - spacing factor) olmak üzere iki temel tasarım parametresi kullanılmaktadır. Dizideki anten elemanlarının boyları τ_{sf} parametresiyle, elemanlar arası boşluk ise σ_{sf} parametresiyle belirlenir. Söz konusu tasarımda seçilen frekans aralığı için üst frekans ve alt frekans değerleri kullanılarak en büyük eleman boyu olarak alt frekans değerindeki dalga boyunun yarısı ilk eleman boyu olarak seçilir. Seçilen τ_{sf} değerine bağlı olarak sonuncu eleman boyu en küçük eleman boyu olarak üst frekans değerindeki dalga boyunun yarısına en yakın değer için belirlenir. Seçilen çalışma frekans aralığına ve τ_{sf} değerine bağlı olarak dizinin eleman sayısı değişebilir.



Şekil 2.29. Genel LPDA yapısı

Üst frekans ve alt frekans değerleri ile τ_{sf} ve σ_{sf} parametreleri belirlendikten sonra,

$$\tau_{sf} = \frac{L_2}{L_1} = \frac{L_{n+1}}{L_n} \quad (2.76)$$

$$\sigma_{sf} = \frac{d_1}{2L_1} = \frac{d_n}{2L_n} \quad (2.77)$$

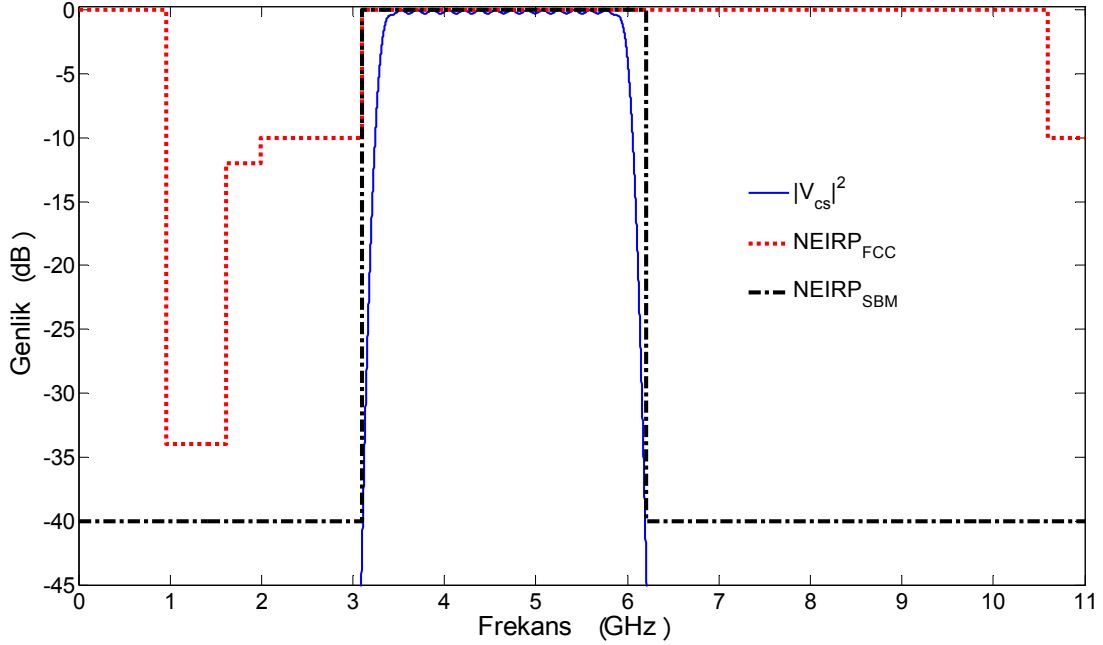
ifadeleri kullanılarak anten boyları ve elemanlar arası mesafeler hesaplanabilir [147].

Bundan sonraki bölümde seçilen bir alt bant bölgesi için oluşturulan AGB giriş işaretinin aynı alt bant bölgesi için tasarlanan bir LPDA verici anten sisteminden yayımlanması durumunda elde edilen normalize EIRP dağılımındaki değişimler irdelenmektedir.

2.4. Herhangi Bir Alt Bant Bölgesinde LPDA Anten Sisteminden AGB İşaret Yayılmı

Bu bölümde örnek olarak seçilen 3.1-6.2 GHz alt bant bölgesi için doğrusal işaret birleşimi kullanılarak elde edilen AGB işaretinin, aynı frekans bandı için tasarlanmış bir LPDA verici anten sisteminden yayılımı ile elde edilen normalize EIRP spektral dağılımında giriş işaretinin normalize güç-frekans dağılımına göre meydana gelen bozulma irdelenmiştir.

Şekil 2.30’da 3.1-6.2 GHz alt bant bölgesi için üst ve alt frekans noktalarında -40 dB sınırlandırma değerine sahip NEIRP_{SBM} maskesi için üretilmiş olan işaretin normalize spektral güç dağılımı gösterilmiştir.



Şekil 2.30. NEIRP_{SBM} alt bant maskesi için $N=16$ ve $B_c=0.6$ ile oluşturulan $|V_{cs}|^2$ 'nin spektral dağılımı

Üretilen dalga biçimi için $N=16$ ve $B_c=0.6$ olarak seçilmiştir. Şekil 2.30'daki işaret için 3.1-6.2 GHz aralığı için spektrum kullanma verimi $\psi = 0.84$ olarak hesaplanmıştır. Temel işaret parametreleri $f_{cl} = 3.3585$ GHz, $B_{cf} = 86.099$ MHz ve $\tau = 2.6423$ ns olarak elde edilmiştir.

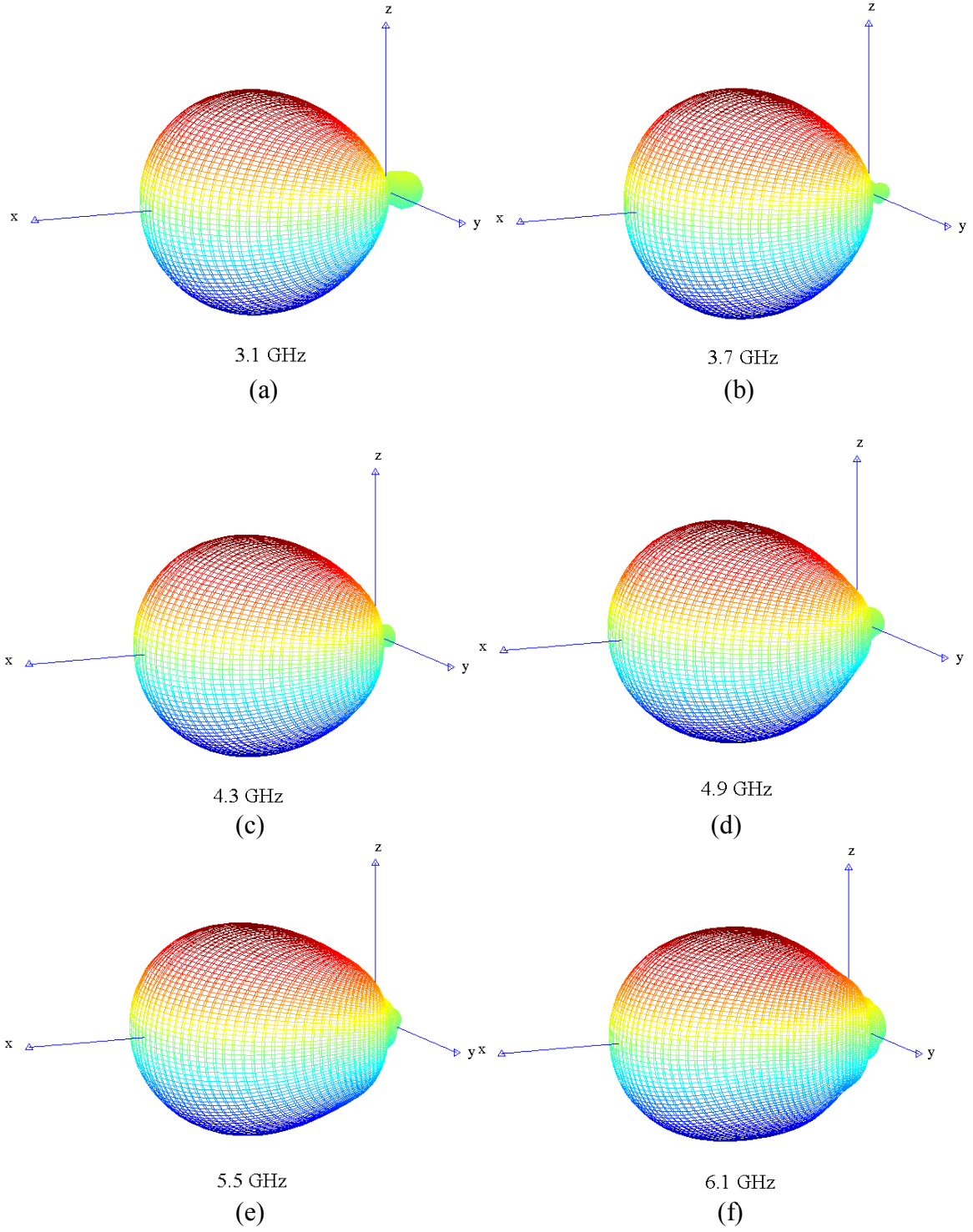
Elde edilen bu giriş işaretinin yayılımı için yine 3.1-6.2 GHz çalışma frekans aralığı için tasarlanmış bir LPDA yapısı kullanılacaktır. Şekil 2.29'daki gibi z eksenini doğrultusunda, x eksenini boyunca konumlandırılmış 11 elemanlı bir LPDA için tasarım parametreleri [147]'deki grafikten $\tau_{sf} = 0.917$ ve $\sigma_{sf} = 0.169$ olarak seçilmiştir. Tablo 10'da söz konusu alt bant bölgesi için tasarlanan LPDA'nın anten boyları, eleman yarıçapları ve elemanlar arası mesafe değerleri verilmiştir.

Tablo 10. 3.1-6.2 GHz bölgesi için tasarlanan 11 elemanlı LPDA parametreleri

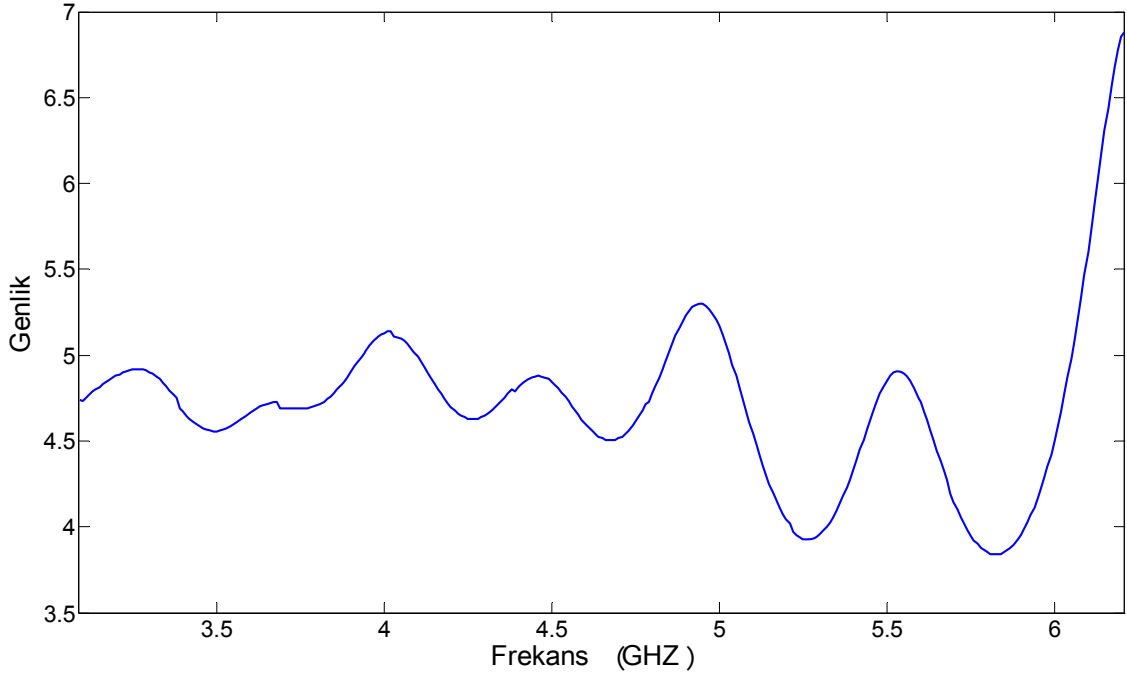
Anten Boyları (cm)		Anten yarıçapları (cm)		Anten elemanları arası mesafe (cm)	
L ₁	4.83	ρ_{a1}	0.05	d ₁	1.64
L ₂	4.44	ρ_{a2}	0.05	d ₂	1.50
L ₃	4.06	ρ_{a3}	0.05	d ₃	1.38
L ₄	3.73	ρ_{a4}	0.05	d ₄	1.26
L ₅	3.42	ρ_{a5}	0.05	d ₅	1.16
L ₆	3.13	ρ_{a6}	0.05	d ₆	1.06
L ₇	2.88	ρ_{a7}	0.05	d ₇	0.97
L ₈	2.64	ρ_{a8}	0.05	d ₈	0.89
L ₉	2.42	ρ_{a9}	0.05	d ₉	0.82
L ₁₀	2.22	ρ_{a10}	0.05	d ₁₀	0.75
L ₁₁	2.03	ρ_{a11}	0.05		

Şekil 2.31’de, tasarlanan 11 elemanlı LPDA’nın bazı frekans değerleri için 3 boyutlu ışınma örüntüleri kartezyen koordinatlarda gösterilmiştir. Şekil 2.31’den görüldüğü gibi AGB işaret yayılımı için tasarlanan anten sistemi $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için maksimum ışınma doğrultusuna sahiptir.

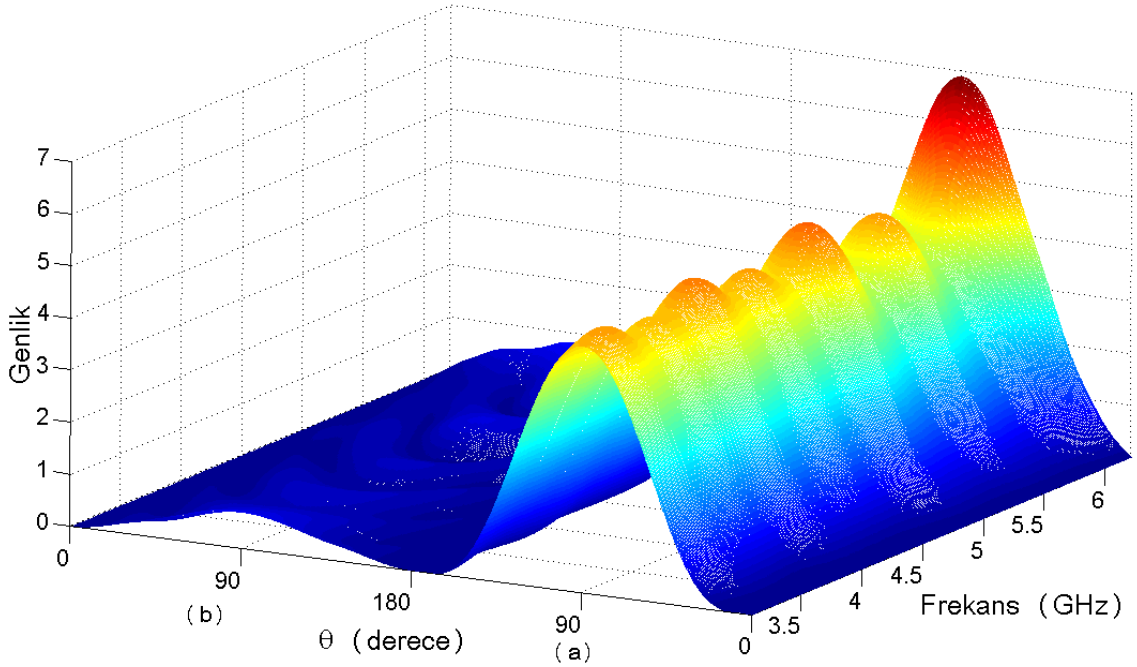
Şekil 2.32’de $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ için belirtilen ÇFA’da uzak alan frekans tepkesinin genliğinin frekansla değişimi verilmiştir. Şekil 2.33’te ise $\theta=0-180^\circ$ için $\phi=0^\circ$ ve $\phi=180^\circ$ de uzay-frekans tepkesi gösterilmiştir. $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ için, Şekil 2.34’te kazancın frekansla değişimi ve Şekil 2.35’te normalize EIRP değerinin frekansla değişimi görülmektedir.



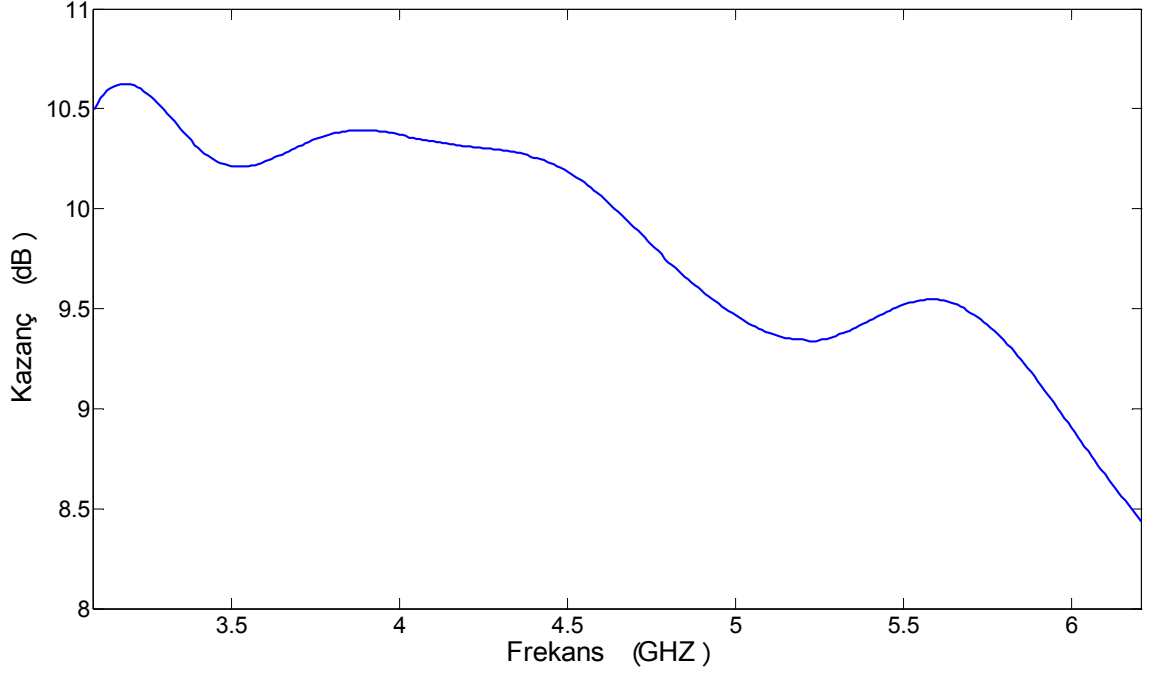
Şekil 2.31. (a) 3.1 GHz (b) 3.7 GHz (c) 4.3 GHz (d) 4.9 GHz (e) 5.5 GHz (f) 6.1 GHz için 11 elemanlı LPDA'nın kartezyen koordinat sisteminde uzak alan ışıma örüntüleri



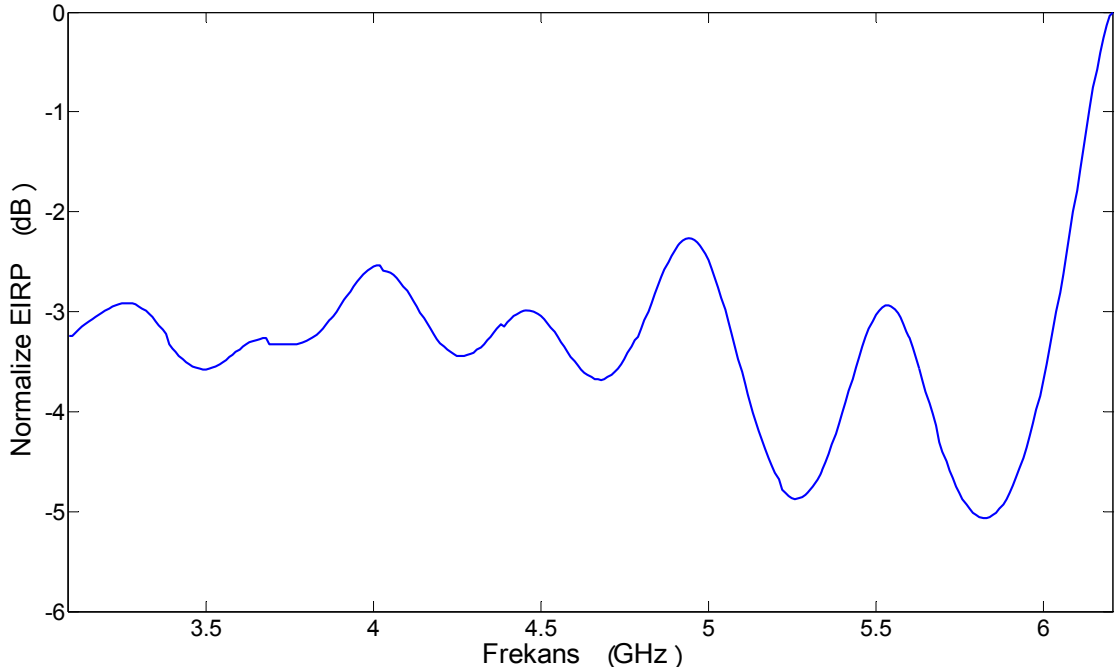
Şekil 2.32. 3.1-6.2 GHz için 11 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için uzak alan frekans tepkisi



Şekil 2.33. 3.1-6.2 GHz aralığında 11 elemanlı LPDA'nın $\theta=0-180^\circ$ için (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ de uzak alan uzay-frekans tepkisi

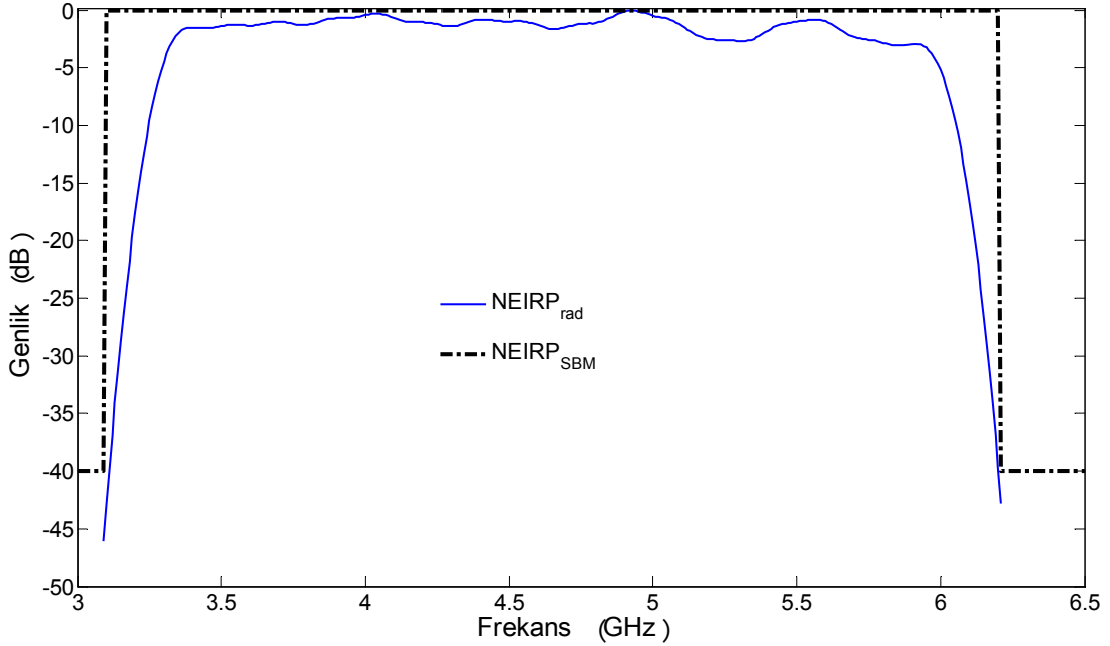


Şekil 2.34. 3.1-6.2 GHz için 11 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için kazancının frekansla değişimi



Şekil 2.35. 3.1-6.2 GHz için 11 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için normalize EIRP değerinin frekansla değişimi

Şekil 2.32 incelediğinde AGB işaretin yayılımı için kullanılacak olan anten sisteminin normalize frekans tepkesinin, $|\vec{H}_{rad}(\omega)| = 1$ varsayımından oldukça farklı olduğu anlaşılmaktadır. Anten sisteminin frekans tepkesindeki bu dalgalanmalar giriş işaretinin spektral güç dağılımının anten çıkışında bozulmasına neden olur. Seçilen alt bant bölgesi için $NEIRP_{SBM}$ maskesine göre üretilmiş olan V_{cs} işaretinin spektral güç dağılımı Şekil 2.35’te verilen anten sisteminin normalize EIRP frekans tepkesiyle çarpıldığında yayımlanan işaretin normalize spektral güç dağılımı ($NEIRP_{rad}$) elde edilir. Şekil 2.36’da $NEIRP_{rad}$ spektral dağılımı verilmiştir. Şekil 2.36’dan görüldüğü gibi $NEIRP_{rad}$ dağılımı, başlangıçta üretilen spektral güç dağılımından farklıdır. $NEIRP_{rad}$ dağılımı için spektrum kullanma verimi hesaplandığında $\psi = 0.64$ olarak elde edilmektedir. Şekil 2.30’da verilen giriş işareti için bu değer $\psi = 0.84$ olarak hesaplanmıştır. Görüldüğü gibi anten sisteminin transfer fonksiyonundaki ideal durumdan sapmalardan dolayı meydana gelen bozucu etki nedeniyle spektrum kullanma veriminde 0.20 civarında bir azalma meydana gelmiştir.



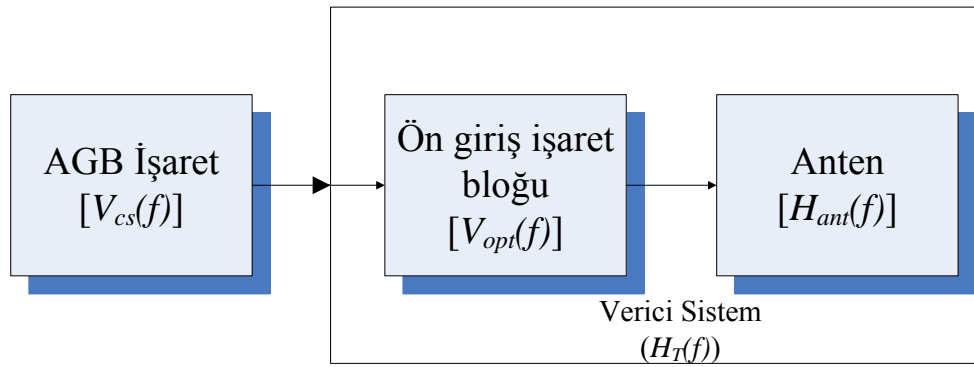
Şekil 2.36. 3.1-6.2 GHz bölgesi için V_{cs} işareti ile beslenen 11 elemanlı LPDA'nın çıkışındaki normalize EIRP'nin spektral dağılımı

Verilen örnek sonuçtan da görüldüğü gibi, AGB uygulamalarında kullanılan anten sisteminin transfer fonksiyonunun düz bir genlik tepkesine sahip olma kabulünden uzaklaşması, yayımlanan işaret için spektral EIRP dağılımını referans alınan yayılım

maskesine göre daha düşük bir uygunluk oranına çekmektedir. Bu nedenle yapılan çalışmaların bundan sonraki kısmında, bu bozucu etkiyi en aza indirmek amacıyla anten sisteminin normalize transfer fonksiyonunun spektral dağılımını, $|\vec{H}_{rad}(\omega)|=1$ ideal durumuna yakınlaştırmak için bir transfer fonksiyonu optimizasyon modeli önerilmiştir.

2.5. Transfer Fonksiyonu Optimizasyon Modeli

Burada önerilen model ile belirlenen bir çalışma frekans aralığı için anten girişine yerleştirilecek olan bir ön giriş işaret bloğu sayesinde toplam verici sistem transfer fonksiyonunun düz bir genlik dağılımına yakınlaştırılması hedeflenmektedir. Şekil 2.37’de önerilen model için genel yapı blok diyagramı olarak gösterilmiştir.



Şekil 2.37. Transfer fonksiyonu uygunlaştırma için verici blok diyagramı

Şekil 2.37’de

$H_{ant}(f)$: Verici anten transfer fonksiyonunu

$H_T(f)$: Verici sistem transfer fonksiyonunu

$V_{opt}(f)$: Transfer fonksiyonu optimizasyonu için ön giriş işaretini

$V_{cs}(f)$: Çalışma frekans aralığı için üretilen AGB işaretini

gösterir. Belirtilen problem için ideal çözüm durumunda $H_T(f)$ dağılımının normalize değerinin 1 olması amaçlanmaktadır. Bu ideal durumun sağlanması halinde verici sistem girişinden verilen $V_{cs}(f)$ işaretinin normalize spektral güç dağılımı ile anten çıkışında elde edilecek olan normalize EIRP spektral dağılımı aynı olacaktır. Böylece verilen herhangi bir yayılım maskesi için belli bir uygunluk verimi ile üretilmiş olan giriş işareti anten çıkışında da aynı uygunluk verimine sahip olacaktır.

Verici sistem transfer fonksiyonu,

$$H_T(f) = V_{opt}(f)H_{ant}(f) \quad (2.78)$$

olarak yazılabilir. Burada çözülmesi gereken temel problem, $H_T(f)$ verici sistem transfer fonksiyonunu düz bir genlik dağılımına getirecek olan $V_{opt}(f)$ ön giriş işaretinin elde edilmesidir.

2.5.1. Transfer Fonksiyonu Optimizasyonu İçin Ön Giriş İşaretinin Elde Edilmesi

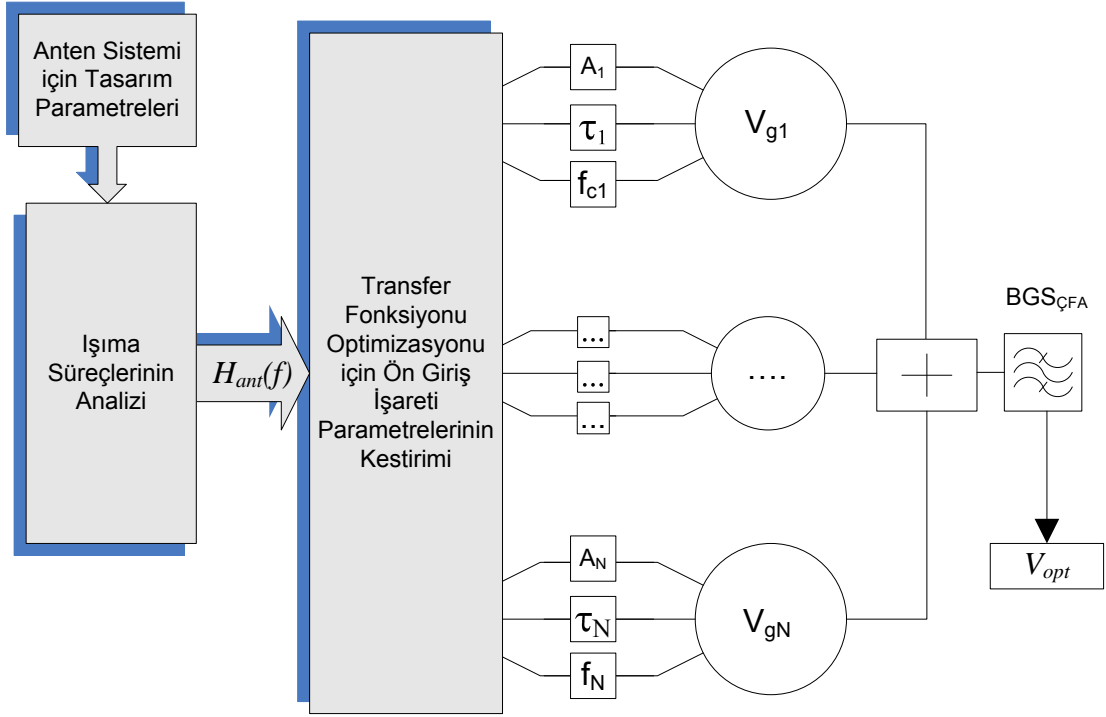
Bu bölümde Şekil 2.37’de gösterilen $H_T(f)$ dağılımını ideal durum olarak kabul edilen normalize $H_T(f)=1$ değerine yakınlaştıracak uygun ön giriş işareti $V_{opt}(f)$ ’nin dalga biçiminin elde edilmesi için önerilen model ve çözüm sunulmaktadır. İdealde, bir anten sisteminin frekans tepkesini düzgünleştirmek için giriş işareti olarak frekans tepkesinin tersini kullanmak yeterlidir. Diğer deyişle ideal durum için ön giriş işareti,

$$V_{ideal}(f) = \frac{1}{H_{ant}(f)} \quad (2.79)$$

ifadesiyle elde edilir. Ancak frekans tepkesinin tersini işaret olarak üretmek imkânsız ya da çok zordur [148]. Bu nedenle, bu çalışmada (2.79) denkleminde verilen $V_{ideal}(f)$ işareti ile aynı dağılıma sahip $V_{opt}(f)$ ön giriş işaretini, bilinen fonksiyonlar cinsinden elde edebilmek için bir model kurulmuş ve bu modelle çözüm yapılmıştır. Şekil 2.38’de ön giriş işareti üretimi için önerilen model blok diyagram olarak verilmiştir. Şekil 2.38’deki V_{gn} işaretleri $V_{opt}(f)$ işaretini oluşturmak için kullanılan temel işaret fonksiyonunu göstermektedir. Burada temel işaret olarak Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaret seçildiğinden $V_{gn}(f)$,

$$V_{gn}(f) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} A_n \tau_n \left(e^{-(\pi\tau_n(f-f_{cn}))^2} + e^{-(\pi\tau_n(f+f_{cn}))^2} \right) \quad (2.80)$$

şeklinde ifade edilir.



Şekil 2.38. $V_{opt}(f)$ işaretinin oluşturulması için kullanılan model

Şekil 2.38'den de görülebileceği gibi, $V_{opt}(f)$ işareti, seçilen N adet temel işaretin birleşimi ile elde edilen toplam işaretin BGS_{CFA} bant geçiren süzgecinden sonra elde edilen çıkış işaretidir ve

$$V_{opt}(f) = \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{\pi}{2}} A_n \tau_n \left(e^{-\pi \tau_n (f - f_{cn})^2} + e^{-\pi \tau_n (f + f_{cn})^2} \right) \quad (2.81)$$

olarak yazılabilir. (2.81) denkleminde A_n , τ_n ve f_{cn} değerleri bilinmeyen işaret parametreleridir. N adet temel işaret için kestirilmesi gereken $N \times 3$ adet parametre değeri bulunur. Bu bilinmeyen işaret parametrelerinin kestirimi için ele alınan problem, doğrusal olmayan en küçük kareler (NLS) problemine dönüştürülerek çözümü gerçekleştirilebilir. Kestirim problemi için amaç fonksiyonu,

$$\min \sum_{i=1}^{F_N} [V_{ideal}(f_i) - V_{opt}(f_i)]^2 \quad (2.82)$$

olarak belirlenir. Burada,

F_N : ÇFA'da alınan örnek frekans sayısını

f_i : i . örnek frekans değerini

göstermektedir.

(2.79) ve (2.81) ifadeleri (2.82) denkleminde yerine konulursa, amaç fonksiyonu,

$$\min \sum_{i=1}^{F_N} \left[\frac{1}{H_{ant}(f_i)} - \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{\pi}{2}} A_n \tau_n \left(e^{-\pi \tau_n (f_i - f_{cn})^2} + e^{-\pi \tau_n (f_i + f_{cn})^2} \right) \right]^2 \quad (2.83)$$

şeklinde açılabilir. (2.83) denkleminde verilen amaç fonksiyonu, Bölüm 1.7'de verilen doğrusal olmayan en küçük kareler yöntemleri kullanılarak en küçük karesel hata için çözülür ve A_n , τ_n ve f_{cn} değerleri belli bir doğruluk oranıyla elde edilir. Bu çalışmada Bölüm 1.7'de verilen NLSA yöntemlerinin gerçekleştirilmesi Matlab paket yazılımına ait alt programlar kullanılarak sağlanmıştır.

Buraya kadar yapılan çözümler, anten sisteminin frekans tepkisini düz bir genlik dağılımına sahip bir biçime dönüştürecek ön giriş işareti için uygun parametre değerlerinin kestirilmesini hedeflemektedir. Eğer önerilen model, belirli bir çalışma frekans aralığı için tanımlanan bir EIRP yayılım maskesi ($V_{SBM}(f)$)'ne uygun giriş işaretlerini bulmak için kullanılacaksa, ideal girişi temsil eden $V_{ideal}(f)$ işareti,

$$V_{ideal}(f) = \frac{1}{H_{ant}(f)} V_{SBM}(f) \quad (2.84)$$

denklemleriyle elde edilip, önerilen çözüm yöntemi kullanılarak giriş işareti için uygun A_n , τ_n ve f_{cn} katsayıları belirlenebilir.

2.6. Herhangi Bir Alt Bant Bölgesi İçin Transfer Fonksiyonu Optimizasyonu

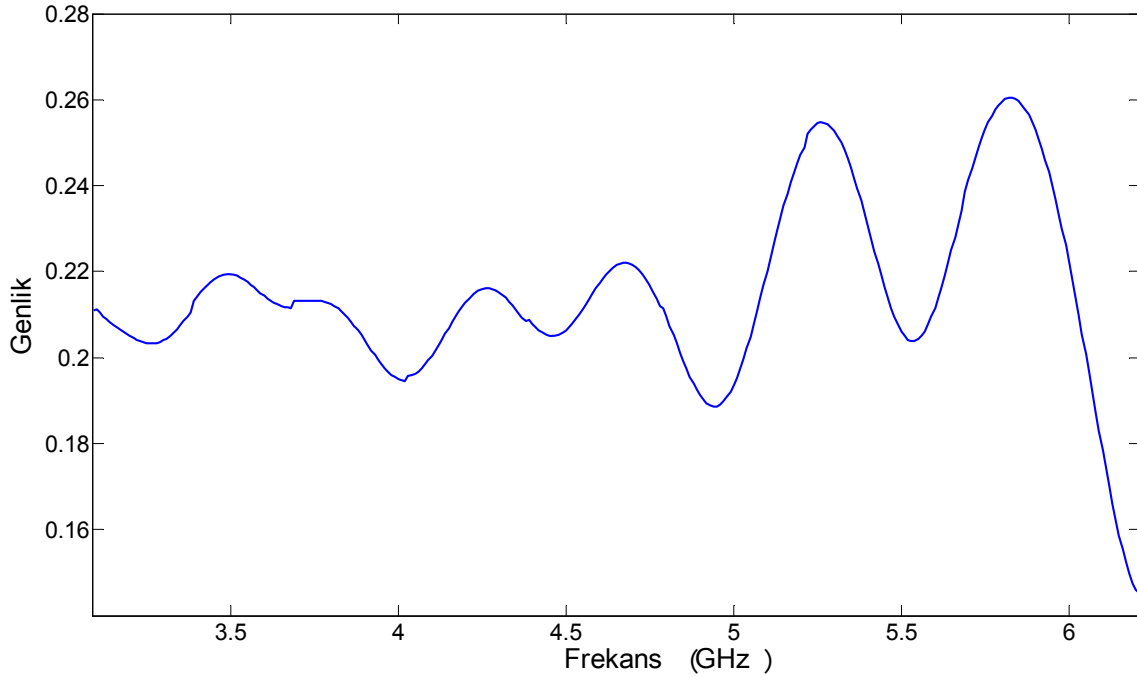
Bu bölümde, Bölüm 2.4'te verilen 3.1-6.2 GHz bandında çalıştırılan 11 elemanlı LPDA örneği için yukarıda önerilen model üzerinden transfer fonksiyonu optimizasyonu

gerçekleştirilmiştir. $H_{ant}(f)$ olarak Şekil 2.32’de verilen frekans tepkisi referans alınarak (2.79) denkleminde $V_{ideal}(f)$ Şekil 2.39’deki gibi elde edilir.

Transfer fonksiyonu optimizasyonu için $V_{opt}(f)$ işaretinin çözümünde $N=8$ adet Gaussian modülasyonlu sinüzoidal işaret kullanılmıştır. Frekans bölgesinde 10 MHz aralıklarla örnekleme yapılmış ve toplam örnek sayısı $F_N=311$ olarak alınmıştır. (2.83) ifadesi bu örnek uygulama için,

$$\min \sum_{i=1}^{311} \left[\frac{1}{H_{ant}(f_i)} - \sum_{n=1}^8 \sqrt{\frac{\pi}{2}} A_n \tau_n \left(e^{-\pi \tau_n (f_i - f_{cn})^2} + e^{-\pi \tau_n (f_i + f_{cn})^2} \right) \right]^2 \quad (2.85)$$

şeklinde ele alınır.



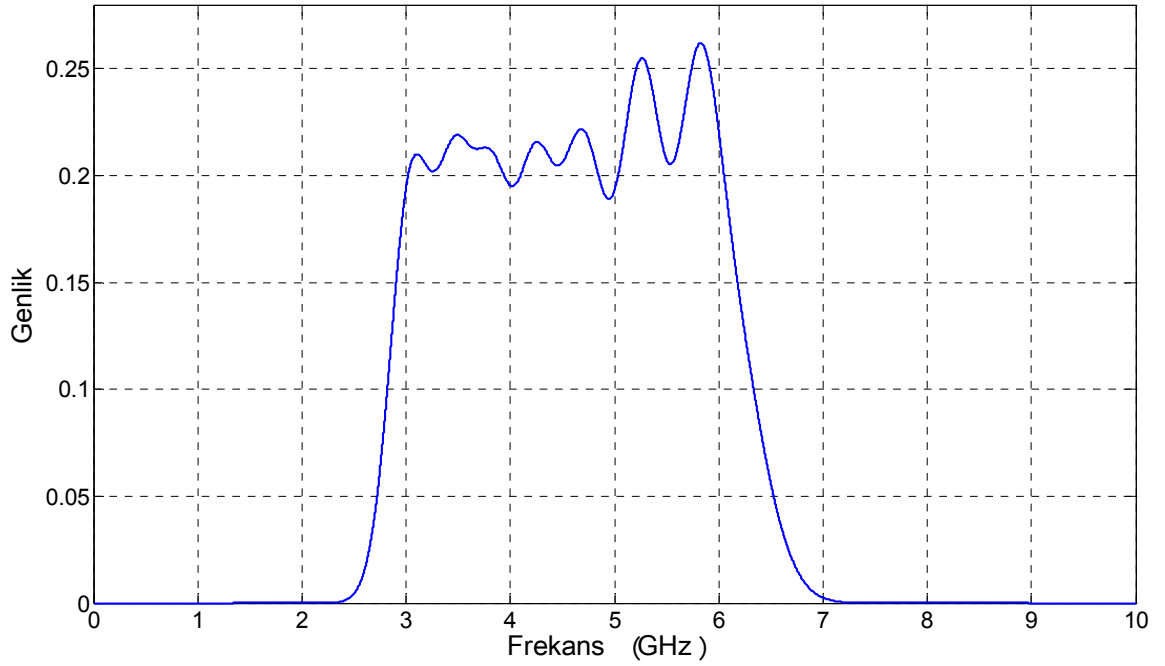
Şekil 2.39. 3.1-6.2 GHz bölgesi için tasarlanan 11 elemanlı LPDA'ya ait $V_{ideal}(f)$ dağılımı

(2.85)'deki amaç fonksiyonunun çözümü gerçekleştirildiğinde $V_{opt}(f)$ işareti için gerekli olan A_n , τ_n ve f_{cn} parametrelerinin kestirilmiş değerleri Tablo 11'de verilmiştir.

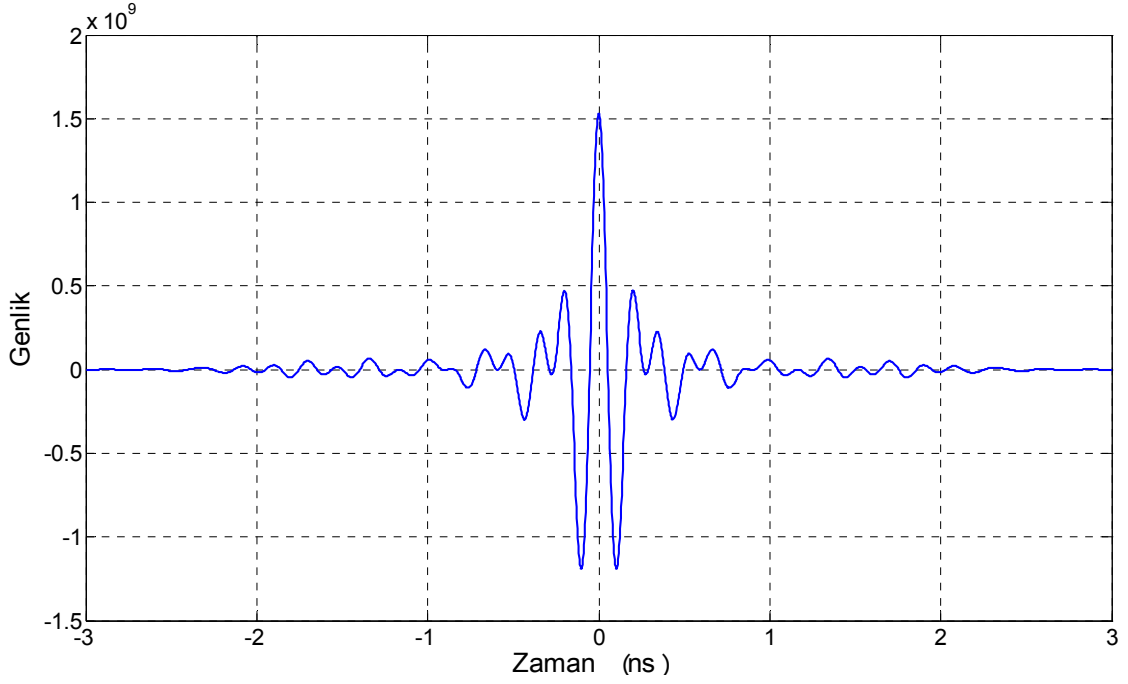
Tablo 11. Şekil 2.39'daki $V_{ideal}(f)$ için elde edilen $V_{opt}(f)$ işaretine ait parametre değerleri

n	A_n	τ_n (ns)	f_{cn} (GHz)
1	1.9238E+12	0.6441	6.0000
2	1.6859E+12	1.0772	5.2550
3	1.6350E+12	1.0038	4.6970
4	1.1252E+12	1.2395	3.4690
5	1.2227E+12	1.1681	4.2280
6	1.3715E+12	1.1292	3.0490
7	1.0490E+12	1.2596	3.8250
8	8.0901E+11	1.2003	5.7900

Tablo 11'deki değerler için elde edilen V_{opt} işaretinin frekans bölgesindeki dağılımı Şekil 2.40'da, zaman bölgesindeki değişimi Şekil 2.41'de verilmiştir.

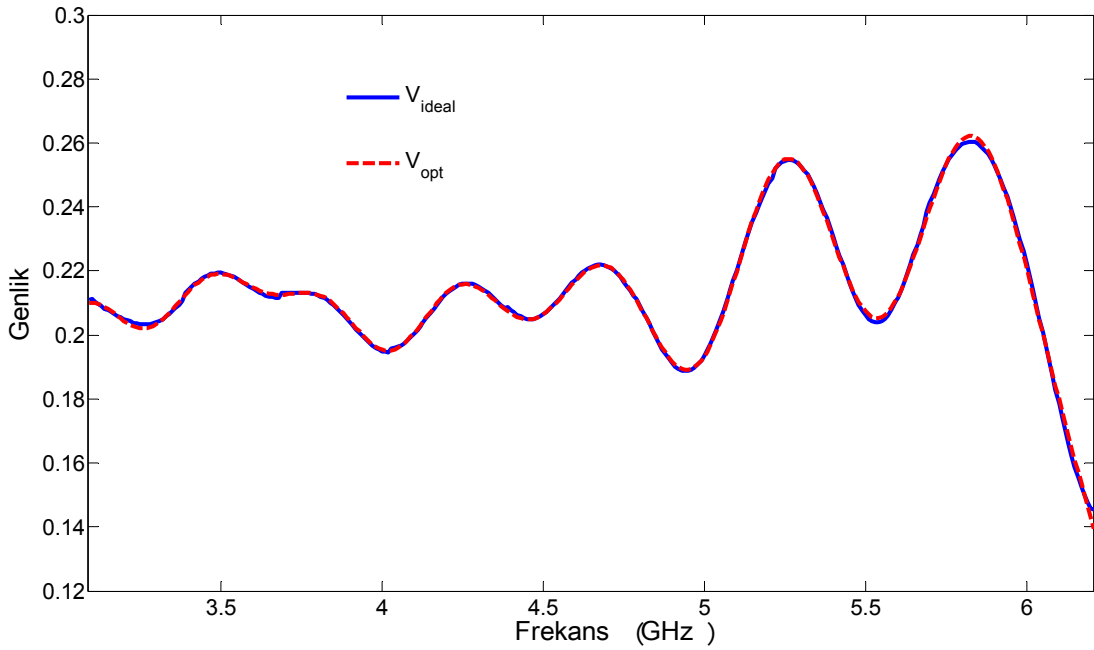


Şekil 2.40. Tablo 11'deki değerler için elde edilen V_{opt} işaretinin spektral dağılımı



Şekil 2.41. Tablo 11’deki değerler için elde edilen V_{opt} işaretinin zamanla değişimi

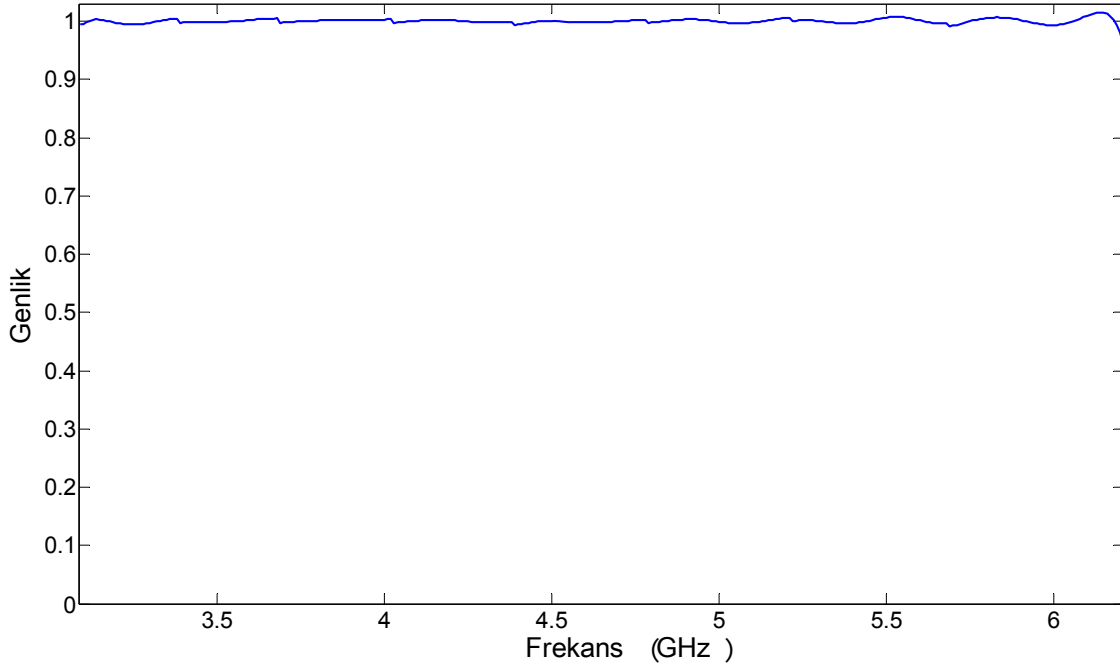
Şekil 2.42’de 3.1-6.2 GHz alt bant bölgesi için $V_{ideal}(f)$ dağılımı ile $V_{opt}(f)$ işaretinin spektral dağılımı karşılaştırılmaktadır. Görüldüğü gibi üretilen ön giriş işareti V_{opt} , ideal durum için alınan V_{ideal} dağılımına çok iyi yakınsamaktadır.



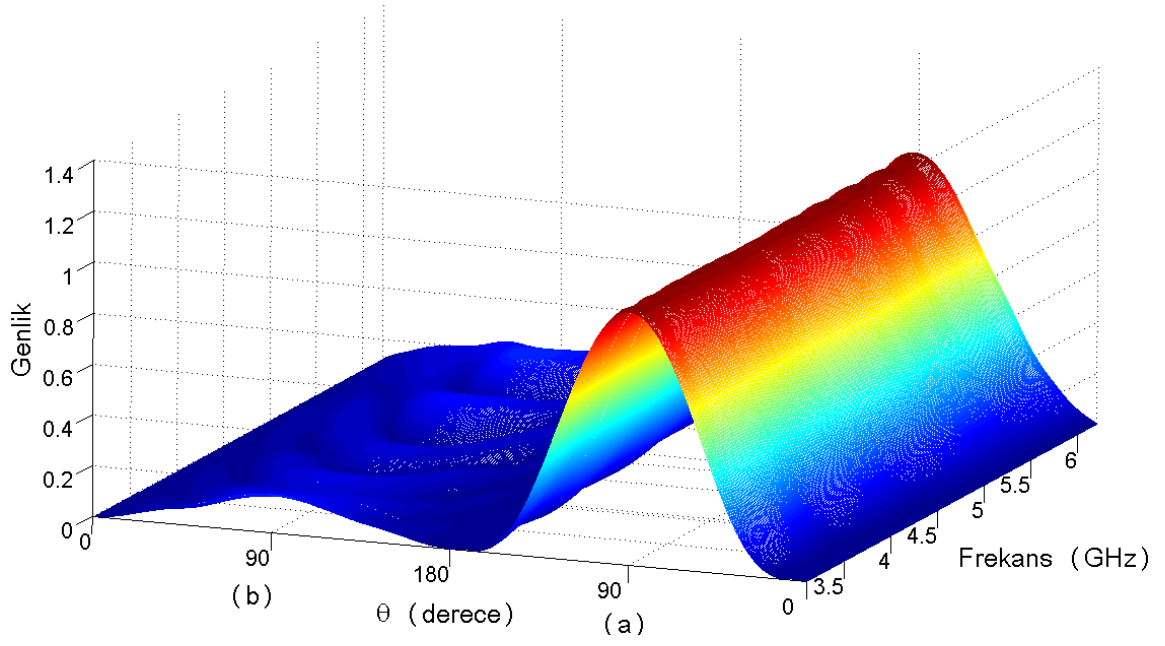
Şekil 2.42. 3.1-6.2 GHz aralığı için $V_{ideal}(f)$ dağılımı ile $V_{opt}(f)$ işaretinin spektral dağılımı

Elde edilen ön giriş işareti $V_{opt}(f)$ anten sisteminin girişine uygulandığında, toplam verici sistem transfer fonksiyonu (2.78) ifadesiyle elde edilir. Şekil 2.43'te, Şekil 2.42'deki $V_{opt}(f)$ işareti için $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ 'de verici sistem transfer fonksiyonu $H_T(f)$ 'in dağılımı verilmiştir.

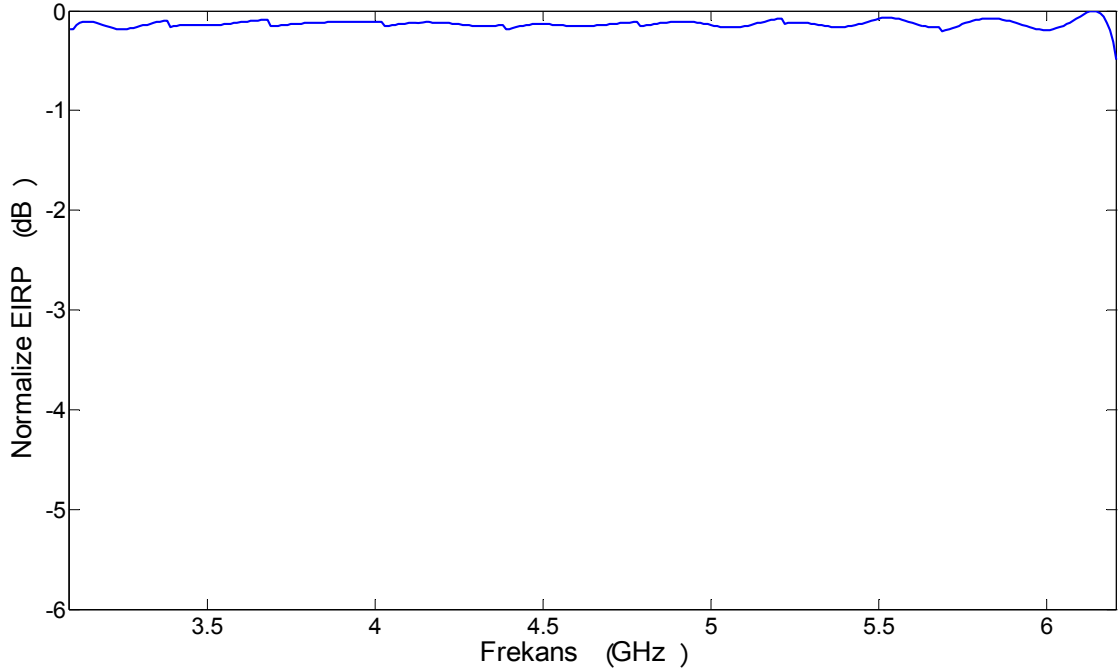
Şekil 2.43'ten de görüldüğü gibi ön giriş işareti ile önerilen verici sistemi için frekans tepkisi, $H_{ant}(f)$ dağılımına kıyasla oldukça düz bir genlik dağılımına sahiptir. Bu da verici sistem girişine uygulanan AGB işaretin spektral dağılımının çok fazla bozulmaya uğramadan verici sistem çıkışına aktarılacağı anlamına gelmektedir. Şekil 2.44'te ise verici sistem transfer fonksiyonu $H_T(f)$ 'in $\theta=0-180^\circ$ için $\phi=0^\circ$ ve $\phi=180^\circ$ 'de uzay-frekans dağılımı verilmiştir. Verici sistem için uzay-frekans tepkisi incelendiğinde ana kulağın bulunduğu $\phi=0^\circ$ ve $\theta=0-180^\circ$ bölgesinde frekansa göre değişimin oldukça az olduğu, sadece açısal bir değişimin meydana geldiği görülmektedir. Şekil 2.45'te, 3.1-6.2 GHz bölgesi için tasarlanmış 11 elemanlı LPDA ve $V_{opt}(f)$ ön giriş bloğundan oluşan verici sistemin $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için normalize EIRP değerinin frekansla değişimi görülmektedir.



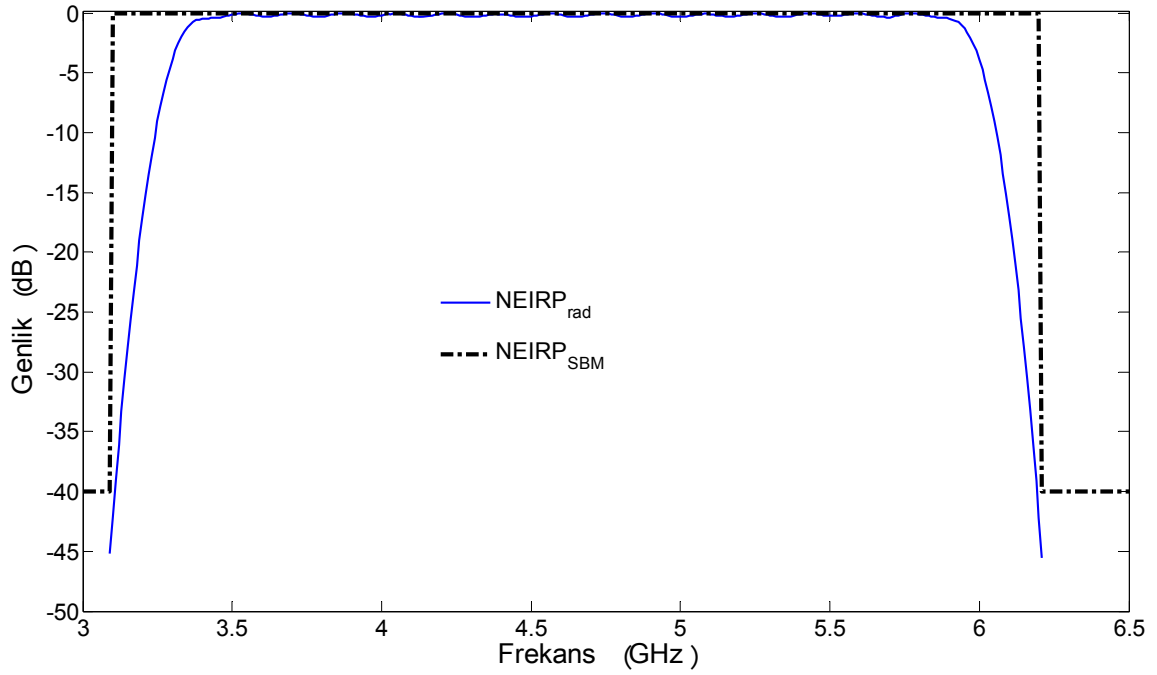
Şekil 2.43. Şekil 2.42'deki $V_{opt}(f)$ işareti için $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ 'de verici sistem transfer fonksiyonu $H_T(f)$



Şekil 2.44. Şekil 2.42'deki $V_{opt}(f)$ işaretini için $\theta=0-180^\circ$ aralığında (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ 'de verici sistem uzay-frekans tepkisi



Şekil 2.45. 11 elemanlı LPDA ve $V_{opt}(f)$ ön giriş bloğundan oluşan verici sistemin 3.1-6.2 GHz aralığında $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için normalize EIRP değerinin frekansla değişimi



Şekil 2.46. Şekil 2.43'teki transfer fonksiyonuna sahip verici sistemin Şekil 2.30'da verilen V_{cs} işareti için verici sistem çıkışındaki normalize EIRP'nin spektral dağılımı

Şekil 2.30'da verilen V_{cs} işaretinin AGB giriş işareti olarak, önerilen verici sistem girişine uygulanması durumunda sistem çıkışında elde edilen normalize EIRP dağılımı Şekil 2.46'da görülmektedir. Şekil 2.46'dan görüldüğü gibi $NEIRP_{rad}$ dağılımı, başlangıçta üretilen spektral güç dağılımına oldukça benzer bir dağılıma sahiptir. Şekil 2.30'da verilen giriş işareti için 0.84 olan spektrum kullanma verimi Şekil 2.46'daki $NEIRP_{rad}$ dağılımı için hesaplandığında yaklaşık 0.83 olarak elde edilmektedir. Buradan ortaya çıkan sonuç, anten sisteminin transfer fonksiyonunun bozucu etkisi nedeniyle 0.64'e düşen spektrum kullanma verimi önerilen model ile söz konusu bozucu etki yüksek oranda giderilerek 0.83 değerine yükseltilmiştir.

2.7. Transfer Fonksiyonu Optimizasyon Modeli İçin Kullanılacak İşaret Sayısının Belirlenmesi

Yukarıda verilen örnekte transfer fonksiyonu optimizasyonu için $V_{opt}(f)$ işaretinin modellenmesinde $N=8$ adet temel işaret kullanılmıştır. Ancak bu değer bütün çözümler için olması gereken sabit bir değer değildir. Ön giriş işareti $V_{opt}(f)$ 'nin üretilmesinde kullanılacak işaret sayısı, yapılan uygulama için kullanılan anten sisteminin transfer

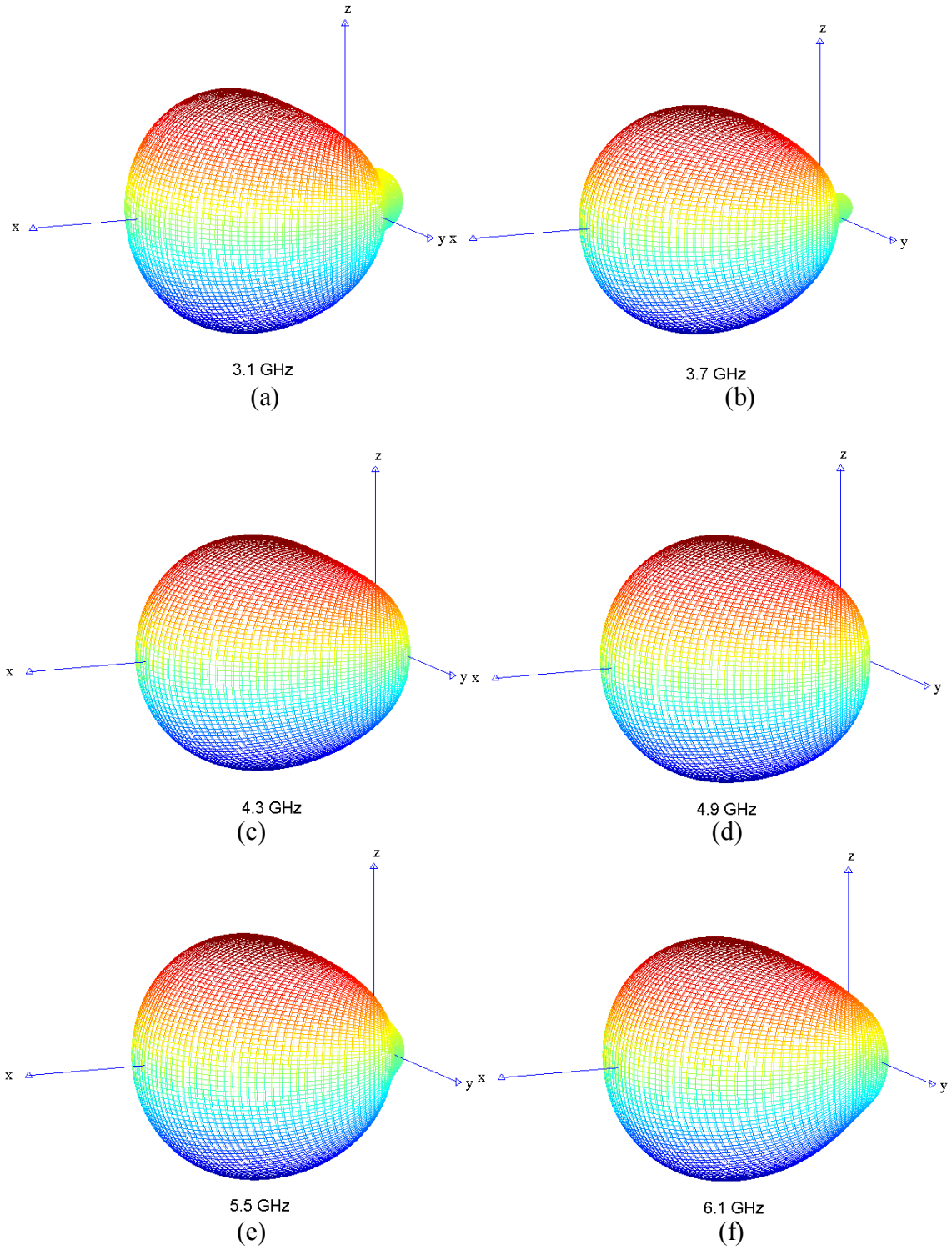
fonksiyonunun spektral dağılımı ile ilişkilidir. Bu bölümde, $V_{opt}(f)$ işareti için kullanılacak temel işaret sayısının belirlenmesinde izlenecek yol ve farklı sayıda işaretler kullanılması durumunda elde edilen başarımlar irdelenmektedir.

Örnek çalışma için, Şekil 2.29'daki gibi z eksenini doğrultusunda, x eksenini boyunca konumlandırılmış 6 elemanlı, $\tau_{sf} = 0.822$ ve $\sigma_{sf} = 0.15$ tasarım parametreleri ile tasarlanmış bir LPDA seçilmiştir. Tablo 12'de tasarlanan LPDA'ya ait anten boyları, eleman yarıçapları ve elemanlar arası mesafe değerleri verilmiştir.

Tablo 12. 3.1-6.2 GHz bölgesi için tasarlanan 6 elemanlı LPDA parametreleri

Anten Boyları(cm)		Anten yarıçapları(cm)		Anten elemanları arası mesafe(cm)	
L_1	4.83	ρ_{a1}	0.05	d_1	1.45
L_2	3.98	ρ_{a2}	0.05	d_2	1.19
L_3	3.27	ρ_{a3}	0.05	d_3	0.98
L_4	2.69	ρ_{a4}	0.05	d_4	0.80
L_5	2.20	ρ_{a5}	0.05	d_5	0.66
L_6	1.82	ρ_{a6}	0.05		

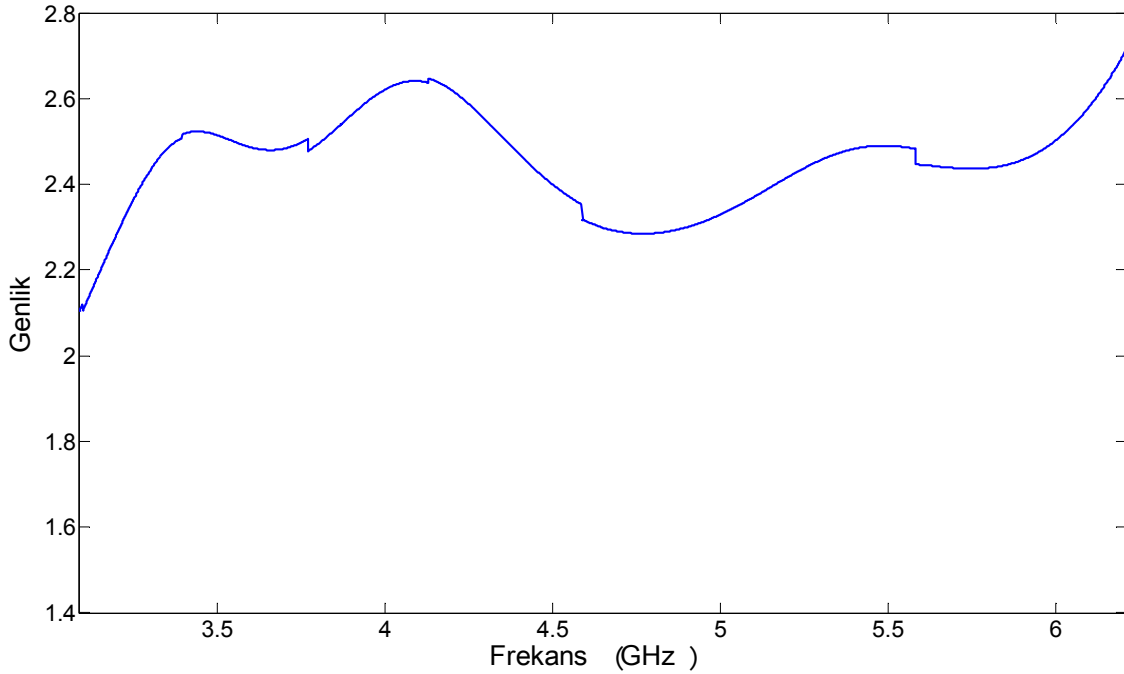
Şekil 2.47'de, tasarlanan 6 elemanlı LPDA'nın bazı frekans değerleri için 3 boyutlu ışınma örüntüleri kartezyen koordinatlarda gösterilmiştir. Tasarlanan anten sisteminin $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ de maksimum ışınma doğrultusuna sahip olduğu Şekil 2.47'den görülmektedir.



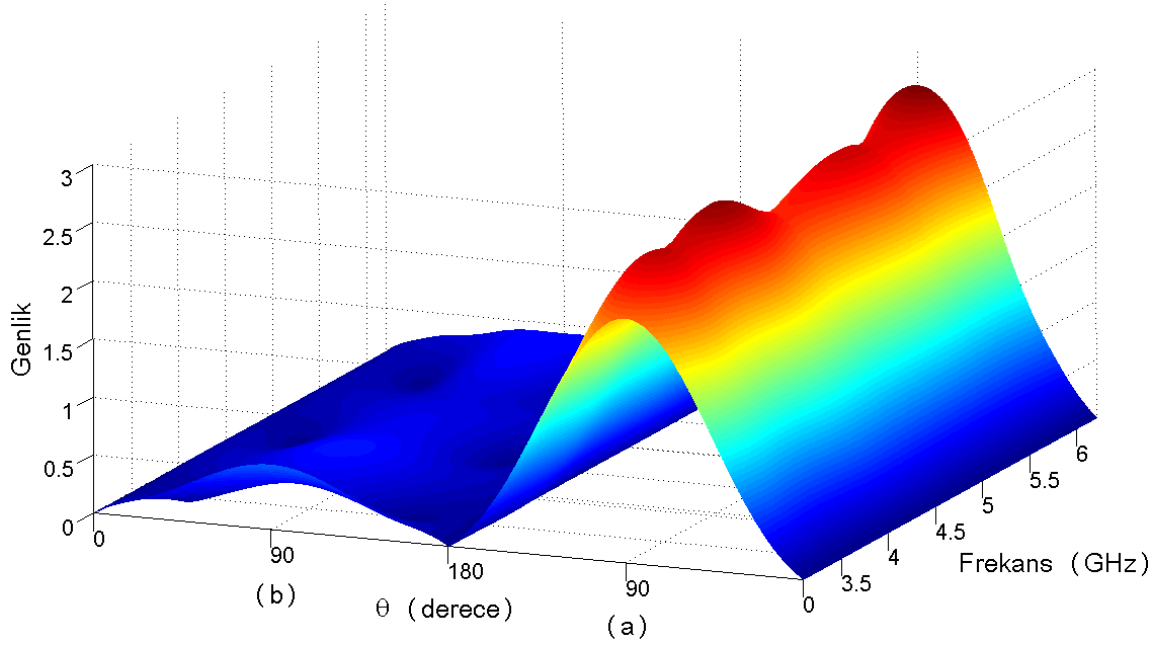
Şekil 2.47. (a) 3.1 GHz (b) 3.7 GHz (c) 4.3 GHz (d) 4.9 GHz (e) 5.5 GHz (f) 6.1 GHz için 6 elemanlı LPDA'nın kartezyen koordinat sisteminde uzak alan ışıma örüntüleri

Şekil 2.48’de $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ için belirtilen ÇFA’da uzak alan frekans tepkesinin genliğinin frekansla değişimi verilmiştir. Şekil 2.49’da ise $\theta=0-180^\circ$ için $\phi=0^\circ$ ve $\phi=180^\circ$ ’de uzay-frekans tepkesi gösterilmiştir. $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ için, Şekil 2.50’de kazancın frekansla değişimi ve Şekil 2.51’de normalize EIRP değerinin frekansla değişimi görülmektedir.

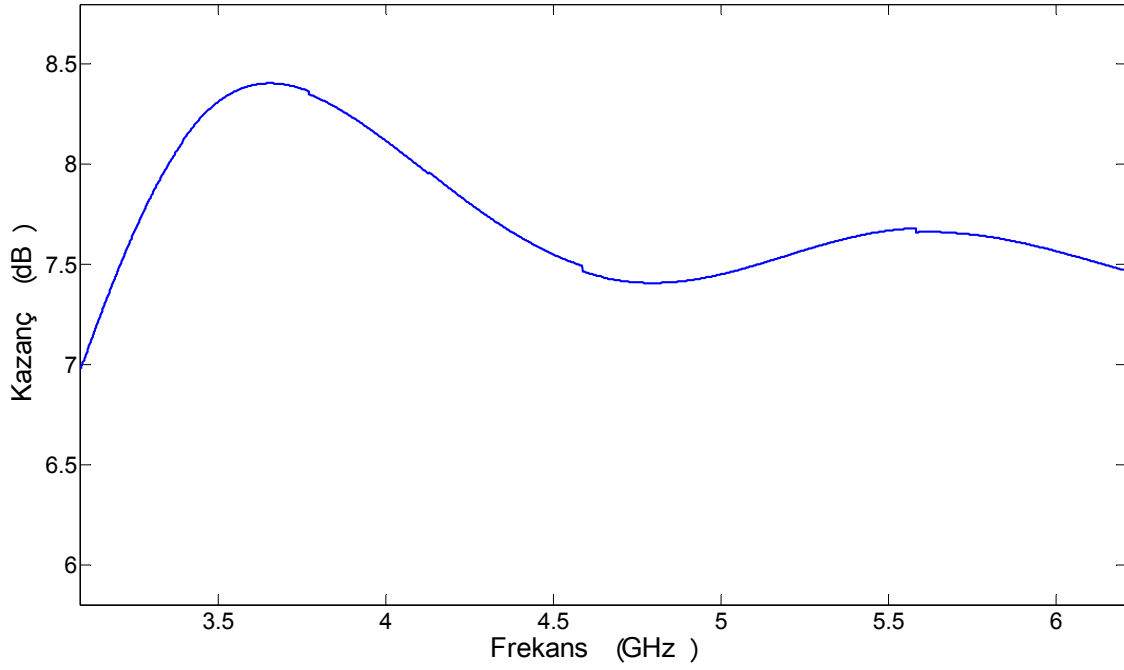
Şekil 2.30’da verilen V_{cs} işareti AGB giriş işareti olarak bu LPDA’nın girişine verilirse çıkışta elde edilen normalize EIRP dağılımı Şekil 2.52’de görülmektedir. Şekil 2.52’den görüldüğü gibi giriş işaretinin spektral güç dağılımı anten sistemi tarafından bozulmaya uğramıştır. Şekil 2.52’deki $NEIRP_{rad}$ dağılımı için spektrum kullanma verimi hesaplandığında $\psi = 0.72$ olarak elde edilmektedir. Bu değer ilk örnekteki 11 elemanlı LPDA’dan elde edilen 0.64’lük değerle karşılaştırıldığında daha iyi bir sonuç olarak gözükmektedir. Ancak gözden kaçırılmaması gereken nokta Şekil 2.34’te ve Şekil 2.50’de verilen kazanç değişimlerine bakıldığında 6 elemanlı LPDA’nın kazancının daha düşük olduğudur. Yani aynı EIRP değerine ulaşabilmek için daha yüksek giriş gücüne ihtiyaç vardır.



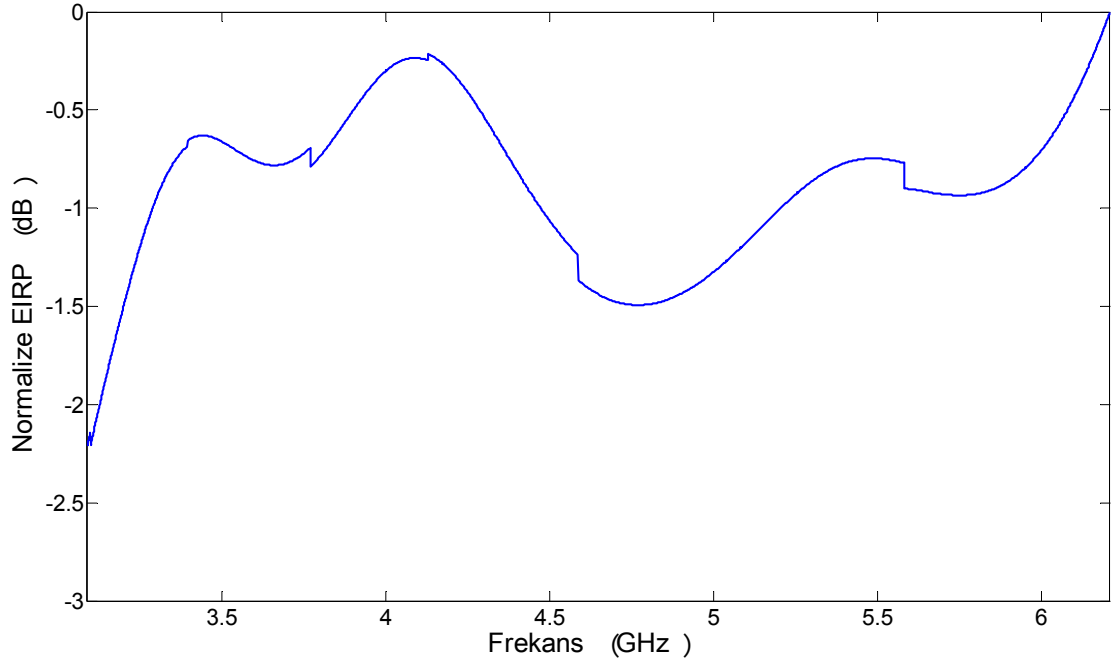
Şekil 2.48. 3.1-6.2 GHz için 6 elemanlı LPDA’nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için uzak alan frekans tepkesi



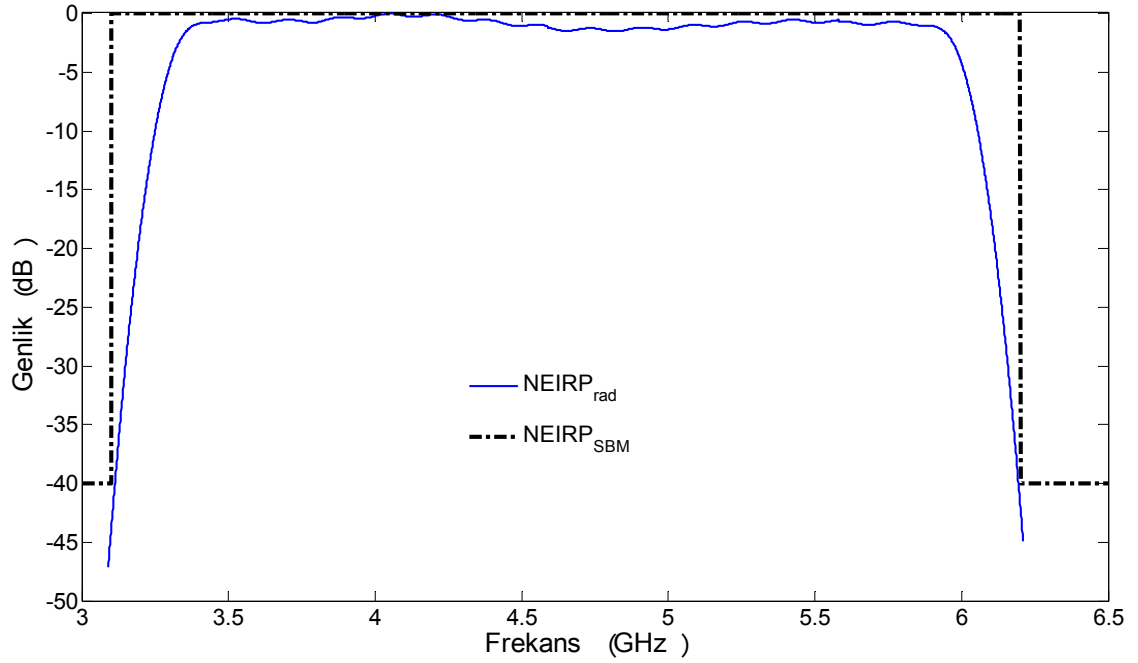
Şekil 2.49. 3.1-6.2 GHz aralığında 6 elemanlı LPDA'nın $\theta=0-180^\circ$ için (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ 'de uzak alan uzay-frekans tepkesi



Şekil 2.50. 3.1-6.2 GHz için 6 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için kazancının frekansla değişimi

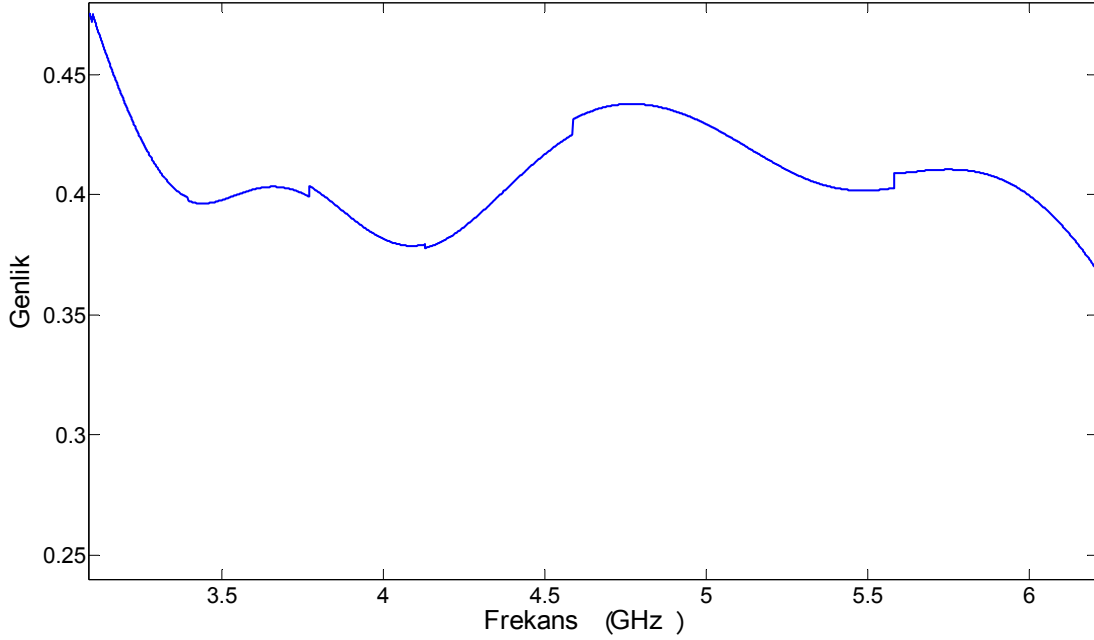


Şekil 2.51. 3.1-6.2 GHz için 6 elemanlı LPDA'nın $\theta=90^\circ$ ve $\phi=0^\circ$ için normalize EIRP değerinin frekansla değişimi



Şekil 2.52. 3.1-6.2 GHz bölgesi için V_{cs} işareti ile beslenen 6 elemanlı LPDA'nın çıkışındaki normalize EIRP'nin spektral dağılımı

Bölüm 2.5’te verilen model üzerinden bu LPDA’ya ait transfer fonksiyonu optimizasyonunu yapmak için $H_{ant}(f)$ olarak Şekil 2.48’de verilen frekans tepkisi referans alınarak (2.79) denkleminde $V_{ideal}(f)$ Şekil 2.53’teki gibi elde edilir.



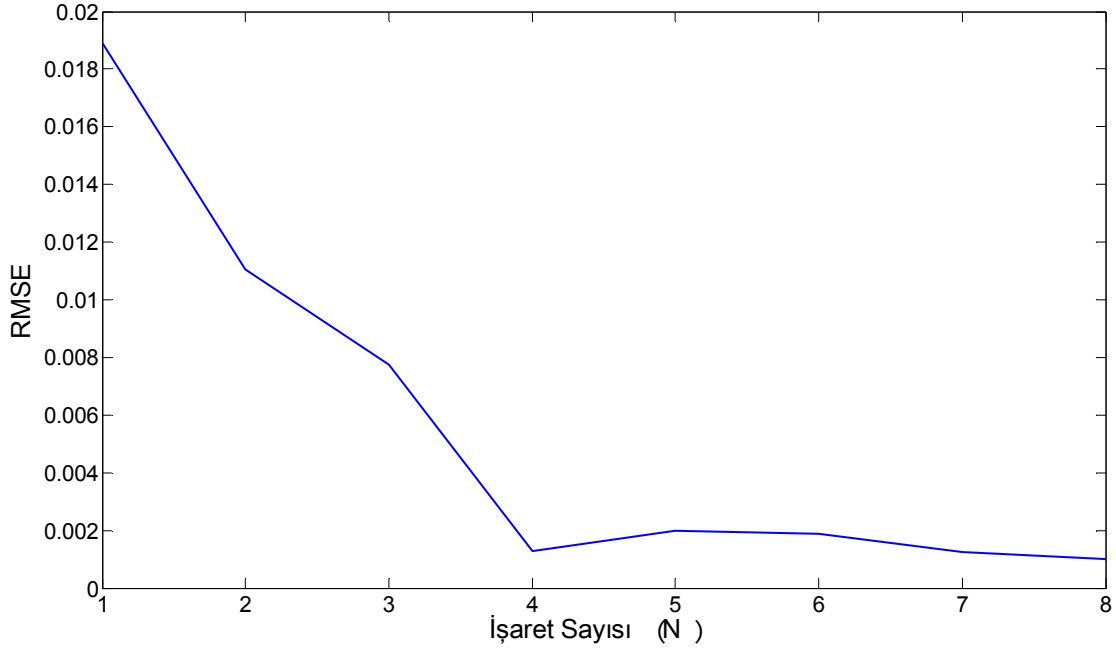
Şekil 2.53. 3.1-6.2 GHz bölgesi için tasarlanan 6 elemanlı LPDA’ya ait $V_{ideal}(f)$ dağılımı

Şekil 2.53’teki dağılım için, frekans bölgesinde 1 MHz aralıklarla örnekleme yapılmış ve toplam örnek sayısı $F_N = 3101$ olarak alınmıştır. (2.83) ifadesi bu örnek uygulama için,

$$\min \sum_{i=1}^{3101} \left[\frac{1}{H_{ant}(f_i)} - \sum_{n=1}^N \sqrt{\frac{\pi}{2}} A_n \tau_n \left(e^{-\pi \tau_n (f_i - f_{cn})^2} + e^{-\pi \tau_n (f_i + f_{cn})^2} \right) \right]^2 \quad (2.86)$$

şeklinde olur. (2.86) ifadesinde N değerini belirlemek için kullanılacak temel işaret sayısını 1’den 8’e kadar değiştirilerek aynı iterasyon sayısı ve hata duyarlılığı için elde edilen A_n , τ_n ve f_{cn} parametrelerinin kestirimleri sonucunda elde edilen RMSE (Ortalama Karesel Hatanın Karekökü-Root Mean Square Error) değerlerinin işaret sayısına göre değişimi Şekil 2.54’te gösterilmiştir. Şekil 2.54’ten görüldüğü gibi N=4 değerinde RMSE değeri hızlı bir düşüş yapmakta ve bundan sonrada çok fazla bir değişim göstermemektedir. Yani N=4’ten itibaren amaç fonksiyonu için minimum değer çok fazla değişmemektedir. Bu nedenle bu örnek için en az N=4 değeri ile çözüm yapmak uygun olur. Elde edilen bu N

değerinin Şekil 2.53 incelendiğinde $V_{ideal}(f)$ dağılımındaki yerel maksimumların sayısını verdiği gözlenebilir. Buradan $V_{opt}(f)$ için kullanılacak işaret sayısının belirlenmesinde $V_{ideal}(f)$ dağılımındaki yerel maksimumların sayısından yararlanılabileceği anlaşılmaktadır. $V_{ideal}(f)$ dağılımındaki yerel maksimumların sayısını bulmak için dağılım fonksiyonunun birinci ve ikinci türevlerinden faydalanılabilir.



Şekil 2.54. Kullanılan işaret sayısı ile RMSE değerinin değişimi

$V_{opt}(f)$ için kullanılacak işaret sayısının başarıma etkisini irdelemek için iki farklı N değeri ile yapılan çözümler aşağıda sunulmuştur. (2.86) ifadesinin N=4 ve N=8 için çözümü yapılarak $V_{opt}(f)$ işaretine ait A_n , τ_n ve f_{cn} parametrelerinin kestirilmiş değerleri Tablo 13 ve Tablo 14'te verilmiştir.

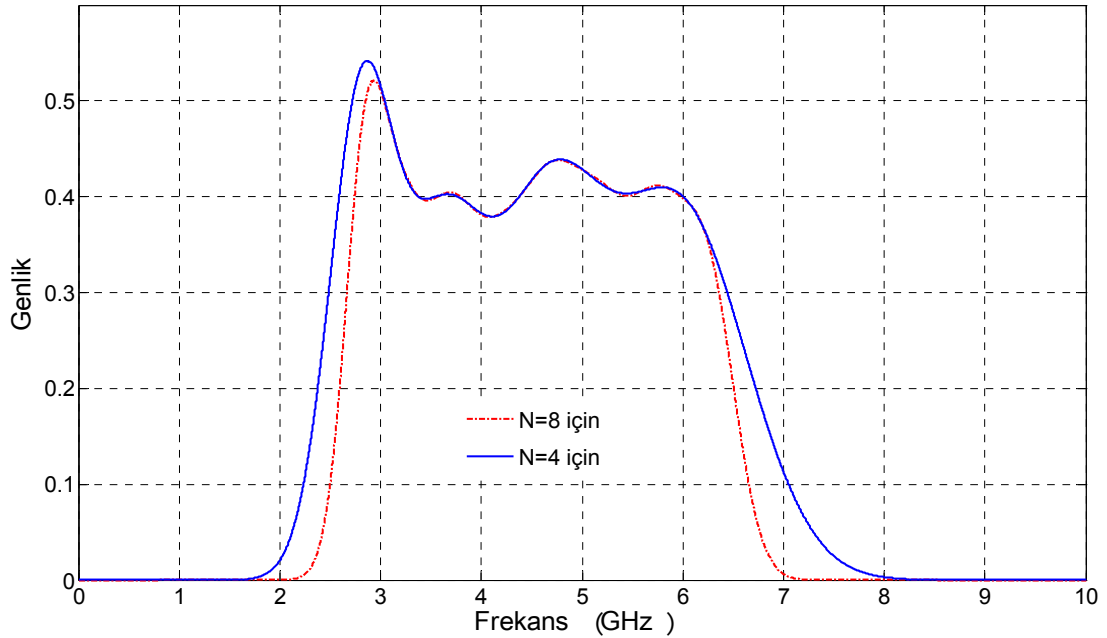
Tablo 13. Şekil 2.53'teki $V_{ideal}(f)$ için N= 4 ile elde edilen $V_{opt}(f)$ işaretine ait parametre değerleri

n	A_n	τ_n (ns)	f_{cn} (GHz)
1	5.5355E+8	0.7028	2.8060
2	7.4014E+8	0.4066	4.6420
3	8.8306E+8	0.3454	5.9830
4	4.4577E+8	0.5632	3.5910

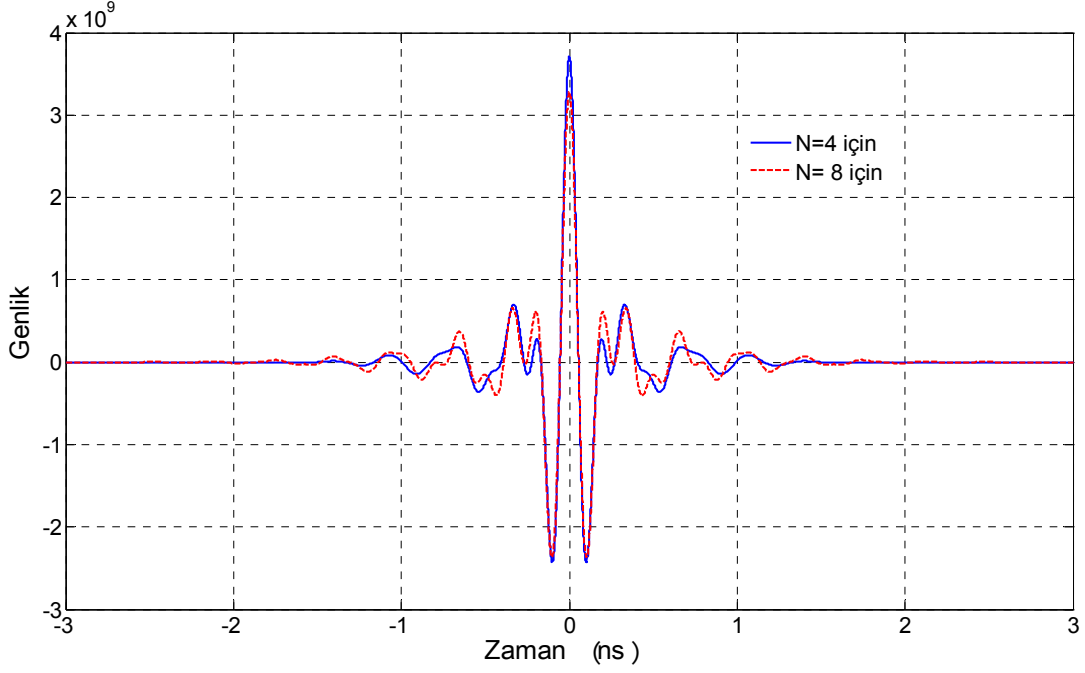
Tablo 14. Şekil 2.53'teki $V_{ideal}(f)$ için $N=8$ ile elde edilen $V_{opt}(f)$ işaretine ait parametre değerleri

n	A_n	τ_n (ns)	f_{cn} (GHz)
1	2.0735E+8	1.1571	2.8190
2	3.2731E+8	0.7498	5.1910
3	3.3077E+8	0.7675	5.7640
4	2.5741E+8	0.8458	6.2740
5	2.9342E+8	0.8030	4.6910
6	3.1331E+8	0.8042	3.6890
7	2.6067E+8	0.7906	4.2140
8	3.2515E+8	0.8237	3.1290

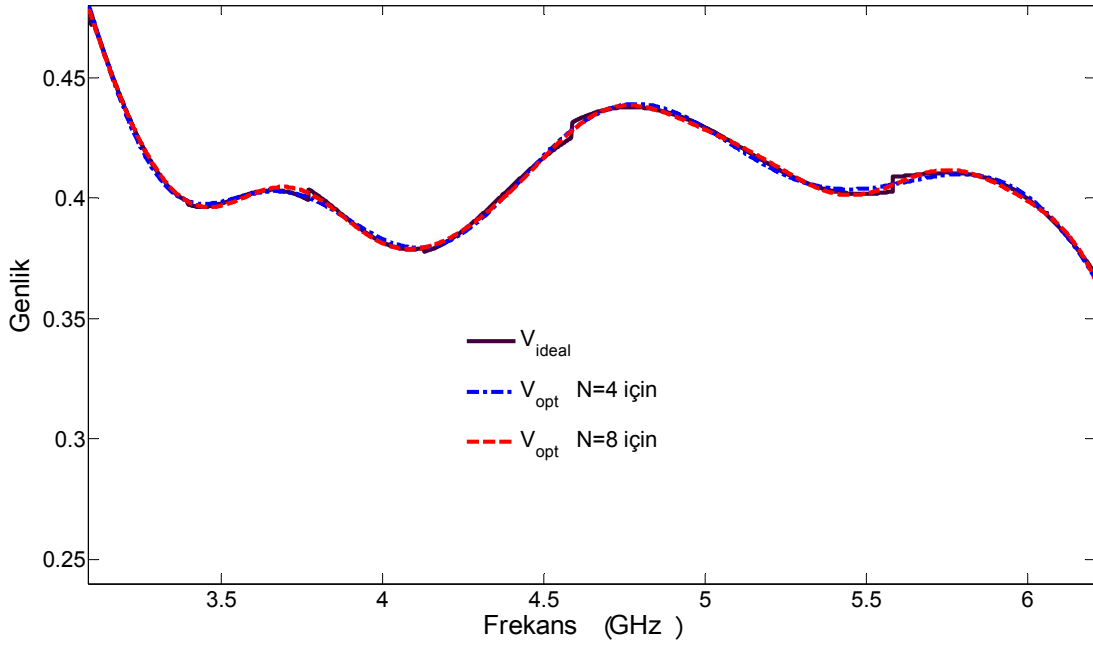
Tablo 13 ve Tablo 14'teki değerler için elde edilen V_{opt} işaretlerinin frekans bölgesindeki dağılımı Şekil 2.55'te, zaman bölgesindeki değişimi ise Şekil 2.56'da verilmiştir.



Şekil 2.55. Tablo 13 ve Tablo 14'teki değerler için elde edilen V_{opt} işaretlerinin spektral dağılımı



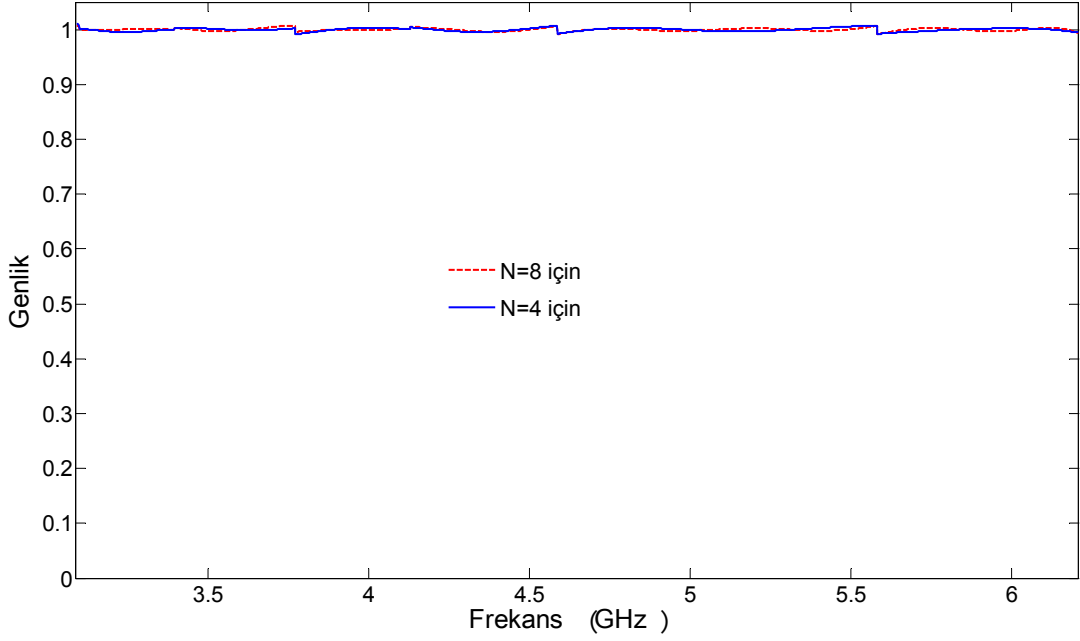
Şekil 2.56. Tablo 13 ve Tablo 14’teki değerler için elde edilen V_{opt} işaretlerinin zamanla değişimi



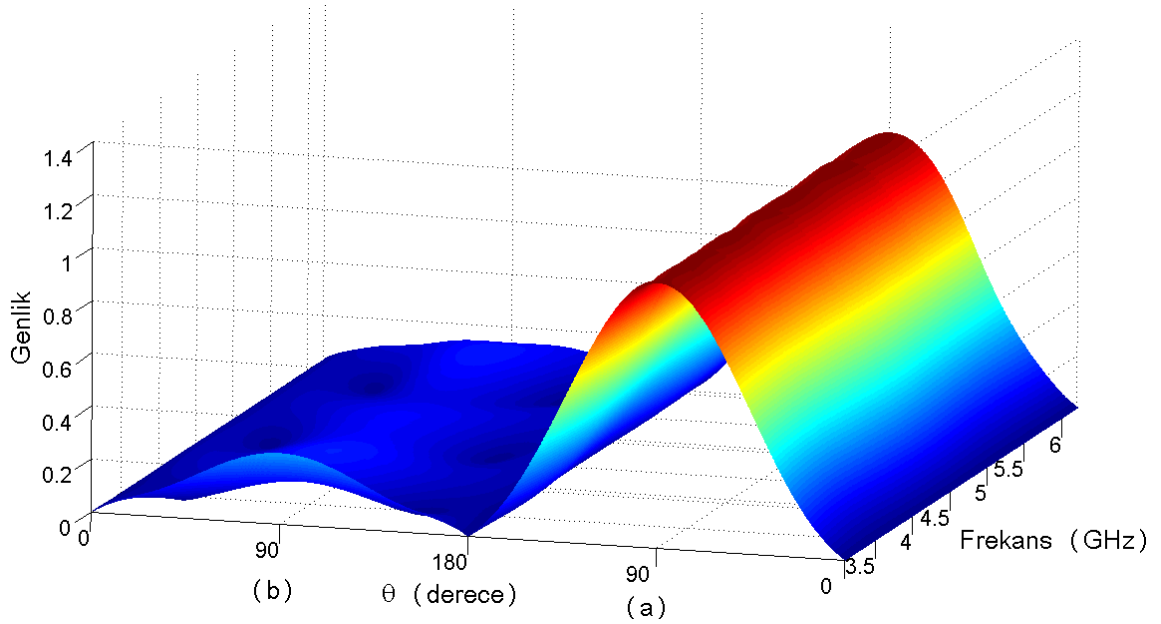
Şekil 2.57. 3.1-6.2 GHz aralığında $V_{ideal}(f)$ dağılımı ile N=4 ve N=8 için $V_{opt}(f)$ işaretlerinin spektral dağılımı

Şekil 2.57’de 3.1-6.2 GHz alt bant bölgesinde $V_{ideal}(f)$ dağılımı ile N=4 ve N=8 için $V_{opt}(f)$ işaretlerinin spektral dağılımı karşılaştırılmaktadır. Her iki N değeri için de ön giriş işareti V_{opt} , ideal durum için alınan V_{ideal} dağılımına yakınsamaktadır.

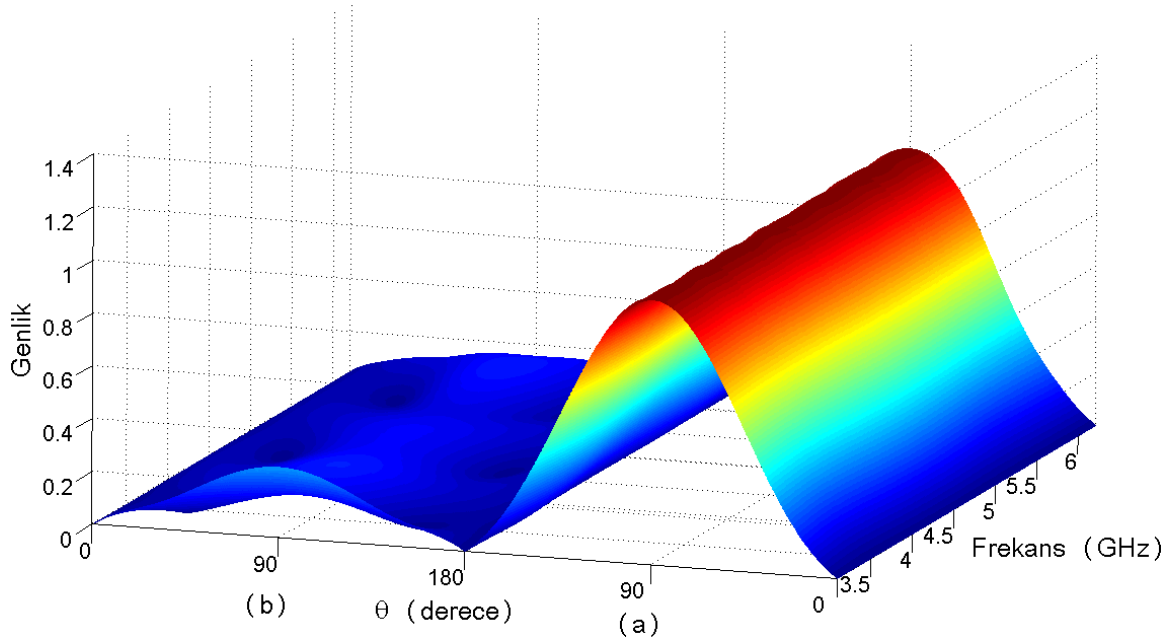
N=4 ve N=8 için oluşturulan ön giriş işaretleri anten sisteminin girişine uygulanarak $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ 'de elde edilen verici sistem transfer fonksiyonlarının spektral dağılımı Şekil 2.58'de verilmiştir.



Şekil 2.58. N=4 ve N=8 için $\theta = 90^\circ$ ve $\phi = 0^\circ$ 'de verici sistem transfer fonksiyonu



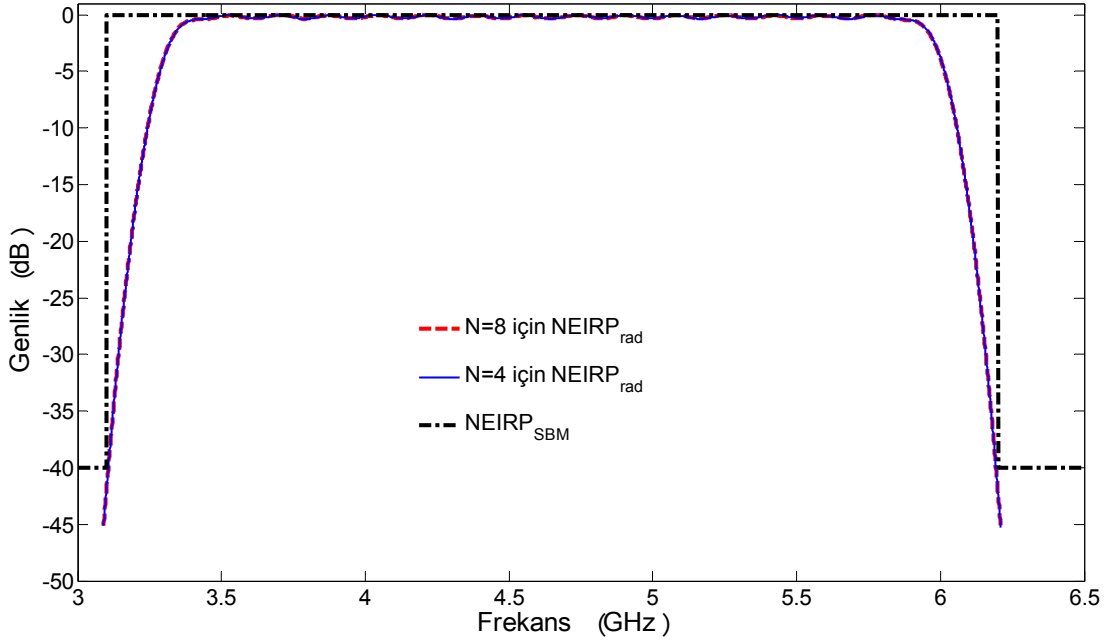
Şekil 2.59. N=4 olması durumunda $\theta=0-180^\circ$ için (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ 'de verici sistem uzay-frekans tepkisi



Şekil 2.60. $N=8$ olması durumunda $\theta=0-180^\circ$ için (a) $\phi=0^\circ$ ve (b) $\phi=180^\circ$ 'de verici sistem uzay-frekans tepkisi

$\theta=0-180^\circ$ için $\phi=0^\circ$ ve $\phi=180^\circ$ 'de verici sistem transfer fonksiyonu $H_T(f)$ 'in uzay-frekans dağılımı $N=4$ için Şekil 2.59'da, $N=8$ için Şekil 2.60'da verilmiştir. Her iki şekilden de görüldüğü üzere işaret sayısını 4'ten 8'e çıkarmak elde edilen başarımlar açısından verici sistem frekans tepkisi üzerinde hemen hemen hiçbir fark oluşturmamaktadır.

Şekil 2.30'da verilen V_{cs} işareti AGB giriş işareti olarak, tasarlanan bu verici sistem girişine verilirse $N=4$ ve $N=8$ için sistem çıkışında elde edilen normalize EIRP dağılımı Şekil 2.61'de verilmiştir. Şekil 2.61'den görüldüğü gibi $N=4$ ve $N=8$ için $NEIRP_{rad}$ dağılımları $NEIRP_{SBM}$ maskesinin sınırları içerisinde oldukça benzer bir dağılım göstermektedir. Önerilen modelin kullanılmadığı durumda 0.72 olan spektrum kullanma verimi, $N=4$ 'te $\psi = 0.827$ ve $N=8$ 'de $\psi = 0.828$ değerine çıkmaktadır. Görüldüğü gibi ön giriş işareti için kullanılacak temel işaret sayısının belli bir değerden sonra artırılması başarımları etkilememektedir. Bu nedenle sistem karmaşıklığını en aza indirmek için kullanılacak işaret sayısının seçiminde $V_{ideal}(f)$ dağılımındaki yerel maksimumların sayısının bir değer olarak kabul edilmesi ve bunun üzerine çıkılmasının başarımları fazla etkilemeyeceği sonucuna varılabilir.



Şekil 2.61. N=4 ve N=8 için Şekil 2.30'da verilen V_{cs} işareti giriş olmak üzere verici sistem çıkışındaki normalize EIRP'nin spektral dağılımı

2.8. Farklı Spektrum Kullanma Verimine Sahip AGB İşaretler İçin Transfer Fonksiyonu Optimizasyonu İle Elde Edilen Başarımın Değişimi

Bu bölümde, AGB işaretin spektrum kullanma veriminin değişimiyle, anten sisteminin çıkış EIRP'sinin spektral dağılımı üzerindeki bozucu etkisinin oranı ve bunun azaltılması için önerilen modelin başarımı incelenmektedir. İlk olarak Bölüm 2.4'te verilen alt bant bölgesi ve LDPA örneği için farklı spektrum kullanma verimlerine sahip AGB işaretlerin yayılımı sonucunda elde edilen çıkış EIRP'sinin spektrum kullanma verimleri karşılaştırılmıştır. Şekil 2.62'de anten çıkışındaki normalize EIRP dağılımının spektrum kullanma veriminin, üretilen işaretin spektrum kullanma verimi ile değişimi gösterilmiştir. Burada,

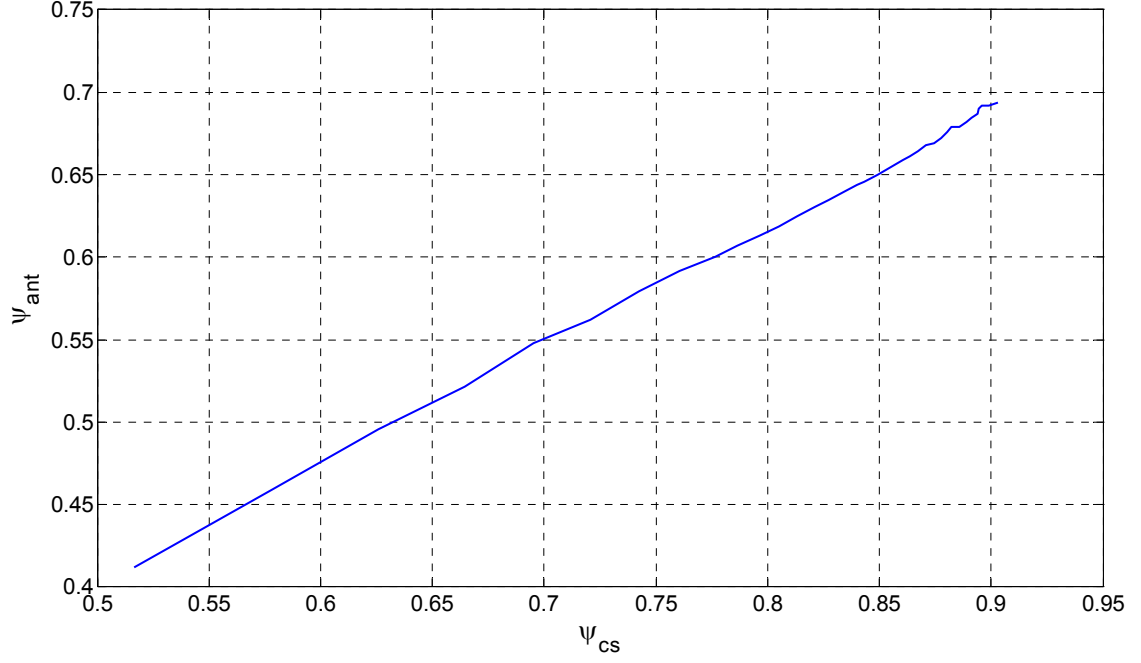
ψ_{cs} : Giriş işareti olarak üretilen işaretin spektrum kullanma verimini

ψ_{ant} : Anten çıkışındaki normalize EIRP dağılımının spektrum kullanma verimini

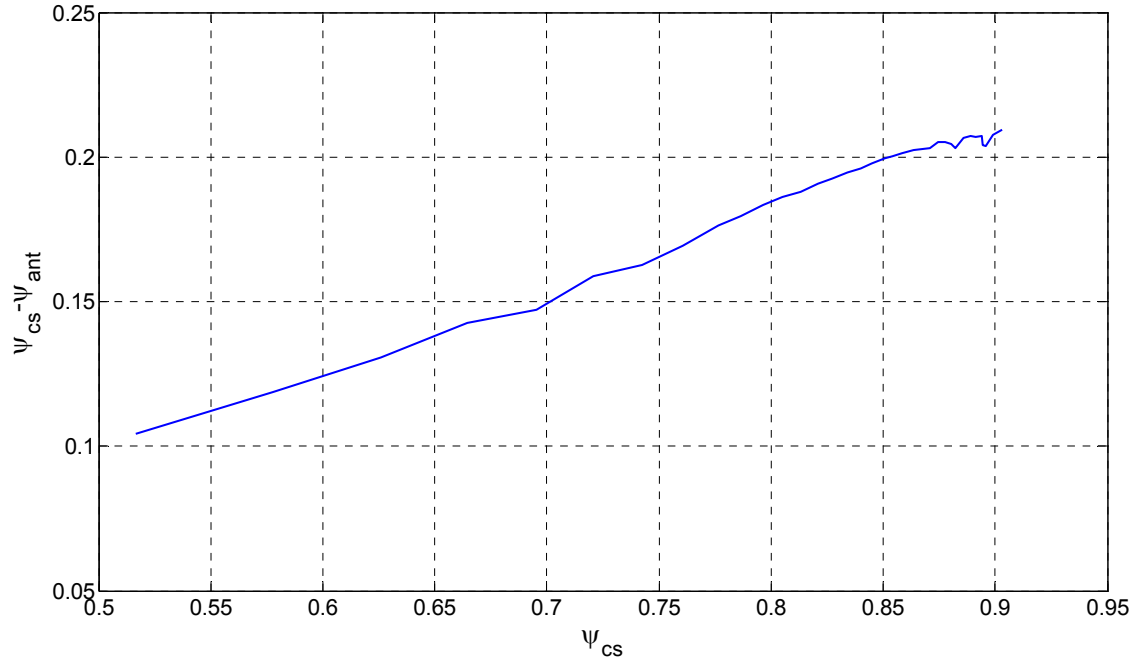
ifade eder.

Şekil 2.62'deki grafik incelendiğinde hemen hemen doğrusal bir değişim olduğu ve spektrum kullanma verimi açısından transfer veriminin 0.77 ile 0.79 arasında bir oranda değiştiği görülür. Şekil 2.63'te $\psi_{cs} - \psi_{ant}$ 'ın ψ_{cs} ile değişimi verilmiştir. Şekil 2.63'ten de

görüreceği gibi ψ_{cs} değeri 0.5'ten 0.9'a doğru artarken anten çıkışındaki spektrum kullanma verimindeki bozulma da 0.1'den 0.2'ye doğru artmaktadır.

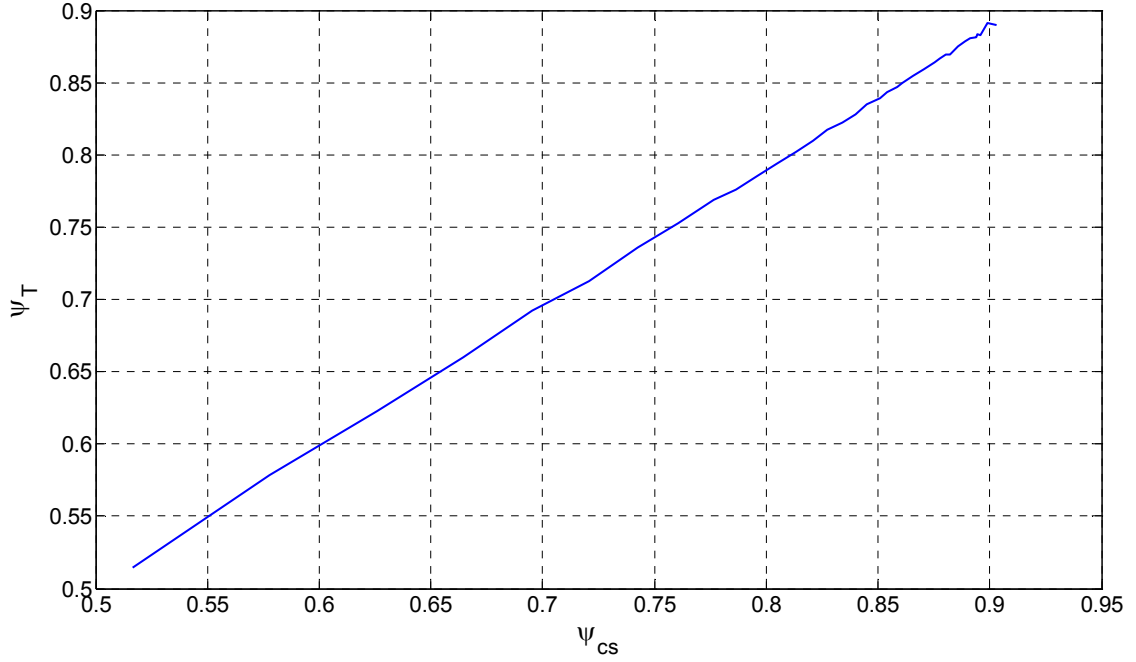


Şekil 2.62. ψ_{ant} 'ın ψ_{cs} ile değişimi

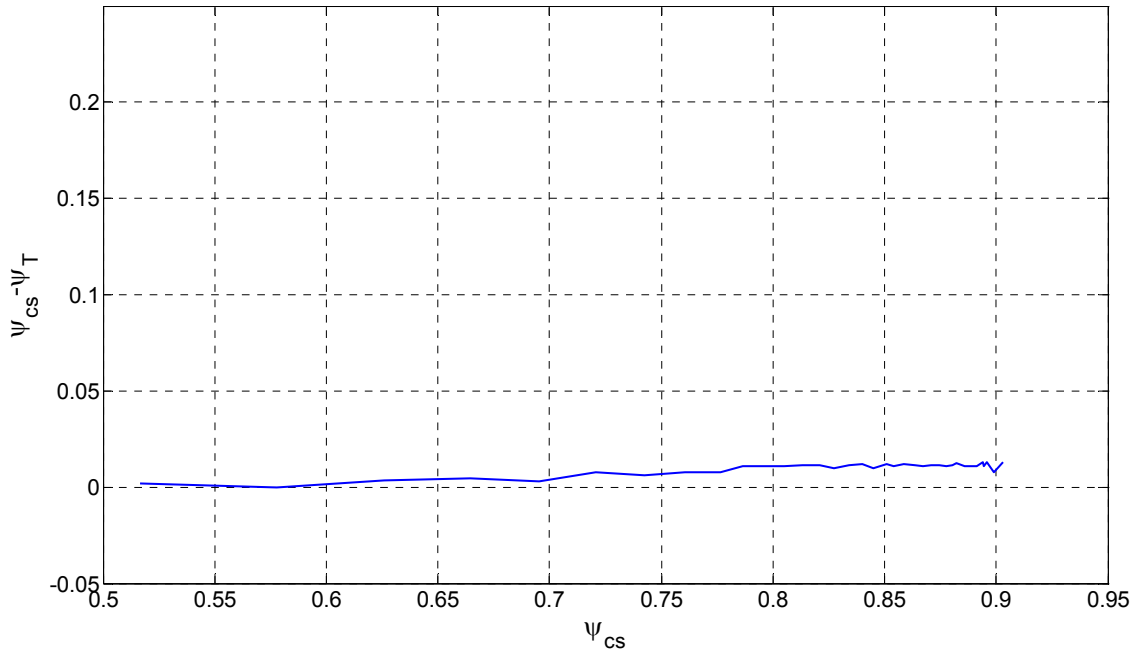


Şekil 2.63. $\psi_{cs} - \psi_{ant}$ 'ın ψ_{cs} ile değişimi

Şekil 2.64'te ise önerilen model kullanılarak tasarlanan verici sistem çıkışındaki normalize EIRP dağılımının spektrum kullanma veriminin, üretilen işaretin spektrum kullanma verimi ile değişimi gösterilmiştir. Burada, ψ_T , verici sistem çıkışındaki normalize EIRP dağılımının spektrum kullanma verimini göstermektedir.



Şekil 2.64. ψ_T 'nin ψ_{cs} ile değişimi



Şekil 2.65. $\psi_{cs} - \psi_T$ 'nin ψ_{cs} ile değişimi

Şekil 2.64'teki grafik incelendiğinde önceki gibi hemen hemen doğrusal bir değişim olduğu, ancak spektrum kullanma verimi açısından transfer veriminin 0.98 ile 1 arasında bir oranda değiştiği görülür. Diğer bir deyişle girişten verilen spektrum kullanma verimi, önerilen transfer fonksiyonu optimizasyon modeli ile aynen çıkışa aktarılmaktadır. Şekil 2.65'te $\psi_{cs} - \psi_T$ 'nin ψ_{cs} ile değişimi verilmiştir. Şekil 2.65'ten de görüleceği gibi ψ_{cs} değeri 0.5'ten 0.9'a doğru artarken verici sistem çıkışındaki spektrum kullanma verimindeki bozulma 0 civarında neredeyse düzgün bir dağılıma sahiptir ve 0.01 değerini aşmamaktadır.

3. SONUÇLAR

AGB sistemler haberleşme ve radar uygulamalarında son yıllarda büyük ilgi görmekte ve bu nedenle hızla gelişmektedir. AGB sistemlerde en temel konulardan biri, yayılım maskesine uygun ve spektrum kullanma verimi yüksek spektral güç dağılımına sahip işaretler üretmektir. Ancak bu konuda yapılan çalışmaların çoğunda, üretilen işaretin yayılımı için kullanılan anten sisteminin spektral transfer fonksiyonunun düz genlik tepkesine sahip olduğu kabul edilmektedir.

Bu çalışmada, ilk olarak FCC tarafından belirlenmiş AGB yayılım maskesine uygun dalga biçimlerinin üretilebilmesi için bir doğrusal işaret birleşimi modeli kurulmuş ve ilgili matematiksel ifadeler çıkartılmıştır. Burada önerilen modelin literatürde verilen diğer doğrusal işaret birleşimi modellerine göre temel üstünlükleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

1. Gerçeklenme açısından daha basit bir yapıya sahiptir.
2. Türev alma gibi gerçekleşmesi esnasında işaret bozulmalarına neden olabilecek işlemlerden kaçınmaktadır.
3. Farklı dalga biçimlerine sahip çok sayıda işaretin kullanılması yerine sadece oluşturulan tek bir Gaussian işaret üzerinden taşıyıcı modülasyonu ile elde edilen işaretlerin doğrusal birleşimini esas almaktadır.
4. Ayrıca diğer modellerde olduğu gibi genlik parametrelerin kestirimi için optimizasyon tekniklerine gereksinim duymamaktadır.

Kullanılan modelle bazı frekans bölgeleri için elde edilen sonuçlar sunulmuştur. Verilen sonuçlardan da görülmektedir ki en büyük spektrum kullanma verimini elde edebilmek için model giriş parametrelerinden N ve B_c değerinin seçimi oldukça önemlidir. Bu nedenle herhangi bir N değeri için maksimum ψ değerini verecek B_c değeri uygun şekilde seçilmelidir. Diğer bir ifadeyle, uygun B_c değeri seçilirse, aynı spektrum kullanma verimini daha az sayıda temel işaret kullanılarak elde etmek mümkün olmaktadır.

Ayrıca işaret sayısı arttıkça seçilen B_c değeri için ψ değeri doyuma gitmektedir. Yani herhangi bir B_c değeri için ulaşılabilecek belli bir ψ değeri vardır. Bu değerden sonra işaret sayısının artırılması spektrum kullanma verimini çok fazla değiştirmemektedir. Ancak bu doyuma ulaşma hızı her B_c değeri için farklı olmaktadır. Verilen sonuç grafikleri incelendiğinde B_c değeri büyüdükçe işaret sayısının artımıyla spektrum kullanma

veriminde doyuma ulaşma hızı düşmektedir. Öte yandan spektrum kullanma verimini daha üst seviyelere çekmek amacıyla doyuma ulaşmış bir B_c değeri için işaret sayısını artırmak sistemi zorlayacağından verim düşümlerine neden olmaktadır. Bu nedenle bu noktada B_c değerini artırmak daha uygun olacaktır. Sonuç olarak kullanılacak işaret sayısını arttırdıkça buna bağlı olarak B_c değerini de belli noktalardan sonra artırmak daha yüksek spektrum kullanma verimi elde edilmesini sağlar.

Şekil 2.26'dan da görüldüğü gibi bu modelle üretilecek işaret için, aynı N ve B_c değerinde spektrum kullanma verimi, seçilen alt bant bölgesinin bant genişliğinin artmasıyla çok fazla değişmemektedir. Bu da, seçilen alt bant bölgesinin bant genişliği artırıldığında belli bir spektrum kullanma verimini elde etmek için önerilen doğrusal işaret birleşimi modelinde kullanılan işaret sayısının artırılmasının gerekmediğini ortaya koymaktadır.

Tez çalışmasında ikinci olarak, üretilen AGB dalga biçimlerinin anten sisteminden yayılımı ve bu süreçte anten sisteminin işaretin spektral güç dağılımındaki bozucu etkisi üzerinde durulmuştur. Kullanılan anten sisteminin ideal durumdan farklı bir spektral transfer fonksiyonuna sahip olmasından dolayı yayımlanan işaretin spektral güç dağılımında meydana getirdiği bozulmanın spektrum kullanma verimine etkisi gösterilmiş ve bu bozulmanın azaltılması için bir çözüm modeli önerilmiştir.

Yapılan çalışmalar bölümünde, 3.1–6.2 GHz bandı için üretilen 0.84'lük spektrum kullanma verimine sahip bir AGB işaretin LPDA yapıları kullanılarak yayımlanması durumunda elde edilen örnek sonuçlar Tablo 15'te özetlenmektedir.

Tablo 15. Anten çıkışındaki ve önerilen model çıkışındaki spektrum kullanma verimleri

Anten Sistemi	11 elemanlı LPDA	6 elemanlı LPDA
Başlangıçtaki Spektrum Kullanma Verimi	0.84	0.84
Anten Çıkışındaki Spektrum Kullanma Verimi	0.64	0.72
Önerilen Model Çıkışındaki Spektrum Kullanma Verimi	0.83	0.83

Verilen örnek sonuçlardan görülmektedir ki, yüksek spektrum kullanma verimi ile üretilen bir AGB işaret için anten çıkışında elde edilen normalize EIRP dağılımının spektrum kullanma verimi önemli ölçüde düşmektedir. Bu nedenle anten transfer fonksiyonunda meydana gelen bu ideal durumdan sapmaların en aza indirgenmesi için bir transfer fonksiyonu optimizasyon modeli önerilmiştir. Bu modelde, AGB işaretinin spektral güç dağılımının anten çıkışında aynı kalması için giriş dalga biçimini uygun şekilde değiştirecek ön giriş işaretlerinin elde edilmesini sağlayan bir çözüm sunulmuştur. Önerilen modelle, kullanılan anten sisteminin AGB işaretin spektral güç dağılımı üzerindeki bozucu etkisi azaltılarak başlangıçtaki giriş dalga biçimiyle elde edilen spektrum kullanma veriminin anten çıkışında hemen hemen aynı kalması sağlanmıştır.

Son olarak, farklı spektrum kullanma verimlerine sahip AGB işaretler için çıkış EIRP' sinin spektral dağılımı üzerinde anten sisteminin meydana getirdiği bozucu etkinin oranı ve bunun azaltılması için önerilen modelin başarımı irdelenmiştir. Burada, Bölüm 2.4'te verilen alt bant bölgesi ve LDPA örneği için 0.5 ile 0.9 arasında değişen farklı spektrum kullanma verimlerine sahip AGB işaretler giriş işareti olarak alınmıştır. Bu işaretler için örnek anten sisteminin spektrum kullanma verimi açısından transfer veriminin 0.77 ile 0.79 arasında değiştiği gözlenmiştir. Aynı örnek için önerilen transfer fonksiyonu optimizasyon modelinin kullanılması durumunda bu değer 0.98 ile 1 arasında değişmektedir. İdeal de bu değer 1 olması istenmektedir.

4. ÖNERİLER

Bu tezde, aşırı geniş bantlı sistemlerde spektral yayılım sınırlarına uygun dalga biçimi oluşturma ve kullanılan anten sisteminin bozucu etkilerini azaltmak için anten transfer fonksiyonu optimizasyonu üzerine çalışmalar yapılmıştır. Anten transfer fonksiyonunun spektral genlik dağılımındaki ideal durumdan sapmaların etkisini en aza indirmek amacıyla, anten giriş işaretinin spektral güç dağılımının anten çıkışında aynı kalması için giriş dalga biçimini uygun şekilde değiştirecek ön giriş işaretleri elde edilmiştir.

Burada yapılan çalışmaların devamı olarak;

1. Anten transfer fonksiyonunun spektral faz tepkesinin doğrusallaştırılması için de çalışmalar yapılabilir.

2. Anten transfer fonksiyonu optimizasyonu için kullanılan modelde daha az sayıda işaret kullanılarak aynı başarımın elde edilmesini sağlayabilecek farklı temel işaret biçimleri araştırılabilir.

3. Kullanılan anten sisteminin transfer fonksiyonu analitik olarak elde edilmiş ise transfer fonksiyonunu ideal duruma yakınlaştırmak için kullanılacak ön giriş işaretinin elde edilmesinde, optimizasyon yöntemleriyle çözüm yerine genel analitik çözümler geliştirilebilir.

4. Ayrıca PPM ve PAM modülasyonlarının kullanıldığı TH ve FH gibi AGB haberleşme uygulamaları için anten sisteminin bozucu etkisinin sistem başarımını ne kadar etkilediği ve önerilen transfer fonksiyonu optimizasyon modeli ile bozucu etkinin azaltılması durumunda sistem başarımını incelenebilir.

5. Bir AGB verici- alıcı sistem için alıcı anten tarafında aynı model uygulanarak alıcı çıkışındaki işaret üzerindeki alıcı antenin bozucu etkisini azaltma başarımı incelenebilir.

5. KAYNAKLAR

1. Taylor, J.D., Ultra Wideband Radar Technology, CRC Press, 2001.
2. Immoreev, I.I. ve Fedetov, D.V., Ultra Wideband Radar Systems: Advantages and Disadvantages, IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2002, 201-205.
3. Immoreev, I., Ten questions on UWB, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 18, 11 (2003) 8-10.
4. Mihai, B., Ultra Wide Band Technologies, Ad Hoc Mobile Wireless Networks–Research Seminar on Telecommunications Software, 2002.
5. Win, M. Z. ve Scholtz, R. A., Impulse radio: How it works, IEEE Communications Letters, 2, 2 (1998) 36-38.
6. Scholtz, R. A. ve Win, M. Z., Impulse Radio, 8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'97, 1997, Helsinki Finland, 245-267.
7. Molisch, A.F., Ultrawideband propagation channels - theory, measurement and modeling, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 54, 5 (2005) 1528-1545.
8. Gezici, S., Tian, Z., Giannakis, G.B., Kobayashi, H., Molisch, A.F., Poor, H.V. ve Şahinoğlu, Z., Localization via ultra-wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks, IEEE Signal Processing Magazine, 22, 4 (2005) 70–84.
9. Immoreev, I. ve Ziganshin, E., Ultra-wideband radar, Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 2004 Second International Workshop, September 2004, Sevastopol Ukraine, 211-213.
10. Immoreev, I.J., Ultrawideband systems-features and ways of development, Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 2004 Second International Workshop, September 2004, Sevastopol Ukraine, 37-41.
11. Hussain, M.G.M., Ultra-wideband impulse radar-an overview of the principles, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 13, 9 (1998) 9-14.
12. Skolnik, M., Status of ultrawideband (UWB) radar and its technology, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1992, Cilt 3, 1224-1227 .

13. Skolnik, M., Andrews, G. ve Hansen, P., Ultrawideband Microwave-Radar Conceptual Design, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 10, 10 (1995) 25-30.
14. Immoreev, I. ve Vovshin B., Features of ultrawideband radar projecting, IEEE International Radar Conference, May 1995, 720-725.
15. Sun, H., Lu, Y. ve Liu, G., Ultra-wideband technology and random signal radar: an ideal combination, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 18, 11 (2003) 3-7.
16. Yang, L. ve Giannakis, G.B., Ultra-Wideband Communications: An Idea Whose Time Has Come, IEEE Signal Processing Magazine, 21, 6 (2004) 26-54.
17. Shen, X., Guizani, M., Qiu, R.C. ve Le-Ngoc, T., Ultra-Wideband Wireless Communications and Networks, John Wiley & Sons, England, 2006.
18. Arslan, H., Chen, Z.N. ve Di Benedetto, M.G., Ultra Wideband Wireless Communication , John Wiley & Sons, New Jersey, 2006.
19. Reed, J.H., An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems, Prentice Hall, USA, 2005.
20. Nekoogar, F., Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications, Prentice Hall, USA, 2005.
21. Siwiak, K. ve McKeown, D., Ultra-Wideband Radio Technology, John Wiley & Sons, England, 2004.
22. Allen, B., Dohler, M., Okon, E.E., Malik, W.Q., Brown, A.K. ve Edwards, D.J., Ultra-Wideband Antennas and Propagation for Communications, Radar and Imaging, John Wiley & Sons, England, 2007.
23. Di Benedetto, M.G. ve Giancolla G., Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals, Prentice Hall, New Jersey, 2004.
24. Ghavami, M., Michael, L.B. ve Kohno, R., Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering, Second Edition, John Wiley & Sons, England, 2007.
25. Oppermann, I., Hamalainen, M. ve Iinatti, J., UWB Theory and Applications, John Wiley & Sons, England, 2004.
26. Gu, X. ve Taylor, L., Ultra-wideband and its capabilities, BT Technology Journal, 21, 3 (2003) 56-66.

27. Hussain, M.G.M., Principles of High-Resolution Radar Based on Nonsinusoidal Waves-Part I: Signal Representation and Pulse Compression, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 31, 4 (1989) 359-368.
28. Hussain, M.G.M., Principles of High-Resolution Radar Based on Nonsinusoidal Waves-Part II: Generalized Ambiguity Function, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 31, 4 (1989) 369-375.
29. Hussain, M.G.M., Principles of High-Resolution Radar Based on Nonsinusoidal Waves-Part III: Radar-Target Reflectivity Model, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 32, 2 (1990) 144-152.
30. Mohamed, N.J., Resolution Function of Nonsinusoidal Radar Signals I: Range-Velocity Resolution with Rectangular Pulses, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 32, 2 (1990) 153-160.
31. Mohamed, N.J., Resolution Function of Nonsinusoidal Radar Signals II: Range-Velocity Resolution with Pulse Compression Techniques, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 33, 1 (1991) 51-58.
32. Mohamed, N.J., Range-Velocity Resolution Function of Nonsinusoidal Radar Signals with Gaussian Time Variations, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 33, 1 (1991) 42-50.
33. Mohamed, N.J., High-Resolution Nonsinusoidal Radars with Three-Dimensional Target Structure, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 36, 3 (1994) 229-241.
34. Ghavami, M., Michael, L.B. ve Kohno, R., Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering, First Edition, John Wiley & Sons, England, 2004.
35. Barnes, A.M., Nag, S. ve Payment, T., Covert Situational Awareness with Handheld Ultra-Wideband Short Pulse Radar, Proceedings of SPIE, Radar Sensor Technology VI, April 2001, Orlando USA, 66-77.
36. Ossberger, G., Buchegger, T., Schimback, E., Stelzer, A. ve Weigel R., Non-Invasive Respiratory Movement Detection and Monitoring of Hidden Humans using Ultra Wideband Pulse Radar, Proceedings of the International Workshop on Ultrawideband Systems and Technologies, May 2004, Kyoto Japan, 395-399.
37. Yarovoy, A.G., Ligthart, L.P., Matuzas, J. ve Levitas, B., UWB Radar for Human Being Detection, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 21, 11 (2006) 22-26.
38. Yarovoy, A.G., Ligthart, L.P., Matuzas, J. ve Levitas, B., UWB Radar for Human Being Detection, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 21, 3 (2006) 10-14.

39. Immoreev, I.Y., Samkov, S. ve Tao, T.H., Short-Distance Ultrawideband Radars, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 20, 6 (2005) 9-14.
40. Levitas, B. ve Matuzas, J., UWB Radar for Human Being Detection Behind the Wall, International Radar Symposium, May 2006, Poland, 1-3.
41. Chia, M.Y.W., Leong, S.W, Sim, C.K. ve Chan, K.M., Through-wall UWB radar operating within FCC's mask for sensing heart beat and breathing rate, European Radar Conference, EURAD, October 2005, Singapore, 267-270.
42. Zetik, R., Crabbe, S., Krajnak, J., Peyerl, P., Sachs, J. ve Thoma, R., Detection and localization of persons behind obstacles using M-sequence through-the-wall radar, SPIE Defence & Security Symposium, April 2006, Orlando USA.
43. Zetik, R., Sachs, J. ve Peyerl, P. Through-Wall Imaging By Means of UWB Radar, EUROEM, July 2004, Magdeburg Germany.
44. Yang Y. ve Fathy, A.E., See-through-wall imaging using ultra wideband short-pulse radar system, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, July 2005, Washington USA, 334-337.
45. Attiya, A.M., Bayram, A., Safaai-Jazi, A. ve Riad, S.M., UWB applications for through-wall detection, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, June 2004, California USA, 3079-3082.
46. Muqaibel, A., Safaai-Jazi, A., Bayram, A., Attiya, A.M. ve Riad, S.M., Ultrawideband through-the-wall propagation, IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation, 152, 6 (2005) 581-588.
47. Mahfouz, M., Fathy, A., Yang Y., Ali, E.E. ve Badawi, A., See-Through-Wall Imaging using Ultra Wideband Pulse Systems, Proceedings of the 34th Applied Imagery and Pattern Recognition Workshop (AIPR05), October 2005, Washington USA.
48. Zhiguo, W., Xi, L. ve Yuanchun, F., Moving Target Position with Through-Wall Radar, International Conference on Radar (CIE '06), October 2006, Shanghai China, 1-4.
49. Lubecke, V.M., Boric-Lubecke, O., Host-Madsen, A. ve Fathy, A.E., Through-the-Wall Radar Life Detection and Monitoring, IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, June 2007, Honolulu, 769-772.
50. Engin, E., Çiftçiolu, B., Özcan, M. ve Tekin, İ., High resolution ultrawideband wall penetrating radar, Microwave and Optical Technology Letters, 49, 2 (2006) 320-325.

51. Park, Y.J., Kim, K. H., Cho, S. B., Yoo, D. W., Youn, D. G. ve Jeong, Y. K., Development of a UWB GPR system for detecting small objects buried under ground, IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST2003), November 2003, Reston Virginia USA, 384-388.
52. Yan, M., Tian, M., Zhu, Q. ve Zhao, M., Design and realization of a compact, low-cost, ultra wideband ground penetrating radar system, Proceedings International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, September 2005, Wuhan China, 364-367.
53. Jeong, Y.K., Lee, M.Q., Park, Y.J., Kim, K.H., Youn, D.G. ve Rhee, Y.C., Development of ground penetration radar using impulse technology, Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC, December 2005, Suzhou China.
54. Vitebskiy, S., Carin, L., Ressler, M.A. ve Le, F.H., Ultra-wideband, short-pulse ground-penetrating radar: simulation and measurement, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 35, 3 (1997) 762-772.
55. Yan, M., Tian, M., Gan, L. ve Chen, X., Impulse Ground Penetrating Radar Hardware System Design, International Conference on ITS Telecommunications Proceedings, June 2006, Chengdu, 1244-1277.
56. Lei, W., Su, Y., Huang, C. ve Liu, L., A UWB impulse surface penetrating radar system for pavement evaluation, Second International Workshop on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, September 2004, Sevastopol Ukraine, 195-197.
57. Lei, W. ve Su, Y., A UWB impulse subsurface imaging radar, IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, MAPE, August 2005, Beijing China, 1356-1360.
58. Khor, W.C. ve Bialkowski, M.E., Investigations into an UWB microwave radar system for breast cancer detection, IEEE Antennas and Propagation International Symposium, June 2007, Honolulu, 2160-2163.
59. Converse, M., Bond, E.J., Van Veen, B.D. ve Hagness, C., A computational study of ultra-wideband versus narrowband microwave hyperthermia for breast cancer treatment, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54, 5 (2006) 2169-2180.
60. Bond, E.J., Li, X., Hagness, S.C. ve Van Veen, B.D., Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 51, 8 (2003) 1690-1705.

61. Converse, M., Bond, E.J., Hagness, S.C. ve Van Veen, B.D., Ultrawide-band microwave space-time beamforming for hyperthermia treatment of breast cancer: a computational feasibility study, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 52, 8 (2004) 1876-1889.
62. Khor, W.C., Wang, H., Bialkowski, M.E., Abbosh, A. ve Seman, N., An Experimental and Theoretical Investigation into Capabilities of a UWB Microwave Imaging Radar System to Detect Breast Cancer, The International Conference on "Computer as a Tool", EUROCON, September 2007, Warsaw Poland, 771-776.
63. Chen, Y., Gunawan, E., Low, K. S., Wang, S., Kim, Y. ve Soh, C. B., Pulse Design for Time Reversal Method as Applied to Ultrawideband Microwave Breast Cancer Detection: A Two-Dimensional Analysis, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 55, 1 (2007) 194-204.
64. Chen, Y., Gunawan, E., Kim, Y., Low, K.S., Soh, C.B. ve Thi, L.L., UWB Microwave Breast Cancer Detection: Generalized Models and Performance Prediction, 28th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS '06, September 2006, New York USA, 2630-2633.
65. Staderini, E.M., An UWB radar based stealthy 'lie detector', Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 6, Edited by Mokole, E.L, Kragalott, M. ve Gerlach, G.R., Springer, 2002, 537-552.
66. Staderini, E.M., UWB radars in medicine, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 17, 1 (2002) 13-18.
67. Tan, A.E.C. ve Chia, M.Y.W, UWB Radar Transceiver and Measurement for Medical Imaging, IEEE International Workshop on Biomedical Circuits & Systems, December 2004, Singapore, 9-12.
68. Pavlov, S.N. ve Samkov, S.V., Algorithm of Signal Processing in Ultra-Wideband Radar Designed for Remote Measuring Parameters of Patient's Cardiac Activity, Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 2004 Second International Workshop, September 2004, Sevastopol Ukraine, 205-207.
69. Lee, C.Y. ve Toumazou, C., Ultra-low power UWB for real time biomedical wireless sensing, ISCAS 2005, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 2005, Kobe Japan, 57-60.
70. Immoreev, I.Y. ve Samkov, S.V., Ultra-Wideband (UWB) Radar for Remote Measuring of Main Parameters of Patient's Vital Activity, Radio Physics and Radio Astronomy, 7, 4 (2002) 404-407.

71. Ogawa, H., Hamaguchi, K., Yamamoto, Y., Hirose, T., Kobayashi, T. ve Kohno, R., Technology development of short range ultrawide-band radar system, Proceedings of the International Workshop on Ultrawideband Systems and Technologies, May 2004, Kyoto Japan, 351-355.
72. Gresham, I., Jenkins, A., Egri, R., Eswarappa, C., Kolak, F., Wohler, R., Bennett, J. ve Lanteri, J.-P., Ultra Wideband 24GHz automotive radar front-end, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 2003, 369-372.
73. Oncu, A., Badalawa, B.B.M.W., Wang, T. ve Fujishima, M., 22-29GHz Ultra-Wideband CMOS Pulse Generator for Collision Avoidance Short Range Vehicular Radar Sensors, Asia and South Pacific Design Automation Conference, ASP-DAC '07, January 2007, Yokohama Japan, 94-95.
74. Allen, B., Brown, T., Schwieger, K., Zimmermann, E., Malik, W., Edwards, D., Ouvry, L. ve Oppermann, I., Ultra Wideband: Applications, Technology and Future Perspectives, Proceedings of the International Workshop on Convergent Technologies (IWCT'05), June 2005, Oulu Finland, 1-6.
75. FCC, Federal Communications Commission, First report and order 02-48, February 2002.
76. Scholtz, R.A., Pozar, D.M. ve Namgoong, W., Ultra-Wideband Radio, EURASIP Journal of Applied Signal Processing, 3, 1 (2005) 252-272.
77. Sörgel, W. ve Wiesbeck, W., Influence of Antennas on the Ultra-Wideband Transmission, EURASIP Journal of Applied Signal Processing, 3, 1 (2005) 296-305.
78. Ni, N. ve Grebel, H., Independently Center-Fed Dipole Array, Microwave and Optical Technology Letters, 45, 6 (2005) 545-548.
79. Li, H.F., Chen, Z.N. ve Li, L., Investigation of Time-Domain Characteristics of Thin-Wire Antennas, Microwave and Optical Technology Letters, 43, 3 (2004) 253-258.
80. Sagnard, F., Uguen, B. ve Zein, G., Reception of an Oblique Electromagnetic Plane Wave by a Linear-Wire Antenna: A Time Domain Analysis, Microwave and Optical Technology Letters, 38, 4 (2003) 281-291.
81. Hussain, M.G.M, Antenna Patterns of Nonsinusoidal Waves with the Time Variation of a Gaussian Pulse-Part I, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 30, 4 (1988) 504-512.
82. Hussain, M.G.M, Antenna Patterns of Nonsinusoidal Waves with the Time Variation of a Gaussian Pulse-Part IV, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 31, 1 (1989) 48-54.

83. Hussain, M.G.M, Al-Halabi, M.M.M. ve Omar, A.A, Antenna Patterns of Nonsinusoidal Waves with the Time Variation of a Gaussian Pulse-Part III, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 31, 1 (1989) 34-47.
84. Hussain, M.G.M, Antenna Patterns of Nonsinusoidal Waves with the Time Variation of a Gaussian Pulse-Part II, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 30, 4 (1988) 513-522.
85. Lestari, A.A., Implementation of the Z Matrix Interpolation in the Method of Moments for Analysis of Transient Antennas Excited by UWB Pulses, IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, IWAT 2005, March 2005, Singapore, 258-261.
86. Choudhury, A.K., Samaddar, S.N. ve Mokole, E., Transient Field of Non-Reflecting Resistively Loaded Dipole Excited by Ultrawide Band Signals, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, June 1998, Atlanta USA, 2314-2317.
87. Sagnard, F. ve Vignat, C., Extension of the Analytical Modelling of Resistive Loaded Thin-Wire Antennas to Gaussian Derivatives Excitations, Microwave and Optical Technology Letters, 47, 6 (2005) 548-553.
88. Samaddar, S.N. ve Mokole, E.L., Transient Behavior of Radiated and Received Fields Associated with A Resistively Loaded Dipole, Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 4, Kluwer Academic / Plenum Publishers, New York, 1999, 165-180.
89. Gacia, I.S., Bretones, A.R. ve Martin, R.G., Pulse-Receiving Characteristics of V-Dipole Antennas with Resistive Loading, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 40, 2 (1998) 174-176.
90. Esselle, K.P. ve Stuchly, S.S., Pulse-Receiving Characteristics of Resistively Loaded Dipole Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 38, 10 (1990) 1677-1683.
91. Choudhury, A.K., Polarization Characteristics of Resistively Loaded Orthogonal Dipoles Excited by Ultra Wideband Signals, IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, May 2002, 327- 331.
92. Choi, S.H., Park, J.K., Kim, S.K. ve Park, J.Y., A New Ultra-Wideband Antenna for UWB Applications, Microwave and Optical Technology Letters, 40, 5 (2004) 399-401.
93. Lestari, A.A., Yarovoy, A.G., Ligthart, L.P. ve Rahardjo, E.T., A UWB Antenna for Impulse Radio, IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, VTC 2006-Spring, May 2006, Melbourne Australia, Cilt 6, 2630-2634.

94. Andrieu, J., Nouvet, S., Bertrand, V., Beillard, B. ve Jecko, B., Transient Characterization of a Novel Ultrawide-Band Antenna: The Scissors Antenna, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 53, 4 (2005) 1254-1261.
95. Kim, K. ve Scoot, W.R., Design of a Resistively Loaded Vee Dipole for Ultrawide-Band Ground-Penetrating Radar Applications, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 53, 8 (2005) 2525-2532.
96. Yong, C., Wenjun, L., Chonghu, C. ve Wei, C., Design and Study of a Compact Planar Ultra-Wideband Antenna, Frontiers of Electrical and Electronic Engineering in China, 2, 4 (2007) 440-443.
97. Behdad, N. ve Sarabandi, K., A Compact Antenna for Ultrawide-band Applications, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 53, 7 (2005) 2185-2192.
98. Ni, N. ve Grebel, H., Two-Element Independently Center-Fed Dipole Array for Ultrawideband and Ultrashort Pulse Applications, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 5 (2006) 127-129.
99. Hussain, M.G.M., Cylindrical Array Beamforming Based on Ultra-Wideband Signals, IEEE International Radar Conference, Arlington, May 2005, Virginia USA, 618- 622.
100. Hussain, M.G.M., Principles of Space-Time Array Processing for Ultrawide-Band Impulse Radar and Radio Communications, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 51, 3 (2002), 393-403.
101. Foo, S. ve Kashyap, S., Time-domain Array Factor for UWB Antenna Array, Electronics Letters, 39, 18 (2003) 1304-1305.
102. Hussain, M.G.M., Characteristics of Ultra-Wideband Electromagnetic Missile Generated by Focused Two-Dimensional Array, Progress In Electromagnetics Research, PIER 49, 2004, 143-159.
103. Heidary, K., Ultra-Wideband Antenna Arrays, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, June 2001, Boston MA USA, Cilt 2, 472-475.
104. Mokole, E.L., Behavior of Ultrawideband-Radar Array Antennas, IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, October 1996, Boston MA USA, 113-118.
105. Soergel, W., Waldschmidt, C. ve Wiesbeck, W., Transient Radiation from a Linear UWB Antenna Array, URSI EMTS, 2004, Pisa Italy, 1254-1256.
106. Wu, X.H., Kishk, A.A. ve Chen, Z.N., A Linear Antenna Array for UWB Applications, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, July 2005, Cilt 1A, 594-597.

107. Hussain, M.G.M., Theory and Analysis of Adaptive Cylindrical Array Antenna for Ultrawideband Wireless Communications, IEEE Transactions on Wireless Communications, 4, 6 (2005), 3075-3083.
108. Zhang, Z., Tan, Q. ve Qiu, M., A New Architecture for an Ultra-resolution Sparse UWB Array, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, July 2005, Cilt 1A, 602-605.
109. Schwartz, J.L. ve Steinberg, B.D., Ultrasparse, Ultrawideband Arrays, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 45, 2 (1998) 376-393.
110. Chen, Z.N., Wu, X.H., Li, H.F., Yang, N. ve Chia, M.Y.W., Considerations for Source Pulses and Antennas in UWB Radio Systems, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 52, 7 (2004) 1739-1748.
111. Balanis, A.C., Antenna Theory Analysis and Design, Second Edition, John Wiley & Sons, New York, 1997.
112. Boryssenko, A.O. ve Schaubert, D.H., Antenna Link Transfer Function Factorization Applied to Optimized Channel Design, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 54, 10 (2006) 2878-2889.
113. Pozar, D.M., McIntosh, R.E. ve Walker, S.G., The Optimum Feed Voltage for a Dipole Antenna for Pulse Radiation, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 31, 4 (1983) 563-569.
114. Pozar, D.M., Kang, Y.W. ve Schaubert, D.H., Optimization of the Transient Radiation from a Dipole Array, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 33, 1 (1985) 69-75.
115. Kang, Y.W. ve Pozar, D.M., Optimization of Pulse Radiation from Dipole Arrays for Maximum Energy in a Specified Time Interval, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 34, 12 (1986) 1383-1390.
116. Önder, M. ve Kuzuoğlu, M., Optimal Control of the Feed Voltage of a Dipole Antenna, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 40, 4 (1992) 414-421.
117. Pozar, D.M., Waveform Optimizations for Ultrawideband Radio Systems, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 51, 9 (2003) 2335-2345.
118. Shan, D.M., Chen, Z.N. ve Wu, X.H., Signal Optimization for UWB Radio Systems, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 53, 7 (2005) 2178-2184.
119. Savov, S.V., An Optimization of Voltage Pulse Excitation in a UWB Radio System, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 55, 1 (2007) 139-142.

120. Huang, Y., Bi, G. ve Fan, X., Optimization of Waveforms for UWB Circular and Disk Antenna Arrays, Signal Processing, 85, 4 (2005) 657-665.
121. Huang, Y., Bi, G., Fan, X. ve Wangjiang, Optimization of Waveforms for UWB Disk Antenna Arrays, IEEE 58th Vehicular Technology Conference, VTC 2003-Fall, October 2003, Florida USA, Cilt 5, 3159-3163.
122. Zimmer, R. ve Waldow, P., A Simple Method of Generating UWB Pulses, IEEE Eighth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, September 2004, Sydney Australia, 112-114.
123. Parr, B., Cho, B., Wallace, K. ve Ding, Z., A Novel Ultra-Wideband Pulse Design Algorithm, IEEE Communications Letters, 7, 5 (2003) 219-221.
124. Wu, Y., Molisch, A.F., Kung, S.Y. ve Zhang, J., Impulse Radio Pulse Shaping for Ultra-Wide Bandwidth (UWB) Systems, 14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2003, September 2003, Beijing China, Cilt 1, 877-881.
125. Luo, X., Yang, L. ve Giannakis, G.B., Designing Optimal Pulse-Shapers for Ultra-Wideband Radios, Journal of Communications and Networks, 5, 4 (2003) 344-353.
126. Wu, X., Tian, Z., Davidson, T.N. ve Giannakis G.B., Optimal Waveform Design for UWB Radios, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP '04, May 2004, Montreal Canada, Cilt 4, 521-524.
127. Wu, X., Tian, Z., Davidson, T.N. ve Giannakis G.B., Optimal Waveform Design for UWB Radios, IEEE Transactions on Signal Processing, 54, 6 (2006) 2009-2021.
128. Ouertani, M., Besbes, H. ve Bouallegeue, A., Modified Hermite Functions for Designing New Optimal UWB Pulse-Shapers, European Signal Processing Conference EUSIPCO, September 2005, Antalya.
129. Wu, X., Sha, X. ve Zhang, N., Modified Hermite Function Based Pulse Shaping Algorithm for Ultra-Wideband Communications, IEEE Radio and Wireless Symposium, January 2007, Long Beach CA USA, 395 – 398.
130. Lulu, Y., Chuanyun, Z. ve Haili, L., A Ultra-Wideband Pulse Design Algorithm Using Modified Hermite Polynomials, International Conference on Communication Technology ICCT '06, November 2006, Guilin China, 1-4.
131. Tsai, C.Y. ve Jeng, S.K., Design of an Ultra-Wideband Waveform Shaping Network Using an Analog Microwave Differentiator Array fed by a Gaussian Pulse Signal, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, July 2006, Albuquerque New Mexico, 1307-1310.

132. Jie, Y. ve Na, W.L., Waveform Design for UWB Communication based on Combined Wavelet Pulse, International Conference on Wavelet Analysis and Pattern Recognition ICWAPR '07, November 2007, Beijing China, Cilt 4, 1837-1842.
133. Zhou, L. ve Zhu., H., Waveform Design and Performance Analysis of Ultra-Wideband (UWB) Pulse Based on Iterative Algorithm, 4th Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, August 2006, Dalian China, 755-758.
134. Lu, G., Spasojevic, P. ve Greenstein, L., Antenna and Pulse Design for Meeting UWB Spectrum Density Requirements, IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, November 2003, Virginia USA, 162-166.
135. Bucella, C., Feliziani, M. ve Manzi, G., Pulse Shaping Numerical Procedures for Ultrawide Bandwidth Systems, IEEE Transactions on Magnetics, 43, 4 (2007) 1549-1552.
136. Wu, X., Sha, X. ve Zhang, N., Pulse Shaping Method to Compensate for Antenna Distortion in Ultra-Wideband Communications, Science in China Series F-Information Sciences, 50, 6 (2007) 878-888.
137. Ruan, Y., Guo, Y., Khoo, K. ve Shi, X., Optimal UWB Waveform Design for Antenna Dispersion Compensation, IEEE International Conference on Ultra-Wideband ICUWB 2007, September 2007, Singapore, 473-477.
138. Sun, W. ve Yuan, Y., Optimization Theory and Methods: Nonlinear Programming, Springer, USA, 2006.
139. Chong, E.K.P. ve Zak, S.H., An Introduction to Optimization, Second Edition, John Wiley & Sons, USA, 2001.
140. Harrington, R.F., Matrix Methods for Field Problems, Proceedings of the IEEE, 55, 2 (1967) 136-149.
141. Sawaya, K., Numerical Techniques for Analysis of Electromagnetic Problems (Special Issue on Recent Progress in Electromagnetic Compability Technology), IEICE Transactions Communications, E83-B, 3 (2000) 444-452.
142. Erdoğan, K., İnce Antenler, K.T.Ü. Basımevi, Trabzon, 1993.
143. Kaya, H., Moment Yönteminin Anten Problemlerine Uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü K.T.Ü., Trabzon, 1988.
144. Balanis, C.A., Antenna Theory, Analysis and Design, Harper and Row, New York, 1982.
145. Orfanidis, S. J., Electromagnetic Waves and Antennas, 2004.

146. Strait, B.J., Sarkar, T. ve Kuo, D.C., Special Programs for Analysis of Radiation by Wire Antennas, Scientific Report No.1, Air Force Cambridge Research Laboratories, June 1973, Bedford.
147. Stutzman, W.L. ve Thiele, G.A., Antenna Theory and Design, John Wiley & Sons, USA, 1981.
148. Boryssenko, A.O. ve Schaubert, D.H., Electromagnetics-Related Aspects of Signaling and Signal Processing for UWB Short Range Radios, Journal of VLSI Signal Processing, 43, 1 (2006) 89-104.

ÖZGEÇMİŞ

Yasin OĞUZ, 27 Ağustos 1976 tarihinde Trabzon'da doğdu. İlköğrenimini Sürmene'de Hasan Tahsin Kırallı İlkokulu'nda tamamladı. Orta ve lise öğrenimini Sürmene Lisesi'nde üstün derece ile tamamladıktan sonra 1994 yılında girdiği Karadeniz Teknik Üniversitesi, Mühendislik – Mimarlık Fakültesi, Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümünü 1997–1998 öğretim döneminde birincilikle bitirerek Elektronik Mühendisi ünvanıyla mezun oldu. 1998 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilimdalı'nda yüksek lisans eğitimi almaya hak kazandı. 1998–1999 öğretim döneminde Karadeniz Teknik Üniversitesi, Yabancı Diller Bölümü, İngilizce Hazırlık Sınıfını başarıyla bitirdi. 1999-2000 öğretim döneminde yüksek lisans eğitimine başladı. Aynı zamanda Aralık 1999-Ocak 2001 tarihleri arasında Elektrik–Elektronik Mühendisliği bölümünde araştırma görevlisi olarak görev yaptı. Ocak 2002'de yüksek lisans eğitimini tamamladı. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilimdalı'nda doktora eğitimine başladı. Ocak 2001 tarihinden itibaren Karadeniz Teknik Üniversitesi, Enformatik (Bilişim) Bölümünde öğretim görevlisi olarak görev yapmaktadır. Yabancı dili İngilizcedir.